

# 目 录

<b>第一章 电力半导体器件的基本原理、特性及参数</b> .....	1
1.1 电力半导体器件发展史及评述 .....	1
1.2 半导体整流器 .....	3
1.2.1 结型整流管 .....	3
1.2.2 其它类型的整流管 .....	7
1.3 双极型晶体管 .....	7
1.3.1 晶体管工作原理及静态输出特性 .....	7
1.3.2 晶体管开关工作状态 .....	9
1.3.3 二次击穿和安全工作区 .....	11
1.3.4 晶体管的电压参数说明 .....	15
1.3.5 晶体管的主要参数 .....	15
1.4 逆阻型晶闸管及其派生器件 .....	16
1.4.1 晶闸管的工作原理及静态特性 .....	16
1.4.2 晶闸管的开关过程及动态参数 .....	19
1.4.3 晶闸管的 $di/dt$ 耐量及工作寿命 .....	21
1.4.4 逆阻型晶闸管的参数 .....	21
1.4.5 有关晶闸管派生器件的说明 .....	22
1.5 功率场效应晶体管(VDMOS) .....	27
1.5.1 VDMOS 工作原理及静态输出特性 .....	27
1.5.2 VDMOS 管的电容 .....	29
1.5.3 VDMOS 管的栅电荷曲线 .....	30
1.5.4 VDMOS 管的参数及安全工作区 .....	32
1.6 绝缘栅双极型晶体管(IGBT) .....	32
1.6.1 IGBT 的工作原理及静态输出特性 .....	32
1.6.2 IGBT 的参数特点 .....	33
1.6.3 IGBT 的过载能力 .....	36
1.7 MOS 栅控晶闸管(MCT) .....	39
1.7.1 MCT 工作原理 .....	39
1.7.2 MCT 的特点 .....	41
1.7.3 MCT 和 IGBT 的性能比较 .....	42
1.8 静电感应晶闸管(SITH)和晶体管(SIT) .....	43
1.8.1 静电感应器件工作原理 .....	43

1.8.2	SITH 和 SIT 的静态特性 .....	44
1.8.3	静电感应器件的动态性能 .....	45
	思考与练习一 .....	45
<b>第二章</b>	<b>AC/DC 变换技术 .....</b>	<b>48</b>
2.1	AC/DC 变流器的分类 .....	48
2.2	单相半波整流电路 .....	48
2.2.1	不可控整流电路 .....	48
2.2.2	可控整流电路 .....	50
2.3	单相全波可控整流电路 .....	55
2.3.1	单相半控桥式整流电路 .....	55
2.3.2	单相全控桥式整流电路 .....	57
2.3.3	有源逆变 .....	59
2.3.4	单相双重变流器 .....	59
2.4	三相 AC/DC 变流器 .....	62
2.4.1	三相半波可控整流电路 .....	63
2.4.2	换相重叠——电源变压器漏感的影响 .....	64
2.4.3	三相半控桥式整流电路 .....	66
2.4.4	三相全控桥式整流电路 .....	69
2.4.5	三相双重变流器 .....	71
2.5	高频整流问题 .....	74
2.5.1	概述 .....	74
2.5.2	影响高频整流效率的几个问题 .....	74
2.6	相控整流电路的主要性能指标 .....	75
2.7	电力公害及其改善措施 .....	77
2.7.1	简述 .....	77
2.7.2	网侧电流谐波的抑制技术 .....	78
2.7.3	改善功率因数的措施 .....	80
	思考与练习二 .....	84
<b>第三章</b>	<b>AC/AC 变换技术 .....</b>	<b>87</b>
3.1	逆阻型晶闸管的关断问题 .....	87
3.2	AC/AC 变换的工作原理 .....	89
3.2.1	工作原理 .....	89
3.2.2	$\alpha$ 调制工作方式的实现 .....	91
3.3	AC/AC 变换器典型电路 .....	92
3.3.1	三脉波单相负载 AC/AC 变换器 .....	92
3.3.2	三脉波和六脉波三相负载 AC/AC 变换器 .....	95

3.3.3 AC/AC 变换器的控制原理 .....	96
思考与练习三 .....	98
<b>第四章 DC/AC 变换技术</b> .....	<b>99</b>
4.1 概述及逆变器分类 .....	99
4.1.1 概述 .....	99
4.1.2 逆变器的分类 .....	100
4.1.3 逆变器的波形参数指标 .....	101
4.2 基本的逆变电路 .....	101
4.2.1 单相半桥式逆变电路(电压型) .....	101
4.2.2 单相桥式逆变电路(电压型) .....	103
4.3 谐振(负载)式逆变电路 .....	104
4.3.1 概述 .....	104
4.3.2 电压型串联谐振式逆变电路 .....	105
4.3.3 电流型并联谐振式逆变电路 .....	109
4.3.4 有关问题的讨论 .....	112
4.4 三相逆变电路 .....	115
4.4.1 概述 .....	115
4.4.2 电压型三相桥式逆变电路 .....	116
4.4.3 电流型三相桥式逆变电路 .....	118
4.4.4 SCR 三相逆变电路 .....	119
4.5 时间分割逆变电路 .....	121
4.6 逆变器输出参数及谐波的控制 .....	123
4.6.1 概述 .....	123
4.6.2 逆变器输出电压的控制 .....	124
4.6.3 逆变器输出功率的控制 .....	128
4.6.4 逆变器输出谐波的控制 .....	130
思考与练习四 .....	132
<b>第五章 DC/DC 变换技术</b> .....	<b>136</b>
5.1 基本斩波器的工作原理 .....	136
5.2 Buck 电路 .....	140
5.3 Boost 电路 .....	142
5.4 Buck-Boost 电路 .....	144
5.5 Cuk 电路 .....	145
5.6 晶闸管斩波电路 .....	148
5.7 有关输入滤波问题 .....	150
5.8 斩波器的电路结构 .....	153

思考与练习五.....	154
<b>第六章 谐振开关技术.....</b>	<b>155</b>
6.1 概述 .....	155
6.2 器件的损耗 .....	156
6.2.1 典型的开关损耗 .....	156
6.2.2 Buck 电路中器件的开关损耗.....	157
6.3 谐振开关式 DC/DC 变换器 .....	158
6.3.1 谐振开关技术 .....	158
6.3.2 零电流准谐振开关电路(ZCS-QRC) .....	158
6.3.3 零电压准谐振开关电路(ZVS-QRC) .....	160
6.3.4 零电压多谐振开关电路(ZVS-MRC) .....	161
6.4 谐振开关技术的发展 .....	162
思考与练习六.....	169
<b>第七章 电力电子装置及系统的可靠性.....</b>	<b>170</b>
7.1 概述 .....	170
7.1.1 可靠性的基本概念 .....	170
7.1.2 常用的可靠性指标 .....	170
7.1.3 关于寿命试验的说明 .....	174
7.2 提高变流装置及系统可靠性的几个问题 .....	175
7.2.1 正确使用电力电子器件 .....	175
7.2.2 电磁兼容性与可靠性的关系 .....	181
7.2.3 变流装置及系统的保护 .....	184
思考与练习七.....	185
<b>参考文献.....</b>	<b>187</b>

# 第一章 电力半导体器件的基本原理、特性及参数

电力半导体器件是构成各种电力电子电路的三大核心元件(开关器件、电感和电容元件)中最为关键的器件,这些开关器件性能的优劣可在很大程度上决定电力电子设备的技术经济指标。在确定了主电路形式和控制方式之后,设计者就需把精力集中到合理选用电力半导体器件上。为此,设计者应对开关器件的基本工作原理、外部影响因素、器件的特性及参数等有比较全面和深入的理解。否则,设计出来的电路将很难达到预期目的。

本章将针对目前主要的开关器件(特别是场控自关断器件)进行深入浅出的阐述,以便为读者学习本书和今后深造打下基础。

## 1.1 电力半导体器件发展史及评述

50年代初期,普通的整流器(semiconductor rectifier—SR)已获得应用,实际上已开始取代汞弧整流器。这是因为它的正向通态压降(1V左右)远比汞弧整流器的(10~20V)小得多,从而大大提高了整流电路的效率。普通整流器通常应用于400Hz以下的整流电路中。随着中频(10kHz以下)和高频(10kHz以上)整流应用的开展,人们又开发出快恢复整流器以及适合于低压高频整流应用的肖特基整流管。这些快速整流器件的诞生,都是围绕着缩短整流器的正反向恢复时间,即降低整流器的开关损耗为目的进行研究所获得的结果。为了进一步减少高频低压开关电源中开关器件的损耗,80年代中后期,同步整流器也应运而生。

1957~1958年期间,美国研制出世界上第一只普通(400Hz以下)的反向阻断型可控硅(silicon controlled rectifier—SCR),后称晶闸管(thyristor)。经过60年代的工艺完善和应用开发,到了70年代,晶闸管已形成了从低压小电流到高压大电流的系列产品。在这期间,世界各国同时还研制出一系列晶闸管派生器件,如不对称晶闸管(asymmetrical thyristor—ASCR)、逆导晶闸管(reverse-conducting thyristor—RCT)、双向晶闸管(TRI-AC)、门极辅助关断晶闸管(gate-assisted turn-off thyristor—GATT)、光控晶闸管(light-activated silicon controlled rectifier—LASCR)以及在80年代迅速发展起来的可关断晶闸管(gate-turn-off thyristor—GTO)。这些器件的绝大多数主要应用在低频(400Hz以下)领域,如高压直流输电、静止无功补偿、电解和电镀、大容量同步电机启动、交流调功、低频静止变频器以及交直流电机调速等。有的器件通过缩短少子寿命和设计合理的门极图形,使其工作频率提高到数千赫至20kHz(快速晶闸管和高频晶闸管),主要用于20kHz以下中高频领域,如中高频感应加热、甚低频晶闸管发射机电源、长波通信电源、电火花加工电源、中频X射线机电源、中频逆变式整流焊机、超声清洗电源以及小型轻量化电源等。由晶闸管及其派生器件所构成的各种电力电子装置在工业应用中主要解决了传统的电能变换装置中所存在的能耗大和装置笨重的问题,因此电能的利用率大大地提高了,同

时也使工业噪声得到一定程度的控制。但因晶闸管类型器件中,多数是换流型器件,其工作频率又比较低,致使脉宽调制(PWM)技术难以很好的实施,即使勉强实施,也带来电路复杂化和滤波困难等问题。因此,通常由其组成的装置出现网侧谐波成分高以及功率因数恶化的弊病,引起了所谓“电力公害”。

自1948年美国贝尔实验室发明第一只晶体管以来,经过20多年的努力,到了70年代,用于电力变换的晶体管已进入工业应用阶段。最近10年,研究人员又在工艺改进、晶体管模块化以及驱动电路集成等方面进行了许多研究,使得晶管的性能变得更好,应用起来也更加方便,它被广泛地应用于数百千瓦以下功率的电路。功率晶体管的工作频率比晶闸管高,达林顿功率晶体管可工作在10kHz以下,非达林顿功率晶体管的工作频率高于20kHz。这样,PWM技术在晶体管变换电路中得到了广泛的应用,并促使装置性能的进一步提高和传统直流电源装置的革新,出现了所谓“20千周革命”,直流线性调整电源迅速地被20kHz开关电源所取代。目前100kHz晶体管开关电源也已商用化。同时,晶体管还被广泛地应用于中小功率电机变频调速、不间断电源(UPS)、激光电源、功率超声电源、电磁灶、高频电子镇流器、中高频静止变频器等。但因功率晶体管存在着二次击穿、不易并联以及开关频率仍然偏低等问题,它的应用面受到了限制。

70年代后期,功率场效应管(power MOSFET)开始进入实用阶段,这标志着电力半导体器件在高频化进程中的一次重要进展。进入80年代,人们又在降低器件的导通电阻、消除寄生效应、扩大电压和电流容量以及驱动电路集成化等方面进行了大量的研究,取得了很大的进展。功率场效应管中应用最广的是电流垂直接触结构的器件(VDMOS)。它具有工作频率高(几十千赫至数百千赫,低压管可达兆赫)、开关损耗最小、安全工作区宽(几乎不存在二次击穿问题)、漏极电流为负温度特性(易并联)、输入阻抗高等优点,是一种场控自关断器件,是目前高频化电力电子技术赖以发展的主要器件之一。100A/1000V的VDMOS已商用化,研制水平达250A/1000V,其电流容量还有继续增大的趋势。由于VDMOS器件的开关损耗远比晶体管小得多,由其构成的开关电源的工作频率迅速地提高到数百千赫。500kHz的VDMOS开关电源已投放市场。在采用谐振开关技术时,其开关频率可进一步提高到数兆赫至几十兆赫,这时效率大于80%,出现了功率密度达到每立方英寸30~50W的所谓“卡片式”开关电源,引起了空间站电源、宇航电源、计算机电源以及智能化仪表电源等超小型化的变革。尽管VDMOS器件的开关速度非常快,但其导通电阻却与 $U^{2.5}$ 成正比,这就限制了它在高频中、大功率领域的应用。

80年代电力电子器件较为引人注目的成就之一就是开发出双极型复合器件。研制复合器件的主要目的是实现器件高压、大电流参数同其动态参数之间最合理的折衷,使其兼有MOS器件和双极型器件的突出优点,从而产生出较为理想的高频、高压和大电流器件。目前被认为最有发展前途的复合器件是绝缘栅双极型晶体管IGBT(insulated gate bipolar transistor)和MOS栅控晶闸管MCT(MOS controlled thyristor)。IGBT于1982年在美国率先研制出样品,1985年开始投产。目前研制水平为1500A/2000V,360A/1700V,1200A/1600V模块已投放市场。MCT是80年代后期出现的另一种比较理想的器件,目前研制水平为300A/2000V,1000A/1000V,最高电压达3000V。GE公司的50~100A/1000V MCT已投入市场。这两种器件均为场控器件,其工作频率都超过20kHz。它

们的出现为工业应用领域的高频化开辟了广阔的前景。IGBT有取代GTR和MOSFET的趋势,而MCT有取代SCR和GTO的趋势,至少在比较广泛的应用范围内是这样的。这两种器件都可以应用于中、高频感应加热、高精度变频调速、UPS、开关电源、高频逆变式整流焊机、超声电源、高频X射线机电源、高频调制整流电源以及各种高性能、低损耗和低噪声的场合。

80年代期间发展起来的静电感应晶体管SIT(static induction transistor)和静电感应晶闸管SITH(static induction thyristor)是利用门极电场改变空间电荷区的宽度来开闭电流通道的原理制成的器件。SIT是单极型器件,SITH是双极型器件,它们都具有高压、大电流和高频同时兼备的特点,也是工业高频应用领域中很有发展前途的器件。利用SIT器件制成的200kW/200kHz感应加热电源已经问世。

总之,80年代飞速发展起来的场控器件为90年代的电力电子电路和装置的研制开发转入“高频场控换流”的轨道创造了极为有利的条件。对于电力电子技术来说,这种转变是一次重大的技术突破,具有深远的意义。

80年代另一重要的发展是高压功率集成电路(HVIC)和智能功率集成电路(smart power IC)的研制和开发。它问世于80年代中期,现已展现出极其诱人的应用前景。它们是在制造过程中,将电力电子电路同微电子电路一起集成在一个芯片上或是封装在一个模块内产生的。它们是电力电子同微电子技术紧密结合的产物,是今后微型化电力电子装置发展的方向。这两种功率集成电路的差别在于,前者的电路比较简单,功能单一;而后的电路较复杂,功能多样化,同时具有信号检测及处理、系统自保护及自诊断功能等。它们实际上是一种微型化的功率变换装置,应用起来更加方便、更加可靠。目前国际上已有若干产品投放市场,如PM50RHA120等,将首先在汽车电子化和家用领域获得应用。

上述历史回顾表明,由于半导体制造工艺,特别是功率集成制造技术日趋完善和精确以及新技术的应用,新型电力电子器件的研制、开发和商品化周期日渐缩短。可以预料,90年代将进入电力电子技术飞速发展的时期,它的发展将给工业进步带来很多的益处,其前景无限广阔。

## 1.2 半导体整流器

### 1.2.1 结型整流管

#### (一) PN结工作原理及静态特性

一种导电类型的半导体基片通过工艺方法(扩散或合金法)在其上形成导电类型相反的两部分,则在交界面处形成了PN结,如图1.1(a)所示。整流管是由1个PN结构成的,其符号表示在图1.1(b)中,它的特性与PN结的特性是一样的。

#### 1. PN结为零偏置

在PN结不加电压(零偏置)时,交界面处两边的多子浓度差引起了两边的多子各自向对方区扩散,致使PN结附近形成了一个空间电荷区,建立了一个自建电场,其方向如图1.2(a)所示,该电场方向恰好起着阻碍多子扩散的作用,直到建立动平衡为止,空间电荷区也就展宽到一定的宽度。这时通过空间电荷区的多子扩散电流同在自建电场推动下

也通过空间电荷区的少子漂移电流相等,因此从总体上看,没有电流通过PN结。

## 2. PN 结为正偏置

在PN结加正电压(正偏置)下,如图1.2(b)所示,外加电压削弱了内部电场,空间电荷区缩小了,因而也就削弱了自建电场对多子扩散的阻碍作用,原先的动平衡被破坏。这时P区的空穴不断地涌入N区,而N区的电子也会不断涌入P区,各自成为对方区中的少数载流子。我们把多数载流子在外加电压作用下不断向导电类型相反的区域运动的现象称为少子的注入。这些注入的多余载流子在几个扩散长度内被复合掉,在几个扩散长度之外的载流子运动为漂移运动,以维持电流的连续流动。这样,PN结中也就通过了一个正向电流。随着外加电压的增加,正向电流按指数规律增长,因此PN结的正向伏安特性如图1.3第一象限所示。

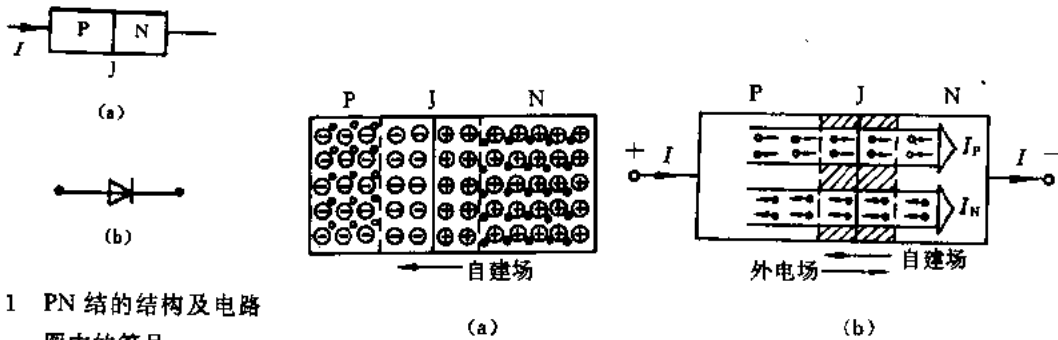


图 1.1 PN 结的结构及电路图中的符号  
(a) 结构; (b) 符号

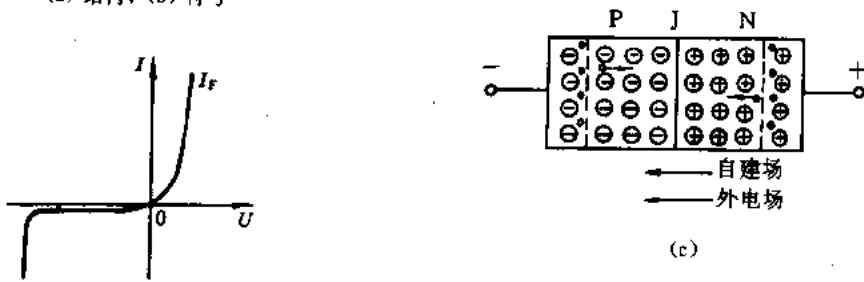


图 1.2 不同偏置下的PN结  
(a) 零偏置下PN结; (b) 正偏置下PN结; (c) 反偏置下PN结

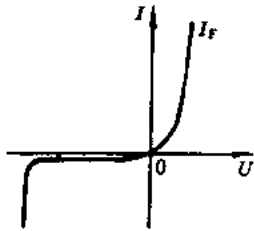


图 1.3 PN 结静态伏安特性

当PN结通过正向大电流时,其上的压降只有1V左右。这是因为在通过正向大电流时,注入基区(通常是N型材料)的空穴浓度大大超过原始N型基片的多子浓度,为了维持半导体中电中性条件,多子浓度也要相应大幅度地增加。这意味着,在大注入条件下原始基片的电阻率实际上大大地下降了,也就是电导率大大地增加了。我们把这种现象称为基区电导调制效应。这样一来,P和N区两端部的电压就维持在很低水平,即1V左右,所以正偏置的PN结相当于“低阻态”。在GTR,SCR,IGBT,SITH和MCT器件中都存在着这种电导调制效应,因此它们导通后的压降都很低。

## 3. PN 结为反偏置

在PN结加上反向电压(反偏置)下,如图1.2(c)所示,外加电压加强了内部电场,从

而强烈地阻止 PN 结两边多子的扩散,多子的扩散电流变得微不足道。但对 PN 结两边的少数却不起阻碍作用,而以漂移电流形式通过空间电荷区,形成了 PN 结反偏置下的漏电流。也就是说,反偏置的 PN 结存在着少数抽取现象。由于 PN 结两边热平衡状态下的少数浓度很低,所以所形成的反向漏电流也就很小,而且随外加电压增大(雪崩击穿电压以内)变化很小。由此可知,反偏置的 PN 结相当“高阻态”。这时空间电荷区承受着全部外加电压。随着外加电压的增加,空间电荷区变宽,其内的场强也增加,当外加电压增加到空间电荷区内场强达到雪崩击穿强度时,反向漏电流急剧增加,故 PN 结反偏置时的伏安特性曲线如图 1.3 第三象限所示。雪崩击穿时,PN 结会因其内的损耗急剧增加而损坏,所以 PN 结上所加反向电压受雪崩击穿电压的限制。

由上面分析可知:

(1) 在具有 PN 结结构的器件中,参与导电的有两种相反类型的载流子(空穴和电子)。我们把有两种载流子参与导电的器件称为双极型器件(或少数器件),而只有一种载流子参与导电的器件称为单极型器件(或多子器件)。

(2) PN 结通过正向大电流时,在基区存在着强烈的电导调制效应,因此双极型器件通态压降比较小。

(3) 反偏置的 PN 结存在着少数抽取现象。空间电荷区内的雪崩击穿电场强度决定了 PN 结承受外加电压的大小。雪崩击穿前,反向漏电流很小,一旦出现雪崩击穿,反向漏电流急剧增加。

(4) PN 结的静态伏安特性曲线应如图 1.3 所示。PN 结正偏置时呈现“低阻态”,反偏置时呈现“高阻态”,即通常人们所说的,PN 结具有单向导电的整流特性。

## (二) PN 结的动态行为

当整流管置于图 1.4 所示电路中,只要晶体管一直交替通断,那么,按照电路工作原理,整流管也一直交替通断地工作着。当电路迫使整流管(PN 结)从正向导通转入反向闭锁时,PN 结不能在正向电流降到零时就立即承受反向电压,而需过了反向恢复期( $t_{rr}$ )后方能完全恢复“高阻态”。在这期间,PN 结将通过很大的反向恢复电流(取决于当时电路的状况),如图 1.5(a)所示。这是因为 PN 结正向导通时在基区储存了大量少数载流子的缘故,要清除这些少数载流子达到稳态值就需有一段恢复时间(反向恢复时间)。在这期间,这些多余的少数载流子一方面通过复合消失掉,另一方面被空间电荷区内的电场扫出去,而形成很大的反向恢复电流。

当电路迫使 PN 结从反向闭锁状态转入正向导通时,PN 结的通态压降并不立即达到其静态伏安特性所对应的稳态压降值,而需经过一段正向恢复时期( $t_{FR}$ )。在这期间,正向动态峰值压降可以达到数伏至数十伏。这是因为基区少子的储存也需要一定时间才能达到稳态值。图 1.5(b)给出了 PN 结正向导通时的动态波形。

整流管的动态行为除了影响自身的开关损耗外,还能引起其它开关器件附加的损耗。在高频整流电路中,整流管的反向恢复时间和正向动态峰值压降都是影响电路性能的主

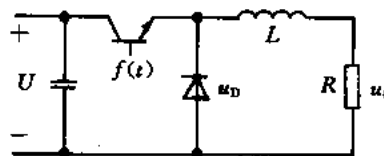


图 1.4 整流管通断工作电路

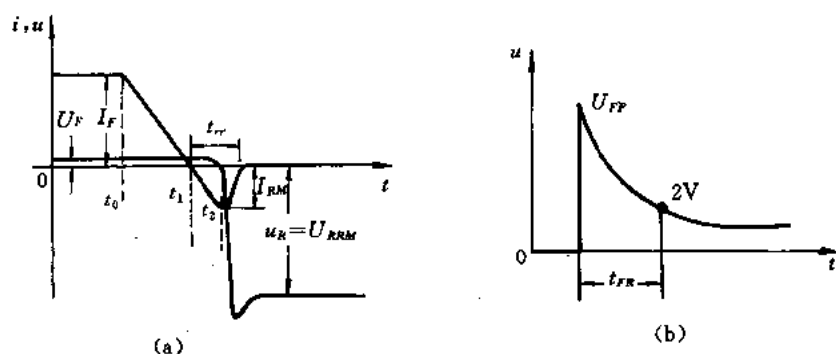


图 1.5 PN 结的动态波形

(a) 反向恢复; (b) 正向恢复

要因素。因此,在设计电路时应考虑到整流管动态行为的影响。

整流管的正向动态峰值压降、正反向恢复时间、反向恢复电流峰值等除了同工艺及型号有关外,还受下列外部因素的影响:

- (1) 结温;
- (2) 正向电流峰值;
- (3) 电流上升率(影响开通过程);
- (4) 电流下降率(影响关断过程);
- (5) 电路所加的电压(影响开通过程);
- (6) 电路阻抗(影响关断过程)。

因此,在使用时人们应注意到这些影响因素。

### (三) PN 结电容

空间电荷区就象一个平板电容器,基区储存的电荷在外加电压变化时也发生相应的变化,因此也起着电容的作用,前者称为结电容,后者称为扩散电容。这些电容都是外加电压的函数。PN 结的电容即由上述这两部分组成。在开关电路中,PN 结的电容同电路中的杂散电感可能引起高频振荡,此点,应引起使用者的注意。

### (四) 整流管的参数

整流管的主要参数包括:

- (1) 额定平均电流( $I_F$ );
- (2) 稳态平均压降( $U_F$ );
- (3) 反向重复峰值电压( $U_{RRM}$ );
- (4) 正向动态峰值压降( $U_{FF}$ );
- (5) 反向恢复时间( $t_{rr}$ );
- (6) 反向恢复电荷量( $Q_{rr}$ );
- (7) 浪涌电流( $I_{ms}$ );
- (8) 整流管的电容值。

对于普通整流管,一般不给出它的动态参数;对于快速整流管和开关二极管,都应当

给出它们的动态参数。

### 1.2.2 其它类型的整流管

除了PN结类型(结型)的整流管外,还有肖特基整流管。它是一种金属同半导体相接触形成整流特性的整流管。它导通时,多子导电占主导地位,因此原则上不存在像双极型整流管那样的正反向恢复过程,是一种单极型器件。当肖特基整流管设计的电压超过100V时,它导通时,少子导电开始占主导地位,这时它的性能同结型整流管一样,存在着恢复过程。通常肖特基整流管的通态(稳态)压降典型值为0.4~0.6V,而结型整流管的通态压降典型值为1V左右,而且它的反向恢复时间很短,为几十纳秒。它常被用于高频低压开关电路或高频低压整流电路中。

此外,目前还有利用VDMOS管构成的同步整流器,用于开关电源的整流部分。据资料表明,采用同步整流器的电路效率比肖特基的高。

## 1.3 双极型晶体管

### 1.3.1 晶体管的工作原理及静态输出特性

双极型晶体管是由三层半导体(组成两个PN结)构成的,如图1.6(a)和(c)所示。现以NPN结构的晶体管为例,作进一步说明。 $N^+P$ 构成发射结( $J_1$ ),PN构成集电结( $J_2$ ); $N^+$ 为发射区, $E$ 为发射极; $N$ 为集电区, $C$ 为集电极; $P$ 为基区, $B$ 为基极。

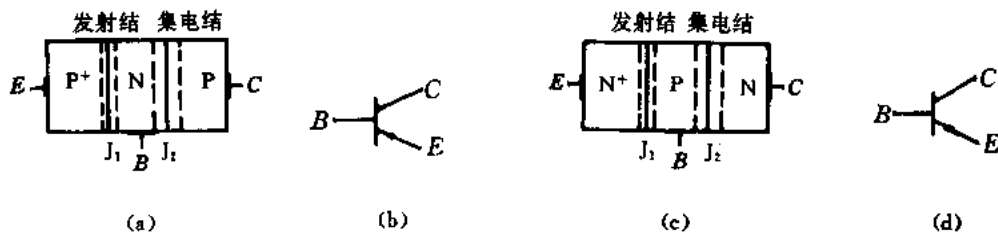


图 1.6 晶体管的结构及电路图中的符号

(a) PNP 结构; (b) PNP 管符号; (c) NPN 结构; (d) NPN 管符号

#### (一) 晶体管 $B-E$ 间不加电压

如图 1.7 所示, $U_{CE} > 0$ (晶体管加正向电压),这时发射结为正偏置,集电结为反偏置,外加电压  $U_{CE}$  几乎全部加在反偏置 PN 结( $J_2$ )的空间电荷区上,反偏置 PN 结中流过反向漏电流  $I_0$ 。但同只有一个 PN 结的情形不一样,这时通过  $J_2$  结的电流还包括从发射结注入到基区的电子被  $J_2$  结空间电荷区电场扫到集电区那部分所形成的电子电流。若令这时通过晶体管的电流为  $I$ ,则这部分电子电流为  $\alpha I$ ,按电流连续性原理,则有

$$I = \alpha I + I_0$$

$$I = \frac{I_0}{1 - \alpha} \quad (1.1)$$

下面分析可知, $\alpha$  为晶体管共基极接法的电流放大系数,且  $\alpha$  总是小于 1。因此,实际流过

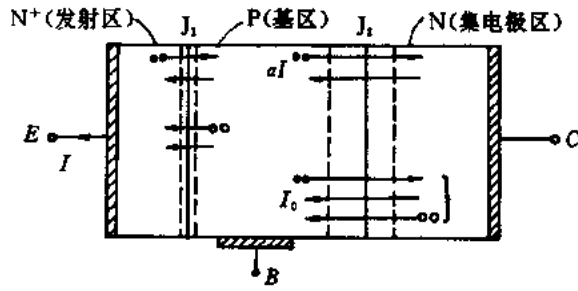


图 1.7 B-E 间不加电压时晶体管中电流的传输

晶体管的漏电流比  $I_0$  (单个集电结漏电流) 大,  $\alpha$  越接近 1, 实际的漏电流越大, 这是两个 PN 结相互影响的结果。

### (二) 晶体管 B-E 间加正向电压

如图 1.8 所示, 当 B-E 间加足够大的正向电压时, 则  $J_1$  结的  $N^+$  侧有大量电子注入到基区, 而 P 侧也有空穴注入到  $N^+$  区。注入到基区的电子除一部分复合掉, 其中绝大部分被  $J_2$  结的空间电荷区的电场扫到集电区。从发射结看, 通过的电流由空穴电流  $I_{PE}$  和电子

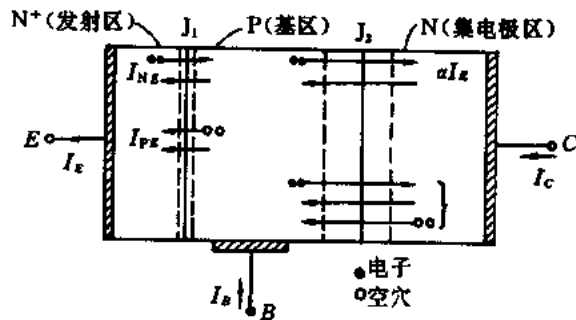


图 1.8 B-E 间加正向电压时晶体管中的电流传输

电流  $I_{NE}$  两部分组成, 即

$$I_E = I_{PE} + I_{NE} \quad (1.2)$$

而电子电流  $I_{NE}$  是流向集电区, 对  $I_C$  电流有贡献。为了表征其贡献的大小, 引入发射率  $\gamma$ , 并定义

$$\gamma = \frac{I_{NE}}{I_E} \quad (1.3)$$

注入基区的电子一边扩散, 一边复合, 到达集电结边界的电子已经减少了。但只要到达边界的都将被空间电荷区的电场扫入集电区, 转成集电区的电流  $I_C$ 。为表征到达  $J_2$  结边界区电子减少的数量, 引入输运系数, 即定义

$$\beta = \frac{I_C}{I_{NE}} \quad (1.4)$$

这样, 发射区的电流  $I_E$  能转成集电区的电流为

$$I_C = \gamma\beta I_E \quad (1.5)$$

若定义晶体管共基极接法时的电流放大系数为

$$\alpha = \gamma\beta \quad (1.6)$$

则有

$$I_C = \alpha I_E \quad (1.7)$$

很显然,  $I_C, I_E$  和  $I_B$  应遵守下列原则:

$$I_E = I_B + I_C$$

即

$$I_B = (1 - \alpha)I_E \quad (1.8)$$

那么

$$\frac{I_C}{I_B} = \frac{\alpha I_E}{(1 - \alpha)I_E} = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)}$$

现定义

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (1.9)$$

则  $\beta$  就是晶体管共射极接法时的电流放大系数。 $\alpha$  一定是小于 1 的, 且接近 1。当  $\alpha = (0.9 \sim 0.99)$  时,  $\beta = (10 \sim 100)$ 。高压功率晶体管(单管)一般  $\beta < 10$ 。

### (三) 有源放大区

无论是共基极接法还是共射极接法, 只要集电结反偏电压达到一定值, 发射结注入的能到达集电结空间电荷区边界的载流子将全部被空间电荷区的电场扫到集电区, 形成集电极电流。若发射极(或基极)电流不变, 这时再增加集电结反偏电压, 集电极电流也不会有明显的增加。但只要发射极(或基极)电流增加, 到达集电结空间电荷区边界的载流子数量也增加, 于是集电极电流也随着增加。在这种情况下, 晶体管工作在有源放大区。NPN 晶体管共射极接法的输出特性示于图 1.9。

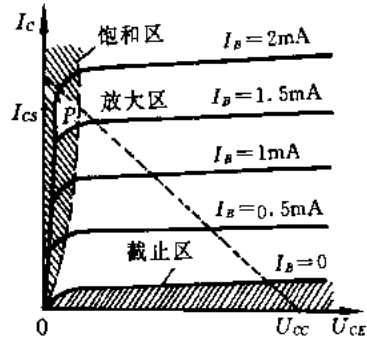


图 1.9 NPN 晶体管共射极接法的输出特性

### (四) 饱和状态

当晶体管电路接有负载(电阻)时, 晶体管能工作在饱和区。以共射极接法为例, 随着基极电流增加, 负载上电压增大, 而电源电压不变, 故集电结反偏电压必须下降。当负载上电压增加到集电结反偏电压为零时, 晶体管进入临界饱和状态; 当基极电流进一步增加时, 集电结变为正偏置, 晶体管进入过饱和状态; 基极电流再加大时, 晶体管的饱和程度加深。晶体管进入饱和时, 集电极电流就不再明显增加了。这是因为此时基区少数载流子浓度梯度不再增加了。所以晶体管进入饱和区的特点是两个 PN 结均为正偏置, 饱和压降很小。

## 1.3.2 晶体管开关工作状态

晶体管可以工作在截止、有源放大及饱和三种工作状态。在变流技术应用中, 晶体管只作为开关使用, 工作于截止和饱和两种状态。在状态转换过程中, 晶体管快速地通过有源区, 如图 1.10 所示。

当基极施以脉冲驱动信号时, 晶体管将工作于开关状态, 如图 1.11 所示。在  $t_0$  时刻

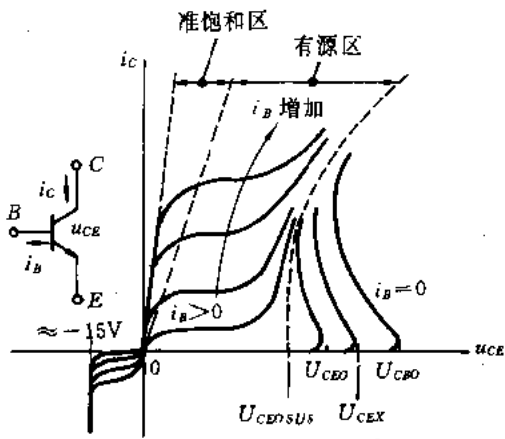


图 1.10 工作区划分示意图

加入正激励脉冲,晶体管经过延时和上升阶段才达到饱和区。并定义开通时间为

$$t_{on} = t_d + t_r \quad (1.10)$$

式中  $t_d$  为延迟时间( $t_1 - t_0$ );

$t_r$  为上升时间( $t_2 - t_1$ )。

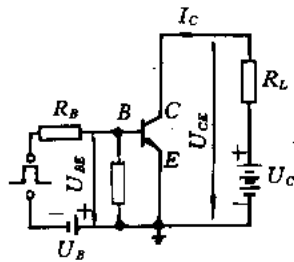
当反向信号加到基极时,晶体管经过存储和下降阶段才返回到截止区。并定义关断时间为

$$t_{off} = t_s + t_f \quad (1.11)$$

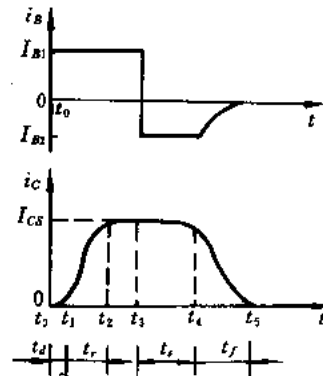
式中  $t_s$  为存储时间( $t_4 - t_3$ );

$t_f$  为下降时间( $t_5 - t_4$ )。

延迟过程是因为发射结势垒电容充电引起的,上升过程是由于基区电荷储存需



(a)



(b)

图 1.11 晶体管开关工作过程

(a) 开关电路原理图; (b) 工作波形

要一定时间造成的。存储时间是撤除基区超量储存电荷过程引起的,而下降时间是发射结和集电结势垒电容放电的结果。在应用中,增大驱动电流,充电加快, $t_d$  和  $t_r$  都可以缩小。但不宜过大,否则将增大储存时间。因此在基极电路中采用加速电容是解决此矛盾的一种办法。在关断晶体管时,加反向基极电压有助于加快电容上电荷的释放,因而能减少  $t_s$  和  $t_f$ 。但基极电压不能过大,以免发射结击穿,若电压过大还会增大延迟时间和增加晶体管损坏的危险性。

上述定义的开关时间均对应于纯阻负载。但实际应用时,电路中总存在电感[如图 1.12(a)],而且感性负载居多。现在许多厂家同时给出带电压箝位的感性负载下的开关时间的波形,如图 1.12(b)所示,供用户参考。在感性负载下,开通期间的电流上升和电压下降过程是不一致的,关断过程的情况也是类似的。这时定义开通和关断时间为

$$t_{on} = t_d + t_{rl} + t_{fv} \quad (1.12)$$

$$t_{off} = t_s + t_{fl} + t_v \quad (1.13)$$

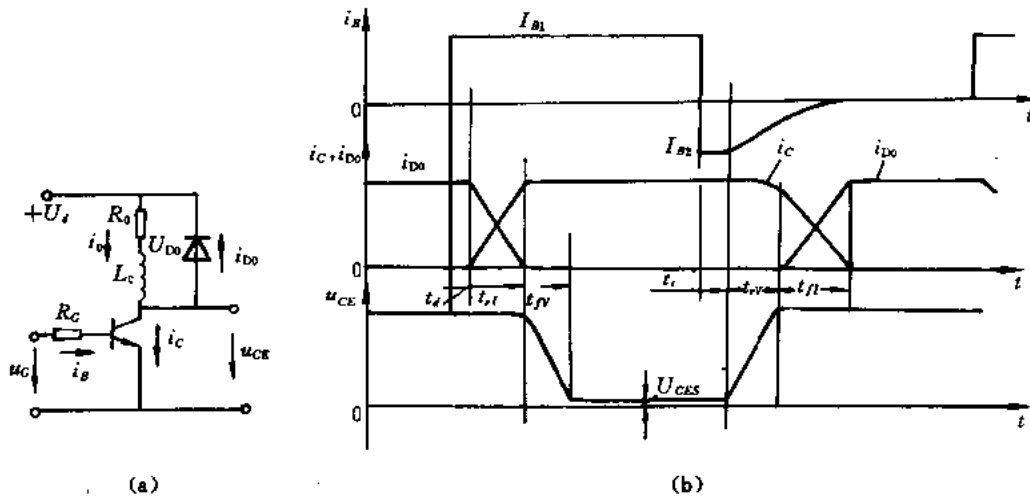


图 1.12 具有电压箝位感性负载的开关过程  
(a) 电路; (b) 工作波形

### 1.3.3 二次击穿和安全工作区

#### (一) 二次击穿

二次击穿是大功率晶体管损坏的主要原因,是影响晶体管变流装置可靠性的一个重要因素。因此二次击穿问题是使用者极其关心的一个问题。

在  $I_B > 0$  时,当集电结的反偏电压  $U_{CE}$  逐渐增大到某一数值时,集电极电流 ( $I_C$ ) 急剧增大,这就是通常的雪崩击穿现象,即一次击穿现象。一次击穿的特点是,在  $I_C$  急剧增加的过程中,集电结的维持电压基本保持不变,如图 1.13 所示。

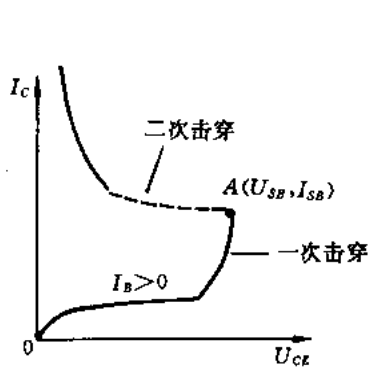


图 1.13 二次击穿示意图

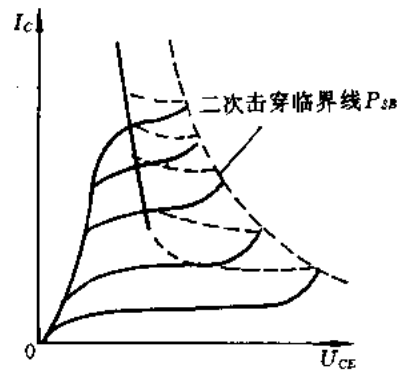


图 1.14 二次击穿临界线示意图

当  $U_{CE}$  再增大,  $I_C$  上升到某一临界值(图 1.13 中 A 点)时,晶体管上电压突然下降,  $I_C$  仍继续增长,即出现了负阻效应(晶体管上电压减少,而管中电流增加),这个现象称为二次击穿。开始发生二次击穿的电压( $U_{SB}$ )和电流( $I_{SB}$ )称为二次击穿的临界电压和临界电流,其乘积为

$$P_{SB} = U_{SB} I_{SB} \quad (1.14)$$

称为二次击穿的临界功率。整个二次击穿过程发生在毫秒到微秒范围内,若这时器件不能得到妥善的保护,就会立即烧毁。通常认为,在出现负阻效应时,电流会急剧向发射区的局部地方集中,这时就会出现局部温度升高,引起局部区域电流密度更加增大的恶性循环反应,直至烧毁硅材料。把不同  $I_B$  下发生二次击穿的临界点联接起来就形成二次击穿临界线,如图 1.14 所示。  $P_{SB}$  越大,二次击穿越不容易发生。

晶体管的二次击穿可以发生在其工作的各个阶段,如图 1.15 所示,其中 F, O, R 对应晶体管三种不同基极电流的情况。此外,二次击穿功率与特征频率( $f_T$ )、下降时间( $t_f$ )和温度都有关系,如图 1.16、图 1.17 和图 1.20 所示。因此,使用者对此都得留心。值得注意的是,晶体管发生二次击穿损坏,必须同时具备三个条件:高电压、大电流和持续时间。例如 BUX98,工作于线性放大区,集电极电压为 400V,同时集电极电流还达到 40A,这时通电持续 80~100 $\mu$ s 后,二次击穿才会发生。因此,若此时晶体管工作在开关状态,一般是不会发生二次击穿现象的。

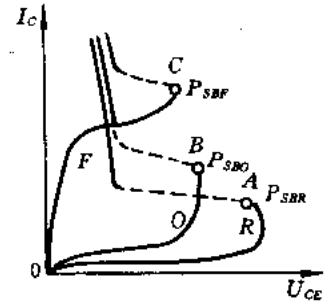


图 1.15 三种不同工作状态下二次击穿曲线  
(F,  $I_B > 0$ ; O,  $I_B = 0$ ; R,  $I_B < 0$ )

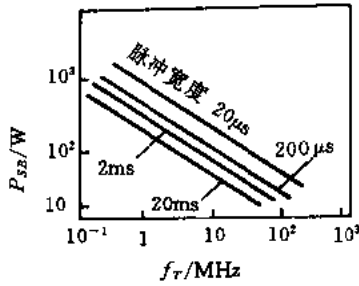


图 1.16  $P_{SB}$  与  $f_T$  的关系

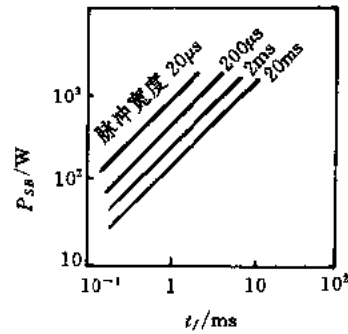


图 1.17  $P_{SB}$  与  $t_f$  的关系

## (二) 安全工作区(SOA)

为了确保晶体管在开关过程中能安全可靠地长期工作,其开关动态轨迹必须限定在特定的安全范围内,该范围称为晶体管的安全工作区,它一般是由晶体管的电流、电压、耗散功率和二次击穿四条限制界线围成的,如图 1.18 所示。

### 1. 开通安全工作区(正偏安全工作区——FBSOA)

图 1.19 给出了 1DI400A-120 的 FBSOA。从中可以看出, FBSOA 还同下列因素有

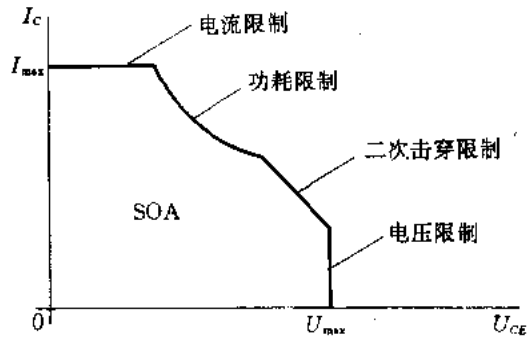


图 1.18 晶体管的安全工作区(SOA)

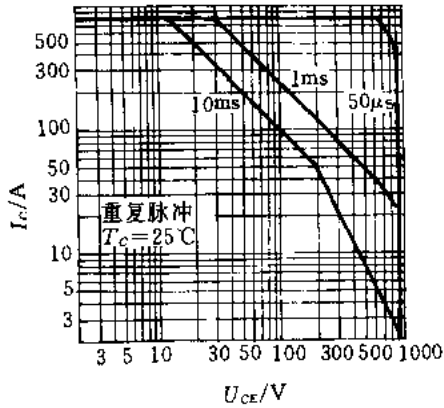


图 1.19 1DI400A-120 的 FBSOA

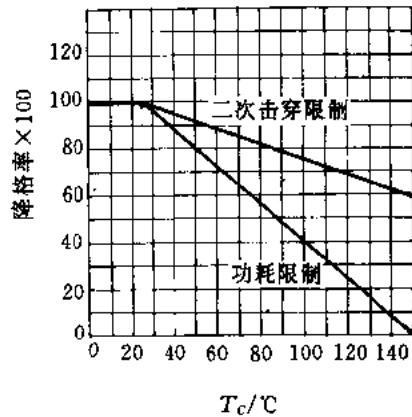


图 1.20 安全工作区与壳温的关系

关：

- (1) 温度；
- (2) 集电极脉冲电流持续时间。

通常厂家给出的管壳温度为  $25^\circ\text{C}$ 。然而需注意的是，若晶体管工作时的实际壳温超过给定数据，FBSOA 的区域就要缩小，如图 1.20 所示。而且，不同的集电极脉冲电流宽度对应着不同的 FBSOA，显示出一系列不同的晶体管耗散功率和二次击穿限制线。此外，一般安全工作区的电压界线由晶体管的集-射结维持电压  $U_{CE0\text{ SUS}}$  值确定，该值小于  $U_{CE0}$ 。

### 2. 关断安全工作区(反偏安全工作区——RBSOA)

图 1.21(a)和(b)给出两种晶体管的 RBSOA。从特性曲线可知，它们都受结温制约。因此，若散热器质量不佳，其安全工作区要缩小。此外  $I_{B2}$  电流还对其有一定影响。但 RBSOA 的电压限制线不由  $U_{CE0\text{ SUS}}$  来确定，而是由  $U_{CE0}$  确定的。其电流界线受制于晶体管的  $I_{max}$ 。而且整个关断过程必须在厂家规定的时间(例如  $50\mu\text{s}$ )内完成。

### 3. 非重复过载(安全)工作区(AOA)

晶体管过载能力是用户极感兴趣的一个问题，也是反映器件水平的一项重要技术经

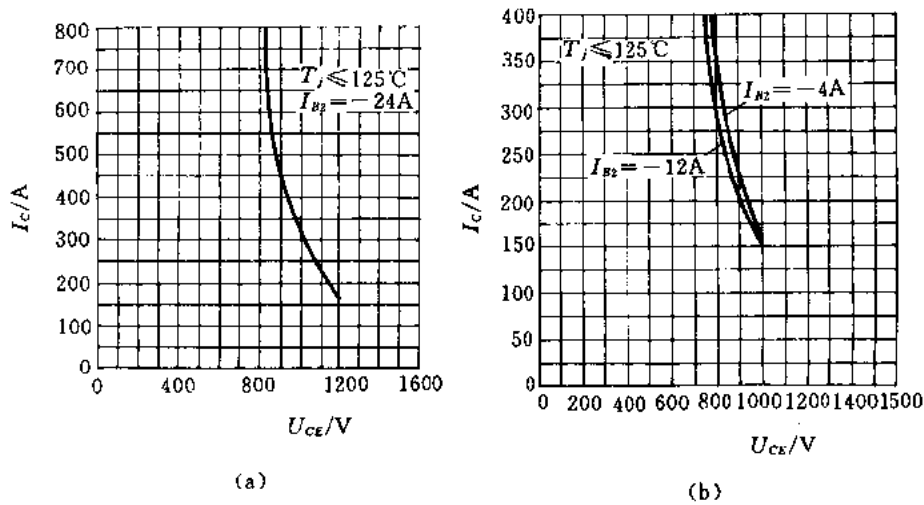


图 1.21 反偏安全工作区  
(a) 1DI400A-120; (b) 2DI200D-100

济指标。图 1.22 给出了 BUX98 ( $I_C=60A, U_{CE0 SUS}=400V$ ) 的非重复过载安全工作区。其 AOA 也分正偏非重复过载安全区 (FBAOA) 和反偏非重复过载安全区 (RBAOA) 两种情况。FBAOA 规定了发生每一种过载或短路的持续时间 (例如对 BUX98 规定了三种时间  $20\mu s, 10\mu s$  和  $5\mu s$ )。这表明了, 从发生故障到晶体管关断整个过程不得超出其规定时间。但这并不完全意味着晶体管的关断不受损坏, 而应通过 RBAOA 进行检验。用户在使用 AOA 曲线时, 还应注意下面两点:

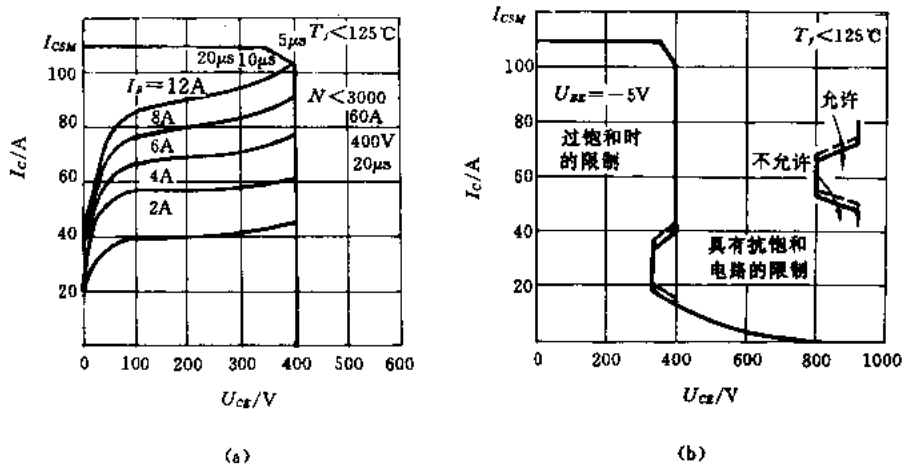


图 1.22 非重复过载安全工作区  
(a) 正偏置下 (FBAOA); (b) 反偏置下 (RBAOA)

- (1) 过载电流大于  $I_{max}$  的次数限于规定次数(例如 3000 次)内。
- (2) 在下一次过载到来之前,晶体管的结温必须返回到规定的结温(例如  $125^{\circ}\text{C}$ )。

### 1.3.4 晶体管的电压参数说明

如图 1.10 所示的四个电压参数,厂家一般都在数据表中给出,它们的意义如下:

$U_{CBO}$ : 不受发射结影响(发射极开路)时,集电结承受雪崩击穿的能力

$U_{CEO}$ : 基极开路、受发射结影响时集电结承受电压的能力。该值小于  $U_{CBO}$ ,  $U_{CEO} = U_{CBO}(1-\alpha)^{\frac{1}{n}}$ ,  $\alpha$  越小,  $U_{CEO}$  越接近  $U_{CBO}$

$U_{CEX}$ : 基极电路加规定反偏压时集电结承受电压的能力。通常  $U_{CEO} < U_{CEX} < U_{CBO}$

$U_{CEO\SUS}$ : 基极开路时集电结的维持电压,以平衡集电极电流

$$U_{CEO\SUS} = U_{CBO}(1 + h_{FE})^{\frac{-1}{m}}$$

一般  $h_{FE} = 5 \sim 20$ , 则

$$U_{CEO\SUS} = 0.64 \sim 0.47U_{CBO}$$

在以上四个电压参数中,使用者最关心的应当是  $U_{CEO\SUS}$  和  $U_{CEO}$ 。当  $U_{CE}$  为负时,其耐压非常低( $-15\text{V}$  左右)。

### 1.3.5 晶体管的主要参数

此处只把最重要的参数列出,其余参数及特性曲线请查器件手册。

- (1) 电压定额:  $U_{CEO\SUS}, U_{CEO}$
- (2) 电流定额:  $I_C$ (直流),  $I_{CM}(I_{CP})$
- (3) 饱和压降:  $U_{CE\SAT}$
- (4) 基极电流:  $I_B$ (直流),  $I_{Bm}(I_{Bp})$
- (5) 耗散功率:  $P_C$ (注意温度条件)
- (6) 结温:  $T_j$
- (7) 热阻:  $R_{jc}$ (注意瞬态热阻曲线)
- (8) 直流电流增益:  $h_{FE}$
- (9) 动态参数:  $t_d, t_r, t_s$  和  $t_f$ (注意测试条件)

使用者应用这些参数时要特别注意测试条件与实际应用条件的差别,以保证器件的正确使用。特别值得提醒的是,使用者一般对待电参数比较认真,但对热参数不给予重视,尤其是散热器的质量以及散热器与管壳之间的接触热阻,这种态度应当纠正。图 1.23 给出晶体管的工作寿命与结温的关系曲线,以引起使用者的注意!

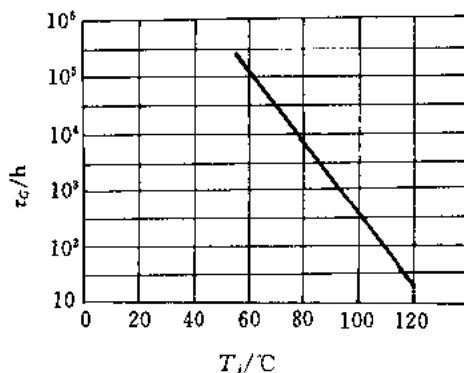
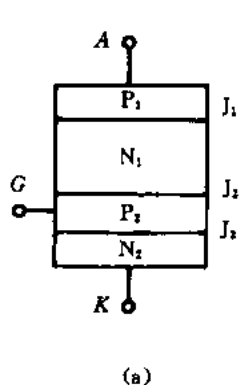


图 1.23 工作寿命  $\tau_G$  与  $T_j$  的关系

## 1.4 逆阻型晶闸管及其派生器件

### 1.4.1 晶闸管的工作原理及静态特性

晶闸管是三端四层器件,共有三个PN结( $J_1, J_2$ 和 $J_3$ ),如图1.24(a)所示,其电路符号表示在图1.24(b)上。 $A$ 为阳极, $K$ 为阴极, $G$ 为门极。若把晶闸管看成由两个晶体管( $P_1N_1P_2, N_1P_2N_2$ )构成的,如图1.25(a)所示,则其等值电路可表示成图1.25(b)那样。现



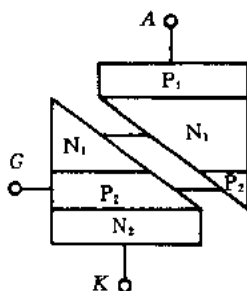
(a)



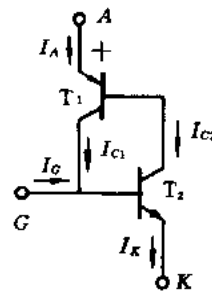
(b)

图 1.24 晶闸管的结构及符号

(a) 结构; (b) 符号



(a)



(b)

图 1.25 两晶体管模型

(a) 模型结构; (b) 等值电路

令  $P_1N_1P_2$  晶体管共基极电流放大系数为  $\alpha_1$ ,  $N_1P_2N_2$  晶体管共基极电流放大系数为  $\alpha_2$ , 对于  $P_1N_1P_2$  晶体管,  $P_1N_1$  为发射结,  $N_1P_2$  为集电结; 对于  $N_1P_2N_2$  晶体管,  $P_2N_2$  为发射结,  $N_1P_2$  仍为集电结, 因此  $N_1P_2$  为公共的收集结。当  $A-K$  两端加正电压时,  $J_1$  和  $J_3$  结为正偏置, 则中间结( $J_2$ )为反偏置。当  $A-K$  两端加反压时, 中间结( $J_2$ )为正偏置, 而  $J_1$  和  $J_3$  结均为反偏置。在晶闸管未导通时, 加正压时的外加电压由反偏置的  $J_2$  结承担; 而加反压时的外加电压主要由反偏置的  $J_1$  结承担(这是由晶闸管的制造工艺和结构决定的)。

#### (一) 晶闸管的导通条件( $\alpha_1 + \alpha_2 \geq 1$ )

当门极开路、 $A-K$  两端加正电压时, 通过  $J_2$  结的电流有三部分:  $\alpha_1 I$ ,  $I_0$  和  $\alpha_2 I$ , 如图 1.26 所示。

于是有

$$I = \alpha_1 I + I_0 + \alpha_2 I$$

即

$$I = \frac{I_0}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (1.15)$$

其中  $I_0$  为单个反偏置  $J_2$  结的漏电流, 这时外加电压全部由  $J_2$  结承担, 晶闸管处于正向阻断状态(简称断态), 相当于“高阻态”。

在晶闸管设计中,  $\alpha_2$  设计得比  $\alpha_1$  大, 同时  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  均随着阳极电流  $I$  的增加而增大, 如图 1.27 所示。由式(1.15)可知, 不论采取何种办法增加通过晶闸管的电流, 并使  $\alpha_1 + \alpha_2$  趋近 1 时, 将即刻出现内部正反馈过程[参照图 1.25(b)], 阳极电流将急剧增大, 晶闸管

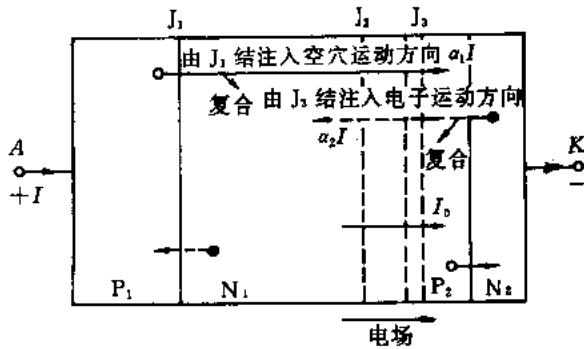


图 1.26 门极开路时通过  $J_2$  结的电流示意图

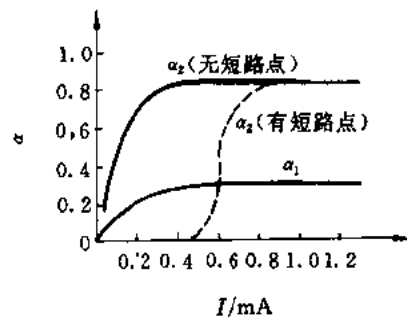


图 1.27  $\alpha \sim I$  的关系

将由“阻断状态”转入“导通状态”(简称“通态”),晶闸管中流过受外部电路决定的大电流,这时晶闸管内部的  $J_2$  结由反偏置转为正偏置。也就是说,在晶闸管导通时,三个 PN 结均为正偏置,若近似认为晶闸管导通时的  $A-K$  两端电压  $U_{AK}$  等于三个结压降代数和,即

$$U_{AK} = U_{J1} + U_{J3} - U_{J2} \quad (1.16)$$

可见导通时晶闸管的压降是非常小的,其典型的平均压降为  $1 \sim 2V$ ,因此晶闸管导通后相当于“低阻态”。

使晶闸管转变成导通状态,可有多种办法使阳极电流增加:

- (1) 正向转折导通:提高  $U_{AK}$  正向电压,阳极电流  $I$  增加,直到  $\alpha_1 + \alpha_2 \geq 1$ ,晶闸管转入通态。
- (2) 温度导通:当温度增加时,  $I_0$  随着增加,直到  $\alpha_1 + \alpha_2 \geq 1$ ,晶闸管转入通态。
- (3)  $\frac{du}{dt}$  导通:各 PN 结都存在着电容。在  $A-K$  两端加正向变化的电压时,各 PN 结将流过充电电流,其作用也相当阳极电流  $I$  增加,当  $\alpha_1 + \alpha_2 \geq 1$  时,晶闸管也就导通了。

以上三种导通都无需门极信号,属于非正常导通。

(4) 门极触发导通:若考虑门极 ( $G$ ) 信号存在(相对阴极,门极为正),在晶闸管处于正向阻断状态时,载流子的流动状况如图 1.28 所示。由图可知,通过  $J_2$  结的电流为  $I_A$ ,即

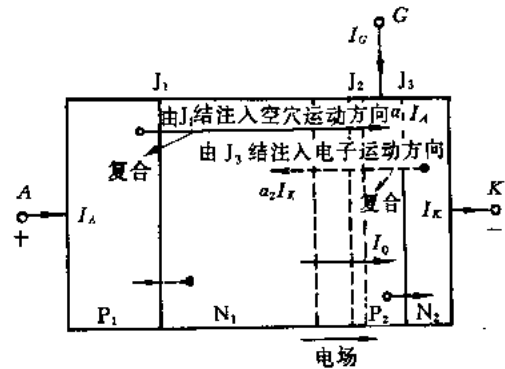


图 1.28 有门极信号时通过  $J_2$  结的电流示意图

$$I_A = \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_K + I_0 \quad (1.17)$$

同时有

$$I_K = I_A + I_G \quad (1.18)$$

整理得

$$I_A = \frac{I_0 + \alpha_2 I_G}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (1.19)$$

由式(1.19)可知,门极电流增加, $I_K$ 增加, $I_A$ 也必然增加,因此 $\alpha_1$ 和 $\alpha_2$ 随之增加。当门极信号增加到 $\alpha_1 + \alpha_2$ 接近1时,阳极电流 $I_A$ 猛增,晶闸管由正向阻断状态转入导通状态。

综上所述,晶闸管的导通条件为 $\alpha_1 + \alpha_2 \geq 1$ 。满足这个条件可有各种办法,除上述外,还有其它办法,例如利用光注入法使其导通(光控晶闸管)。在利用晶闸管构成的各种电路中,使用者都要想方设法避免非正常导通的出现,以保证电路的正常工作。

## (二) 晶闸管的反向阻断状态

当A-K两端加反向电压时,晶闸管则处于“反向阻断状态”,这时晶闸管也相当于“高阻态”。在这种情况下,晶闸管已失去内部正反馈的作用,这时加门极正信号只能增加通过晶闸管的反向漏电流,从而增加了器件的损耗。因此,通常门极触发不使用直流信号,其特性同反偏置整流管类似,但它的反向击穿电压值仍不同于单个PN结,而受 $\alpha_1$ 的影响。

## (三) 逆阻型晶闸管的静态伏安特性

逆阻型晶闸管的静态特性表示在图1.29。 $OC$ 为正向阻断区(断态区), $OA$ 为反向阻断区, $EF$ 为通态区, $DE$ 为断态到通态(或相反)快速转变区。逆阻型晶闸管的反向特性以及通态特性同整流管一样, $U_{BO}$ 为(正向)转折电压, $U_{BR}$ 为反向击穿电压。图1.29表示了 $I_G = 0$ 时的静态特性。当 $I_G > 0$ 时,随着 $I_G$ 的增加,晶闸管的正向转折电压要下降,如图1.30所示。当 $I_G$ 大到一定程度后,晶闸管的正向阻断区就消失了,而类似于整流管正向导通的情形。

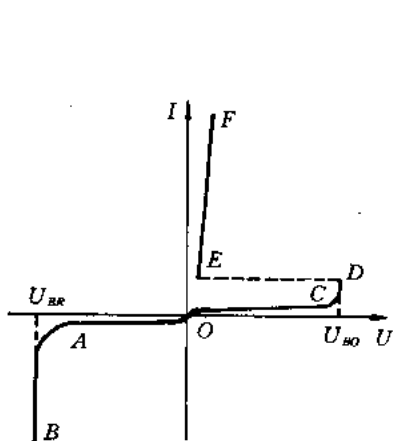


图 1.29 逆阻型晶闸管的静态伏安特性

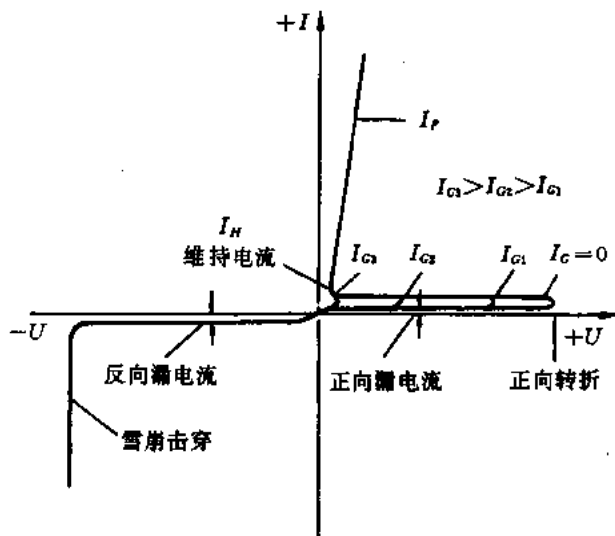


图 1.30 正向转折电压随  $I_G$  增大而下降

值得提醒的是:

(1) 仅当晶闸管加正向电压时,晶闸管才具有可控性,因此触发脉冲到来的时刻必须处在A-K两端出现正向电压的期间,否则晶闸管将无法导通。

(2) 由于晶闸管内部存在正反馈过程,因此晶闸管一旦被触发导通后,只要晶闸管中流过的电流达到一定临界值时,就可以把触发信号撤走,这时晶闸管仍自动维持导通,该临界电流值称为掣住电流( $I_L$ )。

(3) 晶闸管完全导通后,不管采用何种办法使通过晶闸管的电流下降到某一临界值,

晶闸管将自动从通态转变为断态,该临界电流值称为维持电流( $I_H$ )。

然而,掣住电流和维持电流概念之间存在着重要的差别,不可混为一谈。通常晶闸管的掣住电流为维持电流的(2~3)倍,而且都随着结温的下降而增大。

### 1.4.2 晶闸管的开关过程及动态参数

晶闸管同晶体管不同,只有两种稳定状态,不能作为波形放大使用,但具有很高的功率增益,晶闸管在电路中工作过程的波形表示在图 1.31。从图中可知,当门极电流( $i_G$ )到来时,阳极电流( $i_A$ )要延迟  $t_d$  才开始上升,尔后再经过一个上升阶段( $t_r$ )才到达阳极电流的稳态值,我们定义晶闸管的开通时间为

$$t_{on} = t_d + t_r \quad (1.20)$$

其中, $t_d$  为延迟时间; $t_r$  为上升时间。一般认为,延迟时间是由于载流子渡越基区造成的,上升时间反映了基区载流子浓度达到新的稳态分布过程。

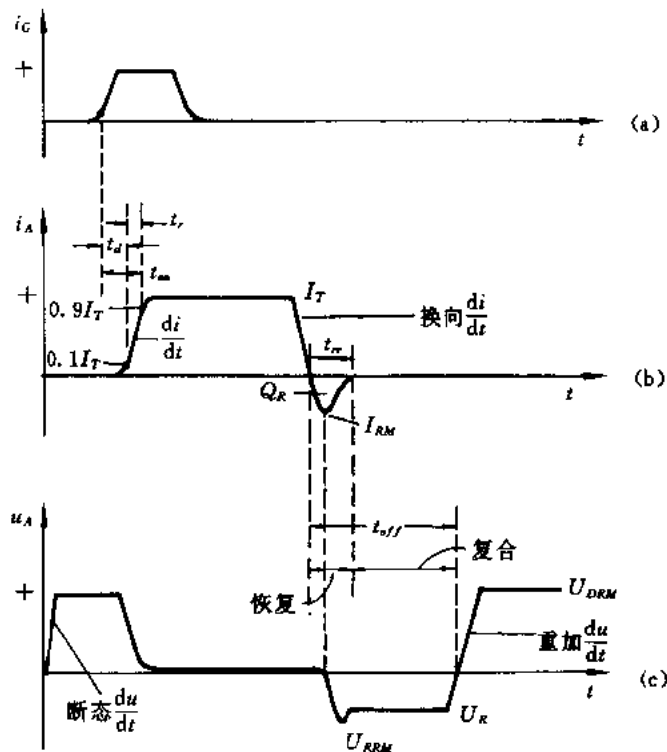


图 1.31 晶闸管的开关波形

(a) 门极电流( $i_G$ ); (b) 阳极电流( $i_A$ ); (c) 阳极电压( $u_A$ )

电路施加反向电压( $U_R$ )于晶闸管 A-K 两端,并迫使它的阳极电流从稳定值开始下降,然而晶闸管并不能在阳极电流下降到零时刻就可以承受外加反向电压,而需经过一个反向恢复期( $t_{rr}$ ),这过程类似于整流管的反向恢复过程,尽管晶闸管此时可以加上反向电压( $U_R$ ),但并未恢复门极控制能力,也就是说,这时还不能在晶闸管上施以一定变化率的

正向电压（重加 $\frac{du}{dt}$ ），而还需经过一段恢复门极控制能力的阶段，晶闸管才能真正关断。因此器件的关断时间( $t_{off}$ )定义为从阳极电流过零到能加上一定变化率的正向电压过零这一段时间。这是因为清除短基区( $P_2$ )和长基区( $N_1$ )中的储存电荷都需要一定的时间。

晶闸管的四个动态参数是：

- (1) 开通时间( $t_{on}$ )
- (2) 关断时间( $t_{off}$ )
- (3) 正向电压上升率 $\left(\frac{du}{dt}\right)$ ：断态 $\frac{du}{dt}$ ，重加 $\frac{du}{dt}$
- (4) 电流上升率 $\left(\frac{di}{dt}\right)$

需要说明的是，晶闸管的 $\frac{du}{dt}$ 随温度变化有两种情况。一种类型的晶闸管的 $\frac{du}{dt}$ 随温度增大而下降，另一类型的晶闸管的 $\frac{du}{dt}$ 随温度的增高而上升，如表 1.1 所示，因此使用者购买时要注意这些问题。特别应当注意的是，晶闸管的 $\frac{di}{dt}$ 耐量同器件的工作寿命关系密切，使用时要留有足够的裕量；而且晶闸管的 $\frac{di}{dt}$ 耐量与器件工作的重复频率有关，如表 1.2 所示。

表 1.1  $\frac{du}{dt}$ 与结温关系

单位： $V/\mu s$

管子类型 \ 结温/ $^{\circ}C$	25	30	50	70	80	100
200A 普通晶闸管	150			100		50
20A 高频晶闸管		500	620		700	750

表 1.2 器件重复频率与 $\frac{di}{dt}$ 耐量的关系(高频晶闸管)

$f/kHz$	2	5	10	20
$\frac{di}{dt}/A \cdot \mu s^{-1}$	470	377	230	133

上述四个动态参数都与使用条件有关，例如，当晶闸管反并一个整流管时，其关断时间比无反并整流管的加长了(50~100)%；对晶闸管使用弱触发信号时，器件的延迟时间甚至长达 $10\mu s$ ，若采用强触发信号，则延迟时间可缩短到小于 $1\mu s$ ，器件的 $\frac{di}{dt}$ 耐量也与触发信号强弱有关，如表 1.3 所示。因此，厂家给出的动态参数值仅是一种参考值。

表 1.3 门极触发电流峰值与 $\frac{di}{dt}$ 耐量的关系

$I_{GM}/mA$	600	800	1000	1200
$\frac{di}{dt}/A \cdot \mu s^{-1}$	30	85	95	120

注：被试管为 100A/20kHz 高频晶闸管。

### 1.4.3 晶闸管的 $\frac{di}{dt}$ 耐量及工作寿命

从晶闸管的导通机理可知,当门极加上触发信号时,器件中流过的电流首先集中在门极附近的局部区域内,然后经过一定的时间(几微秒甚至几十微秒)才扩展到整个阴极面,扩展时间长短首先取决于阴极面的结构及扩展距离。因为扩展需要一定的时间,若导通时器件在很短时间内流过一个上升率很大的电流,那么该电流都将集中在门极附近很小的区域内,致使该区的电流密度变得很大,引起了局部导通区剧烈发热,该区温度急剧上升,随着扩展的进行,门极附近局部区的电流密度将急剧下降,该区温度也随之迅速降低,晶闸管每一次导通,门极附近局部导通区都要出现一次温度急剧上升和下降的波动过程。这种温度波动引起的热应力将会造成硅材料的晶格损伤,最终导致元件完全破坏,这种破坏机制称之为热疲劳损坏。由上述分析可知,局部导通区瞬时温度越高,元件疲劳损坏得越快。据大量的统计规律,可以做出一个工作寿命  $k$  和导通点瞬时温升相对额定值的倍数  $n$  的关系曲线,如图 1.32 所示。

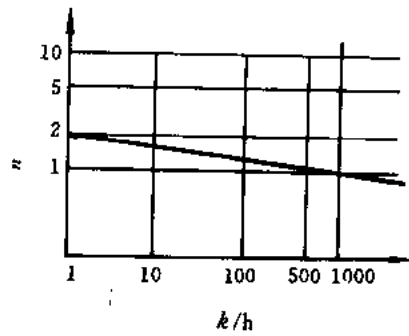


图 1.32 工作寿命  $k$  和导通点瞬时温升倍数  $n$  的关系曲线

对于器件设计者来说,就要千方百计地降低局部导通区的最高瞬时温度,以提高器件的工作寿命。对于一个器件来说,都有一个承受电流上升率的能力问题,即通常所说的  $\frac{di}{dt}$  耐量,以保证器件的长期工作寿命。对于用户来说,就应当根据电路中所出现的  $\frac{di}{dt}$  恰当地选择器件,否则,将很难保证器件和装置工作的可靠性。若器件所能承受的  $\frac{di}{dt}$  耐量很小,就可能出现一次导通就破坏器件的现象。这是由于导通区的瞬时温度达到硅材料的熔点造成的。

因为局部导通区的瞬时温度取决于导通区的耗散功率和导通区的面积,采用强触发有利于增大初始导通区的面积,因而有利于发挥器件原有的  $\frac{di}{dt}$  耐量潜力,以提高器件的工作寿命。

### 1.4.4 逆阻型晶闸管的参数

晶闸管的主要静动态参数列举如下:

- (1) 断态重复峰值电压 ( $U_{DRM}$ ):  $U_{DRM} < U_{BO}$
- (2) 反向重复峰值电压 ( $U_{RRM}$ )
- (3) 额定通态平均电流 ( $I_T$ )
- (4) 通态压降 ( $U_F$ ): 峰值或者平均值
- (5) 浪涌电流 ( $I_{sm}$ )
- (6) 开通时间 ( $t_m$ )

- (7) 关断时间( $t_{off}$ )
- (8) 断态临界电压上升率 $\left(\frac{du}{dt}\right)$
- (9) 通态临界电流上升率 $\left(\frac{di}{dt}\right)$
- (10) 门极参数:
  - 门极触发电流( $I_{GT}$ )
  - 门极触发电压( $U_{GT}$ )
  - 门极不触发电流( $I_{GD}$ )
  - 门极不触发电压( $U_{GD}$ )
  - 门极峰值功率( $P_{GM}$ )
  - 门极平均功率( $P_G$ )
- (11) 维持电流( $I_H$ )
- (12) 结温( $T_{jm}$ )

上述参数都是在特定条件下测得的。当实际使用条件同测试条件不同时,这些参数都要发生变化。有关各种特性,请查阅有关资料。

### 1.4.5 有关晶闸管派生器件的说明

本节将介绍几种常用晶闸管派生器件的特点,以拓宽读者的知识面。

#### (一) 双向晶闸管(TRIAC)

双向晶闸管的结构、符号及静态特性示于图 1.33。从结构图上可看出,双向晶闸管的作用相当于两个逆阻型晶闸管反并联( $P_1N_1P_2N_2$  和  $P_2N_1P_1N_2$ ),不过它只有一个门极( $G$ ),而且在制造中,也不是简单地将两个逆阻晶闸管反并联组合在一起形成的。因而,它具有自己的一些特点:

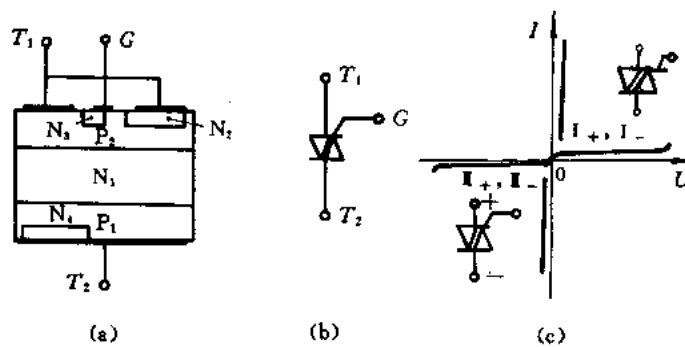


图 1.33 双向晶闸管  
(a) 结构; (b) 符号; (c) 静态特性

(1) 由于引入了  $N_3$  硅岛,使得门极( $G$ )相对于  $T_1$  端无论是正的还是负的,都能触发双向晶闸管,这时  $T_1$  相对于  $T_2$  既可以是正的也可以是负的,也就是说  $T_2$  相对  $T_1$  是正时,可以使用  $i_G^+$  ( $I_+$ ) 也可以使用  $i_G^-$  ( $I_-$ ) 去触发器件;当  $T_2$  相对于  $T_1$  是负时,同样也可

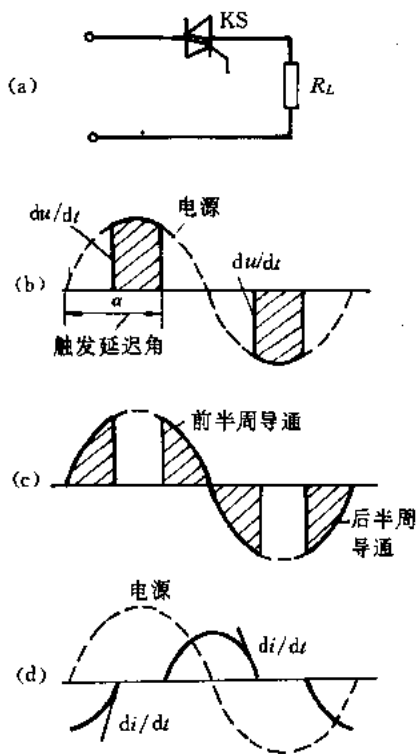


图 1.34 双向晶闸管电路波形  
(a) 电路; (b) KS 上的电压波形;  
(c) 感性负载上的电压波形;  
(d) KS 中的电流波形

以使用正或负脉冲(Ⅱ<sub>+</sub>或Ⅱ<sub>-</sub>)去触发器件,但因触发途径不同而造成触发灵敏度不同,一般Ⅱ<sub>+</sub>>Ⅱ<sub>-</sub>>Ⅰ<sub>-</sub>>Ⅰ<sub>+</sub>,通常第一象限使用Ⅱ<sub>+</sub>,第三象限使用Ⅱ<sub>-</sub>。

(2) 当某一半周通态电流过零后,双向晶闸管必须承受住具有一定变化率的上升电压(图 1.34 所示),此时双向晶闸管不应该导通,否则器件将失控。双向晶闸管所承受的这种  $\frac{du}{dt}$  称之为换向  $\frac{du}{dt}$ ,记作  $\left. \frac{du}{dt} \right|_c$ 。它不同于双向晶闸管的断态  $\frac{du}{dt}$  (正、反向)。显然,  $\left. \frac{du}{dt} \right|_c < \left. \frac{du}{dt} \right|_{断态}$ 。

(3) 换向  $\frac{du}{dt}$  同通态电流下降率有关。这种电流下降率又称换向电流上升率,记作  $\left. \frac{di}{dt} \right|_c$ 。图 1.35 给出了  $\left. \frac{du}{dt} \right|_c$  与  $\left. \frac{di}{dt} \right|_c$  的关系曲线。

(4) 双向晶闸管的电流定额用交流有效值来表示。在交流电路中,一只有效值电流定额为  $I_T$  的双向晶闸管可代替两只平均值电流定额为  $\frac{\sqrt{2}}{\pi} I_T$  的逆阻型晶闸管反并联使用。

(5) 双向晶闸管的浪涌电流能力比逆阻型晶闸管低。

双向晶闸管是一种交流开关,主要用于交流相位调压、零电压调功器和固体开关等。

## (二) 逆导晶闸管(RCT)

逆导晶闸管的作用相当于一只逆阻型晶闸管同一只整流管反并联,其正向特性同逆阻型晶闸管一样,具有可控性;其反向特性是整流管的正向特性。逆导晶闸管的结构、符号及等效晶体管模型示于图 1.36。将晶闸管和整流管集成在同一芯片上,使两种元件合为一体,缩小了组合元件的体积。但更重要的是,因采用了逆导的结构使其性能比逆阻型晶闸管有所提高(工作温度高、电压高、电流大以及开关速度快等)。但同时带来隔离区问题,出现所谓逆导晶闸管的换流能力问题。逆导晶闸管的换流问题是指器件反向导通后恢复正向阻断特性的能力。逆导晶闸管换流时的波形表示在图 1.37。表征逆导晶闸管的换流能力可以用  $+\frac{du}{dt}$

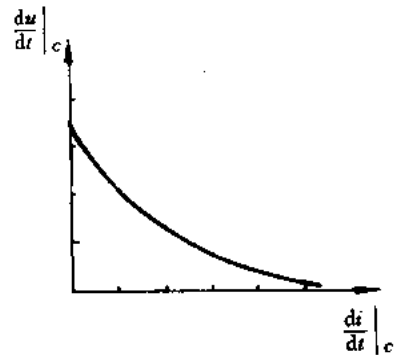


图 1.35  $\left. \frac{du}{dt} \right|_c$  与  $\left. \frac{di}{dt} \right|_c$  的关系



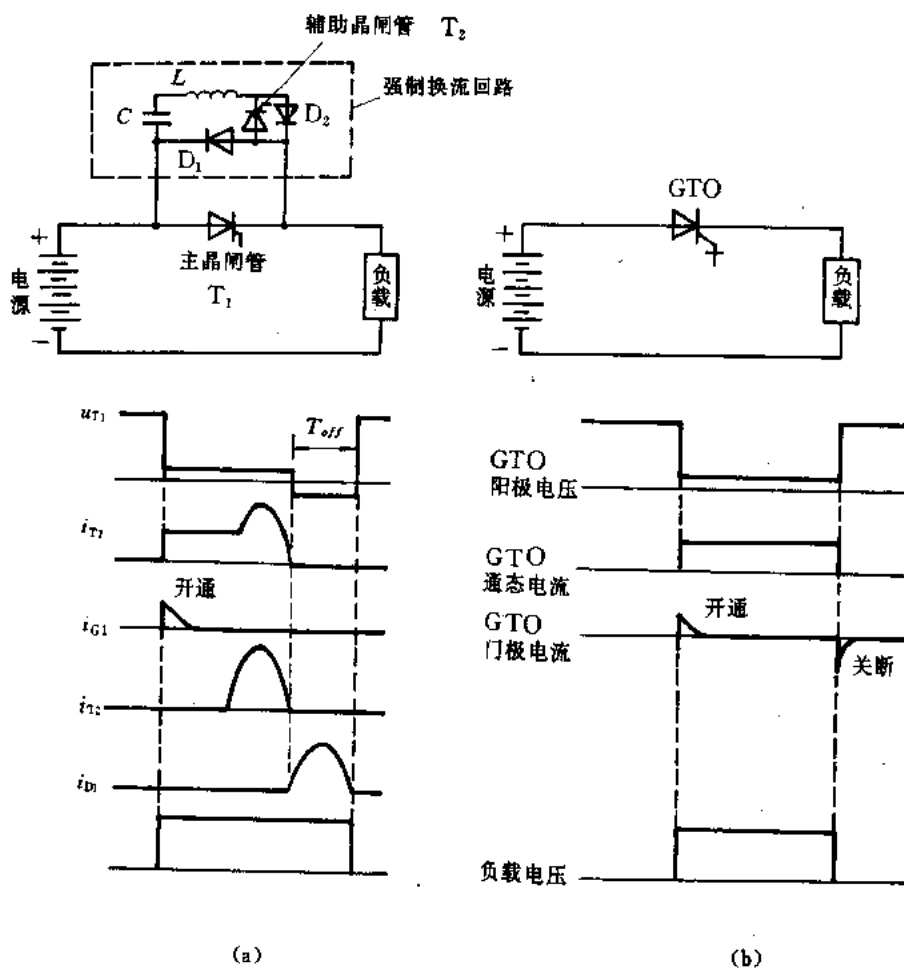


图 1.38 逆阻晶闸管同 GTO 斩波电路比较  
(a) SCR; (b) GTO

极区域的过剩载流子也排除掉,那么整个  $J_1$  结将维持在反偏置,则能使 PNP 器件关断。但因一般四层器件的短基区(P区)比较窄,横向电阻比较大,远离门极区域的  $J_1$  结不能形成反偏置,即该区域仍然处于导通状态,致使阳极电流都从该区通过,形成电流的高密度区,引起非常大的功率损耗,最终造成关不断或损坏的恶果。

GTO 尽管也是 PNP 四层器件,但在设计和制造工艺上考虑到负门极关断的要求,采取了以下措施:

- (1) 在保证导通条件下,  $\alpha_{PNP}$  尽可能小,  $\alpha_{NPN}$  尽可能接近 1。
- (2) 提高阴极发射结的反向击穿电压。
- (3) 减少 P 基区的横向电阻。
- (4) 采用分布式门极结构以减少横向扩展距离。
- (5) 加厚门极金属层的厚度。

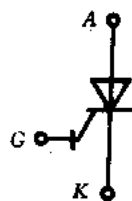
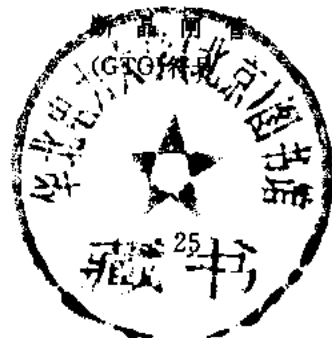


图 1.39 可关



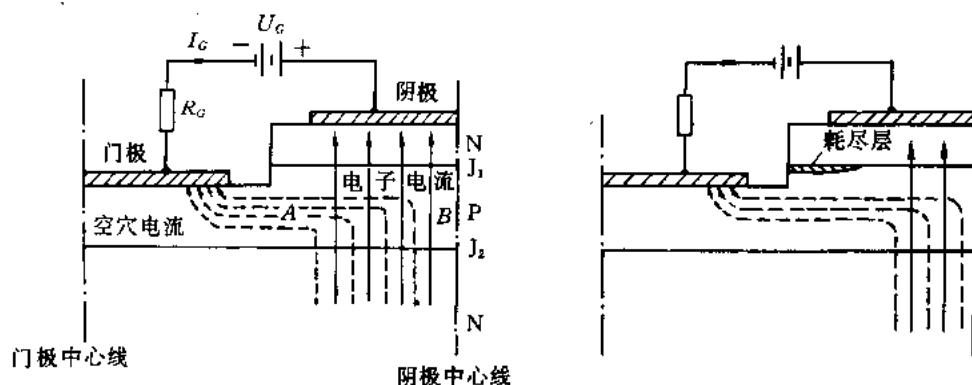


图 1.40 门极关断时的载流子排除现象示意图

(6) 阳极 P 发射区也采用短路点结构。

以上措施使 GTO 获得门极可关断能力。GTO 的门极可关断能力可用电流关断增益  $G_{off}$  来表征,有

$$G_{off} = -\frac{I_A}{I_G} = \frac{\alpha_{NPN}}{\alpha_{PNP} + \alpha_{NPN} - 1} \quad (1.21)$$

其中,  $I_A$  应理解为阳极可关断峰值电流,而  $I_G$  应理解为门极关断峰值电流。通常 GTO 的电流关断增益为 4~5。GTO 参数表中的阳极可关断峰值电流及门极关断电流峰值是两个重要参数指标,值得注意。

GTO 关断时间可按图 1.41 波形定义,即

$$t_{gv} = t_s + t_f \quad (1.22)$$

其中,  $t_s$  为存储时间;  $t_f$  为下降时间。而且,还应当注意到尾部电流 ( $I_u$ ) 和尾部时间 ( $t_u$ ) 的存在,只有过了尾部时间, GTO 才真正关断。

GTO 在应用中要特别注意下面几个问题:

- (1) 明确驱动信号的要求:门极导通和门极关断波形。
- (2) 驱动电路的电源电压的选择。
- (3) 吸收电路的合理设计。
- (4) 吸收电路杂散电感的消除。
- (5) 设计阳极电路的电抗器。
- (6) 其它。

有关这些技术细节及外部影响因素,请参阅有关资料。

#### (四) 高频晶闸管

高频晶闸管与快速晶闸管的差别在于:高频晶闸管具有高频载流能力强,高频  $\frac{di}{dt}$  耐量大以及关断时间更短(高温下  $t_q < 10\mu s$ , 20kHz)等特点。除耐压不易做高(1000V/20kHz)和电流不易做大(100~200A/20kHz)外,其它方面同普通晶闸管没有什么不同。

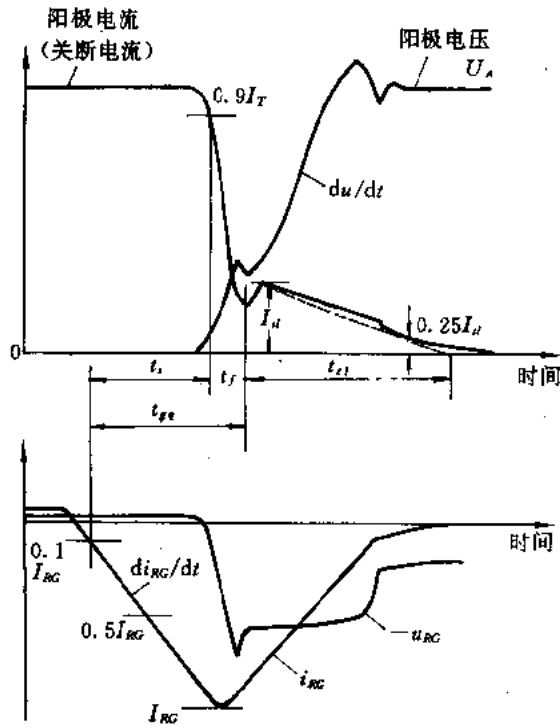


图 1.41 GTO 关断时间定义波形

## 1.5 功率场效应晶体管(VDMOS)

### 1.5.1 VDMOS 工作原理及静态输出特性

80 年代以来研制成功的电流垂直流动的双扩散 MOS 场效应晶体管, 简称为 VDMOS。其 N 沟道元胞结构表示在图 1.42。通常一个 VDMOS 管是由许多元胞并联组成

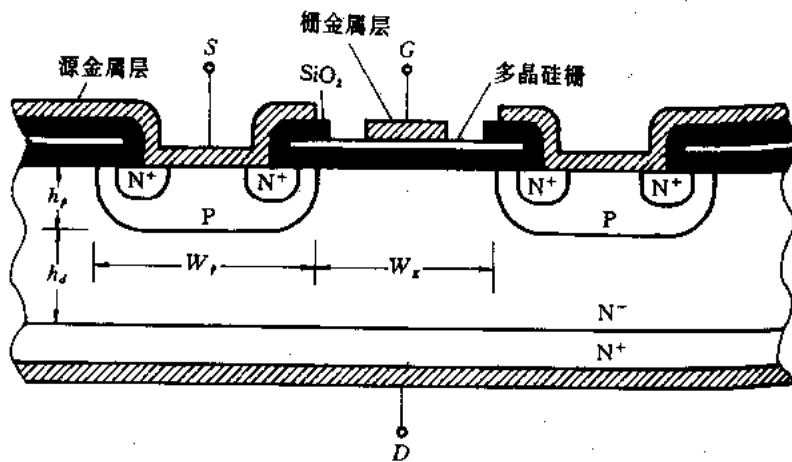


图 1.42 N 沟道 VDMOS 管元胞结构

的,一个高压芯片的元胞密集度可达每立方英寸 140000 个元胞。可见,它是一种功率集成器件。

由图 1.42 可以看到, $D$  为漏极, $S$  为源极, $G$  为栅极。栅极是由多晶硅制成的,它同基片之间隔着  $\text{SiO}_2$  薄层,因此它同其他两个极之间是绝缘的。这样一来,只要  $\text{SiO}_2$  层不被击穿,栅极对源极之间的阻抗是非常高的。这种 N 沟道增强型器件在使用时,源极接电源负端,漏极接电源正端。N 沟道增强型 VDMOS 的符号表示在图 1.43。

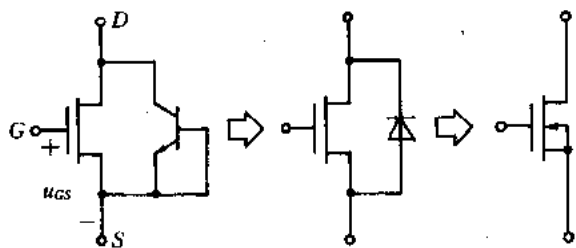


图 1.43 N 沟道增强型 VDMOS 管符号

### (一) VDMOS 管工作原理

为了弄清 VDMOS 管的导通机理,先看多晶硅( $G$ )- $\text{SiO}_2$ -P 半导体构成的 MOS 结构。对于这种 MOS 结构,栅极相对源极接正信号,即  $G$ - $P$  层之间加正电压。当  $U_{GS}$  电压加到某一临界值(栅极阈值电压)时,靠近  $\text{SiO}_2$  附近的 P 型表面层形成与原来半导体导电性相反的一层,即 N 反型层,该反型层称为 N 沟道。N 沟道的出现,就将漏极和源极连接起来,形成了漏到源极的电流( $I_D$ ),VDMOS 管就导通了,如图 1.44 所示。也就是说,电流从漏极出发,经过 N 沟道,流入  $N^+$  区,最后从源极流出。由此可知,VDMOS 管的动态响应是非常快的,仅受 MOS 电容充放电速度的影响。同时它也不存在基区电导调制效应,因此 VDMOS 管导通电阻  $R_{DS\ on}$  取决于导电通路上等效总电阻,包括反型沟道区电阻  $r_{CH}$ 、栅漏

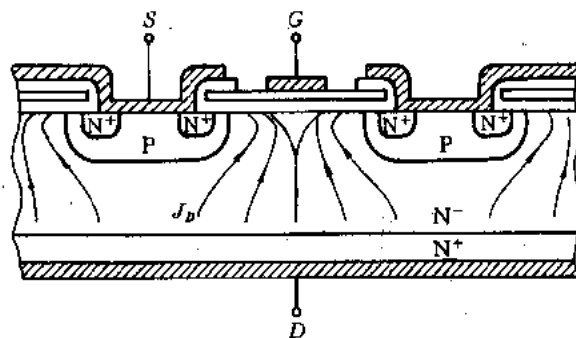


图 1.44  $I_D$  电流流动路线

积累区电阻  $r_{ACC}$ 、结型场效应管夹断电阻  $r_{JFET}$  和轻掺杂区电阻  $r_D$ , 即

$$R_{DS\ on} = r_{CH} + r_{ACC} + r_{JFET} + r_D \quad (1.23)$$

如图 1.45 所示。VDMOS 管的导通电阻  $R_{DS\ on}$  具有正的温度系数,因此漏极电流就具有负的温度系数,这就是 VDMOS 管易于并联的原因。

对于高压器件,  $r_D$  在导通电阻中占主要成分, 所以高压 ( $>100V$ ) VDMOS 的导通电阻同器件的耐压有密切关系, 即

$$R_{DS(on)} \propto \frac{U_{BR}^{2.5}}{\text{面积}} \quad (1.24)$$

式 (1.24) 表明, 耐压越高的器件, 其导通电阻越大, 例如 400V 管子的  $R_{DS(on)}$  是 200V 的  $4\sqrt{2}$  倍。这是造成 VDMOS 管耐压不能做得太高的原因。

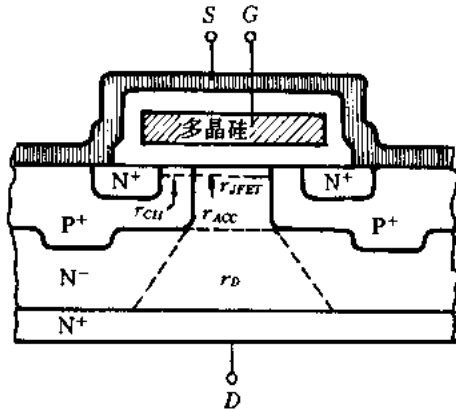


图 1.45 VDMOS 管导通电阻示意图

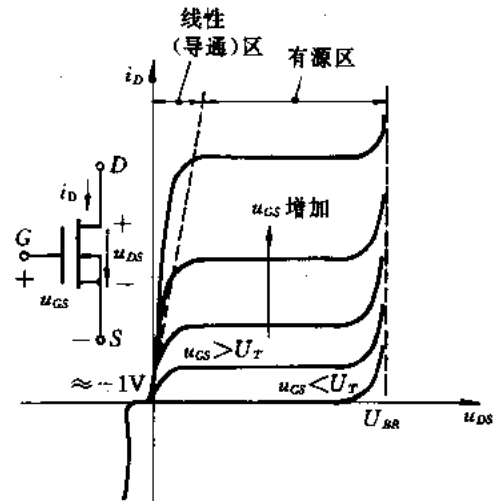


图 1.46 VDMOS 管的静态输出特性

## (二) VDMOS 静态输出特性

VDMOS 管的静态输出特性表示在图 1.46。当 VDMOS 管充分导通进入欧姆工作区时, 它就像一个电阻。当栅极电压  $u_{GS}$  小于阈值电压  $U_T$  时, VDMOS 管处于截止状态。阈值电压的典型值为 2~4V。为保证器件导通后进入欧姆工作区, 栅极电压  $u_{GS}$  要足够大 (通常  $>10V$ )。

从图 1.42 可看出, VDMOS 管还带有一个反并联整流管 (PN-N<sub>+</sub>), 同时寄生着一个双极型晶体管 (NPN<sup>+</sup>)。若寄生晶体管起作用, 二次击穿现象就可能发生。然而现代的 VDMOS 管从结构 (PN<sup>+</sup> 短路) 和工艺参数上保证了寄生晶体管不起作用, 因此 VDMOS 管在工作中很难发生二次击穿现象, 也就是说, 它的安全工作区宽。

### 1.5.2 VDMOS 管的电容

为了说明 VDMOS 管的电容, 现将其元胞电容示意图画在图 1.47 上。从图中可知, VDMOS 管内寄生着两种类型的电容: 一种是与 MOS 结构有关的 MOS 电容, 另一种是与 PN 结有关的电容。这些电容与元胞结构有关。栅源电容  $C_{GS}$  和栅漏电容  $C_{GD}$  是 MOS 电容, 漏源电容  $C_{DS}$  是与 PN 结有关的电容, 它们分别由图 1.47 所示的各寄生电容组合而成。

在共源电路中, 可根据器件内部的电容 ( $C_{GS}$ ,  $C_{GD}$  和  $C_{DS}$ ) 确定反馈电容  $C_{ov}$ 、输入电容  $C_{in}$  和输出电容  $C_{out}$ 。它们之间存在下列关系:

$$C_{rss} = C_{GD} \quad (1.25)$$

$$C_{iss} = C_{GD} + C_{GS} \quad (1.26)$$

$$C_{oss} = C_{GD} + C_{DS} \quad (1.27)$$

$C_{rss}$ 是栅极与漏极之间的电容,当器件导通之后,它的数值陡然增加。 $C_{GS}$ 由两部分组成:一部分是栅极与源的金属化层之间的电容,与工作电压无关;而另一部分是栅极与沟道之间的电容,随工作条件不同有很大的变化。

由上分析可知:

(1) 这些电容值在器件开关过程中是变化的。

(2) 对于驱动电路来说,VDMOS管的输入阻抗呈容性,此点同电流注入型器件(双极型晶体管)有很大不同。

(3) VDMOS管的开关速度受这些电容充放电速度的制约。

### 1.5.3 VDMOS管的栅电荷曲线

VDMOS管的栅电荷曲线对于使用者来说是非常有用的,它为用户设计驱动电路提供了最基本的依据,同时还可以从中获得一些重要的信息。现将 $u_{GS}-t$ 曲线表示在图1.48,其测试电路表示在图1.49,并就其特性曲线作些说明。 $t_0$ 时刻以前,VDMOS管处于截止状态, $u_{DS}$ 等于电源电压值,漏极电流 $i_D=0$ ,而整流管D导通。

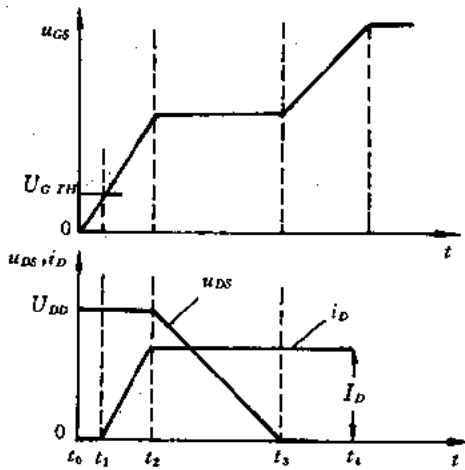


图 1.48  $u_{GS}-t$  曲线

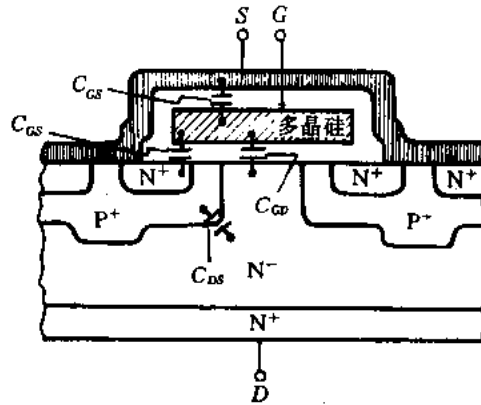


图 1.47 VDMOS管的元胞电容示意图

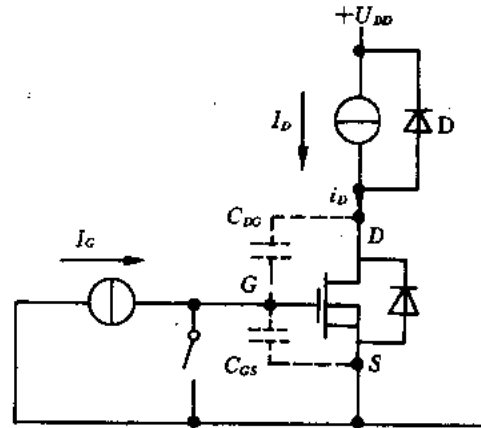


图 1.49 栅电荷测试电路

1. 在 $[t_0, t_1]$ 期间

在 $t=t_0$ 时接通驱动电路,电路向栅极提供恒流充电,栅极电压线性上升。直到栅极电压达到阈值电压 $U_{GTH}$ 以前,器件并未导通, $i_D=0$ , $u_{DS}=U_{DD}$ 。

2. 在 $[t_1, t_2]$ 期间

在 $t=t_1$ 时刻,栅极电压达到栅极阈值电压,器件开始导通。随着栅电压上升,漏极电流 $i_D$ 受转移特性的制约而成比例地上升,而整流管D中电流成比例地下降,直到 $t=t_2$ 时刻,漏极电流达到输出的稳态值,即 $i_D=I_D$ 。在这过程中,只是栅极电位变化,而漏极电位没有变化(因为整流管仍导通),所以驱动电路所提供的电荷主要流向 $C_{GS}$ ,而 $C_{DG}$ 上的电压变化非常微小。

3. 在 $[t_2, t_3]$ 期间

在 $t=t_2$ 时刻,续流整流管关闭,漏极电压开始下降。在这期间,由于电路的恒流源特性,VDMOS管工作在有源放大区,但因转移特性决定了 $u_{GS}$ 电压不能变化,被箝位在某一电压值,即出现 $u_{GS}-t$ 曲线的平台部分,同时,在这期间栅极不再吸收电荷,而驱动电流全部流向密勒电容 $C_{DG}$ 。

4. 在 $[t_3, t_4]$ 期间

当 $t=t_3$ 时, $u_{DS}$ 电压下降到 $I_D R_{DS(on)}$ ,VDMOS管进入欧姆工作区,这时器件不再受转移特性的限制。因此在 $t>t_3$ 以后,栅极电压继续线性增长,直到驱动电路所能达到的最高电压值,但在这一阶段的栅极电压增长速度变慢,因为此时等效输入电容变大。

需说明的是,图1.48给出的是栅极电压 $u_{GS}$ 与时间 $t$ 的关系,但可以通过 $Q_G=I_G t$ 的关系将时间坐标转换成电荷 $Q_G$ 的坐标,即获得 $U_{GS}-Q_G$ 的关系,如图1.50所示。

从上述分析可知:

(1) 在VDMOS管开关工作过程中,其输入阻抗发生变化,这从曲线斜率的三次变化反映出来。

(2) 从图1.50可以看出,漏极电流大小反映了平台高低,即要求栅极电压值不同;也就是说要使不同漏极电流的VDMOS管进入欧姆区,要求驱动电路提供相应的栅电荷值。

(3) 当过驱动进入图1.50的AB段时,即驱动电压过高时,将对关断延时产生影响。

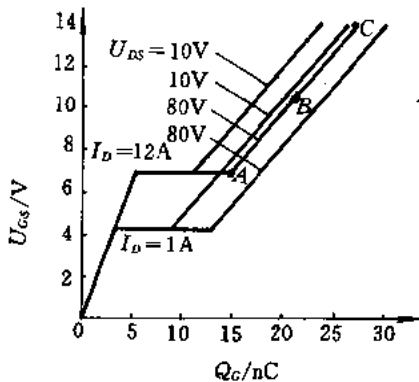


图 1.50 栅电荷曲线( $U_{GS}-Q_G$ )

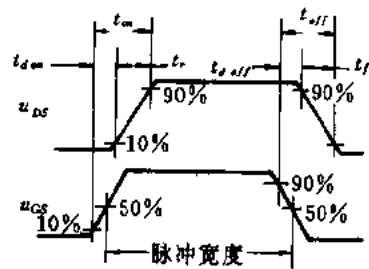


图 1.51 VDMOS 开关波形

### 1.5.4 VDMOS 管的参数及安全工作区

下面列出与双极型晶体管不同的 VDMOS 管的主要参数和特性:

- (1) 导通电阻  $R_{DS\ on}$ ;
- (2) 栅源电压:  $U_{GS} = \pm 20V$   $U_{GSM} = \pm 40V$ ;
- (3) 栅极阈值电压:  $U_{GSTH}$ : 一般范围为  $2\sim 4V$ ;
- (4) 动态参数: 按  $u_{DS}$  电压波形定义, 如图 1.51 所示, 分别为  $t_{don}, t_{r}, t_{doff}, t_{f}$ 。

VDMOS 管的安全工作区分正偏安全工作区(FASOA)和开关安全工作区(SSOA)两种(见图 1.52)。SSOA 相当于晶体管的反偏安全工作区, 如图 1.52(b)所示。由图可知, 其二次击穿限制界限不存在, 它的开关安全工作区变成了仅由电压和电流围成的长方形, 因此它的安全工作区比晶体管大。

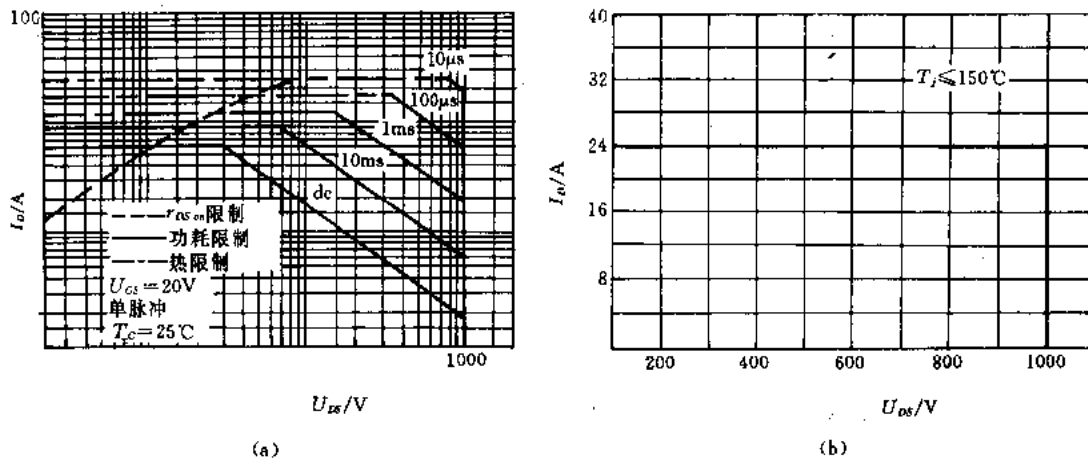


图 1.52 VDMOS 管安全工作区  
(a) FASOA; (b) SSOA

## 1.6 绝缘栅双极型晶体管(IGBT)

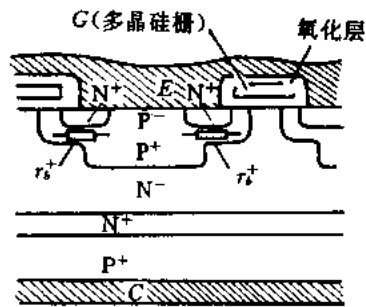
### 1.6.1 IGBT 的工作原理及静态输出特性

#### (一) IGBT 工作原理

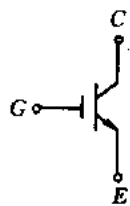
IGBT 器件的结构及符号示于图 1.53。在 VDMOS 管结构的基础上再增加一个  $P^+$  层, 则形成 IGBT 结构。这时  $G$  仍称栅极, 原来 VDMOS 的源区电极称发射极( $E$ ), 而新增的  $P^+$  的引出电极称集电极( $C$ )。在电路中应用时,  $C$  接电源正端,  $E$  接电源负端。这样一来, 从结构图中可知, IGBT 的导通原理同 VDMOS 管是一样的, 此处不再赘述。

IGBT 器件由于引进了  $P^+$  层而形成了一个  $P^+N$  结。这样一来, 在器件导通时, 正偏置的  $P^+N$  结向基区( $N^-$ )注入空穴, 产生基区电导调制效应, 因此 IGBT 器件的通态压降低, 其数量级同于双极型晶体管。但因引入少数载流子行为, 故存在少数载流子的存储现象; 因此其开关

速度比 VDMOS 慢, 介于 VDMOS 和高频晶闸管之间, 其工作频率可达 50kHz。然而它的输入特性具有 MOS 栅控特点。从这些性能看, IGBT 兼顾了双极型器件和 MOS 器件的优点, 是一种新型的复合器件——MOS 栅控自关断器件。而且在现有 1200A/1600V 商用产品的基础上还能进一步向更高电压和更大电流方向发展, 因此 IGBT 器件在高频、高压和大电流应用领域是一种比较理想的器件。目前在中小功率领域, IGBT 有取代 GTR 和 VDMOS 管的趋势。



(a)



(b)

图 1.53 IGBT 的结构及符号

(a) 结构; (b) 符号

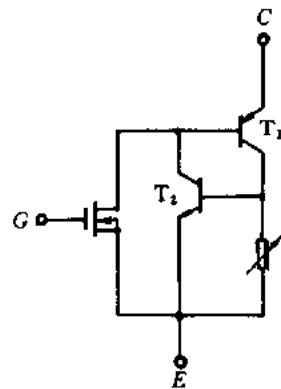


图 1.54 IGBT 的等效模型

从 IGBT 的结构上还可以看到, 它的内部寄生着一个 P<sup>+</sup>N<sup>-</sup>PN<sup>+</sup> 晶闸管, 因此需防止由于晶闸管通道起作用而产生晶闸管的锁定效应, 致使 IGBT 失去栅极控制器件关断的能力, 这从其等效模型(图 1.54)中也可以看到。因此过高的  $\frac{dU}{dt}$  和过大的电流(过载等)都有可能使 IGBT 工作于晶闸管状态而被锁定住。

值得提醒的是, IGBT 管的反向电压承受能力很低, 只有几十伏。另外, 通常早期的单管 IGBT 内部没有设置反并联二极管, 但 IGBT 模块总是将二极管同 IGBT 反并联地封装在一起(如日本富士公司的大电流 IGBT)。

### (二) IGBT 的静态输出特性

IGBT 的静态输出特性表示在图 1.55。该特性曲线不是始于原点, 这是由于 PN 结的开启电压引起的, 与 GTR 以及 VDMOS 略有不同之处。IGBT 同 GTR 一样可划分为三个工作区: 截止区、有源放大区和饱和区。另外, IGBT 的栅极阈值电压  $U_{GE TH}$  的一般范围为 3~6V。

## 1.6.2 IGBT 的参数特点

有关 IGBT 的参数和特性, 各国厂家给出的并不完全一样, 但从总的方面看, IGBT 具有下列特点:

(1) IGBT 的开关速度高, 开关损耗小, 据统计, IGBT 电压在 1000V 以上时的开关损耗只及 GTR 的 1/10, 与 VDMOS 相当。

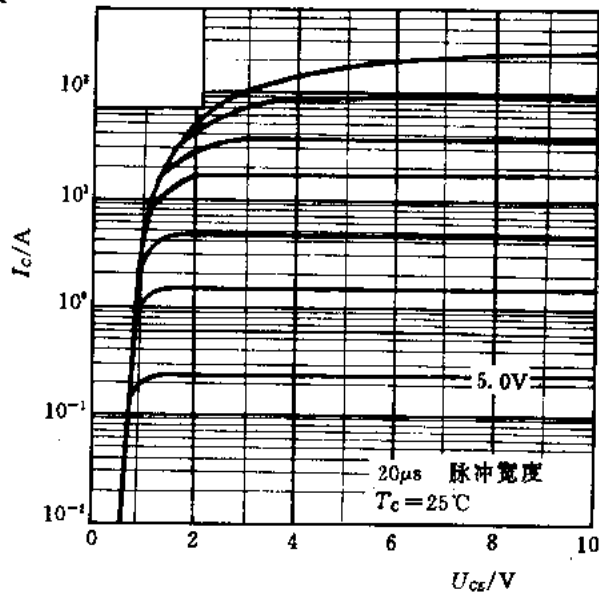


图 1.55 IGBT 的静态输出特性

(2) IGBT 的通态压降比 VDMOS 低,特别是大电流区段(见表 1.4)。

表 1.4 IR 公司的 IGBT 同 HEXFET(VDMOS)通态压降比较

额定电压/V	IGBT	100	300	600	1200
	HEXFET	100	250	500	1000
压降典型值/V (1.7A/mm <sup>2</sup> ,100°C)	IGBT	1.5	2.1	2.4	3.1
	HEXFET	2.0	11.2	26.7	100

(3) IGBT 的通态压降在 1/2 或 1/3 额定电流以下区段具有负的温度系数,在以上区段具有正的温度系数,因此,IGBT 在并联使用时具有电流自动调节的能力,即有易于并联的特点。

(4) IGBT 的安全工作区比 GTR 宽(见图 1.56),而且它还具有耐脉冲电流冲击的性能。

(5) IGBT 的输入特性与 VDMOS 相似,输入阻抗高,它在驱动电路中作为负载时呈容抗性质,其栅电荷曲线示于图 1.57,也与 VDMOS 类似。

(6) 与 VDMOS 和 GTR 相比,IGBT 的耐压可以继续做得高,电流可以继续做得大,同时还保持工作频率高的特点。

现将四种器件的主要特征列于表 1.5 中,供参考。

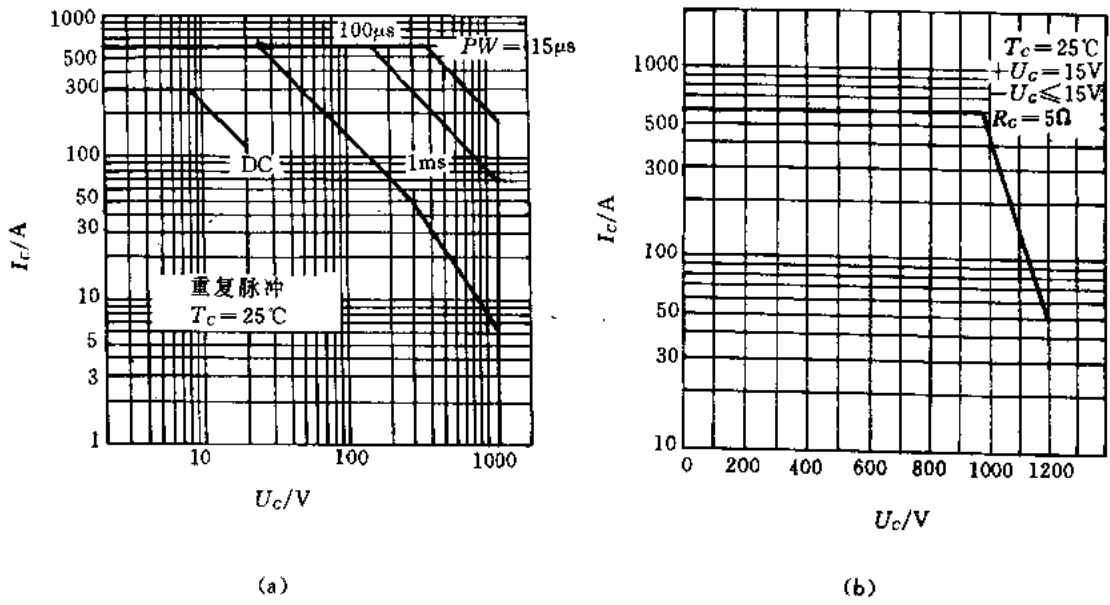


图 1.56 1MBI300-120 的安全工作区  
(a) 正偏安全工作区; (b) 反偏安全工作区

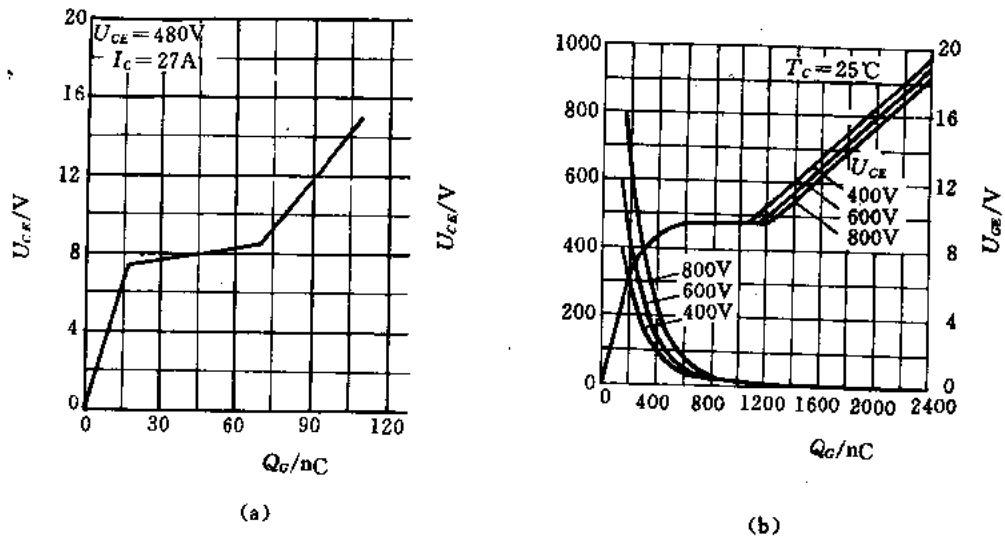


图 1.57 栅电荷曲线  
(a) IRG50U(IR 公司); (b) 1MBI300-120(日本富士公司)

表 1.5 四种器件主要特征的比较

管子类型	VDMOS	IGBT	双极型晶体管	达林顿
驱动方式	电压	电压	电流	电流
驱动功率	小	小	大	中等

续表

管子类型	VDMOS	IGBT	双极型晶体管	达林顿
驱动复杂程度	简单	简单	复杂 (要求大的正、负 电流信号)	中等
给定压降下的 电流密度	高(低压) 低(高压)	非常高(以稍牺牲 开关速度为代价)	中等 (以严重牺牲开 关速度为代价)	低
开关损耗	很低	低-高 (取决于通态损耗 牺牲情况而定)	中-高 (取决于通态损耗 牺牲情况而定)	高

最后值得注意的是,IGBT 的关断波形如图 1.58 所示,即存在电流拖尾现象——在  $t_{f1}$  时间内电流快速下降,在  $t_{f2}$  时间内电流下降变得缓慢。除此之外,IGBT 的开关时间定义与 VDMOS 是一样的。

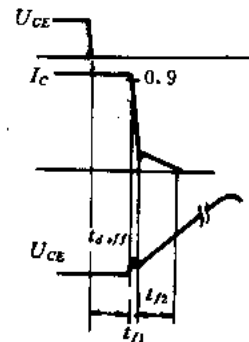


图 1.58 IGBT 的关断波形

### 1.6.3 IGBT 的过载能力

如何合理和经济地使用 IGBT,了解它的过载性能是非常重要的,也是令使用者极感兴趣的一个问题。

#### (一) IGBT 的短路特性

通过图 1.59 试验电路可以测试 IGBT 的短路特性。将电容上的电压加在 IGBT 管的 CE 两端。这时给其栅极施加一个低重复率、幅值固定的脉冲,则被试 IGBT 管就通过一个短路的脉冲电流,然后逐渐加大短路时间( $t_{SC}$ ),直至器件损坏为止。利用这个试验,就可以初步确定任何一个 IGBT 在规定温度、规定  $u_{CE}$  和规定栅极电压值下的承受短路电流的能力。这个试验方法与实际应用仍

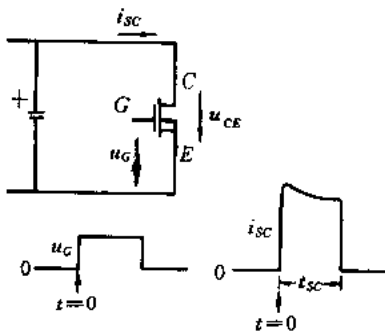


图 1.59 简单的 IGBT 短路试验电路

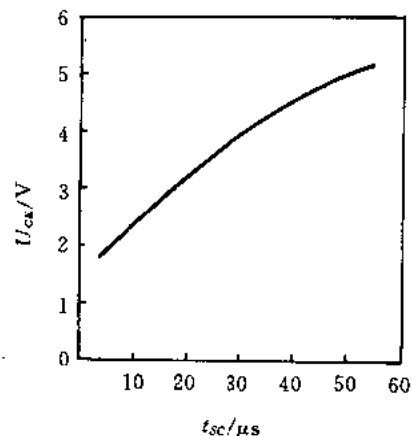


图 1.60 IGBT 的饱和压降  $U_{CE SAT}$  与允许的  $t_{SC}$  之间的关系(典型的)

有差距,即未顾及到动态 $\frac{du}{dt}$ 可能引起的锁定效应。但通过该试验电路获得一个结果:IGBT器件的饱和压降越高,其允许的短路时间越长,如图1.60所示,这时施加的栅极电压 $U_G$ 应能维持器件正常时的饱和压降接近实际的最小值(这是最危险状况,是正常工作要求的),并在整个故障过程中保持不变。由图1.60可知,饱和压降小于2V的器件,其允许的短路时间小于或等于 $5\mu s$ 。当饱和压降增加到4~5V时,其允许的短路时间增加到

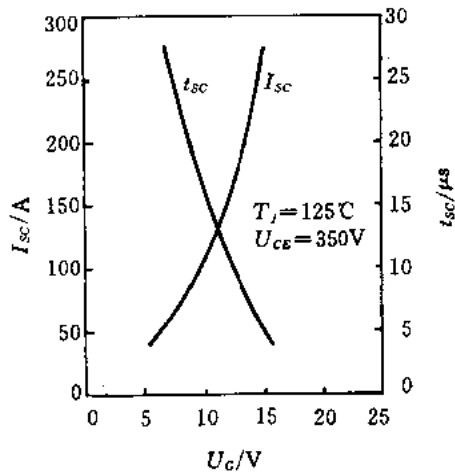


图 1.61 栅极电压与短路电流  $I_{sc}$  及短路时间  $t_{sc}$  之间的关系 (IRGPC40F)

$30\mu s$  左右(这与双极型晶体管的典型数量级相同,但饱和压降却比双极型晶体管高)。显然,厂家提供的这条曲线可为电路设计者设计过载或短路保护提供基本的设计依据。若无这条短路曲线,只要需要,可以自行通过试验来确定器件固有的承受短路电流的能力。

引伸上述结论,在实际应用中,可以通过减少栅极电压来降低短路电流和延长短路时间,如图1.61所示。该曲线是根据IR公司的IRGPC40F器件给出的,该型号的器件参数为  $I_{C(25^\circ C)} = 49A$ ,  $I_{C(100^\circ C)} = 27A$ ,  $BU_{CE} = 600V$ 。从图1.61可看出,这种器件在 $5\mu s$ 内,可承受250A以上的短路电流,当栅极电压从15V降低到10V时,允许的短路时间增加了 $10\mu s$ 。

## (二) 故障保护方案

对于正常过载,像电机启动、滤波电容的合闸冲击以及负载的突然变化,需通过正常的闭环系统进行调节和控制,对于非正常和偶然的短路故障可以设想下面两种保护方案:

(1) 撤除栅电压方案。这种方案不去区别真实故障、偶然故障和虚伪故障,而在 $2\mu s$ 内迅速撤除栅极信号,如图1.62所示。

(2) 延迟搜索方案。当故障信号来临时,立即降低栅电压到某一电平,以便延迟故障检测时间,同时启动定时器,在定时器到达设定值之前,若故障消失,则栅电压又重新恢复到原先正常工作时所需的栅压值;若定时器到达设定值时,故障仍未消除,则把栅电压降到零,如图1.63所示。这种保护电路的简图画在图1.64,供参考。

对于上述保护方案,都要求保护电路在 $1\sim 2\mu s$ 内响应。利用图1.65所示电路,可以全面地检验保护电路的工作性能。其试验原理如下:被试器件的通电时间设定约为 $100\mu s$ ,在这期间器件通过一定大小的电流(负载电流),然后在其中间时刻激励大容量的IGBT,从而在被试器件通过原来电流的基础上再叠加上一个大的冲击电流(故障电流)。

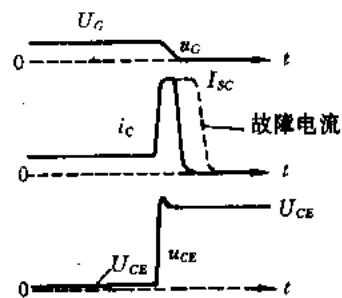


图 1.62 撤除栅电压方案

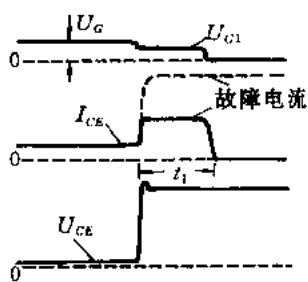


图 1.63 延迟搜索保护方案

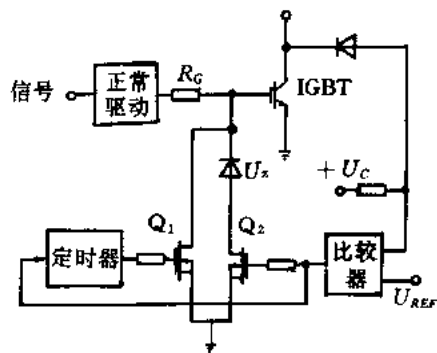


图 1.64 延迟搜索保护方案电路简图

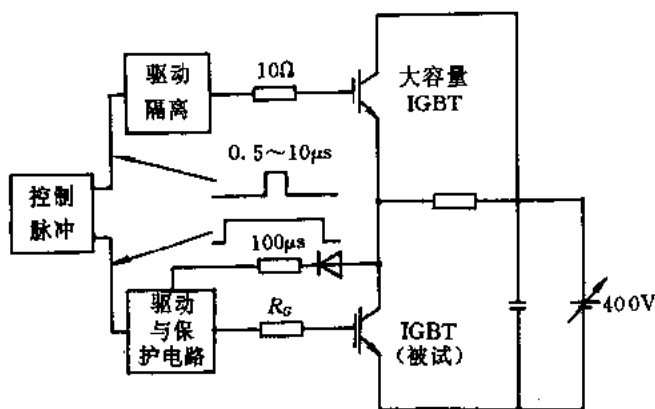


图 1.65 IGBT 短路试验电路简图

这时保护电路随之开始工作,即将栅电压减低到某值,若故障在规定的时间内(例如  $10\mu\text{s}$ )消失,则被试器件恢复到原始工作状态;倘若故障还在继续下去,则撤除被试器件的栅极信号。

图 1.66 给出了上述试验波形,负载电流(40A)持续约  $110\mu\text{s}$ ,短路故障电流持续

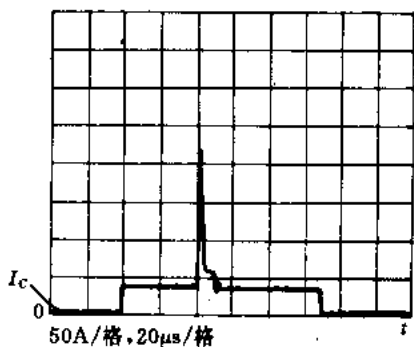


图 1.66 负载电流上叠加故障瞬态电流(IRFPC40F)

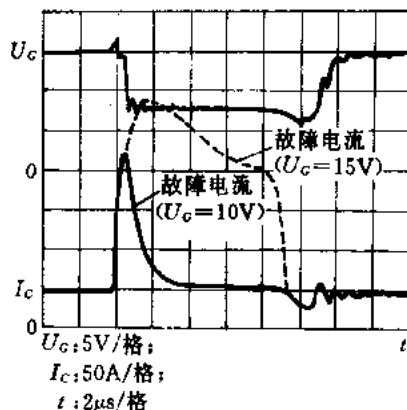


图 1.67 栅电压减到 10V 时的故障电流波形

10 $\mu$ s。短路电流开始时保护起作用(栅电压由 15V 降到 8V)短路电流只上升到 220A,立即又被拉回到 60A,故障 10 $\mu$ s 后就恢复正常工作状态。若栅电压维持 15V,则故障电流峰值增到 280A,如图 1.67 所示。可见,上述保护方案能起到快速保护的作用。

另外,目前市场上有带自保护功能的激励模块出售;例如 EXB850,851(标准型)和 EXB840,841(高速型),前者用于 10kHz,后者用于 40kHz,其它还有 M57957L, M57958L,MPD1205 等,可供选择。有关它们的详细功能,请参阅产品说明及有关资料。

## 1.7 MOS 栅控晶闸管(MCT)

### 1.7.1 MCT 工作原理

MCT 是在 SCR 结构中引进一对 MOSFET 管构成的,通过这一对 MOSFET 来控制 SCR 的导通和关断。使 MCT 导通的 MOSFET 称为 ON-FET,使 MCT 关断的 MOSFET 称为 OFF-FET。MCT 元胞有两种基本类型:一种为 N-MCT,另一种为 P-MCT。

现以 P-MCT 为例,说明 MCT 的工作原理。P-MCT 元胞结构表示在图 1.68。一个 MCT 内至少集成了约 10 万个元胞。其等效模型及符号示于图 1.69。

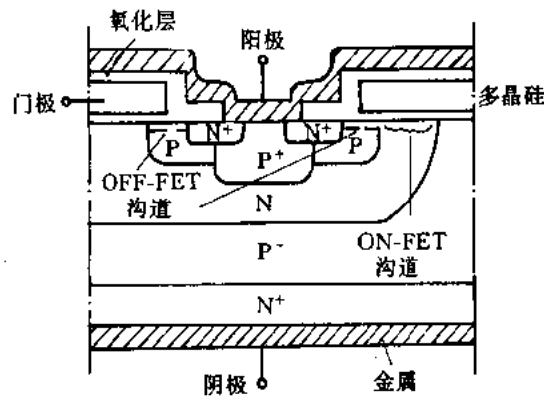


图 1.68 MCT 元胞结构(P-MCT)

当门极相对阳极加负脉冲信号时,靠近门极 SiO<sub>2</sub> 氧化层下面的 N 表面层反型成 P 型(P 沟道),于是小的阳极电流流入 P+ 层,经过 P 层和 P 沟道,流向 P- N+ 结,最后从 N+ 层流出,即 ON-FET 被接通(OFF-FET 被关闭)。该电流恰好为 NP- N+ 晶体管提供了基极电流,使该晶体管的集电极电流增加。NP- N+ 的集电极电流正好又是 P+ NP- 晶体管基极电流,从而引起晶闸管内部的正反馈机制,最后导致 MCT 导通。MCT 中晶闸管部分一旦导通,其通道电阻比原先激励通道的电阻小得多,因此,主电流由晶闸管部分承担,而原先的激励通道只维持很小的激励电流。

当门极相对于阳极加上正脉冲信号时,即启动 OFF-FET,使其转入通态,同时关闭 ON-FET,于是门极 SiO<sub>2</sub> 层下面的 P 表面层反型为 N 型,形成 N 沟道,则将 P+ NP- 晶体管的基-射结(PN)短路,也就是说,这时 P+ N 结非但不发射空穴,反而使 N 基区中储存的载流子被抽走,从而使 P+ NP- 晶体管进入关断过程,最后导致晶闸管部分因不能维持

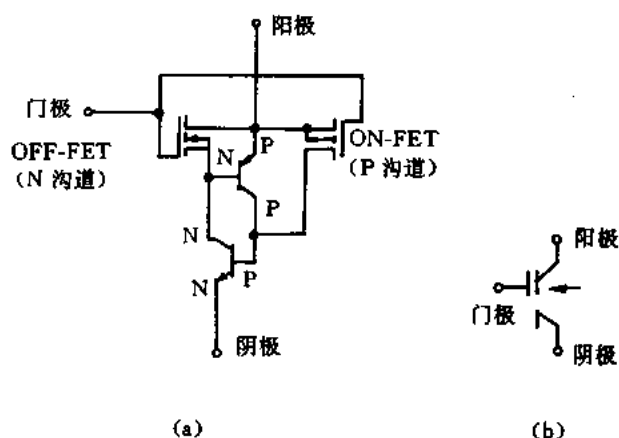


图 1.69 MCT 的等效模型及符号  
(a) 等效模型; (b) 符号

导通条件( $\alpha_1 + \alpha_2 \geq 1$ )而关断。

从上述分析可知,P-MCT 是通过激活 P 沟道来导通晶闸管,通过激活 N 沟道来关断晶闸管。当 P-MCT 各区的半导体材料用相反导电类型材料代替它们时,则成为 N-MCT 结构,此时图 1.67 上方的阳极变成阴极,而下方的阴极变成阳极。当门极相对阴极加正脉冲信号时,MCT 导通,反之则关断 MCT,其元胞结构示于图 1.70。

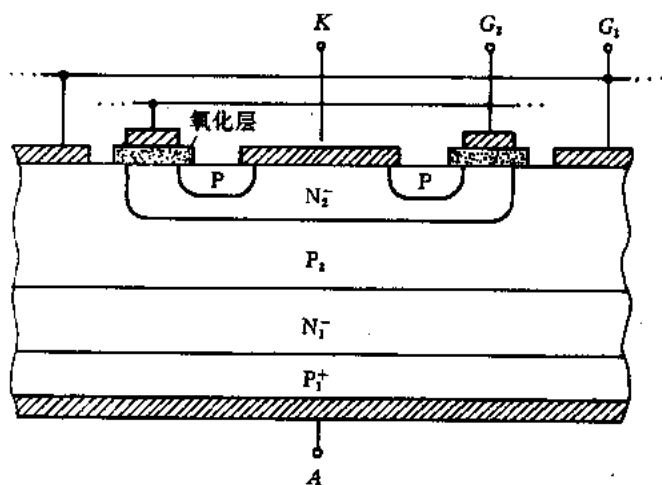


图 1.70 N-MCT 元胞结构

对于 P-MCT,一般 $-5 \sim -15V$  脉冲可使 MCT 导通, $+10V$  脉冲可使 MCT 关断。对于 N-MCT,一般 $+5V$  脉冲可使 MCT 导通, $-10V$  脉冲可使 MCT 关断。

MCT 的静态特性应与 SCR 一样,它是可以承受反向电压的。但它是一种新型的场控自关断器件,其驱动电路要比 GTO 的简单得多,具有广阔的发展前景。

### 1.7.2 MCT 的特点

MCT 和 IGBT 一样兼有 MOS 器件和双极型器件的优点,但其电压和电流容量可以做得比 IGBT 更大。现将其特点归纳如下:

- (1) 通态压降小(为 IGBT 的 1/3,约 1.1V);
- (2) 开关速度快,开关损耗小,工作频率可超过 20kHz;
- (3) 极高的  $\frac{di}{dt}$  (2000A/ $\mu$ s)和  $\frac{du}{dt}$  (20000V/ $\mu$ s);
- (4) 工作温度高(200℃以上);
- (5) 门极驱动电路更简单;
- (6) 器件的阻断电压高,峰值电流大(已研制出 300A/2000V,1000A/1000V 器件)。

这种器件是 80 年代后期刚开发出来的,其结构和工艺都还在不断完善过程中。尽管如此,由于它的优越性能,人们对它产生了极大的兴趣。据说,采用 MCT 管控制的 67kW 的高性能内永磁无刷电机的样机已经出现。有些 MCT 产品也已问世,现将 GE 公司的 MCT 产品列于表 1.6,供参考。

表 1.6 GE 公司的 MCT 产品主要参数

参 数	TA9789A	TA9789B	TA9836A	TA9836B
击穿电压/V	500	1000	500	1000
无吸收回路的 SOA/V	300	600	300	600
峰值可控电流/A	50	50	100	100
峰值电流/A	500	500	1000	1000
芯片尺寸/mil	170×227	170×227	260×390	260×390
$U_{on}/V$	1.1	1.1	1.1	1.1
输入电容/pF	7000	7000	14000	14000
$\frac{di}{dt}/A \cdot \mu s^{-1}$	2000	2000	2000	2000
$\frac{du}{dt}/V \cdot \mu s^{-1}$	20,000	20,000	20,000	20,000
导通时间/ns	200	200	200	200
储存时间/ns	500	500	500	500
关断时间/ns	2000	2000	2000	2000
门极-阳极电压/V				
最大值 $U_{G_{on}}$	20	20	20	20
导通 $U_{G_{on}}$	-5~-10	-5~-15	-5~-15	-5~-15
关断 $U_{G_{off}}$	+10~+15	+10~+15	+10~+15	+10~+15
外壳	5 引线 TO-218			

### 1.7.3 MCT 和 IGBT 的性能比较

MCT 和 IGBT 都是场控自关断器件。从目前情况看,IGBT 在开关特性方面优于 MCT。表 1.7 给出这两种器件应用于降压斩波电路(斩波频率为 10kHz)时的开关时间,供比较。

表 1.7 MCT 和 IGBT 开关时间比较

参 数			IGBT	MCT
门控信号	电 流	通	100mA	-2.2A
		断	-240mA	2.1A
	电 压	通	0→15V	12V→-6V
		断	15V→0	-6V→12V
	持续 时 间	通	1.2μs	320ns
		断	800ns	320ns
开 关 速 率	下降时间		900ns	1.5μs
	上升时间		260ns	360ns
	导通延时		670ns	720ns
	关断延时		470ns	520ns

图 1.71 示出了 MCT 和 IGBT 的通态压降与导通电流的关系曲线。由图可知,MCT 的通态压降比 IGBT 的低,这意味着 MCT 的通态损耗比 IGBT 的低,但 IGBT 的开关损耗却比 MCT 的低。



图 1.71 器件通态压降与导通电流的关系曲线  
(a) MCT; (b) IGBT

另外,由于 MCT 管中 ON-FET 管的电流设计得比较小,因此它在零电压下导通有一定的困难,也就是说,它比较适合零电流谐振开关电路而不太适合零电压谐振开关电路。然而 IGBT 却不存在这个问题。此点应引起电路设计者的注意。

## 1.8 静电感应晶闸管(SITH)和晶体管(SIT)

### 1.8.1 静电感应器件工作原理

为了弄清这两种器件的导通和关断原理,我们先来研究一下图 1.72 结构中电流传输情况。这是一种中间层为 N 型材料(电流通道),两侧为 P 型薄层的结构,它们分别都有电极引出。当 G-S 之间不加电压时,两侧的热平衡空间电荷层是很薄的,中间层(N)电流通道最宽,这时 D-S 之间加上电压,则有电流通过 N 型层,即电流通道是“畅通”的。若 G 相对于 S 加负偏压,两则 PN 结为反偏置,而且随着  $U_{GS}$  反偏压的增大两则空间电荷层向中间区扩展。因空间电荷层是高阻区,所以电流通道随之变窄了。当  $U_{GS}$  反偏压达到某一临界值(随 D-S 之间的电压不同而变化)时,电流通道中某一部分会出现两侧空间电荷区开始相遇的情况;随着  $U_{GS}$  反偏压进一步提高,就会出现两侧空间电荷区重叠现象。在这样情况下,电流通道被“夹断”,D-S 之间无法通过电流、静电感应器件就是依靠上述原理工作的,即利用电场的作用来开闭电流通道,使器件导通或关断。

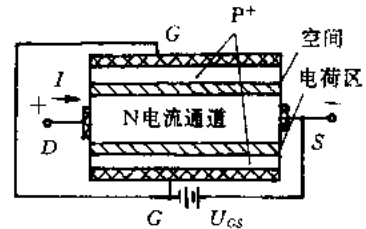


图 1.72 电流通道阻断原理示意图

静电感应晶闸管(SITH)和静电感应晶体管(SIT)就是按照上述原理工作的,其结构示于图 1.73 和图 1.74。从图中可知,它们都在 N 型层里隐埋了被 N 隔开的许多 P<sup>+</sup> 小区。这样一来,两个 P<sup>+</sup> 小区之间的 N 区,即成为上面所述的电流通道。SITH 和 SIT 结构上的差别在于 SITH 是在 SIT 结构基础上增加了一个 PN 结。

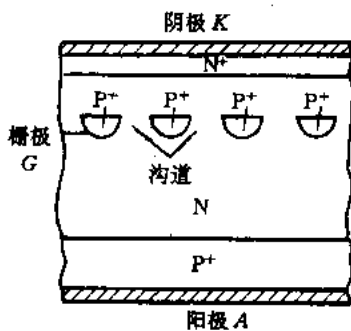


图 1.73 SITH 结构

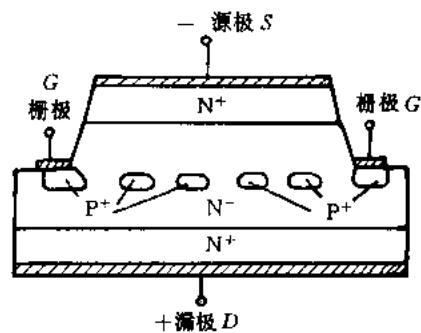


图 1.74 SIT 结构

通常,这两种器件的阴极(K)或源极(S)接电源负端,阳极(A)或漏极(D)接电源正端。当栅极(G)不加信号时,所有小的电流通道都是没有任何阻挡的,对阳极流向阴极的电流是畅通无阻的,这时器件处于导通状态。当栅极相对于阴极加负电压时,所有小的电流通道都被空间电荷区“阻断”,阳极电流被“夹断”,器件处于关断状态,静电感应器件在电路中的开关作用类比于继电器的“常闭”触点。

利用前面的知识可以判断, SITH 是少子器件, 而 SIT 是多子器件, 因此 SITH 的通态压降低, 而 SIT 的动态响应快, 可工作在几百千赫 (200kW/200kHz 感应加热电源已经问世)。

同 VDMOS 和 IGBT 一样, SITH 内部寄生着 P<sup>+</sup>NP<sup>+</sup>N<sup>+</sup> 晶闸管, 而 SIT 内部寄生着 N<sup>+</sup>PN 晶体管。因此, 对于它们, 一个存在着晶闸管的锁定问题, 而另一个存在着发生二次击穿的潜在危险。这些问题都需引起使用者的注意。

### 1.8.2 SITH 和 SIT 的静态特性

图 1.75 是 SITH 的静态伏安特性曲线, 而 SIT 的正向伏安特性同于 SITH, 如图 1.76 所示。由图 1.75 和 1.76 可知, 它们的正向特性都类似于真空三极管的特性曲线。在栅压为零时, 这两种器件均处于导通状态, 即器件的正向阻断电压为零; 随着负栅压的增加, 器件的正向阻断电压增加。因此, 人们在设计栅控电路时, 要顾及到器件的这种特点。一般, 关断器件需加数十伏负栅压; 要使器件导通, 亦可加 5~6V 正栅压, 以降低器件的通态压降。对于 SITH 器件, 由于 PN 结的存在, 器件具有反向阻断能力, 而 SIT 器件则不能承受反向电压。由图 1.75 和图 1.76 可定义器件的阻断增益  $\mu$ , 对于 SITH

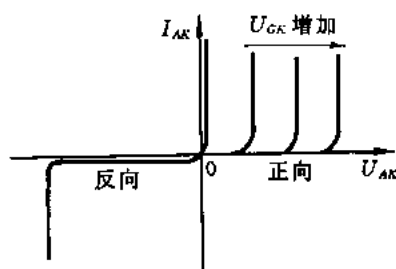


图 1.75 SITH 静态伏安特性曲线

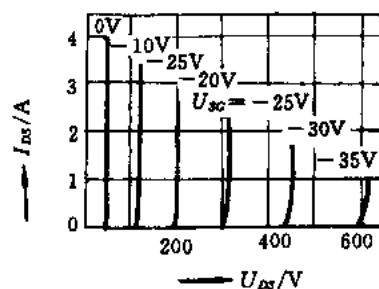


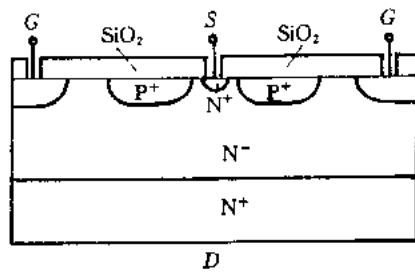
图 1.76 SIT 静态伏安特性曲线

$$\mu = \frac{\Delta U_{AK}}{\Delta U_{GK}} \quad (1.28)$$

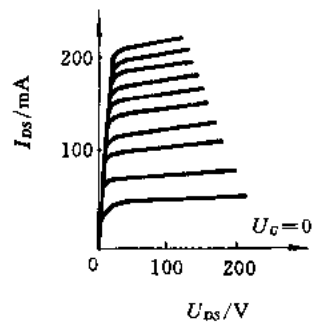
对于 SIT

$$\mu = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta U_{GS}} \quad (1.29)$$

目前还有一种双极型静电感应晶体管 (BSIT)。它是在 SIT 器件的基本结构基础上, 改变栅-源区的结构及栅极区的工艺参数而形成的一种感应器件, 其结构和静态伏安特性如图 1.77(a) 和 (b) 所示。这种静电感应器件的静态伏安特性曲线类似于真空五极管的特性。当栅偏压为零时, 器件处于阻断状态, 而当正栅偏压加到一定值后, 器件开始通过正向电流; 当栅偏压为负时, BSIT 器件的特性呈现 SIT 的特点, 不过其死区较大, 如图 1.78 所示。



(a)



(b)

图 1.77 BSIT 器件的结构及静态伏安特性曲线

(a) 结构; (b) 静态伏安特性

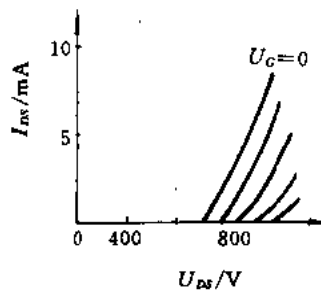


图 1.78 负栅偏压下, BSIT 器件的静态伏安特性曲线

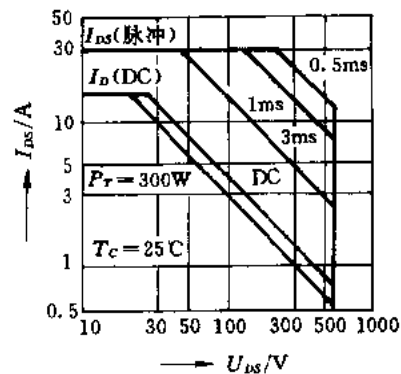


图 1.79 SIT 的安全工作区

### 1.8.3 静电感应器件的动态性能

静电感应晶体管是场控多子器件,其开关速度相当快,例如 2SK183V(60A/1500V, 1kW)和 TS300V(180A/1500V, 3kW)的开通时间分别为 250ns 和 350ns,关断时间分别为 300ns 和 350ns。SIT 器件的安全工作区如图 1.79 所示,类似于 VDMOS。

静电感应晶闸管是场控少子器件,其动态性能比 SIT 器件差。但目前研制的 SITH 器件亦可以工作在 100kHz,因此它也具有广阔的应用前景。

## 思考与练习一

- 1.1 试说明结型整流管的基区电导调制效应及其作用。
- 1.2 为什么雪崩击穿电压越高的整流管的漏电流越大?
- 1.3 试求直径为 26mm、厚度为 170 $\mu$ m 以及电阻率为 30 $\Omega \cdot \text{cm}$  的硅片,通以 100A 直流电流时硅片上的压降值(与通常的硅整流管压降进行比较)。

1.4 试将第一章所介绍的电力半导体器件按多子和少子器件加以分类,并简述其特点。

1.5 如何使用万用表(数字或机械)判定晶闸管的管脚?有何困难?

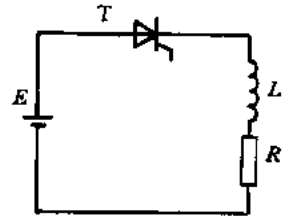
1.6 逆阻型晶闸管的维持电流和掣住电流有何差别?它们与温度的一般关系是什么?它们与电路正常工作有何联系?

1.7 为什么晶闸管的触发信号通常不使用直流信号?

1.8 逆阻晶闸管的非正常导通方式有哪几种?

1.9 为什么正常情况下硅晶体管的饱和压降比硅整流管的压降还要低?

1.10 在图题 1.10 所示电路中,若使用一次脉冲触发,试问为保证晶闸管充分导通,触发脉冲宽度至少要多宽?图中,  $E=50V$ ;  $L=0.5H$ ;  $R=0.5\Omega$ ;  $I_L=50mA$ (掣住电流)。



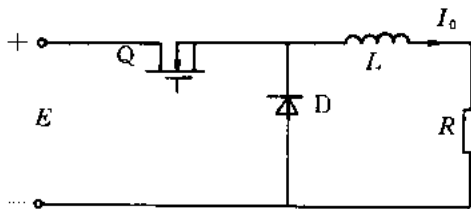
图题 1.10

1.11 快恢复整流管的主要动态参数指哪几个?试举例说明其动态参数对电路工作或器件工作的影响。

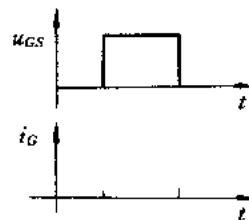
1.12 简述晶闸管的关断时间定义。当晶闸管两端反并联一个整流管时,其关断时间与不并联的情况相比是增长了还是缩短了?

1.13 晶闸管的哪个动态参数与器件的工作寿命密切相关?器件工作寿命还与哪些因素有关?

1.14 在图题 1.14 所示电路中,当 VDMOS 管关断时,负载电流通过整流管 D 续流;当 VDMOS 管导通稳定时,负载电流由电源提供,且等于负载电流。试问在 VDMOS 管导通过程中,VDMOS 管通过的峰值电流能否超过  $I_0$ ?为什么?



图题 1.14



图题 1.15

1.15 请将 VDMOS(或 IGBT)管栅极电流波形画于图题 1.15 中。

1.16 试比较晶闸管、MCT 和 SITH 在性能上的差别。

1.17 下表给出 1200V 等级不同的电流容量 IGBT 管的栅电阻推荐值。试说明,为什么随着电流容量的增大,栅电阻( $R_G$ )值相应减少?

电流容量/A	25	50	75	100	150	200	300
栅电阻值/ $\Omega$	50	25	15	12	8.2	5	3.3

- 1.18 试比较 VDMOS、IGBT 以及 GTR 的静动态性能。
- 1.19 简述静电感应器件的工作原理。
- 1.20 为什么当通道夹断时,静电感应晶体管仍然不能承受反向电压?
- 1.21 IGBT 管的过流保护同栅极电压大小有何关系?
- 1.22 试说明线路杂散电感对高速场控器件工作的影响。

## 第二章 AC/DC 变换技术

将交流变换成直流称为 AC/DC 变换。这种变换的功率流向可以是双向的,功率由电源传向负载的变换称之为“整流”,功率由负载传输回电源的变换称之为“有源逆变”。对于需改变直流输出电压的场合,可以采用传统的相控整流方案,也可以采用其它高性能的调节方案(斩波调节或高频调制技术)。本章主要结合一些电路,扼要地阐述相控整流电路的基本特性;然后再围绕这种电路的功率因数和网侧谐波电流问题,讨论一下今后 AC/DC 变换技术的发展趋势。

### 2.1 AC/DC 变流器的分类

虽然不同电路的 AC/DC 变流器都能获得直流输出电压,但其电路性能指标是不同的。这主要反映在直流输出电压平均值、直流输出中的交流分量、功率因数和网侧谐波电流等方面。现将 AC/DC 变流器的分类简述如下。

#### 1. 按电路的接线形式分类

- (1) 半波电路:每根电源进线流过单向电流。
- (2) 全波电路:每根电源进线流过双向的交变电流。

#### 2. 按电路的控制特点分类:

(1) 不可控电路(单向变流器——功率仅由电源流向负载):其直流输出电压平均值同交流电源电压值的比值是固定不变的。

(2) 半控电路(单向变流器):直流输出电压可以改变。

(3) 全控电路(通常为双向变流器——功率可以双向流动):直流输出电压可以改变。

#### 3. 按电源的相数(或直流输出的脉动频率)分类

- (1) 单相电路:单脉波或双脉波。
- (2) 三相电路:三脉波或六脉波。
- (3) 多相电路:P 脉波。

#### 4. 按电路的工作象限分类

- (1) 一象限变流器。
- (2) 二象限变流器。
- (3) 四象限变流器。

### 2.2 单相半波整流电路

#### 2.2.1 不可控整流电路

图 2.1(a)给出了单相半波不可控整流电路(阻性负载)。利用整流管(D)的单向导电

性,在交流电源的作用下,整流管周期性地导通和截止,实现了 AC/DC 变换,将交流转换成脉动直流。在电源正半周,整流管导通,电源电压几乎全部加在负载( $R$ )上,流过负载的电流波形同其上的电压波形形状是一样的。在电源负半周,整流管处于反向阻断状态,承受了几乎全部的电源负半周电压,负载上电压几乎为零,电路中流过整流管的反向漏电流。若忽略整流管的导通压降以及反向漏电流,则电路工作波形如图 2.1(b)所示。

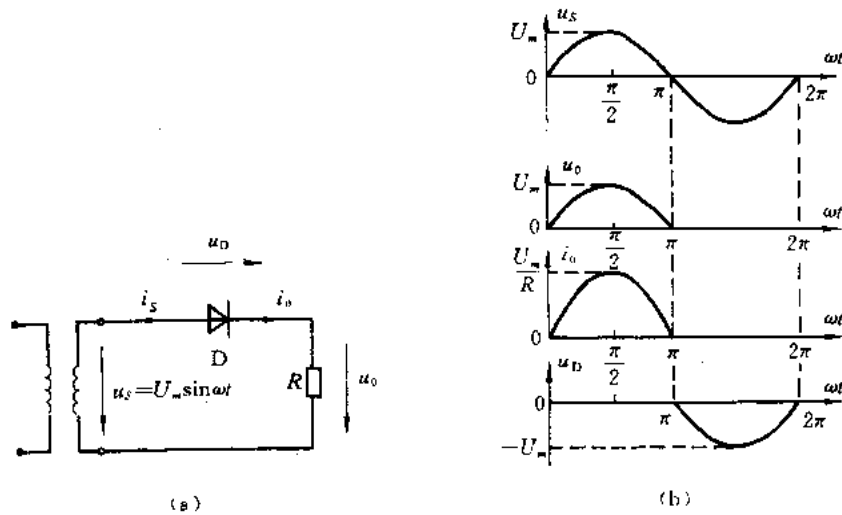


图 2.1 带阻性负载的单相半波不可控整流电路及其波形  
(a) 电路; (b) 波形

根据图 2.1(b),可以求得整流输出电压和电流的平均值,即

$$\begin{aligned}
 U_o &= \frac{1}{T} \int_0^T u_o(t) dt \\
 &= \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U_m \sin \omega t dt \\
 &= \frac{U_m}{\pi} = 0.318 U_m
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

$$I_o = \frac{U_o}{R} = \frac{U_m}{\pi R} = \frac{0.318 U_m}{R} \tag{2.2}$$

根据定义,整流输出电压和电流的有效值可确定为

$$\begin{aligned}
 U &= \left[ \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (U_m \sin \omega t)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} \\
 &= \frac{U_m}{2} = 0.5 U_m
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

$$I = \frac{U_m}{2R} = \frac{0.5 U_m}{R} \tag{2.4}$$

变压器的利用率( $TUF$ )定义为

$$TUF = \frac{P_o}{U_s I_s} \tag{2.5}$$

因为  $I_s = I$ , 所以

$$\begin{aligned} TUF &= \frac{0.318U_m \times 0.318U_m/R}{(U_m/\sqrt{2})0.500U_m/R} \\ &= 0.318^2 \frac{\sqrt{2}}{0.5} \\ &= 0.286 \end{aligned}$$

由此可知, 变压器的利用率是很低的。而且变压器铁心中还存在着直流磁通势。为防止铁心饱和, 整流变压器的设计就要顾及到此点。

## 2.2.2 可控整流电路

将图 2.1(a) 中的整流管换成晶闸管, 该电路就变成了半波可控整流电路, 利用它就可以改变整流输出电压。

### (一) 阻性负载

带阻性负载的单相半波可控整流电路示于图 2.2(a)。为了简单起见, 在以后的分析中, 若无特别说明, 都假定开关器件为理想开关, 即认为其通态压降为零, 阻断状态下的漏电流也为零, 而且其动态响应是瞬时的。

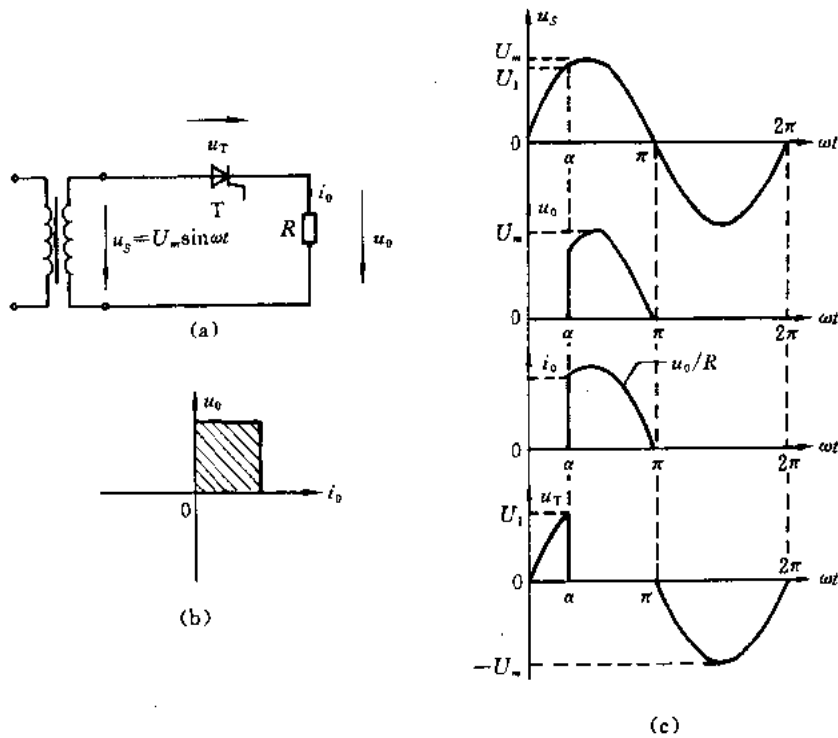


图 2.2 单相半波可控整流电路及其波形(阻性)

(a) 电路; (b) 工作象限; (c) 波形

该电路的工作过程如下述。

在电源正半周( $0 \sim \pi$ ), 晶闸管承受正向电压(晶闸管的阳极电位高于阴极), 处于正向

阻断状态。若假定在  $\omega t = \alpha$  时刻才发出触发脉冲,则在  $(0 \sim \alpha)$  期间,晶闸管不导通,电源电压全部加在晶闸管上,负载上的电压为零,流过负载的电流也为零。在  $\alpha$  时刻触发晶闸管而导通,晶闸管从正向阻断状态进入通态,于是在  $(\alpha \sim \pi)$  期间,电源电压全部加在负载上,则有负载电流  $i_0$  流过,其值为

$$i_0 = \frac{U_m}{R} \sin \omega t \quad [\alpha, \pi] \quad (2.6)$$

由于交流电源的特点,在正半周快结束时,晶闸管中的电流自然地下降到维持电流以下,晶闸管就自动地从通态转入阻断状态,负载电流变为零。紧接着电源负半周开始,在电源负半周  $(\pi \sim 2\pi)$  期间,晶闸管转入反向阻断状态,电源电压又全部加在晶闸管上,负载上的电压又为零。至此,电路完成了个工作周期,尔后电路始终周期地重复上述过程,其波形示于图 2.2(c)。

综上所述可知,在电源一周工作期间,负载上得到的只是脉动的直流电压  $(u_0)$ ,其脉动频率与电源频率一样,故该电路是单脉波电路(若整流输出电压的脉动的频率是电源频率的二、三或六倍……,则分别称为二脉波、三脉波或六脉波……)。而且该电路只能工作在第一象限,因为负载的电压和电流只能是单方向的。

现定义:从规定时刻(譬如  $\omega t = 0$ )起到发出触发脉冲时刻的一段时间所对应的电角度为触发角(延迟角或控制角)。晶闸管导通期间所对应的电角度为导电角,记作  $\theta$ ,对现在所讨论的阻性负载电路,若触发角为  $\alpha$ ,则晶闸管的导电角为

$$\theta = \pi - \alpha \quad (2.7)$$

根据波形图,针对某一触发角  $\alpha$ ,可求出整流输出电压平均值为

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \end{aligned} \quad (2.8)$$

式(2.8)表明,  $U_0 - \alpha$  关系是非线性的,如图 2.3 所示。触发角  $\alpha$  从 0 变到  $\pi$  则输出电压平均值从最大值  $(U_m/\pi)$  变到零。这意味着,只要改变触发角,就能改变整流输出电压的平均值,达到可控整流的目的。同式(2.1)相比可知,不可控整流电路只是可控整流电路一种特殊情况  $(\alpha = 0)$ 。

根据有效值定义,可求出整流输出电压的有效值为

$$\begin{aligned} U &= \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= \frac{U_m}{2} \left[ \frac{1}{\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (2.9)$$

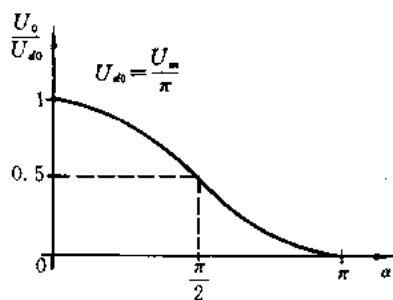


图 2.3 对应式(2.8)的控制特性

那么,整流输出电流的平均值  $(I_0)$  和有效值  $(I)$  分别为

$$I_0 = \frac{U_0}{R} \quad I = \frac{U}{R}$$

所以整流输出电流有效值与其平均值之比为

$$\frac{I}{I_0} = \frac{U}{U_0} = \frac{\sqrt{\pi \left( \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)^{\frac{1}{2}}}}{1 + \cos \alpha} \quad (2.10)$$

它是  $\alpha$  的函数, 随  $\alpha$  增大, 比值变大, 如表 2.1 的数据所示。也就是说, 在保证相同的有效值下, 随着  $\alpha$  的增大, 通过晶闸管的电流的平均值将减少。

表 2.1  $I/I_0$  与  $\alpha$  的关系(阻性负载)

$\alpha$	$0^\circ$	$30^\circ$	$60^\circ$	$90^\circ$	$120^\circ$	$150^\circ$
$I/I_0$	1.57	1.66	1.88	2.22	2.78	3.99

在晶闸管实际应用中, 我们不仅要注意到晶闸管的电流平均值不超出定额, 而且还必须注意到通过晶闸管电流的波形, 以防止其有效值超出定额, 确保晶闸管的结温不超出额定值( $125^\circ\text{C}$ )。

晶闸管的额定电流平均值是指, 在其结温不超出额定结温( $125^\circ\text{C}$ )下, 允许晶闸管通过电流波形为(工频)正弦半波的最大电流平均值。因此, 对于额定电流平均值为 100A 的晶闸管, 其额定电流有效值为 157A, 它们之间的关系表示如下:

$$I = \frac{\pi I_{\text{平均}}}{2} \quad (2.11)$$

值得提醒的是, 器件的结温是由器件自身的损耗和散热状况两个因素共同决定的, 因此选定晶闸管电流容量后, 还需选配合适的散热器, 在使用时还应当保证器件的散热条件符合规定标准。

## (二) 感性负载及续流二极管

整流电路的负载, 除了阻性负载外, 还经常遇到感性负载, 感性负载可以等效为电感(L)和电阻(R)串联。整流电路带感性负载时的工作情况同阻性负载的不同。带感性负载的半波可控整流电路及其波形示于图 2.4。其工作过程如下述。

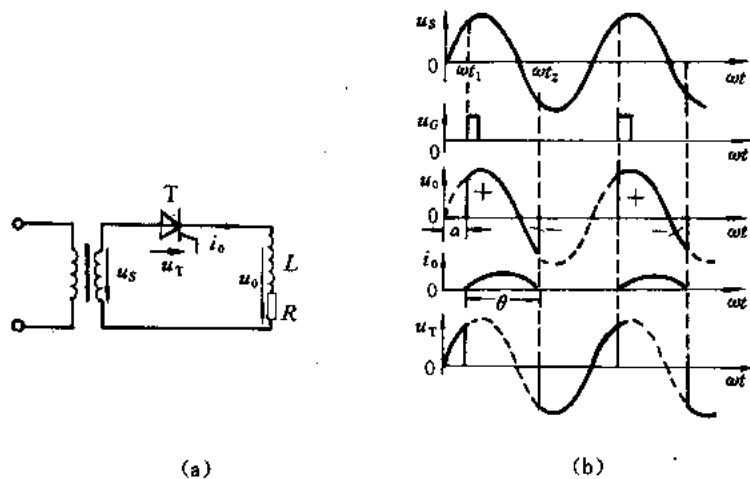


图 2.4 感性负载单相半波可控整流电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形

在  $\omega t = \alpha$  时刻触发晶闸管, 电源电压被加到感性负载上。由于电感的存在, 负载电流不能象阻性负载那样突然上升, 而是从零开始上升, 直至最大值, 然后开始下降, 电源电压回零时, 负载电流仍为正值。当负载电流下降时, 由于电感的感应电动势的作用, 尽管电源电压已经反向, 但晶闸管仍为正偏置而继续导通。所以在电源负半周内的一段时间里, 负载电流仍继续流通, 直至电感上感应电动势与电源电压相等为止, 此时回路总电压为零, 负载电流也下降到零。尔后, 晶闸管转入反向阻断状态而关断。只要晶闸管导通, 负载上的电压就等于电源电压, 因此在  $\pi$  到  $(\theta + \alpha)$  电源电压变负期间, 负载上的电压是负值。这样, 负载上所得到的输出电压平均值自然地就变小了(与相同条件下阻性负载相比)。

在感性负载情况下, 为求出整流输出电压平均值, 首先必须确定晶闸管的导电角  $\theta$ 。为此, 将坐标原点移到  $(\alpha, 0)$  处, 则

$$u = U_m \sin(\omega t + \alpha) \quad (2.12)$$

同时列出晶闸管导通时电路的微分方程为

$$u = L \frac{di_0}{dt} + i_0 R \quad (2.13)$$

作拉氏变换得

$$U_m \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} e^{\frac{\alpha}{\omega} s} = sLi_0(s) + Ri_0(s)$$

即

$$i_0(s) = \frac{U_m}{L} \frac{\omega e^{\frac{\alpha}{\omega} s}}{(s^2 + \omega^2) \left( s + \frac{R}{L} \right)} \quad (2.14)$$

对式(2.14)取反变换得

$$i_0(t) = \frac{U_m \omega}{L \left( \omega^2 + \frac{R^2}{L^2} \right)} \left[ e^{-\frac{R}{L} \left( t + \frac{\alpha}{\omega} \right)} + \frac{\sqrt{\omega^2 + \left( \frac{R}{L} \right)^2}}{\omega} \sin(\omega t + \alpha - \varphi) \right] \quad (2.15)$$

其中,  $\varphi = \arctg \left( \frac{\omega L}{R} \right)$  —— 负载阻抗角。

经简化, 并令  $\sqrt{(\omega L)^2 + R^2} = Z$ , 则式(2.15)变为

$$i_0(t) = \frac{U_m \omega L}{Z^2} e^{-\frac{R}{\omega L} t} e^{-\frac{R}{\omega L} \frac{\alpha}{\omega}} + \frac{U_m}{Z} \sin(\omega t + \alpha - \varphi) \quad (2.16)$$

考虑到  $\omega t = 0$  时,  $i_0(0) = 0$ , 则得

$$e^{-\frac{R}{\omega L} \frac{\alpha}{\omega}} = -\frac{Z}{\omega L} \sin(\alpha - \varphi)$$

于是式(2.16)又可写成

$$i_0(t) = \frac{U_m}{Z} \left[ \sin(\omega t + \alpha - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{R}{\omega L} t} \right] \quad (2.17)$$

现将  $\omega t = \theta$  时,  $i_0 \left( \frac{\theta}{\omega} \right) = 0$  的条件代入式(2.17)得

$$\sin(\theta + \alpha - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{R}{\omega L} \theta} \quad (2.18)$$

式(2.18)表明, 导电角  $\theta$  同  $\alpha$  以及负载阻抗角  $\varphi$  有关, 该式是一个超越方程。针对某

一具体的阻抗角  $\varphi$ , 可以给定一个  $\alpha$  角, 通过累试法算出相应的  $\theta$  角。现讨论下面几种特殊情况下导电角  $\theta$  与触发角  $\alpha$  的关系。

(1) 纯电阻负载;  $\omega L=0, \varphi=0$ , 得

$$\begin{aligned} \sin(\theta + \alpha) &= 0 \\ \text{唯有} \quad \theta + \alpha &= \pi \\ \text{即} \quad \theta &= \pi - \alpha \end{aligned} \quad (2.19)$$

(2) 纯电感负载;  $R=0, \varphi=\pi/2$ , 得

$$\begin{aligned} \cos(\theta + \alpha) &= \cos\alpha \\ \text{唯有} \quad \theta + \alpha &= 2\pi - \alpha \\ \text{即} \quad \theta &= 2\pi - 2\alpha \end{aligned} \quad (2.20)$$

(3) 导电角  $\theta=\pi$  的条件; 将式(2.18)变换为

$$\text{tg}(\alpha - \varphi) = \frac{\sin\theta}{e^{-\frac{\theta}{\omega L}} - \cos\theta} \quad (2.21)$$

当  $\theta=\pi$  时, 下式成立:

$$\text{tg}(\alpha - \varphi) = 0$$

即要求

$$\alpha = \varphi$$

这说明, 当  $\alpha$  角等于阻抗角  $\varphi$  时, 晶闸管的导电角  $\theta$  等于  $\pi$ 。很显然, 当  $\alpha < \varphi$  时,  $\theta > \pi$ ; 当  $\alpha > \varphi$  时,  $\theta < \pi$ 。当然, 也可以要求  $\theta = \frac{\pi}{3}$  或  $\theta = \frac{2\pi}{3}$  时, 求出满足这种条件下,  $\alpha$  和  $\varphi$  之间的相应关系。了解了这种相应关系之后, 就可以判明控制角 ( $\alpha$ ) 在什么范围内, 不同整流电路 (感性) 负载电流是连续的。

一旦确定了  $\theta$ , 感性负载上的电压平均值也就知道了, 即

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} U_m \sin\omega t d(\omega t) \\ &= \frac{U_m}{2\pi} [\cos\theta - \cos(\alpha + \theta)] \end{aligned} \quad (2.22)$$

从电路原理上看,  $U_0 = U_L + U_R$ 。但因

$$U_L = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} u_L d(\omega t) = \frac{\omega L}{2\pi} \int_0^0 di = 0$$

所以

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} u_R d(\omega t) \quad (2.23)$$

式(2.23)表明, 感性负载上的电压平均值就等于负载电阻上的电压平均值。

在大电感负载, 即  $\omega L \gg R$  情况下, 由式(2.20)可知, 负载电流波形几乎是以  $\omega t = \pi$  为轴对称 (如图 2.5), 因此不管触发角  $\alpha$  是什么值, 负载上的电压平均值都将接近于零。

由以上分析可知, 在单相半波可控整流电路中, 由于电感的存在, 整流输出电压的平均值将变小, 特别在大电感 ( $\omega L \gg R$ ) 负载下, 输出电压平均值接近于零。

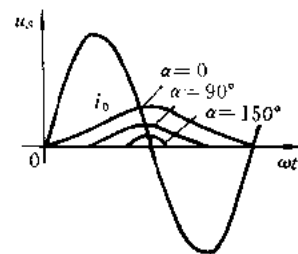


图 2.5 当  $\omega L \gg R$  时, 不同  $\alpha$  时的电流波形

解决这问题的办法很简单,只要在负载两端并接续流二极管,如图 2.6(a)所示。这样一来,当电源电压进入负半周时,晶闸管被加上反向电压而关断,与此同时,续流二极管被接通,这时负载电流通过续流二极管继续流通,负载上电压被箝位在零电压(忽略二极管压降)。很显然,在这样情况下,感性负载上的电压波形同阻性负载情况没有什么差别。

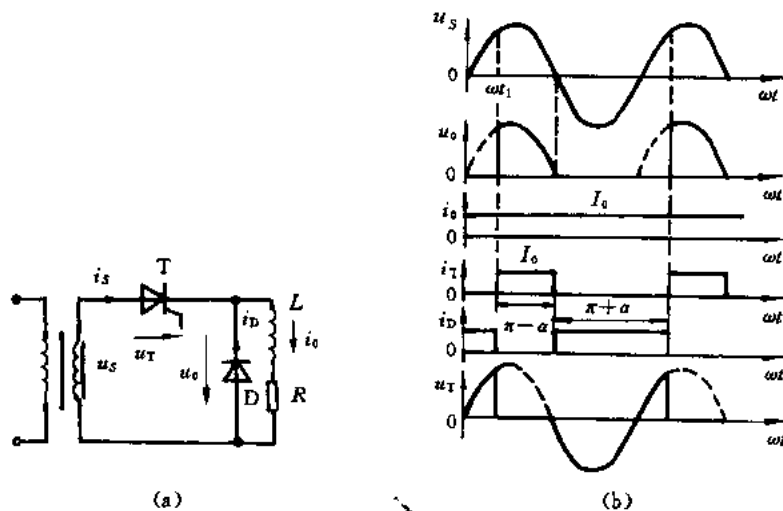


图 2.6 带大电感负载、具有续流二极管的单相半波可控整流电路及其波形  
(a) 电路; (b) 波形

由图 2.6(b)可以看出,负载电流是连续的。也就是说,有电感的情况下,只要从电源负半周开始到晶闸管再一次被触发前这段时间里,电感中所储存的能量不能全部释放掉,负载的电流在电源一周期间内就是连续的。当电感大到一定程度( $\omega L \gg R$ )时,负载的电流就可以基本上维持不变。当然,如果电感小到一定程度,在上述期间内,电感中所储存的能量就可以全部消耗光,那么负载电流在电源一周内就是断续的,即存在负载电流为零的期间。对于某些要求平直波形的直流负载,我们就需在整流通路中串进一个平波电抗器,以创造  $\omega L \gg R$  的条件,而达到预期的目的。

## 2.3 单相全波可控整流电路

通常,单相半波可控整流电路因其性能差只应用于小功率场合,而取其简单的特点。在实际应用中,特别是中小功率场合,更多的是使用单相全波可控整流电路。

### 2.3.1 单相半控桥式整流电路

所谓“桥式”,是指 4 只开关元件按桥式电路形式联结,4 只开关元件分别为各桥臂的一个成员,其中,两端接电源,另外两端接负载,如图 2.7 所示。若其中 2 只使用可控开关元件,另外 2 只使用不可控开关元件,则称为“半控桥式”;当 4 只都使用可控元件时,则称“全控桥式”。

现以单相半控桥式整流电路(见图 2.8)为例,分析在  $\omega L \gg R$  情况下电路的工作过

程,其中负载端还接有续流二极管(D)。图 2.8(a)是半控桥式整流电路的一种接线形式,其中 2 只晶闸管为共阴极接法,而另外 2 只整流管为共阳极接法。因为  $\omega L \gg R$ , 可以认为负载电流在整个稳态工作过程保持恒值。 $T_1$  和  $T_2$  晶闸管的触发脉冲互差  $180^\circ$ 。其工作过程可划分为下述四个阶段。

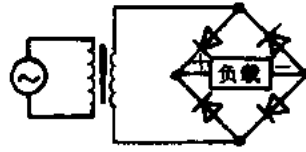


图 2.7 桥式接线

(1)  $[0, \alpha]$ 期间。 $T_1$  和  $T_2$  都未导通,负载电流( $i_o$ )通

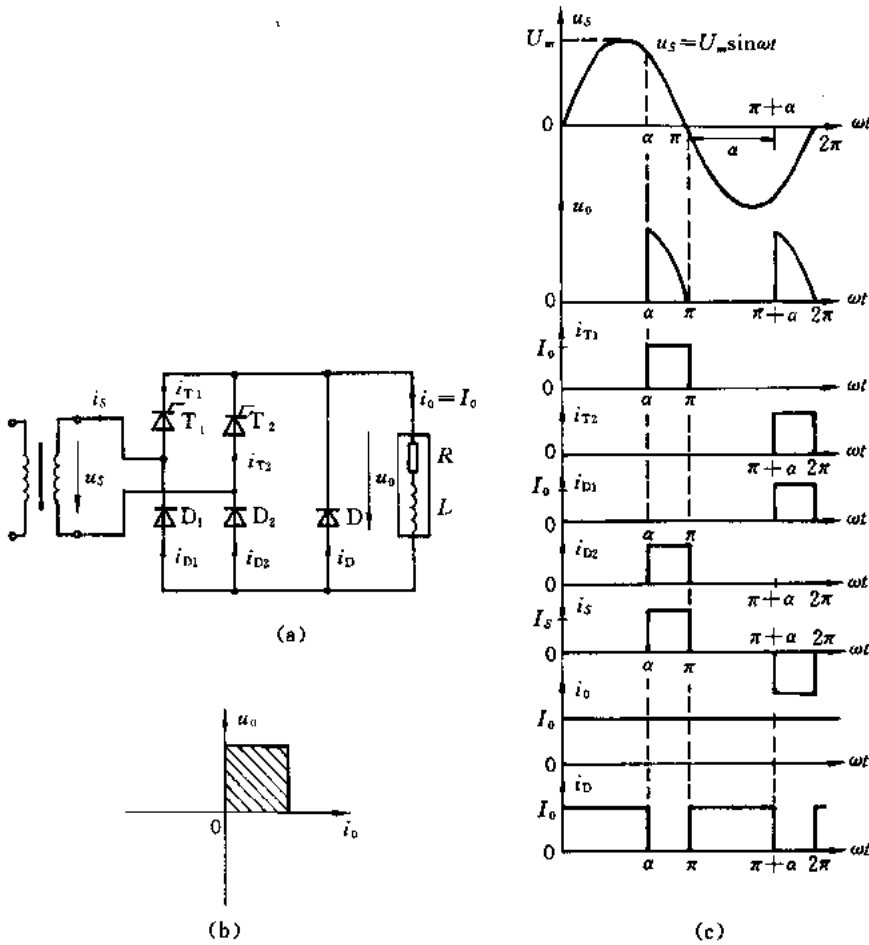


图 2.8 单相半控桥式整流电路及其波形 ( $\omega L \gg R$ )

(a) 电路; (b) 工作象限; (c) 波形

过续流二极管续流。在此期间,  $i_{T1} = i_{T2} = 0, i_D = i_o$ 。

(2)  $[\alpha, \pi]$ 期间。在电源正半周  $\omega t = \alpha$  时刻触发  $T_1$  导通,而续流管被加上反偏压而截止,负载电流从 D 转移到  $T_1$  和  $D_2$ 。在此期间,  $i_{T1} = i_{D2} = I_o, i_D = 0$ 。

(3)  $[\pi, \pi + \alpha]$ 期间。在这期间,由于电源电压变负,续流管正偏置而导通,  $T_1$  管被加上反向电压而关断,负载电流从  $T_1$  和  $D_2$  转移到 D。在此期间  $i_{T1} = i_{D2} = 0, i_D = I_o$ , 电路又

恢复到两个晶闸管都不导通状态,同于 $[0, \alpha]$ 期间的工作状态。

(4)  $[\pi + \alpha, 2\pi]$ 期间。在此期间,  $T_2$  管却承受正向电压, 因此, 在  $\omega t = \pi + \alpha$  时刻可以触发  $T_2$  管而导通, 此时, 续流管被加反偏压而截止, 负载电流又从  $D$  转移到  $T_2$  和  $D_1$ 。在这期间,  $i_D = 0, i_{T_2} = i_{D_1} = I_0$ 。至此, 电路完成了一个工作周期。

只要周期地发出触发脉冲, 电路就周而复始地重复上述四个过程。由于桥式结线的特点, 只要晶闸管导通, 负载端总是加上正向电压, 而负载电流始终是单方向流动, 因此半控桥式整流电路只能工作在第一象限, 电路的工作波形示于图 2.8(c)。

根据上述分析, 可求出输出电压平均值为

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \end{aligned} \quad (2.24)$$

其输出电压有效值为

$$U = \left[ \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \left[ \frac{1}{\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.25)$$

式(2.24)表明, 单相全波整流电路输出电压平均值比相同条件下半波整流电路的大一倍。另外从  $i_s$  波形可判知, 变压器绕组中没有直流成分的电流, 因而不存在铁心直流磁化问题。

值得注意的是, 若负载端不接续流二极管, 当二路触发脉冲突然同时消失或触发角突然从比较小变到接近  $\pi$  时, 图 2.8(a) 所示的电路就可能出现失控现象, 即已导通的晶闸管始终导通而两个整流管轮流导通的现象, 这时电路失去控制。

将图 2.8(a) 中  $T_2$  管同  $D_1$  管的位置对调, 则成了另一种形式的半控桥式整流电路, 这时  $D_1$  和  $D_2$  在电路中除了担负整流的任务外, 同时还起到续流二极管的作用。

### 2.3.2 单相全控桥式整流电路

带大电感 ( $\omega L \gg R$ ) 负载的单相全控桥式整流电路表示在图 2.9(a)。在电路工作时,  $T_1$  和  $T_2, T_3$  和  $T_4$  均是同时被触发的,  $T_1, T_2$  和  $T_3, T_4$  的触发脉冲之间互差  $180^\circ$ 。其工作过程可划分为下述两个阶段。

(1)  $[\alpha, \pi + \alpha]$  期间。在电源正半周期间,  $T_1$  和  $T_2$  承受正向电压, 若在  $\omega t = \alpha$  时刻同时触发  $T_1$  和  $T_2$  管进入导通状态, 则电源电压就加在负载端。但由于大电感的存在, 尽管电源电压已变负,  $T_1$  和  $T_2$  仍继续导通, 直到  $T_3$  和  $T_4$  被触发为止。

(2)  $[\pi + \alpha, 2\pi + \alpha]$  期间。在电源电压变负期间,  $T_3$  和  $T_4$  承受正向电压, 在  $\omega t = \pi + \alpha$  时刻, 触发  $T_3$  和  $T_4$  管的脉冲信号必然到来, 于是  $T_3$  和  $T_4$  被触发导通。这时  $T_1$  和  $T_2$  管被加上反向电压而关断, 负载电流从  $T_1$  和  $T_2$  转移到  $T_3$  和  $T_4$ 。同样由于大电感的原因,  $T_3$  和  $T_4$  并不在  $\omega t = 2\pi$  时结束导通, 而是延续到  $T_1$  和  $T_2$  管再一次被触发导通为止, 即一直延续到  $2\pi + \alpha$  时刻, 这时  $T_1$  和  $T_2$  又被触发导通, 而  $T_3$  和  $T_4$  被加上反向电压而关断。至此电路完成了一个工作周期, 以后也就继续重复上述过程, 电路的工作波形示于图 2.9(c)。

根据上述分析可知, 在  $[\alpha, \pi]$  期间, 整流输出的电压和电流都是正的, 电源向负载提供

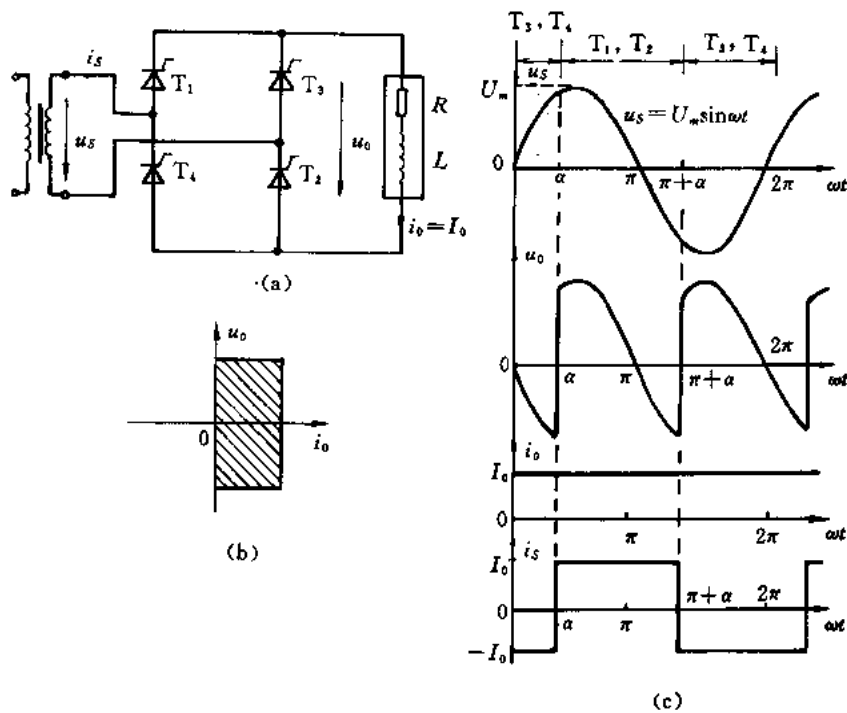


图 2.9 单相全控桥式整流电路及波形 ( $\omega L \gg R$ )

(a) 电路; (b) 工作象限; (c) 波形

能量,变流器工作在“整流状态”。在 $[\pi, \pi + \alpha]$ 期间,整流输出电流仍为正,而输出电压却为负,能量从负载返回电源,变流器工作在“逆变状态”。因此单相全控桥式整流电路是一种具有二象限工作能力的变流器,如图 2.9(b)所示。

根据单相半波带大电感负载的整流电路分析可知,仅当 $\alpha < \frac{\pi}{2}$ 时,图示电路的每对晶闸管的导电角 $\theta$ 才等于 $\pi$ 。也就是说当 $\alpha > \frac{\pi}{2}$ 时,负载电流变成不连续,而且在这种情况下,整流输出电压平均值始终接近零,所以触发角有意义的变化范围是0到 $\frac{\pi}{2}$ 。

在电流连续情况下,整流输出电压平均值可从下式求出:

$$\begin{aligned}
 U_o &= \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} U_m \sin \omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

其输出电压有效值为

$$\begin{aligned}
 U &= \left[ \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} U_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\
 &= \frac{U_m}{\sqrt{2}}
 \end{aligned} \tag{2.27}$$

式(2.26)表明,当 $\alpha < \frac{\pi}{2}$ 时,输出电压为正,变流器在一周内工作于“整流方式”;当 $\alpha > \frac{\pi}{2}$ 时,输出电压为负,变流器在一周内工作于“逆变方式”。这种逆变方式是将负载能量送回交流电源,故称为有源逆变。而所谓无源逆变是指将直流电源的能量直接传输给交流负载,后面将要谈到的“DC/AC变换技术”一章均指无源逆变。

图 2.10 给出了单相半控桥和全控桥电路的非线性控制特性。由图可知,两种曲线的斜率不同,意味着控制灵敏度的不同。

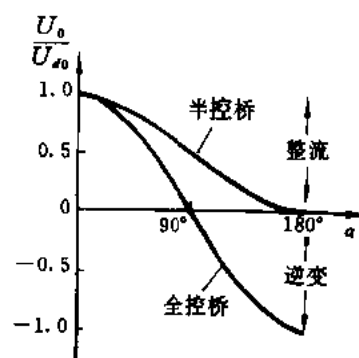


图 2.10 单相半控桥和全控桥电路的控制特性

### 2.3.3 有源逆变

前面已经谈到,即使在大电感负载下,对于单相全控桥整流电路,当 $\alpha > \frac{\pi}{2}$ 时,整流输出端电压平均值也不会变负,而无法实现有源逆变。但是,若负载是反电动势( $E_a$ )性质(或其它直流电源)的,且串接了平波电抗器,只要反电动势方向同图 2.11(a)所示方向相反,就能达到目的。很显然,这时反电动势负载在电源负半周时仍可以对电感提供能量,这样就延长了晶闸管的导通时间,其导电角可达 $\pi$ ,以维持负载电流连续。但即使负载电流为断续,亦可保证整流侧输出电压为负,这样也就提供了变流器进行有源逆变的条件。

图 2.11(b)和(c)给出了带反电动势负载的全控桥电路及变流器运行在整流和逆变状态时的波形。由图 2.11(c)中 $U_{T1}$ 波形可看出,当 $\alpha$ 加大时,晶闸管上承受反向电压时间 $[t_q = (\pi - \alpha) / \omega]$ 就要减少。因此变流器拉逆变时,触发角 $\alpha$ 不能加得太大,否则,将发生逆变颠覆现象,现将 $\alpha$ 用 $(\pi - \beta)$ 代替之,那么式(2.26)变成

$$U_o = -\frac{2U_m}{\pi} \cos \beta \quad (2.28)$$

$\beta$ 称为逆变角。为了使变流器拉逆变时不出现逆变颠覆现象,必须限制逆变角 $\beta_{\min}$ 于某一范围内,以保证器件的可靠关断。通常 $\beta_{\min}$ 大小取决于开关器件的关断时间以及安全裕量的选择。

直流电动机的再生制动可以通过使变流器工作在逆变工作方式来实现。此时应使反电动势极性改变方向(改变直流电机的电极接法或改变励磁磁场方向,或是靠机械动力自动反向)。

很显然,对于整流输出电压无法改变极性的电路,则不能用于有源逆变。

### 2.3.4 单相双重变流器

利用单相全控桥电路无法实现直流电机的四象运行[见图 2.12(c)]。为了达到这个目的,可将两个单相全控桥电路按图 2.12(a)方式联结(反并联)即构成双重变流器(这种变流系统中的单相全控桥改为三相全控桥(参见 2.4.4 节图 2.18),则可用于大功率直流

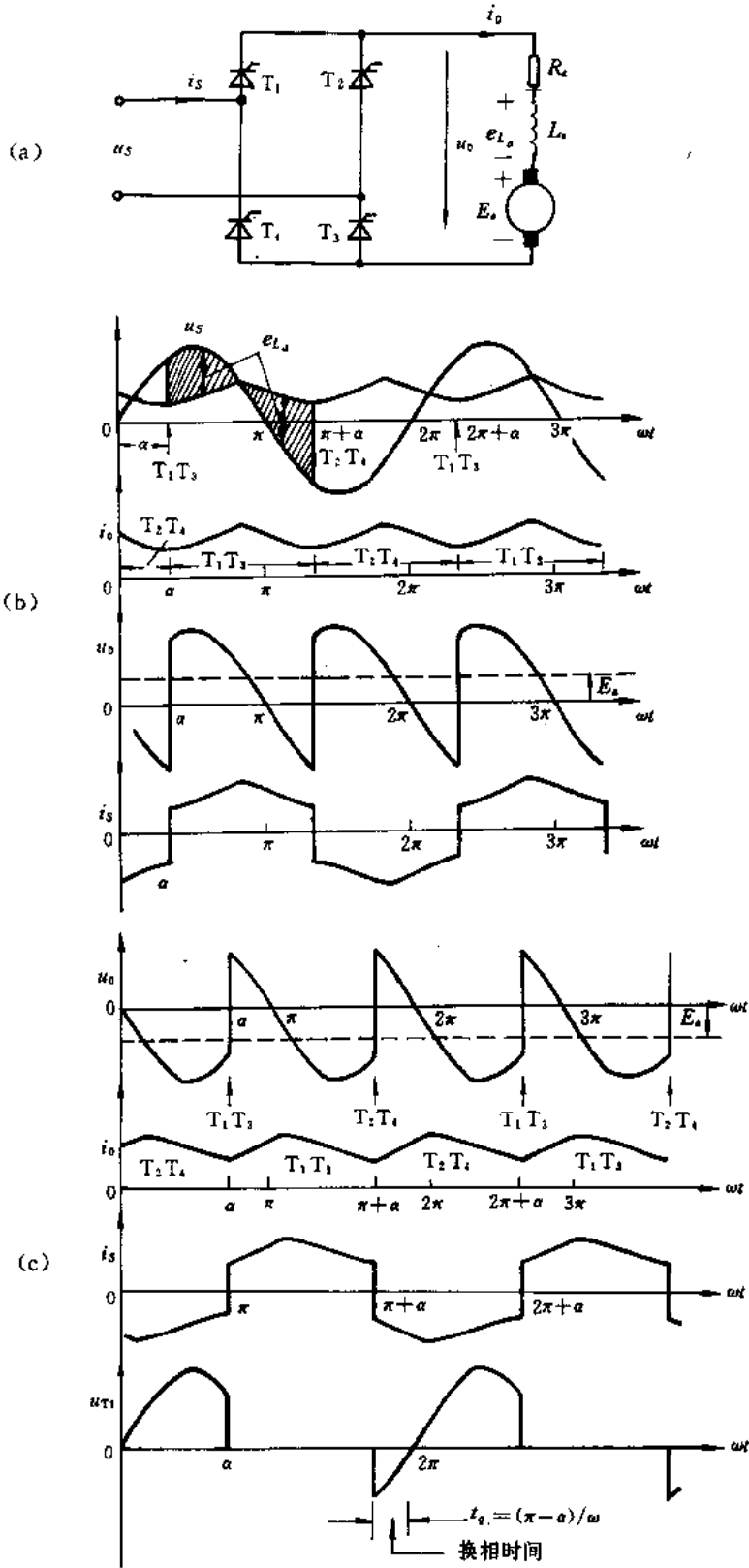


图 2.11 带反电动势负载的全控桥电路及其波形  
 (a) 电路; (b) 整流运行状态(连续); (c) 逆变运行状态(连续)

电机的调速,实现可逆再生传动)。

现设变流器1的延迟角为 $\alpha_1$ ,对应输出电压平均值为 $U_{o1}$ ;变流器2的延迟角为 $\alpha_2$ ,对应的输出电压平均值为 $U_{o2}$ 。这两个延迟角的控制应使得一个变流器工作在“整流方式”,而另一个变流器工作在“逆变方式”;同时还应保证它们输出相同的平均值,如图2.12(b)所示。

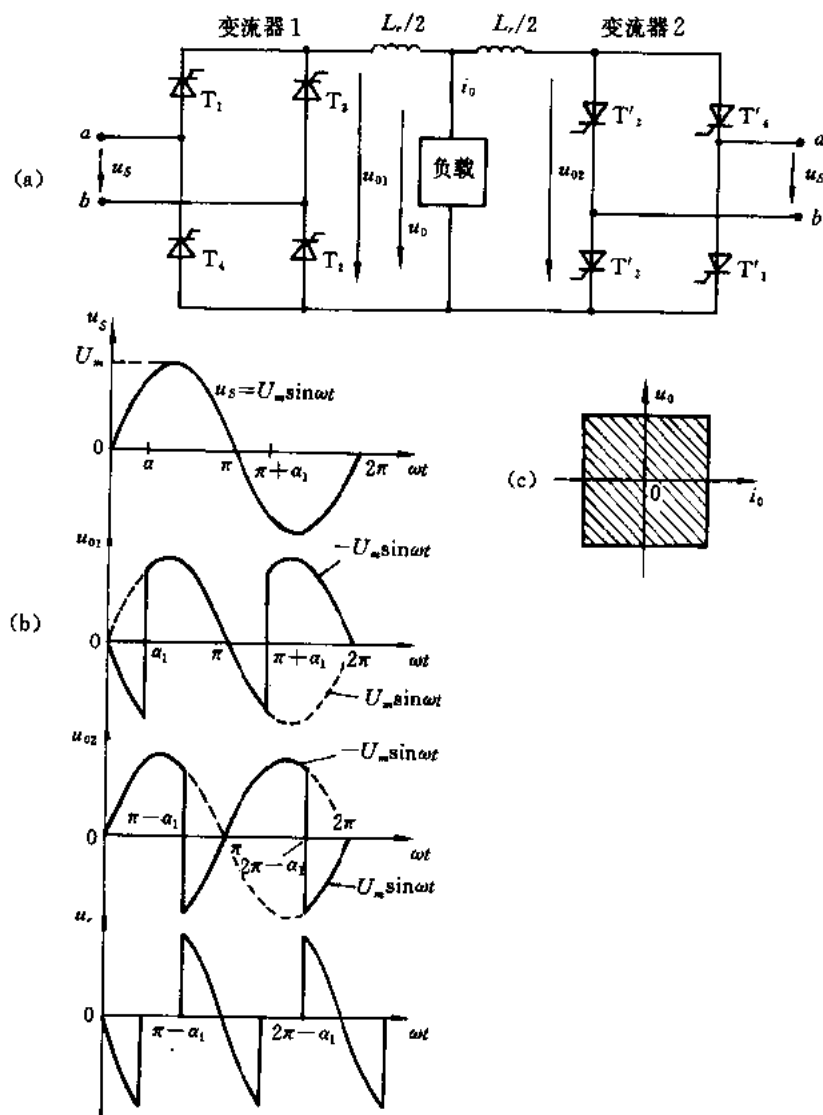


图 2.12 单相双重变流器电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形; (c) 工作象限

根据式(2.26),其输出电压平均值分别为

$$U_{o1} = \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha_1$$

$$U_{o2} = \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha_2$$

因为变流器 1 工作在“整流方式”，变流器 2 工作在“逆变方式”，且输出电压平均值相等，则有

$$U_{o1} = -U_{o2}$$

即

$$\cos \alpha_2 = -\cos \alpha_1 = \cos(\pi - \alpha_1)$$

所以

$$\alpha_2 = \pi - \alpha_1 \quad (2.29)$$

也就是说，两个变流器的延迟角的控制要满足式(2.29)。虽然两个变流器的输出电压平均值相等，但其输出电压的瞬时值在某些时候不等，因而会在两个变流器之间形成环流(不通过负载)。为了限制这种环流，通常在环路上加进限制环流的电抗器( $L_r$ )，如图所示。

从图 2.12(b)中可看出，在( $\alpha_1, \pi - \alpha_1$ )和( $\pi + \alpha_1, 2\pi - \alpha_1$ )期间，电压瞬时值是相等的，所以环流  $i_r$  可从下式求得：

$$\begin{aligned} i_r &= \frac{1}{\omega L_r} \int_{2\pi - \alpha_1}^{\omega t} u_r d(\omega t) = \frac{1}{\omega L_r} \int_{2\pi - \alpha_1}^{\omega t} (u_{o1} - u_{o2}) d(\omega t) \\ &= \frac{U_m}{\omega L_r} \left[ \int_{2\pi - \alpha_1}^{\omega t} \sin \omega t d(\omega t) - \int_{2\pi - \alpha_1}^{\omega t} \sin \omega t d(\omega t) \right] \\ &= \frac{2U_m}{\omega L_r} (\cos \omega t - \cos \alpha_1) \end{aligned} \quad (2.30)$$

式(2.30)表明了环流与时间  $t$  的关系，其值与  $\alpha_1$  有关，其最大峰值电流为  $\frac{4U_m}{\omega L_r}$ 。若负载的峰值电流为  $I_p$ 。那么控制传输功率的变流器将通过  $\left( I_p + \frac{4U_m}{\omega L_r} \right)$  的峰值电流。

当然，双重变流器也可以工作在无环流情况下。这时要求在同一时间里只有一个变流器在工作，而另一个变流器处于完全封锁状态。这需通过逻辑电路加以控制，只向工作的变流器发出触发脉冲，而封锁另一个变流器的触发信号，然而有环流的双重变流器具有下列优点：

- (1) 环流可以使两个变流器在整个控制范围内维持电流连续流通，而不受负载的影响。
- (2) 可以随时改变功率流向。
- (3) 动态响应快。

## 2.4 三相 AC/DC 变流器

三相 AC/DC 变流器具有比单相变流器更加优越的性能，诸如输出电压高且脉动小、脉动频率高、网侧功率因数高以及动态响应快等。因此它在中、大功率领域中获得广泛的应用。

### 2.4.1 三相半波可控整流电路

图 2.13(a) 是三相半波可控整流电路。它可以看成是由三个单相半波可控整流电路通过三个晶闸管共阴极接法构成的。三个晶闸管的触发脉冲互差  $120^\circ (2\pi/3)$ 。在三相电路中, 通常规定  $\omega t = \frac{\pi}{6}$  为触发角  $\alpha$  的起算点, 下面分析带大电感时的工作情况。

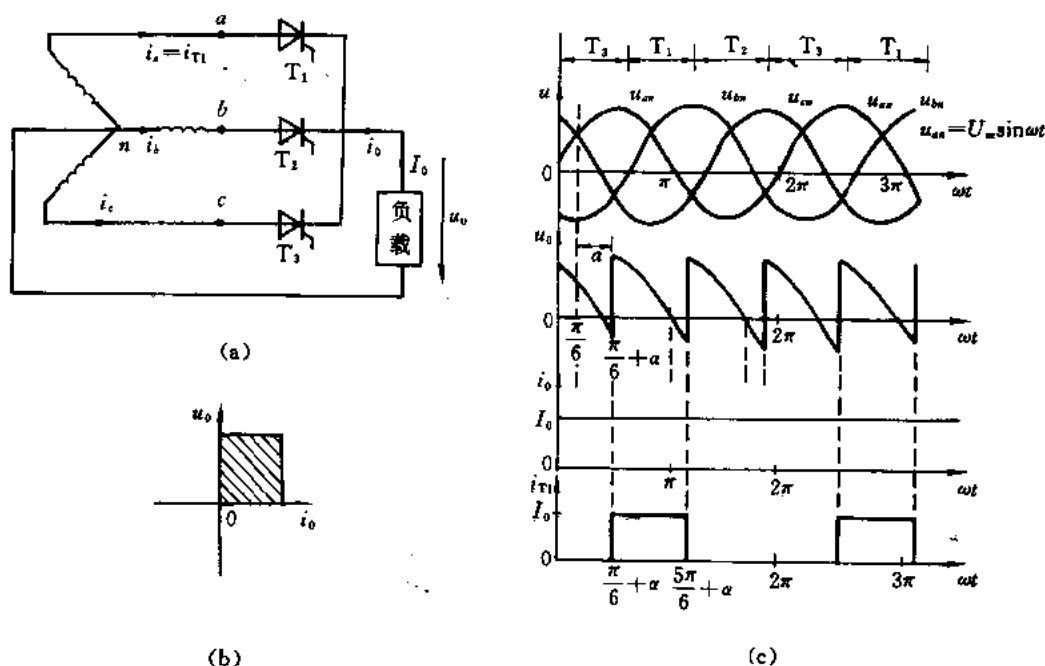


图 2.13 三相半波可控整流电路及其波形  
(a) 电路; (b) 工作象限; (c) 波形 ( $\omega L \gg R$ )

在  $\omega t = \frac{\pi}{6} + \alpha$  时刻触发  $a$  相晶闸管  $T_1$  导通,  $a$  相电压  $u_{an}$  加到负载上,  $T_1$  管通过负载电流 ( $i_o$ ),  $T_1$  管导通一直持续到  $b$  相晶闸管  $T_2$  被触发为止。

在  $\omega t = \frac{5\pi}{6} + \alpha$  时刻点燃  $b$  相晶闸管  $T_2$ ,  $T_1$  管立即加上反向电压 ( $u_{ab} = u_{an} - u_{bn}$ ) 而关断, 负载电流也就立即转移到  $T_2$  管, 负载被施加以  $b$  相电压, 这种情况一直持续到  $c$  相晶闸管  $T_3$  被触发为止。

在  $\omega t = \frac{3\pi}{2} + \alpha$  时刻触发  $c$  相晶闸管  $T_3$ , 则  $T_2$  管立即加上反向电压 ( $u_{bc} = u_{bn} - u_{cn}$ ) 而关断, 负载电流也就立即转移到  $T_3$  管,  $c$  相电压加到负载上, 直到  $a$  相晶闸管  $T_1$  再一次被触发为止。在稳态工作情况下, 电路就重复上述过程不断地进行下去, 其波形表示在图 2.13(c)。

从上述分析可知:

- (1) 在负载电流连续情况下, 每个晶闸管的导电角均为  $\frac{2\pi}{3}$ 。

(2) 在晶闸管支路不存在电感情况下,晶闸管之间的电流转移是瞬间完成的。

(3) 负载上出现的电压波形是相电压波形。

(4) 未导通晶闸管所承受的电压是线电压而不是相电压。

(5) 整流输出电压的脉动频率为  $3f$  (三脉波)。

若  $u_{an}=U_m \sin \omega t$ , 则输出电压平均值为

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} U_m \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{3\sqrt{3}U_m \cos \alpha}{2\pi} \end{aligned} \quad (2.31)$$

输出电压有效值为

$$\begin{aligned} U &= \left[ \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} U_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= \sqrt{3} U_m \left( \frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi} \cos 2\alpha \right)^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (2.32)$$

该电路工作在第一象限,如图 2.13(b)所示,若带反电动势负载,则可工作在第一、四象限。该电路若带阻性负载,当  $\alpha > \frac{\pi}{6}$  时,负载电流为断续。

#### 2.4.2 换相重叠——电源变压器漏感的影响

在前面讨论中,都忽略电源变压器漏感对晶闸管之间换流的影响以及由此引起的问题。考虑变压器漏感的电路表示在图 2.14(a),其中漏感用  $L_c$  表示。现以  $a$  相与  $b$  相之间的换相过程为例来说明换相重叠问题。若换相开始前,  $T_1$  管导通,且流过的电流  $i_{T_1}=i_a=I_0$ ;  $T_2$  管不导通,  $i_{T_2}=i_b=0$ 。在触发  $T_2$  管后换相开始时,因为每一相中都有电感  $L_c$ ,所以  $T_1$  管中电流不能突然消失,  $T_2$  管中电流也不能突然增加到  $I_0$ ,而需一个逐渐变化过程。

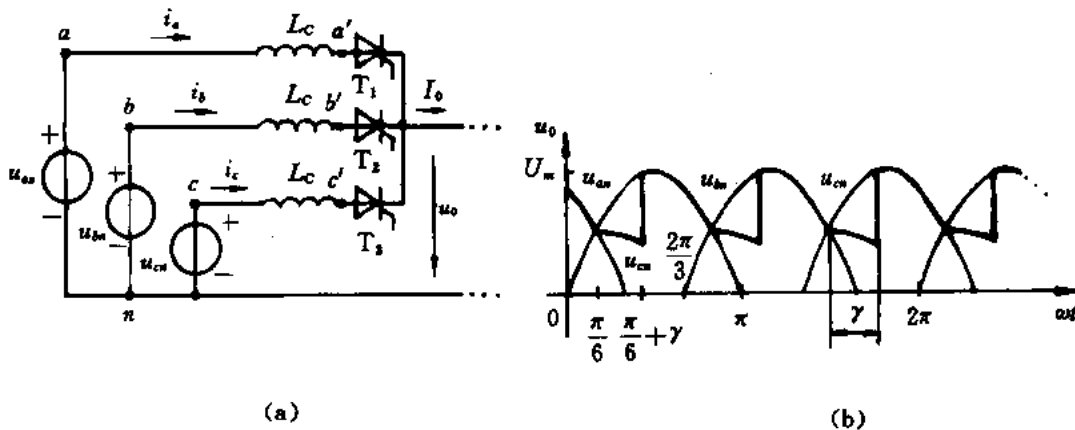


图 2.14 考虑漏感( $L_c$ )影响的电路及其波形

(a) 等值电路; (b) 波形

也就是说,  $T_1$  管中的电流不能瞬间地转移到  $T_2$  管中去, 而需一个换相过程。在换相过程中,  $i_{T1}$  逐渐下降,  $i_{T2}$  逐渐上升, 即存在着一个很短的两个晶闸管同时导电的重叠期间, 这就是通常所说的换相重叠问题。但在换相重叠期间, 负载电流保持不变, 所以有

$$i_{T1} + i_{T2} = I_0 \quad (2.33)$$

对式(2.33)进行微分得

$$\frac{di_{T1}}{dt} + \frac{di_{T2}}{dt} = 0 \quad (2.34)$$

列回路方程

$$u_{bn} - u_{an} = L_C \frac{di_{T2}}{dt} - L_C \frac{di_{T1}}{dt} \quad (2.35)$$

将式(2.34)代入式(2.35)得

$$2L_C \frac{di_{T2}}{dt} = u_{bn} - u_{an} \quad (2.36)$$

因为在换相期间,  $u_{bn} > u_{an}$ , 所以  $\frac{di_{T2}}{dt} > 0$ , 而  $\frac{di_{T1}}{dt} < 0$ 。这表明, 在换相期间, 换相回路有一个电位差( $u_{bn} - u_{an}$ ), 它迫使  $T_1$  管中电流下降, 促使  $T_2$  管中电流上升。这时输出电压应为

$$\begin{aligned} u_o &= u_{bn} - L_C \frac{di_{T2}}{dt} \\ &= \frac{u_{bn} + u_{an}}{2} \end{aligned} \quad (2.37)$$

式(2.37)说明, 在换相期间, 加在负载上的电压不是  $b$  相电压, 而是  $a$  和  $b$  两相电压的平均值, 如图 2.14(b) 所示。它同无  $L_C$  的波形相比, 少了一块面积, 因此输出电压平均值就减少了。这是由于换相支路的电感  $L_C$  造成的。其平均压降可表示为普式形式, 即

$$\begin{aligned} \Delta U_0 &= \frac{m}{2\pi} \int_a^{a+\gamma} L_C \frac{di_{T2}}{dt} d(\omega t) \\ &= \frac{m\omega L_C}{2\pi} \int_0^{I_0} di_{T2} \\ &= \frac{m\omega L_C}{2\pi} I_0 \end{aligned} \quad (2.38)$$

式中  $m$  为一个电源周期内的换相次数(脉波数);

$\gamma$  为换相重叠角(换相重叠期间所对应的电角度)。

式(2.38)对于各种整流电路都是合适的。它表明, 换相压降平均值正比于负载电流( $I_0$ )和交流电路的感抗值( $\omega L_C$ )。我们可以把这个换相压降看成是由于整流电源内阻抗引起的, 其数值为  $m\omega L_C/2\pi$ 。

换相重叠角  $\gamma$  可通过求解式(2.36)求得。为了使获得的结果具有普遍意义, 把图 2.14(b) 中电压纵坐标轴移到自然换相点, 则  $m$  相电源中相邻两相( $a$  和  $b$  相)电压表示成余弦函数, 即

$$\begin{aligned} u_{an} &= U_m \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{m}\right) \\ u_{bn} &= U_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) \end{aligned}$$

因此

$$u_{em} - u_{an} = 2U_m \sin \frac{\pi}{m} \sin \omega t \quad (2.39)$$

把式(2.39)代入式(2.36),得

$$2L_c \frac{di_{T2}}{dt} = 2U_m \sin \frac{\pi}{m} \sin \omega t$$

或

$$\frac{\omega L_c}{U_m \sin \frac{\pi}{m}} di_{T2} = \sin \omega t d(\omega t)$$

两边取积分得

$$\frac{\omega L_c I_0}{U_m \sin \frac{\pi}{m}} = \cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) \quad (2.40)$$

按  $U_m = \sqrt{2} \times 220V$ ,  $m=6$ ,  $I_0=100A$ ,  $\omega=314$ ,  $L_c=10\mu H, 100\mu H$ , 计算  $\alpha$  及  $\gamma$  的结果列于表 2.2, 供参考。

表 2.2  $\alpha$  与  $\gamma$  的关系

$\alpha/(^\circ)$	0	4	12	30	45	60	90	120
$\gamma_{10\mu H}/(^\circ)$	3.64	1.4	0.54	0.23	0.16	0.13	0.12	0.13
$\gamma_{100\mu H}/(^\circ)$	11.53	8.2	4.67	2.24	1.61	1.33	1.16	1.34

由表 2.2 数据可知, 在  $\alpha=0$  附近, 重叠角最大; 在  $\alpha=90^\circ$  附近, 重叠角最小。式(2.40)表明, 重叠角  $\gamma$  与  $\alpha$ 、负载电流  $I_0$  以及感抗值  $\omega L_c$  有关。

仔细分析可知, 由于换向过程的存在, 整流电路的交流入端电压波形也要发生畸变, 同时也要影响到晶闸管上的电压波形, 如图 2.15 所示。从图可知, 入端线电压波形上出现所谓缺口和毛刺。这种畸变波形将对自身的控制电路以及其它设备的正常工作产生不良的影响。因此, 实际的整流电源装置的入端应加滤波器, 以消除这种畸变波形。

### 2.4.3 三相半控桥式整流电路

具有续流二极管的三相半控桥式整流电路表示在图 2.16(a)。在  $\omega L \gg R$  情况下, 可忽略负载电流的脉动。晶闸管的脉冲互差  $120^\circ (2\pi/3)$ 。三个晶闸管为共阴极接法, 三个整流管为共阳极接法。

现假定触发角为  $\alpha$ , 如图 2.16(b) 所示。因此在  $\omega t = \frac{\pi}{6} + \alpha$  时刻触发  $a$  相  $T_1$  管导通时, 必然是  $c$  相整流管  $D_1$

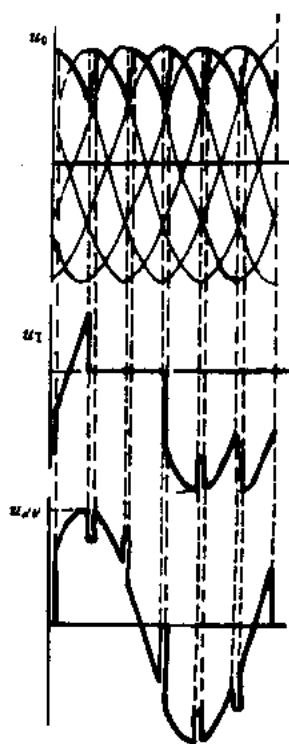
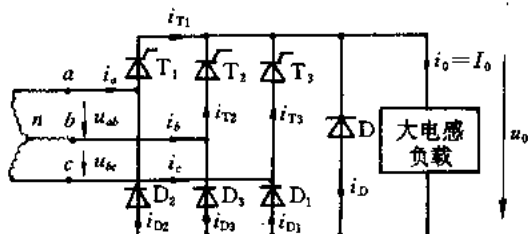
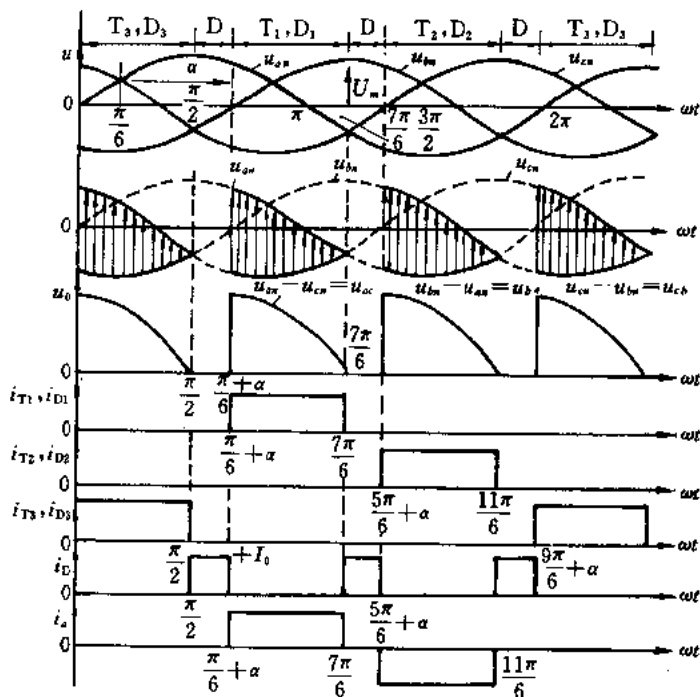


图 2.15 考虑换相过程影响时的波形(三相全控桥)

导通,因为此时  $c$  相电位最低,于是  $u_{ac}$  出现在负载上,负载电流( $i_o$ )通过  $T_1$  和  $D_1$  管流通,直至  $\omega t = \frac{7\pi}{6}$  为止,此时  $u_{ac} = 0$ 。过后, $T_1$  管加上反压(此时  $u_{ac}$  变负),续流二极管  $D$  导通,负载电流转到  $D$  管。若无续流二极管, $T_1$  管导通时间要一直延续到  $b$  相  $T_2$  管被触发导通为止,因此,在  $\frac{7\pi}{6} \leq \omega t < \frac{5\pi}{6} + \alpha$  期间,负载电流自动地通过  $T_1$  和  $D_2$  管续流。



(a)



(b)

图 2.16 三相半控桥式整流电路及其波形(带续流二极管)

(a) 电路; (b) 波形( $\omega L \gg R$ )

在  $\omega t = \frac{5\pi}{6} + \alpha$  时,  $b$  相  $T_2$  管被触发导通,同时  $a$  相整流管  $D_2$  也导通,于是  $u_{ba}$  电压加到负载上,同时续流二极管  $D$  被加上反向电压而关断,负载电流  $i_o$  通过  $T_2$  和  $D_2$  管流通,

直至  $\omega t = \frac{11\pi}{6}$  为止, 此时  $u_{ba} = 0$ 。过后,  $T_2$  管加上反向电压 ( $u_{ba}$  变负), 续流二极管 D 又导通, 负载电流转到 D 管。

同理, 分析可知, c 相  $T_3$  管在  $\omega t = \frac{9\pi}{6} + \alpha$  时刻导通, 一直持续到  $\omega t = \frac{5\pi}{2}$ 。在这期间  $u_{cb}$  电压出现在负载上。其它分析同上。

当触发角  $\alpha \leq \frac{\pi}{3}$  时, 每一个晶闸管导电角均为  $\frac{2\pi}{3}$ , 续流二极管就始终不导通。

现把三相交流电源的相电压表示为

$$\begin{aligned} u_{an} &= U_m \sin \omega t \\ u_{bn} &= U_m \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ u_{cn} &= U_m \sin \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned}$$

那么线电压为

$$\begin{aligned} u_{ac} &= u_{an} - u_{cn} = \sqrt{3} U_m \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) \\ u_{ba} &= u_{bn} - u_{an} = \sqrt{3} U_m \sin \left( \omega t - \frac{5\pi}{6} \right) \\ u_{cb} &= u_{cn} - u_{bn} = \sqrt{3} U_m \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) \end{aligned}$$

对于  $\alpha \geq \frac{\pi}{3}$ , 输出电压平均值和有效值分别为

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{3} U_m \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) d(\omega t) \\ &= \frac{3\sqrt{3}U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (\text{电压断续}) \end{aligned} \quad (2.41)$$

$$U = \sqrt{3} U_m \left[ \frac{3}{4\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.42)$$

对于  $\alpha \leq \frac{\pi}{3}$ , 输出电压平均值和有效值分别为

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} \sqrt{3} U_m \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) d(\omega t) \\ &= \frac{3\sqrt{3}U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (\text{电压连续}) \end{aligned} \quad (2.43)$$

$$U = \sqrt{3} U_m \left[ \frac{3}{4\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.44)$$

比较它们的结果可知, 在  $0 \leq \alpha \leq \pi$  范围内, 整流输出电压的计算公式是一样的, 显然, 该公式对于阻性负载也是合适的。

三相半控桥式整流电路的性能比三相半波整流电路优越之处有:

(1) 网侧功率因数高。

(2) 变压器绕组中不存在直流磁化问题。

其工作过程的波形示于图 2.16(b)。

### 2.4.4 三相全控桥式整流电路

三相全控桥式整流电路在工业领域获得广泛的应用。其电路表示在图 2.17(a)。将三相半控桥式整流电路中的三个整流管换成晶闸管就构成三相全控桥式整流电路。 $T_1, T_3$  和  $T_5$  三个晶闸管按共阴极联结,  $T_2, T_4$  和  $T_6$  三个晶闸管按共阳极联结。这 6 个晶闸管的触发次序按 6—1—2—3—4—5—6 的顺序循环进行, 而且 6 个晶闸管的触发脉冲要互差  $60^\circ$ 。欲使电源接通到负载上, 任何时刻都必需有两个晶闸管同时导通, 因此每个触发脉冲

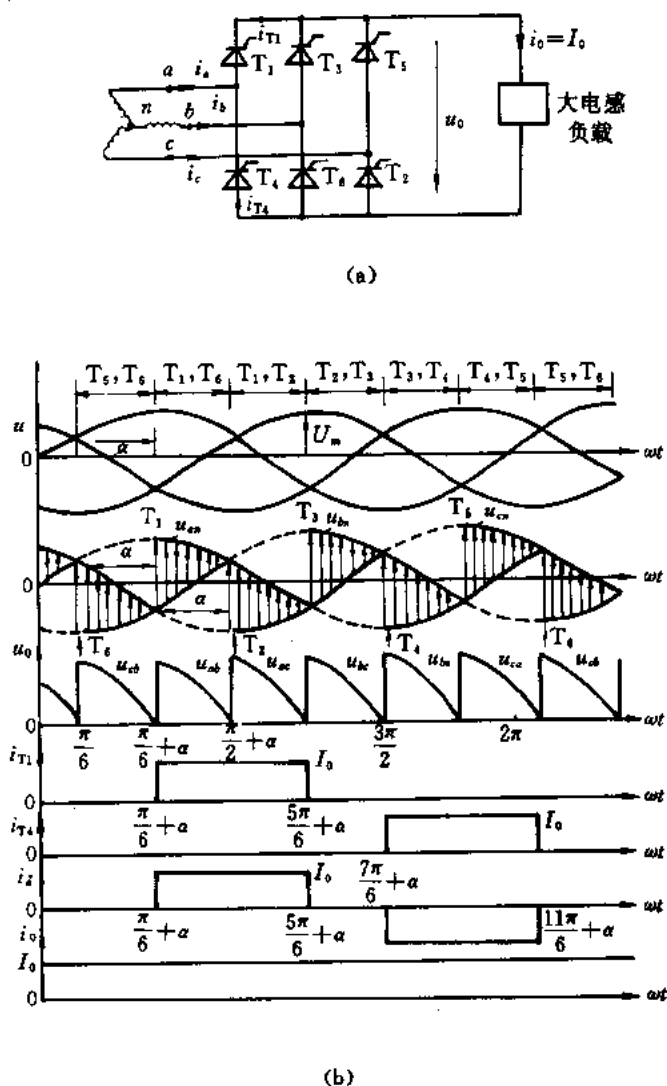


图 2.17 三相全控桥式整流电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形 ( $\omega L \gg R$ )

的宽度要延续超过六分之一电源周期；或是采用双脉冲触发方式，即每发一个触发脉冲之后，间隔  $60^\circ$  再发一个脉冲。因为同组晶闸管的触发脉冲的相位差相差  $120^\circ$ ，所以晶闸管最大导电角  $\theta$  为  $120^\circ$ 。而且，每隔  $60^\circ$  就有一次换相，所以其整流输出电压的脉动频率是电源频率的 6 倍，即  $6f$ （六脉波）。

下面针对  $\omega L \gg R$  情况进行分析。

在  $\omega t = \left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)$  以前，共阳极组的  $T_6$  管已导通，这时触发  $T_1$  管导通。因此，在  $\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \leq \omega t \leq \left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right)$  期间， $T_1$  和  $T_6$  管同时导通， $u_{ab}$  电压加在负载上。

在  $\omega t = \left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right)$  时刻，点燃共阳极组的  $T_2$  管， $T_6$  管被加上反向电压而关断。因此，在  $\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \leq \omega t \leq \left(\frac{5\pi}{6} + \alpha\right)$  期间  $T_1$  和  $T_2$  管同时导通， $u_{ac}$  电压加在负载上。

在  $\omega t = \frac{5\pi}{6} + \alpha$  时刻，点燃共阴极组的  $T_3$  管， $T_1$  管被加上反向电压而关断。因此，在  $\left(\frac{5\pi}{6} + \alpha\right) \leq \omega t \leq \left(\frac{7\pi}{6} + \alpha\right)$  期间， $T_3$  和  $T_2$  管同时导通， $u_{bc}$  电压加在负载端。

从前面分析可知，电路中的晶闸管每间隔  $60^\circ$  换相一次，而同组晶闸管每间隔  $120^\circ$  换相一次。只要按 61, 12, 23, 34, 45 和 56 顺序导通晶闸管，负载上就能得到如图 2.17(b) 所示的波形 ( $u_o$ )。

现将交流电源的相电压表示为

$$\begin{aligned} u_{an} &= U_m \sin \omega t \\ u_{bn} &= U_m \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ u_{cn} &= U_m \sin \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned}$$

那么其线电压可表示为

$$\begin{aligned} u_{ab} &= \sqrt{3} U_m \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) \\ u_{bc} &= \sqrt{3} U_m \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) \\ u_{ca} &= \sqrt{3} U_m \sin \left( \omega t + \frac{5\pi}{6} \right) \end{aligned}$$

整流输出电压的平均值和有效值分别为

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} u_{ab} d(\omega t) \\ &= \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} \sqrt{3} U_m \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) d(\omega t) \\ &= \frac{3 \sqrt{3} U_m}{\pi} \cos \alpha \end{aligned} \quad (2.45)$$

$$\begin{aligned}
 U &= \left[ \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} 3U_m^2 \sin^2 \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\
 &= \sqrt{6} U_m \left( \frac{1}{4} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} \cos 2\alpha \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.46)
 \end{aligned}$$

对于感性负载,每个晶闸管的导电角总是  $120^\circ$ ,因为一般负载电流是连续的,对于阻性负载,负载电流可以连续,也可以断续,此处就不再赘述了。三相全控桥式整流电路是二象限变流器。

### 2.4.5 三相双重变流器

利用两个三相全控桥式整流电路可构成三相双重变流器,如图 2.18(a)所示,其工作波形示于图 2.18(b)。它同单相双重变流器一样,可以工作在四个象限,广泛地应用于大功率可逆传动系统。两个变流器的控制角  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  应满足

$$\alpha_2 = \pi - \alpha_1$$

因此,在  $\left( \frac{\pi}{6} + \alpha_1 \right) \leq \omega t \leq \left( \frac{\pi}{2} + \alpha_1 \right)$  期间,变流器 1 输出端出现  $u_{ab}$  波形时,变流器 2 输出端就出现  $u_{bc}$  波形,如图 2.18(b) 中的  $u_{o1}$  和  $u_{o2}$  波形所对应的那样。

现将相电压表示为

$$\begin{aligned}
 u_{an} &= U_m \sin \omega t \\
 u_{bn} &= U_m \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\
 u_{cn} &= U_m \sin \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right)
 \end{aligned}$$

则其线电压可表示为

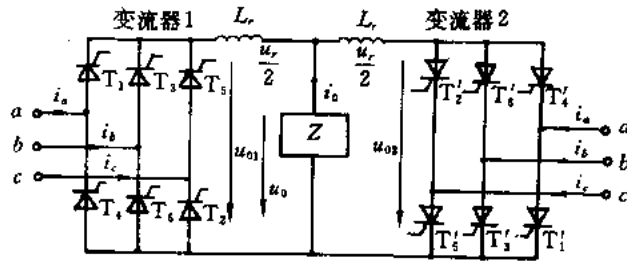
$$\begin{aligned}
 u_{ab} &= \sqrt{3} U_m \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) \\
 u_{bc} &= \sqrt{3} U_m \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) \\
 u_{ca} &= \sqrt{3} U_m \sin \left( \omega t + \frac{5\pi}{6} \right)
 \end{aligned}$$

因此跨在限流电抗器上的电压为

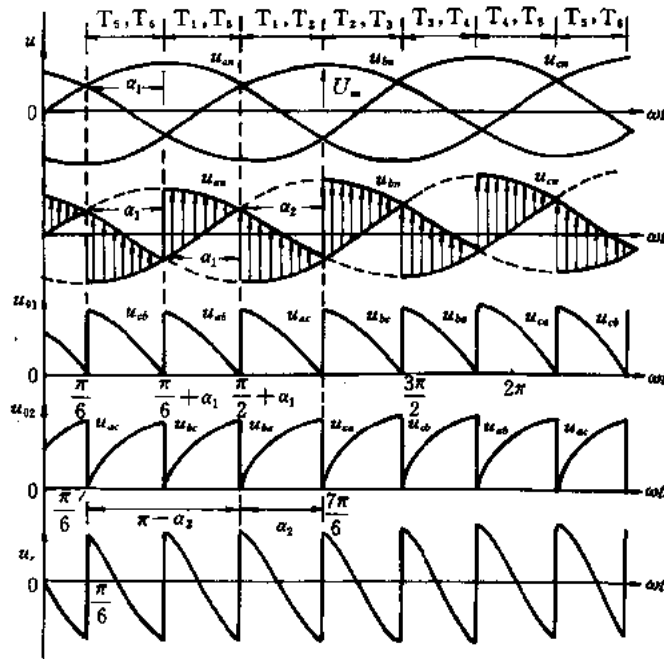
$$\begin{aligned}
 u_r &= u_{o1} - u_{o2} = u_{ab} - u_{bc} \\
 &= \sqrt{3} U_m \left[ \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) - \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right] \\
 &= 3U_m \cos \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) \quad (2.47)
 \end{aligned}$$

环流  $i_r$  可由下式求得

$$\begin{aligned}
 i_r &= \frac{1}{2\omega L_r} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha_1}^{\omega t} u_r d(\omega t) \\
 &= \frac{1}{2\omega L_r} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha_1}^{\omega t} 3U_m \cos \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) d(\omega t)
 \end{aligned}$$



(a)



(b)

图 2.18 三相双重变流器及其波形

(a) 电路; (b) 波形

$$= \frac{3U_m}{2\omega L_r} \left[ \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\alpha_1 \right] \quad (2.48)$$

由式(2.48)可知,当  $\alpha_1=0, \omega t=2/3\pi$  时,环流达到最大值( $3U_m/2\omega L_r$ )。在运用双重变流器于直流电机调速时,可有多种方案供选择:

- (1) 有环流可逆系统;
- (2) 逻辑无环流可逆系统;
- (3) 错位环流可逆系统;
- (4) 环流可控有环流可逆系统。

有关这些内容可参阅有关专著,此处就不作介绍了。

现将相控变流器的主要电路及主要特征列于表 2.3 和表 2.4 供参考。至于其它各种整流电路,本书不作介绍,有兴趣的读者可参阅其它有关书籍和文献。

表 2.3 单相晶闸管相控变流器的主要特征

电 路	型 式	脉动频率	工作象限
	半波	$f_s$	
	半控变流器	$2f_s$	
	全控变流器	$2f_s$	
	双重变流器	$2f_s$	

表 2.4 三相晶闸管相控变流器的主要特征

电 路	型 式	脉动频率	工作象限
	半波	$3f_s$	
	半控变流器	$3f_s$	
	全控变流器	$6f_s$	
	双重变流器	$6f_s$	

## 2.5 高频整流问题

### 2.5.1 概述

对于直流电源,为了提高其工作性能,或是为了使直流电源达到小型轻量化的目的,常会遇到高频整流问题。特别对于低压直流电源,这个问题就显得更加突出。其典型例子有,高频逆变式整流焊机电源、高频直流电镀电源、某些计算机电源等。这些电源的效率同整流电路的高频性能关系密切。整流电路在高速开关过程所产生的尖峰干扰及高频振荡将危及开关电源的性能指标。本节只从效率角度讨论一下高频整流问题。

### 2.5.2 影响高频整流效率的几个问题

#### (一) 整流管的压降

在低压整流电路中,整流管的稳态压降也是一个问题,采取多只并联的办法可能是一种出路。选择压降小的肖特基二极管是一种更为有效的办法。然而尤其要注意的是,整流管正向恢复特性引起的正向动态压降,可能高达几伏至几十伏。因此,为减少这部分的压降,应选择正向峰值压降小的器件。

#### (二) 线路压降的影响

在低压大电流情况下,交流通道上高频电流所产生的压降是不能忽视,应尽量缩小。采用扁平导线或电磁线以增大导线的表面积,减少集肤效应,可进一步降低导线的压降。

#### (三) 整流管反向恢复时间( $t_r$ )对整流输出电压的影响

为了更好地说明这个问题,假定双半波整流电路的输入电压为交流方波,如图 2.19 所示。

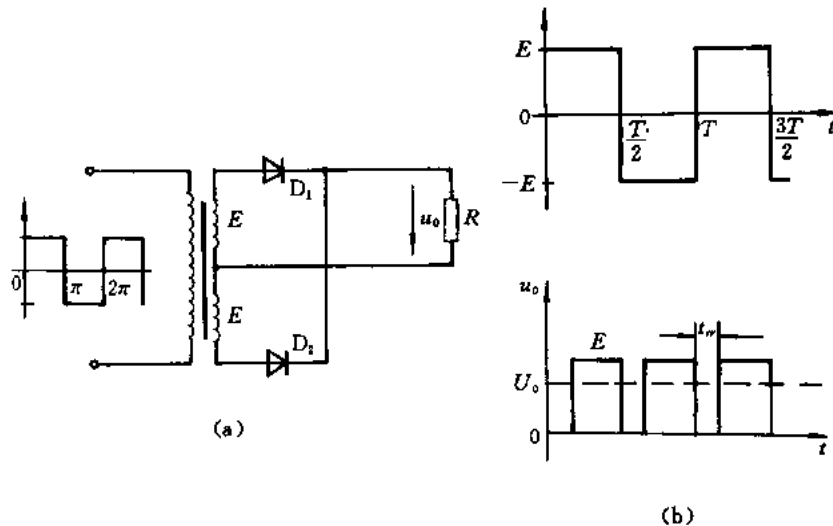


图 2.19 方波输入整流电路及其波形  
(a) 电路图; (b) 波形

若  $D_1$  已导通,当电源极性反向时, $D_2$  导通; $D_1$  管被加上反压,但因  $D_1$  管存在反向恢复过程, $D_1$  管在  $t_{rr}$  时间内加不上反压,而在变压器绕阻、 $D_1$  及  $D_2$  环路中形成很大的反向恢复电流的流动现象,致使输出端整流电压降到零,特别是在变压器的漏抗比较大的情形下尤其如此。根据这种情况,整流输出电压平均值  $U_0$  降为

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{E \frac{1}{f} - 2Et_{rr}}{T} \\ &= E - 2Et_{rr}f \\ &= E(1 - 2t_{rr}f) \end{aligned} \quad (2.49)$$

式(2.49)表明,整流输出电压平均值降低程度与  $t_{rr}$  及  $f$  有关。整流管  $t_{rr}$  越长,或工作频率越高,输出电压平均值降低得越厉害。为此,就需通过提高变压比和增大输入功率来维持输出电压,才能达到预期的要求。因此,在高频整流电路中使用正向动态峰值压降小、反向恢复时间快的器件是非常重要的。

#### (四) 变压器绕阻漏抗及铁心损耗的影响

在高频整流情况下,变压器的铁心形状的选择及绕阻结构的布置都应尽量使漏抗降到最低程度。增大铁心的横截面积,可以降低绕阻匝数,因而有利于减少漏抗。在某些情况下,铁心材料应当选择适合高频工作的高磁密、高导磁率及低损耗材料。目前我国已能生产这种铁心材料,但价格偏高,不过使用这种材料有许多好处。只有注意了这些问题,高频整流电路的效率才能得到提高。

有关高频整流中的其它问题,读者可参阅其它有关书籍及文献。

## 2.6 相控整流电路的主要性能指标

尽管各种相控整流电路都能获得直流输出电压,但其性能差别却很大。因此,如何评价其优劣是一个很实际的问题。综合国内外的情况,大概可提出下面几个主要参数作为评价标准。

### (一) 电压变换系数 $k_u$

定义为,整流输出电压平均值  $U_0$  与输入相电压峰值  $U_m$  之比,即

$$k_u = \frac{U_0}{U_m} \quad (2.50)$$

### (二) 纹波系数 $RF$ (ripple factor)

定义为,输出电压中交流分量有效值与其输出电压平均值之比,即

$$RF = \frac{U_{ac}}{U_0} \quad (2.51)$$

其中, $U_{ac}$ 可表示为

$$U_{ac} = \sqrt{U^2 - U_0^2}$$

则

$$RF = \sqrt{\left(\frac{U}{U_0}\right)^2 - 1}$$

$$= \sqrt{FF^2 - 1} \quad (2.52)$$

其中,  $FF$  (form factor) 为波形系数, 定义为, 输出电压有效值与其平均值之比, 即

$$FF = \frac{U}{U_0} \quad (2.53)$$

### (三) 变压器利用系数 $TUF$ (transformer utilization factor)

定义为, 输出直流功率平均值  $P_0$  与变压器二次侧伏安数  $U_S I_S$  之比, 即

$$TUF = \frac{P_0}{U_S I_S} \quad (2.54)$$

$$P_0 = I_0 U_0 \quad (2.55)$$

$I_0$  为整流输出电流平均值;  $U_S$  为变压器二次侧电压有效值;  $I_S$  为变压器二次侧电流有效值。

### (四) 输入功率因数 $PF$ (power factor)

定义为, 电源输入功率平均值  $P_{AC}$  与其视在功率之比, 即

$$PF = \frac{P_{AC}}{S} \quad (2.56)$$

$$S = U_S I_S \quad (2.57)$$

若输入电压为无畸变的正弦波, 那么只有输入电流的基波分量  $I_{S1}$  影响平均输入功率, 即

$$P_{AC} = U_S I_{S1} \cos \varphi \quad (2.58)$$

式(2.58)中的  $\varphi$  为输入电压与输入电流基波分量之间的相位角, 称为位移角。而  $\cos \varphi$  被定义为位移因数  $DF$  (displacement factor), 即

$$DF = \cos \varphi \quad (2.59)$$

于是  $PF$  可表示为

$$\begin{aligned} PF &= \frac{U_S I_{S1} \cos \varphi}{U_S I_S} \\ &= \frac{I_{S1}}{I_S} \cos \varphi \end{aligned} \quad (2.60)$$

其中,  $\frac{I_{S1}}{I_S}$  可定义为畸变因数。

功率因数  $PF$  是一个重要的参数。对于给定的输入功率, 若功率因数小, 则要求电源提供更大的电流。

### (五) 输入电流谐波因数 $HF$ (harmonic factor)

定义为, 除基波电流外的所有谐波电流有效值与基波电流有效值之比, 即

$$HF = \frac{\sqrt{I_S^2 - I_{S1}^2}}{I_{S1}} = \left[ \left( \frac{I_S}{I_{S1}} \right)^2 - 1 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.61)$$

$$= \frac{\left( \sum_{n=2}^{\infty} I_{S_n}^2 \right)^{\frac{1}{2}}}{I_{S1}} \quad (2.62)$$

其中,  $I_{S_n}$  为第  $n$  次电流谐波分量(有效值)。

对于工频整流, 一般电源的输入电压能保持正弦波形。然而, 电源的输入电流波形基

本上都是非正弦波,包含了丰富的谐波分量。利用傅里叶级数分解办法可求得各次谐波分量,进而,将  $i(t)$  表示为

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} (a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t) \quad (2.63)$$

$$= I_0 + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (2.64)$$

其中

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (2.65)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \sin n\omega t dt \quad (2.66)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cos n\omega t dt \quad (2.67)$$

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{2}} (a_n^2 + b_n^2)^{\frac{1}{2}} \quad (2.68)$$

$$\varphi_n = \arctg \left( \frac{b_n}{a_n} \right) \quad (2.69)$$

利用上述性能参数就能比较科学地评价各种整流电路的性能优劣。至于对装置的评价标准问题,可以再增加一些参数指标,如效率,变流系数等。此处就不再另行说明,读者可参阅有关标准。

## 2.7 电力公害及其改善措施

### 2.7.1 简述

如今电力半导体整流装置已获得极其广泛的应用,小到家用的小型整流电源,大至上万安甚至几十万安的大型电解电源。不仅如此,各种逆变装置绝大部分的前级无不带有整流部分。交流电机变频调速的广泛应用,也给电网增加了许许多多的整流负载。这些整流电源基本上都是依靠改变触发角  $\alpha$  来实现调压或稳压的目的,即所谓相控调压。

这种传统的相控整流电路的网侧电流绝大多数都是非正弦的,如图 2.20 所示。若考虑到换相重叠时,即使是全波带阻性负载的不可控整流电路,网侧电流也有畸变。当不可控整流输出加滤波时,网侧电流为断续脉冲波。因此,相控整流装置相当一个电流谐波发生器。

基于传统相控技术的电力电子装置存在着网侧功率因数低以及投网运行时向电网注入谐波电流两大问题,即通常所说的电力公害。目前,这两个问题也是国内外学者研究的热门课题。

根据网侧功率因数定义:

$$PF = \left( \frac{I_{S1}}{I_S} \right) \cos \varphi_1$$

可知,整流装置的网侧功率因数总是小于 1,即使基波电流与网侧电压是同相的;随着相

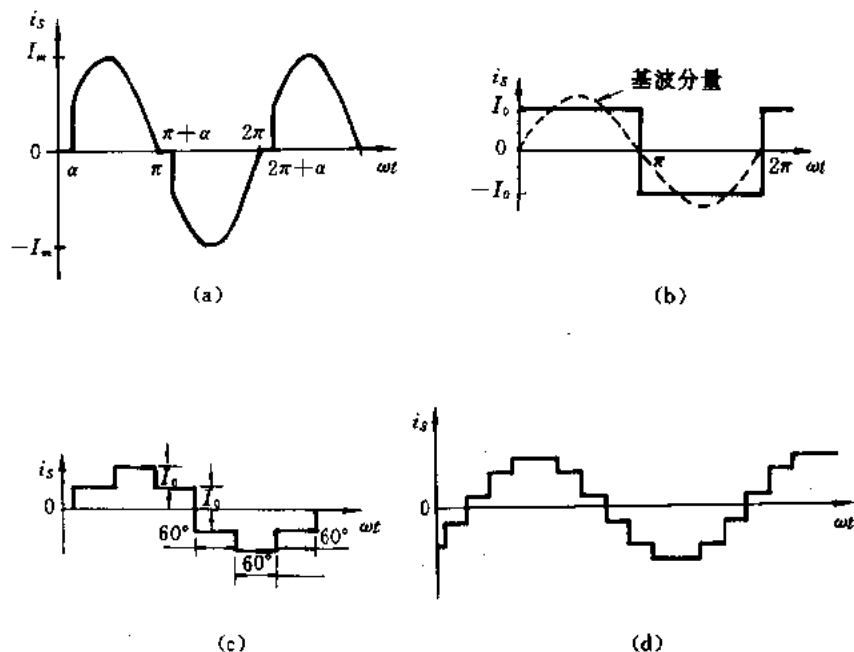


图 2.20 各种整流电路的网侧电流波形

- (a) 单相全控(纯阻,  $\alpha \neq 0$ ); (b) 单相全控( $\omega L \gg R$ );  
 (c) 三相全控( $\omega L \gg R$ ); (d) 十二脉波整流( $\omega L \gg R$ )

控角的增大,网侧功率因数还将随之减小,这些都将是给电网带来了如下的坏处:

- (1) 增加了电网的无功损耗与线路压降,严重时,将造成局部网络电压的波动。
- (2) 引起了电网的谐波损耗。

(3) 这些谐波电流在传输线上流动将引起传导和射频干扰,造成对它敏感的电子仪器和设备、继电器以及通信线路等的谐波干扰危害,特别对当今计算机的普及应用是一种威胁。

因此,采取措施,抑制以至消除这些电力公害是电力电子技术领域中一项重要的研究课题,需要综合治理,各国研究人员对此都进行了大量的研究,如无源及有源滤波、静止无功补偿器等。

下面就 AC/DC 变流器本身所能进行的工作作些讨论,以拓宽思路。

## 2.7.2 网侧电流谐波的抑制技术

传统的抑制网侧谐波电流的办法如下:

(1) 在整流装置的输入侧附设有针对性的滤波器,如图 2.21 所示。

(2) 在网侧投入无功补偿装置,如图 2.22 所示。由于新型电力半导体器件的问世及部分商品化,如 IGBT 和 MCT,为由逆变器吞吐几百千乏无功的动态无功补偿装置的实用化提供了条件。对于兆乏级无功功率发生装置,可使用 GTO 器件组成的多台逆变器并联运行来实现无功容量的扩大,并同时使装置输出侧的电压波形接近正弦波。

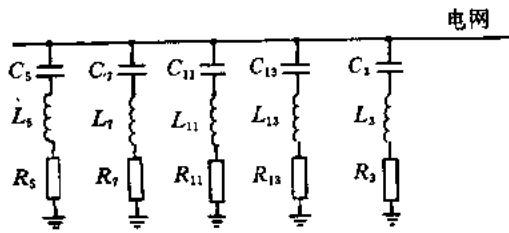


图 2.21 网侧滤波器

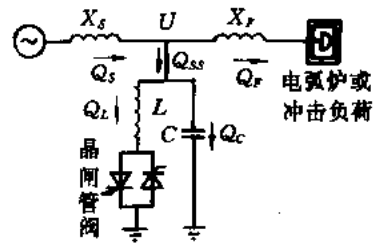


图 2.22 静止无功补偿装置

- (3) 增加整流相数, 可得如图 2.20(d) 所示波形, 网侧电流更加接近正弦波。
- (4) 尽量设法让整流装置运行在  $\alpha$  比较小的状况下。
- (5) 利用多重化技术进行波形叠加, 以消除某些低次谐波。
- (6) 利用有源滤波技术。

目前由于场控高频自关断器件的迅速发展, 可以借助它以达到减少网侧谐波电流的目的。其基本思想是, 放弃传统的相控整流方案, 代之以高频调制原理, 然后通过适当的控制策略, 使网侧电流遵循正弦波变化规律。这就是新一代整流电路(高功率因数变流器)所依据的工作原理。

#### (一) 单相不可控整流电路网侧谐波电流抑制技术

对于不可控整流电路, 其输出端通常接有大电容滤波器, 这时整流电路的输入端电流波形呈断续脉冲状, 如图 2.23(a) 所示。为解决这个问题, 可在不可控整流电路输出端再加上一个升压斩波电路, 同时配以适当的控制, 可获得如图 2.23(b) 和 (c) 所示的网侧电流波形, 其中采用电压和电流双闭环控制策略的网侧电流波形已非常接近正弦形。这种技术已在电子镇流器和小型开关电源中实施, 使得电子镇流器的网侧电流三次谐波含量从传统的 75% 降到 7%, 网侧功率因数从原先的 0.7 左右提高到 0.998; 200W, 100kHz 的开关电源的网侧功率因数也达到 0.998, 而网侧电流波形接近正弦波(可利用专用控制模块 ML4812 加以实现)。

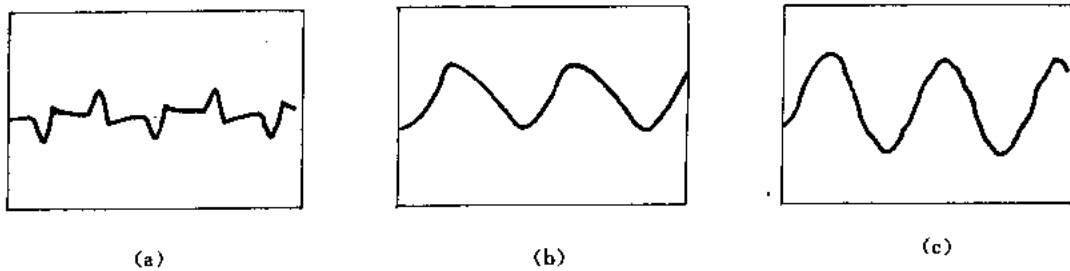


图 2.23 整流电路的网侧电流波形比较

- (a) 传统的不可控整流电路的;
- (b) 增加升压斩波电路和电压闭环的;
- (c) 增加升压斩波电路和电流与电压双闭环的

## (二) 三相可控整流电路网侧电流谐波的抑制技术

当三相可控整流电路中的开关器件采用自关断器件,如 IGBT,并使调制频率提高到  $10\sim 20\text{kHz}$ ,通过适当的控制策略,则可大幅度地削减网侧电流中的谐波成分,而使其波形接近正弦波。其原理电路示于图 2.24(a)。其工作原理简述如下:若一相的上桥臂和另一相的下桥臂导通,则该工作状况等同于 buck(降压)电路;若一个桥臂中,上下开关管同时导通,则电路工作状况相当于 buck 电路中续流二极管起作用的情形[图 2.24(b)]。该电路的输出电压可在  $0\sim 0.866U_m$  范围内改变,而且其功率因数可整定在接近 1 的状态。

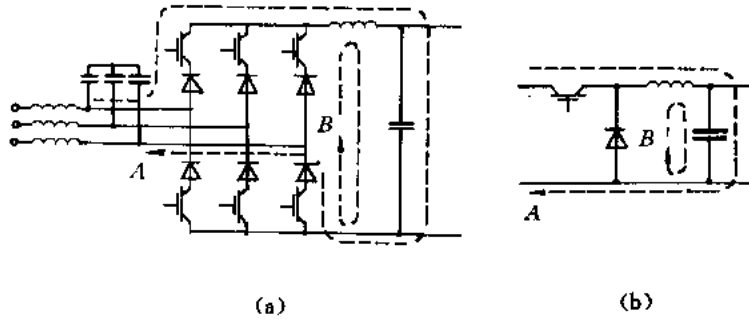


图 2.24 高频调制的降压整流电路原理图及等值 buck 电路  
(a) 电路原理图; (b) 等值 buck 电路

## (三) 整流管与电容的组合方法

利用这个办法,可使网侧电流变成接近连续的阶梯波,也能在一定程度上达到抑制网侧电流谐波的目的。

上述方法目前还限于中小功率领域,但有着很大的发展潜力,值得研究和开发。

### 2.7.3 改善功率因数的措施

利用场控自关断器件 IGBT,可以实现下面几种改善功率因数的办法,其电路图表示在图 2.25,其中  $T_1, T_2, T_3$  和  $T_4$  均可使用 IGBT,但都需串入整流管。

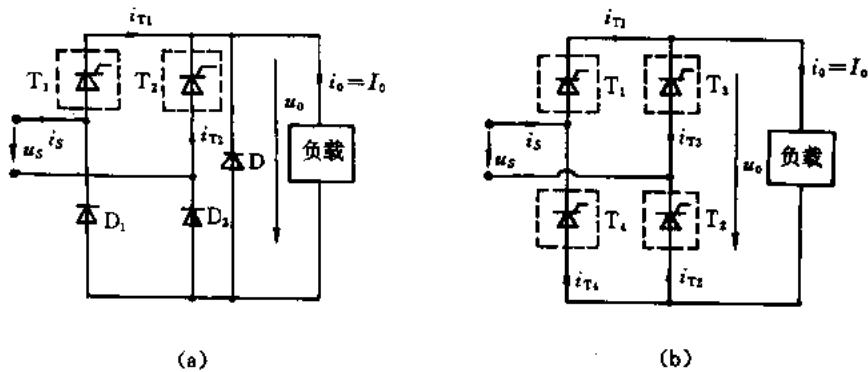


图 2.25 自关断器件构成的整流电路  
(a) 单相半控桥; (b) 单相全控桥

### (一) 熄灭角的控制

这种方法总是保证开关器件在电源电压过零时被激励,然后通过控制熄灭角  $\beta$  来达到改变整流输出电压的目的。从波形[图 2.26(a)或(b)]中很容易看出,网侧电流中的基波电流分量领先于电源电压一个相角,从而补偿了电网中的滞后无功。

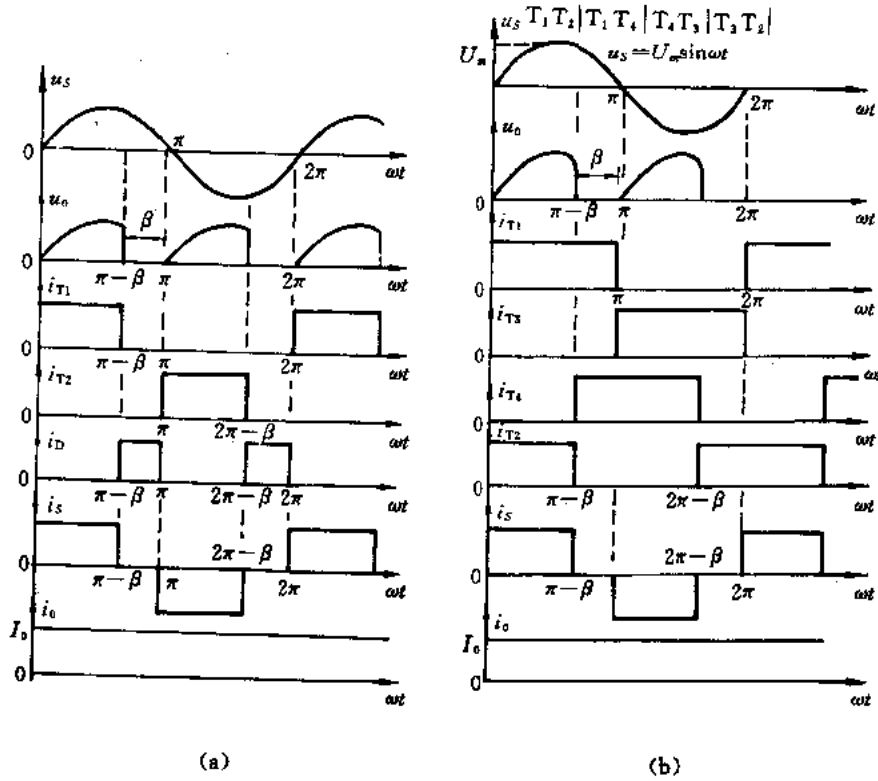


图 2.26 熄灭角控制时的波形

(a)半控桥; (b)全控桥

对于半控桥电路,  $T_1$  和  $T_2$  分别在  $\omega t=0$  和  $\omega t=\pi$  时导通,在  $\omega t=\pi-\beta$  和  $\omega t=2\pi-\beta$  时使其关断。而  $D_1$  和  $D_2$  也会自动地在相应的时刻导通和关断。

对于全控桥电路,在感性负载时,还应当有一段时间使  $T_1$  和  $T_4$  以及  $T_2$  和  $T_3$  同时导通,因此器件导通顺序应当是 1,2-1,4-4,3-3,2-1,2。

根据波形可以很容易求出输出电压的平均值和有效值为

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi-\beta} U_m \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \beta) \end{aligned} \quad (2.70)$$

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \left[ \frac{1}{\pi} \left( \pi - \beta + \frac{\sin 2\beta}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.71)$$

### (二) 对称角的控制

利用图 2.25(a)和(b)可以实现对称角的控制。对于图 2.25(a)开关的控制总是保证:

$T_1$  在  $\omega t = (\pi - \beta)/2$  时导通, 在  $\omega t = (\pi + \beta)/2$  时关断; 而  $T_2$  在  $\omega t = (3\pi - \beta)/2$  时导通, 在  $\omega t = (3\pi + \beta)/2$  时关断。然后通过改变  $\beta$  角来改变整流输出电压, 如图 2.27 所示。这样一来, 网侧电流的基波电流分量总是与电源电压同相, 即位移因数为 1, 从而明显地提高了功率因数, 但谐波因数可能变大。

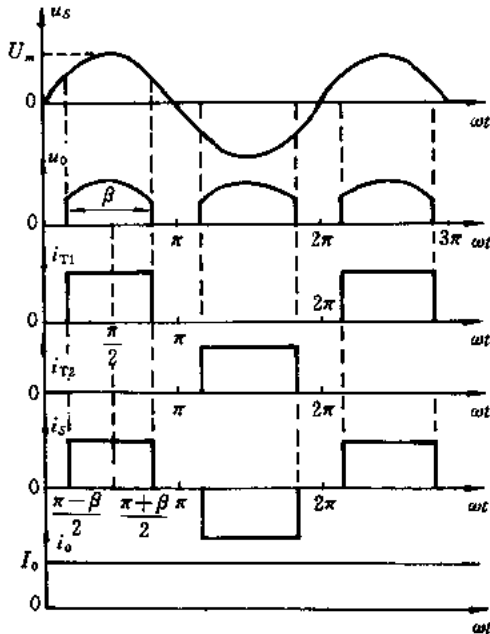


图 2.27 对称角控制时的波形

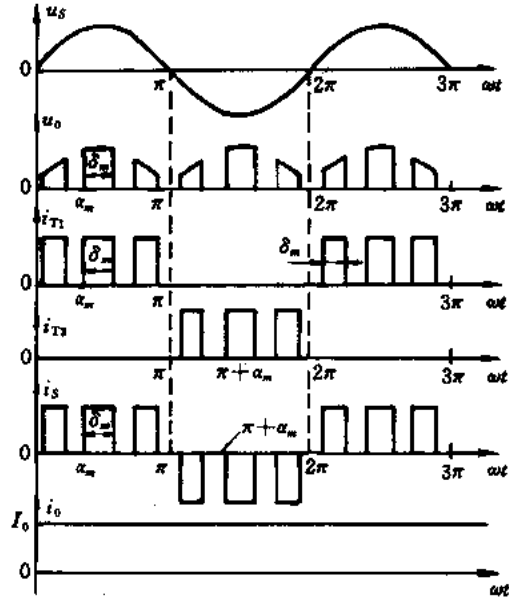


图 2.28 利用脉宽调制时的波形(PWM)

### (三) 脉宽调制技术(PWM)

对于上述两种控制方法, 每一个半周只有一个脉冲, 因此最低次谐波是三次, 滤除三次谐波比较困难。采用脉宽调制技术, 就可以做到每一个半周有几个脉冲, 甚至数百个脉冲, 这样一来, 某些低次谐波就可以得到消除, 这可通过选择每半周的脉冲个数来实现。增加每半周的脉冲数会增加高次谐波的幅值, 但高次谐波却容易滤除。也就是说, 利用脉宽调制技术, 既可以提高网侧功率因数, 又可以降低或消除网侧电流中的低次谐波。输出电压的改变, 可以通过改变脉冲宽度来达到目的。

其工作波形示于图 2.28。根据波形可求得输出电压的平均值为

$$U_o = \sum_{m=1}^p \left[ \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} U_m \sin \omega t d(\omega t) \right]$$

$$= \frac{U_m}{\pi} \sum_{m=1}^p [\cos \alpha_m - \cos(\alpha_m + \delta_m)] \quad (2.72)$$

式中  $p$  为电源半周内的脉冲个数;

$\alpha_m$  为第  $m$  脉冲的起始导通角;

$\delta_m$  为第  $m$  脉冲的导电角(通常  $\delta_m$  为常量)。

若负载电流平均值为  $I_o$ , 且忽略其脉动, 则网侧电流  $i_s(t)$  可表示为

$$i_S(t) = I_0 + \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (2.73)$$

由网侧电流  $i_S$  的波形可知,  $i_S$  中不含有偶次谐波和直流分量, 即

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_S(t) \cos n\omega t d(\omega t) \\ &= \sum_{m=1}^p \left[ \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} I_0 \cos n\omega t d(\omega t) - \frac{1}{\pi} \int_{\pi + \alpha_m}^{\pi + \alpha_m + \delta_m} I_0 \cos n\omega t d(\omega t) \right] = 0 \\ b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_S(t) \sin n\omega t d(\omega t) \\ &= \sum_{m=1}^p \left[ \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} I_0 \sin n\omega t d(\omega t) - \frac{1}{\pi} \int_{\pi + \alpha_m}^{\pi + \alpha_m + \delta_m} I_0 \sin n\omega t d(\omega t) \right] \\ &= \frac{2I_0}{n\pi} \sum_{m=1}^p [\cos n\alpha_m - \cos n(\alpha_m + \delta_m)] \end{aligned}$$

所以式(2.73)又可表示为

$$i_S(t) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (2.74)$$

其中

$$I_n = \frac{(a_n^2 + b_n^2)^{\frac{1}{2}}}{\sqrt{2}}, \quad \varphi_n = \arctg\left(\frac{a_n}{b_n}\right)$$

#### (四) 正弦脉宽调制(SPWM)

应用 PWM 调制技术所获得脉宽一般是等宽的, 实施起来是比较方便的, 但网侧电流谐波含量仍较大。若将所期望的正弦波同等腰三角波进行比较, 所获得的脉冲宽度是不等宽的, 而且其宽度变化符合正弦函数变化规律, 如图 2.29 所示。这样的脉冲信号称为正弦

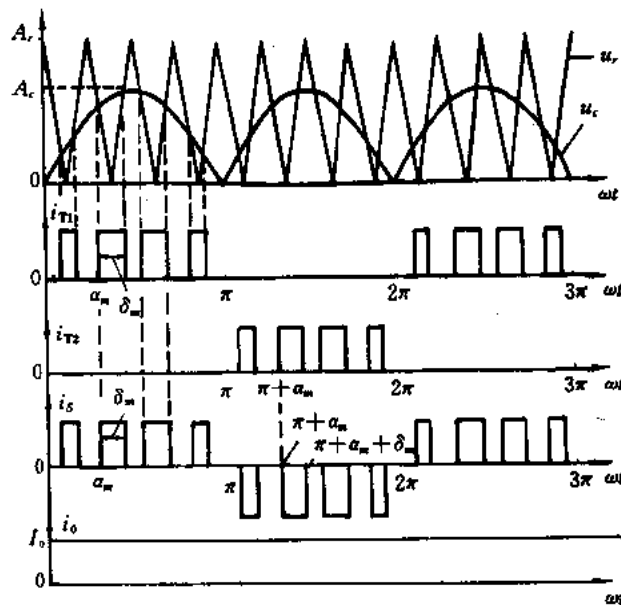


图 2.29 利用正弦脉宽调制时的波形(SPWM)

脉宽调制信号。利用这样的信号去激励单相整流电路中的开关元件,若负载电流是恒定的,则网侧电流波形也是一个正弦脉宽调制波形。

对于这样的波形可以证明,当半周脉冲数为  $p$  时,则  $2p-1$  次以下的谐波能被消除或得到有效的抑制。只要器件的开关频率允许,提高  $p$  对于抑制谐波是非常有效的。欲想改变脉冲宽度,只要改变调制波(正弦波)的幅值,或调制因子  $M$ 。调制因子定义为

$$M = \frac{A_c}{A_r} \quad (2.75)$$

而通过改变载波(三角波)的频率,即能改变半周的脉冲个数。由图 2.29 波形可以看出,网侧电流的基波分量仍与电源电压同相,即位移因数  $DF=1$ ,这就明显地改善了功率因数。同时还能使网侧电流中的谐波得到有效的抑制或消除。

### (五) 其它

从上面讨论可以看到,利用高频大容量场控自关断器件实施以脉宽调制技术,可以在很大程度上同时解决提高网侧功率因数和减少网侧谐波电流的问题。我们需大力开展这方面的工作,以实现整流电源的更新换代。

## 思考与练习二

2.1 在相控整流电路中,试以单相半控桥电路(纯阻负载)为例,说明晶闸管关断过程,并指出其上所加反压的时间。

2.2 为什么可控整流电路的输出端不能直接并接滤波电容?那么合理的滤波形式应是什么样子?

2.3 为什么相控整流电路中( $\alpha \neq 0$ ),网侧电流的基波分量是滞后于网侧电压的?

2.4 如图题 2.4 所示,当晶闸管未导通时,两只晶闸管按什么原则分配电压?在开通过程又是按什么原则分配电压?

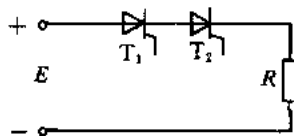


图 题 2.4

2.5 如图题 2.5 所示,当  $\alpha=120^\circ$  时,晶闸管电压和电流容量至少要选择多大?(注:  $I_o$  为输出电流平均值)

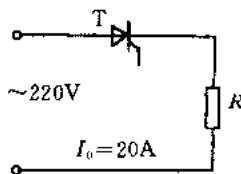


图 题 2.5

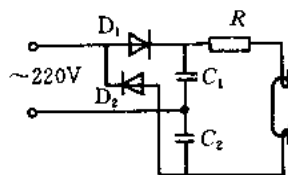


图 题 2.6

2.6 若日光灯的启辉电压为 600V,图题 2.6 所示电路能否使日光灯正常启辉?并说明为使电容上获得 600V 直流输出电压,整流管的耐压应选多大?

2.7 试以三相半波可控整流电路(电阻负载)为例,画出在  $\alpha=30^\circ$  并考虑换相重叠影响时,整流电路输入端的线电压以及晶闸管上的电压波形。

2.8 以单相半波可控整流电路(感性负载)为例,试求导电角  $\theta=120^\circ$  时,触发角  $\alpha$  同阻抗角  $\varphi$  之间的关系。

2.9 请说明整流电路工作在有源逆变时所必需具备的条件。

2.10 在三相全控桥整流电路中,若采用单脉冲触发时,试问其触发脉冲宽度至少多宽?为什么?

2.11 在高频低压大电流整流电路(图题 2.11)中,选择下面哪一种电路好?为什么?

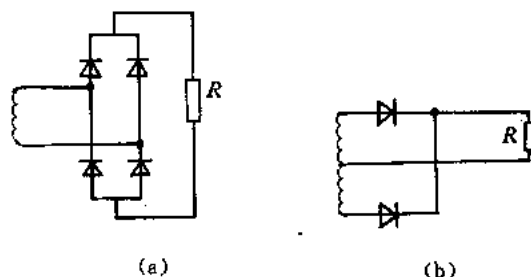


图 题 2.11

2.12 我们所谈论的“电力公害”是指什么?并简述改善的措施。

2.13 在相控整流电路(图题 2.13)中,图示给出的交流输入电压和电流之间的相位差  $\theta$  代表什么含义?

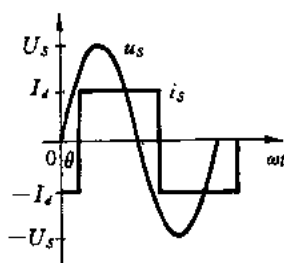


图 题 2.13

2.14 若电流波形为缺角正弦波,如图题 2.14 所示,求其三、五和七次电流谐波有效值?

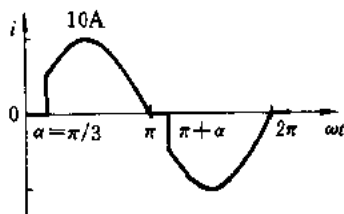


图 题 2.14

2.15 如图题 2.15 所示,当  $T_1$  管的触发角为  $\alpha_1$ ,  $T_2$  管的触发角为  $\alpha_2$  时,画出  $T_1$  管上的电压波形。并给出  $T_1$  管加反电压的时间。

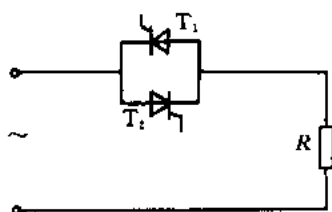


图 题 2.15

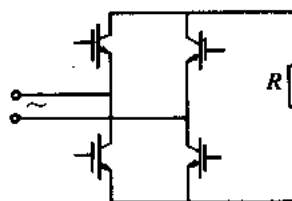


图 题 2.16

2.16 试问图题 2.16 所示的 IGBT 单相全控桥整流电路能否正常工作? 为什么? 并说明,若使其正常工作应采取什么措施。

- 2.17 综述抑制相控整流电路网侧电流谐波的措施。
- 2.18 综述改善相控整流电路网侧功率因数的措施。
- 2.19 简述双重变流器构成的原则。
- 2.20 为什么有环流的双重变流器的动态响应快?

## 第三章 AC/AC 变换技术

若需要不同于电网频率或频率可变的交流电源,通常可以实施以下两种方案:

(1) AC-DC-AC 变换:该方案必须通过 AC/DC 和 DC/AC 两个变换环节方能达到目的。AC/DC 变换已在第二章里讨论过了,而 DC/AC 变换将在第四章中介绍。

(2) AC/AC 变换:该方案无需中间直流环节就可直接将工频交流转换成频率可变的交流,故 AC/AC 变换亦称为直接变频(或周波变换)。

在采用逆阻型晶闸管作为电路的开关元件时,大多数的 AC/AC 变换均采用电网换流方式(自然换流一种),而很少采用强迫换流方式。但随着自关断器件的发展,强迫换流方式的 AC/AC 变换技术将会受到进一步的重视。

AC/AC 变换技术应用范围如下:

- (1) 大功率(几千千瓦以上)的交流传动。
- (2) 舰船用的或飞机上用的变速恒频(VSCF)电源。
- (3) 静止无功补偿。
- (4) 感应加热。
- (5) 其它。

本章主要是以第二章知识为基础介绍 AC/AC 变换的基本原理以及典型电路的特点。同时为了承前启后,先讨论一下逆阻型晶闸管的关断问题。

### 3.1 逆阻型晶闸管的关断问题

逆阻型晶闸管(包括其它换流型器件)由于自身的工作原理决定了它存在着器件导通后如何关断的问题?根据器件在电路中的工作环境,有下述两种关断方式。

#### (一) 自然关断方式(自然换流)

自然关断系指在电路工作过程中,器件中的电流总会出现自然过零,尔后器件又自动地加上反向电压而关断。该反向电压也可以很小,甚至为零。但需注意的是,器件上所加的反向电压一定要维持一段时间( $t_q$ ),直到器件恢复门极控制能力为止。属于这种关断方式的有:

(1) 利用网侧电压进行关断(电网换流)。第二章中所谈到的相控整流电路(强迫换流方式的除外)中的晶闸管关断方式均属此种方式。读者可根据上述定义回味这个问题。

(2) 利用负载的特性关断晶闸管(负载换流)。如图 3.1 所示,直流电路中负载为 LC (电路参数满足振荡条件)。当  $T_1$  管导通后,电路产生振荡,振荡电流通过  $T_1$  管。当振荡电流( $i$ )过零时,晶闸管中电流也自然过零,尔后器件就立即自动地加上反向电压( $-U_d$ )而关断。

#### (二) 强迫关断方式(强迫换流)

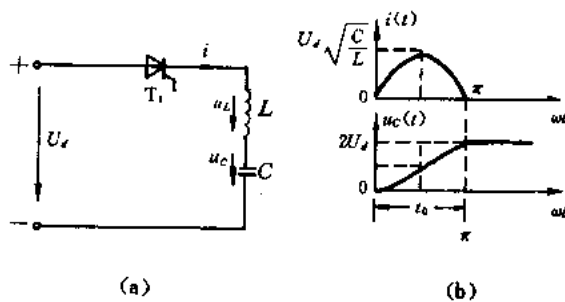


图 3.1 利用负载特性进行关断的电路及其波形(自然换流)

(a) 电路; (b) 波形

强迫关断是指在电路工作过程中,关断前,器件中的电流还保持相当大的数值,为使这样的器件关断,必须采取强制措施,迫使已导通晶闸管中的电流下降到零后还保持一段加反向电压的时间,直到器件恢复门极控制能力为止。与自然关断方式一样,所加的反向电压可以很小,甚至为零。

图 3.2 是一个强迫关断的例子。在直流电路中,主管  $T_1$  通过恒定的连续负载电流 ( $I$ )。欲使主管  $T_1$  关断,必须导通辅助管  $T_2$ ,将电容  $C$  上的电压 ( $U_0$ ) 反向加到主管  $T_1$  上,迫使其电流从  $I$  降到零,并加上如图所示的反向电压而关断。这时必须要求主管  $T_1$  上所加的反向电压时间 ( $t_q$ ) 大于器件的关断时间 ( $t_{off}$ ),即

$$t_q > t_{off} \quad (3.1)$$

其中  $t_q$  可按下式求得:

$$U_0 = \frac{1}{C} \int_0^{t_q} I dt = \frac{I t_q}{C}$$

或者

$$t_q = \frac{U_0 C}{I} \quad (3.2)$$

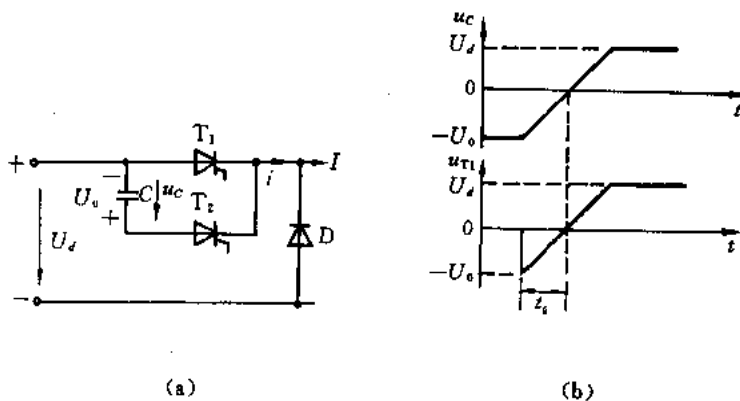


图 3.2 强迫关断电路及其波形(强迫换流)

(a) 电路; (b) 波形

## 3.2 AC/AC 变换的工作原理

### 3.2.1 工作原理

图 3.3(a)给出了 AC/AC 变换器的原理电路图。这实际上是由正组(P)双半波变流器和负组(N)双半波变流器反并联组成的。正组变流器由  $T_1$  和  $T_2$  组成,而负组由  $T'_1, T'_2$  组成。当正组工作时,负载端加上正向电压,而负组工作时,负载端加上负向电压。

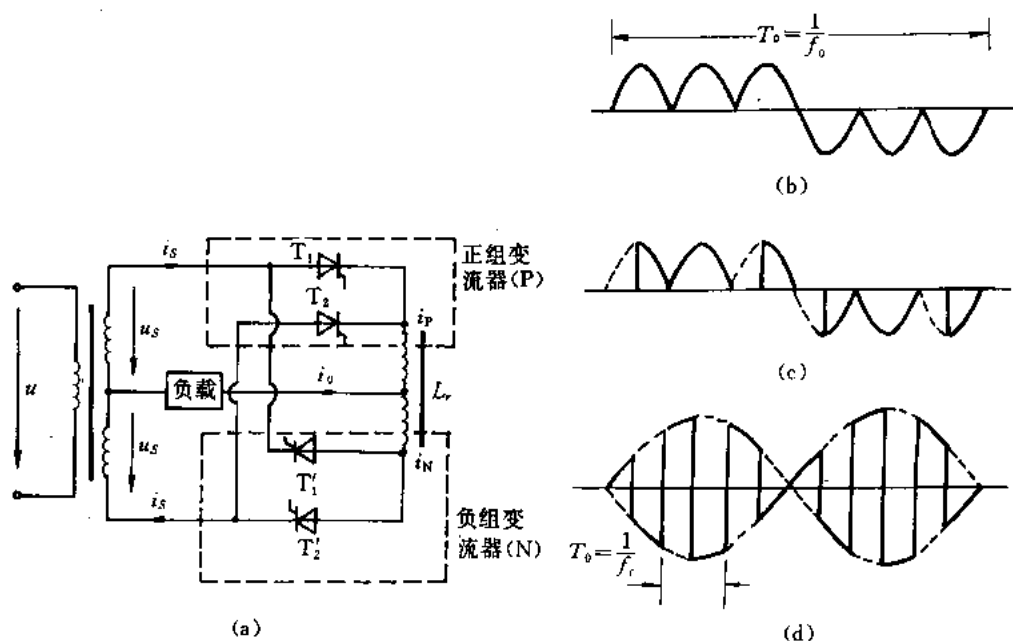


图 3.3 AC/AC 变换原理电路及其波形

(a) 原理电路; (b) 整半周方式; (c)  $\alpha$  调制方式; (d) 高频方式

现以纯电阻负载为例,并假定,两组变流器不同时工作,说明 AC/AC 变换器的工作原理。

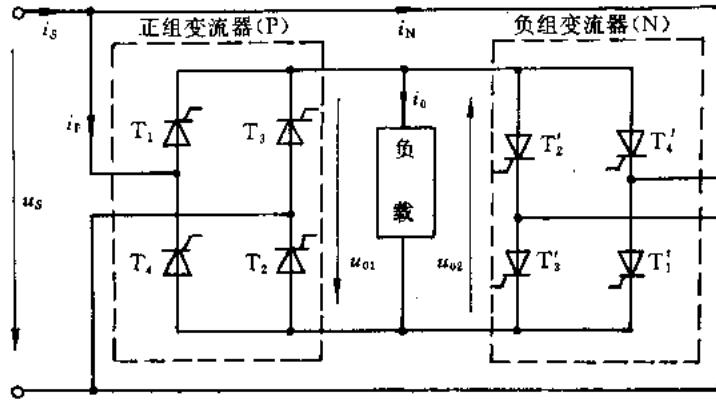
#### (一) 整半周工作方式

假定输出交流电压频率( $f_0$ )为电源频率( $f_s$ )的  $1/3$ ,即  $T_0 = 3T_s$ 。为此,在输出的前半周期间( $T_0/2$ ),让正组变流器工作三个电源电压整半周,此期间负组变流器被封锁;然后在输出的后半周期间,让负组变流器工作三个电源电压整半周,此期间的正组变流器停止工作,则获得如图 3.3(b)所示的波形,其输出电压中的基波分量频率为电源频率的  $1/3$ ,即  $f_0 = f_s/3$ 。以此类推,当每个输出电压半周内包含电源电压整半周个数为  $n$  时,则输出电压中的基波分量频率为电源频率的  $1/n$ ,即  $f_0 = f_s/n$ 。

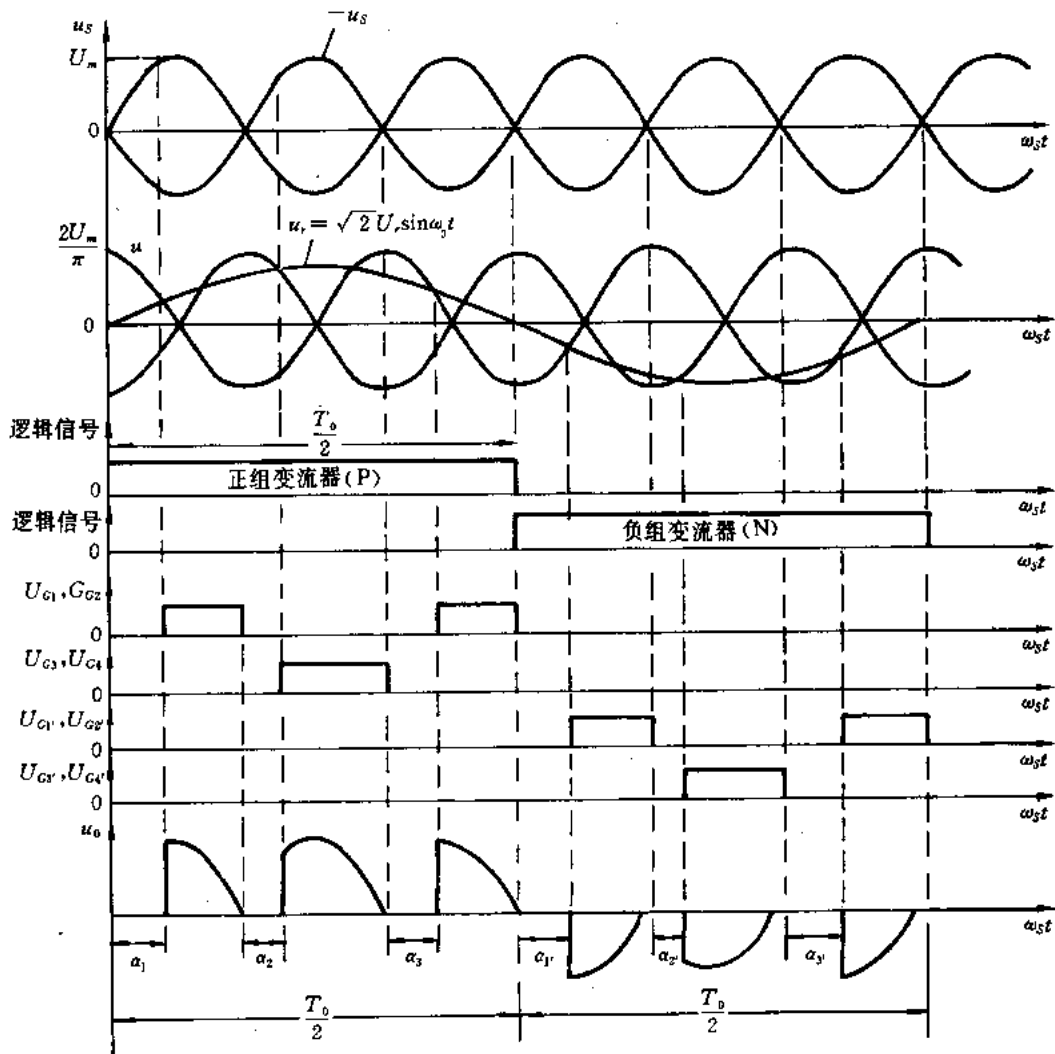
由以上分析可知,按整半周工作方式,输出频率无法连续改变,而且输出电压中包含了丰富的谐波。

#### (二) $\alpha$ 调制工作方式

若每个电源电压半周的触发角  $\alpha$  是不同的。而且输出按理想的正弦波进行调制,则能



(a)



(b)

图 3.4  $\alpha$  调制工作方式的实施原理图(纯阻负载)

(a) 电路图; (b) 确定  $\alpha$  的示意图

获得如图 3.3(c)所示的波形,其输出电压中的基波频率仍然为电源频率的 1/3,但其输出波形比图 3.3(b)的更接近正弦波,其谐波含量降低。这种工作方式是实际 AC/AC 变换器所采用的。

### (三) 高频工作方式

这种工作方式不同于前述两种,在一个电源电压半周内,两组变流器要轮流工作多次,当图 3.3(a)的晶闸管用自关断器件代替时,就可以实现这种工作方式,而且要求先封锁已导通的变流器,然后才能使另一组变流器投入工作。若在一个电源电压周期里,以高速率切换两组变流器,使其轮流工作,则能获得如图 3.3(d)所示的波形,并称它为“高频工作”方式。它同前述方式配合使用,可获得宽调频的好处。

## 3.2.2 $\alpha$ 调制工作方式的实现

现以单相桥 AC/AC 变换电路[见图 3.4(a)]为例,说明  $\alpha$  调制工作方式的原理及其实现方法。

设理想的输出波形为

$$u_r = \sqrt{2}U_r \sin \omega_0 t \quad (3.3)$$

对于  $p$  脉波变流器输出电压平均值的通用公式可表示为

$$U_0 = \frac{pU_m}{2\pi} \sin \frac{\pi}{p} [\cos \alpha + \cos(\alpha - \gamma)] \quad (\text{计重叠角}) \quad (3.4)$$

$$U_0 = \frac{pU_m}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha \quad (\text{不计重叠角}) \quad (3.5)$$

也就是说,变流器输出电压平均值  $U_0$  同触发角  $\alpha$  之间符合余弦函数关系。若能使周波变换器的输出电压的平均值符合正弦变化规律,则要求变流器的触发角  $\alpha$  按式(3.4)或(3.5)变化,即触发角  $\alpha$  应先由大到小,然后再由小变大。对于不计重叠角影响的单相全控桥变流器,令

$$u = \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha \quad (3.6)$$

则能符合要求。那么具体实施时,根据式(3.6)的要求,就是将所希望的输出电压波形  $u_r = \sqrt{2}U_r \sin \omega_0 t$  同  $u = \frac{2U_m}{\pi} \cos \omega_0 t$  进行比较,从而求得对应输出电压每瞬时的触发角大小,如图 3.4(b)所表示的那样。此图是对应纯阻负载的,因此两组变流器都工作于整流方式。若负载为感性,如图 3.5,这时无无论是 P 还是 N 变流器都要工作于“整流”和“逆变”两种方

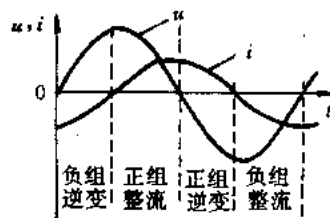


图 3.5 AC/AC 变换器的负载为感性时确定变换器工作方式示意图

式。当负载电流正向流动时，P 变流器工作；当负载电流反向流动时，N 变流器工作（对于容性负载，也一样分析）。这时变流器的触发角的确定，如图 3.6 所示。其确定原则是：

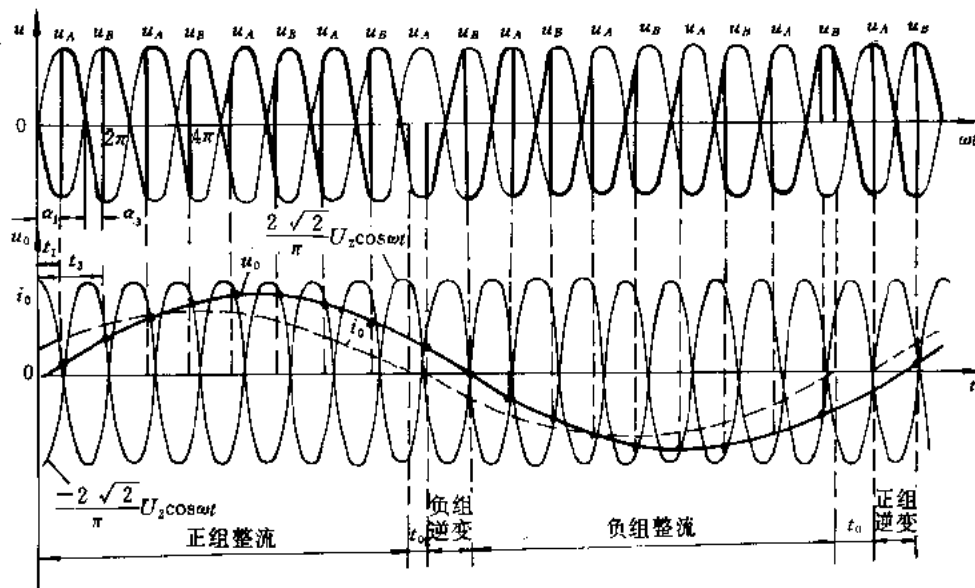


图 3.6 整流和逆变状态同时存在时确定  $\alpha$  的示意图

(1) 整流方式按余弦波的下降边同理想输出正弦波相交点确定（而不管正组还是负组）。

(2) 逆变方式按余弦波的上升边同理想输出正弦波的交点确定（也不管是正组还是负组）。

但为了保证两组中的晶闸管不会同时导通，两组之间要留有一定间隙时间  $t_0 (> t_{off})$ ，在这期间，两组变流器同时都不工作。上述原则对于三相 AC/AC 变换器也是适用的。

### 3.3 AC/AC 变换器典型电路

#### 3.3.1 三脉波单相负载 AC/AC 变换器

其电路图示于图 3.7。这是两组三脉波变流器组成的 AC/AC 变换器。当供给纯阻负载时，两组变流器都工作于整流方式。图 3.8(a)和(b)给出了两种负载时电压的波形。当供给感性负载时，两组变流器都分别在某个区段工作于整流方式，而在另外一个区段工作于逆变方式。其输出电压为最大以及为其最大值一半时的波形示于图 3.9(a)和(b)。

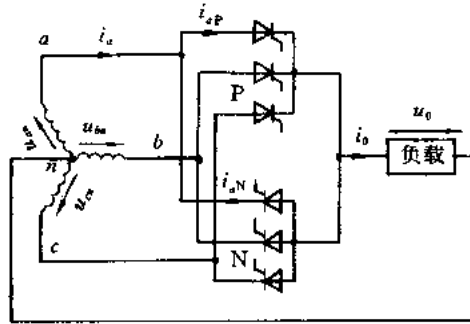
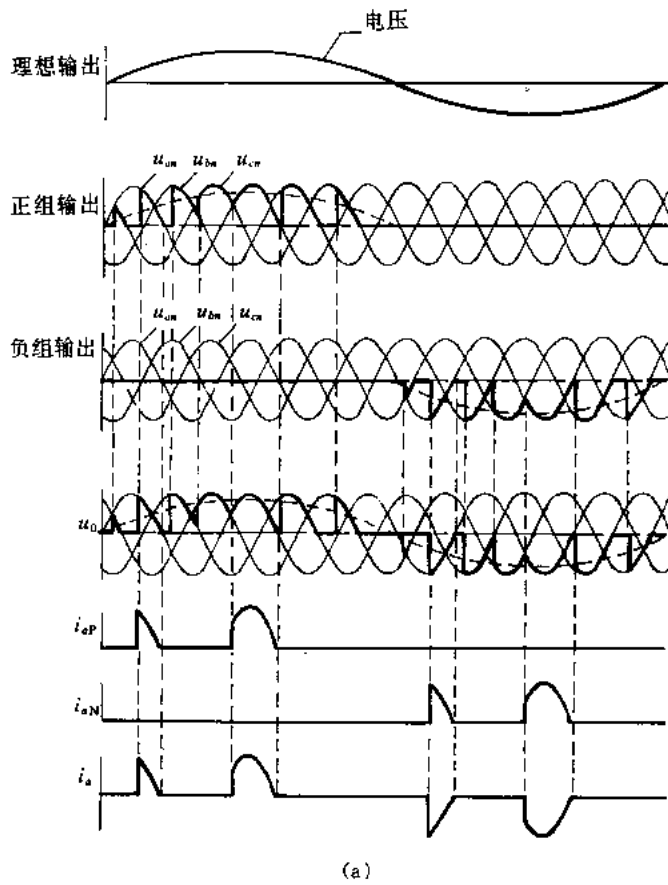
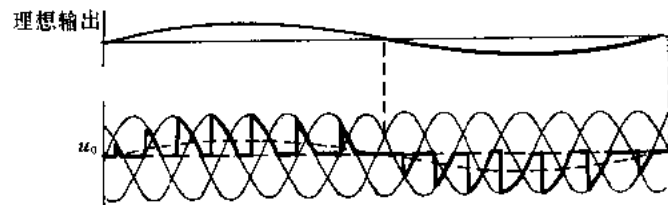


图 3.7 三脉波单相负载 AC/AC 变换器电路



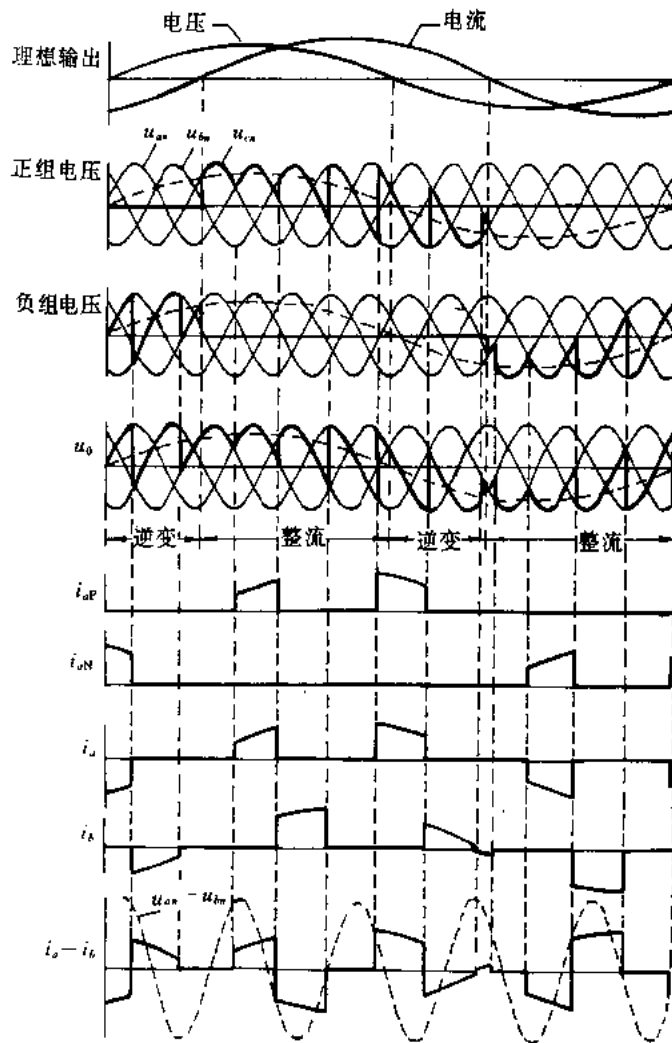
(a)



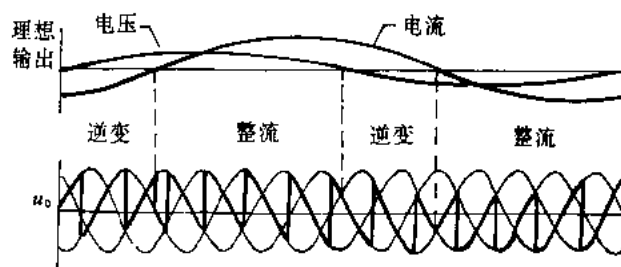
(b)

图 3.8 纯阻负载时的波形(对应图 3.7 电路)

(a) 负载电压达到最大值; (b) 负载电压达到最大值的一半



(a)



(b)

图 3.9 感性负载时的波形(对应图 3.7 电路)  
 (a) 输出电压最大; (b) 输出电压为最大值的一半

### 3.3.2 三脉波和六脉波三相负载 AC/AC 变换器

三脉波和六脉波三相负载 AC/AC 变换器电路示于图 3.10(a)和(b)。三脉波三相电

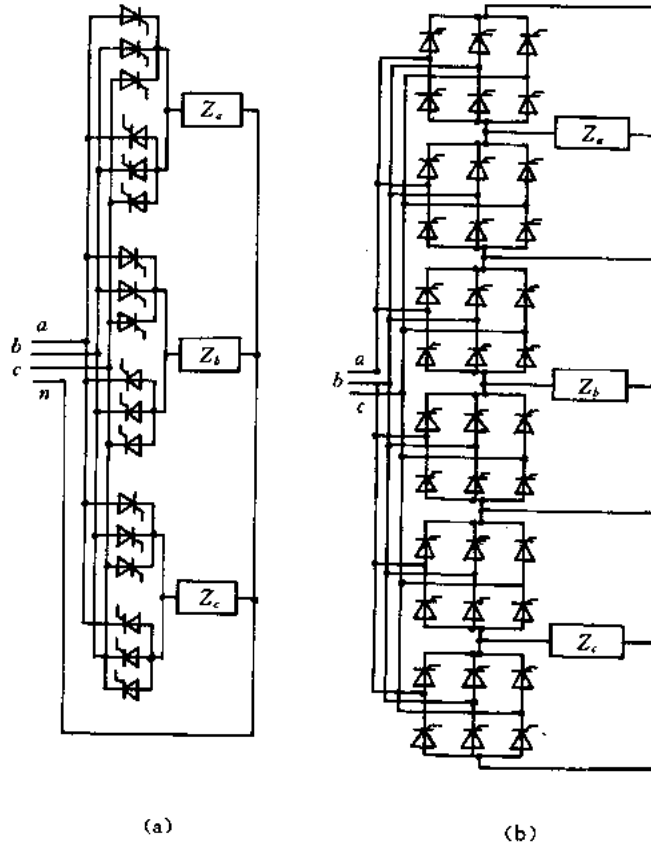


图 3.10 具有三相输出的 AC/AC 变换器电路  
(a) 三脉波三相; (b) 六脉波三相

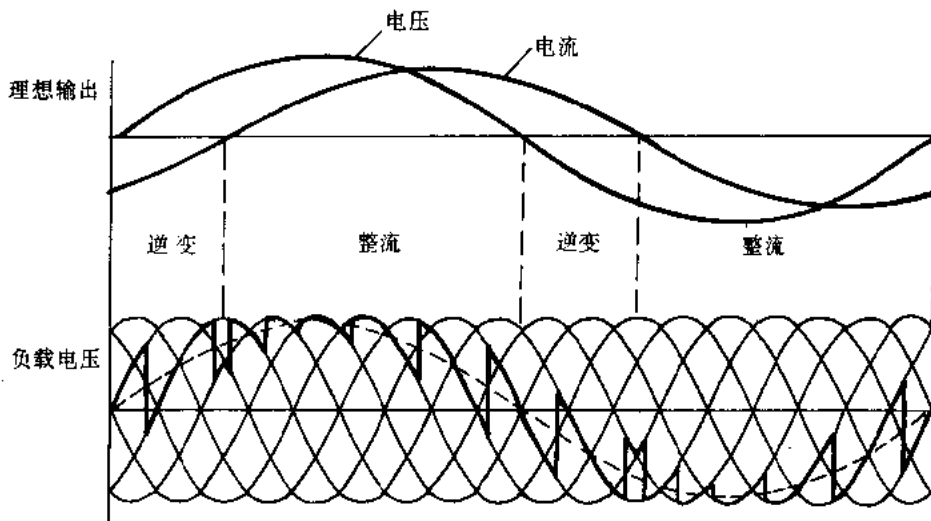
路用了 18 只晶闸管,而六脉波三相电路用了 36 只晶闸管。可见,AC/AC 变换器在提高脉波数时所用的开关器件是很多的。但因脉波数提高,输出电压波形更加接近正弦波,比较图 3.11 和图 3.4 所示波形可以证明之。

通常,电网换流的 AC/AC 变换器的输出频率限于电源频率的  $1/3$  以下,因为过高的输出频率将带来谐波增加的坏处。改变基准正弦波的频率,就可以改变输出频率。改变调制因子,就可以改变输出电压。输出电压的峰值取决于变流器所能提供的最大输出电压的平均值。三相负载工作波形示于图 3.12,供参阅。

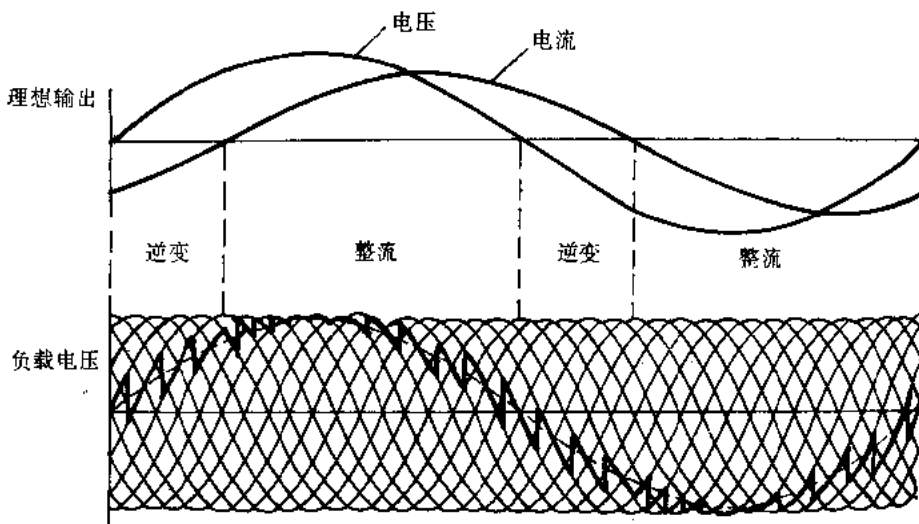
此外,值得注意的有两点:

- (1) 无论负载是感性的、容性的还是阻性的,网侧电流总是滞后于其相应的电压。
- (2) 网侧基波电流滞后于相应电压的相角比负载的功率因数角大。

从上面的分析可知,AC/AC 变换器实质上就是双重变流器。因此,从控制上,除采用



(a)



(b)

图 3.11 六脉波电路和十二脉波电路的输出电压波形比较

(a) 六脉波联结, (b) 十二脉波联结

无环流控制方式外,亦可采用有环流控制方式。不过,环流工作方式仅在负载电流较低时使用,以维持负载电流的连续,从而改善负载电流波形。当负载电流增大时,又改换为无环流控制方式。

### 3.3.3 AC/AC 变换器的控制原理

AC/AC 变换器控制电路的框图示于图 3.13。由框图可知,三相输入电源经余弦波变换器产生一组合适的余弦波。该余弦波同可控的基准正弦波发生器输出的波形进行比较,

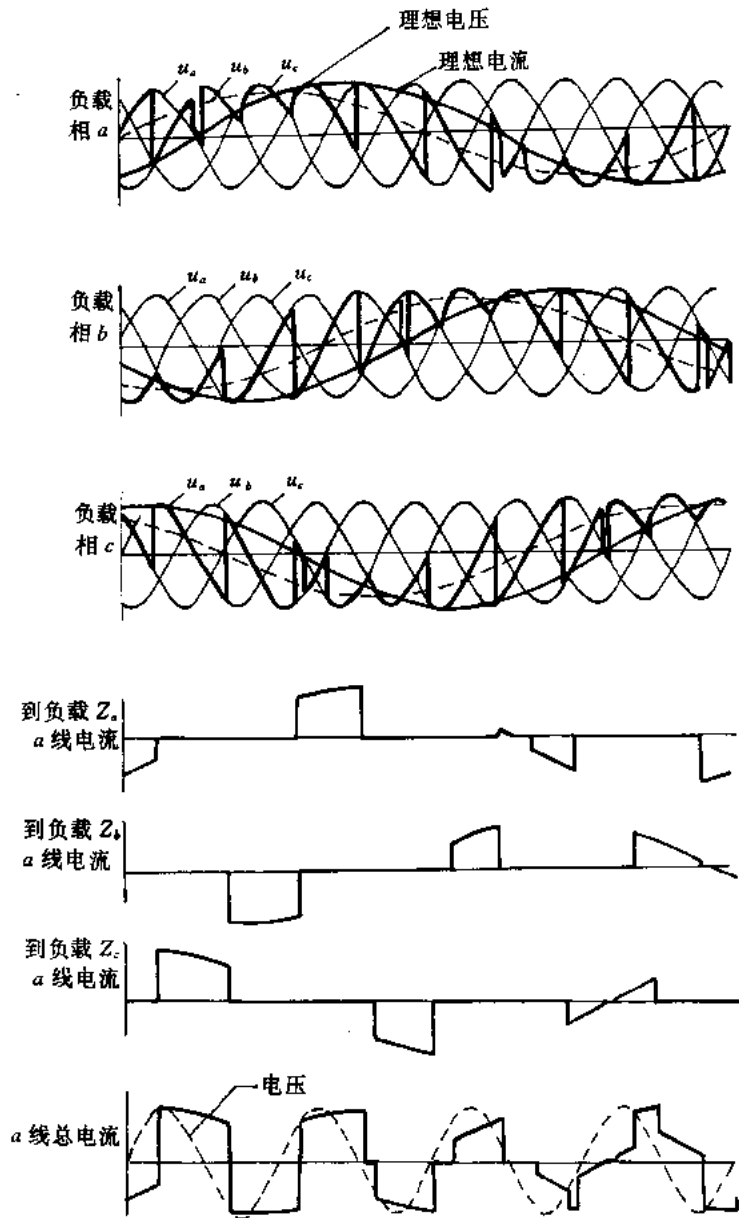


图 3.12 三相负载 AC/AC 变换器工作波形

以使产生合适的触发信号, 送给触发脉冲电路。该输出脉冲何时送给各自的变流器受封锁信号的控制, 即负组变流器无输出电流时, 正组变流器接受到触发信号, 反之亦然。若变流器工作在有环流方式, 必须使电流检测信号不起作用, 并按  $\alpha_p + \alpha_N = \pi$  原则控制两组变流器处于合适的工作方式(整流或逆变)。

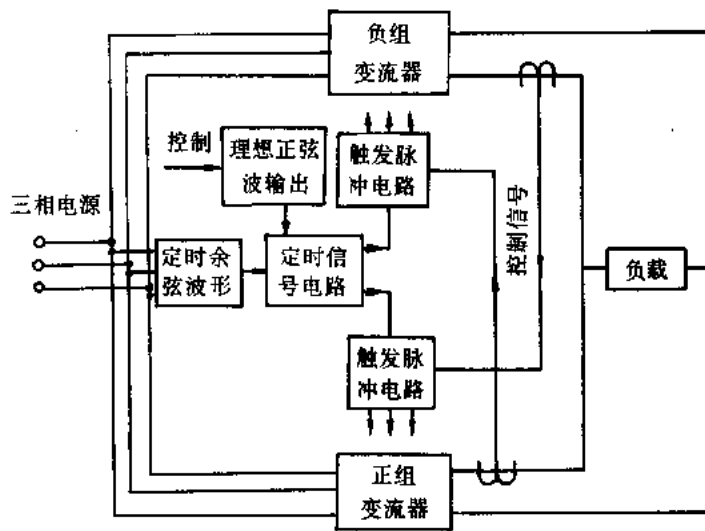


图 3.13 AC/AC 变换器控制电路框图

### 思考与练习三

- 3.1 何谓自然关断和强迫关断?
- 3.2 是否场控器件的关断都属于强迫关断?
- 3.3 请说明如何保证晶闸管可靠关断?
- 3.4 晶体管关断时,施加反电压关断和不施加反电压关断有何不同,特别是对晶体管的哪些动态参数有影响?
- 3.5 对于场控器件(VDMOS, IGBT),过快的关断将产生什么问题? 并简述改善措施。
- 3.6 AC/AC 变换器中的晶闸管的关断条件同整流电路中的一样吗?
- 3.7 双重变流器与整半周工作方式的 AC/AC 变换器在电路结构和工作原理上有什么差异?
- 3.8 为什么 AC/AC 变换器主要应用于低于同步速 1/3 以下的变频调速系统?
- 3.9 简述如何减少 AC/AC 变换器输出侧的谐波。
- 3.10 整半周工作方式的 AC/AC 变换器能否实现频率的连续调节? 为什么?
- 3.11 AC/AC 变换器中,能否使用自关断器件? 并请举例说明。
- 3.12 请说明电路中晶闸管的关断过程(用第四章图 4.23)。
- 3.13 请说明电路中晶闸管的关断过程(用第四章图 4.24)。
- 3.14 AC/AC 变换器能否用于低频感应加热?

## 第四章 DC/AC 变换技术

### ——无源逆变

将直流变换成交流称之为 DC/AC 变换,也就是通常所说的(无源)逆变。它是电力电子技术领域中最活跃的部分,是读者学习的重点。

逆变技术在科研、国防、生产和生活领域广泛应用中,因负载对其要求的不同,而以其复杂繁多的电路现象呈现在人们的面前。初学者对此颇感困难,为此,本章将结合电路理论和器件知识,较详细地阐述基本电路的工作原理、特点及其分析方法,以便使读者通过本章的学习能较好地分析、理解许多实际电路及其在应用中遇到的问题。

#### 4.1 概述及逆变器分类

##### 4.1.1 概述

随着电力半导体器件的发展,逆变技术的应用范围得到进一步拓宽,它几乎渗透到国民经济的各个领域。尤其是高压、大电流、高频三者兼备的场控器件的开发成功,为简化逆变主电路,提高逆变器的性能以及高频脉宽调制(PWM)技术的广泛应用奠定了基础,推动着高频逆变技术的发展,使电力电子技术的应用进入了比较灵活自如地改变频率的发展阶段。当今基本电路的逆变频率已从早期的几十赫~几千赫提高到几十千赫~几百千赫。因此逆变器的应用频率将在下述几方面得到扩展。

##### 1. 非工频交流负载

- (1) 感应加热:几十赫~几百千赫。
- (2) 长波通讯:几十千赫。
- (3) 甚低频发射机:十几千赫。
- (4) 功率超声应用:十几千赫~几十千赫。
- (5) 电火花加工:几百赫~几十千赫。
- (6) 声纳电源:十几千赫。
- (7) 臭氧发生器:几十千赫。
- (8) 其它。

##### 2. 交流电机变频调速

- (1) SCR 变频调速:调制频率小于 1kHz。
- (2) GTR 变频调速:调制频率为 2~3kHz。
- (3) IGBT 变频调速:调制频率为几十千赫(国外已有系列产品)。

##### 3. 高频内调制的应用

- (1) 不间断电源(UPS)及备用电源:几十千赫。
- (2) 高频逆变式整流焊机:几十千赫。

- (3) 激光电源:几十千赫。
- (4) 高频电镀电源:几十千赫。
- (5) X射线机高压直流电源:几千赫~几十千赫。
- (6) 通用高压直流电源:几千赫~几十千赫。
- (7) 其它小型轻量化电源。

#### 4. 通用逆变器:几十赫~几十千赫

#### 5. 特殊用途逆变器

- (1) 高频电子镇流器。
- (2) 太阳能、风能和波能等发电。
- (3) 快速充电。
- (4) 脉冲镀。
- (5) 等离子脉冲发生器电源。
- (6) 其它。

### 4.1.2 逆变器的分类

逆变器基本上分为单相和三相两大类,单相逆变器适用于小、中功率,三相逆变器适用于中、大功率。这两大类又可按下面特点进行归类。

#### 1. 按输入电源的特点

- (1) 电压型(VFI):输入电源为恒压源。
- (2) 电流型(CFI):输入电源为恒流源。
- (3) 谐振环型:谐振交流环和谐振直流环。

#### 2. 按电路结构特点

- (1) 半桥式。
- (2) 全桥式。
- (3) 推挽式。
- (4) 其它形式:例如单管逆变电路等。

#### 3. 按器件的换流特点

- (1) 换流型:互补形式、辅助形式、串联逆变和并联逆变(SCR)等。
- (2) 自换流型:采用自关断器件的均属此类。

#### 4. 按负载特点

- (1) 非谐振式。
- (2) 谐振式。

#### 5. 按输出波形特点

- (1) 正弦波。
- (2) 非正弦波。

当然逆变器的分类方法很多,本书采用上述分类方法。

### 4.1.3 逆变器的波形参数指标

实际逆变器的输出波形总含有谐波,而偏离理想正弦波形,为了评价逆变器输出波形的质量,可引入下述几个参数。

#### 1. 谐波因子 $HF$ (Harmonic factor)

第  $n$  次谐波因子  $HF_n$  定义为第  $n$  次谐波分量有效值同基波分量有效值之比,即

$$HF_n = \frac{U_n}{U_1} \quad (4.1)$$

#### 2. 总谐波(畸变)因子 $THD$ (Total harmonic distortion factor)

定义如下:

$$THD = \frac{1}{U_1} \left( \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} U_n^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (4.2)$$

该参数表征了一个实际波形同其基波分量接近的程度。输出为理想正弦波的  $THD$  为零。

#### 3. 畸变因子 $DF$ (Distortion factor)

总谐波因子  $THD$  指示了总的谐波含量,但它并不能告诉我们每一个谐波分量的影响程度。很显然,如果逆变输出通过滤波时,高次谐波将衰减得更加厉害,因此了解各次谐波的频率和幅值是非常重要的,为了表征经二阶滤波后谐波引起波形畸变的程度,引入畸变因子,并定义如下:

$$DF = \frac{1}{U_1} \left[ \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left( \frac{U_n}{n^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.3)$$

因此对于第  $n$  次谐波的畸变因子  $DF_n$  可定义如下:

$$DF_n = \frac{U_n}{U_1 n^2} \quad (4.4)$$

#### 4. 最低次谐波 $LOH$ (Lowest-order harmonic)

最低次谐波定义为与基波频率最接近的谐波。

对于逆变装置来说,其性能指标,除波形参数指标外,还应包括下列内容:

- (1) 逆变效率。
- (2) 单位重量(或单位体积)输出功率。
- (3) 可靠性指标。
- (4) 其它。

## 4.2 基本的逆变电路

### 4.2.1 单相半桥式逆变电路(电压型)

图 4.1 给出了电压型半桥式逆变电路。当电容  $C$  相对逆变频率足够大时,则电容上的电压基本上维持不变,则可用图 4.2(a)代替图 4.1。若负载为纯电阻( $R$ ),  $T_1$  和  $T_2$  分别接通  $\frac{T_0}{2}$  时间,则获得如图 4.2(b)的输出波形。对于电阻负载,两只整流管( $D_1$  和  $D_2$ )都不

参与导电,因此这两只整流管可以取消。由波形可知,输出电压波形是方波,其幅值为

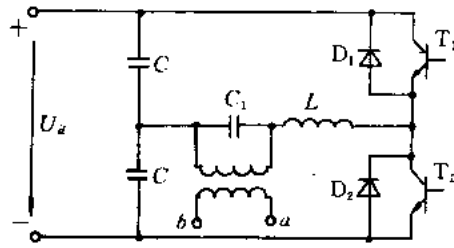


图 4.1 半桥式逆变电路(电压型)

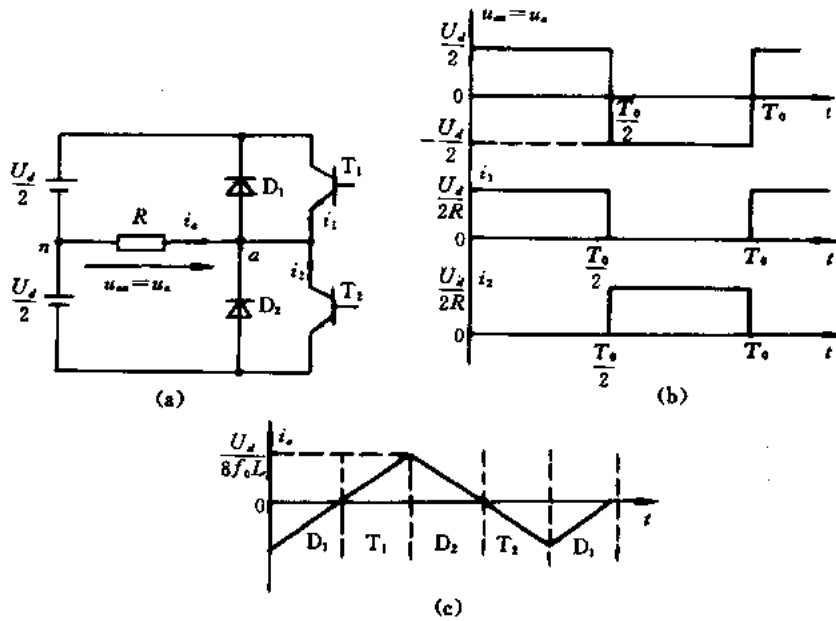


图 4.2 单相半桥式逆变电路及其波形(电压型)  
(a) 电路; (b) 负载波形(R); (c) 负载波形(L)

$U_d/2$ ,因此输出电压有效值为

$$U_a = \left[ \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} \frac{U_d^2}{4} dt \right]^{1/2} = \frac{U_d}{2} \quad (4.5)$$

其瞬时值表达式为

$$u_a = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2U_d}{n\pi} \sin n\omega t \quad (4.6)$$

其中,  $\omega = 2\pi f_0$  为输出电压的角频率。当  $n=1$  时,其基波分量的有效值为

$$U_1 = \frac{2U_d}{\sqrt{2}\pi} = 0.45U_d \quad (4.7)$$

为保证电路正常工作,  $T_1$  和  $T_2$  管不能同时导通,否则将出现直流侧短路的现象,即所谓逆变颠覆问题。改变晶体管的激励信号的频率,输出电压的频率也随之改变。

当负载为纯电感( $L$ )时,若  $T_1$  管在  $\frac{T_0}{2}$  关断(激励信号消失),由于电感中电流不能突然改变方向,此时即使  $T_2$  管加上激励信号,负载电流  $i_a$  也必须通过  $D_2$  管流通直到  $i_a=0$  时, $T_2$  管才导通,负载电流开始反向。同理可分析, $T_2$  管关断时,负载电流先要通过  $D_1$  管流通,直至  $i_a=0$  时, $T_1$  管才导通,负载电流开始又一次反向。当  $D_1$  或  $D_2$  管导通时,能量返回电源,故称此二极管为反馈二极管。

对纯电感负载,每个晶体管的导通时间均为  $\frac{T_0}{4}$ 。对于感性负载随着负载的功率因数从零变到 1,每个晶体管的导通时间从  $\frac{T_0}{4}$  变到  $\frac{T_0}{2}$ 。纯电感( $L$ )时的波形示于图 4.2(c),其负载电流峰值( $i_{am}$ ),可由下式求得

$$i_{am} = \frac{U_d}{8f_0L} \quad (4.8)$$

该电路中,不能简单地用晶闸管(SCR)去代替晶体管,必须用带有辅助关断电路的单元去替换之,而且要求向欲导通的晶闸管发出触发脉冲的时刻至少要比向欲关断的晶闸管发出关断脉冲时刻延后一段时间( $t_{off}$ ),以避免出现逆变颠覆现象。

#### 4.2.2 单相桥式逆变电路(电压型)

电压型桥式逆变电路示于图 4.3(a),带纯阻和纯感负载时的波形示于图 4.3(b)和(c)。其电路工作原理同半桥式逆变电路一样,此处不再赘述。

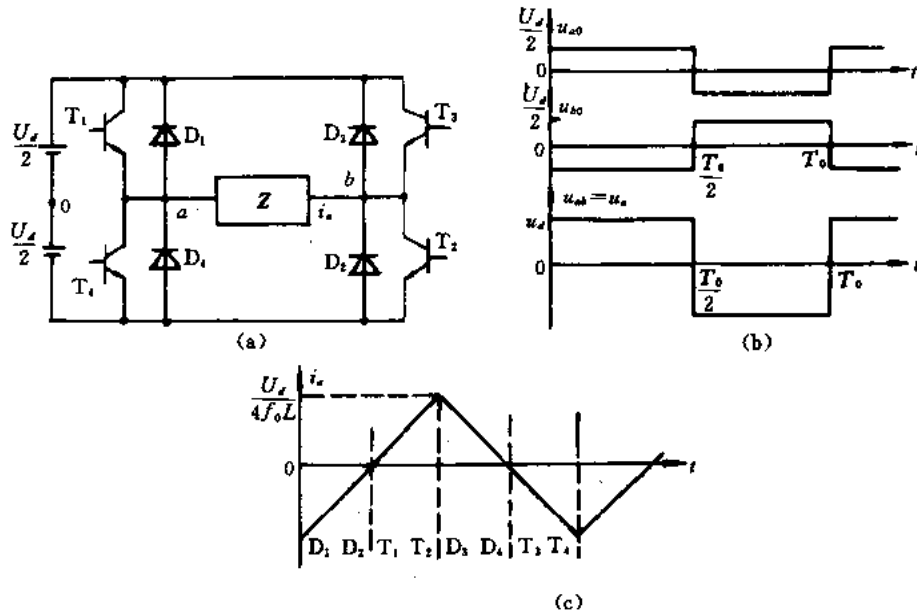


图 4.3 单相桥式逆变电路及其波形(电压型)  
(a) 电路; (b) 波形( $R$  负载); (c) 波形( $L$  负载)

但其输出电压有效值和瞬时值分别为

$$U_o = \left[ \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} U_d^2 dt \right]^{1/2} = U_d \quad (4.9)$$

$$u_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4U_d}{n\pi} \sin n\omega t \quad (4.10)$$

其基波分量有效值可表示为

$$U_1 = \frac{4U_d}{\sqrt{2}\pi} = 0.9U_d \quad (4.11)$$

需注意的是,当电源电压( $U_d$ )和负载( $R$ )不变时,桥式电路的输出功率是半桥式的4倍。对于纯电感负载,其负载电流峰值为

$$i_{am} = \frac{U_d}{4f_0L} \quad (4.12)$$

无论是半桥式还是桥式逆变电路,若逆变电路输出频率比较低,其电路中的开关元件可以采用GTO或GTR;若逆变输出频率比较高,可以采用双极型晶体管,VDMOS,IGBT以及其它高频自关断器件。

当负载为感性负载( $RL$ )时,亦可求得瞬时负载电流 $i_o$ 的表达式为

$$i_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{U_m}{nZ_n} \sin(n\omega t - \theta_n) \quad (4.13)$$

其中

$$U_m = \begin{cases} \frac{4U_d}{\pi} & (\text{全桥}) \\ \frac{2U_d}{\pi} & (\text{半桥}) \end{cases} \quad (4.14)$$

$$Z_n = [R^2 + (n\omega L)^2]^{1/2} \quad (4.15)$$

$$\theta_n = \arctg\left(\frac{n\omega L}{R}\right) \quad (4.16)$$

### 4.3 谐振(负载)式逆变电路

#### 4.3.1 概述

当负载为 $RLC$ 且满足振荡条件时,这种负载称为谐振负载。这种谐振负载既可以是串联的,也可以是并联的。对于谐振负载,可以通过改变逆变频率来改变输出电压和功率,例如,感应加热负载和中频X射线机高压逆变负载。因此,对输出频率没有严格要求,而又要求改变输出电压的场合,可以利用谐振式逆变电路来达到目的。

谐振式逆变电路的特点是:

(1) 逆变电路输出波形为方波(方波电压或方波电流)。

(2) 对于这种负载,可以将逆变频率调谐在谐振频率附近,从而获得正弦的输出电流或电压,而无需通过低通滤波器来消除其最低次谐波,所谓“谐振”逆变电路也是因此而得名的。

(3) 因为是利用负载的谐振特点,电路中的元件要承受很大的电流或电压。对于电力

半导体器件来说,就会因此而引起很大的器件应力,这是谐振式逆变器的一大缺点。

谐振式逆变器有电压型串联谐振式和电流型并联谐振式两种。对于串联谐振式逆变器,其输出电压为方波,负载电流波形接近正弦波,而并联谐振式逆变器的输出电流为方波,负载的电压波形接近正弦波。

### 4.3.2 电压型串联谐振式逆变电路

#### (一) 串联谐振槽路及频域响应特性

串联谐振槽路(RLC)示于图 4.4(a)。其导纳可表示为:

$$Y(s) = \frac{1}{sL + \frac{1}{Cs} + R} = \frac{sC}{s^2LC + sRC + 1} \quad (4.17)$$

它是复频率  $s=j\omega$  的函数。若令  $\alpha = \frac{R}{2L}$ ,  $\omega_0 = \frac{1}{(LC)^{\frac{1}{2}}}$ , 则有

$$Y(s) = \left(\frac{1}{R}\right) \frac{2\alpha s}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2} \quad (4.18)$$

由式(4.18)可知,在谐振,即  $s=j\omega_0$  时,电感和电容阻抗互相抵消,  $Y(s_0) = 1/R$ , 即电路阻抗为纯阻性质,频域的对数幅频特性示于图 4.4(b)。曲线的陡峭程度可用半宽度来描述,也就是半功率点或 3 分贝(3dB)点的频率范围。对于串联谐振,3dB 点出现在  $s = j(\omega_0 \pm \alpha)$  处,所以其半宽度为  $2\alpha$ 。

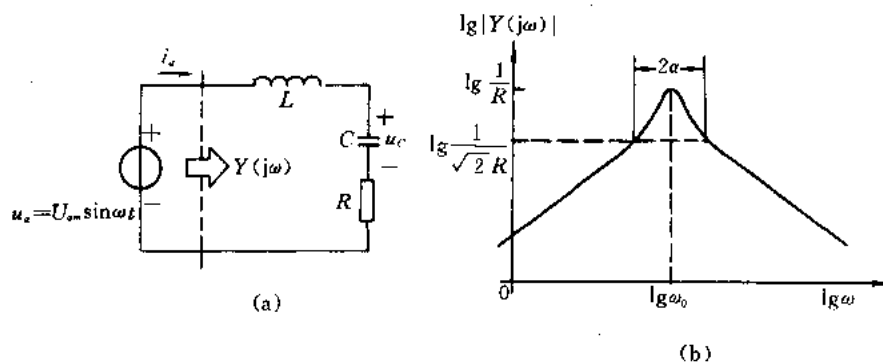


图 4-4 串联谐振槽路及其频率响应

(a) 电路; (b) 对数幅频特性

若令串联谐振电路的品质因数为

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\omega_0}{2\alpha} \quad (4.19)$$

则式(4.18)可变为

$$Y(s) = \left(\frac{1}{R}\right) \frac{\frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0}}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0} + 1} \quad (4.20)$$

## (二) 谐振时的特点

(1) 当  $s=j\omega_0$  时,  $Y(s_0)=\frac{1}{R}$  也就是说, 谐振时的负载 ( $R$ ) 电压等于电源电压, 即

$$u_R = u_{am} = U_{am} \sin \omega_0 t$$

所以

$$i_a = \frac{U_{am}}{R} \sin \omega_0 t$$

(2) 电容和电感上的电压, 可达电源电压的  $Q$  倍。在一般情况下, 电路中电流  $i_a$  可表达为

$$I_a(s) = U_a(s) Y(s)$$

而

$$\begin{aligned} U_C(s) &= \frac{I_a(s)}{sC} = U_a(s) \frac{Y(s)}{sC} = U_a(s) \frac{2as}{s^2 + 2as + \omega_0^2} \frac{1}{sCR} \\ &= U_a(s) \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2as + \omega_0^2} \frac{2a}{\omega_0^2 RC} = U_a(s) \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2as + \omega_0^2} \end{aligned} \quad (4.21)$$

于是有

$$\left| \frac{U_C}{U_a} \right| = \left| \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2as + \omega_0^2} \right| \quad (4.22)$$

当  $s=j\omega_0$  时

$$\left| \frac{U_C}{U_a} \right|_{s=j\omega_0} = \frac{\omega_0}{2a} = Q \quad (4.23)$$

式 (4.23) 表明, 谐振时电容 (或电感) 上的电压值正比于谐振电路的  $Q$  值, 可比输入电源电压值高出许多倍。

## (三) 输入电源为交流方波电压

前面所讨论的只是针对输入电源为正弦波的情况, 加交流方波电压源的串联谐振电路示于图 4.5(a)。

只要  $\omega = \omega_0$ , 而且  $Q$  值足够大时, 则  $i_a$  中所含的谐波分量很少, 而且电流  $i_a$  非常接近正弦波, 故有

$$i_a \approx |Y(j\omega_0)| U_{a1m} \sin \omega_0 t = \left( \frac{1}{R} \right) \frac{4U_d}{\pi} \sin \omega_0 t \quad (4.24)$$

其中,  $U_{a1m}$  为方波电压的基波分量幅值, 在这种情况下, 谐振槽路电流  $i_a$  与输入方波电压同相。在此处, 我们看到了, 利用电路的谐振性质来滤除谐波的例子, 其波形示于图 4.5(b)。

当电压源频率大于谐振频率, 即  $\omega > \omega_0$  时,  $LC$  作用相当于一个电感 ( $L_E$ ), 即

$$L_E = L \left( 1 - \frac{1}{\beta^2} \right) \quad (4.25)$$

其中,  $\beta = \frac{\omega}{\omega_0}$ 。在这样情况下, 谐振电路的阻抗等值于  $LR$  电路, 如图 4.6(a), 于是输入电源的基波电压  $u_{a1}$  就加在  $L_E R$  上。若假定滤波器能将高次谐波滤除, 使得  $i_a \approx i_{a1}$ , 则有

$$i_a \approx i_{a1} = I_{a1m} \sin(\omega t - \theta) \quad (4.26)$$

$$I_{a1m} = \frac{4U_d}{\pi R} \left[ \frac{1}{\sqrt{\frac{\omega^2 L_E^2}{R^2} + 1}} \right] \quad (4.27)$$

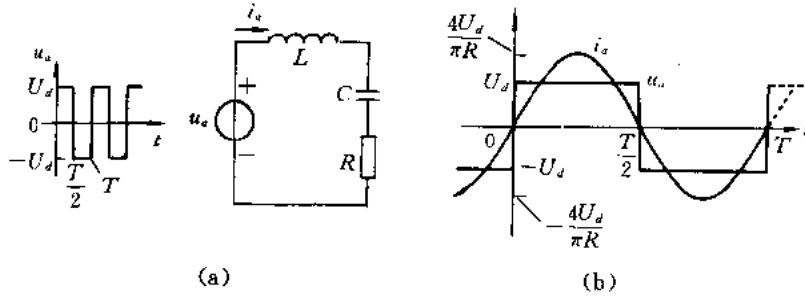


图 4.5 输入为方波电压的串联谐振电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形 ( $\omega = \omega_0$ )

$$\theta = \operatorname{arctg}\left(\frac{\omega L_E}{R}\right) \quad (4.28)$$

显然,在  $\omega > \omega_0$  时,  $i_a$  的幅值比  $\omega = \omega_0$  时的小。其波形示于图 4.6(b)。

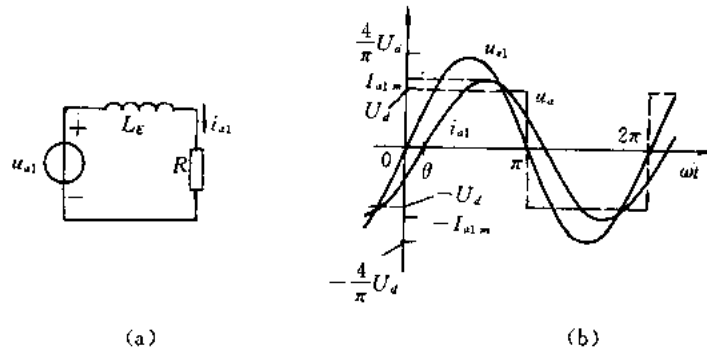


图 4.6  $\omega > \omega_0$  时的等值电路及其波形

(a) 等值电路; (b) 波形

当  $\omega < \omega_0$  时,  $LC$  的作用相当于一个电容 ( $C_E$ ), 即

$$C_E = \frac{C}{1 - r^2} \quad (4.29)$$

其中,  $r = \omega / \omega_0$ 。此时的谐振电路阻抗等值于  $RC$  网络, 如图 4.7(a)。只要  $\omega$  不是比  $\omega_0$  低得太多, 仍足以使  $i_a \approx i_{a1}$ , 则有

$$i_a \approx i_{a1} = I_{a1m} \sin(\omega t + \theta) \quad (4.30)$$

$$I_{a1m} = \frac{4U_d}{\pi R} \left[ \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega C_E R}\right)^2 + 1}} \right] \quad (4.31)$$

$$\theta = \operatorname{arctg}\left(\frac{1}{\omega R C_E}\right) \quad (4.32)$$

同理, 在  $\omega < \omega_0$  时,  $i_a$  的幅值比  $\omega = \omega_0$  时的小。其波形示于图 4.7(b)。

#### (四) 输出电压和功率的控制

从上面分析可知, 只要电源频率 ( $\omega$ ) 偏离槽路的谐振频率 ( $\omega_0$ ), 在附加阻抗上就引起了电压降落, 因此负载 ( $R$ ) 上的电压就要减少。当槽路的  $Q$  值比较大, 这种偏离将会引起负载上电压大的变化。也就是说, 可以通过改变逆变器的工作频率来改变负载上的电压和

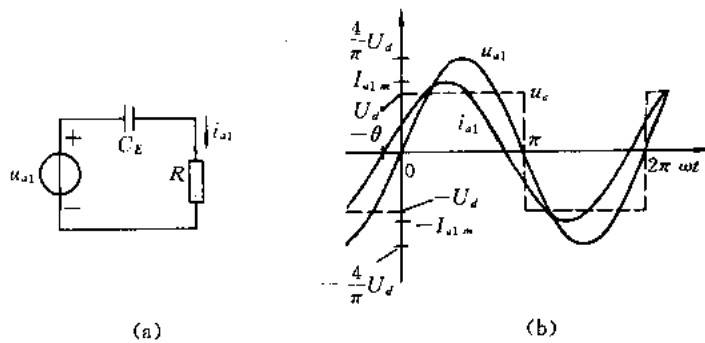


图 4.7  $\omega < \omega_0$  时的等值电路及其波形  
(a) 等值电路; (b) 波形

功率,即所谓调频调压和调频调功。

### (五) 电压型串联谐振式逆变电路

电压型串联谐振式逆变电路示于图 4.8,利用该电路,使  $T_1$  和  $T_2$  轮流工作半个逆变周期,则在串联谐振槽路的端口获得交流方波电压。

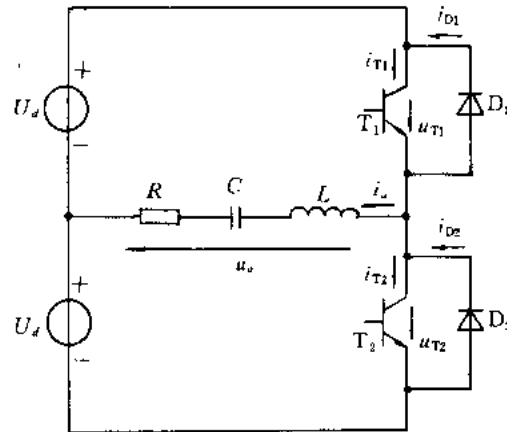


图 4.8 电压型串联谐振式逆变电路(半桥)

当逆变电路工作在谐振频率( $\omega_0$ )时,开关器件的状态转换总是发生在开关器件电流过零的时刻,因而降低了器件的开关损耗[见图 4.5(b)]。在这种情况下,所有反并联二极管始终不通过电流。

当逆变电路的工作频率大于谐振频率,即  $\omega > \omega_0$ ,且  $\omega \approx \omega_0$  时,电路工作于感性负载条件下,负载电流  $i_a$  滞后于槽路端口电压  $u_a$ ,如图 4.9(a)所示。由图 4.9(a)波形可知,在  $\omega > \omega_0$  的情况下,图 4.8 中的晶体管不能用 SCR 去代替。这是因为去触发欲导通的  $T_1$  管时, $T_2$  管仍在导通。

当逆变电路的工作频率小于谐振频率,即  $\omega < \omega_0$ ,且  $\omega \approx \omega_0$ ,谐振槽路呈现容性,所以负载电流  $i_a$  领先于槽路端口电压  $u_a$ ,如图 4.9(b)所示。

由图 4.9(b)波形可知,在  $\omega < \omega_0$  的条件下,图 4.8 中的晶体管可以用 SCR 去代替。这是因为  $T_2$  管在  $u_a$  负半周后期已不导通了,这时的负载电流  $i_a$  通过与  $T_2$  管反并联的二极

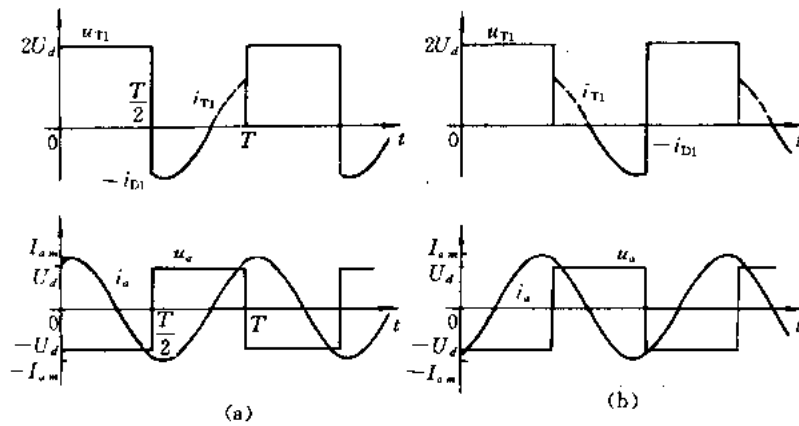


图 4.9 图 4.8 所示电路的工作波形

(a)  $\omega > \omega_0$  (b)  $\omega < \omega_0$

管( $D_2$ )流通。只要  $D_2$  管导通时间大于  $T_2$  管(晶闸管)的关断时间( $t_{off}$ )就能保证 SCR 逆变电路的正常工作。利用 SCR 的串联谐振式逆变电路示于图 4.10(a)和图 4.11(a)。

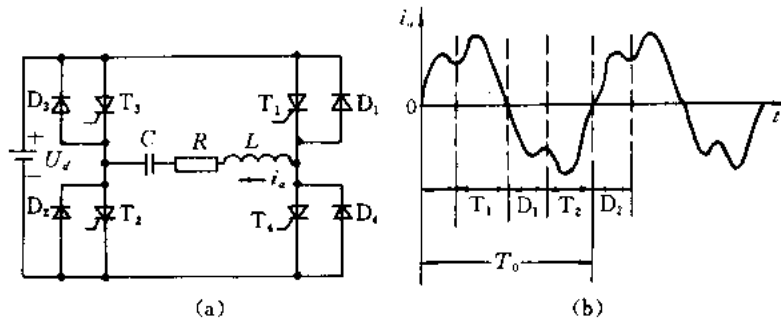


图 4.10 SCR 全桥串联谐振式逆变电路及其波形( $\omega < \omega_0$ )

(a) 电路; (b) 波形

当  $\omega < \omega_0$  时,逆变电路的频率逐渐偏离槽路的谐振频率( $\omega_0$ ),负载电流( $i_a$ )波形可从图 4.10(b)的形状变到图 4.11(b)的形状。若  $\omega$  仍继续降低,则  $i_a$  波形变成断续了[参见图 4.17(b)]。然而,无论哪一种情况,SCR 均工作在自然换流状态,而且逆变器的频率下限要受到限制,以避免最低次谐波频率接近槽路谐振频率。在上述三种情况下,负载电流波形将越来越偏离正弦波。

### 4.3.3 电流型并联谐振式逆变电路

#### (一) 并联谐振槽路及频率响应特性

并联谐振槽路示于图 4.12(a),其中,  $i_a$  为正弦波。其导纳可表示为

$$Y(s) = \frac{1}{sL} + sC + \frac{1}{R}$$

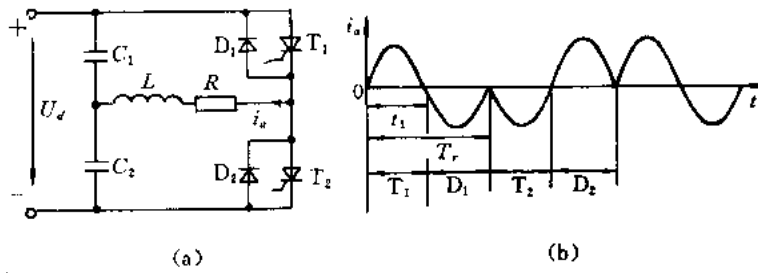


图 4.11 SCR 半桥串联谐振式逆变电路及其波形( $\omega$  进一步降低)

(a) 电路; (b) 波形

$$Z(s) = \frac{1}{Y(s)} = R \frac{s}{\omega_0^2 + \frac{s}{Q\omega_0} + 1} \quad (4.33)$$

式中

$$\omega_0 = \frac{1}{(LC)^{\frac{1}{2}}}$$

并令

$$Q = \omega_0 RC \quad (4.34)$$

比较式(4.20)和(4.33)可知,只是系数不同,因此它们的幅频特性曲线的形状是一样的。图 4.12(b)给出了并联谐振槽路的对数幅频特性。同串联谐振一样,其半宽度为  $2\alpha$ ,可用以表征曲线的陡峭程度。

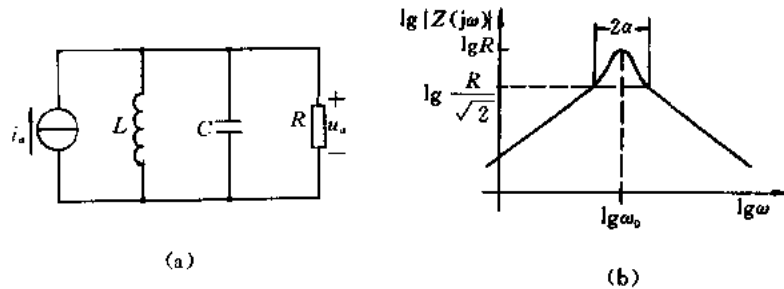


图 4.12 并联谐振槽路及其频域响应

(a) 电路; (b) 对数幅频特性

## (二) 谐振时的特点

(1) 当  $s = j\omega_0$  时,  $Z(s_0) = R$ 。也就是说,谐振时负载  $R$  中的电流就等于电流源的电流  $i_a$  ( $= I_a \sin \omega t$ ),  $LC$  并联槽路相当于开路,但  $L$  和  $C$  中都流过很大的电流。这时,整个并联槽路的阻抗为纯阻性质。

(2) 通过电容和电感的电流为电流源电流的  $Q$  倍。谐振时,槽路的电压为

$$u_a = R(I_a \sin \omega_0 t) = I_a R \sin \omega_0 t$$

所以

$$I_L = I_C = I_a R \omega_0 C$$

即

$$\frac{I_L}{I_a} = \frac{I_C}{I_a} = \omega_0 RC = Q \quad (4.35)$$

### (三) 输入电源为交流方波电流

前面讨论的是电流源为正弦波的情形。方波电流输入的并联谐振槽路示于图 4.13(a)。丙分下述几种情况加以讨论。

(1) 在  $\omega = \omega_0$ , 即电流源频率( $\omega$ )等于谐振频率( $\omega_0$ )时, 只要  $Q$  值足够大, 槽路电压  $u_a$  中所含的谐波很低, 则可以认为

$$u_a \approx u_{a1} = RI_{a1m} \sin \omega_0 t = \frac{4I_d R}{\pi} \sin \omega_0 t \quad (4.36)$$

其波形示于图 4.13(b)。负载电压  $u_a$  同输入电流  $i_a$  同相, 槽路显示电阻性。

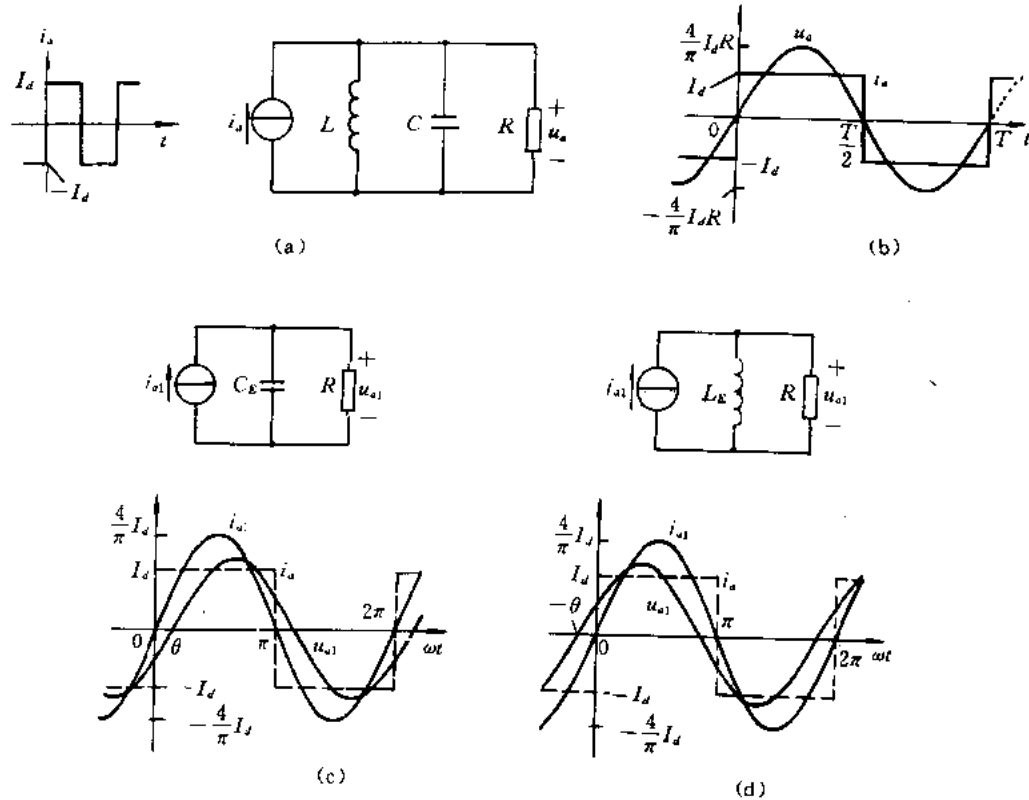


图 4.13 方波电流输入的并联谐振槽路及其波形

(a) 电路; (b)  $\omega = \omega_0$  的波形; (c)  $\omega > \omega_0$  的波形; (d)  $\omega < \omega_0$  的波形

(2) 当  $\omega > \omega_0$  时,  $LC$  槽路的作用相当一个电容  $C_E$ , 它同负载电阻  $R$  相并联, 起分流作用[见图 4.13(c)]. 这样一来, 流过  $R$  的电流减少, 槽路电压  $u_{a1}$  也降低。因整个槽路显容性, 槽路电压  $u_{a1}$  滞后于  $i_a$ , 其波形如图 4.13(c) 所示。

(3) 当  $\omega < \omega_0$  时,  $LC$  槽路的作用相当一个电感  $L_E$ , 它也是同电阻  $R$  并联, 也起分流作用。因此, 流过  $R$  的电流也减少, 槽路电压  $u_{a1}$  也同样降低。因整个槽路显感性, 槽路电压  $u_{a1}$  领先于  $i_a$ , 其波形如图 4.13(d) 所示。

很显然, 同串联谐振一样, 通过改变输入频率可以改变并联槽路的电压, 从而也就改变了负载的功率。当然, 实际应用时, 频率改变范围受下面三个因素的限制: 器件开关频

率,最低次谐波频率不得接近槽路的谐振频率,元件的电流容量。

#### (四) 电流型并联谐振式逆变电路

电流型并联谐振式逆变电路示于图4.14。利用该电路,使 $Q_1, Q_4$ 同 $Q_2, Q_3$ 轮流工作半个逆变周期,则在并联谐振槽路端口获得交流方波电流。

当逆变电路工作在谐振频率( $\omega_0$ )时,同串联谐振电路类似,开关器件的状态转变总是发生在器件电压过零时刻[见图4.13(b)],从而降低了器件的开关损耗。

当 $\omega > \omega_0$ 且 $\omega \approx \omega_0$ 时,电路工作于容性负载条件下,负载的电压 $u_{a1}$ 滞后于 $i_a$ [见图4.13(c)],由图4.13(c)波形可知,当一对 $Q_2$ 和 $Q_3$ 导通时,另一对 $Q_1$ 和 $Q_4$ 就加上反向电压,这就为将自关断器件更换成SCR提供了条件,也就说在 $\omega > \omega_0$ 条件下,可采用SCR的并联谐振式逆变电路,即将图4.14中的IGBT管改为SCR,如图4.15所示。但为了限制SCR开通时的 $\frac{di}{dt}$ 值,需增加四个支路电感。对于采用自关断器件,若其反向不能承受高的电压,则需在各开关器件支路中串入二极管,如图4.14所示。

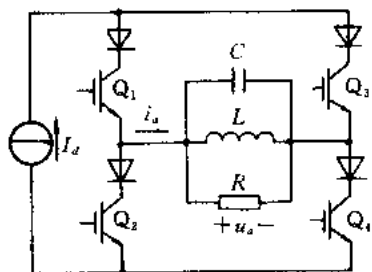


图 4.14 电流型并联谐振式逆变电路

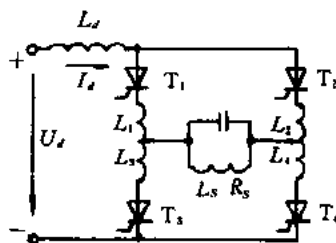


图 4.15 SCR 并联谐振式逆变电路

当 $\omega < \omega_0$ 且 $\omega \approx \omega_0$ 时,电路工作于感性负载条件下,负载的电压 $u_{a1}$ 领先于 $i_a$ [见图4.13(d)]。在这种条件下,当一对开关管导通时,另一对开关管就立刻加上正向电压。对于自关断器件的电路,可以先撤除需关闭那对器件的激励信号,让其关断后,再导通欲导通的那一对器件,然而对于SCR器件,却做不到这一点。因此,在 $\omega < \omega_0$ 的条件下,不能简单地用SCR去代替IGBT器件,若是那样做了,则会出现逆变颠覆现象。

### 4.3.4 有关问题的讨论

#### (一) 有关反向恢复时间的影响

在电压型串联谐振式逆变电路(参见图4.8)中,若 $\omega < \omega_0$ ,当 $T_1$ 管导通时,已导通的二极管 $D_2$ 会突然地加上反偏置电压。这时因实际二极管存在反向恢复时间,而使 $T_1$ 和 $D_2$ 管同时流过一个很大的冲击电流(反向恢复电流)。为了减少这种冲击电流,可以在 $T_1$ 和 $T_2$ 支路中串入附加的小电感,以起到开通缓冲作用。另一种解决办法是,把谐振电感( $L$ )移到每一个开关元件的支路中去,构成所谓Mapham电路,如图4.16(a)电路所示。其波形示于图1.16(b)。从中可知,将出现两支路电流( $i_1$ 和 $i_2$ )同时导通的时期,这时负载电流 $i_a$ 更加偏离正弦波。

#### (二) 串联谐振式逆变电路的断续工作模式

当逆变器的工作频率低于谐振频率较多时,负载电流 $i_a$ 出现断续现象,如图4.17(b)

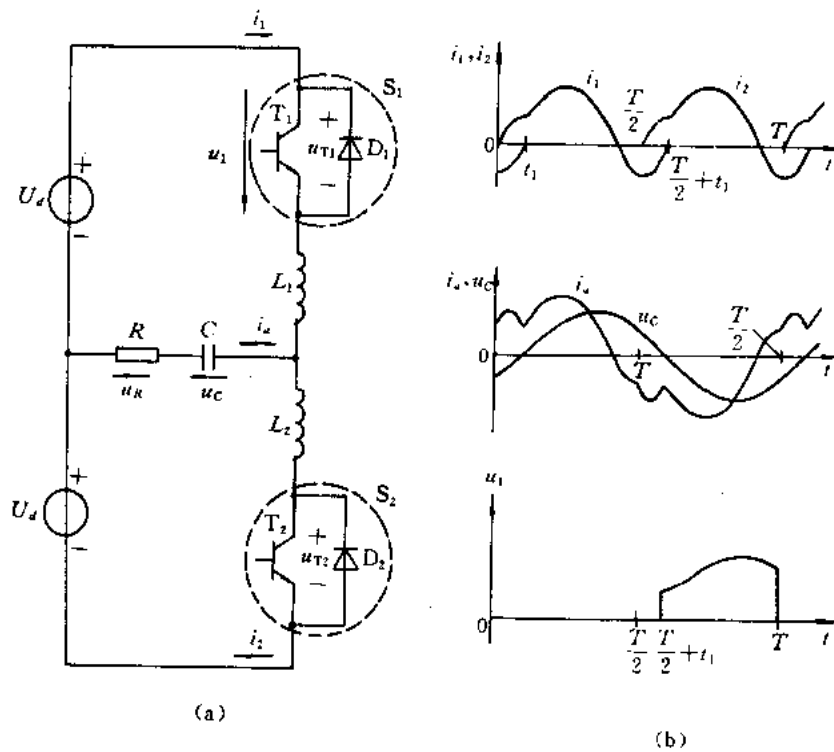


图 4.16 Mapham 逆变电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形

所示,它不同于前面所讨论的连续工作模式。每当 T 管导通时,负载上都出现一次振荡电流,即振荡电流先通过 T 管,然后再流过 D 管。两次振荡之间存在着两个开关都停止工作的间隙。

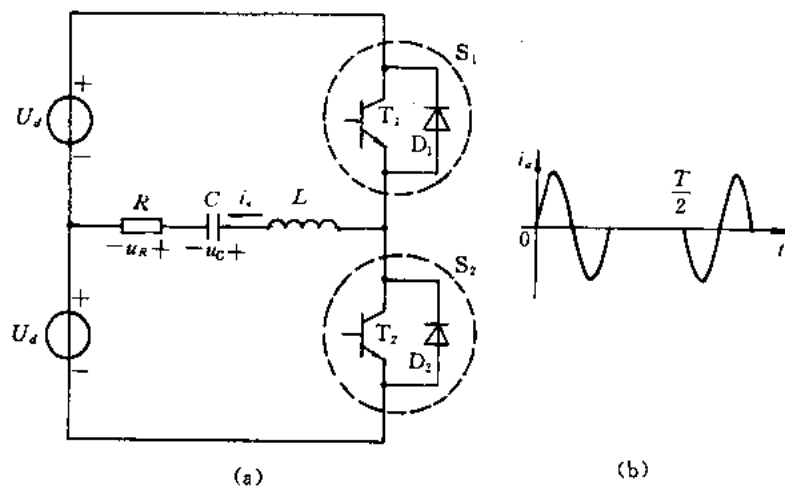


图 4.17 串联谐振电路的断续工作模型

(a) 电路; (b) 波形(断续)

由电路分析可知,在断续模式下,负载电流  $i_a$  为

$$i_a = \left[ \frac{U_d + U_{C0}}{\sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q}\right)^2}} \right] e^{-\alpha} \sin \omega_1 t \quad (4.37)$$

$$U_{C0} = U_d \frac{1 - e^{-\frac{2\pi\alpha}{\omega_1}}}{\frac{\omega_0}{\omega_1} - (1 - e^{-\frac{2\pi\alpha}{\omega_1}})} \quad (4.38)$$

其中

$$\alpha = \frac{R}{2L}, \quad Q = \frac{\omega_0}{2\alpha}, \quad \omega_1 = (\omega_0^2 - \alpha^2)^{\frac{1}{2}}$$

一个逆变周期传输到负载的能量为

$$E = 2 \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} R i_a^2 dt \quad (4.39)$$

那么,传输给负载的平均功率为

$$P = \frac{\omega}{2\pi} E \quad (4.40)$$

其中,  $\omega = \frac{2\pi}{T}$ 。它是逆变器工作频率( $\omega$ )的线性函数。

### (三) 关于输出功率控制问题

对于谐振式逆变器,当工作在连续工作模式时,利用幅频特性曲线的陡峭区段,通过改变逆变的频率可控制输出功率(或电压)。对于串联谐振,工作频率偏离谐振点,引起负载电流降低;对于并联谐振,偏离谐振点,引起负载电压降低,这都造成负载功率减少的效果。但这种功率控制方法有以下几个缺点:

(1) 无论是  $i_a$ (并联)还是  $u_a$ (串联)波形中都含有三次谐波。

(2) 一般电路  $Q$  值不可能很高,为使功率在比较大的范围内变化,则要求频率改变范围大。

(3) 对于某些负载(感应淬火),调功率时,要保持频率不变,因此调频调功方法就变得不适用了。

下面介绍另一种调功方法,即不改变逆变电路的工作频率,通过调宽度的方法来实现功率的调节。其电路及波形示于图 4.18。

前面所讨论的电压型逆变器工作总是始终以对角激励方式进行的。但若在两个对角激励方式转换过程中引入上半部两个开关( $T_1$  和  $T_3$ )或下半部两个开关( $T_2$  和  $T_4$ )同时导通的方式,则能获得如图 4.18(a)那种波形,这种波形称之为准方波。对于电流型逆变器,可采用图 4.18(b)那种激励方式。这时槽路端口出现的波形也为准方波。

对于串联谐振,端口电压  $u_a$  的基波分量为

$$U_{a1m} = \frac{4U_d}{\pi} \cos \alpha \quad (4.41)$$

对于并联谐振,端口电流  $i_a$  的基波分量为

$$I_{a1m} = \frac{4I_d}{\pi} \cos \alpha \quad (4.42)$$

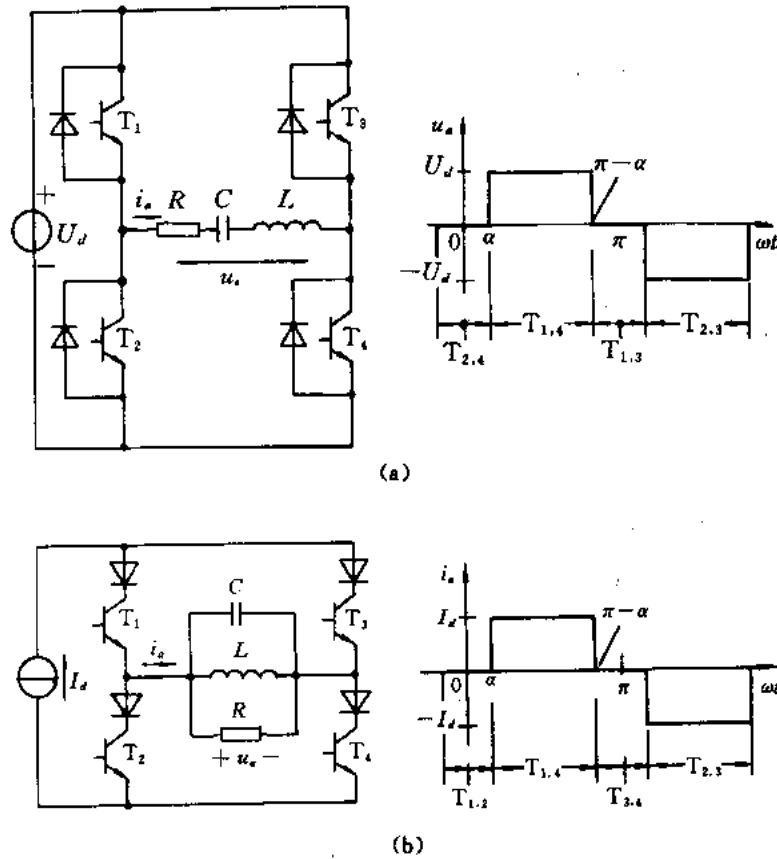


图 4.18 恒频调宽调功原理示意图  
(a) 电压型调功原理；(b) 电流型调功原理

由式(4.41)和(4.42)可知,改变 $\alpha$ 角,则能改变基波分量值,从而达到调功的目的。这种调功原理有如下的优点:

- (1) 调功时,输出频率既可以保持不变,也可以变,比较灵活。
- (2) 调功范围宽( $\alpha$ 从零变到 $\pi/2$ )。
- (3) 因为频率固定,滤波器设计容易,便于消除开关噪声对外部敏感设备工作的影响。

## 4.4 三相逆变电路

### 4.4.1 概述

通常中、大功率的三相负载均采用三相逆变电路,三相逆变电路可以由三个单相逆变器组成。图 4.19(a)为三相逆变器框图,图 4.19(b)为其电路图。单相逆变器可以是半桥式的,也可以是全桥式的。三个单相逆变器的激励脉冲之间彼此相差 $120^\circ$ (领先或滞后),以便获得三相平衡(基波)的输出。输出变压器原副边绕组在电上要互相绝缘,副边绕组接成 Y 或  $\Delta$ ,通常副边绕组接成星形,以便消除输出电压中的三倍数谐波( $n=3,6,9\cdots$ )。采

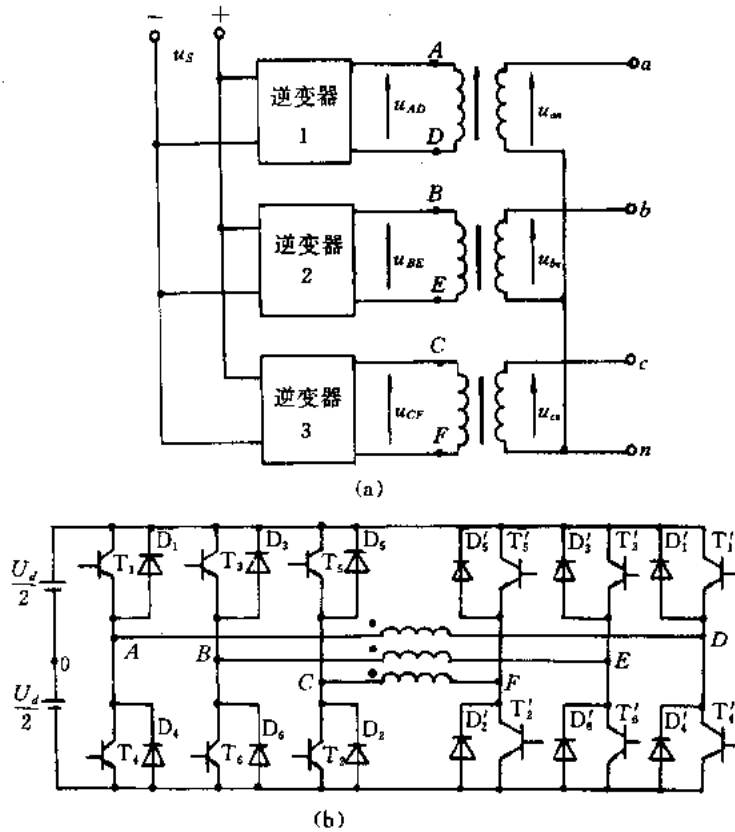


图 4.19 三个单相逆变器构成的三相逆变器  
(a) 框图; (b) 电路图

用这种结构的三相逆变电路时,所用的元器件数比较多,而且当三个单相逆变器在幅值或相位上不满足三相平衡要求时,三相输出电压将不平衡。其工作原理此处就不再赘述。更常见的三相逆变电路采用三相桥式接线方式。

#### 4.4.2 电压型三相桥式逆变电路

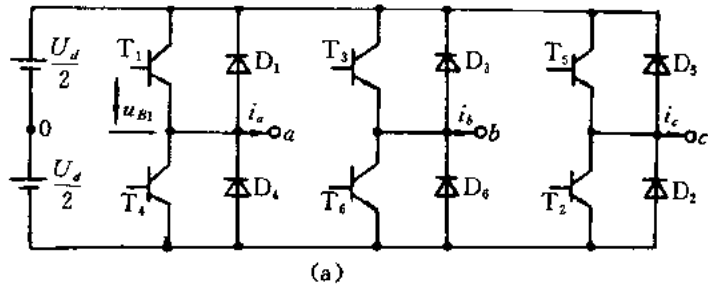
三相桥式逆变电路是实际应用中广泛采用的一种形式。图 4.20(a)给出了电压型三相桥式逆变电路。当  $T_1$  导通时,节点  $a$  接于直流电源正端;当  $T_4$  导通时,节点  $a$  接于直流电源负端。同理, $b$  和  $c$  节点也是根据上下管导通与否决定其电位的。按图 4.20(a)中标号的开关器件的激励信号彼此间相差  $60^\circ$ 。若每个晶体管导通  $180^\circ$ ,即任何时刻都有三个 GTR 导通,并按 1,2,3—2,3,4—3,4,5—4,5,6—5,6,1—6,1,2 顺序导通,则能获得图 4.20(b)所示的输出电压波形,它们的基波分量彼此之间相位差  $120^\circ$ 。

逆变器的负载可以按星形或三角形联结。当负载为三角形接法时,很容易求得相电流,那么线电流也就知道了。

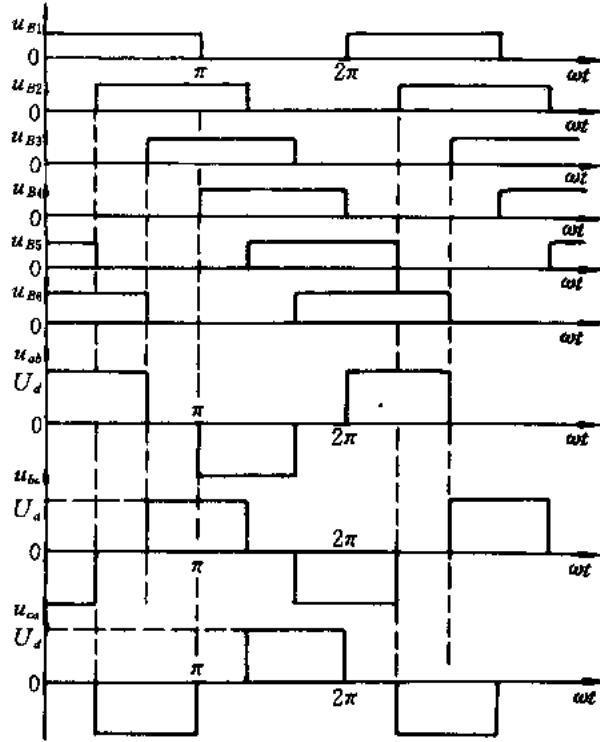
当负载为星形接法时,必须先求出负载的相电压,才能求出线电流。现以电阻负载为例说明如下。

由图 4.20(b)波形图中可知,在输出半周内有下列三种工作模式。

1. 模式 I ( $0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}$ )



(a)



(b)

图 4.20 电压型三相桥式逆变电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形(180°导电类型)

$$R_E = R + \frac{R}{2} = \frac{3}{2}R$$

$$i_1 = \frac{U_d}{R_E} = \frac{2U_d}{3R}$$

$$u_{an} = u_{cn} = \frac{U_d}{3}$$

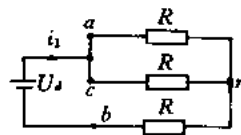
$$u_{bn} = -i_1 R = -\frac{2U_d}{3}$$

2. 模式 2  $\left(\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}\right)$

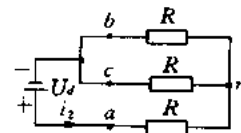
$$R_E = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_2 = \frac{U_d}{R_E} = \frac{2U_d}{3R}$$

模式 1



模式 2



$$u_{an} = i_2 R = \frac{2U_d}{3}$$

$$u_{bn} = u_{cn} = -\frac{i_2 R}{2} = -\frac{U_d}{3}$$

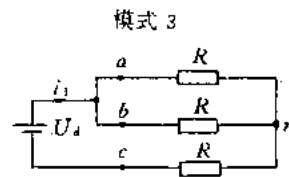
3. 模式 3  $\left(\frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \pi\right)$

$$R_E = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_3 = \frac{U_d}{R_E} = \frac{2U_d}{3R}$$

$$u_{an} = u_{bn} = \frac{i_3 R}{2} = \frac{U_d}{3}$$

$$u_{cn} = -i_3 R = -\frac{2U_d}{3}$$



根据上述分析可知,星形负载电阻[见图 4.21(a)]上的电压波形如图 4.21(b)所示。比较图 4.20(b)和图 4.21(b)可知,负载的线电压为准方波,而相电压为更接近正弦的阶梯波。

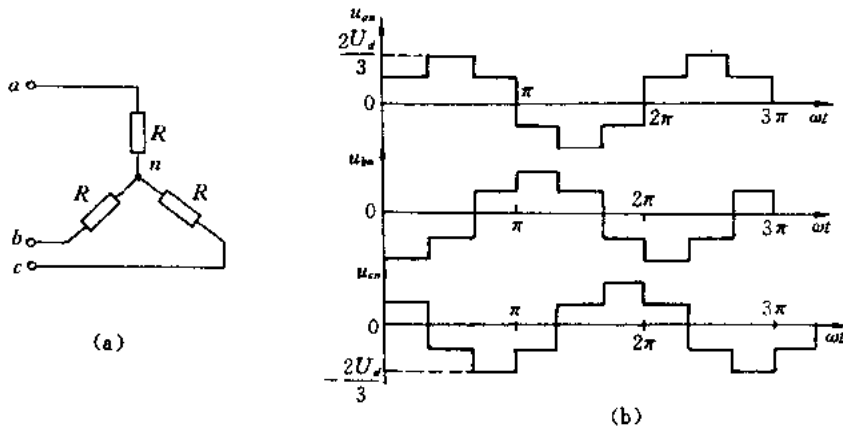


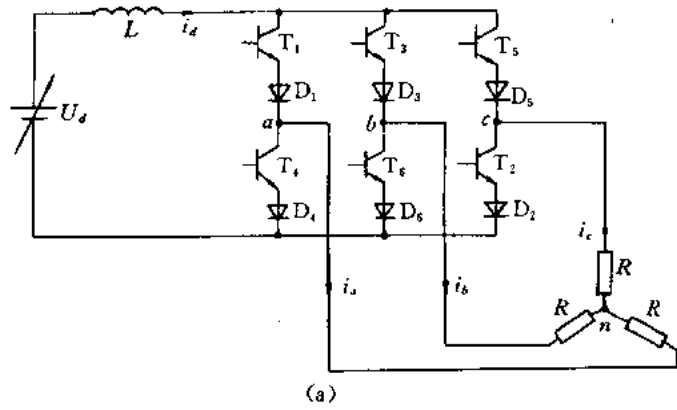
图 4.21 星形负载及相电压波形  
(a) 星形负载; (b) 负载相电压波形

#### 4.4.3 电流型三相桥式逆变电路

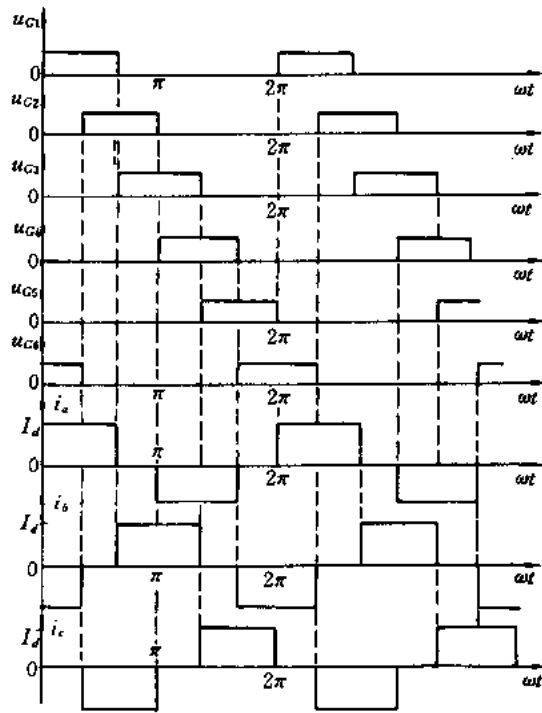
图 4.22(a) 是电流型三相桥式逆变电路,其负载电阻为星形接法。按图示标号 GTR 的激励信号彼此之间相位差  $60^\circ$ 。若每一只器件导通  $120^\circ$ ,即任何时刻只有两只管导通,并按 1,2—2,3—3,4—4,5—5,6—6,1 顺序导通,则能获得如图 4.22(b)那样的线电流  $(i_a, i_b, i_c)$  波形。

负载可以按星形或三角形联结。当负载为星形接法时,很容易求得负载相电压,于是线电压也就知道了。线电压应为阶梯波。

当负载为三角形接法时,可仿上例分析方法,先求得相电流,其波形应为阶梯波。那么,线电压波形也就一目了然了。



(a)



(b)

图 4.22 电流型三相桥式逆变电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形(120°导电类型)

#### 4.4.4 SCR 三相逆变电路

对于大容量(几千千瓦至几万千瓦)交流电机变频调速,目前均采用 SCR 三相逆变器或交-交变频器(AC/AC 变换器),SCR 的变流器仍占据着主导地位。这是因为目前自关断器件在电压和电流容量上还不能满足大容量交流电机调速的要求。本节仅限于讨论 SCR 三相逆变电路。

##### (一) 电压型三相逆变电路

图 4.23 是一种电压型串联电感式三相逆变电路。这是一种强迫换流电路。由电路图可知,某一相(a 相)中已导通晶闸管( $T_1$ )的关断只能靠同一相中的另一只互补晶闸管

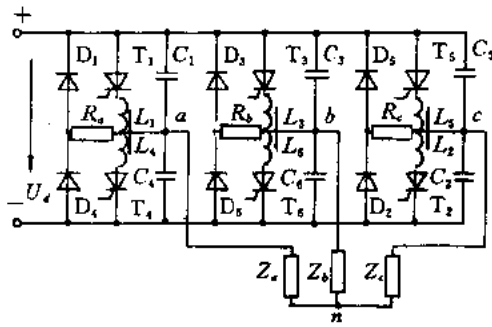


图 4.23 电压型串联电感式三相逆变电路(180°导电类型)

( $T_4$ )的导通来实现。因为三相电路中的6只晶闸管的触发脉冲彼此之间相位差 $60^\circ$ ,所以 $T_1$ 和 $T_4$ 的触发信号之间相位互差 $180^\circ$ 。这样即可判断每只晶闸管的导电时间必为 $180^\circ$ 。在任何时刻,电路中都有三只晶闸管同时导通,故属 $180^\circ$ 导电类型的三相逆变电路。其输出电压波形同于图4.20(b)。

### (二) 电流型三相逆变电路

图4.24是一种电流型串联二极管式三相逆变电路。这也是一种强迫换流电路。由电路图可知, $a$ 相晶闸管( $T_1$ )的关断是靠另一相( $b$ 相)晶闸管( $T_3$ )的导通实现的。因为 $T_1$ 和 $T_3$ 的触发脉冲互差 $120^\circ$ ,所以电路中每只晶闸管的导电时间为 $120^\circ$ ,故属于 $120^\circ$ 导电类型的逆变电路。其输出电流波形同于图4.22(b)。

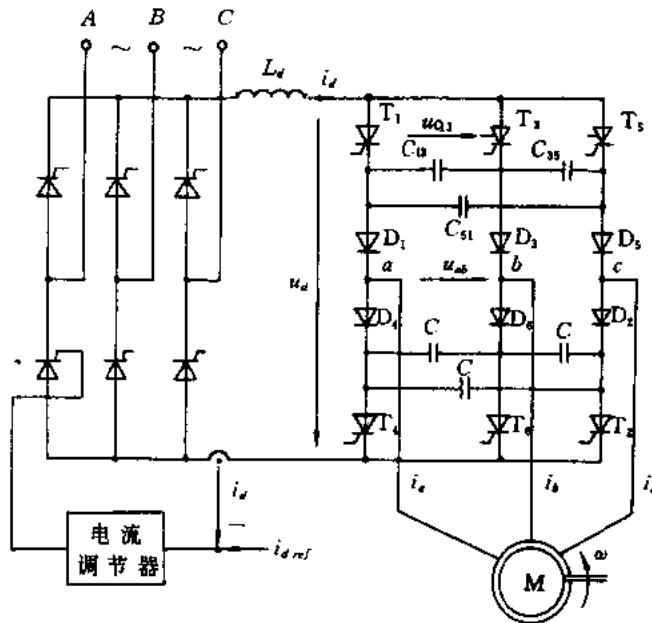


图 4.24 电流型串联二极管式三相逆变电路(120°导电类型)

晶闸管的强迫换流电路很多,此处不再赘述。上述两种电路的换流过程的分析省略,

读者在掌握了 SCR 器件知识后就可以自行分析。

需要提醒的是,上述两种电路无法实施 PWM 控制。欲想达到目的,应将 SCR 改成 GTO,并按自关断器件原则组成电路,则可以去掉辅助换流元件。

对于大容量无刷同步电机的变频启动,可以采用简单的电流型 SCR 三相逆变器,如图 4.25 所示。也就是说,无需增设强迫换流电路。

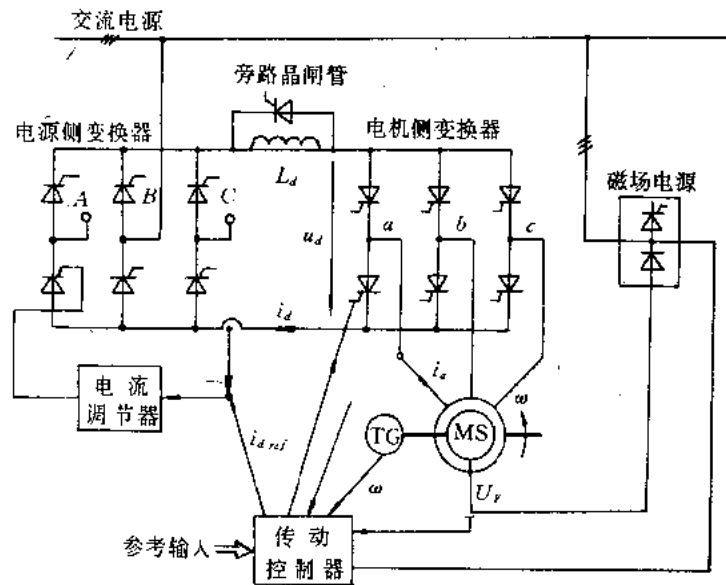


图 4.25 供给无刷同步电机的电流型 SCR 三相逆变器

随着 MCT 器件的进一步发展,它有可能用于大容量交流电机的变频调速,从而使主电路得以简化,并可方便地施以 PWM 控制。

## 4.5 时间分割逆变电路

当逆变工作频率比较高,而所用器件的标称频率又比较低时,可以选用时间分割逆变电路,如图 4.26(a)所示。现以此种电路为例加以分析。

### (一) 电路的特点

(1) 当晶闸管的工作频率为  $f_0$  时,逆变电路的输出频率可达  $Nf_0$  ( $N$  为整数,是逆变桥路的个数)。图中逆变桥是两个,所以时分割逆变电路的输出频率为  $2f_0$ 。

(2) 使用这种电路,可以降低对器件重复频率的要求,即利用低频器件可以构造出高频逆变电路。

(3) 使用这种电路,可以为 SCR 器件提供更长的线路换向时间( $t_q$ ),但不降低对器件  $\frac{di}{dt}$  耐量指标的要求。

(4) 逆变电路输出频率越高,所用的器件数量越大。

## (二) 电路工作过程

该电路由两个逆变桥(I, II)组成。电路中各晶闸管按  $T_1, T_2, T_3, T_4, T_1 \dots$  顺序被触发而轮流导通工作。在  $L-C-R'$  满足振荡条件下,若正负半周间无休止期,而正好衔接,就能在负载  $R'$  上流过如图 4.26(b) 所示的电流波形。第一正半周  $T_1$  管导通,第一负半周  $T_2$  管导通,第二正半周  $T_3$  管导通,第二负半周  $T_4$  管导通,第三正半周  $T_1$  管又导通,依此不断重复下去,显然,若器件的重复工作频率为  $f_0$ ,则逆变电路输出频率( $f$ )为  $2f_0$ 。若逆变桥路个数为  $N$ ,则时分割逆变电路的输出频率为  $Nf_0$ 。此时,晶闸管工作在占空系数为  $\frac{1}{2N}$  状态下,每个晶闸管导电时间为  $\frac{1}{2Nf_0}$ 。也就是说,晶闸管的  $\frac{di}{dt}$  耐量指标并不因此而降低(与晶闸管工作频率为  $Nf_0$  而又工作半周时一样)。每个晶闸管都工作在自然换流状态。

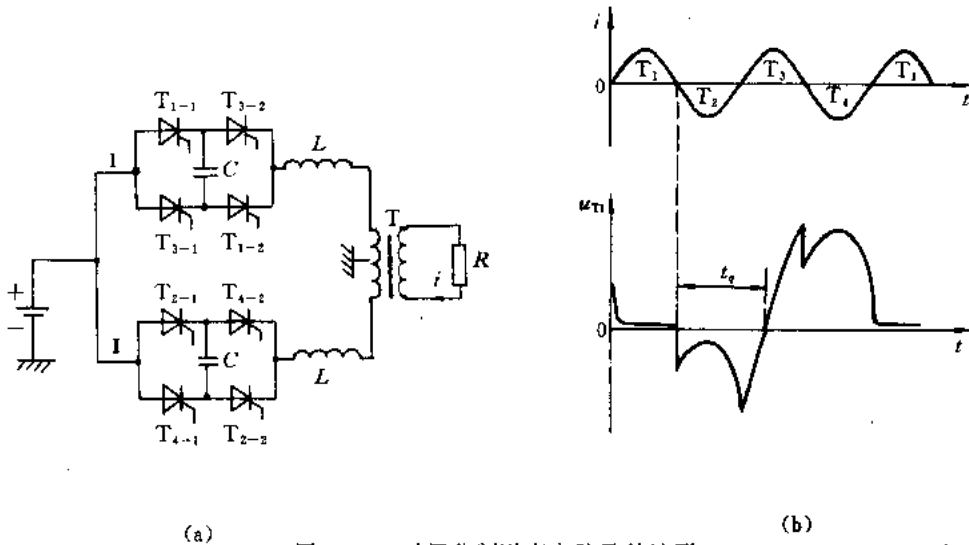


图 4.26 时间分割逆变电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形

为使输出波形正负半周衔接好,槽路的固有振荡频率应与输出频率一样,同时各路触发脉冲要严格互差  $\frac{1}{2f}$ 。在这样情况下则有

$$f = Nf_0 \quad (4.43)$$

晶闸管导电时间为

$$t_w = \frac{1}{2f} = \frac{1}{2Nf_0} \quad (4.44)$$

当逆变桥路个数为  $N$ ,而输出波形正负半周正好衔接时,晶闸管上承受的反向电压时间可按下式估算:

$$t_q = \left( \frac{N-1}{2} + \frac{\Delta t}{T} \right) T = \left( \frac{N-1}{2} T + \Delta t \right) \quad (4.45)$$

对于这种电路,每一对晶闸管导通时的等值电路都是一样的,如图 4.27 所示。设导通开始时电容器上的初始电压为  $U_0$ ,则可获得

$$u_c = U_d - \frac{1}{\omega_0 \sqrt{LC}} (U_d - U_0) e^{-\alpha} \cos(\omega t - \phi) \quad (4.46)$$

其中

$$\alpha = \frac{R'}{2L}$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{(R')^2}{4L^2}}$$

$$\psi = \arctg\left(\frac{\alpha}{\omega}\right)$$

因为电路的对称性,在晶闸管开始导通和结束导通时刻,电容器上的电压为数值相等而极性相反,即

$u_C\left(\frac{\pi}{\omega}\right) = -U_0$ ,代入式(4.46),得

$$U_0 = -\frac{1 + e^{-\frac{\pi}{2Q}}}{1 - e^{-\frac{\pi}{2Q}}} U_d \quad (4.47)$$

其中,  $Q = \frac{\omega L}{R'}$ ,并令  $u_C(\Delta t) = 0$ ,即

$$0 = U_d - \frac{1}{\omega \sqrt{LC}} e^{-\alpha \Delta t} \cos(\omega \Delta t - \psi) \quad (4.48)$$

式(4.48)虽是一个超越函数,但总可以求得  $\Delta t$ 。由式(4.45)可知,若逆变电路个数为2,输出频率为20kHz,则晶闸管承受反压时间  $t_q$  将超过  $25\mu\text{s}$ ,这在一般逆变电路中是很难做到的。

若将SCR改为自关断器件,情形将是怎样?请读者思考!

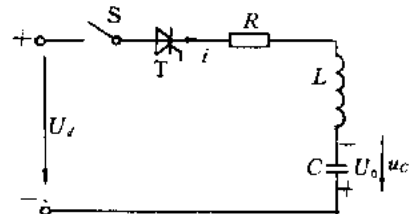


图 4.27 SCR 导通时的等值电路

## 4.6 逆变器输出参数及谐波的控制

### 4.6.1 概述

在实际应用中,很多负载都希望逆变器的输出电压(电流)、功率以及频率能够得到有效和灵活的控制,以满足实际应用中所出现的各种各样的要求。异步电动机的变频调速就需逆变器的输出电压和频率都能改变,以实现  $U/f$  为常数的控制。对于UPS电源,则要求在输入电压和负载变化情况下维持逆变器输出电压和频率的恒定。前者称为变频变压(VFVV)系统,后者称为恒频恒压(CFCV)系统,而且,二者都有输出波形正弦失真度的要求。类似上述的例子还很多,例如高频逆变直流焊机的恒流、恒压以及各种焊接特性的控制,太阳能和风力发电所要求的恒频恒压控制,小型轻量化电镀和充电电源的恒流控制以及通用逆变器的电压精度控制,加热装置的功率控制等等。

频率控制相对来说比较单一,有各种各样的集成电路片可供选择,或利用软件编程技术加以解决。本节着重讨论电压和功率控制以及伴随出现的输出波形中所含有的谐波的消除及控制。

逆变器输出电压的控制可有三种基本方案供选择:

(1) 可控整流方案。通过改变整流输出电压来改变逆变器的输出电压,如图4.28(a)所示。

(2) 斩波调压方案。不可控整流输出后,通过斩波技术改变逆变器的直流输入电压来

改变逆变器的输出电压,如图 4.28(b)。

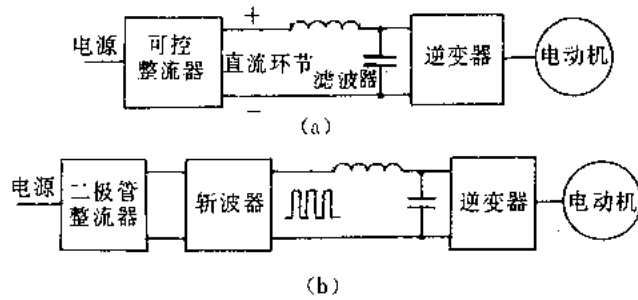


图 4.28 逆变器输出电压调节方案框图

(a) 可控整流方案; (b) 斩波调压方案

(3) 逆变器自身调压方案。逆变器的直流输入电压不加以控制,而通过逆变器内部自身调节作用来达到改变其输出电压的目的。

第一种方案已在第二章讨论过,第二种方案将在第五章中介绍,本节主要讨论第三种方案的控制原理。

#### 4.6.2 逆变器输出电压的控制

通过逆变器内部的自身调节作用实现输出电压控制也有多种办法,可根据实际对象的要求加以合理的选择,但尤以脉宽调制方案特别受到重视。现介绍下面几种方法,供选择。

##### (一) 单脉冲调制

单脉冲调制原理及输出波形示于图 4.29,其特点是每半周只有一个脉冲,且通过改变单脉冲的宽度来控制其输出电压,实现脉冲调制原理的逆变电路示于图 4.30。根据前面

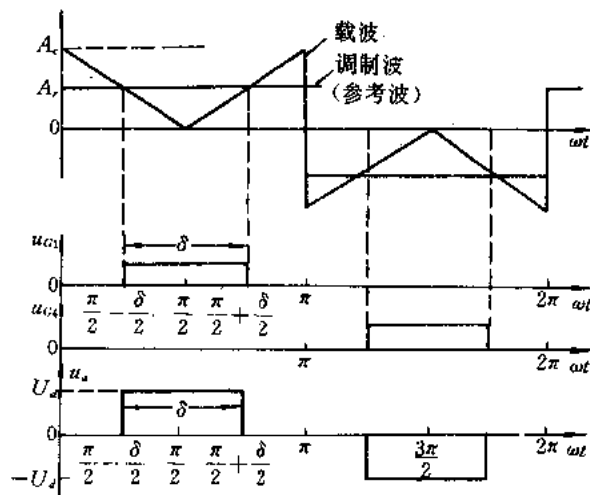


图 4.29 单脉冲调制原理及输出波形

分析可知,逆变器输出电压波形同激励脉冲信号是一致的。

将幅值为  $A_r$  的矩形调制波(或称参考波)与幅值为  $A_c$  的三角形载波进行比较,其交点确定了激励信号的点燃和熄灭时刻,如图 4.29 所示。改变载波的频率( $f_c$ )就能改变输出电压基波的频率,改变调制波的幅值( $A_r$ ),则能改变激励信号的脉冲宽度( $\delta$ )。调制因子( $M$ )定义为

$$M = \frac{A_r}{A_c} \quad (4.49)$$

即改变调制因子( $M$ )就能改变输出电压的准方波宽度,达到改变输出基波电压幅值的目的。

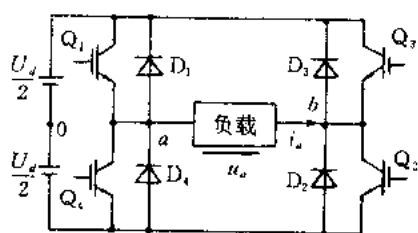


图 4.30 实现脉冲调制的逆变电路

根据输出波形,可求得输出电压的有效值及瞬时值的表达式为

$$U = \left[ \frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi-\delta}{2}}^{\frac{\pi+\delta}{2}} U_d^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = U_d \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (4.50)$$

$$u_a(t) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n\omega t \quad (4.51)$$

令 
$$\frac{4U_d}{\sqrt{2}n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} = U_n \quad (4.52)$$

图 4.31 给出了输出电压标么值和畸变因子同调制因子的关系,供参考。

### (二) 多脉冲调制(UPWM)

利用均匀脉宽的多脉冲调制(UPWM),可使输出电压的谐波含量进一步减少。这时每半周的脉冲数( $p$ )可表示为

$$p = \frac{f_c}{2f_o} = N(\text{整数}) \quad (4.53)$$

其中,  $f_c$  为载波频率;  $f_o$  为输出频率。图 4.32 给出了均匀脉宽的多脉冲调制原理及输出波形。根据其输出波形可求得输出电压有效值及瞬时值表达式为

$$U = \left[ \frac{2p}{2\pi} \int_{\left(\frac{\pi-\delta}{p}\right)/2}^{\left(\frac{\pi+\delta}{p}\right)/2} U_d^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = U_d \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \quad (4.54)$$

$$u_a = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t) \quad (4.55)$$

对于脉冲宽度为  $\delta$  的一对正负脉冲,其傅里叶系数为

$$a_n = \frac{2U_d}{\pi} \int_{\alpha_n}^{\alpha_n+\delta} \cos n\omega t d(\omega t) = \frac{2U_d}{n\pi} [\sin n(\alpha_n + \delta) - \sin n\alpha_n]$$

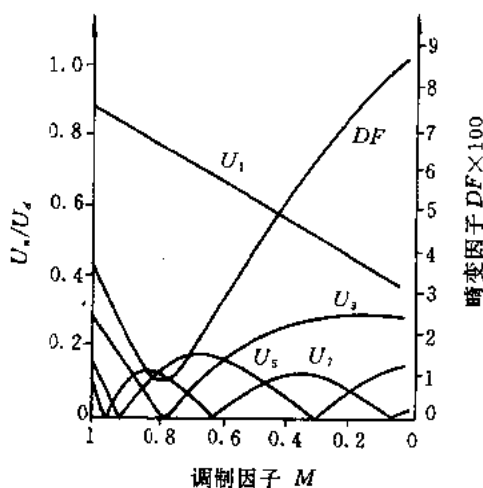


图 4.31  $\frac{U_n}{U_d}$  和  $DF, M$  的关系曲线(单相桥式)

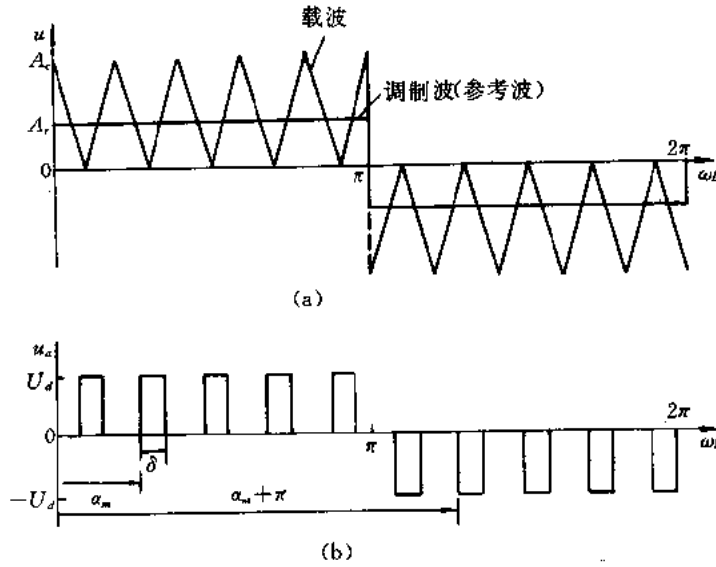


图 4.32 均匀脉宽的多脉冲调制原理及输出波形  
(a) 激励信号形成原理; (b) 输出电压波形

$$= \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \cos n \left( a_m + \frac{\delta}{2} \right) \quad (4.56)$$

$$b_n = \frac{2U_d}{\pi} \int_{a_m}^{a_m+\delta} \sin n\omega t d(\omega t) = \frac{2U_d}{n\pi} [\cos n a_m - \cos n(a_m + \delta)]$$

$$= \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n \left( a_m + \frac{\delta}{2} \right) \quad (4.57)$$

那么对于一周内所有成对脉冲来说,其傅里叶系数为

$$A_n = \sum_{m=1}^p \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \cos n \left( a_m + \frac{\delta}{2} \right) \quad (4.58)$$

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n \left( a_m + \frac{\delta}{2} \right) \quad (4.59)$$

对于单相桥式逆变电路,  $p=5$  时的计算曲线表示在图 4.33。计算还表明,随着半周脉冲数( $p$ )的增多,输出电压中,低次谐波含量将进一步减少,但某些高次谐波分量将增加,不过,这种增加无妨大局,而且滤除它也很容易。

### (三) 正弦脉宽调制(SPWM)

若将等脉宽调制改为正弦脉宽调制,则能显著地降低低次谐波分量,并使畸变因子变小。正弦脉宽调制的生成可按图 4.34(a)和(b)两种方法得到,即由正弦波和三角波的交点确定。对于单相桥式逆变电路,  $p=5$  时的  $U_n/U_d$  和  $DF, M$  的关系示于图 4.35。采用正弦脉宽调制时,  $2p-1$  次以下的谐波可以得到消除,当  $p=5$  时,9 次以下谐波被有效地消除。通过改变调制因子( $M$ ),则可改变输出电压;改变调制波的频率( $f_c$ ),输出频率就跟着变化。目前正弦脉宽调制技术被广泛地采用,各种单相和三相 PWM 集成电路片均可购到,实现这种方案就变得很容易了。

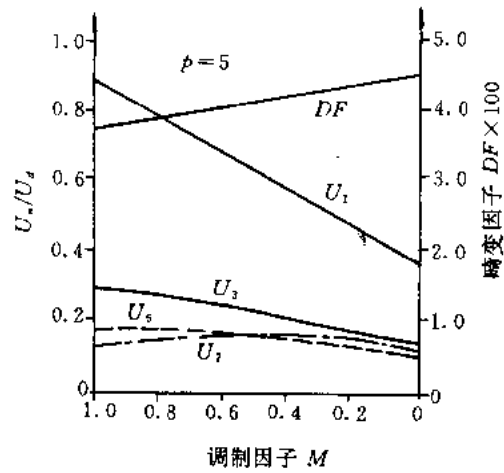


图 4.33 均匀脉宽下  $U_n/U_d$  和  $DF, M$  的关系曲线

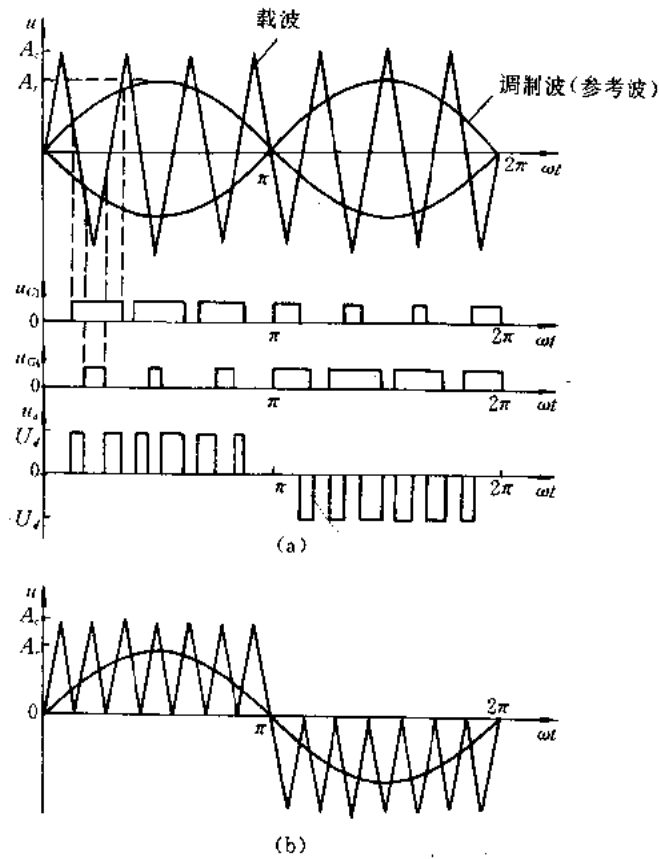


图 4.34 正弦脉宽调制原理及其输出波形

**(四) 改进的正弦脉宽调制(MSPWM)**

由图 4.34 可知,改变调制波的幅值,可改变输出半周内各处激励脉冲的宽度,但中间处的激励脉冲宽度变化不显著。为此,采取改进办法,只在半周的前  $60^\circ$  和后  $60^\circ$  期间内发出载波,而在中间保持一个不变的宽脉冲,如图 4.36 所示。采用调制波为梯形波,也能达

到这种效果,如 HEF4752 集成电路片,称为双边沿调制。这样做的结果,带来了基波分量增大和器件开关次数降低的好处。为了获得好的结果,特别对于三相逆变器,应满足下式的要求:

$$\frac{f_c}{f_o} = 6p + 3 \quad (4.60)$$

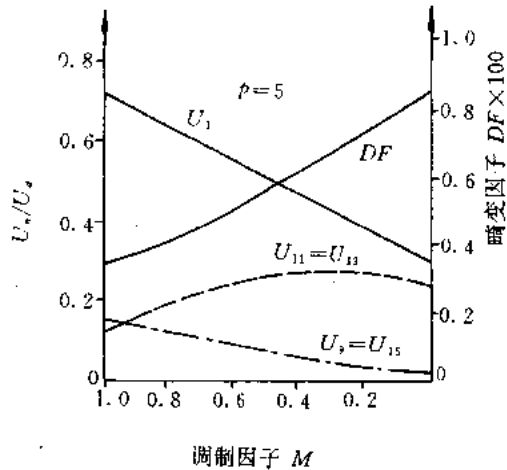


图 4.35 正弦脉宽下  $U_n/U_d$  和  $DF, M$  的关系曲线

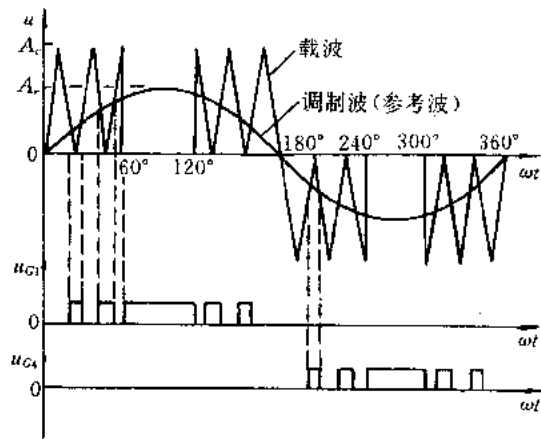


图 4.36 MSPWM 波形生成原理

其中,  $p$  为  $60^\circ$  期间的脉冲数;  $f_o$  为输出频率;  $f_c$  为载波频率。

### 4.6.3 逆变器输出功率的控制

4.6.2 节所述的所有控制逆变器输出电压的方法都可用于控制功率。下面再介绍一些其它的控制功率的原理。

#### (一) 负载功率因数小于 1 的控制

电压型桥式逆变电路带功率因数小于 1 的负载的功率控制原理及波形示于图 4.37。

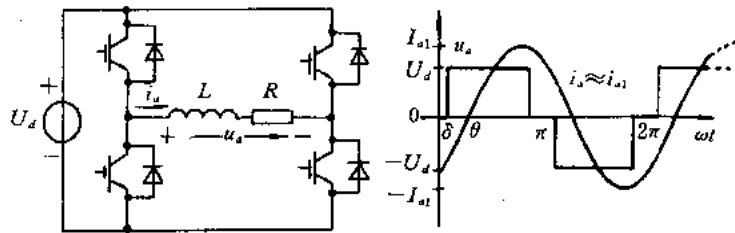


图 4.37  $\cos\theta < 1$  负载的功率控制原理及波形

若  $\frac{L}{R} > \frac{\pi}{\omega}$ , 则  $i_a$  中的三次谐波分量可以忽略。在这种情况下, 负载电流  $i_a$  可近似为

$$i_a(t) \approx I_{a1} \sin(\omega t - \theta) \quad (4.61)$$

其中

$$\theta = \arctg\left(\frac{\omega L}{R}\right) \quad (4.62)$$

$$I_{a1} = \frac{U_{a1}}{\sqrt{(\omega L)^2 + R^2}} \quad (4.63)$$

根据输出电压波形,可求得输出电压中的基波幅值为

$$U_{a1} = \frac{2U_d}{\pi} \int_{\delta}^{\pi-\delta} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{4U_d}{\pi} \cos \delta \quad (4.64)$$

那么,传输给负载电阻的平均功率为

$$P = \frac{I_{a1}U_{a1}}{2} \cos \theta \quad (4.65)$$

将式(4.63)和(4.64)代入式(4.65),则得

$$P = \frac{8U_d^2}{\pi^2 \sqrt{(\omega L)^2 + R^2}} \cos^2 \delta \cos \theta \quad (4.66)$$

式(4.66)表明,控制输出功率除了改变直流电源的电压( $U_d$ )外,还可以通过改变  $\delta$  来实现。

### (二) 带有交流电压源负载的功率控制

带有交流电压源负载的逆变器及其波形示于图 4.38。这种负载相当于逆变器带等值单相同步电机(模拟电动机的反电动势),或是同市电网并联运行的情况(其中逆变器直流侧电源可以看成是太阳能光电转换器所产生的)。如图 4.38 波形所示,现在我们可以通过控制  $u_{ac}$  和  $u_a$  之间的相位角  $\varphi$  来控制功率。但也可以通过控制  $i_a$  的基波分量与  $u_{ac}$  之间的相位角来达到改变输出功率的目的。

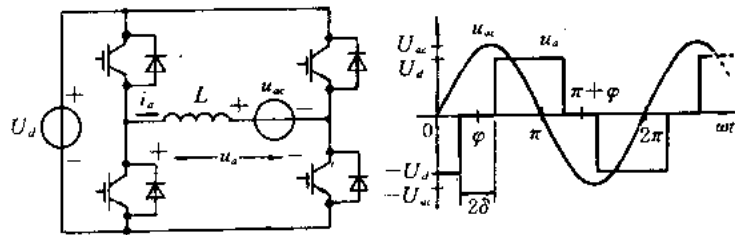


图 4.38 带有交流电压源负载的功率控制原理及波形

### (三) 电流型逆变器带交流电压源时的功率控制

在图 4.38 中,两个电压源之间的瞬时电压差是通过缓冲元件——电感( $L$ )来平衡。这个电感也可以安置到直流侧,就构成电流型逆变器,这时,电感和电压源用电流源来代替如图 4.39 所示。现假定功率从直流电流源传输到交流电压源。

由图 4.39 波形可容易求得传输给交流电压源的平均功率为

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u_{ac} i_a dt = \frac{U_{ac} I_{a1}}{2} \cos \theta \quad (4.67)$$

而

$$I_{a1} = \frac{2I_d}{\pi} \int_{\delta}^{\pi-\delta} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{4I_d}{\pi} \cos \delta \quad (4.68)$$

这样一来,式(4.67)可变为

$$P = \frac{2U_{ac} I_d}{\pi} \cos \delta \cos \theta \quad (4.69)$$

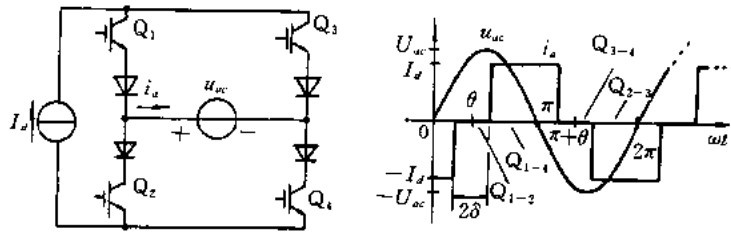


图 4.39 电流型逆变器带交流电压源的功率控制原理及波形

式(4.69)表明,若固定 $\delta$ ,通过改变 $\theta$ 角,就能达到控制功率的目的。同时也能看到,增大 $\theta$ ,输出功率减少,同时也就降低了负载侧的功率因数,但电路损耗并不因此而下降,因为输出电流峰值( $I_d$ )没有变化。

#### 4.6.4 逆变器输出谐波的控制

逆变器输出端的电压或电流谐波是在 DC/AC 变换器设计中遇到的最艰巨的任务。由于谐波的存在,不仅造成功率因数降低,影响效率,而且还可能引起逆变器自身以及其它设备的工作失调。对于机电负载,谐波将会引起机械共振,同时造成电机低速转矩脉动。所以控制逆变器的输出谐波是一项重要课题;有效地抑制,以至消除输出谐波,也是一种重要技术。

在 DC/AC 变换器中,在其输出端简单地增加滤波环节,常常不是一种有效的办法,应当同下面将要介绍的方法配合使用,才能达到更好的效果。

##### (一) 波形控制方法

若逆变器采用自关断器件,则很容易实现如图 4.40 和图 4.41(c)的波形。若 $\gamma=0$ ,就

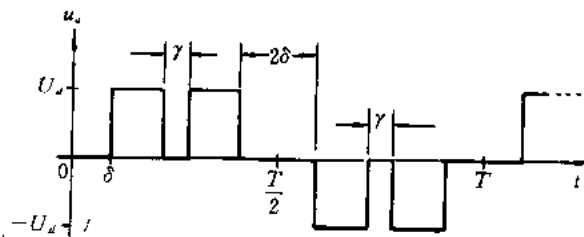


图 4.40 具有陷波宽度为 $\gamma$ 的电压波形

获得准方波。根据准方波,则求得最低次(三次)谐波的幅值为:

$$U_{a3} = \frac{2U_d}{\pi} \int_{\delta}^{\pi-\delta} \sin 3\omega t d(\omega t) = \frac{4U_d}{3\pi} \cos 3\delta \quad (4.70)$$

若控制 $\delta=30^\circ$ ,则由式(4.70)可知,三次谐波被消除,但五次谐波无法消除,如图 4.41(a)和(b)。为了能同时消除三次和五次谐波,则可以在每半周内出现二次陷波,其陷波宽度为 $\gamma=12^\circ$ ,陷波起始角度分别为 $54^\circ$ 和 $114^\circ$ ,这时同时保持 $\delta=30^\circ$ ,如图 4.41(c)所示。

对于图 4.42 波形(利用双极三角波与矩形波比较得到),其输出电压的瞬时值可表示为

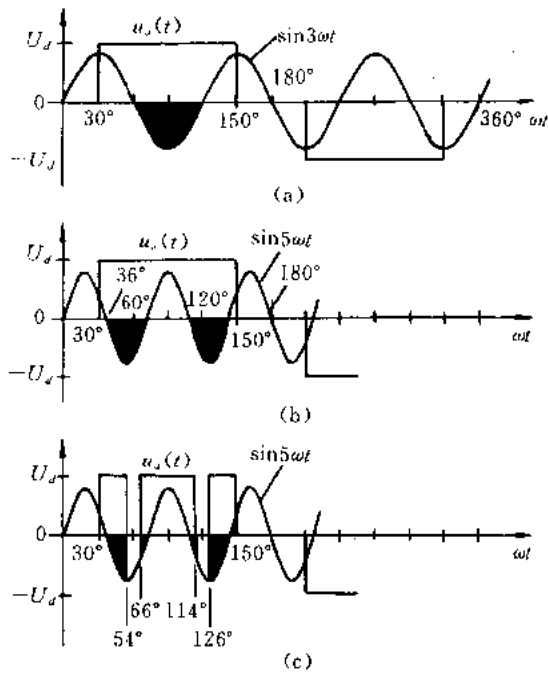


图 4.41 波形控制法原理

(a) 消除三次谐波；(b) 对应(a)的五次谐波行为；(c) 同时消除三次和五次谐波

$$u_a = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} U_n \sin n\omega t \quad (4.71)$$

其中

$$U_n = \frac{4U_d}{\pi} \left[ \int_0^{\alpha_1} \sin n\omega t d(\omega t) - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_2}^{\frac{\pi}{2}} \sin n\omega t d(\omega t) \right]$$

$$= \frac{4U_d}{\pi} \frac{1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2}{n} \quad (4.72)$$

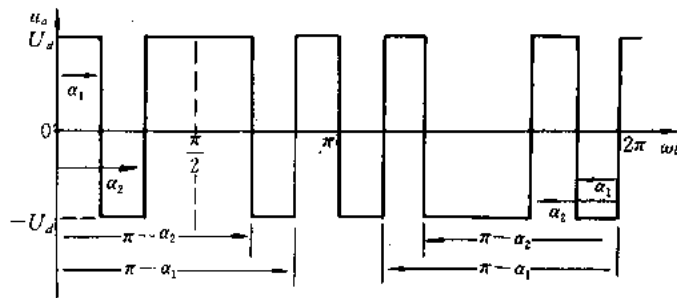


图 4.42 每半周具有二次陷波的输出波形

若令  $U_3 = U_5 = 0$ , 则可得

$$1 - 2\cos 3\alpha_1 + 2\cos 3\alpha_2 = 0 \quad (4.73)$$

$$1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 = 0 \quad (4.74)$$

联立求解式(4.73)和(4.74)可得

$$\alpha_1 = 23.6^\circ, \alpha_2 = 33.3^\circ \quad (4.75)$$

也就是说,只要控制  $\alpha_1=23.6^\circ, \alpha_2=33.3^\circ$ ,则能同时消除输出电压中三次和五次谐波。

总之,这种办法着眼于消除低次谐波。因为高次谐波的幅值较小( $1/n$ ),同时谐波频率增高,因此滤波相对容易些。

### (二) 谐波相互抵消原理(波形叠加)

采用两台逆变器输出的电压在副边叠加,如图 4.43。两台逆变器的输出波形每半周内都保持  $60^\circ$ “0”状态间隙,然后第二台逆变器输出波形( $u_2$ )相对第一台逆变器的输出波形( $u_1$ )相移  $36^\circ$ 。这样  $u_1$  中的五次谐波和  $u_2$  中的五次谐波的相位相差  $180^\circ$ ,五次谐波在变压器副边互相抵消,则能达到同时消除三次和五次谐波的目的,如图 4.44 所示。

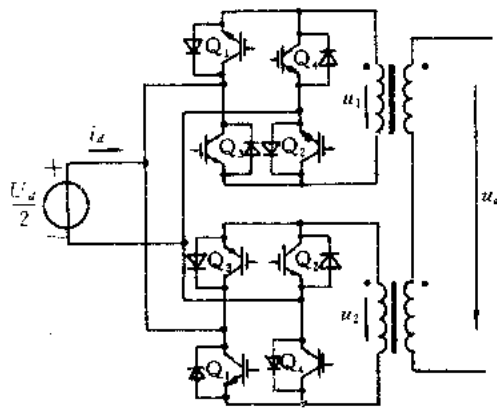


图 4.43 两台逆变器输出波形叠加原理电路图

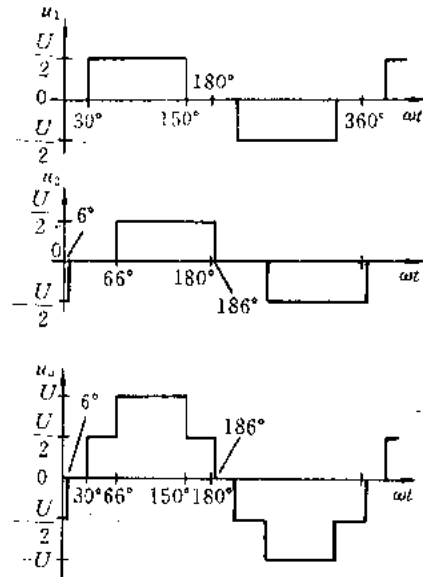


图 4.44 谐波互相抵消原理

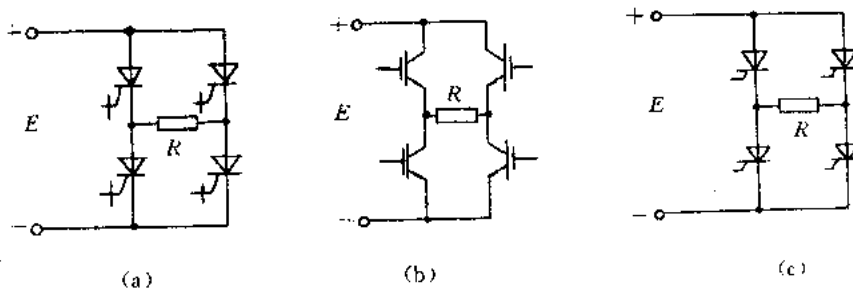
### (三) 利用 PWM 方法消除谐波

这种方法最主要的思想是提高最低次谐波的次数,即谐波频率,然后进行滤波,以获得接近正弦的电压波形或电流波形。有关这种方法已在 2.7.3 和 4.6.2 节提到过,此处不再赘述,请参看之。目前,因为场控自关断器件的迅速发展,这种方法被广泛应用于各个方面。

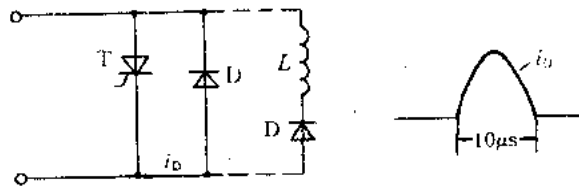
### (四) 逆变器输出侧滤波(略)

## 思考与练习四

- 4.1 请说明有源逆变同无源逆变的异同点。
- 4.2 请从关断角度说明图题 4.2 所示电路中哪一种电路能正常工作?同时阐明应注意的事项。
- 4.3 在图题 4.3 所示电路情况下,若 T 管过零后,D 管中流过理想的正弦半波电流( $i_D$ ),试问在 D 管支路中存在  $L$  和不存在  $L$  时,给予 T 管的反压时间  $t_q$  各为多少?



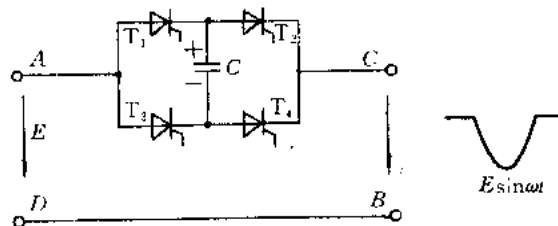
图题 4.2



图题 4.3

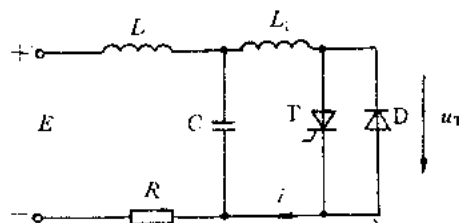
4.4 请说明,整流器、逆变器和变流器三个概念之间的差别。

4.5 如图题 4.5 所示,  $AD$  端加有直流电压  $E$ , 而  $BC$  端接有负半周正弦电压, 当四只晶闸管都不工作时, 若电容  $C$  上有图示极性的  $2E$  电压, 试问  $T_1$  和  $T_2$  管上出现的峰值电压各为多少?



图题 4.5

4.6 试分析图题 4.6 所示电路的工作原理(电路的谐振频率高于逆变频率), 并画出  $i$  和  $u_T$  的波形。



图题 4.6

4.7 在上题电路中, 试问: 晶闸管上的电压  $u_T$  能否超过  $E$ ? 为什么? 若该电路不接  $D$

管,能否用 IGBT 代替之?

4.8 图题 4.8 所示两种电路能否正常工作? 为什么?

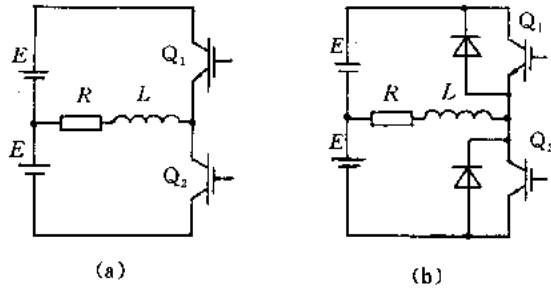


图 题 4.8

4.9 请画出题图 4.9 所示电路谐振频率( $f_r$ )正好等于逆变频率( $f$ )时电流( $i_a$ )的波形。若逆变频率固定在  $f$ , 问: 当  $L$  增加时  $i_a$  的波形; 当  $L$  减少时  $i_a$  的波形。

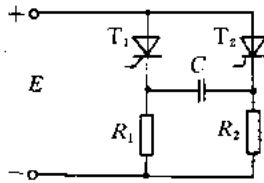


图 题 4.9

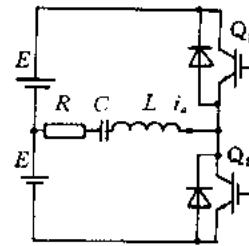


图 题 4.10

4.10 试分析图题 4.10 所示逆变电路的工作原理(定性分析)

4.11 若电路及其输出波形如图题 4.11 所示, 请画出开关管上的电压波形。

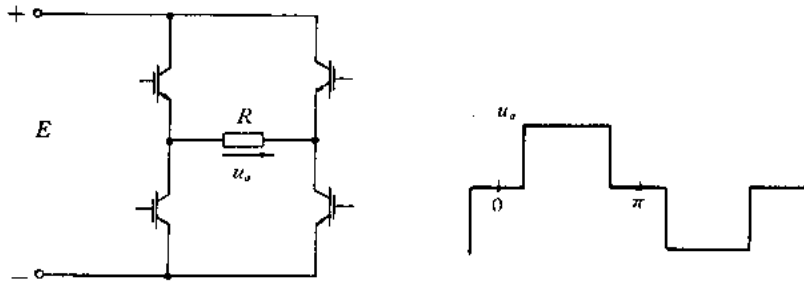


图 题 4.11

4.12 试比较图题 4.12 所示两种电路的优缺点。

4.13 请按本章图 4.38 的波形, 推导传送给交流电压源的功率。

4.14 对于图题 4.14 所示电路, 测得  $u_{DS}$  波形如图右边, 请分析  $u_{DS}$  波形出现电压尖峰的原因, 并说明削弱其电压尖峰的办法。

4.15 试求逆变器输出波形如图题 4.15 所示时的三次谐波电压的幅值。

4.16 试问由自关断器件组成的电压型三相桥式逆变器能否改成  $120^\circ$  导电类型? 为什么?

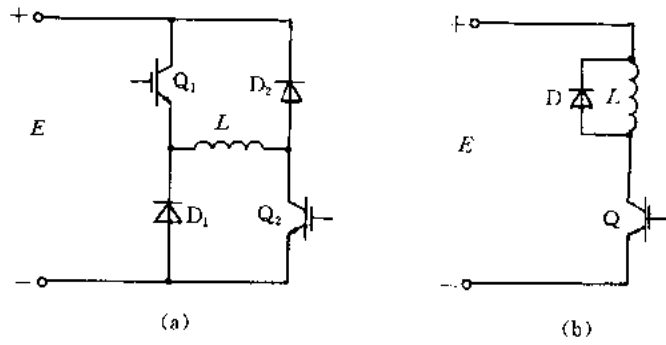


图 题 1.12

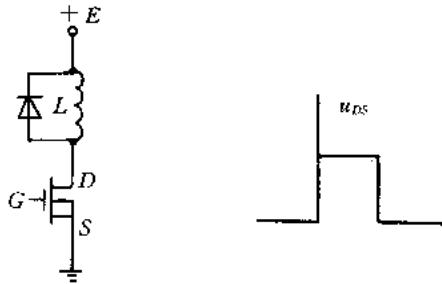


图 题 4.14

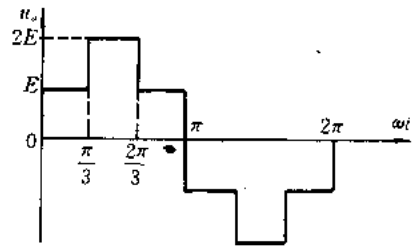


图 题 4.15

- 4.17 按什么原则判定晶闸管三相桥式逆变电路属于哪一种导电类型？
- 4.18 为什么在时间分割电路中，对晶闸管的  $di/dt$  耐量的要求并没有降低（相对于开关频率和输出频率相同的桥式逆变电路而言）？
- 4.19 能否使用自关断器件构成时间分割电路？并举例说明其工作原理和特点。
- 4.20 如图题 4.20 所示，电路工作在  $L, C_r$  谐振频率下，试画出图(a)中  $u_1$  和  $i_d$  以及图(b)中  $u_d$  和  $i_r$  的波形。

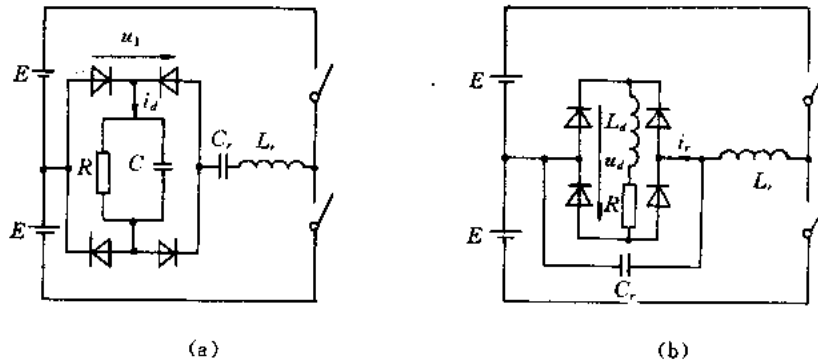


图 题 4.20

## 第五章 DC/DC 变换技术

将一个固定的直流电压变换成可变的直流电压称之为 DC/DC 变换,亦称直流斩波。

从历史上看,这种技术被广泛地应用于无轨电车、地铁列车、蓄电池供电的机动车辆的无级变速以及 80 年代兴起的电动汽车的控制,从而使上述控制获得加速平稳、快速响应的性能,并同时收到节约电能的效果。通常用直流斩波器代替变阻器调速可节约电能(20~30)%。直流斩波不仅能起调压的作用(开关电源),同时还能起到有效地抑制网侧谐波电流的作用。

本章首先阐述斩波器的工作原理,然后介绍利用自关断器件构成的典型 DC/DC 变换电路及其定量分析。

### 5.1 基本斩波器的工作原理

最基本的斩波电路示于图 5.1(a),斩波器负载为电阻( $R$ )。当开关(S)合上时,直流电压就加到  $R$  上,并持续  $t_1$  时间。当开关切断时,负载上的电压为零,并持续  $t_2$  时间,那么  $T=t_1+t_2$  为斩波器的工作周期,斩波器的输出波形如图 5.1(b)所示。若定义斩波器的工

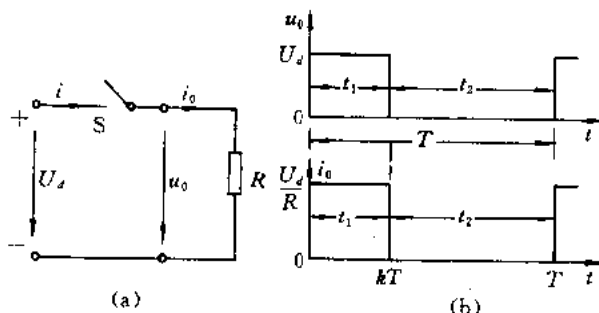


图 5.1 基本的降压斩波电路及其波形

(a) 电路;                      (b) 波形( $R$  负载)

作率  $k = \frac{t_1}{T}$ ,则由波形图上可获得输出电压平均值为

$$U_o = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} u_o dt = \frac{t_1}{T} U_d = k U_d \quad (5.1)$$

其输出电压有效值为

$$U = \left( \frac{1}{T} \int_0^{kT} u_o^2 dt \right)^{\frac{1}{2}} = \sqrt{k} U_d \quad (5.2)$$

若认为斩波器(S)是无损的,则输入功率  $P_i$  应与输出功率相等,即

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^{kT} u_o i dt = \frac{1}{T} \int_0^{kT} \frac{u_o^2}{R} dt = k \frac{U_d^2}{R} \quad (5.3)$$

从直流电源侧看的等效电阻  $R_i$  为

$$R_i = \frac{U_d}{I_0} = \frac{U_d}{\frac{kU_d}{R}} = \frac{R}{k} \quad (5.4)$$

由式(5.1)可知,当工作率( $k$ )从零变到1时,输出电压平均值从零变到 $U_d$ ,其等效电阻也随着 $k$ 而变化。

工作率( $k$ )的改变可以通过改变 $t_1$ 或 $T$ 来实现。通常斩波器的工作方式有两种:

- (1) 脉宽调制工作方式:维持 $T$ 不变,改变 $t_1$ 。
- (2) 频率调制工作方式:维持 $t_1$ 不变,改变 $T$ 。

但被普遍采用的是脉宽调制工作方式。因为采用频率调制工作方式,容易产生谐波干扰,而且滤波器设计也比较困难。

当斩波器带感性负载时,应采用图5.2所示电路。图5.1和图5.2均是降压斩波电路。但也可以按图5.3(a)接线方式构成基本的升压斩波电路。

在开关(S)接通的 $t_1$ 时间内,电感( $L$ )中的电流( $i$ )直线上升,能量储存于电感中。在开关断开的 $t_2$ 时间里,储存在电感中的能量通过二极管 $D_1$ 转换到负载中去,电感中的电流下降。所以在一个工作周期内通过电感中的电流波形如图5.3(b)所示。

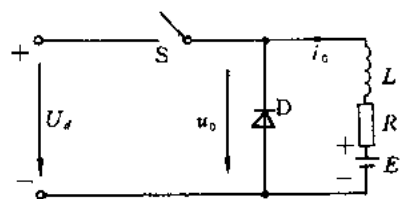


图 5.2 带感性负载的斩波电路

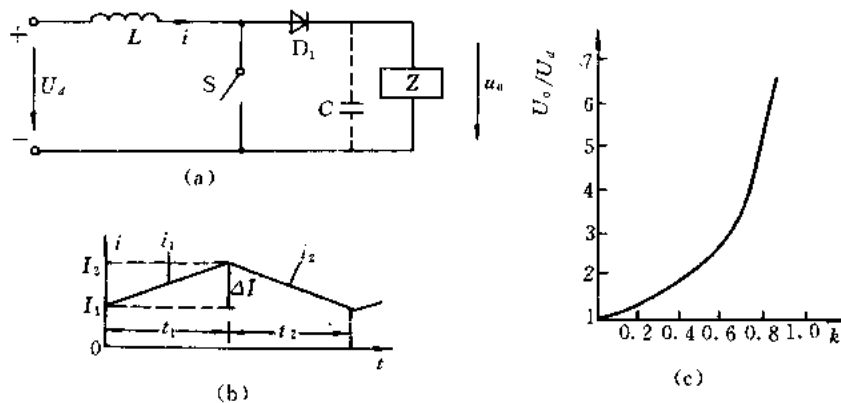


图 5.3 基本的升压斩波电路

(a) 电路; (b) 波形; (c) 输出特性

在 $t_1$ 时间里,开关接通,于是有

$$u_L = U_d = L \frac{di}{dt}$$

积分上式,得电感上的峰-峰脉动电流为

$$\Delta I = \frac{U_d}{L} t_1 \quad (5.5)$$

在 $t_2$ 时间间隔里,开关S断开,且输出电压保持恒定的 $U_o$ ,于是有

$$(U_o - U_d)t_2 = L\Delta I$$

考虑式(5.5),则得

$$U_o = \frac{U_d}{1-k} \quad (5.6)$$

因此由式(5.6)可知,随着 $k$ 的增加,输出电压将超过电源电压 $U_d$ 。当 $k=0$ 时,输出电压为 $U_d$ ;当 $k \rightarrow 1$ 时,输出电压将变得非常大,如图5.3(c)的输出特性所示。利用升压斩波电路可以实现两个直流电压源之间的能量交换,如图5.4(a)电路所示。该电路工作于两种模式,如图5.4(b)等值电路所示。

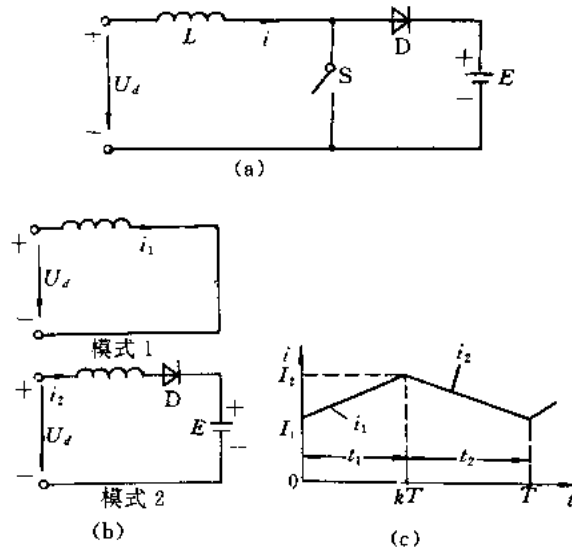


图 5.4 能量传输原理说明  
(a) 电路; (b) 等值电路; (c) 波形

(一) 工作模式 1(S 接通)

$$U_d = L \frac{di}{dt}$$

所以 
$$i_1(t) = \frac{U_d}{L}t + I_1 \quad (5.7)$$

其中, $I_1$  为工作模式 1 时的初始电流。在这期间,电感中电流必须上升,故必要条件为

$$\frac{di_1}{dt} > 0 \text{ 或 } U_d > 0 \quad (5.8)$$

(二) 工作模式 2(S 断开)

$$U_d = L \frac{di_2}{dt} + E$$

所以 
$$i_2(t) = \frac{U_d - E}{L}t + I_2 \quad (5.9)$$

其中, $I_2$  为工作模式 2 时的初始电流。在这期间,电感中电流必须下降,故其必要条件为

$$\frac{di_2}{dt} < 0 \text{ 或 } U_d < E \quad (5.10)$$

若式(5.10)不被满足,则电流将继续上升,直到破坏为止。考虑式(5.8)和式(5.10)的条件,则有

$$0 < U_d < E \quad (5.11)$$

式(5.11)表示,若  $E$  为固定的直流电源,  $U_d$  为不断下降的直流电动机的电压,则通过适当的控制,就能把电动机中的能量反馈到固定的直流电源,实现直流电机的再生制动。

利用上述两种基本电路的思想就可以构成运行于各种象限的斩波电路结构,见表 5.1。

表 5.1 斩波器的电路结构

型式	斩波器电路结构	$U_o - I_o$ 特性
第一象限斩波器		
第二象限或再生斩波器		
A型两象限斩波器		
B型两象限斩波器		
四象限斩波器		

## 5.2 Buck 电路

Buck 电路示于图 5.5(a),它就是一种降压斩波器,其输出电压平均值  $U_o$  总是小于输入电压  $U_d$ 。通过电感中的电流( $i_L$ )是否连续,取决于开关频率、滤波电感  $L$  和电容  $C$  的数值。在电感电流  $i_L$  连续条件下的工作波形示于图 5.5(c)。在电感电流连续条件下,其稳

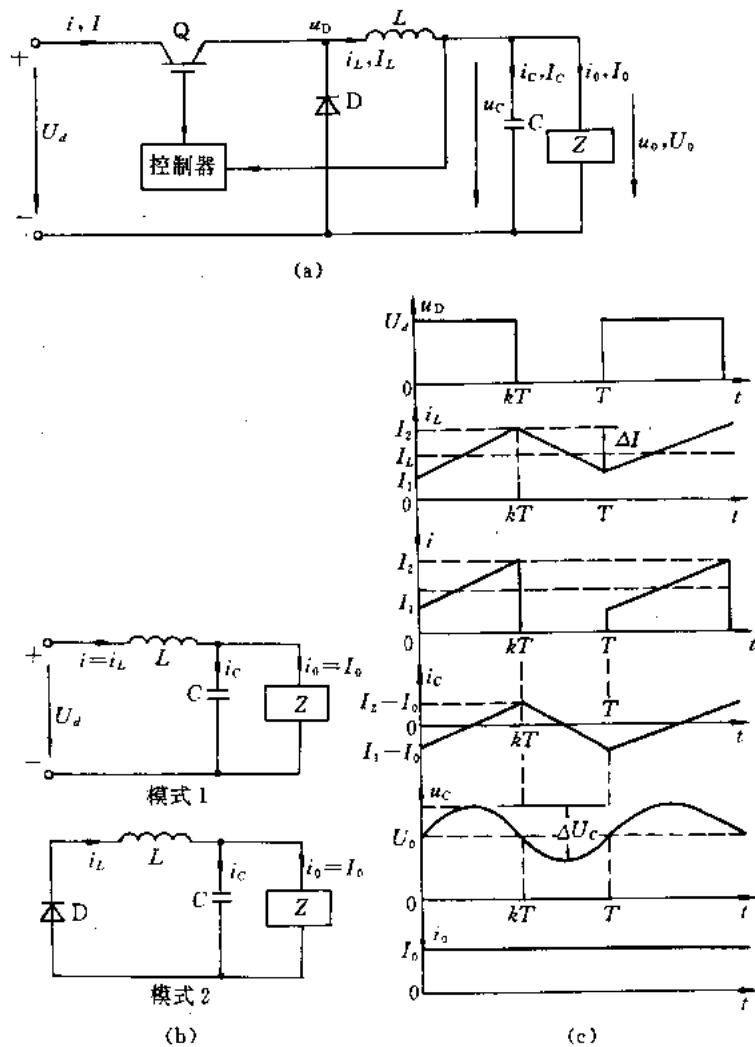


图 5.5 Buck 电路及其波形

(a) 电路; (b) 等值电路; (c) 波形

态工作过程分析,可按图 5.5(b)所示两种电路模式进行。

### (一) 工作模式 1 ( $0 \leq t \leq t_1 = kT$ )

$t=0$  时刻, Q 管被激励导通, D 管中电流迅速地转换到 Q 管。这时,电感上的电压为

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (5.12)$$

若假定在这期间的  $U_0$  不变, 电感电流按直线规律从  $I_1$  上升到  $I_2$ , 则有

$$U_d - U_0 = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (5.13)$$

或

$$t_1 = \frac{(\Delta I)L}{U_d - U_0} \quad (5.14)$$

### (二) 工作模式 2 ( $t_1 \leq t \leq T$ )

在  $t=t_1$  时刻 Q 管关断, Q 管中电流  $i$  迅速地转换到 D 中去。这时, 若仍假定在这期间的电感中电流  $i_L$  按直线规律从  $I_2$  下降到  $I_1$ , 则有

$$U_0 = L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (5.15)$$

或

$$t_2 = \frac{(\Delta I)L}{U_0} \quad (5.16)$$

其中  $\Delta I$  为电感的峰-峰脉动电流。考虑到式(5.13)和式(5.15), 则有

$$\Delta I = \frac{(U_d - U_0)t_1}{L} = \frac{U_0 t_2}{L}$$

将  $t_1 = kT$ ,  $t_2 = (1-k)T$  代入上式得

$$U_0 = kU_d \quad (5.17)$$

式(5.17)表明 Buck 电路的输出电压平均值与  $k$  成正比,  $k$  从零变到 1, 输出电压从零变到  $U_d$ , 且输出电压最大值不超过  $U_d$ 。

若假定 Buck 电路为无损的, 则有

$$U_d I = U_0 I_0 = kU_d I_0$$

即

$$I = kI_0 \quad (5.18)$$

因此开关周期  $T$  可表示为

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{(\Delta I)L U_d}{U_0(U_d - U_0)} \quad (5.19)$$

从式(5.19)亦可求得  $\Delta I$  的表达式为

$$\Delta I = \frac{U_0(U_d - U_0)}{fL U_d} \quad (5.20)$$

或

$$\Delta I = \frac{U_d k(1-k)}{fL} \quad (5.21)$$

因为  $i_L = i_C + i_0$ , 若假定负载电流  $i_0$  的脉动很小而可忽略, 则  $\Delta i_L = \Delta i_C$ 。因为电容电流一周期的平均值为零, 那么在  $\frac{t_1}{2} + \frac{t_2}{2} = \frac{T}{2}$  时间内, 电容充电或放电的电荷量为

$$\Delta Q = \frac{\Delta I}{4} \frac{T}{2} \quad (5.22)$$

因此, 电容上电压峰-峰脉动值为

$$\Delta U_C = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{\Delta I}{8fC} \quad (5.23)$$

将式(5.20)或(5.21)代入式(5.23)得

$$\Delta U_c = \frac{U_o(U_d - U_o)}{8LCf^2U_d} \quad (5.24)$$

或

$$\Delta U_c = \frac{U_d k(1-k)}{8LCf^2} \quad (5.25)$$

根据  $\Delta I$ ,  $\Delta U_c$  和  $f$  以及其它要求(输入和输出), 依据上述公式, 可大概地确定  $L$  和  $C$  值。

### 5.3 Boost 电路

图 5.6(a)所示为 Boost 电路。它是一种升压斩波电路, 其输出电压平均值将超过电源电压  $U_d$ , 其电路的工作波形表示图于 5.6(c)。

在电感电流连续的条件下, 电路工作于图 5.6(b)所示的两种电路模式。

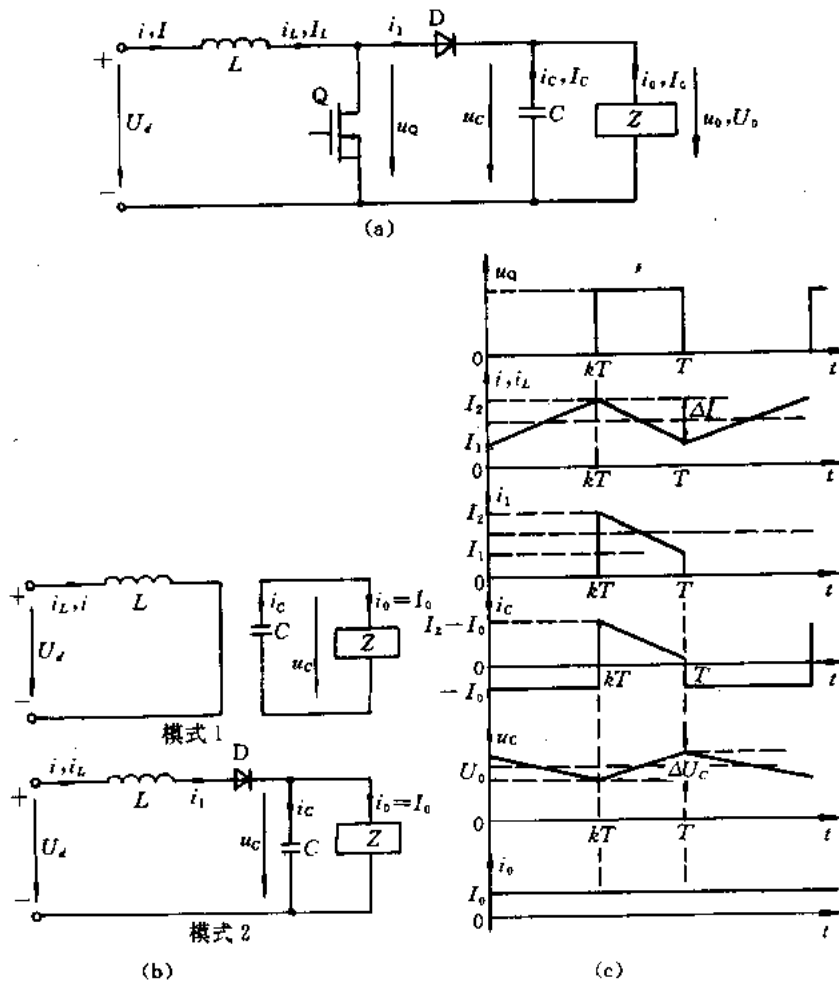


图 5.6 Boost 电路及其波形  
(a) 电路; (b) 等值电路; (c) 波形

(一) 工作模式 1 ( $0 \leq t \leq t_1 = kT$ )

在  $t=0$  时刻, Q 导通, 电感中的电流按直线规律上升, 则有

$$U_d = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (5.26)$$

或

$$t_1 = \frac{(\Delta I)L}{U_d} \quad (5.27)$$

(二) 工作模式 2 ( $t_1 \leq t \leq T$ )

在  $t=t_1$  时刻, Q 管断开。若假定在这期间的电感电流仍按直线规律从  $I_2$  降到  $I_1$ , 则有

$$U_0 - U_d = L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (5.28)$$

或

$$t_2 = \frac{(\Delta I)L}{U_0 - U_d} \quad (5.29)$$

考虑到式(5.26)和(5.28), 则有

$$\Delta I = \frac{U_d t_1}{L} = \frac{(U_0 - U_d)t_2}{L} \quad (5.30)$$

将  $t_1 = kT, t_2 = (1-k)T$  代入上式, 则求得

$$U_0 = \frac{U_d}{1-k} \quad (5.31)$$

式(5.31)表明, Boost DC/DC 变换器是一个升压斩波电路。当  $k$  从零趋近于 1 时,  $U_0$  从  $U_d$  变到任意大。

同 5.2 节一样的道理, 可求得

$$I = \frac{I_0}{1-k} \quad (5.32)$$

$$T = \frac{(\Delta I)L U_0}{U_d(U_0 - U_d)} \quad (5.33)$$

$$\Delta I = \frac{U_d(U_0 - U_d)}{fL U_0} \quad (5.34)$$

或

$$\Delta I = \frac{U_d k}{fL} \quad (5.35)$$

若忽略负载电流脉动, 那么在  $[0, t_1]$  期间, 电容上泄放的电荷量, 反映了电容峰-峰电压脉动量, 即

$$\Delta U_c = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} i_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_0 dt = \frac{I_0 t_1}{C} \quad (5.36)$$

由式(5.31)求得  $t_1 = \frac{U_0 - U_d}{U_0 f}$ , 并代入式(5.36), 得

$$\Delta U_c = \frac{I_0(U_0 - U_d)}{U_0 f C} \quad (5.37)$$

或

$$\Delta U_c = \frac{I_0 k}{f C} \quad (5.38)$$

## 5.4 Buck-Boost 电路

图 5.7(a)为 Buck-Boost 电路,这是降压-升压混合电路,其输出电压可以小于输入电压,也可以大于它,而输出电压极性与输入电压的相反。其工作波形示于图 5.7(c)。

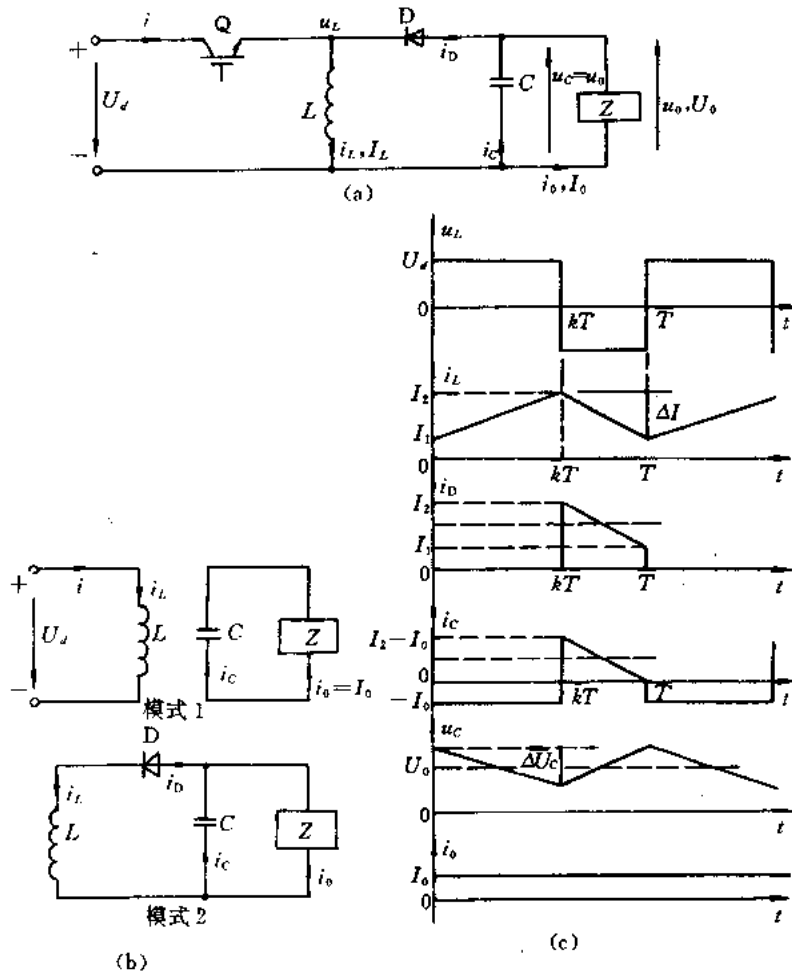


图 5.7 Buck-Boost 电路及其波形

(a) 电路; (b) 等值电路; (c) 波形

在电感电流  $i_L$  连续条件下, Buck-Boost 电路工作于图 5.7(b)所示的两种模式。

(一) 工作模式 1 ( $0 \leq t \leq t_1 = kT$ )

在  $t=0$  时刻,  $Q$  管导通,  $D$  管反偏置关断, 输入电流  $i$  通过电感  $L$ , 并在这个期间按直线规律从  $I_1$  上升到  $I_2$ , 则有

$$U_d = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (5.39)$$

或

$$t_1 = \frac{(\Delta I)L}{U_d} \quad (5.40)$$

### (二) 工作模式 2 ( $t_1 \leq t \leq T$ )

在  $t=t_1$  时刻, 关断 Q 管, 电感中的电流通过负载和电容 C 流动, 负载电压极性与输入的相反。若认为, 在这个期间, 电感电流仍按直线规律从  $I_2$  降到  $I_1$ , 则有

$$U_o = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (5.41)$$

或

$$t_2 = \frac{-(\Delta I)L}{U_o} \quad (5.42)$$

考虑到式(5.39)和(5.41), 电感的峰-峰脉动电流为

$$\Delta I = \frac{U_d t_1}{L} = \frac{-U_o t_2}{L}$$

将  $t_1 = kT$ ,  $t_2 = (1-k)T$  代入上式, 则输出电压平均值为

$$U_o = -\frac{U_d k}{1-k} \quad (5.43)$$

同前面分析一样, 可得

$$I = \frac{I_o k}{1-k} \quad (5.44)$$

$$T = \frac{(\Delta I)L(U_o - U_d)}{U_d U_o} \quad (5.45)$$

$$\Delta I = \frac{U_d U_o}{fL(U_o - U_d)} \quad (5.46)$$

或

$$\Delta I = \frac{U_d k}{fL} \quad (5.47)$$

电容上的峰-峰脉动电压求法同 Boost 电路的一样, 可得

$$\Delta U_c = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} i_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_o dt = \frac{I_o t_1}{C} \quad (5.48)$$

由式(5.43)求得  $t_1 = \frac{U_o}{(U_o - U_d)f}$ , 并代入上式得

$$\Delta U_c = \frac{I_o U_o}{(U_o - U_d) f C} \quad (5.49)$$

或

$$\Delta U_c = \frac{I_o k}{f C} \quad (5.50)$$

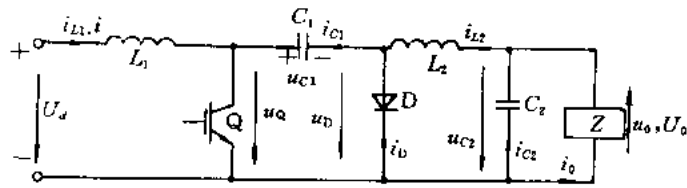
## 5.5 Cuk 电路

Cuk 电路表示在图 5.8(a)。它也是升降压混合电路, 其输出电压极性与输入的相反。在负载电流连续条件下, 其工作波形示于图 5.8(c)。

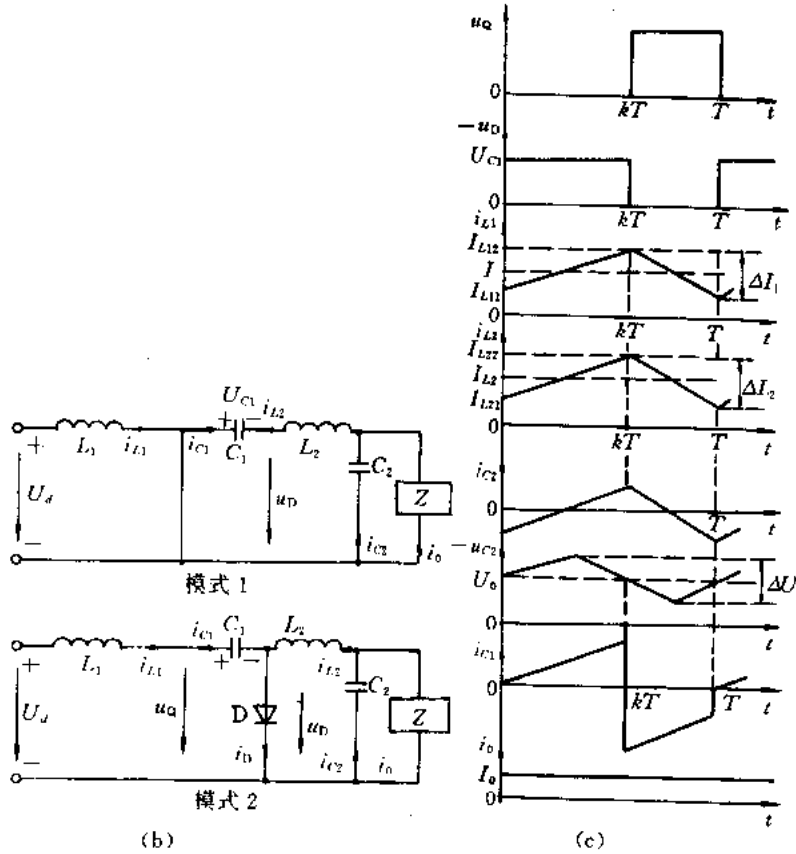
电路的稳态工作可按图 5.8(b)所示的两种模式进行分析。

### (一) 工作模式 1 ( $0 \leq t \leq t_1 kT$ )

在  $t=0$  时刻, Q 管导通, 电感  $L_1$  中的电流  $i_{L1}$  线性增长(从  $I_{L11}$  到  $I_{L12}$ ), 即有



(a)



(b)

(c)

图 5.8 Cuk 电路及其波形

(a) 电路; (b) 等值电路; (c) 波形

$$U_d = L_1 \frac{I_{L12} - I_{L11}}{t_1} = L_1 \frac{\Delta I_1}{t_1} \quad (5.51)$$

或

$$t_1 = \frac{(\Delta I_1) L_1}{U_d} \quad (5.52)$$

在这期间, 电容 \$C\_1\$ 上的电压使 \$D\$ 管反偏置, 而通过负载和电感 \$L\_2\$ 传输能量, 负载获得反极性电压。由电路可知, 在这种电路结构中, \$Q\$ 管和二极管 \$D\$ 是同步工作的, 即 \$Q\$ 管导通, \$D\$ 截止; \$Q\$ 管截止, \$D\$ 则导通。

### (二) 工作模式 2 (\$t\_1 \leq t \leq T\$)

在 \$t=t\_1\$ 时刻, \$Q\$ 管关断, \$D\$ 导通, 电容 \$C\_1\$ 被充电, 电感 \$L\_1\$ 的电流 \$i\_{L1}\$ 下降。若假定其下降规律符合直线变化(从 \$I\_{L2}\$ 变到 \$I\_{L1}\$), 则有

$$U_d - U_{C1} = L_1 \frac{\Delta I_1}{t_2} \quad (5.53)$$

或

$$t_2 = \frac{(\Delta I_1)L_1}{U_d - U_{C1}} \quad (5.54)$$

其中,  $U_{C1}$  为电容  $C_1$  上的平均电压值。考虑式(5.51)和(5.53), 则有

$$\Delta I_1 = \frac{U_d t_2}{L_1} = \frac{(U_d - U_{C1})t_2}{L_1}$$

将  $t_1 = kT, t_2 = (1-k)T$  代入上式, 则电容  $C_1$  上的电压平均值为

$$U_{C1} = U_d \left(1 - \frac{t_1}{T}\right) = \frac{U_d(1-2k)}{1-k} \quad (5.55)$$

现考虑电感  $L_2$  中电流变化的情况, 仍假定电感  $L_2$  中的电流变化也是按线性规律进行的, 而且连续, 则在  $[0, kT]$  期间有

$$U_{C1} - U_0 = L_2 \frac{I_{L22} - I_{L21}}{t_1} = L_2 \frac{\Delta I_2}{t_1} \quad (5.56)$$

或

$$t_1 = \frac{(\Delta I_2)L_2}{U_{C1} - U_0} \quad (5.57)$$

在  $[kT, T]$  期间有

$$U_0 = -L_2 \frac{\Delta I_2}{t_2} \quad (5.58)$$

$$t_2 = -\frac{(\Delta I_2)L_2}{U_0} \quad (5.59)$$

由式(5.56)和(5.58), 可得

$$\Delta I_2 = \frac{(U_{C1} - U_0)t_1}{L_2} = -\frac{U_0 t_2}{L_2} \quad (5.60)$$

将  $t_1 = kT, t_2 = (1-k)T$  代入上式, 则得

$$U_{C1} = -\frac{U_0(1-2k)}{k} \quad (5.61)$$

令式(5.55)等于式(5.61), 则得

$$U_0 = -\frac{kU_d}{1-k} \quad (5.62)$$

式(5.62)的结果与 Buck-Boost 电路的是一样的。按前述相同办法, 可求得

$$I = \frac{kI_0}{1-k} \quad (5.63)$$

由式(5.52)和(5.54)可得

$$T = \frac{(\Delta I_1)L_1(2U_d - U_{C1})}{U_d(U_d - U_{C1})} \quad (5.64)$$

$$\Delta I_1 = \frac{U_d(U_d - U_{C1})}{fL_1(2U_d - U_{C1})} \quad (5.65)$$

或

$$\Delta I_1 = \frac{U_d k}{fL_1} \quad (5.66)$$

由式(5.57)和(5.59)也可得

$$T = \frac{(\Delta I_2)L_2(2U_0 - U_{C1})}{U_0(U_{C1} - U_0)} \quad (5.67)$$

$$\Delta I_2 = -\frac{U_0(1-k)}{fL_2} = \frac{kU_d}{fL_2} \quad (5.68)$$

下面求两个电容的峰-峰脉动电压。当 Q 管关断时,对电容  $C_1$  的充电电流平均值为  $I_{C1}(=I)$ ,故电容  $C_1$  的峰-峰脉动电压为

$$\Delta U_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_2} i_{C1} dt = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_2} I dt = \frac{I t_2}{C_1} \quad (5.69)$$

将  $t_2 = \frac{U_d}{(U_d - U_0)f}$  代入上式得

$$\Delta U_{C1} = \frac{I U_d}{(U_d - U_0) f C_1} \quad (5.70)$$

或

$$\Delta U_{C1} = \frac{I(1-k)}{f C_1} \quad (5.71)$$

若假定负载电流  $i_o$  的脉动  $\Delta i_o$  可以忽略,即  $\Delta i_{L2} = \Delta i_{C2}$ ,那么在  $T/2$  期间,通过  $C_2$  的充电电流平均值为  $I_{C2} = \Delta I_2/4$ ,故有

$$\Delta U_{C2} = \frac{1}{C_2} \int_0^{T/2} i_{C2} dt = \frac{1}{C_2} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I_2}{4} dt = \frac{\Delta I_2}{8 f C_2} \quad (5.72)$$

现将  $\Delta I_2 = \frac{kU_d}{fL_2}$  代入上式得

$$\Delta U_{C2} = \frac{kU_d}{8 C_2 L_2 f^2} \quad (5.73)$$

Cuk 电路是借助电容来传输能量,而 Buck-Boost 电路是借助电感来传输能量。当 Q 管导通时,两个电感的电流都要通过它,因此通过 Q 管的峰值电流比较大。因为传输能量是通过  $C_1$ ,所以电容  $C_1$  中的脉动电流也比较大。

## 5.6 晶闸管斩波电路

逆阻型晶闸管的基本斩波电路有三种形式,如图 5.9(a),(b)和(c)所示。图 5.10 是一种逆导晶闸管组成的斩波电路。由 GTO 组成的斩波电路表示在图 5.11。现以图 5.9(a)电路为例,说明其工作原理。

$T_1$  为主晶闸管, $T_2$  为辅助晶闸管。它的换流电路由  $T_2$ 、二极管  $D_1$ 、电感  $L$  和电容  $C$  组成。

欲使电路能正常工作,应使电容  $C$  首先得到如图所示的极性电压。为此,可通过以下两个途径对电容  $C$  充电:(1)先闭合开关(S)然后断开;(2)在工作程序上,应使晶闸管( $T_2$ )先于主晶闸管( $T_1$ )被触发导通。电路的工作过程分析如下:

在  $t=t_0$  时刻,触发  $T_1$  管,负载电流  $i_o$  迅速地从续流二极管  $D$  转移到  $T_1$  管。同时发生的是, $C$  通过  $T_1$ 、 $L$  和  $D_1$  反充电,使电容上的电压极性反向。但因  $D_1$  管的反向闭锁作用,在  $T_2$  导通前一直保持电容  $C$  上反向电压值不变。电容  $C$  的反充电电流也流经晶闸管

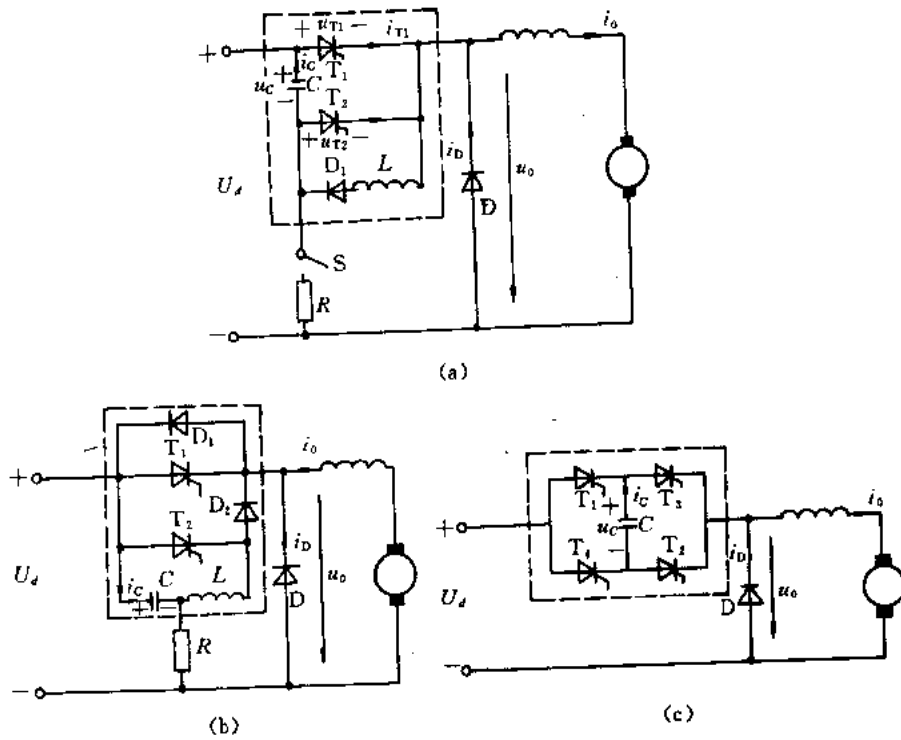


图 5.9 逆阻型晶闸管的基本斩波电路  
(a) 电压换相式; (b) 电流换相式; (c) 负载换相式

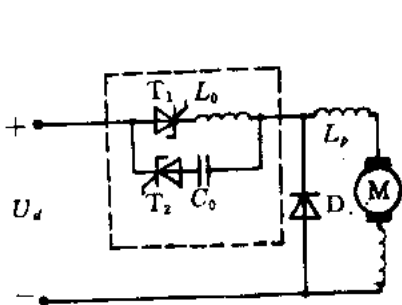


图 5.10 逆导晶闸管斩波电路

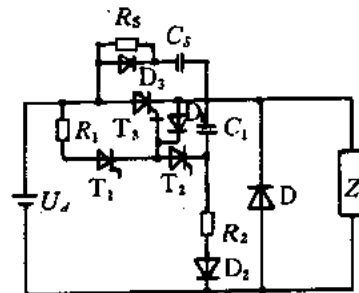


图 5.11 GTO 斩波电路

$T_1$ , 所以主晶管  $T_1$  导通时, 负载电流  $i_o$  和  $i_c$  电流都要通过它。

为使晶闸管  $T_1$  关断, 可在合适的时刻 (例如  $t_2$  时刻) 触发  $T_2$  管。此时, 电容  $C$  上的电压被接在  $T_1$  管两端, 使其承受反向电压而关断。此时还应注意,  $T_2$  管刚导通时, 负载上的电压跃变到  $U_d + u_c$ , 至少是电源电压的两倍。

当  $T_1$  管关断后, 电容  $C$  通过  $U_d$ ,  $T_2$  和负载再充电, 直到  $T_2$  管关断, 电容  $C$  上又充电到图示极性的电压, 电路恢复到初始状态,  $T_1$  管等待着下一次触发。其电路的工作波形示于图 5.12。

根据图 5.12 波形可以确定换流的参数如下, 电容参数:

$$C = \frac{I_{om}}{U_d} t_q \quad (5.74)$$

其中  $I_{om}$  为最大负载电流；

$t_q$  为线路换向时间。

电感参数：

$$C \left( \frac{U_d}{I_{om}} \right)^2 \leq L \leq \frac{0.01T^2}{\pi^2 C} \quad (5.75)$$

其中  $T$  为斩波器的工作周期。

对于其它 SCR 斩波电路工作原理，读者可自行分析，或参阅有关的书籍。

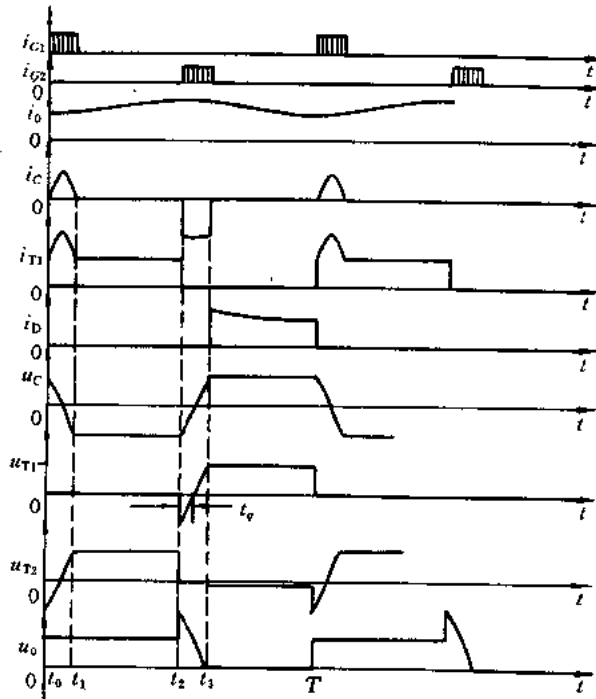


图 5.12 电压换相式斩波器的工作波形

## 5.7 有关输入滤波问题

为了能清楚地理解斩波器输入端设置滤波器的必要性，可假定斩波器为理想开关[见图 5.13(a)]，负载电流为恒定值。当接通斩波器时，输入电流  $i$  等于电动机电流  $i_o$ 。当斩波器关断时，负载电流  $i_o$  通过续流管继续流通，电源端输入电流等于零，所以电源输入电流为方脉冲波，如图 5.13(b)所示。

若电源输入电流平均值为  $I$ ，则在无损系统中应有

$$EI = kEI_o \quad (5.76)$$

即

$$I = kI_o \quad (5.77)$$

由式(5.77)可知，若  $k < 1$ ，则电源输入电流平均值  $I$  小于负载电流平均值  $I_o$ 。但斩波器接通时，输入电流值总是与负载电流相等，所以电源必须提供大的峰值功率；而且电源

电流中的谐波将产生许多不利的影响,诸如谐波发热、信号干扰以及电源电压波动和畸变。为消除这些不利的影响,应在电源输入端加滤波器。

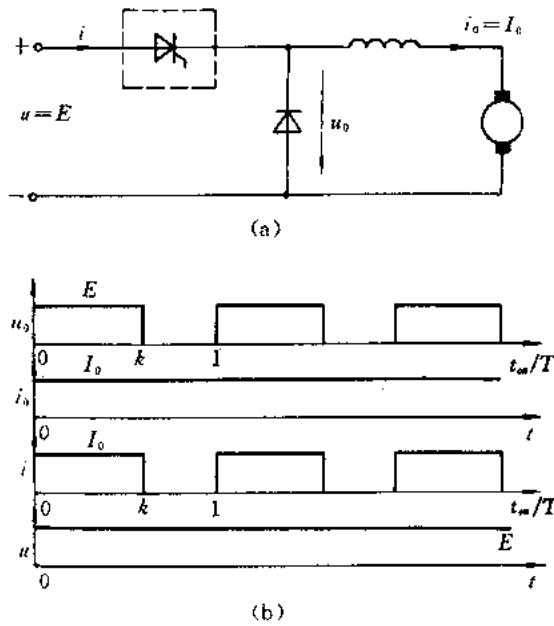


图 5.13 基本斩波器输入电流波形  
(a) 电路; (b) 波形;

在斩波器输入端加电容滤波器,如图 5.14(a)所示,可使电源输入电流变得平缓,即脉动幅度减小,这时斩波器工作所需的脉动电流由电容器提供。但要得到像图 5.14(b)那样完全无脉动的输入电流,则需无穷大的电容。为了减少输入电容的数值又达到相同的滤波效果,则可采用  $L-C$  滤波,如图 5.15(a)所示。根据其等值电路图 5.15(b),则可得到电源输入端的第  $n$  次谐波电流的有数值表达式为

$$I_n = \frac{\frac{X_C}{n}}{nX_L - \frac{X_C}{n}} I_{CHn} \quad (5.78)$$

式中

$$X_L = 2\pi f_{CH} L \quad (5.79)$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_{CH} C} \quad (5.80)$$

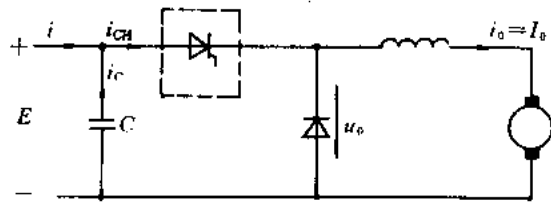
$n$  为谐波的次数。

将式(5.79)和(5.80)代入式(5.78)得

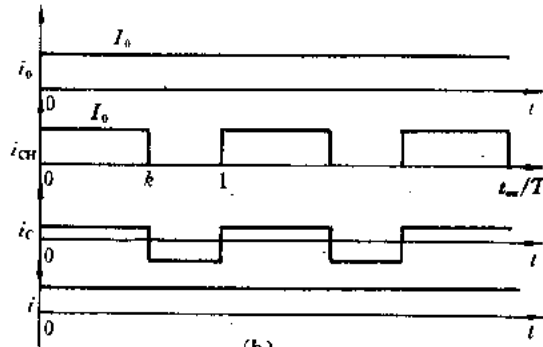
$$I_n = \frac{1}{4n^2\pi^2 f_{CH}^2 LC - 1} I_{CHn} = \frac{1}{\left(n \frac{f_{CH}}{f_r}\right)^2 - 1} I_{CHn} \quad (5.81)$$

式中  $I_{CHn}$  为斩波器电流的第  $n$  次谐波有效值;

$f_{CH}$  为斩波器的工作频率(斩波频率);



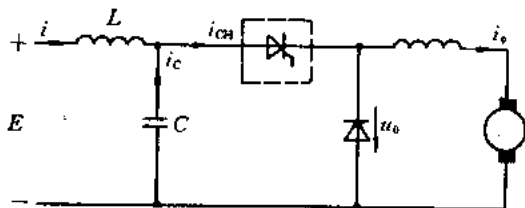
(a)



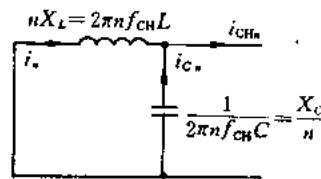
(b)

图 5.14 斩波器输入端加电容滤波

(a) 电路; (b) 波形



(a)



(b)

图 5.15 斩波器输入端加 L-C 滤波

(a) 电路; (b) 等值电路

$$f_r \text{ 为 } LC \text{ 的谐振频率, } f_r = \left( \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \right).$$

式(5.81)表明,  $f_r$  同  $f_{CH}$  不能相等, 否则将产生谐振, 引起大的谐振电流。其中最危险的情况发生在  $n=1, f_r=f_{CH}$  条件下。为了避免这种谐振现象, 通常要求

$$f_{CH} = (2 \sim 3) f_r \quad (5.82)$$

在这样的条件下, 电源的谐波电流可近似为

$$I_n \approx \left( \frac{f_r}{n f_{CH}} \right)^2 I_{CH*} \quad (5.83)$$

由式(5.83)可知, 可以有以下方法来降低电源输入端的谐波电流:

- (1) 提高斩波频率( $f_{CH}$ )
- (2) 降低  $L-C$  的谐振频率( $f_r$ )
- (3) 减少斩波器中的电流脉动幅值。

提高  $f_{CH}$ , 可以采用新型场控制器件。然而降低  $f_r$  却带来滤波器尺寸的增大。减少斩

波器中的电流脉动幅值,可采用多个斩波器错位并联的办法,如图 5.16(a)所示。若将两个或多个斩波器并联,而且彼此错开相位,则能降低整体斩波器的脉动电流幅值,并增加其脉动频率。其结果是电源输入端谐波电流显著减小。

图 5.16(a)是两个斩波器并联运行接线电路。图 5.16(b)、(c)以及(d)给出同相和错位运行时的波形。若采用  $k=0.5$  的错位运行,在理想条件下,电源输入端电流为无脉动的直流,且其幅值仅为电动机电流的  $1/2$ 。

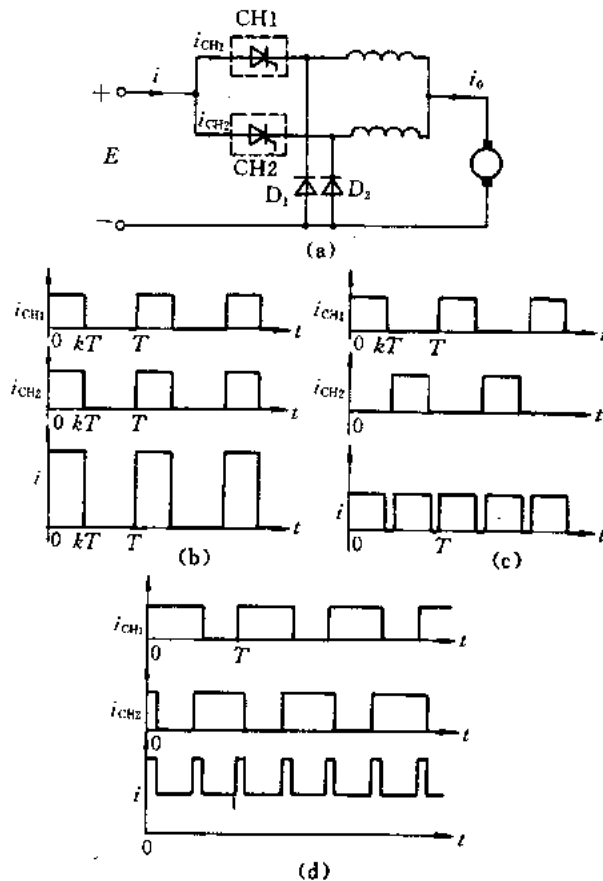


图 5.16 两个斩波器并联运行  
(a) 电路; (b) 同相运行( $k=0.4$ );  
(c) 错位运行( $k=0.4$ ); (d) 错位运行( $k=0.6$ )

## 5.8 斩波器的电路结构

利用基本斩波电路可以组成各种电路结构,使负载工作在不同象限,如表 5.1 所示。

第一象限和第二象限斩波器前面已讲过了。第一象限斩波器适合于电机的电动运行方式,而第二象斩波器适合于电机的再生制动工作方式。

把前面两种斩波器合并而成 A 型两象限斩波器。其特点是,输出电压  $E_o$  方向不能改变,而输出电流可逆,所以功率流向可逆。显然 A 型两象限斩波器对于电动机的电动运行和再生制动运行都是适用的。

B型两象限斩波器是一种桥式结构。其特点是,输出电压可以改变极性,而输出电流不可逆,所以功率流向可逆。因此它亦适合于电机两象限运行。

四象限斩波器是将两台A型两象限斩波器组合而成。做这样的安排之后,输出电压和电流的方向均可改变,因此它适合于可逆再生制动的传动系统

## 思考与练习五

- 5.1 场控器件的应用对 DC/DC 变换器的发展有何影响?
- 5.2 场控的 DC/DC 变换技术对新一代整流电源的诞生起什么作用?
- 5.3 如图题 5.3 所示,当电感  $L$  中的电流为  $i_L$  时,接通开关管  $Q$ ,那么  $Q$  管在开通瞬间流过的电流是否就是  $i_L$ ? 为什么?

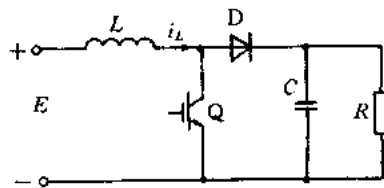


图 题 5.3

- 5.4 请简述 Buck-Boost 电路同 Cuk 电路的异同点。
- 5.5 试比较 Buck 电路和 Boost 电路中有源开关器件的开关损耗。
- 5.6 开关器件的开关损耗大小同哪些因素有关?
- 5.7 为什么使用场控器件作为斩波电路的开关元件时,就不容易发生斩波频率与滤波网络谐振问题?
- 5.8 使用错位斩波电路有什么优点?
- 5.9 本章图 5.10 电路是从哪一种逆阻晶闸管斩波电路演变过来的? 并说明其演变过程?
- 5.10 试以本章图 5.9(a)为例,说明电路对逆阻晶闸管哪些动态参数提出比较严格的要求?
- 5.11 试以 Buck 电路为例,推导电容器  $C$  上的脉动电压  $\Delta u_c$  公式(写出推导过程)。

## 第六章 谐振开关技术

本章在分析开关电路中器件开关损耗的基础上,阐述三种(零电压、零电流和多谐振)谐振开关电路的工作原理,进而介绍它的技术发展情况,并介绍谐振环逆变器。

### 6.1 概述

PWM DC/DC 变换技术主要应用于开关电源以及直流电压的调节。使用高速电力半导体器件,特别是 VDMOS 管,PWM 开关电源工作频率可提高到 500~800kHz。为了满足宇航和计算机等领域对开关电源提出的超小型化、高效率和高功率密度(50~80W/in<sup>3</sup>)的要求,开关电源的频率还需进一步提高(数兆赫至数十兆赫)。然而原先的 PWM 开关电路拓扑结构决定了开关损耗的进一步降低遇到了困难,因此如何大幅度地降低开关损耗成为发展“卡片式”开关电源的最关键问题之一。

80 年代迅速发展起来的谐振开关技术为解决降低器件的开关损耗和提高开关频率找到了有效的解决办法,引起了电力电子技术领域和工业界同行的极大兴趣和普遍的重视。从原理上看,这种谐振开关技术可以使器件的开关损耗降到零,因而频率的提高不受限制。但是,这时磁性材料的性能成为提高开关频率一个主要障碍。目前数兆赫的谐振开关电源已经问世,20MHz 的谐振开关电源也已研制出来,功率密度可达每立方英寸 30~50W,效率大于 80%。单从兆赫级谐振开关电源投入实用化角度看,需解决诸如兆赫级变压器的制造技术、电路的封装技术、印刷电路板的设计与制造工艺以及进一步提高磁性材料性能等问题。

若将零电压和零电流开关技术应用于 DC/AC 变换器,即开拓大功率应用领域,还需解决下列一些问题:

- (1) 减少器件的电压和电流应力,即降低谐振峰值电压或电流。
- (2) 扩大功率使用范围。
- (3) 由调频控制转入恒频脉宽调制,即软开关 PWM 控制。
- (4) 进一步完善控制技术。
- (5) 提高工作可靠性。

近几年,国际和国内的研究人员对于谐振开关电路的拓扑结构以及控制技术等进行广泛的探讨和深入的研究,产生了一些很有应用前景的变换器电路,例如“有源电压箝位谐振直流环逆变器”、“新型并联谐振直流环软开关 PWM 变换器”、“半桥式零电压多谐振变换器”以及其它电路等。这些方面的研究都在上述某些方面有所突破,从而给人们展现了谐振开关技术在逆变器中应用的广阔前景。这些逆变器代表着当今逆变技术的发展方向。这些技术的进一步完善和实用化,将为实现较理想的功率双向流动、高功率密度、低的电磁干扰和环境噪声以及高动态品质的变流系统打下坚实的基础。

## 6.2 器件的损耗

### 6.2.1 典型的开关损耗

图 6.1 给出了纯阻负载电路中自关断器件开关工作时的典型电压和电流及其相应的开关能量损耗波形。很显然,器件在工作过程中的损耗包括下面四部分:

- (1) 断态损耗(漏电流引起的) $P_1$ ;
- (2) 通态损耗  $P_2$ ;
- (3) 开通损耗  $P_{on}$ ;
- (4) 关断损耗  $P_{off}$ 。

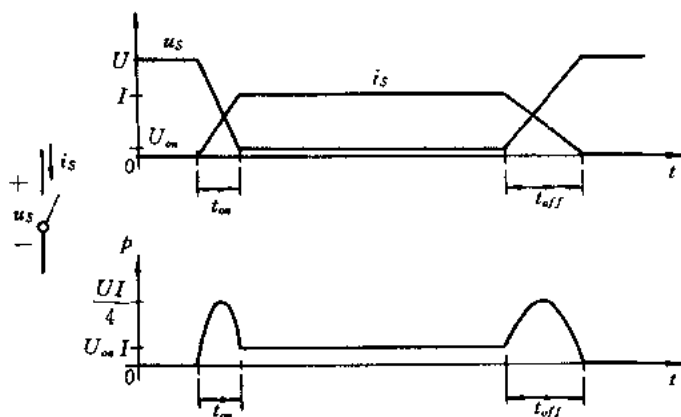


图 6.1 器件开关工作时的典型电压、电流及能量损耗波形

那么,器件的总损耗为

$$P = P_1 + P_2 + P_{on} + P_{off} \quad (6.1)$$

而器件的开关损耗定义为

$$P_{sw} = P_{on} + P_{off} \quad (6.2)$$

通常,器件的断态损耗可以忽略,其通态损耗为:

$$P_2 \approx U_m I \quad (6.3)$$

若假定,在开关过程中器件的电压和电流按线性规律变化,同时在计算时忽略  $U_m$  (通态压降) 和漏电流,则器件的开通和关断损耗分别近似为

$$P_{on} = \frac{1}{6} f_{sw} U I t_{on} \quad (6.4)$$

$$P_{off} = \frac{1}{6} f_{sw} U I t_{off} \quad (6.5)$$

式中  $f_{sw}$  为开关频率。

式(6.4)和(6.5)表明,器件的开关损耗同开关频率  $f_{sw}$  成正比。随开关频率增加,开关损耗将成为器件损耗的主要部分。

## 6.2.2 Buck 电路中器件的开关损耗

对于典型的 Buck 电路,当负载电流保持恒定时,其电路可等值于图 6.2。

在 Q 管关断期间,负载电流  $I_o$  通过续流管 D 继续流通。现给 Q 管一个激励信号使其导通,D 管中电流逐渐向 Q 管转移,因此在 Q 管电流上升期间,Q 管上的电压必须保持在  $U_d$  而不上升,直到  $i_Q=I_o$  时,Q 管上的电压才开始下降,如图 6.3(a)所示。

同理分析,当已导通的 Q 管在撤除激励信号后,其上电压  $u_Q$  必须首先从零开始上升,在 Q 管电压上升期间,Q 管的电流  $i_Q$  维持在  $I_o$  值,直到 Q 管上电压上升到  $U_d$  时,Q 管中的电流  $i_Q$  才开始下降,如图 6.3(b)所示。

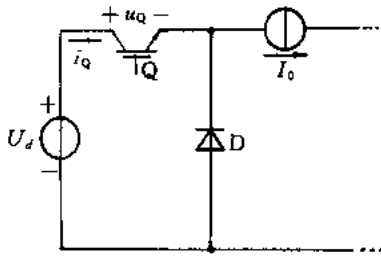


图 6.2 Buck 等值电路

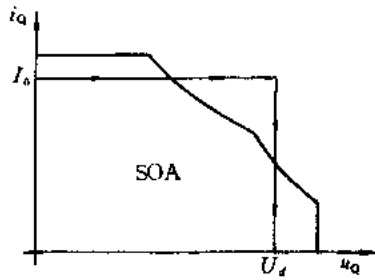


图 6.4 PWM 电路中器件的开关过程的轨迹

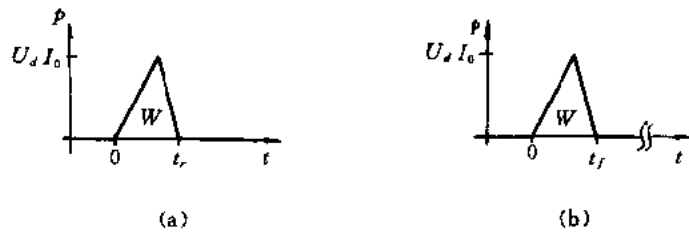


图 6.3 Buck 电路中器件开关工作波形及能量损耗波形

(a) 开通时的波形; (b) 关断时的波形

根据图 6.3 的波形,在线性假设条件下,器件的开通和关断损耗分别表示为

$$P_{on} = \frac{1}{2} f_{sw} U_d I_o t_r \quad (6.6)$$

$$P_{off} = \frac{1}{2} f_{sw} U_d I_o t_f \quad (6.7)$$

比较式(6.4)和(6.6)以及式(6.5)和(6.7)可知,Buck 电路中器件的开关损耗更为严重。若  $I_o=50\text{A}$ ,  $U_d=400\text{V}$ ,  $t_f=t_r=0.5\mu\text{s}$ ,  $f_{sw}=20\text{kHz}$ , 那么器件开关过程的瞬时峰值功率将达  $20\text{kW}$ , 开通和关断的平均功率损耗为  $100\text{W}$ 。其开关过程的动态轨迹如图 6.4 所示。因此,对于 Buck 电路,要进一步提高其脉宽调制频率到兆赫级,困难很大。在开关电路中,增设缓冲网络,虽然能进一步降低开关器件的开关损耗,但缓冲网络的损耗仍然存在。

## 6.3 谐振开关式 DC/DC 变换器

### 6.3.1 谐振开关技术

为了能大幅度地降低开关器件的开关损耗,可以采用谐振开关技术。谐振开关技术的核心问题是为器件提供最良好的开关工作条件,使得器件在零电压或零电流条件下进行状态转变,从而把器件的开关损耗降到最低水平。

从器件的电压和电流波形上看,对于 PWM 变换器(Buck),开关器件的电压和电流波形均为方波,这对器件的开关状态转换是不利的,引起了大的开关损耗和开关应力。对于谐振开关变换器来说,开关器件的电压或电流或两者的波形都以准正弦波形式出现,这样也就改善了开关器件在状态转换过程的工作条件,从而显著地降低了器件的开关损耗,减少了器件上的开关应力,图 6.5 给出 PWM 开关和准谐振开关中器件的开关工作轨迹。由上面讨论中可知,“谐振”这一词用“准谐振”代替更为确切。

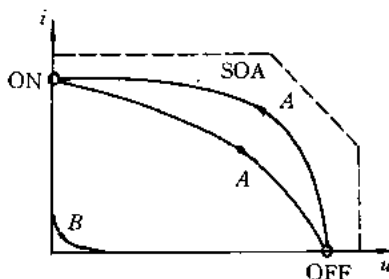


图 6.5 PWM 和准谐振开关中器件的开关工作轨迹示意图  
A: PWM; B: 准谐振开关

其具体作法是将 PWM 开关同谐振槽路有机地结合在一起组成谐振开关。在这种结合过程中,谐振开关电路中的电容和电感可以巧妙地利用开关器件的寄生电容、线路的寄生电感和变压器的漏感。组成准谐振开关的基本结构有如下三种(见图 6.6):

- (1) 零电流准谐振开关(简称零电流开关);
- (2) 零电压准谐振开关(简称零电压开关);
- (3) 多谐振开关。

为了帮助读者更好地了解 and 掌握这方面的知识,下面将介绍国内外学者的主要研究成果,并作必要的说明和评述,以拓宽读者的思路。

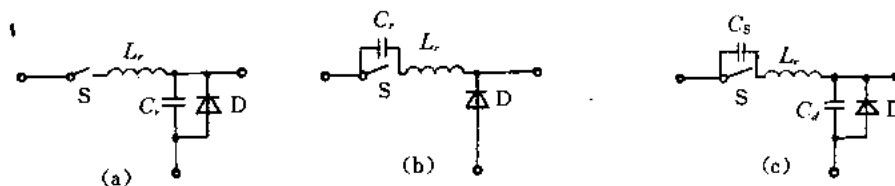


图 6.6 准谐振开关的基本结构形式  
(a) 零电流开关; (b) 零电压开关; (c) 多谐振开关

### 6.3.2 零电流准谐振开关电路(ZCS-QRC)

零电流准谐振开关电路及其等值电路示于图 6.7。在 ZCS-QRC 中,谐振电容( $C_r$ )与二极管并联,而谐振电感( $L_r$ )与有源开关串联。若有源开关只允许电流单向流通,则零电流开关工作于“半波模式”;若有源开关允许电流双向流通,则零电流开关工作于“全波模式”。

下面按四个阶段(对应图 6.7 中四种等值电路)进行分析:

1.  $[T_0, T_1]$ 阶段(电感充电)

在  $t=T_0$  时刻,开关  $S$  接通(之前  $D$  已导通),开关  $S$  上的电压迅速下降到零后,谐振电感中的电流开始按直线上升,直到  $t=T_1$ 。

2.  $[T_1, T_2]$ 阶段(谐振阶段)

在  $t=T_1$  时,谐振电感中的电流  $i_L=I_0$ ,二极管  $D$  在零电压下关断。 $L_r$  和  $C_r$  进入谐振状态,谐振电感中电流  $i_L$  继续增加,  $(i_L-I_0)$  对电容  $C_r$  充电。当电感中电流下降到  $i_L<I_0$  时,谐振电容放电,并逐渐增大,而  $i_L$  仍逐渐减少。

3.  $[T_2, T_3]$ 阶段(电容放电)

对于半波工作模式,在  $t=T_2$  时  $i_L=0$ ,这时谐振电容  $C_r$  通过负载放电,并维持放电电流为  $I_0$ ,因此  $C_r$  上的电压线性下降。若在  $t=T_2$  之后,使开关  $S$  关断,即在零电流下关断,则其上的电压开始上升。

对于全波工作模式,在  $t=T_2$  之后,  $i_L$  反向流动,这时谐振电容  $C_r$  通过负载和谐振电感放电,谐振电容上的电压继续下降。若在  $i_L$  反向流动期间,使开关  $S$  关断,即在零电流

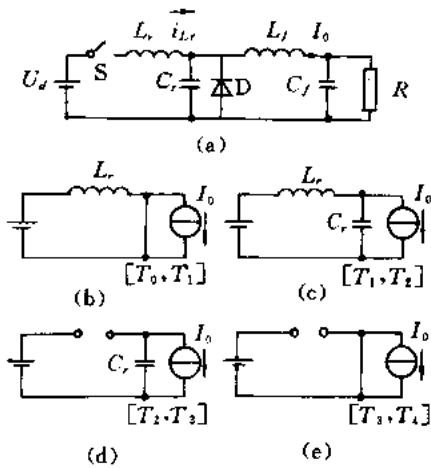


图 6.7 Buck ZCS-QRC 及其等值电路  
(a) 电路; (b)~(e) 等值电路

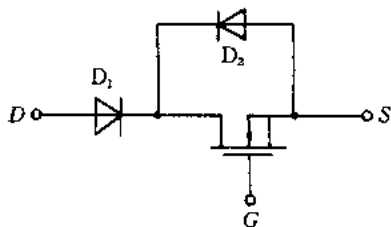


图 6.9 S 开关的结构形式

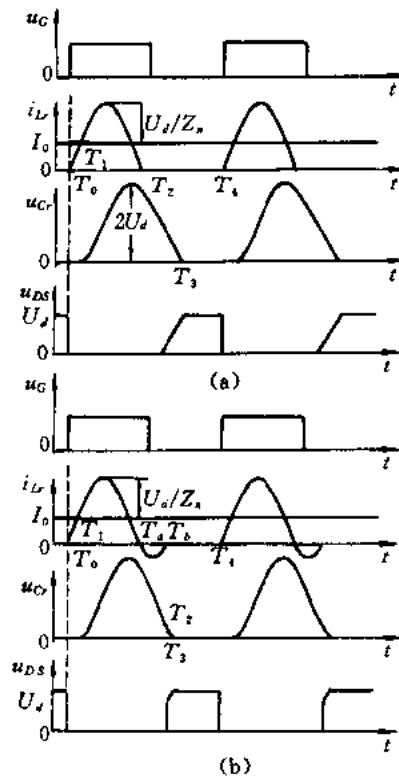


图 6.8 对应图 6.7 的工作波形 ( $Z_n = \sqrt{L_r/C_r}$ )  
(a) 半波工作模式; (b) 全波工作模式

下关断,则其上电压上升。

#### 4. $[T_3, T_4]$ 阶段(续流时期)

在  $t=T_3$  时刻,电容  $C_r$  上的电压下降到零,续流二极管 D 在零电压下导通,负载电流  $I_o$  通过它流通。

图 6.8 为电路的工作波形。更需注意的是,半波模式的开关结构形式应如图 6.9 所示。

### 6.3.3 零电压准谐振开关电路(ZVS-QRC)

零电压准谐振开关电路及其等值电路示于图 6.10。在 ZVS-QRC 中,谐振电容  $C_r$  与有源开关并联,谐振电感  $L_r$  与二极管开关串联。若有源开关只能承受单方向电压,则 ZVS-QRC 工作于“半波模式”;若有源开关能承受双向电压,则 ZVS-QRC 工作于“全波模式”。

下面按四个阶段(对应图 6.10 中四种等值电路)进行分析:

#### 1. $[T_0, T_1]$ 阶段(电容充电)

在这阶段之前 D 管已关断。若在  $t=T_0$  时刻,使开关 S 断开,谐振电容  $C_r$  携带  $I_o$  被充电,因此,  $C_r$  上电压按直线规律上升,直到  $u_{Cr}=U_d$  为止。

#### 2. $[T_1, T_2]$ 阶段(谐振阶段)

在  $t=T_1$  时刻, D 管导通,这时  $L_r$  和  $C_r$  进入谐振状态。对于半波工作模式,在  $t=T_2$  时刻,  $u_{Cr}$  电压被箝位于零。对于全波工作模式,电容上电压继续朝反向振荡,并在  $t=T_2$  时刻反向回零。在这期间的电感电流  $i_{Lr}$  下降到零后反向。

#### 3. $[T_2, T_3]$ 阶段(电感充电)

在  $t=T_2$  之后,电感电流直线上升,并在  $t=T_3$  时刻达到  $I_o$ 。通常,对于半波工作模式,开关 S 在  $T_2$  之后和电感电流  $i_{Lr}$  变正之前这段期间被激励导通,否则将损失零电压关断条件。对于全波工作模式,开关 S 可在  $u_{Cr}$  电压为负期间加上激励信号。

#### 4. $[T_3, T_4]$ 阶段(恒流阶段)

在  $t=T_3$  时刻, D 管关断,负载电流  $I_o$  通过开关 S,并一直维持到  $t=T_4$  时刻。

ZVS-QRC 中的工作波形表示在图 6.11。全波工作模式时的 S 开关结构形式示于图 6.12。对于 ZVS-QRC,由于 D 管上不并联电容,所以 D 管上的电压波形出现高频振荡,如图 6.13 所示。

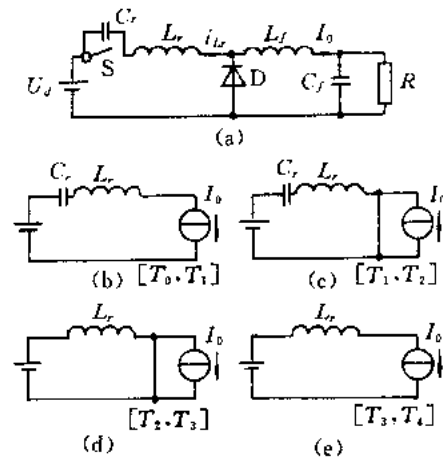


图 6.10 Buck ZVS-QRC 及其等值电路  
(a) 电路图; (b)~(e) 等值电路

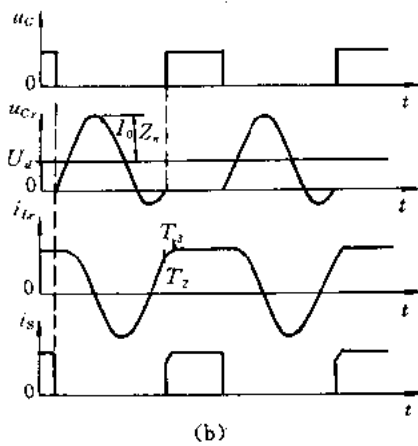
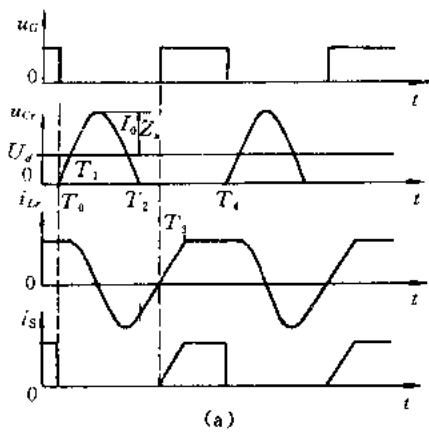


图 6.11 对应图 6.10 的工作波形 ( $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ )  
(a) 半波模式; (b) 全波模式

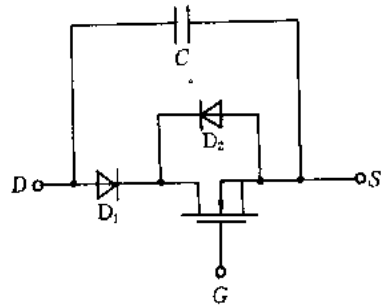


图 6.12 零电压全波工作模式时,  
S 开关的结构形式

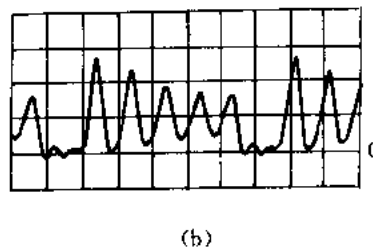
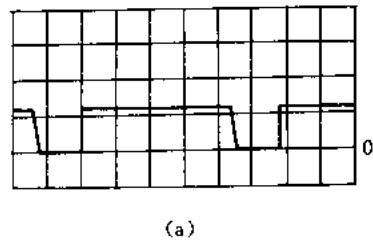


图 6.13 在 ZVS-QRC 中的整流管 D 上的波形  
(a) 理论波形; (b) 实际波形

### 6.3.4 零电压多谐振开关电路 (ZVS-MRC)

从图 6.6(a)和(b)的电路结构形式及两电路工作原理分析可知,在零电流开关电路中,有源开关处于零电流工作条件,然而二极管 D 却工作于零电压条件;在零电压开关电路中,有源开关工作于零电压条件,而二极管却工作于零电流条件。而且对比可知,零电压开关条件对有源器件和二极管 D 工作是更加有利的。为此,在多谐振开关中,把有源开关和无源开关都与电容并联,以消除全部寄生参数的影响,使二者都工作于零电压条件下。

Buck 多谐振开关及其等值电路示于图 6.14。现对有源开关中电流为双向流动的情况按下面四个阶段(对应图 6.14 四个等值电路)进行分析:

#### 1. $[T_0, T_1]$ 阶段 ( $L_r$ 充电)

在  $t=T_0$  时,有源开关上电压  $u_s$  已降到零,这时接通有源开关 S。因此,在这期间里有源开关和二极管开关都导通,电感  $L_r$  中的电流  $i_{Lr}$  线性增长,直到  $i_{Lr}=I_0$ 。

#### 2. $[T_1, T_2]$ 阶段 ( $L_r-C_d$ 谐振——第一次谐振)

在  $t=T_1$  时刻,  $i_{Lr}=I_0$ , D 管截止,其上电压开始上升,电路进入  $L_r-C_d$  谐振状态(第一

次谐振), 相当于 ZCS-QRC 的谐振阶段。

3.  $[T_2, T_3]$  阶段 ( $L_r-C_d-C_s$  谐振——第二次谐振)

在  $t=T_2$  时刻, 将有源开关 S 断开, 电路进入  $L_r-C_d-C_s$  谐振状态(第二次谐振), 在这期间, 有源开关上的电压  $u_s$  按振荡规律变化, 二极管 D 上的电压  $u_D$  也按振荡规律变化, 直到  $t=T_3$  为止。

4.  $[T_3, T_4]$  阶段 ( $L_r-C_s$  谐振——第三次谐振)

在  $t=T_3$  时刻, 二极管 D 上电压  $u_D$  下降到零, D 管导通, 电路进入  $L_r-C_s$  谐振状态(第三次谐振)——相当于 ZVS-QRC 的谐振阶段, 这时有源开关 S 上的电压  $u_s$  并未下降到零。当有源开关上的电压  $u_s$  在  $t=T_4$  时刻下降到零时, 使有源开关 S 导通, 电路完成了一个工作周期。

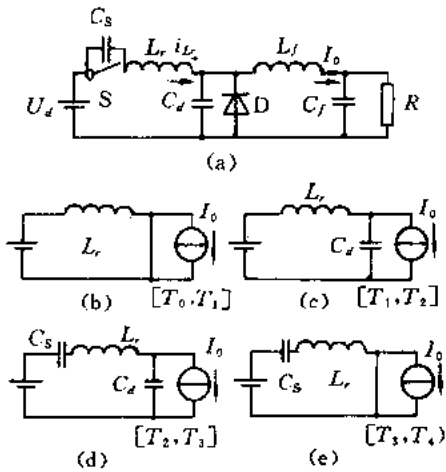


图 6.14 Buck ZVS-MRC 及其等值电路  
(a) 电路图; (b)~(e) 等值电路

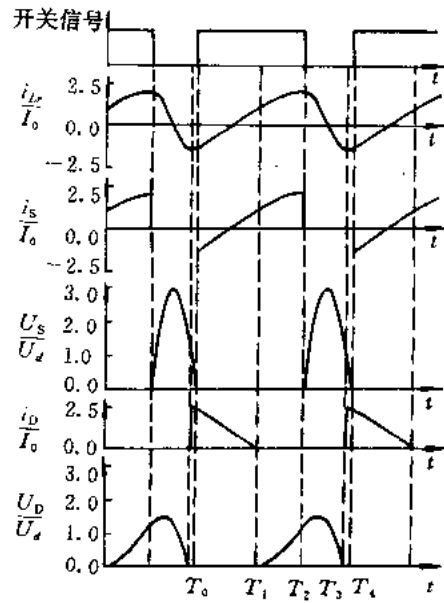


图 6.15 对应图 6.14 的工作波形  
(S 开关电流双向流动)

该电路的工作波形示于图 6.15。从上述三种电路分析可知, 谐振开关电路很好地解决了有效地降低和消除器件的开关损耗, 使得 ZCS-QRC 的实际工作频率达到 1~2MHz, ZVS-QRC 的实际工作频率达到 10MHz, ZVS-MRC 的实际工作频率达到 20MHz。但器件的电压或电流应力都比 Buck 电路大, 这是一个缺点, 也是应用中一个重要的限制因素, 值得进一步研究。

## 6.4 谐振开关技术的发展

三种基本的 Buck 谐振开关都存在着开关器件上电压和电流应力大的缺陷, 特别是对于目前电压定额还比较低的高频场控器件的应用, 这是一个严重的限制。因此, 降低器

件的应力,特别是电压应力也是国内外都非常关注的一个问题。一个更加合理的解决方案是同时利用谐振开关中器件的开关损耗很微小和硬开关 PWM 中器件的电压和电流应力小的特点,来构造一种所谓软开关 PWM。因此,软开关 PWM 技术同谐振开关技术是有差别的。这种软开关 PWM 技术包括下面两个核心内容:

- (1) 在电路开关器件发生状态转换时,开关器件工作于零电压或零电流条件下。
- (2) 当开关状态转换完毕之后,器件工作于硬开关 PWM 状态下。

这样一来,在实际应用中,就可以不采用像谐振开关电路中所采用的调频控制方案,而采用高频脉宽调制方式。目前,这一研究题目已成为现代电力电子技术领域中一大热门课题,而且取得了令人瞩目的成果。

1985 年美国弗吉尼亚工学院李泽元教授提出的谐振开关技术是在研究 DC/DC 变换器过程中发展起来的。这种谐振开关的原理也可以应用于 DC/AC 变换器。1986 年美国威斯康星大学的 D. M. Divan 教授提出了“谐振直流环逆变器(谐振环)的概念”,这对于谐振开关技术应用于 DC/AC 变换器领域起了很大的推动作用。谐振环的原理是把原先具有恒定直流电压的母线变成一个高频直流脉动或高频交流母线,从而在母线上出现电压(或电流)过零现象,挂在这样母线上的逆变器中的开关器件在同步信号的控制下,则能实现零电压或零电流条件下的开通和关断。近几年,这种谐振环逆变器电路有了很大的发展。需特别提出的是 1991 年 Jung, G. Cho 等人提出的“新型并联谐振直流环软开关 PWM 变换器”是一种比较理想的拓扑结构。

从原理上看,母线电压被限制在直流电源电压下,挂在母线上的逆变器中的所有开关器件都能满足零电压或零电流开关条件,此外,在控制上可实现脉宽调制,功率适用范围在 20~200kW,而且可构成对称电路实现功率的双向流动,并可对整流器和逆变器同时实施软开关 PWM 技术。下面介绍有关的进展,以拓宽读者的思路 and 提供研究线索。

#### (一) 离线桥式零电压多谐振开关 DC/DC 变换器

这是在半桥或全桥式逆变电路中引进零电压多谐振开关技术而产生的一种变换器,其原理电路示于图 6.16。该电路吸收了所有开关器件上的结电容作为谐振电容,而谐振电感  $L_r$  吸收了线路电感和变压器漏感,构成了零电压多谐振开关变换器。有源开关上反并联二极管起到了电压箝位作用,从而使有源开关上的电压峰值不超出直流电源电压,如图 6.17 所示。国内外利用该电路达到的技术指标,如表 6-1 所示。

表 6.1 离线半桥式零电压多谐振开关 DC/DC 变换器技术指标

指标	国别	
	国外	国内
输入直流电压范围/V	150~350	150~350
调频范围/MHz	1.7~10	0.9~2.9
输出功率/W	100	100
效率×100	81.6	74(实验室样品)

指标	国别	国外	国内
功率密度/W · in <sup>-3</sup>		30	—

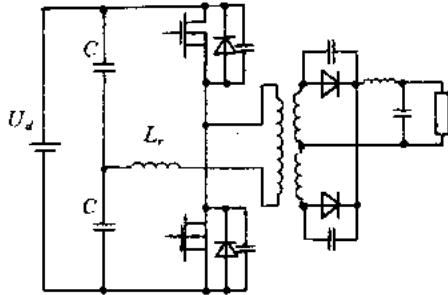


图 6.16 离线半桥式零电压多谐振开关变换器原理电路

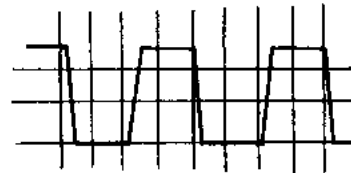


图 6.17 图 6.16 中 VDMOS 管上的电压波形(100V/格, 0.2μs/格)

为利用该电路达到输出恒压的目的,需控制开关的频率,因此这种控制方式对变压器的设计、滤波以及抑制电磁干扰都增加了困难。

### (二) 双管谐振开关单元

双管谐振开关单元拓扑结构有多种,图 6.18 示出其中的一种。 $S_1$  和  $S_2$  为有源开关,  $D_1 \sim D_4$  为无源开关,其上的电容( $C_1 \sim C_4$ )包括了开关元件的结电容,谐振电感  $L$  吸收了线路的杂散电感,谐振单元的输出从  $b$  点引出。从工作原理上看,该电路的特点是,输出端电压  $u_b$  的峰值被箝位在  $U_d$  电压值下,其波形类同于硬开关 PWM,脉宽可调,而且双管谐振开关单元内的所有开关均工作于零电压条件下。但是,该谐振单元仍存在电流应力问题。它可以应用于 DC/DC 变换器,也可以作为谐振环应用于 DC/AC 变换器,如图 6.19 (a)和(b)所示。

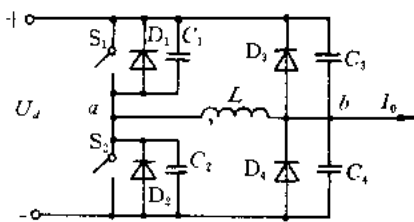


图 6.18 双管谐振开关单元

该电路工作原理,读者可以自己分析,分析时需注意其工作特点:(1) 有源开关均在其上反并联二极管导通期间加上激励信号,因此可以保证有源开关在零电压条件下开通;(2) 有源开关在零电压下关断是在起缓冲作用的电容帮助下实现的。

### (三) 谐振环

前面所提到的基本谐振开关都是以 Buck 电路为基础,其实也可以构成 Boost 谐振开关。所谓带电流预置的谐振直流环和有源电压箝位的谐振直流环均以 Boost 谐振开关为基础。谐振环可分两大类,谐振交流环和谐振直流环,它们都可以有串联和并联两种形式,如表 6.2 所示。一般谐振交流环所用的开关器件数比与其相对应的谐振直流环的多一倍。目前,研究和应用比较广的是谐振直流环。下面

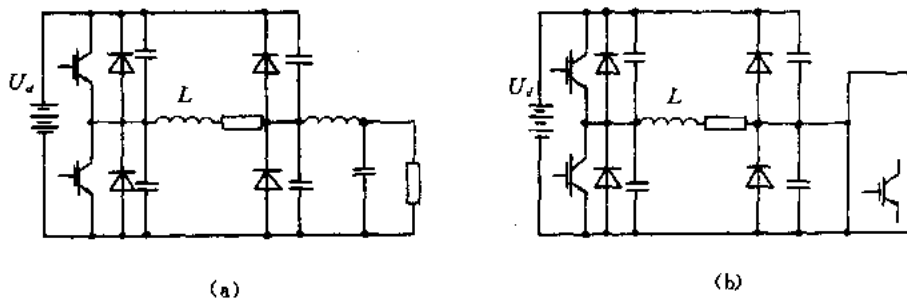


图 6.19 双管谐振开关单元的应用  
(a) DC/DC 变换器; (b) DC/AC 变换器

就有关问题作些阐述。

表 6.2 谐振环类型

环路类型	谐振形式	拓扑结构	所用开关器件	电路特点
谐振交流环	并联			零电压
	串联			零电流
谐振直流环	并联			零电压
	串联			零电流

### 1. 谐振直流环的工作原理

谐振直流环的最基本拓扑结构,如图 6.20 所示。这实质上是在 Boost 电路的基础上,增加了谐振槽路(L,C),使得输出直流环路上出现周期过零的高频脉动的直流电压。其电路工作过程简述如下:

(1)  $[0, T_1]$ 阶段。此前,电容电压已回零。在  $t=0$  时刻, Q 管在零电压下开通。这时,电感电流  $i_L$  线性增加,其中  $(i_L - I_0)$  部分流入 Q 管。在  $t=T_1$  时刻,  $i_L$  达到  $(i_L - I_0) = I_K$

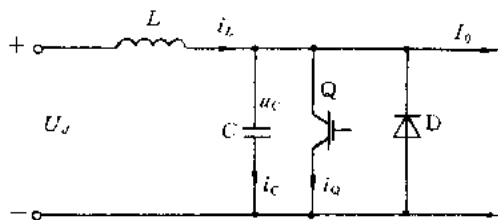


图 6.20 谐振直流环的基本拓扑

时,使 Q 管关断。

(2)  $[T_1, T_2]$ 阶段(谐振)。Q 管一旦断开,电路就进入 LC 谐振阶段,直到电容电压  $u_c$  回零为止。

(3)  $[T_2, T_3]$ 阶段。 $u_c$  一旦回零,二极管 D 自动导通,电容电压被箝位在零电压。这时期内,电感电流  $i_L$  也是线性增加。需注意的是,Q 管可以在这一时期内任一时刻被加上激励信号而在零电压下开通。

在这里,重要的是必须保证电容电压  $u_c$  能过零,否则 Q 管将失去零电压开通条件,这也就是上述分析中所提到的,要求  $(i_L - I_0)$  达到一定的差值  $I_K$ ,方能断开 Q 管,以补充谐振过程中所消耗的能量。其电路工作波形示于图 6.21,所拍摄的直流母线电压波形示于图 6.22。从上述分析可知,这样就为挂在谐振直流环上的逆变器中的开关元件提供了零电压开关的条件。

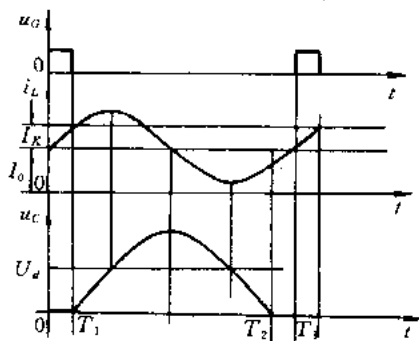


图 6.21 谐振直流环基本电路的工作波形



图 6.22 谐振直流环路电压波形(示波图)

## 2. 有源电压箝位的谐振直流环

谐振直流环的基本拓扑的环路峰值电压超过直流输入电压至少两倍以上,如果  $(i_L - I_0)$  差值过大,峰值电压还要增高,这是一个很大的缺点。图 6.23 给出的有源电压箝位的谐振直流环拓扑可在一定程度上缓解这个问题,但并没有使问题得到圆满的解决。该电路在谐振直流环基本电路的基础上,增加了由  $C_1, Q_1$  和  $D_1$  元器件构成的电压箝位电路,从而使环路电压峰值被箝位在  $kU_d$ 。其电压示意波形表示在图 6.24。通常,  $k$  值可控制在  $(1.3 \sim 1.8)$  范围内,开关频率为几十千赫,输出功率可达几十千瓦。已有报导,利用该电路,在三相 440V 输入电压下,使用 100A/1200V IGBT 时输出容量为 30kVA,开关频率达 65kHz,环路电压被限制在 850V,  $k$  值接近 1.3。其电压箝位过程如下:当  $u_c$  略超过  $kU_d$  时,二极管  $D_1$  被打通,于是  $u_c$  被箝位在  $kU_d$ 。箝位时期结束,电路返回谐振工作状态。

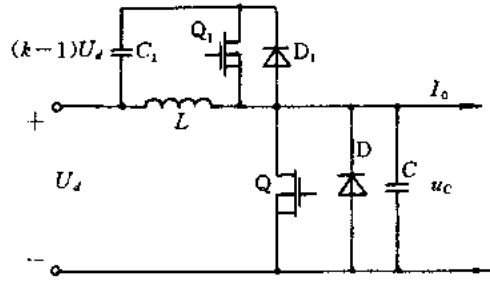


图 6.23 有源电压箝位的谐振直流环拓扑

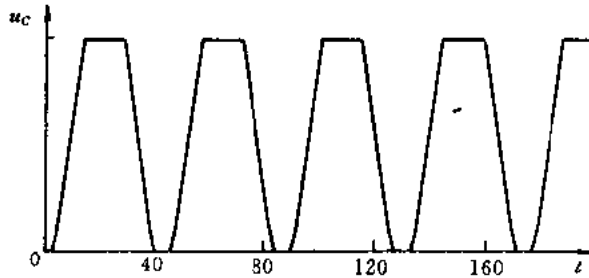


图 6.24 有源电压箝位的谐振直流环路电压示意波形

### 3. 新型并联谐振直流环拓扑

其原理电路表示在图 6.25, 其电路工作波形示于图 6.26。该电路比基本电路多了两个有源开关和两个无源开关。该电路的工作过程如下:

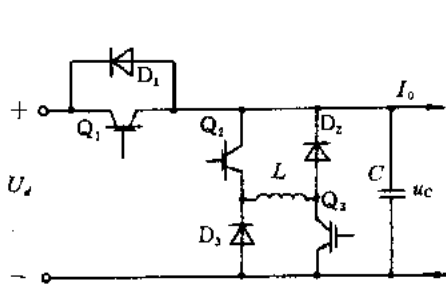


图 6.25 新型并联谐振直流环拓扑

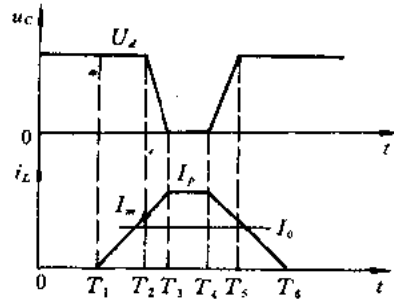


图 6.26 对应图 6.25 的工作波形

(1)  $[0, T_1]$  阶段。  $Q_1$  管在零时刻、零电压下导通,  $Q_2$  和  $Q_3$  处于关断状态, 则电路由直流电源供电,  $Q_1$  管流过负载电流  $I_o$ , 环路电压为  $U_d$ 。这种状态一直维持到  $Q_2$  和  $Q_3$  管同时开通为止。

(2)  $[T_1, T_2]$  阶段。在  $t=T_1$  时刻,  $Q_2$  和  $Q_3$  管在零电流条件下开通, 电感中电流  $i_L$  线性增加, 直到  $Q_1$  管断开为止, 这时  $i_L$  达到预设的  $I_m$  值。在这期间, 环路电压  $u_c$  仍为  $U_d$ , 负载电流仍由直流电源提供。

(3)  $[T_2, T_3]$  阶段。在  $t=T_2$  时刻,  $Q_1$  管在零电压条件下关断,  $Q_2$  和  $Q_3$  管仍导通, 此时负载电流由谐振电容提供, 同时谐振电容向谐振电感  $L$  释放能量。于是, 电路进入谐振状态, 谐振电容上电压  $u_c$  按振荡规律下降, 电感中电流  $i_L$  仍继续上升, 直到  $t=T_3, u_c=0$ , 即环路电压为零止。

(4)  $[T_3, T_4]$  阶段。在  $t=T_3$  时刻,  $u_c$  电压下降到零, 电感中的电流  $i_L$  达到最大值, 尔

后就自动地通过两条续流通道( $Q_2$  和  $D_2$ ,  $Q_3$  和  $D_3$ )流通,而保持该值不变。这时,对逆变器的控制,应使负载电流通过逆变器自身续流,在这期间,环路电压  $u_c$  保持在零电压,逆变器也在这期间做好工作状态转换的准备(零电压条件下进行),同时预测下一个工作状态的负载电流值。

此时,非常值得注意的是,环路保持零电压的时间是可以控制的,即看何时将  $Q_2$  和  $Q_3$  管同时打开,而在这之前, $Q_2$  和  $Q_3$  管是一直导通的。这就为实现软开关 PWM 的控制提供了条件。

(5)  $[T_4, T_5]$ 阶段。为了使  $u_c$  电压回升,在  $t=T_4$  时刻同时断开  $Q_2$  和  $Q_3$  管,而且是在零电压条件下进行的,这时,电感  $L$  通过  $D_2$  和  $D_3$  同电容  $C$  发生谐振,  $u_c$  电压回升,同时向负载提供能量,直到电容器上的电压达到  $U_d$ 。

(6)  $[T_5, T_6]$ 阶段。当电容器上电压  $u_c$  稍超过  $U_d$ ,  $Q_1$  管上的反并联二极管就在零电压下开通,电感中所储存的能量除供负载外,剩余的都返回电源,电感中电流下降到零,这时  $D_1$  管也自动关断,至此,电路完成了一个工作周期。

从上面分析可知,该电路的特点是,环路电压被限制在直流电源电压下,环路上的脉冲电压宽度可调,脉冲位置可变,如果逆变器挂在这个环路上,则能实现软开关 PWM 控制策略。

为了增大挂在谐振环路上逆变器的 PWM 输出功率,而把集中的谐振电容  $C$  分散到逆变器各个开关管上(如图 6.27 中的  $C_0$ ),实现了逆变器上的每一个有源开关都工作在软开关条件下。这样一来,由于新型并联谐振环同逆变桥上每一个有源开关都在软开关条件下工作,逆变器的 PWM 输出容量可以进一步扩大,预计可达到 200kW。

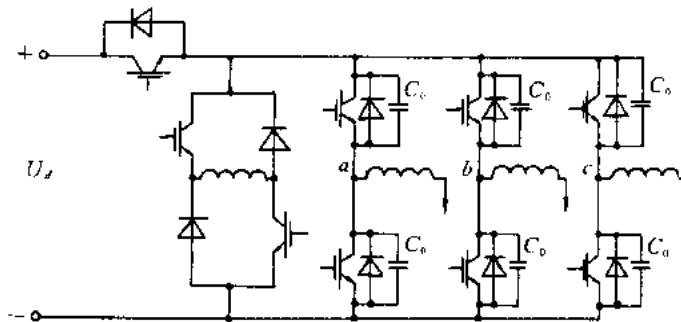


图 6.27 具有分布谐振电容的并联谐振环逆变器原理电路

综合以上分析可知,谐振开关技术被广泛地引入到逆变器工作中,标志着最新一代逆变器登上了历史的舞台。这种软开关技术也可以应用于网侧变流器,从而构成一个比较理想的功率双向流动的变流系统,如图 6.28 所示。目前这种变流系统越来越引起人们的关注。所谓“理想变流系统”系指:网侧的电压和电流呈正弦波,功率因数为 1;负载端电压和电流波形也呈正弦形状;系统中开关频率超过音频段,实现低噪声运行;系统中所有开关元件均工作在软开关状态,且应力小,实现了低 EMI 运行;功率双向流动;系统处于高效率运行状态。

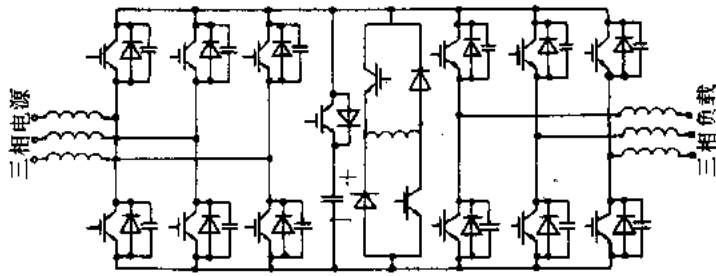


图 6.23 较理想的功率双向流动的变流系统

## 思考与练习六

- 6.1 谐振开关工作的特点是什么？
- 6.2 试分析谐振开关电路的优缺点。
- 6.3 何谓软开关和硬开关？
- 6.4 试分析图题 6.4 两个电路在工作原理上的差别，并指出它们的异同点。

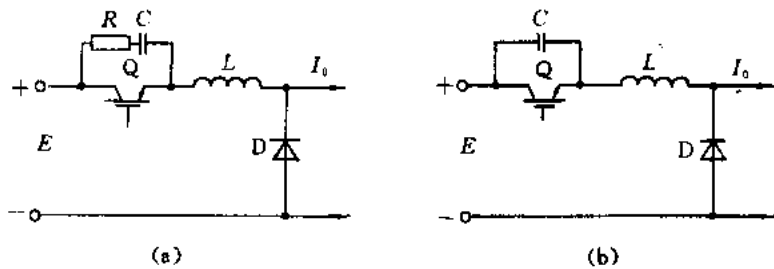


图 题 6.4

- 6.5 为什么谐振环电路更多地采用并联形式？
- 6.6 试定量分析零电流开关电路。
- 6.7 试定量分析零电压开关电路。
- 6.8 为什么在全波模式零电流开关电路中，Q 管上的电压  $u_s$  出现如图题 6.8 所示的波形？[参看本章图 6.8(b)。]

6.9 试说明，在零电压多谐振开关电路中，为什么二极管回零时刻比电容器上电压回零时刻提前？(参看本章图 6.15 工作波形图。)

6.10 为什么谐振交流环所用的开关元件比谐振直流环的多？

- 6.11 软开关 PWM 的含义是什么？
- 6.12 试简述谐振环逆变器的应用前景。
- 6.13 试分析双管谐振开关单元的工作原理。

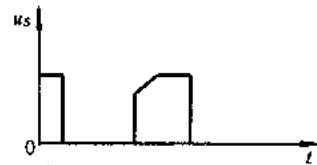


图 题 6.8

## 第七章 电力电子装置及系统的可靠性

本章首先介绍可靠性的基本概念,然后讨论提高电力电子装置及系统可靠性的主要途径及一些措施,并在讨论中顺便介绍一下电磁兼容性问题。

### 7.1 概述

#### 7.1.1 可靠性的基本概念

元件、装置及系统的可靠性是电力电子工作者、制造厂家和用户都极为关心的一个重要问题。对于重要用户(包括军用),装置和系统的可靠性指标是首先考虑的一个问题。对于一个元件、一台装置或一个系统,我们不仅要求它有满足实际需要的技术性能,同时还应当要求它能够长期稳定地工作。一个元件、一台装置或一个系统,短时期内能达到预期的性能并不困难,但长时期内达到预期目的往往是比较困难的,甚至是非常困难的。随着交流技术的普及及其地位的提高以及经济效益的增加,变流器的可靠性问题就成为一个突出的问题,引起了各界人士的广泛重视。随着信息时代的到来,人们对可靠性的重视程度又提高了一步。通常,在变流装置内部并存着强弱信号和高压环节,同时它还受到来自电网的电磁干扰的威胁,因此装置的可靠性和电磁兼容性问题尤显突出。

上述这些问题均属可靠性的研究范围。可靠性的研究范围主要包括下面三个方面:

- (1) 可靠性数学。
- (2) 可靠性分析:失效机理及对策。
- (3) 可靠性工程:系统可靠性分析、设计评估及相关的问题(可靠性试验)。

可靠性定义:元件或系统在规定的条件下和规定的时间内,完成规定功能的能力,称之为元件或系统的可靠性。对于变流装置或系统来说,其规定条件指的是环境温度、湿度和海拔高度,电磁环境,电网情况,储存条件及其它要求等。显然,这些条件变化了,其可靠性是不同的,即可靠性与规定条件密切相关。从可靠性定义可知,可靠性与技术指标是分不开的,并且随时间的推移是变化的。

当元件、装置或系统不能完成规定功能时,则称它失效。为了描述一个元件、装置或系统的可靠程度(可靠性水平高低),必须引进数量化的概念——可靠性指标。

#### 7.1.2 常用的可靠性指标

常用的可靠性指标有可靠度、失效率 and 平均寿命等。

##### (一) 可靠度 $R(t)$

定义:元件或系统在规定时间内和规定的使用条件下,正常工作的概率称为它的可靠度。它是时间  $t$  的函数,记作  $R(t)$ ,亦可称之为可靠度函数。

若以  $T$  表示元件的寿命,则事件  $(T > t)$  表示元件在  $[0, t]$  时间内能正常工作,即不失

效,故有

$$R(t) = \begin{cases} P(T > t) & t \geq 0 \\ 1 & t < 0 \end{cases} \quad (7.1)$$

式(7.1)就是元件的可靠度函数。

若已知元件寿命  $T$  的概率密度  $f(t)$ , 那么对于给定的  $t$ , 则有

$$R(t) = \int_t^{\infty} f(t) dt \quad (7.2)$$

通常元件寿命的概率分布无法事先知道, 所以  $R(t)$  值的计算经常是通过元件的寿命试验取得的。

可靠度函数的图形如图 7.1 所示。当  $t=0$  时,  $R(t)=1$ , 随着  $t$  的增大,  $R(t)$  随之下降, 也就是说元件的寿命随着  $t$  的增长,  $T$  大于  $t$  的可能性不断下降。

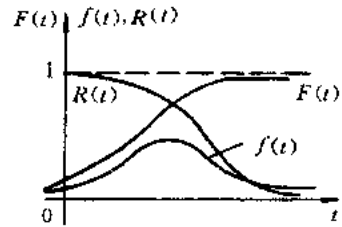


图 7.1  $R(t)$  和  $F(t)$  曲线

### (二) 不可靠度函数 $F(t)$

事件  $(T < t)$  表示元件的寿命小于  $t$ , 即元件在  $[0, t]$  时间内失效, 也就是说元件不能在  $[0, t]$  时间内可靠工作, 所以称  $F(t) = P(T \leq t)$  为不可靠度函数(或称失效分布函数), 也就是寿命  $T$  的分布函数, 故有

$$F(t) = P(T \leq t) = \int_0^t f(t) dt \quad (7.3)$$

因为随时间  $(t)$  的推移, 失效的可能性在增大, 而正常工作的可能性在减少, 因此  $F(t)$  是时间  $(t)$  的非减函数, 而  $R(t)$  是时间  $(t)$  的非增函数。按定义显然有

$$R(t) + F(t) = 1 \quad (7.4)$$

若  $F(t)$  可微, 则得

$$f(t) = \frac{dF(t)}{dt} \quad (7.5)$$

同理可得

$$f(t) = -\frac{dR(t)}{dt}$$

式(7.5)表示了不可靠度函数  $F(t)$  与概率密度  $f(t)$  之间的关系, 已知  $f(t)$  可求出  $F(t)$ , 反之亦然。

### (三) 失效率 $\lambda(t)$

元件失效率是元件一个重要的可靠性指标, 它是计算由该种元件组成的装置或系统的可靠性指标的基础数据。

#### 1. 定义

元件在  $t$  时刻的失效率定义为元件在  $t$  时刻以前一直正常工作的条件下, 在  $t$  时刻以后单位时间内失效的概率, 记作  $\lambda(t)$ , 可表示为

$$\lambda(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{P(t \leq T \leq t + \Delta t | T > t)}{\Delta t} \quad (7.6)$$

$\lambda(t)$  也是时间的函数。若  $T$  服从指数分布, 则  $\lambda(t)$  为常数。

#### 2. $\lambda(t)$ 与 $f(t)$ , $R(t)$ 的关系

由条件概率定义,式(7.6)可变为

$$\lambda(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{P[(t < T \leq t + \Delta t) \cap (T > t)]}{\Delta t P(T > t)} \quad (7.7)$$

因为

$$(t < T \leq t + \Delta t) \cap (T > t) = (t < T \leq t + \Delta t)$$

所以

$$\begin{aligned} \lambda(t) &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{P(t < T \leq t + \Delta t)}{\Delta t P(T > t)} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{F(t + \Delta t) - F(t)}{\Delta t P(T > t)} \\ &= \frac{1}{P(T > t)} \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{F(t + \Delta t) - F(t)}{\Delta t} \end{aligned} \quad (7.8)$$

根据式(7.8), $\lambda(t) = \frac{f(t)}{R(t)}$ ,则失效率又可表示为

$$\lambda(t) = - \frac{dR(t)}{dt} \frac{1}{R(t)} \quad (7.9)$$

或

$$\lambda(t) = - \frac{d \ln R(t)}{dt} \quad (7.10)$$

两边取积分得

$$\ln R(t) = - \int_0^t \lambda(t) dt \quad (7.11)$$

或

$$R(t) = \exp \left[ - \int_0^t \lambda(t) dt \right] \quad (7.12)$$

失效率又称危险率或风险率。显然,失效率越低,可靠性越高。 $\lambda(t)$ 的常用单位是 $10^{-5}/h$ 或 $10^{-9}/h$ (高可靠性的元件), $10^{-9}/h$ 记为1非特。

### 3. 失效类型和浴盆曲线

失效率分三种类型,反映了其不同的失效原因和特点。

(1) 早期失效型(DFR)型。这种失效类型的特点是开始时失效率高,随着时间的推移逐渐地减少,如图7.2(a)所示。造成这种特点的主要原因是:设计和制造上的缺陷;管理不当;检验疏忽。若发现这种失效类型,应从上述原因中去寻求解决办法。例如,变流装置在运输过程中,由于散热器安装不当,造成器件损坏,引起装置早期失效;驱动电路设计不当,也会出现这种问题。

(2) 偶然失效型(CFR型)。这种失效类型的特点是,失效率 $\lambda(t)$ 与时间 $t$ 无关,是一个常数,即

$$\lambda(t) = \lambda_0$$

如图7.2(b)所示。这是在使用过程中因某种不可预测的随机因素造成的。例如变流系统突然遇到外界强干扰而停机或跳闸,也就是说是由于不可预测的外部条件变化引起的,它可以发生在装置工作寿命期内的任何时候。

(3) 耗损失效型(IFR型)。这种失效类型的特点是,失效率随着时间的推移而变大,如图7.2(c)所示。元件的老化、疲劳、磨损是造成这种类型失效的主要原因。例如,电力半导体器件运行的温度过高、或 $di/dt$ 耐量留得太小,都会出现耗损失效。

(4) 浴盆曲线。一般元件,装置或系统的失效原因是多种多样的,故其失效类型也是不同的。它到底属于哪一种类型失效?这决定于元件本身的性质以及外界条件。将上述三

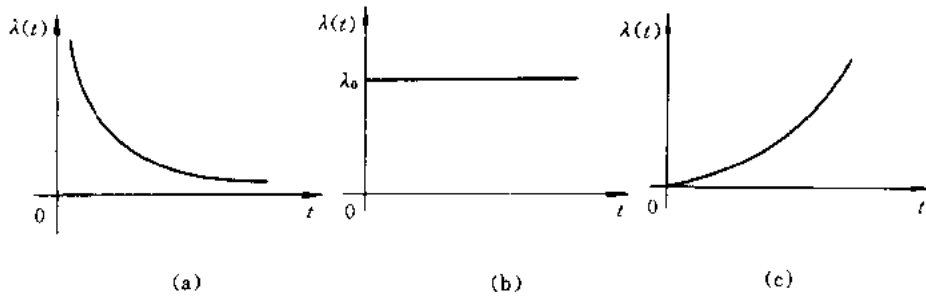


图 7.2 失效率  $\lambda(t)$  与寿命  $t$  的关系类型

(a) 早期失效型; (b) 偶然失效型; (c) 耗损失效型

种失效类型组合在一起,可构成所谓形似浴盆的失效曲线,如图 7.3 所示。人的死亡率曲线(如图 7.4)以及装置或系统的失效图象很像浴盆曲线。这种装置或系统在使用初期多表现为早期失效型。当排除了所有引起早期失效的原因后,装置系统进入了偶然失效期,此时  $\lambda(t)$  保持不变,这是装置或系统的最佳工作时期,通常希望这期间的失效率尽可能低,运行时间尽可能长。运行后期必然进入耗损失效期。对于可维修的装置或系统,若能在耗损失效的开始就进行事先维修,就能降低耗损失效率。

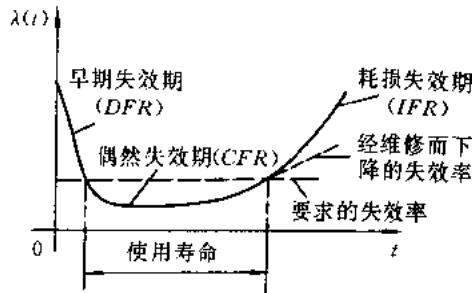


图 7.3 浴盆曲线

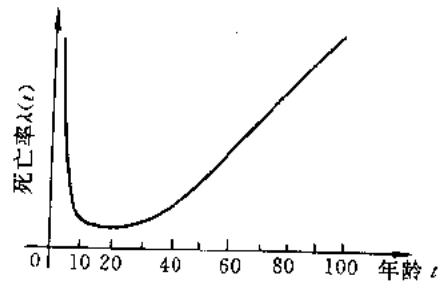


图 7.4 死亡曲线

#### (四) 平均寿命与方差

##### 1. 寿命 $T$ 的定义

从元件、装置(或系统)开始使用到发生失效(故障)前这段时间称为该装置的寿命,记作  $T$ 。

对于不可修复的元件或装置,寿命指失效前的工作或储存时间;对于可修复的元件或装置,寿命指两次相邻故障间的工作时间,特称工作寿命。

##### 2. 平均寿命 $\mu$

任一种类型的元件或装置的寿命  $T$  都不是一个确定值,通常都是一个连续型随机变量。随机变量  $T$  的数学期望  $\mu$  就是此种类型元件或装置的平均寿命,即

$$\mu = E(T) = \int_0^{\infty} t f(t) dt \quad (7.13)$$

其中  $f(t)$  为寿命  $T$  的概率密度函数。可以证明,式(7.13)可变为

$$\mu = \int_0^{\infty} R(t) dt \quad (7.14)$$

对于不可修复元件或装置,通常用  $MTTF$  (Mean Time to Failure) 代替  $\mu$ , 即失效前的平

均寿命;对于可修复的元件或装置,用  $MTBF$  (Mean Time Between Failure)——平均故障时间代替  $\mu$ 。那么随机变量寿命  $T$  的方差为

$$D(T) = \int_0^{\infty} (t - \mu)^2 f(t) dt = \int_0^{\infty} t^2 f(t) dt - \mu^2 \quad (7.15)$$

若寿命  $T$  的分布函数为

$$F(t) = \begin{cases} 1 - e^{-kt} & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

那么

$$\mu = \int_0^{\infty} R(t) dt = \int_0^{\infty} e^{-kt} dt = \frac{1}{k}$$

也就是说,寿命服从指数分布的元件或装置的  $MTBF = 1/k$ 。据此可知:(1) 当  $t = 1/k$  时,  $R(t) = e^{-1} = 0.37$ , 也就说在一批元件或装置中,能工作到平均寿命的仅占 37%, 而 63% 的元件或装置将在达到平均寿命之前出现故障或失效;(2) 若时间以年计,  $k = 1/\mu$ , 表示在不顾及检修时间的条件下,平均每个元件或装置在一年内出现  $k$  次故障。

### (五) 平均失效率

一般失效率  $\lambda(t)$  是  $t$  的函数,不是一个常数。实际应用中常采用  $\lambda(t)$  的平均值形式,即

$$m(t) = \frac{1}{t} \int_0^t \lambda(t) dt \quad (7.16)$$

我们称  $m(t)$  为随机变量  $T$  的平均失效率。而

$$M(t) = \int_0^t \lambda(t) dt \quad (7.17)$$

称为累积失效率,而且

$$M(t) = tm(t) \quad (7.18)$$

利用式(7.12),则有

$$M(t) = -\ln R(t) \quad (7.19)$$

### (六) 可靠寿命

设元件的可靠度为  $R(t)$ , 对于给定的值  $0 < r < 1$ , 若有

$$R(t_r) = P(T > t_r) = r \quad (7.20)$$

则称  $t_r$  为可靠寿命,其中  $r$  称为可靠水平。

按此定义,只要元件或装置的使用时间小于可靠寿命  $t_r$ , 那么该元件或装置的可靠度就不会小于  $r$ 。

当  $r = 0.5$  时的可靠寿命又称中位寿命,记作  $t_{0.5}$ 。也就说,当元件或装置工作到中位寿命时,其可靠度和失效概率都是 0.5, 即一批元件或装置工作到中位寿命时,有一半元件或装置失效。

## 7.1.3 关于寿命试验的说明

前节所提到的可靠性的数量指标均是从寿命分析中求得的。实际元件或装置的寿命分布曲线是通过寿命试验获得的。这就是通过对容量为  $N$  母体的随机抽样,取得试验数据,并以此对寿命分布及其特征参数作出统计估计,进而就可计算出人们所关心的可靠性

的数量指标的具体数值。为了科学地进行寿命试验,需要数理统计及其统计试验方法方面的知识,读者可参阅有关书籍。

## 7.2 提高变流装置及系统可靠性的几个问题

提高变流装置及系统的可靠性涉及到许多方面的问题。现就下面几个问题作初步探索,以引起大家的重视。

### 7.2.1 正确使用电力电子器件

变流装置及系统的可靠性主要决定于元件的可靠性及系统的结构形式。例如,采用SCR的UPS(不间断电源)的平均无故障时间(MTBF)为17个月,而采用VDMOS的UPS的平均无故障时间为6年。图7.5和图7.6是由数台UPS电源组成的UPS电源系

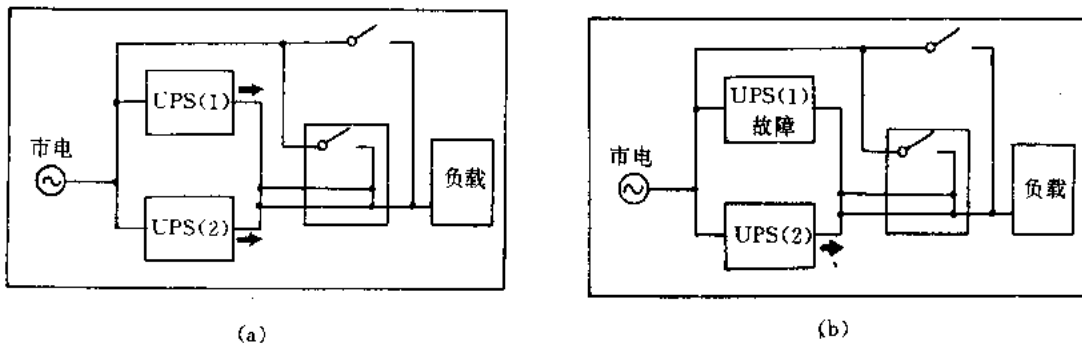


图 7.5 具有备用容量的并联结构

(a)正常运行; (b)故障运行

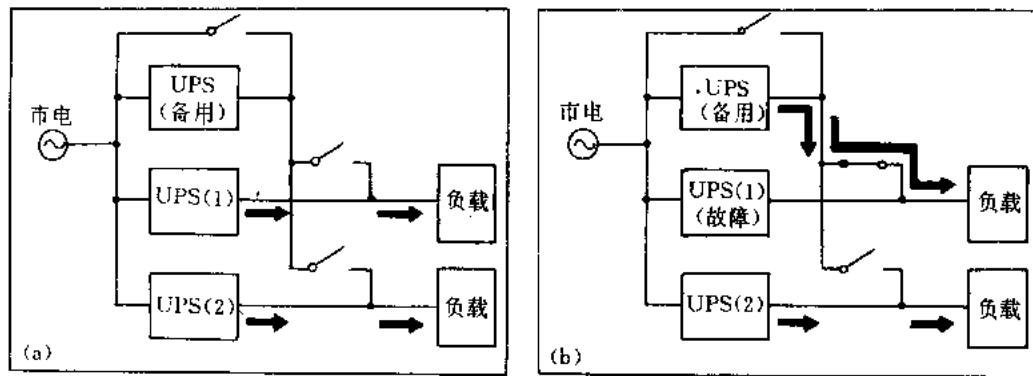


图 7.6 具有备用容量负载隔离的结构

(a)正常运行; (b)故障运行

统。图7.6结构的系统可靠性比图7.5的高。对于高可靠性装置就要使用高可靠性的元件,或者采取其它措施(例如,加大储备系数)。对于电力半导体器件,不同类型的器件对驱动电路的要求是不同的,不注意这一点将很难使器件可靠地工作。因此,欲想提高变流装置运行的可靠性,设计人员首先就要精心地设计驱动电路。Snubber(缓冲)电路可以改善器件的工作条件,因此它与器件的工作可靠性关系密切。

下面结合第一章的知识,讨论电力半导体器件的驱动电路及 Snubber 电路。

### (一) 驱动电路

#### 1. 晶体管的驱动电路

由晶体管工作原理可知,使晶体管导通的正向激励电流( $i_B$ )越大,器件达到稳态电流的时间越短。若一直保持大的正向激励电流,晶体管将进入深度饱和,这对晶体管的关断是不利的,特别是增加了晶体管的存储时间( $t_s$ )。因此,提供给晶体管最合理正向基极电流,应当开始时比较大,而后减少下来,以维持晶体管处于临界饱和状态,其代价是略微增加晶体管的导通压降。

断开基极电流,可使晶体管关断,但关断过程比较慢。然而加反向基极电流( $-i_B$ ),可加速关断过程,减少器件的存储时间( $t_s$ )和下降时间( $t_f$ )。因此采用图 7.7 所示的图腾柱驱动电路是一种比较实用的办法。假如负荷电流在工作过程变动得比较厉害,该电路就不能保证晶体管在任何工况下都工作于最佳状态,其补救办法是增设退饱和电路,如图 7.8 所示。但更好的办法是利用具有智能控制功能的电路,如集成电路片 UAA4002,对晶体管实现较理想的基极电流优化驱动和自身的保护。UAA4002 的电路框图示于图 7.9,其详细功能可参阅有关介绍。

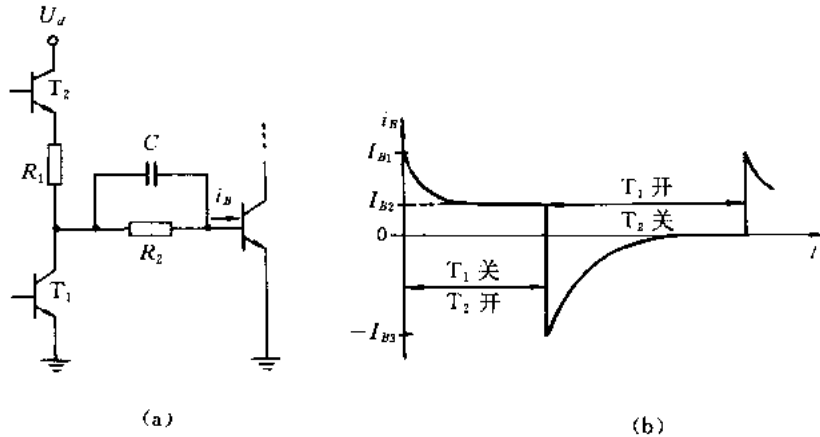


图 7.7 晶体管的驱动电路及基极电流波形  
(a) 电路; (b) 波形;

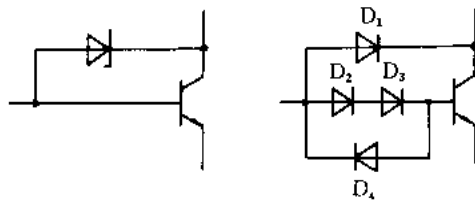


图 7.8 退饱和电路

#### 2. VDMOS 的驱动电路

VDMOS 的栅极相当于容性阻抗,这是栅极驱动电路在设计上有别于晶体管驱动电

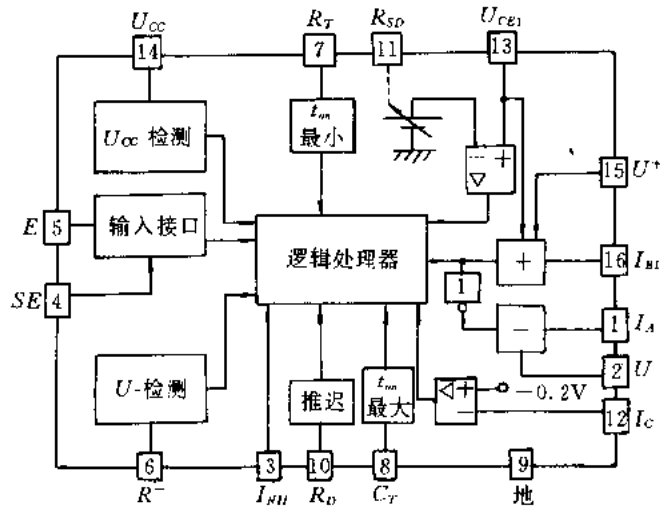


图 7.9 UAA4002 电路框图

路之处。因此 VDMOS 的驱动电路的内阻应当小, 以提供大的充放电电流。在栅电压进入稳定阶段, 栅极几乎不从驱动电路取电流, 因此场控制器件所要求的驱动功率不大。需注意的是, 过驱动会增加器件的关断延时, VDMOS 的驱动电路示于图 7.10。原则上, IGBT 也可以采用图 7.10 所示的驱动电路。在高速开关电路中, 为了防止密勒效应起作用, 驱动电路采用双电源。此外, 驱动电路到栅极间的引线要尽量短, 且需绞合起来。目前, 对 VDMOS 和 IGBT 管, 都有现成的驱动模块可供使用。但使用时, 要特别注意其应用条件和使用注意事项。

当并联工作的 VDMOS 器件在开关转换过程中经过有源区时, 通常会出现高频 (大于 100kHz) 的寄生振荡, 为此应在栅极电路中串进小电阻, 如图 7.11 所示。为防止静电积累效应, 栅-源之间应接适当的电阻, 同时可加稳压管。

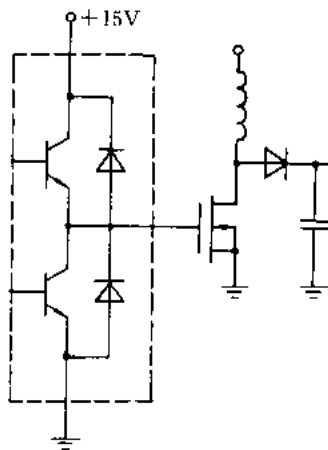


图 7.10 VDMOS 的驱动电路

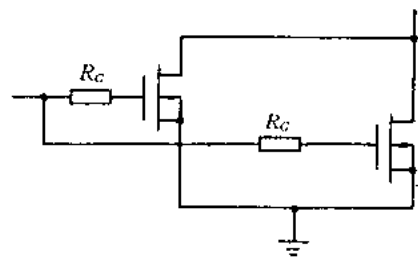


图 7.11 栅极串接小电阻

### 3. SCR 的驱动电路

SCR 的门极驱动电路应能提供强触发所需要的脉冲电流(幅度为静态触发电流的(5~10)倍,  $di_G/dt > (1 \sim 2A/\mu s)$ ), 以发挥 SCR 潜在的  $di/dt$  耐量, 避免器件的  $di/dt$  损坏, 提高其工作寿命。门极驱动电路还应当能提供反向电压( $-U_{CK}$ ), 以提高器件的换向  $du/dt$ , 防止  $du/dt$  误导通现象的产生。因此, SCR 的门极驱动电路采用腾柱式的驱动电路也是可行的, 如图 7.12 所示。为了使驱动电路同 SCR 隔离, 可在二者之间加入脉冲隔离变压器, 如图 7.13 所示。或者采用光隔离方法, 如图 7.14 所示。若需同时触发数只(甚至十几只)晶闸管, 则应保证各路触发脉冲的一致性以及满足强触发的要求。

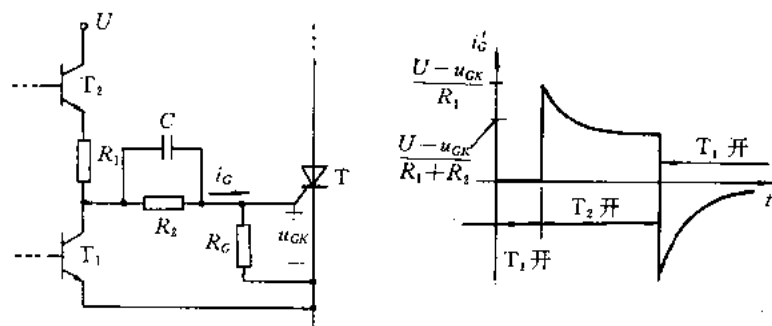


图 7.12 SCR 的驱动电路

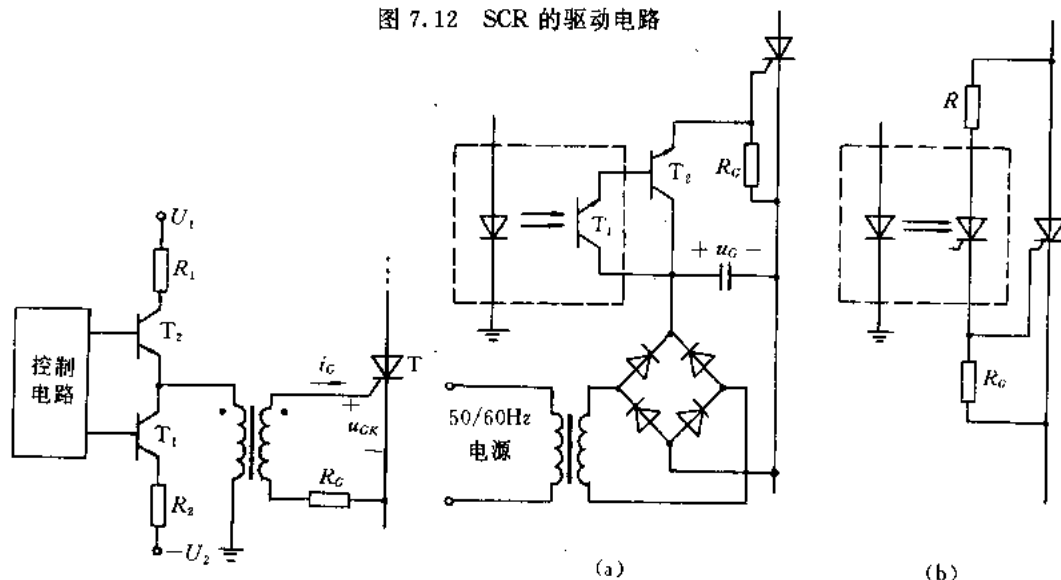


图 7.13 脉冲变压器隔离的 SCR 驱动电路

图 7.14 光隔离的 SCR 驱动电路

#### 4. GTO 的驱动电路

GTO 的触发电路应满足下列要求:

(1) 正向触发电流 ( $i_G$ ): 陡峭的脉冲前沿(类似于 SCR); 脉冲幅值为静态触发电流的(15~20)倍, 并在 GTO 导通期间维持一个小的恒定电流。

(2) 反向触发电流 ( $-i_G$ ): 反向触发电流上升率 ( $-di_G/dt$ ) 应与器件阳极电流转移到 Snubber 电路的速度相匹配。反向触发电流峰值决定于 GTO 的可关断峰值电流和关断增益, 一般是可关断峰值电流的  $(\frac{1}{3} \sim \frac{1}{2})$ , 而且其持续时间应超过 GTO 的拖尾时间。

图 7.15 给出满足上述要求的 GTO 驱动电路(可驱动 50A GTO),其触发电流  $i_G$  的波形示于图 7.16。

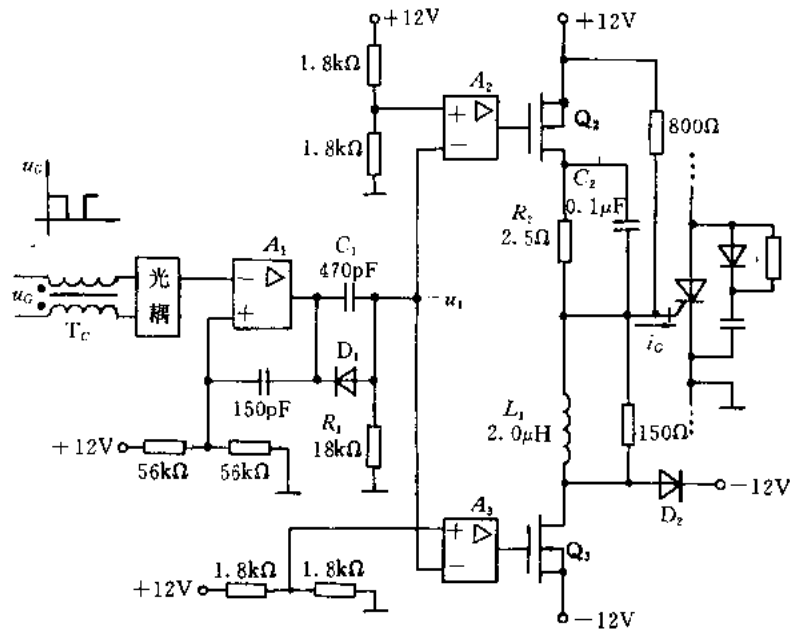


图 7.15 GTO 的驱动电路(50A GTO)

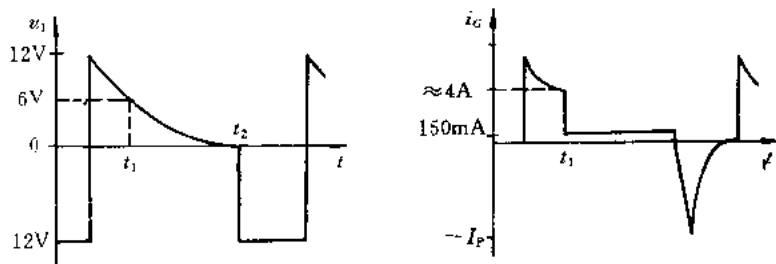


图 7.16 触发 GTO 的  $i_G$  波形

## (二) Snubber 电路和箝位电路

Snubber (缓冲)电路是为了避免器件流过过大的电流和在其上出现过高的电压,或是为了错开同时出现的电压和电流的峰值区而设置的。

图 7.17 是为降低晶体管开关损耗而设置的缓冲电路。当然,它同时也起到降低器件上峰值电压的作用,该缓冲电路也可以用于 VDMOS 和 IGBT,但对于 VDMOS 更主要的目的是避免器件上在开关过程中所出现的瞬态电压尖峰。为此,也可以采用电压箝位电路,如图 7.18 所示。

在图 7.15 的 GTO 虽也加上由二极管、电容和电阻构成的 Snubber 电路,然而有时仍会出现  $\frac{dv}{dt}$  导通现象,因此更为合理的缓冲电路应如图 7.19(a)所示,这时管子上的阳极电压波形如图 7.19(b)。该缓冲电路中增设了饱和电感,主要是考虑到消除由二极管反向恢复电流引起的麻烦而设置的。

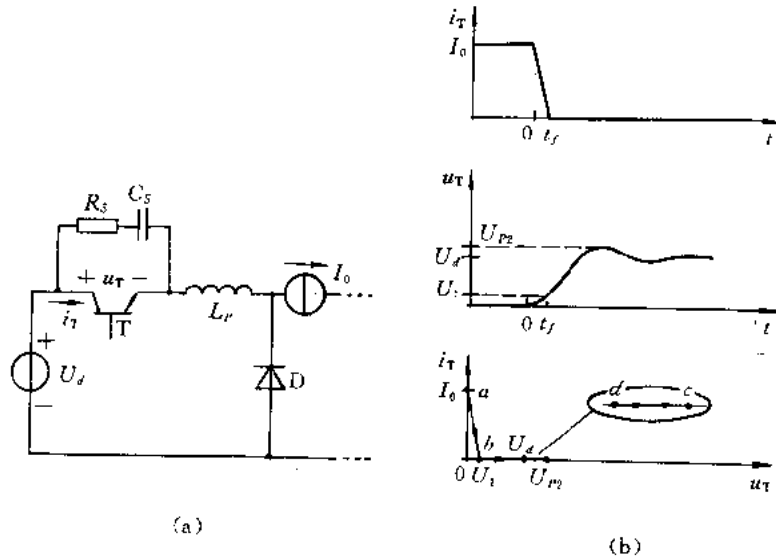


图 7.17 晶体管的 Snubber 电路及其动态轨迹  
(a) 电路; (b) 波形及轨迹

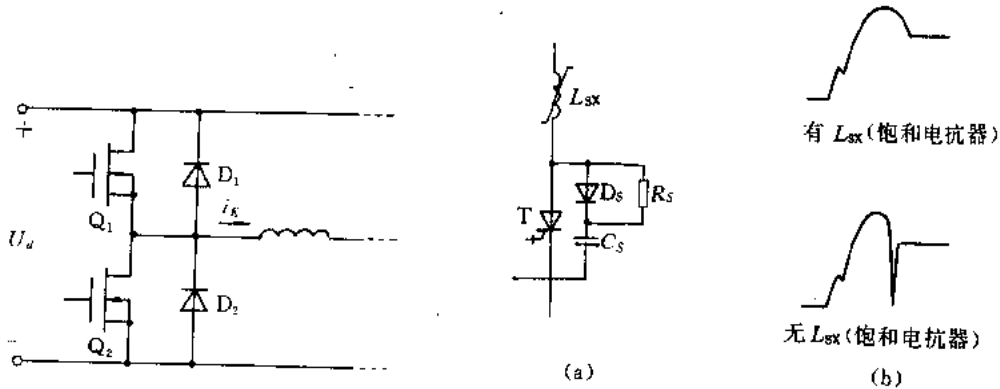


图 7.18 电压箝位电路

图 7.19 施于 GTO 的缓冲电路  
(a) 电路; (b) 开关时阳极电压波形

用于 GTO 的缓冲电路形式无疑也可以用于 SCR,但缓冲电路的参数设计是不一样的,而且没有 GTO 的那样严格。将 SCR 缓冲电路上的二极管去掉,利用剩下的阻容吸收网络可解决多只 SCR 串联工作时的动态均压问题。

最后需提醒的是,所有电力半导体器件都是温度的敏感元件,因此在任何情况下,都应当保证创造符合要求的散热条件,否则将降低器件工作的可靠性。对于串并联工作的元件,为了降低早期失效率,还应当对器件进行筛选,以求合理的匹配。

### (三) 设计上的考虑

加深对电力半导体器件的基本工作原理、特性和参数的了解,对于设计一个可靠的电路是非常重要的。常常因为对器件理解得不深或理解错误而导致电路设计上失败的事是屡见不鲜的,晶闸管超声电源从 70 年代开始研制,直到 80 年代才投入生产就是一个典型的例子。下面就有关问题进行分析,以引起电路设计者的注意。

对于工作于 20kHz 的高频晶闸管,由于四层结构的特点,耐压与动态参数是一对矛盾,而且高压器件的等级合格率很低。因此,在设计高频晶闸管逆变电路时,要尽量设法降低器件在电路中所承受的电压。对于串联运行的晶闸管,按照器件的反向恢复电荷量进行选配,可以获得良好的动态均压效果。在晶闸管逆变电路中使用强触发比弱触发更能发挥器件的性能,并有助于提高其工作寿命。

整流管,特别是快速整流管,人们往往注重其反向恢复特性,而忽略其正向恢复特性。事实上,在某些电路中,其正向恢复特性成为一个重要的制约因素。在场控制器件应用日益扩大的情况下,快恢复整流管几乎成为一个不可缺少的元件,其反向恢复特性成为影响电路工作可靠性的一个重要原因。因此,有经验的电路设计者在设计电路时,常常巧妙而有意识地避开它的影响。

对于场控器件,它工作时从驱动电路吸取的功率很小,但对驱动电路内阻抗并不因此而降低要求,特别是器件在开断时,驱动电路内阻抗越低越好,以抵消器件密勒效应的影响。

在单端变换器中,使用晶体管和使用 VDMOS 管在设计思想上是有差别的。这是因为两种器件在大电流工况下,VDMOS 管性能比晶体管优越得多,因此在同样是 310V 直流输入电压条件下,晶体管的耐压必须选用 700~800V 等级的管子;而 VDMOS 管对耐压等级的要求可降低到 400~500V。

在 GTO 开通后,通常还给它一个小的驱动电流,以保证其可靠导通。因此,在设计 GTO 驱动电路时,人们就要顾及到这一要求。此外,驱动电路的某些参数的选择应考虑同 Snubber 电路参数相配合问题。

对于常闭型静电感应器件,无激励信号时,器件本来就是处于导通状态的,但为了降低其通态压降,仍需提供给它一个导通激励信号。

从上述分析可知,电路设计者对电力半导体器件了解的深浅,直接关系到所设计电路工作的可靠性。电路设计者对此不能掉以轻心。

## 7.2.2 电磁兼容性与可靠性的关系

大量事实说明,电磁兼容与装置的可靠性之间的关系甚为密切,在进行变流装置可靠性设计的同时还应当进行电磁兼容设计,否则,所设计出来的装置可靠性必然不高,严重时,将造成变流装置一开始就无法正常工作的恶果,即早期失效率很高。人们在研制晶闸管超声电源、甚低频发射机电源、单管感应淬火逆变电源、电机变频调速装置、中频 X 射线机电源以及高频晶闸管电流定额测试装置等过程中,都遇到电磁干扰问题。为增强电磁兼容性设计的意识,下面将简略地介绍一下电磁兼容的基本知识以及提高抗电磁干扰的主要途径和一些措施。

### (一) 电磁兼容性(EMC)的基本概念

在装置或系统的内部和周围环境中,都存在着电磁噪声。装置或系统可以产生电磁噪声,又可以接受电磁噪声。对于一个理想的电力电子装置或系统,它在复杂的电磁环境中都能如预期的那样工作,同时并不对周围的设备或系统的工作产生不良的影响(电磁干扰),对于这样的装置或系统,则称它是电磁兼容的。

下面介绍一下基本术语

(1) 电磁噪声: 对于一个电路、装置或系统来说, 任何不希望的信号都可看成是电磁噪声。但这些电磁噪声不一定都形成电磁干扰。

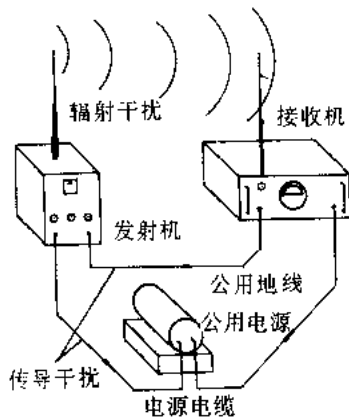


图 7.20 传导和辐射干扰示意图

(2) 电磁干扰(EMI): 当电磁噪声达到影响电路、装置或系统正常工作或性能程度时, 则称它为电磁干扰。电磁干扰可以来自装置或系统的内部, 也可以来自装置或系统的外部, 前者称为“系统内部”的干扰, 后者称为“系统间”的干扰。

(3) 电磁干扰的传播方式, 如图 7.20 所示。

传导干扰: 是指噪声通过金属导体(导线、电容器、电感或变压器等)传播的。

辐射干扰: 是指噪声通过介质(如空气)以电磁场形式(波的形式)传播的。

(4) 电磁噪声源和电磁干扰源: 任何一个元件、一个装置或一个系统工作时, 对于其它元件、装置或系统来说都是一个噪声源。当这种噪声对其它元件、装置或系统产生不利影响时, 这种噪声源就变成了电磁干扰源。电力电子装置或系统本身就可以是一个干扰源, 甚至是一个很强的电磁干扰源。它既可以产生传导干扰, 亦可以产生辐射干扰, 而危害其它设备或系统(电子系统等)。

(5) 形成电磁干扰的三要素: 电磁干扰源、耦合通道——传播途径、设备对干扰的敏感程度。

很显然, 对于一个装置或系统来说, 缺一要素就不可能造成电磁干扰的危害, 所以, 欲提高装置或系统的抗电磁干扰的能力, 就要从分析电磁环境(干扰源、干扰源性质、传播途径等)入手, 针对电磁干扰最敏感的环节, 采取措施加以解决。

## (二) 抑制电磁干扰应考虑的主要问题

- (1) 合适的接地;
- (2) 屏蔽措施;
- (3) 滤波;
- (4) 机箱的合理设计;
- (5) 机箱内部的合理布线。

上述每一个方面在装置和系统设计中都有自己的作用, 然而又是互相关联的。设备的良好接地, 可以降低设备对屏蔽和滤波的要求。而良好的屏蔽, 也可以使滤波要求降低。机箱的不合理设计和内部不合理的布线, 将会引起许多麻烦, 可导致其它措施失去作用。

上述每一个问题都可以展开讨论。但因篇幅所限, 此处无法一一加以阐述, 读者只要重视, 都可以从有关文献找到答案。根据我们的经验, 对于变流装置和系统来说, 来自电源进线的电磁干扰比较严重, 同时也不能忽视主电路工作时对驱动电路的影响。此外, 机箱和机箱内的布线设计是否合理, 关系重大。例如, 在中频 X 射线高压油箱中, 需引进工频 220V 电源、几十千赫高频逆变灯丝电源, 以及中频逆变电源的进线, 同时箱内还有高压

(12.5万V)引出线和几伏的反馈信号线。因此高压箱的结构设计以及多种线的合理布置问题就成为影响系统可靠工作的关键因素之一。

### (三) 提高变流装置及系统可靠性的一些措施

#### 1. 抑制来自电源进线的电磁干扰

来自电源进线的电磁干扰是一种传导干扰。抑制这种干扰,目前比较普遍的都是采用滤波器,该滤波器接于电源进线端,如图 7.21 所示。它既可以加在主电路的电源进线端,也可以加在控制电路的电源进线端。图 7.21 所示的滤波器是一种噪声滤波器,其中电感采用共模扼流线圈。它对频率从 10kHz 到 30MHz 的噪声都有抑制作用。但要注意合理的使用和接地点的选择,否则抑制干扰的效果将会很差。当然,也可以采用通常的  $L-C$  滤波来抑制电磁干扰,多个级联时,抑制效果更好。

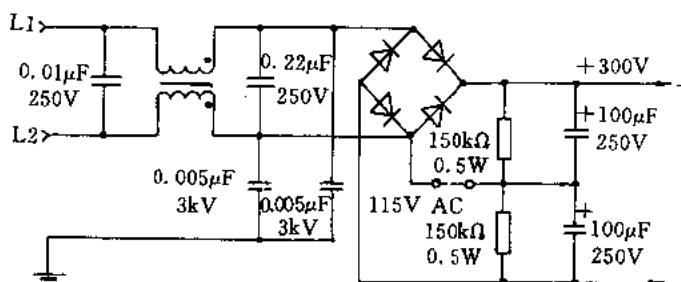


图 7.21 电源滤波器接法示意图

使用超隔离变压器、有源滤波器和数字滤波器也可以收到良好的抑制干扰的效果。总之,使用者应根据具体情况确定应采取的措施。

#### 2. 提高控制电路的抗干扰能力

有关这个问题,主要是处理好控制电路入端和出端部分隔离问题。对于微型计算机控制系统,应注意从抗干扰角度来选择机型。

#### 3. 防止有触点电器开闭动作引起的干扰

这首先要从设计上考虑它在设备内部安装位置,以便同设备内部的敏感区保持合理的距离。然后,对与它有关的引线要加以处理,包括走线、屏蔽及其它消除干扰的措施。当然,也可用固体开关代替之。

#### 4. 系统接地问题

不合理的接地将使整个系统遭受严重的干扰。处理这个问题与装置内部总体布线和装置结构有关。例如,从抗干扰角度看,某些部件必须“浮地”处理。若事先没有顾及到这种情况,系统接地问题就很难处理好。从抗电磁干扰角度,利用电源中性点作为系统接地端,不如接真地好。

#### 5. 装置或系统内部电磁干扰的抑制问题

由于装置或系统内部空间小,不同部分之间的相互影响比较突出。抑制装置或系统内部的电磁干扰通常要考虑以下几方面的问题:

- (1) 元器件及部件的配置问题;
- (2) 合理的布线;

- (3) 对线路、电缆或局部区域进行屏蔽；
- (4) 采用滤波技术；
- (5) 合适的接地。

总之,慎重、仔细地处理好上述几方面的问题,变流装置或系统的电磁兼容性才能得到保证,从而使变流装置或系统的偶然失效率得以降低。

### 7.2.3 变流装置及系统的保护

与电磁元件不一样,电力半导体器件的过载能力比较弱。当电力半导体器件遭受过压或过流危害时,它可以在极短时间内烧毁。当然,这并不意味着电力半导体器件没有过载能力,只是允许过载的时间非常短吧。例如,GTR 在一倍过流条件下,必须在  $30\mu\text{s}$  内切断过载电流,然而 GTR 的过电压损坏可发生在数微秒内。第一章数据还表明,40A IGBT 在  $2\sim 3\mu\text{s}$  内过载电流可达 220A。另外,任何装置和系统的抗电磁干扰能力都是相对的。当电磁环境变化时,逆变装置和系统也会因经受不住外界的电磁干扰而发生逆变颠覆现象。况且,还有许多随机因素或人为误操作也都会引起变流装置和系统的故障。因此在变流装置和系统中,电力半导体器件的保护问题是关系到装置和系统工作可靠性的一个极端重要的问题。为此,设置快速、准确和可靠的保护系统是非常必要的。

目前,对于 GTR, VDMOS 和 IGBT 器件,都可购到与其相匹配的有自保护功能的驱动模块,如 UAA4002(智能), EXB480, MPD1205 等。有关这方面的资料可向销售单位索取,此处就不再赘述了。下面归纳一下过电流和过电压保护的一般方法。

#### 1. 过电流保护的方法

- (1) 电力半导体器件专用的快速熔断器；
- (2) 接触器或快速自动开关；
- (3) 整流桥拉逆变；
- (4) 由晶闸管组成的开关电路(串联或并联)；
- (5) 封锁驱动信号(同时配以其它措施)；
- (6) 其它。

#### 2. 过电压保护的方法

- (1) 在开关器件上并联阻容、硒堆、压敏电阻和瞬态二极管等,以形成过电压箝位电路；
- (2) 在主电路上设置过电压吸收装置；
- (3) 设置避雷器；
- (4) 提高开关器件的电压储备系数；
- (5) 利用开关器件实现过电压短路保护；
- (6) 其它。

图 7.22 和图 7.23 分别绘出个别的过电流、过电压保护例子,以供参考。目前,人们还可以利用响应时间小于  $1\mu\text{s}$  的按霍尔效应原理制作的电流传感器和其它电压传感器构成通用电压、电流保护系统,实现保护系统的模块化。现在,电力电子装置或系统已经越来越多地使用故障自诊断技术,例如中频 X 射线机电源系统、交流变频调速装置,UPS 电源、

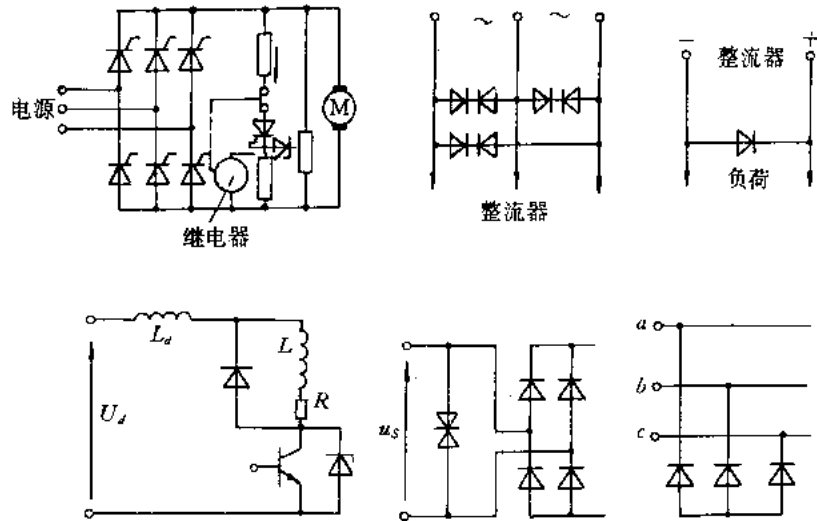


图 7.22 过电压保护电路例子

同步电机启动装置等。一般来说,装置或系统可以在运行前或停机后都进行故障自诊断,以判明该装置或系统当时的可靠状况;若发现问题,则及时进行处理,这样将大大地提高装置或系统的运行可靠性。

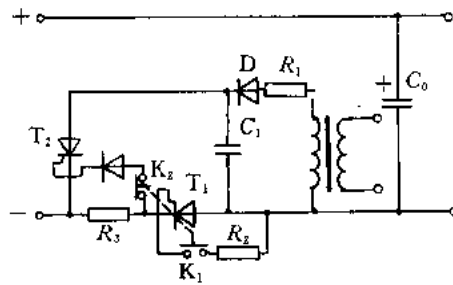


图 7.23 过流保护电路例子

综上所述,变流装置及系统的可靠性及电磁兼容性的思想应贯彻于设计、制造、安装、调试及检验等所有环节。这样做了,变流装置及系统的可靠性才能得到保证。否则,提高变流装置及系统的可靠性将成为一句空话。

## 思考与练习七

- 7.1 何谓装置的可靠性?
- 7.2 可靠性的数量特征是什么?
- 7.3 从可靠性出发,简述如何降低失效率。
- 7.4 请论述可靠性设计的重要性。
- 7.5 何谓电磁兼容性? 电磁干扰与电磁噪声有何差别?
- 7.6 简述抑制电磁干扰的途径及应采取的措施。
- 7.7 装置或系统的可靠性设计包括哪些方面?

- 7.8 提高装置和系统的可靠性与正确认识电力半导体器件有什么关系?
- 7.9 简述 SCR 类、GTR 和场控器件(VDMOS 和 IGBT)在驱动电路设计上的差别?
- 7.10 如何保证 GTO 器件工作的可靠性?
- 7.11 试说明,在变流装置及系统中设置保护电路的重要性。
- 7.12 简述电力半导体器件的过载能力及损坏特点。
- 7.13 请简述对过电流保护电路的要求。

## 参 考 文 献

- [1] (美) RaShid M H. Power Electronics. Prentice-Hall, INc, 1988
- [2] (美) John G, Kassakian 等. Principles of Power Electronics. Addison Wesley publishing company, 1991
- [3] (美) Bose B K, Power Electronnics and AC Drives. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 07632, 1986
- [4] (日) 築地謙次, 相川浩合著. ScR とその应用. 日刊工业会社, 1965. 5
- [5] (法) 皮特 让·马里·等著, 丁学文译. 功率晶体管和开关二极管的应用技巧. 纺织工业出版社, 1991. 2
- [6] (英) 兰德 CW 著, 郭彩霞等译. 电力电子技术. 机械工业出版社, 1987. 1
- [7] (加拿大) 森 PC 著, 赵士廉译. 晶闸管直流传动. 机械工业出版社, 1984. 4
- [8] (美国) 巴利伽 BJ 著, 王正元等译. 硅功率场控器件和功率集成电路. 机械工业出版社, 1986. 12
- [9] (德) 莱昂哈特 W 著, 吕嗣杰译. 电气传动控制. 科学出版社, 1984. 4
- [10] 黄俊主编. 半导体交流技术. 机械工业出版社, 1980. 7
- [11] 黄俊等编. 电力电子自关断器件及电路. 机械工业出版社, 1991. 10
- [12] 林渭勋等编著. 电力电子技术基础. 机械工业出版社, 1990. 10
- [13] 王守斌主编. 场效应晶体管手册. 科学出版社, 1989. 7
- [14] 苏文成等编著. 无功补偿与电力电子技术. 机械工业出版社, 1989. 7
- [15] 张永生主编. 电力半导体电路原理. 机械工业出版社, 1986. 4
- [16] (德) Heumann K. 电力电子学发展动态. 国外电力电子技术, 1991. (1)
- [17] (日本) 関长隆等编, 袁维慈等译. 可关断晶闸管——GTO 原理和应用. 中国铁道出版社, 1985. 9
- [18] 赵良炳. 关于高压阀体工作可靠性问题. 清华大学学报(增刊), 1991, 第一期
- [19] 赵良炳. 单管感应淬火逆变电路的研究. 清华大学学报(增刊), 1991, 第一期
- [20] 张秀澹. 80 年代电力电子技术的回顾. 全国电力电子学会论文集, 1990
- [21] 张志刚. 国外电力电子技术发展动态. 中国第二届交流电机与调速传动学术会议论文集, 1991. 5
- [22] 刘宗富. 交流调速状况及展望. 中国第二届交流电机与调速传动学术会议论文集, 1991. 5
- [23] 赵良炳. 论高频(晶闸管)逆变电路的可靠性. 通讯电源论文集, 1982
- [24] 赵良炳. 专用计算机控制的 30kW 中频 X 射线机电源系统. 全国电力电子学会论文集, 1993
- [25] (美) 格安迪 SK 著, 张光华等译. 功率半导体器件(工作原理和制造工艺). 机械工业出版社, 1982. 9
- [26] 陈星弼等编. 晶体管原理. 国防工业出版社, 1981. 12
- [27] 俞苹. 一种新型的功率器件——MCT. 全国电力电子学会论文集, 1990
- [28] 许文侠. 静电感应晶闸管的新结构. 全国电力电子学会论文集, 1990
- [29] 李思渊等. SIT 的特点和制造技术的研究. 全国电力电子学会论文集, 1990
- [30] 俞苹. 电力半导体器件的现状与展望. 电力电子技术, 1991(1)
- [31] 顾廉楚主编. 电力半导体器件原理. 机械工业出版社, 1989. 7
- [32] 陈凯等. 可靠性数学及其应用. 吉林教育出版社, 1989. 6

TN 01  
4439

160430



京电力大 00192283

- [33] (美)凯瑟 BE 著,肖华庭等译.电磁兼容原理.电子工业出版社,1985.4
- [34] (美)理查德, J 希金斯著,赵良炳等译.数字和模拟集成电路电子学.机械工业出版社,1988.12
- [35] OlierD 等著,钟桂清译.伪谐振全桥 DC/DC 变流器.国外电力电子技术,1992 年第四期
- [36] (日) Yonemori H 等著,温绍森译.包括电压箝位准谐振技术与软开关相移 PWM 高频逆变器连接的新周波变流器.国外电力电子技术,1992 年,第四期
- [37] Jung G Cho 等著,沈大伟译.采用新的并联谐振直流环的软开关 PWM 变流器.国外电力电子技术,1992 年,第四期
- [38] Dipl Ing-Axel Mertens 等. A High Frequency Resonant DC Link Inverter Using IGBTs. 1990, IPEC, PP152~160
- [39] 张晓松. 谐振直流环逆变器的研究. 清华大学硕士论文,1993. 6
- [40] 王春芳. 微机控制的 IGBT 逆变式弧焊整流电源的研究. 清华大学硕士论文,1993. 6
- [41] 张晓阳. 离线式半桥零电压开关多谐振逆变器的分析与设计. 清华大学硕士论文,1993. 3
- [42] 姚灵芳. 准正弦的零电压式“”逆变器的分析和设计. 清华大学硕士论文,1991. 6
- [43] 赵良炳. 电力电子技术与近代电源. 中国电源学会第十届学术年会论文集,1993. 11
- [44] 赵良炳. 新型半导体器件及其对电气传动系统的影响. 电气传动,1994. 2 期
- [45] 张晓松等. 谐振直流环逆变器的发展及控制技术. 全国电力电子学会第五次学术年会论文集, 1993. 5

• 188 •