

第一章 绪 论

摘要：本章简单介绍了 HT-7U 超导托卡马克装置及极向场电源系统，并分析了其中晶闸管开关的作用、参数和技术要求，最后介绍了本文所作的工作。

1.1 HT-7U 超导托卡马克装置简介^[1]

HT-7U 超导托卡马克装置是中国科学院等离子体物理研究所承担建设的九五国家大科学工程，它是已建成的 HT-7 超导托卡马克的升级，它的建成将大大提高我国在国际核聚变研究领域的地位。HT-7U 是一个非圆小截面大型超导托卡马克，它的主要科学目标是：

- 1、实现托卡马克的稳态运行，为在时间空间上提高未来托卡马克聚变堆的效率提供物理和工程技术基础；
- 2、在稳态运行条件下，改善等离子体约束。约束的改善将在几何尺寸上提高托卡马克的效率，从而缩小未来托卡马克聚变堆的体积，从而降低造价；
- 3、在稳态和改善约束的条件下实现粒子流和热流的有效控制，为未来托卡马克聚变反应堆加料、排灰；加热和输出功率之间达到平衡并可稳态运行奠定物理和工程技术基础；

“HT-7U 超导托卡马克核聚变实验装置”，包括一个具有非圆小截面大型超导托卡马克装置主机和低温、真空、水冷、电源及控制、数据采集和处理、波加热、波驱动电流、诊断以及公共基础设施等重要子系统。该项重大科学工程的建设将使中国磁约束聚变研究进入世界先进水平并将为开发聚变新能源，为中国、为人类的可持续发展做出重要贡献。

工程预期将在 2004 年建成，总经费预算约 1.65 亿人民币。装置的总体参数如表 1.1 所示：

表 1.1 装置总体参数表

R	大半径	1.70 m
a	小半径	0.4 m
$K(=b/a)$	纵横比	1 - 2
δ	三角形变	0.4 - 0.8
I_p	等离子体电流	1 MA
B_t (在 $R=1.70m$ 处)	纵场场强	≥ 3.5 万高斯
t	最大放电脉冲长度	- 1000 秒
磁场位形	具有“双零”和“单零”偏滤器运行能力 但以双零偏滤器为设计的基本要求	

1.2 HT-7U 超导托卡马克装置极向场电源系统介绍^[7]

1.2.1 引言

HT-7U 极向场系统有 14 个线圈。极向场线圈布置如下图所示：

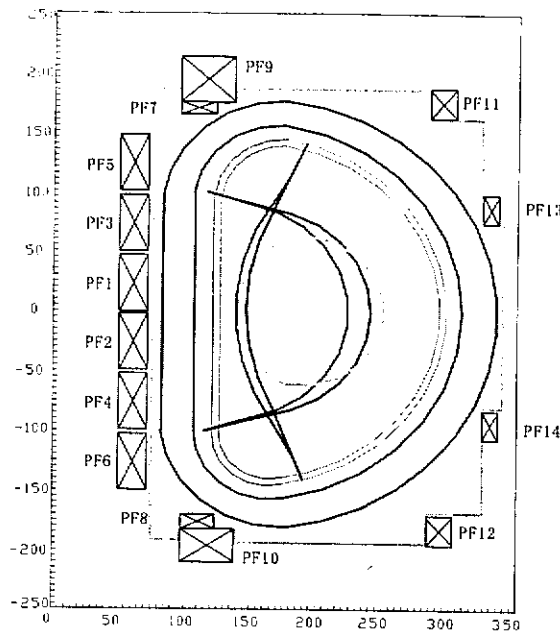


图 1.1 HT-7U 极向场线圈分布和等离子体位形

HT-7U 超导托卡马克装置高功率电源系统包括纵场电源、极向场电源、等离子体快控电源、谐波抑制和无功补偿等。极场电源系统是其中重要组成部分，它由晶闸管相控变流器向极向场超导线圈供电，实现各种不同要求的等离子体位形及各种不同运行模式下的等离子体的产生、加热、平衡与控制。极向场电源系统的安全可靠运行对于装置运行的性能与安全，物理实验的成败与效率，有着至关重要的作用。

1.2.2 HT-7U 超导托卡马克极向场电源系统配置

极向场电源系统负载是六组相互耦合的超导线圈，他们分别由六组独立可调的相控变流器供电，极向场电源系统供电系统配置如图 1.2 所示：

根据物理设计，等离子体的产生与快速上升需要在真空室中产生 8V 与 4V 的环电压，这时需要极向场超导线圈上产生数千伏的电压，为降低电源系统与整流器的造价，采用开关换流的方式来提供所需电压，因此极向场电源系统中设置了开关换流装置。极向场电源系统超导线圈、电源及开关配置如图 1.3 所示：

由图 1.2、1.3 可知，在每电源系统中采用两台变压器分别向两台串联整流器供电，可以减少两整流器在运行时的换向耦合；每台变压器带有正反向并联两组三相桥式变流器，整个系统由六个机组组成，每个机组由两个相同单元组成等效 12 脉波变流电路；各机组之间通过超导线圈之间的紧密耦合而相互联系，各机组中的变流器处于四象限运行。

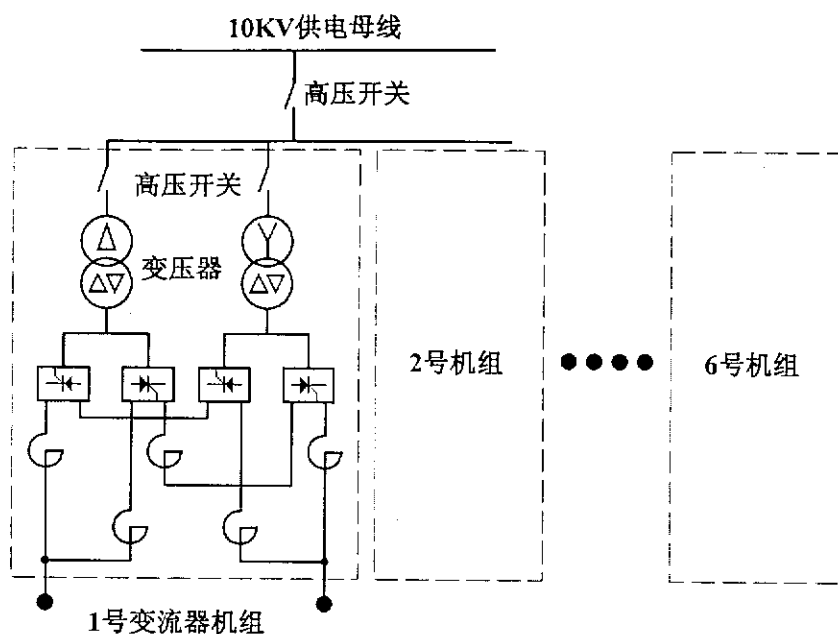


图 1.2 极向场电源系统供电系统配置如图

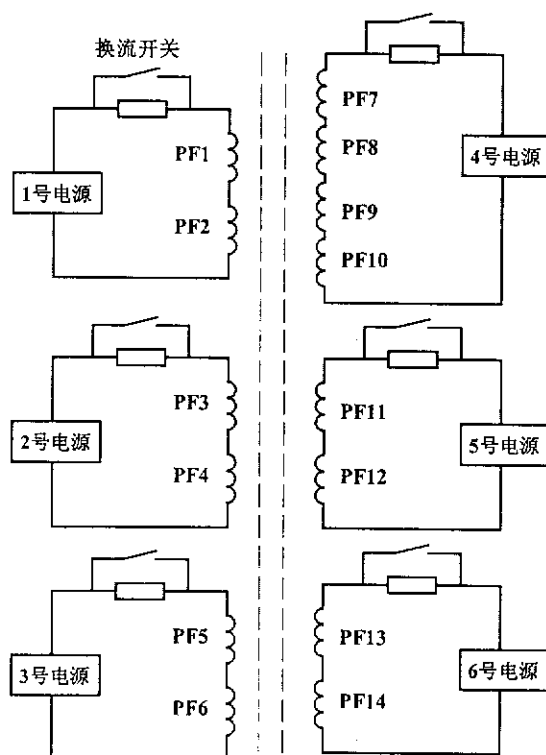


图 1.3 超导线圈、电源及开关配置示意图

为保证并联的正反向整流器在直流电流过零点时的连续与平滑过渡，采用线性空芯直流电抗器实现有环流运行；直流回路中的开关换流装置在换流完成后会产生瞬时高电压。

1.2.3 国际上托卡马克装置极向场电源系统中快速开关的选择与比较

在较小容量的托卡马克的装置中,如 HT-7,普遍采用储能电容放电的形式来实现等离子体电流的产生。随着托卡马克装置规模的不断增加,若依然采用上述方式,储能电容所需数量很大,因此大多采用开关换流方式。初期的大型托卡马克多采用真空开关,随着大功率电力电子器件,特别是晶闸管器件容量的不断增加和价格的不断下降,现在的大型托卡马克装置已较多采用晶闸管强迫换流开关来实现直流电流的人工过零关断,如 JT-60、TORUS SUPRA、RFX。

HT-7U 超导 TOKAMAK 核聚变装置的极向场线圈是超导磁体,其工程设计参数为最大电流双向 15KA,磁体承受的最大电压 5KV。极向场电源系统采用高功率双向晶闸管直流高压快速开关作主开关,爆炸开关作后备开关。

晶闸管直流高压快速开关,是电力电子技术和电力半导体器件迅速发展的产物,是一种无触点、无噪声、寿命长、开闭迅速、维护方便的新型开关,是本电源中需频繁操作的主开关的理想选择。

随着托卡马克装置规模的进一步增大,晶闸管开关的技术参数也越来越高,现在一些新型的开关装置已在开发之中,如 ITER 的设计就采用了晶闸管开关和机械开关组合的复合开关,其开断容量达 50KA/20KV。

而随着其它自关断器件容量的不断增加,在可以预见的将来,采用自关断器件或自关断器件与机械开关相结合的复合开关形式将会出现。

1.2.4 极向场电源系统的回路配置

由前述可知,极向场电源每个机组主要由两台交流变压器、四台变流器、一组晶闸管快速开关、两台爆炸开关、两台直流隔离开关、三台换流电抗器及其它相应的配套电器和辅助设备组成。电源系统回路配置如图 1.4 所示:

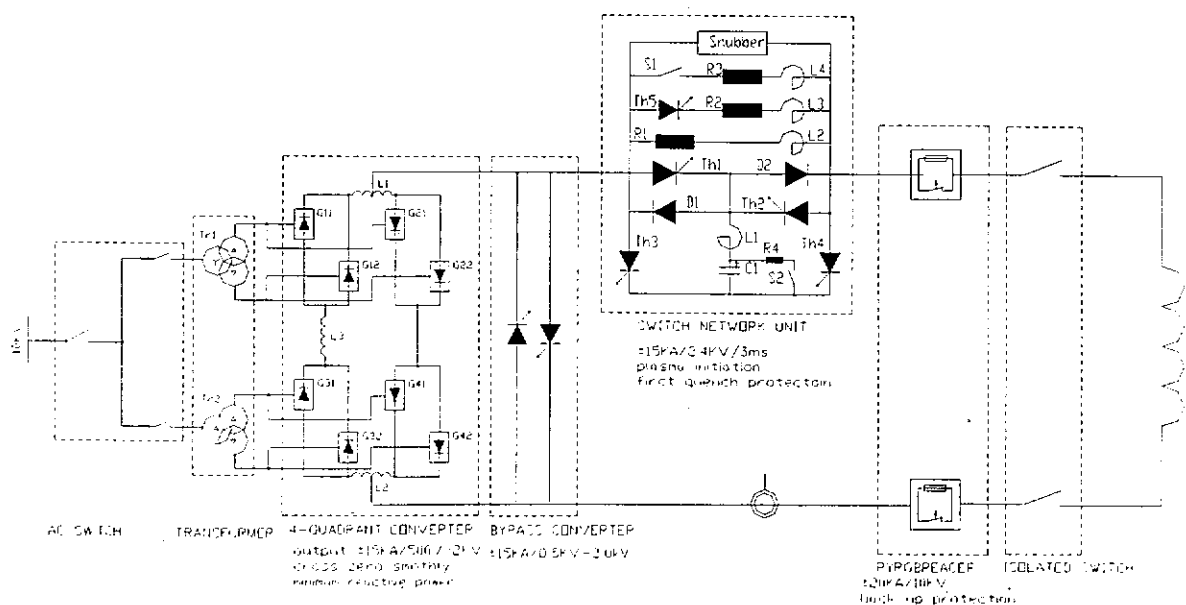


图 1.4 电源系统回路配置图

1.2.5 极向场电源系统工作过程

极向场电源系统的工作过程可以分为如下几个阶段

(1)、预磁阶段:

变流器处于正向整流状态, 向极向场超导磁体充磁, 使磁体电流慢速上升;

(2)、等离子体产生阶段:

磁体电流达到预定值 15KA 后, 晶闸管快速开关关断, 磁体电流转移至第一级耗能电阻上, 产生 2400V 电压, 使真空室中的气体击穿产生等离子体;

(3)、等离子体电流上升阶段:

二级耗能电阻被投入, 电压下降至 1000V 左右, 等离子体快速上升;

(4)、等离子体平顶阶段:

晶闸管开关闭合, 变流器处于逆变状态, 当磁体电流过零后, 变流器处于反向整流状态, 继续维持等离子体处于平顶段;

(5)、等离子体电流下降阶段:

当磁体电流达到预定值后, 变流器处于反向逆变状态, 使磁体退磁, 系统退出运行。

系统运行时间设计为 1000S, 停止 1800S, 重复运行。负载电流和电压运行波形如图 1.5 所示:

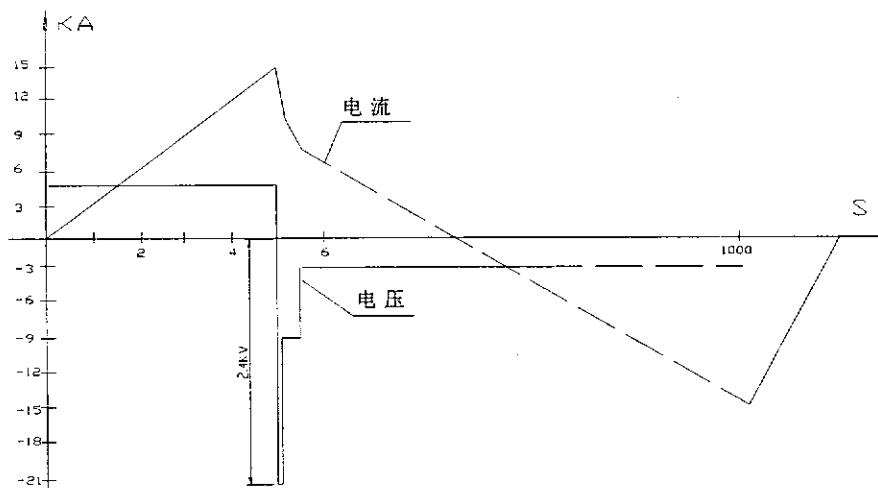


图 1.5 负载电流和电压运行曲线示意图

1.3 HT-7U 极向场电源系统中晶闸管快速开关的作用与特性分析

由前述可知, HT-7U 极向场电源系统中晶闸管快速开关在极向场电源系统中的作用可以归纳为如下几点:

- (1)、提供一个高电压用于实现等离子体建立与快速上升;
- (2)、当极向场超导磁体失超时, 为磁体提供一级保护;
- (3)、减小电源容量, 降低系统造价。

通过对 HT-7U 极向场电源系统运行过程的分析, 可以知道晶闸管快速开关的运行特性主要有以下几点:

- (1)、晶闸管快速开关运行根据系统要求, 为不连续运行, 运转与停止时间为 1000S/1800S;

- (2)、晶闸管快速开关电流双向运行，应具有双向开通及关断功能；
- (3)、晶闸管快速开关的关断应迅速，考虑到晶闸管器件自身的关断特性和极向场电源系统的要求，将晶闸管开关的关断时间设计为小于 2.5ms 是较为合理的；
- (4)、晶闸管快速开关应满足超导磁体失超保护的要求；
- (5)、晶闸管快速开关在快速切换直流电流通路时，应能承受开关两端产生的瞬时过电压和对地高电位。

1.4 HT-7U 超导托卡马克极向场电源系统晶闸管快速开关的技术参数与要求^[8]

1.4.1 晶闸管快速开关的技术参数

根据极向场电源系统运行特性和参数及极向场电源系统的配置，可以得到晶闸管快速开关的额定电压、额定直流电流和台数见表 1.2。

表 1.2 晶闸管快速开关额定参数

开关编号	额定电压 (V)	额定直流电流 (A)	台数
1# 机组开关	±2400	±15000	1
2# 机组开关	±2400	±15000	1
3# 机组开关	±2400	±15000	1
4# 机组开关	±2400	±15000	2
5# 机组开关	±1600	±15000	1
6# 机组开关	±1600	±15000	1

1.4.2 晶闸管快速开关的技术要求

- 1、晶闸管快速开关的开关器件采用 KP 型晶闸管。
- 2、每个晶闸管并联支路中应串连合适的快速熔断器作保护。
- 3、晶闸管快速开关主电路采用去离子纯水循环冷却，冷却水由集中供水系统提供。
- 4、晶闸管快速开关的开通与关断由中央控制室计算机发出的触发脉冲信号来控制操作。控制室计算机输出脉冲信号为方波 24V/1A/2ms。
- 5、要求晶闸管快速开关主体部分带有脉冲放大器，触发脉冲只能单方向传输，防止主电路瞬态高压耦合到控制系统。脉冲分配器的隔离耐压强度不得低于 5kV。同时要考虑将上述输入的方波信号转换成适合触发可控硅的门极信号。
- 6、在系统运行中，有可能出现远高于开关额定电压的短时瞬态过电压，因此晶闸管快速开关内部应设有完善的换流过电压、操作过电压保护，要求对晶闸管快速开关在切换过程中可能产生的过高的 dv/dt 、 di/dt 采取抑制措施。
- 7、各臂并联支路的动态均流和稳态均流应满足设备安全运行的要求，要求稳态均流系数不小于 0.80。
- 8、各种故障保护信号、控制信号、及状态信号均应引到集中的接线端子排上，

以便于外部连线。

9、晶闸管快速开关主电路、充电机等对柜体的耐压（工频）强度不低于 5000V。主电路对辅助电路（含控制电路和故障信号保护电路）耐压（工频）强度不低于 5000V。

10、必须设有快熔损坏、水压降低、水温过高、水流量、母线过热等故障检测电路。

11、各处温升极限值应符合 GB/T3859—93 的要求。

12、主体结构必须紧凑合理，其直流进出线位置要考虑便于连接，形成合理的布局。

13、噪声不超过 75dB。

1.5 本论文的主要工作及意义

本论文是本人硕士论文期间论文工作的继续，在硕士论文的基础上，主要完成了如下几方面的工作：

(1)、晶闸管开关的原理分析和关断机理研究；

(2)、HT-7U 超导托卡马克装置极向场电源中大功率晶闸管双向直流快速开关的方案设计；

(3)、HT-7U 超导托卡马克装置极向场电源中大功率晶闸管双向直流快速开关的仿真分析；

(4)、HT-7U 超导托卡马克装置极向场电源中大功率晶闸管双向直流快速开关的研制和试验；

(5)、晶闸管模型的研究与分析；

(6)、限流型直流快速复合开关的研究；

晶闸管开关是极向场电源系统中的关键设备之一，他的研制成功对于电源系统乃至装置的顺利建成具有重要的意义。

论文首先进行了晶闸管快速开关原理分析，得到了可靠关断判据和参数优化设计公式，并分析了振荡回路参数对关断特性的影响。

由于 HT-7U 装置运行的特殊性，它对晶闸管开关的研制也提出了一些特殊的要求，据此设计的晶闸管开关在回路拓扑方面具有一定的新颖性，在国内外尚未见报到，而且这种开关可以应用于交流系统，实现交流系统的快速关断功能，是一种新型的交流固态开关。

针对方案设计，论文进行了计算机仿真，不仅了解了晶闸管开关开通与关断的暂态过程，而且提出了各种解决这些暂态可能发生的各种故障的保护方案，最后深入分析了结构设计中的杂散电感及其分散性所带来的问题，并提出了很好的解决方案。

本文完成了高功率双向直流快速晶闸管开关的研制工作，并进行了晶闸管开关的现场安装、调试与关断试验，实现了双向 15KA 电流关断，没有出现关断失败及重燃等现象，可靠性高，完全满足了系统的要求，为 HT-7U 超导托卡马克装置的顺利建成作出了贡献。

本文还进行了晶闸管器件的模型研究，在充分研究现有的研究成果的基础上，建立了一种简化的晶闸管宏模型，它对于研究晶闸管器件特性和使用晶闸管器件的电力电子装置的仿真具有一定的指导意义。

另外，本文在研究现有的交直流系统的限流技术和开关的基础上，提出了一种新型的限流型直流快速复合开关。它具有结构简单，开断迅速，使用寿命长，维护方便，可大大减小系统短路容量等优点，是现有的机械式直流快速开关理想的替代产品，在城市轻轨、地铁等安全性要求较高的直流系统中有着很好的应用前景。

第二章 现代电力电子技术简介及在电力系统中的应用

摘要：本章主要介绍了现代电力电子技术发展现状，电力前沿技术现状及前景，及电力电子技术在电力系统特别是柔性交流输电中的应用。

2.1 现代电力电子技术的发展现状^{[12]、[13]}

2.1.1 引言

现代电力电子技术无论对改造传统工业，还是对新兴高技术产业都至关重要，已发展成为一门独立学科。其应用领域几乎涉及各个领域，它将成为本世纪关键技术之一。电力电子技术是电力电子器件、变流技术和控制技术三方面的结合。现代电力电子器件向高频化、高功率、低损耗、自关断方向发展，各种新型器件不断涌现；各种回路拓扑随着应用领域不断扩展而不断涌现，且向集成化、小型化及智能化方向发展；控制技术也将全面采用数字控制技术。现代电力电子器件主要分为功率晶闸管、功率晶体管、功率 MOSFET、绝缘栅门控双极型晶体管(IGBT)、MOS 门控晶闸管(MCT)和采用新型材料研制的功率器件。当前功率器件研究工作的重点主要集中在研究现有功率器件的性能改进、MOS 门控晶闸管以及采用新型半导体材料制造新型的功率器件等。

2.1.2 各种电力电子器件的最新研究进展

功率晶闸管主要集中在传统相控晶闸管容量的进一步增加，特殊用途晶闸管与新型自关断晶闸管的开发等。现在许多国家已能稳定生产 8kV/4kA 传统相控晶闸管(SCR)器件。由于其高电压、大电流特性，在 HVDC、SVC、大功率直流电源及超大功率和高压变频调速等领域，SCR 仍占有十分重要的地位。

脉冲功率闭合开关晶闸管(Reversely Switched Dynistor, RSD)作为一种特殊用途晶闸管，适用于传送极强的峰值功率(数 MW)、极短的持续时间(数 ns)的放电闭合开关应用场合。该器件能在数 kV 的高压下快速开通，不需要放电电极，具有很长的使用寿命，体积小、价格比较低，可望取代高压闸流管、引燃管、火花间隙开关或真空开关等。

IGCT 晶闸管是一种新型大功率器件。它具有许多优良特性，如无需缓冲电路、存贮电荷少、开通能力强、关断门极电荷少和功率损耗低等。IGCT 能可靠、高效地用于 300kVA~10MVA 变流器。在大功率 MCT 未问世以前，IGCT 可望成为高功率低频变流器的优选功率器件之一。

近些年，IGBT 模块在高功率方面有了长足的进展，目前主要有两种类型：一、高功率沟槽栅结构 IGBT(Trench IGBT)模块；二、电子注入增强栅晶体管 IEGT(Injection Enhanced Gate Transistor)。1996 年日本三菱和日立公司分别研制成功 3.3kV/1.2kA 巨大容量的 IGBT 模

块。它们与常规的 GTO 相比, 开关时间缩短了 20%, 栅极驱动功率仅为 GTO 的 1/1000。近年来, 日本东芝公司开发了 IEGT, IEGT 兼有 IGBT 和 GTO 两者的某些优点: 低的饱和压降, 宽的安全工作区 (吸收回路容量仅为 GTO 的 1/10 左右), 低的栅极驱动功率 (比 GTO 低 2 个数量级) 和较高的工作频率。加之该器件采用了平板压接式电极引出结构, 有较高可靠性。目前该器件已达到 4.5kV/1kA 的水平。

MOS 门极控制晶闸管充分利用晶闸管良好通态特性、优良开通和关断特性, 可望具有优良的自关断动态特性、非常低的通态电压降和耐高压, 成为将来在电力装置和电力系统中有发展前途的高压大功率器件。目前世界上有十几家公司在积极开展对 MCT 的研究。

目前 SiC 材料及其功率器件的研究工作十分活跃。碳化硅与其他半导体材料相比, 具有优异的物理特点: 高的禁带宽度, 高的饱和电子漂移速度, 高的击穿强度, 低的介电常数和高的热导率。因此碳化硅在高温、高频率、高功率的应用场合是极为理想的半导体材料。在同样的耐压和电流条件下, SiC 器件的漂移区电阻比硅低 200 倍, SiC 器件的开关时间可达 10nS 量级。作为一种非常接近于理想的功率器件, SiC 器件的研究与开发必将成为功率器件研究领域的主要潮流之一。

虽然硅双极型及场控型功率器件的研究已趋成熟, 但是它们的性能仍在不断得到提高和改善, 近年来出现的 IGCT 和 IEGT 可望比 MCT 更早地取代 GTO。采用碳化硅等新型半导体材料制成功率器件, 实现人们对“理想器件”的追求, 将是下个世纪电力电子器件发展的主要趋势。

2.2 电力前沿技术简介^[14~19]

社会发展对电力技术提出了更高的要求。现代计算机信息技术、电力电子技术、自动控制技术、电化学技术和超导技术等促进了电力技术的发展。当前电力领域主要有以下一些研究热点。

分布式电源技术是指利用功率为数千瓦至 50MW 的小型独立分布式发电装置为特定用户供电或用来调峰的发电与供电技术。目前主要进行太阳能发电和燃料电池发电技术方面的研究。这项技术对于减少环境污染, 提高供电可靠性, 以及为边远分散用户供电都具有重要意义。

随着电力电子技术的发展和人类对电力系统的可靠性、可控性和供电质量要求的不断提高, 应用电力电子技术来改造电力系统和设备已成为国际电力系统研究的一个新热点, 如美国国家电力科学研究院提出的灵活交流输电技术 (FACTS)、定质电力技术 (Custom Power)、固态限流与开关技术已被国际上广泛接受, 并已开始有在电力系统应用的实例。

状态维修技术 (Condition Based Maintenance, CBM) 包涵可靠性为中心的维修技术 (Reliability-centered Maintenance, RCM) 和预测维修技术 (Predictive Maintenance, PDM)。随着电网容量的增大和用

用户对供电可靠性要求的提高, 维修管理的重要性日益显现出来。过去的定时检修的做法已不能满足需要。以可靠性为中心的维修是在对元件的可能故障对整个系统可靠性影响评估的基础上决定维修计划的一种维修策略。预测性维修是根据对潜伏故障进行在线或离线测量的结果和其他信息来安排维修的技术。其关键是依靠先进的故障诊断技术对潜伏故障进行分类和严重性分析, 以决定设备是否需要立即退出运行和应及时采取的措施。

电磁兼容(EMC)是指设备或系统在所处的电磁环境中能正常工作且不对该环境中任何其他事物构成不能承受的电磁骚扰的能力。电力系统中, 在电网容量增大、输电电压增高的同时, 以计算机和微处理器为基础的继电保护、电网控制、通信设备得到广泛采用, 电力系统电磁兼容问题也变得十分突出。

2.3 电力电子技术在电力系统中的应用^[14~19]

随着大功率电子器件和相关技术快速发展, 人们认识到电力电子技术应该是电力系统走向高稳定性, 全可控性的基础技术之一。而电力电子技术在电力系统中的应用为其开拓了一个更广阔的应用空间。电力电子在电力系统的应用主要有以下几个方面。

灵活交流输电技术(FACTS)是指电力电子技术与现代控制技术结合实现对电力系统电压、参数(如线路阻抗)、相位角、功率潮流的连续调节控制, 大幅度提高输电线路输送能力和提高稳定性, 降低输电损耗。传统的调节电力潮流的措施, 只能实现部分稳态潮流的调节功能, 由于机械开关动作时间长、响应慢, 无法适应在暂态过程中快速灵活连续调节电力潮流、阻尼系统振荡的要求。因此, 电网发展的需求促进了灵活交流输电这项新技术的发展和应用。尽管灵活交流输电技术已在多个输电工程中得到应用, 并证明了它在提高线路输送能力、阻尼系统振荡、快速调节系统无功、提高系统稳定等方面的优越性能, 但工程造价比常规的解决方案高, 目前 FACTS 技术的应用还局限于个别工程。

定质电力(Custom Power)技术是应用现代电力电子技术和控制技术实现电能质量控制, 为用户提供特定要求电力供应的技术。现代工业的发展对提高供电的可靠性、改善电能质量提出了越来越高的要求。重要用户为保证优质的不间断供电, 往往自己采取措施, 如安装不间断电源(UPS), 但是这并不是经济合理的解决办法。根本的出路在于供电部门能根据用户的需要, 提供可靠和优质的电能供应。因而, 便产生了以电力电子技术和现代控制技术为基础的定质电力技术。

新型直流输电是指进一步改善性能、大幅度简化设备、减少换流站的占地、降低造价的技术。直流输电性能创新的典型例子是轻型直流输电系统(Light HVDC), 它采用 GTO、IGBT 等可关断的器件组成换流器, 省去了换流变压器, 整个换流站可以搬迁, 使中型直流输电工程在较短

的输送距离也具有竞争力。由于采用可关断的电力电子器件, 免除换相失败之虞, 对受端系统的容量没有要求, 故可用于向孤立小系统(海上石油平台、海岛)的供电, 今后还可用于城市配电系统。

同步开断(Synchronized Switching)是在电压或电流的指定相位完成电路断开或闭合。理论上应用同步开断技术可完全避免电力系统的操作过电压。由操作过电压决定的电力设备绝缘水平可大幅度降低, 由于操作过电压引起设备的损坏也可大大减少。目前, 高压开关都是机械开关, 开断时间长、分散性大, 难以实现准确的定相开断。实现同步开断的根本出路在于用电子开关取代机械开关。美国西屋公司已制造出 13 kV、600A、由 GTO 元件组成的固态开关, 安装在新泽西州的变电站中使用。GTO 开断时间可缩短到 $1/3\text{ms}$, 这是一般机械开关无法比拟的。

电力系统规模和容量不断增大, 导致故障短路电流急剧增加。目前, 超高压断路器最大开断短路电流为 80kA, 基本上已达到物理极限。为此, 1974 年美国学者 Falcone 提出研究限流装置的设想。限流器在系统发生过载或短路时, 迅速提高回路阻抗, 将故障电流限制到较低水平, 从而达到限制系统电流目的。可以利用多种物理现象实现这种设想, 如谐振回路、电弧的物理特性、半导体的特性、超导技术、水银的相态变化等。利用某些电力电子器件的特性既可以实现电流第一次自然过零之前通过转移回路产生人工高频零点而开断的限流断路器, 又可实现电流第一次自然过零时开断电路的固态断路器。

限流器的商品化, 将使变压器、开关的设计原则发生重大变化, 如变压器的短路阻抗变小, 损耗进一步减轻, 短路电流产生的机械应力将会减少, 变压器重量减轻, CT 动、热稳定电流要求降低。高压开关的设计也无需追求高参数的断流容量及动、热稳定性。高压开关及高压隔离开关将主要承担电路接通和隔离的功能。

电能储存是实现电能高效利用的重要途径。除了抽水蓄能方式以外, 实用的储能系统要数电池储能(BESS)最好。其核心部件是蓄电池和交直流变换器。电池蓄能系统既可作为备用电源, 也可作为调峰和调频电源, 或直接安装在重要用户内, 作为大型 UPS。同时, BESS 还具有无功调节的功能。BESS 在电力系统大规模应用的主要技术关键是提高蓄电池的储能密度, 降低价格以及延长寿命。此外, 超导储能(SMES), 飞轮储能(FWES)也在积极研究和试验之中。

现在的电力系统还依赖高压机械开关(油断路器、六氟化硫断路器、真空开关等)实现线路、设备、负荷的投切, 尚不能做到完全可控。如果电力系统的高压机械开关一旦被大功率的电子开关取代, 则电力系统真正的灵活调节控制便将成为现实。

2.4 柔性交流输电技术简介^[14~19]

2.4.1 发展柔性交流输电新技术的必要性

随着电力系统规模和容量的增大,现代电力系统也面临一系列新的矛盾和问题。而利用柔性交流输电技术可以很好的解决这些问题。

1、柔性交流输电可以提高线路的输电能力

现有的输电线路由于稳定性的限制,其输送功率受到一定的限制。而柔性交流输电技术可以较大提高现有网络的输电潜力。

2、柔性交流输电可以灵活控制潮流走向

柔性交流输电技术能够对系统参数和网络结构进行快速灵活的调节,从而方便地控制电功率的走向和分布,这是其基本功能之一。

3、新型限流器可以降低短路电流对设备的要求

随着电力系统的不断扩大,短路电流水平迅速提高,而新型短路电流限制器可以大幅降低短路电流及其对设备的要求。

4、柔性交流输电技术可以提高提高控制装置的响应速度

现有电力设备的最终控制手段仍然是机械式和电磁式的。其控制速度慢,可靠性差,器件寿命短。FACTS 技术由于其终端执行元件是电力电子器件,具有响应快、可靠性高的特点。可大幅提高装置响应速度。

5、柔性交流输电可以较好协调各子系统的筹备容量

各大区域电网之间的互联不断加强。如何确定各子系统的储备容量,解决远距离输电系统的稳定问题,将是我国未来多区域互联电力系统面临的重要问题。柔性交流输电技术在这方面可以发挥重要的作用。

6、柔性交流输电可以提高电网稳定性

电力系统所面临的稳定问题日益严重,尤其是系统的频率和电压稳定问题。而 FACTS 可以大大提高系统稳定性和输送能力。

2.4.2 柔性交流输电技术简介

上个世纪 80 年代美国电力科学研究院 (EPRI) N.G.Hingorani 博士提出了柔性交流输电技术新概念,即 FACTS 技术,它是指在输电系统的重要部位,采用单独或综合功能的电力电子装置对输电系统的主要参数(如电压、相位差、电抗)进行调整控制,使输电更加可靠,具有更大的可控性和有效性。这种技术将电力电子技术、微机处理技术、控制技术等新技术有机结合应用于高压输电系统,极大提高了传统高压输电的技术水平,提高了系统可靠性、可控性、运行性能和电能质量。FACTS 设备的种类有很多,已知的就有 20 多种,目前主要有如下几类:

1、静态无功发生器 STATCOM 或 ASVG (Static Compensator 或 Advanced Static Var Generator);

2、可控串联电容补偿器 TCSC (Thyristor-Controlled Series Compensator);

3、综合潮流控制器 UPFC (Unified Power Flow Controller);

4、静止无功补偿器 SVC (Static Var Compensator);

5、固态断路器 SSCB (Solid-State Circuit Breaker);

6、可控并联电容器 TSC (Thyristor Switching Capacitor);

- 7、可控串联电感 TCR (Thyristor-controlled series Reactor);
- 8、故障电流限制器 FCL (Fault Current Limiter);
- 9、动态电压恢复器 DVR (Dynamic Voltage Restorer);
- 10、有源电力滤波器 APF (Active Power Filter)。

2.4.3 FACTS 需要解决的三大技术难题

从宏观角度, FACTS 设备是一个可控的电气元件或参数, 此环节是 FACTS 控制器的外环。其关键是确定 FACTS 装置数学模型和控制目标以提高电力系统运行水平。而困难的是如何在电力系统的各种运行状态下确定 FACTS 设备的控制目标及达到这些目标的控制策略。由于电力系统和 FACTS 本身固有的非线性, 必须吸取非线性控制、人工智能、系统识别等领域最新的研究成果。内环控制使 FACTS 装置跟随其外环控制器的给定, 确定装置中电力电子元件的触发规则, 从而向系统体现出相应的电气参数。对于 FACTS 装置来说, 控制的精度和工作的稳定性在很大程度上依赖于触发脉冲发生器所检测的同步信号的正确性及所产生的触发信号相位的均匀性。内环控制的最终目的是实现对外环给定快速跟随, 采用何种控制策略实现由外环给定电气参数到电力电子元件触发角的映射是内环控制器设计需要解决的另一个重要问题。而这一映射往往是非线性的, 必须在建立 FACTS 装置的数学模型后, 选择适当的非线性控制理论, 设计一个在全局范围内都能很好适用的控制器。

由于 FACTS 装置是基于电力电子器件的新型一次设备, 与发电机、变压器、输电线相比要脆弱的多, 因此保证电力电子器件的安全是 FACTS 保护系统的首要任务。为避免由于保护系统频繁动作而使 FACTS 不能连续发挥作用, 在进行 FACTS 主电路设计时, 必须留有足够的裕量, 以配合保护系统的设计。

关于 FACTS 装置主回路方案设计要根据系统和线路具体结构、规模、复杂程度、稳定性要求等情况综合分析, 抓住主要问题和主要矛盾, 结合可靠性和经济性, 确定合理的主回路方案, 并要为将来的功能扩展留有余地。这样的设计思想也许更为合理。

2.4.4 FACTS 的发展状况和前景

由于 FACTS 装置优越的性能, 其必将在输电系统带来一次根本性变革, 未来的电力系统将成为一个完全实时控制, 以最大经济性为用户提供可靠、高质量电力的全新系统。西方发达国家已投入了大量的资金和人力进行 FACTS 方面的研究和开发, 取得了可喜成果。1991 年, 世界上第一台晶闸管控制串联电容已在美国投入运行。FACTS 技术由于与现有输电系统很好的兼容性, 非常适合我国发展资金短缺的状况。电力部电力科学研究院对静止无功补偿器 (SVC) 已积累了较为丰富的制造和运行经验; 河南省电力局与清华大学合作研制成功了 300Kvar 新型静止无功发生器 (Statcom) 试验装置并投入电网运行。电科院还在进行 TCSC

和 UPFC 的研究工作。FACTS 技术本身还存在一些问题需要解决。

- 1、升流能力有局限
- 2、FACTS 装置的造价较高
- 3、FACTS 技术对研究、试验工具提出新要求
- 4、装置可靠性要提高
- 5、FACTS 控制如何与 EMS 相结合
- 6、FACTS 控制器通用开发平台及控制器之间的协调控制

FACTS 技术正处在初级阶段。这一新技术，在今后的电力系统发展中，必将迎来更加快速发展的阶段，也必将发挥更加重要的作用。

第三章 高功率脉冲电源与超导技术简介

概述：本章主要结合 HT-7U 极向场电源系统，对所涉及的高功率脉冲电源与超导技术及其应用进行了简单介绍，以及目前的研究水平和进展，并对其未来的研究方向进行了展望。

3.1 高功率脉冲电源技术简介^[20~26]

3.1.1 高功率脉冲电源技术的历史及受控核聚变研究对其发展的推动

受控核聚变和强磁场技术研究的不断发展极大推动了高功率脉冲电源技术发展。前苏联卡皮查院士为获得强磁场，最早发展了高功率脉冲电源技术。1924 年，他用铅酸蓄电池组脉冲放电得到了 8Tesla，数毫秒的强磁场，进而又在 1927 年用电动交流发电机组转子的动能得到了 10mS, 30T 的强磁场。受控核聚变的多途径研究对高功率脉冲电源技术提出了多方面的要求，单脉冲能量达到 10^9J ，脉冲时间覆盖由纳秒至 10^3s 的宽广范围，脉冲功率最高达 $10^{13}\sim 10^{14}\text{W}$ 。目前，各种类型的高功率储能及脉冲电源系统已成为聚变实验室的基础设施，因此，高功率脉冲电源的合理选择、可靠运行维护对于核聚变装置的正常工作非常重要。

3.1.2 强脉冲电源技术的分类及其介绍

按储能方式不同，目前广泛使用的高功率脉冲电源主要有电场储能电容器组、磁场储能电感储能装置和机械储能电动飞轮发电机组三类。

1、电容储能高功率脉冲电源技术

电容器组在聚变研究中广泛用作强流脉冲放电，强脉冲磁场和产生强激光的脉冲氙灯电源，它是微秒及毫秒放电最常用与方便的电源，具有充电功率小、技术成熟、操作控制容易等一系列优点。但储能密度低（约 $0.5\text{J}/\text{cm}^3$ ），单位储能所需投资与储能规模关系不大，当总储能大于 $10^7\sim 10^8\text{J}$ 时，装置很庞大，且经济上不合理。

建造兆焦毫秒放电的电容电源在技术上已无大困难，这时所需电压一般在 10KV 以下，对回路电感无特殊要求，开关可用火花球隙和引燃管，主要的研制工作在于发展高能密、低成本的电容器和电容器保护。

要建造大能量、微秒放电的电容电源，则需要进行多方面的研制工作，此时必需减小电容量 C 和回路电感 L ，电容电压一般要高达 50~100KV，电感 L 降至 nH 量级。美国洛斯-阿拉莫斯实验室成功建造了 10^7J 的电容快放电电源，其电压 60KV，放电总电流达 134MA， $T/4$ 为 $15\mu\text{s}$ 。电容电源的另一个优点是它可以得到纳秒级高功率脉冲，这已成功用于粒子束打靶惯性约束核聚变的研究之中。

2、电感储能高功率脉冲电源技术

磁场储能具有比电场储能高的多的能量密度，人类很早就有利用磁场储能作为高功率脉冲电源的设想。50年代中期，美国密芝干大学 Early 等人成功进行了兆焦电感储能电源的试验研究，证实了应用电感储能作为高功率脉冲电源的可行性与经济性。

目前电感储能高功率脉冲电源技术的应用仅限于毫秒级放电，技术上没有电容放电成熟，电感储能高功率脉冲电源技术主要应用于高超音速风洞电源，固体激光脉冲氙灯电源和托卡马克极向场电源系统。

向微秒放电发展是电感储能脉冲电源技术发展的另一个重要方向，前苏联电物理装备研究所成功发展了将储能线圈串联充电，并联放电技术，实现了高功率快放电，他们开断电流达到 100KA，电压达 50KV，脉冲时间为 150~200 μ S。

60年代，实用超导体的出现引起了人们对建造超导电感储能装置的兴趣。超导储能装置具有常规电感储能装置所不可比拟的优势：一、降低了充电功率；二、可以长期无损耗存储能量；三、能量释放时间可由微秒直至若干小时，因此超导磁体储能系统不仅可以应用于托卡马克极向场电源系统，而且可以用来调节电网的峰值负荷，从而提高了电网的稳定性。

3、机械储能高功率脉冲电源技术

利用飞轮发电机组储存的动能来实现秒级短时脉冲功率，是近代同步加速器、聚变试验装置所需秒级脉冲电源的主要方式。飞轮发电机由电动机缓慢启动至额定转速，然后接至负载依靠转速下降所释放的动能提供所需的高脉冲功率，从而使对电网功率要求下降数十倍。

将应用范围由传统的秒级脉冲电源扩展到小时级放电的电力调峰用储能电源和毫秒放电的快放电高功率脉冲电源，是机械储能发电机组发展的两个重要方向。由于飞轮转速低，储能密度低，旋转损耗大，机械储能没有达到很大的发展。随着超导磁悬浮轴承的发展降低了摩擦损耗，装置在真空中旋转降低了旋转损耗，碳纤维新型材料的发展提高了旋转速度，飞轮储能技术进入了高速磁浮储能新阶段。

利用飞轮发电机机械储能的脉冲功率技术已在国际大型的托卡马克装置中得到了较为广泛的应用，如 TFTR、JT-60、ASDEX-U、JET。

3.1.3 我国高功率脉冲电源技术研究成果

我国的高功率脉冲电源技术是在国家的国防与科学研究的发展的基础上而发展起来的一门新兴的工程技术，并取得相当大的技术成就。

10⁷J 慢放电电容器组已在中国科学院上海光学精密机械研究所作为 LF12 强激光装置的电源运行多年。我国研制的闪光 I 号 (8MV, 0.1MA, 80nS) 和闪光 II 号 (1.4MV, 1MA, 80nS) 等多台强流脉冲电子束装置已先后在中国工程物理研究院和西北核技术研究所投入运行。中国科学院

等离子体物理研究所建成了 200MJ 常规电感储能装置。我国研制的储能 400MJ, 脉冲功率 160MW 的同步发电机组和储能 140MJ、脉冲功率 20MW 的直流脉冲发电机组已分别在西南物理研究院和合肥等离子体物理研究所运行多年。

3.2 超导电工技术简介^{[20]、[27~36]}

3.2.1 超导技术概述

物质的超导电性是物质的一种特有的物理现象。这种现象是 1911 年荷兰的 H.K. Onnes 在测量汞的电阻温度特性时发现的。由于物质超导电性极高的应用价值, 近百年来, 人类不断在进行超导机理和应用方面的研究工作。特别是近 10 年来, 随着高温超导技术、低温冷却技术的迅速发展和交变电磁场条件下超导线材的开发成功, 超导技术的应用取得了巨大的进步。

超导技术最为直接的应用领域应该是电力系统。目前国际上关于这方面的研究方兴未艾。现在已开发出了各种超导电力装置, 部分装置通过了或正在经受长期试验运行、联网调试运行的考验。超导限流器、超导电缆及小型超导储能系统已开始进入市场。

超导体具有零电阻、迈斯纳 (Meissner) 效应和约瑟夫森 (Josephson) 效应三大基本特性。超导体存在三个临界值, 即临界温度、临界磁场、临界电流密度。超导体必须运行在临界温度以下, 所承受的磁场和电流必须小于临界磁场和临界电流。

3.2.2 超导技术在电力系统中的应用

随着超导技术的日益成熟, 各种具有实用价值的超导电力设备将越来越多的应用于电力系统。现在开发的主要超导电力装置有超导电机、超导变压器、超导电缆、超导限流器、超导磁体储能及超导磁悬浮飞轮储能装置。

超导电力装置不仅体积小、重量轻, 而且不产生电阻损耗, 可以获得巨大的经济效益。表 3.1 简要列出了几种超导电力装置的主要优越性。

表 3.1 超导电力装置优越性一览表

超导电力装置	主要特点
超导发电机	1、效率提高 0.5-1% 2、重量体积减少 50% 3、同步电抗降到 $1/2-1/5$, 送电极限提高约 30% 4、可全容量发出无功功率, 运行调节性能更好 5、更大的单机容量 (2-3 倍)
超导变压器	1、重量体积减少 30-70% 2、效率从现在的 99%再提高 0.1-0.5% 3、阻燃
超导输电电缆	1、同一电压等级, 送电容量提高 3 倍至 10 倍 2、同样容量, 送电通道只需 $1/3-1/2$

	3、送电损耗减少 2/3
超导限流器	1、解决断路器开断容量不足问题 2、减轻相关电气设备技术指标，降低成本 3、改善电力系统动态特性
超导储能系统 (包括超导磁 储能和超导磁 悬浮飞轮储 能)	1、可高密度储存电能 2、可快速向系统提高有功、无功功率 3、大型装置可进行负荷调峰 4、中小型装置可以补偿负荷变动，抑制频率波动及电压下降，改善系统稳定性 5、可作为分布电源系统储能设备及紧急备用电源等

从上个世纪 60 年代，人类就已经开始对超导技术在电力系统的应用前景进行了研究工作。1982 年美国研制成功一个储能大 30MJ (8.4KW.h)，最大功率为 10MW 的超导储能装置，并在一条 500KV 的交流输电线路上进行试验，试验证明，超导储能装置确实起到了抑制输电线路低频振荡和进行无功补偿的作用，系统总效率达 86%。80 年代末以来，法国、日本等国已先后研制出几百千伏安至数兆伏安的超导变压器。如法国于 1988 年研制出一台 220KVA 单相超导变压器，其重量仅为同容量常规变压器的 1/10。目前超导输电电缆的研究也是方兴未艾，如美国的 ASC 公司已研制出 30m 长、30KA 的高温超导电缆，并计划研制 115KA，30m 长的电缆样机。1988 年，法国研制了一台超导故障电流限制器，首次证明了超导限流器的可行性，目前国外在超导限流器的研究方面已取得了很大进展，超导限流器作为一种最有可能首先实用化的超导电力装置，预计在本世纪初可以得到实际应用。

尽管超导电力技术发展取得很大的进步，目前仍然需要进行深入的研究工作，以期尽快将超导电力装置真正大规模应用电力系统中。

- 1、在超导线材方面，还需要进一步提高技术性能，降低成本；
- 2、在超导电力装置方面，进一步优化设计，改进其电磁特性；
- 3、在系统方面，深入研究超导电力装置的导入对电力系统特性的影响以及电力系统动态特性对超导装置的技术要求；
- 4、在安全保护方面，进一步研究超导装置以及含超导装置的电力系统的失超保护问题；
- 5、在低温方面，进一步提高冷却效率，提高可靠性。

3.2.3 超导磁体的失超、稳定性及其保护

虽然超导磁体具有常规磁体不可比拟的优点，但它也有许多技术上需要解决的问题，如电磁和机械不稳定性，交流损耗和失超保护等。

超导磁体在运行过程中会遇到各种类型的扰动，这些扰动既有瞬变特性如磁通跳跃、导线运动，也有连续特性（交流损耗、导体接头电阻损耗）。所谓失超即是超导磁体往往会在远比临界电流小的多的电流时就发生从超导态向正常态转变的现象。如何使超导体在受到一个干扰

后，能否从局部正常态恢复到超导态，是关系超导体能否可靠长期工作的关键问题，即超导磁体的稳定性问题。目前，超导磁体稳定性已获得很大的提高，它可以长时间、稳定、可靠的运行。

超导磁体失超将会引起一系列问题，主要是过电压和发热。磁体失超后，温度上升使冷却剂骤然发挥造成低温容器内压力增大。另一方面，超导磁体失超部位长时间通过极高电流密度，温升急剧升高，甚至可能导致材料熔化。因此如何防止超导磁体失超和一旦超导磁体失超采取有效的保护措施，对于超导磁体都是非常重要的。失超的基本过程是电磁能转换为热能，如果热能是均匀分布在整个磁体上，那就不会发生什么问题。失超总是从某一点开始，然后通过焦耳热和热传导向外扩散。在这一过程中，开始失超的地方总是经受最高的温升，因为它受到焦耳热作用时间最长。另外，当发生失超时，由于磁体内突然出现一个电阻值，磁体绕组内部将产生几百伏甚至几千伏的过电压，严重时可能击穿匝间绝缘而产生电弧。

失超保护一般有两种方式，一是当磁体失超时，迅速将磁能移至外部，如电阻上，使之在电阻上将能量消耗掉。另一种保护方式是当磁体失超时，立即人为的使正常区传播到整个磁体，这样磁能完全释放在整个磁体中，而不是仅仅释放在一个小区域中。这种保护方式对于小型或储能较小的超导磁体还是比较合适的，但对于储能较大的超导磁体，一般采用在外部并联耗能电阻的方法来保护磁体。

第四章 HT-7U 极向场电源系统主开关方案设计

与晶闸管开关原理分析

摘要：本章在论述了现有电力开关设备的技术水平和类型的基础上，对 HT-7U 超导托卡马克极向场电源系统主开关方案进行了比较、调研、选择与方案设计；并深入分析了晶闸管开关关断过程原理，得出了可靠关断条件和参数优化设计公式，并分析了振荡回路参数对关断所带来的影响，为以后的工程设计和进行类似产品的开发研制工作提供依据。

4.1 各种开关简要介绍及开断原理 [2], [41~50]

大功率开关装置在电力系统中的作用是执行电力切换和保护。如果这种开关装置的基本功能是关合和切断负载线路，则称它为开关，在短路电流下，不要求它对系统进行保护。而断路器是完成短路保护功能，使整个系统免遭短路的破坏，所以，对断路器的开断速度要求很高。一般的说，断路器不要求频繁操作，而开关却可能频繁操作。

各种开关和断路器的种类很多，如油断路器、磁吹断路器、气吹断路器、真空断路器、爆炸开关等。除爆炸开关的开断速度很快，一般在几十微秒左右，其它各种机械式开关的开断速度都远远低于晶闸管开关，一般都在几十毫秒左右，且开断次数有限。

作为电力系统基本的设备之一，现有的电力系统的通断普遍采用具有机械式断口的接触器、断路器，这种类型的开关设备在运行中存在以下问题：

- 1、开断时存在巨大的电弧，不仅电气寿命短，而且故障率高，特别是发生合闸短路故障时很容易发生熔焊；
- 2、在矿山、化工等存在易燃、易爆气体的场合使用极不安全，只能装入防爆壳内，但并不能杜绝事故的根源；
- 3、短路时虽然能由断路器开断短路电流，但由于机械式断口的电器本身惯性较大，动作速度慢，短路电流值在断路器动作时间内急剧上升，因此线路中各元件，包括变压器、断路器、接触器等设备都必须具有较高的短路容量，增加系统造价和不安全性。

爆炸开关是利用炸药的爆炸原理强行将电流通路炸开，由于爆炸的过程极其迅速（约 1ms 左右），可以实现电路的快速开断，但由于动作后的恢复需要时间，不能实现频繁操作，且爆炸本身具有相当的危险性，在矿山、化工等领域更是绝对不能使用，其应用领域受到很大的限制。

与触点式开关电器相比，半导体功率开关器件具有高速的开关特性和极为方便的控制能力，由于不存在开关断口，从根本上消除了断口电弧带来的一系列问题，工作寿命理论上可以达到无限，因此关于功率半

导体器件在电力开关方面应用的研究一直在进行，随着各种大功率半导体器件的出现，各种应用于不同应用场合和采用不同大功率半导体器件的固态开关装置层出不穷。

作为电力系统的基础设备之一，目前现有的各种机械式开关由于其固有的缺陷，已经越来越难以满足未来电力系统发展的要求，作为未来全可控的电力系统的基础设备之一，高功率固态开关的研究与发展已经成为大势所趋。由于晶闸管器件在功率参数方面的优越性，在极高功率的电力系统用固态开关的研究中，晶闸管器件将可以找到其适用的应用领域。

在直流系统中，我们没有可利用的电流过零时间，为了开断直流线路，断路器必须建立一个电流零点。要做到这一点，一般有两种方法，传统的方法是产生一个电弧，而且电弧电压高于系统电源电压，迫使直流回路电流迅速下降过零。

建立电流零点的第二种方法是利用转移原理。下面以直流断路器为例说明电流转移原理。如图 4.1 所示：在正常情况下，断路器 CB 在关合位置，高压直流电源向负载供电。图中 L_1 和 L_2 代表断路器两侧电路的电感。当要关断供电电路时，开关 S 闭合，使预充电的电容器 C 经断路器放电。迫使断路器中的电流为零，于是断路器得到开断的机会。事实上，这是一个振荡电路，上述动作并未使电流中断，而是使电流由断路器转移到电容器支路。由于电容器的直流隔断功能，在一定时间后，过渡过程结束，电流即中断。

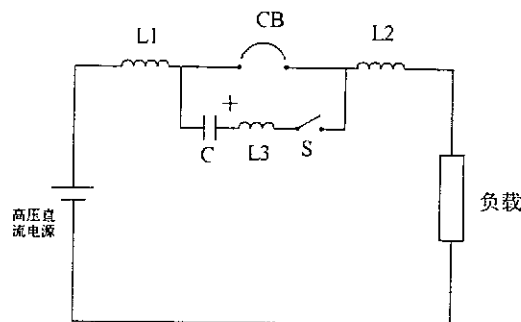


图 4.1 转移原理示意图

4.2 现有托卡马克主开关类型介绍^[20]

托卡马克极向场电源系统的最基本功能是激发和加热等离子体，要求极向场电源系统能够使线圈提供足够的磁通变化，从而在真空室中感应足够的环电压，以激发等离子体。在最初的小型托卡马克装置中普遍采用了电容放电的形式，如等离子体物理研究所的 HT-7 托卡马克，但随着系统规模不断增大，电容量会非常庞大，造价很高，现已逐渐淘汰。

托卡马克装置中的极向场电源系统实际上是电感储能系统，而电感储能电源的最大困难是要在工作过程中开断巨大的直流电流（ $10^1 \sim$

10^6A)。因此目前普遍采用了开关换流技术, 开关换流技术不仅可以用来实现等离子体的激发, 还兼有超导磁体失超保护功能, 简化了极向场电源系统, 且系统和开关造价大大降低。早期使用熔丝换流技术, 后来采用电容人工过零方法取代熔丝。作为主开关, 最初采用空气断路器, 经过数百次开断后需更换触头, 现在较多采用真空开关和晶闸管开关, 从而向更大容量和更长寿命方向前进。采用熔丝换流和人工过零技术的原理如图 4.2 所示:

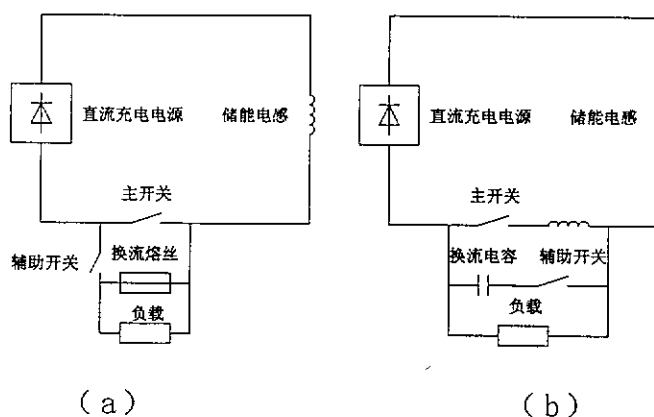


图 4.2 电感储能原理图

(a) 熔丝换流 (b) 电容换流

整个装置由直流充电电源、储能线圈、主开关、辅助开关、换流熔丝或换流电容等主要部件组成。采用了熔丝换流技术的开关工作过程如下所述:

- 1、主开关合上, 直流电源向电感负载 L 充电, 电流逐渐上升, 相应在线圈内储存一定的磁场能量 $W_M = \frac{1}{2}LI_0^2$;
- 2、当电流到达给定值, 合上辅助开关, 切断主开关, 迫使电流转入换流熔丝内, 主开关迅速灭弧;
- 3、换流熔丝受转入电流加热, 经一定时延 (约为 10ms) 熔断, 产生高压, 迫使电流转入负载中, 使所储磁能在电阻中泄放。

早期的托卡马克极向场电源系统中大都采用了直流快速断路器等机械式开关作为换流装置, 且没有采用人工过零技术, 而是采用了熔丝换流技术, 由于直流快速断路器的开断次数有限, 后来用真空开关替换了直流快速断路器, 提高了使用寿命, 但由于每次开断后, 必须更换熔丝, 非常麻烦。后来发展了人工过零技术, 并成功应用于世界各地的托卡马克装置中, 采用人工过零技术的主开关也经历了从直流快速断路器、真空开关到晶闸管器件的三个阶段。

采用了人工过零换流技术的开关工作过程如下所述:

- 1、主开关合上, 直流电源向电感负载 L 充电, 电流逐渐上升, 相应在

线圈内储存一定的磁场能量 $W_M = \frac{1}{2}LI_0^2$ ，同时电容器被充上一定的电压；

2、当电流到达给定值，合上辅助开关，电容器放电，使主开关电流迅速下降过零，这时再断开主开关，实现主开关无弧开断；

3、由于电容的直流阻断特性，经一定时延后，强迫换流换流支路中的电流迅速衰减为零，迫使主回路电流转入负载中，使所储磁能在电阻中泄放。

70 年代以来, 人工过零技术开始取代熔丝换流技术, 从而大大减轻了系统运行时的维护量。70 年代, 意大利的 FT 托卡马克采用 29MJ 的人工过零系统投入运行, 此后, 大型托卡马克 JT-60、JET 均采用此项技术, 且其主开关采用了真空开关。其电路如图 4.3^[51]和 4.5^[52]所示:

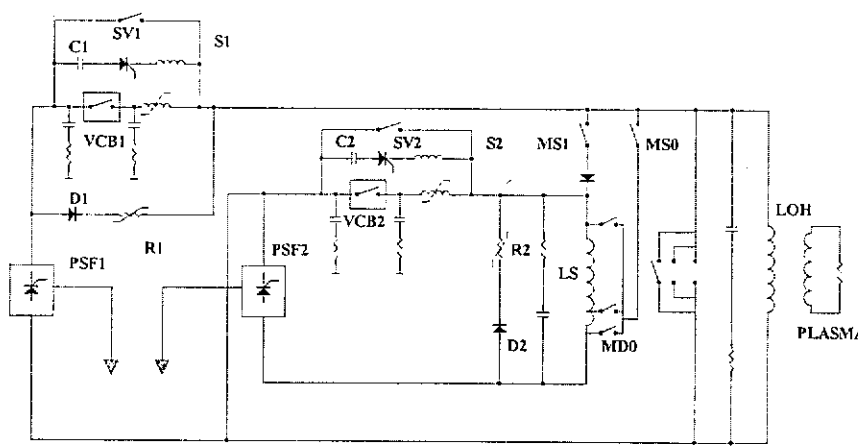


图 4.3 JT-60 加热场、预充磁场电源系统回路图

JT-60 加热场线圈、预充磁线圈电流电压波形如图 4.4 所示: JT-60 采用人工过零技术的真空开关主要技术参数如表 4.1 所示:

表 4.1 JT-60 真空开关主要技术参数

关断电流	23KA
平均电流上升率	150A/ μ S
过零时电流上升率	30A/ μ S
过零时反向电压上升率	-300V/ μ S
反向峰值电压	-10KV
正向峰值电压	12.5KV
燃弧时间	7-15ms
操作寿命(次)	4000

JT-60 的加热场电源系统工作过程如下所述:

- 1、加热场与预磁线圈开始充电至 92KA;
- 2、加热场电源系统中的人工过零真空开关关断，在加热场线圈上产生高达 25KV 的电压，从而激发等离子体;

3、预磁线圈电源系统中的人工过零真空开关关断，重新在加热场线圈上产生 25KV 电压，等离子体电流快速上升；

4、真空开关闭合，等离子体进入平顶段，从而完成了等离子体的激发与建立过程。

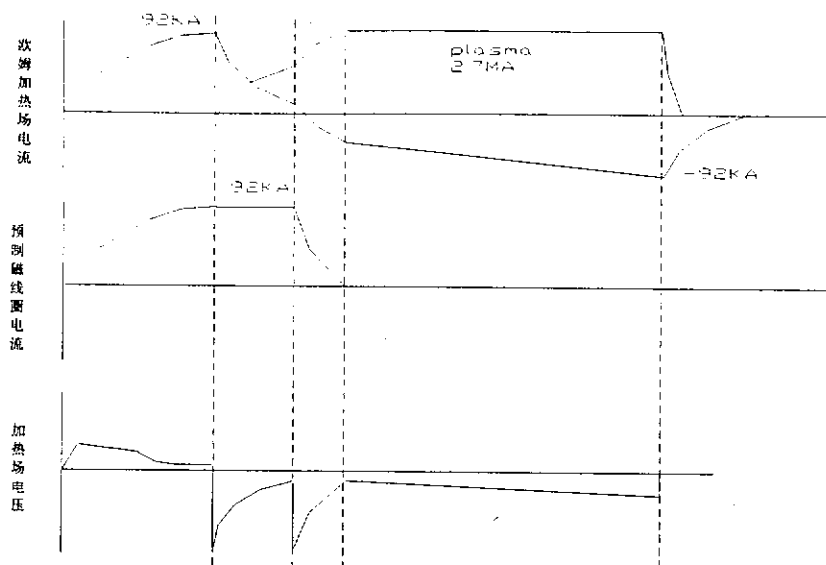


图 4.4 JT-60 加热场、预磁线圈电流电压波形

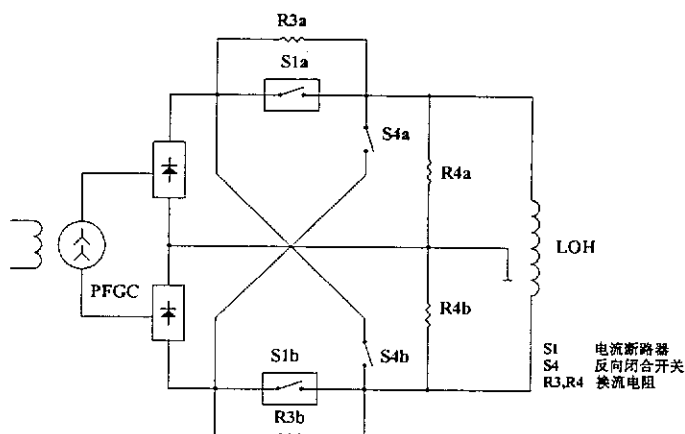


图 4.5 JET 加热场电源系统回路

JET 加热场电源系统开关网络的工作过程描述如图 4.6 所述，JET 的人工过零真空开关回路如图 4.7 所示。JET 加热场电源系统的工作过程如下所述：

- 1、S1 闭合，S4 断开，电源开始给加热场线圈充磁；
- 2、S1 断开，S4 断开，加热场线圈储能在 R3 泄放，产生高压，进入等离子体快上升阶段；
- 3、S1 断开，S4 闭合，电源开始对线圈反向充电，等离子体进入慢上升

阶段；

4、通过调节飞轮发电机励磁，使二极管整流器输出电压可调，维持等离子体在平顶段；

5、飞轮发电机停止供电，线圈储能开始衰减，系统退出运行。

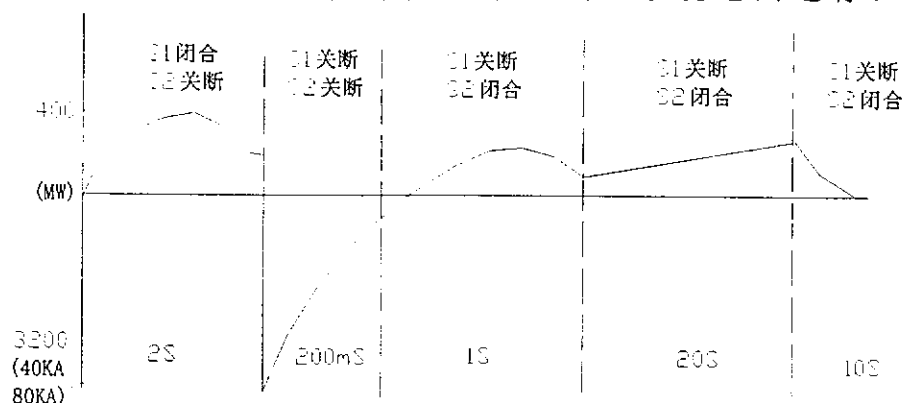


图 4.6 JET 加热场电源系统开关网络工作过程

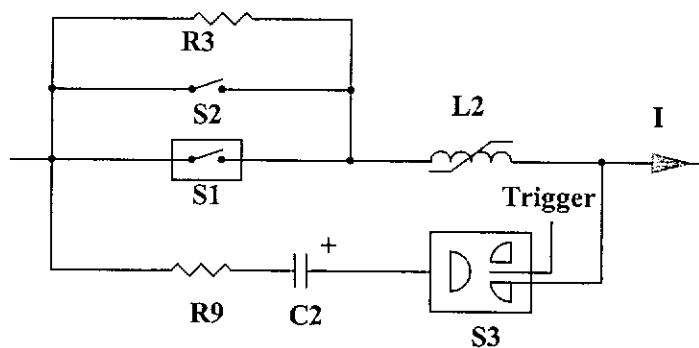


图 4.7 JET 中人工过零真空开关电路

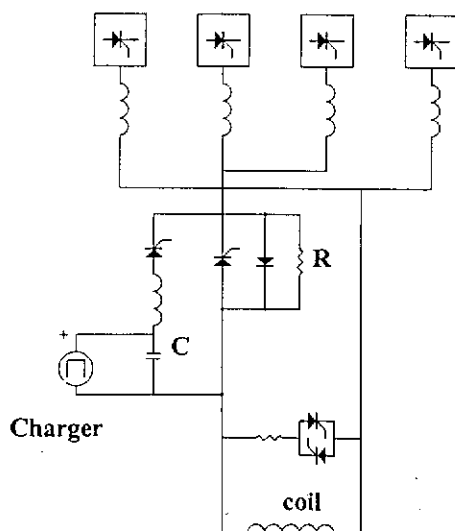


图 4.8 ASDEX 垂直位移快控电源系统

及晶闸管开关回路

而主开关采用晶闸管器件的全固态快速开关只在个别要求快速关断的子系统得到了采用。如 ASDEX Upgrade TOKAMAK 垂直位移快控电源系统就采用了全固态晶闸管开关作为其快速保护装置, 其主回路和晶闸管开关如图 4.8 所示^{[53], [54]};

可以看出, 人工过零技术已经得到了广泛应用。采用了人工过零技术的真空开关, 由于其机械断口开断是在电流过零点, 减少了燃弧, 提高了关断可靠性和使用寿命。真空开关和机械开关关断时间均高达数十甚至上百毫秒, 其分散性甚至可能达到数十毫秒。由于原来的极向场磁体中只有加热场需要采用换流技术来实现等离子体的激发, 对关断时间及其分散性的要求不高, 因此能够满足系统的要求。而且真空开关的热负荷能力低, 难以满足长期通电的要求。

晶闸管开关也已经在托卡马克装置中得到了部分应用, 但还没有担当起主开关的作用, 这主要是因为国际上大型托卡马克的加热场系统的电参数很大, 采用晶闸管开关的成本太高, 且可靠性难以保证。如 JET 的加热场电源系统在充磁阶段提供最大电流 80KA, 等离子体平顶段, 提供最大电流为 100KA, 等离子体快上升阶段, 提供最高 40KV 电压。随着晶闸管器件参数的逐渐提高, 成本的逐渐下降, 以及串并联技术的不断改进, 采用人工过零技术的晶闸管开关由于其固有的一些优点, 必将在托卡马克装置中得到越来越广泛的应用, 最终将取代真空开关而成为极向场电源系统的主开关。

ITER 最大稳态电流达 50KA, 电压脉冲高达 20KV, 在 ITER 设计中拟采用晶闸管和机械开关的复合式开关, 其电路如图 4.9 所示^[3];

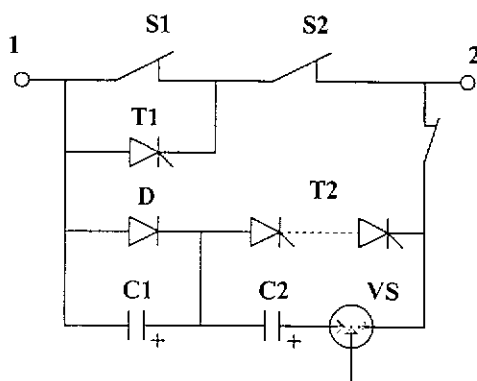


图 4.9 ITER 中极向场电源系统主开关简化图

4.3 HT-7U 极向场电源系统主开关方案设计及技术难点

4.3.1 HT-7U 极向场电源系统对开关技术要求

由于 HT-7U 极向场电源系统本身运行方式的特殊性, 对开关有如下

一些特殊要求：

- 1、极向场电源系统是四象限运行方式，要求开关具有双向开通能力；
- 2、极向场电源系统需要产生高压脉冲，并具有失超保护功能，要求晶闸管开关具有双向快速关断能力；
- 3、为实现等离子体激发与快速上升，要求极向场电源系统不仅能够产生高压脉冲，还具有一定的高电压幅值调节能力，这方面的功能也由闭合开关来实现；
- 4、为实现等离子体位形的控制，极向场电源系统还具有低电压调节能力，这由整流器来实现，但要求开关能够实现快速闭合；

4.3.2 HT-7U 极向场电源系统主开关方案设计

HT-7U 极向场超导磁体采用一体化设计方案，每个线圈都担负着等离子体激发任务。极向场电源系统是多组电源系统对多个磁体供电，当开始激发等离子体时，要求主开关能够同时开断，在多组线圈上同时产生较高电压。

机械开关和真空开关由于其过长的关断时间及其分散性难以满足上述要求，降低了激发等离子体的可靠性，且由于主开关要频繁操作，寿命有限，且增加了系统维护的难度和费用。

采用人工过零技术的晶闸管开关，由于其开断具有无触点、无电弧、无噪声、寿命长、开闭迅速(2—3ms)等优点，通过对强迫换流支路参数的合理设计，可以实现多组开关同期关断，其分散性可以远小于 1 个毫秒，完全保证极向场电源系统在磁体上几乎同时建立高电压，实现可靠等离子体激发。由于人工过零技术的晶闸管开关是全固态开关，实现了无弧开通与关断，理论寿命可以达到无限，非常适合进行频繁动作，无需象机械开关与真空开关进行频繁更换，降低了运行维护量和费用。

对于 HT-7U 超导托卡马克装置来说，其极向场电源系统所需提供最大电流为 15KA，开关换流所产生的最大电压为 2.4KV。在这个量级上，相对于 JET、JT-60 的加热场电源系统的参数来说要小的多，采用晶闸管开关作为主开关是可以实现的，而且可靠性也可以保证，因为无需进行主晶闸管的串联，而并联的晶闸管数量也不是很多。造价也不会太高。

综上所述，我们决定采用人工过零技术晶闸管开关作为 HT-7U 超导托卡马克极向场电源系统的主开关。具体的回路和工程设计见第六章。

4.3.3 晶闸管开关技术难点

采用人工过零技术的晶闸管开关装置是一种新型的固态开关，其中存在较多的技术难点，主要有以下几点：

1、开关电参数及其动态变化与晶闸管器件性能参数的矛盾：

由于开关装置一般都要承受较高的通态电流，开通时电流快速上升，关断时电流快速下降，并伴随产生极高的电压上升率和电压峰值。

这些对于机械式开关一般相对较好解决，而采用晶闸管等电力电子器件的固态开关，由于器件本身的电流、电压及其上升率的耐受力存在一定的限制。如何解决这两者之间的矛盾是关系到晶闸管开关能否顺利研制成功的关键问题。

2、大功率人工过零晶闸管开关中串并联技术的实现：

由于器件的静态和动态特性的分散性，在高功率电力电子设备中如何有效的解决器件即动态均流和均压和静态均流和均压一直是影响到装置可靠性的关键问题之一。为不影响采用人工过零技术的大功率晶闸管开关的开通与关断性能，必须找到合适的均流均压技术。

3、分布参数对晶闸管开关开通与关断特性的影响：

当晶闸管开关关断失败或重燃时，极有可能造成个别晶闸管元件的损坏。而多只晶闸管进行串联或并联连接时，若分布参数及其分散性较大，会给装置的动态过程带来较大的影响。就晶闸管开关来说，如何合理设计结构，降低杂散参数及其分散性对晶闸管器件开通与关断的影响，对于采用人工过零技术的大功率晶闸管开关装置来说也是非常重要的。特别是强迫关断时，杂散电感及其分散性对关断特性的影响非常显著，将明显降低晶闸管的关断性能，甚至可能造成关断失败或重燃，因此研究晶闸管和反向并联二极管各种并联排列结构对关断特性的影响对于提高晶闸管开关的关断非常重要，从而可以得出较好的解决方案，提高晶闸管开关的关断可靠性。

4、如何利用软开关技术提高晶闸管开关可靠性：

由于晶闸管等其它电力电子器件在硬开通时电流上升过快，产生很高的开通损耗；硬关断时由于其反向恢复过程会产生较高的反向恢复电流、反向峰值电压和很高关断损耗，这对器件和装置本身的安全非常不利。而软开关技术是近年来兴起一种新技术，它可以大大减小甚至完全消除反向恢复电流和反向峰值电压，大大降低了器件的开通与关断损耗。如何将这一新技术应用到晶闸管开关装置中对于提高晶闸管开关的可靠性非常有意义。

5、如何合理设计主回路和保护电路是提高可靠性的关键问题：

由于 HT-7U 极向场电源系统对主开关所提出的双向快速导通、关断、满足失超保护的要求等特殊要求。针对 HT-7U 所设计的晶闸管开关具有一定的特殊性，如何合理设计晶闸管开关及其附属设备(如充电机)主回路，满足系统要求，同时又要回路简单、工作可靠、造价较低是一个比较困难的问题。

另外我们还必须深入了解晶闸管器件的静动态特性及其在开通与强迫关断瞬间，电流的变化及其所产生的电压与电压变化规律，才有可能

采用合理的保护措施确保晶闸管器件和整个装置的安全。

总之, 由于功率电力电子器件本身的脆弱性, 过高的电压电流及其快速变化都可能使器件损坏, 直至整个开关装置的损坏, 甚至会影响至极向场电源系统和超导磁体的安全。而采用人工过零技术的大功率晶闸管开关装置, 导通时晶闸管要承受快速电流上升, 导通后必须承受很高的电流, 关断后电流快速下降, 同时使晶闸管承受快速的电压上升和较高的电压峰值。如 HT-7U 极向场电源系统中的大功率晶闸管开关装置的最大通态电流是 15KA, 关断后的电压达 2.4KV, 其关断时间约 2—3 毫秒左右, 所有这些极端恶劣的工作状态对晶闸管器件和开关装置都是非常严峻的考验。虽然功率电力电子器件的理论寿命可以达到无限, 但如果没有合理的回路拓扑, 对回路工作的暂态过程和各种故障态没有深入分析, 就不能提供完善的保护, 无法保证装置可靠、安全工作; 同时功率电子器件的串联与并联技术是电力电子技术领域一个技术难点。合理利用现有的均流均压技术, 而又不会影响开关的开通与关断过程需要去仔细推敲; 由于传统的硬开通与关断极易造成元件的损坏, 为此我们应该考虑软开关技术如何在晶闸管开关的研制中得到合理的利用是关系装置可靠性的重要问题。从整个电力电子器件在电力系统的应用来说, 固态开关都是一个极其困难的研究工作, 其根本原因就在于电力系统和开关装置本身技术参数与电力电子器件本身的脆弱性之间的矛盾。

4.4 晶闸管开关的基本原理和分析

晶闸管直流开关是利用转移 (即人工过零技术) 原理来完成直流电路的开断, 开断原理如图 4.10 所示:

由于极向场电源负载是大电感, 这里只介绍电感负载晶闸管开关工作原理。为实现在晶闸管开关关断后, 负载电感上的能量的泄放, 在开关的两端并联了一个耗能电阻。 T_1 为主晶闸管; T_2 为辅助晶闸管; L 为负载; C 为换流电容; L_1 为换流电感; R 为泄能电阻; U_{in} 为直流电源; 电路的工作过程可以分为以下几个阶段:

- 1、当 T_1 被触发导通之后 U_{in} 给 L 充电, 主回路电流增长;
- 2、当主回路电流达到某个值时, 触发导通 T_2 , C 预先已被充电, C 通过 T_2 、 T_1 、 L_1 放电, 强迫 T_1 电流减小直至过零, 进入反向恢复阶段;
- 3、当 T_1 到达反向恢复电流最大值后迅速减小为零, 经过一定时间后, T_1 正向阻断能力得以恢复, 辅助关断回路中的电流开始从 R 上流过;
- 4、当辅助关断回路电流也下降到主回路电流以下, 则主回路电流开始从电阻上分流, R 上的电流由反向变为正向;
- 5、 T_2 上的电流在下降到其维持电流以下之后自行关断, 而主回路上的电流开始完全在 R 上通过, 从而使 L 上的储能在 R 上泄放。

可以看出, 为使 T_1 可靠关断, 必须在 T_1 上电流完全转移到辅助关

断回路之后, 使 T_1 获得正向阻断能力, 即必须在 T_1 两端维持一定时间反向电压, 使剩余载流子快速复合直至小于临界储存电荷 Q_{cr} 。当辅助关断回路电流由于电容的直流隔断作用而关断, L 电流完全转移到 R 上。

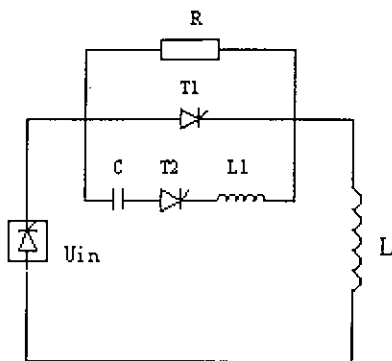


图 4.10 晶闸管开关开断原理图

为了对晶闸管开关的关断过程进行分析, 先对上述的晶闸管开关原理图进行简化, 由于在晶闸管关断期间, 极向场的整流电源输出电压为零, 上述的电路图变成如图 4.11 所示; 把晶闸管 T_1 和 T_2 等效成非线性电阻, 则如图 4.12 所示。

根据 KVC、KVL 定理, 有下式成立:

$$i_L = i_R + i_{T1} + i_{T2} \quad (1)$$

$$i_R \times R = i_{T1} \times r_{T1} = E_0 + \frac{1}{C} \times \int i_{T2} \times dt + L_1 \times \frac{di_{T2}}{dt} = -L \times \frac{di_L}{dt} \quad (2)$$

由于晶闸管 T_1 和 T_2 的等效电阻 r_{T1} 和 r_{T2} 是随电流和电压变化的非线性函数, 为了分析的方便, 特做如下假设, 当晶闸管导通时, 相当于开关短路, 即 $r_T = 0$, 当晶闸管开断时, 相当于开关断开, 即 $r_T \rightarrow +\infty$ 。

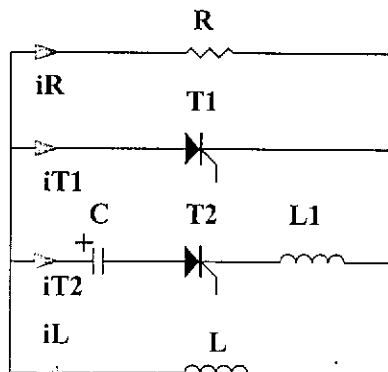


图 4.11 电感负载的晶闸管开关简化原理图

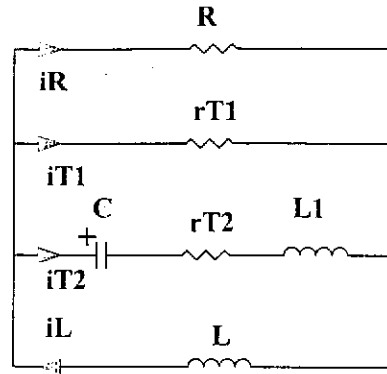


图 4.12 晶闸管开关的等效电路

4.5 晶闸管开关的电路计算及理论分析

4.5.1 电路计算

第一阶段：晶闸管 T_1 触发导通后，主回路电流达到 I_L ，晶闸管 T_2 触发导通。假设此时，电容的充电电压为 E_0 ，方向与图示方向相反，而晶闸管 T_1 此时相当于短路，这时的电路图可如图 4.13 所示：

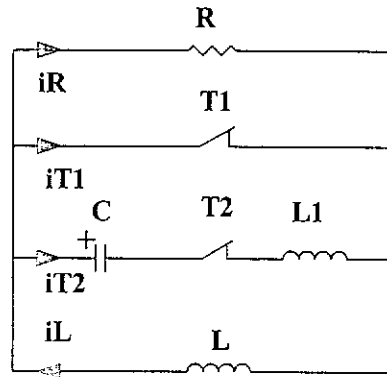


图 4.13 第一阶段电路图

$$\begin{cases} I_L = i_{T1} + i_{T2} \\ u_C = E_0 + \frac{1}{C} \int i_{T2} \times dt \\ \frac{di_{T1}}{dt} = \frac{u_C}{L_1} \end{cases} \quad (3)$$

解得：

$$\begin{cases} i_{r1} = I_L + E_0 \times \sqrt{\frac{C}{L_1}} \sin\left(\sqrt{\frac{1}{L_1 C}} t\right) \\ i_{r2} = -E_0 \times \sqrt{\frac{C}{L_1}} \sin\left(\sqrt{\frac{1}{L_1 C}} t\right) \\ u_C = E_0 \times \cos\left(\sqrt{\frac{1}{L_1 C}} t\right) \end{cases} \quad (4)$$

设 $t=t_1$ 时, T_2 的电流到达 I_L 后, T_1 的电流为零, 如下式所示:

$$\begin{cases} I_{r11} = 0 = I_L + E_0 \times \sqrt{\frac{C}{L_1}} \sin\left(\sqrt{\frac{1}{L_1 C}} t_1\right) \\ I_{r21} = I_L = -E_0 \times \sqrt{\frac{C}{L_1}} \sin\left(\sqrt{\frac{1}{L_1 C}} t_1\right) \\ U_{C1} = E_0 \times \cos\left(\sqrt{\frac{1}{L_1 C}} t_1\right) \end{cases} \quad (5)$$

设 $t=t_2$ 时, T_1 的电流到达反向恢复电流的最大值 I_{rrm} , 而 T_2 电流到达 $I_L - I_{rrm}$, 如下式所示:

$$\begin{cases} I_{r12} = I_{rrm} = I_L + E_0 \times \sqrt{\frac{C}{L_1}} \sin\left(\sqrt{\frac{1}{L_1 C}} t_2\right) \\ I_{r22} = I_L - I_{rrm} = -E_0 \times \sqrt{\frac{C}{L_1}} \sin\left(\sqrt{\frac{1}{L_1 C}} t_2\right) \\ U_{C2} = E_0 \times \cos\left(\sqrt{\frac{1}{L_1 C}} t_2\right) \end{cases} \quad (6)$$

第二阶段: 当 T_1 中的电流到达 I_{rrm} 后, 迅速减小为零, T_2 中的电流大于主回路电流的部分从电阻 R 中流过。电路如图 4.14 所示:

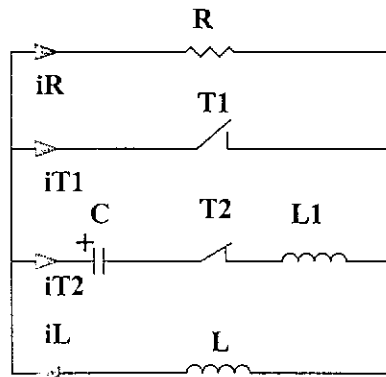


图 4.14 第二阶段电路图

其微分方程组如下:

$$\begin{cases} i_L = i_{r2} + i_R \\ i_R \times R = \frac{1}{C} \int_2^t i_{r2} \times dt + U_{C2} + L_1 \times \frac{di_{r2}}{dt} = -L \times \frac{di_L}{dt} \\ u_C = \frac{1}{C} \int_2^t i_{r2} \times dt + U_{C2} \\ u_{L1} = L_1 \times \frac{di_{r2}}{dt} \end{cases} \quad (7)$$

从而得到电阻上电流微分方程如下：

$$\frac{R}{L \times C} \times \int_2^t \int_2^t i_{r2} \times dt \times dt + \frac{1}{C} \times \int_2^t i_{r2} \times dt + R \times \left(\frac{L_1}{L} + 1 \right) \times i_R + L_1 \times \frac{di_R}{dt} = U_{C2} + L/C \times t \quad (8)$$

辅助晶闸管上的电流的微分方程如下：

$$\frac{1}{L \times C} \times \int_2^t i_{r2} \times dt + \frac{1}{R \times C} \times i_{r2} + \left(1 + \frac{L_1}{L} \right) \times \frac{di_{r2}}{dt} + \frac{L_1}{R} \times \frac{d^2 i_{r2}}{dt^2} = -\frac{U_{C2}}{L} \quad (9)$$

而电感 L 上的电流可以通过上面的两个电流求和得到。

由于负载是大电感，关断过程中电流变化很小，完全可以将其作为恒流源处理，这样就能够将电阻和辅助晶闸管上电流的三阶微分方程简化为如下的二阶微分方程：

$$\frac{1}{C} \times \int_0^t i_R \times dt + i_R \times R + L_1 \times \frac{di_R}{dt} = U_{C2} + \frac{L}{C} \times t \quad (10)$$

$$\frac{1}{RC} \times \int_0^t i_{r2} \times dt + i_{r2} + \frac{L_1}{R} \times \frac{di_{r2}}{dt} = I_L - \frac{U_{C2}}{R} \quad (11)$$

下面对电阻电流和辅助晶闸管上电流的二阶微分方程进行求解；如果把初始时间 $t=t_2$ 定为零时刻，即 $t_0=0$ ，则当 $R^2 - 4 \times \frac{L_1}{C} > 0$ 时，电阻电流及其积分的表达式如下：

$$\begin{aligned} \int i_R \times dt &= C_1 \times \exp(r_1 \times t) + C_2 \times \exp(r_2 \times t) + C_3 \times t + C_4 \\ i_R &= C_1 \times r_1 \times \exp(r_1 \times t) + C_2 \times r_2 \times \exp(r_2 \times t) + C_3 \end{aligned} \quad (12)$$

当 $t=0$ 时：

$$\begin{aligned} \int_0^0 i_R \times dt &= 0 \\ i_R &= I_{rm} \end{aligned} \quad (13)$$

所以

$$\begin{aligned} C_1 + C_2 + C_4 &= 0 \\ C_1 \times r_1 + C_2 \times r_2 + C_3 &= I_{rm} \end{aligned} \quad (14)$$

又知

$$\frac{1}{C} \times (C_3 \times t + C_4) + R \times C_3 = U_{C2} + \frac{1}{C} \times L \times t \quad (15)$$

所以

$$\begin{aligned} C_3 &= I_L \\ C_4 &= (U_{C2} - R \times I_L) \times C \end{aligned} \quad (16)$$

解得

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{I_{rm} - I_L + (U_{C2} - R \times I_L) \times C \times r_2}{r_1 - r_2} \\ C_2 &= \frac{I_{rm} - I_L + (U_{C2} - R \times I_L) \times C \times r_1}{r_2 - r_1} \end{aligned} \quad (17)$$

又知

$$\begin{aligned} r_1 &= \frac{-R + \sqrt{R^2 - 4 \times \frac{L_1}{C}}}{2 \times L_1} \\ r_2 &= \frac{-R - \sqrt{R^2 - 4 \times \frac{L_1}{C}}}{2 \times L_1} \end{aligned} \quad (18)$$

$$\text{且} \quad U_{C2} = -\sqrt{E_0^2 - \frac{L_1}{C} \times (I_L - I_{rm})^2} \quad (19)$$

对电阻电流表达式求导

$$\begin{aligned} \frac{di_R}{dt} &= C_1 \times r_1^2 \times \exp(r_1 \times t) + C_2 \times r_2^2 \times \exp(r_2 \times t) \\ \frac{d^2 i_R}{dt^2} &= C_1 \times r_1^3 \times \exp(r_1 \times t) + C_2 \times r_2^3 \times \exp(r_2 \times t) \end{aligned} \quad (20)$$

当电流的导数为零时, 电流值为最大值或最小值, 此时 $t = t_3$; 当电流的二阶导数为零时, 电流的变化率最大, 此时 $t = t_4$ 。

$$\begin{aligned} t_3 &= \frac{1}{r_2 - r_1} \times \ln \left(-\frac{C_1}{C_2} \times \frac{r_1^2}{r_2^2} \right) \\ t_4 &= \frac{1}{r_2 - r_1} \times \ln \left(-\frac{C_1}{C_2} \times \frac{r_1^3}{r_2^3} \right) \end{aligned} \quad (21)$$

当电流值为零时, 求得电阻上的反向电压维持时间 t_5 , 所以, 为保证主晶闸管的可靠关断, 必须满足 $t_5 > t_q$, t_5 很难得出解析解, 而 t_{rr} 随着反向电压的增大而减小, 当 $t = t_3$ 时的反向电压如下式:

$$U_R = R \times (C_1 \times r_1 \times \exp(r_1 \times t_3) + C_2 \times r_2 \times \exp(r_2 \times t_3) + I_L) \quad (22)$$

当 $t = t_2$ 时的电阻电压变化率如下式:

$$\frac{dU_R}{dt} = R \times (C_1 \times r_1^2 \times \exp(r_1 \times t_4) + C_2 \times r_2^2 \times \exp(r_2 \times t_4)) \quad (23)$$

第三阶段: 当辅助晶闸管上的电流降到其维持电流以下之后, 辅助晶闸管自然关断, 这时负载电感上的电流完全从耗能电阻上流过。其电路如图 4.15 所示:

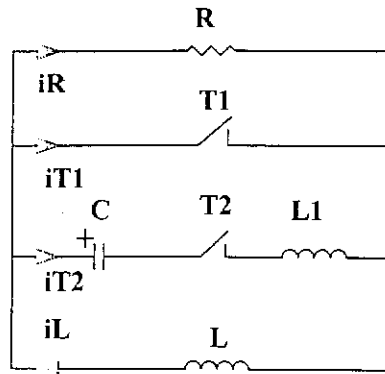


图 4.15 第三阶段电路图

其方程如下：

$$R \times i_R = -L \frac{di_R}{dt} \quad (24)$$

得到：

$$i_R = I_{L1} \times \exp\left(-\frac{R}{L}t\right) \quad (25)$$

通过对晶闸管开关关断过程分析发现，在 T_1 过零后，由于晶闸管本身的存储电荷的作用，会产生很大的反向恢复电流，在反向恢复电流快速减为零时， T_1 两端会产生很高的电压尖峰。这虽然可以加速晶闸管内存储电荷的复合，缩短晶闸管的固有关断时间，但由于是硬关断，在晶闸管反向恢复期间会产生较高的关断损耗，有可能损坏晶闸管器件。由 HT-7U 极向场电源系统的运行波形可以看出，系统并不需要这个反向峰值电压，因为反向电压对等离子体的激发很不利。同时由于开关中杂散电感的存在甚至可能产生过高的反向峰值电压，从而导致晶闸管和开关装置的损坏。

为降低晶闸管的关断损耗、提高关断可靠性，满足极向场电源系统对晶闸管开关运行的要求，提出了在 T_1 两端反并二极管的新的晶闸管开关拓扑（如图 4.16）。

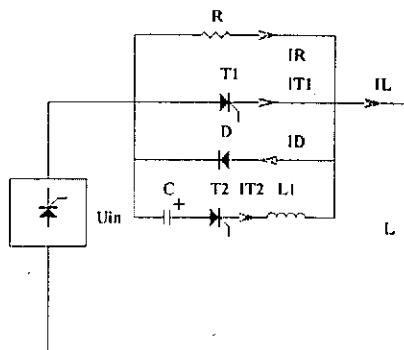


图 4.16 反并二极管方式的

晶闸管开关及其回路

当 T_1 过零后, T_1 两端较低的反压使二极管 D 开通, 从而 T_1 的反向恢复电流几乎为零, 而强迫换流支路中大于主回路电流的部分完全从 D 上流过。只要 D 导通时间大于 T_1 固有关断时间, 则 D 关断后, T_1 恢复了正向阻断能力, 实现了装置关断功能。这种关断方式在关断时消除了很高的反向电压尖冲, 虽然 T_1 固有关断时间有所增加, 但实现了零电压关断, 提高了晶闸管和开关运行可靠性。

4.5.2 晶闸管开关可靠关断理论分析

由于上节二阶微分方程求解非常复杂, 可对电路的某些次要因素忽略后来进行分析。对晶闸管来说, 有两种情况会使它误导通, 一是晶闸管关断后, 没有恢复正向阻断能力, 马上加上正向电压; 二是晶闸管恢复阻断能力后, 电压上升率超过其临界电压上升率。为避免这两种情况产生, 一是必须给晶闸管施加足够长反向电压时间, 使其恢复阻断能力; 二是重加正向电压及其上升率不要大于晶闸管的最大耐压和临界电压上升率。

- 从前述可知, 为保证晶闸管 T_1 可靠关断, 必须满足以下几个条件:
- 一、 T_2 最大电流必须大于主回路电流与 T_1 反向恢复电流最大值之和, 并有一定的裕量;
 - 二、在 T_1 反向恢复期间, 必须给 T_1 施加一定的反向电压, 且维持时间必须大于 T_1 固有关断时间, 以保证 T_1 能够恢复正向阻断能力, 否则, 负载 L 电流开始在换流电阻 R 上泄能时产生的正向电压会使主晶闸管重新导通。
 - 三、为了保证晶闸管 T_1 、 T_2 的安全工作, 晶闸管 T_1 、 T_2 的电流上升率不能大于晶闸管 T_1 、 T_2 的临界电流上升率;
 - 四、为了保证晶闸管 T_1 、 T_2 的安全工作, 晶闸管 T_1 、 T_2 的最大电压上升率不能大于其临界电压上升率;

T_1 两端的反向电压的维持时间如下式所示:

$$t_{RR} = \sqrt{L_1 \times C} \left(\pi - 2 \arcsin \left(\frac{I_L}{-E_0} \sqrt{\frac{L_1}{C}} \right) \right) \quad (26)$$

且

$$t_{RR} > t_q \quad (27)$$

这个时间相当于半个 L_1 、 C 振荡周期内, T_2 电流大于负载电流部分的维持时间。如图 4.17 所示:

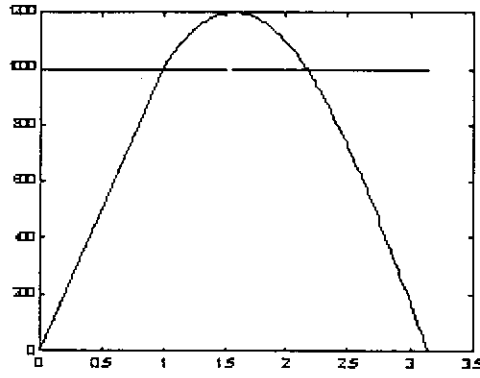


图 4.17 辅助晶闸管的电流波形示意图

辅助关断回路的电流增长率不能大于辅助晶闸管的电流临界上升率，设辅助晶闸管的电流临界上升率为 A ，则

$$A > -\frac{E_0}{L_1} \quad (28)$$

设 T_1 、 T_2 电流变化率安全工作系数为 ξ ， T_1 、 T_2 电压变化率安全工作系数为 γ ， T_2 电流系数为 η ， T_1 可靠关断时间系数为 δ 。联立得

$$\begin{cases} -E_0 \sqrt{\frac{C}{L_1}} = \eta \times I_L \\ L_1 = -\xi \times \frac{E_0}{A} \\ C = \frac{\gamma \times I_L}{B} \\ \sqrt{L_1 C} \left(\pi - 2 \arcsin \left(-\frac{I_L}{E_0} \sqrt{\frac{L_1}{C}} \right) \right) = \delta \times t_q \end{cases} \quad (29)$$

式中 $\xi = \frac{\left(\frac{di}{dt} \right)_{\text{临界}}}{\left(\frac{di}{dt} \right)_{\text{max}}}$ ， $\eta = \frac{I_{T2} \text{max}}{I_L - I_{T1m}}$ ， $\delta = \frac{T_r}{T_q}$ ， $\gamma = \frac{\left(\frac{dv}{dt} \right)_{\text{临界}}}{\left(\frac{dv}{dt} \right)_{\text{max}}}$ 。化简得

$$\begin{cases} E_0 = \frac{\delta \times t_q \times \eta \times B}{\left(\pi - 2 \times \arcsin \left(\frac{1}{\eta} \right) \right) \times \gamma} \\ C = \frac{\gamma \times I_L}{B} \\ L_1 = \frac{\xi \times \delta \times t_q \times \eta \times B}{A \times \gamma \times \left(\pi - 2 \times \arcsin \left(\frac{1}{\eta} \right) \right)} \end{cases} \quad (30)$$

这个公式是进行设计时正确确定电感电容和充电电压参数的基本依据。由前分析可知，晶闸管开关可靠关断的最根本因素是 T_2 电流大于负载电流部分的维持时间，即二极管反向导通时间必须大于 T_1 固有关断时间。因此在分析电容、电感、充电电压与负载电流与关断时间的关系时只需要考虑计算二极管反向导通时间的计算公式(26)即可。

图 4.18 显示了当负载电流为 15KA，充电电压为 2.4KV，电容分别

为 6mF、8mF、10mF、12mF 时电感对二极管反向导通时间的影响。

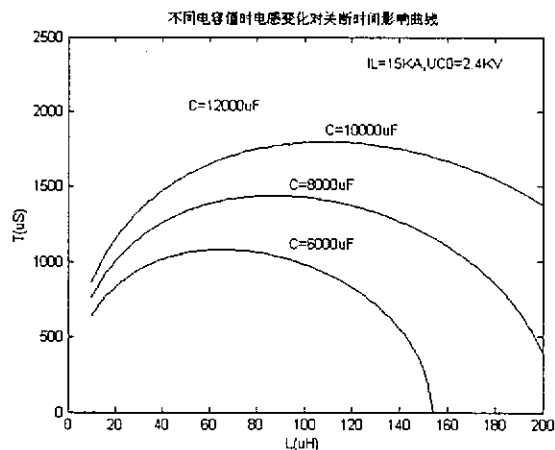


图 4.18 不同电容值时电感变化对二极管反向导通时间影响

可以看出，随着电容的增加，对于一定电感，二极管的反向导通时间明显增加，而对于固定电容，存在一个确定电感值，可以使二极管的反向导通时间达到最大。因此电容的增加必须电感的调节结合起来进行调试，才有可能达到最佳的调试效果。为此有必要对这个电感值的确定进行更为深入的理论分析，下一节的内容即是进行这方面的工作。

图 4.19 显示了电容 12mF、负载电流 15KA、充电电压分别为 1.8KV、2KV、2.2KV、2.4KV 时电感对二极管反向导通时间的影响。

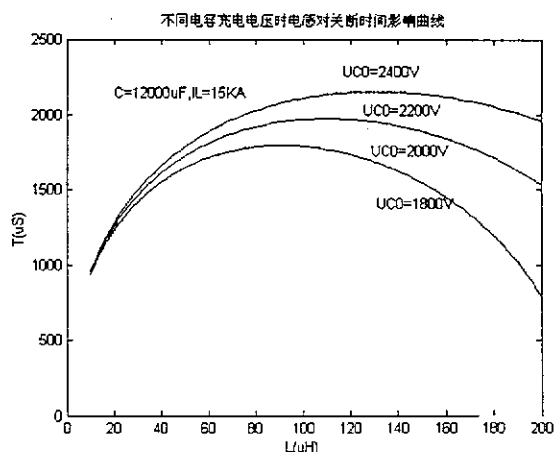


图 4.19 不同充电电压时电感变化对二极管反向导通时间影响

可以看出，充电电压的增加同样可以使二极管的反向导通时间得到增加，因此有必要在不增加充电机造价的情况下，尽量提高充电机的输出电压，从而可以大大降低电容的用量。但如果电感不作适当调节，有可能二极管反向导通时间的增加并不明显。可以看出，随着充电电压的增加，电感也应适当增加。

图 4.20 显示了充电电压 2.4KV、负载电流 15KA、电感分别为 50uH、

90 μ H、130 μ H、170 μ H 时电容对二极管反向导通时间的影响。

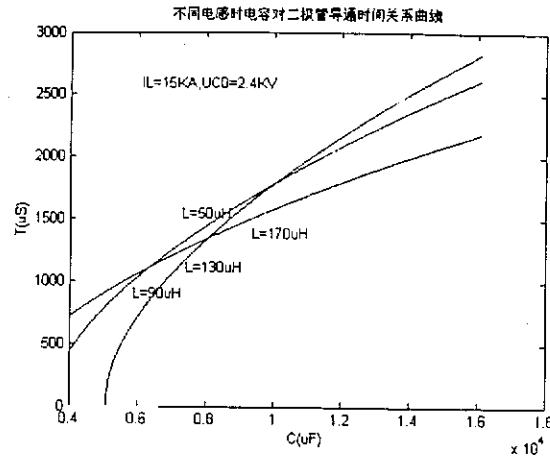


图 4.20 不同电感时电容变化对二极管反向导通时间影响

由图 4.20 可以看出，电容的增加明显增加了二极管的反向导通时间，但对于不同的电感值，其增加速度明显不同。电感越大，二极管反向导通时间随电容增加的增加速度明显提高。因此当电容增加后，电感也应作适当调整，才能充分发挥增加电容的效能。可以看出，随着电容的增加，电感也应适当增加，这样才会使二极管反向导通时间的增加更加明显。

图 4.21 显示了电感 130 μ H、负载电流 15KA、充电电压分别为 1.8KV、2KV、2.2KV、2.4KV 时电容对二极管反向导通时间的影响。

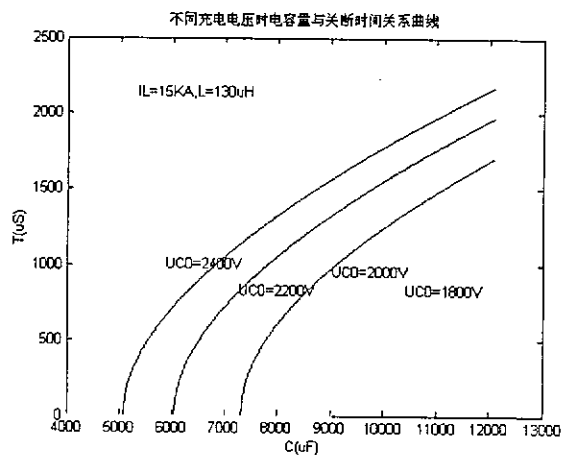


图 4.21 不同充电电压时电容变化对二极管反向导通时间影响

图 4.22 显示了电感 50 μ H、负载电流 15KA、电容分别为 6mF、8mF、10mF、12mF 时充电电压对二极管反向导通时间的影响。

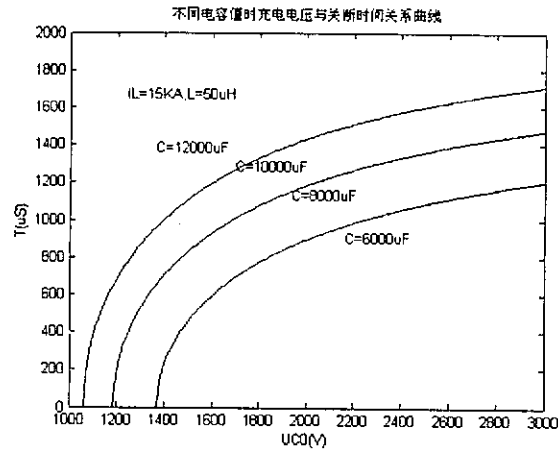


图 4.22 不同电容时充电电压变化
对二极管反向导通时间影响

由上两图，可以看出，电容与充电电压的增加对二极管反向导通时间增加均有利。但如果仅只对其中的一个参数进行调节，并不能得到最佳的调试效果。例如图 4.22 中，电容电压从 1.1KV 到 2KV 时，二极管反向导通时间增加较为明显，再增大电容电压，其二极管反向导通时间增加就不明显了。而这时增加电容的效果却更加明显。

图 4.23 显示了电容 12mF、负载电流 15kA、电感分别为 50μH、90μH、130μH、170μH 时充电电压对二极管反向导通时间的影响。

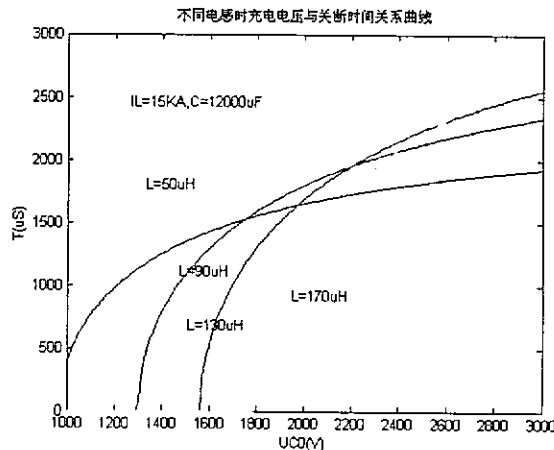


图 4.23 不同电感时充电电压
对二极管反向导通时间影响

可以看出，随着充电电压的提高，二极管反通时间虽然可以得到提高，但如果电感不作适当调节，其增加效果难以得到充分发挥。

综合以上分析，可以得出如下结论：

- 1、随着电容、充电电压的增大，二极管反向导通时间明显增大；
- 2、对于每一个电容值或充电电压，存在一个电感值使其可以达到最大反向二极管导通时间；
- 3、随着电容或充电电压增大，这个电感值也应适当增大。

4、在不增加充电机造价和影响系统安全的情况下，应尽量提高充电机输出电压，这样可以降低电容量，不仅可以降低造价，而且可以提高关断速度。

当负载电流 15KA、充电电压 2.4KV 时，电感、电容与二极管反向导通时间三维关系如图 4.24 所示：

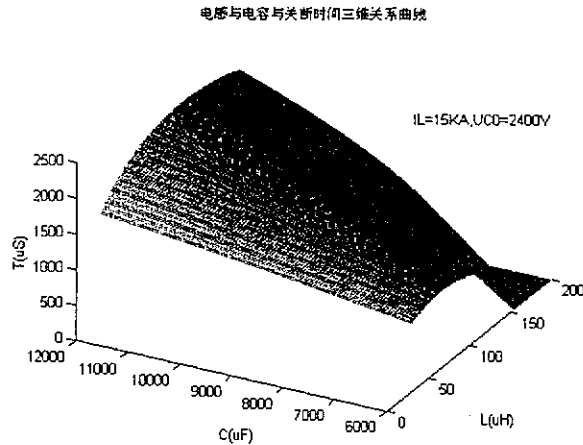


图 4.24 电感、电容与二极管反向导通时间三维关系

当负载电流 15KA、电感 100uH 时，电容、充电电压与二极管反向导通时间三维关系如图 4.25 所示：

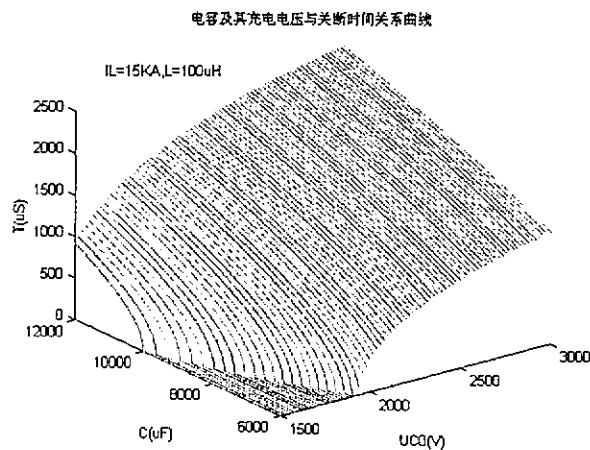


图 4.25 电容、充电电压与二极管反向导通时间三维关系

负载电流 15KA、电容 12mF 时，充电电压、电感与二极管反向导通时间三维关系如图 4.26 所示：

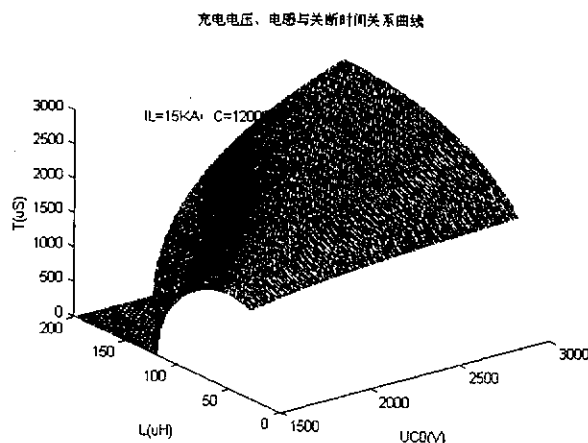


图 4.26 充电电压、电感与二极管反向导通时间三维关系

由上可见，当电容和充电电压较小时，不可能得到较大的二极管反向导通时间，为此必须保证有足够的电容和充电电压，而这并不是说要无限制的增加电容及其充电电压，如果电感选配不合适，即使电容或充电电压很大，也难以保证满意关断效果，这之间存在一个优化关系，即实现最小的电容储能，实现要求的关断效能。

而充电电压一般选定为开关关断电压，或不影响系统及设备安全及不太多增加充电机造价的前提下尽量的高（如 HT-7U 中确定为 2.4KV 以上 3KV 以下），因此，我们只需考虑在确定电压条件下的电容与电感的优化关系即可，无需考虑充电电压与电感的优化关系。这方面的问题在 4.7 节将作详细分析。

4.6 晶闸管开关的参数优化

由上节分析可知对于一定的关断电流和关断电压，电容、电容充电电压及电感参数的选取根据可靠关断判据即可确定，但如何选取一组最优的参数就显得非常重要。

由图 4.14 可以看出，要用最小的电容储能实现所要求的二极管反向导通时间，从而实现可靠关断，式 (26) 必须满足式 (31) 的条件。

$$t = \sqrt{L \times C} \left(\pi - 2 \arcsin \left(\frac{I_L}{U_0} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \right) \quad (31)$$

$$\frac{dt}{dL} = 0$$

由上式得到的参数，其反并二极管反向导通时间最大，假设为 T 。对上式进行推导

$$\begin{aligned} \frac{dt}{dL} &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \times \left(\pi - 2 \arcsin \left(\frac{I_L}{U_0} \times \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \right) + \sqrt{L \times C} \times \left(-2 \times \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{I_L^2 \times L}{U_0^2 \times C}}} \times \frac{1}{2} \times \frac{I_L}{U_0} \times \frac{1}{\sqrt{L \times C}} \right) \\ &= \frac{1}{2L} \times \sqrt{L \times C} \times \left(\pi - 2 \arcsin \left(\frac{I_L}{U_0} \times \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \right) - \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{I_L^2 \times L}{U_0^2 \times C}}} \times \frac{I_L}{U_0} = 0 \end{aligned} \quad (32)$$

由于此时

$$T = \sqrt{L \times C} \left(\pi - 2 \arcsin \left(\frac{I_L}{U_0} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \right) \quad (33)$$

得

$$\frac{1}{2L} \times T = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{I_L^2 \times L}{U_0^2 \times C}}} \times \frac{I_L}{U_0} \quad (34)$$

从而得到关于 C 的表达式

$$C = \frac{I_L^2 \times T^2 \times L}{E_0^2 \times T^2 - 4 \times I_L^2 \times L^2} \quad (35)$$

将 C 的表达式带入式一，可得

$$\frac{\sqrt{T^2 \times U_0^2 - 4 \times I_L^2 \times L}}{2I_L \times L} = \frac{\pi}{2} - \arcsin \left(\frac{\sqrt{U_0^2 \times T^2 - 4 \times I_L^2 \times L^2}}{U_0 \times T} \right) \quad (36)$$

令 $X = \frac{T^2 \times U_0^2}{4I_L^2 \times L^2}$ ，得

$$\sqrt{X-1} = \frac{\pi}{2} - \arcsin \left(\sqrt{1 - \frac{1}{X}} \right) \quad (37)$$

这个方程无法得到解析解，通过数值解法可得

$$X \approx 1.74 \quad (38)$$

从而可以得到

$$\begin{aligned} L &= \frac{E_0 T}{2.6382 \times I_L} \\ C &= \frac{T^2}{2.96 \times L} \end{aligned} \quad (39)$$

我们假定 $T=2\text{ms}$ ， $E_0=2400\text{V}$ ， $I_L=15\text{KA}$ ，可以算出 $L=121\mu\text{H}$ ， $C=11.168\text{mF}$ 。通过图 4.27 中所示，可以看出电感在 $121\mu\text{H}$ 时，二极管

的反向导通时间最大, 且达到了 2ms , 与优化公式计算的结果一致。

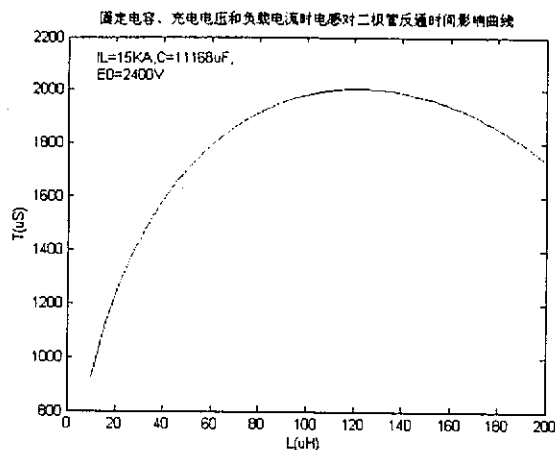


图 4.27 固定电容、充电电压和负载电流时电感对二极管反通时间影响之一

我们假定 $T=2\text{ms}$, $E_0=3000\text{V}$, $I_L=15\text{KA}$, 可以算出 $L=151.6\mu\text{H}$, $C=8.914\text{mF}$ 。通过图 4.28 中所示, 可以看出电感在 $151\mu\text{H}$ 时, 二极管的反向导通时间最大, 且达到了 2ms , 与优化公式计算结果一致。

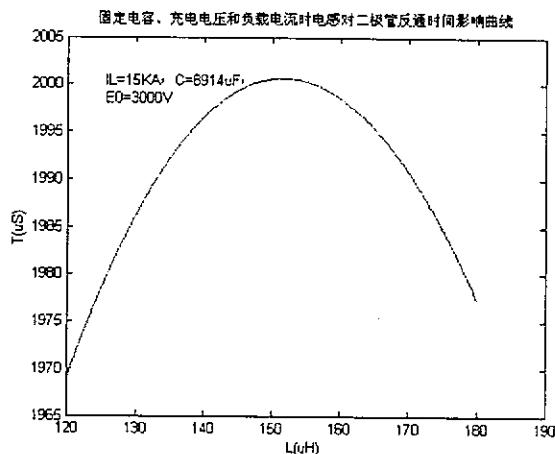


图 4.28 固定电容、充电电压和负载电流时电感对二极管反通时间影响之二

由以上两组计算, 可以看出, 得出的参数使晶闸管开关中二极管的反通时间始终处在所要求的最大值 2ms , 而其在特定的充电电压下, 其所用电容最少。另外, 可以看出, 充电电压提高可以大大降低电容器用量, 但要增加电感量, 其振荡频率依然相同。由于电感增加的代价要原小于电容量的代价, 因此可以说, 充电电压适当的提高有利于降低系统造价。

可以看出, 前述分析所得到的参数优化设计公式是正确的, 对工程设计极具指导意义, 而且由于其推导得出的条件是在优化的边界条件下得出的, 得到的二极管反向导通时间始终处于最大值, 因此它得出的是优化结果, 使晶闸管开关的造价和运行都得到了优化。

4.7 强迫换流电路中电阻对放电波形的影响分析

当然，前述分析是在没有考虑回路电阻的情况下得出，由于强迫换流电路中总是存在一定的电阻值，它对放电波形总是存在一定的影响。当电阻较大时，甚至有可能使晶闸管无法实现关断功能，因此完全有必要对其对关断特性的影响进行分析。

根据电容振荡放电的电流计算公式

$$i = \frac{U_0}{\omega L} e^{-\delta t} \sin \omega t \quad (40)$$

通过编程计算电阻变化对放电电流在 15KA 以上维持时间的影响。下面是对电感为 $130 \mu\text{H}$ ，电容为 12mF ，充电电压 2400V ，关断电流为 15KA 时，电阻从零到 $65\text{m}\Omega$ 时，其对二极管反通时间影响的关系曲线。

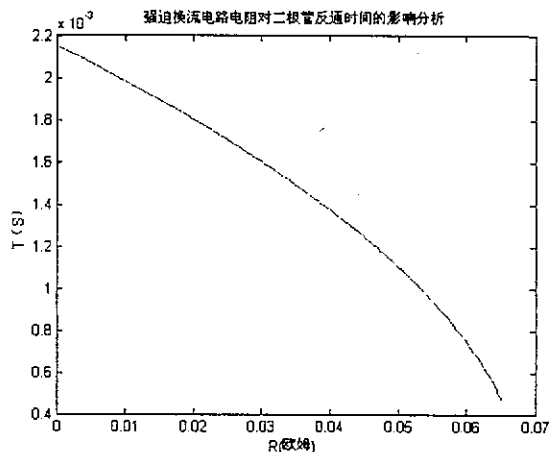


图 4.29 强迫换流电路电阻对二极管反通时间影响分析

通过上图可以看出电阻对二极管反通时间的影响还是较为明显，为此，我们在尽量减小强迫换流回路中电感、母排及其它元件的电阻，以保证足够的二极管反通时间，确保晶闸管开关的可靠关断。

第五章 晶闸管模型的研究与建立

摘要: 本章对电力电子器件特别是晶闸管器件的模型进行了研究, 建立了一种新型的晶闸管宏模型, 并对它进行了测试, 用来仿真了几种电力电子电路, 证明了这种模型的有效性。

5.1 电力电子器件模型研究概况

5.1.1 电力电子器件模型研究的必要性^{[64], [65]}

随着电力电子器件不断发展, 其应用领域不断发展, 各种包含电力电子器件的新型电路和装置不断涌现。特别是柔性交流输电 (FACTS) 的提出, 如静态无功发生器, 静态无功补偿器, 串联可控补偿器, 各种整流逆变设备的设计, 如果依然采用过去解析方法已经难以满足要求。现在人们对于电力电子电路的研究越来越转向借助于计算机仿真, 计算机仿真的普遍应用必将给电力电子电路的设计带来革命性的影响, 它可以大大提高设计速度, 降低设计费用, 并最终实现电力电子电路设计的自动化。

而电力电子电路的计算机仿真的两大基础, 一是电路算法的不断改进与完善, 二是电力电子器件模型的进一步完善。现有的电路仿真软件原来大都是用来进行电子线路和大规模集成电路的开发, 而在转移至进行至电力电子电路的仿真时都遇到了较多的麻烦, 这些麻烦也主要体现了在以上两个方面, 特别是电力电子器件的模型的建立完全不同小功率器件模型, 需要考虑电力电子器件本身不同于小功率器件的各种内部效应, 而这方面的工作目前来说还不够深入, 所建立的各种电力电子器件模型还不能够完全反应其真实特性。

由于高功率电力电子器件是频繁导通和关断的器件, 其导通和关断的失败直接关系到设备乃至系统的安全工作。电力电子器件的开通与关断机理与暂态过程研究对于设计高可靠性的 FACTS 及其它电力电子设备具有极高的意义。

有鉴与此, 研究电力电子器件的工作机理并建立各种适合于各种仿真目的的各种电力电子器件模型, 对于电力电子电路的计算机仿真是非常必要的。

5.1.2 电力电子器件模型研究的概况^{[83], [106]}

电力电子器件的模型化, 并以它在理论上模拟器件的实际特性起源于肖克莱在 1949 年发表的一篇论文《半导体中的 PN 结理论与 PN 结晶体管》, 这篇论文从一组微分方程出发, 奠定了对 PN 结二极管和晶体管进行数值仿真的理论基础。

电力电子器件的模拟通常有两种方法。一种是宏模型法; 另一种是

微模型法。对于电路工作者来说,一般更多的采用宏模型法。

相对于电学计算机仿真领域的其它领域,电力电子学的仿真还远远落后,至今还没有一个公认的 CAD 软件。其中一个很重要的原因是由于功率电子器件通常有一个低掺杂区,该区具有的电荷存储效应使得其动静态特性与低功率器件有很大的不同。由于低掺杂区中扩散电荷的行为决定了器件的动静态特性,因此精确描述该区的电荷存储效应将成为正确建立电力电子器件模型的基础。其次是目前的模型包括 Saber 中的电力电子器件模型均没有考虑大注入现象和电容的大容量摆动,而这些决定了电力电子器件的开关波形,影响了器件的仿真精度。

总的来说,电力电子器件的模型应该基于简化的器件物理模型,同时可以有效的应用于电力电子电路的仿真。

目前的电力电子器件模型根据仿真目的大致有如下一些类型:

一、系统层次模型

在系统仿真时,往往不需要了解器件详细的开关特性,而只需要器件具有简单的开关特性即可,这个层次的电力电子器件一般都被简化为理想开关,这种模型具有结构简单,模型参数少,仿真速度快等优点,但它对于器件的仿真结果至少是很不准确,适用范围也有限。

开关模型无法仿真的行为有:开关过程中的瞬时功耗,瞬时温升,瞬时电流上升率,器件承受的瞬时应力;关断失败现象;串联运行时的电压分布,并联运行时的电流分布等现象。不幸的是,这些开关不能仿真的行为,有许多对于电力电子系统而言是至关重要的。

二、电路层次模型

为了能够更好的模拟电力电子器件的暂态特性及其非线性特性,人们开始从器件的宏观外特性入手,用普通电路仿真软件中已有的元件和受控源,拟合器件的外部特性,构造了电力电子器件的宏模型,这种模型目前被广泛应用,在 PSPICE 中晶闸管元件采用的就是这种模型。由于这种模型对于器件内部的物理过程完全没有考虑,导致其仿真精度有限。

因此,为了在电路仿真层次得到更高的仿真精度,许多新的仿真软件如 Saber 中电力电子器件模型的建立考虑了器件内部载流子的扩散过程,并进行适当的简化,从而使仿真时间减少,满足电路仿真的要求,同时保持了相当的精度。这种简化的思路是将随空间和时间变化的载流子分布简化为一组只随时间或空间变化的有限差分方程。主要有混合模型与集中电荷模型两种方法。

目前,电力电子器件建模的难点在于精确模拟器件的开关特性就必需求解载流子浓度、电流密度、电场强度的偏微分方程组,这既导致模型过于复杂,计算时间长,一般的电路仿真软件不兼容,又使器件模型的参数提取过于复杂。

三、器件层次模型

器件层次模型基于半导体物理学,建立载流子的二维甚至三维偏微

分方程组, 采用有限差分法或有限元法来求解, 得出器件内部不同时刻, 不同空间位置的载流子浓度、电流密度、电位、温度等的分布。这种模型主要用来分析器件的几何尺寸、物理参数对器件外部特性的影响, 指导器件的设计、制造。

5.2 现有的晶闸管模型评述 [64], [65], [78~83], [106]

现有的晶闸管模型主要有四类: 一般通用模型、宏模型、解析模型和数值模型。

晶闸管的一般通用模型采用可控理想开关代替晶闸管, 模型简单, 但无法反映晶闸管的暂态过程, PSPICE 的元件库中一个电压控制开关的可控硅模型, 该模型结构简单, 模型参数少, 但由于没有考虑晶闸管内部的电荷积累与消除过程, 无法正确模拟晶闸管的通态非线性、反向恢复过程等重要现象。

晶闸管的宏模型以器件的外特性为基础, 以通用的电路仿真软件(如 PSPICE)所能接受的元器件构成的子电路来模拟器件特性, 主要有三种基本模式: 一种是由 3 个二极管构成, 这种方法是由 R.L. Avant 提出的; 一种是由 C. Hu 等提出的用 2 个三极管来模拟晶闸管。这两种方法虽然自动将一些半导体行为包括进去, 但毕竟只是一些低注入电荷, 实际晶闸管存在大注入行为, 影响了晶闸管的开通与关断时的仿真精度, 而且这些模型中不仅模型参数多, 而且模型参数不能直接由厂家提供的产品手册中得到, 需要借助于试验求得, 使模型参数的求取过于复杂, 第三种是基于理想开关模型, 再加上适当地控制和其他电路来描述晶闸管的正反向恢复特性, 这方面的主要是由 F.J. Gracia 等完成的, 这种模型主要包括三个功能块, 其中主块模拟晶闸管的正向特性; 开关控制块模拟器件的通断态控制, 以及器件的开通延迟; TOFF 块模拟器件的 t_q 效应, 即反向恢复特性。另外模型中还增加了一些辅助元件, 模拟器件的正反向击穿效应、 dv/dt 效应、门极触发信号电压阈值和通态非线性等二次效应。

解析模型需要求解半导体物理方程, 但由于对方程进行了简化, 且不再采用数值方法, 大大降低了计算时间, 而又对模型的精确性影响很小, 是目前国际研究的重点方向。这方面主要的代表是 H. Goebal 和 D. Metzner 等提出的混合模型 (Hybrid model) 和 Cliff. Ma 等提出的集总电荷模型 (Lump-charge model)。

H. Goebal 和 D. Metzner 将晶闸管基区的扩散电荷行为用只含载流子浓度一个未知数的双极性扩散方程 ADE 来描述, 并进行数值求解, 形成了一维基区 ADE 模块, 其中考虑了一些大注入效应, 在 ADE 模块的外部添加少量电路元件, 并采用适当边界条件, 即可模拟晶闸管的静态特性。这样既能够保持计算精度, 又能够缩短 CPU 计算时间。但 ADE 模块只能为特殊的高级电路仿真程序, 如 Saber, 所接受, 多数电路仿真

软件不能处理。

集总电荷模型是 Cliff.Ma 应用 Linvill 的集总电荷模型概念,将器件内部的载流子分布简化为 8 个有代表性的位置处的集总电荷,集总电荷的电量对于载流子浓度与所处区域体积的乘积,各集总电荷通过物理及电路方程(如电荷密度方程、电流连续性方程、电中性方程、Boltzmann 方程、Poisson 方程)相互联结,将描述器件内部微观特性的偏微分方程组离散化为几十个代数方程。利用 Saber 提供的模拟硬件描述语言(Analog Hardware Description Language)—MAST 语言,构造了晶闸管模型。这种模型结构较为复杂,不能为 PSPICE 等常用仿真软件兼容,且许多模型参数与器件物理、几何参数有关,使用起来仍然不太方便。

数值模型(如 MEDICI)也需要求解半导体物理方程,且应用有限元法或有限差分法进行求解,模型参数也涉及器件的半导体物理特性,计算时间长,一般难以与通用的电路仿真软件相结合,它是功率半导体生产厂家产品设计阶段用来了解产品性能的主要手段。

对于电路设计者来说,宏模型与解析模型是最为需要和合适的两类模型。而对于系统设计与分析者来说,一般通用模型就已经足够。

5.3 一种新型的晶闸管模型

5.3.1 引言

基于理想开关的晶闸管模型后经 Liang.Y.C 等人的改进,形成了一种考虑二次效应的非理性晶闸管宏模型。但其中关于晶闸管反向恢复特性的建模过于简单不够准确。

本文提出了一种新型的晶闸管宏模型,它加入了一个反向恢复控制块,对反向恢复过程中存储电荷的抽取、复合过程进行开通与关断控制,从而可以很好的对晶闸管的反向恢复过程进行仿真,并和试验结果比较吻合。该模型的物理概念明确,结构简单,且其模型参数可以直接从厂家提供的产品手册得到,使用非常方便。

5.3.2 新型晶闸管模型

5.3.2.1 模型结构

晶闸管宏模型的示意如图 5.1 所示。整个模型分为主块,正向导通控制块和反向恢复控制块三大部分,该模型以不同的分支电路来描述晶闸管的各个工作状态。

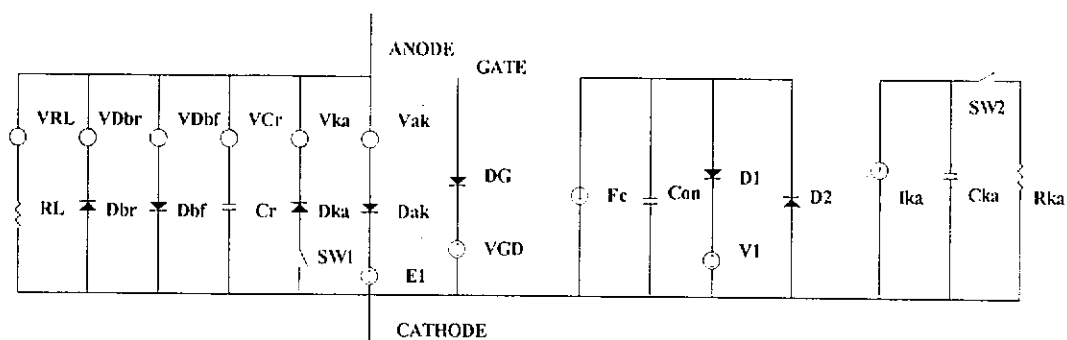


图 5.1 晶闸管宏模型示意图

5.3.2.2 动静态特性

晶闸管的动静态特性包括以下几个方面：一、开通控制；二、正反向漏电流；三、开通延迟；四、正向电压上升率；五、正反向击穿电压。

晶闸管的开通控制是通过电压控制电压源 E_1 来实现，当晶闸管导通时， $V_{ctrl}=0$ ， $E_1=0$ ；当晶闸管还没有开通时， $V_{ctrl}=1$ ， $E_1=E_{AK}$ ；而 $V_{ctrl}=0$ 或 1 是通过主块中各个支路上电流的跟踪和计算并通过正向控制块的电路来实现的。

$$E_1 = E_{AK} \times V_{ctrl} \quad (1)$$

V_{ak} ， V_{ka} ， V_{cr} ， V_{Dbf} ， V_{Dbr} ， V_{RL} 为零电压源，作为电流探测器，探测流过晶闸管的正反向电流。当晶闸管正向导通时，用二极管 D_{ak} 描述晶闸管的非线性特性， R_L 用来反映晶闸管断态时的漏电流。晶闸管的门极触发特性通过 D_G 和 V_{GD} 来模拟。

控制块具有几大功能：一是反映晶闸管的门极触发特性；二是反映晶闸管的正反向击穿效应；三是反映晶闸管正向电压上升率过大引起的误触发；四是反映晶闸管的开通延迟特性。 F_c 为电流控制电流源：

$$F_c = I_{GK} + \alpha \times (I_f - I_L) + I_r \quad (2)$$

式中 I_{GK} 为门极电流； I_L 为晶闸管的擎住电流； I_r 为晶闸管的反向电流。

$$I_r = I(V_{ka}) + I(V_{Dbr}) \quad (3)$$

I_f 为晶闸管正向电流。

$$I_f = I(V_{ak}) + I(V_{cr}) + I(V_{Dbf}) + I(V_{RL}) \quad (4)$$

α 是半试验系数，其值介于 0 和 1 之间。

D_1 ， D_2 是理想二极管。 V_1 是值为 1V 的直流电压源，用以提供正确的 V_{ctrl} 值。当门极施加一个脉冲电压后，门极电流反映到控制电流源 F_c 为正，则 V_{ctrl} 为 0， E_1 为 0，晶闸管导通，当晶闸管上的电流上升到晶闸管的维持电流后，即使门极脉冲电流消失， F_c 依然为正，晶闸管仍然继续导通。

晶闸管的正反向漏电流由电阻 R_L 描述；晶闸管的正反向击穿电压是通过 D_{bf} 、 D_{br} 来反映；正向电压上升率是通过 C_r 来模拟；晶闸管的开通延迟是通过电容 C_{on} 来反映。

5.3.2.3 反向恢复特性

晶闸管是双极性功率器件，具有低掺杂，大注入基区。晶闸管导通时，晶闸管基区注入了大量的载流子，调制基区电阻使其迅速降低，从而使晶闸管进入导通状态。

在晶闸管关断过程中，基区的大量载流子不能立即消失，而是通过载流子的复合、抽取等过程来实现晶闸管关断功能的恢复，这个载流子的复合、抽取过程就是晶闸管的反向恢复过程。

既然晶闸管的反向恢复过程是载流子的复合、抽取过程，本模型的反向恢复过程由二极管 D_{ka} 和电压控制开关 SW_1 及反向恢复过程控制块来描述。

当晶闸管进入反向恢复过程后， V_{ka} 探测的反向恢复电流反映在反向恢复控制块的受控电流源 I_{ka} 中，设载流子的空间电荷为 Q_{rr} ，当 I_{ka} 在电容 C_{ka} 上的充电电压达到 Q_{rr}/C_{ka} 后， SW_1 关断，完成了晶闸管的反向恢复过程。当电容 C_{ka} 上的储能通过 SW_2 闭合泄放后， SW_1 才闭合，而这时由于晶闸管是正向偏置，反向导通支路上没有电流。而 SW_2 是电压控制开关，当晶闸管是反向偏置时， SW_2 关断，使电容 C_{ka} 上的充电电压能够得到保持，从而能够控制开关 SW_1 的开通与关断，实现反向恢复过程的仿真；当晶闸管是正向偏置时， SW_2 闭合。电容 C_{ka} 上存储的电荷通过 R_{ka} 而释放。

5.4 新型晶闸管模型的仿真分析与测试

通过直流扫描，得到正反向耐压值为 1KV 的晶闸管静态伏安特性如图 5.2 所示：

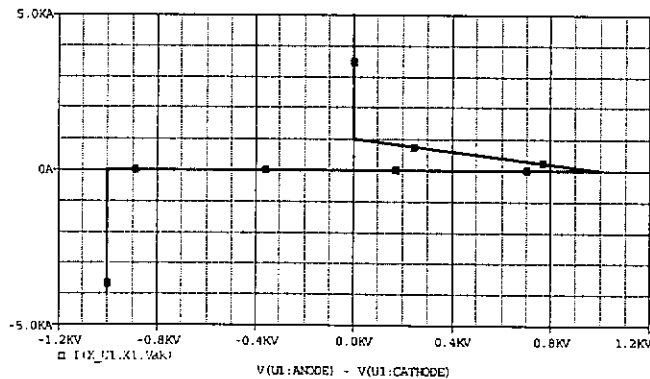


图 5.2 晶闸管的静态伏安特性

通过对如图 5.3 所示的晶闸管强迫换流开关进行了仿真，晶闸管 T_1 关断瞬时的电流波形及耗能电阻 R 上电压波形如图 5.4、图 5.5 所示。

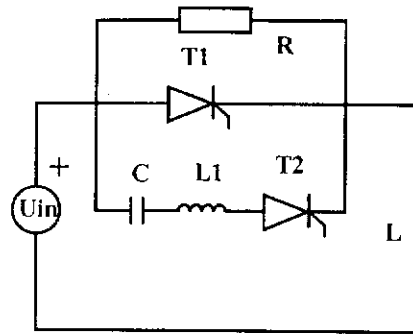


图 5.3 晶闸管开关电路

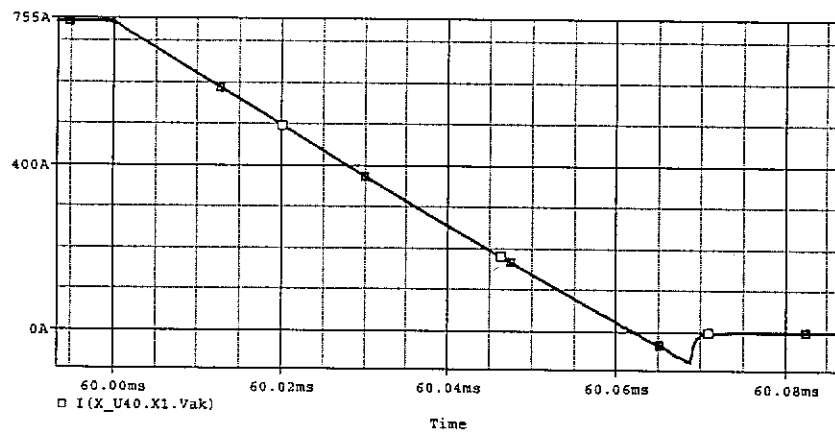


图 5.4 晶闸管关断瞬间的电流波形图

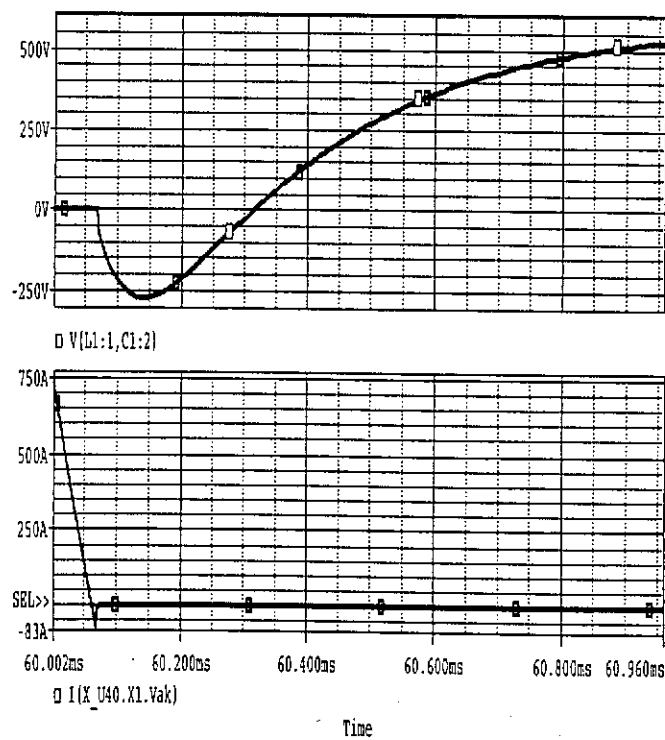


图 5.5 T_1 关断电流及 R 上的电压波形图

对于在半波电路中晶闸管电流的仿真波形如图 5.6 所示, 对于如图 5.7、图 5.8 所示的标准晶闸管开通与关断测试电路其仿真波形如图 5.9、5.10 所示:

由这些仿真波形图, 可以看出, 这个简化模型, 很好地反映了晶闸管在开通延迟与关断时的反向恢复过程, 其半波整流电路的仿真还较好的反映了开通时电容效应所带来的电流尖冲现象, 与实际观测的波形非常吻合。

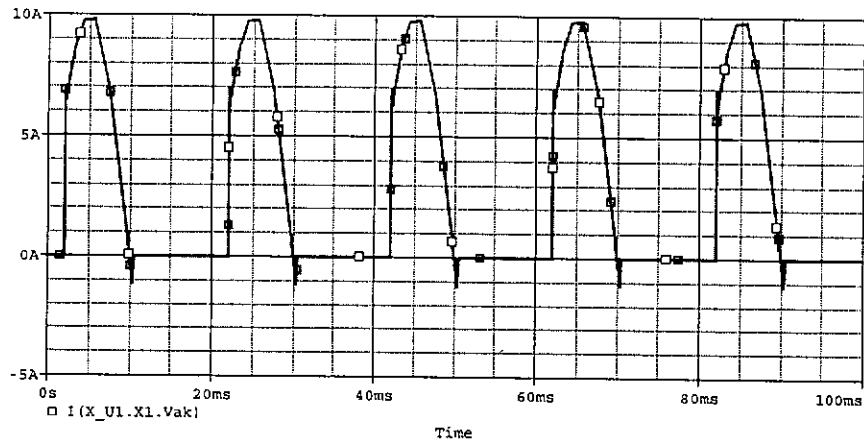


图 5.6 半波电路晶闸管电流波形

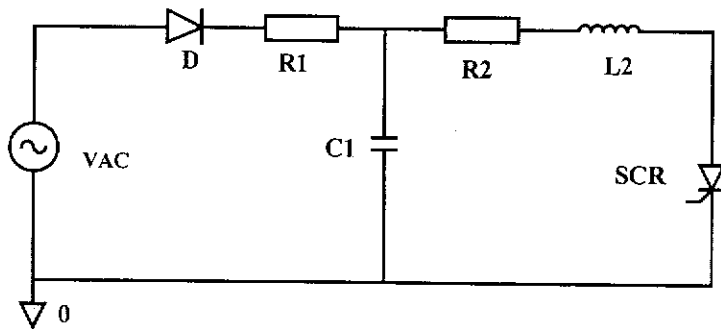


图 5.7 晶闸管开通过程测试电路

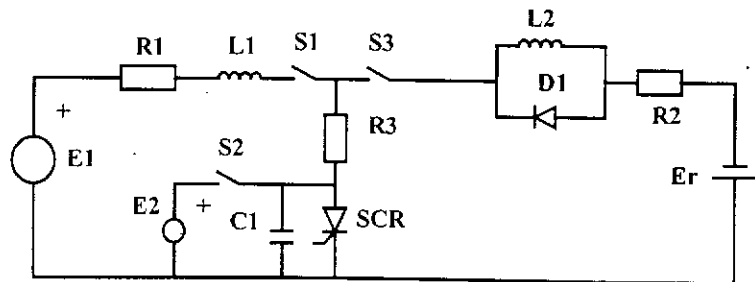


图 5.8 晶闸管关断过程测试电路

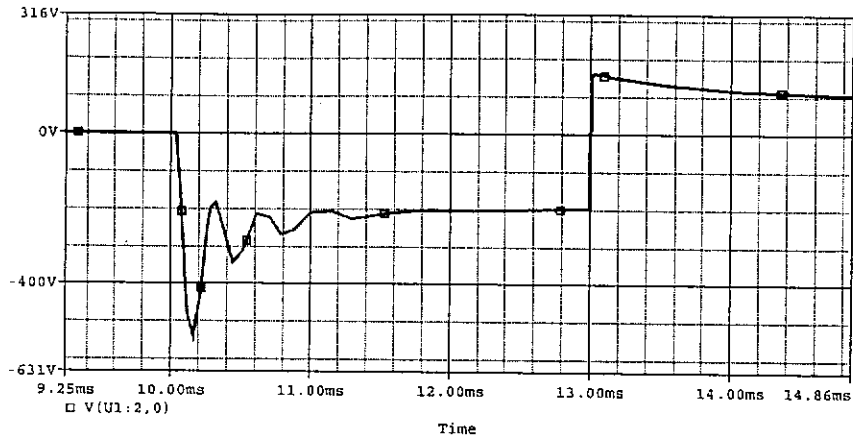


图 5.9 晶闸管关断时反向恢复电压波形

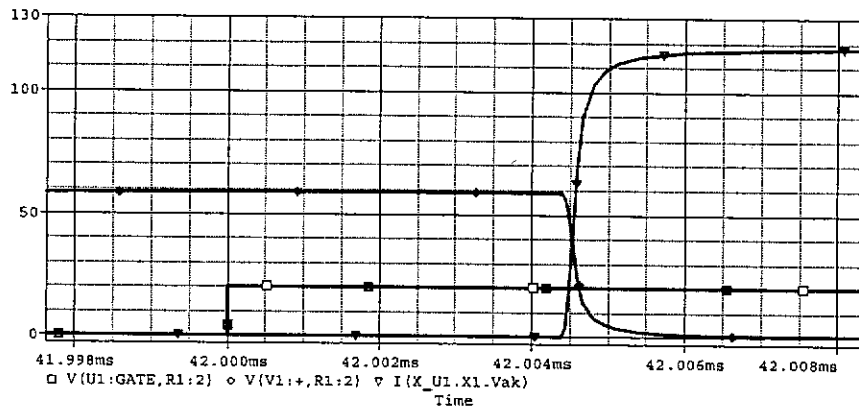


图 5.10 晶闸管开通电压电流及延迟示意

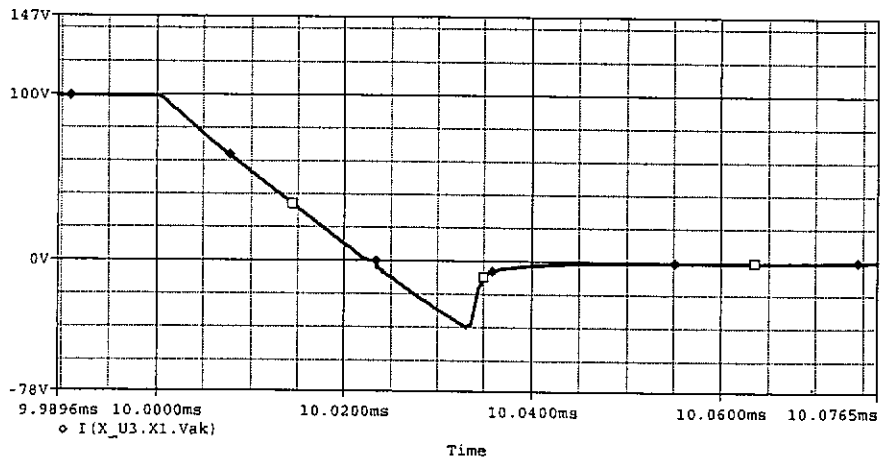


图 5.11 晶闸管反向恢复电流波形

试验结果：

晶闸管开关实验中晶闸管关断瞬时电流及耗能电阻电压波形如图 5.12 所示：图中通道 1 为并联耗能电阻上的电压波形 (200V/div)；通道 2 为主晶闸管上电流瞬时关断波形 (250A/div)；横坐标为时间轴 (250 μ

S/div)。可以看出，图 5.12 中的实验与图 5.5 仿真波形的吻合比较好，且应用范围较广，本模型结构简单，能够很好的描述晶闸管的反向恢复过程。

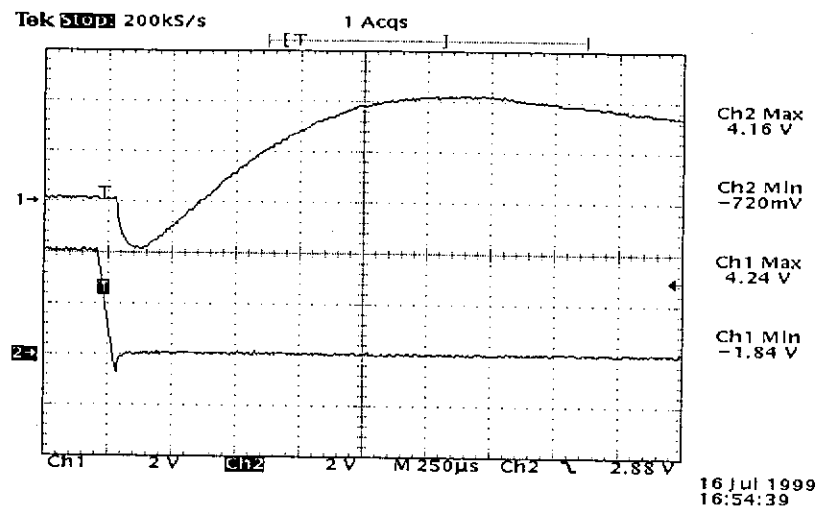


图 5.12 晶闸管关断瞬时电流及耗能电阻电压实验波形

第六章 大功率晶闸管双向直流快速开关设计

摘要：本章主要进行了 HT-7U 超导托卡马克极向场电源系统大功率晶闸管直流双向快速开关设计，提出了两种新颖的回路拓扑，进行了参数设计，并对主晶闸管并联均流，辅助晶闸管导通可靠性，触发电路的可靠性，电流上升率、电压上升率、过电压的抑制等问题进行了探讨。

6.1 两种大功率晶闸管双向直流快速开关回路拓扑设计

6.1.1 两种大功率晶闸管双向直流快速开关回路拓扑

背靠式大功率晶闸管双向直流快速开关回路拓扑如图 6.1 所示：

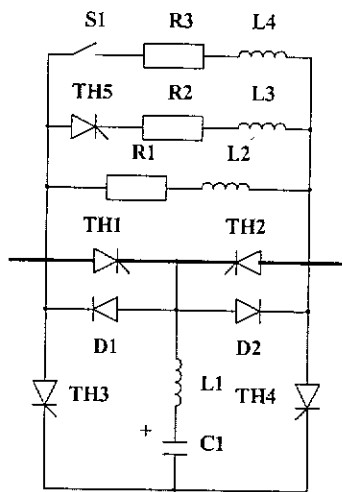


图 6.1 背靠式晶闸管双向快速开关回路拓扑

背靠式晶闸管双向直流快速开关的主通支路由 TH_1 、 TH_2 、 D_1 、 D_2 组成，其特点是晶闸管、二极管是背靠式连接，每只主晶闸管均反向并联二极管。实现了电流的双向流通，当电流是正向流通时， TH_1 与 D_2 导通，当电流是负向流通时， TH_2 与 D_1 导通。而主通支路中的 TH_1 、 TH_2 晶闸管是分别由 TH_3 和 TH_4 来控制电容 C_1 中储能的泄放方向来实现强迫关断。其工作分为正反向两个工作状态，其正向工作时有如下几个工作阶段：

- (1)、触发导通 TH_1 ，电流通过 TH_1 、 D_2 ，此时开关处于正向开通状态；
- (2)、当需要关断开关时，控制系统发出信号，触发导通 TH_3 ，电容通过 L_1 、 TH_1 、 TH_3 而泄放，辅助关断支路（ L_1 、 TH_3 、 C_1 ）中的电流快速上升，迫使 TH_1 中电流迅速下降，直至使 TH_1 中过零并进入反向恢复过程；
- (3)、 TH_1 中电流进入反向恢复过程后，迅速恢复到零，此时反并的二极管 D_1 导通，使 TH_1 两端施加有一个很小的反向电压；
- (4)、当辅助关断回路电流小于主回路电流时，二极管 D_1 也关断，主回路电流开始从电阻 R_1 、电感 L_1 支路上分流，随着电容 C_1 上反向电压的升高，电流很快完全转移到 R_1 、 L_1 支路，辅助关断支路也被关断，至此实现了晶闸管开关的正

向关断；

(5)、 TH_3 、 R_2 、 L_2 支路与 S_1 、 R_3 、 L_3 支路是在回路电流完全转移到 R_1 、 L_1 之后，分阶段闭合，实现开关关断后电压的分级调节。从而满足等离子体激发和快上升段对极向场电源系统要提供的电压参数的要求；

(6)、当等离子体击穿和快上升阶段结束后，等离子体电流进入平顶阶段，极向场电源系统不需要提供高电压，此时， TH_1 再次导通，使电流转移至主通支路，等离子体电流的维持由变流器来实现。

当系统回路电流进入反向工作状态后，其工作过程与正向类似，不再赘述，所不同的是没有开关关断后电压调节过程。

二极管桥式大功率晶闸管双向直流快速开关回路拓扑如图 6.2 所示：

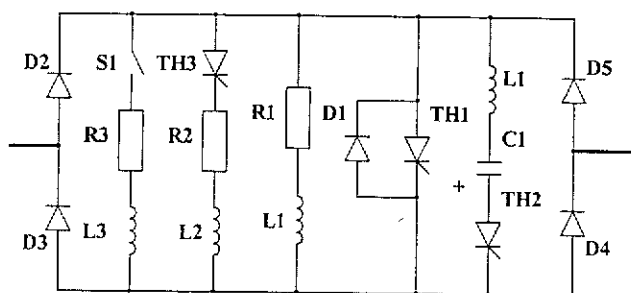


图 6.2 桥式大功率晶闸管双向直流快速开关回路拓扑

桥式大功率晶闸管双向直流快速开关的回路拓扑由二极管桥 D_2 、 D_3 、 D_4 、 D_5 和 TH_1 实现电流的双向流通；而其关断是电容 C_1 上储能通过 TH_2 、 L_1 放电强迫 TH_1 过零来实现；而关断后电压的调节由 R_1 、 L_1 ， TH_3 、 R_2 、 L_2 ， S_1 、 R_3 、 L_3 三条支路来实现，其具体工作过程与上一个方案类似，不再赘述。

6.1.2 两种大功率晶闸管双向直流快速开关回路拓扑的特点分析及比较

背靠式大功率晶闸管双向直流快速开关回路特点有以下几点：

- (1)、由于主晶闸管反并二极管，使主晶闸管被强迫关断时反向恢复电流大大降低，保证了其可靠关断；
- (2)、采用晶闸管二极管背靠背式连接，实现了电流的双向导通；
- (3)、采用一条强迫换流支路，两只辅助晶闸管来实现双向关断功能，降低了电容用量，具有结构简单，巧妙，造价降低等优点；
- (4)、反并二极管的另一个好处是消除了主晶闸管关断时产生的反向电压尖冲，这对于等离子体的击穿非常有利。

二极管桥式大功率晶闸管双向直流快速开关回路特点有以下几点：

- (1)、采用二极管桥式电路实现电流双向流动；
- (2)、二极管桥内部是一个单向晶闸管开关，实现了电流的双向开通与关断；
- (3)、反并二极管大大降低了晶闸管的反向恢复电流，保证了晶闸管的可靠关断，并消除了反向电压尖冲，从而有利于等离子体的击穿。

背靠式晶闸管开关和二极管桥式晶闸管开关在回路拓扑上的差异使它们各有其优缺点，具体有以下几点：

(1)、背靠式晶闸管开关在开通时, 只有一只晶闸管和一只二极管串联在主回路上, 而桥式晶闸管开关有两只二极管和一只晶闸管串联在主回路上, 因此背靠式晶闸管开关的导通损耗要小于二极管桥式晶闸管开关;

(2)、背靠式晶闸管开关的双向开通与关断是通过分别控制四只晶闸管来实现, 而二极管桥式晶闸管开关只需控制两只晶闸管即可实现双向开通与关断, 因此后者的控制较前者要简单, 且控制回路的数量与造价大大降低;

(3)、背靠式晶闸管开关所需的晶闸管数量大约是二极管桥式晶闸管开关所需晶闸管数量的两倍, 而二极管桥式晶闸管开关所需的二极管又远多于背靠式晶闸管开关。

6.2 背靠式大功率晶闸管双向直流快速开关的参数设计

6.2.1 主通支路晶闸管二极管参数及均流设计

主通支路晶闸管长期通电 15KA, 必需进行晶闸管并联和水冷。目前国内晶闸管产品较为成熟的额定电流参数一般为 2500A—3500A, 采用 2500A 晶闸管, 其有效电流值为

$$I = 1.57 \times I_{Ta} = 3925A \quad (1)$$

考虑两倍的电流裕量, 可以计算出需要并联的晶闸管数目。

$$N = \frac{15000 \times 2}{3925} = 7.6 \quad (2)$$

实际采取了 9 只晶闸管并联。

由于开关关断后在并联的耗能电阻支路上会产生 2400V 的电压, 所以晶闸管的额定电压参数必需能够耐受 2400V, 一般工程上晶闸管额定电压参数的选取按两倍以上裕量确定。所以晶闸管的额定电压参数必需大于 4800V, 设计采用了 5300V 额定电压参数的晶闸管。

主通支路二极管参数的确定与其反并的晶闸管参数一样, 在此选择了 9 只 3000A/5200V 二极管并联, 可以满足装置的要求。

总计需各 18 只晶闸管 and 二极管, 每 9 只并联分别构成图 3.1 中的 TH₁、TH₂、D₁、D₂。

为保证晶闸管导通时的静态均流效果, 采用了串联可调不锈钢小电阻片平衡晶闸管通态压降的差异, 均流系数一般要求不低于 0.8。晶闸管的通态压降一般为 1.8V 左右, 每只晶闸管的通态电流一般为 1650A, 因此晶闸管的通态电阻为 1mΩ, 为此, 每只主晶闸管和二极管我们采用了八片不锈钢电阻片并联, 每片电阻约为 0.8 mΩ, 这样每只晶闸管和二极管串联约 0.1 mΩ 电阻。当电流不平衡时, 对电流大的并联支路减少电阻片, 电流小的支路增加并联支路, 采用这种均流方法的优点是功率耗散要小的多, 且对关断也非常有利。对于动态均流效果, 主要是使二极管、晶闸管的排列结构均匀, 减小杂散电感及其分散性, 最好是采用圆形排列方式, (杂散电感及其分散性对关断特性的影响在第七章有较为深入的分析), 这些对提高晶闸管的开通与关断动态均流效果至关重要。

6.2.2 辅助晶闸管参数选择

由于辅助晶闸管工作在脉冲状态, 充分利用晶闸管的耐受浪涌电流能力, 计算出辅助晶闸管所承受的 I^2t 。

$$\int i^2 \times dt = \frac{25000^2}{2} \times \frac{T}{2} = \frac{25000^2}{4} \times 2 \times \pi \times \sqrt{LC} = 1.127 \times 10^9 (A^2 \times mS) \quad (3)$$

若选用 KP-5KV/2.5KA 晶闸管, 其极限热稳定值 I^2t 为 $4.8 \times 10^9 (A^2 \times mS)$ 。可以保证辅助晶闸管的安全工作。

由于主晶闸管关断后, 在辅助晶闸管上会产生高达 4.8KV 的电压, 因此需采用两只 KP-5KV/2.5KA 晶闸管串联, 为提高辅助晶闸管开通的可靠性, 还进行了晶闸管并联连接。

6.2.3 闭合晶闸管参数选择

闭合晶闸管上通过的最大电流不超过 7.5KA, 运行停止时间之比为 1S/1KS, 因此可以简单计算所需电流有效值

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{1000} \times \int i^2 \times dt} = \sqrt{7500^2 \times 1} = 237A \quad (4)$$

实际采用了两只 KP-2.5KA/5.3KV 晶闸管并联, 完全可以保证晶闸管的安全工作。

6.2.4 换流电容参数确定

换流电容的充电电压的选取是根据开关关断后耗能电阻上产生的最大电压来确定, 所以选择为 2400V, 根据第四章得出的公式可以确定电容量

$$-C \times E_0 = \frac{\delta \times t_q \times \eta \times I_L}{\pi - 2 \arcsin\left(\frac{1}{\eta}\right)} \quad (5)$$

在此 I_L 是所需关断的最大电流 15KA, t_q 是晶闸管的固有关断时间, 一般为 200 μS , 由于晶闸管反并二极管后, 其关断时间大大延长, 为保证晶闸管开关的可靠关断, 系数 δ 、 η 的选择非常重要, 应越大越好。由于 η 是强迫换流回路最大电流与所需关断的最大电流 I_L 之比, 一般不会取太大, 在此取为 1.67。而 δ 是二极管反向导通时间与晶闸管固有关断时间 t_q 之比, 晶闸管在低反压情况下, 其阻断能力恢复需要的时间要远大于晶闸管固有关断时间 t_q , 为提高晶闸管开关关断的可靠性, 一般取值较大, 在此取值 10。

$$\begin{aligned}
C &= \frac{-\delta \times t_q \times \eta \times I_L}{\left(\pi - 2 \arcsin \left(\frac{1}{\eta} \right) \right) \times E_0} \\
&= \frac{6.5 \times 200 \times 1.67 \times 15000}{\left(\pi - 2 \times \arcsin \left(\frac{1}{1.67} \right) \right) \times 2400} \\
&= 12092 \mu F
\end{aligned} \tag{6}$$

电容参数计算根据优化公式可得

$$C = \frac{T^2}{2.96 \times L} \approx 11731 \mu F \tag{7}$$

实际取值 12mF，而辅助关断回路中的最大电流值约为 25KA。换流电容的额定电压值取为 3KV，可以满足系统的要求。

6.2.5 换流电感参数确定

换流电感值由下式确定

$$L = \frac{C \times U^2}{I^2} = \frac{12000 \times 2400^2}{25000^2} = 110 \mu H \tag{8}$$

由此可以得出电流的最大上升率为

$$\left. \frac{di}{dt} \right|_{\max} = \frac{U}{L} = \frac{2400}{110} = 22 A / \mu S \tag{9}$$

小于晶闸管的临界电流上升率 100A/μS。可以保证辅助晶闸管 TH₃、TH₄ 安全工作。

强迫换流支路通过反并二极管的时间可用下式计算：

$$\begin{aligned}
T_D &= \sqrt{L_1 \times C} \left[\pi - 2 \times \arcsin \left(\frac{I_L}{-E_0} \sqrt{\frac{L_1}{C}} \right) \right] \\
&= 2.133 mS
\end{aligned} \tag{10}$$

根据优化公式可得，设定二极管的反通时间 T 为 2.1mS，充电电压为 2400V

$$L = \frac{U_0 \times T}{2.6382 \times I_L} \approx 127 \mu H \tag{11}$$

实际取值约 120μH 左右。可以保证主晶闸管在承受正向电压之前恢复阻断能力，确保晶闸管开关可靠关断。

6.3 充电机设计

6.3.1 引言

在主开关工作之前必须将换流电容器 C_1 充上电, 这由充电机来完成。充电机的设计除要考虑正常的充电外还必须考虑在开关动作时, 电容器放电以后, 主晶闸管关断, 回路中能量将向电容器反充电, 电容器电压将由正变成负, 该能量流经二极管桥有可能烧坏二极管, 或反压击穿充电机中的二极管。在等离子体激发时, 可控硅开关动作后的任何时间内极向场线圈都有可能失超, 此时该开关作为失超保护开关必须快速动作以切断电流。晶闸管开关的动作离不开电容器中电能的储存, 而在等离子体刚激发瞬间, 也是电容器刚刚放电的时刻, 为了保证开关在等离子体激发后的时刻能动作, 其电容器必须以非常快的速度充电。考虑到在等离子体建立后的 0.2 秒内, 第一至第五套电源中各极向场回路电流都已经转换在电阻上, 假如这段时间内发生失超, 我们可以采取不闭合主晶闸管的办法来实现失超保护。第六套电源的正向电流非常小(小于 200A), 在失超时滞后一段时间对系统影响较小。因此在设计充电机时充电时间应小于 0.2s(要考虑电容器在充电前处于负电位)。这要求充电机有非常高的功率, 在 0.2s 内将电容器充上电, 其造价相当高。

6.3.2 充电机回路

为此, 我们在充电机的直流输出端串联一大电感 L_1 和电阻 R_1 , 并反向并联一二极管, 这一方面可以限制开关动作时电容器反压和反电流损坏充电机, 同时也可以利用开关关断时电容器的反电压能量通过电感形成振荡而转换成正向电压, 此振荡电流可以从并联二极管中 D 中流过以大大减少充电机的容量, 节省资金。充电机有开关、熔断器、变压器、整流桥、电阻、电感组成。其拓扑结构如下图所示。

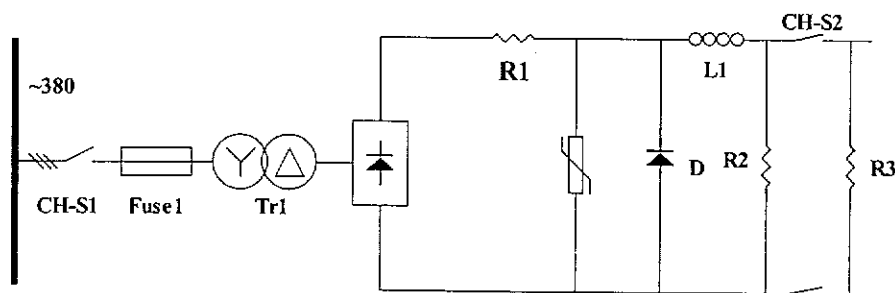


图 6.3 充电机回路示意图

6.3.3 充电机参数计算与元件选择

充电机输出电压可以按下式计算：

$$U_d = 1.35 \times 0.95 \times U_2 = 2400V \quad (12)$$

可得

$$U_2 = 2400 / 1.35 / 0.95 = 1871V \quad (13)$$

因此三相变压器原付边电压为 380V/1900V。变压器容量为

$$S = 3 \times U_2 \times I_2 = 3 \times 1900 \times 0.95 \times 0.741 \times 48 = 192 \text{ KVA} \quad (14)$$

由于变压器工作在最大电流的时间很短, 可以过载, 按 5 倍计算, 取变压器容量为 40KVA 能够满足要求

因此限流电阻上通过的最大电流为

$$I_R = \frac{2400}{50} = 48 \text{ A} \quad (15)$$

限流电感按下式确定

$$L = \frac{T^2}{4 \times \pi^2 \times C} = \frac{0.4^2}{4 \times \pi^2 \times 12 \times 10^{-3}} = 0.338 \text{ H} \quad (16)$$

实际取电感值为 500mH。电感通过的最大电流为

$$I = \sqrt{\frac{C}{L}} \times U = \sqrt{\frac{6}{500}} \times 2400 = 285 \text{ A} \quad (17)$$

充电机中各元件参数具体见表 6.1

表 6.1 充电机主要元件参数表

名称	元件参数	元件总数	连接方式
CB-S1 交流接触器	150A/~380v	1	
Fusel 快速熔断器	100A/~500v	3	
压敏电阻	2.5KV/150KJ	1	
Tr1 升压变压器	380V/1900V± 5%, Uk=5%, 40KVA, 隔离 5KV 电压	1	
三相整流桥	单只元件参数: 6KV/200A	6	
D 续流二极管	单只元件参数: 200A/1.6KV	4	四只串联
R1 限流电阻	单只元件参数: 150Ω/200W	8 只	四并两串
L1 限流电感	0.5H	1 只	
R2, R3 负载电阻	单只元件参数: 20KΩ/150W	各 4 只	各两并两串
CH-S2 真空接触器	3KV/200A	1 台	
变压器副边 阻容吸收	电阻: 30Ω/100W 电容: 4KV/2μF	各 3 只	

6.4 主晶闸管支路晶闸管并联均流措施的选择

在本系统中通过开关的电流是大直流电流，电流分配不均匀是非常危险的，必须采取措施保证并联的每只晶闸管中通过的电流均匀，一般的均流技术，如串联电阻和电感虽然可以实现静态和动态均流，但由于晶闸管开关的特殊性，主晶闸管串联过大的电阻和电感对关断影响较大，因此我们采用了串联小电阻和特殊结构设计实现杂散电感均匀分布技术。

当然晶闸管参数静态与动态参数选择应尽量一致，而触发电路的性能对均流的影响也很大，必须保证触发脉冲具有很高的上升沿和峰值，且同步性也较好。另外安装工艺对均流也有较大的影响，应引起足够的重视。并联晶闸管均流的实现需要多项技术综合使用，并通过现场调试来实现。

6.5 辅助晶闸管导通可靠性措施

为保证晶闸管开关的可靠工作，辅助晶闸管的可靠性的提高是一个非常关键的因素。由于晶闸管开关关断后，电容电压快速恢复，使辅助晶闸管所承受的电压大约是晶闸管开关所承受关断电压的两倍（4.8KV）。为此，辅助晶闸管采用了两并两串形式，并联了非线性电阻，不仅实现晶闸管的过电压保护，而且保证了晶闸管开关在某个辅助晶闸管损坏后依然能够实现关断功能，提高了辅助晶闸管开通可靠性。辅助晶闸管的串并联方式如下图所示：

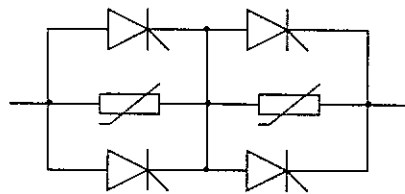


图 6.4 辅助晶闸管连接方式示意

所以辅助晶闸管 TH_3 、 TH_4 分别是由 4 只 KP-2.5KA/5.3KV 晶闸管串并联而成。并联了 3KV、120KJ 压敏电阻实现过电压保护。

6.6 晶闸管电流上升率、过电压及电压上升率保护措施

由于晶闸管开关在关断后，电流转移至耗能支路，晶闸管开关再次快速闭合，为保证主晶闸管的安全工作，在耗能支路必需串联一只限流电感，以降低主晶闸管的电流上升率。

由于主晶闸管支路是九只并联，若采用传统的 RC 缓冲电路，则并联方式将大大增加了缓冲支路的电容量，降低了缓冲支路的电阻值，当主晶闸管快速闭合时，同样会带来电流上升过快的问题，另外，在晶闸管开关关断后， TH_1 和 TH_2 所承受的电压通过仿真分析发现可能要高于开关端电压，为此，在晶闸管开关中没有采用 RC 缓冲电路，而只是在开关两端并联了桥式电容缓冲电路，主晶闸管 TH_1 、 TH_2 两端各并联了一只非线性电阻，既实现了过电压和电压上升率保护，又防止了主晶闸管导通后电流上升率过大。电路示意如图 6.5 所示：

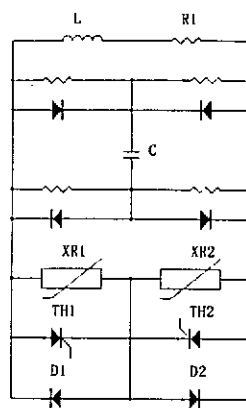


图 6.5 主晶闸管保护电路示意图

第七章 大功率晶闸管双向直流快速开关仿真与分析

摘要：本章对晶闸管开关及其工作的极向场电源系统的工作过程进行了介绍，并分析了晶闸管开关的关断过程，主要对背靠式大功率晶闸管双向直流快速开关方案的仿真与分析进行了介绍，仿真结果证明背靠式和二极管桥式晶闸管开关均满足了极向场电源系统的技术要求，计算机仿真的过程和结果使我们对晶闸管的工作过程和关断机理有了更为深入的了解，同时也发现很多需要解决的问题，从而为更加可靠和顺利的研制晶闸管开关提供了参考和指导。

7.1 晶闸管开关与回路工作过程

整个回路由晶闸管开关，双向直流电源，负载电感，一级耗能电阻支路和二级耗能电阻支路组成，其整个工作过程分为如下几个阶段：

- 1、晶闸管开关闭合，电源对电感充磁，直至被充至 15KA；
- 2、晶闸管开关快速关断，电感电流转移至电阻 R_1 上，电流快速下降；
- 3、闭合晶闸管快速闭合，对电感上的电压进行调节，等离子体进入快速上升阶段；
- 4、当等离子体电流进入平顶段后，晶闸管开关再次闭合，整流器进入逆变状态，由变流器对等离子体进行维持与控制；
- 5、当电感电流反向过零后，晶闸管开关反向导通，变流器对电感反向充磁，直至被充至负 15KA；
- 6、晶闸管开关反向关断，电感电流完全消耗在电阻上，系统退出运行。

实际运行中，在极向场超导磁体的反向充磁与退出都是由整流器通过整流与逆变状态来实现，只有在等离子体激发和磁体失超时，晶闸管开关才会关断。

7.2 晶闸管开关关断过程

研究晶闸管开关的关断过程是设计晶闸管的前提，以正向关断为例，考虑晶闸管和二极管的反向恢复过程，晶闸管开关的关断过程分为如下几个阶段：为简化分析过程，主回路电流可以假定为恒定电流源 I_L 。

- 1、正向导通时，主晶闸管 TH_1 和二极管 D_2 处于导通状态，他们通过的电流是 I_L ；

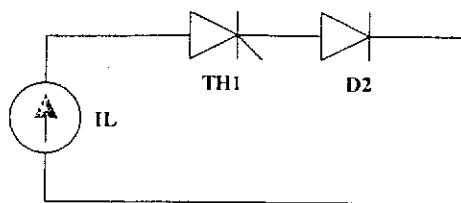


图 7.1 第一阶段等值回路

这个阶段时，回路状态方程如下：

$$i_{TH1} = I_L \quad U_C = U_{C0} \quad i_{TH2} = 0 \quad (1)$$

2、辅助晶闸管 TH_3 被触发导通，电容 C_1 上的储能通过 TH_1 、 TH_3 泄放， I_{TH3} 快速上升， I_{TH1} 快速下降；

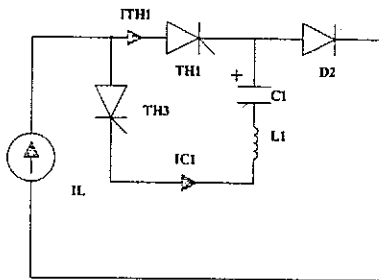


图 7.2 第二阶段等值回路

这个阶段的状态方程如下：

$$i_{C1} < I_L \quad I_L = i_{T1} + i_{C1} \quad (2)$$

3、 TH_1 电流过零后迅速关断，反并二极管 D_1 导通，二极管 D_2 上电流依然等于主回路电流 I_L ；

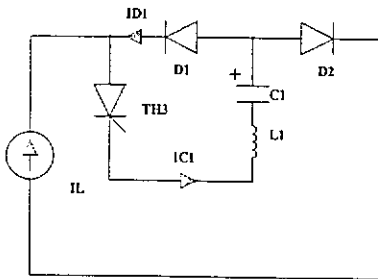


图 7.3 第三阶段等值回路

这个阶段的状态方程如下：

$$i_{C1} > I_L \quad i_{C1} = I_L + i_{D1} \quad (3)$$

4、当 I_{C1} 下降到 I_L 后，二极管 D_1 开始反向过零，二极管进入反向恢复

过程；

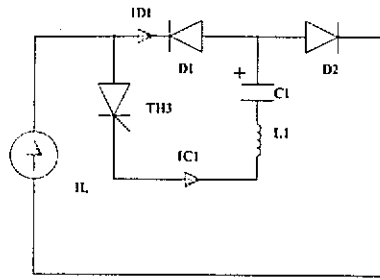


图 7.4 第四阶段等值回路

这个阶段的状态方程如下：

$$i_{C1} < I_L \quad i_L = I_{C1} + i_{D1} \quad (4)$$

5、当 I_{D1} 反向恢复过程结束后，反向恢复电流很快转移至换流电阻支路；

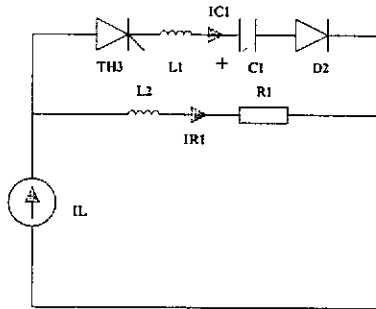


图 7.5 第四阶段等值回路

这个阶段的状态方程如下所示：

$$i_{C1} < I_L \quad I_L = i_{R1} + i_{C1} \quad (5)$$

6、当 I_{D2} 下降过零后，由于换流电阻支路电感的存在，使二极管 D_2 进入反向恢复过程；

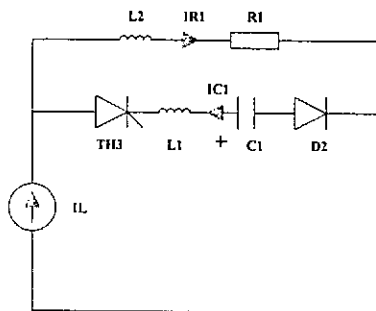


图 7.6 第六阶段等值回路

这个阶段的状态方程如下所示：

$$i_{R1} > I_L \quad i_{R1} = I_L + i_{C1} \quad (6)$$

7、当 I_{D2} 即 I_{TH3} 过零后迅速关断，主回路电流 I_L 完全转移至换流电阻支路上，晶闸管开关完成了正向关断过程。

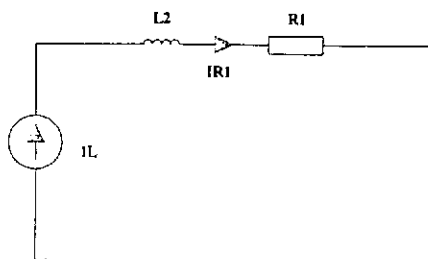


图 7.7 第七阶段等值回路

这个阶段的状态方程为 $i_{R1} = I_L$ (7)

反向关断过程与此类似，这里不再赘述。

7.3 背靠式大功率晶闸管双向直流快速开关回路仿真

7.3.1 主回路参数仿真结果与分析

在 PSPICE 中建立了晶闸管双向开关与主回路，对其一个工作周期进行仿真，负载电感上的电流波形如图 7.8 所示：晶闸管开关双向关断后负载端电压波形如图 7.9 所示：

可以看出，晶闸管开关实现了双向关断功能，在负载电感出现了正负 2400V 的电压，为等离子体的击穿创造了条件。而在正向阶段通过闭合晶闸管实现了在等离子体快上升阶段负载电感端电压的调节。因此可以说明所设计的双向晶闸管开关方案实现了极向场电源系统对开关装置的技术要求。

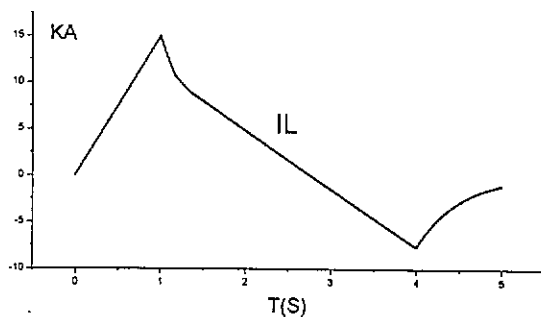


图 7.8 回路工作一个周期负载电感上的电流仿真波形图

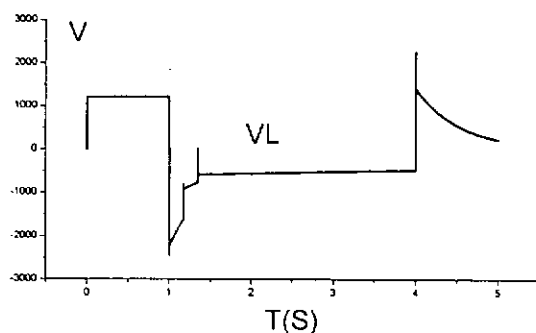


图 7.9 晶闸管双向开关关断后负载端电压仿真波形图

7.3.2 晶闸管开关关断过程仿真分析

通过对晶闸管开关关断过程的分析知道晶闸管开关的关断过程是一个较为复杂的暂态过程，他实际包括了数次的电流转移过程，为此，有必要对其关断过程进行仿真，晶闸管开关正向关断过程的仿真结果按前所述的五个阶段分别给出，反向过程类似。

第一阶段时，晶闸管处于正向开通状态，主晶闸管 TH_1 与 D_2 导通，且电流值与回路电流相等，其仿真波形如图 7.10 所示：

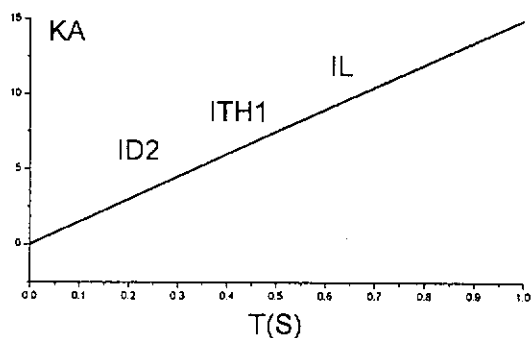


图 7.10 正向开通时 I_L 、 I_{TH1} 、 I_{D2} 仿真波形

第二阶段时，电容电流 I_{C1} 开始上升，主晶闸管电流 I_{TH1} 开始下降，而主回路电流和二极管 D_2 电流没有变化，仿真波形如图 7.11 所示：

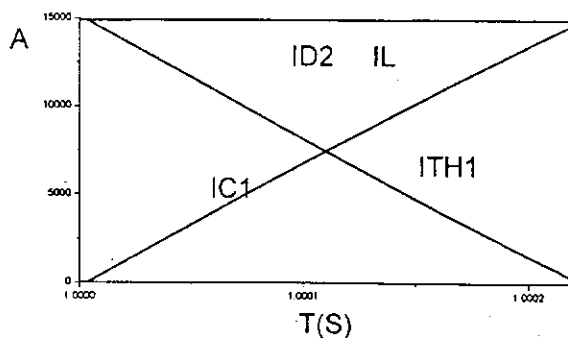


图 7.11 第二阶段时 I_{C1} 、 I_{TH1} 、 I_L 、 I_{D2} 仿真波形图

第三阶段时，当电容器的放电电流超过主回路电流（15KA）时，主晶闸管 TH_1 电流被强迫过零后，电容 C_1 上的电流大于主回路而二极管 D_2 上的电流（ I_L 、 I_{D2} ）从反并二极管 D_1 通过，仿真波形如图 7.12 所示：

此时， I_{TH1} 已完全转移至强迫换流支路中，二极管此时的反向导通为晶闸管 TH_1 阻断能力的恢复提供足够的时间，在二极管截止前若个别晶闸管的阻断能力没有恢复，将导致其重燃直至烧毁。因此二极管反通时间的时间是保证晶闸管开关能够实现可靠关断的基本要素。第四章的分析也说明了这一点。

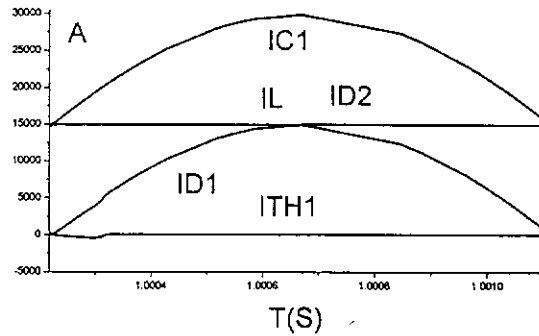


图 7.12 第三阶段时 I_{TH1} 、 I_{D1} 、 I_{D2} 、 I_L 、 I_{C1} 仿真波形

第四阶段时，电容电流 I_{C1} 下降到小于回路电流 I_L 后，反并二极管 D_1 关断，回路电流开始从换流电阻支路上分流，可以看出，电容电流 I_{C1} 、二极管 D_2 电流 I_{D2} 下降至零，而换流电阻支路电流 I_{R1} 上升至 I_L ，仿真波形如图 7.13 所示：

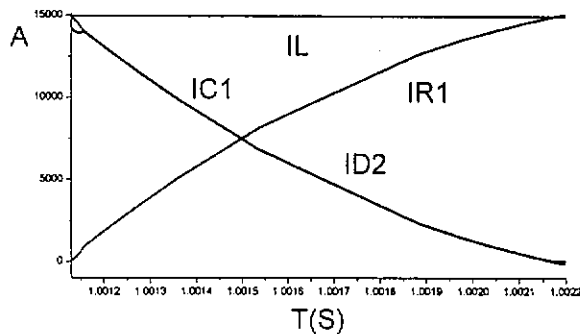


图 7.13 第四阶段时 I_{D2} 、 I_L 、 I_{R1} 、 I_{C1} 仿真波形

此阶段是完成晶闸管开关电流完全转移至电阻支路上，由于电容器的直流阻断功能，随着电容电流的下降和电压的升高，电阻支路上电流不断增加直至等于主回路电流，至此完成了晶闸管开关的关断功能。

第五阶段时，回路电流 I_L 完全转移至换流电阻支路，晶闸管开关实现了关断及电流转移功能。仿真波形如图 7.14 所示：

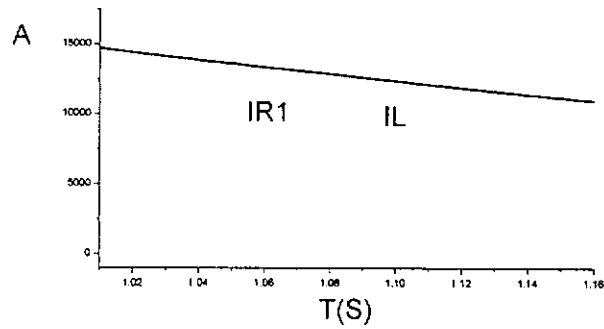


图 7.14 第五阶段时 I_L 、 I_{R1} 仿真波形

这个阶段是超导磁体电流在电阻上释放的过程，从而在开关和磁体两端产生了一个高电压，实现激发等离子体的目的。

7.3.3 晶闸管开关内部元件仿真结果与分析

7.3.3.1 一个运行周期内主要参数仿真结果与分析

极向场电源系统工作一周期间，正反向主晶闸管上电流仿真波形如图 7.15 所示：第一级换流电阻电流的仿真波形如图 7.16 所示：第二级换流电阻电流仿真波形如图 7.17 所示：晶闸管开关关断后开关端电压如图 7.18 所示：

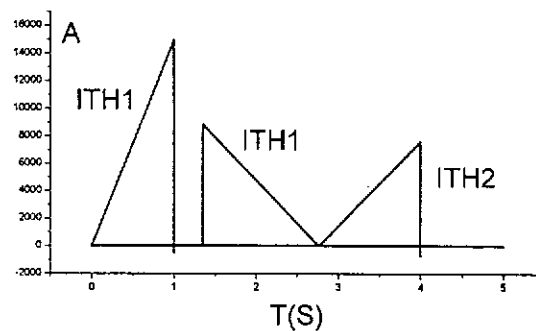


图 7.15 正反向晶闸管工作一个周期电流仿真波形

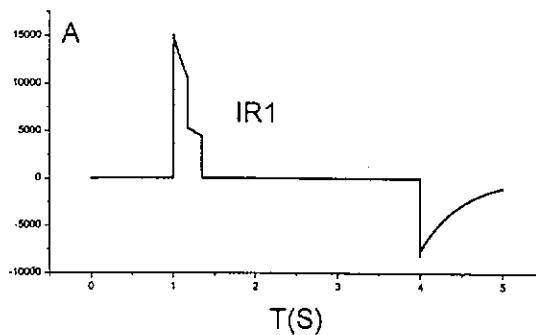


图 7.16 第一级换流电阻电流仿真波形图

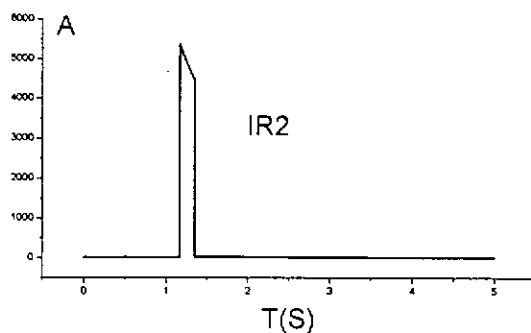


图 7.17 第二级换流电阻电流仿真波形图

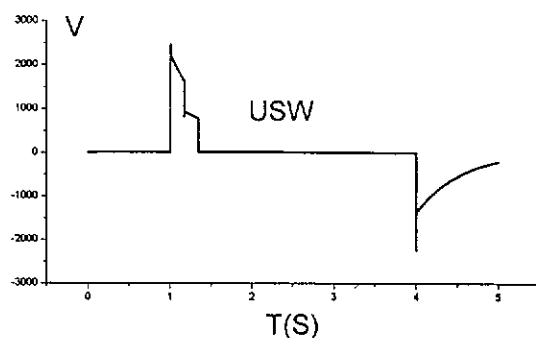


图 7.18 关断时开关端电压仿真波形图

由上四图可以看出，正向主晶闸管开通后，晶闸管开关闭合，整流源对电感充磁，当电流达到 15kA 后，晶闸管开关成功关断，电感电流转移至第一级换流电阻上，然后闭合晶闸管 TH_5 闭合，第二级换流电阻起到了分流和调节电压的作用。从而在开关两端产生了所要求的电压，可以满足等离子体激发与快上升阶段对电压参数的要求。而反向主晶闸管也成功实现了开通与关断功能。

7.3.3.2 主晶闸管与闭合晶闸管开通过程仿真分析

晶闸管开关中主晶闸管 (TH_1 、 TH_2) 与闭合晶闸管 (TH_5) 的开通实际上是电流从换流电阻支路 (R_1) 快速转移的过程。而晶闸管本身的电流上升率存在一定的限制，如果不采取必要的保护措施极有可能造成晶闸管的损坏。而主晶闸管支路又不能串联过大的电感，为此，我们在换流电阻支路中串联了一个电感，起到了限制主晶闸管和闭合晶闸管开通时电流上升率的作用。

当换流电阻支路串联了适当的电感时，主晶闸管快速闭合时电流及其电流上升率仿真波形如图 7.19 所示：电压与电流仿真波形如图 7.20 所示：换流电阻支路没有串联电感时主晶闸管二次导通时的电流电压及其上升率仿真波形如图 7.21 和 7.22 所示：

可见，主晶闸管快速闭合时，换流电阻支路由于串联了较大的电感，限制了电流由换流电阻支路转移至主晶闸管支路的速度，电流的上升速度被降低，极大降低晶闸管导通期间的电应力和开通损耗，这对晶闸管

的安全极其有利，提高了晶闸管开关的可靠性。

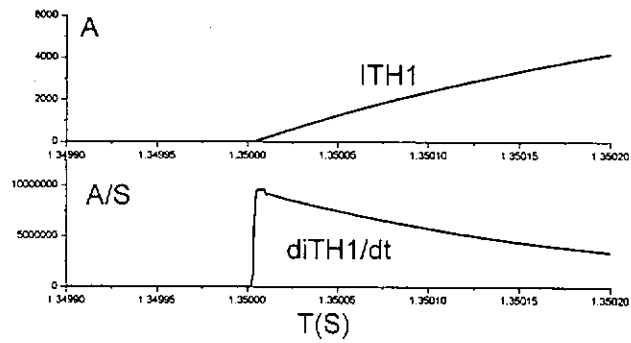


图 7.19 主晶闸管在快速闭合时电流上升与最大上升率仿真波形

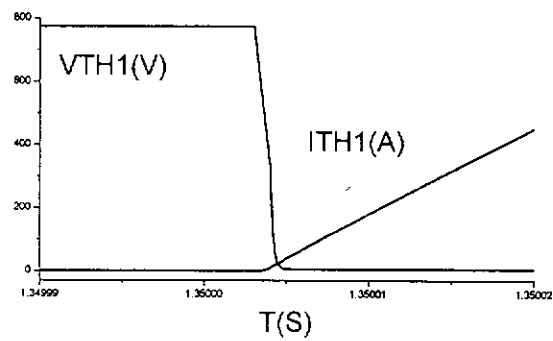


图 7.20 主晶闸管二次开通时的电流与电压仿真波形

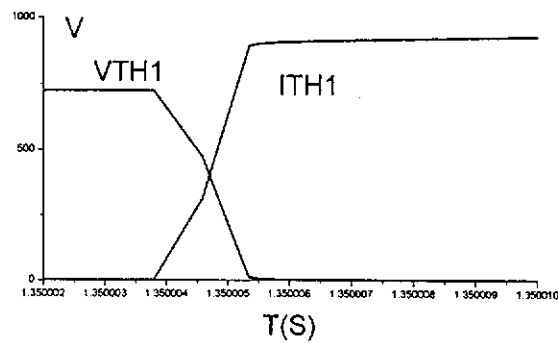


图 7.21 没有限流电感时晶闸管电压与电流波形图

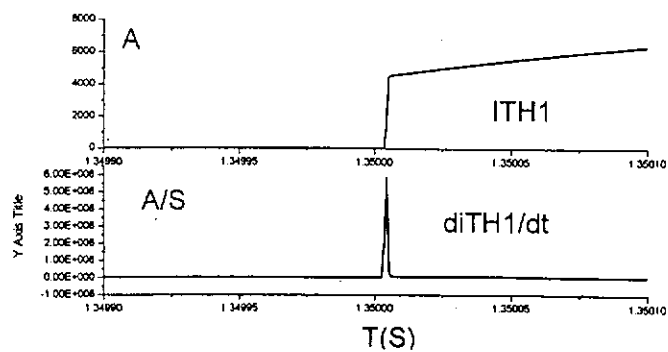


图 7.22 耗能支路没有串联电感时

主晶闸管二次导通的电流及其上升率

换流电阻支路没有串联电感时, 主晶闸管开通时的电流上升率已达到 $600\text{A}/\mu\text{S}$, 远远超过了晶闸管电流上升率的临界值, 因此, 在换流电阻支路串联电感的方式可以很好的保护晶闸管。

换流电阻支路串联电感时, 闭合晶闸管 TH_5 闭合时电流上升及其上升率仿真波形如图 7.23 所示: 闭合晶闸管开通时的电压与电流仿真波形如图 7.24 所示

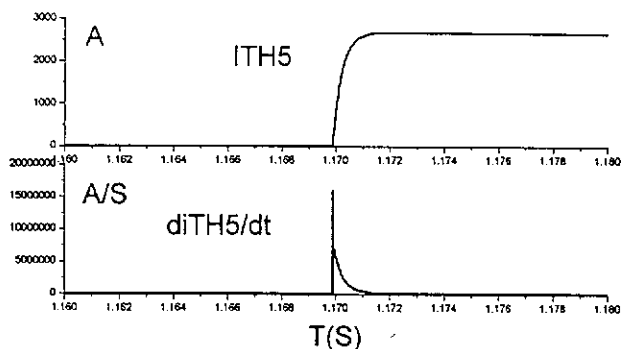


图 7.23 闭合晶闸管在快速闭合时
电流上升与最大上升率仿真波形

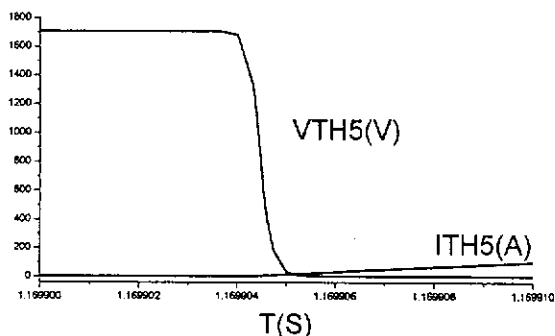


图 7.24 闭合晶闸管开通时
的电流与电压仿真波形

可以看出, 由于同样的原因, 电流上升率由于换流电阻支路串联限流电感而得到限制, 保证了电流安全转移至闭合晶闸管上。图中电流上升率远小于晶闸管的 $100\text{A}/\mu\text{S}$ 临界电流上升率, 对于保护晶闸管非常有利。

7.3.3.3 主晶闸管关断过程仿真分析

主晶闸管被强迫关断时其与反并二极管上电流瞬时电流仿真波形如图 7.25 所示: 主晶闸管关断时电压波形如图 7.26 所示:

可以看出, 由于反并二极管的反向导通使主晶闸管反向恢复电流大大降低, 而且其反向电压仅为二极管的导通压降, 只要其维持时间远大于主晶闸管的关断时间, 完全可以保证了主晶闸管可靠关断。由于二极

管模型的问题，实际通态压降一般不会超过 2V，仿真中的 4V 反向电压偏大，因此可以认为晶闸管是在零电压的情况下实现关断，这对晶闸管的安全极其有利，从而保证了开关装置的可靠安全关断，提高了开关的可靠性和使用寿命。

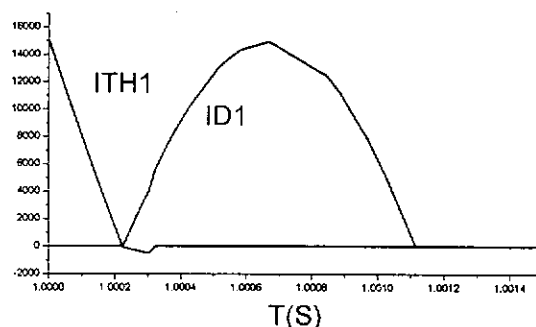


图 7.25 正向晶闸管关断瞬时晶闸管与反并二极管电流波形

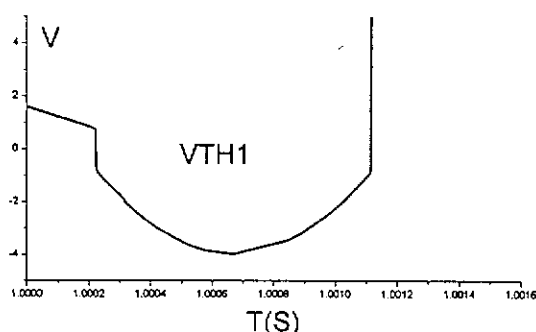


图 7.26 主晶闸管关断瞬时电压波形

没有反并二极管且没有考虑换流电阻支路电感影响时晶闸管关断的电流电压波形和没有反并二极管且考虑换流电阻支路电感影响时晶闸管关断的电流电压波形分别如图 7.27 和 7.28 所示：

可见，没有反并二极管的晶闸管关断时的反向恢复电流会很大，且会产生很高的反向电压，且由于是硬关断，其关断的电应力很大，严重影响晶闸管的使用寿命。而当考虑了杂散电感特别是耗能电阻上杂散电感的影响时会产生很高反向电压尖冲，这会严重影响开关和系统的安全性，且对等离子体的激发非常不利。

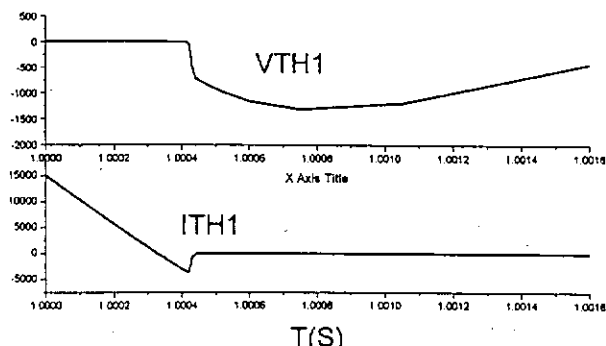


图 7.27 没有反并二极管且没有考虑杂散电感影响时
晶闸管关断的电流电压波形

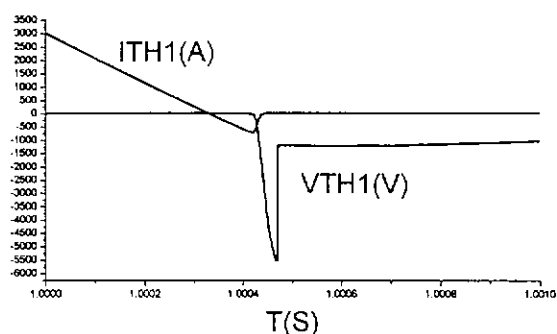


图 7.28 没有反并二极管且考虑杂散电感影响时
晶闸管关断的电流电压波形

7.3.3.4 主晶闸管开通与关断过程功率损耗仿真分析

由前面的分析可知，我们为提高主晶闸管开通与关断的可靠性和安全性，分别采用了在换流电阻支路串联电感和直接反向并联二极管的措施。有反并二极管、限流电感与没有时主晶闸管的开通与关断损耗如图 7.29 所示：

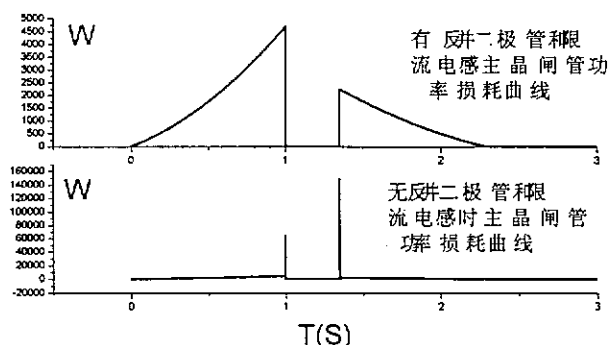


图 7.29 有反并二极管、限流电感与无反并二极管、限流电感时主晶闸管晶闸管关断、二次开通功率损耗对比图

可以看出这两种方式在晶闸管开通与关断时的功率损耗存在很大差异，反并二极管极大降低了晶闸管的关断损耗，而限流电感则极大降低了晶闸管的开通损耗，实现软开关功能，从而有效的保护了晶闸管。

7.3.3.5 主晶闸管开通分散性仿真分析

由于主晶闸管采用了九只并联，考虑到并联晶闸管不可能真正同时导通，而一般的 RC 缓冲技术会带来较大的问题，当其中一只晶闸管先导通，则缓冲电路的电容回对这只晶闸管首先放电，由于并联的 RC 电路其电容值成倍增加，而电阻却成倍减少，将导致晶闸管电流急速上升，从而可能毁坏晶闸管，因此在晶闸管开关方案中没有采取并联 RC 缓冲电路的传统保护方案，而只是在开关两端并联了一个桥式电容吸收电

路，避免了前述情况的发生。对图 7.30 并联 RC 缓冲电路的晶闸管和图 7.31 没有并联 RC 缓冲电路的晶闸管导通仿真可以看出，没有并联 RC 缓冲电路时先导通的晶闸管其电流上升率比并联 RC 的方案要小了很多，从而有效的保护了先开通的晶闸管。

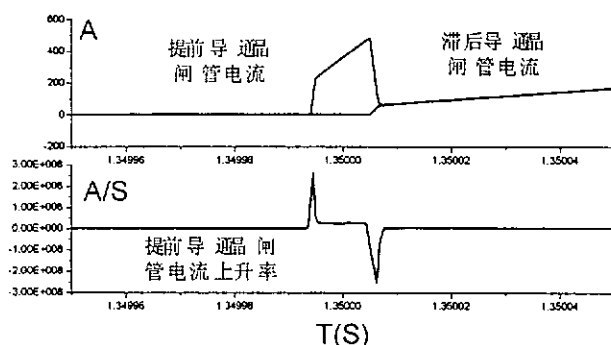


图 7.30 具有 RC 缓冲支路的并联晶闸管个别晶闸管提前导通时的电流及其上升率仿真波形

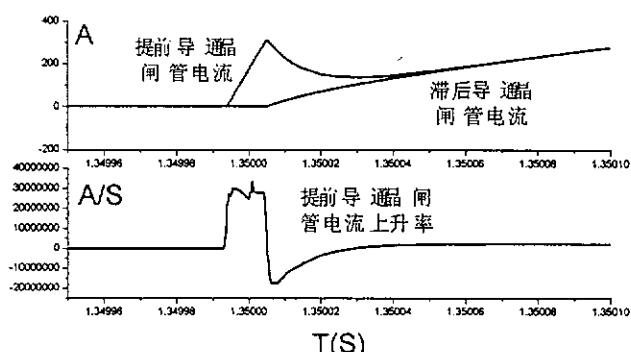


图 7.31 没有 RC 缓冲支路的并联晶闸管个别晶闸管提前导通时的电流及其上升率仿真波形

7.3.3.6 主晶闸管电压仿真分析

晶闸管开关工作一个周期时主晶闸管两端电压仿真波形如图 7.32、7.33 所示：由以上两图可以看出，由于晶闸管开关关断后的端电压不可能在主晶闸管 TH_1 、 TH_2 上均分，主晶闸管 TH_1 、 TH_2 两端的电压会大于晶闸管开关两端的电压，为此必需对主晶闸管 TH_1 、 TH_2 分别进行过压保护。

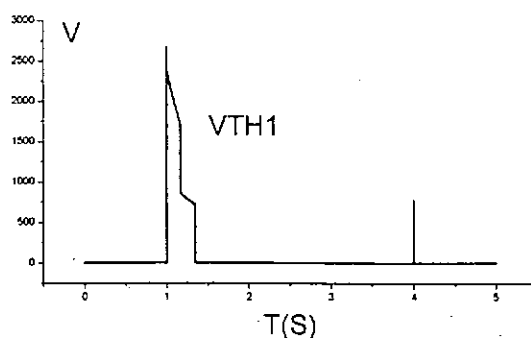
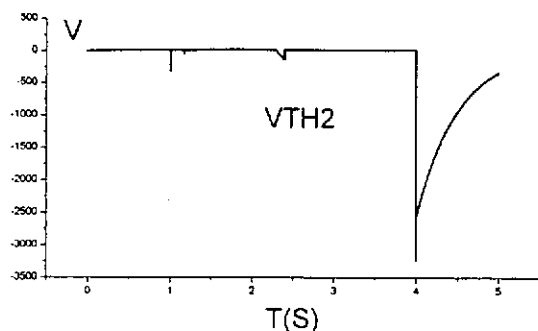


图 7.32 主晶闸管 TH_1 两端电压仿真波形

图 7.33 主晶闸管 TH₂ 两端电压仿真波形

主晶闸管上过电压产生的原因是由于二极管 D₁、D₂ 关断后反向恢复过程所产生的反向电压及其尖冲所造成，这可以从图 7.34 看出。

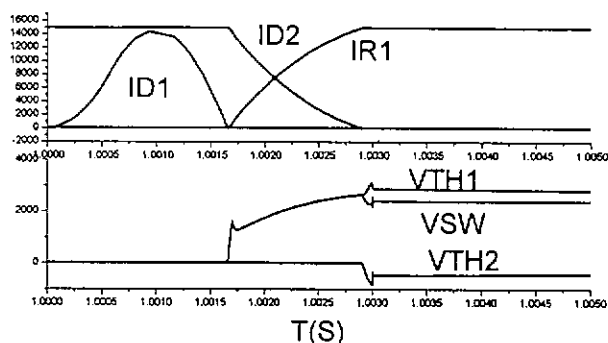


图 7.34 晶闸管开关过电压产生原因分析仿真说明图

上图显示了正向关断时，D₂ 过零后，由于耗能支路电感的续流作用，D₂ 进入反向恢复过程后关断，而在 TH₂ 的两端也产生了一个较高的反向电压尖冲且一直维持着反向电压，在 TH₁ 的两端产生的电压峰值 U_{TH1} 高于开关的端电压 U_{SW} ，而在 TH₂ 的两端也产生了一个较高的反向峰值电压 U_{TH2} 。此时

$$U_{TH1} = U_{SW} + U_{TH2} \quad (8)$$

反向关断过程类似，此时 TH₂ 上要承受较开关端电压高的电压，因此，完全有必要在主晶闸管 TH₁、TH₂ 两端并联非线性电阻，实现主晶闸管 TH₁ 和 TH₂ 的过电压保护。

7.3.3.7 辅助晶闸管与电容仿真分析

主晶闸管关断瞬时其与换流电容上电流仿真波形如图 7.35 所示：可以看出，换流电容储能的泄放，迫使主晶闸管电流的快速下降直至反向过零，从而进入反向恢复阶段，这时通过反并二极管为主晶闸管提供足够时间的较低（约 1.8V）反向电压，保证了主晶闸管在这个时间内其存储电荷能够复合掉，从而恢复其阻断性能，实现可靠关断。

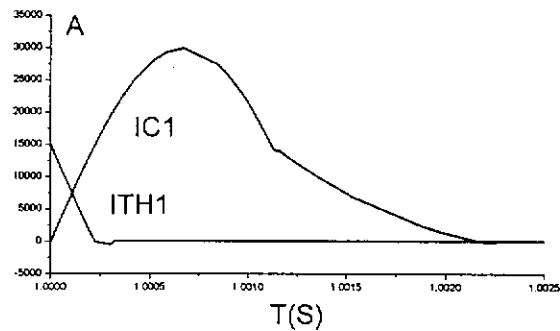


图 7.35 主晶闸管与换流电容
在关断瞬时电流波形

换流电容充放电与快速恢复电压仿真波形如图 7.36 所示：可以看出，由于充电机回路反并了倒向回路(见 7.4 节)，使电容电压能够迅速恢复，电压恢复时间约为 0.18S，并稳定在 2400V。这为快速磁体失超保护提供了可能性。实际运行中，必需最好先将电容电压充至并稳定在 2400V，系统才开始运行，以确保系统的安全工作。

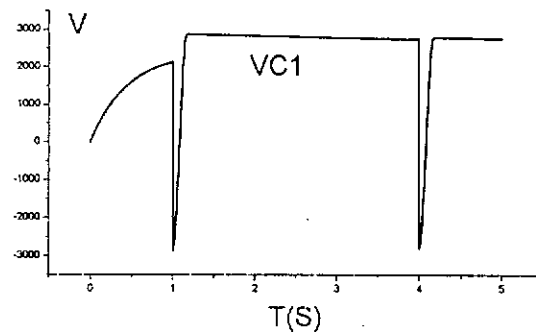


图 7.36 电容充放电与快速恢复电压仿真波形图

辅助晶闸管 TH₃、TH₄ 电压仿真波形如图 7.37 所示：由图可见，辅助晶闸管在截止期间其耐受的电压较高，大约有 3500V 左右，为保证辅助晶闸管的安全工作，我们在工程设计中采用两只串联的方式。

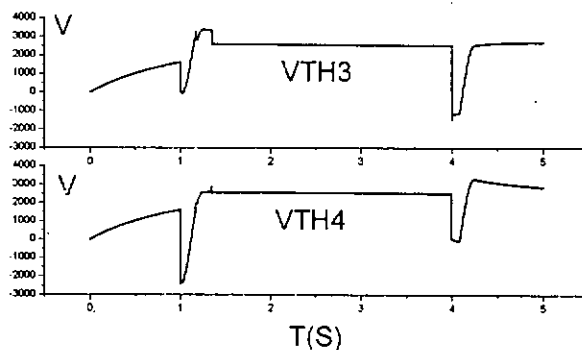


图 7.37 辅助晶闸管两端电压仿真波形图

辅助晶闸管电流及其上升率仿真波形如图 7.38 所示：

由于辅助晶闸管的开通是晶闸管开关关断过程的开始，为提高晶闸管开关关断功能的可靠实现，实际采用了两只并联的方式。

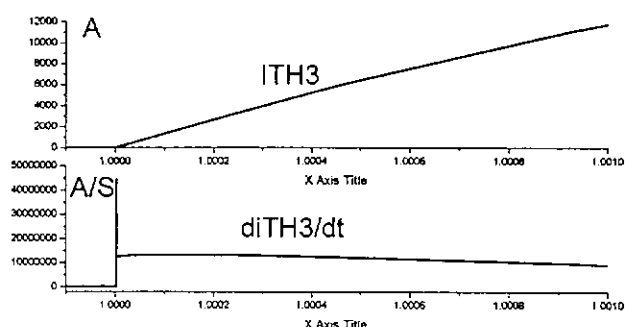


图 7.38 辅助晶闸管电流及其上升率仿真波形

二极管桥式大功率晶闸管双向直流快速开关的回路仿真与背靠式没有太多的区别，仿真结果同样证明了其是可行，在此，我们不再赘述。

7.4 充电电路的仿真

充电机对电容充电时电容电压仿真波形如图 7.36 所示：

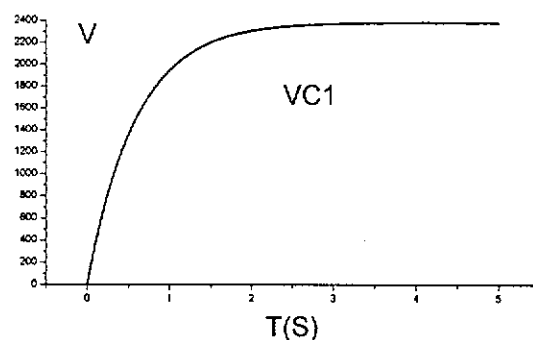


图 7.36 电容充电时电压上升仿真波形

由图可见，电容被很快充至 2400V，约需 2.5S，因此系统运行前必需先启动充电机给电容充电。

充电机启动后，限流电阻上的电流仿真波形如图 7.37 所示：

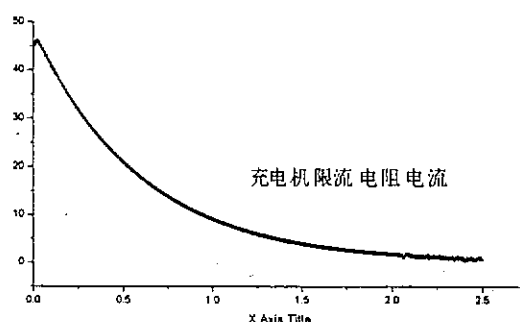


图 7.37 限流电阻电流仿真波形

电容电能泄放后，电压快速恢复及限流电感电流仿真波形如图 4.38 所示：

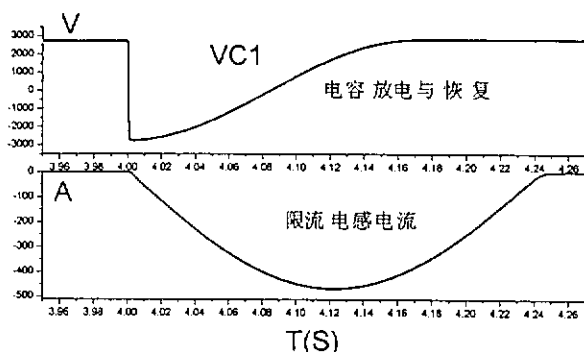


图 7.38 电容电压恢复与限流电感仿真波形

可以看出由于充电机设置了倒向回路，使电容电压的恢复非常迅速，约 170ms，这对于磁体失超保护非常有利，且降低了充电机的功率，充分利用了电容的储能。

7.5 晶闸管并联支路杂散电感及其分散性对关断过程影响

由于主晶闸管 TH_1 、 TH_2 和二极管 D_1 、 D_2 是各九只并联连接的，对于它们之间如何进行结构排列是一个关系晶闸管开关关断特性的一个非常重要的问题，有必要进行深入的理论和仿真研究，以便为工程设计、调试和试验提供更多的依据和经验。

我们只考虑正向晶闸管 TH_1 及其反向并联二极管 D_1 的各种排列方式下，晶闸管开关强迫关断时的关断特性。 TH_1 和 D_1 之间有直接反向并联再并联的方式，还有 TH_1 、 D_1 各自并联再进行反向并联两只方式，考虑排列母排所带来的杂散电感效应，得到如图 7.39 和 7.40 两种排列图：

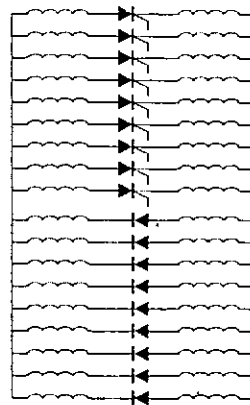
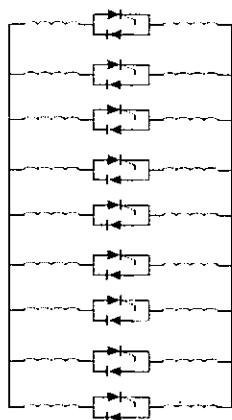


图 7.39 直接反向并联排列方案 图 7.40 分组反向并联排列方案

当杂散电感都相等时，它们对关断影响的区别是直接反向并联排列

方式中 TH_1 过零后, 其两端的反压仅为二极管的管压降, 而分组反向并联排列方式中 TH_1 过零后, 在晶闸管两端会产生一个远高于二极管的管压降反向电压尖冲。这对晶闸管的关断有利, 但不能太高, 否则失去了零电压关断功能。

而当杂散电感的分散性较大时, 特别是晶闸管串联的杂散电感分散性加大时, 将导致主晶闸管不能同时下降和过零及关断, 甚至导致整个晶闸管开关的关断失败。

图 7.41 是直接反向并联方案时, 杂散电感分散性所造成晶闸管与反向并联二极管电流仿真分析图。图 7.42 是分组反向并联方案时, 杂散电感分布分散性所造成的晶闸管与反向并联二极管电流仿真分析图。

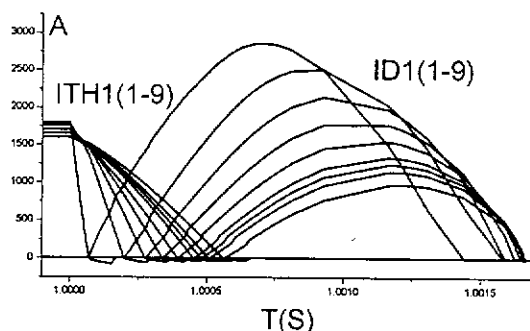


图 7.41 直接反向并联时晶闸管与二极管电流仿真分析图

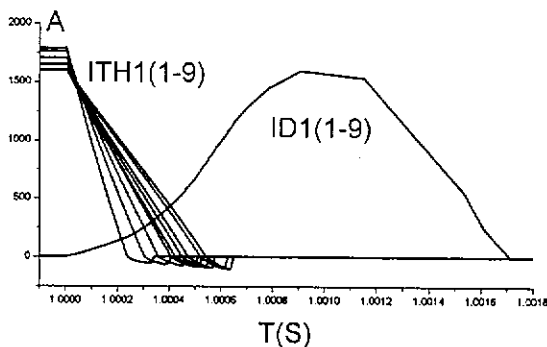


图 7.42 分组反向并联时晶闸管与二极管电流仿真分析图

可以看出, 这两种方案在晶闸管关断时波形存在较大差异, 在图 7.41 中, 其反向并联二极管的导通只和与其直接反向并联的晶闸管相关, 杂散电感小的晶闸管先关断, 与其反向并联的二极管也先导通, 而且是先截止, 虽然后关断的晶闸管其反向并联二极管后截止, 但其导通时间却有所减少, 这对后关断晶闸管阻断能力的恢复和实现可靠关断是非常不利的。图 7.42 中二极管在主晶闸管过零之前既已先导通了, 这一定程度上浪费电容储能, 是其不好的地方。

图 7.43 和 7.44 是分组反向并联方案中每个二极管并联支路杂散电感各为 $0.9\mu\text{H}$ 和 $0.04\mu\text{H}$ 时晶闸管和二极管电流波形, 可以看出电感大

使主晶闸管的过零时间提前，而二极管的反通时间基本不变，且反向恢复电流也大的多，反向电压尖冲也大的多，这对晶闸管的关断比较有利。

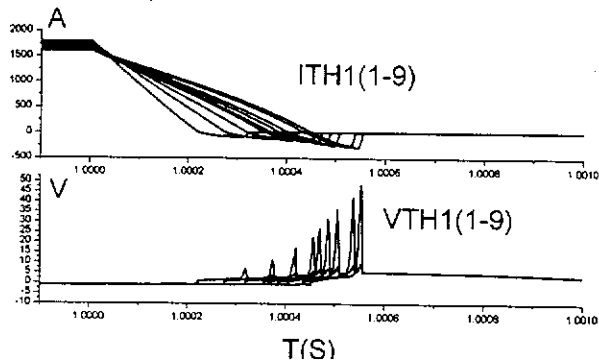


图 7.43 分组反并联二极管支路杂散电感 $0.9\mu\text{H}$ 时晶闸管与二极管电流及反向电压仿真分析图

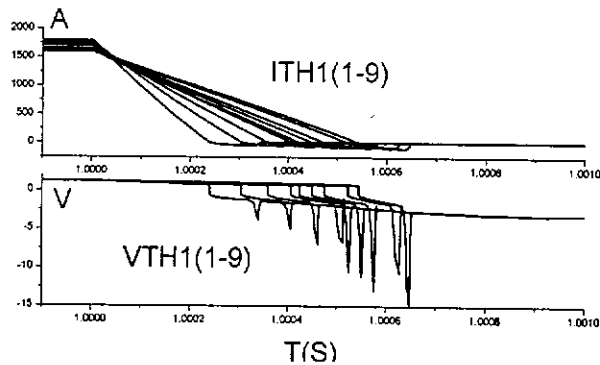


图 7.44 分组反并联二极管支路杂散电感 $0.04\mu\text{H}$ 时晶闸管与二极管电流及反向电压仿真分析图

图 7.45 是直接反并联时晶闸管关断不同时晶闸管电流与其反向电压仿真分析图：

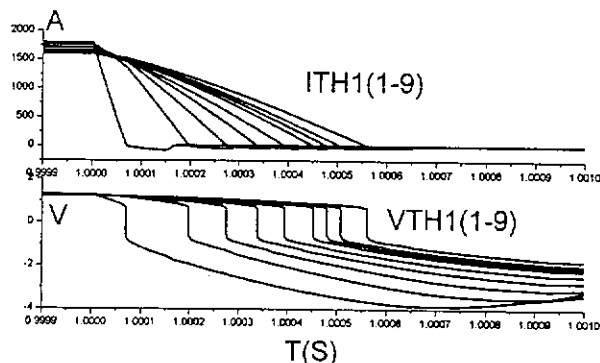


图 7.45 直接反并联时晶闸管关断不同时晶闸管电流与其反向电压仿真分析图

可以看出，在直接反向并联方案中，晶闸管反向恢复电流很小，且加反向电压也很小。而分组反向并联方案却正好相反，其最先关断的晶闸管反向恢复电流最小，最后关断的晶闸管反向恢复电流最大，而加在

晶闸管两端的反向电压也是最先关断的晶闸管反向电压最小，最后关断的晶闸管反向电压最大，只要杂散电感不要太大，其最大反向电压也不会太大，仿真中最大的杂散电感为 $0.9\mu\text{H}$ ，其最大反向电压不超过 35V ，这种工作方式有利与晶闸管的关断，也是系统可以接受的。

因此我们可以得出结论，对于晶闸管串联的杂散电感分散性较大的并联结构电路，我们应采用分组反向并联方案，这样可以利用二极管并联支路中的杂散电感使晶闸管的关断速度加快，且提供一定的反向电压尖冲以加快晶闸管存储电荷的复合速度缩短晶闸管的关断时间。但其分散性还是需要尽量减小，杂散电感也不可过大，否则将会产生过高的反向电压尖冲，这种方案的不足之处是它以牺牲零电压关断为代价。

如果采用合理的结构分布，最大限度的降低杂散电感及其分散性，且晶闸管存储电荷较小的情况下，采用直接反向并联方案既可以使并联晶闸管几乎同时过零，又可以使二极管同时导通和截止，同时又没有反向电压尖冲，从而使系统达到最优的工作状态。

第八章 限流型直流快速复合开关的设计仿真与比较

摘要：本章主要对目前国际上限流技术与复合开关技术进行了研究，并对这两个方面进行结合，得出了一种具有极限电路电流限制功能的直流快速复合开关，它具有结构简单，性能优越，造价低廉，性能可靠等优点，是传统的机械式直流快速开关理想的换代产品。

8.1 开发新型快速直流复合开关的必要性^{[44]. [45]}

在电力系统中，机械开关作为传统的电力开断与关合设备，已经应用了上百年，由于它具有结构简单，可靠性高，开通后的功率损耗小等优点，在目前依然具有旺盛的生命力，但随着人类对于电网供电质量的要求越来越高，机械所固有的一些缺点也日益显现出来，

- 1、开断时间慢，一般都在 50-100ms 之间，当发生短路时这个缺点会造成系统短路电流急剧增加，对于系统的安全非常不利；
- 2、开断时会产生过电压，这将使系统的绝缘等级增加，加速系统的绝缘老化，影响设备的寿命，甚至毁坏系统的其他设备。
- 3、开断与关合均存在拉弧现象，随着开断与关合次数的增加，其触头的烧蚀现象非常严重，因此，机械开关的寿命一般都很短。
- 4、机械开关的固有动作时间及全开断时间的离散性很大。

近年来，功率电子技术发展相当迅速，而将功率电子技术应用到电力系统，实现电力系统的高度可控性和可靠性，促进电力设备的全面升级是目前各国竞相研究的焦点，而将功率电子器件与技术运用于电力系统开关设备的技术改造与升级是其中一个重要的方向。

采用功率电子器件所研制的固态电力开关设备所具有的最大优点是它是无弧操作，寿命长，且开断迅速，一般只需 1ms 甚至更快，即可实现开断功能。但功率电子器件最大的缺点是通态损耗高，因此固态开关更适合脉冲工作方式。且造价比较高，一般只应用于一些特殊场合。

如果将机械开关与固态开关相结合，使这两种开关各自的优点得以发挥，同时又避免了各自的缺点，是目前开发电力开关设备时一个较为理想的选择，这类开关称为复合开关。但没有限流功能的复合开关限制极限短路电流的能力有限。

随着电力系统容量和规模的扩大，输配电系统的短路电流不断，过大的短路电流极易损坏电网设备，同时也容易引起电网运行的不稳定。

短路电流限制器（FCL 或 CLD）就是用以限制故障电流的一种设备。美国 EPRI 曾就短路电流限制器做过专门的市场调查，归纳出了 FCL 应能达到的要求，并据此对已提出的限流方案，例如能产生等离子体的自恢复高压熔断器、利用串联电弧的装置、利用超导的装置以及利用真空开关、利用半导体开关的装置等，进行了分析比较，得出的结论是基于

功率半导体器件的固态限流器更能符合市场的需求。

目前国内也有相关单位在研究固态限流器，但他们将更多的研究重点放在交流系统中，实际上直流系统的短路问题比交流系统更严重，因为交流系统电流存在自然过零，相对容易开断，为此完全有必要研究直流系统的短路电流限制问题。

而如果将固态限流器与复合开关相结合，则可以使复合开关的极限短路开断电流和造价降低。由于复合开关的快速关断，使限流器能够在限制短路电流后，很快退出运行，保证了限流器与系统的安全运行。

8.2 限流型快速直流复合开关的原理分析

复合开关的结构一般是机械开关与固态开关并联，其开通与关断过程可以分为几个阶段。

一、关合过程：

- 1、首先开通固态开关，电流从固态开关流过；
- 2、再开通机械开关，由于机械开关的通态电阻远小于固态开关的通态电阻，绝大部分电流从固态开关转移至机械开关，此时固态开关上的电流很小很容易实现其全部关断，从而完成复合开关的开通过程。

这种开通过程的优点是电流从固态开关转移至机械开关的过程中，机械开关所承受的电压始终是固态开关的通态压降，消除了机械开关触头闭合时由于振动所带来的拉弧现象，大大延长了触头的使用寿命。

二、关断过程：

- 1、首先开通固态开关，再关断机械开关，此时机械开关上的电流由于触头的分离而转移至固态开关；
- 2、当机械开关电流完全转移至固态开关后，且机械开关恢复阻断能力后，再关断固态开关。

这种关断过程的优点是机械开关关断的同时，固态开关导通，使电流迅速转移至固态开关，实现了机械开关的无弧关断，延长了机械开关触头的使用寿命。

由于固态开关是脉冲工作方式，其功率损耗被降低，因此固态开关无需进行特殊的冷却处理，简化了固态开关的结构和体积，固态开关本身的可靠性提高；机械开关由于实现了无弧开通与关断，延长了机械开关的使用寿命。因此复合开关作为一种新型开关，同时具有了机械开关的热稳定性高，固态开关的无弧开通与关断，及开通与关断迅速等优点，且造价比纯固态开关降低，结构和体积也相对紧凑，是一种理想的新型开关。

但随着系统短路容量的不断增大，且机械开关和复合开关本身的关断时间较长，一般达 10-20ms，造成机械开关和复合开关本身的限流能力有限，这将增加复合开关特别是其中固态开关的关断电流容量，从而增加了开关的造价，且对系统的短路保护也不利。为提高复合开关的限

流能力可以有两种技术途径：

- 一、对机械开关重新设计，缩短机械开关的关断时间；
- 二、增加辅助限流装置，使系统短路时的短路电流的上升速度降低，从而复合开关在极限短路状态时需要关断的电流降低，造价和技术难度也得到降低，提高了可靠性。

由于机械开关本身固有的缺陷，缩短机械开关的关断时间，在目前几乎是不可能的；而增加辅助限流装置，虽然增加了部分造价，但由于降低了复合开关的技术难度和造价，同时也降低了系统的短路容量，可以降低整个系统的造价，因此，增加辅助限流装置是完全可行的，且非常必要。

由于复合开关的短路关断电流被降低，在额定电流和极限短路关断电流都不大的情况下，固态开关可以考虑采用自关断器件，如 GTO、IGCT 等，从而无需强迫关断支路，降低了固态开关的体积，这将使整个复合开关更加紧凑，体积更小，性能更优越，特别是 IGCT，其关断更容易，更快速。

具有限流功能的直流快速复合开关的原理如图 8.1 所示：

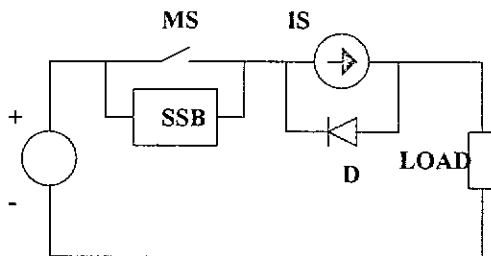


图 8.1 具有限流功能的直流快速复合开关的电路图

其中，MS 是机械开关，SSB 是固态开关，IS 是电流源，IS 与 D 共同组成了限流装置。具有自主限流功能的直流快速复合开关的工作原理如下：

- 一、首先启动限流器，使限流器中的电流源电流通过二极管 D 组成一个短路环，并稳定在一个预定值，这个电流值要大于主回路中的最大正常工作电流。
- 二、这时，在没有发生短路故障时，复合开关的开通与闭合过程如前所述，且电流值由于都小于限流器中的预置电流，限流器本身并不会对主回路中其他设备的工作产生任何影响，复合开关可以正常的开通与关断；
- 三、当主回路发生短路故障时，主回路电流迅速上升，当上升至限流器预置电流值后，由于限流器的电流源特性，使主回路电流被限制在限流器的预定值，这时复合开关的关断将非常容易，大大小于没有有限流器时的短路电流值。

一个具有理想限流器的直流回路在短路状态时的开通与关断波形如图 8.2 所示：没有限流器的直流快速开关在短路时的仿真波形如图 8.3 所示：

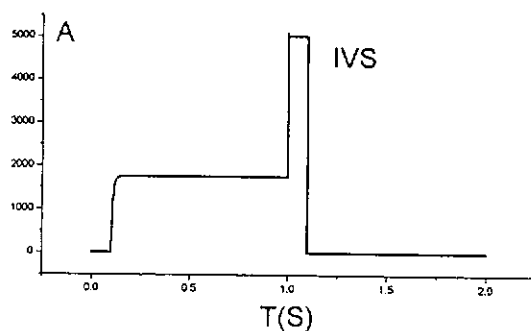


图 8.2 具有理想限流器的直流快速开关开通与关断波形图

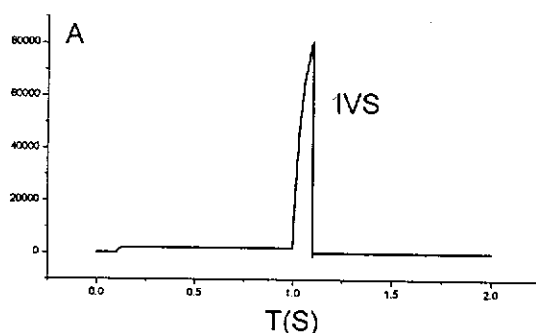


图 8.3 没有理想限流器的直流快速开关开通与关断波形图

可以看出，当直流系统短路时，开关上电流迅速上升至限流器的预置值后，电流被限定在这个预置值，开关关断的电流值即是限流器的预定电流值，这对开关极其有利。如果没有限流器，短路电流很快上升至 80KA，这使开关的关断非常困难。

8.3 限流型快速直流复合开关的计算机仿真

计划开发的复合直流快速开关的具体参数如下：额定电压 1500V，额定电流 4000A，恢复电压 1850V，极限短路电流 75KA，时间常数 17mS，开关动作预置电流 4400A，假设机械开关的全关断时间为 20mS，其固有动作时间是 3mS。故障态电流限制器的预置电流为 5000A，电感值为 40mH。

以下是以上参数的具有自主限流器的复合直流快速开关的仿真波形，限流器中电感充磁及复合开关一次极限短路关断情况下的仿真波形如图 8.4 所示。

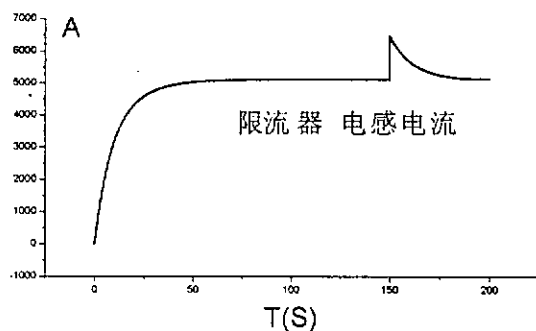


图 8.4 限流器电感充磁及开关一次短路关断时电感电流波形图

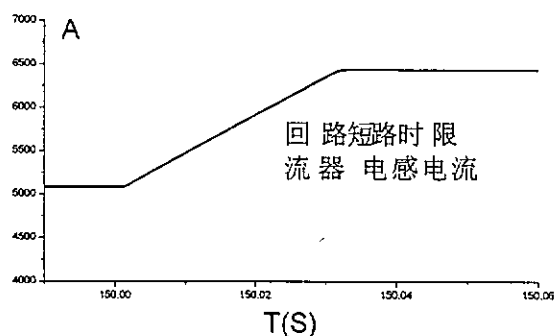


图 8.5 限流器电感在主回路一次短路保护时电流仿真波形图

可以看出，限流电感的充磁后，电流值限定在 5KA 以下，当负载回路出现短路故障时，电感上电流上升，但开关关断后，电流又恢复到稳定值。

短路故障时，复合开关上电流转移及关断波形如图 8.6、8.7 所示：

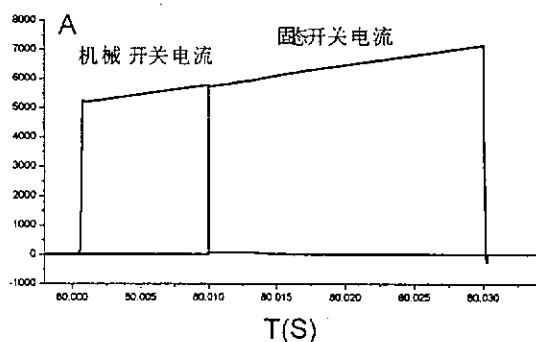


图 8.6 复合开关短路故障时电流关断波形图

可见，机械开关上的电流转移至主晶闸管的过程非常迅速，主晶闸管的强迫关断过程也非常迅速。

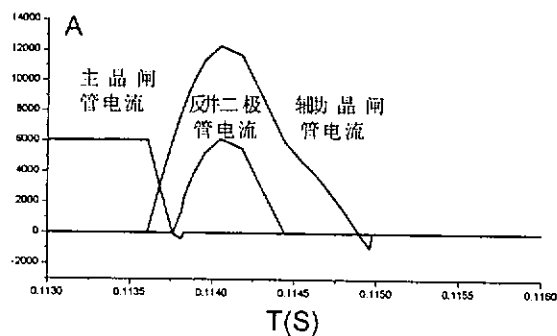


图 8.7 主晶闸管关断瞬时及辅助晶闸管、反并二极管电流波形图

可以看出，主晶闸管被强迫关断，且由于反并二极管的存在，其反向恢复电流被大大降低，辅助晶闸管也很快被关断。

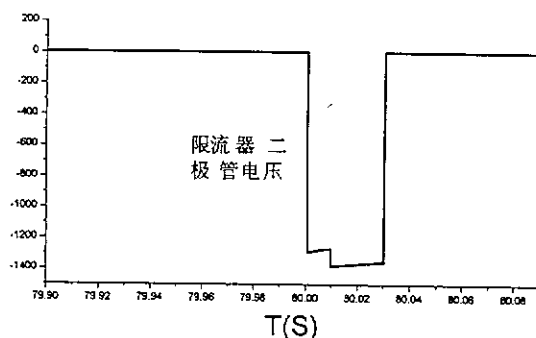


图 8.8 限流器二极管在短路故障保护时所承受的电压波形图

可以看出，反并二极管所承受的最大反向电压就是直流电源电压，在此为 1.5KV。

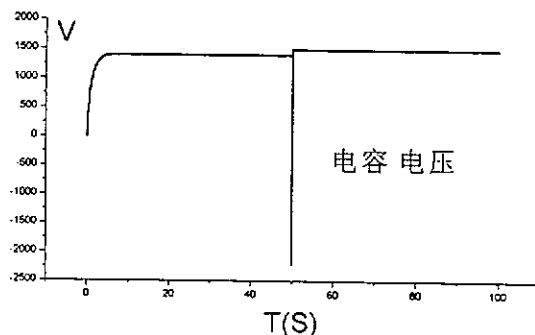


图 8.9 换流电容充电及一次放电后的电压仿真波形图

换流电容被充电之后，能够稳定在 1500V 以下，而放电之后，通过反并二极管的作用，可以迅速恢复。

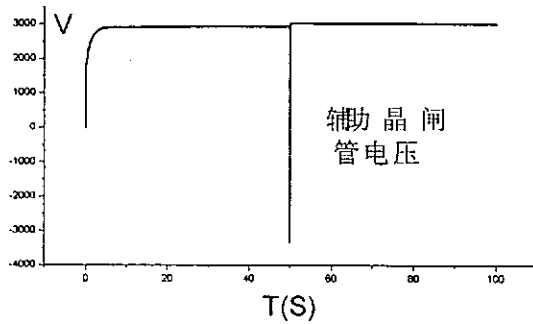


图 8.10 辅助晶闸管上的电压仿真波形图

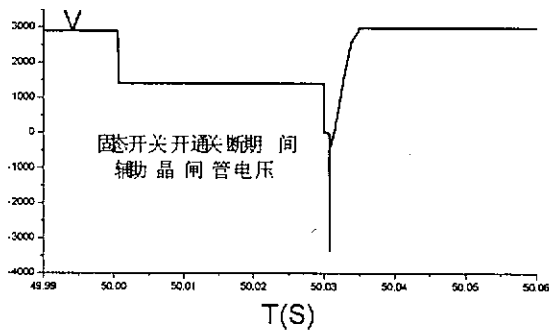


图 8.11 复合开关开通及关断期间
辅助晶闸管上承受电压波形图

可以看出，在复合开关断开的情况下，辅助晶闸管承受的电压是电容的充电电压加直流电源电压，在辅助晶闸管开关瞬时，由于反向恢复电流的作用将产生一个反向电压电压尖冲，需增加辅助缓冲电路降低其幅值。由此图可以看出，增加辅助缓冲电路之后，反向电压尖冲小于 3KV，可以保证辅助晶闸管的安全工作。

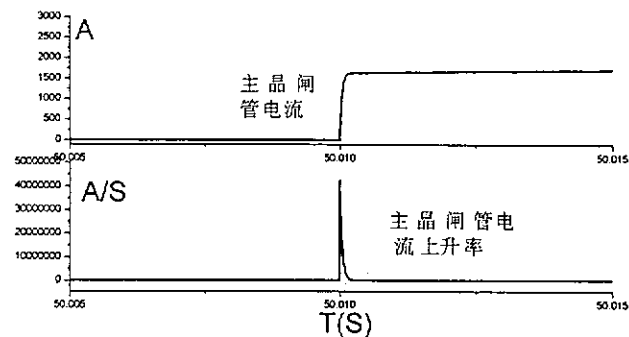


图 8.12 主晶闸管开通瞬时电流
及其上升率仿真波形图

主晶闸管闭合期间，由于线路的杂散电感及机械开关的低通态压降，其电流上升率非常容易满足小于其临界电流上升率 $100\text{A}/\mu\text{S}$ 。

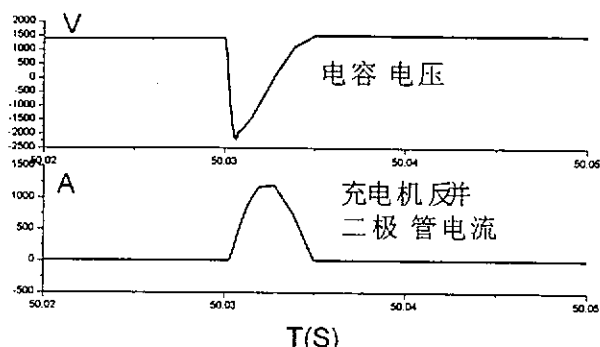


图 8.13 充电机反并二极管电流及换流电容电压快速恢复仿真波形图

可以看出，反并二极管的设置，使换流电容的恢复非常迅速，在此，大约 5 个毫秒，换流电容的电压既已得到恢复。

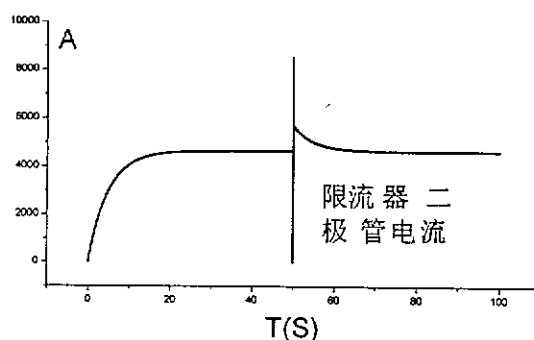


图 8.14 限流器反并二极管上电流仿真波形图

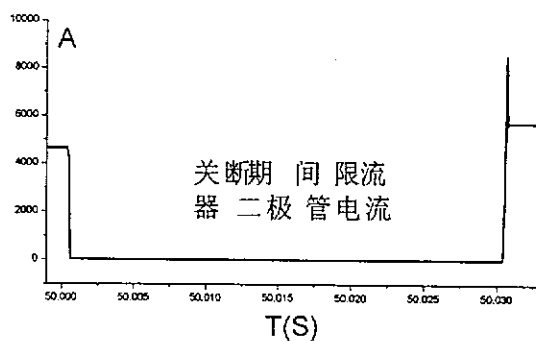


图 8.15 限流器反并二极管上电流在复合开关关断期间的仿真波形图

由上两图可以看出，反并二极管只有在限流器开始发挥限流作用时，其电流才会迅速降为零，当限流器退出时，二极管又恢复导通。

8.4 限流型快速直流复合开关的特点分析

虽然具有自主限流功能的复合开关的造价较纯机械开关要高，但由于其具有无弧开通与关断，限制了系统短路电流等优越性能，可以大大

延长机械开关的使用寿命，降低系统的短路容量，随着系统的长期运行，其系统维护费用将大大降低，且系统的安全性也得到大大提高，所以，这种新型的限流开关在城市地铁和轻轨等这些安全性要求非常高的直流系统中，具有广阔的应用前景。

因此，本人认为应尽早加快这种新型限流开关及其他类似的具有限流功能的复合开关的研制工作，早日实现产业化，为我国的城市新型交通系统的建设提供必要的和高可靠性的国产化电气设备。

第九章 HT-7U 极向场电源系统大功率

晶闸管双向直流快速开关试验

摘要：本章主要是对大功率晶闸管双向直流快速开关进行了各种改进、调试和试验，试验结果证明我们所设计的晶闸管开关完全满足了系统要求；对试验中所出现的各种现象进行了分析；对以后的晶闸管开关的改进提出了各种措施，以期达到更好的试验结果，实现晶闸管开关开通与关断的更高可靠性和经济性。

9.1 三级换流电阻值及其杂散电感测量

9.1.1 试验目的

由于换流电阻值及其杂散电感值对于晶闸管开关的关断过程有较大的影响，电阻值的准确性将影响开关关断后电压的建立，而杂散电感过大会产生过电压，杂散电感值过小不能限制电流转移时的电流上升率，影响晶闸管的寿命。为此必需较为准确的测量出三级换流电阻值及其杂散电感。

9.1.2 试验方案

由于换流电阻上的电阻和杂散电感很小，电阻用电桥测量，杂散电感采用电容放电方式测量。并用同样的方法测量回路电阻与杂散电感。

由于 $L < \frac{R^2 \times C}{4}$ 时，电路不振荡，为精确测量电阻与杂散电感，必需合理选配电容，使回路满足 $L > \frac{R^2 \times C}{4}$ 的条件，此时只需测量振荡频率，即可得出回路杂散电感。

计算公式如下所示：

$$L = \frac{\frac{1}{C} + \sqrt{\frac{1}{C^2} - 1 \times \omega^2 \times R^2}}{2 \times \omega^2} \quad (1)$$

由于回路电阻可以很小，在测量回路杂散电感时，可以用短接法由下式得出回路杂散电感：

$$L_{loop} = \frac{1}{\omega^2 C} \quad (2)$$

电阻杂散电感为

$$L_R = L - L_{loop} \quad (3)$$

试验电路如图 9.1 所示：

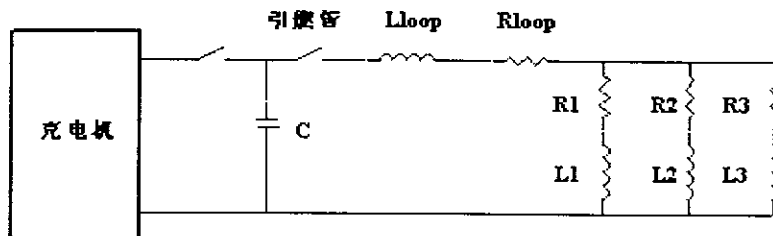


图 9.1 耗能电阻及其杂散电感测量电路

9.1.3 测量数据

根据以上方案进行测量得回路电阻，电阻器电阻，并合理配置电容器，使回路发生振荡，测得振荡频率，并根据以上公式计算得出回路杂散电感、回路总杂散电感和电阻杂散电感。测量与计算结果如表 9.1 所示：

表 9.1 耗能电阻及其杂散电感测量结果

连接方式	电阻值 ($m\Omega$)	电容值 (μF)	振荡周期 (μS)	总杂散电感 (μH)	电阻杂散电感 (μH)
回路短接	14	150	315	16.83	
一个电阻	164+14	150	444	32.08	15.23
两个并联	82+14	150	390	25.37	8.54
三个并联	54.7+14	150	375	23.62	6.79
三只串联	491+14	75	460	61.53	44.70

9.1.4 测试结论

测试结果说明耗能电阻本身电阻值的设计较为准确，而杂散电感 L_1 、 L_2 、 L_3 较大，较耗能支路串联的电感要大的多，因此完全可以不要电感，从而可以降低开关造价，在以后的电阻制造中可以有意适当增加其杂散电感，以降低开关开通时电流转移至主晶闸管 TH_1 、 TH_2 的上升率，从而降低晶闸管的开通损耗，使晶闸管开关具有全软开关功能，从而大大提高开关开通的可靠性，同时又降低了开关的造价并简化回路。

9.2 主晶闸管均流调试

9.2.1 均流调试结果

由于主晶闸管 TH_1 、 TH_2 需要长期通过 15KA 电流，它们各是通过 9 只晶闸管并联来实现。而多只晶闸管并联时均流特性是关系到装置能否长期可靠运行的一个关键问题，因此在进行晶闸管开关关断试验之前，必须先进行均流调试，以达到要求的均流系数，保证并联晶闸管的可靠运行。

均流测试采用测量快速熔断器压降的方法，若均压效果不好，则可以通过调节串联之不锈钢片来进行调节，若个别晶闸管始终不通，则可以考虑检查脉冲分配器或更换晶闸管。通过以上方法我们将 TH_1 和 TH_2 分别调试到了较

好的均流状态，快熔压降分别如表 9.2 所示：其中 TH₂ 由于一只晶闸管门极开路，无法进行测试。

表 9.2 TH₁、TH₂ 均流测试结果

	TH ₁ 串联快熔压降 (mV 导通电流 10KA)	TH ₂ 串联快熔压降 (mV 导通电流 10KA)
1	27	25
2	26	32
3	34	48
4	34	36
5	24	38
6	33	22
7	30	37
8	27	27
9	29	

9.2.2 均流调试结果分析

TH₁ 的均流系数计算如下：

$$\eta = \frac{U|_{avg}}{U|_{max}} = \frac{(27+26+34+34+24+33+30+27+29)/9}{34} = 0.86 \quad (4)$$

TH₂ 均流系数计算如下：

$$\eta = \frac{U|_{avg}}{U|_{max}} = \frac{(25+32+48+36+38+22+37+27)/8}{48} = 0.69 \quad (5)$$

从而可以看出 TH₁、TH₂ 的均流效果已相当不错，其中 TH₂ 中的不锈钢片如果进行适当调节，其均流效果应该还可以继续得到改善。这说明了用串联不锈钢小电阻片实现均流的方法完全可行，且可以降低能耗，只要选择开通分散性较小的晶闸管并联，完全可以实现理想的均流效果。

9.3 充电机改进

充电机是晶闸管开关装置中最重要的辅助设备，它要求能够实现对电容器的快速充电。而电容器的在泄放一次之后，电压反向，这时通过充电机中设置的导向回路，电容电压迅速再次变成正向，从而大大降低了由于电容电压反向而对充电机造成的电流冲击，充分利用了电容器的剩余能量，且电容电压的恢复只需 180ms；可以满足失超保护的需求。

充电机性能直接关系到晶闸管开关可靠关断。必须保证有相当高的可靠性。西整厂制造的充电机存在较大的技术缺陷，为此我们对充电机进行了较大的改造。改造后的充电机电路图和主要元件参数见第六章，试验证明我们的改造非常成功，在以后的试验中几乎没有发生过问题，但由于原变压器输出电压偏低，使得对电容器最高充电电压只能达到 2.1KV，这给以后的强迫

关断带来一定的难度，为此我们重新制造了一台变压器，提高输出电压，使电容器的充电电压达到 2400V，并成功实现了双向 15KA 电流关断。

9.4 电容器柜及其泄放回路改进

电容器是晶闸管开关中储能装置，必须保证足够的电容量和充电电压。由于电容器存在较大的危险性，其泄放回路必须安全可靠，以确保人身安全。西安整流器厂将电容器泄放回路放在充电机柜中，这极其不合理，且泄放开关的选择也存在较大的问题，为此，我们对将电容器泄放回路移至电容器柜中，且自制了泄放开关，使电容器的泄放可以通过目视可见，确保系统出现问题时，电容器储能能够可靠泄放。试验证明我们的改造非常成功，泄放开关较过去的泄放开关体积大大减小，工作较为可靠。

由于对晶闸管开关主晶闸管 TH_1 、 TH_2 在零电压关断时关断时间的不了解，我们初期选择的 6mF 电容量在后来的试验中发现无法实现开关的可靠关断，我们增加电容量至 12.9mF，并为此增加了一台电容器柜，通过以后的试验证明这个改造的正确性。

由于脉冲电容器的击穿短路会造成其它电容器向其电流倒灌，因此必须对每只电容器进行保护。方案中采用了每个电容器串联一只快速熔断器来实现，并将触点信号串联送入计算机状态检测系统。

9.5 开关柜改进

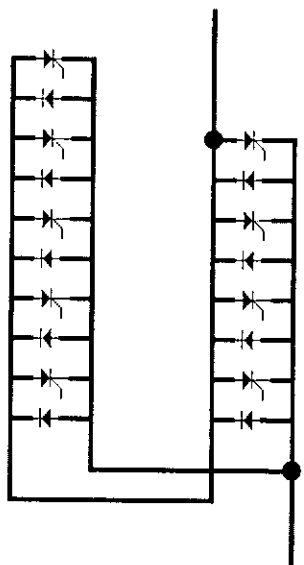
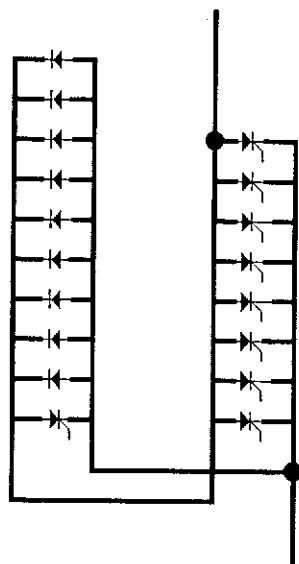
通过 7.5 节对主晶闸管和反向并联二极管并联支路的杂散电感及其分散性对关断特性影响的仿真分析，可以看出，杂散电感使晶闸管关断速度减慢，而分散性使主晶闸管不能同时过零而关断，分散性越大，其差异越大。因此应尽量减少杂散电感及其分散性。

通过仿真我们还知道直接反向并联二极管虽然可以降低晶闸管关断的反向电压，但由于结构的缺陷造成主晶闸管杂散电感的分散性过大，不利于开关的可靠关断。而分组反向并联方案中，二极管支路中存在一定的杂散电感不仅可以尽快主晶闸管的关断速度，而且在主晶闸管进入分析恢复阶段后，还会产生一定的反向电压尖冲，加速了晶闸管中存储电荷的复合，有利于晶闸管的关断，且越迟关断的晶闸管其承受的反向电压越大。

在原来的开关柜中晶闸管和二极管是直接反并联，而晶闸管沿两个母排均匀排列，在以后的试验中发现这样的排列造成杂散电感分布不均匀，使关断极其困难。为此我们将晶闸管移至一个母排上，而将二极管移至另一个母排上，从而减少了特别是主晶闸管并联支路杂散电感分布的不均匀性，使主晶闸管在关断时电流下降的同步性提高。同时主晶闸管进入分析恢复阶段后，利用杂散电感可以提供一定的反向电压，缩短了晶闸管的关断时间。在以后的试验中证明了改造的正确性。

以正向 TH_1 和反并二极管 D_1 并联支路为例，原排列结构如图 9.2 所示：

重新排列后的结构如图 9.3 所示：可以看出，图 9.3 中的排列方式其母排长度基本相同，其杂散电感的差异要远小于图 9.2 所示的排列方式，这是我们在开始难以实现晶闸管可靠关断的主要原因。

图 9.2 原 TH_1 和 D_1 的排列结构图 9.3 改造后的 TH_1 和 D_1 排列结构

9.6 脉冲分配器改进

脉冲分配器是电力电子设备中弱电与强电的接口电路。其性能的优劣直接关系到设备能否正常运行。由于大型电力电子设备是电力系统一次设备，会产生较强的电磁干扰。这对脉冲分配器的可靠性是极大的考验。同时由于脉冲分配器的输入端是电子设备，输出端是功率设备，必须有一定的隔离措施才能保证系统安全可靠运行。由于脉冲分配器是电力电子设备的控制电路，要求其能够快速准确、并有足够强度和陡度的输出脉冲，特别是对多只电力电子器件并联或串联的设备，其输出信号的同步性直接关系到器件能否降低开通和关断分散性，保证器件和设备的安全。

原来的脉冲分配器其隔离采用的是标称隔离电压 5KV 的光电隔离放大器。实际在进行耐压试验时，已发现由于器件管脚距离过近，存在爬电现象，只能达到 3.5KV—4KV 的耐压水平，没有达到设计要求。

而其中的脉冲控制器件采用的是 MOS 器件，属于压控器件，由于系统运行时存在极强的电磁干扰，极易发生误触发现象。在开始调试整流器时即发现，在进行晶闸管开关的关断试验时也出现了同样的现象。如我们在做 8KA 有反压关断试验时，即出现了关断后晶闸管开关重新导通的现象。

为此，我们对触发器重新进行了改造，将压控器件改为晶体管 TIP122，并在基射极和分配器输出端并联小电阻，解决了误触发问题，但其触发波形的上升沿陡度很差，对均流极其不利，难以保证整流器和晶闸管开关的可靠工作。为此我们重新设计了触发器。新脉冲分配器电路如图 9.4 所示：

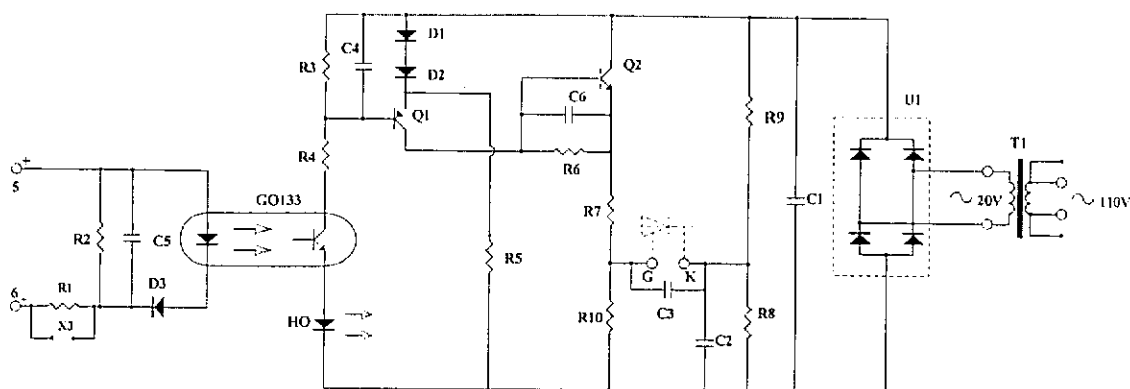


图 9.4 新脉冲分配器电路图

新的脉冲分配器针对以上提到的关系到触发性能而采取的措施主要有以下几点：

1、防止误触发方面：

A:三极管 Q_1 采用 PNP 器件，一般系统中的干扰多为高电平，而 Q_1 是低电平导通，提高了抗干扰性能；

B:三极管 Q_1 发射极串联了两只二极管 D_1 、 D_2 ，提高了 Q_1 导通的电压门槛，提高了抗干扰性能；

C:在没有脉冲时，电路通过 R_8 、 R_9 、 R_{10} 、 C_2 、 C_3 使晶闸管门极承受了一个较小的反向电压，提高了抗干扰性能；

D:所有三极管的基射极以及晶闸管的门极与阴极之间均并联一定的电容，减少了寄存电容对控制极的影响，提高了抗干扰性能；

E:脉冲分配器的输入端串联一个二极管 D_3 ，对于提高抗干扰性能同样具有一定的作用。

E:光纤隔离放大器的输入端并联阻容，消除高频干扰，提高了抗干扰性能。

2、提高隔离电压方面：

A:采用光纤隔离放大器 G0133 代替光电隔离放大器，使隔离电压达到 10KV；

B:PCB 板中光纤隔离放大器的输入输出之间挖空，减少了爬电的可能性。

3、提高输出脉冲上升陡度、快速性、幅值及同步性：

A:二极管 D_1 、 D_2 串联电阻 R_5 ，构成回路，二极管始终导通，提高 Q_1 的开通速度，从而脉冲输出的快速性；

B:电路采用二级推挽电路，加速了 C_3 的充电过程，同时提高了脉冲输出的快速性和陡度；

C:由于晶闸管是电流驱动器件，晶闸管导通瞬间，不仅电容 C_3 对晶闸管门极和阴极快速放电，而且还通过 Q_2 、 R_7 、晶闸管门阴极对 C_2 快速充电，大大加大了晶闸管开通期间的电流幅值，对于晶闸管的快速开通具有重要的作用，同时也提高了脉冲输出的快速性和陡度；

D:光纤隔离放大器 G0133 输入端的限流电阻不能太大，确保输入电流达到 20mA 以上，提高光电转换速率的强度，加快了 Q_1 的导通，同样提高了脉冲输出的

快速性;

E:用于并联晶闸管触发脉冲放大器中的光纤隔离放大器的输入端串联,提高了脉冲输出的同时性;

F:用于并联晶闸管触发脉冲放大器应选择延迟分散性小的,也可以大大提高脉冲输出的同时性;

G:合理选择电路中电阻和电容的参数,保证了加在晶闸管门极和阴极之间有足够的电压幅值。

以上这些措施不仅解决了脉冲分配器的误触发问题,保证了触发脉冲的上升沿陡度和强度,而且加大了驱动电流的幅值,同时使脉冲分配器的隔离电压达到 10KV。不仅对于提高并联晶闸管导通同时性和均流系数起到了很好的作用,而且也使隔离电压超过了系统要求,极大的提高了系统工作的安全性。改造前后的脉冲分配器输出波形如图 9.5—9.7 所示:

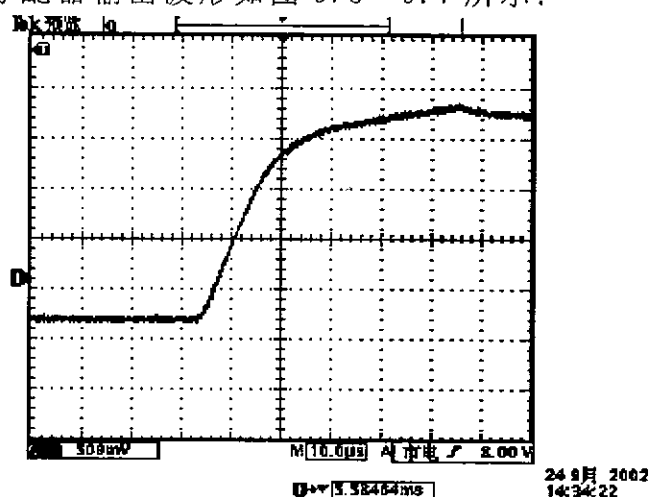


图 9.5 改造前触发脉冲上升沿波形

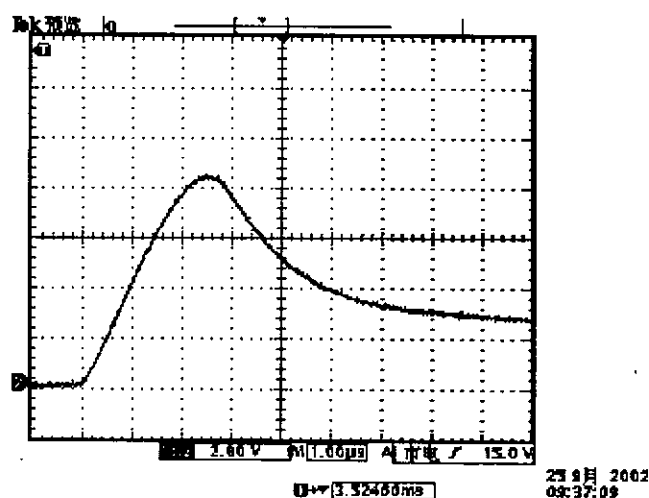


图 9.6 改造后触发脉冲上升沿波形

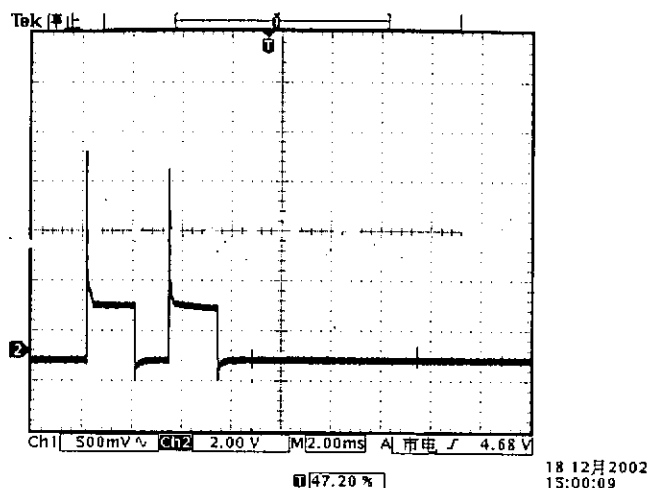


图 9.7 改造后触发脉冲波形

9.7 强迫换流回路改进和调试

强迫换流回路是关系到晶闸管开关能否可靠安全关断最重要的回路。在进行晶闸管开关关断试验之前，必须对其通过触发 TH_3 ，对电容器放电电流波形进行调试。必须在调试放电波形结束之后，才可以进行大电流的关断试验，否则极易造成个别晶闸管关断失败，从而损坏器件。

通过第四章可以知道，强迫换流回路的电阻对电容放电电流波形有较大影响，电阻过大将使放电电流的峰值及电流维持在 15KA 以上的时间大大缩短。为此我们强迫换流回路全部改用母排连接，并合理增加了电容和电感值，且电感选用了截面较大的电感代替，充电机对电容器充电电压的提高至 2.4KV，从而增加了在 15KA 以上的放电电流的维持时间。

由于 TH_3 、 TH_4 是快速放电用晶闸管，要求快速触发导通。而原先的用现场总线传输脉冲信号的方案，在进行试验时发现，存在严重的数据丢失现象，难以满足辅助晶闸管的触发要求。为此我们重新定制一台功率放大器，并通过同轴屏蔽电缆直接输入开关柜中的隔离放大器，从而提高了脉冲输出的快速性，保证了辅助晶闸管的可靠开通。即将建设的极向场电源系统是多组晶闸管开关同时关断，在多组极向场磁体中产生高压，以激发等离子体。因此，多组晶闸管开关中辅助晶闸管的开通同时性是关系到晶闸管开关同时关断和系统能够实现产生等离子体的基本保证。

电阻减少前的电容充电电压 2400V 时放电波形如图 9.8 所示 (U_c 为 3KV/5V, I_c 为 20KA/10V): 可以看出由于放电回路存在较大的电阻，电容放电电流以非理想的正弦波形，此时回路电阻约有 $60m\Omega$ 。其 15KA 以上电流维持时间仅 1mS 左右，不能保证 15KA 电流的可靠关断。

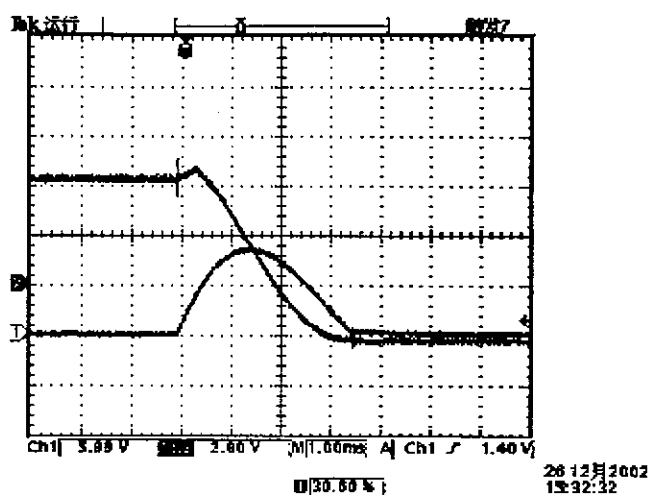


图 9.8 改造前电容器放电波形

改造后，充电电压 2100V 时电容放电波形如图 9.9 所示：当电容充电电压达 2400V 后，电容放电波形如图 9.10 所示：

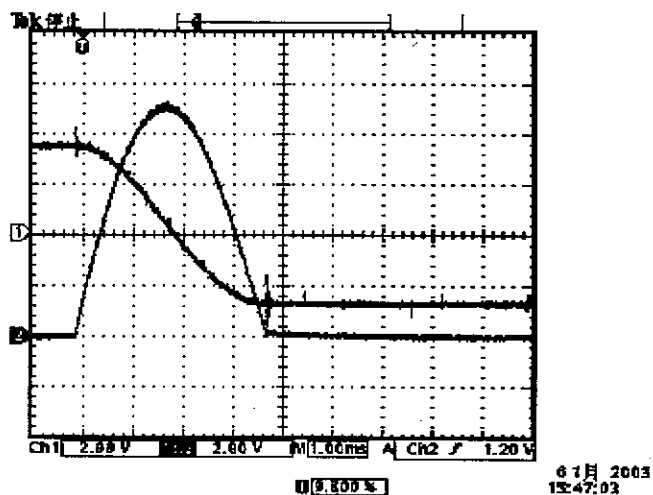


图 9.9 改造后充电电压 2100V 电容放电波形

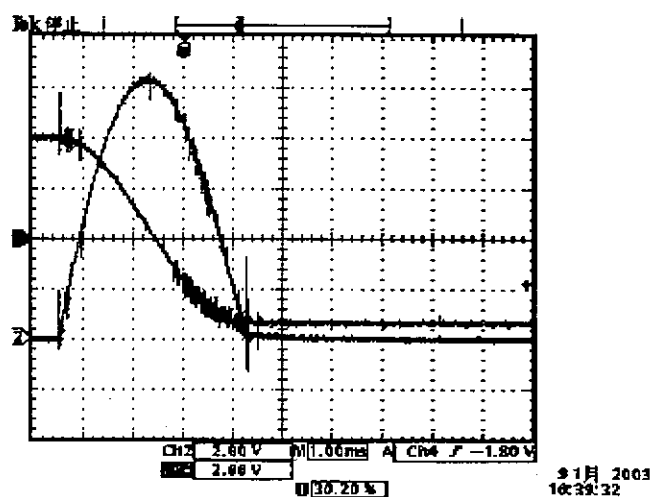


图 9.10 改造后充电电压 2400V 时电容放电波形

由图 9.9 可以看出由于减少了回路电阻, 电容放电波形已接近正弦波形, 此时回路电阻已降至约 $25\text{ m}\Omega$ 左右, 此时 15 kA 以上电流维持时间已接近 1.5 ms 左右。由图 9.10 可以看出由于充电电压的增加, 放电电流最大值已达到 22 kA , 其 15 kA 以上电流维持时间也增加至 1.9 ms 左右, 可以保证主晶闸管 TH_1 、 TH_2 的可靠关断。

强迫换流回路改进过程中, 主要参数调试及测量结果如表 9.3 所示:

表 9.3 强迫换流回路主要参数调试及测量结果

	充电电压 (KV)	换流电容 (mF)	换流回路电 感 (μH)	换流回路 电阻 ($\text{m}\Omega$)	大于 15 kA 维 持时间 (ms)
1	2.4	12.9	113	60	1
2	2.1	12.9	113	25	1.5
3	2.4	12.9	113	25	1.9

9.8 正反向电流关断试验

在进行晶闸管开关关断试验的初期, 由于对主晶闸管零电压关断时间和晶闸管并联时杂散电感分散性对关断的影响缺乏足够的了解, 以及由于脉冲分配器的问题, 我们走了一定的弯路。

我们在只并联三只晶闸管, 电容为 6 mF , 充电电压 2100 V , 电感增加到 $135\text{ }\mu\text{H}$ 左右, 主回路电流约 3 kA 时, 实现了晶闸管开关的可靠关断, 一只晶闸管电流、电容电压、电容电流、开关端电压波形分别如图 9.11 中通道 1—4 所示:

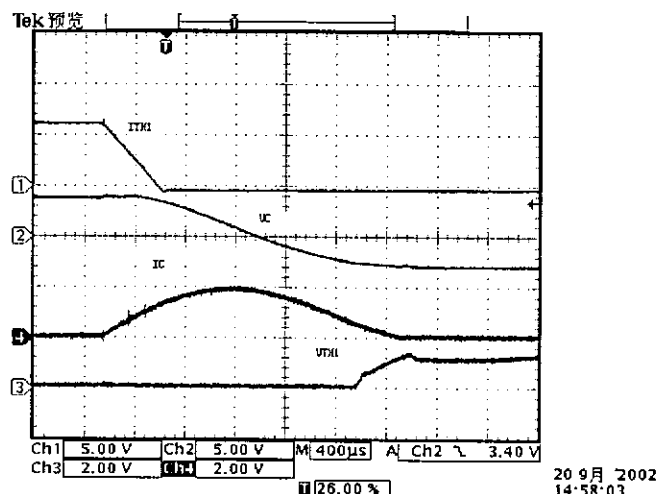


图 9.11 小电流关断试验波形

由图中可以看出 TH_1 虽可以被强迫关断, 但二极管的反通时间接近 1.5 ms 左右, 这说明晶闸管由于采用的普通相控晶闸管, 其零电压关断时其关断将延长, 但由于反并二极管的存在, 晶闸管上的反向恢复电流降低, 且不会出现很高的反向电压尖峰, 实现了零电压关断, 这不仅对开关本身的安全极其

有利，对晶闸管本身的寿命和安全也极其有利。因此我们得出的结论，为关断 15KA，必须保证电容放电电流大于 15KA 的电流必须维持在 1.5mS 以上，方可实现可靠关断，且主晶闸管并联支路杂散电感及其分散性应尽可能的减小。

我们在对强迫换流电路、电容器、充电机、开关柜及脉冲分配器进行了前述改造之后，进行了 15KA 双向关断试验，结果证明了我们的分析和改造是完全正确的。

晶闸管开通与关断 15KA 主回路电流的整个过程中，主回路电流与开关端电压波形如图 9.12 所示：

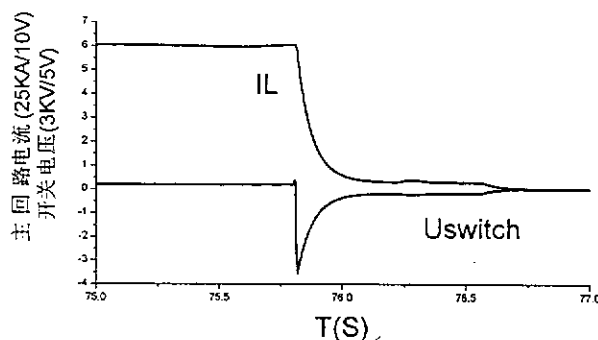


图 9.12 晶闸管开关开通与关断 15KA 时电流与开关电压波形

主回路 16KA 时，晶闸管开关关断波形如图 9.13 所示：

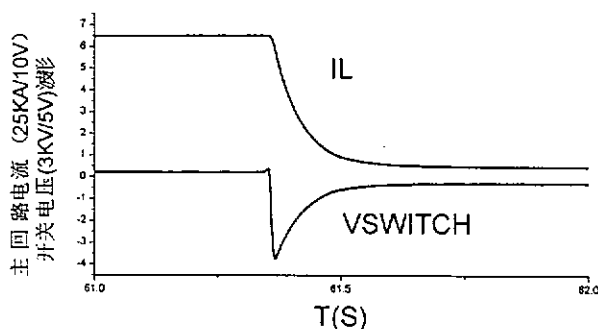


图 9.13 晶闸管开关关断 16KA 电流时电流及开关电压波形

有上两图可以看出晶闸管开关可靠关断了 16KA 电流，关断后在开关两端产生了超过 2.4KV 电压。从电容开始放电到主晶闸管恢复阻断能力大约为 2.5mS 左右，基本满足了要求。

电容器放电电流、电容电压、晶闸管开关电压波形如图 9.14 所示：可以看出在电容放电之后，电容器电压反向。而晶闸管开关电压的建立是在电容器放电电流从 16KA 开始下降之后(约 2.4mS)，而电容器电流到达零后，辅助晶闸管关断，电容电压达到 2.4KV，开关电压也完全建立起来。

从电容开始放电到开关电压完全建立，整个关断过程约 5mS。这是由于为保证晶闸管的恢复电荷太大，所需的电容与电感太大造成的，因此有必要

在保证晶闸管有足够的反向并联二极管导通时间的前提下，尽量缩短强迫换流回路的振荡周期。这可以从以下几个方面加以解决：

- 1、在不影响系统及晶闸管开关安全的前提下，尽量提高充电机的输出电压；
- 2、 TH_1 、 TH_2 应尽可能使其存储电荷减少，以缩短晶闸管的固有关断时间；
- 4、尽量减小强迫换流回路的电阻(如 $5m\Omega$ 以下)；
- 5、 TH_1 、 TH_2 并联支路中的杂散电感及其分散性也应尽量减低；
- 6、可以考虑采用主晶闸管与二极管分组反向并联的结构分布方案，利用二极管并联支路中一定的电感量使主晶闸管在反向恢复阶段产生一定的反向电压尖峰，有利于加快晶闸管存储电荷的复合，缩短晶闸管的固有关断时间。

通过以上措施的实施，将可以大大降低电容、电感的用量，从而缩短振荡周期，提高晶闸管开关的关断速度，可以使晶闸管开关的关断缩短到 $3ms$ 以内。

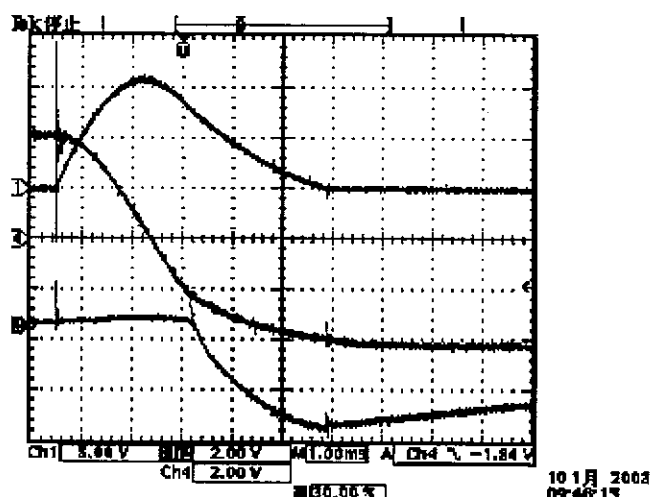


图 9.14 晶闸管开关关断 16kA 时
 I_C 、 U_C 、 U_{SWITCH} 波形

对于反向电流的开通与关断波形如图 9.15 和 9.16 所示：

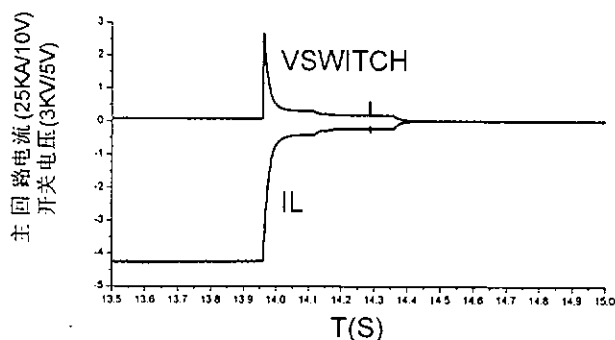


图 9.15 晶闸管开关反向开通与
关断时电流及端电压波形

对于多个小于 $16kA$ 的回路正反向电流，晶闸管开关均实现了可靠关断，没有出现关断失败和重燃等现象，这说明我们设计的晶闸管开关具有较高可

靠性。基本满足了系统对晶闸管开关的要求。

9.9 全波形关断试验

我们针对极向场电源系统的工作要求，多次进行了全电流波形的开通与关断试验，晶闸管开关正反向开通与关断的试验波形如图 9.17 所示：可以看出，晶闸管开关的正反向开通与关断均顺利完成。由于负载电感较小，关断后，正反向电流迅速衰减。对于未来的超导磁体，其电感量较现在的负载电感要大，其电流衰减要慢的多。但这些对晶闸管开关的开通关断性能不会有任何影响。

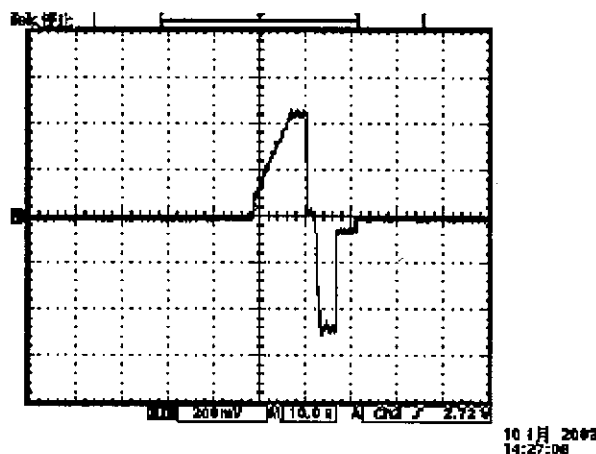


图 9.17 晶闸管开关全电流开通与关断波形

9.10 晶闸管开关试验结论分析与改进建议

至此，可以说，我们所研制的晶闸管开关已基本满足了 HT-7U 超导托卡马克极向场电源系统的要求。而且其开通与关断可靠性也得到充分的验证。从而为 HT-7U 的顺利建设贡献了自己的力量。

当然，目前所制造的晶闸管开关也存在一些缺点，还需要在以后的工作中尽量加以改进，这些需要做的工作大致有以下几点：

- 1、由于主晶闸管的存储电荷较多，使得晶闸管的零电压关断较为困难，开关的关断时间也被迫延迟，同时会大大增加电容量和电感量，因此，在以后的研制过程中，一定要求厂家选择存储电荷少的晶闸管，以便提高关断速度，同时还可提高关断地可靠性。
- 2、目前主晶闸管和反并二极管的排列方式存在较大的缺陷，对晶闸管的开通与关断不利，建议以后一定要选用同轴环形排列方式，且直径尽量小，以减低并联之中的杂散电感及其分散性。
- 3、由于四英寸晶闸管在国内极少应用，据厂家介绍，我们是第一家用户，难以实现晶闸管元件参数特别是动态参数的选择，为我们的调试带来极大的困难，建议厂家一定要对晶闸管参数进行有效的筛选，尽量选择动

态参数一致性高的元件进行并联，这也是提高开关开通与关断可靠性的有效措施之一。

- 4、耗能支路串联电感是为了降低主晶闸管关断后再此开通的电流上升率，从而提高了晶闸管安全性，如果在电阻的制造过程中有意加大其杂散电感可以省去串联电感，从而简化了结构，降低了造价。
- 5、强迫换流回路的电阻对电容器放电电流有较大的影响，应设法减少，如电感的截面应足够的大，在保证足够电感量的情况下，长度应尽可能的短，并建议采用多股并联方式，以减少集肤效应的影响，同时对连接母排也是同样的要求，且连接要紧固，以降低接触电阻的影响。
- 6、充电机的最大充电电压我们选择在 2400V，通过理论分析、试验和仿真知道，适当提高充电电压不仅可以减少一定数量电容和电感，而且可以提高开关的关断速度，这对以后的保证 12 台晶闸管开关关断的同时性也是极其有利的，建议以后可以将充电电压提高到 3000V 以下，这对充电机的安全性不会带来太大影响。

第十章 结 语

10.1 全文工作总结

本文的主要工作是进行了九五国家大科学工程之一——HT-7U 超导托卡马克装置的子系统极向场电源系统的关键设备大功率双向直流快速晶闸管开关的研制工作。

论文主要包括了以下几个方面的研究工作：

1、可靠关断判据与参数优化公式的推导

针对以晶闸管强迫换流技术为基础的晶闸管开关原理，进行了深入的理论研究，并由此得到了晶闸管开关的可靠关断条件，如下式所示：

$$\begin{cases} -E_0\sqrt{\frac{C}{L_1}} = \eta \times I_L \\ L_1 = -\xi \times \frac{E_0}{A} \\ C = \frac{\gamma \times I_L}{B} \\ \sqrt{L_1 C} \left(\pi - 2 \arcsin \left(-\frac{L_1}{E_0} \sqrt{\frac{L_1}{C}} \right) \right) = \delta \times t_q \end{cases}$$

这个判据可以作为判断晶闸管开关各参数能否满足可靠关断的基本判据，是工程设计的基础公式之一。

针对反并二极管的零电压关断方式的优点，重点对这种关断方式下各参数对晶闸管开关的重要判据之一：二极管反通时间的影响进行了深入分析。由此得到了确定电感、电容和充电电压的优化公式。这个公式可以直接用来进行电感、电容的计算，为以后进行同类晶闸管开关的设计提供的更为直接和最优化的工程计算的依据。这个公式如下式所示：

$$L = \frac{E_0 T}{2.6382 \times I_L}$$

$$C = \frac{T^2}{2.96 \times L}$$

以后的计算、分析、仿真和试验均验证了这个公式的正确性。

2、分布参数对晶闸管开关关断特性影响分析

本文还详细分析了电阻对强迫换流回路放电波形的重要影响，并得出电阻对二极管反通时间影响的关系曲线。从这条关系曲线可以看出，电阻可能会严重影响晶闸管的可靠关断，为此我们必须在进行强迫换流回路的设计安装时，设法降低电阻值，一般应降到 $10\text{m}\Omega$ 以下。

通过仿真分析了杂散电感及其分散性对开关关断的严重影响。针对晶闸管并联支路的动静态均流特性对均流系数和强迫关断的可靠性的影响，提出了用小电阻调节实现静态均流和合理的结构安排实现最小的杂

散电感及其分散性，这对晶闸管开关的可靠关断和安全生产工作均及其有利。后面的试验调试过程与结果均证明了前面分析的可靠性。

3、大功率双向直流快速晶闸管开关回路、方案及工程设计

在参考了国际上各大型托卡马克中晶闸管开关和我所在研制大功率开关换流装置技术积累的前提下，针对极向场电源系统的特殊要求，本文提出了两种新型的晶闸管双向开关的回路拓扑。一种是背靠式大功率晶闸管双向直流快速开关方案，另一种是二极管桥式大功率晶闸管双向直流快速开关方案。

这两种方案由于主晶闸管反并二极管，使主晶闸管被强迫关断时反向恢复电流大大降低，实现了真正的零电压关断，大大降低了晶闸管强迫关断时的电应力，提高了关断的可靠性和晶闸管的使用寿命；分别采用晶闸管二极管背靠背式连接和二极管桥式连接，实现了电流的双向导通；采用一条强迫换流支路，两只辅助晶闸管来实现双向关断功能，降低了电容用量，具有结构简单，巧妙，造价降低等优点；反并二极管的另一个好处是消除了主晶闸管关断时产生的反向电压尖冲，这对于等离子体的激发非常有利；另外考虑晶闸管开关重新导通时，太高的电流上升率将严重影响晶闸管的使用寿命和安全性，在耗能电阻支路串联了适当的电感，从而大大降低晶闸管重新导通时的电应力，实现了零电流开通功能，同样大大提高了晶闸管开关的安全性和可靠性。

对如上所述的两种回路拓扑方案，根据原理分析得出的重要结论和公式以及仿真的重要结论，进行了工程设计和计算，确定了其中各元件的参数和各种保护措施。对充电机进行了特殊设计，实现了对电容器的快速充电与恢复，保证了超导线圈失超时，晶闸管开关能够在规定的时间实现快速保护功能。

4、晶闸管开关的计算机仿真

针对上述的两只方案，进行了计算机仿真。仿真的结果不仅证明了我们的两个方案均可以满足系统要求，而且仿真的过程使我们对晶闸管开关开通与关断的动态过程有了更深刻的理解。通过仿真，我们发现在关断后，辅助晶闸管要承受大约两倍的开关关断电压，主晶闸管承受的电压也要高于开关关断电压，在此基础了我们提出了各种保护措施；开通时为降低电流上升率，在电阻支路串联了电感，保证了晶闸管的可靠开通。计算机仿真对晶闸管开关的研制具有极重要的指导意义，提高了晶闸管开关方案设计的正确性，并使晶闸管开关实现了真正意义上的软开关技术，提高了开关的可靠性。

5、晶闸管开关设备的研制和改进

西安整流器厂在晶闸管开关设备的研制过程完成后，针对晶闸管开关中充电机、电容器、开关柜等在制造过程中存在的一些严重的技术缺

陷,进行了较大规模的技术改进,如充电机中变压器、二极管桥的完全更换,控制回路的重新设计,所用开关和限流的更换,增加了并联电阻,电容器泄放及其控制回路的设计、安装,泄放开关的制造,开关柜中均压电阻的更换,压敏电阻、功放电路的增加,真空复合开关控制回路的制造和安装等等。

6、晶闸管开关的安装、调试和试验

参与了晶闸管开关的调试和试验工作,对出现的各种问题进行了分析,并提出了各种解决方法,实现了晶闸管开关的正负 15KA 电流,对于多个小于 16KA 的回路正反向电流,晶闸管开关均实现了关断,没有出现关不断或关断后又重新导通的现象,晶闸管开关具有较高可靠性。

7、晶闸管模型研究

深入研究现有的各种晶闸管模型,提出了一个简化的晶闸管 PSPICE 宏模型,它对于晶闸管正反向恢复特性的描述物理概念明确,结构简单,且模型参数可以方便地从产品手册中得到。该模型可用于多种包含晶闸管的电力电子设备的暂态仿真。仿真和试验结果均证明了晶闸管模型的实用性。

8、具有自主限流功能复合直流开关的研究

本文还对目前国际上限流技术与复合开关技术进行了研究,并对这两个方面进行结合,得出了一种具有极限电路电流限制功能的直流快速复合开关,它具有结构简单,性能优越,造价低廉,性能可靠等优点,是传统的机械式直流快速开关理想的换代产品。

总之,通过本论文的研究工作,实现了作为国内第一台大功率双向直流快速全晶闸管开关装置的研制成功。它不仅为保证 HT-7U 超导托卡马克装置的顺利如期建成作出了贡献,而且对于柔性输电的关键基础设备之一——固态开关,具有潜在的应用前景,可以考虑进行推广。

此外,论文所得到的一些理论性的公式和分析结论,以及实践经验对于以后进行同类开关装置的设计和研制具有较高的指导意义,为实现这种类型装置的产业化提供了一定的理论基础和经验。

10.2 下一步工作的建议

虽然我们已经完成了晶闸管开关的研制工作,但并不意味着工作的完结,除了在工程上还有许多急待完善的地方,在理论分析方面也还有相当多的工作需要去完成。为此,本人特提出如下一些建议,以期达到抛砖引玉的效果:

1、关于理论分析方面的一些工作

建立电阻与二极管反通时间的关系式或近似表达式, 是理论分析工作的一个方面。深入分析杂散电感及其分散性对关断的影响也是理论分析方面需要进行的一个重点。

2、晶闸管开关保护系统的完善及故障诊断系统的建立

考虑到晶闸管开关是极向场电源系统的一个重要装置。并且作为一种大功率开关装置, 它始终工作在极端状态, 极易发生各种故障, 并由此可能造成不可估量的后果。因此, 应深入分析晶闸管开关可能出现的各种故障态, 并针对这些故障一是提出更为可靠的保护措施, 二是建立完善的故障检测与诊断系统, 从而实现开关装置的高可靠性和维修的简易性。

3、多台晶闸管开关关断同期性及快速性方面的研究

由于极向场电源系统要求晶闸管开关能够尽量减少关断分散性, 以有利于等离子体的建立。这要求对多组强迫换流回路的参数进行优化设计, 并减小关断时间。这方面工作由于时间的限制, 需要在以后的工作中进行输入研究。

4、关于晶闸管模型的研究

对于晶闸管模型的研究还只是处于初级阶段, 本人所提出的宏模型还存在较多的缺陷, 这方面的工作还有待继续完善, 国际上也还没有达到尽善尽美的地步, 因此有必要在这方面多做一些工作。

5、关于新型复合开关进一步的研究与试验

由于时间的限制, 本人虽然提出了一种新型的具有自主限流功能的复合开关, 但没有进行试验工作, 因此有必要在以后来完成, 并最终使其实现产业化。