

Abstract

Superconducting magnetic energy storage pulsed power system has more advantages compared to conventional pulsed power system, such as higher power storage density, higher transmission power and static storage can be realized without losses, and so on. It has been widely applied in National Defense Construction and civil manufacture, and has been paid more and more attention. A limitation in the superconducting energy storage system is the opening switches, since the amplitude of the output pulse shape, width and stability are all constrained by the opening switch. This paper investigate the opening switch structure of superconducting magnetic energy storage pulsed power systems.

Compared to conventional opening switches, solid state switches have more advantages as the main opening switch of superconducting magnetic storage pulsed power systems. And, by comparing the familiar power electronic devices, the paper selects IGBT as the main object to study. Meanwhile, the advantages, characteristics, structure, drive and protection circuit of IGBT was discussed.

Superconducting magnetic storage pulsed power systems require high-capacity opening switch. The series and parallel technology of IGBT is extremely urgent. This paper discusses the series and parallel connection technology of IGBT in the fourth chapter and fifth chapter. In the research of dynamic current balancing of parallel IGBT, the methods of pulse transformer and gate resistance compensation are proposed. Principal of these two methods and experimental results with parallel connected two IGBT are described. After that, A method of multi-level IGBT drive signal synchronization dynamic compensation also be proposed in this paper by employ multi-transformers.

The dynamic voltage balancing technology of series IGBT is the research focus at home and abroad. For the high stability requirements of superconducting magnetic storage pulsed power systems, this paper present a hybrid dynamic voltage balancing technique based on terminal voltage clamp and snubber circuit, which can achieve good voltage balancing with minimum number of components and minimum total losses.

Key words: superconducting magnetic energy storage pulsed power system; opening switch; IGBT; series and parallel connection

西南交通大学

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权西南交通大学可以将本论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复印手段保存和汇编本学位论文。

本学位论文属于

1. 保密 ，在 年解密后适用本授权书；
2. 不保密 ，使用本授权书。

(请在以上方框内打“√”)

学位论文作者签名：王建民

日期：2010.5.28

指导老师签名：

王豫

日期：2010.5.28

西南交通大学硕士学位论文主要工作（贡献）声明

本人在学位论文中所做的主要工作或贡献如下：

1. 本论文研究超导储能脉冲系统中的断路开关结构，通过对目前存在的各种断路开关的性能做对比分析，并结合具体课题的应用需求，得出了电力电子开关器件串并联结构可以实现超导储能脉冲系统应用的结论。
2. 通过对各种常用电力电子器件的结构与性能做详细比较，选择IGBT作为串并联技术主要研究器件，阐述了选择理由。并在深入研究IGBT工作特性、驱动及保护电路基础上探讨了适合超导储能脉冲系统用的IGBT驱动、保护电路设计。
3. 对 IGBT 的并联动、静态均流技术与串联动、静态均压技术做了较为深入的研究，提出了适合超导储能脉冲系统用的均流、均压措施，并进行了相关的理论、仿真与实验研究。

本人郑重声明：所提交的学位论文，是在导师指导下独立进行研究工作所得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对本文的研究做出贡献的个人和集体，均已在文中作了明确说明。本人完全了解违反上述声明所引起的一切法律责任将由本人承担。

学位论文作者签名：王建民

日期：2010.5.28

第 1 章 绪 论

1.1 超导电性与超导体

1.1.1 超导电性

1911 年, 荷兰科学家卡末林·翁内斯 (K. I. Onnes) 用液氮冷却水银, 当温度下降到 4.2K 时发现水银的电阻突然降到零。在低温下, 随着电阻的消失, 材料已处于一种新的状态, 这种状态被称为超导态, 而将这种材料称为超导体^[1]。超导体拥有完全导电性与完全抗磁性两个最基本特性。

完全导电性也即零电阻特性。很久以来人们已经知道, 金属的电阻率会随着温度的降低而减小。昂纳斯在研究金属电阻随温度变化的规律时发现, 当温度降低时, 水银的电阻先是平稳地减小, 而在 4.2K 附近电阻突然降为零, 于是称这种情况下发生的零电阻现象为物质的超导电性。电阻突然下降为零的这个温度一般称为超导体的临界转变温度 T_c , 当 $T > T_c$ 时超导体为正常态, 而 $T < T_c$ 时则呈现超导态。

超导体并非一种新的物质, 许多元素、氧化物、化合物、合金在一定条件下, 均能处于超导态, 表现出超导现象。并且, 不同材料转变成超导态的临界温度也各不相同。铌三锗 (Nb_3Ge) 的 T_c 为 23.2K, 铌钛 ($NbTi$) 和铌三锡 (Nb_3Sn) 的 T_c 分别为 9K 和 18.2K。NbTi 和 Nb_3Sn 是线材技术较为成熟的超导体, 也是用得最多的超导材料, 它们都必须运行于液氮温区 (4.2K), 冷却技术比较复杂, 运行费用较高。

80 年代后期, 人们发现了临界温度达到液氮温区 (77K) 以上的超导体即高温超导体, 而液氮远比液氦资源丰富, 价格低廉, 使得这类超导体给超导应用技术带来了巨大的希望。临界温度高于 77K 的超导体一般均为金属氧化物, 成材较为困难^[2]。

1933 年, 德国物理学家迈斯纳 (Meissner) 通过实验发现, 当置于磁场中的超导体从正常态变为超导态后, 其体内的磁通量将全部被排出体外, 磁感应强度将恒为零。同时超导体外的磁通密度增加。这种特性称为超导体的完全抗磁性, 又称迈斯纳效应。超导体完全抗磁性的产生是由于其表面感生了一个分布和大小刚好与外界磁场相同的磁场, 使得超导体内合场强为零。这种现象的对外表现便是磁场无法穿越^[3]。

习惯上, 人们把完全排除体内磁通的超导体称为理想超导体, 也就是第一类超导体; 把体内出现部分束缚磁通, 即出现非线性的磁化行为, 具有上、下临界磁场的超导体称为第二类超导体; 而把具有不可逆磁化行为即存在磁通屏蔽、俘获磁通和具有剩磁的超导体称为非理想第二类超导体。

除了临界温度外，超导磁体还具有临界电流密度与临界磁场两个临界参量。若超导体处于超导态，维持温度不变 ($T < T_c$)，增大外加磁场至某一临界值时，超导电性也会消失，超导体转入正常态。我们称这一磁场为临界磁场 H_c 。实验表明，对确定的超导物质而言，其 H_c 是随温度而变化的。并且，与临界温度类似，不同的超导体其临界磁场值也各不相同。

由于电流会产生磁场，所以，当通过超导体的载流增大到某一数值时也会破坏超导体的超导电性，即超导体还存在临界电流，用 I_c 表示。该临界电流通常被定义为超导体两端电压达到 $0.1 \mu\text{V/cm}$ 时所通过的工作电流。另外，我们将超导体每平方厘米上可通过的最大电流值叫做临界电流密度，用 J_c 表示。一般情况下，因为超导体的断面积是确定的，所以，为了方便参考，工程上常用临界电流值来表示其临界电流密度。由于临界磁场与温度有关，故 I_c 也是随温度不同而不同的。

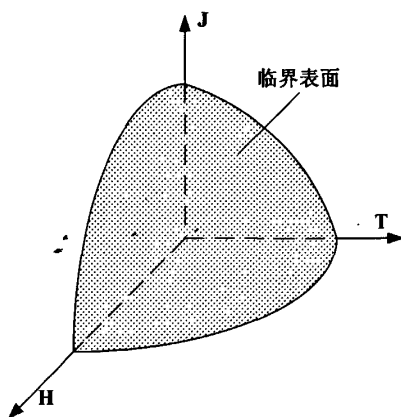


图 1-1 三大临界参数示意图

超导体的三大临界值即临界温度、临界磁场和临界电流密度三者之间的关系如图 1-1 所示，这三个参量与坐标轴所围区域以内的超导材料呈现超导态，区域以外则呈现正常态。

1.1.2 超导磁体及应用

超导磁体是用超导线绕制的线圈和保持其超低温的容器的总称，与常规磁体相比，超导磁体具有许多优越性。首先，超导磁体能获得极强的磁场，可高达 10T-100T，并且只要超导电性不被破坏，就可以保持恒定的磁场不衰减。然后，超导磁体的体积和重量都很小，这是由于超导体没有电阻热效应的限制，超导线允许的电流密度要比普通导体的电流密度大很多。另外，超导磁体的磁场均匀性高、稳定性好，是普通磁体无法相比的。

超导材料特别是高温超导材料的不断问世，为超导技术从实验室研究走向应用铺

平了道路。目前来看,超导磁体与超导技术的应用前景是非常广阔的,涉及到电工电力、交通、通信、生物医学、军事工程等众多领域。我国也在十五期间在 863 计划中设立了超导技术专项,支持了一批超导储能、超导电力技术的研究工作^[4-9]。其应用可大致分为两个方面,一是超导大电流应用,如超导磁储能系统、超导脉冲功率系统、超导电力技术、超导磁流体发电技术、超导磁悬浮列车等。二是超导电子学的应用技术,如超导电子元件、超导计算机、基于超导的核磁共振谱仪等。总之,随着超导技术的发展与超导材料的突破,超导体的应用环境必将越来越广阔。

超导磁储能系统 SMES

超导技术是解决现代电力系统一系列重大问题的新途径。SMES 是利用超导磁体将电磁能直接储存起来,需要时再将电磁能返回电网或其他负载。超导线圈在通过直流电流时没有热损耗,同时其电流密度比一般常规导体要高 1~2 个数量级,因此,它不仅能长时间无损耗地储存能量,而且能达到很高的能量密度,超导磁储能系统具有能量转换效率高(可达 95%)、响应速度快、大功率和大能量系统、寿命长及维护简单、污染小等众多优点。可通过变流器与电网相连,对电力系统进行有功、无功补偿,能有效提高电力系统的稳定性^[10]。

超导电机

超导绕组可以实现高磁场、紧凑结构。应用于电机,则可以提高气隙磁通密度,甚至省略铁芯。在产生相同的感应电势的条件下,气隙磁通密度的提高减小了切割磁通的导体长度,这使得电机的绕组安匝数下降,电感减小。上述因素使得超导电机体积小、重量轻、同步感抗小、出力范围大。目前,超导电机的研究大多集中于电动机,而且多有军方背景,主要是军方针对超导电机体积小、重量轻的特点,对舰船推进电机的超导化寄予了较高的期望。美国在能源部以及军方的支持下,对高温超导推进电机进行了大量的研究工作,500 马力量级的舰船推进电机已经研制成功,并交付海军在模拟舰船上进行了试验^[4]。

超导磁悬浮列车

超导磁悬浮列车是超导技术应用于现代交通领域的突出性代表。磁浮列车可以实现列车与地面轨道间的无机械接触,从根本上克服了传统列车轮轨粘着限制、机械噪声和磨损等问题^[11-13]。而超导磁悬浮列车是利用超导直线电机产生悬浮力、导向力和推进力,使列车在轨道上悬浮起来,并推动列车高速前进。与普通的磁浮列车相比,超导磁悬浮列车具有更多的优势。首先,超导磁浮列车悬浮间隙大,一般可大于 100mm,大大减小了对路轨公差的要求。并且,列车的悬浮、导引与推进可以同时实现,速度可高达 500km/h 以上。另外,因为是永久电流工作,故不需要车上的供电系统,重量可以做到很轻的同时还能大大减小耗电量。2001 年 1 月 3 日,世界第一辆载人高温超导磁悬浮实验车在我校研制成功,标志着超导磁悬浮列车的实用化又向前迈

了坚实的一大步。

1.2 超导储能脉冲技术与研究现状

超导储能脉冲系统大体上分为超导储能系统、能量变换电路与负载三个环节。其中，能量变换电路中的主要器件便是断路开关。

首先，利用超导磁体储能密度大、传输功率高、可长期无损耗储能等优势将电能无损耗的存储与超导线圈内。若超导磁体的电感量为 $L(H)$ ，流过超导磁体的电流强度为 $I(A)$ ，则在超导线圈内会储存有一定量的电磁能，该电磁能 $W(J)$ 的大小可由式(1-1)表示：

$$W = \frac{1}{2} LI^2 \quad (1-1)$$

当达到需要的预置电流时可停止充电让超导线圈闭环储能。需要释放能量时，控制断路开关系统动作，使超导线圈中的电流被迫换向到负载中去，从而实现能量的快速释放。整个过程实现了基于超导储能系统的能量压缩、整形与传输。图 1-2 为超导储能脉冲系统的结构示意图。

高功率脉冲装置的小型化与紧凑化是目前脉冲装置的主要发展方向，而超导储能系统的应用可以在一定程度上可以降低现有高功率脉冲电源的体积和重量。因此超导储能脉冲功率技术已经成为高功率脉冲技术中具有重大发展潜力的一个非常重要的研究方向。

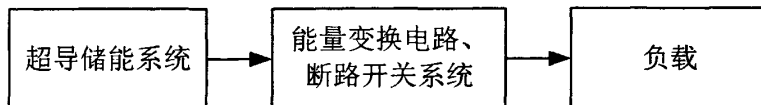


图 1-2 超导储能脉冲系统结构示意图

电感储能技术应用于高功率脉冲电源中始于 20 世纪中期，并在随后的几十年里取得了长足的进步，因其储能密度高（可达 $10^8 J/m^3$ ）、传输功率大，使得电感储能装置得以实现较小的体积和成本^[14]。20 世纪 50 年代，美国密芝干大学 Early 等人成功的进行了兆焦量级电感储能电源的实验研究，证实了应用电感储能作为强脉冲电源的可行性，且在文中讲到：“储存磁能最适合毫秒级脉冲的应用，如果快速断路开关技术有所突破，电感储能可以经济地产生微秒级高功率脉冲”^[15]。

1967 年，美国的 Edward 等人在陆军导弹司令部等单位的资助下对超导储能磁体在脉冲系统中的应用做了相关研究，并且对两个线圈进行了放电实验。最终，超导储能磁体在脉冲系统中可以被有效利用的结论被得出^[15]。

1975 年，美国磁公司设计建造完成了一个 300kJ 的超导脉冲储能线圈，临界电流为 15kA，运行电流 10kA，中心磁通密度达 $2Wb/m^2$ ，磁体放电时最大端压达 40kV，

该超导线圈预计可在 10s 内充电完毕、2ms 内完成放电，重复充、放电周期为 30s。而在早些时候，美国磁公司使用单芯的小直径铜基超导材料已为美国空军飞行动力实验室建造了脉冲超导储能线圈，在 1ms 时间内完成了 1kJ 和 10kJ 储能线圈的快速放电实验，在 1s 时间内完成了 5 次脉冲输出，每次运行电流均达临界电流的 90% 以上^[16]。

1987 年，美国源于战略防御计划而发展起来了用于电力保障的 ETM 超导储能磁体 Micro-SMES。同时期，日本设计了 4MJ 超导磁体储能的脉冲电源系统^[15]，该系统由 3MJ 和 4MJ 的两个超导脉冲磁体、5000kW 断路器等组成，并开展了一个脉冲磁体向另一个脉冲磁体脉冲放电的实验，脉冲放电的单次移能效率可达 93%，实验结果证明该装置可以实现能量在两个超导磁体间高效率转移且整个过程磁体运行稳定。该实验对于讨论大电感之间的放电问题具有指导性意义。

1993 年，法、德、荷三国共同提出了一个关于电炮技术的联合研究开发计划，研究所、军队、大学以及工业界均参与了这个三边的合作计划，其研究内容包含了新物理概念的澄清以及原理性演示装置的构建。在这个研究项目中，德国人的主要工作方向在于电源储能系统的开发研究。由于相对其它应用于电炮领域的储能方式（如电容储能），超导储能的储能密度大且可近乎无损耗的闭环长期运行，德国人对超导储能作为脉冲功率模块的工作进行了深入细致的研究和试验。他们构建了平行式六螺管超导储能模块，其储能量为 0.5MJ，并对储能模块的充电以及快速放电功能进行了仿真和实验^[17]。

此外，欧洲其他国家也在积极进行超导脉冲系统的研究。法国为了提高超导储能磁体的输出功率、降低对开关器件要求，采用了与脉冲变压器相结合的放电形式，并在此基础上研制了 500J 的脉冲变压器^[18]。1996 年，德国在 TESLA 中也进行了一系列快速响应 SEMS 的研究工作，并对电磁推进脉冲电源进行了超导化的研究^[19,20,21]，并且，由于粒子加速器脉冲负载对电网造成的扰动，采用 SEMS 作为中间电源进行平衡，实现了 SEMS 提高电力系统稳定性的功能。同时，俄罗斯也研制了峰值脉冲电流可达 115kA 的超导储能磁体^[22]。值得一提的是，受限于当时的超导材料发展水平，上述这些研究大多采用的是低温超导材料，目前国际上对脉冲功率用高温超导磁储能系统的研究也已经展开^[23,24]。

自 1995 年中科院电工所研制成功我国第一台超导储能实验样机以来，我国的超导储能脉冲功率技术研究也取得了长足进步，近年来已出现许多该领域的研究工作。等离子体物理所、中科院高能物理所、中科院电工所、华中科技大学超导电力研究中心等单位进行了多类超导磁体的研究与实验。研究内容涉及超导磁体的充、放电特性^[25,26,27]，强磁场超导磁体在高能物理加速器等方面的应用，超导磁体在脉冲电流冲击下的特性^[28]，以及超导磁储能系统（SMES）在电力系统的各项应用。

华中科技大学聚变与电磁新技术教育部重点实验室超导电力研究中心的秦华容等

人设计了基于高温超导磁体与脉冲变压器相结合的脉冲系统，并最终在负载上得到了峰值电流 40A，上升沿 200 μ s 的单电感放电脉冲波形和多电感放电叠加的脉冲波形^[29]。同时，该校的周羽生等人也同样对高温超导脉冲实验磁体进行了充电储能和脉冲放电特性试验，在提出超导储能系统“一机三职”功能的基础上^[30]，探讨了基于超导电感储能系统和超导开关的脉冲功率成型技术。提出了可使用多个超导磁体串联充电、并联放电以及串联充电、次序放电的多重化高温超导磁储能脉冲功率成形方案，并进行了相关实验^[31]。

虽然我国超导储能脉冲功率系统的研究以及系统在各个方面的应用还处于初期的探索阶段，但我们相信随着高温超导磁体技术的不断发展以及国家在超导技术方面投资的逐步增加，超导储能脉冲系统必将取得突破性研究成果。

1.3 断路开关技术与研究现状

脉冲功率技术的发展极大地依赖于开关单元性能的提高。高压大电流开关技术是脉冲功率技术的重要组成部分，占据举足轻重的位置，它的可靠工作是整个装置正常运行的基本条件，并且电感储能脉冲系统最终能够输出脉冲的幅值、脉冲前沿上升时间、脉冲宽度、脉冲波形和波形的稳定性等等都受到开关器件参数的制约。特别的，在电感储能系统特别是超导储能脉冲系统中，断路开关对系统性能的影响显得更加重要。另外，系统效率在很大程度上也取决于对开关器件的精确控制。因此，必须选择合适的开关器件与超导储能脉冲技术中的不同电路实现形式相匹配才能达到最佳预期效果。

电感储能技术对断路开关的综合要求是：应具有长的传导时间；传导的电流值大（kA-MA 级）；开关损耗应尽可能低；断开电阻要大；能承受高的恢复电压^[32-39]；有时还要求快速复原，能以较高重复率工作。

电感储能型高功率脉冲电源技术的重点和难点在于断路开关的设计。断路方法分为两类，即直接断路法和抵消脉冲法^[40]。直接断路开关的原理电路如图 1-3。工作原理如下：储能电感 L_s 由电源经断路开关 OS 充电，充到预置电流后闭合开关 K，同时断开断路开关 OS，将 L_s 中储存的能量传送到负载 R 上。

抵消脉冲断路开关原理电路如图 1-4 所示。电容 C 先预充电到某一值，储能电感 L_s 由电源经断路开关 OS 充电，充到设定值时闭合 K1， C 将沿回路 OS、K1 放电，产生抵消脉冲电流 I ，将断路开关电流抵消到零或较小值时再断开 OS，同时闭合 K2，这样 L_s 中储存的能量就传送到了负载 R 上。

一般来说，能用于直接断路电路的断路开关都可以用于抵消脉冲型断路开关。目前高功率脉冲电源直接断路开关有很多种，表 1-1 列出了几种常见的断路开关的有关内容^[29,40]。

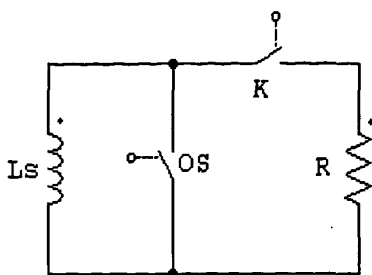


图 1-3 直接断路法示意图

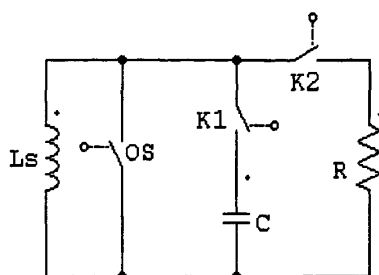


图 1-4 抵消脉冲法示意图

表 1-1 常见断路开关

断路开关名称	断路电流、断路电压及开关动作时间实验值	特点及优缺点
半导体断路开关 SOS	45kA, 450kV, 30ns 500kA, 3kV	串并联得到大的断流能力, 寿命长, 可靠性高
半导体断路开关 DSRD	20kA, 0.5-5ns	串并联得到大的断流能力, 寿命长, 可靠性高
静电感应晶闸管	15kV, 200ns	寿命长, 可靠性高
等离子体(融蚀)断路开关 POS	1.4MA, 265ns 0.75MA, 4.25MV, 10ns	断路电流大, 开关动作时间短, 辅助设备复杂, 成本高。
超导开关	7kA, 5kV	断路时间短, 电阻变化率大
真空断路器 VI	100kA, 10ns	可与其他开关组成复合开关以增加断流能力
机械开关	50kA, 可达毫秒级	机械接触, 低阻抗
电爆炸导体开关 (FUS)	60MA, 1us	断路电流大, 只能单次
炸药爆炸断路开关 (EXP)	20MA, 几微妙 40MA, 20ns	断路电流大, 只能单次
IGBT、IGCT	单管容量较小	应用成熟, 可通过串并联获得较大断路电流

从以上各种断路开关的典型值和特点可以看出, 半导体器件在其中虽然占有很重要的地位, 但是整体容量都偏低。所以, 一直以来, 在需要得到超高压、超大电流的情况下, 真空开关、导体爆炸开关和等离子体溶蚀开关等依旧占主导地位。

2005 年, 俄罗斯联邦原子核研究中心的 A. S. Boriskin 等人通过导体爆炸开关在由

永磁电机供电的单匝螺线管上获得了峰值 3MA 的脉冲电流,该电流上升时间为 0.5 μ s,单匝螺线管内的磁场达到了 300T^[41]。

美国海军等离子体物理研究中心的 R. J. Commisso 等人利用等离子体断路器 (POS) 在负载二极管上获得了上升时间小于 100ns,电压最高幅值为 4MV 的大功率脉冲^[42]。

从断路器的发展历史可以获知,以往,大功率快速换流通常都是气体放电器件或者是机械接触式器件来实现,这曾经在很大程度上成为在技术上唯一可能实现的手段。后来发展到了等离子体、导体爆炸、炸药爆炸类开关。然而这些器件存在原理上的缺陷,这是由其本身性质决定的。首先是协调工作的不稳定性,使得复杂系统难以同步,其次是电极易于损坏,使用寿命短,维护复杂,易受干扰,不够可靠。并且,这些断路器很多只能单次工作,且触发结构比较复杂,其自身触发也需要用到较大功率的脉冲电源。

随着半导体技术的飞速发展,电力电子开关器件的容量逐渐增大,使得其作为电感储能型脉冲功率系统中的断路器成为可能。电力电子器件是全固态开关,与传统的专用断路器相比有突出的优势,其开关速度快、工作稳定性高、工作寿命长、易于控制。而且,随着半导体技术的发展,单个器件容量会逐渐增大的同时,器件的响应时间、体积、重量会随之呈下降趋势,这就使得电感储能型脉冲装置的小型轻量化有了更大的潜力,可作为超导储能脉冲技术中开关器件的一个主要研究方向。

目前,电力电子器件串并联应用技术正在逐步完善,国内外很多研究小组都致力于基于半导体器件串并联技术作为断路器的电感储能系统。美国加利福尼亚州圣地亚哥的综合原子学研究中心与 Eglin 空军基地的赖特实验室联合通过对 IGBT、MOSFET 和 SCR 串并联技术研发出了 100kA、5000V 的混合型断路器^[43]。而另外两个美国专家 Neal D. Clements 和 Donald E. Johnson 成功把门极可关断晶闸管 (GTO) 的串并联结作为一个 5MJ, 1MA 电感储能变压器脉冲系统中的主断路器^[44]。

随着半导体技术的发展,高性能半导体开关器件开始不断涌现。2000 年,俄罗斯的核专家 Igor V. Grekhov 和 Gennady A. Mesyats 在深入研究二极管型断路器关断模式基础上提出了阻抗急剧增加型的 SOS 模型适合关断延时大于 5ns,峰值功率大于 100MW 的系统,而基于 PN 结恢复模式的 DSRD 和 IRD 模型则适合于脉冲上升时间大于 0.5ns 小于 3ns,功率小于 50 到 80MW 的系统^[45]。2007 年,日本长冈工业大学极端能量密度研究所的 Weihua Jiang、Kyosuke Nakahiro 等人将静电感应晶闸管 (Sithy) 作为主断路器,通过电感储能型变压器在 1000 Ω 负载上获得了 200ns 脉冲宽度 15kV 幅值的高压脉冲^[46]。

随着 RSD、SOS、DSRD、静电感应晶闸管、光导半导体开关以及其他半导体器件的不断涌现和发展使得断路器的全固态化正在逐步实现,也同时使得电感储能脉

冲功率技术的发展有了更广阔空间。

此外，基于以上各种开关的混合开关技术也正在逐渐兴起，所谓混合开关就是指将几种开关器件组合在一起使用。目前，混合式开关结构已经是电感储能系统中经常使用的开关结构之一。通过对其电路结构的合理设计，可以使得开关器件各自发挥自己的优点。

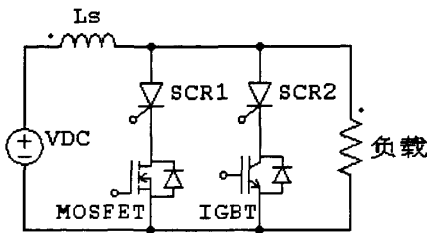


图 1-5 通流 100kA 脉冲系统

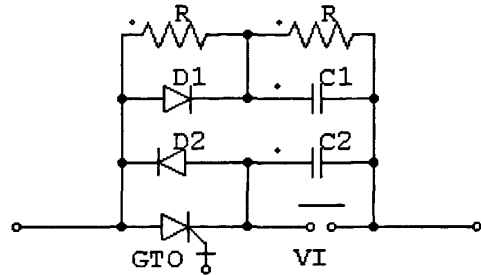


图 1-6 GTO 与 VI 混合开关结构

美国加州空军基地赖特实验室所设计的为轨道炮供电的电感储能型脉冲系统的主电路结构如图 1-5 所示，其断路器就是典型的混合开关结构，由晶闸管、IGBT、MOSFET 组成，可实现储能大电感低损耗充电，自动换流等功能，可通流 100kA^[43]。图 1-6 是美国专家 Neal D.Clements 等人所设计的一种电感储能脉冲系统用混合断路器结构，由 GTO 和真空断路器组成，真空断路器承受断路后的高压，GTO 则实现灭弧功能^[44]。

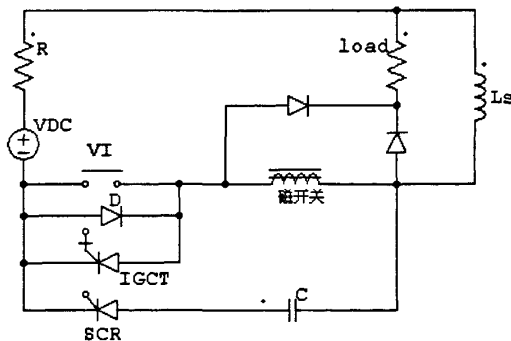


图 1-7 47KA 电感储能脉冲系统

以色列物理推进原子核研究中心实验室的 A.Yaniv 等人 2002 年开始研究电感储能脉冲系统用混合型断路器系统，整个断路器系统由真空断路器（VI）、IGCT、磁饱和开关和晶闸管组成，脉冲系统电路整体如图 1-7 所示。至 2008 年，该系统已成功使负载线圈获得 47kA 的电流脉冲，电流上升时间为 1.1ms。未来发展目标为使负载线圈获得 65kA 左右的电流，0.5MJ 以上的能量^[47]。开关系统很好的实现了储能电感的低能耗储能、真空断路器的无电弧关断以及 IGCT 的零电流关断，有很好的实用性。

虽然断路器技术已经出现了较程度的发展，可随着电感储能脉冲功率技术特别是超导储能脉冲技术应用范围的日益扩展，应用环境、应用要求的逐渐提高，对断路器的要求也在逐渐提高，使得其研究仍然面临着诸多难题。由上述内容可看出，电力电子开关器件在其中必然要占据很重要的位置。

1.4 本论文的研究内容与章节安排

1.4.1 研究内容

超导储能脉冲功率系统中的脉冲电源主要由初始电感储能直接放电或者初始电感储能与电容转储或其他形式共同实现等，电路结构有多种可能，不同的能量转移电路结构对开关器件的要求就会各不相同。并且，在超导储能脉冲功率系统中，主电路的电压电流都是非常高的级别，高压大电流的系统中就要特别注意开关器件的合理性应用，要尽量小的装置体积、重量，也要尽量少的能耗。另外，高响应速度的目标也就限制了主回路中开关器件的响应时间也必须是高速，在某些特定的应用场合下，要求开关响应时间要达到微妙甚至纳秒量级。总的来说，开关器件的指标性参数主要是电压电流容量和动作时间，大容量快响应的开关器件实现形式是论文研究的主要内容。从拓扑结构上解决开关器件的容量问题，并使之在驱动性和操作性上都适合超导储能脉冲功率系统，是论文研究的关键技术。

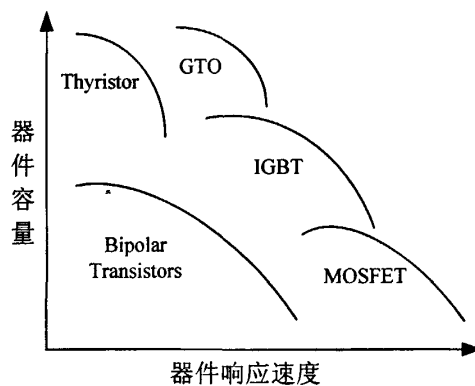


图 1-8 电力电子器件容量与响应速度

与传统的专用断路器相比，寿命长、稳定性好的全固态开关拥有更大的优势，而固态开关中，普通电力电子器件的串并联又是比较容易实现的形式，应用和驱动相对成熟，寿命长，工作频率可以很高，向高重复性方向发展它必然是主要研究方向之一，缺点是单个器件容量较低，串并联需要个数比较多。难点和研究重点是多器件下整个开关系统驱动和控制部分的搭建以及串并联使用时的器件均压和均流问题，这其中包括多模块驱动技术，驱动信号的同步性补偿，器件本身参数的一致性补偿，各器

件的保护电路、缓冲电路设计,理论上可实现任意级器件串并联的方法研究等。

常用的电力电子器件均可以通过串并联实现大容量,从图 1-8 可以看出,IGBT 在容量和开关速度上都占有一定的优势,是相对综合性比较强的器件。它综合了电力晶体管 GTR 和电力场效应管 MOSFET 的优点,输入阻抗高、工作速度快、通态压降低、阻断电压高、可承受较大电流、驱动简单、缓冲电路功率损耗小,是目前应用最广泛的一种电力电子器件。故将 IGBT 作为超导储能脉冲功率系统中开关系统和串并联技术的主要研究器件,其难点主要是串联中的动态、静态均压问题和并联中的动态、静态均流问题。

本论文主要研究超导储能脉冲系统用断路器中 IGBT 应用的相关关键技术,涉及的内容主要有以下几个方面:

(1) 超导电性、超导磁体、超导储能脉冲功率技术以及断路器的基础理论与相关应用,重点针对大功率、陡前沿的系统研究其开关实现形式。

(2) 对各种常用电力电子器件的性能做对比分析,提出 IGBT 应用于超导储能脉冲功率系统中所具有优势,并对 IGBT 本身的特性、驱动电路以及保护电路进行相关研究。

(3) 针对 IGBT 器件本身单管容量偏低的特点,重点研究其串并联扩容技术,分别就其并联、静态均流技术与串联、静态均压技术做了相关的理论、仿真、试验研究。

1.4.2 章节安排

结合相关理论和具体工作,本论文章节设置如下:

第 1 章为绪论部分,阐述超导电性、超导体与超导储能脉冲系统的概念,对超导储能脉冲系统中断路器的国内外发展现状进行了归纳、整理,说明了课题的背景、目的、意义与论文研究的主要内容。

第 2 章对各种常用电力电子器件的特点及性能做了分析研究,指出了其各自的优缺点,通过对比得出了本文将 IGBT 作为超导储能脉冲系统中断路器主要研究方向的原因。

第 3 章针对 IGBT 的特性与工作特点,对其驱动电路以及保护电路做了相关的分析研究。

第 4 章、第 5 章分别就 IGBT 并联均流技术与串联均压技术的关键技术与各种相关问题进行了理论、仿真与试验分析。

最后,对全文进行归纳总结。

第 2 章 电力电子器件选择与性能分析

电力电子技术是应用于电力领域的电子技术。具体地说,就是使用电力电子器件对电能进行变换和控制的技术。而电力电子技术可以分为电力电子器件制造技术和变流技术即电力电子器件应用技术两个分支,电力电子器件的制造技术是电力电子技术的基础,对电力电子技术的发展起着决定性的作用^[48]。

电力电子技术及半导体工业的持续发展,使得半导体固体开关的耐压等级和通流能力获得了极大的提高,使其有可能应用到高压脉冲技术中。特别的,在电感储能脉冲技术中,传统的断路开关多是采用可靠性、安全性相对较差的专用开关,与全固态的开关器件相比其弱点显而易见。随着电力电子器件容量的增加以及混合开关技术的逐渐应用。电力电子器件组合在电感储能脉冲技术中的应用必然将越来越广泛。现代电力电子器件是指全控型电力电子器件,可分为三大类:双极型、单极型和混合型。

本课题研究超导储能脉冲功率系统中断路开关结构的实现形式,系统对于断路开关的开通、关断时间,能耗以及电压、电流容量均有较高的要求,大功率、全控型的开关器件是重点研究方向,下面就各种常用电力电子器件做对比分析。

2.1 常用电力电子器件性能分析

2.1.1 SCR、GTO、IGCT 特性及优缺点

1957 年美国通用电气公司研制成功了第一个晶闸管,标志着电力电子技术的诞生。在以后很长一段时期里,人们使用的传统的电力电子器件,还主要以晶闸管为主。到目前为止,晶闸管的电压、电流容量依然是所有电力电子器件里面最大的。在大功率场合依然占有非常重要的地位。

晶闸管是硅半导体材料做成的硅晶体闸流管的简称,也可以叫做可控硅整流元件(Silicon Controlled Rectifier,简称 SCR),俗称可控硅。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,是四层三端器件,由它来决定晶闸管的性能。

晶闸管是电流控制型器件,其导通后的管压降很小。晶闸管一旦导通后,门极便失去控制作用。所以,为了使晶闸管导通,加到门极和阴极之间的电压,只要是一个正向的脉冲就可以,随着主回路电压的降低,主回路电流降低到某一值以下时晶闸管就会自然关断。这个能保持晶闸管导通的最小电流称为维持电流,一般为十几毫安到几十毫安。另外,晶闸管的开关频率也较低。目前,晶闸管已衍生出快速晶闸管、双

向晶闸管、逆导晶闸管、光控晶闸管、非对称晶闸管等多种类型。

60 年代初期,人们根据 PNP 四层三端器件的原理,开发出具有自关断能力的 GTO 器件即门极可关断晶闸管,但受工艺技术的限制,直至 70 年代末期,才实现了 GTO 向大功率器件领域的跨越。进入 80 年代以来,GTO 技术得到了极大的发展,功率容量及技术性能还在不断提高。

GTO 是一种能通过门极来控制器件导通和关断的电力半导体器件,具有导通电流密度高、耐压高等特性,在 0.5~2MVA 的变流器中得到了较广泛的应用。但由于它具有不均匀关断的特性,其应用电路中需要一个庞大的吸收电路来吸收关断过程中所产生的过电压并减小其关断损耗,同时其门极驱动电路较为复杂且驱动功率大,限制了它的应用范围。

90 年代中期,ABB 科研人员通过优化门极单元和器件外壳设计,采用集成门极等技术,大大降低了门极驱动回路的电感,只需 20V 的驱动电压就可以满足硬驱动的要求。驱动功耗比标准 GTO 有所减小,从而实现了 GTO 到 HD-GTO (硬驱动 GTO) 的技术飞跃。能实现无吸收回路下的均匀而可靠的关断,开关损耗也有所降低。而后,通过借鉴 IGBT 的成功经验,对 HD-GTO 管芯的结构进行了再度优化,出现了 HD-TGTO (硬驱动阳极透明 GTO),并将它与其集成的硬驱动门控单元一起命名为 IGCT (集成门极换流晶闸管)^[49]。

IGCT 是一种基于 GTO 结构、门极回路电感很低,能实现各阴极发射极条准同步关断的新型大功率半导体器件,综合了晶闸管通态损耗低和晶体管的均匀关断特性,具有较好的可制造性和高可靠性,功率容量比 GTO 更大,工作频率比 GTO 更高。是 GTO 发展的一个里程碑。在 IGCT 刚刚推出的几年中,由于其电压和电流容量大于当时的 IGBT 的水平而很受关注,但 IGBT 的电压和电流容量很快就赶了上来,而且市场上一直只有个别厂家提供 IGCT,因此其前景还很难预料。

IGCT 目前在国内还是一种全新的电力半导体器件,刚刚跨入应用之门不久,大部分使用者都还是新手,其应用还没有很广泛,本身就是一项较复杂的系统工程,技术尚不成熟,实际经验较少。目前,广泛应用的标准 GTO 驱动技术造成不均匀的开通和关断过程,需要高成本的吸收电路和较大功率的门极驱动单元(虽然可以简化 GTO 应用时庞大而复杂的缓冲电路,但其驱动功率仍然较大),因而造成可靠性下降,价格也较高。

2.1.2 电力晶体管 GTR 性能分析

基本结构和工作原理^[50]

电力晶体管也称功率晶体管(GTR),是一种双极型大功率高反压晶体管。它大多作为功率开关使用,工作电流大、功率损耗也大,在交直流调速、中频电源等电力变

流装置中得到了广泛的应用。

在开关电路中，电力晶体管有 NPN 和 PNP 两种基本结构。其电流由两种载流子（电子和空穴）的运动形成，所以通常又称为双极型晶体管（BJT）。功率晶体管的结构示意图如图所示，由三层半导体材料、两个 PN 结组成。GTR 为垂直导电型器件，即发射极只与基极共面而不与集电极共勉，以利于提高集电极电流密度。图中，掺杂浓度高的 N^+ 区成为 GTR 的发射区，其作用是向基区注入载流子。基区是一个厚度为几至几十微米之间的 P 型半导体薄膜层，它的任务是传送和控制载流子。集电区 N^+ 收集载流子，常在集电区中设置掺杂的 N^+ 区以提高器件的耐电压能力。

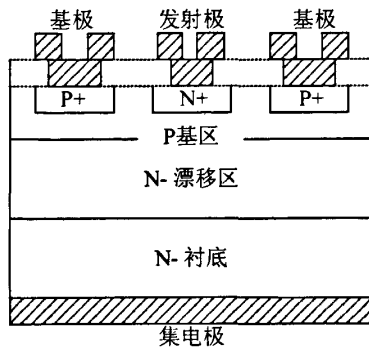


图 2-1 功率晶体管 GTR 结构示意图

目前常用的电力晶体管器件有单管 GTR、达林顿管 GTR 和 GTR 模块三大系列。对于单管来说，受其结构特点限制，电流增益都比较低，约为 0-20 倍。直流增益决定了需要限制饱和压降达到理想值时基极驱动的电流量。由于单管 GTR 的电流增益低，将给基极驱动电路造成负担。

达林顿管结构是提高电流增益的一种有效方式。达林顿管的结构由两个或多个晶体管复合而成，可以是 PNP 型也可以使 NPN 型，其性质由驱动管来决定，可以将电流增益提高到几十至几千倍。不过，目前应用最多的还是 GTR 模块，它将 GTR 管芯、稳定电阻、加速二极管以及续流二极管组装成一个单元，然后根据不同的用途将几个单元电路组装在一个外壳之内构成模块，做到了小型轻量化，大大提高了器件的集成度和性价比。

一个 GTR 芯片包含大量的并联晶体管，这些晶体管共用一个大面积集电极，而发射极和基极则被化整为零。这样做的目的是为了消除发射极电流聚边现象，防止器件的功率耗散比较集中，从而在期间中形成热点损坏器件。

但是并联晶体管的引入为 GTR 的驱动带来了一些问题，它要求基极驱动电路应保证这些并联的小晶体管同时导通或关断。另外，由于 GTR 是电流型驱动器，与 MOSFET 等电压型驱动器相比，需要更大的驱动功率和更为复杂的控制电路。这些因素都给 GTR 驱动电路的设计带来了很大困难。

基本特性^[50]

(1) 静态特性

GTR 作为电力开关使用时有两种稳定的工作状态,即断态和通态,但其共发射极接法的输出特性表明它有 3 个特征鲜明的稳定工作区,分别是饱和区、放大区和截止区。需要注意的是,这里的饱和区与 MOSFET 输出特性曲线的饱和区不同,与其线形区相似。饱和一词在这里的含义是指晶体管的发射极-集电极间等效电阻最小且不随基极电流改变。这时,集电结同发射结一样处于正偏状态,结压降 U_{BC} 很小且与发射结的压降 U_{BE} 近似相等,因而集电极-发射极间电压 $U_{CE} = U_{BE} - U_{BC} \approx 0$,大电流可以从 GTR 通过。

在截止区,集电结同发射结都处于反偏状态,或集电结处于反偏状态,发射结偏压为零。不管哪种状态下,发射区都不能向基区注入少数载流子,不能形成工作电流 I_C ,只有漏电流存在,因此 GTR 具有很高的阻断电压。显然,GTR 作为电力开关使用时,其通态工作点必须在饱和区,断态工作点必须在截止区,仅当其作为放大器使用时才能将工作点放置于放大区。处于深度饱和区工作的 GTR 极间电压称为饱和压降,集电极-发射极间饱和压降用 U_{CES} 表示。通常情况下, U_{CES} 与器件饱和的深度有关,饱和程度越深, U_{CES} 越小,器件的通态损耗就越小。GTR 的饱和深度可由基极电流 I_B 来控制,为了提高饱和深度,降低导通时的功率损耗,GTR 通常采用过驱动的方法,使得基区累积了大量的过剩载流子,在关断时这些载流子的消散严重影响了关断时间。

(2) 动态特性

动态特性描述了 GTR 的开关过程的瞬态性能,又称开关特性。在瞬态时由于 PN 结电容的充放电作用影响了 GTR 的开关特性。同时,为了提高饱和深度而采取的过驱动方法,也使得关断时间严重加长。GTR 的开通时间 t_{on} 对应由截止到饱和的开通过程:

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

式中 t_d 称为延迟时间,是从输入基极正向电流正跳变瞬时开始,到集电极电流 I_C 上升到最大稳态值的 10% 所需要的时间。它相应于基极电流向发射结电容充电的过程,因而延迟时间 t_d 的大小取决于发射结势垒电容的大小,初始正向驱动电流和上升率以及跳变前反向偏置电压的大小。 t_r 称为上升时间,是集电极电流 I_C 由稳定值 I_C 的 10% 上升到 90% 所需的时间。它与过驱动强度以及稳态电流值有关。过驱动强度越大,上升时间越短;但同时集电极电流稳态值越大,上升的时间越长。由于 GTR 的集电极电流稳定值一般都比较,为了使上升时间缩短,过驱动的程度必须加大。GTR 的关断时间 t_{off} 对应由饱和到截止的关断过程:

$$t_{off} = t_s + t_f \quad (2-2)$$

式中 t_s 称为存储时间, 是从撤销正向驱动信号到集电极电流 I_C 下降到最大(稳态值) I_C 的 90% 所需的时间。它随过驱动强度的增加而延长, 随反向驱动电流的增加而缩短。存储时间对应过剩载流子从体内抽走的过程, 要降低 t_s , 应使 GTR 工作在准饱和区。

t_f 称为下降时间, 是集电极电流 I_C 由其最大值 I_C 的 90% 下降到 10% 所需的时间, 它取决于结电容和正向集电极电流。

在开关电路中, GTR 的通态两态间转换时经放大区的过渡时间必须尽可能短, 更不能把工作点设在放大区, 否则功耗很大。功耗最小的工作状态是在深度饱和区。为了达到深度饱和, 通常采用过驱动的办法使得基区累积了大量的过剩载流子, 缩短开通时间。但这又导致了 GTR 在关断时从深饱和态向截止区过渡所需的时间比从临界饱和态向截止区过渡所需的时间长得多。因此存储时间 t_s 是以上 4 个开关时间常数中最长的一个。实际测试结果表明, 开通时间一般在纳秒数量级, 而关断时间都在微秒数量级, 由此看来关断时间比开通时间长多了。而从整体上说, GTR 的开关时间较长, 开关速度较慢, 开关损耗较大。

优缺点分析

通过以上的分析可以得出, GTR 的优点是有着良好的静态特性, 具有电导调制作用, 在通态时电容量大、饱和压降小, 因此通态时有着较小的功率。

缺点是其动态特性不理想, 开关时间较长, 开关速度较慢, 开关损耗较大, 且其驱动功率大, 控制电路比较复杂。

2.1.3 功率场效应管 MOSFET 性能分析

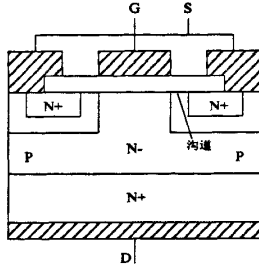
基本结构和工作原理^[50,51]

功率 MOSFET 是一种全控电力电子器件, 它导通时只有一种极性的载流子(电子或空穴)参与导电, 称为单极型晶体管。它是用栅极电场来控制漏极和源极之间的沟道电流来控制漏极电流, 它是电压控制型器件。导电沟道中载流子是电子, 称为 N 沟道; 载流子是空穴, 称为 P 沟道。

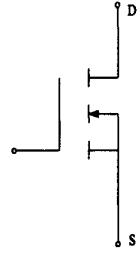
功率场效应晶体管的导电沟道也分为 N 沟道和 P 沟道。图 2-2(a)为 N 沟道功率 MOSFET 的结构图; 图 2-2(b)表示 N 沟道功率 MOSFET 的电气图形符号。功率场效应管是多元集成结构, 即一个器件由多个 MOSFET 元组成。功率 MOSFET 内部结构都含有一个寄生晶闸管, 所以功率 MOSFET 无反向阻断能力, 当在器件两端加反向电压时器件导通, 在使用时要特别注意。

当漏极接电源正极, 源极接电源负极, 栅源之间的电压为零或负时, P 型区和 N-型漂移区之间的 PN 结反向, 漏源之间无电流流过。如果在栅极和源极加正向电压 U_{GS} , 由于栅极是绝缘的, 不会有栅流。但栅极的正电压所形成电场的感应作用却会将其下

面的 P 型区中少数载流子电子吸引到栅极下面的 P 型区表面。当 U_{GS} 大于某一电压值 U_T 时，栅极下面 P 型区表面的电子浓度将超过空穴浓度，使 P 型半导体反型成 N 型半导体，沟通了漏极和源极，形成漏极电流 I_D 。 U_T 称为开启电压， U_{GS} 超过 U_T 越多，导电能力越强。漏极电流 I_D 越大。



(a) N 沟道功率 MOSFET 结构图



(b) 电气图形符号

图 2-2 功率 MOSFET 结构与符号

由于它是用栅极电压来控制漏极电流，因此输入阻抗高、所需的驱动功率小，驱动电路简单；又由于是靠多数载流子导电，没有少数载流子导电所需的存储时间，因此具有较高的开关速度（是目前电力电子器件中开关速度最高的）、可高频工作，这些优点是功率 MOSFET 在 20 世纪 90 年代占领了相当大的中小功率电力电子市场。

基本特性^[50,51]

(1) 静态特性

在一定的漏源极电压 U_{DS} 下，功率场效应管的漏极电流 I_D 和栅源电压 U_{GS} 的关系曲线，称为功率场效应管的转移特性，如图 2-3 所示。从图中可知， I_D 较大时， I_D 与 U_{DS} 的关系近似为线性。图 2-4 为功率场效应管的漏极伏安特性，即输出特性。图中包含了截止区、饱和区和非饱和区三个区域。这里的饱和是指漏源电压增加时漏极电流不再增加；非饱和区是指漏源电压增加时漏极电流响应增加。功率场效应管工作在开关状态，即在截止区和非饱和区之间反复转换。

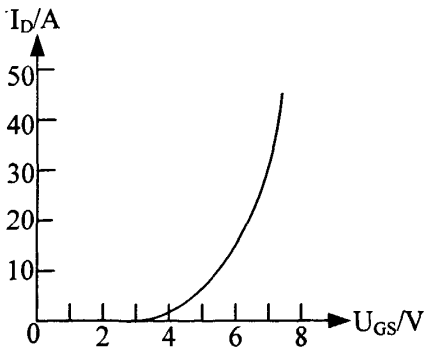


图 2-3 MOSFET 转移特性

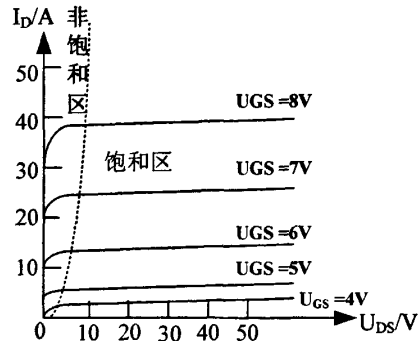


图 2-4 MOSFET 输出特性

由于功率场效应管本身结构的特点，在其漏极和源极之间形成了一个与之反并联

的寄生二极管，它与功率场效应管构成了一个不可分割的整体。因此，使用场效应管时应注意寄生二极管的影响。应用时，若必须承受反电压，则功率场效应管电路中应串联正向快速二极管。

(2) 动态特性

图 2-5 用于测试功率 MOSFET 的开关特性。图中 U_P 为栅极控制电压信号源， R_S 为信号源内阻， R_G 为栅极电阻， R_L 为漏源负载电阻， R_F 为检测漏极电流的电阻。信号源产生阶跃脉冲电压，当其前沿到来时，极间电容 C_{in} ($C_{in} = C_{GS} + C_{GD}$) 充电，栅极电压 U_{GS} 按指数曲线上升，当 U_{GS} 上升到开启电压 U_T 时，开始出现漏极电流 I_D ，从 U_P 前沿到 I_D 出现这段时间称为开通延迟时间 t_{on} 。之后， I_D 随 U_{GS} 增大而上升， U_{GS} 从 U_T 上升到使 I_D 达到稳态值所用时间称为上升时间 t_r 。开通时间 t_{on} 表示为：

$$t_{on} = t_d + t_r \quad (2-3)$$

当信号源脉冲电压 U_P 下降到零时，电容 C_{in} 通过信号源内阻 R_G 开始放电， U_{GS} 按指数规律下降，当下降到 U_{GSP} 时， I_D 才开始减小，这段时间称为关断延迟时间 t_s 。此后， C_{in} 继续放电， U_{GS} 从 U_{GSP} 继续下降， I_D 减小，当 $U_P < U_T$ 时，沟道消失， I_D 下降到零。这段时间称为下降时间 t_{off} 。则关断时间表示为：

$$t_{off}' = t_s + t_f \quad (2-4)$$

由以上分析可知，作为单极型器件的功率 MOSFET 是多数载流子参与导电过程，没有少子的存储效应，因而开关时间很短，一般都在几十纳秒以下，可以在很高的频率下工作。功率 MOSFET 的开关时间与输入电容 C_{in} 充放电的时间常数有很大关系。使用时 C_{in} 大小无法改变，但可以改变信号源内阻 R_S 的值，从而缩短时间常数，提高开关速度。尽管功率 MOSFET 的栅极绝缘，为电压控制器件，但需要提供输入电容 C_{in} 充电电流，需要驱动电路供出一定的功率。但这个功率与电流型器件相比要小得多，控制电路与其相比也显得非常的简单。

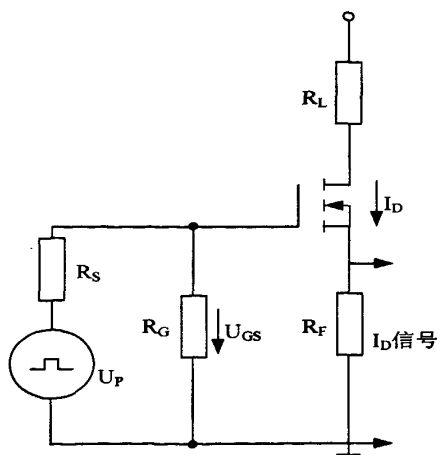


图 2-5 MOSFET 动态特性测试电路

优缺点分析

通过以上的分析可以得出,功率 MOSFET 的优点是电压控制型、开关速度快,所需驱动功率非常小,驱动电路简单成熟,有着良好的动态特性。缺点是功率损耗比较大,特别是在高压、大电流的情况下,限制了其在大功率场合的应用,目前的电压、电流容量都处于较低的水平。

2.1.4 绝缘栅双极型晶体管 IGBT 性能分析

绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 是一种发展迅速,应用广泛的电力电子器件,倍受各方面的关注,它是一种 MOS 栅控器件,即由 MOS 栅极控制的晶体管。

众所周知,GTR 拥有开关容量大和导通压降低等优点,曾经是全控型器件的代表,广泛应用与中等功率的电力电子装置,但在较高开关频率工况下,它存在不少弱点,开关频率低、开关速度慢、输入阻抗低、驱动电路复杂而庞大。与 GTR 不同,功率 MOSFET 是电压控制型器件,驱动功率小、开关速度快、工作频带宽,但也有其弱点,即导通压升高、开关容量低。可以看出,GTR 和 MOSFET 的优缺点很明显是互补的,应用中,希望能集中它们的优点组成新器件,IGBT 便是在这样的情况下出现的。

由于制作工艺的不同,导致器件性能迥异,采用外延法工艺的器件,因 N-长基区的宽度小于空间电荷的扩展宽度,称为穿通型 (PT 型 IGBT, Punch Through IGBT); 采用同质单晶硅片和扩散工艺的器件,其情况与 PT 型 IGBT 相反,故称非穿通型 (NPT 型 IGBT, Non Punch Through IGBT)。20 世纪 90 年代前期,外延法是主流工艺,PT 型 IGBT 有很多优点,但也存在高温特性差的弱点,近年来出现的扩散工艺可解决上述问题,因而 NPT 型 IGBT 颇受关注。与 PT 型相比,NPT 型的 IGBT 器件在拖尾电流、关断速度、导通压降、高温特性、导通电阻的温度特性、芯片热阻等性能均要不同程度的优于 PT 型 IGBT。但也要指出,NPT 型 IGBT 器件的生产需要线刻精度极高的设备,其价格非常昂贵,于是,NPT 型 IGBT 的价格也随之变得非常昂贵。目前,只有 IR 和 Siemence 这样的几家大公司才有能力生产,这样就严重限制了产品的生产规模化和商品化,对器件的发展非常不利^[52]。这样的结果导致其普及性与实用性暂时都不如 PT 型 IGBT。鉴于上述情况,论文主要研究现在应用较为广泛的 N 沟道、PT 型 IGBT 器件。

基本结构和工作原理^[48,50]

IGBT 是三端器件,具有栅极 G、集电极 C 和发射极 E。图 2-6 (a) 给出了一种由 N 沟道 MOSFET 与双极型晶体管组合而成的 IGBT 的基本结构。与 MOSFET 对照可以看出,IGBT 比 MOSFET 多一层 P+注入区,因而形成了一个大面积的 P+N 结 J_1 。这样使得 IGBT 导通时由 P+注入区向 N-漂移区发射少子,从而实现对漂移区电导率进行调制,使得 IGBT 具有很强的通流能力,解决了在电力 MOSFET 中无法解决的

N-漂移区追求高耐压与追求低通态电阻之间的矛盾。其简化等效电路如图 2-6 (b) 所示, 从结构上看, IGBT 相当于一个由 MOSFET 驱动的厚基区的 PNP 晶体管, 它们以达林顿结构复合, 其中电阻 R_N 是 PNP 晶体管基区内的调制电阻。作为压控器件, 其开通和关断是由栅极和发射极间的电压 U_{GE} 决定的, 当 U_{GE} 为正且大于开启电压 $U_{GE(th)}$ 时, MOSFET 内形成沟道, 并为晶体管提供基极电流进而使 IGBT 导通。由于电导调制效应, 使得电阻 R_N 减小, 这样高耐压的 IGBT 也具有很小的通态压降。当栅极与发射极之间不加信号或者加反向电压时, MOSFET 内的沟道消失, 晶体管的基极电流被切断, 使得 IGBT 关断。

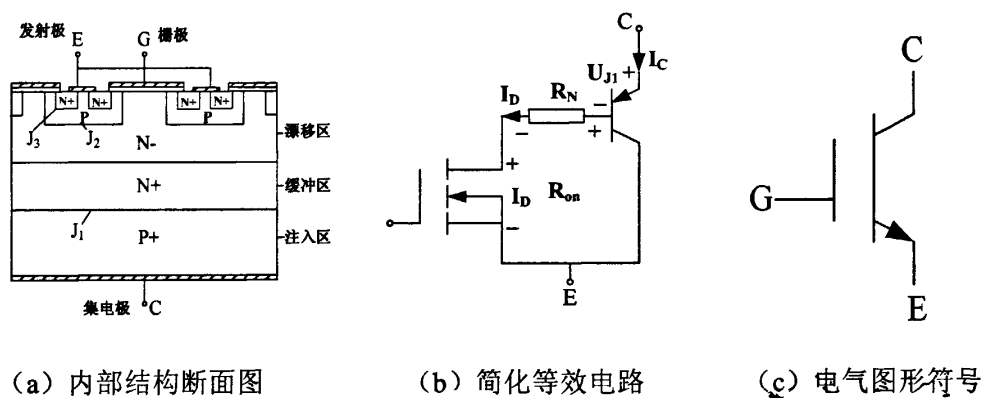


图 2-6 IGBT 结构、简化电路与电气图形符号

以上所述 PNP 晶体管与 N 沟道 MOSFET 组合而成的 IGBT 称为 N 沟道 IGBT, 记为 N-IGBT, 其电气图形符号如图 2-6 (c) 所示。相应的还有 P 沟道 IGBT, 记为 P-IGBT, 其电气图形符号与图 2-6 (c) 箭头相反。实际当中 N 沟道 IGBT 应用较多, 因此下面仍以其为例进行介绍。

基本特性^[48,50]

(1) 静态特性:

图 2-8 为 IGBT 的输出特性曲线, 也称伏安特性曲线, 描述的是以栅射电压为参考变量时, 集电极电流 I_C 与集射极间电压 U_{CE} 之间的关系。此特性与 GTR 的输出特性相似, 不同的是参考变量, IGBT 为栅射电压 U_{GE} , 而 GTR 为基极电流 I_B 。IGBT 的输出特性也分为三个区域: 正向阻断区、有源区和饱和区。这分别与 GTR 的截止区、放大区和饱和区相对应。当 $U_{CE} < 0$ 时, IGBT 为反向工作状态, 此时 J_1 结处于反偏, 无集电极电流流过; 当 $U_{CE} > 0$ 而 $U_{GE} < U_{GE(th)}$ 时, IGBT 为正向阻断工作状态, J_2 结处于反偏, IGBT 只有很小的集电极漏电流 I_{CES} 流过; 当 $U_{CE} > 0$, $U_{GE} > U_{GE(th)}$ 时, IGBT 进入正向导通状态, 随着 U_{GE} 的升高, 向 N 区基极提供电子的导电沟道加宽, 集电极电流 I_C 增大。在正向导通的大部分区域内, I_C 与 U_{CE} 呈线性关系, 而与 U_{GE} 无关, 这部分区域即为有源区, 作为开关状态的 IGBT 要避免此区, 否则功耗将很大。饱和区

指输出特性比较明显弯曲的部分,此时集电极电流 I_C 与栅射极电压 U_{GE} 不再是线性关系。在电力电子电路中,IGBT 工作与开关状态,因而是在正向阻断区和饱和区之间来回转换。

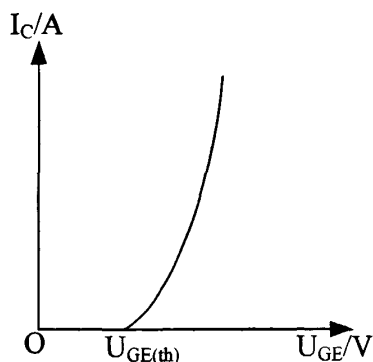


图 2-7 IGBT 转移特性

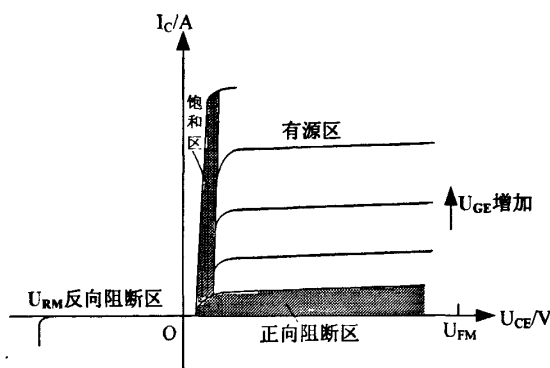


图 2-8 IGBT 输出特性

图 2-7 所示为 IGBT 的转移特性曲线,IGBT 的转移特性描述的是集电极电流 I_C 同栅射电压 U_{GE} 之间的相互关系,它与功率 MOSFET 的转移特性相似。当 U_{GE} 低于开启电压 $U_{GE(th)}$ 时 IGBT 处于关断状态;当 U_{GE} 大于开启电压 $U_{GE(th)}$ 时 IGBT 开始导通, I_C 与 U_{GE} 基本是线性关系。加于栅射之间的最佳工作电压 U_{GE} 可取 $15V$ 左右。 $U_{GE(th)}$ 是 IGBT 实现电导调制导通的最低栅射电压,它随温度的升高而略有下降。在 $+25^{\circ}C$ 时,IGBT 的开启电压 U_{GE} 一般为 $2\sim 6V$ 。

(2) 动态特性:

IGBT 在开通过程中大部分时间是作为功率 MOSFET 来运行的,所以其电压电流波形与功率 MOSFET 开通时相似。其中开通时间 t_{on} 由两部分组成:开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 和电流上升时间 t_r 。其中,开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 是指从驱动信号加入,驱动电路对 IGBT 的栅极输入电容充电时起,到栅极电压上升到产生集电极电流,并达到稳态电流的 10% 的时间。而电流上升时间 t_r 指集电极电流由稳态的 10% 上升到 90% 的时间。

关断时间也由两部分组成:关断延时时间 $t_{d(off)}$ 和电流下降时间 t_f 。其中关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 是指从驱动信号关断,栅极由驱动电压下降,下降到对应的集电极电流是稳态值的 90% 的时间。电流下降时间 t_f 是指从集电极电流稳态值的 90% 下降到 10% 的时间。而 t_f 又可以分为两个阶段 t_{f1} 和 t_{f2} , t_{f1} 对应 IGBT 内部 MOSFET 的关断过程,这段时间集电极电流下降较快, t_{f2} 对应 IGBT 内部的 PNP 晶体管的关断过程,这段时间内 MOSFET 已关断,IGBT 又无反向电压,所以 N 基区内的少子复合缓慢,造成集电极电流下降缓慢,该段时间对应的集电极电流被形象得称为拖尾电流 (Tailing Current)。

可以看出,由于 IGBT 中双极型 PNP 晶体管的存在,虽然带来了电导调制效应的

好处,但也引入了少子储存现象,因为 IGBT 的开关速度要比电力 MOSFET 低。此外,IGBT 的击穿电压、通态压降和关断时间也是需要折中的参数。高压器件的 N 基区必须有足够宽度和较高电阻率,这会引入通态压降增大和关断时间延长。

另外,IGBT 的开关速度受其栅极驱动电路的内阻影响,其开关过程波形和时序的许多重要细节如承受的最大电压和电流、器件能量损耗等也受到主电路、控制方式、缓冲电路以及主电路寄生参数等条件的影响,都应该在设计时加以注意。

IGBT 的主要参数

IGBT 的主要有最大集射电压 U_{CES} 、最大集电极电流和最大集电极功耗 P_{CM} 三个主要参数。其中,最大集射电压 U_{CES} 是由器件内部的 PNP 晶体管所能承受的击穿电压所确定的。最大集电极电流包括额定直流电流 I_C 和 1ms 脉宽最大电流 I_{CP} 。 P_{CM} 是指在正常工作温度下,允许的最大耗散功率^[51]。

IGBT 的擎住效应与安全工作区

从图 2-6 (b) 可看出,IGBT 的等效电路中存在一只 NPN 型的寄生晶体管,与作为主开关器件的 PNP 晶体管组成寄生晶闸管。晶闸管一旦导通,栅极就会失去对集电极电流的控制作用。这种电流失控现象,被称为 IGBT 的擎住效应或自锁效应。

擎住效应分为静态擎住效应与动态擎住效应两种,这是由引发擎住效应的原因来划分的。如果因为集电极电流过大而引起则称为静态擎住效应,如果是因为集射极两端电压变化率过大而引起则称为动态擎住效应。因为动态擎住效应比静态擎住效应所允许的集电极电流要更小,因此所允许的最大集电极电流实际上根据动态擎住效应来确定的。另外,温度升高也会加重发生擎住效应的危险。

根据最大集电极电流、最大集射极电压和最大集电极功耗,可以确定 IGBT 在导通工作状态的参数极限范围,即正向偏置安全工作区 (FBSOA)。根据最大集电极电流、最大集射电压和最大电压允许上升率,可以确定 IGBT 在阻断工作状态下的参数极限范围,即反向偏置安全工作区 (RBSOA)。

擎住效应曾经是限制 IGBT 电流容量进一步提高的主要因素之一,但经过多年的努力,自 20 世纪 90 年代中后期开始,这个问题已得到很好的解决。此外,为了满足实际电路的需要,IGBT 往往与反并联的二极管封装在一起,制成模块,成为逆导器件,应用时要加以注意。

2.2 新型电力电子器件性能分析

MOS 控制晶闸管 MCT

MCT (MOS Controlled Thyristor) 是将 MOSFET 与晶闸管组合而成的复合型器件。MCT 将 MOSFET 的高输入阻抗、低驱动功率、快速的开关过程和晶闸管的高电压大电流、低导通压降的特点结合起来,也是 Bi-MOS 器件的一种。一个 MCT 器件由数

以万计的 MCT 元构成, 每个元的组成为: 一个 PNP 晶闸管, 一个控制该晶闸管导通的 MOSFET 和一个控制该晶闸管关断的 MOSFET^[53]。

MCT 具有高电压、大电流、高载流密度、低通态压降的特点。其通态压降只有 GTR 的 1/3 左右, 硅片的单位面积连续电流密度在各种器件中是最高的。另外, MCT 可承受极高的电流电压变化率, 使得其保护电路可以简化。MCT 的开关速度超过 GTR, 开关损耗也小。

MCT 曾一度被认为是最有前途的电力电子器件。因此 20 世纪 80 年代以来一度成为研究的热点。但经过十多年的努力, 其关键技术问题没有大的突破, 电压和电流容量都远未达到预期的数值, 未能投入实际应用。

静电感应晶体管 SIT

SIT(Static Induction Thyristor)诞生于 1970 年, 实际上是一种结型场效应晶体管。将用于信息处理的小功率 SIT 器件的横向导电结构改为垂直导电结构, 即可制成大功率的 SIT 器件。SIT 是一种多子导电的器件, 其工作频率与电力 MOSFET 相当, 而功率容量也比电力 MOSFET 大, 因而适合高频大功率场合, 目前已在雷达通讯设备、脉冲功率放大等专业领域获得了应用^[54]。

但是, SIT 在栅极不加任何信号下是导通的, 而栅极加负偏压时关断, 被称为正常导通型器件, 使用不太方便; 此外, 其通态电阻大, 使得通态损耗也大。因而还未在大多数电力电子设备中得到广泛应用。

静电感应晶闸管 SITH

SITH (Static Induction Thyristor) 诞生于 1972 年, 是在 SIT 的漏极层上附加一层与漏极层导电类型不同的发射极层而得到的, 就像 IGBT 可以看作是电力 MOSFET 与 GTR 复合而成的器件一样, SITH 也可以看作是 SIT 与 GTO 复合而成。因为其工作原理也与 SIT 类似, 门极和阳极电压均能通过电场控制阳极电流, 因此 SITH 又被称为场控晶闸管 (Field Controlled Thyristor, FCT)。由于比 SIT 多了一个具有少子注入功能的 PN 结, 因而 SITH 本质上是两种载流子导电的双极型器件, 具有电导调制效应, 通态压降低、通流能力强。其很多特性与 GTO 类似, 但开关速度比 GTO 高很多, 是大容量的快速器件^[55]。

SITH 一般也是正常导通型, 但也有正常关断型。此外, 其制作工艺比 GTO 复杂得多, 电流关断增益小, 因而其应用范围还有待拓展。

2.3 选择 IGBT 的原因与需研究的内容

IGBT 综合了 MOSFET 和 GTR 的优点, 是电压控制型器件, 开关速度快, 输入阻抗高, 驱动电路简单且成熟, 其通态压降较低, 输出损耗较小。另外, 其电流电压容量较功率 MOSFET 有了较大的提高。

在超导储能脉冲功率系统中，对断路器有三点最基本的要求即容量大、响应速度快、功耗小。基于性能、容量以及使用成熟度的折中考虑，最终选择 IGBT 作为主要器件来设计超导储能脉冲系统的断路器。

选择 IGBT 作为超导储能脉冲系统的主断路器研究器件进行断路器的相关设计，就必须要进行如下几项对于 IGBT 的相关研究：

(1) 深入了解 IGBT 的结构、工作特性及主要参数并针对在超导储能功率系统中的应用对其驱动电路与保护措施进行相关的设计工作，包括驱动电路的搭建、驱动芯片的选择、缓冲电路以及过压、过流、过热保护的研究等。一切以尽量做到驱动电路的集成化和功能完善为目的。

(2) IGBT 使用时的串并联扩容技术。虽然 IGBT 的电压电流容量在众多电力电子器件中相对而言算比较大的，但总的说来，单个 IGBT 器件的功率水平对于脉冲功率系统而言仍然远远不够，这极大的限制了其应用的范围。为了扩展其功率容量，为使其在超导储能脉冲功率系统中得到成功应用，必须要研究 IGBT 的串并联技术，这同时也是目前对 IGBT 进行扩容的一种最为简单有效的方法。

在下面的三个章节中，论文就将对这几个需要继续深入研究的问题逐一做出论述。

第 3 章 功率 IGBT 的驱动与保护电路研究

3.1 IGBT 驱动电路研究

3.1.1 驱动电路基本要求

驱动电路的基本任务,就是将信息电子电路传来的信号按照其控制目标的要求,转换为加在电力电子器件控制端和公共端之间,可以使其开通或关断的信号。驱动电路还要提供控制电路与主电路之间的电气隔离环节。一般采用光隔离或磁隔离。光隔离一般采用光耦器件。而磁隔离一般采用脉冲变压器。

IGBT 的不断发展与应用范围的逐渐扩展,使得其驱动电路也在不断发展,相继出现了许多专用的集成驱动电路。IGBT 的触发和开关相求给其栅极和发射极之间加上正向电压和负向电压。该栅极电压可由不同的驱动电路产生,驱动电路设计的好坏直接决定了 IGBT 能否长期、可靠、稳定的工作。驱动电路所产生的正向驱动电路应该能够使得 IGBT 完全饱和,并使得器件通态损耗达到最小。另外,为了保证 IGBT 在有电压波动噪声时仍能良好关断,必须在栅极能产生一个反向偏压。总之,合理的驱动电路非常重要,在设计时要具有以下功能:

(1) 要求驱动电路为 IGBT 提供适当的正反向栅极电压 U_{GE} ,使器件可以可靠的开通与关断,正向输入有较陡的上升沿,反向输出电压有较陡的下降沿,IGBT 器件开关损耗尽量小;

(2) 尽可能小的输入输出延迟时间,以提高工作效率;

(3) 足够高的输入输出电气隔离性能,使主电路与驱动电路之间有良好绝缘隔离。

(4) 能够提供对被驱动 IGBT 的完整保护能力及很强的抗干扰性能,而且输出阻抗尽可能低。

3.1.2 栅极驱动功率

IGBT 要消耗来自栅极电源的功率,其功率受栅极驱动正、负偏压的差值 ΔU_{GE} 以及栅极总电荷 Q_C 、工作频率 f_S 的影响。驱动电路电源的最大峰值电流 I_{GPK} 计算公式为^[56]:

$$I_{GPK} = \pm \left(\frac{\Delta U_{GE}}{R_G} \right) \quad (3-1)$$

驱动电路电源的平均功率 P_{AN} 公式为^[56]:

$$P_{AN} = \Delta U_{GE} \times Q_C \times F_S \quad (3-2)$$

驱动电路电源应稳定, 能提供足够高的正负栅压, 应有足够的功率, 以满足栅极对驱动功率的要求。在大电流应用场合, 每个栅极驱动电路最好都采用独立的分立的绝缘电源。驱动电路的电源和控制电路的电源应独立设置, 以减小相互间的干扰, 推荐使用带多路输出的开关电源作为驱动电路电源。

通常选取 $U_{GE} \geq D \times U_{GE(th)}$, 系数 D 取 1.5、2、2.5 或 3。当 $U_{GE(th)}$ 为 6V, 系数 D 分别为 1.5、2、2.5、3 时, U_{GE} 则分别为 9V、12V、15V、18V。一般栅极驱动电压 U_{GE} 折衷去 12V~15V 为宜, 15V 最佳。IGBT 关断时, 栅极加负偏压, 以提高抗干扰能力和承受高电压变化率的能力。栅极负偏压一般为 -5V~-15V^[56]。

3.1.3 栅极电阻

适当的栅极串联电阻选择对 IGBT 栅极驱动电路相当重要。IGBT 的开通和关断是通过栅极电路的充放电来实现的, 因此栅极电阻值将对 IGBT 的动态特性产生极大的影响。

数值较小的栅极电阻 R_G 使栅极电容的充放电速度较快, 减小了 IGBT 的开通、关断时间, 从而减小开关损耗。且较小的栅极电阻可减小 IGBT 误导通的可能性, 但与此同时, 栅极噪声的影响就会增加, 过小的 R_G 还可能导导致栅射极驱动回路的寄生电感发生振荡。

数值较大的栅极串联电阻 R_G 可抑制栅极脉冲前后沿的抖度, 同时也能防止振荡, 减小开关开通时的 di/dt , 减小 IGBT 集电极的尖峰电压, 但与此同时, 又会使得 IGBT 的开通、关断时间变长, 开关损耗加大, 并且增加器件误导通的可能性。

所以, 在实际使用时, 要根据 IGBT 电流的电压、电流容量以及需求的开关频率来适当选取 R_G 值, 一般为 $3.3 \Omega \sim 150 \Omega$ 不等。并应在 IGBT 的栅射极之间并联一个阻值较大的 R_{GE} , 以防止栅射极短路。

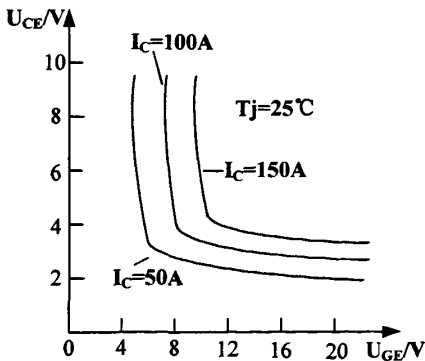


图 3-1 通态电压与栅射电压关系

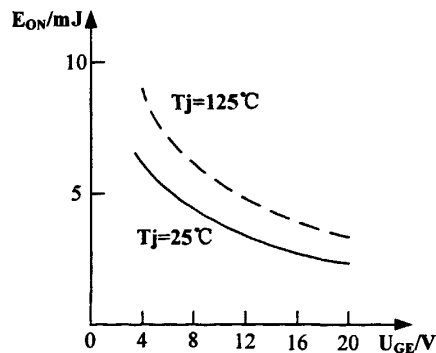


图 3-2 开通损耗与栅射电压关系

3.1.4 驱动电路应满足的条件

设计 IGBT 驱动电路时, 应特别注意开通特性、负载短路能力和 dU_{GE}/dt 引起的误触发等问题。正向偏置电压 U_{GE} 增加, 通态电压下降, 开通损耗 E_{on} 也下降, 分别如图 3-1 和图 3-2 所示。从图中还可以看出, 当 U_{GE} 不变时, 导通压降将随集电极电流的增大而升高, 开通损耗则随结温升高而升高^[57]。

IGBT 栅极负偏压 $-U_{GE}$ 直接影响其运行可靠性, $-U_{GE}$ 与集电极浪涌电流和关断损耗 E_{off} 的关系分别如图 3-3 和图 3-4 所示。可以看出, 负偏压电压升高时集电极的浪涌电流明显下降, 对关断损耗无显著的影响^[58]。

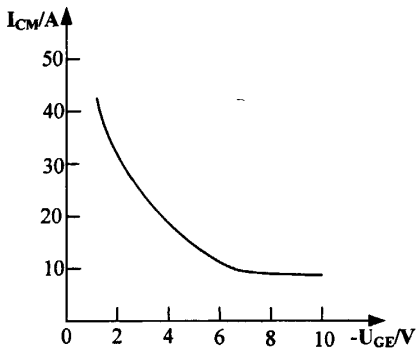


图 3-3 集电极浪涌电流 I_{CM} 与栅射负偏压关系

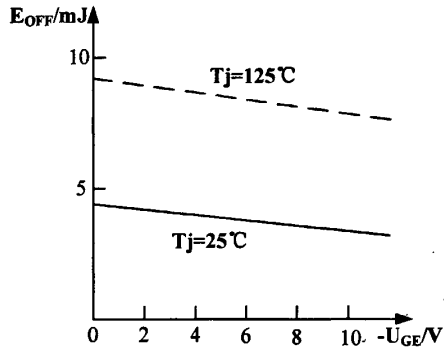


图 3-4 关断损耗与栅射负偏压关系

栅极电阻 R_G 的大小对于 IGBT 的开通关断特性有较大的影响, R_G 过大会使得 IGBT 开通与关断变慢, 开关损耗就会增加, 而 R_G 太小又会使器件误导通的可能性大大增加。 R_G 影响曲线如图 3-5 和图 3-6 所示。

上述可看出, IGBT 的特性随栅极驱动条件的变化而变化, 然而, 栅极驱动条件对 IGBT 关断特性影响较小。

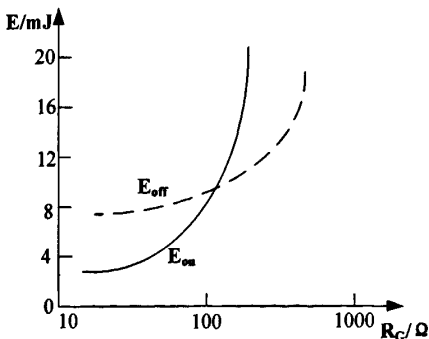


图 3-5 开通、关断损耗与栅极电阻关系

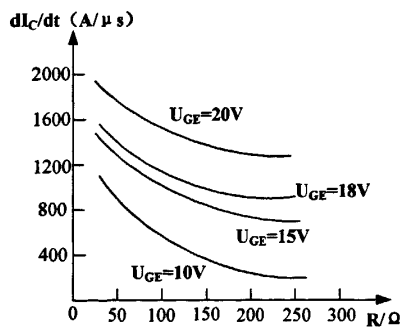


图 3-6 集电极电流上升率与栅极电阻关系

3.1.5 驱动电路设计

IGBT 的驱动电路有分立元件驱动电路、光电耦合器驱动电路、厚膜驱动电路以及专用集成驱动电路四种。而实际应用中，因目前大电流、高电压的 IGBT 已几乎呈现模块化，为满足大功率 IGBT 模块对驱动电路的技术要求，现大多数都采用集成化的 IGBT 专用驱动电路，这些驱动电路具有集成化程度高、技术性能指标好、单元电路可靠性高和体积小等特点。典型的如三菱公司的 M597 系列、富士公司的 EXB 系列、东芝公司的 TLP 系列以及 CONCEPT 公司的 SCALE 系列等。

其中，EXB 系列的 EXB841 与 SCALE 系列的 2SD315AL-33 为课题中实际使用的 IGBT 驱动芯片，下面就这两款驱动模块的工作原理以及基于它们的驱动电路设计分别做介绍。

基于集成驱动芯片 EXB841 的驱动电路设计

EXB841 是日本富士公司研发的快速型 IGBT 专用驱动模块，整个电路延迟时间不超过 $1\mu\text{s}$ ，最高工作频率达 $40\sim 50\text{kHz}$ ，其只需外部提供一个 $+20\text{V}$ 单电源，内部产生一个 -5V 反偏压；模块采用高速光耦隔离，有过流检测和软关断功能。其功能方框图以及内部结构图分别如图 3-7 和 3-8 所示，由 3-8 可知，该模块主要由放大单元、过流保护单元、 5V 电压基准单元、栅极关断单元等部分构成。

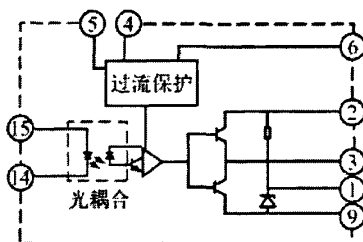


图 3-7 EXB841 功能方框图

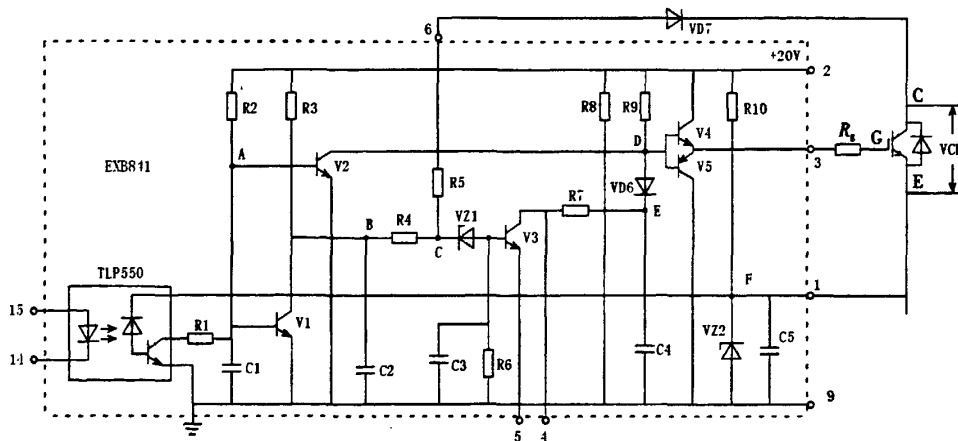


图 3-8 EXB841 的原理图

其中,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_9 等组成,其中 VLC 负责隔离, V_2 是中间极, 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 接到 IGBT 的 C 极,通过检测 U_{CE} 的高低来判断是否发生短路。5 V 基准电压部分由 R_{10} 、 VS_2 和 C_5 组成,既为驱动 IGBT 提供 -5 V 反向栅压,同时也为输入光耦合器 VLC 提供二次侧电源^[59]。

(1) 正常开通状态

当控制电路使 14 脚和 15 脚有 10 mA 的电流通过时,A 点电位迅速下降至低电平,使 V_1 和 V_2 截止, V_4 导通、 V_5 截止, EXB841 通过 V_4 和栅极电阻 R_G 向 IGBT 提供电流使之在 $1\mu\text{s}$ 内导通。同时, V_1 截止使 +20 V 电源通过 R_3 向 C_2 充电,使 B 点电位上升, B 点电位由 0 V 升到 13 V 的时间需要 $2.54\mu\text{s}$ 。但在 14、15 脚间加高电平 $1\mu\text{s}$ 后 IGBT 已导通, VD_2 的箝位作用使引脚 6 电位箝制在 8 V 左右,因此 B 点和 C 点电位不会充至 13 V,而是充到 8 V 左右。故稳压管在 IGBT 正常开通时不会被击穿, E 点电位仍为高电平。

(2) 正常关断状态

当控制电路使 14 脚和 15 脚无电流通过时, A 点电位上升使 V_1 和 V_2 导通, V_4 截止、 V_5 导通, IGBT 的栅极电荷通过 V_5 迅速放电, 引脚 3 电位输出低电平使 IGBT 可靠关断, U_{CE} 迅速上升使 EXB841 的引脚 6 悬空。同时, V_1 导通, C_2 通过 V_1 快速放电, B 点和 C 点电位迅速降为 0 V, VS_1 继续截止, IGBT 正常关断。

(3) 短路保护状态

若 IGBT 导通时发生短路, IGBT 承受大电流而过饱和, U_{CE} 上升很快, 二极管 VD_2 截止, 则 EXB841 的引脚 6 悬空, C_2 由 8 V 开始充电, B 点和 C 点电位由 8 V 经过 $1.3\mu\text{s}$ 上升至 13 V 时, VS_1 被击穿, V_3 导通, C_4 通过 R_7 和 V_3 放电, E 点电位由 20 V 逐步下降, 经过 $8.3\mu\text{s}$ 二极管 VD_1 导通使 D 点电位也逐渐下降, 慢慢关断 IGBT。慢关断过程结束后, IGBT 栅极上所承受的偏压为 0 V。

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 点下降到 0 V, 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 0 V 迅速下降到 -5 V, IGBT 完全关断。 V_1 导通使 C_2 迅速放电, V_3 截止, 20 V 电源通过 R_8 对 C_4 充电。经过 $135\mu\text{s}$ 后, E 点恢复至正常状态, 至此 EXB841 完全恢复到正常状态, 可进行正常的驱动。

超导储能脉冲系统中, 虽然主电路的电压、电流都是较高的级别, 但因项目具体应用的特殊性, IGBT 的开关频率较低, 使得对驱动电路的动态要求并不高。可同时, 也因主电路中感性元件较多, 开关动作时可能会使得器件端子间产生较大的尖峰电压, 因而驱动模块抗干扰能力与芯片自身的保护就显得格外重要。

根据图3-8和对其工作原理的上述分析可知, EXB841作为IGBT的驱动模块应用于超导储能脉冲系统中有以下四个较为严重的缺陷。

首先, EXB841本身所谓的过流保护是通过检测6引脚的电压来实现的, 二极管VD₇在其中起了非常关键的限制过电压阈值的作用, 而典型应用中二极管VD₇与IGBT的集电极是直接相连的, 与强电直接相连使得该二极管在高压环境下经常被击穿, 结果会导致驱动芯片与控制板被烧坏, 严重时甚至会损坏IGBT。

其次, EXB841过流保护阈值为7~7.5V, 该值太高。通态IGBT集射极间电压大约为3V左右, 当 U_{CE} 达到7~7.5V时, IGBT已经处于严重过流的情况下, 此时的通流大约为额定电流的2~3倍, 很可能器件已经性能下降甚至损坏。

然后, 同二极管VD₇一样, 提供-5V偏压的稳压管VZ₂与IGBT的发射极直接相连, 与强电相连也使得其极易损坏, 结果导致EXB841不能提供控制IGBT关断的负偏压而无法正常使用。

最后, EXB841的关断负偏压不足。关断时, 模块加在IGBT栅射电压为-5V, 而在高压大电流电路中栅射极会有很大的干扰尖刺, -5V很显然不够用, 容易使开关管误动作, 降低IGBT的工作可靠性。并且, 目前市场上大多数的EXB841的负偏压在实际应用中一般都达不到-5V。

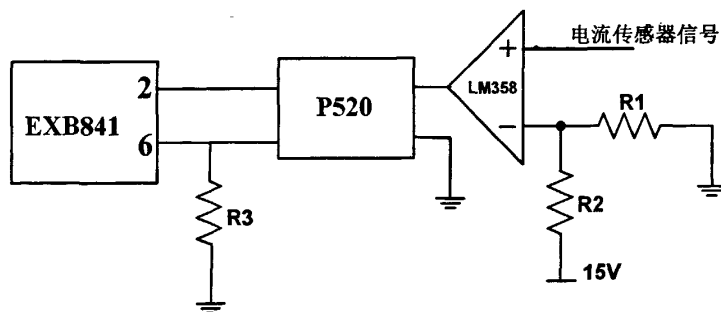


图3-9 EXB841外接过流保护电路图

基于以上EXB841对于超导储能脉冲系统应用而言存在的四个致命缺陷, 论文讨论了其改进驱动电路。首先, 针对VD₇容易击穿损坏, 且短路保护阈值太高的问题, 设计了图3-9所示的外接电路, 该电路避免使用EXB841自带的VD₇, 利用主电路中的电流传感器来检测控制IGBT的过流保护。由电流互感器来的电压信号接LM358放大器的同相输入端, 该信号与放大器的反相输入端的设定值进行比较, 当IGBT负载短路时, 该电压信号大于设定值, 放大器输出高电位, 使光电耦合器P520输出高电位, 致EXB841的6端“悬空”, 从而使EXB841的3脚电位下降, 慢慢关断IGBT, 起到了短路保护作用。

针对稳压管VZ₂容易损坏且EXB841负偏压不足的问题, 设计了如图3-10所示的负偏压提供外接电路, 将EXB841的1号管脚悬空不用, 外接稳压管D₃和限流电阻R₂在2

号和9号管脚之间，驱动信号射极信号从稳压管 D_3 和限流电阻 R_2 之间引出^[60]，这样 EXB841 的关断负偏压就由外部二极管 D_3 来稳压实现，使得该负偏压可以通过调节稳压管的稳压参数来适当进行调节。而且，内部稳压管 VZ_2 也不会因主电路过压损坏，使其可以正常提供内部输入光耦合器 VLC 的二次侧电源。

另外需注意的是，为了增加关断负偏压， D_3 一般可选择 7V~10V 的稳压管，这种情况会造成 IGBT 的正向栅极电压降低，为保持足够大的正向驱动电压就必须适当增大 EXB841 的供电电源电压。虽然 EXB841 的推荐供电电源为 20V，但其实际可承受的最高工作电压为 25V，实际使用时，25V 的供电电源完全可以很好的满足所需调节的正负栅极电压范围。

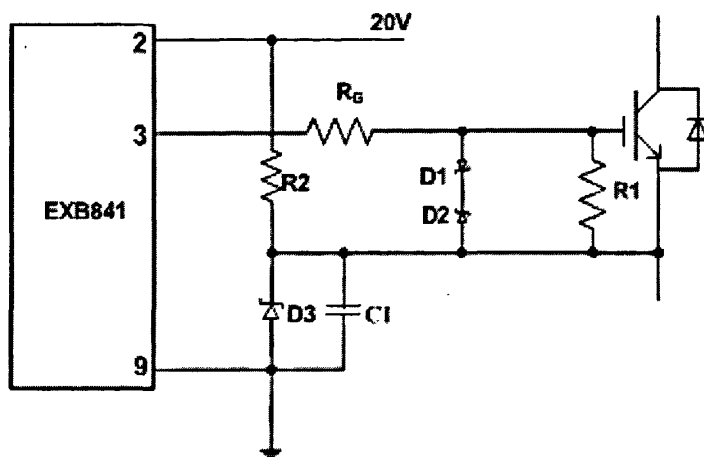


图 3-10 EXB841 外接负偏压电路图

基于集成驱动芯片 2SD315AI-33 的驱动电路设计

2SD315AI-33 是瑞士 CONCEPT 公司专为 3300V 高压 IGBT 的可靠工作和安全运行而设计的驱动模块，它以专用芯片组为基础，外加必需的其它元件组成。该模块采用脉冲变压器隔离方式，能同时驱动两个 IGBT 模块，可提供 $\pm 15V$ 的驱动电压和 $\pm 15A$ 的峰值电流，具有准确可靠的驱动功能与灵活可调的过流保护功能，同时可对电源电压进行欠压检测，工作频率可达兆赫兹以上，电气隔离可达到 AC6000V^[61]。

2SD315AI 的内部电路主要可分为三大功能模块，如图 3-11 所示。第一块是 LDI (Logic To Driver interface, 逻辑驱动转换接口)，它主要用于接收控制侧的 PWM 信号，经过处理后传送给下一级；第二块是 IGD (Intelligent Gate Driver, 智能门极驱动器)，通过高频隔离变压器从 LDI 接收控制信号，经放大等处理后输出 $\pm 15V/\pm 15A$ (瞬时电流) 的驱动信号，用于驱动侧大功率 IGBT 的控制，每只 2SD315A 内部包含两个 IGD 模块；第三块是输入与输出相互绝缘的 DC/DC 转换器，它的主要功能是给两路输出通道提供彼此隔离的供电。图中的 VDD 和 VDC 都为 +15V，分别为控制侧输入电路和 DC/DC 转换器供电，驱动模块使用单一的 15V 电源产生 +15V 和 -15V 电压，用于驱动外部的

IGBT 器件。

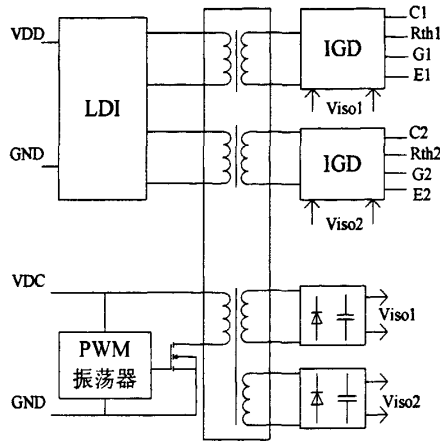


图3-11 2SD315A功能框图

高压 IGBT 驱动模块 2SD315AI-33 具有很多显著的特点：可灵活定义逻辑电平；可自由选择工作模式；具有短路保护和过流保护功能；具有欠压检测功能；可动态设定短路保护阈值^[62]。目前，课题中超导储能脉冲系统基本上均为单次开通或关断工作状态，可使其工作在直接模式下，其实验设计电路如图 3-12 所示。

论文后两章对大功率 IGBT 并联均流与串联均压的研究均是基于 3300V 的 IGBT 模块，在具体的实验中，所使用的 IGBT 驱动模块便是 2SD315AI-33。故现附上该典型驱动电路的具体参数： $R1$: 33 k Ω ； $R2$: 180 Ω ； $R3$: 40k Ω ； $R4$: 47k Ω ； $C1$: 100 μ F； $C2$: 15nF； $D1$: 1N4007； $D2$: 1N4744； $D3$: 1N4732； R_g : 3.3 Ω 。

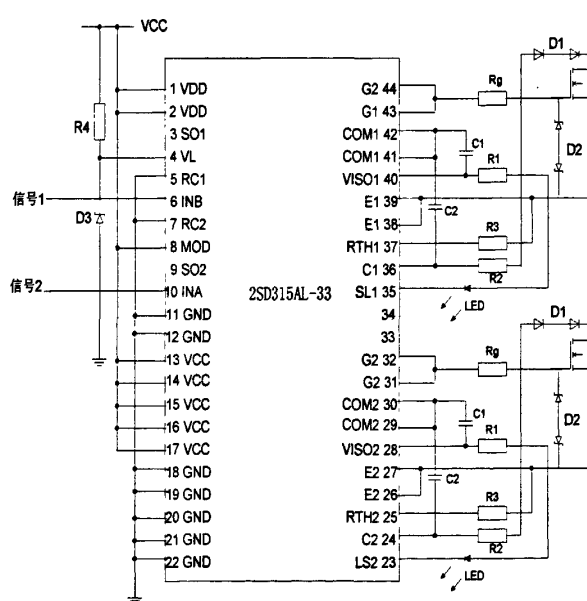


图 3-12 2SD315AL-33 的典型外接电路图

图 3-13 为搭建后的驱动模块示波器测试结果，其中蓝色波形 CH1 为驱动芯片的输入信号即驱动触发器输出到驱动模块的信号。红色波形 CH2 为驱动芯片的输出信号即驱动模块输出到 IGBT 栅射极间的驱动信号。CH1 与 CH2 对比可以看出，驱动模块有较好的驱动性能。

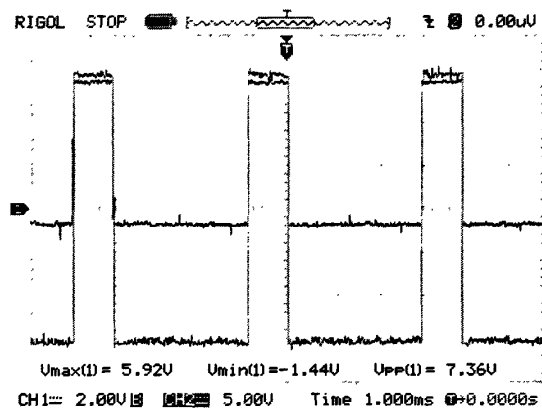


图 3-13 IGBT 驱动电路输出波形图

3.2 IGBT 保护电路研究

大功率的超导储能型脉冲系统中，其断路开关系统的整体或者是部分设计由 IGBT 器件串并联而成，器件串并联下的保护就显得更加重要。在使用中，除了电力电子器件参数选择保护，驱动电路的设计良好外，采用合适的过电压保护、过电流保护、 di/dt 保护、 du/dt 保护及热保护也是非常必要的。

3.2.1 过压保护

IGBT 栅极电压保护电路

IGBT 的栅极—发射极驱动电压 U_{GE} 的保证值为 $\pm 20V$ ，如果在它的栅极与发射极之间加上超出保证值的电压，则可能损坏 IGBT，因此，在 IGBT 的驱动电路中应当设置栅压限幅电路。另外，若 IGBT 的栅极与发射极间开路，而在其集电极与发射极之间加上电压，则随着集电极电压的变化，由于栅极与集电极和发射极之间寄生电容的存在，栅极电位升高，集电极—发射极有电流流过。这时若集电极和发射极间处于高压状态，可能会使 IGBT 发热甚至损坏。如果设备在运输或震动过程中使栅极回路断开，在不经检查的情况下就给主电路加上电压，则 IGBT 就可能损坏。IGBT 的栅极出现过电压的原因有两个：一是静电积聚在栅极电容上引起过压。二是电容密勒效应引起的栅极过压^[56]。

为防止 IGBT 的栅极—发射极过电压的发生，应在 IGBT 的栅极与发射极之间并

接一只稳压二极管与电阻的并联结构。

IGBT 直流过电压保护

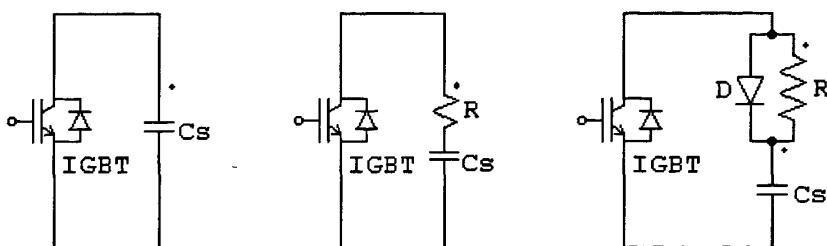
IGBT 直流过压产生的原因是输入交流电源或 IGBT 的前一级输入发生异常,解决的办法是在选取 IGBT 时进行降额设计,另外也可在检测出这一过电压时关断 IGBT 的输入,保证 IGBT 的安全。

IGBT 集电极与发射极间的过压保护电路

因 IGBT 开关速度较高,加之主电路中电感的影响,在 IGBT 关断时以及反向恢复二极管逆向恢复时,就会产生很大的浪涌电压,威胁 IGBT 的安全。尤其是在断路故障的情况下,IGBT 关断时极高的电流下降率会使其电流、电压的运行轨迹超出安全工作区而损坏。一般情况下,IGBT 开关电路的集电极不需要串联电感,其开通损耗可以通过改善栅极驱动条件来加以控制。缓冲保护电路对 IGBT 的安全工作起着很重要的作用,通常采用缓冲电路来保护器件集电极与发射极间的过压^[63]。

常用的缓冲电路有充放电型与放电阻止型两种,其中充放电型有 C 型如图 3-14(a)、RC 型如图 3-14(b)、RCD 型如图 3-14(c)几种。其中, C 型缓冲电路的特点是简单,缺点是由分布电感及缓冲电容构成 LC 谐振电路,易产生电压振荡。RC 型缓冲电路的特点是能有效抑制振荡发生,关断浪涌电压抑制效果好,通常作为单独缓冲电路使用。但用于大容量器件时,由于必须减小缓冲电阻值,使器件开通时 C_s 通过输出极放电的电流增大,因此主要用于小容量器件。RCD 型电路与 RC 型相比其特点是增加了快速缓冲二极管钳位,从而使缓冲电阻增大,避开了开通时 IGBT 功能受阻问题。

放电阻止型缓冲电路与充放电型型缓冲电路相比,产生的功耗小,适合于高频开关。在电路设计时应该根据实际情况选取适当的缓冲保护电路。



(a) C 型缓冲电路

(b) RC 型缓冲电路

(c) RCD 型缓冲电路

图 3-14 充放电型缓冲电路

超导储能脉冲系统中,要求断路开关系统响应速度快而损耗要尽可能低,但其工作频率较低,于是综合以上各种缓冲电路的特点,本课题采用充放电型的 RCD 缓冲电路作为 IGBT 器件的过压保护电路。

3.2.2 过流保护

IGBT 的过电流保护主要有两种，分别为过载保护与短路保护，均可以通过驱动电路的合理过流保护设计来实施有效保护。前面 IGBT 驱动电路设计的章节里已经讨论过，这里就不再阐述了。

3.2.3 过热保护

超导储能脉冲系统中，流过 IGBT 组合的电流较大，IGBT 器件的损耗也比较大，如果热量不能够及时散掉，器件的结温将超导其最高结温，IGBT 就会永久性的损坏。IGBT 过热的原因可能是驱动波形不好、电流过大或开关频率太高，也可能是散热情况不良。

至于具体的过热保护措施，首先，IGBT 在运行时，一定要将温升控制在安全范围内，限制温升是热保护的基础。可通过选用适当的冷却方式、散热材料以及传热机构来实现。另外，由于功率器件芯片较大，温度分布不均匀，局部可能出现高于允许结温的过热点从而导致器件损坏，因此，IGBT 在运行时结温也要降额使用，具体降额幅度可视环境温度和设备可靠性要求不同而不同。

另外，也可以采用主动保护法，即利用温度传感器检测 IGBT 的散热器温度，当超导允许温度时使主电路停止工作。可在靠近 IGBT 处加装一温度检测元件，实时检测 IGBT 的工作温度，当检测的温度超导温度设定值时，由控制电路关断 IGBT，使其退出工作状态，保证器件的安全，实现器件过热主动保护。

第 4 章 IGBT 并联均流技术研究

4.1 并联均流技术研究意义

IGBT 是一种复合型器件, 具有很多优点, 且应用成熟。但总的说来, 目前单个器件的功率等级还比较低, 因此采用多管并联提高电流定额以满足工业要求, 将有很大的实用价值。

超导储能脉冲功率系统中, 脉冲电流都是比较高级别的, 课题中主电路的瞬时电流峰值可达数十甚至上百千安的水平, 单个 IGBT 的容量远不能满足要求, 必须要多个器件并联扩容才能实现。图 4-1 为美国加州空军基地赖特实验室所设计的为轨道炮供电的电感储能型脉冲系统中的主断路器结构, 该结构的主换流级完全由 IGBT 并联构成, 并联结构的稳态通流能力达到了 100kA, 经实验证明, 该开关系统有较高的开关特性、稳定性与寿命。

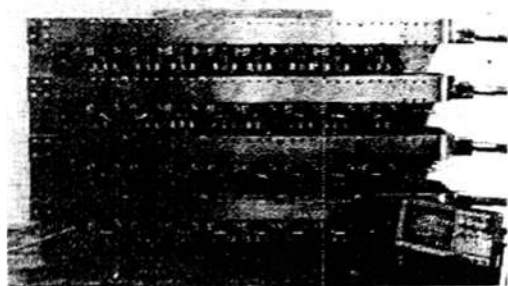


图 4-1 100kA 断路器实物图

4.2 并联不均流原因分析

4.2.1 并联静态不均流原因分析

IGBT 并联应用时的不均流分为两种, 即静态(稳态)不均流与动态(瞬态)不均流。静态不均流主要是由器件的饱和压降 $U_{CE(sat)}$ 不一致引起的, 静态不均流会导致器件在使用时导通压降较小的器件在稳态时承受过大的电流从而导致器件失效损坏^[64]。图 4-2 为不同饱和导通压降的 IGBT 输出特性比较, V_{T1} 和 V_{T2} 为两只饱和导通压降略有差异的管子, U_0 为 V_{T1} 和 V_{T2} 在集电极电流为零时的集射极电压, 认为他们 U_0 以及集电极额定电流 I_C 相同。 I_{C1} 和 I_{C2} 为 V_{T1} 和 V_{T2} 在相同集射极电压下的集电极电流。假设 $U_{CE(sat1)}$ 、 R_1 为 V_{T1} 的饱和导通压降和通态电阻, $U_{CE(sat2)}$ 、 R_2 为 V_{T2} 的饱

和导通压降和通态电阻，由输出特性的近似线性化可知：

$$R_1 = (U_{CE(sat)1} - U_0) / I_C \quad (4-1)$$

$$R_2 = (U_{CE(sat)2} - U_0) / I_C \quad (4-2)$$

$$U_{CE1} = U_0 + R_1 i_{c1} \quad (4-3)$$

$$U_{CE2} = U_0 + R_2 i_{c2} \quad (4-4)$$

令 $U_{CE1} = U_{CE2} = U_{CE}$ ，由式 (4-1) ~ (4-2) 可得：

$$i_{c1} = \frac{U_{CE} - U_0}{R_1} = \frac{(U_{CE} - U_0) I_C}{U_{CE(sat)1} - U_0} \quad (4-5)$$

$$i_{c2} = \frac{U_{CE} - U_0}{R_2} = \frac{(U_{CE} - U_0) I_C}{U_{CE(sat)2} - U_0} \quad (4-6)$$

由此可知，器件的饱和导通压降成为影响其静态不均流的主要因素。目前，即使是同一型号的 IGBT，由于制造上存在的误差，其饱和导通压降也是不同的，厂商给产品的参数表上的通态压降值也只是一个范围，分别为最大值、最小值与典型值三种。因此，要想实现静态均流，要争取做到饱和导通压降的完全匹配。

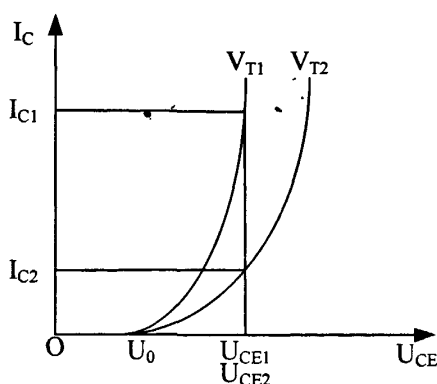


图 4-2 不同通态压降的 IGBT 输出特性比较

由于饱和导通压降对 IGBT 并联静态均流的影响，当两个饱和压降不一致的管子并联时，必须要降额使用。电流的静态降额率可由以下公式计算^[65]：

$$\delta_s = 1 - \frac{I_T}{n_p \times I_M} \quad (4-7)$$

其中 δ_s 是静态降额率， I_T 是并联模块能提供的总额定电流， I_M 是单个模块的最大额定电流， n_p 是并联的 IGBT 模块的数目。

由式子 (4-7) 得到：

$$I_T = (1 - \delta) n_p I_M \quad (4-8)$$

电流的静态降额率与饱和导通压降、结温、电路设计等因素有关。根据生产厂家

给出的不同电压等级的器件的静态降额率，可以推算出并联器件的总电流，由此可作为选择 IGBT 模块的依据。

4.2.2 并联动态不均流原因分析

IGBT 并联动态不均流的根本原因是器件的开通与关断时间不一致，主要因素有：阈值电压 $U_{GE(th)}$ 、栅极电容 C_{GE} 、栅极电阻 R_G 、栅极引线电感 L_G 、射极电感 L_E 等。前三个因素与器件本身的参数有关，后三个因素与驱动电路和主电路的结构有关，这些不同的因素都会影响 IGBT 开通与关断时间的一致性。图 4-3 为 IGBT 并联动态不均流的瞬态电流波形示意图，其中，IGBT₁ 有较小的开通时间 t_{on} 与关断时间 t_{off} 。图中 I_1 为 IGBT₁ 的电流波形， I_2 为 IGBT₂ 的电流波形。

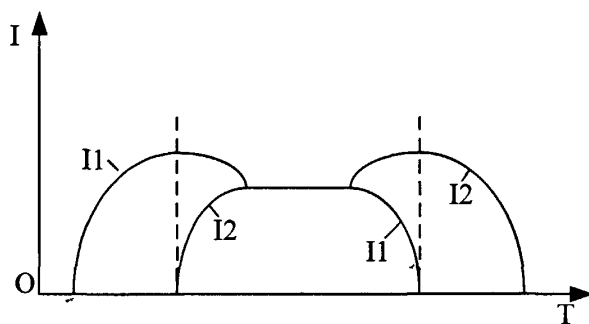


图 4-3 IGBT 并联运行时瞬态电流波形

当在并联的 IGBT 的栅极上施加正向驱动电压时，栅极电容 C_{GE} 较小，栅极阈值电压 $U_{GE(th)}$ 较低的 IGBT₁ 首先开通，承担整个并联桥臂的电流，电流 I_1 上升至 IGBT₂ 开始导通出现 I_2 时才停止增加，随后下降并缓慢的趋向稳态均流值，使得首先开通的 IGBT₁ 遭受到开通过电流。

当栅极驱动电压下降，IGBT 关断时，关断的延迟时间 t_{off} 主要是栅集电容 C_{GC} 的密勒效应引起， C_{GC} 较小的器件 IGBT₁ 首先关断，它的电流 I_1 减小，引起关断延迟时间较长的 IGBT₂ 承担全部并联桥臂电流，直至它开始关断电流 I_2 才开始减小，在 IGBT 并联桥臂中，最后关断的 IGBT₂ 将会遭受关断过程中的过电流^[64]。

因此，设计并联系统时必须考虑模块特性、驱动电路以及电路的布局等因素对并联支路的电流分配的影响。

为了实现 IGBT 并联桥臂开通及关断过程中的均流，就必须匹配好影响开通时间及关断时间的各项参数，使得并联桥中的 IGBT 器件开通与关断时间基本保持一致。当工作频率较高或者对并联 IGBT 组合的开通、关断瞬时特性要求较高时，动态均流影响将大于静态均流影响，此时对影响动态均流的参数的匹配就更要严格一些，才能获得较好的均流效果。动态降额率可由以下公式计算^[65]：

$$\delta_d = 1 - \frac{(n_p - 1)(1 - \varphi) + 1}{n_p} \quad (4-9)$$

式中, δ_d 为动态降额率, n_p 为并联模块的数目, φ 为动态不匹配度。一般情况下, 动态降额率要大于静态降额率, 应用中要根据实际情况合理配置。

4.3 并联均流措施研究

4.3.1 构建并联电路基本要求

(1) 选用特性参数一致的器件并联, 尽量选用同一厂家同一批次的器件。

(2) 驱动电路布局要对称, 使用独立的栅极电阻, 尽量减少驱动电路的输出阻抗和回路的寄生电阻, 且要用瞬间门极强脉冲触发。

(3) 并联 IGBT 的拓扑结构要尽量对称, 引线要尽量短。

(4) 将所有的并联器件放在同一个散热装置上, 使器件之间的温差尽量小。

(5) 吸收电路要合理设计, 吸收电路参数要尽量一致。

4.3.2 并联静态均流措施与实验研究

并联静态均流措施选择

对于 IGBT 并联运行时的静态不均流问题解决, 除了前面讲到的挑选器件等基本电路要求外, 目前普遍使用的主要有两种方法, 分别是栅极电阻补偿法与门极电压控制法。

门极电压控制法的原理是通过设备端电流信息来反馈控制栅极驱动电压, 继而实现调节并联桥臂中器件的导通压降, 最终实现静态均流。该方法是利用栅极驱动电压对 IGBT 器件导通压降的影响来设计的。其优点是可扩展性较强, 容易实现任意个数的 IGBT 器件并联; 缺点是所谓调整门极电压其实就是将分流较多的 IGBT 器件的门极电压下调, 然而, 一般电路的可调范围远在 15V 以下, 如要下调则就必须得大幅下调才行。这样做显然存在较大的弊端, 一方面, 大幅下调才能实现可调就意味着必然有一大段的不可调节区; 另一方面, 大幅下调门极驱动电压会使得该 IGBT 在远低于 15V 的门极驱动电压下工作, 该管子便会失去抗过流能力, 从而加重其他管子的负担 [66]。

栅极电阻补偿法是通过调整驱动电路中的栅极电阻值的大小来对并联桥臂中通态压降较小的器件实现补偿, 从而达到静态均流目的的方法。该方法的优点是简单, 容易实现, 缺点是扩展性不强, 用于实现任意级的 IGBT 并联静态均流比较麻烦, 需要结合具体应用环境做大量的仿真工作。

超导储能脉冲系统中, 部分开关器件仅仅工作于瞬态的开通或者关断状态, 虽然

电流幅值较大,但因为 IGBT 在短时间内(10ms 左右)可以承受较大的脉冲电流冲击,如课题中所用的 EUPEC 公司的 IGBT (3300V/1200A)可在 10ms 内承受 11kA 的峰值电流。所以,对于百千安级的开关结构也无需很多的 IGBT 并联使用,这为简单实用的栅极电阻补偿法提供了较好的使用环境。另外,对于高压、大电流的脉冲系统而言,电路的稳定性尤为重要,门极反馈控制法无疑增加了控制的复杂程度,且对 IGBT 的性能有较大的影响。综合上述原因,论文中选用栅极电阻法作为 IGBT 并联静态均流的主要研究方法。

并联静态均流实验研究

实验中所采用的 IGBT 均为 EUPEC 公司 1200A/3300V 模块 FZ1200R33KL2C,饱和导通压降最小值 4.2V,最大值 6.0V,典型值 5.1V,输入电容为 145 nF,输出电容 800nF。驱动芯片采用 CONCEPT 的大功率驱动芯片 2SD315AI-33,驱动的触发信号由复杂可编程逻辑器件(CPLD)给出。实验主电路如图 4-4 所示, $R_{g1}=R_{g2}=3.3\ \Omega$, $R_{g'}=0\ \Omega$ 。电源 8.4V,96A 输出,由电流传感器采集电流波形 LabVIEW 输出显示,在 20 微妙关断触发信号延时下的关断电流波形如图 4-5 所示,可以看出,稳态时有大约 5A 的电流差值,该值是由并联模块的饱和导通压降不同所造成。

改变栅极电阻来调整静态均流,就其实质而言其实等于调节门极驱动电压。由前面驱动电路设计可知,试验所用 2SD315 的典型驱动电路本身无栅射电阻 R_{GE} ,故在调节 R_G 时就没有任何的静态均流效果。实验中,增加了 115 欧姆的 R_{GE} 来测试静态均流效果。

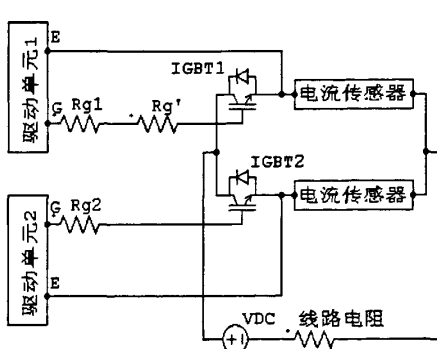


图 4-4 IGBT 并联动、静态均流实验主电路

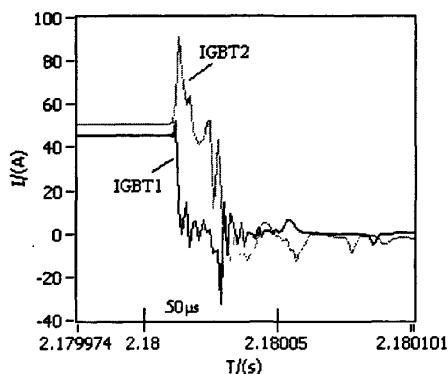


图 4-5 未采取措施的初始电流波形

要想实现静态均流,就要在导通压降较小的一路增加补偿电阻。图 4-6 与图 4-7 分别为栅极补偿法实现静态均流过程中驱动波形以及电流波形的变化情况,可以看出,随着栅极电阻的增加,补偿一路 IGBT 的门极驱动电压逐渐减小,其稳态所通电流也逐渐减小,直至完全实现静态均流。并且,随着栅极电阻的进一步增加,还会出现过补偿现象。

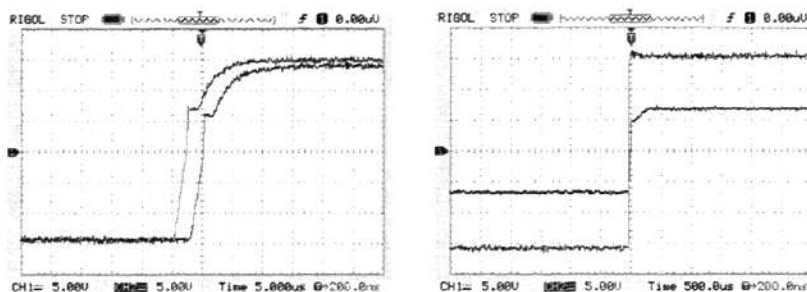


图 4-6 栅极电阻法补偿静态均流驱动波形图

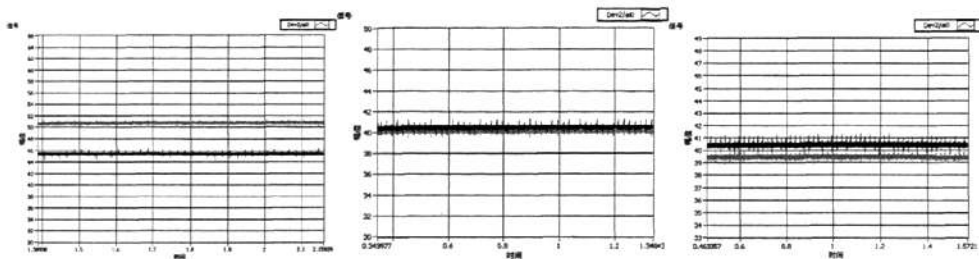


图 4-7 栅极电阻法补偿静态均流稳态电流波形图

由以上实验结果可以看出，栅极电阻补偿法可以有效补偿 IGBT 并联应用时的静态不均流现象，发生静态不均流时，应该补偿饱和导通压降 $U_{CE(sat)}$ 较小的器件，合理选择栅极电阻的大小是该方法的关键。

4.3.3 并联动态均流措施与实验研究

从 IGBT 并联动态不均流的原因分析可以看出，影响 IGBT 动态不均流的因素主要有两方面，一方面与器件本身的参数有关，如门槛电压、栅极电容、密勒电容等。另一方面则与驱动电路和主电路有关，如栅极电阻、栅极引线电感、射极电感、驱动信号等。

工程应用中，由器件本身参数不同所导致的动态不均流可以通过在使用前的器件选择来尽量减小或消除，由主电路结构、引线寄生参数等引发的不均流可以由合理的拓扑结构来消除，于是各并联 IGBT 模块驱动信号的不同步便成了动态不均流的主要原因。就课题应用需求，主要研究的是 IGBT 组合的关断性能，开通与关断有着相同的原理，可以类推得知。

动态均流实验所用电路与静态均流一样，同为图 4-4，两个驱动信号不同步的 IGBT 模块直接并联时其关断时刻电流波形如图 4-5 所示，可以看出延迟关断 20 微妙的 IGBT₂ 出现了明显的电流尖峰。由此可见，驱动信号同步性问题的解决有着非常重要的意义。

栅极电阻补偿法实现动态均流实验

栅极电阻是与 IGBT 的动态特性密切相关的一个参数,它的大小直接影响着 IGBT 开通与关断的速度,可以实现限制开通电流峰值和关断电压峰值的作用。本质上,栅极电阻法补偿动态均流是通过改变栅极电阻值的大小来改变 IGBT 开通时间和关断延迟时间来实现的,在驱动电路没有外加栅射电阻的情况下,它的改变不会对 IGBT 驱动电路输出的门极驱动电压大小有影响。就两路 IGBT 并联的关断过程而言,要想实现同步,就需要在关断快的一路增加补偿的栅极电阻,减缓其关断速度。

实验时,通过给关断较快的 IGBT₁ 的驱动电路增加补偿电阻 $R_{g'}$ 来实现关断信号补偿。当 $R_{g'}$ 分别为 $33\ \Omega$ 、 $47.6\ \Omega$ 、 $54\ \Omega$ 时的关断电流波形对比如图 4-8 所示。可以看出,随着 $R_{g'}$ 的增大,IGBT₂ 的关断电流尖峰逐渐减小, $47.6\ \Omega$ 时基本实现了动态均流, $54\ \Omega$ 时则发生了过补偿现象,使得 IGBT₂ 先关断, IGBT₁ 出现电流尖峰。图 4-9 为未补偿和补偿后已达到动态均流时的关断驱动波形对比,可以看出补偿电阻 $R_{g'}$ 实现了 IGBT₂ 的慢关断且没有影响到驱动电压的幅值。

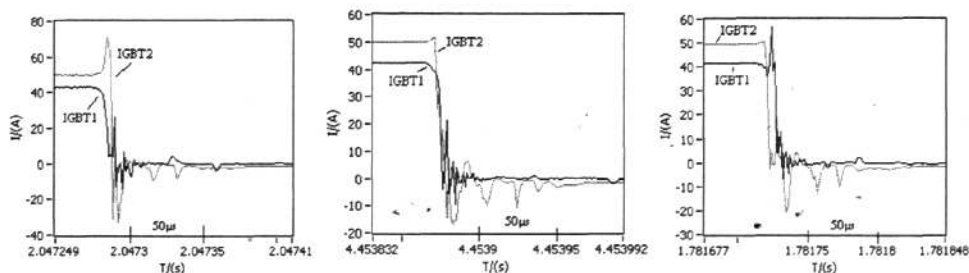


图 4-8 栅极电阻法补偿动态均流电流波形图

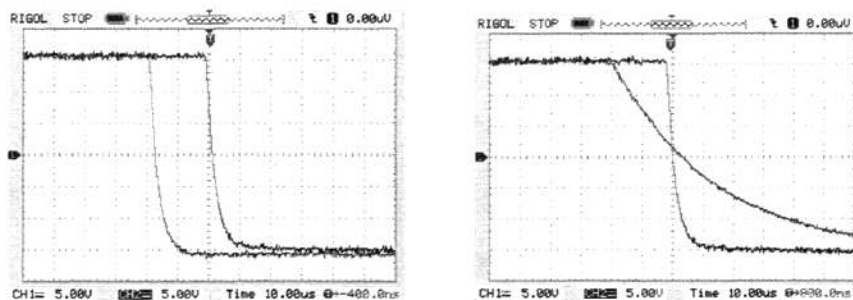


图 4-9 栅极电阻法补偿动态均流驱动波形图

由 IGBT 动态特性可知,改变栅极电阻值的大小不仅可以实现由驱动信号的不同步带来的动态不均流,也可以实现由器件本身参数差异原因引发的动态不均流补偿,对个性参数有差异的器件进行并联的话应该选用栅极电阻补偿法。但是,因为栅极电阻对 IGBT 动态特性影响很大,虽然改变其值可以用来对动态均流做补偿,可是该值的可增范围也要与工作条件、IGBT 器件本身参数基本匹配才行,不宜为了达到关断一致性而对栅极电阻做过大调整从而大大增加器件的开通、关断损耗和误导通的可能性。实验中我们指定的关断延时为 20 微妙,从图 4-9 可以看出补偿一路的关断驱动波

形发生了明显改变，关断速度大大减慢，这对开关器件是不利的。因此，实际应用中驱动信号差异过大的情况不太适合用栅极电阻补偿法来实现动态均流。

脉冲变压器法实现动态均流实验

脉冲变压器法^[67]是把变比为 1:1 脉冲变压器的一次侧与二次侧分别串入两路并联 IGBT 模块的驱动端，通过磁耦合的方式来对驱动信号做补偿，实现驱动信号的同步性，进而达到动态均流的目的。脉冲变压器法是主动控制门极驱动信号，不受主电路影响，简单可靠，实用性较强^[54]。实验的主电路如图 4-10 所示。增加脉冲变压器后电流波形见图 4-11。实验中所用变压器为普通晶闸管驱动用脉冲变压器，该变压器的电感参数过大会导致 IGBT 关断速度减慢，使用前要进行相关参数估算^[68]。图 4-11 与图 4-5 对比可看出明显的动态均流效果，未出现任何关断电流尖峰。

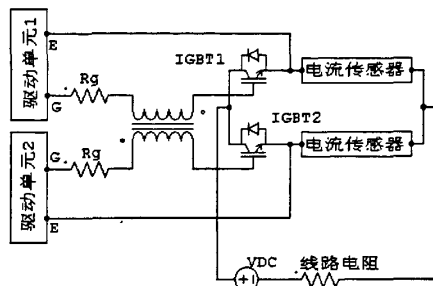


图 4-10 脉冲变压器法动态均流电路图

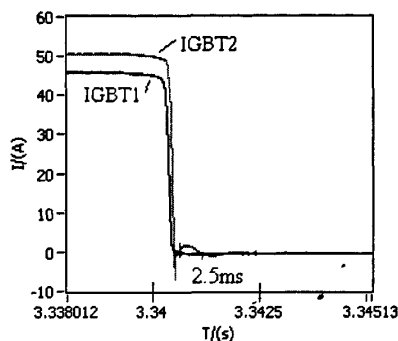


图 4-11 脉冲变压器法电流波形图

脉冲变压器法对于驱动信号延时不同导致的 IGBT 并联动态不均流有很好的效果，且根据并联 IGBT 模块的不同参数、驱动信号延迟时间等条件，变压器的互感、漏感设计也可由 IGBT 等效为输入电容后的驱动端连接电路推导出范围公式做参考。另外，根据变压器原理，可以通过级联比较容易实现多路 IGBT 并联的驱动信号补偿，理论上可以实现任意级大功率 IGBT 模块并联的动态均流，有很好的扩展性，这也是脉冲变压器法最大的优点和特点。

4.4 多模块同步驱动技术研究

实现多个 IGBT 模块并联的动态均流与是研究 IGBT 并联动态均流方法的主要目的。栅极电阻补偿法实现多个 IGBT 模块并联动态均流需逐个模块进行调整，工作量大，实现比较困难。而脉冲变压器的级联则可以很好的达到多个驱动信号补偿的目的。

图 4-12 是可以实现 n 级 IGBT 模块并联动态均流的驱动端连接示意图，G 为驱动芯片输出至栅极的触发信号， R_g 为栅极电阻。为验证其可行性，在 PSPICE 上构造了 3 个 IGBT 并联使用由 2 个脉冲变压器级联触发的仿真电路如图 4-13。电压源 VDC600V 直流输出， $R_1=R_2=R_3=10\Omega$ ，变压器一二次侧电感均为 15mH，耦合系数为 1，三路 IGBT

的开通和关断信号均由幅值 15V 脉冲电压源的单个脉冲给出, 开通信号依次延时 $1\mu\text{s}$, 关断信号依次延时 $0.5\mu\text{s}$ 。图 4-14 为使用脉冲变压器前后 3 路 10Ω 电阻的电流波形(等同于 I_C) 对比, 可以看出, 加了脉冲变压器以后开通和关断延时完全消除, 级联起到的很好的开、关同步效果。就仿真结果看, 该方法是可行的。

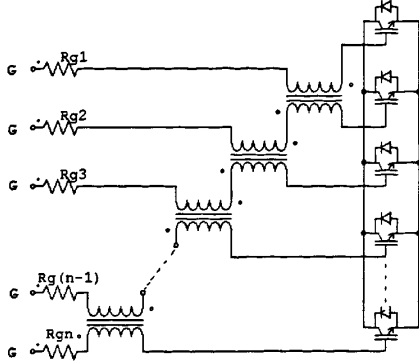


图 4-12 N 级 IGBT 并联驱动信号补偿连接图

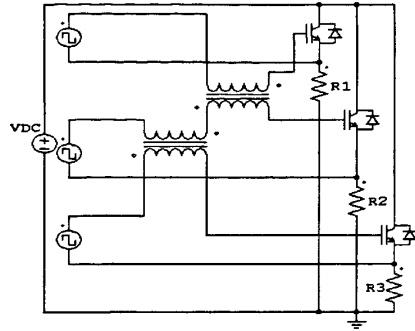


图 4-13 脉冲变压器级联仿真电路图

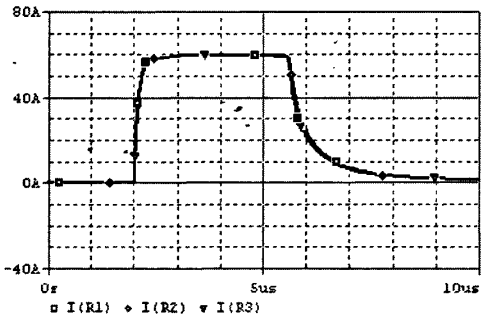
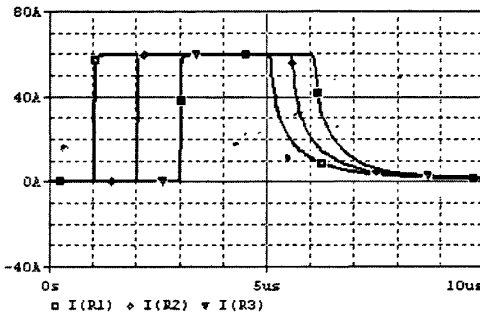


图 4-14 使用脉冲变压器前后电流波形对比图

第 5 章 IGBT 串联均压技术研究

5.1 串联均压技术研究意义

高压大功率的线路中，要求功率器件具有较高的耐压值，单一器件往往很难满足这一要求，直接串联使用则为解决该问题提供了一种简单有效的办法。不仅可以保证功率器件的变换效率，还能同时拓宽器件的使用范围。目前，IGBT 在众多的中、高压应用领域已经替代 GTR、GTO 等器件，其串联技术的研究具有较大的使用价值与意义。图 5-1 为美国 Ian S. Roth 等人为保护电容器而设计的断路器，该开关完全由 IGBT 串联构成，其耐压值可达到 140kV。

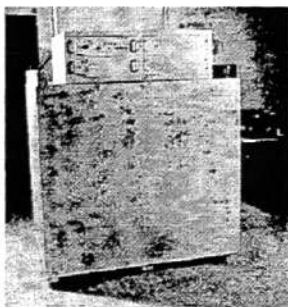


图 5-1 140kV 断路器实物图

另外，低功率级别的 IGBT 串联结构与大功率的 IGBT 单模块相比，在开关动作时间及关断能耗方面有较强的优势。表 5-1 为美国哥伦比亚密苏里州立大学的 Scott Castagno 等人对 6 个耐压 1200V 的 IGBT 串联结构、2 个 3300V 的 IGBT 串联结构以及一个 6500V 的 IGBT 单模块在开通、关断时间以及关断能耗三方面的实验结果对比^[69]。可以看出，小模块的串联结构在动作时间以及能耗方面都有较大的优势，且该优势有随着串联个数增多而增大的趋势。当然，随着串联个数的增多，开关的触发、驱动系统必然也会随之复杂，根据具体应用条件下的各方面权衡是关键。

表 5-1 IGBT 动作时间与关断能耗实验结果

	开通时间	关断时间	关断损耗
6个1200V串联模块	52.4ns	506ns	11.6mJ
1个6.5kV模块	179.2ns	—	—
2个3.3kV串联模块	—	4.75μs	130mJ

5.2 串联静态不均压原因与措施研究

IGBT 串联运行时的不均压分为两种，即串联的静态不均压与串联的动态不均压，其中，串联静态不均压是指当电路达到阻断稳态时，串联使用的各个 IGBT 的分压不一致。

5.2.1 静态不均压原因分析

IGBT 串联的静态不均压主要是由各个串联 IGBT 模块的伏安特性不一致所造成的，如图 5-2 所示为不同伏安特性的 IGBT 正向阻断状态图，可以看出，在相同集电极电流 I_0 下，伏安特性不同的三个 IGBT 器件其分压差别较大，这样，一方面使得 IGBT 的耐压能力没有得到充分利用，另一方面过压的 IGBT 可能会因为过压而性能下降甚至损坏^[70]。

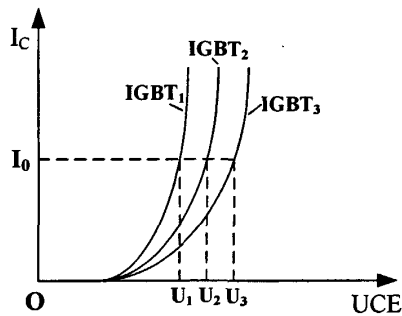


图 5-2 不同伏安特性 IGBT 正向阻断图

图 5-3 为静态不均压的仿真电路图，三只 IGBT 管子型号各不相同，仿真电路条件保证其工作于安全范围内，驱动电路在 0ms 到 10ms 时间段内触发三个 IGBT 为开通状态，10ms 后，三个 IGBT 的阻断状态均压情况如图 5-4 所示，可以看出，因为其伏安特性不相同，三个管子所承受的电压也各不相同。

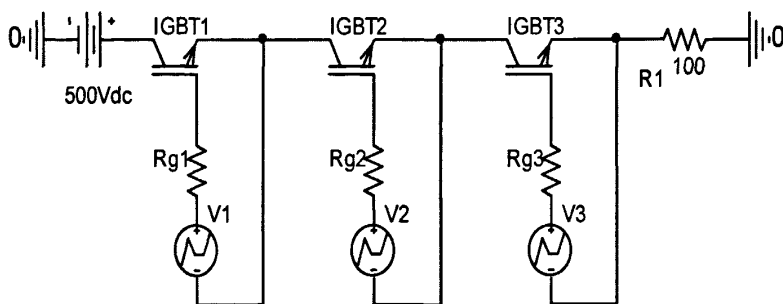


图 5-3 串联静态不均压仿真电路图

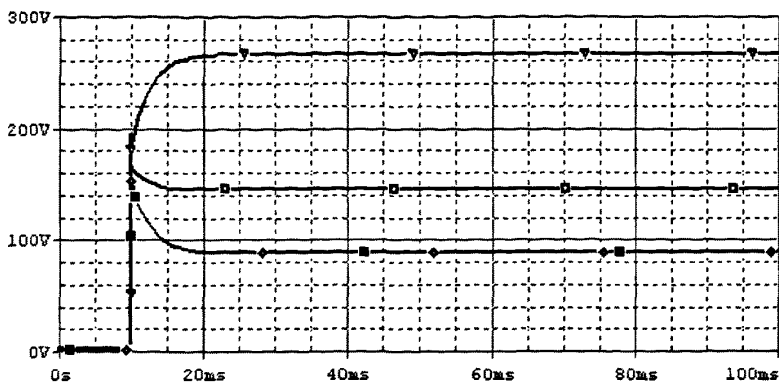


图 5-4 串联静态不均压仿真波形图

5.2.2 静态均压措施研究

对于 IGBT 串联的静态不均压情况，一般采用较为简单的并联电阻法，所谓并联电阻法就是指在每个串联使用的 IGBT 模块集电极与发射极之间均并联一个阻值相同的大电阻，该电阻的阻值要在远小于 IGBT 断态阻断压降的情况下尽可能的大，以避免该电阻上产生较大的损耗，对于中等功率的系统而言，一般取十几到几十千欧。图 5-5 即为并联电阻法的原理示意图， R_{off1} 和 R_{off2} 分别为串联使用的两个 IGBT 的关断电阻， R 为所使用的并联电阻。因为 R 远小于 R_{off1} 与 R_{off2} ，所以， R_{off1} 与 R_{off2} 并联电阻 R 后的总电阻就几乎是一样的。这样就使得两个 IGBT 模块在阻断状态下的总等效阻抗近似相等，实现了伏安特性的有效补偿，从而可以达到静态均压的目的。

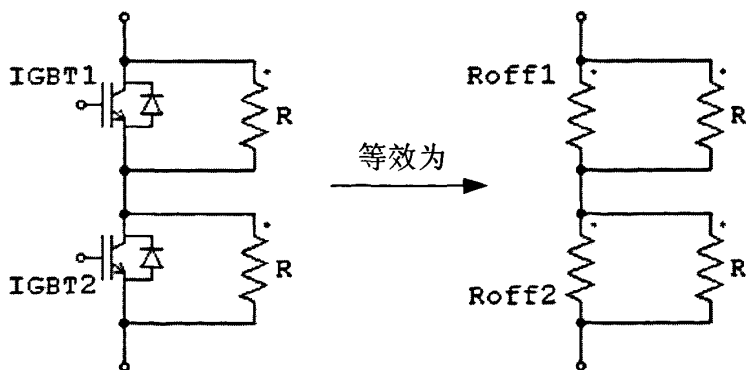


图 5-5 并联电阻法实验静态均压原理图

图 5-6 为并联电阻法实现静态均压的仿真电路图，整个仿真电路的参数与上节静态不均压因素中电路仿真参数一致，在三个 IGBT 两端分别并联一个 $10\text{k}\Omega$ 的大电阻。图 5-7 为仿真结果图，可以看出，三个 IGBT 在 10ms 时刻关断后得到了很好的静态均压效果。

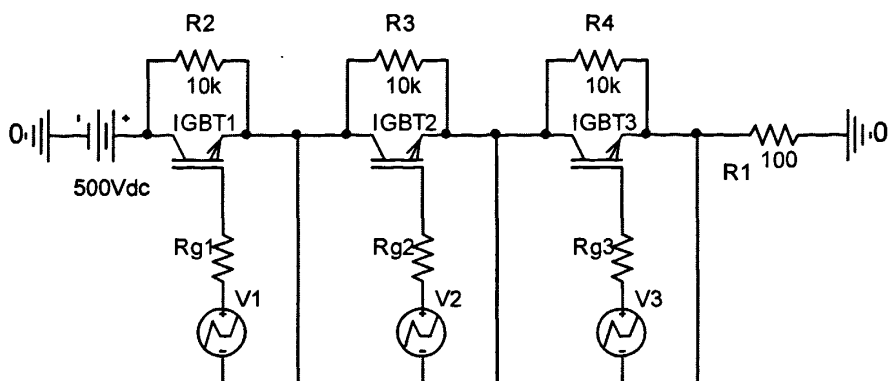


图 5-6 串联静态均压仿真电路图

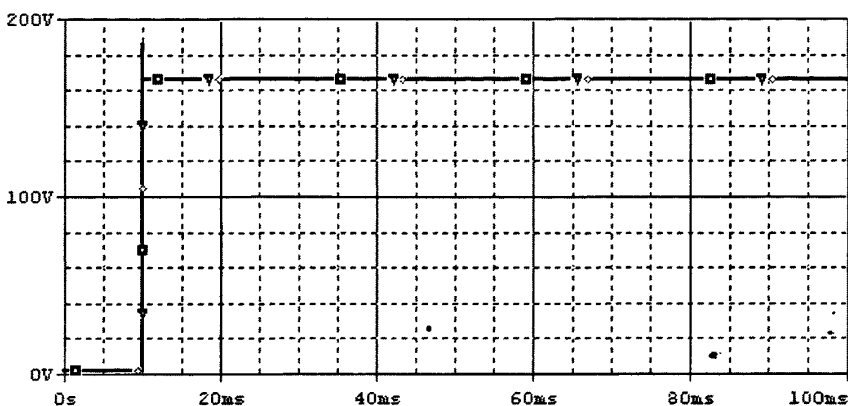


图 5-7 串联静态均压仿真波形图

5.3 串联动态不均压原因与措施研究

5.3.1 动态不均压原因分析

IGBT 串联动态不均压是指在 IGBT 串联组合的开通与关断瞬间，因各个 IGBT 的开通与关断时间不一致所导致的各 IGBT 瞬间分压不均。IGBT 串联动态不均压的因素与静态不均压相比要复杂的多，IGBT 器件自身寄生参数的一致，驱动信号的一致，驱动电路参数的一致，IGBT 器件缓冲电路的一致等等都会导致串联使用的各个 IGBT 出现不能达到同步开、关的效果。

5.3.2 动态均压措施研究

因 IGBT 串联动态不均压因素较多，故动态均压的方法也相对比较多，图为目前已有的各种串联动态均压措施分类图^[71]。

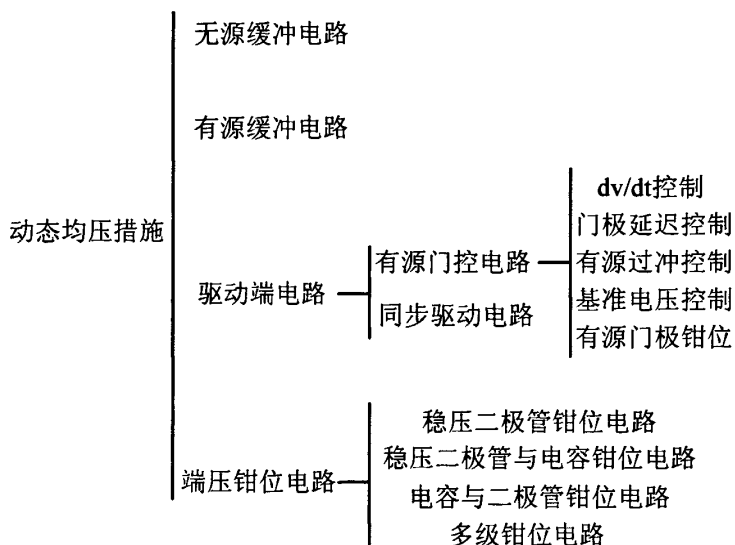


图 5-8 串联动态均压措施总结

无源缓冲电路

无源缓冲电路指的是在串联的各个 IGBT 两端并联缓冲电路来实现一定程度的动态均压，缓冲电路可以是 C 型、 RC 型、 RCD 型等等，无源缓冲电路也是目前最常用的一种方法，实现起来比较方便。图 5-9 所示为串联应用中单管 IGBT 的 C 型无源缓冲电路。因为有大容量电容的存在，能够减缓 IGBT 关断时间。其缺点是因为该电容直接并联在器件两端，需要承受主电路的高压，在大功率的领域应用时电容也同样需要大的容量，电容容量的增大就会导致 IGBT 的关断速度严重受到影响，导致整个系统的工作频率不能做的太高，并且也使得 IGBT 本身快响应的特性也不能完全得到发挥。另外，增加了大容量的缓冲电路就会使得整个开关结构显得体积庞大且价格不菲。

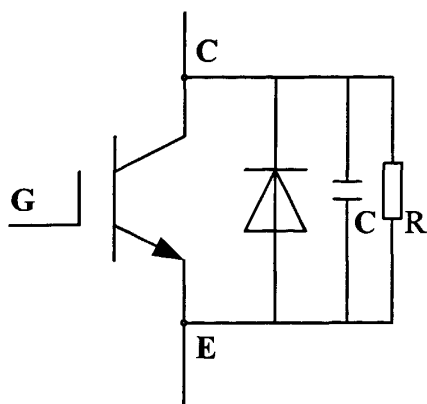


图 5-9 无源缓冲电路

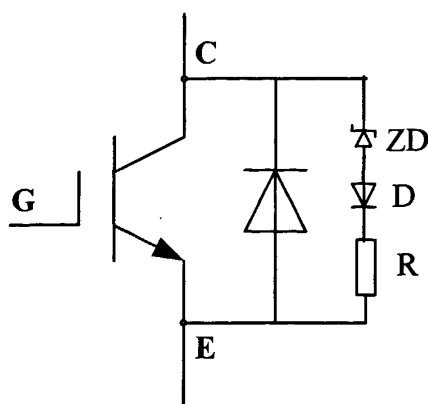


图 5-10 端压钳位电路

有源缓冲电路

有源缓冲电路其实质是在 IGBT 器件两端并联一个谐振有源电路，当需要关断

IGBT 时先控制有源电路放电, 当 IGBT 支路电流或电压为零时再控制关断该支路上的 IGBT 开关, 目的是实现 IGBT 的零电流关断也即软关断, 这样做的好处是使得 IGBT 关断达到绝对的同步, 不会产生关断时的动态均压不平衡。其缺点也很明显, 首先, 采用有源缓冲电路会使得整个装置体积和花费更加庞大, 因为在增加有源缓冲电路的同时, 为了运行时的安全考虑, IGBT 两端的无源缓冲电路也一样不能少。

驱动端均压电路

IGBT 的驱动端均压电路包含两部分的内容, 一是有源门控电路, 二是同步驱动电路。有源门控电路又分为 dv/dt 控制、门极延迟控制、有源过冲控制、基准电压控制、有源门极钳位电路等。就其实质而言, 主要分为栅极电压控制、栅极电流控制、驱动信号延时控制三个控制策略。

栅极电压控制是利用栅极驱动电路来控制 IGBT 上的电压满足一条实现给定的开关特性曲线, 可以达到串联 IGBT 电压平衡的目的。我们知道, IGBT 的开通过程可以分为三个阶段, 关断过程可以分为四个阶段。在这些阶段中, 只有密勒效应阶段是可控的, 所采用的控制手段也主要是在密勒效应期间内实施。该方法的优点是精确, 对于均压要求很高的系统较为适用。缺点是控制难度较大因为 IGBT 的动作时间非常快, 一般可以认为在 $1\mu s$ 左右, 短时间内的控制便需要很快的反馈控制回路。此外, 要想使电压满足一条给定的参考曲线, 控制信号的线性方法是非常必要的, 同时也得考虑控制通道的传输延时, 合理的偏置电压设置是这种控制方法有效的基础条件。另外, 这种方法仅在 IGBT 处于动态阶段时有效。图 5-11 所示为 IGBT 串联应用时, 利用实时端压反馈控制栅极电压来实现动态均压的典型电路结构。

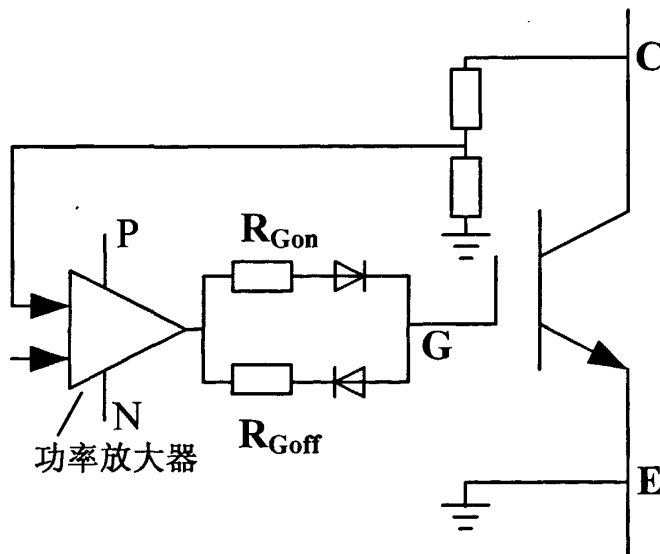


图 5-11 端压反馈控制栅极电压典型电路

栅极电流控制与栅极电压控制一样, 也是利用密勒效应期间实现对瞬间波形的控

制, 进而实现串联 IGBT 的电压平衡。有斜坡控制、开通 di/dt 控制、关断 dv/dt 控制等。优点与栅极电压控制相同, 缺点也很类似, 需要一个非常快速的反馈控制回路, 控制难度较大, 且因为该措施需要一个控制放大器和驱动晶体管类的反馈回路才能达到控制策略, 会使得驱动电路出现延时。文献报道中, 对于小功率的 IGBT, 该延迟时间一般为 50ns, 对于大功率的 IGBT, 该时间还会增加^[72]。

门极延迟控制是通过调整 IGBT 栅极驱动电路的延迟时间来达到电压平衡和限制过电压的目的。将其他导致电压不均衡的原因全部归结为驱动信号的不同步, 通过对各串联 IGBT 驱动信号输出的延时控制来实现开关瞬间的电压平衡, 该方法实际上类似于实验方法, 驱动输出的延时可提前设定好, 对已经定型的产品或者系统较为有效, 如果出现故障或者器件更换则要重新设计延时。该方法可操作性较高, 但扩展性较低, 不适合大规模应用。

同步驱动电路设计可以说是针对目前的 IGBT 器件制造水平而言的, 如今同一制造厂商生产的同规格的 IGBT 器件, 其寄生参数与各方面性能几乎一致。如果我们认为在实际工程应用中, 器件的参数、主电路的结构、杂散线路的影响都能通过器件挑选与适当的电路结构予以消除, 则各串联 IGBT 驱动信号的不同步便成为了串联动态不均压的最主要原因。

驱动信号同步性补偿的动态均压电路设计可以采用脉冲变压器法来实现, 脉冲变压器法的原理与该方法在改善驱动信号同步性方面的作用已在本论文第四章中结合 IGBT 并联的动态均流问题讨论过, 这里就不再阐述了。

端压钳位电路

大多数端压钳位电路其实质是器件的保护电路, 在每个开关上附加一个电压钳位电路, 把开关上承受的电压限定到一个给定的值。这种电路简单有效又不会降低主电路中 IGBT 的开关速度, 是一种经常使用的较为经济的方法。图 5-10 所示为其典型应用电路, 稳压二极管串联释能电阻可实现 IGBT 的有效保护。其缺点是在开关器件出现过压时将存在很大的电能损耗。

5.3.3 混合型动态均压电路设计

超导储能脉冲功率系统中的电流电压都是比较高的级别, 高压大电流的应用环境中, 系统整体稳定性与安全性最为重要。于是, 结合课题, 动态均压装置的设计需要满足下面四个原则:

- (1) 均压装置要适合高压、大电流的脉冲系统使用;
- (2) 均压装置在无过压的情况下不应该产生功率损耗;
- (3) 过压瞬间的响应应非常快, 严格保证器件安全;
- (4) 均压装置应该是实用的, 有较强的性价比与可靠性。

设备端压电路的可靠性与简单性的优点是需要复杂控制手段的反馈控制电路所无法相比的，于是，结合无过压不动作的思想以及对电压平衡与能量损耗的折中考虑，拟设计端压钳位电路与缓冲电路概念相结合的 IGBT 串联动态均压设备端电路。

IGBT 的寄生电容对动态均压的影响

由 IGBT 特性可知，其内部主要存在三个寄生电容 C_{CE} 、 C_{GC} 与 C_{GE} ，如图 5-12 所示。其中寄生电容 C_{GC} 、 C_{GE} 在器件开通、关断中有着很重要的作用，IGBT 开通延时主要由栅极电容 C_{GE} 来决定，在相同触发条件下栅极电容较小器件首先开通。相对的，IGBT 的关断延时则主要有栅集电容（密勒电容） C_{GC} 的密勒效应来决定，在相同触发条件下栅集电容较小的器件首先关断。可以看出，这两组参数与 IGBT 串联动态不均压的有着非常大的关联。对于课题而言，主要研究的是 IGBT 关断瞬间的动态不均压情况，故下面针对栅集电容 C_{GC} 对关断动态均压的影响进行研究。

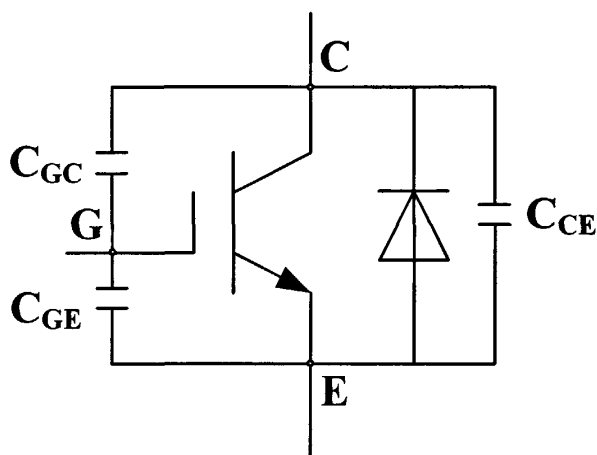
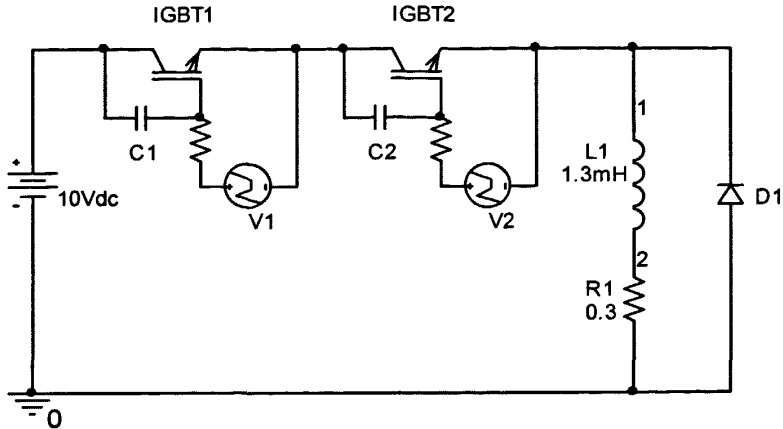
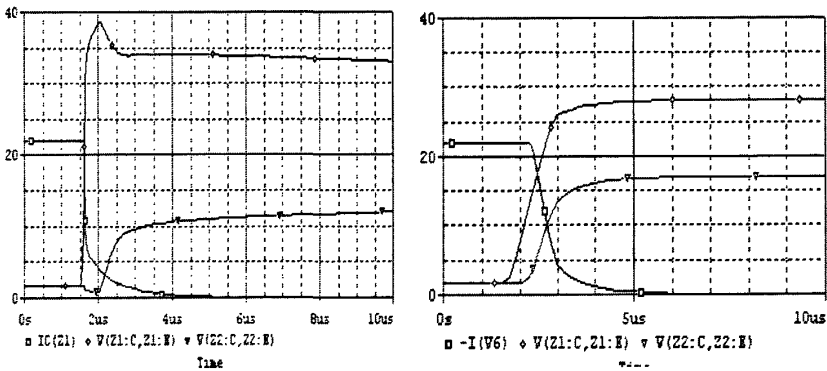


图 5-12 IGBT 寄生电容示意图

IGBT 器件在开关动作期间，GE 之间的电压几乎是一个常量，所以 U_{CE} 与 U_{GC} 几乎是相同的，于是，设计的均压器件可以全部都集中于栅极与集电极之间。首先，我们对单独使用附加 C_{GC} 的情况下进行仿真：电容 C_1 与 C_2 与 IGBT 内部寄生电容 C_{GC} 是并联关系，可以使得 IGBT 固有电容的不同达到最小化。

图 5-13 为设计的仿真电路图，直流电源 10V 输出，两个性能完全相同的 IGBT 由驱动信号给出关断延时 500ns，IGBT₁ 开通 1.5 μ s 后关闭，IGBT₂ 开通 2 μ s 后关闭。取电容 $C_1=C_2=40$ nF。图 5-14 为未加附加电容与增加附加电容后的仿真结果对比图，可以看出，有了该附加电容则可以使得其电压不均衡现象得到减小，但是开关关断时间会增加，会使得开关损耗增大，另外，该电路只可以对动态均压产生效果，对静态均压完全没有效果。然后，需要考虑的还有该电容的容量大小以及耐压问题，要适合高压应用。

图 5-13 C_{GC} 对动态均压影响的仿真电路图图 5-14 C_{gc} 动态均压仿真结果

钳位电路对动态均压的影响

图 5-15 为单纯使用稳压二极管的 IGBT 端压钳位保护电路图，与上述仿真参数一样，图 5-16 为使用稳压二极管前后的电压波形对比，可以看出，稳压二极管与释能电阻串联保护钳位电路也可以实现对动态过压的抑制，但是并没有主动去实现动态均压的效果，仅仅是起到了保护器件的作用。

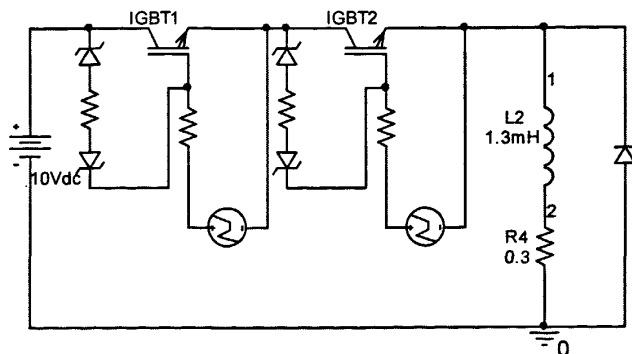


图 5-15 稳压二极管端压钳位保护电路

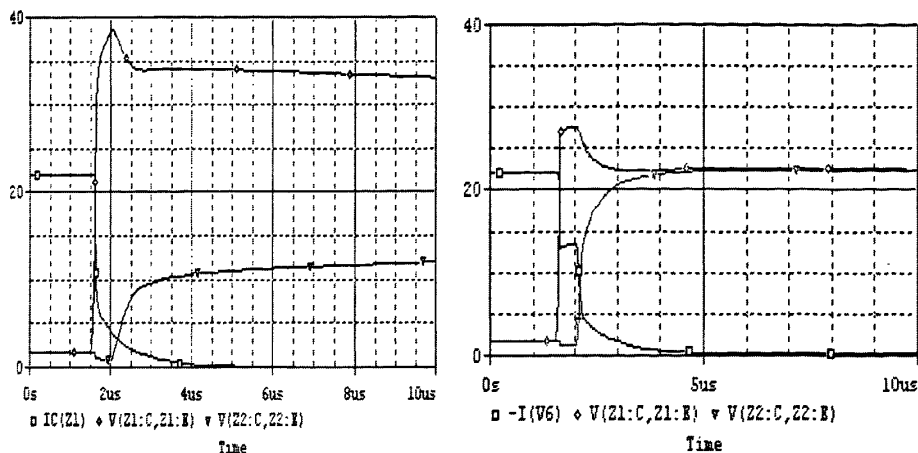


图 5-16 使用端压钳位电路前后电压波形对比

混合型动态均压电路设计

结合上述两种方式，设计了混合型的动态均压电路结构如图 5-17 所示。其中，DZ 为稳压二极管堆，D 为二极管堆， R_1 为串联释能电阻，电容 C 为均压电容，出现过压工作时其与 IGBT 内部寄生电容是并联关系， R_2 为电容 C 的释能电阻。

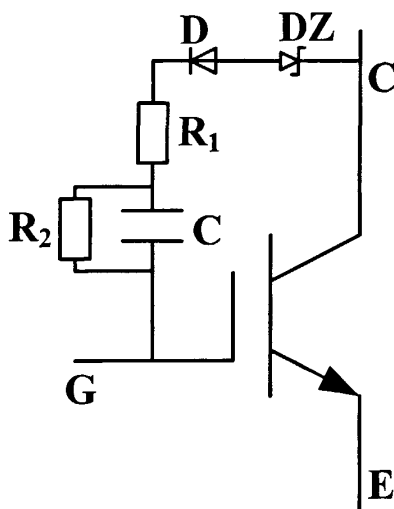


图 5-17 混合型动态均压电路结构

该电路有三个工作阶段：

(1) 当 U_{CE} 低于 DZ 击穿电压时，该电路上的电流非常小，只是稳压二极管中寄生电容的充电电流，充电完后电路就完全是静止的。可以实现均压电路的无过压不动作。

(2) 当 U_{CE} 高于 DZ 击穿电压时，电容 C 与 IGBT 内部寄生电容 C_{GC} 并联，使得出现过压的 IGBT 模块寄生电容参数的不同达到最小化的同时，因电容的增大也可有

效实现过压器件的缓关断，达到动态均压的效果。

(3) 工作结束后，电容 C 通过 R_2 放电。

图 5-18 为混合型动态均压电路的仿真电路图，与前述串联动态均压仿真电路参数相同，使用的均压电容 $C_1=C_2=30\text{nF}$ ，仿真结果如图 5-19 所示，可以看出，稳压二极管与均压电容相结合的混合型均压电路有很好的动态均压效果。对 IGBT 器件的关断性能影响可以控制在允许的范围內。

该电路在应用中需要注意的是电容 C 、释能电阻 R_1 、 R_2 以及稳压管堆稳压范围的参量选取。不同的主电路结构、不同的 IGBT 器件以及不同的应用环境都会使得这些参量发生变化。

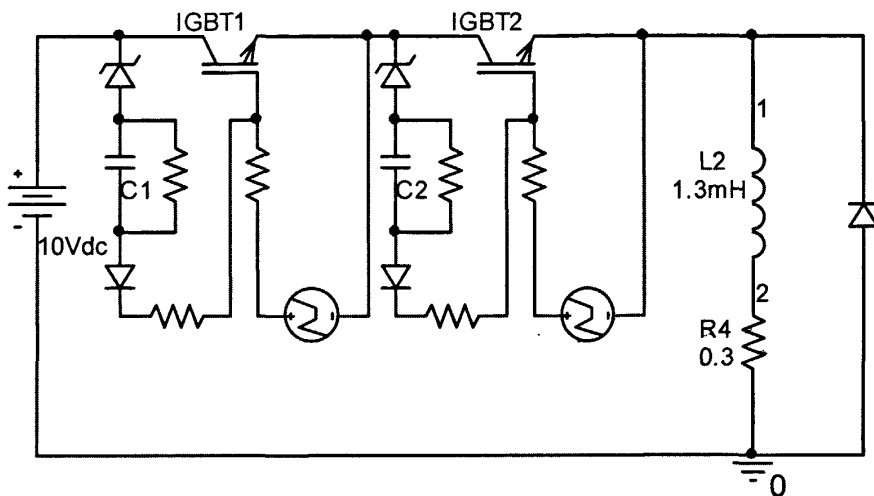


图 5-18 混合型动态均压措施的仿真电路

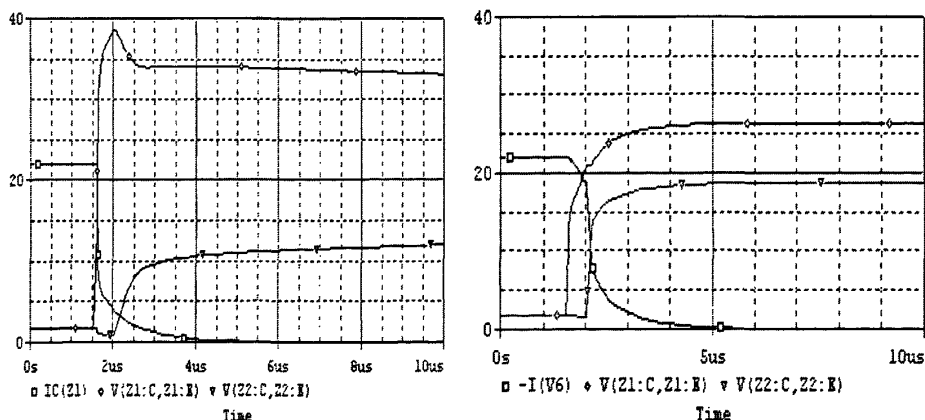


图 5-19 混合型动态均压电路的仿真结果

超导储能脉冲功率系统中的电流电压都是比较高级别，高压大电流的应用环境中，系统整体稳定性与安全性最为重要。于是，结合课题，设计了上述混合式的动态均压装置。仿真结果可以看出，该混合动态均压装置能很好地满足系统的要求，拥有

无过压不动作、不产生能耗，出现过压时可有效抑制过压产生，结构简单，扩展性较强等诸多优点。该电路的设计为 IGBT 器件在超导储能脉冲系统中的应用奠定了较好的理论基础，提供了一种相对较为实用的方法。

结 论

随着高尖端科技的发展, 等离子体物理、核聚变、激光器、高功率雷达等技术以及新概念武器、航空航天高速运载工具等系统对高功率脉冲系统的要求与日俱增。其中, 电感储能特别是超导储能脉冲系统因具有储能密度高、传输功率大等优势正在成为各国研究的重点与热点。对于超导储能脉冲系统而言, 断路开关与其性能有着直接的联系, 本论文就适合超导储能脉冲系统用的断路开关结构进行研究, 结合具体课题, 对以 IGBT 为主要研究器件的电力电子器件组合结构作为系统主断路开关进行了探索性的研究。论文所做的主要工作总结如下:

(1) 通过对电感储能型脉冲功率系统所用断路开关的各种形式做比较分析, 得出了传统专用断路开关与全固态开关以及混合开关器件相比的劣势, 提出利用常用电力电子开关器件的串并联结构作为超导储能型脉冲功率的可行性, 并进一步在讨论各种常用电力电子器件以及新型电力电子器件基础上将 IGBT 选为研究的主要器件, 阐述了选择原因。

(2) 详细讨论了 IGBT 的种类、结构、工作特性, 并在此基础上提出了 IGBT 的保护电路与驱动电路设计方法。其中, IGBT 的过压保护, 选择了 RCD 型的缓冲电路, 以提高脉冲系统的稳定性; IGBT 的过流保护, 采用驱动芯片外接电路与主电路传感器相结合的方法。IGBT 的过热保护则采用限制结温、降额使用与主动保护相结合的办法。IGBT 驱动电路的设计则主要基于项目中实际使用的两款专用集成驱动模块 EXB841 与 2SD315AI-33。结合具体应用环境, 讨论了 EXB841 驱动模块的不足与使用时采取的改进措施, 介绍了 2SD315AI-33 的结构、性能与外围电路参数, 并进行了相关测试。

(3) 针对超导储能脉冲系统的应用, 提出了 IGBT 并联技术的研究意义, 对 IGBT 并联运行时的动、静态均流技术做了细致的研究。在分析构建 IGBT 并联结构基本要求的基础上, 针对栅极电阻对 IGBT 动、静态性能的巨大影响, 利用栅极电阻补偿法分别对 IGBT 的动、静态均流作用进行了理论、仿真与实验研究。另外, 对于驱动信号不同步造成的 IGBT 并联不均流还着重讨论了脉冲变压器法, 并在此基础上提出了利用多级脉冲变压器级联来实现多 IGBT 模块同步驱动技术的理论可行性。

(4) 针对超导储能脉冲系统的应用, 提出了 IGBT 串联技术的研究意义, 对 IGBT 串联运行时的静态不均压原因与静态均压措施做了相关理论分析与仿真研究。对目前各种 IGBT 串联运行时的动态均压技术做了详细的归纳总结, 结合课题, 提出了超导储能系统中 IGBT 组合的动态均压措施应该满足的要求, 在此要求基础上结合端压钳

位电路与缓冲电路概念讨论了一种混合型的动态均压电路，并对该电路设计中应该澄清的一些问题做了相关的理论与仿真研究，仿真结果显示出了较好的动态均压性能。

由于时间条件的限制，论文对于超导储能脉冲系统的断路开关研究还属于基础阶段，对它的研究和完善工作还需要进一步展开：

首先是断路开关的总体形式，IGBT 串并联组合是单独作为主电路的断路开关，还是与其他开关组成混合开关来作为主电路的断路开关，哪种更适合超导储能系统还值得讨论。然后，论文只分别对并联均流与串联均压做了研究，并未对既串又并的组合做相关讨论。另外，IGBT 串联动态均压的相关措施并未进行实验验证，实验平台有待搭建。最后，超导开关的脉冲系统应用与各种新型半导体开关的发展状态也要密切关注和研究。

随着超导材料、超导电工技术的不断发展，超导储能脉冲系统必将占据高科技应用场合越来越重要的地位。而半导体器件的迅猛发展正好可以迎合其对断路开关性能的需求。所以，半导体器件的组合使用方法与驱动、保护等相关内容的研究还需不断深入。

致 谢

本论文是在导师王豫教授的悉心指导下完成的。在攻读硕士学位与课题研究期间，王老师严谨的治学态度，严格的自我要求，积极乐观的生活态度都深深感染着项目组里每个同学。论文撰写阶段，王老师在百忙之中提出了许多珍贵的指导性意见，使本人受益匪浅。同时，王老师在学习、生活中也曾给予过我很大的帮助和关怀。论文完成之际，特在此致以衷心的感谢！

课题研究期间，胡基士教授、蒋启龙教授、董亮老师、严仲明老师也曾提出过许多宝贵的意见和建议，给予了大力的帮助。同时，项目组中的同窗好友朱英伟博士、李海涛博士以及谢小芳、邵慧、陈天腾、付磊、周野、王学伦、方万民、窦康乐、董翔、陈志等都曾给予过我很大的帮助，陪我度过了美好的研究生生活。在此对以上老师和同学表示由衷的感谢！

最后，要特别感谢我的家人和女友，他们对我无私的关爱与坚定的支持是我努力向前的最大动力！

王建民

2010.5.10

参 考 文 献

- [1] 王金星.超导磁体.北京:原子能出版社,1985:1-2.
- [2] 张志鹏,朱玉群.超导磁体.武汉:华中理工大学出版社,1989:275-279.
- [3] Iwasa Y. Case.Studies in Superconducting Magnets, Design and Operational Issues.New York: Plenum Press,1994:3-7.
- [4] J.Biebach, P.Ehrhart, A.Muller. Compact Modular Power Supplies for Superconducting Inductive Storage and for Capacitor Charging. IEEE Transactions on Magnetics. 2001,37(1):353-354.
- [5] 王惠玲,饶荣水,李敬东等.超导电力低温技术展望.电力系统及其自动化.2001,25(8):65-68.
- [6] 林良真,张金龙,李传义等.超导电性及其应用.北京:北京工业大学出版社,1998:7-11.
- [7] 林良真.我国超导技术研究现状及展望.电工技术学报.2005,20(1):1-7.
- [8] 王秋良.高磁场超导磁体.北京:科学出版社,2005:15-19.
- [9] 张永,乔秀芬,赵保志.超导磁体失超保护装置.低温与超导.1983,5(4):79-82.
- [10] 唐跃进,石晶,任丽.超导磁储能系统(SMES)及其在电力系统中的应用.北京:中国电力出版社,2009:4-7.
- [11] 王家素,王素玉.超导技术应用.成都:成都科技大学出版社,1995:124-125.
- [12] 邹振民.21 世纪的超导磁悬浮列车.铁道通信信号.2002,38(6):39-41.
- [13] 严陆光.高速磁浮列车技术及其在国客运交通中的战略地位.国际技术经济研究.1999,19,(1):7-10.
- [14] Barnes Paul N, Rhoads Gregory L, Tolliver Justin C et al. Compact, lightweight, Superconducting power generators. IEEE Transactions on Magnetics.2005, 41(1): 268-273.
- [15] 肖广大.基于超导磁体的快速换能系统研究.西南交通大学工学硕士学位论文.2009:3-4.
- [16] 闫强华.超导储能脉冲放电技术研究.西南交通大学工学硕士学位论文.2009:7-8.
- [17] Werner Weck, Peter Ehrhart, Anton Müller, et al. Demonstration of a Superconducting Inductive Pulsed Power Supply at Simulated Load Conditions. IEEE Transactions on Magnetics.1999,35(1):383-387.
- [18] Juengst K P, Salbert H. Fast SMES for generation of high power pulses. IEEE Transactions on Magnetics.1996,32(5): 2272-2275.
- [19] Ian R. McNab. Developments in Pulsed Power Technology.IEEE Transactions on Magnetics.2001, 37(1):375-378.
- [20] Polulyakh E P, Spiridodov A V. Pulsed power source based on the experimental superconducting magnetic energy storage with stored energy up to 5MJ for railgun installation. in Proc. of MT-15.

- 1997: 628-630.
- [21] Weck W, Ehrart P, Muller A, et al. Superconducting inductive pulsed power supply for electromagnetic launchers: Design aspects and experimental investigation of laboratory set-up. IEEE Transactions Applied Superconductivity.1999, 33(3): 524-527.
- [22] Netter D, Leveque J, Rezzoug A et al. Theoretical studies and experimental results of a SMES used in a pulsed current supply. IEEE Transactions Applied Superconductivity.1998,32(1):7-13.
- [23] Oberly C E, Kozlowski G, Gooden C E, et al. Principles of application of high temperature superconductors to electromagnetic launch technology. IEEE Transactions on Magnetics.1991, 25(7): 509-513.
- [24] Floch E, Hiebl P, Laumong Y, et al. Modelization and test of a 500J superconducting pulsed power transformer. IEEE Transactions Applied Superconductivity.1999,33(9): 1289-1292.
- [25] 严陆光,南和礼,余运佳等.快充放电超导磁体的研制.电工电能新技术.1995,23(1): 45-50.
- [26] 戴银明,余运佳,南和礼等.空芯螺管型超导储能磁体的优化设计方法.电工电能新技术.2001,29(3): 9-17.
- [27] 肖立业,韩朔,林良真.高温超导磁体导体尺寸的优化选择.低温与超导.1994,22(4):15-19.
- [28] 郑晓静,杨绪普,周又和.三线圈超导磁体在脉冲电流下的动力稳定性分析.核聚变与等离子体物理.2000,20(1):1-7.
- [29] 秦华容,唐跃进,陈楠等.基于 IGBT 开关的超导电感脉冲输出实验研究.高电压技术. 2008,34(6):1220-1224.
- [30] 陈楠.高温超导磁储能脉冲放电装置研究.华中科技大学工学硕士论文.2008:9-10.
- [31] 周羽生.高温超导脉冲功率应用电磁特性的基础研究.华中科技大学工学博士论文.2006:25-40.
- [32] A. Pokryvailo, I. Ziv.A Hybrid Repetitive Opening Switch For Inductive Storage Systems And Protection of DC Circuits.IEEE Transactions on Magnetics. 2002, 37(19):520-524.
- [33] A. Pokryvailo, M. Kanter, N. Shaked. Two-stage Opening Switch for Inductive Energy Storage Systems.IEEE Transactions on Magnetics. 1998, 34(3):655-663.
- [34] T. Genji, O. Nakamura, M. Isozaki et al.400V Class High-Speed Current Limiting Circuit Breaker for Electric Power System.IEEE Transactions on Power Delivery. 1994, 9(3):1428-1435.
- [35] M.Kanter, A. Pokryvailo, Z. Kaplan et al. Desigh and Testing of a 5MW Battery-Based Inductive Power Supplly.IEEE Transactions on Plasma Science. 1998, 26(5):1444-1453.
- [36] R. Hackam, H. Akiyama.Air pollution control by electrical discharges, IEEE Transactions Dielectr. Electr. Insul. 2000, 7(5):654-683.
- [37] Yu. A. Kotov, G. A. Mesyats.A novel nanosecond semiconductor opening switch for megavolt repetitive pulse power technology:experiment and application.9th IEEE Pulsed Power Conf. . 1993:134-135.

-
- [38] S. K. Lyubutin, G. A. Mesyats, S. N. Rukin et al. Repetitive nanosecond all-solid-state pulsers based on SOS diodes. 11th IEEE Ind. Pulsed Power Conf. 1997, 2:992-998.
- [39] S. T. Ko, S. H. Nam. Numerical field analysis for an air cored spiral strip type pulse transformer. Power Modulator Conference. 2004, 5:23-26.
- [40] 李漫华, 邵可燃. 电感储能型高功率脉冲电源断路开关的最新发展. 电机电器技术. 2000, 18(6):24-28.
- [41] A. S. Boriskin, A. Ya. Brodsky. Experimental results on single-turn solenoid powering from helical mcg with current opening switch. IEEE Transactions on Magnetics. 2005, 30(2):549-552.
- [42] R. J. Commisso, B. V. Weber. Power gain using a short-conduction-time pos to drive an e-beam diode at 4 MV. IEEE Transactions on Magnetics. 1998, 38(3):212-215.
- [43] E. E. Bowles. A 100KA, 5000V solid state opening switch for inductive energy stores. IEEE Transactions on Magnetics. 1995, 35(4):764-767.
- [44] Neal. D. Clements, Donald E. Johnson. Opening Switches for A 5MJ, 1MA Energy Storage Transformer. IEEE Transactions on Magnetics. 1991, 30(27):421-425.
- [45] Igor V. Grekhov, Gennady A. Mesyats. Physical basis for high-power semiconductor nanosecond opening switches. IEEE Transactions Plasma Science. 2000, 37(28):1540-1544.
- [46] Weihua Jiang, Kyosuke Nakahiro. Repetitive-pulsed high voltage generation using inductive energy storage with static-induction thyristor as opening switch. IEEE Transactions on Magnetics. 2007, 40(21):1255-1259.
- [47] A. Yaniv, A. Pokryvailo, E. Shviro et al. Implementation aspects of DC hybrid opening switch. IEEE Transactions on Magnetics. 2008, 41(19):507-510.
- [48] 王兆安, 刘进军. 电力电子技术. 北京: 机械工业出版社, 2009:1-2.
- [49] 刘国友. IGCT—GTO 技术的最新进展. 半导体技术. 2000, 25(3):9-12.
- [50] 苏麟. 混合式电力电子断路器驱动保护及串并联等关键技术研究. 东南大学工学硕士学位论文. 2009:6-10.
- [51] 郭世明, 黄念慈. 电力电子技术. 成都: 西南交通大学出版社, 2002:33-37.
- [52] 林渭勋. 现代电力电子技术. 北京: 机械工业出版社, 2005:61-62.
- [53] 蔡丽娟, 邹祖冰. 新型功率器件 MCT 关断模型. 华南理工大学学报(自然科学版). 2004, 32(1):29-32.
- [54] 陈永真, 宁武, 孟丽因. 双极型静电感应晶体管的开关特性. 电力电子技术. 2003, 37(6):83-85.
- [55] 李定, 王为善. 静电感应晶闸管的应用研究. 半导体技术. 2002, 27(12):58-60.
- [56] 周志敏, 周纪海, 纪爱华. IGBT 和 IPM 及其应用电路. 北京: 人民邮电出版社, 2006:148-149.
- [57] 陈可选, 张旺, 杜永鹏. IGBT 使用可靠性研究. 电焊机. 2007, 37(5):23-26.
- [58] 王可恕. IGBT 的栅极驱动. 国外电子元器件. 1996, 5:34-38.
- [59] 郝威, 周学军, 夏栋. 大功率 IGBT 专用驱动器 EXB841. 电子世界. 2005, 10(10):46-48.
-

-
- [60] 孟志强,陈燕东,周华安.基于 EXB841 的 IGBT 驱动电路优化设计.湖南大学学报(自然科学版).2006,6(33):63-67.
- [61] 孙强,陶健.新型 IGBT 集成驱动模块 2SD315A 应用研究.现代电力.2003,7(20):27-29.
- [62] 蒋晓春,陈洛忠.高压 IGBT 集成驱动模块 2SD315AI-33 的应用研究.新特器件应用.2003.16(11):41-44.
- [63] 潘江洪,舒建徽,杜雪芳等.IGBT 高压大功率驱动和保护电路的应用研究.电源技术应用.2005.11(8):51-54.
- [64] 查申森,郑建勇,苏麟等.大功率 IGBT 并联运行时均流问题研究.电力自动化设备.2005,25(7):32-34.
- [65] 孙强,王雪茹,曹跃龙.大功率 IGBT 模块并联均流问题研究.电力电子技术.2004,38(1):4-6.
- [66] 赵宏涛,吴峻,常文森.门极电压控制 IGBT 并联时静态均流可行性研究.电力电子技术.2007,41(9):101-103.
- [67] 张先飞,郑建勇,胡敏强.IGBT 动态串并联驱动信号补偿的研究.高电压技术.2007,33(12):187-191.
- [68] 贾艳明,严萍,庄洪春.变压器在 IGBT 串联技术中的应用.变压器.2005,42(5):14-17.
- [69] Scott Castagno, Randy D. Curry. Analysis and Comparison of a Fast Turn-on Series IGBT Stack and High-Voltage-Rated Commercial IGBTs.IEEE Transactions on PLASMA SCIENCE.2006, 34(5):1692-1696.
- [70] 吴京秋.IGBT 应用与固态断路器中的关键技术研究.南京理工大学工学硕士论文.2007:41-42.
- [71] Ruchira Withanage. Novel voltage balancing technique for series connection of IGBTs.30th Annual Power Electronics Specialist Conference. 2005, 30(5):980-989.
- [72] Dongsheng Zhou, Dennis H Braun.A Practical Series Connection Technique for Multiple IGBT Devices.IEEE IAS Annual Meeting. 2001, 26(7):2151-2155.
-

攻读硕士学位期间发表的论文及科研成果

攻读硕士学位期间发表或已录用的论文:

- [1] 王建民,闫强华,董亮,严仲明,胡基士,王豫.大功率 IGBT 模块并联动态均流研究,电气自动化,2010,2.
- [2] 肖广大,闫强华,王建民,董亮,严仲明,王豫.基于 EXB841 的 IGBT 驱动电路设计,电气开关,2009,5.
- [3] 廖文婷,王学伦,严仲明,王建民,王豫.基于 FPGA 的大功率 IGBT 驱动触发系统设计,电气自动化 (已录用).

参与科研项目:

在读硕士研究生期间,参与由导师王豫教授主持的科研项目多项,主要负责超导磁体强电应用的硬件电路设计与开关系统设计相关工作。
