

第1章 变频概述

变频技术是将电信号频率按照控制的要求,通过具体的电路实现电信号频率变换的应用型技术。

变频器是变频技术应用的装置,是运动控制系统中的功率变换器。变频器作为重要的功率变换部件,可为系统提供可控的高性能变压变频交流电源。

1.1 变频技术的常见类型

从工作原理上讲,变频技术就是把工频交流电变成不同频率的交流电,或是把直流电逆变成不同频率的交流电,也可以把交流电变成直流电再逆变成不同频率的交流电等。在这些变化过程中,往往看重的是电源频率的变化,而不重视电源其他参数的变化。

下面介绍变频技术的几种常见类型:

(1)交一直变频技术,即整流技术。这种变频技术是通过二极管整流和续流或晶闸管、功率晶体管可控整流,实现交一直变换。这种变换技术多用于工频整流。

(2)直一直变频技术,即斩波技术。这种变频技术是通过改变功率半导体器件的通断时间,即改变功率半导体器件驱动电路触发脉冲的频率,或通过改变功率半导体器件驱动电路触发脉冲的宽度,从而实现调节直流平均电压的目的。

(3)直—交变频技术,即逆变技术。这种变频技术是振荡器利用电子放大器器件将直流电变成不同频率的交流电,它的关键技术是逆变器,而逆变器就是利用功率开关进行直流变交流,并改变频率的变换装置。

(4)交一直—交变频技术。这种技术采用了多种拓扑结构,由于其存在着中间低压环节,所以具有结构复杂、效率低、可靠性差等缺点。但由于其发展较早,技术也比较成熟,所以目前仍得到广泛应用。随着中压变频技术的发展,特别是新型大功率可关断器件的研制成功,中压变频技术由于没有中间低压环节,因而在结构上有着广阔的发展前景。

(5)交—交变频技术,即移相技术。这种变频技术是通过调整功率半导体器件的导通与关断时间,即改变功率半导体器件驱动电路触发脉冲的延迟角,来达到交流无触点开关、调压、调光、调速等目的。交—交变频是早期变频的主要形式,适用于低转速大容量的电动机负载。由于交—交变频技术的主电路开关器件处于自然关断状态,不存在强迫换流问题,所以第一代电力电子器件——晶闸管就能完全满足要求。

变频技术根据输入、输出的交、直流状态,可分为如下类型,见表 1-1。

表 1-1 变频技术的类型

输 入	输 出	交 流	直 流
		移相	振荡/逆变
交 流		整流	斩波
直 流			

1.2 变频技术和变频器的发展及发展方向

近年来,随着电力电子技术、电磁屏蔽技术、微电子技术、电子计算机技术和自动控制理论不断发展,使得变频技术在此基础上也迅速地发展起来,同时变频技术的应用也越来越广泛,越来越普及。变频技术从起初的简单整流、交一直流可调电源发展到现在的高压直流输电、不同频率电网系统的连接、静止无功功率补偿和谐波吸收、超导电抗器的电力储存等。目前,变频技术在工业、农业、交通运输、自动生产线、石油冶炼、家用电器、军事技术、航空航天技术等领域都得到广泛的应用。

1.2.1 变频技术的发展及发展方向

变频技术是应交流电机无级调速的需要而产生的,它的发展建立在电力电子技术的创新、电力电子器件及材料的开发和制造工艺水平的提高基础之上,尤其是高压大容量绝缘栅双极晶体管、集成门极换流晶闸管的成功开发,使大功率变频技术得以迅速发展且性能日益完善。

晶闸管这一电力电子器件出现于 20 世纪 50 年代。晶闸管主要用于电流控制型开关器件,通过控制晶闸管触发脉冲的触发角,实现小电流控制大功率的变换。由于晶闸管开关频率低,只能导通而不能自关断,因此,它的应用范围受到限制。

随着电力电子器件的发展,出现了功率晶体管和门极可关断晶闸管,并在 20 世纪 60 年代发展起来。它们是一种电流型自关断的电力电子器件,能方便地实现变频、逆变和斩波,但由于它们的开关频率还不是太高,只有 1~5 kHz,因而限制了它们的使用范围。

20 世纪 70 年代,电力电子器件绝缘栅双极晶体管和功率场效应晶体管得到应用。它们是一种电压型自关断的电力电子器件,在任意时刻,都可通过驱动电路的控制作用,实现导通和关断,其开关频率达到了 20 kHz,甚至 200 kHz 以上,为控制设备的高频化、高效化、小型化提供了条件。电力电子器件的更新促使电力变换技术不断发展,此时,脉宽调制变压变频调速的研究引起了人们的高度重视。20 世纪 70 年代后期,家用电器开始逐步变频化,出现了电磁烹饪器、变频照明器具、变频空调、变频微波炉、变频电冰箱、IH(感应加热)饭煲、变频洗衣机等。

20 世纪 80 年代末期,出现了智能化功率集成电路。这时作为变频技术核心的脉宽调制模式优化问题引起了人们的浓厚兴趣,并得出诸多优化模式。其中,以鞍形波脉宽调制模式效果最佳,变压变频器的控制相对简单,机械特性和硬度较好,能够满足一般传动对平滑调速的要求,已在发达国家的各个领域得到广泛应用。

20 世纪 90 年代出现了智能功率模块和集成门极换流晶闸管。智能功率模块的应用,彻底实现了开关频率的高速化、低导通电压的高性能化及功率集成电路的大规模化。

目前,矢量控制技术已应用在电力机车牵引的大功率交流传动上。变压变频、矢量控制变频和直接转矩控制变频都属于交—直—交变频技术。由于它们输入功率因数低,谐波电流大,直流回路需要大的储能电容(电容价格昂贵),再生能量又不能反馈回电网(即不能进行四象限运行),因此,人们又研制了矩阵式交—交变频技术。矩阵式交—交变频技术具有功率因数为1、输入电流为正弦且能四象限运行、系统的功率密度大的特点。目前,该技术虽尚未成熟,但众多学者已经在深入地研究。

20世纪90年代后半期,变频技术广泛应用于家用电器的控制技术领域,变频技术的发展使家用电器具有高速度、高出力、控制性能好、小型轻量、大容量、长寿命、工作安全可靠、静音和省电等优点。

现在利用变频技术不但可实现图像清晰度的提高,还可应用在保护视力、提高场频性能等方面。另外,改变清晰度不同等级的图像格式时也用到了变频技术,如变频彩电的出现,可以使人们观看到更高质量的图像,同时又保护了观看者的视力。

变频技术的应用,使得家用电器的品质和性能产生了历史性的变化,并且变频技术还将随着电力电子器件、新型电力变换拓扑电路、滤波及屏蔽技术的进步而发展。变频太阳能发电技术,将进入人们的日常生活,家用太阳能发电系统将给家电提供新的能源。

经过人们的努力,电力电子技术已发展成为一门综合科学,它的发展面向高频化、高电压大容量化、组件模块化、小型化、智能化和低成本化。随着电力电子技术的发展,变频技术的发展方向是:

- (1)交流变频技术向直流变频技术方向转化。
- (2)变频技术功率器件向高集成智能功率模块方向发展。
- (3)变频装置的尺寸逐渐缩小。
- (4)变频技术实现高速度的数字控制。
- (5)变频技术实现模拟器与计算机辅助设计的优化结合。

1.2.2 变频器的的发展及发展方向

变频器作为变频技术的典型装置,其应用及发展与变频技术的应用及发展关系密切。

变频器主要用于交流电动机的转速调节。它不但具有卓越的调速性能,还具有显著的节能作用,是企业技术改造和产品更新换代的理想调速装置。自20世纪80年代以来,变频器作为节能应用与速度工艺控制的自动化设备,得到了快速发展和广泛应用。

1. 速度控制

由于变频调速具有调速范围广、调速精度高、动态响应好等优点,因而在许多需要精确速度控制的系统中,变频器发挥着提升工艺质量和生产效率的重要作用。

2. 节能

变频器的最初用途是速度控制,但应用较多的是节能。应用变频调速,可以大大提高电动机转速的控制精度,使电动机在最节能的转速下运行。以节能为目的,变频器广泛应用于各行业。

3. 变频家电

变频器除了在工业控制领域得到应用外,在普通家庭中,节约电费、提高家电性能和保护环境等方面也受到人们的关注,变频家电成为变频器的另一个广阔市场和应用趋势。

到目前为止,变频器已经在工业制造、钢铁、有色冶金、油田、炼油、石化、化工、纺织印染、医药、造纸、卷烟、高层建筑、建材、家用电器、数控技术及机械行业等领域得到广泛的应用,而且随着智能型、环保型变频器的出现,变频器的应用领域正在不断扩大。其主要发展方向有如下几项:

- (1)实现高水平的自动控制。
- (2)开发节能变频器。
- (3)能够使得控制装置小型化。
- (4)实现高速度的数字控制。
- (5)能够利用模拟器与计算机辅助设计进行网络现场控制。

本章小结

本章简单介绍了变频技术和变频器的概念和类型,以电力电子技术的发展为基础,讲述了变频技术和变频器的发展和发展方向。变频技术的发展依托于电力电子技术的发展,随着人们生活水平的提高,变频技术在人们生活中的作用越来越大。目前,在工业控制自动化的过程中,变频器的作用越来越大,计算机技术、可编程控制器技术、单片机控制技术、数控技术已与变频器技术形成了完整的自动化体系。另外,变频器在节能应用方面也得到了广泛的推广。

习 题 1

- 1-1 什么是变频技术?
- 1-2 什么是变频器?
- 1-3 简述变频技术的发展方向。
- 1-4 简述变频器的发展方向。

第 2 章 电力电子器件

电力电子器件是电力电子技术的核心,是电力电子电路的基础,同时也是变频技术的关键器件。因此,掌握各种电力电子器件的特性及使用方法是学好变频技术的基础。本章讲述晶闸管的结构、工作原理、特性、主要静态及动态参数、选取原则及其触发、保护电路,以及全控型器件的结构、性能及驱动、保护电路。

2.1 常用电力电子器件

2.1.1 常用电力电子器件的类型

1. 按器件被电路中控制信号所控制的程度分类

1) 不可控器件

不可控器件不能用控制信号来控制其通断。如电力二极管(power diode)器件的通和断是由其主电路中承受的电压和电流来决定的。

2) 半控型器件

半控型器件通过控制信号可以控制其导通而不能控制其关断。如晶闸管(thyristor)及其大部分派生器件的关断是由其主电路中承受的电压和电流来决定的。

3) 全控型器件

全控型器件通过控制信号既可控制其导通又可控制其关断,故又称为自关断器件。如绝缘栅双极晶体管和门极可关断晶闸管等。

2. 按驱动电路加在器件控制端和公共端之间信号的性质分类

1) 电流驱动型

电流驱动型是指通过从控制端注入或抽出电流来实现导通或关断控制。常见的电流驱动型器件有普通晶闸管和门极可关断晶闸管等。

2) 电压驱动型

电压驱动型是指通过在控制端和公共端之间施加一定的电压信号来实现导通或关断控制。电压驱动型器件实际上是通过加在控制端上的电压,在器件的两个主电路端子之间产生可控的电场,来改变流过器件的电流大小和通断状态,所以它又称为场控器件或场效应器件。常见的电压驱动型器件有功率场效应晶体管和绝缘栅双极晶体管等。

3. 按器件内部电子和空穴两种载流子参与导电的情况分类

1) 单极型器件

单极型器件是指只有一种载流子参与导电的器件。常见的单极型器件有功率场效应晶

体管和静电感应晶体管。

2) 双极型器件

双极型器件是指由电子和空穴两种载流子参与导电的器件。常见的双极型器件有普通晶闸管、双向晶闸管、逆导晶闸管、非对称晶闸管、功率晶体管、门极可关断晶闸管和静电感应晶闸管。

3) 复合型器件

复合型器件是指由单极型器件和双极型器件集成混合而成的器件,一般是以普通晶闸管、功率晶体管或门极可关断晶闸管为主导元件,以功率场效应晶体管为控制元件复合而成的。常见的复合型器件有绝缘栅双极晶体管、MOS 门控晶闸管以及功率集成电路。

如图 2-1 所示为电力电子器件分类树。

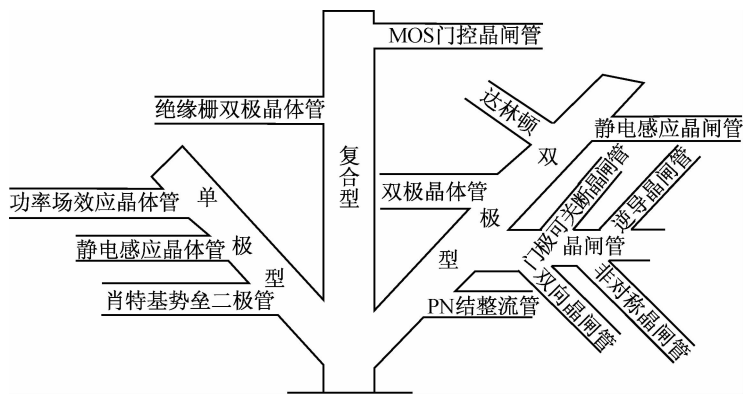


图 2-1 电力电子器件分类树

2.1.2 晶闸管的结构、原理及测试

晶闸管又称为晶体闸流管或可控硅整流器,它包括普通晶闸管、快速晶闸管、逆导晶闸管、双向晶闸管、可关断晶闸管和光控晶闸管。晶闸管往往专指普通晶闸管。

1. 晶闸管的结构

晶闸管的外形、内部结构和电气图形符号如图 2-2 所示。

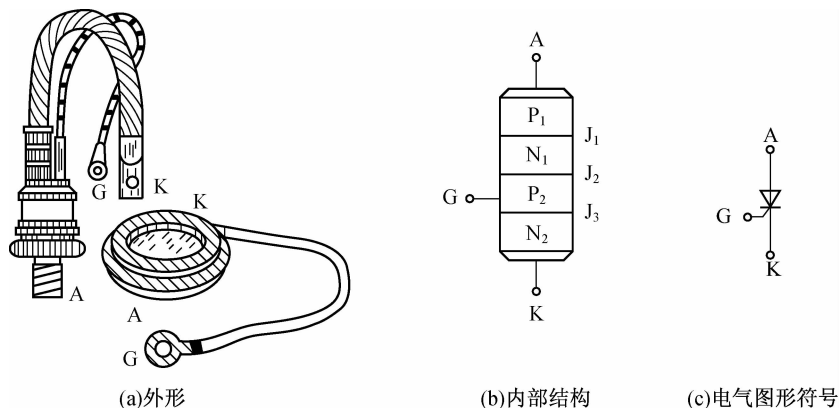


图 2-2 晶闸管的外形、内部结构和电气图形符号

常见的大功率晶闸管,其外形有螺栓型和平板型两种封装。图 2-2(a)中,晶闸管从外形上看有三个引出电极:阳极 A、阴极 K 和门极(控制端)G。

对于螺栓型封装,通常把螺栓作为阳极 A,其能与散热器紧密连接且安装方便,粗辫子引线是阴极 K,细辫子引线是门极 G。螺栓型封装一般只适用于额定电流小于 200 A 的晶闸管。

平板型封装可分为凸台形和凹台形。对于凹台形的平板型封装,夹在两台面中间的金属引出端为门极,距离门极近的台面是阴极,距离门极远的台面是阳极。平板型封装一般用于额定电流为 200 A 以上的晶闸管。

晶闸管的内部结构见图 2-2(b)。它是 PNP 四层半导体结构,分别标为 P_1 、 N_1 、 P_2 、 N_2 四个区,具有 J_1 、 J_2 、 J_3 三个 PN 结。晶闸管的电气图形符号见图 2-2(c)。

2. 晶闸管的工作原理

为了说明晶闸管的导电原理,可按如图 2-3 所示的电路做一个简单的实验。

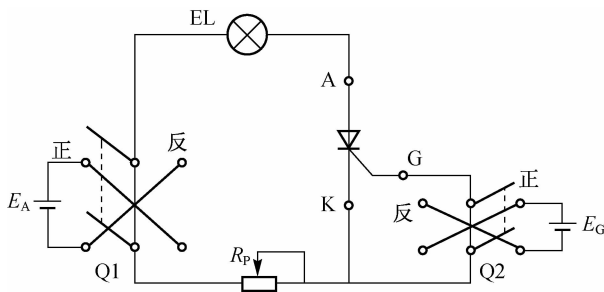


图 2-3 晶闸管导通条件实验电路

当 Q1 合向左边,晶闸管阳极经灯泡接直流电源的正极,阴极接电源的负极,此时晶闸管受正向电压。若门极电路中开关 Q2 合向左边(门极加反向电压)或断开(不加电压),这时灯不亮,说明晶闸管不导通;而若 Q2 合向右边(门极加正向电压),这时灯亮,说明晶闸管导通。

晶闸管导通后,如果去掉控制极上的电压,即将图 2-3 中的开关 Q2 断开,灯仍然亮,这表明晶闸管继续导通,即晶闸管一旦导通后,控制极就失去了控制作用。

当 Q1 合向右边,晶闸管阳极经灯泡接直流电源的负极,阴极接电源的正极,此时晶闸管的阳极和阴极间加反向电压,无论门极加不加电压、加正向电压还是反向电压,灯都不亮,晶闸管关断。

3. 晶闸管的导通条件

从上述实验可以看出,晶闸管导通必须同时具备以下两个条件:

- (1) 晶闸管阳极电路加适当的正向电压。
- (2) 门极电路加适当的正向电压(实际工作中,门极加正触发脉冲信号),且晶闸管一旦导通,门极将失去控制作用。

下面由晶闸管的等效电路进一步分析其工作原理。如图 2-4(a)所示,晶闸管的 PNP 结构可以等效为 PNP($P_1N_1P_2$)和 NPN($N_1P_2N_2$)两个晶体管。如图 2-4(b)所示,控制信号从 GK 间加入,形成门极电流 I_G ,而 AK 间的外电路包括负载电阻 R 和直流电源 E_A 。

在晶闸管承受反向电压时,V1 和 V2 均处于截止状态,此时,它们是无法工作的,所以无论有没有门极电压,晶闸管都不导通;只有在晶闸管承受正向电压时,V1 和 V2 导通,同时,为使晶闸管导通必须使承受反压的 J_2 结失去阻挡作用。



视频
测量晶闸管

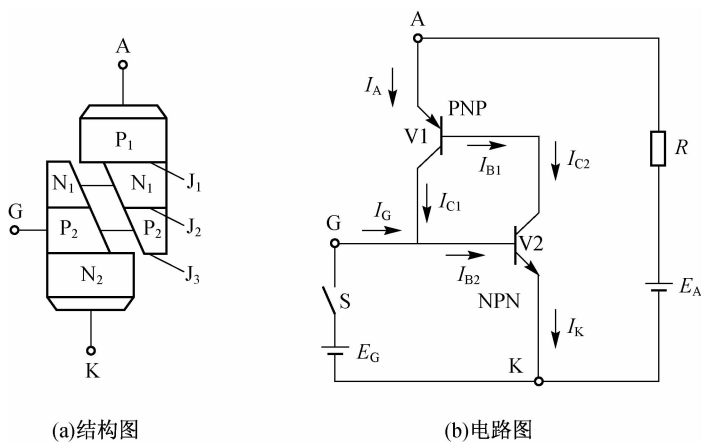


图 2-4 晶闸管的双晶体管模型

图 2-4(b)中每个晶体管的集电极电流同时又是另一个晶体管的基极电流,即有 $I_{C2} = I_{B1}$, $I_G + I_{C1} = I_{B2}$ 。在满足上述条件的前提下,再合上开关 S,于是门极就注入触发电流 I_G ,并在晶体管内部形成了强烈的正反馈过程,即

$$I_G \uparrow \rightarrow I_{B2} \uparrow \rightarrow I_{C2} \uparrow \rightarrow I_{B1} \uparrow \rightarrow I_{C1} \uparrow$$

从而使 V1 和 V2 迅速饱和,即晶闸管导通。而对于已导通的晶闸管,若去掉门极触发电流,由于晶闸管内部已完成了强烈的正反馈,所以它仍会维持导通。

若把 V1 和 V2 看成广义的节点,且设晶闸管的阳极电流为 I_A ,阴极电流为 I_K ,则可根据节点电流方程,列出电流方程为

$$I_{C1} = \alpha_1 I_A + I_{CBO1} \quad (2-1)$$

$$I_{C2} = \alpha_2 I_K + I_{CBO2} \quad (2-2)$$

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

$$I_A = I_{C1} + I_{C2} \quad (2-4)$$

式中, α_1 和 α_2 分别是 V1 和 V2 的共基极电流增益; I_{CBO1} 和 I_{CBO2} 分别是 V1 和 V2 的共基极漏电流。

由式(2-1)~式(2-4)可得

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (2-5)$$

4. 晶闸管的工作状态

晶闸管的特性是指在低发射极电流下电流放大系数 α 很小,而当发射极电流建立起来之后, α 迅速增大。可以由此来说明晶闸管的几种工作状态:

(1) 正向阻断。晶闸管加正向电压 E_A , 且其值不超过晶闸管的额定电压, 在门极未加电压的情况下, 即 $I_G = 0$ 时, 正向漏电流 I_{CBO1} 和 I_{CBO2} 很小, 所以 $\alpha_1 + \alpha_2$ 很小, 式(2-5)中的 $I_A \approx I_{CBO1} + I_{CBO2}$ 。

(2) 触发导通。晶闸管加正向电压 E_A 的同时加正向门极电压 E_G , 当门极电流 I_G 增大到一定程度, 发射极电流也增大, 且 $\alpha_1 + \alpha_2$ 增大到接近于 1 时, I_A 急剧增大, 晶闸管处于饱和与导通状态, 此时 I_A 的值由外电路决定。

(3)晶闸管关断。当流过晶闸管的电流 I_A 降低至小于维持电流 I_H 时, α_1 和 α_2 迅速下降,使得 $\alpha_1 + \alpha_2$ 很小,式(2-5)中 $I_A \approx I_{CBO1} + I_{CBO2}$,晶闸管恢复关断状态。

(4)反向阻断。当晶闸管阳极加反向电压时,由于 V1 和 V2 处于反向状态不能工作,所以无论有无门极电压,晶闸管都不会导通。

此外,晶闸管还存在以下几种可能导通的情况:

(1)阳极电压升高至相当高的数值造成雪崩效应,即硬开通。

(2)阳极电压上升率 du/dt 过高。

(3)结温较高。

(4)光直接照射在晶体管硅片上,即光触发。除光触发用于光控晶闸管(light triggered thyristor, 简称为 LTT)可以保证控制电路与主电路之间的良好绝缘而应用于高压电力设备中之外,其他都因不易控制而难以应用于实践。因此,只有门极触发(包括光触发)是最精确、最迅速和最可靠的控制手段。

5. 晶闸管的基本特性

晶闸管的基本特性包括静态特性和动态特性。

1) 晶闸管的静态特性

(1)晶闸管的阳极伏安特性。晶闸管的阳极伏安特性是指晶闸管阳极电流和阳极电压之间的关系曲线,如图 2-5 所示。图中,第 I 象限的是正向特性;第 III 象限的是反向特性。

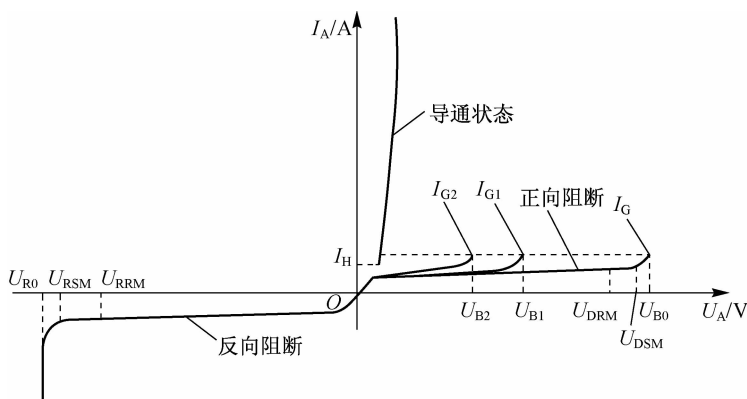


图 2-5 晶闸管阳极伏安特性曲线($I_{G2} > I_{G1} > I_G = 0$)

晶闸管的导通和截止这两个工作状态是由阳极电压 U_A 、阳极电流 I_A 及控制极电流 I_G 决定的,而这几个量又是互相联系的。在实际应用中常用实验曲线来表示它们之间的关系,这就是晶闸管的伏安特性曲线。

当晶闸管的阳极和阴极之间加正向电压,而控制极未加电压时,晶闸管内部只有很小的电流流过,这个电流称为正向漏电流,这时,晶闸管阳极和阴极之间表现出很大的内阻,晶闸管处于关断(截止)状态,见图 2-5 中的第 I 象限中曲线的下部。当正向电压增加到某一数值时,正向漏电流突然增大,晶闸管由关断状态突然导通,此时的正向电压称为正向转折电压 U_{B0} 。晶闸管导通后,其内部可以通过很大的电流,而它本身的压降只有 1 V 左右,因此,曲线靠近纵轴而且陡直。在晶闸管导通后,若逐渐减小正向电压,正向电流也随之减小,当电流减小到某一数值时,晶闸管又从导通状态转变为关断状态,这时通过晶闸管的电流称为



视频
晶闸管工作
原理



视频
晶闸管驱动器
件工作原理

维持电流 I_H , 即维持晶闸管导通的最小电流。

当晶闸管的阳极和阴极之间加反向电压时(控制极仍不加电压), 其伏安特性曲线与二极管的伏安特性曲线类似, 晶闸管内部电流也很小, 称为反向漏电流。当反向电压增加到某一数值时, 晶闸管反向导通, 使反向漏电流急剧增大, 将会产生由于发热而导致的器件损坏, 这时所对应的电压称为反向转折电压 U_{R0} 。

由图 2-5 中的晶闸管阳极伏安特性曲线可见, 当阳极正向电压高于正向转折电压 U_{B0} 时元件导通。但是这种导通方法很容易造成晶闸管不可恢复性的击穿而使元件损坏, 在正常工作时是不采用的。而给门极加上合适的正向电压, 门极电路就有电流 I_G , 晶闸管的正向转折电压将降低, 晶闸管变得容易导通, 其特性曲线左移。门极电流 I_G 越大, 导通所需的正向转折电压就越低, 当 I_G 足够大时, 晶闸管的正向转折电压就变得非常小了, 此时其特性与二极管类似。

晶闸管的正常导通受门极电流 I_G 的控制, 因此, 为了正确使用晶闸管, 必须了解其门极特性。

(2) 晶闸管门极伏安特性。晶闸管的门极触发电流从门极流入晶闸管, 从阴极流出。门极触发电流是通过触发电路在门极和阴极之间施加触发电压而产生的。

晶闸管的门极和阴极之间是 PN 结 J_3 , 其伏安特性称为门极伏安特性, 如图 2-6 所示。

由于实际产品的门极伏安特性分散性很大, 因此, 为了应用方便, 对于同一型号的晶闸管, 常以一条极限高阻伏安特性和一条极限低阻伏安特性之间的区域来代表所有晶闸管的伏安特性, 称为门极伏安特性区域。

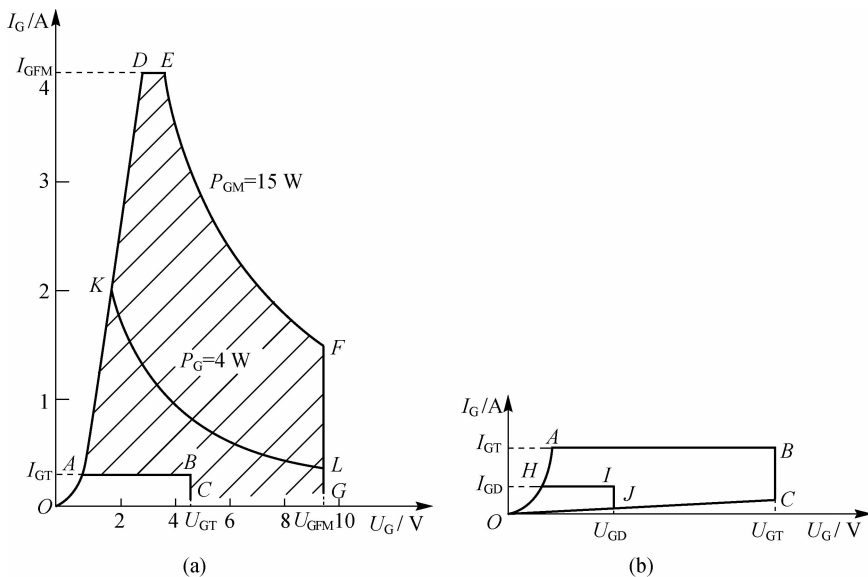


图 2-6 晶闸管门极伏安特性

图 2-6(a) 中的曲线 OD 和 OG 分别为极限低阻伏安特性和极限高阻伏安特性; 曲线 EF 为触发瞬时功率极限, 即门极所允许的最大瞬时功率 P_{GM} ; 曲线 FG 为触发电压极限, 即门极正向峰值电压 U_{GFM} ; 曲线 DE 为触发电流极限, 即门极正向峰值电流 I_{GFM} ; 曲线 KL 为触发平均功率极限。下面介绍门极伏安特性的几个区域:

① 可靠触发区。可靠触发区是指 ADEFGCBA 所围成的区域。对于可正常使用的晶闸管, 其门极的触发电压、电流及功率都应处于此区域内。当门极加上一定的功率后, 会

引起门极附近发热,当加入过大功率时,会使晶闸管整个结温上升,直接影响到晶闸管的正常工作,甚至会烧坏门极,所以施加于门极的电压、电流和功率是有一定限制的。可靠触发区的上限就是由门极正向峰值电流 I_{GFM} 、门极正向峰值电压 U_{GFM} 和允许的最大瞬时功率 P_{GM} 所确定的。可靠触发区的下限是指室温下在晶闸管的阳极加 6 V 的直流电压,对于同规格的晶闸管由阻断状态转变为导通状态时,所需要的最小门极触发电压 U_{GT} 和最小门极触发电流 I_{GT} 。

②不可靠触发区。不可靠触发区是指 $ABCJIHA$ 围成的区域,见图 2-6(b)。图中的放大区域表示在室温下对于同型号的晶闸管,在此区域内有些晶闸管能被触发,而对有些触发电压和电流较高的晶闸管,触发是不可靠的。该区域是合格晶闸管所允许的范围。

③不触发区。不触发区是指 $OHIJO$ 围成的区域。任何合格器件在额定结温时,若门极信号在此区域内,晶闸管则不会被触发导通。图 2-6(b)中标出的 U_{GD} 和 I_{GD} 分别是门极不触发电压和门极不触发电流,它们指晶闸管未从关断状态转入导通状态的门极所加的最大电压和最大电流。晶闸管出厂时所规定的门极触发电流 I_{GT} 和门极触发电压 U_{GT} 是能够保证触发该型号晶闸管的最小触发电流和最小触发电压。为使触发电路通用同型号的晶闸管,在设计触发电路时,应使其产生的触发脉冲电压和触发脉冲电流大于标准规定的门极触发电压 U_{GT} 和门极触发电流 I_{GT} ,这样才能保证任何一个合格的晶闸管都能正常工作。

在晶闸管不触发时,触发电路输出的漏电压和漏电流应低于晶闸管规定的门极不触发电压 U_{GD} 和门极不触发电流 I_{GD} 。有时为了提高抗干扰能力,避免误触发,可在晶闸管门极上加一定的负偏压。因此,晶闸管的触发电压和触发电流太小,触发将不可靠,易造成触发困难;而触发电压和触发电流太大又会造成损耗增大,进而易造成晶闸管的损坏。另外,在设计晶闸管触发电路时还要考虑到温度的影响,因为晶闸管的触发电压和触发电流受温度影响较大,温度升高, U_{GT} 和 I_{GT} 的值会降低,反之则会增大。

晶闸管在使用时,为保证可靠、安全地触发,触发电路所提供的触发电压、触发电流和功率应限制在可靠触发区内。

2) 晶闸管的动态特性

晶闸管开通和关断过程的波形如图 2-7 所示。

晶闸管在电力电子电路中一般起开关的作用。由于晶闸管的开通、关断时间较短,因此,在开关频率较低时,可认为晶闸管是瞬时开通、关断的,不考虑其动态特性和损耗。但当开关频率较高时,由于周期变短,开通、关断时间就不得不考虑了,而且动态损耗所占比例增大并成为晶闸管发热的主要原因,所以必须考虑晶闸管的动态特性和损耗。

(1)开通过程包括延迟时间、上升时间。延迟时间 t_{d} 是指从门极电流阶跃时刻开始,到阳极电流上升到稳态值的 10% 时所对应的时间。上升时间 t_{r} 是指阳极电流从 10% 上升到稳态值的 90% 时所需的时间。普通晶闸管延迟时间为 $0.5 \sim 1.5 \mu\text{s}$, 上升时间为 $0.5 \sim 3 \mu\text{s}$ 。开通时间 t_{gt} 是指延迟时间与上升时间两者之和,即 $t_{\text{gt}} = t_{\text{d}} + t_{\text{r}}$ 。

(2)关断过程包括反向阻断恢复时间和正向阻断恢复时间。反向阻断恢复时间 t_{rr} 是指从正向电流降为零到反向恢复电流衰减至接近于零,晶闸管恢复反向耐压能力所用的时间。正向阻断恢复时间 t_{gr} 是指从反向恢复电流衰减为零到晶闸管恢复正向阻断能力,门极恢复控制特性所需的时间。

反向恢复电流衰减为零后,晶闸管要恢复其对正向电压的阻断能力还需要一段时间,在正向电压的阻断能力恢复的时间内如果重新对晶闸管施加正向电压,晶闸管会再次正向导

通。实际应用中,应对晶闸管施加足够时间的反向电压,使晶闸管充分恢复其对正向电压的阻断能力后,电路才能可靠工作。

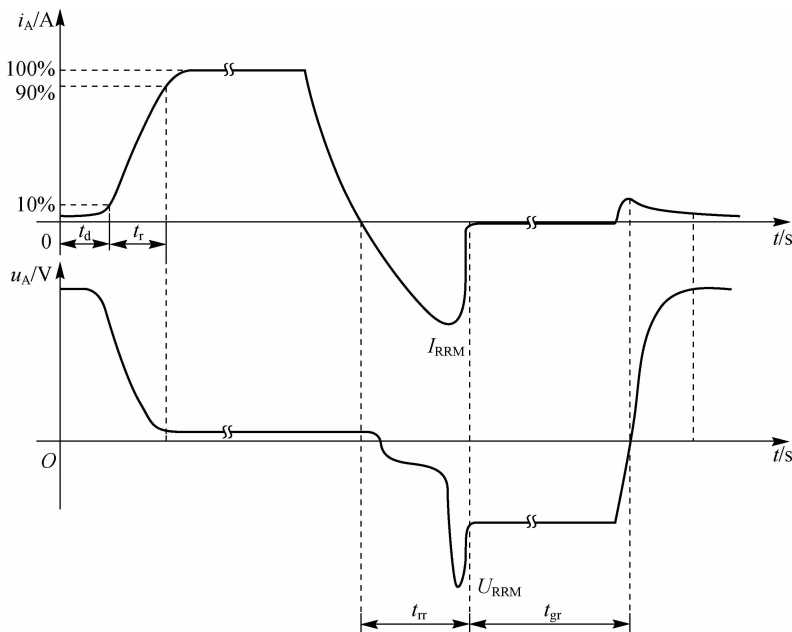


图 2-7 晶闸管开通和关断过程的波形

关断时间 t_q 是反向阻断恢复时间与正向阻断恢复时间之和,即 $t_q = t_{rr} + t_{gr}$ 。普通晶闸管的关断时间约为几百微秒,快速晶闸管的关断时间为几微秒到几十微秒。

6. 晶闸管的主要参数

晶闸管的主要参数包括电压定额、电流定额、动态参数和门极参数等。

1) 电压定额

电压定额包括正向重复峰值电压、反向重复峰值电压、通态(峰值)电压、额定电压和通态平均电压等。

(1) 正向重复峰值电压。正向重复峰值电压 U_{DRM} 是指在门极断开晶闸管结温为额定值时,允许重复加在晶闸管上的正向峰值电压。

(2) 反向重复峰值电压。反向重复峰值电压 U_{RRM} 是指在门极断开晶闸管结温为额定值时,允许重复加在晶闸管上的反向峰值电压。

(3) 通态(峰值)电压。通态(峰值)电压 U_{TM} 是指当晶闸管通以 π 倍的或某一规定倍数的额定通态平均电流时的瞬态峰值电压。从减小器件损耗和发热的角度,应选用 U_{TM} 较小的晶闸管。

(4) 额定电压。额定电压 U_{Tn} 是指取晶闸管的 U_{DRM} 和 U_{RRM} 中较小值,再取相应的标准电压等级中较小的电压值作为该晶闸管的额定电压。

选用时,额定电压要留有一定裕量,一般取额定电压为正常工作时晶闸管所承受通态电压 U_{TM} 的 2~3 倍,即 $U_{Tn} \geq (2 \sim 3)U_{TM}$,选取电压等级见表 2-1。

应注意选取晶闸管时要取标准等级中较大的,如在电路中承受的通态电压为 311 V,取 2~3 倍(即 622~933 V),则晶闸管的电压等级应选 8 级。



视频
晶闸管的检测

表 2-1 晶闸管的电压标准等级

单位:V

级 别	正反向重复峰值电压	级 别	正反向重复峰值电压	级 别	正反向重复峰值电压
1	100	8	800	20	2 000
2	200	9	900	22	2 200
3	300	10	1 000	24	2 400
4	400	12	1 200	26	2 600
5	500	14	1 400	28	2 800
6	600	16	1 600	30	3 000

(5)通态平均电压。通态平均电压 $U_{T(AV)}$ 是指晶闸管通以额定正向平均电流时,阳极、阴极间电压降的平均值。实际当流过晶闸管较大的恒定直流电流时,其通态平均电压比晶闸管出厂时定义的值要大,约为 1.5 V,见表 2-2。

表 2-2 晶闸管通态平均电压

单位:V

组 别	A	B	C	D	E
$U_{T(AV)}$	$U_{T(AV)} \leq 0.4$	$0.4 < U_{T(AV)} \leq 0.5$	$0.5 < U_{T(AV)} \leq 0.6$	$0.6 < U_{T(AV)} \leq 0.7$	$0.7 < U_{T(AV)} \leq 0.8$
组 别	F	G	H	I	
$U_{T(AV)}$	$0.8 < U_{T(AV)} \leq 0.9$	$0.9 < U_{T(AV)} \leq 1.0$	$1.0 < U_{T(AV)} \leq 1.1$	$1.1 < U_{T(AV)} \leq 1.2$	

2) 电流定额

电流定额包括正向重复峰值电流、反向重复峰值电流、通态平均电流、维持电流、擎住电流和浪涌电流等。

(1)正向重复峰值电流。正向重复峰值电流 I_{DRM} 是指晶闸管承受正向重复峰值电压 U_{DRM} 时的峰值电流。

(2)反向重复峰值电流。反向重复峰值电流 I_{RRM} 是指晶闸管承受反向重复峰值电压 U_{RRM} 时的峰值电流。

(3)通态平均电流。通态平均电流 $I_{T(AV)}$ 是指晶闸管在环境温度为 40 °C 和规定的冷却状态下,结温不超过额定结温且稳定时,允许流过晶闸管的最大工频正弦半波电流的平均值。

使用时应按实际电流与通态平均电流有效值相等的原则来选取晶闸管,应留一定的裕量,一般取 1.5~2 倍。

正弦半波电流平均值 I_{dT} 、电流有效值 I_T 和电流最大值 I_M 三者的关系为

$$I_{dT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_M \sin \omega t \, d(\omega t) = \frac{I_M}{\pi} \quad (2-6)$$

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_M \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = \frac{I_M}{2} \quad (2-7)$$

电路不同,负载不同,则流过晶闸管的电流波形不同,但都有平均值和有效值。为计算方便,把其电流有效值 I_T 与电流平均值 I_{dT} 之比,称为这个电流的波形系数,用 K_f 表示。因此,在正弦半波情况下电流波形系数为

$$K_f = \frac{I_T}{I_{dT}} = \frac{\pi}{2} = 1.57 \quad (2-8)$$

因此,晶闸管在流过任意波形电流并考虑了安全裕量情况下的通态平均电流 $I_{T(AV)}$ 的计算公式为



视频
晶闸管的选用

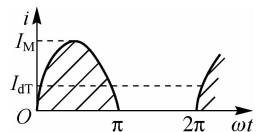
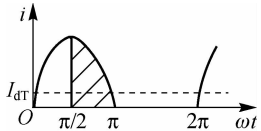
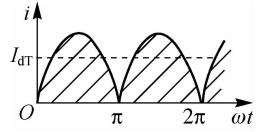
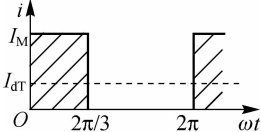
$$I_{T(AV)} = (1.5 \sim 2) \frac{I_{TM}}{1.57} \quad (2-9)$$

式中, I_{TM} 为晶闸管在电路中流过的最大电流有效值。

在使用中还应注意, 当晶闸管散热条件不满足规定要求时, 其通态平均电流应立即降低使用, 否则该晶闸管会由于结温超过允许值而损坏。

四种波形的 K_f 值与 100 A 晶闸管允许电流的平均值见表 2-3。

表 2-3 四种波形的 K_f 值与 100 A 晶闸管允许电流的平均值

波 形	平均值 I_{dT} 与有效值 I_T	波形系数 $K_f = \frac{I_T}{I_{dT}}$	允许电流平均值 $I_{dT} = \frac{1.57 I_{T(AV)}}{K_f}$
	$I_{dT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_M \sin \omega t \, d(\omega t) = \frac{I_M}{\pi}$ $I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_M \sin \omega t)^2 \, d(\omega t)} = \frac{I_M}{2}$	1.57	$I_{dT} = \frac{1.57 \times 100 \text{ A}}{1.57} = 100 \text{ A}$
	$I_{dT} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/2}^\pi I_M \sin \omega t \, d(\omega t) = \frac{I_M}{2\pi}$ $I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/2}^\pi (I_M \sin \omega t)^2 \, d(\omega t)} = \frac{I_M}{2\sqrt{2}}$	2.22	$I_{dT} = \frac{1.57 \times 100 \text{ A}}{2.22} = 70.7 \text{ A}$
	$I_{dT} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_M \sin \omega t \, d(\omega t) = \frac{2}{\pi} I_M$ $I_T = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (I_M \sin \omega t)^2 \, d(\omega t)} = \frac{I_M}{\sqrt{2}}$	1.11	$I_{dT} = \frac{1.57 \times 100 \text{ A}}{1.11} = 141.4 \text{ A}$
	$I_{dT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_M \, d(\omega t) = \frac{I_M}{3}$ $I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_M^2 \, d(\omega t)} = \frac{I_M}{\sqrt{3}}$	1.73	$I_{dT} = \frac{1.57 \times 100 \text{ A}}{1.73} = 90.8 \text{ A}$

(4) 维持电流。维持电流 I_H 是指在室温下门极断开时, 晶闸管从较大的通态电流降到刚好使其维持导通所必需的最小阳极电流。维持电流一般为几十到几百毫安, 且与结温有关, 结温越高, I_H 越小。

(5) 擎住电流。擎住电流 I_L 是指在晶闸管加上触发电压后, 当晶闸管从断态刚转入通态时就移除触发信号, 此时能维持晶闸管导通所需的最小阳极电流。对同一晶闸管来说, I_L 通常为 I_H 的 2~4 倍。

(6) 浪涌电流。浪涌电流 I_{TSM} 是指由于电路异常情况引起的, 并且结温超过额定结温的不重复性最大正向过载电流。浪涌电流是用来设计保护电路的。

3) 动态参数

动态参数包括断态电压临界上升率、通态电流临界上升率和额定结温。

(1) 断态电压临界上升率。断态电压临界上升率 du/dt 是指在额定结温和门极开路的情况下, 不导致晶闸管从断态到通态转换的外加阳极电压的最大上升率。在阻断的晶闸管两端施加的电压具有正向的上升率时, 相当于一个电容的 J_2 结会有充电电流流过, 此电流流经 J_3 结时, 起到类似门极触发电流的作用。如果电压上升率过大, 使充电电流足够大, 就会使晶闸管误导通。

(2)通态电流临界上升率。通态电流临界上升率 di/dt 是指在规定的条件下,晶闸管能承受而无害影响的最大通态电流上升率。如果电流上升太快,则晶闸管刚一开通,便会有很大的电流集中在门极附近的小区域内,从而造成局部过热而使晶闸管损坏。

(3)额定结温。额定结温 T_{JM} 是指晶闸管在正常工作时所允许的最高结温。在此温度下,一切有关的额定值和特性都能得到保证。

4)门极参数

门极参数包括门极触发电流和门极触发电压。

(1)门极触发电流。门极触发电流 I_{GT} 是指室温下,在晶闸管的阳极、阴极间加上 6 V 的正向电压,晶闸管由断态转为通态时所必需的最小门极电流。

(2)门极触发电压。门极触发电压 U_{GT} 是指产生门极触发电流 I_{GT} 所必需的最小门极电压。为了保证晶闸管的可靠导通,实际的触发电流常常比规定的触发电流大。

常用晶闸管的参数见表 2-4。

表 2-4 常用晶闸管的参数

型 号	通态 平均 电流 /A	通态 (峰值) 电压 /V	正/反向 重复峰值 电压/V	正/反向 重复峰值 电流/mA	门极触发 电压/V	门极触发 电流/mA	断态电压 临界上升率 /(V/ μ s)	推荐用 散热器	安装力 /kN	冷却方式
KP5	5	≤ 2.2	100~2 000	≤ 8	< 3	< 60		SZ14		自然冷却
KP10	10	≤ 2.2	100~2 000	≤ 10	< 3	< 100	250~800	SZ15		自然冷却
KP20	20	≤ 2.2	100~2 000	≤ 10	< 3	< 150		SZ16		自然冷却
KP30	30	≤ 2.4	100~2 400	≤ 20	< 3	< 200	50~1 000	SZ16		强迫风 冷、水冷
KP50	50	≤ 2.4	100~2 400	≤ 20	< 3	< 250		SL17		强迫风 冷、水冷
KP100	100	≤ 2.6	100~3 000	≤ 40	< 3.5	< 250		SL17		强迫风 冷、水冷
KP200	200	≤ 2.6	100~3 000	≤ 40	< 3.5	< 350		L18	11	强迫风 冷、水冷
KP300	300	≤ 2.6	100~3 000	≤ 50	< 3.5	< 350		L18B	15	强迫风 冷、水冷
KP500	500	≤ 2.6	100~3 000	≤ 60	< 4	< 350	100~1 000	SF15	19	强迫风 冷、水冷
KP800	800	≤ 2.6	100~3 000	≤ 80	< 4	< 350		SF16	24	强迫风 冷、水冷
KP1000	1 000		100~3 000					SS13		
KP1500	1 000	≤ 2.6	100~3 000	≤ 80	< 4	< 350		SF16	30	强迫风 冷、水冷
KP2000								SS13		
	1 500	≤ 2.6	100~3 000	≤ 80	< 4	< 350		SS14	43	强迫风 冷、水冷
	2 000	≤ 2.6	100~3 000	≤ 80	< 4	< 350		SS14	50	强迫风 冷、水冷

2.1.3 功率晶体管

功率晶体管(giant transistor, 简称为 GTR)也称为电力晶体管 PTR。它是一种具有发射极 E、基极 B 和集电极 C 的耐高电压、大电流的双极型晶体管(bipolar junction transistor, 简称为 BJT), 有 NPN 和 PNP 两种结构。它既有晶体管的固有特性, 又扩大了功率容量。它的缺点是耐冲击能力差, 易受二次击穿而损坏。

1. GTR 的结构和工作原理

GTR 的内部电流由电子和空穴两种载流子形成。为了提高 GTR 的耐压性, 一般采用 NPvN 三重扩散结构, 如图 2-8 所示。



视频
晶体管工作
原理

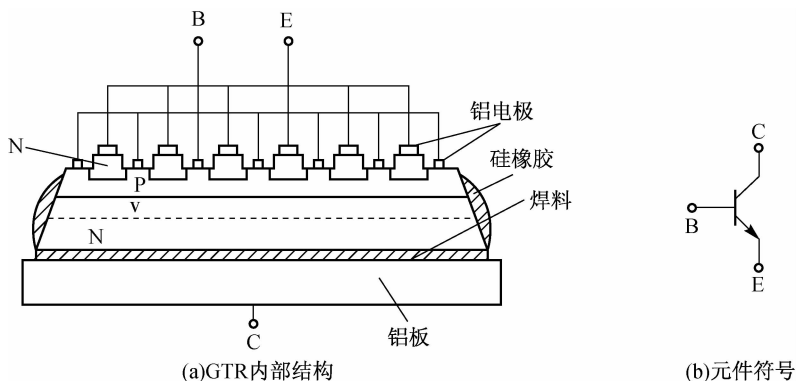


图 2-8 GTR 内部结构与元件符号

GTR 与普通双极型晶体管的基本工作原理是一样的。GTR 的主要特点是耐压高、电流大、开关特性好, 通常至少采用两个晶体管按达林顿接法组成的单元结构, 利用集成电路工艺将许多这种单元并联而成。

GTR 通常连接成共发射极电路, 其中, 集电极电流 I_C 与基极电流 I_B 之比为

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (2-10)$$

β 称为 GTR 的电流增益, 它反映了 GTR 的放大能力, 即基极电流对集电极电流的控制能力。当考虑到集电极和发射极间的漏电流 I_{CEO} 时, I_C 和 I_B 的关系为

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO} \quad (2-11)$$

产品说明书中通常给出直流电流增益 h_{FE} , 一般可认为 $\beta \approx h_{FE}$ 。

GTR 必须用基极连续的电流驱动信号才能维持在通态, 当移去这个信号时, GTR 便自动关断。

当 GTR 作为大功率开关管使用时, 在理想情况下, 不加 I_B 时晶体管关断, 可视为开路, 即 $I_C = 0$; I_B 加得足够大时, 由于 β 很大, 可认为 I_C 能达到外电路允许的数值, 可视为晶体管短路。在实际工作中晶体管从一种状态转换到另一种状态需要一定的切换时间, 当切换时间与工作时间相比可以忽略时, 晶体管的工作情况就接近于理想情况了。

2. GTR 的基本特性

GTR 的基本特性包括输出特性、动态特性、主要参数和安全工作区等。

1) GTR 的输出特性

采用共发射极接法时, GTR 的输出特性如图 2-9 所示。

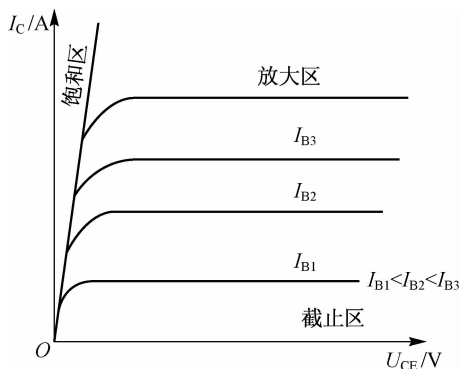


图 2-9 GTR 的输出特性

GTR 共发射极电路的输出特性代表了集电极电流 I_C 与集射极电压 U_{CE} 的关系, 其参变量为 I_B 。输出特性曲线的三个区域反映了 GTR 的三种工作状态, 即截止区、饱和区和放大区相应于晶体管工作在断态、通态和线性放大状态。

在 GTR 处于关断状态时, 基极电流 $I_B = 0$, 集电极发射极间电压即使再高, 发射结与集电结也均处于反向偏置, 即 $U_{BE} < 0$, 且 $U_{BC} < 0$ 。此时, 发射结不注入电子, 仅有很小的漏电流流过, 在特性上对应于截止区。其特征用漏电流 I_{CEO} 表示。

当发射结处于正向偏置而集电结仍为反向偏置时, 即 $U_{BE} > 0$, 且 $U_{BC} < 0$, 随着 I_B 增加, 集电极电流 I_C 线性增大, 晶体管呈放大状态, 特性上对应于线性放大区。

随着基极电流增大, 导致集电极电压下降, 电流增益 β 开始下降, 使特性曲线呈现出非线性关系。这时集电结仅有很低的反偏压, GTR 进入临界饱和区。

当基极电流 $I_B > (I_C / \beta)$ 时, 晶体管就充分饱和了, 这时发射结和集电结都是正向偏置, 即 $U_{BE} > 0$, 且 $U_{BC} > 0$ 。电流增益 β 和导通压降 U_{CE} 均达到最小值, 集电极电流被外电路制约在某一数值不再继续增加, GTR 进入饱和区。工作在饱和区, 相当于处于导通状态的开关。与一般开关不同的是, 它本身有一定的压降。这时集电极与发射极间电压用饱和压降 U_{CES} 表示。它直接影响晶体管功耗的大小, 是一个很重要的参数。

在截止区和饱和区之间过渡时, 要经过线性放大区, 这一状态的转换过程随负载阻抗不同而异。GTR 处于断态时只有很小的漏电流, 其处于通态时管压降很小, 因此, 这两种状态的损耗均很小, 而 GTR 处于放大状态时损耗却很大。所以在电力电子电路中用 GTR 作功率开关器件时开关状态的转换应尽可能高速进行, 并且尽可能避免工作在线性放大区, 因为那样会造成很大的损耗。

2) GTR 的动态特性

GTR 的动态特性与晶闸管类似, 但 GTR 作为高频开关使用, 经常处于开通和关断的动态过程中。因此, 对 GTR 的开关特性要重视, 如图 2-10 所示为 GTR 开通和关断过程中的电流波形。

(1) 开通过程。开通时间 t_{on} 等于延迟时间 t_d 与上升时间 t_r 两者之和。延迟时间 t_d 主要是由发射结势垒电容和集电结势垒电容充电产生的。增大 i_b 的幅值并增大 di_b/dt , 可缩短延迟时间 t_d 和上升时间 t_r , 从而加快开通过程。

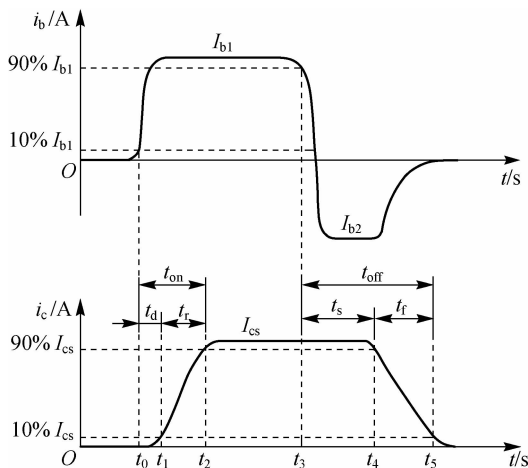


图 2-10 GTR 开通和关断过程中的电流波形

(2)关断过程。关断时间 t_{off} 等于储存时间 t_s 和下降时间 t_f 两者之和。储存时间 t_s 是用来除去饱和和导通时储存在基区的载流子的,它是关断时间 t_{off} 的主要部分。降低导通时的饱和深度从而减少储存的载流子,或者增大基极抽取负电流 I_{b2} 的幅值和负偏压,均可缩短储存时间 t_s ,从而加快关断速度。但是采用上述措施会使集电极和发射极间的饱和和导通压降 U_{CES} 增加,从而增大通态损耗。

3) GTR 的主要参数

GTR 的主要参数包括最高工作电压、集电极最大允许电流、集电极最大耗散功率以及最高工作结温。

(1)最高工作电压。GTR 上电压超过最高工作电压 U_{CEM} 时会发生击穿,击穿电压不仅和晶体管本身特性有关,还与外电路接法有关。 U_{CBO} 为发射极开路时,集电极和基极间的反向击穿电压; U_{CER} 为发射极和基极间接有电阻时,集电极和发射极间的击穿电压; U_{CES} 为发射极和基极短路时,集电极和发射极间的反向击穿电压; U_{CEX} 为发射结反向偏置时,集电极和发射极间的击穿电压; U_{CEO} 为基极开路时,集电极和发射极间的反向击穿电压。上述击穿电压间的关系是: $U_{CBO} > U_{CEX} > U_{CES} > U_{CER} > U_{CEO}$,实际使用时,为确保安全, U_{CEM} 要比 U_{CEO} 低得多。

(2)集电极最大允许电流。集电极最大允许电流 I_{CM} 通常规定为 β 下降到额定值的 $1/3 \sim 1/2$ 时所对应的集电极电流 I_C 。实际使用时要留有裕量,只能用到 I_{CM} 的一半或稍多一点。

(3)集电极最大耗散功率。集电极最大耗散功率 P_{CM} 是指最高工作温度下允许的耗散功率,它是 GTR 容量的重要标志。产品说明书中给出 P_{CM} 的同时给出壳温 T_C , T_C 间接表示了最高的工作温度。

(4)最高工作结温。最高工作结温 T_{JM} 是指晶体管能正常工作的最高允许结温。GTR 结温过高时,会导致热击穿而烧毁。

4) GTR 的安全工作区

GTR 在工作时受许多条件的限制,为保证 GTR 能安全可靠地运行,提出了安全工作区的概念,其内容如下:

(1)一次击穿。集电极电压升高至击穿电压时, i_C 迅速增大,出现雪崩击穿。只要 i_C 不

超过限度, GTR 一般不会损坏, 其工作特性也不会改变。

(2) 二次击穿。一次击穿发生后 i_C 增大到某个临界点时会突然急剧上升, 并伴随电压的陡然下降, 这样会立即导致 GTR 的永久损坏, 或工作特性明显衰变。

(3) 安全工作区。GTR 的安全工作区 (safe operating area, 简称为 SOA) 是指 GTR 能够安全可靠地工作, 并且有较大寿命的工作范围, 如图 2-11 所示。

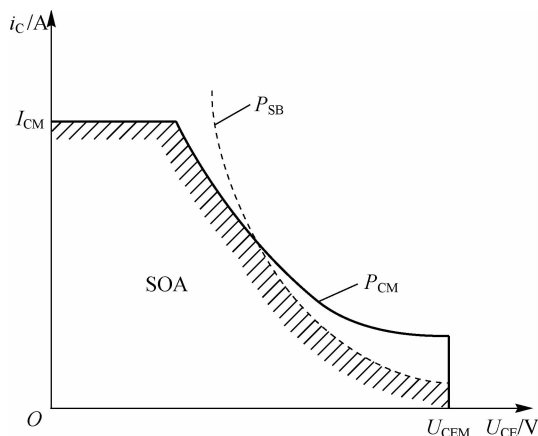


图 2-11 GTR 的安全工作区

在二次击穿现象发现之前, 人们认为安全使用范围是由最高工作电压 U_{CEM} 、集电极最大允许电流 I_{CM} 、集电极最大耗散功率 P_{CM} 以及环境和管壳温度等决定的。自二次击穿现象发现后, 人们认识到二次击穿特性对 GTR 应用性能的恶化和损坏有着重要的影响, 因此, GTR 工作的安全范围由图 2-11 中的四条曲线限定:

- ① 集电极最大允许电流 I_{CM} 由集电极允许承受的最大电流决定。
- ② 最高工作电压 U_{CEM} 由雪崩击穿决定。
- ③ 集电极最大耗散功率 P_{CM} 由热阻决定。
- ④ 二次击穿功耗临界线 P_{SB} 由二次击穿触发功率决定。

考虑二次击穿后, 安全工作区的范围与只考虑集电极最大允许电流 I_{CM} 、最高工作电压 U_{CEM} 、集电极最大耗散功率 P_{CM} 时的安全工作区相比变小了。

2.1.4 功率场效应晶体管

功率场效应晶体管 (power metal oxide semiconductor field effect transistor, 简称为功率 MOSFET) 是一种单极型电压控制器件。其特点是用栅极电压来控制漏极电流, 驱动电路简单, 所需驱动功率小, 开关速度快, 工作频率高, 热稳定性优于 GTR, 但电流容量小, 耐压低, 一般只适用于功率不超过 10 kW 的电力电子装置。

1. 功率 MOSFET 的种类、结构和工作原理

1) 功率 MOSFET 的种类

功率 MOSFET 按导电沟道可分为 N 沟道类型和 P 沟道类型。N 沟道中主要载流子是电子, P 沟道中主要载流子是空穴。另外, 还可把这两种沟道分为增强型和耗尽型。

功率 MOSFET 的漏极 D、栅极 G 和源极 S 分别类似于晶体管中的集电极、基极和发射极。几种常用的功率 MOSFET 的外形如图 2-12 所示。

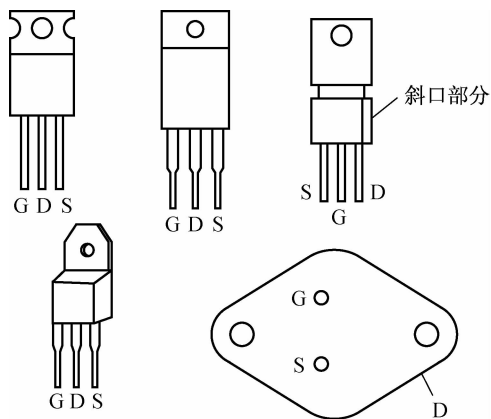


图 2-12 几种常用的功率 MOSFET 的外形

2) 功率 MOSFET 的结构

功率 MOSFET 导通时只有一种极性的载流子(多数载流子)参与导电,它是单极型晶体管,导电机理与小功率 MOS 管相同,但结构上有较大区别。小功率 MOS 管是横向导电器件;功率 MOSFET 大都采用垂直导电结构,所以又称为 VMOSFET。垂直导电结构大大提高了功率 MOSFET 的耐压和耐电流能力。

按垂直导电结构的差异,又分为利用 V 型槽实现垂直导电的 VVMOSFET 和具有垂直导电双扩散 MOS 结构的 VDMOSFET,这里主要以 VDMOSFET 为例进行讨论。功率 MOSFET 的结构和电气图形符号如图 2-13 所示。

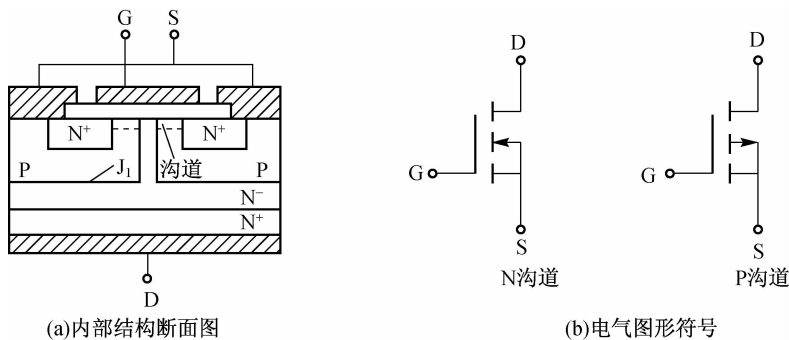


图 2-13 功率 MOSFET 的结构和电气图形符号

3) 功率 MOSFET 的工作原理

功率 MOSFET 利用栅源电压的大小来改变半导体表面感生电荷的多少,从而控制漏极电流的大小。其工作过程可分为:

(1)关断。在漏源极间加正电压(漏极为正,源极为负),且栅源电压 $U_{GS}=0$ 时,P 基区与 N 漂移区之间形成的 PN 结 J_1 反偏,漏源极之间无电流流过。

(2)导通。在栅源极间加正电压,即 $U_{GS}>0$ 。由于栅极是绝缘的,所以不会有栅极电流流过,但栅极的正电压会将其下面 P 区中的空穴推开,而将 P 区中的少数载流子——电子吸引到栅极下面的 P 区表面,当 U_{GS} 大于 U_T (开启电压或阈值电压)时,栅极下面的 P 区表面的电子浓度将超过空穴浓度,使原本空穴多的 P 型半导体反型成电子多的 N 型半导体而成

为反型层,该反型层形成电子浓度很高的导电沟道——N 沟道而使 PN 结 J_1 消失,漏极和源极导电。 U_{GS} 超过 U_T 越多,导电能力越强,漏极电流越大。

2. 功率 MOSFET 的基本特性

1) 功率 MOSFET 的静态特性

功率 MOSFET 的静态特性包括转移特性和输出特性,如图 2-14 所示。

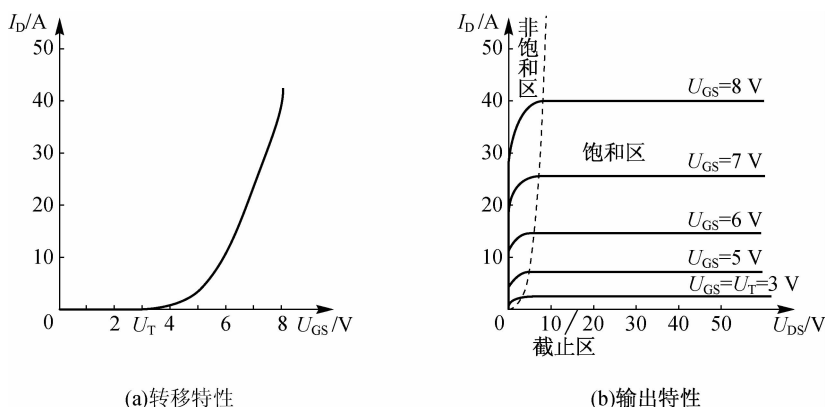


图 2-14 功率 MOSFET 的静态特性

(1) 功率 MOSFET 的转移特性。转移特性曲线反映了输入电压和输出电流的关系。从图 2-14(a) 中可知, I_D 较大时, I_D 与 U_{GS} 的关系近似线性, 曲线的斜率被定义为功率 MOSFET 的跨导, 即

$$g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}} \quad (2-12)$$

(2) 功率 MOSFET 的输出特性。图 2-14(b) 为功率 MOSFET 的漏极伏安特性, 即输出特性。从图中可以看出, 功率 MOSFET 有三个工作区:

① 截止区。 $U_{GS} \leq U_T$, 且 $I_D = 0$, 对应于 GTR 的截止区。

② 饱和区。 $U_{GS} > U_T$, 且 $U_{DS} \geq U_{GS} - U_T$, 当 U_{GS} 不变时, I_D 几乎不随 U_{DS} 的增加而增加, 近似为一常数, 故称为饱和区。这里的饱和区并不与 GTR 的饱和区对应, 而对应于 GTR 的放大区。当用作线性放大时, 功率 MOSFET 工作在该区。

③ 非饱和区。 $U_{GS} > U_T$, 且 $U_{DS} < U_{GS} - U_T$, 漏源电压 U_{DS} 和漏极电流 I_D 之比近似为常数。该区对应于 GTR 的饱和区。当作为开关应用而导通时功率 MOSFET 工作在该区。

功率 MOSFET 工作在开关状态, 即在截止区和非饱和区之间来回转换, 从图 2-13(a) 中功率 MOSFET 的结构可以看出其内部 N 区与 P 区相当于存在一个二极管, 即漏源极之间有寄生二极管, 在漏源极间加反向电压时器件导通, 所以在电力电子电路中当需要开关正向可控导通, 反向自然导电时, 可不必再在外部并联一个二极管。功率 MOSFET 的通态电阻具有正温度系数, 对其并联时的均流有利。

2) 功率 MOSFET 的动态特性

功率 MOSFET 开通、关断过程的波形如图 2-15 所示。

(1) 开通过程。开通过程包括延迟时间 $t_{d(on)}$ 和上升时间 t_r 。

① 延迟时间。延迟时间 $t_{d(on)}$ 是指信号源电压 u_p 从上升沿时刻到栅源电压 u_{GS} 等于开启电压 U_T 并开始出现漏极电流 i_D 时的时间段。



视频
MOSFET 的
开关时间



视频
MOSFET 栅
极驱动的振荡
现象

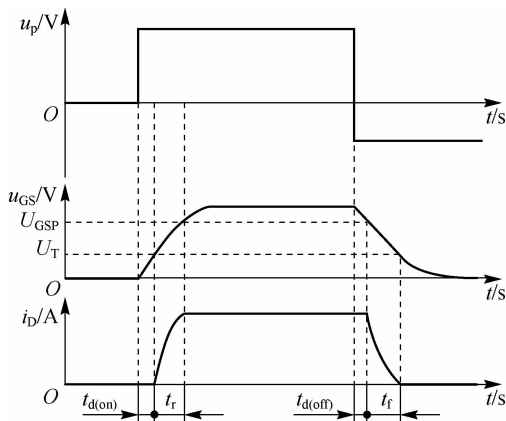


图 2-15 功率 MOSFET 的动态特性

②上升时间。上升时间 t_r 是指 u_{GS} 从 U_T 上升到非饱和区的栅压 U_{GSP} 时的时间段, 这时漏极电流 i_D 也达到稳态值。 i_D 稳态值由漏极电源电压 u_E 和漏极负载电阻决定, U_{GSP} 的大小和 i_D 的稳态值有关, 当 u_{GS} 达到 U_{GSP} 后, 在信号源电压 u_p 的作用下该电压继续升高直至达到稳态, 但 i_D 已不变。

开通时间 t_{on} 是延迟时间 $t_{d(on)}$ 与上升时间 t_r 之和, 即 $t_{on} = t_{d(on)} + t_r$ 。

(2)关断过程。关断过程包括延迟时间 $t_{d(off)}$ 和下降时间 t_f 。

①延迟时间。延迟时间 $t_{d(off)}$ 是指当信号源电压 u_p 下降到零时, 栅极输入电容上储存的电荷通过 R_S 和 R_G 放电, 使 u_{GS} 按指数曲线下降到 U_{GSP} 时的时间段。

②下降时间。下降时间 t_f 是指从 u_{GS} 下降到 U_{GSP} 后继续下降时起, i_D 开始减小, 到 $u_{GS} < U_T$, 且 i_D 下降到零时的时间段。

关断时间 t_{off} 是延迟时间 $t_{d(off)}$ 和下降时间 t_f 之和, 即 $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$ 。

(3)开关速度。功率 MOSFET 的开关速度和栅极输入电容 C_{in} 充放电有很大关系。使用者无法降低 C_{in} , 但可降低驱动电路内阻 R_S 以减小时间常数, 加快开关速度。功率 MOSFET 只靠多数载流子导电, 不存在少数载流子储存效应, 因而关断过程非常迅速, 开关时间在 $10 \sim 100$ ns 之间, 工作频率可达 100 kHz 以上。因此, 功率 MOSFET 是在电力电子器件中工作频率最高的场控器件, 其在静态时几乎不需要输入电流, 但在开关过程中需对输入电容充放电, 因此, 它仍需一定的驱动功率。开关频率越高, 其所需要的驱动功率越大。

3. 功率 MOSFET 的主要参数

功率 MOSFET 的主要参数包括漏极电压 U_{DS} , 漏极直流电流 I_D 、漏极脉冲电流幅值 I_{DM} 和栅源电压 U_{GS} 等。

1) 漏极电压

漏极电压 U_{DS} 表征了功率 MOSFET 的最高工作电压, 是标称器件电压定额的参数, 选用时必须留有较大安全裕量。

2) 漏极直流电流

漏极直流电流 I_D 是指流过漏极的最大连续电流, 就是功率 MOSFET 的额定电流。



视频
MOSFET 的
主要参数

3) 漏极脉冲电流幅值

漏极脉冲电流幅值 I_{DM} 是指流过漏极的最大脉冲电流。

4) 栅源电压

栅源电压 U_{GS} 是指功率 MOSFET 的栅源之间能承受的最高电压,它是为了防止栅源电压过高而导致栅源之间的绝缘层击穿而设的。栅源之间的绝缘层很薄,承受电压很低,一般不得超过 20 V,否则将导致绝缘层击穿而损坏,使用时应加以注意。

5) 极间电容

功率 MOSFET 的三个电极之间分别存在极间电容 C_{GS} 、 C_{GD} 和 C_{DS} ,厂家一般提供的参数是漏源极短路时的输入电容 C_{iss} 、反向转移电容 C_{rss} 和共源极输出电容 C_{oss} ,它们与极间电容之间的关系为

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (2-13)$$

$$C_{rss} = C_{GD} \quad (2-14)$$

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (2-15)$$

输入电容可近似用 C_{iss} 代替,这些电容都是非线性的。

2.1.5 绝缘栅双极晶体管

绝缘栅双极晶体管 (insulated-gate bipolar transistor, 简称为 IGBT) 结合了 GTR 与功率 MOSFET 两者的优点,既具有输入通态电压低、耐压高、承受电流大、驱动功率小的优点,又具有输入阻抗高、速度快、热稳定性好和驱动电路简单的优点。

1. IGBT 的结构

IGBT 是三端器件,它的三个极分别为栅极 G、集电极 C 和发射极 E,如图 2-16 所示为 IGBT 的结构。IGBT 是多元集成结构,每个 IGBT 的简化等效电路和电气图形符号如图 2-17 所示。简化等效电路表明,IGBT 是 GTR 与功率 MOSFET 组成的达林顿结构,一个由功率 MOSFET 驱动的厚基区 PNP 复合管,其中 R_N 为晶体管基区内的调制电阻。

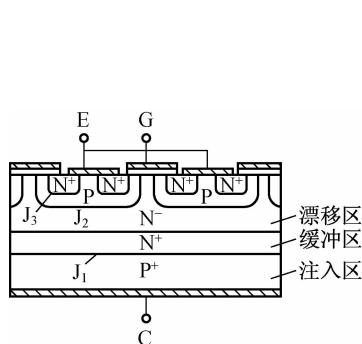


图 2-16 IGBT 的结构

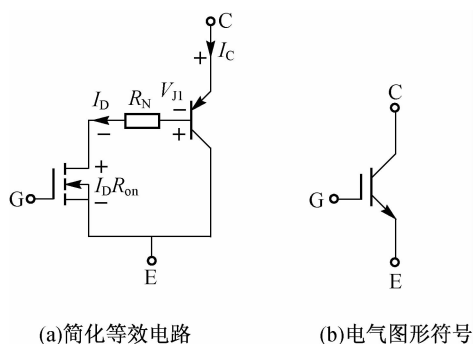


图 2-17 IGBT 的简化等效电路和电气图形符号

2. IGBT 的工作原理

IGBT 的工作原理与功率 MOSFET 基本相同,也是场控器件,其开通、关断由栅射极电压 U_{GE} 决定。其具体工作过程如下:

(1) 导通过程。 U_{GE} 大于开启电压 $U_{GE(th)}$ 时,功率 MOSFET 内形成沟道,为 PNP 晶体管提供基极电流,IGBT 导通。此时,由于电导调制效应使电阻 R_N 减小,使耐压高的 IGBT 也

有低的通态压降。

(2)关断过程。当栅射极间施加反向电压或不加电压时,功率 MOSFET 内的沟道消失,PNP 晶体管的基极电流被切断,IGBT 关断。

2.1.6 门极可关断晶闸管

门极可关断晶闸管(gate-turn-off thyristor,简称为 GTO)与普通晶闸管一样,也是 PNP 四层三端半导体结构,引出电极包括阳极 A、阴极 K 和门极 G。和普通晶闸管不同的是 GTO 是一种多元的功率集成器件,内部包含数十个乃至数百个共阳极的小 GTO 元,这些 GTO 元的阴极和门极在器件内部并联在一起,而且每个 GTO 元的阴极与门极距离很短,减小了横向电阻,因此,可以从门极迅速抽取电流而使其关断。如图 2-18 所示为 GTO 的内部结构和电气图形符号。

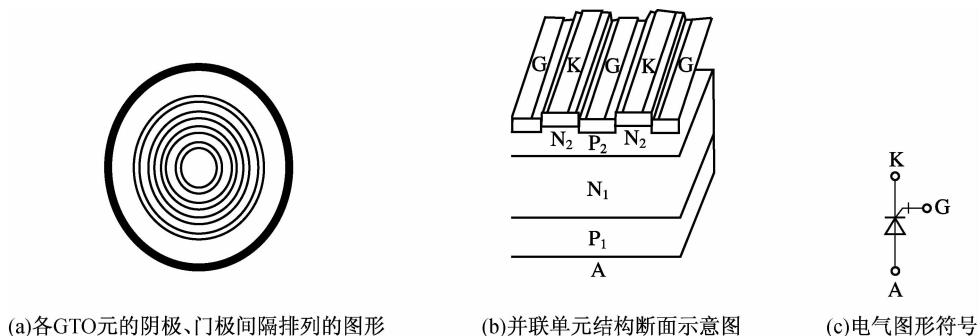


图 2-18 GTO 的内部结构和电气图形符号

GTO 克服了普通晶闸管需要体积庞大的换相电路、波形失真以及效率较低的缺点,同时又保留了普通晶闸管耐压高、通流能力大的优点,是理想的高电压、大电流的开关器件。

GTO 的主要特点是既可用正向门极触发信号使其触发导通,又可通过施加负向门极触发信号使其关断,即 GTO 是一个可控关断的全控型器件。

GTO 的触发导通工作原理与普通晶闸管一样,在阳极施加正向电压,门极施加正向触发脉冲信号后,其内部发生正反馈而导通。但 GTO 的关断原理与普通晶闸管完全不同。

如图 2-19 所示为 GTO 元的等效电路。当门极加上负向触发信号时, $P_1N_1P_2$ (晶体管 V1)的集电极电流 I_{C1} 被抽取,形成负向门极电流 I_G 。由于 I_{C1} 的抽取使 $N_1P_2N_2$ (晶体管 V2)的基极电流减小,从而使其集电极电流 I_{C2} 减小,进而引起 I_{C1} 的进一步减小,形成一个正反馈的过程,使 GTO 的阳极电流迅速减小到小于其维持电流,导致 GTO 关断。

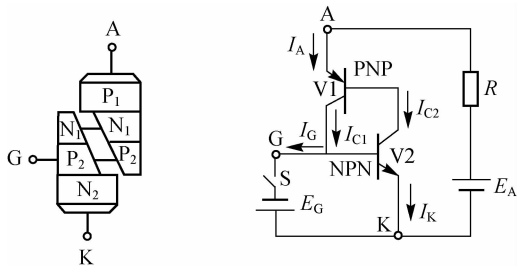


图 2-19 GTO 元的等效电路

GTO 可以通过抽取电流使其关断,而普通晶闸管不能采取这种方式关断的原因有:

(1)导通时 GTO 的 $\alpha_1 + \alpha_2$ 接近于 1,饱和不深,接近临界饱和,可用门极控制关断,但管压降增大。而导通时普通晶闸管的 $\alpha_1 + \alpha_2$ 比 1 大得多,处于深度饱和状态,使用施加负向触发信号抽取电流的方式不可能使其关断。

(2)设计时 V2 管的 α_2 较大,使晶体管 V2 控制灵敏,GTO 易于关断。

(3)多元集成结构使 GTO 元阴极面积很小,门极和阴极间距大为缩短,使得 P_2 基区横向电阻很小,能从门极抽取较大电流,使 GTO 易于关断。

2.1.7 集成门极换流晶闸管

集成门极换流晶闸管(integrated gate commutated thyristor,简称为 IGCT)结合了 IGBT 与 GTO 的优点,容量与 GTO 相当,而开关速度比 GTO 快 10 倍,且省去了 GTO 庞大而复杂的缓冲电路,只不过所需的驱动功率仍很大。

IGCT 的特点是将门极驱动电路与门极换流晶闸管 GCT 集成于一个整体。它的特点有:

(1)高速、低功耗,具有较强的关断能力。IGCT 和 GTO 相比,开关速度比 GTO 高 10 倍;IGCT 的关断时间减少了 30%,功耗降低了 40%;IGCT 不需要吸收电路,可以像晶闸管一样导通,像 IGBT 一样关断,并且具有最低的功率损耗,可以取消浪涌电路。

(2)控制方便。IGCT 在使用时只需将它连接到一个 20 V 的电源和一根光纤上就可以控制它的开通和关断。

(3)芯片薄。IGCT 芯片可以比 GTO 芯片薄,薄得如同二极管的 PN 结,因此,可与反并联的续流二极管集成在一个芯片上。

(4)可在高频率下运行。IGCT 可以在以往大功率半导体器件所无法满足的高频率下运行,是一种高耐压、高速的大电流器件。目前 IGCT 的最高阻断电压为 6 kV,工作电流为 4 kA。

2.1.8 MOS 控制晶闸管

MOS 控制晶闸管(MOS controlled thyristor,简称为 MCT)是将功率 MOSFET 与晶闸管复合而得到的器件,即在晶闸管结构中集成了一对功率 MOSFET 开关,通过这一对功率 MOSFET 来控制晶闸管的开通和关断。MCT 把功率 MOSFET 的高输入阻抗、低驱动功率、快速的开关过程与晶闸管的高电压大电流、低导通压降的特点相结合,构成了大功率、快速的全控型电力电子器件。

1. MCT 的结构

MCT 的结构如图 2-20 所示,它是采用集成电路工艺制成的。一个 MCT 器件由数以万计的 MCT 元组成,每个 MCT 元由一个 PNP 晶闸管、一个控制该晶闸管开通的功率 MOSFET 和一个控制该晶闸管关断的功率 MOSFET 组成。MCT 是在 PNP 四层晶闸管结构中集成了一对功率 MOSFET 开关,通过功率 MOSFET 来控制晶闸管的导通和关断。

如图 2-21 所示为 MCT 的等效电路和电气图形符号,其中 T1 和 T2 为构成晶闸管的两个晶体管。

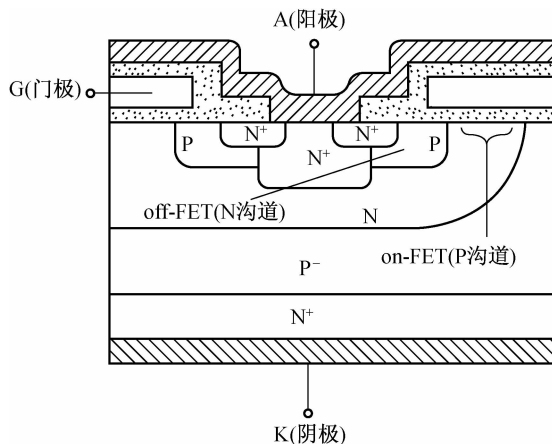


图 2-20 MCT 的结构

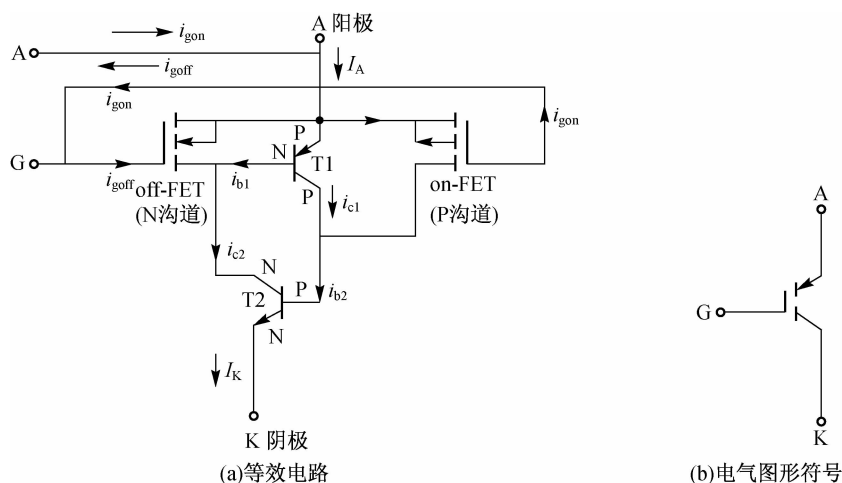


图 2-21 MCT 的等效电路和电气图形符号

2. MCT 的工作原理

在图 2-21(a)中,当正电压加在 MCT 的阳极 A 和阴极 K 之间时,若门极 G 相对阳极 A 加负脉冲电压驱动信号, $u_{AG} > 0$, 则 i_{gon} 向 P 沟道 MOS 管提供驱动信号,使 P 沟道的 on-FET 导通为 T2 提供基极电流,从而引发 T1 和 T2 内部的正反馈机制: u_{AG} 使 $i_{b2} \uparrow \rightarrow i_{c2} \uparrow \rightarrow I_K \approx I_A \uparrow \rightarrow i_{b1} \uparrow \rightarrow i_{c1} \uparrow \rightarrow i_{b2} \uparrow$ 。随着 I_A 的增大, T1 和 T2 的电流分配系数 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$, 最终导致 MCT 从断态转入通态。MCT 中晶闸管部分一旦导通,其通道电阻(T1 的等效电阻)要比 on-FET 的导通电阻小得多,因此,主电流由 T1 和 T2 承担, on-FET 只起最初引发晶闸管电流正反馈机制的作用。一旦晶闸管导通后,撤除 on-FET 的外加门极控制电压 u_{AG} , MCT 仍继续导通。

若门极 G 相对于阳极 A 加正脉冲电压驱动信号, $u_{AG} < 0$, 则 i_{goff} 向 N 沟道 MOS 管提供驱动信号,使 N 沟道的 off-FET 导通, off-FET 导通后其端电压变小,使 T1 基极电流减小,从而引发 T1 和 T2 内部正反馈机制: $i_{b1} \downarrow \rightarrow i_{c1} \downarrow \rightarrow i_{b2} \downarrow \rightarrow I_K \approx I_A \downarrow \rightarrow i_{c2} \downarrow \rightarrow i_{b1} \downarrow$ 。随着 I_A 、 i_{c1} 和 i_{c2} 的不断减小, T1 和 T2 的电流分配系数 α_1 和 α_2 越来越小,最终导致 MCT 从通态转入断态。

由上述分析可知,MCT 是通过激发 P 沟道的 MOS 管 on-FET 来开通晶闸管,通过激发 N 沟道的 MOS 管 off-FET 来关断晶闸管,这种 MCT 被称为 P-MCT。一般 $-15\sim-5\text{ V}$ 的脉冲电压 u_{AG} 就可使 P-MCT 开通, $+10\text{ V}$ 的脉冲电压 u_{AG} 就可使其关断。MCT 的静态特性与晶闸管一样,但它是一种新型的场控器件,其触发驱动电路要比 GTO 简单得多。此外,MCT 具有通态压降低(与晶闸管相同,比 GTR、IGBT 小),开关速度比 GTO 快(比 IGBT 慢),且结温可高达 $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的优点。但是,这种器件在 20 世纪 80 年代末出现后,由于其结构和制造工艺都比较复杂,成品率不高,其特性的改善在过去十多年的研制中困难很大,进展缓慢,现在还难于做到 $4\,500\text{ V}$ 、 $2\,500\text{ A}$ 的水平。

2.1.9 功率集成电路

将多个器件封装在一个模块中,称为功率模块。功率集成电路(power integrated circuits,简称为 PIC)是指将输出的功率器件及其驱动电路、保护电路和接口电路等外围电路集成在一个或几个芯片上。PIC 是电力半导体技术与微电子技术结合的产物,实现了电能和信息的集成,成为机电一体化的理想接口。

应用 PIC 技术可缩小装置体积、降低成本、提高可靠性。对工作频率高的电路,可大大地减小电路的电感,从而简化对保护电路和缓冲电路的要求。PIC 的功率必须大于 1 W (或 2 W)。

如图 2-22 所示为 PIC 的典型构成框图。其核心部分是处理大电流和高电压的功率器件模块。PIC 的智能化是指其控制功能,接口功能以及对故障的诊断、处理和自保护功能。由于功率集成电路都是包含在单一的封装中,因此,它具有体积小、可靠性高、使用方便等优点。

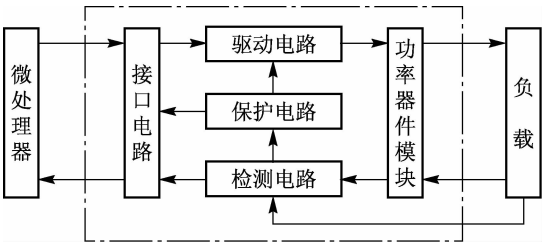


图 2-22 PIC 的典型构成框图

1. PIC 的分类与应用

PIC 包括高压功率集成电路 HVPIC 和智能功率集成电路 SPIC。

HVPIC 是指由一个(或几个)横向高压器件与低压模拟/逻辑电路集成的单片集成电路。其电压高而工作电流小,功率器件是横向结构的,电流容量较低,常用于平板显示驱动、电话交换机用户电路和小型电动机驱动等需要电压较高的场合。

SPIC 是指由一个(或几个)纵向功率器件与控制/保护电路集成的单片集成电路,也就是具有功率控制、信号处理和自保护功能的单片集成电路。SPIC 在军事、汽车电子、电动机控制、开关电源、办公自动化设备等领域都有广泛的应用。

PIC 的应用范围如图 2-23 所示。

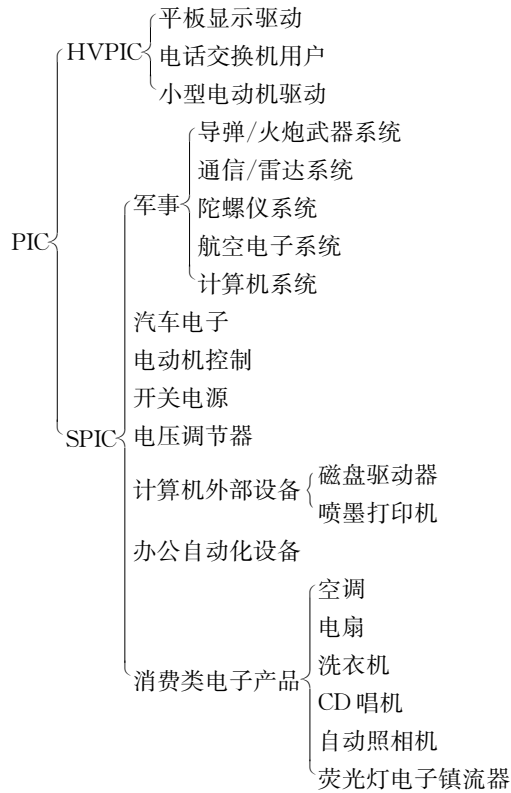


图 2-23 PIC 的应用范围

2. SPIC 的基本功能

功率控制功能、传感与保护功能、接口功能是 SPIC 的三个基本功能。SPIC 的构成框图如图 2-24 所示。

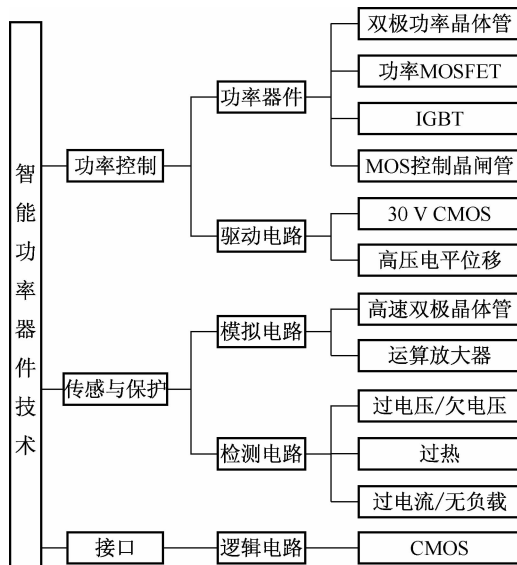


图 2-24 SPIC 的构成框图

SPIC 的功率控制部分具有处理高电压、大电流的能力。其驱动电路一般被设计成能在直流 30 V 下工作,这样才能对 MOS 器件的栅极提供足够的电压,且必须能使控制信号传递

到高压侧。

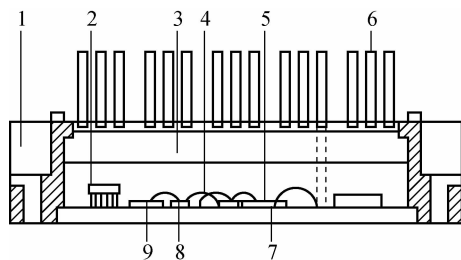
SPIC 的保护电路一般是通过含有高频双极型晶体管的反馈电路来完成的。由于在发生故障期间系统电流以很快的速度增加,所以反馈环路的响应时间对于良好的关断是很关键的,因此,这一部分需要由高性能模拟电路来实现。

SPIC 的接口功能是通过能完成编码和译码操作的逻辑电路来实现的。芯片不仅需要微处理器发送的信号作出反应,而且还应能够传送与工作状态或负载监测有关的信息,如过热、无负载或短路等。

2.1.10 智能功率模块

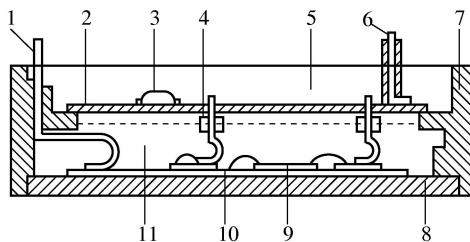
随着 IGBT 的工作频率在 20 kHz 的硬开关及更高的软开关中应用,IGBT 逐渐取代了功率 MOSFET 和 GTR。IGBT 的发展使其外围电路内置的一体化功率模块脱颖而出,即智能功率模块。智能功率模块(intelligent power module,简称为 IPM)是 SPIC 的一种类型,它由高速低功耗的管芯,优化的门极驱动电路以及快速保护电路构成。它不仅把功率开关器件和栅极驱动电路集成在一起,而且还内置有过电压、过电流、过热、欠压等故障检测电路,可将检测信号送到 CPU 或 DSP 作中断处理,即使发生负载事故或使用不当,也可以保证 IPM 自身不受损坏。通常 IPM 采用高速度、低功耗的 IGBT 作为功率开关器件,并封装电流传感器及驱动电路的集成结构。IPM 以其高可靠性、使用方便等优点占有越来越大的市场份额,尤其适合制作驱动电动机的变频器。其现已被用于无噪声逆变器、低噪声 UPS 系统和伺服控制器等设备上。

IPM 有两种类型,如图 2-25 所示。一种是小功率 IPM,其采用的是一种基于多层环氧树脂黏合的绝缘技术,见图 2-25(a);另一种是大功率 IPM,其采用的是陶瓷绝缘和铜箔直接铸接工艺,见图 2-25(b)。



(a)小功率IPM

1—封装盒; 2—集成电路; 3—环氧树脂; 4—焊线; 5—硅胶; 6—输入信号端子;
7—多层基板; 8—FWD 芯片; 9—IGBT 芯片



(b)大功率IPM

1—电源端子; 2—采用特殊防护层的多层结构; 3—集成电路; 4—内连线; 5—环氧树脂;
6—信号端子; 7—密封盒; 8—基板; 9—IGBT 芯片; 10—陶瓷基板; 11—硅胶

图 2-25 IPM 的两种类型

IPM 的四种电路包括单管封装 H 型、双管封装 D 型、六合一封装 C 型和七合一封装 R 型,如图 2-26 所示。

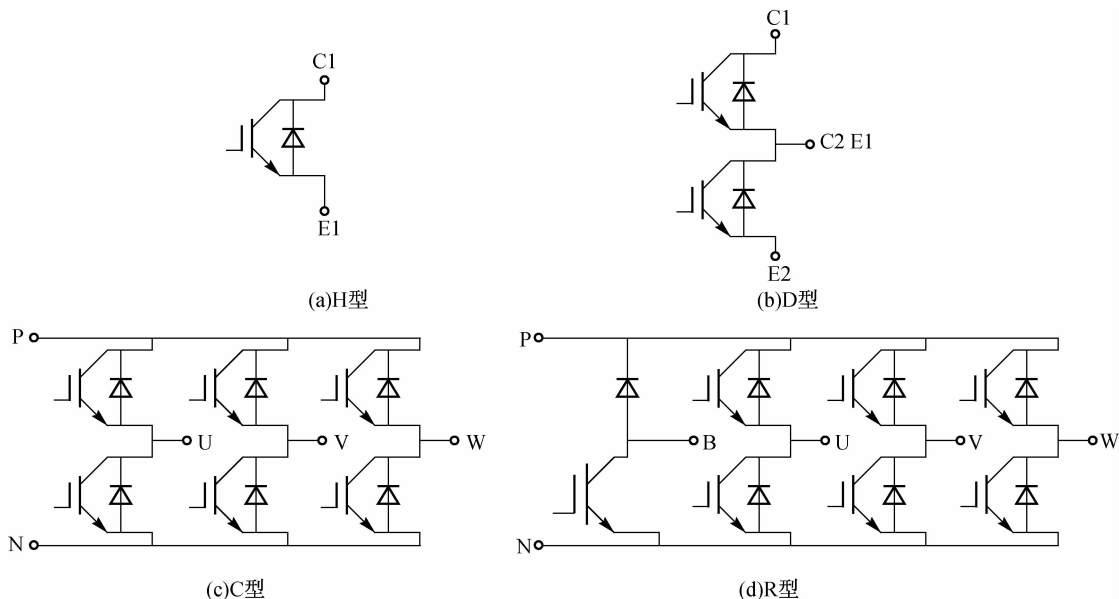


图 2-26 IPM 的四种电路形式

1. IPM 的优点

IPM 的优点有以下几个方面:

- (1) 开关速度快。IPM 内的 IGBT 芯片都选用高速型,而且驱动电路紧靠 IGBT 芯片,驱动延时小。
- (2) 低功耗。IPM 内部的 IGBT 导通压降低,开关速度快。
- (3) 快速的过流保护。IPM 实时检测 IGBT 电流,当发生严重过载或直接短路时,IGBT 将被软关断,同时送出一个故障信号。
- (4) 过热保护。在靠近 IGBT 的绝缘基板上安装了一个温度传感器,当基板过热时,IPM 内部控制电路将截止栅极驱动,不响应输入控制信号。
- (5) 桥臂对管互锁。在串联的桥臂上,上下桥臂的驱动信号互锁,有效防止上下桥臂同时导通。
- (6) 抗干扰能力强。优化的门极驱动与 IGBT 集成,布局合理,无外部驱动线。
- (7) 驱动电源欠压保护。当驱动控制电源低于一定值(一般为 15 V)时,就会造成驱动能力不够,增加导通损坏。IPM 自动检测驱动控制电源,当低于一定值且超过 10 μs 时,将截止驱动信号。
- (8) IPM 内藏相关的外围电路。简化了开发步骤,缩短了上市时间。
- (9) 无须对功率开关器件采取防静电措施。
- (10) 减少了元器件数量,缩小了体积。
- (11) 采用了专用 IC 对门极进行控制、保护,不需要考虑短路及开关浪涌电压带来的裕量问题,实现了真正的高性能化。

2. IPM 的保护功能

IPM 中的每一个 IGBT 都设置有各自独立的驱动电路和多种保护,能够实现过电流、过电压、欠电压以及过热保护等功能。如果过电流保护、短路保护、过热保护和控制电源欠电压保护电路动作时间持续 1 ms 以上,IGBT 就关断并输出一个故障信号 F_O ,并使内部的 1.5 k Ω 电阻接通保护 IPM。只要保护电路动作,即使有控制输入信号,IPM 的输入信号也被禁止,同时向 CPU 反馈输出故障信号,需重新复位 IPM 才能工作。

IPM 的保护功能包括控制电源欠电压保护、过电流保护、短路保护、过热保护等。

1) 控制电源欠电压保护

控制电源欠电压保护 UV 用于监测控制电源电压。欠电压时间超过 $t_{d(uv)}$ 时,IPM 就封锁输入信号,对 IGBT 进行软关断,并输出故障信号 F_O 。如果毛刺干扰时间小于规定的 $t_{d(uv)}$,则不会出现保护动作。当 UV 信号达到允许值时,IPM 就会停止输出故障信号 F_O ,重新接受输入控制信号。

2) 过电流保护

过电流保护 OC 是指由内藏的电流传感器检测各桥臂电流,如果 IGBT 的电流超过某一数值且时间大于 $t_{off(OC)}$ (典型值为 10 μ s),IGBT 被软关断,同时输出故障信号 F_O 。超过该数值但时间小于 $t_{off(OC)}$ 的电流并无大碍,故 IPM 不会出现保护动作。在故障信号 F_O 停止输出后,当输入信号由低变高时,IGBT 才能重新导通。

3) 短路保护

短路保护 SC 是指由内藏的电流传感器检测各桥臂电流,当电流超过 SC 电平时,IPM 就输出故障信号 F_O ,并封锁输入信号关断 IGBT。这个过程与过电流保护 OC 相同。有无短路保护时的电流、电压波形如图 2-27 所示。

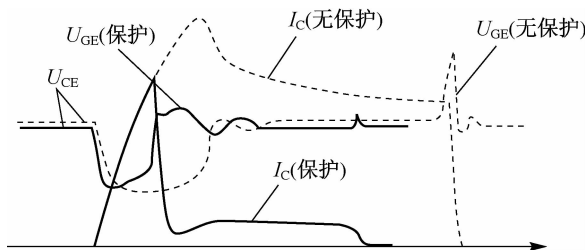


图 2-27 有无短路保护时的电流、电压波形

4) 过热保护

过热保护 OT 用于监测 IPM 基板的温度。当出现过热时 IPM 就会输出故障信号 F_O ,并封锁输入信号,对 IGBT 进行软关断控制,温度下降到基板允许温度后,IPM 就停止输出故障信号 F_O ,重新接受输入控制信号。

3. IPM 的选用

为了选用合适的 IPM 用于变频器,首先要根据 IPM 的过电流动作数值来确定峰值电流 I_C ;其次要采用适当的热设计,以保证结温峰值永远小于最大结温额定值 150 $^{\circ}$ C,使基板的温度保持低于过热动作数值;最后再参考该元件型号、过电流保护 OC 动作数值来选用。电动机的峰值电流 I_C 应根据电动机的额定功率、变频器和电动机工作的效率、功率因数、最大过载因数和电流脉动因数而设定。电动机的峰值电流 I_C 的计算公式为

$$I_c = \frac{\sqrt{2}K_1K_2P}{\sqrt{3}U_c\eta\cos\varphi} \quad (2-16)$$

式中, P 为电动机的额定功率(W); K_1 为变频器最大过载因数; K_2 为电流脉动因数; η 为变频器的工作效率; $\cos\varphi$ 为功率因数; U_c 为线电压(V)。

由计算得出的 I_c 值选择合适的 IPM 见表 2-5。

表 2-5 220 V 电动机变频用 IPM 的参数表

电动机的额定功率/kW	I_c/A	可用的 IPM	最小过电流动作值/A
0.4	6.4	10 A, 600 V, 六合一	12
0.75	10.7	15 A, 600 V, 六合一	18
1.5	17	20 A, 600 V, 六合一	28
2.2	23.3	30 A, 600 V, 六合一	39
3.7	36	50 A, 600 V, 七合一	65
5.5	51	75 A, 600 V, 七合一	115
7.5	70	75 A, 600 V, 七合一	115
11	98	100 A, 600 V, 七合一	158
15	129	150 A, 600 V, 七合一	210
18.5	161	150 A, 600 V, 七合一	210
22	191	200 A, 600 V, 六合一	310
30	244	300 A, 600 V, 双单元 3 个	390
37	308	400 A, 600 V, 双单元 3 个	500
45	371	400 A, 600 V, 双单元 3 个	500
55	456	600 A, 600 V, 双单元 3 个	740

2.2 电力电子器件的触发与驱动电路

2.2.1 对触发电路的要求

晶闸管的触发信号可以用交流正半周的一部分,也可用直流,还可用短暂的正脉冲。为了减少门极损耗,确保触发时刻的准确性,触发信号常采用脉冲形式。晶闸管对触发电路的基本要求有下列四个方面。

1. 触发信号要有足够的功率

为使晶闸管可靠触发,触发电路提供的触发电压和触发电流必须大于晶闸管产品参数提供的门极触发电压与触发电流值,即必须保证晶闸管具有足够的触发功率。例如, KP50 型晶闸管要求触发电压不小于 3 V,触发电流不小于 100 mA; KP200 型晶闸管要求触发电压不小于 3.5 V,触发电流不小于 200 mA。但触发信号不许超过规定的门极最大允许峰值电压与峰值电流,以防损坏晶闸管的门极。在触发信号为脉冲形式时,只要触发功率不超过

规定值,允许触发电压或触发电流的幅值在短时间内超过铭牌规定值。

2. 触发脉冲必须与主回路电源电压保持同步

为了保证电路的品质及可靠性,要求晶闸管在每个周期都在相同的相位上触发。因此,晶闸管的触发电压必须与其主回路的电源电压保持某种固定的相位关系,即实现同步。实现同步的办法通常是选择触发电路的同步电压,并使其与晶闸管主回路电源电压之间满足一定的相位关系。

3. 触发脉冲要有一定的宽度,前沿要陡

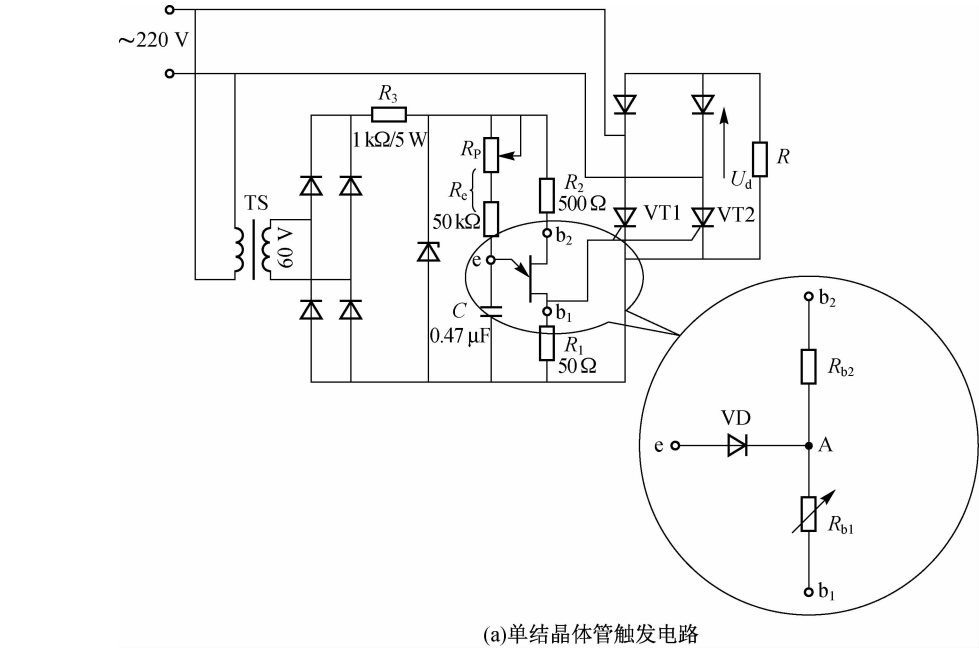
为使被触发的晶闸管能保持导通状态,晶闸管的阳极电流在触发脉冲消失前必须达到擎住电流,因此,要求触发脉冲应具有一定的宽度,不能过窄。特别是当负载为电感性负载时,因其电流不能突变,更需要较宽的触发脉冲才可使晶闸管可靠导通。例如,在单相全控桥式整流电路中,当负载为电阻性时脉宽应大于 $10\ \mu\text{s}$,当负载为电感性时则脉宽应大于 $100\ \mu\text{s}$;在三相全控桥式整流电路中,采用单脉冲触发时脉宽应大于 60° (通常取 90°),而采用双脉冲触发时脉宽为 10° 左右即可。此外,很多晶闸管电路还要求触发脉冲具有陡的前沿,以实现精确的触发导通控制。

4. 触发脉冲的移相范围应能满足主电路的移相要求

触发脉冲的移相范围与主电路的形式、负载性质及变流装置的用途有关。例如,单相全控桥式整流电路电阻性负载要求触发脉冲移相范围为 $0^\circ\sim 180^\circ$,而电感性负载(不续流管时)要求移相范围为 $0^\circ\sim 90^\circ$;三相半波整流电路电阻性负载要求移相范围为 $0^\circ\sim 150^\circ$,而三相全控桥式整流电路电阻性负载要求移相范围为 $0^\circ\sim 120^\circ$ 。

2.2.2 单结晶体管触发电路

单结晶体管触发电路及波形如图 2-28 所示。



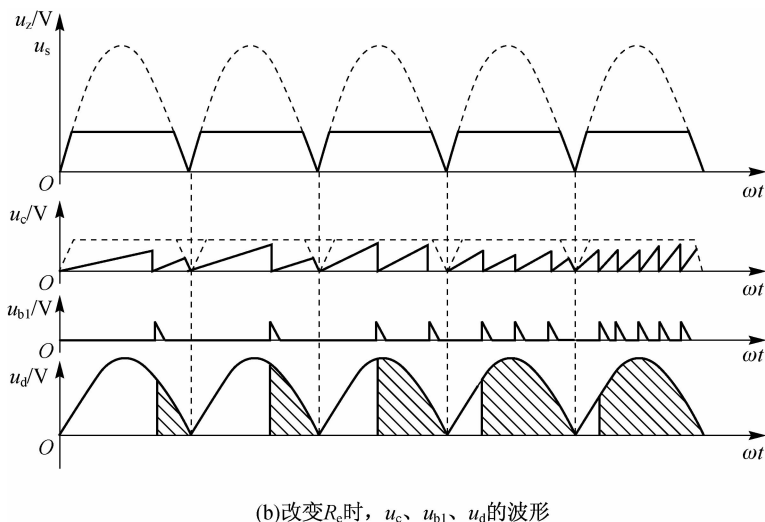


图 2-28 单结晶体管触发电路及波形

为了使晶闸管每次导通的控制角 α 都相同,从而得到稳定的输出电压,触发脉冲必须在电源电压每次过零后滞后 α 出现,因此,触发脉冲与电源电压的相位配合需要同步。图 2-28(a) 为单结晶体管触发电路,图中同步电路由同步变压器 TS、整流桥以及稳压管组成。变压器一次侧接主电路电源,二次侧经整流、稳压削波,得到梯形波,作为触发电路电源,也作同步信号用。当主电路电压过零时,触发电路的同步电压也过零,单结晶体管的 U_{bb} 也降为零,管内 A 点电位 $U_A=0$,保证电容上的电荷很快放完,在下一个半波开始时能从零开始充电,从而使各半周期的控制角一致,起到同步作用。从图 2-28(b) 中可以看到电容 C 两端电压 u_c 的波形,每半个电源周期中电容 C 充放电不止一次,晶闸管只由第一个脉冲触发导通,后面的脉冲不起作用。改变 R_c ,就可改变电容的充电速度,从而达到调节 α 的目的。增加 R_c 值,可推迟第一个脉冲出现的时刻,即 α 增大;反之 α 减小。由于只有阳极电压为正的晶闸管才能触发导通,因此,在图 2-28(a) 中,可将触发脉冲同时送到 VT1 和 VT2 的门极,这样既可保证这两个晶闸管轮流正常导通,又可使电路简化。

若触发脉冲直接由电阻 R_1 上输出,则触发电路与主电路之间有直接的电气联系,很不安全。因此,实际应用中,常将脉冲由脉冲变压器输出,以实现输出的两个脉冲之间以及触发电路与主电路之间的电气隔离。同时,常用晶体管代替电路中的 R_c ,以实现自动移相。

单结晶体管触发电路电路简单,易调节,输出脉冲前沿较陡,但触发功率小,脉冲较窄,可用的移相范围约 $0^\circ \sim 150^\circ$ 。另外,由于单结晶体管的参数差异较大,在多相电路中,触发脉冲不易做到一致。因此,单结晶体管触发电路只用于控制精度要求不高、功率 4 kW 以下的单相小容量晶闸管系统中。

2.2.3 同步电压为锯齿波的触发电路

同步电压为锯齿波的触发电路如图 2-29 所示。

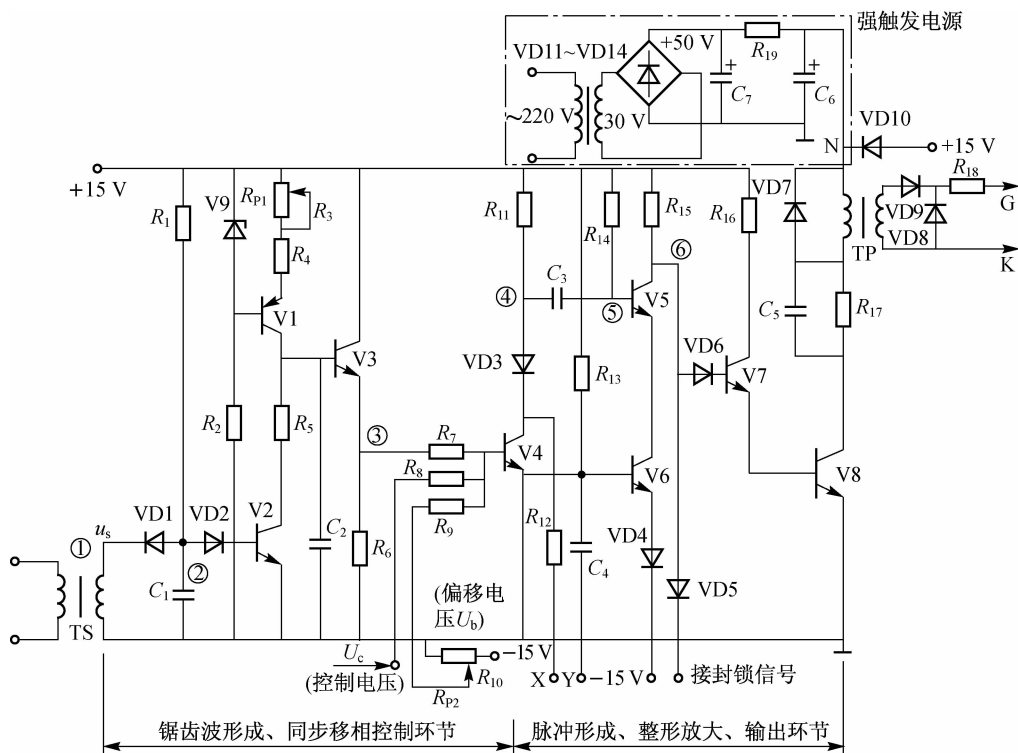


图 2-29 同步电压为锯齿波的触发电路

R_1, R_6 —10 k Ω ; R_2, R_4 —4.7 k Ω ; R_5 —200 Ω ; R_7 —3.3 k Ω ; R_{13}, R_{14} —30 k Ω ; R_8 —12 k Ω ; R_9, R_{11} —6.2 k Ω ;
 R_{12} —1 k Ω ; R_{15} —6.2 k Ω ; R_{16} —200 Ω ; R_{17} —30 Ω ; R_{18} —20 Ω ; R_{19} —300 Ω ; R_3, R_{10} —1.5 k Ω ;
 C_7 —2 000 μF ; C_1, C_2, C_6 —1 μF ; C_3, C_4 —0.1 μF ; C_5 —0.47 μF ; V1—3CG1D; V2—V7—3DG12B;
 V8—3DA1B; V9—2CW12; VD1—VD9—2CP12; VD10—VD14—2CZ11A

同步电压为锯齿波的触发电路由同步环节,锯齿波形成及脉冲移相环节,脉冲形成、放大和输出环节,双窄脉冲形成环节和强触发及脉冲封锁环节五个基本环节构成。下面分别对各环节进行分析,将晶体管、二极管均按硅管考虑,二极管正向导通压降为 0.7 V,三极管饱和导通压降为 0.3 V。

1. 同步环节

在锯齿波触发电路中,同步就是要求锯齿波的频率与主回路的频率相同。图 2-29 中同步环节由同步变压器 TS,晶体管 V2,二极管 VD1、VD2,电阻 R_1 及电容 C_1 等组成。锯齿波产生是由起开关作用的 V2 的周期性通断来控制电容 C_2 的充电与放电,从而在 C_2 两端产生锯齿波电压。V2 截止期间产生锯齿波,其截止持续时间就是锯齿波的宽度,其开关的频率就是锯齿波的频率。要使触发脉冲与主回路电源同步,必须使 V2 开关的频率与主回路电源频率达到同步。使同步变压器和整流变压器接在同一电源上,用同步变压器二次侧电压来控制 V2 的通断,就保证了触发脉冲与主回路电源的同步。

同步变压器 TS 的二次侧电压 u_s 经 VD1、VD2、 C_1 加在了 V2 的基极。在 u_s 为负半周的下降段时,VD1 导通,电容 C_1 被迅速(正向)充电,图中②点电位为负值,V2 截止;在 u_s 负半周的上升段时,由于 C_1 已充电至负半周的最大值,故 VD1 反偏截止,+15 V 电源通过 R_1 给电容 C_1 反向充电,使②点电位 $u_{②}$ 升高。当 $u_{②}$ 上升到 1.4 V 时 V2 导通,并使 $u_{②}$ 钳位于

1.4 V;直到 u_s 的下一个负半周到来时,VD1 重新导通, C_1 迅速放电后又被正向充电,V2 又被截止,如此重复。可见,在电源电压的一个正弦波周期内,V2 经历了截止与导通两个状态,其所对应的锯齿波恰为一个周期,从而实现了锯齿波与主回路电源的同步。还可看出, u_{c2} 从 u_s 负半周上升段开始时刻到达 1.4 V 的时间越长,V2 截止时间就越长,即 V2 截止的时间长短与 C_1 反向充电的时间常数 $R_1 C_1$ 有关。

2. 锯齿波形成及脉冲移相环节

同步电压为锯齿波的触发电路中所包含的主要元件有 V1、V9、V3、 R_{P1} 、 R_2 、 R_4 、 C_2 等,其中 V1、V9、 R_{P1} 、 R_4 构成恒流源,恒流源电流为 V1 的集电极电流 I_{C1} ;V2 作为同步开关控制 C_2 的充放电转换;V3 为射极跟随器,起阻抗变换和前后级隔离作用,以减小后级对锯齿波的影响,见图 2-29。

当 V2 截止时,恒流源以恒流 I_{C1} 对电容 C_2 充电, C_2 两端电压 u_{c2} 随时间 t 作线性增加,充电斜率为 I_{C1}/C_2 。调节 R_{P1} 可改变恒流源电流 I_{C1} ,从而改变锯齿波的斜率。

当 V2 导通时, C_2 经电阻 R_5 、V2 放电,由于 R_5 阻值很小,放电很快,使 u_{c2} 迅速降至接近于零。因此,只要控制 V2 使其周期性地截止导通,就可使电容 C_2 周期性地充电放电,就可在 C_2 两端得到周期性的锯齿波电压 u_{c2} 。 u_{c2} 经 V3 组成的射极跟随器输出后,与外加控制电压 U_c 、偏移电压 U_b ,分别通过 R_7 、 R_8 、 R_9 加至晶体管 V4 的基极。

根据电工学中的叠加原理,射极跟随器输出的锯齿波电压 u_{c3} 、控制电压 U_c (正值)及偏移电压 U_b (负值)三者对 V4 的共同作用,可以分解为三者单独对 V4 作用的叠加。三者共同作用时,V4 基极 b4 点的合成电压 u_{b4} 为

$$\begin{aligned} u_{b4} &= \frac{R_8 // R_9}{R_7 + R_8 // R_9} u_{c3} + \frac{R_7 // R_9}{R_8 + R_7 // R_9} U_c + \frac{R_7 // R_8}{R_9 + R_7 // R_8} U_b \\ &= u'_{c3} + U'_c - U'_b \end{aligned} \quad (2-17)$$

当 u_{b4} 为负时,V4 截止;当 u_{b4} 由负过零变正时,V4 由截止变为导通, u_{b4} 被钳位到 0.7 V。

工作时,把负偏移电压 U_b 调整到某值固定后,改变控制电压 U_c ,就能改变 u_{b4} 波形与时间横轴的交点,就改变了 V4 由截止转为导通的时刻,从而改变了触发脉冲产生的时刻,也就是改变控制角 α ,达到移相控制的目的。通常设置 $U_c = 0$ 对应 α 的最大值, U_c 增大时, α 随之减小。设置负偏移电压的目的是为了使控制电压 U_c 为正,以实现单极性调节。

若晶体管基极压降和二极管的正向压降均以 0.7 V 计,饱和压降以 0.3 V 计,则图 2-29 中的各点的电压波形如图 2-30 所示。

3. 脉冲形成、放大和输出环节

这部分电路由 V4、V5 和 V6 组成脉冲形成环节,V7 和 V8 组成脉冲放大和输出环节,脉冲变压器 TP 的一次侧接在 V8 集电极回路中,TP 的二次侧输出触发脉冲,见图 2-30。

V4 的基极电压 u_{b4} 受锯齿波电压 u_{c3} 、控制电压 U_c 及偏移电压 U_b 的共同作用,使 V4 周期性地导通与截止。当 V4 截止时,+15 V 电源分别经 R_{14} 、 R_{13} 给 V5 和 V6 提供足够的基极电流,使之饱和导通,故⑥点电位 $u_{⑥}$ 为 -13.7 V ($= -15 + 0.7 + 0.3 \times 2$),V7 和 V8 截止,脉冲变压器一次侧无电流流过,二次侧无脉冲输出。此时,15 V 电源经 $R_{11} - C_3 - V5 - V6 - VD4$,最后通过 -15 V 电源给电容 C_3 充电,充电极性为左正右负,充电后电容左端④点电位 $u_{④}$ 约为 15 V,电容右端⑤点电位 $u_{⑤}$ 约为 -13.3 V ($= -15 + 0.7 \times 2 + 0.3$)。

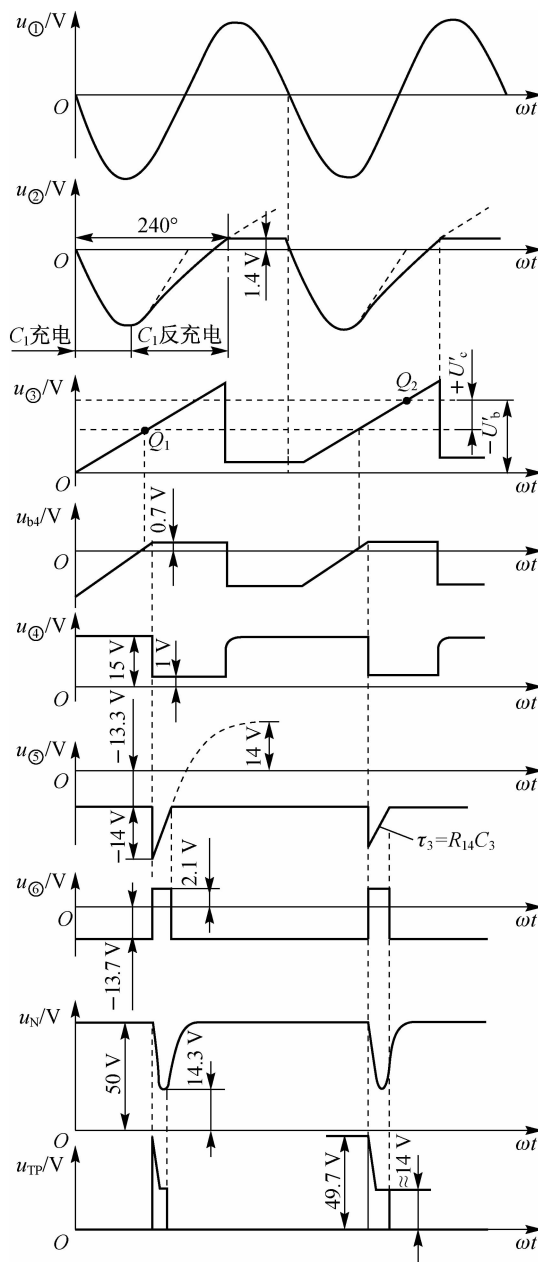


图 2-30 锯齿波触发电路各点的电压波形

当 V4 在 u_{b4} 控制下由截止转为饱和导通时, $u_{④}$ 由 +15 V 突降为约 1 V, 但因电容 C_3 两端电压不能突变, 而使 V5 的基极 $u_{⑤}$ 随之突降至约 -27.3 V, 从而使 V5 因发射结反偏而立即截止, $u_{⑥}$ 升高, 导致 V7、V8 导通, TP 输出触发脉冲, $u_{⑥}$ 则被钳位于 +2.1 V (VD6、V7、V8 三个 PN 结导通压降之和)。与此同时, 电容 C_3 通过 +15 V 电源经 R_{14} — C_3 —VD3—V4 放电并反向充电, 导致 $u_{⑤}$ 逐渐升高。当 $u_{⑤}$ 升至 -13.3 V 时, V5 因发射结正偏又重新导通, 使 $u_{⑥}$ 从 2.1 V 又降至 -13.7 V, 导致 V7、V8 管又截止, 输出脉冲结束。由此可见, 电路是在 V4 导通的瞬间, 也就是 V5 转为截止的瞬间, 开始产生输出脉冲。V5 截止的持续时间即为输出脉冲的宽度, 因此, 输出脉宽可由 $C_3 R_{14}$ 来设定。

电路中,VD6 是为提高 V7、V8 的导通阈值、增强抗干扰能力而设置的;电容 C_5 的作用是改善输出脉冲的前沿陡度;VD7 为保护二极管,它可防止在 V7、V8 截止时,脉冲变压器 TP 一次侧的感应电动势击穿 V8; R_{16} 、 R_{17} 分别为 V7、V8 的限流电阻;接于 TP 二次侧的二极管 VD8、VD9 可使输出脉冲只能正向加在被触发晶闸管的门极、阴极之间。

4. 双窄脉冲形成环节

三相全控桥式整流电路要求触发脉冲为双窄脉冲,只有相邻两个脉冲间隔为 60° 时,才可实现双窄脉冲输出。

对于三相全控桥式整流电路,电源三相 U、V、W 为正相序时,六只晶闸管的触发顺序为 VT1—VT2—VT3—VT4—VT5—VT6,它们彼此间隔 60° 。因此,六块触发板的 X、Y 可按如图 2-31 所示方式连接,即后相的 X 端与前相的 Y 端相连。在安装使用这种触发电路的晶闸管装置时,应先测定电源的相序,再正确连接。如果电源相序相反,装置将不会正常工作。

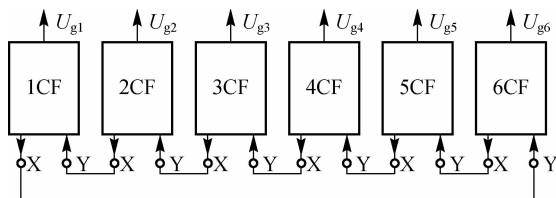


图 2-31 触发电路实现双窄脉冲连接图

图 2-29 中,当 V5、V6 两个晶体管都导通时,V7、V8 截止,脉冲变压器 TP 无脉冲输出。但在 V5、V6 两个管中只要有一个截止,V7、V8 就会导通,就会有脉冲输出。可见,欲产生双脉冲输出,可以让 V5、V6 先后截止。因此,在每个触发电路上引出 X、Y 两个连接端,并依次将后相的 X 端与前相的 Y 端相连,假设第一块触发板为前相,第二块触发板为后相,工作时,先由前相的同步移相环节向其电路中 V5 基极送出负脉冲信号使其截止,V7、V8 导通一次,TP 输出第一个窄脉冲;而后由滞后 60° 的后相触发电路(第二块触发板)在其产生本相第一个窄脉冲的同时,将信号由该触发板中 V4 管的集电极经 R_{12} 的 X 端送到与之相连的前相触发电路的 Y 端,经前相触发电路中电容 C_4 微分,产生负脉冲送至 V6 基极,使 V6 截止,于是前相的 V7、V8 再次导通,前相的 TP 输出第二个窄脉冲。VD3、 R_{12} 的作用是防止双脉冲信号间的相互干扰。

5. 强触发及脉冲封锁环节

在晶闸管串并联使用或全控桥式整流电路中使用时,为了保证被触发的晶闸管同时导通,可采用输出幅值高、前沿陡的强脉冲触发电路。使用强触发脉冲可以缩短晶闸管的开通时间,有利于保证串并联使用的晶闸管或全控桥式整流电路中的晶闸管被触发时能同时导通,提高触发的可靠性。在大容量和中容量系统的触发电路中都带有强触发环节。

在图 2-29 的电路发生故障时,或者是在逻辑无环流可逆系统中,要求一组晶闸管桥路工作而另一组桥路封锁,此时可对欲封锁的触发电路引入封锁信号。电路中的脉冲封锁信号为零电位或负电位,它可通过二极管 VD5 加到 V5 集电极上。当封锁信号接入时,晶体管 V7、V8 就不能导通,触发脉冲无法输出。二极管 VD5 的作用是防止封锁信号接地时,经

V5、V6 和 VD4 到 -15 V 之间产生大电流通路。

单相桥式整流电路经阻容滤波得到近 50 V 的直流电压,在 V8 导通前,经 R_{19} 对 C_6 充电,N 点电位为 50 V ;当 V8 导通时, C_6 经 TP 的一次侧、 R_{17} 以及 V8 迅速放电,由于放电回路电阻很小,N 点电位下降很快。

在 C_6 放电期间,一方面, 50 V 电源仍在向 C_6 充电,试图使其电压回升,但因充电时间常数过大,因此,不能阻止因放电引起的 N 点电位的下降;另一方面,当 N 点电位降至 14.3 V 时,VD10 导通,与 VD10 相连的 $+15\text{ V}$ 电源对 TP 一次侧供电,并使 N 点电位不低于 14.3 V 。因此,在 V8 导通以后,N 点电位由 50 V 迅速降至 14.3 V ,并被钳位于 14.3 V 。当 V8 再次截止后, C_6 被 50 V 电源充电,N 点电位重新回升至 50 V ,为下一次强触发作准备。 C_5 的作用是提高强触发脉冲前沿陡度。加强触发后 TP 一次侧电压 u_{TP} 波形见图 2-30。

2.2.4 移相集成触发电路和数字触发电路

电力电子技术的重要发展方向之一就是电力电子器件及其门控电路的集成化和模块化。由于移相集成触发器的应用,提高了触发电路工作的可靠性,缩小体积,简化了触发电路的生产与调试。

1. KC04 移相集成触发器

KC04 移相集成触发器是一个具有 16 个引脚的双列直插式集成元件,其适用于在单相、三相全控桥式整流电路中作晶闸管双路脉冲相控触发。KC04 与分立元件构成的同步电压与锯齿波触发电路相似,也是由同步、锯齿波形成、移相控制、脉冲形成与放大输出等环节构成,其内部电路如图 2-32 所示。

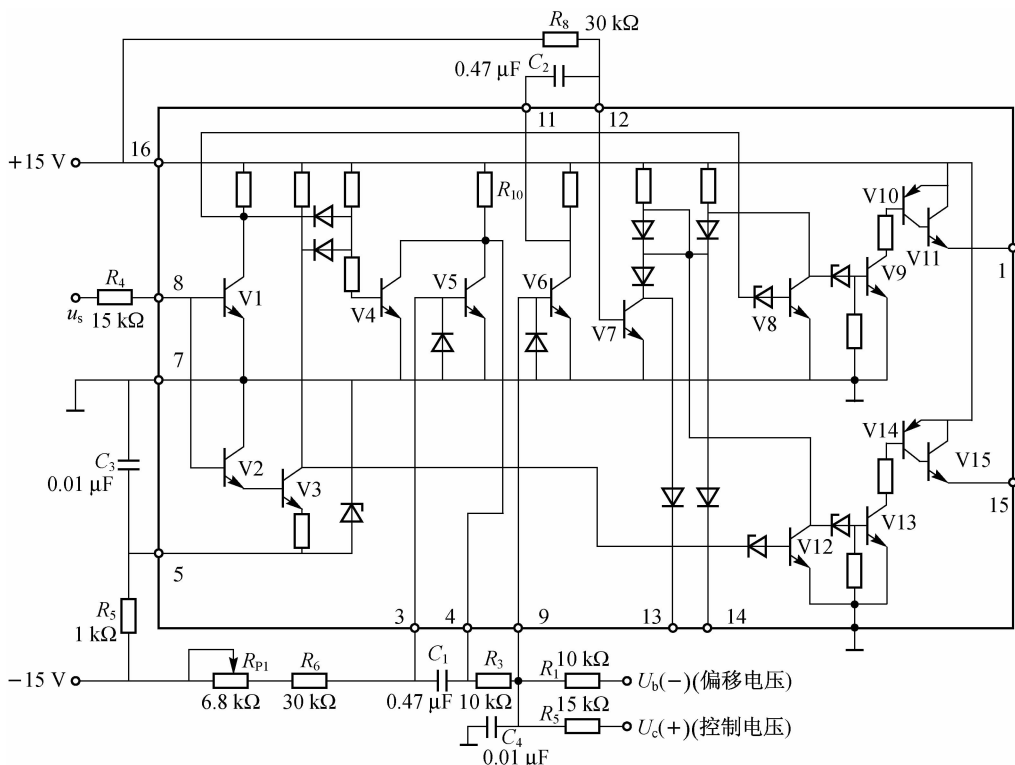


图 2-32 KC04 内部电路图

在一个交流电周期内,1 引脚与 15 引脚为输出相位差为 180° 的两个窄脉冲,其可作为三相全控桥式整流主电路同一相中上下两个晶闸管的主触发脉冲;8 引脚经限流电阻 R_4 接同步电压 u_s ;16 引脚接 +15 V 电源,输出脉冲的宽度由 R_8 、 C_2 的值决定, R_8 或 C_2 值越大,输出脉冲越宽;由 4 引脚形成的锯齿波可以通过调节 6.8 k Ω 电位器 R_{P1} 来改变;9 引脚为锯齿波电压 u_{c5} 、偏移电压 U_b (负值)和控制电压 U_c (正值)的综合比较输入端;13、14 引脚同为提供脉冲列调制和脉冲封锁控制端。KC04 电路各引脚电压波形如图 2-33 所示。

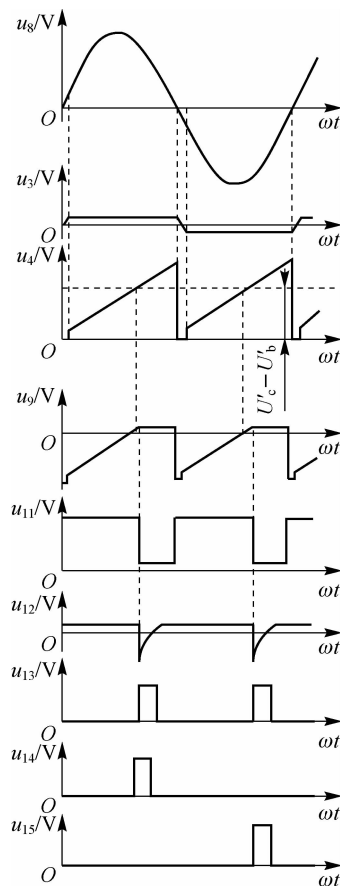


图 2-33 KC04 各引脚电压波形

2. KC41C 六路双脉冲形成器

KC41C 是一种六路双脉冲形成器件,用一块 KC41C 与三块 KC04(或 KC09)可组成三相全控桥式整流双脉冲触发电路,输出六路双脉冲触发信号。KC41C 的内部电路及引脚示意图如图 2-34 所示。

KC41C 不仅具有双窄脉冲形成功能,而且具有电子开关封锁控制功能。KC41C 集成块内部 V7 为电子开关,当引脚 7 接地或处于低电位时,V7 截止,各路可正常输出触发脉冲;当引脚 7 置高电位时,V7 导通,各路无输出脉冲。KC41C 各引脚的脉冲电压波形如图 2-35 所示。

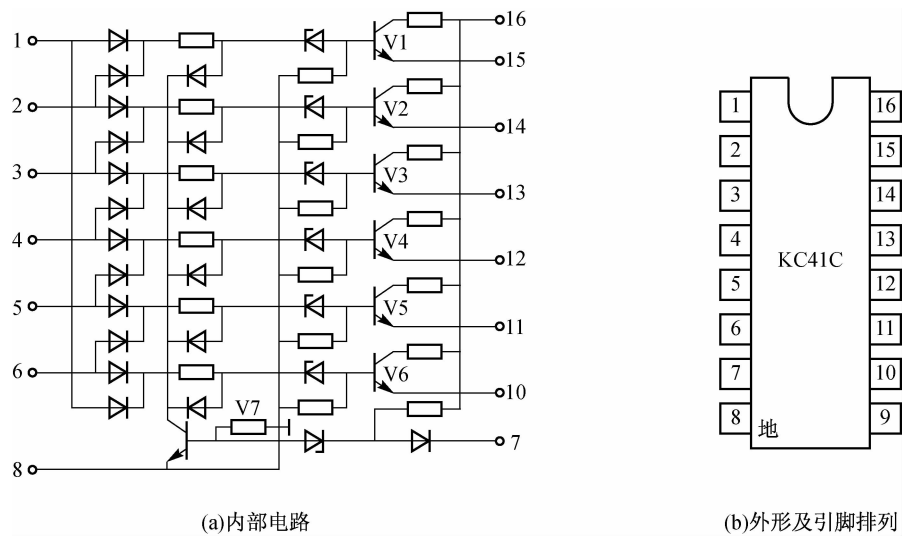


图 2-34 KC41C 的内部电路及引脚示意图

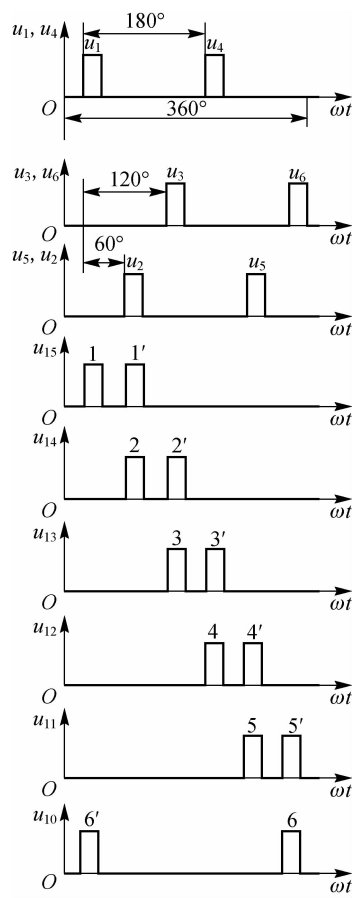


图 2-35 KC41C 各引脚的脉冲电压波形

3. KC04、KC41C 组成的三相集成触发电路

由 KC04、KC41C 组成的三相全控桥式整流双窄脉冲集成触发电路如图 2-36 所示。

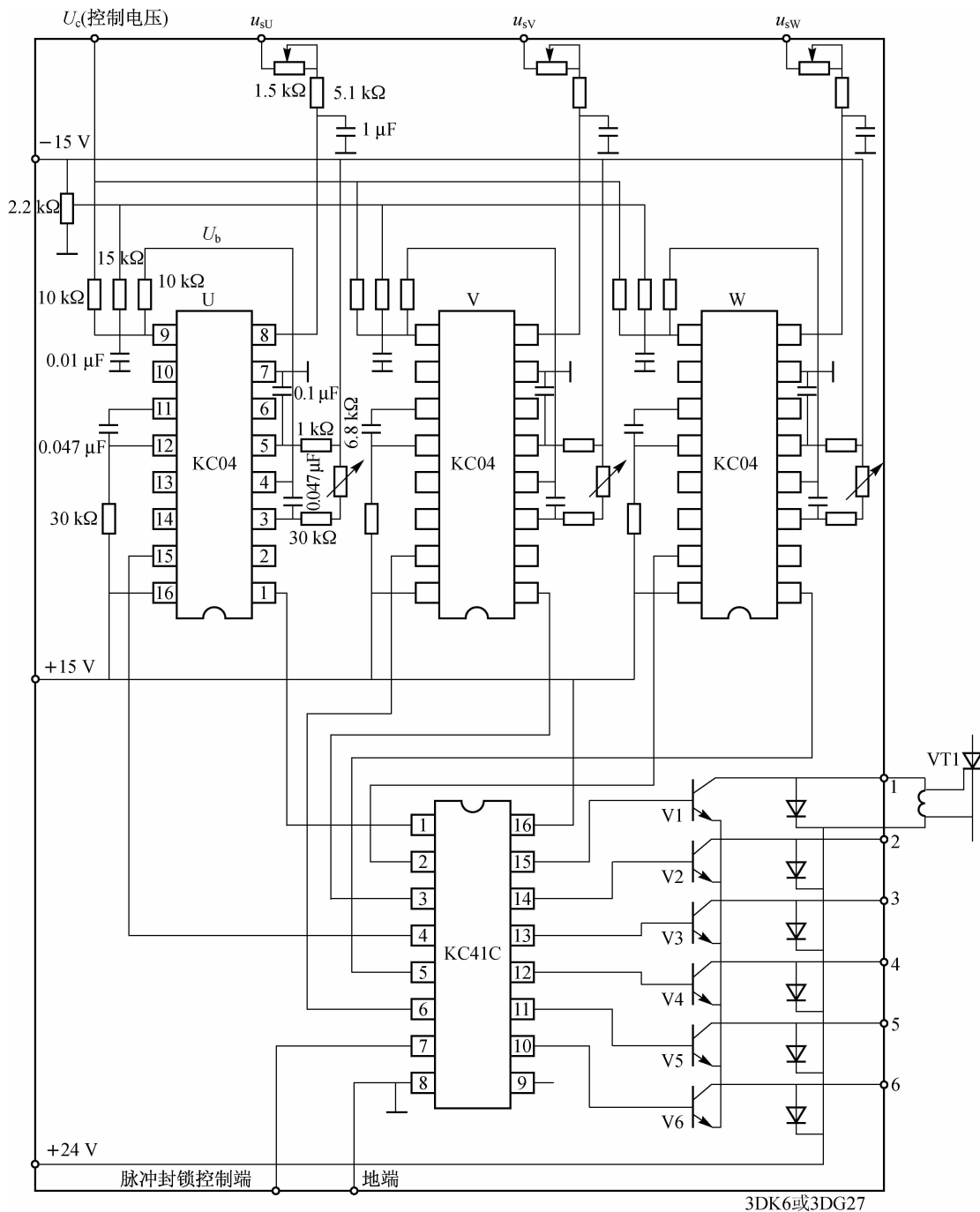


图 2-36 三相全控桥式整流双窄脉冲集成触发电路

由三块 KC04 与一块 KC41C 外加少量分立元器件,可以组成三相全控桥式整流双窄脉冲集成触发电路,它比分立元器件电路要简单得多。经同步变压器送出的同步电压 u_{sU} 、 u_{sV} 、 u_{sW} 经 $1.5\text{k}\Omega$ 电位器、 $5.1\text{k}\Omega$ 电阻以及 $1\mu\text{F}$ 电容构成的滤波移相电路,可以消除同步电压中的高次谐波,从而提高其抗干扰能力。三块 KC04 移相触发器的引脚 1 与引脚 15 产生的六个主脉冲分别接到 KC41C 的引脚 1~6,经内部集成二极管电路形成双窄脉冲,再由内部集成三极管电路放大后经引脚 10~15 输出。若输出的脉冲信号接到六个外部晶体管 V1~V6 的基极进行功率放大,可得到 800 mA 的触发脉冲电流,可以触发大功率的晶闸管。

4. 集成移相触发器 MC787

集成移相触发器 MC787 与 KC 系列相比较,具有功能强、外接元器件少、不需要双电源供电、功耗少等多项优点,对于电力电子产品的小型化和方便设计具有重要意义。如图 2-37 所示为集成移相触发器 MC787 内部电路的结构框图。

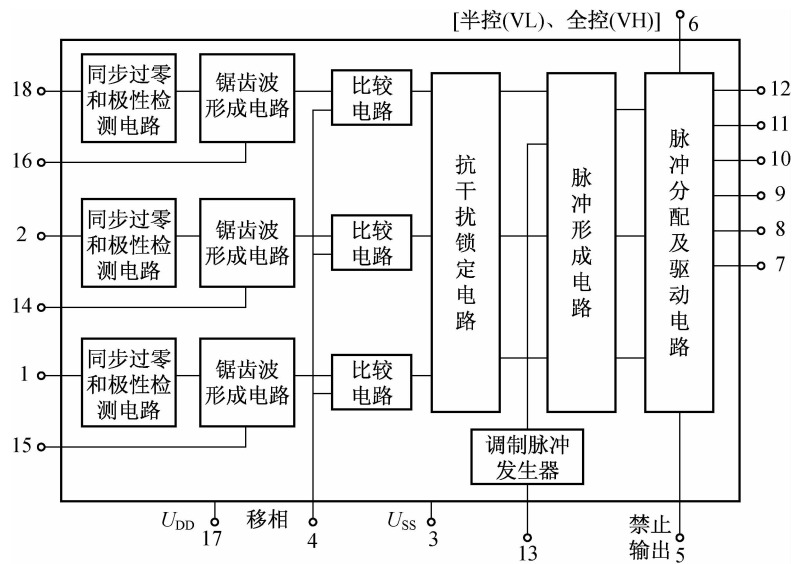


图 2-37 集成移相触发器 MC787 内部电路的结构框图

MC 系列集成移相触发器由同步过零和极性检测电路、锯齿波形成电路、比较电路、抗干扰锁定电路、调制脉冲发生器、脉冲形成电路和脉冲分配及驱动电路组成。

锯齿波在比较电路中与移相电压比较取得交点,移相电压由引脚 4 通过电位器调节或由外电路控制得到。移相电压为正极性,当移相电压增加时,输出触发延迟角增大。移相电压的调整范围可按积分电容的大小在 $0\sim 15\text{ V}$ 间选取。

由集成移相触发器 MC787 组成的三相触发电路如图 2-38 所示。该三相触发电路克服了分立元器件的缺点,具有抗干扰性优良、输入阻抗高、移相范围宽、装调简便和使用可靠的特点,且只需一片集成移相触发器 MC787 就可以完成三相移相功能,使用效果较好。

电路采用单电源供电,同步电压的零点设计在 $1/2$ 电源电压处。三相同步电压信号经 T 形网络进入过零检测和极性判别电路,检测出零点和极性后,在锯齿波形成电路的 C_U 、 C_V 、 C_W 三个电容上积分形成锯齿波。锯齿波形成电路由于采用集中式恒流

1) 单片机控制触发系统的工作原理

单片机控制触发系统是通过单片机的定时器来实现的。

8031 单片机内部有两个 16 位定时器 T0、T1, 当其工作方式设置为方式 1 时, 构成 16 位定时器, 对机器周期进行计数来实现计时。运行中, 先将计数初值装入专用寄存器 TL (低 8 位) 和 TH (高 8 位), 然后定时器从初值开始加一计数, 当计时到设定值时, 定时器向 CPU 发出中断申请, CPU 响应中断, 执行中断程序, 单片机在中断程序中发出触发信号。三相全控桥式整流电路及其触发脉冲如图 2-40 所示。

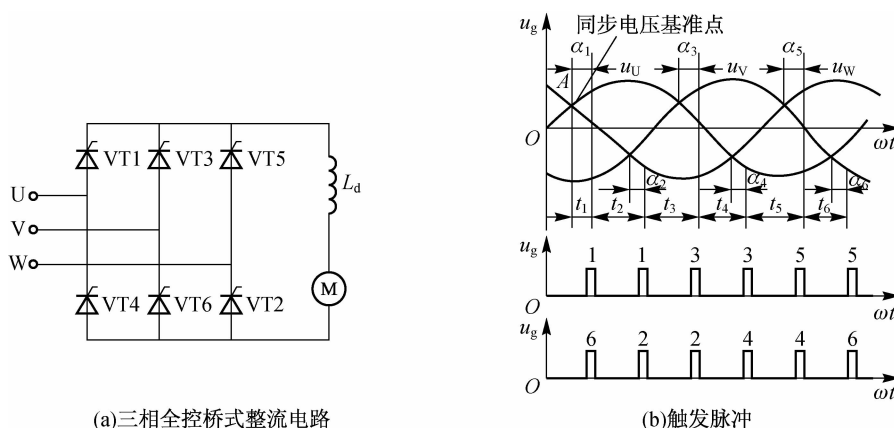


图 2-40 三相全控桥式整流电路及其触发脉冲

图 2-40(a) 为三相全控桥式整流电路, 由三相全控桥式整流电路工作原理可知, 在一个工频周期内, 若采用双脉冲触发方式, 六只晶闸管的组合触发顺序应为: 6、1; 1、2; 2、3; 3、4; 4、5; 5、6。

图 2-40(b) 为三相全控桥式整流电路的触发脉冲图形, 每个工频周期要发出六对脉冲。为了使微机输出的触发脉冲与晶闸管主回路的电源电压同步, 必须设法在交流电源每一周期的相同位置上都产生一个同步基准信号。图 2-40(b) 中的 A 点为线电压 u_{UV} 的过零点, 即为本周期的同步电压基准点。

电路工作时, 设 α_1 为触发延迟角, 即第一对脉冲距离同步参考点的电角度, 后面每隔 60° 发出一对脉冲, 共发出六对。各脉冲位置与时间关系由图 2-40(b) 可以看出, t_1 对应触发延迟角 α , $t_2 \sim t_6$ 对应 60° 。这种用前一个脉冲为基准来确定后一个脉冲形成时刻的方法, 称为相对触发方式。

单片机控制触发系统采用每一工频周期取一次同步信号作为参考点, 且触发脉冲每一工频周期调整一次控制角的方法。按输出脉冲工作顺序编写的程序流程图如图 2-41 所示。

单片机控制触发系统共使用三个中断源, INT0 为外部同步信号中断, 定时器 T0、T1 为计时中断。第一对脉冲的计时由 T0 完成, 而其他各对脉冲计时由 T1 完成。

2) 单片机控制触发系统的硬件配置

单片机控制触发系统的硬件配置框图如图 2-42 所示。

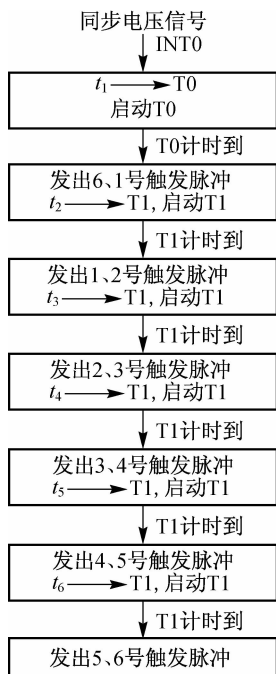


图 2-41 8031 程序流程图

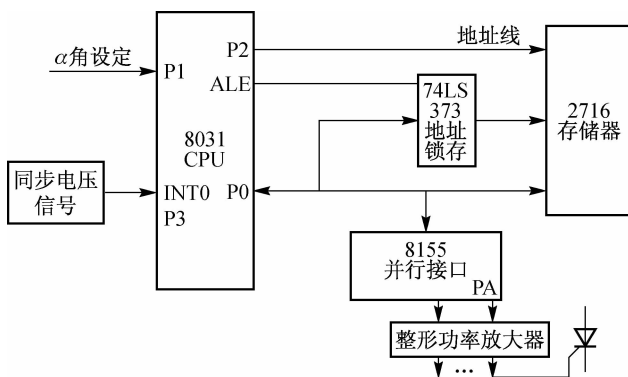


图 2-42 单片机控制触发系统的硬件配置框图

由于 8031 内部没有程序存储器,因此,需外接一个存储器 2716。8031 共有四个并行 I/O 口,P0 口用作存储器 2716 的低 8 位地址线 and 数据线,数据和地址分时控制,74LS373 为地址锁存器,由 ALE 进行地址锁存;P1 口为输入口,读取控制角 α 的设定值;P2 口用作存储器 2716 的高 8 位地址线;P3 口为双功能口,其中使用 P3.2 引脚第 2 功能作为外部中断 INT0 输入端。输出脉冲经并行接口芯片 8155 输出,再经整形、放大电路,最后由隔离电路送至晶闸管门极。

2.2.5 触发电路与主电路的同步

1. 同步的概念

触发脉冲必须在晶闸管阳极电压为正时的某一区间内出现,晶闸管才能被触发导通,而在锯齿波移相触发电路中,送出脉冲的时刻是由接到触发电路不同相位的同步电压 u_s 来定位,由控制电压与偏移电压大小来实现移相的。因此,必须根据被触发晶闸管的阳极电压相位,正确供给触发电路特定相位的同步电压,才能使触发电路分别在各晶闸管需要触发脉冲的时刻输出脉冲。所谓同步,是指把一个与主电路晶闸管所受电源电压保持合适相位关系的电压提供给触发电路,确保主电路各晶闸管在每一个周期中按相同的顺序和触发延迟角被触发导通。因此,将提供给触发电路合适相位的电压称为同步信号电压。确定同步信号电压与晶闸管主电压的相位关系称为同步或定相。同步或定相问题是三相电力电子电路的重要组成部分。

2. 实现同步的方法

实现同步的方法如下:

(1) 根据主电路的结构、负载的性质及触发电路的形式与脉冲移相范围的要求,确定该触发电路的同步电压 u_s 与对应晶闸管阳极电压 u_U 之间的相位关系。

(2) 根据整流变压器 TR 的接法, 以某线电压作为参考矢量, 画出整流变压器 TR 二次侧电压, 即晶闸管阳极电压的矢量图, 再根据步骤(1)确定的同步电压 u_s 与晶闸管阳极电压 u_U 的相位关系, 画出电源的同步相电压和同步线电压矢量图, 确定同步变压器的接线组标号。

(3) 根据同步变压器 TS 二次侧线电压矢量位置, 定出同步变压器 TS 的钟点数的接法, 然后确定出 u_{sU} 、 u_{sV} 、 u_{sW} 分别接到 VT1、VT3、VT5 触发电路输入端; 确定出 $u_{s(-U)}$ 、 $u_{s(-V)}$ 、 $u_{s(-W)}$ 分别接到 VT4、VT6、VT2 触发电路的输入端, 这样就保证了触发电路与主电路的同步。

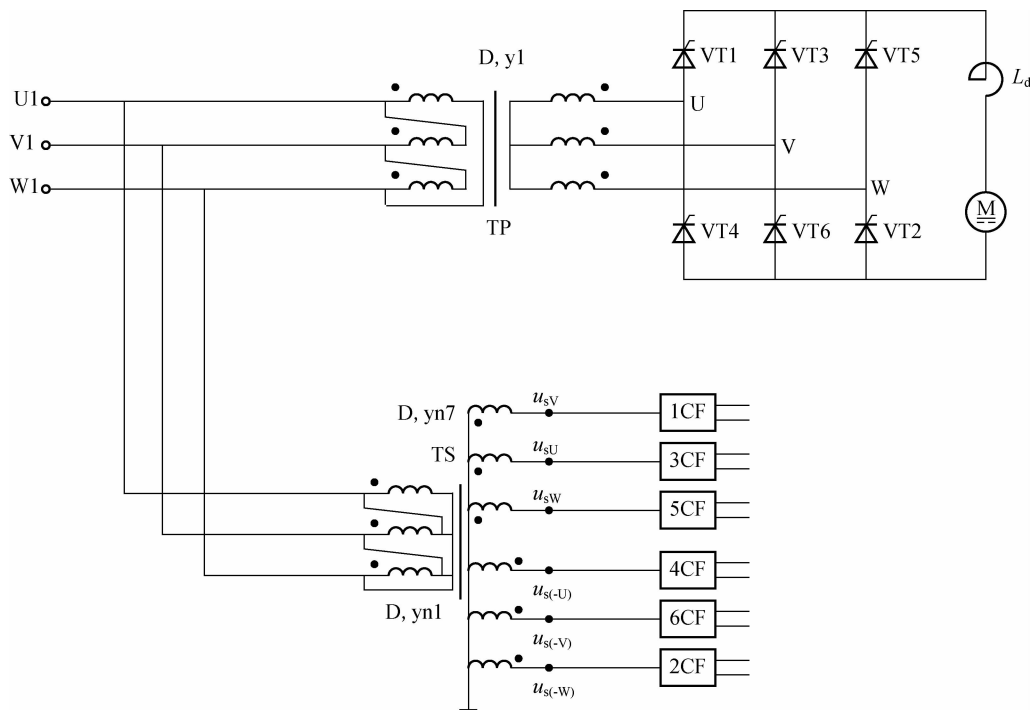
3. 触发电路同步电压的确定

触发电路同步电压的确定方法如下:

(1) 根据晶闸管主电路的结构、所带负载的性质及采用的触发电路的形式, 确定出该触发电路能够满足移相要求的同步电压与晶闸管阳极电压的相位关系。

(2) 用三相同步变压器的不同连接方式再配合阻容移相得到上述确定的同步电压。

下面用三相全控桥式整流电路带感性负载来具体分析, 如图 2-43 所示。电路中三相电源为 U1、V1、W1, 经整流变压器 TP 供给晶闸管桥路, 对应的电源为 U、V、W。假定控制角为 α , 则 $u_{g1} \sim u_{g6}$ 这六个触发脉冲应在各自的自然换相点, 依次相隔 60° , 要保证每个晶闸管的控制角 α 一致, 六块触发板 1CF~6CF 输入的同步信号电压 u_s 也必须依次相隔 60° 。为了得到六个不同相位的同步电压, 通常采用一只三相同步变压器 TS, 它具有两组二次绕组, 二次侧得到相隔 60° 的六个同步信号电压分别输入六个触发电路。因此, 只要一块触发板的同步信号电压相位符合要求, 其他五个同步信号电压的相位也肯定正确。那么, 每个触发电路的同步信号电压 u_s 与被触发晶闸管的阳极电压间的相位关系, 取决于主电路的不同形式、不同的触发电路、负载性质以及不同的移相要求。



(a) 主电路及其与触发电路的连接

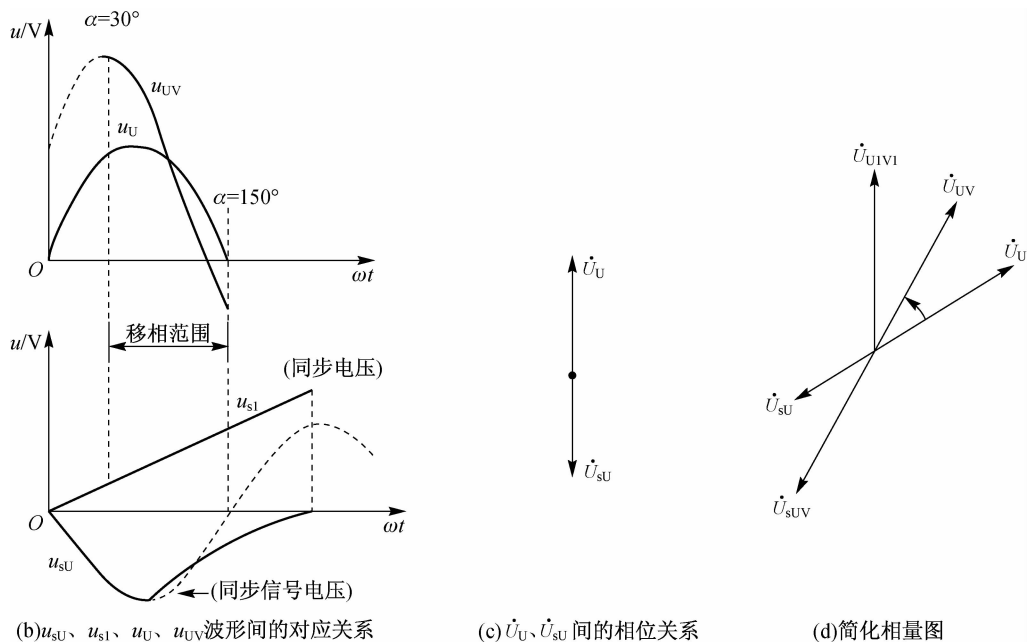


图 2-43 三相全控桥式整流电路带感性负载的具体分析

2.2.6 全控型电力电子器件的驱动电路

晶闸管的控制端只能控制其导通,不能控制其关断,因而属于半控型器件。与晶闸管不同的是,另有一类具有自关断能力的电力电子器件,即全控型器件,其控制端具有控制器件导通和关断的双重功能,这类器件又称为自关断器件。为了实现上述功能,需要在这些器件的控制端接入驱动电路。驱动电路是全控型电力电子器件主电路与控制电路之间的接口,对整个电力电子装置的性能影响很大。由于各种自关断器件的导通和关断机理差别很大,因此,其驱动电路也有很大不同。下面将介绍常用自关断器件的驱动电路。

1. GTR 基极驱动电路

在工程实际中,GTR 基极驱动电路的种类很多,这些驱动电路的共同特点有:集电极电流变化时,基极电流自动调节使 GTR 工作在临界饱和状态;采取多种保护措施;采用集成电路。

1) 对 GTR 基极驱动电路的要求

理想的 GTR 基极驱动电流的波形如图 2-44 所示。

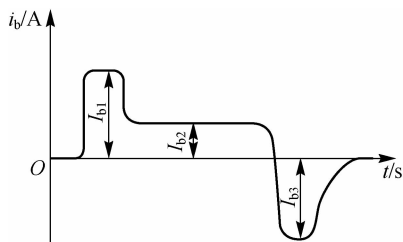


图 2-44 理想的 GTR 基极驱动电流波形

对 GTR 基极驱动电路的要求有：

- (1)导通时,要采用强驱动,驱动电流前沿要陡,并有一定幅度的过冲电流 I_{b1} ,以加速开通过程,减小开通损耗,过饱和系数一般为 1.5~2。
- (2)GTR 导通后,应相应减小驱动电流 I_{b2} ,使 GTR 处在临界饱和状态,这样既可降低导通饱和压降,以降低驱动功率,又可缩短关断时间。
- (3)GTR 关断时,应向基极提供足够大的反向基极电流 I_{b3} ,迅速抽取基区的剩余载流子,以加快关断速度,减少关断损耗。
- (4)应能实现主电路与控制电路间的电气隔离,以保证安全,提高抗干扰能力。
- (5)应有较强的抗干扰能力,并具有一定的保护功能。

2)驱动电路中的电气隔离

在驱动电路中,常采用光隔离或磁隔离来实现主电路与控制电路之间的电气隔离。如图 2-45 所示为光耦合器的隔离情况。

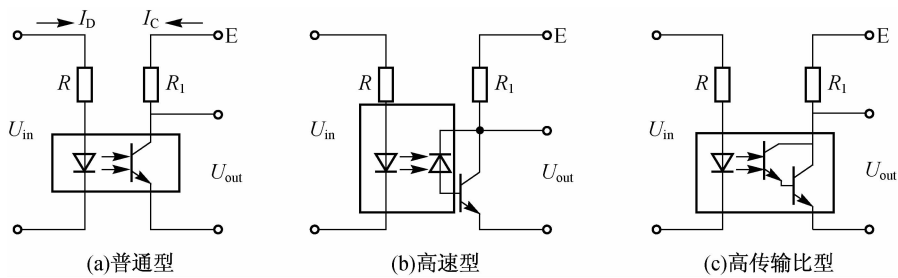


图 2-45 光耦合器的隔离情况

光隔离所采用的组件是光耦合器。光耦合器由发光组件(发光二极管)和受光组件(光敏二极管、光敏三极管等)组成,封装在同一个外壳中,以光为媒介传递信号。常用光耦合器有普通型、高速型和高传输比型三种,见图 2-45。普通型光耦合器的电流传输比 I_C/I_D 一般只有 0.1~0.3,而高传输比型光耦合器的 I_C/I_D 则大得多。普通型光耦合器的响应时间较长,约为 10 μs ,而高速型光耦合器的响应时间不到 1.5 μs 。

磁隔离所采用的器件,较典型的是脉冲变压器,如图 2-46 所示为脉冲变压器的电气符号及外形。

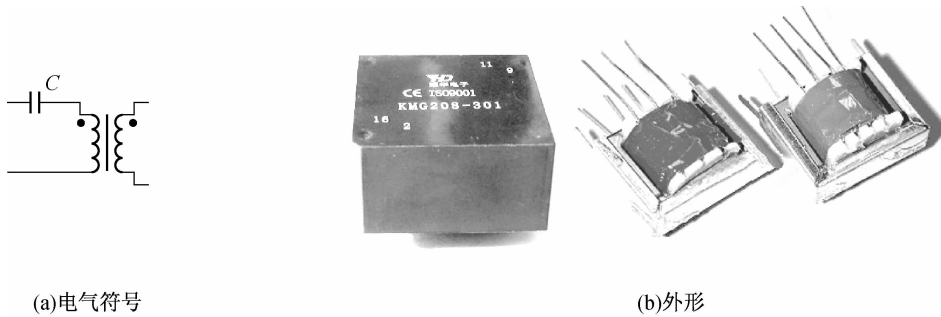


图 2-46 脉冲变压器的电气符号及外形

脉冲变压器可通过调整电感量和一次侧、二次侧匝数等来适应不同驱动功率的要求,所以应用起来比较灵活。更重要的是,变压器一、二次线圈之间没有电的联系,二次侧输出信

号可以跟随功率元件的电压而浮动,不受其电源电压大小的影响。为避免脉冲较宽时铁芯饱和,驱动信号常采用高频调制和解调方法。当调制频率较高时,GTR 的发射结电容即可起到解调作用,不必另设解调电路。

2. 功率 MOSFET 栅极驱动电路

1) 栅极驱动电路的特点及要求

功率 MOSFET 是电压控制型器件,栅极的输入阻抗高,静态时几乎不需要输入电流。但由于栅极存在输入电容 C_i ,在开通和关断过程中需要对其充放电,因而需要驱动电路提供一定的驱动电流。充放电时间常数直接影响着电路的工作速度。设 R_i 为输入回路电阻,栅极电压上升时间 t_r 可表示为

$$t_r = 2.2 R_i C_i \quad (2-18)$$

设 C_i 在 t_r 时间内充电电流近似为线性,则开通过程中的驱动电流 I_G 可用下式估算

$$I_G = \frac{C_i U_{GS}}{t_r} \quad (2-19)$$

关断过程的驱动电流也可依据上式估算。一般来说,功率大的功率 MOSFET 输入电容较大,因而需要的驱动功率也较大。理想的栅极控制电压波形如图 2-47 所示。

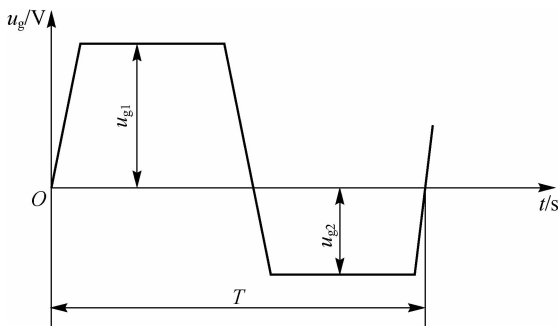


图 2-47 理想的栅极控制电压波形

2) 对功率 MOSFET 栅极驱动电路的要求

对功率 MOSFET 栅极驱动电路的要求有：

(1) 触发脉冲的前后沿要陡。

(2) 应减小栅极电容充放电回路的电阻值,以提高栅极充放电速度,从而提高功率 MOSFET 的开关速度。

(3) 栅极驱动电路向栅极提供需要的栅源电压应高于功率 MOSFET 的开启电压 $U_{GS(th)}$,以保证其可靠开通,但应小于其栅源击穿电压 $U_{(BR)GS}$ (通常为 +20 V)。

(4) 为了防止功率 MOSFET 截止时误导通,故应在其截止时提供负的栅源电压,该电压还应小于 $U_{(BR)GS}$ 。

(5) 应能实现主电路与控制电路的电气隔离。

(6) 由于功率 MOSFET 工作频率高、输入电阻大、易被干扰,因此,栅极驱动电路应具有较强的抗干扰能力。

3. IGBT 栅极驱动电路

IGBT 是以 GTR 为主导组件、功率 MOSFET 为驱动组件的复合结构器件,因此,其栅

极驱动电路与功率 MOSFET 栅极驱动电路有相似之处。

对 IGBT 栅极驱动电路的要求有：

(1) IGBT 为电压驱动型器件,输入极为绝缘栅极,有一个电容性输入阻抗,对电荷积聚很敏感,因此,其驱动电路必须可靠,要保证有一个低阻抗的放电回路,即驱动电路与 IGBT 的连线应尽量短。

(2) 用内阻小的驱动源对栅极电容充放电,以保证栅极控制电压 U_{GE} 的前后沿足够陡峭,减少 IGBT 的开关损耗。IGBT 开通后,栅极驱动源能提供足够的功率,以使 IGBT 的开、关可靠,并避免在开通期间因退饱和而使 IGBT 损坏。

(3) 要提供大小适当的正反向驱动电压 U_{GE} 。正向偏压 U_{GE} 增大时,IGBT 通态压降和开通损耗均下降。但若 U_{GE} 过大,则在有短路过程的设备中, I_C 随 U_{GE} 的增大而增大,使 IGBT 能承受短路电流的时间减小,不利于其本身的安全。因此, U_{GE} 应取得小一些,一般为 12~15 V。

(4) 在关断时,为尽快抽取 IGBT 的存储电荷,防止因关断时浪涌电流过大而使 IGBT 误导通,应对其施加负偏压 ($-U_{GE}$),但其值又受 C、E 间最大反向耐压限制,一般取 $-10 \sim -5$ V。

(5) 要提供合适的开关时间。快速开通和关断有利于提高工作频率,减小开关损耗,但在大电感负载情况下,IGBT 的开关时间不能太短,以限制电源负载产生的感应电动势所形成的尖峰电压,防止元器件击穿。

(6) 要有较强的抗干扰能力并有一定的保护功能。

(7) IGBT 在电力电子设备中多用于高压场合,因此,驱动电路与信号控制电路在电位上应严格隔离。

2.2.7 电力电子器件的保护

与其他电子元器件相比,电力电子器件承受过电压、过电流的能力较差,可承受的电压上升率 du/dt 、电流上升率 di/dt 也不高。在实际应用时,由于各种原因,可能会发生过电压、过电流甚至短路等现象,若无保护措施,势必会损坏电力电子器件,或者损坏电路。因此,为了避免器件及线路出现损坏,除元器件的选择必须合理外,还需要采取必要的保护措施。

1. 晶闸管的保护

1) 过电流及其保护

当线路发生超载或短路等情况时,晶闸管的工作电流会超过允许值,形成过电流。此时,由于流过管内 PN 结的电流过大,热量来不及散发,使结温迅速升高,最后烧毁结层,造成晶闸管永久损坏。

产生过电流的常见原因有:电网电压波动太大;电动机拖动的负载过大;整流电路直流输出侧短路和逆变电路因逆变失败引起的短路;可逆传动环流过大或控制系统故障而产生的过电流;内部晶闸管损坏或触发电路故障使晶闸管误导通,造成相邻桥臂上的晶闸管导通,引起两相电源短路等。

晶闸管承受过电流的能力较差,要在过电流还未造成晶闸管损坏之前,快速切断相应电路而消除过电流或对电流加以限制。可采用的过电流保护措施如图 2-48 所示。

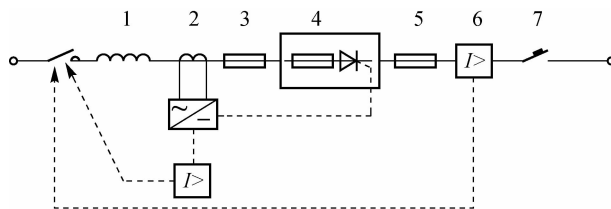


图 2-48 晶闸管装置可采用的过电流保护措施

1—进线电抗限流；2—电流检测和过流继电器；3、4、5—快速熔断器；

6—过电流继电器；7—直流快速断路器

晶闸管装置可采用的过电流保护措施主要有以下几种：

(1) 快速熔断器保护。快速熔断器简称为快熔。使用快熔是最简单有效的过电流保护措施。快熔的熔体采用一定形状的银质熔丝(熔片),并以石英砂充填,构成封闭式结构。快熔与普通熔断器相比,具有快速熔断的特征,且所通过的电流越大,其熔断时间越短。当有短路电流通过时,其熔断时间可小于 20 ms,因此,可在晶闸管损坏之前快速切断短路故障。

如图 2-49 所示为快熔常见的三种接法。其中,快熔串联于桥臂的接法,流过快熔的电流即为流过晶闸管的电流,该接法使用的熔断器较多,但保护效果最好。交流侧接快熔、直流侧接快熔这两种接法均比桥臂串联快熔接法使用快熔的个数少,但保护效果不如桥臂串联快熔的接法好,所以较少采用。

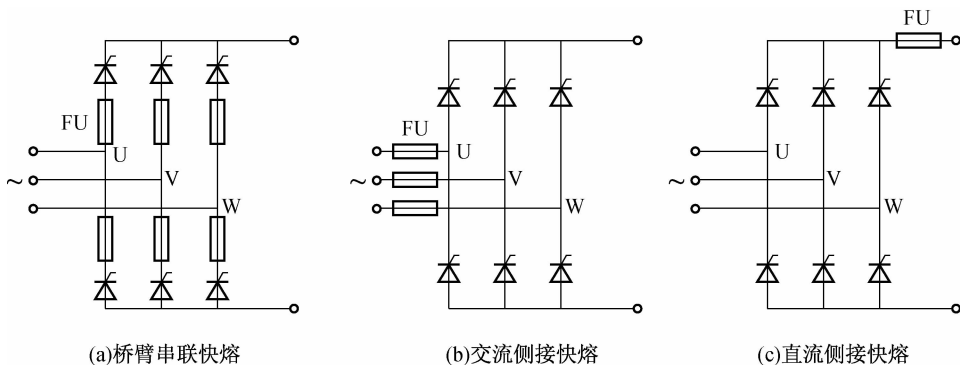


图 2-49 快熔常见的三种接法

选用快熔时应注意以下几点：

- ① 快熔的额定电压应大于或等于线路正常工作的电压(有效值)。
- ② 快熔的额定电流应大于或等于内部熔体的额定电流(有效值)。
- ③ 熔体的额定电流是有效值。由于晶闸管额定电流在选择时已考虑到安全裕量为 1.5~2 倍,因此,熔体的额定电流通常按 $I_{T(AV)} = I_{FU}$ 选配即可。其中 $I_{T(AV)}$ 为被保护晶闸管额定电流,单位为 A; I_{FU} 为快熔熔体的额定电流(有效值),单位为 A。

如额定电流 100 A 的晶闸管,其选配的熔体为 100 A 的快熔。对于小容量变流装置可用普通 RL 系列熔断器代替,但是熔体的额定电流只能按晶闸管额定电流的 1/3~2/3 来选用。

快熔通常都有熔断指示。大电流的快熔熔断指示器还可以去碰撞微型开关,当快熔熔断后,能迅速发出报警信号或自动切断交流电源。

在大容量的电力变流装置中,由于大电流快熔造价较高,更换不方便,因此,快熔必须与其他过电流保护措施配合使用,快熔一般都作为最后一道保护。一般让其他过电流保护措施

施先动作, 尽量避免直接熔断快熔。

(2) 过电流继电器保护及脉冲移相保护。过电流继电器保护及脉冲移相保护电路如图 2-50 所示。

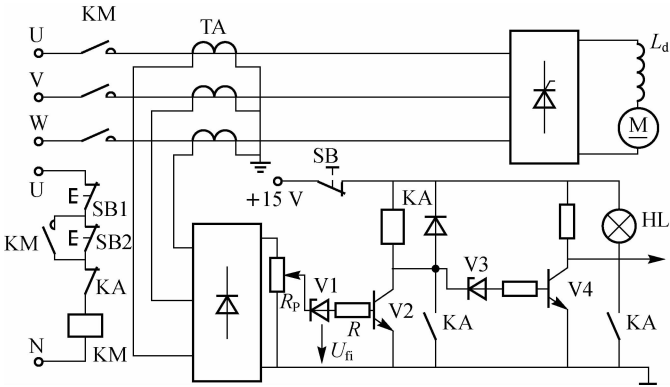


图 2-50 过电流继电器保护及脉冲移相保护电路

过电流继电器的工作原理是: 当主电路过电流时, 电流互感器 TA 输出的电流反馈信号电压 U_n 增大, 稳压管 V1 被击穿, 晶体管 V2 导通, 过电流继电器(或直流快速灵敏继电器)KA 得电并自锁, 且切断主电路接触器 KM 吸引线圈的电压, 使 KM 失电切断主电路交流电源, 以达到过电流保护的目的; 晶体管 V2 导通, 输出电压降低, 导致 V4 截止, V4 集电极输出高电平, 控制晶闸管触发电路的触发脉冲迅速右移(使触发脉冲迅速往 α 增大方向移动), 使主电路输出整流电压 U_d 迅速下降, 负载电流也迅速减小, 达到限流保护的目的。

过电流故障排除后, 想要恢复供电, 先按下复位按钮 SB, KA 失电, KA 常闭触点闭合, 系统恢复等待状态。再按下主电路启动按钮 SB2, KM 得电接通主电路交流电源, 恢复正常供电。调节电位器 R_p , 可以很方便地调节过电流跳闸动作电流的大小。HL 为过流指示灯。由于过电流继电器开关动作时间较长, 故只能保护由于机械过载引起的过电流, 或在短路电流不大时对晶闸管起保护作用。另外, 可采用直流快速灵敏继电器组成的电子过电流跳闸保护电路。

(3) 拉逆变过电流保护。拉逆变过电流保护电路如图 2-51 所示。

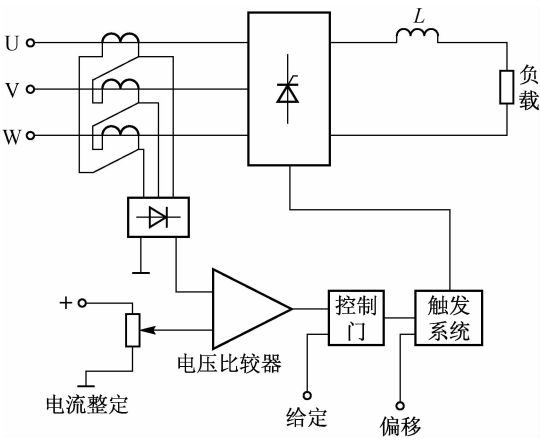


图 2-51 拉逆变过电流保护电路

当过流故障严重时,过电流继电器保护及脉冲移相保护可能来不及发挥作用,为了尽快消除故障电流,此时,可控制晶闸管触发脉冲快速移至整流状态的移相范围之外,使电路进入逆变状态,输出端瞬时出现负电压,迫使故障电流迅速下降到零,构成拉逆变保护。

当整流器发生短路时,通过电流互感器检测的信号经整流转换成直流电压后送到电压比较器,与过电流整定值进行比较。正常情况下,电流信号小于过电流整定值,电压比较器输出低电平,控制门开放,触发系统受给定电压和偏移电压控制;当负载发生短路时,由电流互感器检测到的电流信号超过过电流整定值,电压比较器输出高电平,控制门关闭,触发系统仅受偏移电压控制。偏移电压预先整定在使移相角 $\alpha > 90^\circ$ 的位置,使整流器立即转入有源逆变状态。整流电路因 α 突然增大,使整流电压迅速下降,抑制了短路电流。此时电路处于逆变状态,储存在电抗器中的能量不断释放,直到逆变电压降低到使晶闸管无法导通时,逆变结束,整流器停止工作。

(4)直流快速断路器保护。这是一种开关动作时间只有2 ms、加上断弧时间也只有25~30 ms的开关器件。它可先于快熔而起保护作用,可用于经常容易出现直流侧负载发生短路的大容量变流装置中,但其价格昂贵、结构复杂,因而较少使用。

(5)进线电抗限制保护。在交流侧串联交流进线电抗器,或采用漏感较大的整流变压器均有限流的效果,但大负载时交流压降大,因此,一般以额定电压3%的压降来设计进线电抗值。

现在不少全控型器件的集成驱动电路中已设计出能够自身检测过流状态而封锁驱动信号的环节,实现过流保护。以IGBT为例,其基本原理是在开关器件处于通态时,监测其集电极、发射极电压 U_{CE} 。因集电极在过流时, U_{CE} 也随之增大,一旦检测到过大的 U_{CE} ,立即在驱动器内部阻断开通信号,使驱动器输出关断信号,关断开关管,切断短路或过流电路。

2) 过电压及其保护

过电压就是超过了晶闸管正常工作时允许承受的最大电压,晶闸管对过电压很敏感。当正向电压超过其正向转折电压 U_{BO} 一定值时,就会造成晶闸管误导通,使电路工作失常,严重的甚至损坏器件;当外加反向电压超过其反向击穿电压时,晶闸管会受反向击穿而损坏。因此,必须了解产生过电压的原因和抑制过电压的方法。

(1)电路产生过电压的外部原因主要有雷击过电压和操作过电压。

①雷击过电压。雷击过电压是由于遭受雷击,雷电沿线路侵入而引起的过电压。

②操作过电压。操作过电压是由电路开关分闸、合闸操作所引起的过电压。电路合闸接通电源的瞬间,高压电源电压通过降压变压器一次、二次绕组之间的分布电容直接传至次级电力电子变换器的开关器件。电路分闸断开变压器时,变压器一次励磁电流突然被切断所引起的过电压感应到二次侧,使电力电子变换器开关器件承受操作过电压。

③电网剧烈波动及干扰引起的过电压。

(2)电路产生过电压的内部原因主要是电路状态变化时积聚的电磁能量不能及时消散。其主要表现有器件开、关引起的冲击过电压和其他外来干扰引起的浪涌过电压。

由于几乎不可能从根本上消除过电压的产生,因而只能设法将过电压的幅度限制在安全范围之内,这是过电压保护的基本思想。晶闸管的过电压保护措施如图2-52所示。

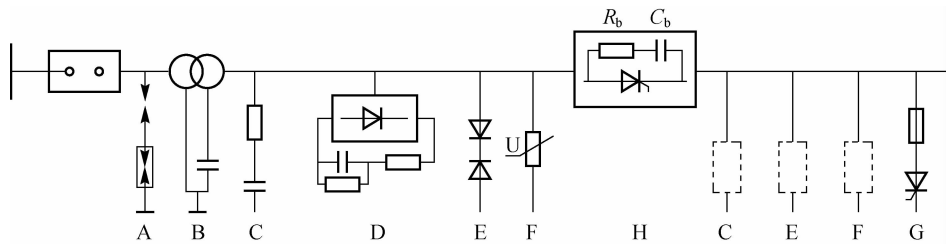


图 2-52 晶闸管的过电压保护措施

A—避雷器；B—接地电容；C—阻容保护；D—整流式阻容保护；E—硅堆保护；
F—压敏电阻保护；G—晶闸管泄能保护；H—换相过电压保护

(3)晶闸管关断过电压及其保护。晶闸管关断过电压波形如图 2-53 所示。

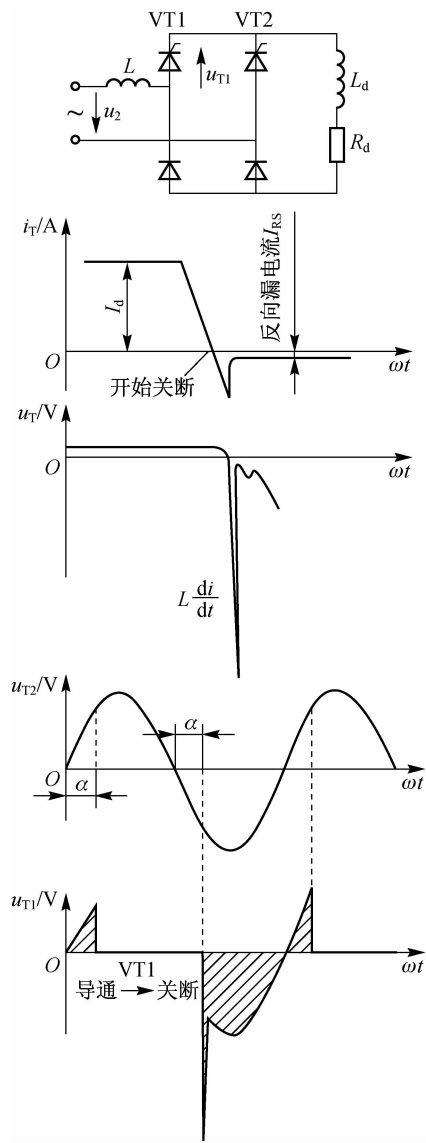


图 2-53 晶闸管关断过电压波形

晶闸管从导通到阻断时,因为有电感释放能量,所以会产生过电压。当关断过程中正向电流下降到零时,管芯内部仍残存着载流子,晶闸管仍未恢复阻断能力。在晶闸管承受反压而关断的过程中,当正向电流下降到零时,晶闸管内部各结层残存的载流子在反向电压作用下形成瞬间反向电流,这一反向电流消失速度 di/dt 很大,即使回路电流很小,也会在电路的等效电感中产生很大的感应电动势,该电动势与外电压串联,反向加在正恢复阻断的晶闸管两端,形成瞬间过电压,可能会导致晶闸管的反向击穿。这种由于晶闸管关断过程引起的过电压,称为关断过电压,其峰值可达工作电压峰值的 5~6 倍。图 2-53 中在单相半控桥式整流电路晶闸管关断过程中,晶闸管两端出现瞬时反向过电压的尖峰(毛刺)波形。

针对这种尖峰状瞬时过电压,最常用的方法是在晶闸管两端并联 RC 吸收元件,利用电容两端电压不能突变的特性来吸收尖峰电压,把电压限制在晶闸管允许的范围内。串联电阻 R 的作用是为了限制晶闸管开通损耗和电流上升率,并防止电路产生振荡。如不串电阻,电容两端将会产生比电源电压高得多的振荡电压,将导致晶闸管被击穿。而且,在晶闸管承受正向电压未导通时,电容 C 已充电,极性如图 2-54 所示。在晶闸管触发导通的瞬间,电容 C 迅速经晶闸管放电。若没有电阻限流,这个放电尖峰电流将很大,不仅增加晶闸管开通损耗,而且使流过晶闸管的电流上升率 di/dt 过大,易损坏晶闸管。由于 C 与 R 的作用是吸收或消耗过电压的能量,因此,这种电路称为阻容吸收电路,见图 2-54。阻容吸收电路要尽量靠近晶闸管,引线要尽量短些。

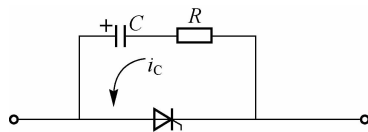


图 2-54 抑制关断过电压的阻容吸收电路

阻容吸收电路的元件经验数据见表 2-6。电容的耐压为晶闸管额定电压的 1.3 倍,而电阻功率 P_R 为

$$P_R = fCU_m^2 \times 10^{-6} \quad (2-20)$$

式中, f 为电源频率(Hz); C 为电容值(μF); U_m 为晶闸管工作电压峰值(V)。

表 2-6 阻容吸收电路的元件经验数据

晶闸管通态平均电流 $I_{T(AV)}/\text{A}$	1 000	500	200	100	50	20	10
电容 $C/\mu\text{F}$	2	1	0.5	0.25	0.2	0.15	0.1
电阻 R/Ω	2	5	10	20	40	80	100

(4)交流侧过电压及保护。交流侧过电压是指在接通或断开晶闸管整流电路的交流侧相关电路时所产生的过电压。这种过电压又分为以下几种情况,如图 2-55 所示。

①静电感应过电压见图 2-55(a)。高压电源供电的整流变压器,由于一次、二次绕组间存在分布电容,在一次侧 Q 合闸时,一次侧高电压经分布电容耦合而在二次侧产生过电压。

②断开相邻负载电流引起的过电压见图 2-55(b)。与晶闸管共享一台供电变压器的其他用电设备分断时,流过电路漏感的电流突然减小,变压器漏感和线路分布电感将释放储能产生感应电动势,与电源电压叠加施加于晶闸管设备上而形成过电压。

③断开变压器一次侧绕组空载电流引起的过电压见图 2-55(c)。整流变压器空载或负

载阻抗较高时,若断开一次侧开关,由于电流突变一次侧会产生很大的感应电动势,二次侧也会感应出很高的瞬时过电压,这种尖峰电压可达电源电压峰值的6倍以上。若这种断开操作发生在励磁电流峰值时刻(电源电压过零时),则过电压最高。

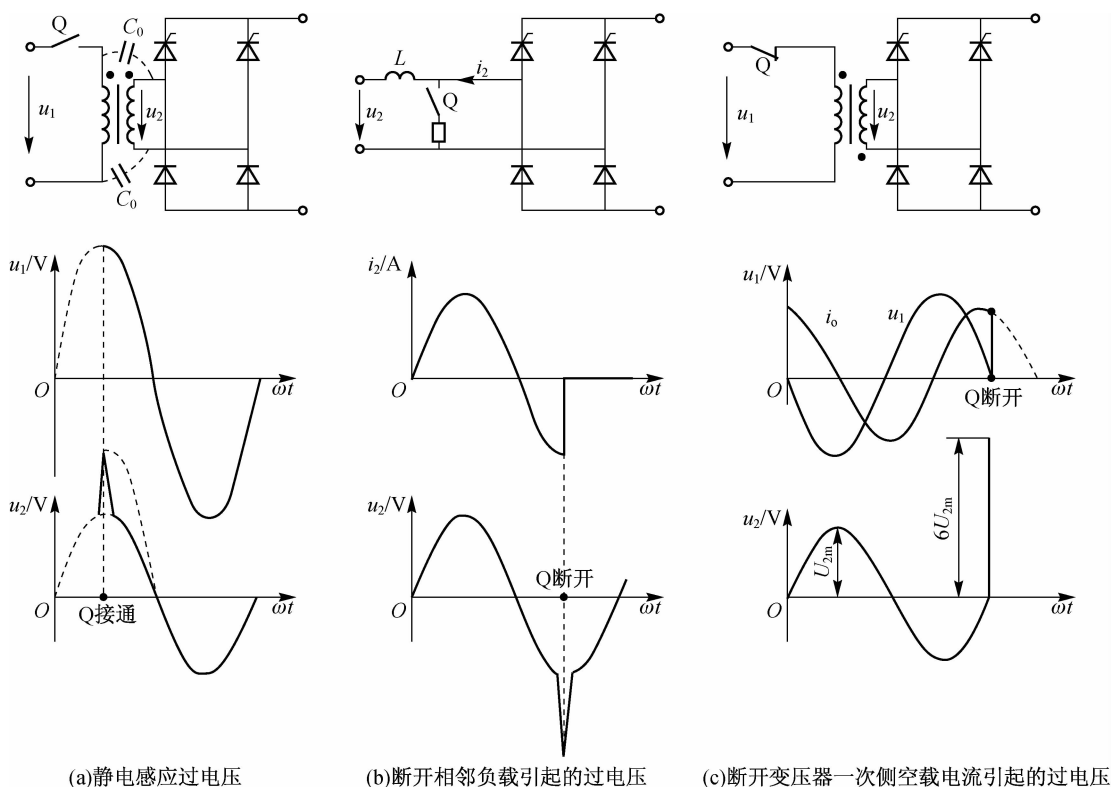


图 2-55 交流侧过电压

交流侧操作过电压都是瞬时的尖峰电压,一般来说,抑制这种过电压最有效的方法是并联阻容吸收电路,如图 2-56 所示。

其中,图 2-56(d)与其他三种电路相比,这种电路只用了一个电容,而且电容只承受直流电压,故可采用体积小得多的电解电容。在晶闸管导通时,电容的放电电流不流过晶闸管。

因雷击或从电网侵入高电压干扰引起的过电压称为浪涌过电压,其作用时间长、能量大。上述阻容吸收电路抑制浪涌过电压的效果较差,因此,一般可采用阀型避雷器或具有类似稳压管稳压特性的硅堆或压敏电阻来抑制浪涌过电压。

硅堆就是成组串联的硅整流片。单相时用两组对接后再与电源并联,三相时用三组对接成星形或六组联结成三角形,如图 2-57 所示。

在正常电压时,硅堆总有一组处于反向关断状态,漏电流很小。当出现一般性的过电压时,处于反向状态的一组硅堆,反向电阻降低,漏电流增大,以吸收一般的过电压能量。当出现异常的浪涌过电压时,将造成反向硅堆组的击穿,如同瞬时把电源短路一样,吸收了浪涌能量,从而限制了过电压的数值,保护了晶闸管免受过电压击穿而损坏。如果浪涌过电压持续时间过长,由于电流过大可使进线电源断路器跳闸(或进线电源熔断器熔断),及时地切断浪涌过电压。

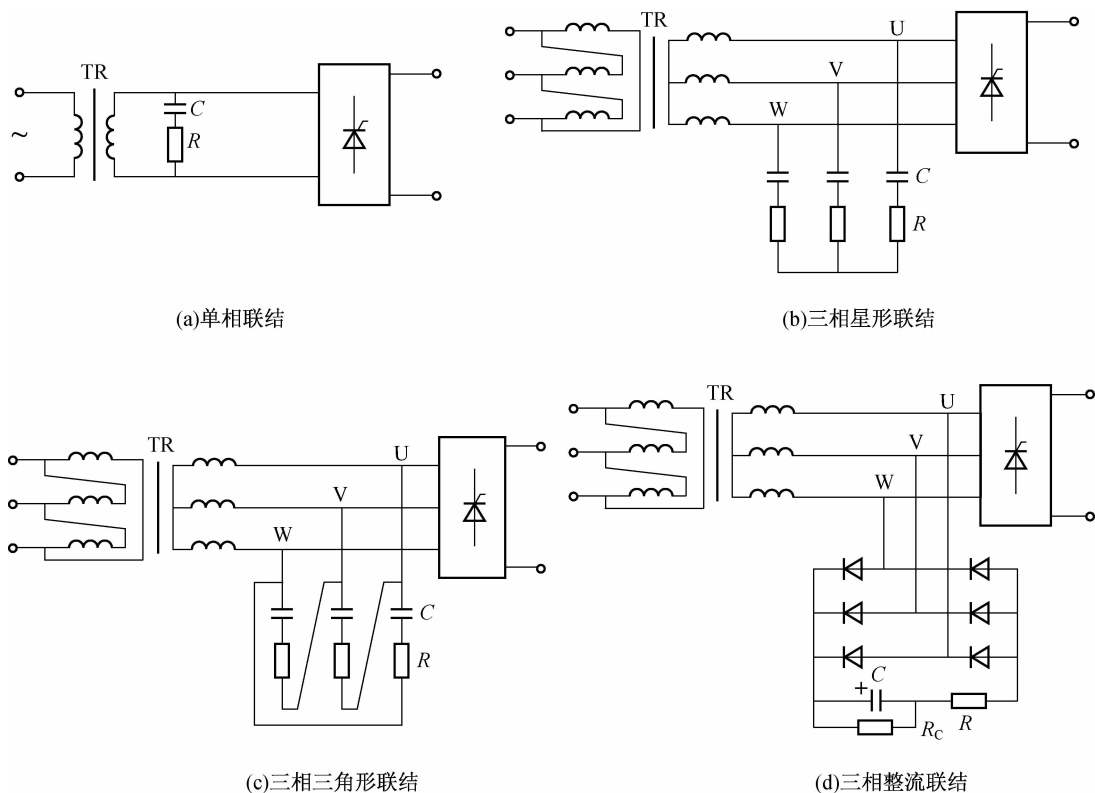


图 2-56 交流侧阻容吸收电路

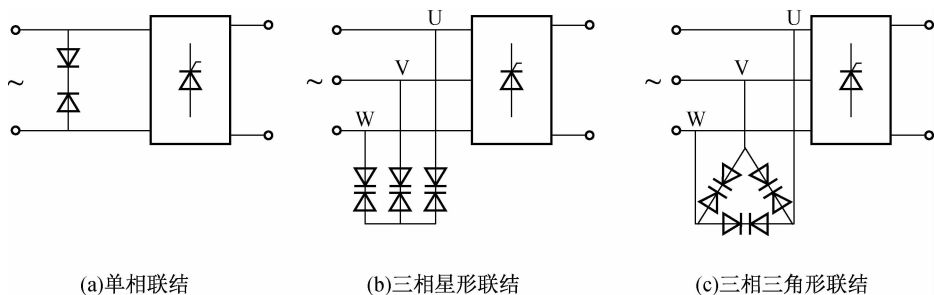


图 2-57 硅堆保护的接法

压敏电阻是由氧化锌、氧化铋等烧结而成的金属氧化物非线性电阻,具有正反向都很陡的稳压特性,其伏安特性如图 2-58 所示。

正常电压作用下,压敏电阻没有击穿,漏电流极小(微安级),因此,损耗很小;遇到过电压时,可释放数千安的放电电流,因而抑制过电压能力强。此外,压敏电阻反应快、体积小、价格便宜,得到了广泛的应用。但压敏电阻本身热容量小,一旦工作电压超过其额定电压很快就会烧毁,而且每次通过大电流之后,其标称电压都有所下降,因此,不宜用于频繁出现过电压的场合。如图 2-59 所示为压敏电阻的几种接法。

(5) 直流侧过电压及保护。若直流侧是电感性负载,或者切断时的电流值大,在整流电路直流侧发生切除负载、快熔熔断、正在导通的晶闸管烧坏或开路等情况时,因为大电感储

存的能量很大,就会在直流侧产生较大的浪涌过电压。抑制的有效办法是在直流负载两端并联压敏电阻或硅堆等来保护。

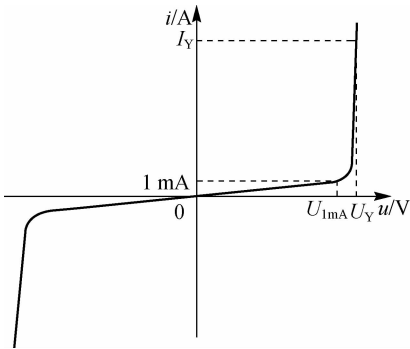


图 2-58 压敏电阻的伏安特性

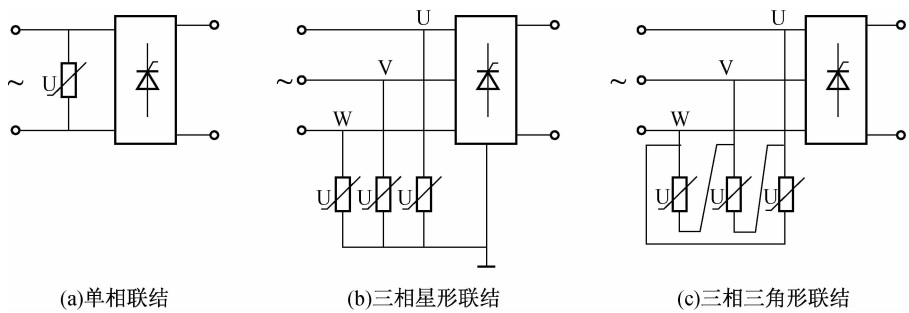


图 2-59 压敏电阻的几种接法

(6) 正向电压上升率和正向电流上升率的抑制。

①正向电压上升率 du/dt 的抑制。由晶闸管的结构可知,在正向关断状态下,晶闸管的 J_2 结面相当于一个电容,若电源闭合,晶闸管突然被加上正向电压,便会有充电电流流过结面,此时,相当于门极有触发电流。如果正向电压上升率 du/dt 较大,充电电流也较大,一旦达到晶闸管的触发电流值,就会使晶闸管误导通而出现过电流,使快熔或晶闸管烧坏。因此,对晶闸管的正向电压上升率 du/dt 应当加以抑制。

抑制电压变化率的措施有两种:第一种是给整流装置接上整流变压器,利用变压器漏感及晶闸管两端的阻容吸收电路的滤波特性,可以抑制晶闸管的正向电压上升率 du/dt ;第二种是对于没有采用整流变压器而由电网直接供电的装置,可在交流电源输入端串联空心小电感(电感量约为 $20 \sim 30 \mu\text{H}$)并加阻容吸收电路,构成滤波电路,从而用来抑制正向电压上升率 du/dt ,如图 2-60 所示。

②正向电流上升率 di/dt 的抑制。晶闸管开始导通时,管芯内部 J_2 结面还处在逐渐开通的过程中,主电流集中在门极附近的区域,随着时间增加,导通区逐渐扩大,直至全部 PN 结导通。若阳极电流上升太快,电流来不及扩展到全部结面,将造成部分已开通的结面电流密度过大,引起门极附近电流密度过大,从而导致器件过热,使晶闸管损坏。因此,必须抑制正向电流上升率 di/dt 。

抑制电流变化率的措施与抑制电压变化率的措施基本相同,主要有串联进线电感、桥臂电感,或采用整流式阻容电路,见图 2-56(d),使电容放电电流不经过晶闸管,这两种方法都

可抑制正向电流上升率 di/dt 。需要说明的是,在大容量或高频逆变电路中,若采用在桥臂串联空心电感的办法,会使换相时间延长,影响电路正常工作。因此,有的桥臂电感采用几只铁淦氧磁环,套在桥臂导线上。由于晶闸管刚刚导通时电流小、磁环不饱和、桥臂电感量大、磁环抑制正向电流上升率 di/dt 值的能力强;当电流变大时,磁环已饱和,桥臂电感量减小,阳极电流快速上升(此时电流已在晶闸管 PN 结面上扩散,允许电流上升率为较大值),磁环几乎不影响换相时间。

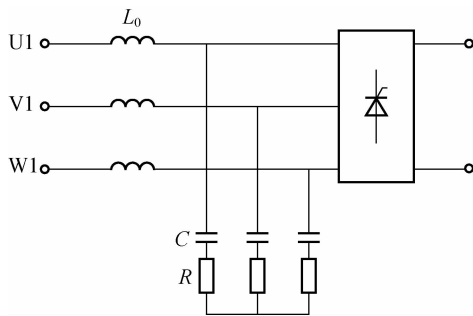


图 2-60 抑制正向电压上升率的电路

2. 晶闸管的串联与并联中的问题

在高电压和大电流的场合,单个晶闸管的额定电压和额定电流达不到要求时,就要考虑把晶闸管串联或并联起来使用。下面介绍晶闸管串联、并联使用的基本方法及注意事项,其他电力电子器件及模块的串联、并联使用与此类似。

1) 晶闸管的串联

晶闸管的串联电路及其伏安特性曲线如图 2-61 所示。

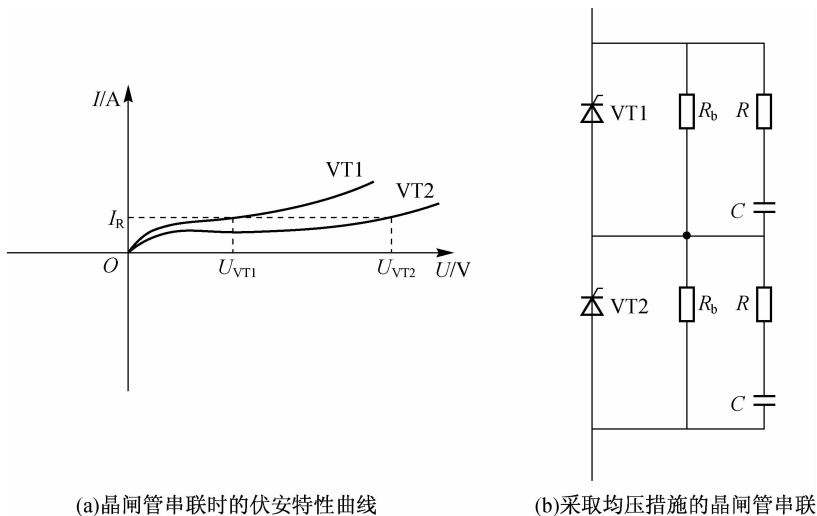


图 2-61 晶闸管的串联电路及其伏安特性曲线

当晶闸管的额定电压小于应用要求时,可选择同型号晶闸管串联使用。串联时各个晶闸管流过的漏电流相同,但由于其参数不可避免地存在分散性,因此,各个晶闸管承受的电压是不一样的。图 2-61(a)中的曲线分别为晶闸管 VT1、VT2 的正向伏安特性曲线,对应相

同的漏电流 I_R , 两者的压降不同, 即 $U_{VT1} < U_{VT2}$, 其分压不均现象十分明显。若外施电压较高, 则 VT2 可因分压较高而先转折, 随后另一晶闸管 VT1 也转折。同理, 当反向过电压时, 分压较高的晶闸管先被击穿损坏, 随后, 外施电压全部加到另一晶闸管上, 随之也被击穿损坏。因此, 晶闸管串联使用时, 必须采取均压措施。

为达到均压的目的, 在器件选用时应使器件的通态平均电流、恢复电流等参数尽量一致, 但实际却很难做到。在工程应用时, 主要采用在串联组件上并联阻值相等的电阻 R_b (R_b 称为均压电阻) 以克服电压分配不均的办法, 见图 2-61(b)。由于电阻 R_b 远远小于晶闸管的漏电阻, 所以并联后晶闸管两端的电阻值基本相等, 所承受的电压也基本相等。这种均压称为静态均压。均压电阻可按下式选取

$$R_b \leqslant (0.1 \sim 0.25) \frac{U_{Tn}}{I_{DRM}} \quad (2-21)$$

均压电阻功率可按下式计算

$$P_{R_b} \geqslant K_{R_b} \left(\frac{U_{TM}}{n} \right)^2 \quad (2-22)$$

式中, n 为串联晶闸管的数量; K_{R_b} 为计算系数, 单相电路取 0.25, 三相电路取 0.45, 直流电路取 1。

均压电阻只能使变化缓慢的电压或直流电压均匀分配, 解决的是静态不均压问题, 而在晶闸管开通与关断过程中出现的瞬时电压不均匀则属于动态不均压, 是由各器件的结电容、触发特性、导通与关断时间等因素决定的。开通时, 开通较慢的晶闸管将瞬时承受高电压; 关断时, 关断较快的晶闸管在关断瞬时承受全部的换流反电压, 因而这些器件容易损坏。解决串联晶闸管在开通与关断过程中出现的电压分配不均匀问题, 称为动态均压。图 2-60 中在晶闸管两端并联的阻容吸收回路, 既可起到过电压保护作用, 又可实现动态均压, 是一种经常采用的措施。

2) 晶闸管的并联

晶闸管的并联电路及其伏安特性曲线如图 2-62 所示。

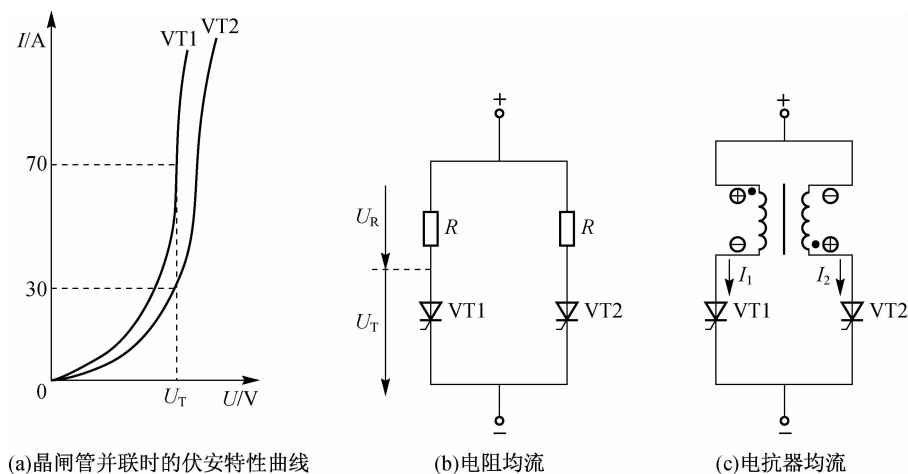


图 2-62 晶闸管的并联电路及其伏安特性曲线

在大功率系统中,有时用多个同型号的晶闸管并联,以承担较大的工作电流。晶闸管并联时,各管压降相同,但由于正向特性不完全一致,各管负担的电流可能相差很大,见图 2-62(a)。可见,晶闸管并联使用时,必须采取均流措施。

常用的均流措施有电阻均流和电抗器均流,分别见图 2-62(b)和图 2-62(c)。采用电阻均流措施的电路,均流电阻的值是以器件最大工作电流时,电阻压降为器件正向压降的 1~2 倍为原则来选取的。如 50 A 的器件,均流电阻为 0.02~0.04 Ω 。由于这种方法电阻功耗较大,因此,只适用于小电流晶闸管。

电抗器均流是用一个铁芯带有两个相同线圈,同名端相反接在并联电路中。均流原理是利用电抗器上感应电动势的作用,使两管中电流分配达到基本一致。当两管中电流相等时,电抗器铁芯内两线圈的励磁安匝互相抵消,电抗不起作用。若两管中电流不相等,如 $I_1 > I_2$,则在电感上产生感应电动势,这个电动势促使 I_1 减小、 I_2 增加,从而达到均流的目的。电抗器均流损耗小,在大功率晶闸管装置中比较适用。

3. 全控型电力电子器件的缓冲与保护

1) 缓冲电路

全控型电力电子器件在电路中大多工作在开、关状态。在开通、关断过程中,电路中各种储能组件能量的释放可能会使器件受到很大冲击而损坏。同时,电流在芯片中分布不均匀会导致器件局部过热而烧毁。另外,由于开关频率较高,开关损耗也是一个必须考虑的问题。

设置缓冲电路可以避免器件流过过大的电流和器件两端出现过高的电压,也可使电流、电压的峰值不同时出现,从而抑制正向电压上升率 du/dt 和正向电流上升率 di/dt ,减少开关损耗,提高电路的可靠性。因此,缓冲电路是一种重要的保护电路。

缓冲电路一般由电阻、电感、电容及二极管构成。如图 2-63 所示是以 GTR 为例的几种典型的缓冲电路,但同样适用于其他器件。

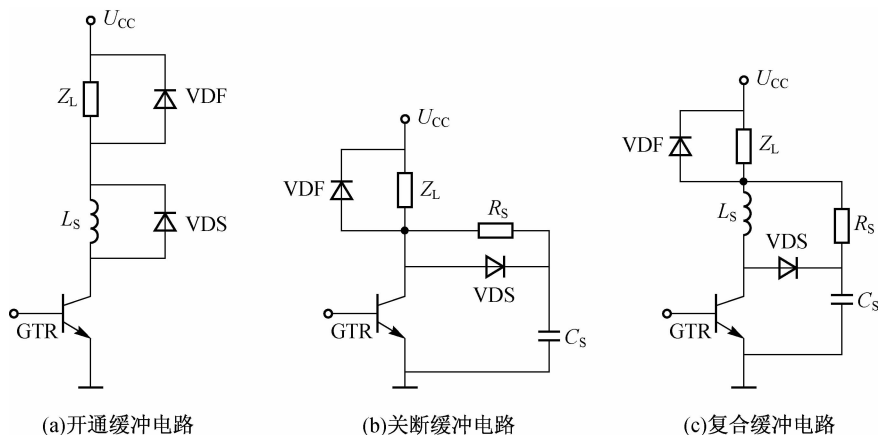


图 2-63 全控型器件的缓冲电路

(1) 开通缓冲电路。开通缓冲电路是指在开通过程中,为避免电路中各种储能元件能量的释放使器件受到很大冲击而损坏的电路,见图 2-63(a)。电感 L_s 串联在 GTR 集电极电路中,并联一个二极管 VDS,利用电感电流不能突变的原理来抑制 GTR 的正向电流上升率 di/dt 。在 GTR 开通,集电极电压下降时,电感 L_s 抑制了集电极的正向电流上升率 di/dt ;

二极管 VDF 为负载 Z_L 提供续流通道,在 GTR 关断时,电感 L_S 中的储能通过二极管 VDS 的续流作用消耗在 VDS 和电感 L_S 上。

(2)关断缓冲电路。关断缓冲电路是指在关断过程中,为避免电路中各种储能元件能量的释放使器件受到很大冲击而损坏的电路,见图 2-63(b)。电容 C_S 并联于 GTR 两端,利用电容两端电压不能突变的原理来减小 GTR 的正向电压上升率 du/dt ,抑制尖峰电压。GTR 关断时,电源经负载 Z_L 、二极管 VDS 向电容 C_S 充电,电容上端电压缓慢上升使 GTR 两端电压平缓升高;GTR 开通时,电容 C_S 通过电阻 R_S 放电, R_S 又可抑制器件中的尖峰电流。

(3)复合缓冲电路。将开通缓冲电路与关断缓冲电路结合在一起的电路,称为复合缓冲电路,见图 2-63(c)。当 GTR 关断时,负载电流经 L_S 、VDS 向电容 C_S 充电,GTR 两端电压平缓上升;当 GTR 开通时, L_S 抑制电流变化率,同时, C_S 上储存的能量经 R_S — L_S —GTR 放电,能量消耗在 R_S 上,减少了 GTR 承受的正向电流上升率 di/dt 。这种电路把缓冲电路的能量消耗在电阻上,因此,该电路称为耗能式复合缓冲电路。

IGBT 在电力变换电路中始终工作于开关状态,其工作频率高达 20~50 kHz,很小的电路电感就可能引起很大的感应电动势,从而危及 IGBT 的安全,因此,IGBT 的缓冲电路功能更侧重于开关过程中过电压的吸收与抑制。如图 2-64 所示,给出了几种用于 IGBT 桥臂的典型缓冲电路。

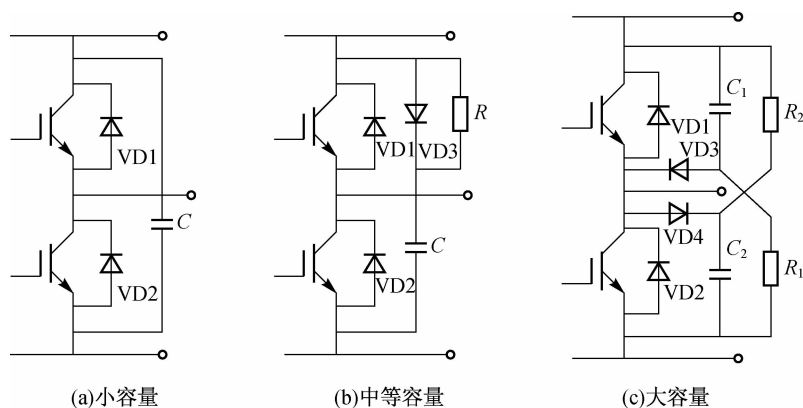


图 2-64 IGBT 桥臂的典型缓冲电路

图 2-64(a)为最简单的单电容电路,适用于 50 A 以下的小容量 IGBT 模块,由于电路无阻尼组件,易产生 LC 振荡,故应选择无感电容或串入阻尼电阻;图 2-64(b)为将 RCD 缓冲电路用于双桥臂的 IGBT 模块上,适用于 200 A 以下的中等容量 IGBT;图 2-64(c)中,将两个 RCD 缓冲电路分别用在两个桥臂上,该电路将电容上缓冲的能量部分送回电源,因此,损耗较小,广泛应用于 200 A 以上的大容量 IGBT。

2) 保护电路

缓冲电路本身就是重要的保护电路。除此之外,在介绍各种驱动电路、驱动模块时,已经介绍了其中所包含的保护电路,不再重复。这里仅介绍前面未提到的一些保护电路和措施。

(1)功率 MOSFET 的保护。功率 MOSFET 的薄弱之处是栅极绝缘层易被击穿损坏。一般认为功率 MOSFET 易受各种静电感应而击穿栅极绝缘层,实际上这种损坏的可能性还与其管芯尺寸大小有关。管芯尺寸大,栅极输入电容也大,因此,受静电电荷充电而使栅源

间电压超过 $\pm 20\text{ V}$ 而击穿的可能性相对小些。

①静电保护。功率 MOSFET 属于栅极控制型器件,其输入阻抗极高,且栅极绝缘层很薄,在静电较强的场合难于释放电荷,容易引起静电击穿,造成栅源短路;另外,其栅极和源极都是由金属化薄膜铝条引出的,很容易被静电击穿熔断,造成栅极或源极断路。因此,必须采取以下措施防止静电击穿,如测试及取用前应该用抗静电包装袋、导电材料包装袋或金属容器存放功率 MOSFET,不能用普通塑料袋或塑料盒存放;取用时,工作人员必须使用抗静电腕带并良好接地,且应拿器件的管壳,而不是器件的引脚;安装、焊接时,工作台、电烙铁应良好接地,焊接时电烙铁应断电;测试时,工作台与测试仪器都必须良好接地,功率 MOSFET 的三个电极未全部接入测试仪器或电路前不要施加电压,改换测试范围时,电压和电流必须先恢复到零。

②防止偶然性振荡损坏器件。功率 MOSFET 与测试仪器、接插盒等的输入电容、输入电阻匹配不当时可能出现偶然性振荡,造成器件损坏。因此,在用图示仪等仪器测试时,在器件的栅极端子处可外接 $10\text{ k}\Omega$ 串联电阻,也可在栅极源极之间外接大约 $0.5\text{ }\mu\text{F}$ 的电容器。

③消除寄生晶体管和二极管的影响。由于功率 MOSFET 内部构成寄生晶体管和二极管,通常若短接寄生晶体管的基极和发射极就会造成二次击穿。另外寄生二极管的恢复时间为 150 ns ,而当耐压为 450 V 时恢复时间为 $500\sim 1\,000\text{ ns}$ 。因此,在桥式开关电路中功率 MOSFET 应外接快速恢复的并联二极管,以免发生桥臂直通短路故障。

④工作保护包括栅源过电压保护、漏源过电压保护和漏极过电流保护。栅源过电压保护应用于栅源间的阻抗过高的情况。漏源间电压的突变通过极间电容耦合到栅极,会产生相当高的栅源尖峰电压 U_{GS} ,将栅源氧化层击穿,造成功率 MOSFET 永久性损坏。当耦合到栅极的电压为正时,还可能引起功率 MOSFET 误导通。防止栅源过电压的方法有适当降低栅极驱动电路的阻抗,在栅源间并联阻尼电阻或并联约 20 V 的稳压管,如图 2-65 所示。特别要防止栅极开路工作。

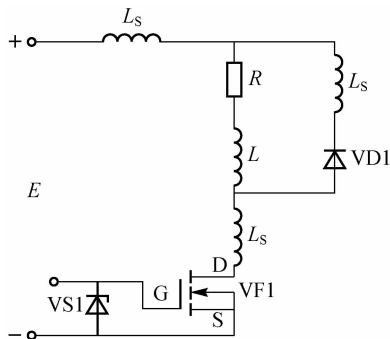


图 2-65 用钳位稳压管限制栅源过电压

漏源过电压保护应用于电路中有感性负载时。当功率 MOSFET 关断时,漏极电流的突变会在电感上产生比电源电压还高得多的漏极尖峰电压,导致功率 MOSFET 的损坏。因此,要在感性负载两端并联钳位稳压管。另外,为防止因电路存在杂散电感 L_s 而产生的瞬时过电压,还应在漏源两端并联 RCD 或 RC 缓冲电路,如图 2-66 所示。

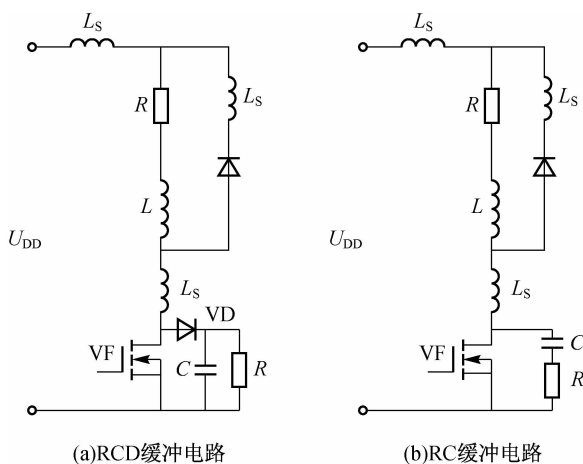


图 2-66 用 RCD 或 RC 缓冲电路进行漏源过电压保护

漏极过电流保护应用于因器件误开通或若干负载的接入或切除等原因引起漏极电流超过漏极峰值电流,而必须将功率 MOSFET 迅速关断时。漏极过电流保护可采用电流互感器或其他电流检测控制电路切断其回路。

(2) IGBT 的保护。IGBT 的过电压保护措施已在前面的缓冲电路部分作了介绍,这里只讨论 IGBT 的过电流保护措施。过电流保护措施主要是通过检测出过电流信号后迅速切断栅极控制信号来关断 IGBT。实际使用中,当出现负载电路接地、输出短路、桥臂某元件损坏、驱动电路故障等情况时,都可能使同一桥臂的两个 IGBT 同时导通,使主电路短路、集电极电流过大、IGBT 功耗增大。因此,就要求在检测到过电流后,通过控制电路产生负的栅极驱动信号来关断 IGBT。尽管检测和切断过电流需要一定的时间延迟,但只要 IGBT 的额定参数选择合理,10 μs 内的过电流一般不会使元件损坏。如图 2-67 所示为识别集电极电压的过流保护电路。

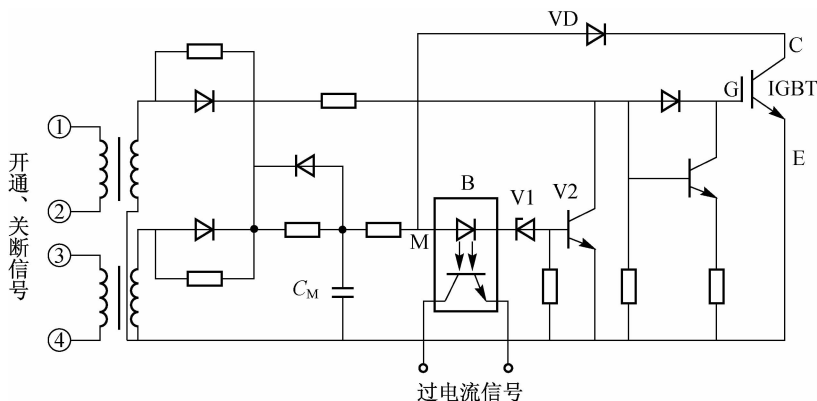


图 2-67 识别集电极电压的过流保护电路

IGBT 的集电极通态饱和压降 U_{CES} 与集电极电流 I_C 为近似线性关系, I_C 越大, U_{CES} 也越大。因此,可通过检测 U_{CES} 的大小来判断 I_C 的大小。图 2-67 中,脉冲变压器的①、②端输入开通驱动脉冲,③、④端输入关断信号脉冲。IGBT 正常导通时, U_{CE} 很低,集电极 C 电位很低, VD 导通, M 点电位被钳位于低电平,晶体管 V2 截止。若 I_C 出现过电流,则

2.3 实 训

本实训主要介绍晶闸管的测试与导通、关断条件。

1. 实训目的

(1) 根据 PN 结的单向导电原理, 学会利用万用表来区别晶闸管的三个电极, 并初步掌握判断其好坏的方法。

(2) 晶闸管具有单向可控导电性, 通过本实训验证并掌握其导通及关断条件。

2. 实训电路

(1) 晶闸管测试的实训电路如图 2-69 所示。

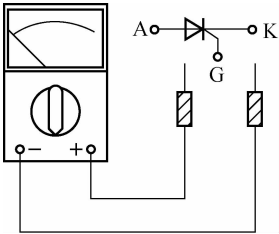


图 2-69 晶闸管测试的实训电路

(2) 晶闸管导通条件的实训电路如图 2-70 所示。

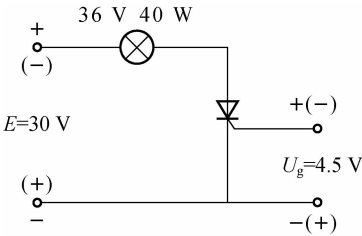


图 2-70 晶闸管导通条件的实训电路

(3) 晶闸管关断条件的实训电路如图 2-71 所示。

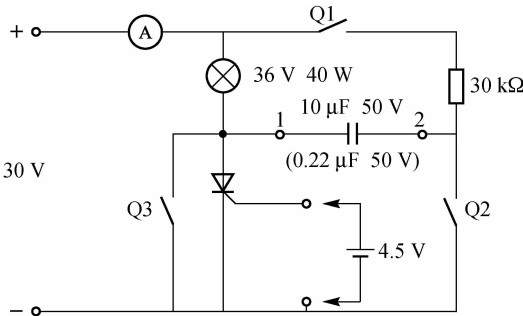


图 2-71 晶闸管关断条件的实训电路

3. 实训设备

- (1) 一块万用表。
- (2) 好、坏晶闸管各一个。
- (3) 一组 1.5 V×3 干电池。
- (4) 一块晶闸管导通、关断实验板。
- (5) 一台 30 V 直流稳压电源或 J1202 型学生电源。

4. 实训内容及步骤

1) 晶闸管的测试

图 2-69 中利用万用表分别两两测量晶闸管的三个电极,来判断晶闸管的三个电极以及晶闸管的好坏。

(1) 晶闸管的电极判别。万用表置 $R \times 1K$ 挡,将晶闸管其中一脚假定为控制极,与黑表笔相接,然后用红表笔分别接另外两个脚。若有一次出现正向导通,则假定的控制极是控制极,而导通那次红表笔所接的脚是阴极 K,另一极则是阳极 A。如果两次均不导通,则说明假定的不是控制极,可重新设定一端为控制极。

(2) 晶闸管的好坏判别。在正常情况下,晶闸管的 GK 是一个 PN 结,具有 PN 结特性,而 GA 和 AK 之间存在反向串联的 PN 结,故其间电阻值均为无穷大。

如果 GK 之间的正反向电阻都等于零,或 GK、AK 之间正反向电阻都很小,说明晶闸管内部击穿短路。如果 GK 之间正反向电阻都为无穷大,说明可控硅内部断路。

将万用表置 $R \times 1$ 挡,红表笔接阴极 K,黑表笔接阳极 A,在黑表笔接 A 的瞬时碰触控制极 G(给 G 加上触发信号),万用表指针向右偏转,说明晶闸管已经导通。此时,即使断开黑表笔与控制极 G 的接触,晶闸管仍将继续保持导通状态。

在测试晶闸管时不要用万用表的高阻挡,以免损坏门极 PN 结。

将所测得的数据填入表 2-7,并根据数据判别晶闸管的好坏。

表 2-7 晶闸管测试数据

被测晶闸管	R_{AK}	R_{KA}	R_{AG}	R_{GA}	R_{KG}	R_{GK}	结论
VT1							
VT2							

2) 晶闸管的导通条件

根据图 2-70 的电路,完成下列实验。

(1) 给晶闸管加上 30 V 的反向阳极电压,即晶闸管的阳极接直流稳压电源的负端,阴极接稳压电源的正端。然后观察门极在开路、4.5 V、-4.5 V 三种情况时,晶闸管是否导通(灯泡是否亮)。

(2) 给晶闸管加上 30 V 的正向电压,即晶闸管的阳极接直流稳压电源的正端,阴极接稳压电源的负端。然后观察门极在开路、-4.5 V 两种情况时,晶闸管是否导通(灯泡是否亮)。

(3) 仍给晶闸管加上 30 V 的正向电压,同时也给晶闸管的门极加 4.5 V 的正向电压,即门极为正,阴极为负。再观察晶闸管是否导通(灯泡是否亮)。

(4) 灯亮以后,去掉门极的电压,观察灯泡是否还亮;再给门极加 -4.5 V 的电压,观察

灯泡的情况。

3) 晶闸管的关断条件

根据图 2-71 的电路,将开关均先置在断开的位置,然后进行如下实验。

(1)重复上述 2) 中第(3)步,使晶闸管导通(灯泡亮)。然后断开门极的控制电压,观察灯泡的亮暗情况。

(2)去掉 30 V 阳极电压,再观察灯泡的亮暗情况。

(3)再次使晶闸管导通,然后闭合 Q1,断开门极电压,再接通 Q2,观察灯泡是否熄灭。

(4)将电容换成 0.22 μF 、50 V 的电容,再重复步骤(3),观察灯泡的亮暗情况。

(5)使晶闸管导通,断开门极电压后,闭合 Q3,再打开 Q3,观察灯泡的亮暗。

(6)使晶闸管再次导通,开始逐渐减小阳极电压,观察电流表的指示,是否电流值下降到某一数值时,灯泡就不亮了,此时,若再增大阳极电压,灯泡也不会再亮了。

5. 实训报告要求

(1)整理实验结果。

(2)总结判别晶闸管好坏的简易方法。

(3)根据实训内容 2)的结果写出晶闸管的导通条件,并说明门极的作用。

(4)由实训内容 3)的结果总结出晶闸管关断的方法。

本章小结

晶闸管属于半控、双极、电流控制型电力电子器件,为第一代产品,具有单向可控导电性。其导通条件是晶闸管阳极电路和门极电路均加适当的正向电压,且晶闸管一旦导通,门极将失去控制作用;关断条件是使其阳极电流小于维持电流。晶闸管触发电路是向晶闸管门极、阴极间提供触发电压和电流,控制晶闸管导通的电路。按组成组件分类,触发电路可分为单结晶体管触发电路、集成触发电路和数字触发电路等。单结晶体管触发电路结构简单、抗干扰、易调试、输出脉冲前沿陡,常用于中小容量晶闸管的触发控制;集成触发电路使用方便、外围元件少、工作稳定,常用于大容量晶闸管的触发控制;数字触发电路控制灵活、准确可靠,特别是由价格低、功能强的单片机组成的数字触发系统得到越来越广泛的应用。晶闸管在过电流、过电压的情况下容易损坏,影响电力电子系统的正常运行,甚至酿成事故,因此,必须采取相应的保护措施。常用的保护措施有串接进线电抗、快熔、直流快速断路器、并联阻容吸收回路、硅堆、压敏电阻、过电流继电器保护和脉冲移相保护电路等。

GTR、功率 MOSFET、IGBT、GTO、MCT 等全控型电力电子器件与普通晶闸管相比,具有可控开通和关断、工作频率高等优点。各种全控型器件,除了 GTR、GTO 是电流驱动控制型器件以外,其他的都是电压驱动控制型器件。电压驱动控制型器件的最大特点是输入阻抗高、驱动功率小、驱动电路简单、工作频率高,但通态压降相对较大。全控型电力电子器件因导通和关断原理不同,其驱动电路也有很大差别。对 GTR 应尽量采用相应的驱动模块,同时采取必要的保护措施;功率 MOSFET 的驱动功率小,但存在对输入电容充、放电的问题,因此,需要向其提供一定的驱动电流,以免直接影响工作速度;IGBT 的驱动常采用专用功率模块,使用时应注意栅极串联电阻的选用,并注意对

IGBT 的保护。

最近十年电力电子器件的一个重要发展趋势是将电力电子器件与其驱动、缓冲、监测、保护和控制等相关硬件集成为一体,构成功率集成模块 PIC。PIC 把电力电子变换和控制、保护系统中的硬件尽可能多地以芯片的形式集成在一个模块内,缩短了电路间的连线,不仅极大地减少了寄生电感,而且使用方便、成本缩减、重量减轻、体积缩小,大大提高了电力电子系统的可靠性,实现了电能与信息的集成,具有广阔的发展前景。

目前,常用的电力电子器件中,电压、电流定额最高的是 SCR,其次是 GTO,然后依次是 IGBT、MCT、SIT、GTR,最小的是功率 MOSFET。工作频率最高的是功率 MOSFET、SIT、SITH,其次是 IGBT、GTR、MCT、GTO,最低的是 SCR。

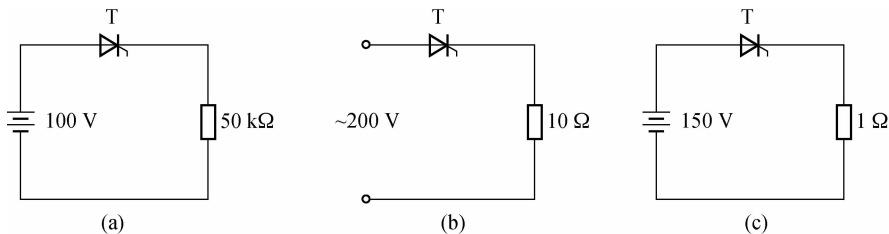
在工程实践中,应根据所需的电力电子系统的类型、特性要求、工作频率高低、供电电源情况和各类电力电子器件的优缺点,对性能和成本等因素综合考虑,合理选用电力电子器件。

习 题 2

2-1 晶闸管导通的条件是什么? 导通后流过晶闸管的电流由哪些因素决定?

2-2 维持晶闸管导通的条件是什么? 怎样使晶闸管由导通变为关断?

2-3 型号为 KP100-3、维持电流 $I_H = 4 \text{ mA}$ 的晶闸管使用在如图题 2-3 所示的电路中是否合理? 为什么?(暂不考虑电压、电流裕量。)



图题 2-3

2-4 测得某晶闸管 $U_{\text{DRM}} = 840 \text{ V}$, $U_{\text{RRM}} = 980 \text{ V}$, 试确定此晶闸管的额定电压是多少? 属于哪个电压等级?

2-5 有些晶闸管触发导通后, 触发脉冲结束时它又关断是什么原因?

2-6 单相正弦交流电源, 其电压有效值为 220 V , 晶闸管和电阻串联相接, 试计算晶闸管实际承受的正反向电压最大值是多少? 考虑晶闸管的安全裕量, 额定电压该如何选取?

2-7 何谓单极型和双极型器件?

2-8 GTR 对基极驱动电路的要求有哪些?

2-9 功率 MOSFET 的静电保护措施有哪些?

2-10 IPM 的优点有哪些?

2-11 晶闸管电路对触发电路的要求有哪些?

2-12 同步电压为锯齿波的触发电路中, 控制电压 U_c 和偏移电压 U_b 各起什么作用? 输出脉宽如何调节?

-
- 2-13** 对 IGBT 的栅极驱动电路有哪些要求?
- 2-14** 晶闸管电路中,产生过电流的原因有哪些?
- 2-15** 使用晶闸管时,常用的过电流、过电压保护措施各有哪些?
- 2-16** 在晶闸管两端并联 RC 吸收回路的主要作用有哪些? 其中电阻 R 的作用是什么?
- 2-17** GTR 缓冲电路的作用是什么? 有哪些缓冲电路形式?

第3章 变频技术

在交流电动机的变频调速控制中,为了保持额定磁通基本不变,在调节定子频率时必须同时改变定子的电压,因此,必须配备变压变频装置。最早的变压变频装置是旋转变频机组,现在已经几乎都让位给静止式电力电子变压变频装置了。这种静止式的变压变频装置统称为变频器,它的核心部分就是变频电路。

3.1 交—直—交变频技术

交—直—交变频电路是先把恒压恒频的交流电经整流电路整流成直流电,直流中间电路对整流电路的输出进行平滑滤波,再经过逆变电路把这个直流电流变成频率和电压都可变的交流电的间接型变频电路,它已被广泛地应用在交流电动机的变频调速中。

3.1.1 交—直—交变频技术的原理

交—直—交变频电路结构框图如图 3-1 所示。

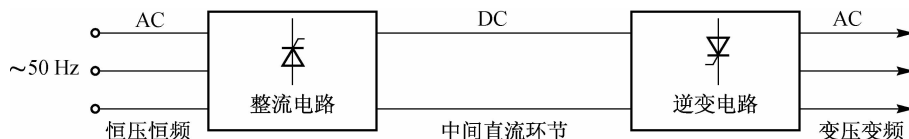


图 3-1 交—直—交变频电路结构框图

按照不同的控制方式,交—直—交变频电路可分成可控整流电路调压、逆变电路调频,不可控整流电路整流、斩波电路调压、逆变电路调频和不可控整流电路整流、脉宽调制逆变电路同时调压调频三种控制方式,如图 3-2 所示。

图 3-2(a)为可控整流电路调压、逆变电路调频的控制方式。显然,在这种装置中,调压和调频在两个环节上分别进行,两者需要在控制电路上互相协调配合,其结构简单、控制方便。这种装置的主要缺点是由于输入环节采用晶闸管可控整流电路,当电压调得较低时,电网端功率因数较低,而输出环节多用由晶闸管组成的三相六拍逆变电路,每个周期换相六次,因此,输出的谐波较大。

图 3-2(b)为不可控整流电路整流、斩波电路调压、逆变电路调频的控制方式。在这种装置中,整流环节采用由二极管构成的不可控整流电路,只整流不调压;而单独设置的斩波电路,用于脉宽调压。这样虽然多了一个环节,但调压时输入功率因数不变。由于输出逆变环节未变,所以仍存在有输出谐波较大的问题。

图 3-2(c)为不可控整流电路整流、脉宽调制逆变电路同时调压调频的控制方式。在这种装置中,采用由二极管构成的不可控整流装置,使输入功率因数保持不变;用脉宽调制逆变器进行逆变,使输出谐波减小。

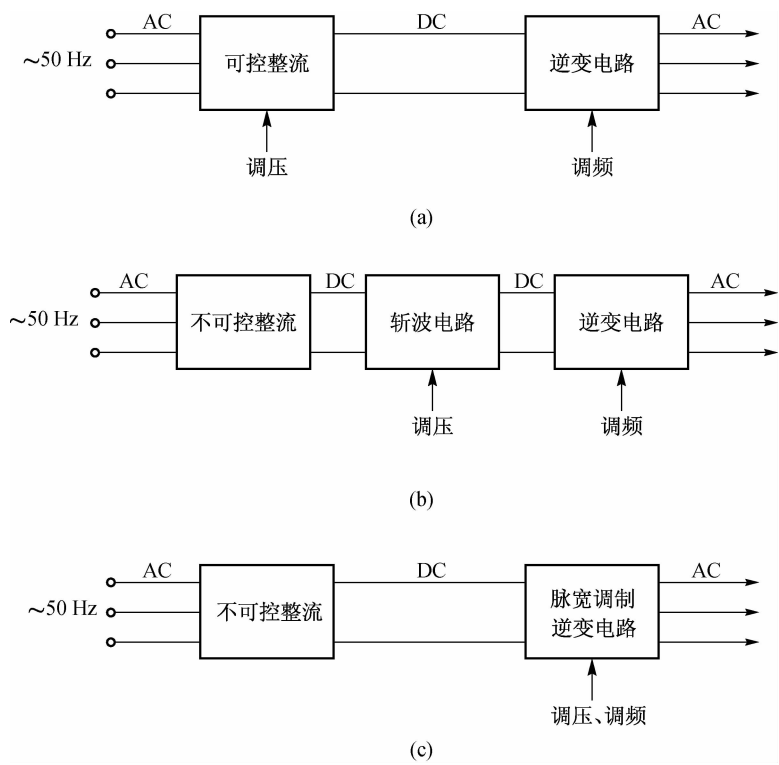


图 3-2 交—直—交变频电路的三种控制方式

脉宽调制逆变电路需要全控型电力半导体器件,其输出谐波减小的程度取决于脉宽调制的开关频率,而开关频率是受器件开关时间所限制的。采用 IGBT 时,开关频率可高达 10 kHz,输出波形已经非常接近正弦波,是当前最有发展前途的一种逆变电路。

根据中间直流环节采用滤波器的不同,变频电路又分为电压型变频电路和电流型变频电路,如图 3-3 所示。其中, U_d 为整流器输出电压的平均值。

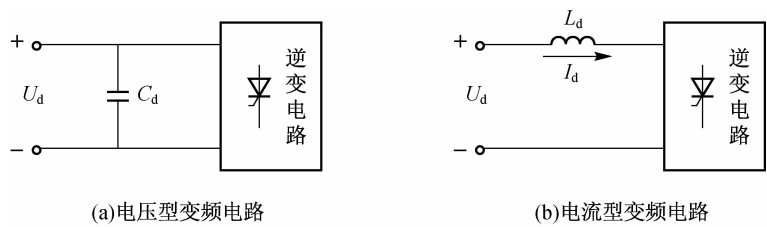


图 3-3 变频电路原理图

在交—直—交变频电路中,当中间直流环节采用大电容滤波时,直流电压波形比较平直,在理想情况下,其相当于一个内阻抗为零的恒压源;输出的交流电压是矩形波或阶梯波,这种变频电路称为电压型变频电路,见图 3-3(a)。当交—直—交变频电路的中间直流环节采用大电感滤波时,直流电流波形比较平直,因而电源内阻抗很大,对负载来说基本

上是一个电流源；其输出的交流电流是矩形波或阶梯波，这种变频电路称为电流型变频电路，见图 3-3(b)。可见变频电路的这种分类方式和逆变电路是一致的，所不同的是逆变电路由电源 E 供电，而在交—直—交变频电路中，则是由整流器的输出 U_d 供电。

3.1.2 电压型变频技术

电压型变频电路和电流型变频电路在构成上比较类似，都是由整流电路和逆变电路两部分组成，它们的区别体现在逆变电路部分。

1. 电压型逆变电路的主要特点

电压型逆变电路的主要特点有：

(1) 直流侧并联有大电容，相当于直流电压源，内阻很小，直流电压波形比较平直，基本无脉动。

(2) 由于直流电压源的钳位作用，逆变器的交流输出电压被钳位为矩形波，与负载阻抗角无关。而交流侧电流波形和相位因负载阻抗角的变化而变化，其波形接近正弦波。

(3) 当交流侧为电感性负载时需要提供无功功率，直流侧电容是缓冲负载无功能量的储能元件。为了给交流侧向直流侧反馈的能量提供通道，各桥臂都并联了续流二极管。

(4) 逆变电路从直流侧向交流侧传送的功率是脉动的，由于直流电压无脉动，因此，传送功率的脉动是由直流电流的脉动来体现的。

2. 电压型逆变电路的基本电路

交—直—交电压型变频电路不仅被广泛地应用于电力拖动调速系统中，而且也被普遍用于高精度稳频稳压电源和不间断电源中。最简单的电压型变频电路由可控整流电路和电压型逆变电路组成，用可控整流电路调压，逆变电路调频，如图 3-4 所示。在逆变电路的直流侧并联有大容量滤波电容，在异步电动机变频调速系统中，这个大容量滤波电容同时又用来缓冲无功功率。

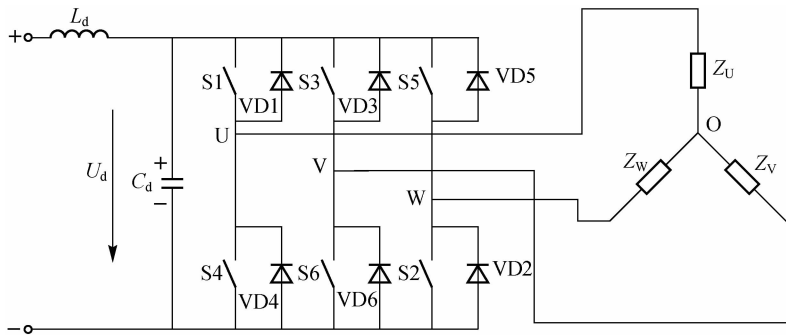


图 3-4 三相电压型变频电路的基本电路

三相电压型逆变电路由六个具有单向导电性的功率半导体开关 $S1 \sim S6$ 组成。每个功率开关上反并联一只续流二极管，为负载的滞后电流提供一条反馈到电源的通路。六个功率开关每隔 60° 触发导通一次，相邻两相的功率开关触发导通时间互差 120° ，同一相上的两个功率开关器件不能同时导通，一个周期共换相六次，对应六个不同的工作状态。

在三相电压型逆变电路中，应用最广的是三相桥式逆变电路。采用功率晶体管作为可控元件的三相电压型桥式逆变电路如图 3-5 所示。为了分析方便，图中直流侧电源画出了

假想中点 N' 。三相电压型桥式逆变电路的基本工作方式是 180° 导通方式,即每个桥臂的导向角度为 180° ,同一相(即同一半桥)上下两个桥臂交替导电,各相开始导通的时间依次相差 120° 。因为每次换相都是在同一相上下两个桥臂之间进行的,因此,称为纵向换相。这样,在任一瞬间,将有三个桥臂同时导通。

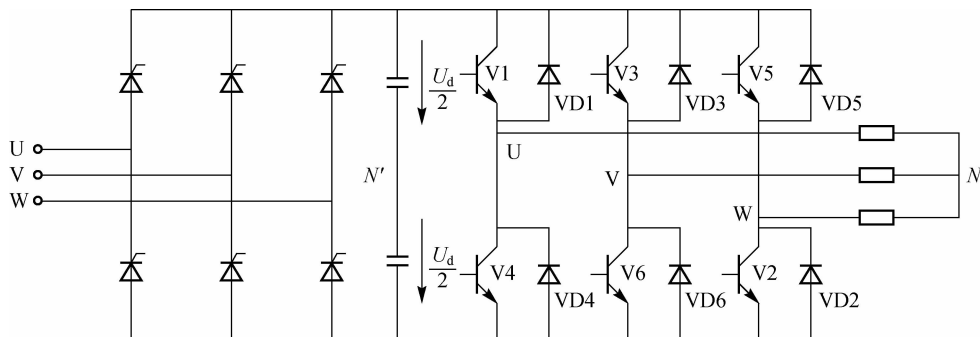


图 3-5 三相电压型桥式逆变电路

在三相电压型桥式逆变电路中,为了防止同一相上下两桥臂的可控元件同时导通而引起直流电源的短路,要采取“先断后通”的方法,即先给应关断的器件关断信号,待其关断后留一定的时间裕量,然后,再给应导通的器件开通信号,两者之间需留一个短暂的死区时间。

除 180° 导通型外,还有 120° 导通型的控制方式,即每个桥臂的导向角度为 120° ,同一相上下两桥臂的导通有 60° 的间隔,各相的导通时间仍依次相差 120° 。这样,每次的换相都是在上面三个桥臂内或下面三个桥臂内依次进行,因此,称为横向换相。在任何一个瞬间,上下三个桥臂都各有一个桥臂导通。 120° 导通型不存在同一相上下直通短路的问题,但其输出的交流线电压有效值 $U_{UV}=0.707U_d$,比 180° 导通型的 $U_{UV}=0.816U_d$ 低,直流电源电压利用率低,因此,一般电压型逆变电路都采用 180° 导通型。

从图 3-4 中可以看出,由于整流电路输出的电压和电流极性都不能改变,因此,功率只能从交流电网输送到直流中间电路,进而再向交流电动机传输功率,反之则不行。当负载电动机由电动状态转入制动运行时,电动机处于发电状态,其能量通过逆变电路中的反馈二极管流入直流中间电路,使直流电压升高而产生过电压,这种过电压称为泵升电压。为了限制泵升电压,可给直流侧电容并联一个由功率晶体管 V_0 和能耗电阻 R_0 组成的泵升电压限制电路,如图 3-6 所示。当泵升电压超过一定数值时,使 V_0 导通,把电动机反馈的能量消耗在电阻 R_0 上。这种电路适用于对制动时间有一定要求的小容量调速系统。

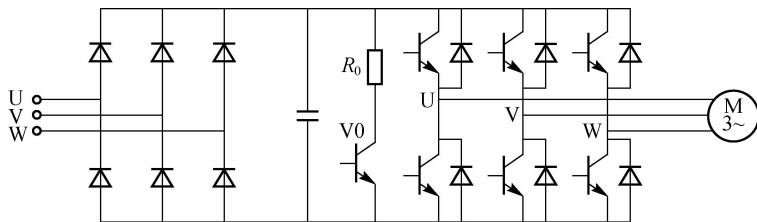


图 3-6 带泵升电压限制电路的变频电路

在要求电动机频繁快速加减速的场合,上述带有泵升电压限制电路的变频电路耗能较多,能耗电阻 R_0 也需较大的功率。因此,希望在制动时把电动机的动能反馈回电网。这时,需要在整流电路中设置回馈通路——反并联一组逆变桥,以实现再生制动,如图 3-7 所示。此时, U_d 的极性仍然不变,但 I_d 可以借助于反并联的三相桥(工作在有源逆变状态)改变方向使再生电能回馈到交流电网。

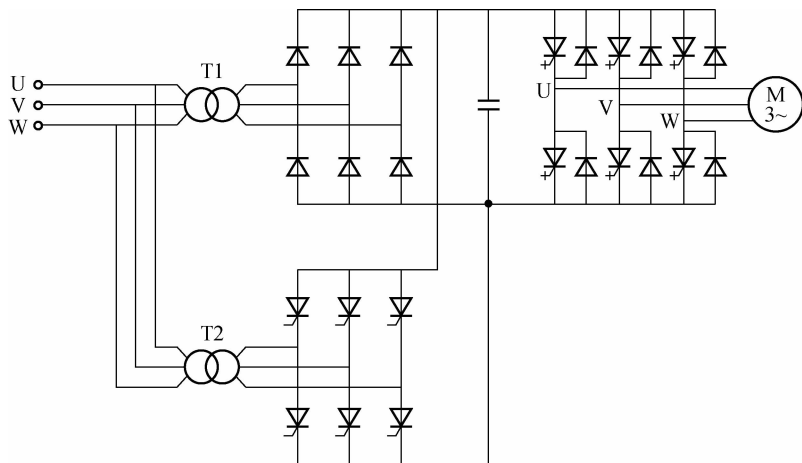


图 3-7 可再生制动的变频电路

3. 电压型逆变电路输出电压的调节

为适应变频调速的需要,变频电源必须在变频的同时实现变压。电压型逆变电路输出电压的调节方式有三种,即调节直流侧电压、移相调压和脉宽调制调压。

1) 调节直流侧电压

从上面的分析可以看出,改变直流侧电压 U_d 即可调节逆变电路的输出电压。调节直流侧电压,主要有两种方式:

(1) 采用可控整流器整流,通过对触发脉冲的相位控制直接得到可调直流电压,见图 3-2(a)。该方式电路简单,但交流电网侧功率因数低,特别是低电压时,表现更为严重。

(2) 采用二极管整流桥不可控整流,在直流环节增加斩波电路,以实现调压,见图 3-2(b)。此方式由于使用不可控整流器,交流电网侧的功率因数得到明显改善。

上述两种方法都是通过调节逆变电路输入端的直流电压来改变逆变电路输出电压的幅值。此时,逆变电路本身只调节输出电压的交变频率。

2) 移相调压

移相调压实际上就是调节输出电压脉冲的宽度。如图 3-8(a)所示为单相全桥式逆变电路,各电力晶体管的基极信号仍为 180° 正偏, 180° 反偏, V1 和 V2 的基极信号互补, V3 和 V4 的基极信号互补,但 V3 的基极信号不是比 V1 落后 180° ,而是落后 θ ($0^\circ < \theta < 180^\circ$)。这样,输出电压波形就不再是正负都为 180° 的矩形波,而是正负各为 θ 的矩形波。各基极信号 $u_{b1} \sim u_{b4}$ 及输出电压 u_0 、输出电流 i_0 的波形如图 3-8(b)所示。以一个周期为例,设在 t_1 以前, V1 和 V4 导通,输出电压 u_0 为 U_d , t_1 时刻 V3 和 V4 基极信号反向, V4 截止,由于是电感性负载,输出电流 i_0 不能突变, V3 不能立刻导通, V1 续流,因 V1