

# 目 录

《电气自动化新技术丛书》序言

前言

第 1 章 绪论 .....	1
1.1 电力电子技术 .....	1
1.2 电力半导体器件 .....	3
1.3 变流电路与控制技术 .....	6
1.4 电力电子技术的应用与未来 .....	7
第 2 章 功率二极管 .....	10
2.1 PN 结 .....	10
2.1.1 PN 结的形成 .....	10
2.1.2 PN 结的单向导电性 .....	12
2.1.3 PN 结的反向击穿 .....	13
2.1.4 PN 结的电容效应 .....	14
2.2 二极管的特性与参数 .....	16
2.2.1 伏安特性 .....	16
2.2.2 开关特性 .....	17
2.2.3 性能参数 .....	19
2.3 二极管的分类与参数实例 .....	20
2.3.1 普通二极管 .....	20
2.3.2 快恢复二极管 .....	20
2.3.3 肖特基二极管 .....	24
2.4 散热措施 .....	26
2.4.1 散热的原理与重要性 .....	26
2.4.2 散热器及其安装 .....	27
第 3 章 晶闸管 .....	31
3.1 普通晶闸管 .....	31
3.1.1 结构与工作原理 .....	31

3.1.2	特性 .....	34
3.1.3	参数 .....	38
3.2	特殊晶闸管 .....	42
3.2.1	高频晶闸管 .....	42
3.2.2	双向晶闸管 .....	43
3.2.3	逆导晶闸管 .....	47
3.2.4	光控晶闸管 .....	50
3.3	晶闸管的触发电路 .....	52
3.3.1	对触发电路的基本要求 .....	52
3.3.2	触发电路的型式 .....	54
3.3.3	单晶体管触发电路 .....	54
3.3.4	集成化触发电路 .....	58
3.4	相控整流电路 .....	61
3.4.1	移相控制技术 .....	61
3.4.2	单相桥式全控整流电路 .....	63
3.4.3	三相半波可控整流电路 .....	71
3.4.4	三相桥式全控整流电路 .....	78
3.4.5	整流电压的谐波分析 .....	85
3.5	逆变电路 .....	87
3.5.1	基本原理 .....	87
3.5.2	单相桥式并联逆变电路 .....	92
3.5.3	三相桥式并联逆变电路 .....	95
3.5.4	单相串联逆变电路 .....	97
3.6	晶闸管的保护与容量扩展 .....	98
3.6.1	过电压保护 .....	98
3.6.2	过电流保护 .....	101
3.6.3	晶闸管的串并联 .....	102
第4章	电力晶体管 (GTR) .....	106
4.1	电力晶体管的结构 .....	106
4.2	特性与参数 .....	110
4.2.1	静态特性与参数 .....	110
4.2.2	动态特性与参数 .....	116
4.2.3	二次击穿与安全工作区 .....	118

4.2.4	温度特性与散热	121
4.3	GTR 的驱动与保护	124
4.3.1	驱动电路的设计原则	124
4.3.2	基极驱动电路的基本型式	125
4.3.3	过电流的检测与保护	129
4.3.4	实用驱动电路举例	133
4.4	缓冲电路	138
4.4.1	概述	138
4.4.2	耗能式缓冲电路	140
4.4.3	馈能式缓冲电路	142
4.5	脉冲宽度调制 (PWM) 技术	145
4.5.1	PWM 技术原理	145
4.5.2	SPWM 波形成电路	151
4.5.3	SPWM 波的软件生成方法	157
4.5.4	SPWM 波专用集成电路	164
4.6	PWM DC-AC 逆变器	173
4.6.1	单相逆变器	173
4.6.2	三相逆变器	174
4.6.3	封锁时间对输出电压的影响	175
4.7	准谐振软性开关变流器	177
4.8	交流变频调速	179
4.8.1	概述	179
4.8.2	变频调速的原理与特性	181
4.8.3	变频调速系统	186
第 5 章	功率场效应晶体管 (Power MOSFET)	204
5.1	结构与工作原理	204
5.1.1	基本结构与工作原理	204
5.1.2	功率的扩展	205
5.1.3	多元集成结构的影响	208
5.2	特性与参数	208
5.2.1	静态特性与参数	208
5.2.2	动态特性与参数	213
5.2.3	安全工作区	216

5.2.4	温度稳定性	219
5.2.5	与 GTR 的比较	221
5.3	栅极的驱动与保护	222
5.3.1	栅极驱动特性	222
5.3.2	栅极驱动电路	227
5.3.3	并联应用	233
5.3.4	使用中的保护措施	235
5.4	DC—DC 变流器	237
5.4.1	常用 DC—DC 变流电路	237
5.4.2	集成 PWM 控制器芯片	250
5.4.3	电流控制 PWM 技术	261
5.4.4	准谐振软性开关 DC—DC 变流器	270
5.5	功率 MOSFET 应用举例	277
5.5.1	开关式稳压电源	277
5.5.2	高频自激振荡电源	281
5.5.3	其他应用	282
第 6 章	可关断晶闸管 (GTO)	283
6.1	结构与工作原理	283
6.1.1	结构	283
6.1.2	GTO 开通原理	284
6.1.3	GTO 关断原理	285
6.1.4	GTO 的失效原理	287
6.2	特性与参数	288
6.2.1	静态特性	288
6.2.2	动态特性	291
6.2.3	主要参数	293
6.3	GTO 的缓冲电路	297
6.3.1	缓冲电路的作用	297
6.3.2	缓冲电路的工作原理	298
6.3.3	缓冲电路的参数估算与安装工艺	302
6.4	门极控制技术	304
6.4.1	门极驱动特性	304
6.4.2	门极控制信号波形分析	308

6.4.3	门极驱动型式	310
6.4.4	门极控制电路实例	311
6.5	GTO 的串并联	318
6.5.1	GTO 的串联使用	318
6.5.2	GTO 的并联使用	319
6.6	GTO 的过电流保护	322
6.6.1	过电流的产生与 GTO 的过电流特性	322
6.6.2	状态识别过电流保护法	323
6.6.3	桥臂互锁保护法	327
6.6.4	逆变器的过电流保护	328
6.6.5	门极电路的过电流保护	334
6.7	GTO 应用实例	338
6.7.1	磁通控制的 GTO 逆变器变频调速系统	338
6.7.2	具有复合制动功能的 GTO 斩波调速系统	344
6.7.3	快速响应、大容量 GTO 逆变器	347
第 7 章	绝缘栅双极晶体管 (IGBT)	350
7.1	原理与特性	350
7.1.1	IGBT 的工作原理	350
7.1.2	基本特性	353
7.2	门极驱动	362
7.2.1	驱动条件	362
7.2.2	驱动电路	365
7.2.3	IGBT 专用驱动模块	370
7.3	IGBT 的保护	376
7.4	IGBT 应用实例	384
7.4.1	静音式变频调速系统	384
7.4.2	工业加热电源	388
7.4.3	不间断电源 (UPS)	392
7.4.4	有源功率滤波器	392
第 8 章	功率集成电路及其他新型电力半导体器件	394
8.1	功率集成电路	394
8.1.1	概述	394
8.1.2	高压集成电路	394

8.1.3 智能功率集成电路 .....	395
8.2 其他新型电力半导体器件 .....	406
8.2.1 静电感应晶体管 (SIT) .....	406
8.2.2 静电感应晶闸管 (SITH) .....	409
8.2.3 MOS 控制晶闸管 .....	414
参考文献 .....	420

# 第1章 绪 论

## 1.1 电力电子技术

电力电子技术已成为一门新兴的高新技术学科，是一门利用电力电子器件对电能进行控制和转换的学科。美国电气和电子工程师协会(IEEE)的电力电子学会对电力电子技术的阐述是：“有效地使用电力半导体器件，应用电路和设计理论以及分析开发工具，实现对电能的高效能变换和控制的一门技术，它包括电压、电流、频率和波形等方面的变换”。

电力电子技术的内容包括三个方面：电力电子器件，变流电路和控制电路。它与多种学科密不可分，可用图 1-1 形象地表示电力电子技术与其他学科的联系。总体上说，电力电子技术是电力、电子、控制三大电

气工程技术领域之间的交叉学科，是一门多学科相互渗透的综合性技术学科。今后，随着科学技术的发展，必将与现代控制理论、材料科学、微电子技术、计算机技术以及电机工程等领域发生更加密切的关系。

由于当代许多高新技术离不开电能，离不开表征电能的电压、电流、频率、波形和相位等若干基本参数的控制与转换，而电力电子技术能够对这些参数实现精确的控制与高效能的处理，所以电力电子技术这项高新技术还是其他多项高新技术的发展基础。

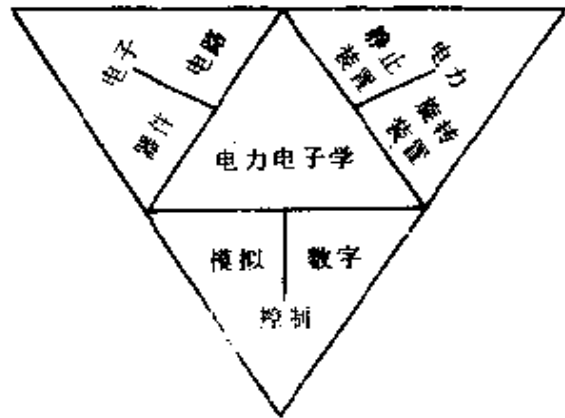


图 1-1 电力电子技术与其他学科的联系

电力电子技术的纪元始于 1956 年普通晶闸管的问世,由于其功率处理能力的突破,于是以晶闸管为核心的,对电力处理的庞大分支从电子技术中分离出来,形成了电力电子技术;而其余部分仍保持其小功率的特点,进行信息处理,称为微电子技术。在电力电子技术近 40 年的发展进程中,明显地分为两个阶段。1980 年前的一段时间是以普通晶闸管为核心,衍生出若干派生器件,功率越来越大,性能日臻完善,技术趋于成熟。其主要特点是器件为半控型的,即通过门极控制信号只能控制其开通,而不能控制其关断;在控制技术上采用移相控制技术;结构形式上基本上是分立元件。在这一时期,在中大功率范围内的各种静止变流器和电动机的传动系统一直使用这些电路,如直传动、电化用电源、机车牵引等方面。尽管在电压、电流两方面,晶闸管系列器件仍有着一定的发展余地,但因下述几项缺点阻碍了它们的继续发展。

(1) 由于是半控型器件,因此要想关断这些器件必须另用由电感、电容和辅助电源组成的强迫换相电路,结果使得整机体积增大、重量增加、效率降低、可靠性下降;

(2) 由于立足于分立式结构,使得工作频率难以提高,一般情况下低于 400Hz,大大限制了它的应用范围;

(3) 由于相控角的变化使网侧及负载上的谐波严重,不但电路功率因数低,而且对电网产生“公害”。

这一阶段常称为传统电力电子技术阶段。随着生产的发展,要求有新的器件和电路出现,以改进和取代传统的电力电子技术。

70 年代后期,各种高速、全控型的器件先后问世,如可关断晶闸管(GTO)、电力晶体管(GTR)、功率场控晶体管(功率 MOS-FET)、绝缘栅双极晶体管(IGBT)、静电感应晶体管(SIT)、静电感应晶闸管(SITH)、MOS 晶闸管(MCT)等。变流装置中的普通晶闸管逐渐被这些新型器件取代,新的结构紧凑的变流电路随之出现,许多早期的变流方式再次焕发青春,过去难以实现的控制方式也得以实现。这一切使电力电子技术具有了全新的面



貌，被称之为现代电力电子技术。现代电力电子技术的主要特点是：

1. 全控化 由半控型的普通晶闸管到全控型的各类自关断器件，是电力电子器件在功能上的重大突破，是现代型与传统型的分水岭。不管是双极型的 GTO、GTR、SITH，单极型的功率 MOSFET、SIT 以及混合型器件 IGBT、MCT 等都实现了全控化，避免了传统电力电子器件关断时所需要的强迫换相电路，使结构大为简化；

2. 集成化 与传统电力电子器件基于分立的方式不同，几乎所有全控型器件都是由许多单元胞器件并联而成，例如一个 40A 的功率 MOSFET 大约由上万个单元器件并联而成，而一个 300A 的 SITH 则含有大约 5 万个单元器件；

3. 高频化 随着器件集成化的实现，同时提高了器件的工作速度，例如高电压大电流的 GTO，其工作频率为 1~2kHz，GTR 的工作频率可达 5kHz，功率 MOSFET 可达数百 kHz，而 SIT 则可达 10MHz 以上。

4. 多功能化 随着集成工艺的提高和突破，电力电子器件的功能扩大，品种增多，不但具有开关功能，还增加了保护、检测、驱动等功能，有的器件还具有放大、调制、振荡及逻辑运算的功能，使用范围拓宽，线路结构简化。

## 1.2 电力半导体器件

主要以开关方式工作的电力半导体器件是电力电子技术的核心和龙头，器件特性的每一步新发展都引起了变换电路技术的相应突破。

晶闸管的出现，实现了弱电对强电的控制，使电子技术步入功率领域，在工业上引起了一场技术革命，变流装置由旋转方式变为静止方式，体现了提高效率、缩小体积、减轻质量、延长寿命、消除噪声、便于维修等优点。这类器件的主要特性是只能控制其开通，不能控制其关断，电压、电流定额都相当高。

现代电力电子器件是指全控型的电力半导体器件，这类器件可分为三大类型：双极型、单极型和混合型。

双极型器件是指在器件内部电力和空穴两种载流子都参与导电过程的半导体器件，这类器件的通态压降低、阻断电压高、电流容量大，适用于中大容量的变流装置。常见的有GTR、GTO、SITH等。GTR是三层结构的双极型器件，它具有控制方便、开关时间短、通态压降低、高频特性好等优点，但存在着二次击穿的问题和耐压难以提高的缺点，阻碍了它的进一步发展。从制造工艺上看它已相当成熟，产品已基本上实现模块化，即将GTR管芯、续流二极管甚至包括辅助元件组装成功能单元，根据不同要求将若干个单元封装在同一个塑料树脂外壳里。为了提高电流增益，减小驱动电流，大多数的GTR模块为达林顿结构。

GTO是四层结构的双极型器件，是目前耐压最高、电流容量最大的一种器件，目前容量水平达到了5000A、4500V。其派生形式较多，如逆阻型、逆导型、无反压型、掩埋门极型、放大门极型以及MOS型等。这种器件的缺点是关断增益较小、门极反向关断信号的容量要求大；为了限制 $dv/dt$ 及关断损耗仍需设置专门的缓冲电路，需要消耗一定的能量。但和传统的晶闸管相比，在体积、质量、效率、可靠性诸方面还是有着明显的优势，因此在高电压大电流领域将会取代传统的晶闸管。

SITH是用栅极控制开通和关断的双极型器件，根据结构的不同分为常开型和常闭型。这种器件通态电阻小、通态电压低、开关速度快、开关损耗小、关断电流增益大；但是这种器件的制造工艺比较复杂，成本较高。

单极型器件是指器件内只有一种载流子（即多数载流子）参与导电过程的电力半导体器件，典型产品有功率场控晶体管（功率MOSFET）和静电感应晶体管（SIT）两种。功率MOSFET为电压控制器件，具有驱动功率小、工作速度高、无二次击穿问题、安全工作区宽等显著特点，这种器件还具有电流负温度系数、有良好的电流自动调节能力、具有良好的热稳定性和较高的抗干扰

能力等优点。其缺点是通态电阻大、导通压降较高，另外，由于导电机理和结构的关系，其电流容量和耐压提高难度较大。它常用于中小功率、开关频率较高的变流装置中。

SIT 是一种三层结构的多数载流子器件，具有非饱和输出特性，不仅可工作在开关状态，也可工作在放大状态，具有输出功率大、失真小、输入阻抗高、开关特性好、热稳定性好、抗辐射能力强等一系列优点。这种器件的截止频率  $f_T$  已达 (30~50) MHz，电流达 200A，耐压达 1200V，耗散功率超过 3kW。不但可用于高频加热装置，还可用于高音质音频放大器，多种通信设施和空间技术等领域。

混合型器件也可称作复合型器件，它是由双极型器件和单极型器件集成混合而成。它们利用耐压高、电流密度大、导通压降低的双极型器件（如 SCR、GTR、GTO 等）作为输出元件，而用输入阻抗高、响应速度快的单极型器件 MOSFET 作为输入级，因而兼备了两者的优点。这类器件的典型代表有 IGBT、MCT 和功率集成电路。IGBT 自 80 年代中期以来发展十分迅速，最大电流容量已达 1000A，最高电压等级已达 1200V，工作频率已超过 20kHz，预计在各类开关电源，电机控制以及其他要求速度高，损耗低的场合，IGBT 有取代 GTR 和 MOSFET 的趋势。

MCT 是晶闸管与 MOSFET 的混合集成，其输出元件为晶闸管，因而阻断电压高、电流容量大、通态压降低、通态损耗小；它用两只 MOSFET 管分别使其输出元件开通和关断，其开关速度快、开关损耗小。人们预测，MCT 是最有发展前景的电力半导体器件。

功率集成电路也称 PIC，也是混合型器件，它是指功率器件与驱动电路、控制电路、保护电路等的总体集成，是更高层次的电力电子器件。功率集成电路又分为高压集成电路 (HVIC) 和智能功率集成电路 (SPIC)，这种器件实现了功率器件与电路的总体集成，使强电与弱电达到了完美的结合，完成了信息与动力的统一，推动电力电子技术进入智能化的时代。

### 1.3 变流电路与控制技术

以电力半导体器件为核心，通过不同的电路拓扑和控制方式来实现对电能的转换和控制，这就是变流电路。由于电能以直流（DC）和交流（AC）两种形式为人类服务，因而它们之间的转换关系可用图 1-2 的联系方式说明。随着器件特性的不同，其控制方式与应用范围也不相同。

对晶闸管而言，其控制方法是调整器件的导通角，即控制触发信号与主电路之间的相移角，故称为相控技术。可用来实现交流到直流的变换和控制，即整流；也可用来实现直流到交流的变换和控制，即逆变（包括有源逆变和无源逆变）；还可用来实现交流到交流的变换，包括交流调压和交—交变频。

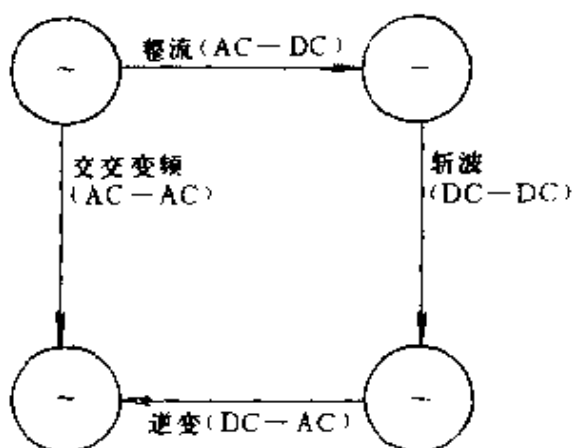


图 1-2 变流电路的基本功能

全控型电力半导体器件的问世，使得变流电路与控制技术发生了巨大的变化，除了整流电路之外，其他几种变流电路的性能指标都远远超过了晶闸管变流电路。由于它能由外信号控制其关断，所以还可以实现 DC—DC 变换，即构成斩波器。利用斩波器可以把固定或变化的直流电压变换成可调或恒定的直流电压，实现直流变压器的作用。

由全控型器件组成的变流电路中，不再采用相控技术，而改为脉宽调制（PWM）技术，由于 PWM 技术可以极其有效地进行谐波抑制，动态响应好，使变流电路的性能大大提高。

由电力半导体器件构成的变流电路，伴随着电力半导体器件的优点而呈现出许多优势，例如：

(1) 体积小、质量轻、与变流机组相比，没有机械旋转部分的磨损，没有噪声，维修方便。

(2) 功率增益高，控制灵活。

(3) 控制动态特性好（传统的晶闸管装置响应时间为毫秒级，现代的全控型器件变流电路响应时间为微秒级），反应迅速，动态过程短。

(4) 效率高，节省能源。

当然，变流电路的缺陷也是与电力半导体器件本身特性的不足分不开的，例如：

(1) 过载能力（过电压、过电流）低。

(2) 某些工作状态下功率因数低。

(3) 对电网造成“公害”。

## 1.4 电力电子技术的应用与未来

电力电子技术的应用领域相当广泛，遍及庞大的发电厂设备到小巧的家用电器等几乎所有电气工程领域。容量可达 1GW 至几瓦不等，工作频率也可由几赫兹至 100MHz。从应用类型来看，可分为两大类：旋转的电动机传动装置和静止的各类电源和开关。

电动机的传动装置分为直流传动和交流传动两种。直流传动是改变电枢电压或励磁电压对直流电动机进行调速，与老式的变流机组传动相比，结构简单，动、静态特性好，便于控制和维修。交流传动是采用逆变器或变频装置进行交流电动机调速，频率连续可调，可使电动机四象限运行，调速性能优异。

静止电源主要包括各种频率的加热电源、不间断电源和各种开关电源。

不同的电力半导体器件依据各自的特性和容量在广阔的应用领域中占有自己适当的位置，例如，普通晶闸管和双向晶闸管仍然占据着直流输电、大功率电源和家用电器这些领域；可关断晶闸管主要用于机车牵引、大容量的不间断电源；电力晶体管则用于中等容量的不间断电源、电动机传动装置等领域；而 IGBT 和功率 MOSFET 则适用于频率更高、容量较小的电动机控制、开关电源、汽车电子化等应用范围。

就传动装置而言，目前直流电动机调速系统的发展已处于停滞状态，未来的各种运动控制将会被交流调速系统所替代。这些变化又必将引起电力半导体器件、变流电路、控制技术以及应用领域的进一步发展和突破。

电力电子器件在下述几个方面将会有所变革和发展。已商品化的全控型器件将朝着大功率、易驱动和高频率这三个方向继续发展；随着新器件（如 MCT、SIT 等）的成熟和实用化，IGBT 电压、电流容量的进一步提高，GTO 快速性能的改进等，普通晶闸管和电力晶体管的应用范围将被迫缩小，最终这两种器件将被迫淘汰；功率集成电路由于集电力半导体器件，驱动电路、传感器和诊断、保护、控制电路之大成，可能使电力电子技术跃入一个新的时代。

相控技术和 PWM 技术分别适用于半控型器件和全控型器件构成的各种变流电路中，这些电路将会逐步改进和提高，特别是软性 PWM 开关电路正在进一步发展，但预计在电路形式和控制方式上可能不会有重大突破。随着微电子技术、计算机技术的发展，用数字控制替代模拟控制，用计算机仿真进行电路参数的确定，将使变流电路的效率和性能进一步提高。软性 PWM 开关电路的发展将进一步减小变流电路的功耗。

总括起来，变流电路在减小体积和质量、提高效率、增加快速性以及增高电压、扩大电流、提高频率等方面均会有较大的进展。

伴随着器件与变流电路的进步，电力电子技术的应用领域也将会有新的突破，例如：

1. 有源滤波器 由于电力电子装置的应用与普及，导致电网的谐波问题越来越严重。传统的无源滤波器由于其滤波性能较差，难于应付日益严重的电网“公害”。人们从电力电子技术本身找到了解决的途径，这就是有源滤波器，它主要是由电压源型或电流源型 PWM 变流器和一个基准器构成的谐波发生器，目的是产生大范围动态谐波和无功功率，重新“修补”电网的波形。因此，有源滤波器不但可用来滤波，还可作为功率补偿器、电压稳定器以

及不对称负载的电压调节器。

2. 能量储存设备 为了调节发电厂的短期用电量，作到多存少补，人们开始研究能量储存系统。变速抽水储能设备就是引起人们重视的方式之一。利用这种设备发电厂可根据负载的大小调节供电系统的输出容量。这种储能系统中大型电机的起动和调速为电力电子技术提供了新的应用场所。

3. 超导磁悬浮铁道系统 超导磁悬浮铁道系统将使火车的时速达到 500km/h，为这种系统配套的大容量逆变器可达 50~100MVA，这将由多个大功率 GTO 并联而成，成为继地铁、轻轨车以及机车牵引之后又一新兴的应用领域。

4. 小型化开关电源 开关电源用量之大是惊人的，尤其在办公自动化设备中，目前的计算机设备中电源几乎占用了其一半的空间，所以开关电源的小型化十分重要。解决的途径主要是提高电路的工作频率，例如将工作频率由 20kHz 提高到 1MHz，那么电源所用的 DC—DC 变换器的体积将缩小至原来体积的 1/7，这就要求工作频率高的新器件和新电路，要求研制新型的高功率密度的集成片型开关电源。随着计算机的普及，小型开关电源将会有很大的市场。

5. 电子化汽车 一部高级汽车需要多个电动机控制，需要对众多参数进行检测、诊断、调节和优化控制，需要电话、传真、电视等通信系统，所有这些功能的实现都离不开斩波器、逆变器或专用功率集成电路。电子化汽车将是一种机电一体化的产品，是利用微电子技术 with 电力电子技术改造传统产业的典型例子，在未来将有更大的发展。

6. 家用电器 种类繁多的家用电器，小自一台调光灯具、高频荧光灯具，大至通风取暖设备、微波炉以及众多的电动机驱动设备都离不开电力电子变流电路，各种 PWM 变流设备以及专用功率集成电路将被广泛地用于每一个现代化的家庭中。

电力电子技术将渗透到航天、国防、工农业生产、交通、文教卫生、办公室自动化乃至家庭的任何角落。

## 第 2 章 功率二极管

### 2.1 PN 结

#### 2.1.1 PN 结的形成

完全纯净的、结构完整的半导体晶体称为本征半导体。在常温下，可以激发出少量的自由电子，并出现了相应数量的空穴，这两种不同极性的带电粒子统称为载流子。空穴的出现是半导体区别于导体的一个显著特点。

本征半导体内，自由电子和空穴总是成对出现的，由于数量极少，所以导电性能很差。由于载流子浓度随温度的增加按指数规律增大，所以半导体的导电能力将随温度的增加而显著增加。这是半导体的一个重要特性。用适当的方法（如合金法、扩散法、外延生长法、离子注入法等）在本征半导体内掺入微量的杂质，就会使半导体的导电能力发生显著的变化，这种半导体称为杂质半导体。因掺入杂质化合价的不同，杂质半导体分为电子型（N 型）半导体和空穴型（P 型）半导体两类。N 型半导体中的杂质为五价元素，它在半导体晶体中能给出一个多余的电子，由于增加了这许多额外的自由电子，因此，自由电子数远大于空穴数。在 N 型半导体中自由电子称为多数载流子（简称多子），空穴称为少数载流子（简称少子），而 P 型半导体中的杂质为三价元素，它在半导体晶体中能接受电子，使晶体中产生了空穴，使其中的空穴数远大于自由电子数。在 P 型半导体中空穴称为多数载流子，自由电子为少数载流子。

我们控制掺入杂质的多少，便可控制多数载流子数目的多少，即控制多数载流子浓度的高低。不管掺杂的多少，半导体中的正负电荷数总是相等的，它们的作用互相抵消，保持着电中性。



在 N 型半导体与 P 型半导体结合后，即物理上接触在一起时，由于它们的交界处出现了电子和空穴的浓度差别，存在着浓度梯度，载流子在不规则的热运动中，将由高浓度区向低浓度区扩散。因此，一些电子会从 N 区向 P 区扩散，也会有一些空穴从 P 区向 N 区扩散。这一过程首先在界面两侧附近进行，当电子离开 N 区后，留下了不能移动的带正电荷的杂质离子，形成了一层带正电荷的区域；同理，空穴离开 P 区后，则留下了不能移动的带负电荷的杂质离子，形成了一层带负电荷的区域。这些杂质离子虽然带电，但不能任意移动，因此并不参与导电。这些不能移动的正、负电荷叫做空间电荷。

在界面两侧正、负空间电荷的出现，形成了由 N 区指向 P 区的电场，由于这个电场是由载流子扩散运动在半导体内部形成，而不是外加电压形成的，所以叫做内电场，也叫自建电场，如图 2-1 所示。这个内电场的方向是阻止扩散的；同时又有电子逆

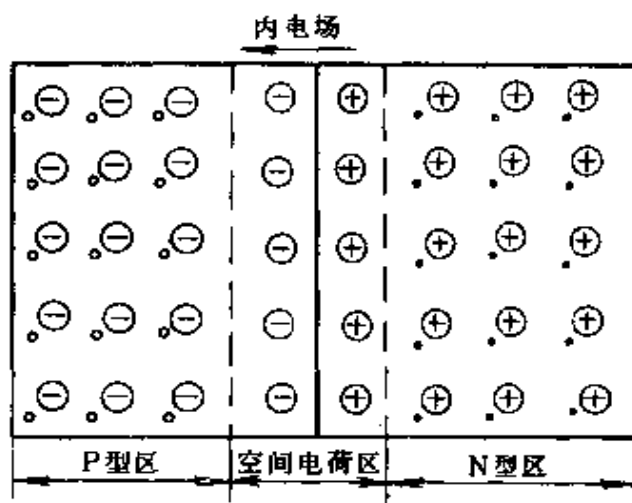


图 2-1 PN 结的形成

电场方向漂移回 N 区，而空穴沿电场方向漂移回 P 区，漂移运动的方向正好与扩散运动的方向相反。这样，扩散运动和漂移运动互相联系又互相矛盾，在一定温度下，当两者达到动态平衡时，正、负空间电荷量达到稳定值，总量不再变化，形成了一个稳定的由空间电荷构成的范围，称为空间电荷区。在整个空间电荷区范围内，正、负电荷数量相等，仍保持电中性，这就是 PN 结。在这个区域内，多数载流子已扩散到对方并复合掉了，因而这个区域中的载流子浓度比 P 区和 N 区的多数载流子浓度低得多，像是被消耗尽了一样。因此，空间电荷区又称为耗尽层。另一方面，由于

内电场对载流子的扩散运动具有阻挡作用，使载流子的扩散能力降低，所以空间电荷区又称为阻挡层。内电场的存在说明 N 区电位高于 P 区电位，这个电位差是由于电子势能变化引起的，称为接触电位差。电子要从 N 区到 P 区必须越过这个被称为势垒的能量高坡，因此又把空间电荷区称为势垒区。

### 2.1.2 PN 结的单向导电性

PN 结的主要特征是具有单向导电性，这一特征在平衡状态时表现不出来，只有在外加电压时才显示出来。

当 PN 结加上正向外加电压  $V_F$ ，即  $V_F$  的正端接 P 区，负端接 N 区时，外加电场与 PN 结内电场方向相反。在这个外加电场作用下，扩散运动大于漂移运动，形成扩散电流，由于中和的结果使空间电荷量减少，即使 PN 结变窄；而在外电路上形成一个流入 P 区的电流，称为正向电流  $I_F$ 。当外加电压  $V_F$  升高时，PN 结内电场被进一步削弱，扩散电流随之增加。正向的 PN 结表现为一个很小的电阻，可以流过较大的正向电流，称为正向导通。

当 PN 结加上反向外加电压  $V_R$ ，即  $V_R$  的正端接 N 区，负端接 P 区时，外加电场与 PN 结内电场方向一致，进一步阻止扩散运动的进行，而少数载流子更容易产生漂移运动。载流子都将进一步离开 PN 结，使 PN 结变宽。此时漂移电流成为主导因素，但由于少数载流子的浓度很小；在一定温度下，漂移电流的数值趋于恒定，表现在外电路上是一个流入 N 区的反向电流  $I_R$ ，该电流称为反向饱和电流，用  $I_s$  表示，一般为微安数量级。反向的 PN 结表现为一个很大的电阻，几乎没有电流流过，称为反向截止。这就是 PN 结的单向导电性，这种非线性的关系是由于阻挡层的存在并且其厚度随外加电压的变化而变化造成的。

根据理论分析，PN 结的电流-电压关系可由下式表示：

$$I = I_s(e^{V/V_T} - 1) = I_s(e^{qV/(kT)} - 1) \quad (2-1)$$

式中  $I$ ——PN 结的电流 (A)；

$I_s$ ——反向饱和电流 (A)；

$V$ ——外加电压 (V)；

$V_T$ ——温度的电压当量；

$e$ ——自然对数的底；

$q$ ——电子电荷量；

$k$ ——玻耳兹曼常数；

$T$ ——绝对温度。

由式(2-1)可以看出,当PN结为正向偏置时,电压 $V$ 为正,只要 $V$ 远大于 $V_T$ (常温下 $V_T=0.026V$ ),式中 $e^{\frac{V}{V_T}}$ 远大于1,因此PN结中的电流 $I_F$ 随正偏电压 $V$ 的增加按指数规律上升。而当PN结为反向偏置时,电压 $V$ 为负,随着电压 $V$ 的绝对值的增加,指数项很快趋近于零,于是 $I$ 约等于 $-I_s$ ,即反向饱和电流是一常数,不随外加电压变化。

### 2.1.3 PN结的反向击穿

PN结具有一定的反向耐压能力,如果反向电压增加过大,达到反向击穿电压 $V_{BR}$ 时,反向电流将会急剧增大,破坏了PN结反向偏置为截止的工作状态,这种状态称为反向击穿,反向击穿有时会造成PN结损坏。

PN结反向击穿有三种型式:雪崩击穿、齐纳击穿和热击穿。

#### 2.1.3.1 雪崩击穿

当加于PN结的反向电压增加时,使空间电荷区的电场强度增大,通过空间电荷区的电子和空穴的漂移运动被加速,其动能增大。这些高能量、高速度的载流子不断地与晶体原子相碰撞,可使共价键中的原子激发形成自由电子空穴对,这种现象称为碰撞电离。新产生的载流子在强电场的作用下也被加速,并重新获得能量,产生新的碰撞电离,导致载流子迅速成倍地增加,故称为雪崩倍增效应。一旦发生雪崩倍增现象,载流子浓度将急剧增加,使反向电流急剧增大,从而导致PN结反向击穿。

#### 2.1.3.2 齐纳击穿

齐纳击穿亦称隧道击穿,它与雪崩击穿的性质完全不同,它是在比较低的反向电压下发生的击穿。根据能带理论,在高掺杂浓度的PN结中,P区与N区之间能带的间距较窄,再加上反偏电

压使电场强度增加,进一步使该间距减小,P区中的某些电子则可能穿通空间电荷区(称为隧道效应)进入N区,变为自由电子,并形成反向电流,即发生了齐纳击穿。齐纳击穿主要决定于空间电荷区内的最大电场,一般约为 $2 \times 10^5 \text{ V/cm}$ ,所以齐纳击穿多发生在掺杂浓度高的特殊器件中。

### 2.1.3.3 热击穿

上述两种型式的击穿过程都是可逆的,只要在外电路中采取适当措施,把反向电流限制在一定范围内,保证反向电流和反向电压的乘积不超过PN结容许的耗散功率,那末当反向电压降低后PN结仍可恢复原来的状态。如果超过了容许的耗散功率,就会因热量散发不出去而导致PN结温度上升,直至过热而烧毁,这种现象称为热击穿。热击穿必须尽可能地避免。

### 2.1.4 PN结的电容效应

PN结中的电荷量随外加电压而变化,呈现电容效应,称为结电容 $C_j$ ,又称为微分电容。结电容影响PN结的工作频率,特别是在高速开关状态时,使其单向导电性变坏,甚至不能工作。在深入研究PN结的电容特性后,发现PN结电容是由势垒电容和扩散电容两种性质不同的因素共同造成的。

#### 2.1.4.1 势垒电容 $C_B$

PN结交界处形成的势垒区,即空间电荷区,是积累空间电荷的区域,极性不同的电荷分别处于界面两侧(P区和N区),就好象平行板电容器的极板一样。这两个区域能够存放电荷(载流子),即充电;也能够被取走电荷,即放电。于是,当PN结两端电压变化时,将引起PN结空间电荷的改变,表现为电容性效应,同时引起势垒层的变化,可以用势垒电容 $C_B$ 来描述这种效应。

当PN结处于正向偏置状态,且正向电压升高时,N区和P区中的多数载流子便进入阻挡层并与其中部分相反极性的空间电荷中和,就好像把这些载流子存放在空间电荷区一样。这种现象称为载流子的存储效应。存储电荷量随正偏压的增加而增加,相当于载流子向势垒电容充电。当外加正向电压降低时,又会有一部

分载流子离开阻挡层，像被从PN结中取出一样，即相当于势垒电容的放电。应当注意，势垒电容不是一个固定不变的值，其大小随外加电压而改变，当外加电压保持不变时，阻挡层中空间电荷的数目也保持不变，势垒电容也停止了充放电。可见，势垒电容只在外加电压变化时才起作用，外加电压频率越高，势垒电容的作用越显著。势垒电容  $C_B$  的大小与PN结截面积成正比，与阻挡层厚度成反比。

#### 2.1.4.2 扩散电容 $C_D$

PN结的正向电流是由P区中的空穴和N区中的电子相互扩散造成的。当PN结外加正向电压时，大量电子由N区进入P区，空穴由P区进入N区；但电子进入P区后并不是立即与空穴复合而消失，而是在靠近耗尽层的一定距离内（通常称为扩散长度）一面继续扩散，一面与空穴复合后消失，反之类同。可见在扩散长度内存储了一定数量的电荷，正向电流越大，存储电荷越多。它们随正向电压的变化亦具有电容的性质，称为扩散电容  $C_D$ 。

综上所述，PN结电容  $C_J$  的两种成分在不同外加电压条件下所占的份额不同。在正向偏置状态下，当正向电压较低时，因扩散运动较弱，扩散电容比较小，势垒电容占主要成分；正向电压较高时，扩散运动加剧，使扩散电容按指数规律上升，成为PN结电容的主要成分。在反向偏置状态下，因扩散运动被抑制，因而表现出

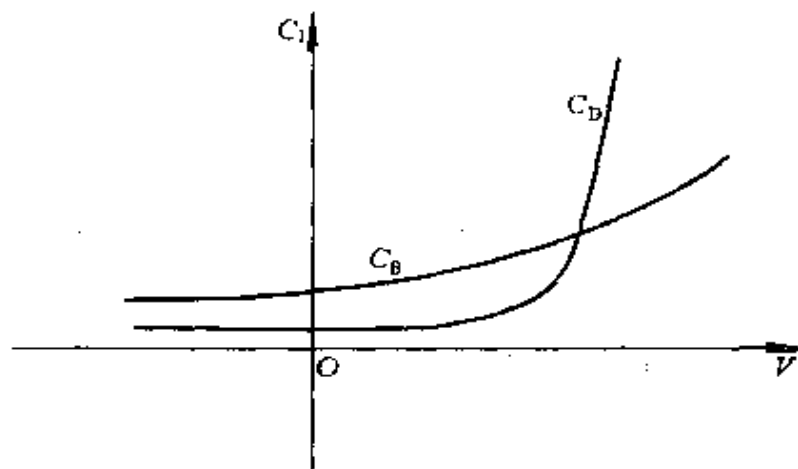


图 2-2 PN 结势垒电容与扩散电容的变化

较小的扩散电容,因此结电容以势垒电容为主,如图 2-2 所示。

## 2.2 二极管的特性与参数

功率二极管是由一个面积较大的 PN 结和两端引线以及封装组成的,现在也有做成模块式结构的。由于功率二极管流过很大电流,其中引线、焊接电阻压降等都有明显影响;同时为了提高耐压,掺杂浓度低也造成压降较大,因此其特性与式(2-1)所表述的规律相差较大。

### 2.2.1 伏安特性

功率二极管的伏安特性如图 2-3 所示。

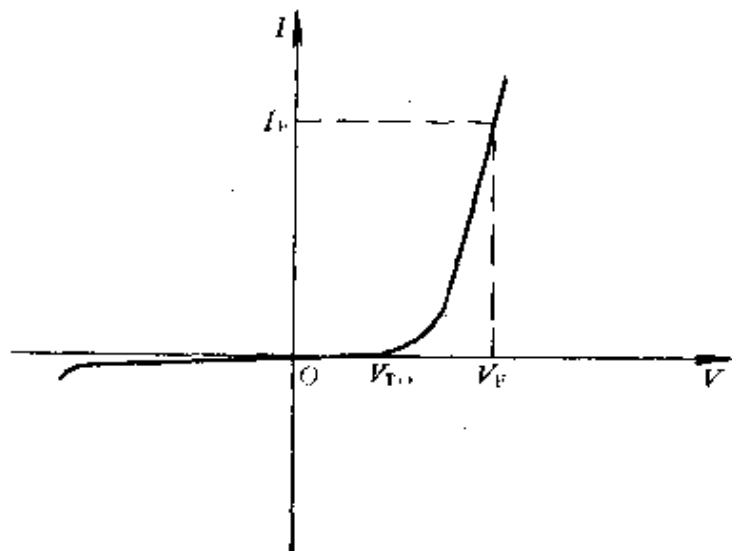


图 2-3 功率二极管的伏安特性

当加于二极管的正向电压上升到一定值以后,正向电流才开始明显增加,表明二极管已经导通。此时所对应的正向电压  $V_{T0}$  叫做二极管的门槛电压。二极管导通时的正向电流  $I_F$  由外部电路决定,与  $I_F$  相对应的二极管两端间的电压  $V_F$  即为正向电压降。显然,门槛电压  $V_{T0}$  小于二极管的稳态正向电压降  $V_F$ 。

当二极管施加反向电压时,只有少数载流子引起的微小且数值恒定的反向漏电流。

由于 PN 结漏电流与温度有关,随温度升高而升高,所以二极

管正向特性也与温度有关，当温度升高时，二极管正向特性向左平移。如图 2-4 所示。

### 2.2.2 开关特性

由于 PN 结电容的存在，在二极管加正向电压流过正向电流时，结电容上充有一定电荷。此时如果外加电压反向，正向电流下降到零，并不能立即截止，因为

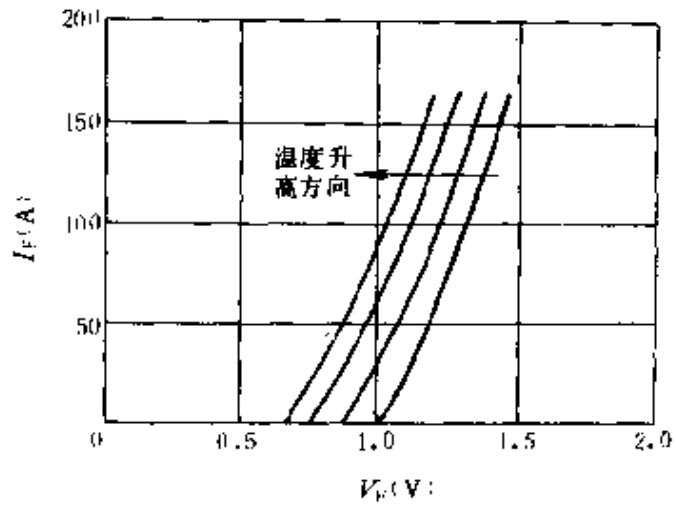


图 2-4 二极管正向特性与温度的关系

结电容存在一定电荷需要一定的恢复时间，直至全部电荷被复合，二极管才能恢复截止状态。在反向恢复过程中，二极管电流与电压的变化关系如图 2-5 所示。

在  $t < 0$  时刻，二极管加正向电压  $V_F$ ，正向电流由负载电阻  $R$  决定 ( $I_F = V_F / R$ )，二极管的正向电压降  $V_D$  很小，外加正向电压  $V_F$  主要降落在电阻  $R$  上。

当  $t = 0$  时，切断正向电压  $V_F$ ，同时施加反向电压  $V_R$  (开关  $S$  由 1 投向 2)。于是，流过二极管的电流立即反向。但由于势垒电容和扩散电容的作用，载流子无法立即消失，所以，二极管两端电压仍保持导通状态时正向电压降的值，即  $V_D$ 。反向电流仍由负载电阻  $R$  决定， $-I_R = -V_R / R$ 。

当  $t > 0$  时，尽管空间电荷区的存储载流子不断漂移出该区，但由于 N 区中的非平衡载流子不断向空间电荷区运动。从而使空间电荷区仍然保持大量存储载流子，因而具有正向电压降，使反向电流保持较大的数值。

当  $t = t_d$  时，是二极管反向恢复过程中的一个重要转折点，此时加于空间电荷区的正向电压减小为零，即  $V_D = 0$ 。非平衡载流子完全消失，此后空间电荷区的载流子浓度将开始衰减。 $t_d$  称为延迟

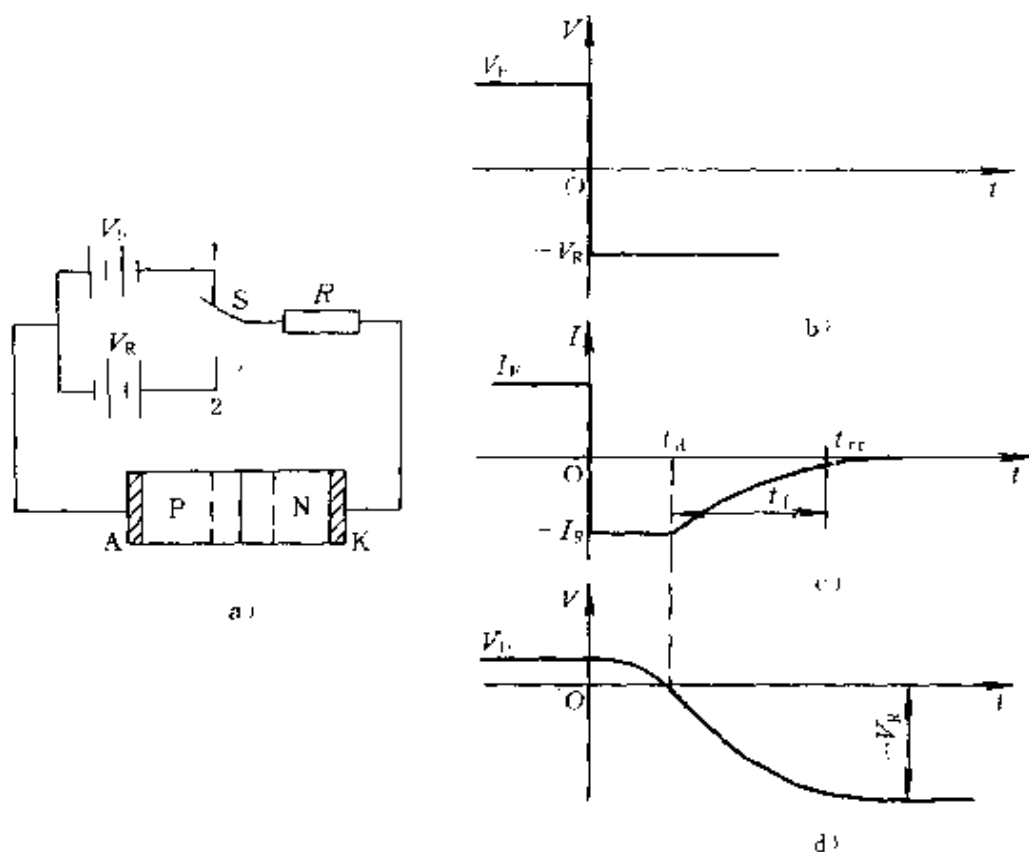


图 2-5 二极管反向恢复过程中电流与电压的关系  
a) 电路 b) 外加电压 c) 二极管电流 d) 二极管电压

时间。

当  $t > t_d$  以后，空间电荷区的载流子浓度进一步减小，开始承受反向电压，PN 结变为反向偏置状态，反向电流明显下降，反向电压相应上升。反向电压一直上升到等于外加反向电压  $-V_R$ ，反向电流减小到等于反向饱和电流，此时二极管完全恢复到截止状态。由  $t = t_d$  到二极管完全截止所需要的时间，称为电流下降时间，用  $t_f$  表示。二极管的反向恢复时间等于延迟时间与下降时间之和，用  $t_{rr}$  表示，即

$$t_{rr} = t_d + t_f \quad (2-2)$$

反向恢复时间  $t_{rr}$  对二极管的工作频率具有决定性的意义，限制了它的开关速度。

如果二极管已稳定于反向偏置状态，此时势垒电容中充有一



定电荷，使阻挡层变厚。当突然加正向电压时，迫使二极管正向导通。但是二极管的PN结要变为正向偏置，必须先将充入势垒电容中的电荷放掉，并且只有当正向电压上升到门槛电压 $V_{TO}$ 以上时，PN结才会有正向电流流过，这中间需要一定时间，称之为正向恢复时间。正向恢复时间同样也限制了正向电流上升速率和开关速度。

### 2.2.3 性能参数

1. 额定正向平均电流  $I_F$  指管子长期运行时，允许通过的最大正向平均电流，其定额方法是在指定壳温、规定散热条件下二极管流过工频正弦半波的平均电流。在该电流下由于管子的正向压降引起的损耗使结温升高不超过最高允许结温。由此定额方法可知，正向电流是按发热条件定义的，因此在应用中应按有效值相等条件来选取二极管定额。对应额定正向平均电流的有效值定额为  $1.57I_F$ 。

2. 反向重复峰值电压  $V_{RRM}$  指管子反向所能施加的最高峰值电压。通常是反向雪崩击穿电压  $V_B$  的  $2/3$ 。使用时，通常按电路中二极管可能承受的最高峰值电压的两倍来选取二极管定额。

3. 最高允许结温  $T_{JM}$  结温是指整个PN结的平均温度，最高允许结温是指在PN结不致损坏的前提下所能承受的最高平均温度。最高允许结温  $T_{JM}$  通常在  $125\sim 175^\circ\text{C}$  范围之内。

4. 反向恢复时间  $t_{rr}$  是从二极管正向电流过零到反向电流下降到其峰值  $10\%$  时的时间间隔。它与反向电流上升率、结温、开关前的最大正向电流等因素有关。

5. 浪涌电流  $I_{FSM}$  是指连续几个工频周期的过电流。

6. 定额  $I^2t$  也称为二次方安秒定额，它是承载正向不重复最大电流的能力。即电流浪涌不超过一个工频周期时

$$I^2t = \left( \frac{1 \text{ 个周期浪涌电流定额}}{2} \right)^2 \frac{1}{f} \quad (2-3)$$

式中  $f$ ——电流频率， $f=50\text{Hz}$ ；

$t$ ——浪涌时间。

此时环境条件为 25℃。

根据这一定额选用熔断器容量，当环境温度高于 25℃时，该定额随温度增加应减额使用。

## 2.3 二极管的分类与参数实例

具有单向导电特性的二极管在不同的电路中起着不同的作用，例如，在交流—直流变换中作为整流器件，在电感滤波及具有电感元件的电路中作为续流元件，在晶闸管逆变电路中作为反向充电和能量传输元件，在各类变换器中作为隔离、箝位、保护元件等。由二极管的工作速度来决定，它的适用范围，如在工频整流电路中，基本上对二极管开关速度没有什么要求，而在高频变流器中就必须采用恢复时间短的二极管。依此二极管可分为三类：普通二极管、快恢复二极管和肖特基二极管。

### 2.3.1 普通二极管

普通二极管多用于 1kHz 以下的整流电路中，由于工作频率低，反向恢复时间并不重要，一般为 25 $\mu$ s 左右，在参数表中甚至不列出这一参数。电流定额由小于 1A 到数百安，电压等级从 50V 到高达 5kV。

例如，国产 ZP 系列硅整流二极管主要用于无线电通信设备或其他电气设备的电源部分，其典型参数如表 2-1 所示。

### 2.3.2 快恢复二极管

快恢复二极管也称为开关二极管，这类二极管的反向恢复时间通常小于 5 $\mu$ s，适用于高频下的斩波和逆变电路。高于 400V 的快恢复二极管常用扩散法制造，用掺金或铂控制反向恢复时间  $t_{rr}$  的大小。用外延法制造的二极管具有更快的开关速度，使恢复时间可低于 50ns，叫做超快恢复二极管。由于工艺上的差别它们的正向电压特性也略有不同。

国产 ZK 系列硅快速整流管主要用于无线电通信或其他电气设备的电源部分，其参数如表 2-2 所示。

表 2-1 ZP5~500 型硅整流二极管参数表

型号	额定正向 平均电流 <sup>①</sup> (A)	反向重复 峰值电压 <sup>②</sup> $U_2$ (V)	反向不重复 平均电流 (mA)	正向平均 电压 (V) <sup>③</sup>	额定 结温 (°C)	额定 结温升 (°C)	正向峰值 浪涌电流 (A)	结构 型式	冷却 方式 <sup>④</sup>	散热器外 形尺寸 (mm)
ZP5	5	50~1600	<1	<0.65	140	100	130	螺栓	风冷	45×25×25
ZP10	10	50~1600	<1.5	<0.65	140	100	310	螺栓	风冷	70×35×40
ZP20	20	50~1600	<2	<0.65	140	100	570	螺栓	风冷	85×45×53
ZP50	50	50~1600	<4	<0.7	140	100	1260	螺栓	风冷	70×70×90
ZP100	100	50~1600	<6	<0.7	140	100	2200	螺栓	风冷	80×80×105
ZP200	200	50~1600	<8	<0.7	140	100	4080	螺栓	风冷	95×95×100
ZP500	500	50~1600	<15	<0.75	140	100	9420	平板	水冷	120×80×50 单片

① 为单相工频半波平均值。

② 反向重复峰值电压，规定为反向不重复峰值电压的 80%。

③ 非标准规定，由浪涌电流试验确定。

④ 风冷指强迫边通风冷却，散热器进口风温不高于 40°C，出口风速不低于 5m/s。

表 2-2 ZK5~500 型硅快速整流二极管参数表

型号	额定正向 平均电流 $I_F$ (A)	反向重复 峰值电压 $V_{RRM}$ (V)	反向重复 平均电流 $I_{FR}$ (mA)	正向平均 电压 $V_F$ (V)	反向恢复 时间 $t_{rr}$ ( $\mu$ s)	额定 结温 $T_{jm}$ (C)	正向峰值 浪涌电流 $I_{FSM}$ (A)	结构 型式	冷却方式 (风速 5m/s)	散热器 的尺寸 (mm)
ZK5	5	100~1200	<1	<0.65	<2 <5	100	180	螺栓	风冷	45×25×25
ZK10	10	100~1200	<1.5	<0.65	<2 <5	100	310	螺栓	风冷	70×35×40
ZK20	20	100~1200	<2	<0.65	<2 <5	100	570	螺栓	风冷	85×45×53
ZK50	50	100~1200	<4	<0.7	<2 <5	100	1260	螺栓	风冷	70×70×90
ZK100	100	100~1200	<6	<0.7	<2 <5	100	2200	螺栓	风冷	80×80×105
ZK200	200	100~1200	<8	<0.75	<2 <5	100	4080	螺栓	风冷	95×95×100
ZK300	300	100~1200	<10	<0.75	<2 <5	100	5650	平板	风冷	140×110×55 (单片)
ZK500	500	100~1200	<15	<0.75	<2 <5	100	9420	平板	水冷	120×80×50 (单片)

① 反向恢复时间 < 2 $\mu$ s 的适用于频率 20kHz, < 5 $\mu$ s 的适用于频率 10kHz。

美国 MOTOROLA 公司生产的电流为 50A 的快恢复二极管系列产品参数如表 2-3 所示。该类产品的正向电压特性如图 2-6 所示。

表 2-3 MR870~876 快恢复功率二极管参数表

型 号	额定正向平均电流 $I_F$ (A)	反向重复峰值电压 $V_{RRM}$ (V)	不重复峰值浪涌电流 $I_{FSM}$ (A)	反向电流 $I_R$ ( $\mu$ A)	正向平均电压 $V_F$ (V)	反向恢复时间 $t_{rr}$ (ns)	工作结温 $T_J$ ( $^{\circ}$ C)	热阻 $R_{\theta jc}$ ( $^{\circ}$ C/W)
MR870	50	50	400	25~50	1.1~1.4	<400	-65~160	0.8
MR871		100						
MR872		200						
MR874		400						
MR876		600						

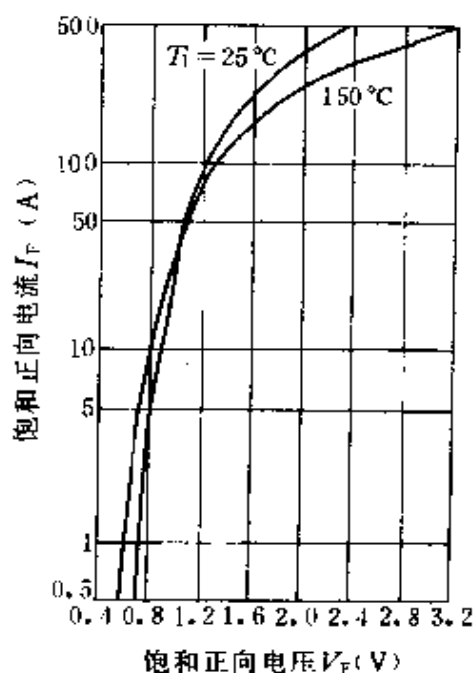


图 2-6 MR87 系列快恢复二极管的正向电压特性

美国 MOTOROLA 公司生产的 MUR10005CT~MUR10020CT 系列超快恢复二极管的参数如表 2-4 所示。该类产品的正向电压特性如图 2-7 所示。

表 2-4 超快恢复二极管参数表

型号	额定正向平均电流 $I_F$ (A)	反向重复峰值电压 $V_{RRM}$ (V)	不重复峰值浪涌电流 $I_{FSM}$ (A)	正向重复峰值电流 $I_{FRM}$ (A)	工作结温 $T_J$ (°C)	饱和正向电压 $V_F$ (V)	饱和反向电流 $i_R$ ( $\mu$ A)	最大反向恢复时间 $t_{rr}$ (ns)	热阻 $R_{\theta JC}$ (C/W)
MUR10005CT		50			-65~				
MUR10010CT	50	100	400	100		1.1	25	50	1.0
MUR10015CT		150			175				
MUR10020CT		200							

### 2.3.3 肖特基二极管

肖特基二极管是肖特基势垒二极管的简称，又称为面垒二极管，常用 SBD 表示。

SBD 是通过金属与半导体接触而构成的。当它们接触后，电子就从半导体向金属扩散，结果在半导体一侧形成空间电荷区、内电场和势垒。金属和半导体之间的接触势垒就是肖特基势垒。在外电压的作用下，SBD 也表现出单向导电的特性。但是，SBD 在正向导通时，N 型区中的电子是流

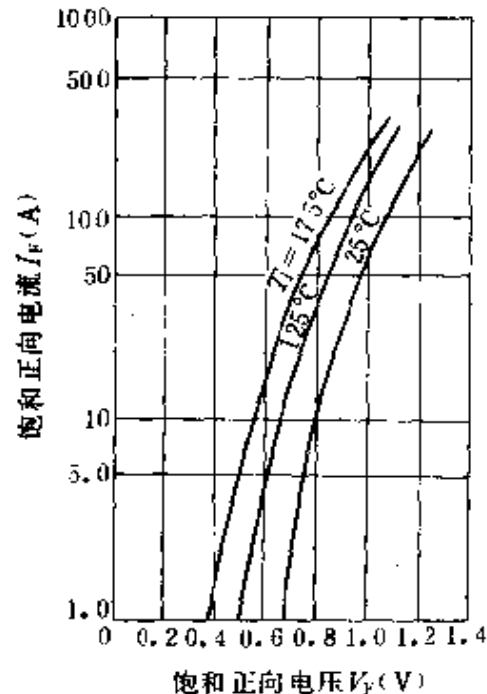


图 2-7 MUR100 系列超快恢复二极管的正向电压降特性

到金属中而不是流到 P 型半导体中，因此不存在扩散电容的问题。恢复时间仅是势垒电容的充放电时间。其反向恢复时间远小于相同定额的结型二极管，而且反向恢复时间与反向  $di/dt$  无关，正向压降较小，漏电流较大，电压定额较低。现以美国 MOTOROLA 公司生产的 MBR30045CT 肖特基势垒二极管为例，表明其额定参数与正向电压特性。

MBR30045CT 肖特基二极管的额定参数为

反向重复峰值电压  $V_{RRM}$ : 45V

额定正向平均电流 (单支)  $I_F$ : 150A

正向重复峰值电流  $I_{FRM}$ : 300A

不重复峰值浪涌电流  $I_{FSM}$ : 2500A

反向重复峰值电流  $I_{RRM}$ : 2A

工作结温  $T_J$ :  $-65 \sim +175^\circ\text{C}$

热阻  $R_{QJC}$ :  $0.4^\circ\text{C}/\text{W}$

电压变化率  $dv/dt$ :  $1000\text{v}/\mu\text{s}$

饱和正向压降  $V_F$ : 0.78V

饱和反向电流  $I_R$ : 0.8mA

MBR30045CT 的正向电压特性如图 2-8 所示。

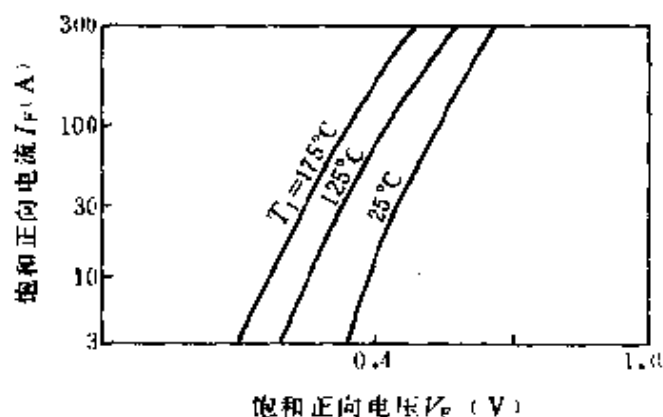


图 2-8 MBR30045CT 肖特基二极管的正向电压特性

## 2.4 散热措施

### 2.4.1 散热的原理与重要性

功率二极管的核心是PN结，而PN结的性能与温度密切相关。为了保证器件正常工作，必须规定最高允许结温 $T_{jM}$ ，当器件流过较大的电流时，在芯片上产生相应的功率损耗，引起芯片温度增加，与最高结温对应的器件耗散功率即是器件的最大允许耗散功率。器件正常工作时不应超过最高结温和功耗的最大允许值，否则，器件特性与参数将要产生变化，甚至导致器件产生永久性的烧坏现象。

芯片温度的高低与器件内部功耗的大小、芯片到外界环境的传热条件（传热机构、材料、冷却方式等）以及环境温度等有关。设法减小器件的内部功耗、改善传热条件，对保证器件长期可靠运行有极重要的作用。

为了便于散热，功率二极管多加装散热器，结温升高后的散热过程和路线如下：芯片上内部功耗产生的热能以传导方式由芯片传到固定它的外壳的底座上，再由外壳将部分热能以对流和辐射的形式传到环境中去，大部分热能则是通过底座直接传到散热器上，最后由散热器传到空气中。

热传输是一个比较复杂的物理过程。前述功率二极管的最高允许结温是指能正常工作的PN结最高温度，工程实际中，结温通常是指芯片的平均温度，由于功率器件的芯片较大，温度分布是不均匀的，可能出现局部比最高允许结温高得多的过热点，导致器件损坏。所以规定的最高允许结温远低于其本征失效温度，且随设备可靠性要求的不同而不同，这称为结温减额使用，例如对于硅功率二极管最高工作结温取为 $135\sim 150^{\circ}\text{C}$ ，对军用设备取 $125\sim 135^{\circ}\text{C}$ ，对超高可靠性设备则取 $105^{\circ}\text{C}$ 。

热传输与电传输有着极大的相似性，传输过程亦有稳态与瞬态之分。当管芯上发热率与散热率相等的时候，器件达到稳定温升，结温不再升高，处于热均衡状态，称为稳态。当芯片的内部



功耗恒定时，由于器件具有热惯性，温度将逐渐上升；当该功率耗散被切断时，温度将逐渐下降，即表现为升温或降温的过渡过程，称为瞬态。热传输遵从热路欧姆定律。

$$\Delta T = PR_{\theta} \quad (2-4)$$

式中  $\Delta T$ ——温度差 (°C)；

$P$ ——功率耗散，即热流 (W)；

$R_{\theta}$ ——热阻 (°C/W)。

上式表明，当某一恒定的功率耗散流过物体且温度达到平衡之后，物体两端的温差  $\Delta T$  与热阻  $R_{\theta}$  成正比，即热阻越大，温差越大。

器件散热时的热阻由两部分组成：内热阻  $R_{\theta JC}$ ，它是 PN 结至外壳的热阻；外热阻又分为两种， $R_{\theta CS}$  为外壳至散热器的热阻， $R_{\theta SA}$  为散热器至环境介质的热阻。

瞬态条件下，热阻抗  $Z$  是时间的函数，常用图 2-9 所示的热阻抗曲线来表示。热阻抗是器件导通时间  $t_p$  和负载功率占空比  $\delta$  的函数。占空比  $\delta$  定义为  $\delta = t_p/T$ 。在给定  $t_p$  和  $\delta$  后，可由曲线查得  $r(t_p)$ ，从而得到瞬态热阻抗

$$Z(t_p, \delta) = r(t_p)R_{\theta JC} \quad (2-5)$$

#### 2.4.2 散热器及其安装

功率二极管的正常运行，在很大程度上取决于散热器的合理

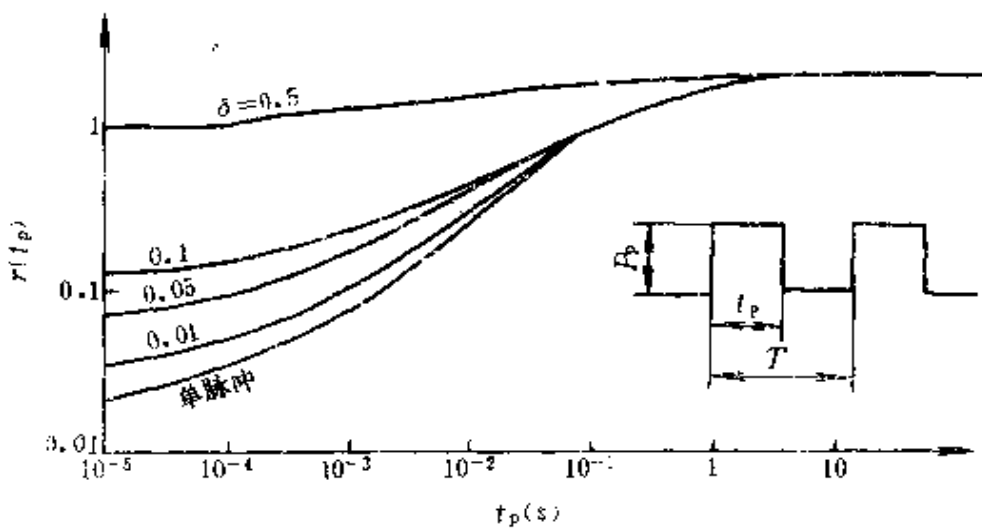


图 2-9 功率二极管的热阻抗曲线

选配，以及器件与散热器之间的装配质量。

散热器是以对流和辐射的方式将热能传到环境中去的，散热器热阻  $R_{sa}$  与散热器的材质、结构、表面颜色、冷却方式以及安装位置有关。散热器有平板散热器、型材散热器和叉指型散热器等（图 2-10）。散热器表面应涂黑色漆或钝化，借以提高辐射系数，一般黑色散热器比光亮散热器可减少 10%~15% 的热阻。由于热气流相对密度轻，自然向上流动，所以散热器应垂直安放，以便形成“烟囱效应”，便于散热。通常垂直位置安放的热阻比水平位置安放的热阻降低 15%~20%。

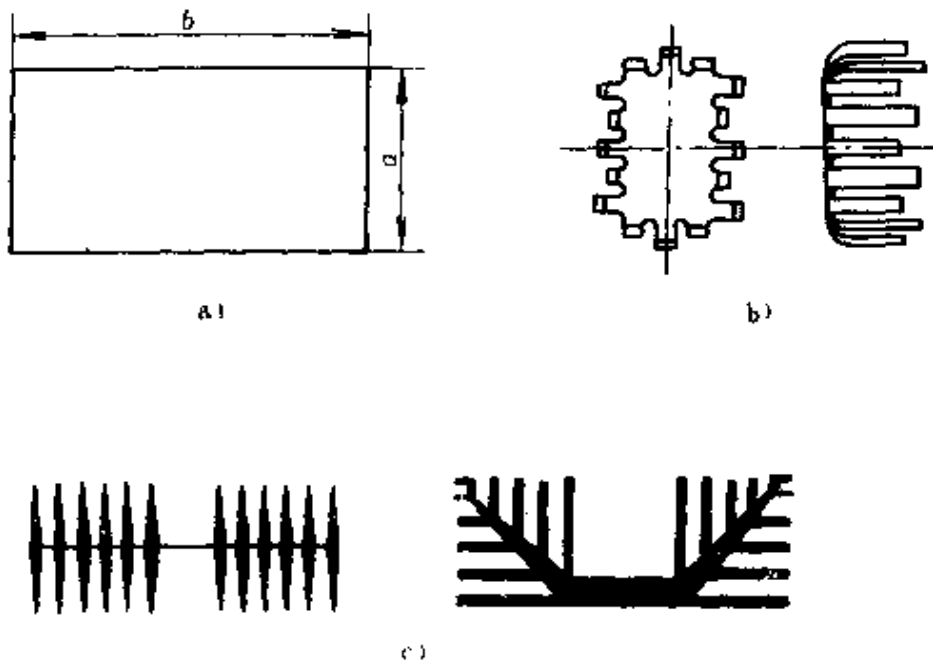


图 2-10 散热器外形图  
a) 平板型 b) 叉指型 c) 型材型

常用的散热器冷却方式有：自冷、风冷、液冷和沸腾冷却四种。

自冷是由于空气的自然对流及辐射作用将热量带走的散热方式，结构简单、无噪声，不需维护，但散热效率低。

风冷是采用强制通风、加强对流的散热方式，一般为自冷散热效率的 2~4 倍，噪声大。

水冷方式散热效率极高，其对流换热系数可达空气自然换热系数的 150 倍以上，冷却介质除水外，还可采用变压器油等；但设备庞杂，投资高，占地面积大。

沸腾冷却是将冷却介质放在密闭容器中，通过媒质物相的变化进行冷却，效率极高，且装置体积小，但造价昂贵。

对于平板散热器，热阻可用式 (2-6) 计算。

$$R_{s_0} = R_1 + R_2 \quad (2-6)$$

式中， $R_1$  由板的面积决定，正方形平板水平放置时

$$R_1 = \frac{595}{A} \quad (^\circ\text{C}/\text{W}) \quad (2-7)$$

垂直放置时

$$R_1 = \frac{505}{A} \quad (^\circ\text{C}/\text{W}) \quad (2-8)$$

式中  $A$ ——平板面积 ( $\text{cm}^2$ )。

如不是正方形， $R_1$  应乘以修正系数  $\gamma$

$$\gamma = \frac{1 + \left(\frac{a}{b}\right)^2}{2\left(\frac{a}{b}\right)} \quad (2-9)$$

其中  $a$ 、 $b$ ——板的长和宽，参见图 2-10a。

$R_2$  由板的材料、厚度以及表面处理情况决定。对抛光铝板  $R_2$  与板厚的关系如图 2-11 所示。

如果散热器不是铝材料， $R_2$  还要乘以系数  $\sigma$ ，对铜  $\sigma = 0.743$ ，对镁  $\sigma = 1.38$ ，对钢  $\sigma = 2.1$ 。如果表面黑化处理，则  $R_1$  和  $R_2$  应分别乘以系数 0.55 和 0.85。

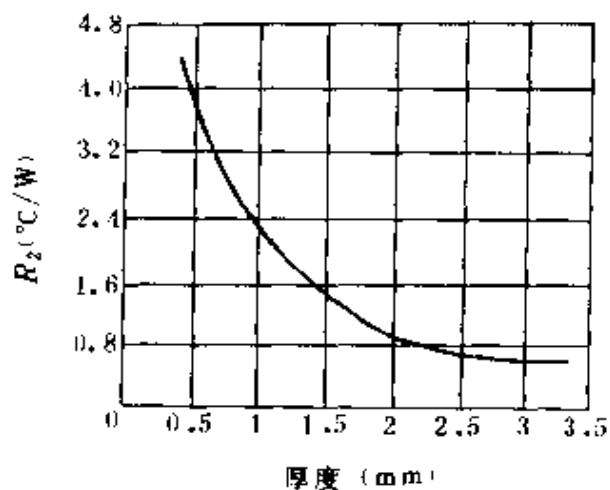


图 2-11  $R_2$  与平板厚度的关系

叉指型散热器由于散

热指之间的“烟囱效应”利于热对流，所以在相同热阻下，叉指型散热器比其他散热器体积小而质量轻。叉指型散热器的国产型号为 SRZ 系列。

型材散热器国产型号有 XC 系列、DXC 系列和 XSF 系列等。

器件直接安装在散热器上时，由于器件的封装形式不同，接触热阻亦不同，接触热阻还与器件和散热器之间是否有垫圈、是否涂有硅油等情况有关，当接触面涂有硅油时，热阻明显下降。器件管壳与散热器两平面接触时总是点接触，随压力加大，接触面加大，接触热阻减小，因此，要求接触面应当尽量光洁、平整，无划伤、坑、瘤或异物，必要时还应抛光或加镀层。

## 第3章 晶 闸 管

### 3.1 普通晶闸管

#### 3.1.1 结构与工作原理

普通晶闸管 (Thyristor) 曾称为硅可控整流器 (SCR, 简称可控硅)。为方便起见往往仍沿用 SCR 表示普通晶闸管。

SCR 是具有四层 PNP 结构、三端引出线的半导体器件, 外形有两种形式: 螺栓形和平板形, 如图 3-1 所示。在螺栓形晶闸管中, 螺栓一端是阳极 A, 使用时将该端用螺母固定在散热器上; 另一端有两条引线: 粗引线是阴极 K, 细引线是门极 G。平板形晶闸管的两面分别是阳极和阴极, 中间引出线是门极。其散热是用两个互相绝缘的散热器把器件紧夹在中间, 由于散热效果较好, 容量较大的 SCR 都采用平板式结构。

SCR 的图形符号也示于图 3-1 中

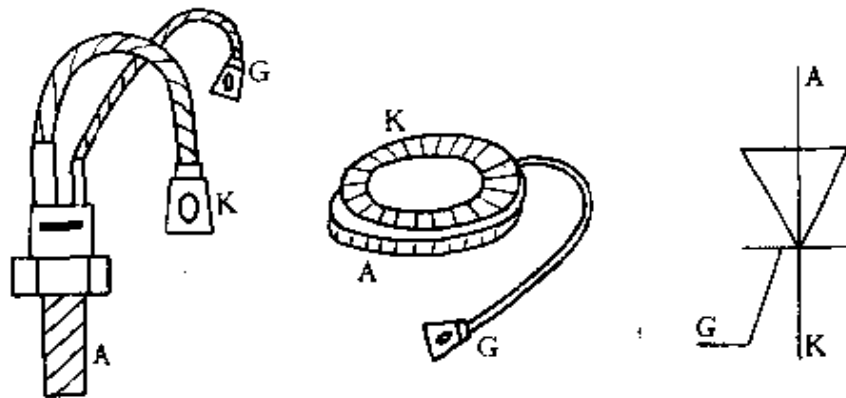


图 3-1 SCR 的外形与符号

晶闸管的管芯是  $P_1N_1P_2N_2$  四层半导体, 形成了三个 PN 结  $J_1$ 、 $J_2$  和  $J_3$ , 如图 3-2a 所示。当晶闸管的阳极与阴极之间加上正向电压时, 即阳极接外加电压正端, 阴极接外加电压负端, 会使

$J_1$ 、 $J_3$  结处于正向偏置状态，而  $J_2$  结处于反向偏置状态，在晶闸管中只流过很小的漏电流，晶闸管处于这种状态称之为正向阻断状态。当晶闸管阳极与阴极之间加上反向电压时，即阳极接外加电压负端，阴极接外加电压正端，此时  $J_2$  结处于正向偏置，而  $J_1$  和  $J_3$  结处于反向偏置，晶闸管中也只流过很小的漏电流，晶闸管处于这种状态称之为反向阻断状态。可见，单纯在阳极与阴极之间施加外加电压，无论是正向接法或是反向接法，晶闸管中都没有电流流过，处于阻断状态。

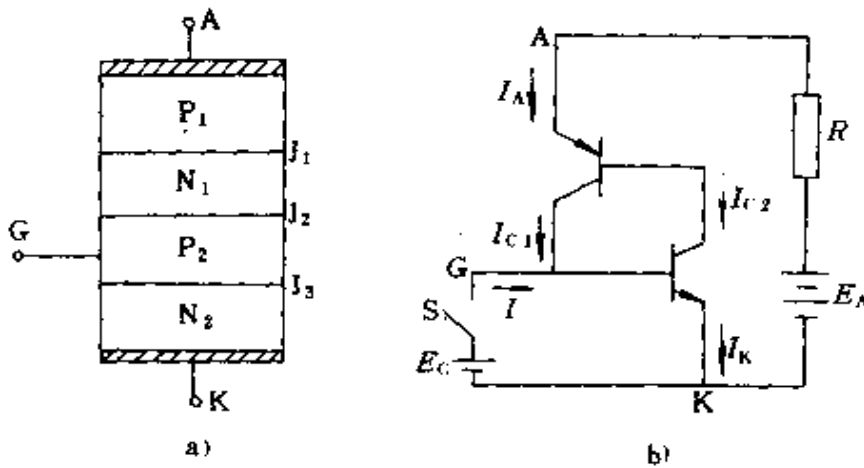
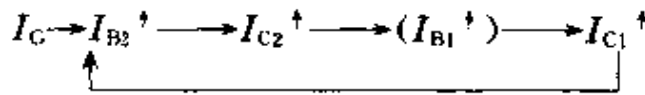


图 3-2 晶闸管工作原理示意图

a) 管芯结构示意图 b) 等效电路

PNPN 四层结构的晶闸管，可以看作由 PNP 型 ( $P_1N_1P_2$ ) 和 NPN 型 ( $N_1P_2N_2$ ) 两个晶体管互连构成，如图 3-2b 所示。其中一个晶体管的集电极同时又是另一管的基极。这种结构形成了内部的正反馈联系。在晶闸管加上正向电压时，如果门极也加上足够的正向电压，则有电流  $I_G$  从门极流入 NPN 管的基极。NPN 管导通后，其集电极电流  $I_{C2}$  流入 PNP 管的基极，并使其导通，于是该管的集电极电流  $I_{C1}$  又流入 NPN 管的基极。如此往复循环，形成强烈的正反馈过程，导致两个晶体管均饱和导通，结果使晶闸管迅速地由阻断状态转为导通状态。这一关系可用下述方式表示。



为了表示晶闸管中流过的电流  $I_A$ ，假设两个晶体管的共基极电流放大系数分别为  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$ ， $I_A$  和  $I_K$  分别是 PNP 管和 NPN 管的发射极电流；于是有  $\alpha_1 = I_{C1}/I_A$ ， $\alpha_2 = I_{C2}/I_K$ 。在  $J_2$  结的内电场作用下，流过该结的反向漏电流是  $I_{C0}$ ，则晶闸管的阳极电流为

$$\begin{aligned} I_A &= I_{C1} + I_{C2} + I_{C0} \\ &= \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_K + I_{C0} \end{aligned} \quad (3-1)$$

前面已假定晶闸管的门极电流为  $I_G$ ，于是晶闸管的阴极电流为

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

根据式 (3-1) 和式 (3-2)，可得晶闸管的阳极电流表达式为

$$I_A = \frac{I_{C0} + \alpha_2 I_G}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (3-3)$$

从式 (3-3) 可以看出，晶闸管阳极电流  $I_A$  的数值与  $(\alpha_1 + \alpha_2)$  的值有密切关系。两个晶体管的共基极电流放大系数  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$ ，随各管中发射极电流  $I_{E1}$  ( $I_A$ ) 和  $I_{E2}$  ( $I_K$ ) 的变化而变化，如图 3-3 所示。

当晶闸管只承受阳极电压，而门极未加正向电压时， $I_G = 0$ ，两个晶体管的电流放大系数  $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$  近似为零，由式 (3-3) 可知，相应的晶闸管阳极电流  $I_A \approx I_{C0}$ ，此时晶闸管是处于正向阻断状态。保持阳极电压条件不变，当门极有足够的电流  $I_G$  时，则随着两晶体管发射极电流 ( $I_{E1}$  和  $I_{E2}$ ) 的上升而增大，当  $(\alpha_1 + \alpha_2) \approx 1$  时，式

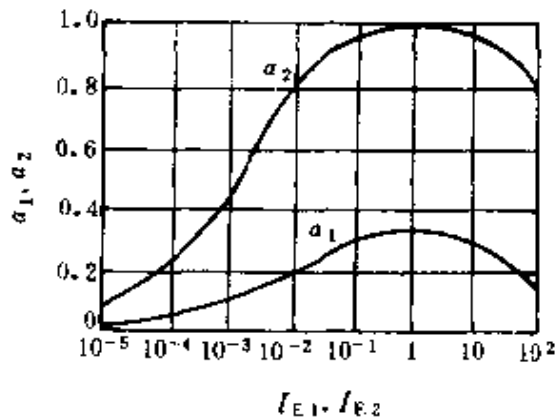


图 3-3 电流放大系数  $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$  与发射极电流的关系曲线

(3-3) 中的分母  $1 - (\alpha_1 + \alpha_2) \approx 0$ ，这时晶闸管的阳极电流  $I_A$  将

急剧增加，晶闸管便由正向阻断状态转为正向导通状态。流过晶闸管的电流仅决定于主回路负载和外加电源电压。并且，由于  $1 - (\alpha_1 + \alpha_2) \approx 0$ ，由式 (3-3) 可知，此时即使去掉门极信号 ( $I_G = 0$ )，晶闸管仍将保持原来的阳极电流而继续导通。可见，晶闸管是一种只能控制其导通，而不能控制其关断的半控型器件。

为了关断晶闸管，只有减小阳极电压至零或使其反向，以便使阳极电流降低到小于维持电流， $\alpha_1 + \alpha_2$  迅速下降到近似为零，晶闸管才能重新恢复阻断状态，其中只流过很小的漏电流。

由上述讨论可知：

(1) 欲使晶闸管导通需具备两个条件：一是应在晶闸管的阳极与阴极之间加上正向电压；二是应在晶闸管的门极与阴极之间也加上正向电压和电流。

(2) 晶闸管一旦导通，门极即失去控制作用，故晶闸管为半控型器件。

(3) 为使晶闸管关断，必须使其阳极电流减小到维持电流以下，这只有用使阳极电压减小到零或反向的方法来实现。

### 3.1.2 特性

#### 3.1.2.1 阳极伏安特性

晶闸管的阳极伏安特性是指晶闸管阳极阴极之间的电压  $V_{AK}$  与阳极电流  $I_A$  之间的函数关系，如图 3-4 所示。

当门极开路 ( $I_G = 0$ ) 时，晶闸管在正向阳极电压作用下只有很小的漏电流流过，只要外加电压小于正向转折电压  $V_{BO}$ ，虽然随着阳极正向电压的增加，正向漏电流也逐渐增加，但仍保持着阻断状

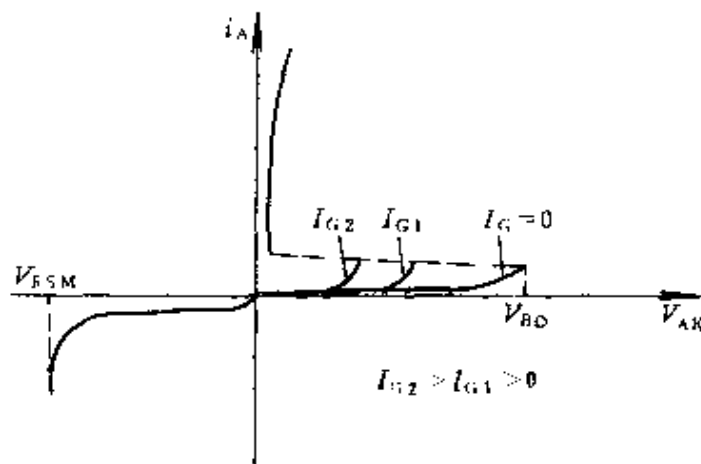


图 3-4 晶闸管的伏安特性



态,如图中  $I_G=0$  的曲线所示。直到外加阳极电压达到正向转折电压  $V_{BO}$  时,  $J_2$  结击穿, 阳极电流  $I_A$  突然急剧增大, 器件两端的压降减至一很小的数值, 晶闸管进入导通状态。特性从高阻区(阻断状态)经负阻区到达低阻区(导通状态)。

如果在晶闸管门极上加触发电流  $I_G$ , 就会使晶闸管在较低的阳极电压下触发导通, 门极电流  $I_G$  越大, 相应的转折电压越低, 如图中  $I_{G1}$ 、 $I_{G2}$  相应的曲线。当门极电流足够大时, 只要有很小的阳极正向电压, 就能使晶闸管由阻断变为导通。晶闸管导通之后的伏安特性则与二极管的正向伏安特性相似。

当晶闸管外加反向的阳极电压时, 门极不起作用, 其反向伏安特性与二极管反向特性相似。晶闸管始终处于反向阻断状态, 只流过很小的反向漏电流。反向电压增加, 反向漏电流也增加, 当反向电压增加到反向转折电压  $V_{RSM}$  时, 反向漏电流将突然急剧增大, 导致晶闸管反向击穿而损坏。

### 3.1.2.2 门极伏安特性

晶闸管的门极伏安特性是指门极电压与电流的关系。由于门极  $G$  和阴极  $K$  之间只有一个 PN 结  $J_3$ , 所以电压与电流的关系呈现出二极管的伏安特性关系, 当门极的触发电压低于  $J_3$  结的门槛电压  $V_{TG3}$  时, 主要表现为电阻特性, 流过  $J_3$  结的电流很小, 在正向电压降中, 电阻性压降占很大比例。另外, 由于晶闸管门极特性的分散度很大, 即由于工艺原因, 不同的晶闸管其门极特性相差很大, 因而门极伏安特性对应着一个相当宽的区域, 常用高阻特性曲线  $A$  和低阻特性曲线  $B$  作为边界来表示, 如图 3-5 所示。

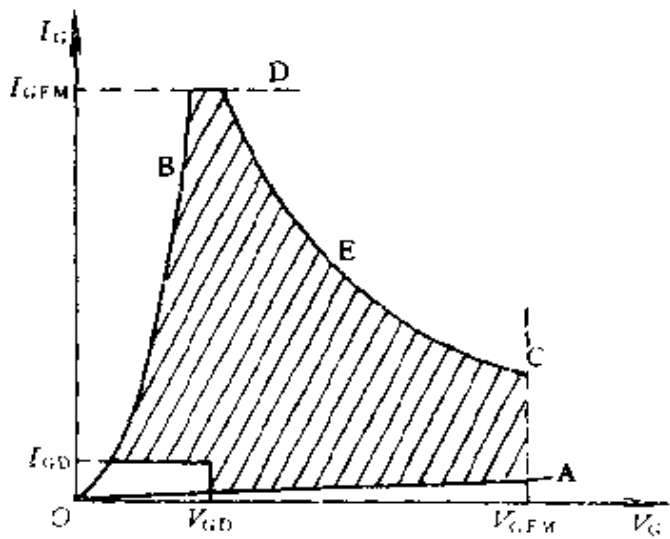


图 3-5 晶闸管门极伏安特性

图中左下方的一个小

范围内（无阴影部分），是在额定结温时，各晶闸管均不能被触发导通的区域，称为不可触发区，相应的电压与电流称为门极不触发电压  $V_{GN}$  和门极不触发电流  $I_{GN}$ 。但是门极触发信号又不宜过高，即要受门极正向峰值电压  $V_{FGM}$  的限制，也要受门极正向峰值电流  $I_{FGM}$  的限制，同时还要受门极峰值功率耗散的限制。因此，晶闸管的门极特性实际上是由曲线 A、B、C、D、E 所包围的区域。

### 3.1.2.3 开通特性

晶闸管的开通不是瞬时完成的，开通时阳极与阴极两端的电压有一个下降过程，而阳极电流的上升也需要有一个过程，如图 3-6 所示。开通过程大体分为三段，如图 3-7 所示。第一段（OA）对应的时间称为延迟时间  $t_d$ ，这段时间对应着  $(\alpha_1 + \alpha_2)$  由小于 1 到等于 1 的过程，在这段时间内  $J_2$  结仍为反偏，晶闸管中的电流不大。规定自  $-i_G$  上升到  $I_G$  的 50% 起到  $I_A$  上升到额定值的 10% 为止的这段时间间隔为  $t_d$ 。第二段（AB）对应的时间为上升时间  $t_r$ ， $t_r$  对应着阳极电流由 10% 上升到 90% 所需的时间，在这段时间内，靠近门极的局部

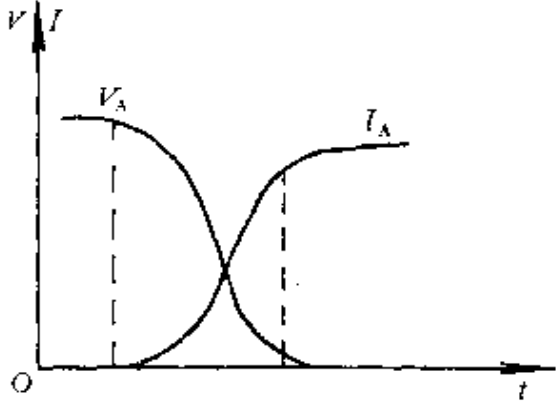


图 3-6 晶闸管开通时阳极电压、电流波形

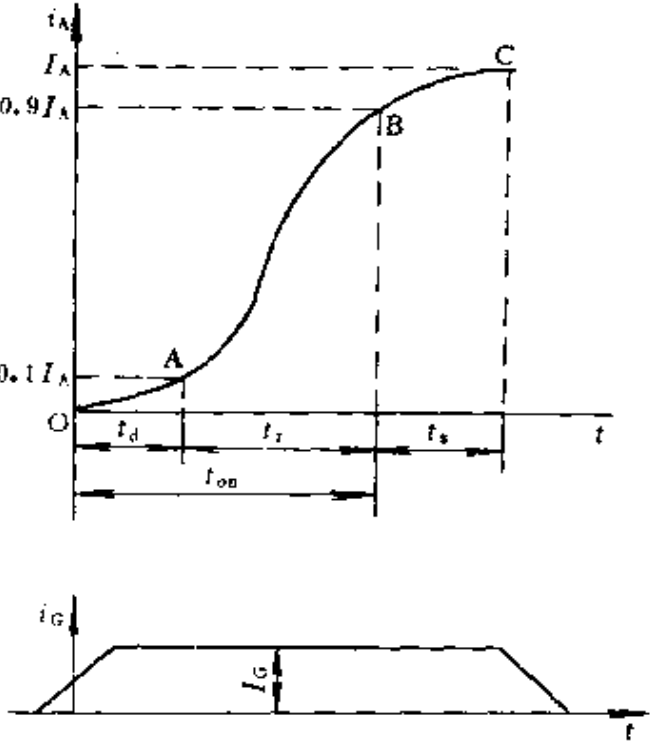


图 3-7 晶闸管的开通过程

区域已经导通，相应的  $J_2$  结已由反偏转为正偏，电流迅速增加。第三段（BC）对应的时间为扩展时间  $t_e$ ，在此时间内，阳极电流由  $90\%I_A$  上升到额定值，晶闸管由局部导通扩展到全面积导通。

一般定义器件的开通时间  $t_{on}$  为延迟时间与上升时间之和，即

$$t_{on} = t_d + t_r \quad (3-4)$$

### 3.1.2.4. 关断过程

关断过程是积累的非平衡载流子消失的过程，这一过程也需要一定的时间，称为关断时间  $t_{off}$ 。

晶闸管强迫关断过程中的电压、电流波形如图 3-8 所示。

当  $t < t_1$  时，晶闸管处于导通状态。在  $t_1$  时刻，在器件两端加一强制反向电压。在  $t_2$  瞬间正向电流过零。在  $t_2$  至  $t_3$  阶段晶闸管内的电流反向，并于  $t_3$  时刻反向电流达到最大值。此后保持一段时间至  $t_4$ ，形成一个平台。  $t_4$  至  $t_5$  阶段为第一下降时间  $t_{f1}$ 。从  $t_5$  开始至  $t_6$  时刻形成第二个平台，称为第二存储时间。  $t_6 \sim t_7$  段为第二下降时间  $t_{f2}$ 。

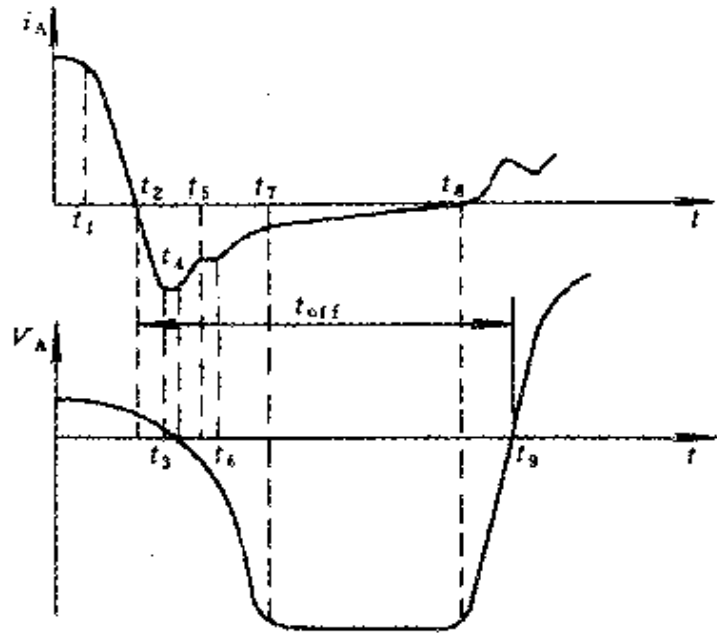


图 3-8 晶闸管的关断过程

从  $t_2$  时刻开始至  $t_7$  时刻，表明晶闸管中的阳极电流降到零以后，在其  $J_1$ 、 $J_3$  结附近积累了大量的载流子，在反向电压作用下产生反向电流，并逐渐随载流子的复合而下降至零；于是， $J_1$  和  $J_3$  结开始恢复阻断能力。这段时间即为反向恢复时间  $t_{rr}$ 。  $t_7$  至  $t_8$  时刻，随着  $J_2$  结两侧载流子复合完毕并建立起新的阻挡层，晶闸管完全关断而恢复了阻断能力。这段时间即为门极恢复时间  $t_{Gr}$ 。可见

$$t_{\text{off}} = t_{\text{rr}} + t_{\text{Gr}} \quad (3-5)$$

### 3.1.3 参数

#### 3.1.3.1 电压参数

1. 断态不重复峰值电压  $V_{\text{DSM}}$  晶闸管在门极开路时,施加于晶闸管的正向阳极电压上升到正向伏安特性曲线急剧弯曲处所对应的电压值称为断态不重复峰值电压。它是一个不能重复且每次持续时间不大于 10ms 的断态最大脉冲电压。 $V_{\text{DSM}}$  值小于转折电压  $V_{\text{BO}}$ 。

2. 断态重复峰值电压  $V_{\text{DRM}}$  晶闸管在门极开路及额定结温下,允许每秒 50 次,每次持续时间不大于 10ms,重复施加于晶闸管上的正向断态最大脉冲电压。 $V_{\text{DRM}} = 90\% V_{\text{DSM}}$ 。

3. 反向不重复峰值电压  $V_{\text{RSM}}$  晶闸管门极开路,而阳极施加反向电压并对应于反向伏安特性曲线急剧弯曲处的反向峰值电压值。它是一个不能重复施加且持续时间不大于 10ms 的最大反向脉冲电压。

4. 反向重复峰值电压  $V_{\text{RRM}}$  晶闸管门极开路且在额定结温下,允许每秒 50 次,每次持续时间不大于 10ms,重复施加于晶闸管上的反向最大脉冲电压。 $V_{\text{RRM}} = 90\% V_{\text{RSM}}$ 。

5. 额定电压 将断态重复峰值电压  $V_{\text{DRM}}$  和反向重复峰值电压  $V_{\text{RRM}}$  中较小的一个数值取整后作为该晶闸管的额定电压值。

6. 通态峰值电压  $V_{\text{TM}}$  晶闸管通以 1 倍或规定倍数额定通态平均电流值和额定结温时,晶闸管阳极与阴极间的瞬态峰值电压习称管压降。

#### 3.1.3.2 电流参数

1. 通态平均电流  $I_{\text{T(AV)}}$  在环境温度为  $+40^{\circ}\text{C}$  和规定的冷却条件下,晶闸管在导通角不小于  $170^{\circ}$  的电阻性负载电路中,在额定结温时,所允许通过的工频正弦半波电流的平均值。将该电流按晶闸管标准电流系列取整数数值,称为该晶闸管的通态平均电流。

2. 维持电流  $I_{\text{H}}$  晶闸管被触发导通以后,在室温和门极开路

条件下, 能使晶闸管维持通态所必须的最小阳极电流。

3. 擎住电流  $I_L$  晶闸管一经触发导通就去掉触发信号, 能使晶闸管保持导通所需要的最小阳极电流。一般晶闸管的擎住电流  $I_L$  为其维持电流  $I_H$  的几倍。

4. 断态重复峰值电流  $I_{DRM}$  和反向重复峰值电流  $I_{RRM}$  在额定结温和门极开路时, 对应于断态重复峰值电压和反向重复峰值电压下的峰值电流。

5. 浪涌电流  $I_{TSM}$  在规定条件下, 工频正弦半周期内所允许的最大过载峰值电流。

### 3.1.3.3 门极参数

(1) 门极触发电压  $V_{GT}$  在规定的环境温度和阳极与阴极间加一定正向电压的条件下, 使晶闸管从阻断状态转变为导通状态所需要的最小门极直流电压, 即门极触发电压。一般为  $1\sim 5V$ 。

(2) 门极反向峰值电压  $V_{RGM}$  门极所加反向峰值电压一般不得超过  $10V$ , 以免损坏控制结 ( $J_3$  结)。

(3) 门极触发电流  $I_{GT}$  在规定的环境温度和阳极与阴极间加一定正向电压的条件下, 使晶闸管从阻断状态转变为导通状态所需要的最小门极直流电流。一般它为几十到几百毫安。

### 3.1.3.4 动态参数

(1) 断态电压临界上升率  $dv/dt$  在额定结温和门极开路条件下, 使晶闸管保持断态所能承受的最大电压上升率。如果该  $dv/dt$  数值过大, 即使此时阳极电压幅值并未超过断态正向转折电压, 晶闸管也可能造成误导通。 $dv/dt$  的单位是  $V/\mu s$ 。

(2) 通态电流临界上升率  $di/dt$  在规定条件下, 晶闸管用门极触发信号开通时, 晶闸管能够承受而不会导致损坏的通态电流最大上升率。 $di/dt$  的单位是  $A/\mu s$ 。

(3) 门极控制开通时间  $t_{on}$  在室温和规定的门极触发信号作用下, 使晶闸管从断态变成通态的过程中, 从门极触发脉冲前沿的  $10\%$  到阳极电压下降至  $10\%$  的时间间隔, 称为门极控制开通时间。

(4) 电路换向关断时间  $t_{off}$  从通态电流降至零的瞬间起，到晶闸管开始能承受规定的断态电压瞬间止的时间间隔，称为关断时间  $t_{off}$ 。它包括反向恢复时间  $t_r$  和门极恢复时间  $t_{Gr}$  两部分。

国产 KP 系列晶闸管的主要参数和门极参数如表 3-1 和表 3-2 所示。

表 3-1 晶闸管的主要参数

参数 系列	通态平均电流 $I_T(AV)$ (A)	断态重复峰值电压, 反向重复峰值电压 $V_{DRM}, V_{RRM}$ (V)	断态重复平均电流, 反向重复平均电流 $I_{DR}, I_{RR}$ (mA)
序号	1	2	3
KP 1	1	100~3000	≤1
KP 5	5	100~3000	≤1
KP 10	10	100~3000	≤1
KP 20	20	100~3000	≤1
KP 30	30	100~3000	≤2
KP 50	50	100~3000	≤2
KP 100	100	100~3000	≤4
KP 200	200	100~3000	≤4
KP 300	300	100~3000	≤8
KP 400	400	100~3000	≤8
KP 500	500	100~3000	≤8
KP 600	600	100~3000	≤9
KP 800	800	100~3000	≤9
KP 1000	1000	100~3000	≤10

参数 系列	额定结温 $T_{JM}$ (°C)	断态电压 临界上升率 $dv/dt$ (V/μs)	通态电流 临界上升率 $di/dt$ (A/μs)	浪涌电流 $I_{TSM}$ (A)
序号	4	5	6	7
KP 1	100	30	—	20
KP 5	100	30	—	90
KP 10	100	30	—	190
KP 20	100	30	—	380
KP 30	100	30	—	560
KP 50	100	30	30	940

(续)

参数 系列	额定结温 $T_{IM}$ (C)	断态电压 临界上升率 $dv/dt$ (V/ $\mu$ s)	通态电流 临界上升率 $di/dt$ (A/ $\mu$ s)	浪涌电流 $I_{TSM}$ (A)
序号	4	5	6	7
KP 100	115	100	50	1880
KP 200	115	100	80	3770
KP 300	115	100	80	5550
KP 400	115	100	80	7540
KP 500	115	100	80	9420
KP 600	115	100	100	11160
KP 800	115	100	100	14920
KP 1000	115	100	100	18600

注：T表示通态；D表示断态；R表示反向（第一位）或重复的（第二位）；S表示不重复的；M表示最大值。

表 3-2 晶闸管门极的参数

参数 系列	门极触发电流 $I_{GT}$ (mA)	门极触发电压 $V_{GT}$ (V)	门极不触发电流 $I_{GD}$ (mA)	门极不触发电压 $V_{GD}$ (V)
序号	1	2	3	4
KP 1	3~30	$\leq 2.5$	0.4	0.3
KP 5	5~70	$\leq 3.5$	0.4	0.3
KP 10	5~100	$\leq 3.5$	1	0.25
KP 20	5~150	$\leq 3.5$	1	0.25
KP 30	8~150	$\leq 3.5$	1	0.15
KP 50	9~150	$\leq 3.5$	1	0.15
KP 100	10~250	$\leq 4$	1	0.15
KP 200	10~250	$\leq 4$	1	0.15
KP 300	20~300	$\leq 5$	1	0.15
KP 400	20~300	$\leq 5$	1	0.15
KP 500	20~300	$\leq 5$	1	0.15
KP 600	30~350	$\leq 5$	—	—
KP 800	30~350	$\leq 5$	—	—
KP 1000	40~400	$\leq 5$	—	—

(续)

参数 系列	门极正向 峰值电流 $I_{FGM}$ (A)	门极反向 峰值电压 $V_{RGM}$ (A)	门极正向 峰值电压 $V_{FGM}$ (V)	门极 平均功率 $P_{GAV}$ (W)	门极 峰值功率 $P_{GM}$ (W)
序号	5	6	7	8	9
KP 1	—	5	10	0.5	—
KP 5	—	5	10	0.5	—
KP 10	—	5	10	1	—
KP 20	—	5	10	1	—
KP 30	—	5	10	1	—
KP 50	—	5	10	1	—
KP 100	—	5	10	2	—
KP 200	—	5	10	2	—
KP 300	4	5	10	4	15
KP 400	4	5	10	4	15
KP 500	4	5	10	4	15
KP 600	4	5	10	4	15
KP 800	4	5	10	4	15
KP 1000	4	5	10	4	15

注：G 表示门极；T 表示触发；D 表示不触发；F 表示正向；R 表示反向；M 表示最大值。

## 3.2 特殊晶闸管

随着生产的发展,对晶闸管的使用提出了一些特殊的要求;同时由于科学技术与工艺水平的不断提高,在普通晶闸管的基础上研制出许多不同性能的多种晶闸管,我们统称之为特殊晶闸管。它们都是基本 PNP 结构的派生器件。

### 3.2.1 高频晶闸管

普通晶闸管的开关时间较长,允许的电流上升率较小,因此工作频率受到限制。当在较高频率工作时,因开关损耗随频率升高而增加,导致器件发热。为提高工作频率,采用特殊工艺缩短开关时间,提高允许的电流上升率,制造了快速晶闸管,其中工作频率在 10kHz 以上的又称为高频晶闸管。



高频晶闸管的主要特点是：

(1) 高频特性好，在高频条件下具有比一般快速晶闸管高得多的  $di/dt$  耐量，并可通过比较大的高频电流。

(2) 关断时间短，在最高允许结温下约为  $10\mu\text{s}$  左右。

(3) 在短时间内 ( $3\mu\text{s}$  以内)，高频晶闸管可以承受比工频阻断电压还要高的反向尖峰电压，这时器件并不因遭受过电压而击穿。

(4) 重复阻断电压较低，约为  $800\sim 1000\text{V}$ 。

(5) 承受直通电流能力差，必须配置快速过电流保护环节。

使用中，晶闸管  $di/dt$  值直接影响器件的高频性能和工作寿命，例如，若  $di/dt$  耐量下降到原值的一半，则该器件的工作寿命可提高近 4 倍。因此，对器件  $di/dt$  值的选用要留有适当的裕量。

### 3.2.2 双向晶闸管

普通晶闸管是一种单向器件，在用于交流电力控制时，必须采用两个器件组成反并联结构，增加了装置的复杂性。双向晶闸管 (Triacs) 具有正、反两个方向都能控制导通的特性，同时还具有触发电路简单、工作稳定可靠的优点。因而，在交流调压、灯光调节、温度控制、无触点交流开关电路以及交流电动机调速等领域得到广泛应用。

1. 双向晶闸管的结构与工作原理 双向晶闸管的外形结构与普通晶闸管类似，有螺栓形、平板形和塑封型等结构。其内部是一种 NPNPN 五层结构三端引出线的器件。在双向晶闸管中有四个 PN 结；有两个主电极  $T_1$  和  $T_2$ ；一个门极 G，采用结型门极结构，在门极下面不仅有 P 型层，同时还有 N 型层。如图 3-9a 所示。图 3-9b 为双向晶闸管的图形符号。

由于门极的上述结构型式，使得门极的极性可正可负，以便开通两个反并联的晶闸管。根据主电极间电压极性的不同，以及门极信号极性的不同，双向晶闸管有四种触发方式，通常称为 I<sub>+</sub>、I<sub>-</sub>、II<sub>+</sub>、II<sub>-</sub> 触发。

(1) I<sub>+</sub> 触发方式 当主电极  $T_1$  对  $T_2$  所加的电压为正向电

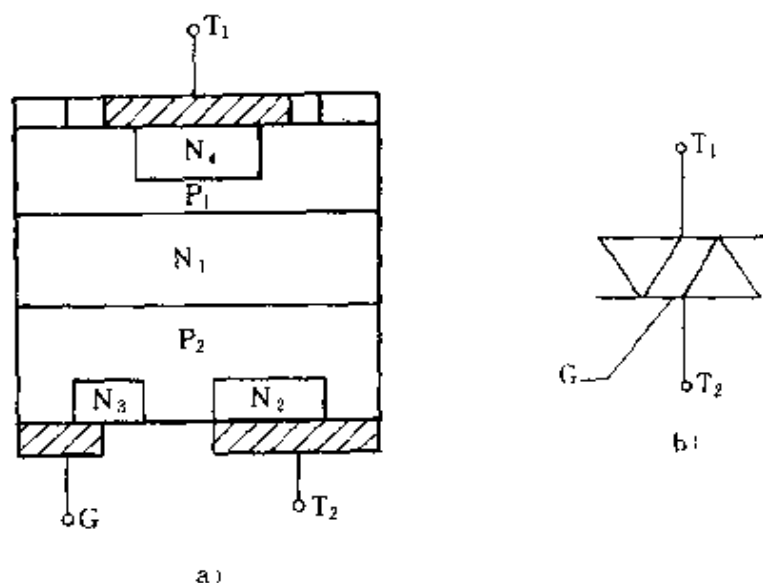


图 3-9 双向晶闸管的结构与图形符号  
a) 结构 b) 图形符号

压，门极 G 对第二主电极  $T_2$  所加电压也是正向触发信号时，器件开通，其特性处于第一象限（参照图 3-10），故称  $I_+$  触发。此时，从门极  $P_2$  区注入的电流经  $N_2$  区上方流入  $T_2$  端右侧短路区，然后由于横向压降使  $N_2$  区在邻近门极处发生电子注入，使  $P_1N_1P_2N_2$  导通。其工作原理与 SCR 完全相同。

(2)  $I_-$  触发方式 如果主电极  $T_1$  仍加正向电压，而把门极触发信号改为反向信号，双向晶闸管也被触发开通，称为  $I_-$  触发。此时，门极电流从  $T_2$  流向门极，引发了  $P_1N_1P_2N_3$  构成的晶闸管导通；由于  $T_1$  端的高电压被引入到门极下，结果使  $N_2$  发射区受到很强的正偏压，使  $P_1N_1P_2N_2$  导通。应当指出，在  $I_-$  触发方式下，门极电流  $I_G$  的流向是有变化的，开始  $V_G$  为负， $I_G$  由  $T_2$  端流向 G 端，当开通后，由于  $T_1$  端正电位的引入，使 G 端相对  $T_2$  端的电位由负变正，结果  $I_G$  则改由 G 端流向  $T_2$  端。

(3)  $III_+$  触发方式 如果主电极  $T_1$  为负，即加反向电压，门极 G 输入正向触发信号，双向晶闸管亦被触发导通，电流从  $T_2$  流向  $T_1$ ，称为  $III_+$  触发。此时，门极电流从门极 G 流向第二主电极

$T_2$ , 当一部分电流在  $P_2$  区产生的横向压降大于  $J_3$  结电位时, 使  $N_2$  区向  $P_2$  区发射电子。电子到达  $N_1$  区, 降低了  $N_1$  区的电位, 从而引起门极上的  $P_2$  区向  $N_1$  区发射空穴,  $T_1$  端的  $N_4$  区向门极正上方的  $P_1$  区发射电子, 电子达到  $N_1$  区使  $J_2$  结更正偏,  $P_2$  区左侧向  $N_1$  区注入空穴, 最终导致  $P_2N_1P_1N_4$  导通。可见  $\text{II}_+$  触发方式的开通是几经转折, 通过多个晶体管相互作用的结果, 所以触发电流较大。特别当为了提高换向能力, 将隔离区设计较宽时,  $N_2$  区注入的电子扩散不到门极正上方的  $N_1$  区,  $\text{II}_+$  触发则不能使器件开通。

(4)  $\text{II}_-$  触发方式 主电极  $T_1$  仍为负, 门极  $G$  输入为反向触发信号, 这种触发方式称  $\text{II}_-$  触发。此时, 门极电流从  $T_2$  端经左侧  $P_2$  区流出门极  $G$ , 首先使  $N_3$  区向  $P_2$  区发射电子并达到  $N_1$  区, 使  $N_1$  区电位下降, 使  $J_2$  结更加正偏, 导致  $P_2$  区向  $N_1$  区注入空穴, 最终使  $P_2N_1P_1N_4$  导通。

综上所述, 尽管双向晶闸管有四种触发方式, 但在实际应用中, 特别是在直流信号触发时, 常选用  $\text{I}_-$ 、 $\text{II}_-$  触发方式。

## 2. 双向晶闸管的特性与参数

(1) 伏安特性 双向晶闸管主电极伏安特性如图 3-10 所示。该特性曲线由  $\text{I}$ 、 $\text{II}$  两个象限内的曲线组合而成。第  $\text{I}$  象限的曲线说明当加到主电极上的电压使  $T_1$  对  $T_2$  的极性为正, 并且该电压值增大到等于转折电压  $V_{TSM}$  时, 双向晶闸管即行开通, 通态电流方向从第一主电极  $T_1$  流向第二主电极  $T_2$ 。它的伏安特性与普通晶闸管伏安特性一致。

当加到主电极上的电压使  $T_2$  端对  $T_1$  端的极性为正时, 称为反向电压。在这个电压增大到转折电压值时, 双向晶闸管亦被开通, 电流方向是从  $T_2$  端流向  $T_1$  端。这时特性曲线位于第  $\text{II}$  象限。因此, 双向晶闸管不管主电极电压极性如何, 也不管门极触发信号极性如何, 均可使其触发导通。这与普通晶闸管显著不同。

(2) 换向特性 双向晶闸管是将两个反并联的晶闸管做在一块硅片上的, 它们之间必然地会相互影响, 即存在着换向问题。由于两个晶闸管共用一个主电极  $T_1$  端, 因而不论是在交流或变换为

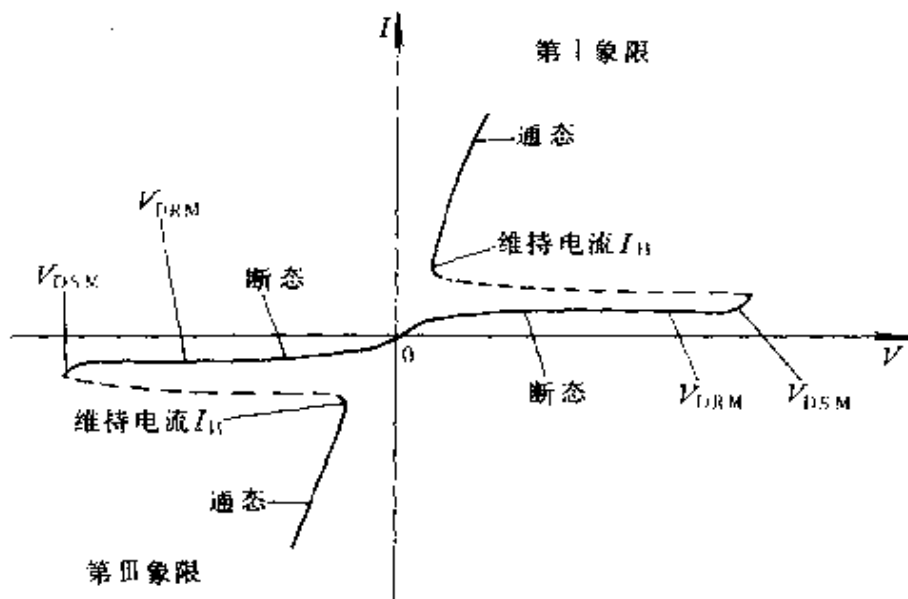


图 3-10 双向晶闸管主电极伏安特性

直流的情况下都将牵涉到换向问题。换向能力是双向晶闸管的一个特有参数。常用换向电流临界下降率  $(di/dt)_c$  来表示。为使双向晶闸管可靠运行，必须要求器件具有很强的换向能力，标准中将  $(di/dt)_c$  值分为 0.2, 0.5, 1, 2 四个等级。如对 200A 的器件来说，0.2 级为

$$(di/dt)_c = 200 \times 0.2\% = 0.4A/\mu s$$

(3) 额定通态方均根电流 由于双向晶闸管工作在交流回路中，因而和普通晶闸管不同，不是用平均值而是用方均根值（有效值）来表征其额定电流。定义为：在标准散热条件下，当器件的单向导通角  $\geq 170^\circ$  时，允许流过器件的最大交流正弦电流的方均根值，称为器件的额定通态方均根电流，用  $I_{T(RMS)}$  表示。

双向晶闸管方均根电流与普通晶闸管平均值电流之间的换算关系为

$$I_{T(AV)} = (\sqrt{2}/\pi)I_{T(RMS)} \quad (3-6)$$

此外，还有若干与普通晶闸管相似的参数。

美国国家半导体公司生产的双向晶闸管参数如表 3-3 所示。

表 3-3 双向晶闸管参数表

类 型	参 数 值
标 准 型	额定通态电流 $I_{T(RMS)} = 2.5 \sim 40A$ 断态重复峰值电压 $V_{DRM} = 50 \sim 600V$ 最大门极触发电流 $I_{GT(max)} = 25 \sim 80mA$ 门极触发电压 $V_{GT} = 1.5V$ 浪涌电流 $I_{TSM} = 25 \sim 300A$
灵敏门极型	$I_{T(RMS)} = 2.5A$ $V_{DRM} = 100 \sim 500V$ $I_{GT(max)} = 3$ 或 $4mA$
零电压开关	$I_{T(RMS)} = 2.5 \sim 40A$ $V_{DRM} = 200 \sim 600V$ $I_{GT(max)} = 45mA$

### 3.2.3 逆导晶闸管

前述几种晶闸管，均表现为正向可控闸流特性，反向高阻特性，统称为逆阻型器件。

逆导晶闸管是一个反向导通的晶闸管，它是将一个晶闸管与一个续流二极管反并联集成在同一硅片上构成的新器件。

逆导晶闸管的基本结构与图形符号如图 3-11 所示。

在逆导晶闸管中，发射区  $N_2$  与基区  $P_2$  通过阴极 K 短路；发射区  $P_1$  和基区  $N_1$  通过阳极 A 短路。由图可以看出，左侧为一 PNP 晶闸管，右侧是一个二极管，两者之间是 PNP 隔离区。

逆导晶闸管的工作原理与普通晶闸管相同，即用正的门极信号来实现器件开通。在逆导晶闸管的电路中，晶闸管与二极管是交替工作的，晶闸管通过正向电流，二极管通过反向电流。隔离区用来削弱或消除两者交替工作时带来的影响。

逆导晶闸管的伏安特性如图 3-12 所示。正向表现为晶闸管正向伏安特性，反向表现为二极管正向特性。

与普通晶闸管相比，逆导晶闸管有如下特点：

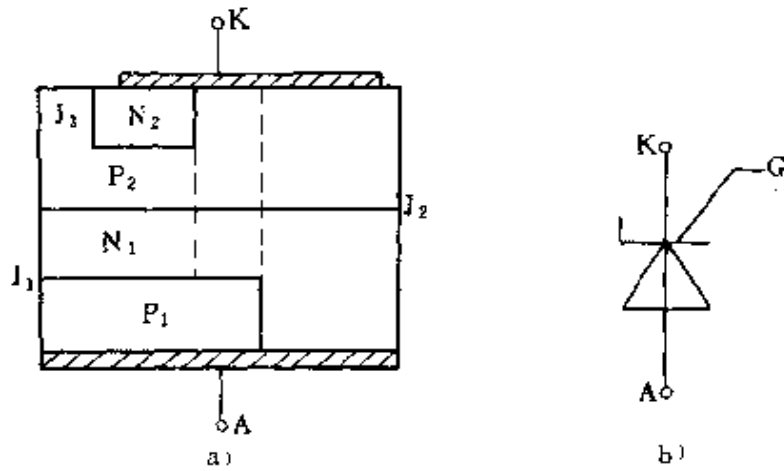


图 3-11 逆导晶闸管的结构与图形符号  
a) 结构 b) 图形符号

(1) 阳极采用短路结构，正向转折电压比普通晶闸管的高。在正向阻断状态下，二极管处于反向，只有当  $J_2$  结电压上升到雪崩电压  $V_B$  时， $J_2$  结被击穿，逆导晶闸管才由断态进入通态。

(2) 电流容量大，由于其基区宽度大幅度减薄所致。

(3) 易于提高开关速度，因为基区薄，存储电荷减少， $t_{off}$  可以减小；由于阳极短路，反向漏电流对器件影响减小，可改进工艺，实现快速化。

(4) 高温特性好，允许结温可达  $150^\circ\text{C}$  以上。

(5) 减小了接线电感，缩小了装置体积。

国产逆导晶闸管的主要参数如表 3-4 所示。

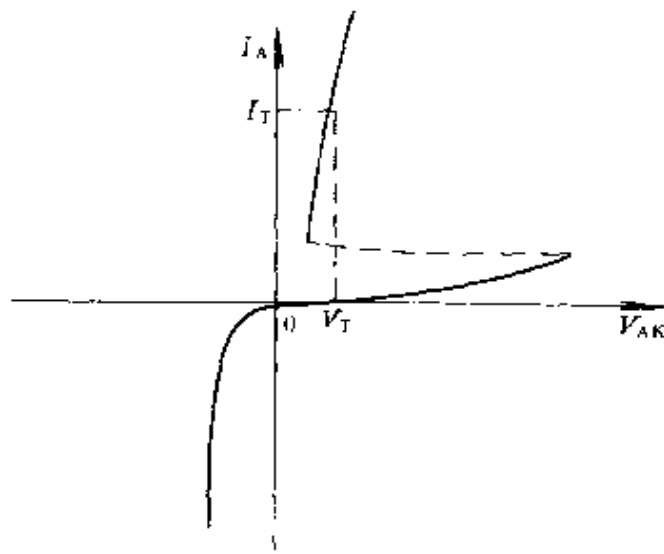


图 3-12 逆导晶闸管的伏安特性

表 3-4 国产逆导晶闸管参数

型号	正向通态平均电流 $I_{T(AV)}$ (A)	反向平均电流 $I_{R(AV)}$ (A)	正向断态峰值电压 $V_{DRM}$ (V)	正向平均漏电流 $I_{DS(AV)}$ (mA)	正向平均通态电压 $V_{T(AV)}$ (V)	正向浪涌电流 $I_{FSM}$ (A)	反向浪涌电流 $I_{RSM}$ (A)	正向电流临界上升率 $di/dt$ (A/ $\mu$ s)	断态电压临界上升率 $dV/dt$ (V/ $\mu$ s)	开通时间 $t_{on}$ ( $\mu$ s)	关断时间 $t_{off}$ ( $\mu$ s)	门极触发电流 $I_{GT}$ (mA)	门极触发电压 $V_{GT}$ (V)	额定结温 $T_J$ ( $^{\circ}$ C)
KN-200/70	200	70	1000 ~ 2500	$\leq 10$	$\leq 1.00$	3500	1255	$\geq 100$	$\geq 700$	$\leq 6$	15, 30	$\leq 300$	$\leq 4$	115
KN-300/100	300	100	1000 ~ 2500	$\leq 12$	$\leq 1.10$	5250	1750	$\geq 150$	$\geq 700$	$\leq 6$	30, 50	$\leq 350$	$\leq 4$	115
KN-400/150	400	150	1000 ~ 2500	$\leq 15$	$\leq 1.20$	7000	2625	$\geq 150$	$\geq 700$	$\leq 6$	30, 50	$\leq 450$	$\leq 4$	115
KN-600/200	600	200	1000 ~ 2500	$\leq 20$	$\leq 1.20$	10500	3500	$\geq 200$	$\geq 700$	$\leq 6$	30, 50	$\leq 450$	$\leq 4$	115

### 3.2.4 光控晶闸管

光控晶闸管是利用一定波长的光照信号控制的开关器件。其结构也是由  $P_1N_1P_2N_2$  四层构成的，如图 3-13a 所示。图形符号和等效电路如图 3-13b 和 c 所示。

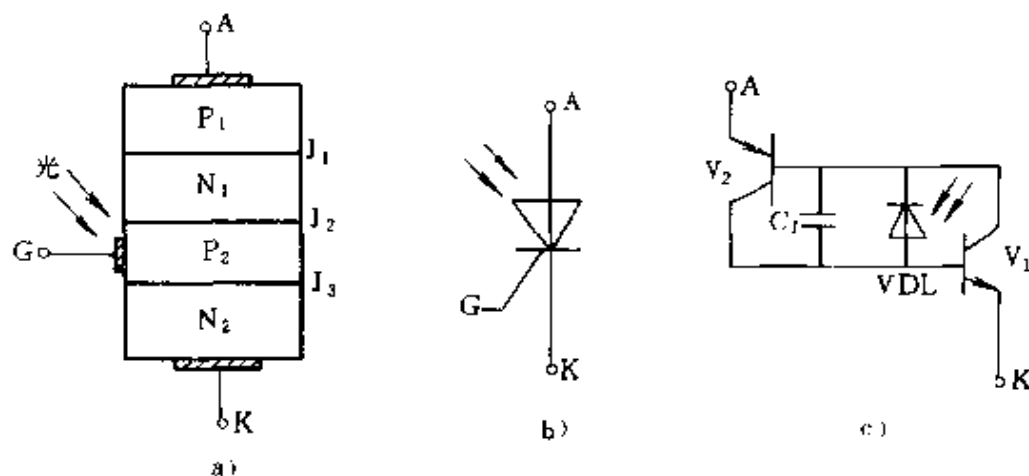


图 3-13 光控晶闸管的结构及等效电路

a) 结构 b) 图形符号 c) 等效电路

小功率光控晶闸管只有两个电极（阳极 A 和阴极 K），大功率光控晶闸管除有阳极和阴极之外，还带有光缆，光缆上装有作为触发光源的发光二极管或半导体激光器。

为了分析光控晶闸管的工作原理，可以把器件看成是由  $P_1N_1P_2$  和  $N_1P_2N_2$  两个晶体管组成的。中间的  $N_1P_2$  部分为两个晶体管共有，这一部分相当于一个光电二极管 VDL。在没有光照的情况下，光电二极管 VDL 处于截止状态， $V_1$ 、 $V_2$  两个晶体管都没有基极电流，整个电路无电流流过，即光控晶闸管处于阻断状态。当光信号照射到光电二极管上时，VDL 导通有电流  $I_{VDL}$  流过， $I_{VDL}$  流入晶体管  $V_1$  的基极，经放大后  $V_1$  管的集电极电流又流入了  $V_2$  管的基极；再经  $V_2$  放大后其集电极电流重又流入  $V_1$  管的基极，构成正反馈过程。此过程迅速进行，直到  $V_1$ 、 $V_2$  饱和导通，光控晶闸管即由阻断状态转入导通状态。由于该正反馈的作用，光控晶闸管一旦导通之后，即使无光照也不会自行阻断，只有在器



件上的正向电压降为零或加反向电压才能阻断。

光控晶闸管的伏安特性如图 3-14 所示。光照强度不同，其转折电压亦不同，转折电压随光照强度的增大而降低。

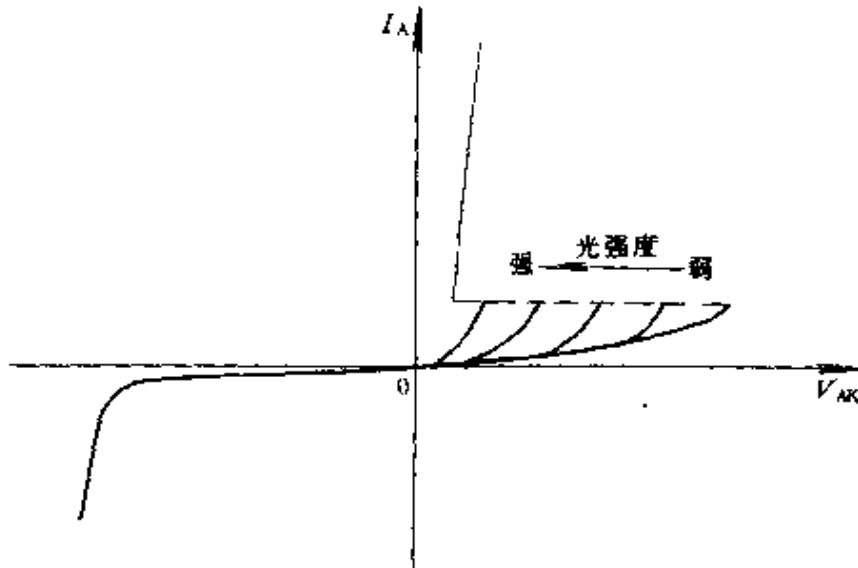


图 3-14 光控晶闸管的伏安特性

光控晶闸管的参数与普通晶闸管类同，只是触发参数特殊。

1. 触发光功率 加有正向电压的光控晶闸管由阻断状态转变成导通状态所需的输入光功率称为触发光功率，其值一般为几毫瓦至十几毫瓦。

2. 光谱响应范围 光控晶闸管只对一定波长范围的光线敏感，超出波长范围，则无法使其开通。光控晶闸管的光谱响应范围大致在  $0.55 \sim 1.0 \mu\text{m}$  之间，峰值波长约为  $0.85 \mu\text{m}$ 。

国产光控晶闸管的主要参数如表 3-5 所示。

表 3-5 光控晶闸管主要参数

型 号	最大耗散功率 $P_{\text{DM}}$ (mW)	最高工作电压 $V_{\text{OP}}$ (V)	额定通态电流 $I_{\text{T}}$ (mA)	通态平均电压 $V_{\text{T}}$ (V)
GK-20A	50	20	20	2.5
GK-20B	50	30	20	2.5

(续)

型 号	最大耗散功率 $P_{DM}$ (mW)	最高工作电压 $V_{OP}$ (V)	额定通态电流 $I_T$ (mA)	通态平均电压 $V_T$ (V)
GK-20C	50	50	20	2.5
GK-50A	200	20	50	2.5
GK-50B	200	30	50	2.5
GK-50C	200	50	50	2.5
GK-100A	300	20	100	2.5
GK-100B	300	30	100	2.5
GK-100C	300	50	100	2.5

型 号	断态漏电流 $I_R$ (mA)	导通光照度 $E$ (lx)		峰值波长 $\lambda_p$ (nm)	光谱响应范围 $\lambda$ (nm)
		min	max		
GK-20A	1	50	1000	850	400~1100
GK-20B	1	50	1000	850	400~1100
GK-20C	1	50	1000	850	400~1100
GK-50A	1	50	1000	850	400~1100
GK-50B	1	50	1000	850	400~1100
GK-50C	1	50	1000	850	400~1100
GK-100A	1	50	1000	850	400~1100
GK-100B	1	50	1000	850	400~1100
GK-100C	1	50	1000	850	400~1100

### 3.3 晶闸管的触发电路

#### 3.3.1 对触发电路的基本要求

要使晶闸管由关断转为导通，必须具备一定的外界条件，即晶闸管阳极加正向电压的同时门极也施加正的控制信号。当晶闸管导通后控制信号就不起作用了，直到电源过零时，其阳极电流

小于维持电流，晶闸管便自行关断。

由于晶闸管导通后，门极就失去控制作用，因此对晶闸管的控制实际上就是提供一个有一定宽度的门极控制脉冲去触发晶闸管，使之导通。门极控制电路常常称为触发电路。

对触发电路的基本要求是：

(1) 触发信号可以是交流、直流或脉冲，触发信号只能在门极为正、阴极为负时起作用。为了减小门极的损耗，触发信号常采用脉冲形式。常见的触发信号波形如图 3-15 所示。

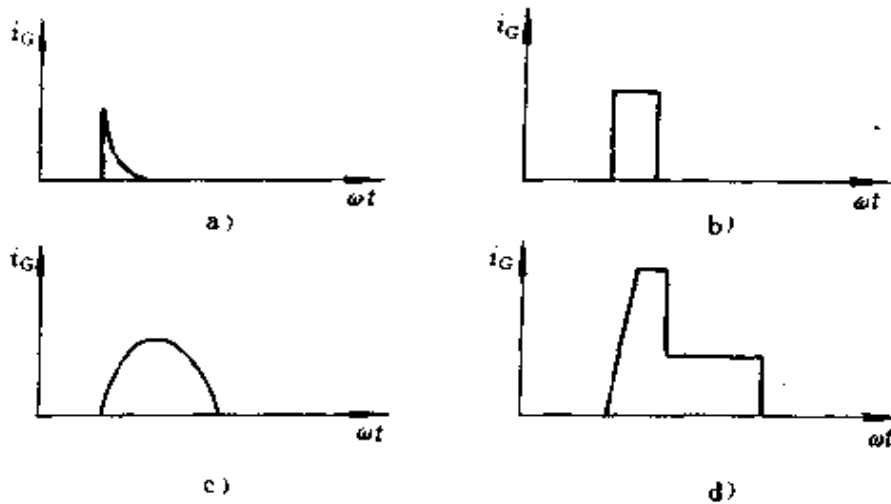


图 3-15 常见触发信号波形

a) 尖脉冲 b) 矩形脉冲 c) 正弦半波信号 d) 强触发脉冲

(2) 触发脉冲应有足够的功率。触发电压和触发电流应大于晶闸管的门极触发电压和门极触发电流。因为晶闸管的特性有较大的分散性，且特性随温度而变化，故在设计触发电路时，触发信号的功率应留有裕量，保证晶闸管可靠触发。当然触发信号也不能超过门极的极限参数值（一般  $V_{Gm} < 10V$ ， $I_{Gm} < 10A$ ）。

(3) 触发脉冲的移相范围应能满足变流装置的要求。触发脉冲的移相范围与主电路型式、负载性质及变流装置的用途有关。例如，三相半波整流电路，在电阻性负载时，要求移相范围为  $150^\circ$ ；而三相桥式全控整流电路，电阻负载时要求移相范围为  $120^\circ$ 。若三相全控桥工作于整流或逆变状态并对电感负载供电，则要求移

相范围为  $0\sim 180^\circ$ 。在实际应用中,为了装置的正常工作,有时还要有  $\alpha_{\min}$  和  $\beta_{\min}$  的限制,故实际范围小于  $180^\circ$ 。

(4) 触发脉冲的宽度和陡度。触发脉冲的宽度一般应保证晶闸管阳极电流在脉冲消失前能达到擎住电流,使晶闸管能保持通态,这是最小的允许宽度。脉冲宽度还与负载性质与主电路型式有关。例如,对于单相整流电路,电阻性负载时要求脉宽大于  $10\mu\text{s}$ ,电感性负载时要求脉宽大于  $100\mu\text{s}$ 。对于三相全控桥式电路,采用单脉冲触发时脉宽应为  $60^\circ\sim 120^\circ$ ,采用双脉冲触发时脉宽  $10^\circ$  左右即可。触发脉冲前沿陡度越陡,越有利于并联或串联晶闸管的同步触发。一般要求触发脉冲前沿陡度大于  $10\text{V}/\mu\text{s}$  或  $800\text{mA}/\mu\text{s}$ 。

(5) 触发脉冲与主回路电源电压必须同步。为了使晶闸管在每一周波都能重复在相同的相位上触发,保证变流装置的品质和可靠性,触发脉冲与主回路电源电压必须保持某种固定相位关系。这种触发脉冲与主回路电源保持固定相位关系的方法称为同步。

### 3.3.2 触发电路的型式

晶闸管的门极触发电路,有移相控制和垂直控制两种方式。移相控制就是通过改变控制脉冲产生的时间,来改变晶闸管的导通角。垂直控制则是指依靠移相信号和控制信号叠加,借改变控制信号的大小来改变晶闸管的导通角。

触发电路又可分为模拟式和数字式两种。阻容移相桥、单结晶体管触发电路以及利用锯齿波移相电路或利用正弦波移相电路均为模拟式触发电路;而用数字逻辑电路乃至微处理器控制的移相电路则属于数字式触发电路。

如果根据触发电路的组成元器件来分,又可分为分立元件构成的触发电路、集成电路构成的触发电路、专用集成触发电路以及微机触发电路几种。

### 3.3.3 单结晶体管触发电路

单结晶体管又叫做双基极二极管,它有一个 PN 结和三个电极,其中一个为发射极,另两个均为基极。单结晶体管具有负阻

特性，如图 3-16 所示。利用这一性能可组成各种振荡器。

单结晶体管的结  
 构、等效电路以及图形  
 符号如图 3-17 所示。单  
 结晶体管中第一基极  $B_1$   
 和第二基极  $B_2$  间的电阻  
 就是硅片本身的电阻，  
 约为  $4 \sim 10k\Omega$ 。在 N 型  
 硅片上渗入 P 型杂质形  
 成 PN 结，并由 P 区向外  
 引线作为发射极 E，于是  
 E 对  $B_1$  和  $B_2$  都构成一  
 个 PN 结，具有二极管的  
 单向导电性。当在  $B_1B_2$  极  
 间接一外加电压  $V_{BB}$  后，  
 若此时  $V_E = 0$ ，则 A 点  
 电压为

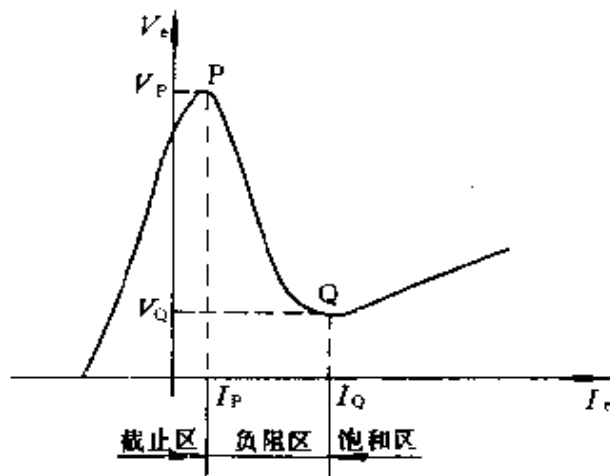


图 3-16 单结晶体管的伏安特性

$$V_A = V_{BB} \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} = \eta V_{BB} \quad (3-7)$$

其中  $\eta = R_{B1} / (R_{B1} + R_{B2})$  称为分压比，通常  $\eta = 0.3 \sim 0.9$ 。二极管 VD 受  $\eta V_{BB}$  电压的反向偏置，将有反向漏电流  $-I_E$  流过。

随着  $V_E$  的增加，二极管 VD 所承受的反向偏置电压将相应减小，漏电流亦将随之减小。当  $V_E = \eta V_{BB}$  时，二极管 VD 处于零偏置状态，此时  $I_E = 0$ 。

当  $V_E$  继续增加， $V_E > \eta V_{BB}$  但尚不能克服二极管 VD 的正向导通压降  $V_D$  时， $I_E$  变为正向，数值很小。当  $V_E > \eta V_{BB} + V_D$  时， $I_E$  显著增长，由于  $EB_1$  结变为正向导通，出现大量载流子而使电阻  $R_{B1}$  减小很多， $V_E$  显著减小，呈现负阻特性。开始出现负阻特性的转折点 P 称为峰点，该点相应的电压  $V_P$  称为峰点电压，相应的电流  $I_P$  称为峰点电流。

当  $I_E$  继续增大到某一数值  $I_Q$  后，由于载流子的存储效应，将反过来排斥载流子的继续注入，而使  $R_{B1}$  不再继续减小， $V_E$  又随  $I_E$

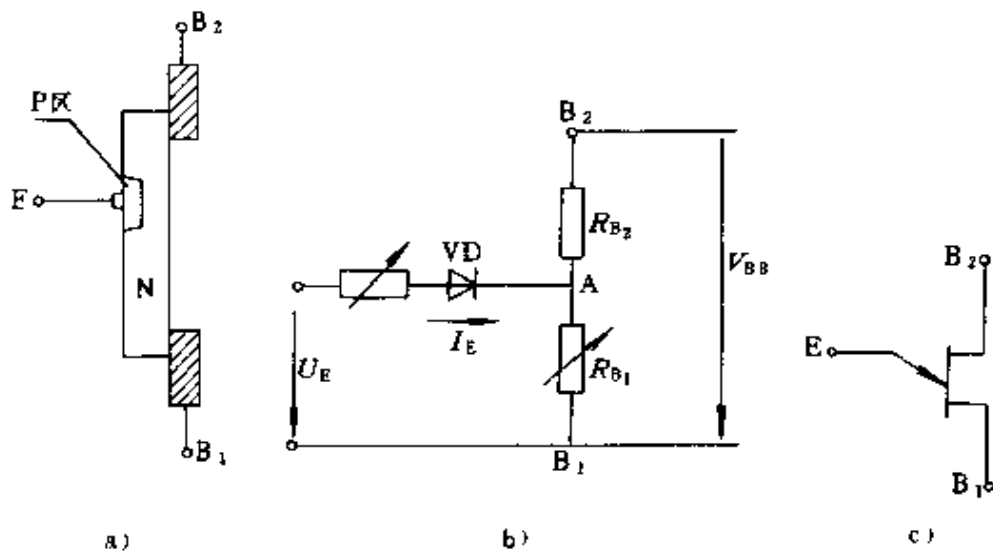


图 3-17 单结晶体管

a) 结构 b) 等效电路 c) 图形符号

增加而增大，重又呈现出电阻特性。这一现象称为饱和。负阻特性结束的转折点 Q 称为谷点，该点相应的发射极电压称为谷点电压  $V_Q$ ，相应的发射极电流  $I_Q$  称为谷点电流。负阻特性部分称为负阻区，左侧称为截止区，右侧称为饱和区。

由单结晶体管组成触发电路结构简单，如图 3-18 所示。电路的工作有两个要点，一是要产生可控的移相脉冲，二是该移相脉冲应与主电源同步，以保证导通角恒定。

移相脉冲是由单结晶体管  $V$  与  $R_3$ 、 $C$ 、 $R_1$  和  $R_2$  组成的振荡器产生的。当电源接通后，由  $V_S$  决定的电压经电阻  $R_3$  向电容  $C$  充电，待电容两端电压达到单结晶体管的峰点电压  $V_F$  时， $EB_1$  结导通，电容  $C$  通过  $EB_1$  结经电阻  $R_1$  放电，于是在电阻  $R_1$  上产生脉冲电压  $V_{B1}$ 。在放电过程中，电容  $C$  的端电压  $V_E$  将按指数规律下降，当降至单晶体管的谷点电压  $V_Q$  时，单结晶体管立即由导通变为截止，在电阻  $R_1$  上的脉冲电压消失。电容  $C$  复又重新充电，如此循环不已，在电容  $C$  的两端形成锯齿波电压，而在电阻  $R_1$  上获得一串脉冲电压。

为了保证脉冲电压的正确产生，要正确地选择电路参数。为

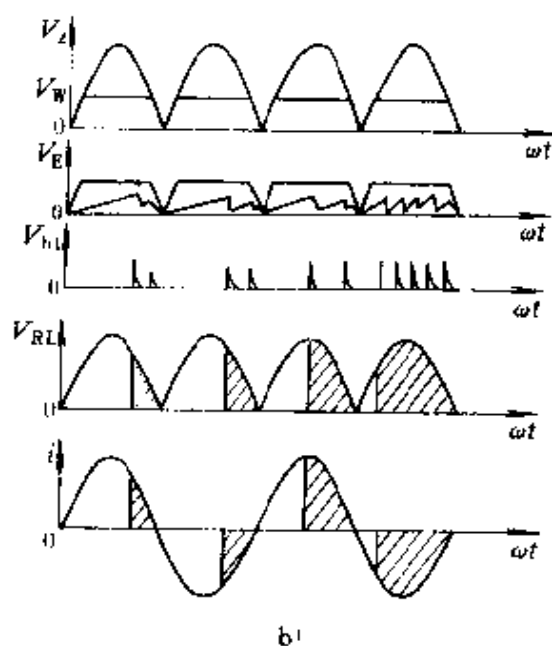
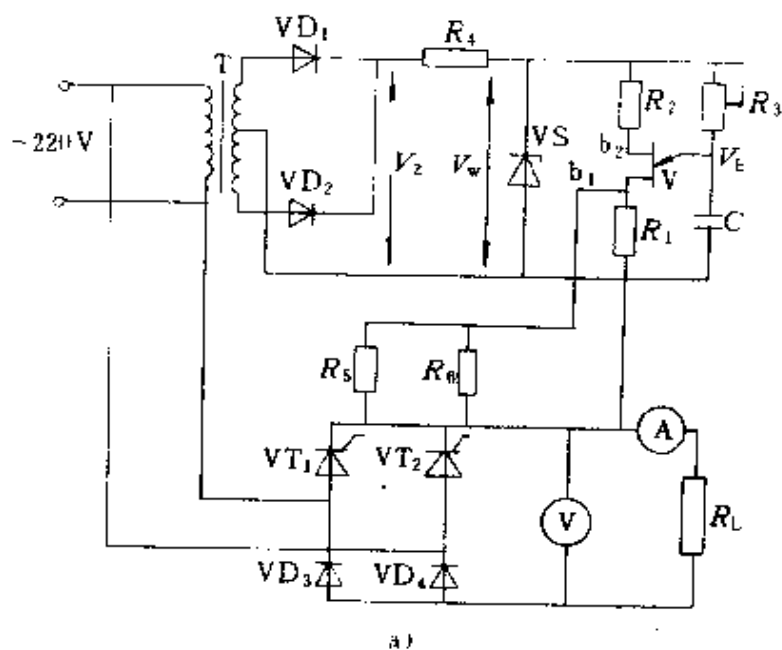


图 3-18 单结晶体管触发电路

a) 电路图 b) 各点波形

了保证振荡条件，关键是充电电阻  $R_3$  的取值，应使由  $R_3$  决定的负载线与单结晶体管的负阻特性相交，即  $R_3$  取值应满足

$$\frac{V_w - V_p}{I_p} > R_3 > \frac{V_w - V_Q}{I_Q} \quad (3-8)$$

电路的振荡频率，在略去放电时间的假设下由式 (3-9) 计算：

$$f \approx \frac{1}{R_3 C \ln \frac{1}{1-\eta}} \quad (3-9)$$

同步作用是由变压器 T 实现的，因此 T 称为同步变压器。二次交流电压经全波整流后，再经稳压管 VS 削波成为梯形波  $V_w$  向振荡电路供电，当  $V_w$  过零时振荡即停止，电容 C 放电完毕，保证了在交流电源每半周期开始时电容 C 从零开始充电，充电时间决定了第一个脉冲的相位，即触发延迟角  $\alpha$  的大小。改变电阻  $R_3$  的数值即可改变振荡频率，实现调节  $\alpha$  角大小的目的。如果参数值固定不变，则触发延迟角  $\alpha$  也不变。

由单晶体管组成的触发电路，尽管结构简单，缺点也明显，如输出功率较小，参数分散性较大，脉冲较窄以及脉冲移相范围受限制等，故多用于要求不太高的单相整流装置场合。

### 3.3.4 集成化触发电路

集成化晶闸管移相触发电路具有移相线性度好、性能稳定可靠、体积小、温度漂移小等优点，形成了系列化的产品。现以国产 KC 系列 KC04 移相触发电路为例，介绍其原理结构与工作过程。

KC04 集成触发器为 16 脚双列直插式封装，电原理图与电路各点工作波形如图 3-19a 和 b 所示。该集成电路由同步单元、锯齿波形成单元，移相控制单元、脉冲形成单元和功率放大单元等几部分组成。简要叙述如下：同步单元由晶体管  $V_1 \sim V_4$  实现，外接正弦同步电压  $V_T$  经电阻  $R_1$  接至芯片的⑧端，即加至晶体管  $V_1$  和  $V_2$  的基极。当  $V_T$  为正半周时，晶体管  $V_1$  导通，构成 +15V 电源经  $R_3$ 、 $VD_1$ 、(A 点)、 $V_1$  至地的通路；当  $V_T$  为负半周时，晶体管  $V_2$  导通并导致  $V_3$  导通，于是构成 +15V 电源经  $R_3$ 、 $VD_2$ 、(B 点)、 $V_3$ 、 $R_5$  至 -15V 电源的通路。可见，不管是  $V_T$  的正半周或是负半周，A、B 两点总有一点是处于低电位状态，因而使晶体管  $V_4$  处于截止状态，只有在同步电压处于零点附近 ( $|V_T| < 0.7V$ )



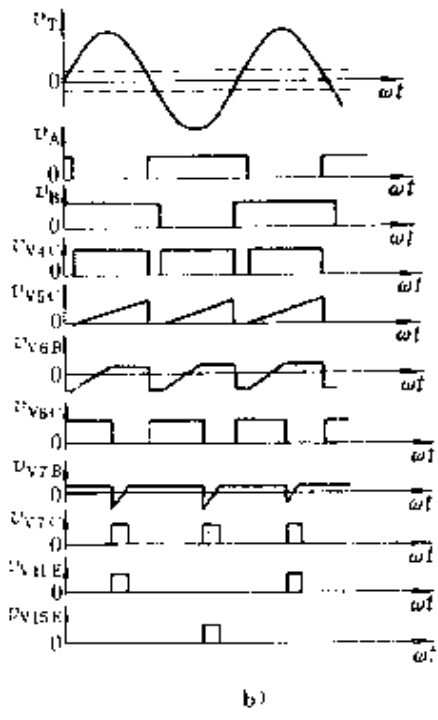
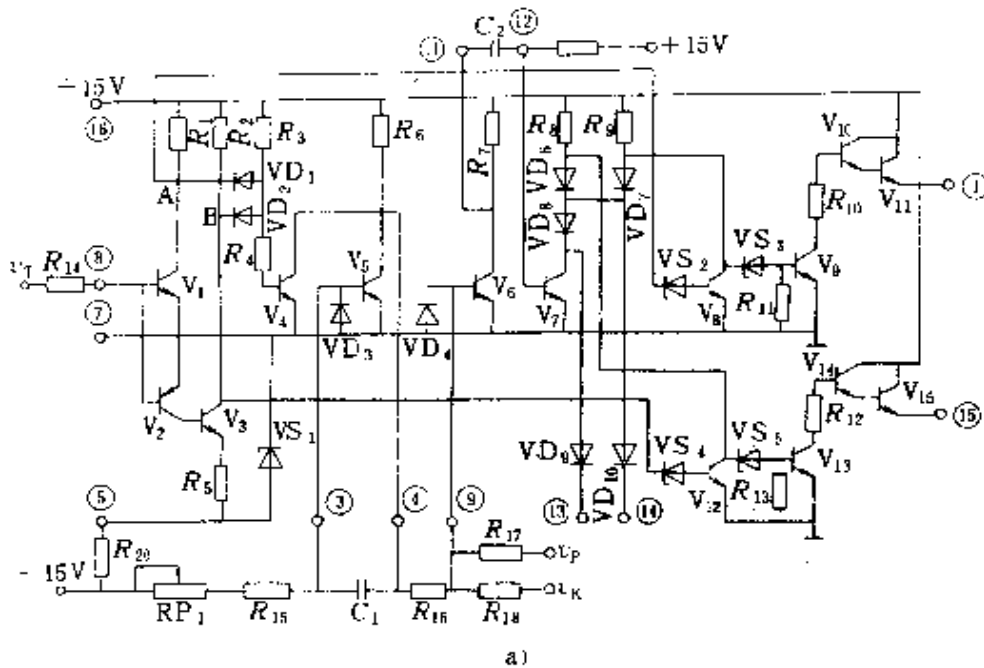


图 3-19 KC04 电路及各点波形图  
a) 电路原理图 b) 各点波形

时，晶体管  $V_1$ 、 $V_2$  和  $V_3$  才同时处于截止状态，使得 A、B 两点同时为高电位，于是构成了  $V_4$  管的基极通路，+15V 电源经  $R_3$ 、

$V_4$ 、 $V_4$  发射结至地，使  $V_4$  管导通。可用  $V_4$  管的导通作为同步电压过零的检测标志。

锯齿波形成单元是由晶体管  $V_5$  及外接电容  $C_1$  为核心组成的。外接电容  $C_1$  通过芯片的③和④端接至  $V_5$  管的基极和集电极之间，构成了电容负反馈的锯齿波发生器。当同步检测晶体管  $V_4$  截止时，电容  $C_1$  充电，充电路径为 +15V 电源、 $R_6$ 、 $C_1$ 、 $R_{15}$ 、 $RP_1$  至 -15V 电源，电容  $C_1$  两端电压，即晶体管  $V_5$  的集电极电压  $v_{V5C}$  将按照左负右正的方向线性增长，形成了锯齿波的上升沿，当  $V_4$  导通时，电容  $C_1$  经  $V_4$  及二极管  $VD_3$  迅速放电，形成锯齿波的下降沿。锯齿波电压的斜率将由充电电路的相关参数  $C_1$ 、 $R_6$ 、 $R_{15}$  和  $RP_1$  的数值决定。

移相控制单元由晶体管  $V_6$  构成的综合器实现，上述在  $V_5$  集电极形成的锯齿波电压  $V_{V5C}$  和外接偏移电压  $V_P$ 、移相控制电压  $V_K$ ，分别经过电阻  $R_{16}$ 、 $R_{17}$ 、 $R_{18}$  由芯片端子⑨加至  $V_6$  管的基极，得到叠加后的电压  $v_{V6B}$ ，并且当  $v_{V6B} > 0.7V$  时  $V_6$  管导通。如果偏移电压  $V_P$  和锯齿波电压  $v_{V5C}$  为定值，那么改变  $V_K$  的大小即可改变  $V_6$  管的导通时刻，即改变脉冲产生的时刻，起到移相控制的作用。

脉冲形成单元由晶体管  $V_7$  及外接元件组成，外接电容  $C_2$  由芯片端子⑩、⑪接至  $V_6$  管的集电极和  $V_7$  管的基极，平时由于 +15V 电源经外接电阻  $R_{19}$  向  $V_7$  管提供基极电流，所以  $V_7$  是导通的。当  $V_6$  管截止时，电容  $C_2$  被充电，极性为左正右负，充电路径为 +15V 电源、 $R_7$ 、 $C_2$ 、 $VD_5$ 、 $V_7$  发射结至地；而当  $V_6$  管导通时，电容  $C_2$  上所充的电压经  $V_6$  管使  $V_7$  管的发射结承受反向电压而截止。此后，电容  $C_2$  又经 +15V 电源、 $R_{19}$ 、 $C_2$ 、 $V_6$  至地反向充电；当  $C_2$  的⑪端电压大于 1.4V 时， $V_7$  管重又导通，于是在  $V_7$  管的集电极上就得到一个宽度固定的移相脉冲，该脉冲宽度由时间常数  $C_2 R_{19}$  决定。

功率放大单元由脉冲分选和功率放大两部分组成。晶体管  $V_8$ 、 $V_{12}$  承担脉冲分选任务，在同步电压的一个周期内，在  $V_7$  管

的集电极上形成的是脉宽一定、相位相差  $180^\circ$  的两个脉冲。经  $V_8$  和  $V_{12}$  管的分选，在  $v_T$  的正半周时，A 点为低电位，使  $V_8$  管截止，由  $V_7$  管集电极来的脉冲经由二极管  $VD_7$ 、稳压管  $VS_3$  使晶体管  $V_9$  导通，导致复合管  $V_{10}$ 、 $V_{11}$  导通，触发脉冲由①端输出；与此同时，由于 B 点为高电位， $V_{12}$  管导通，将由  $V_7$  管集电极来的脉冲箝制在“0”电位，故而  $V_{13}$ 、 $V_{14}$ 、 $V_{15}$  均截止。⑤端无脉冲输出。同理，在  $v_T$  的负半周时，B 点为低电位， $V_{12}$  管截止而  $V_8$  管导通，于是触发脉冲由⑤端输出，而①端无脉冲输出。

### 3.4 相控整流电路

#### 3.4.1 移相控制技术

由晶闸管实现各种变流都基于同一个工作原理——移相控制技术。下面以作为各种整流电路基础

的单相半波整流电路为例，说明移相控制的工作原理。假设一个纯电阻负载的单相半波整流电路如图 3-20a 所示，其中晶闸管电路输出为一纯电阻负载  $R$ ，电源变压器一次绕组电压为  $v_1$ ，二次绕组电压为  $v_2$ ，均为标准的正弦交流电，如图 3-20b 所示。

在变压器二次电压  $v_2$  的正半周从 0 到  $\omega t_1$  期间，尽管晶

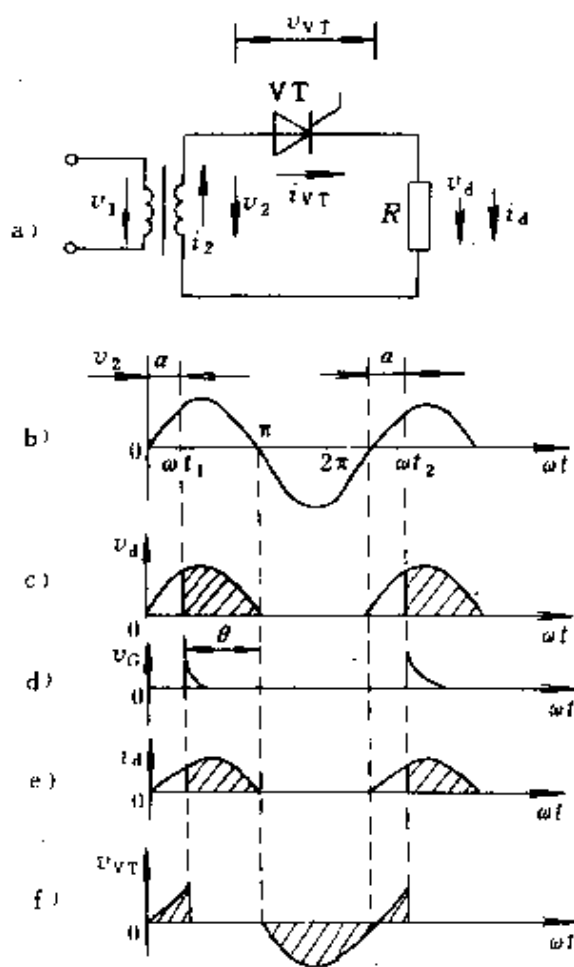


图 3-20 晶闸管移相控制原理电路及其波形

闸管一直处于阳极接正向电压的状态,但由于没有输入触发脉冲,所以并不导通,负载  $R$  中没有电流流过,其两端电压  $v_d$  为零。若在  $\omega t_1$  时刻加触发脉冲  $v_G$ ,如图 3-20d 所示,则晶闸管立即被触发导通, $v_2$  通过 VT 加到负载电阻  $R$  上, $R$  中立即有电流流通。若认为晶闸管是理想开关器件,即其导通压降为零,则  $V_d$  与  $v_2$  相等,亦呈正弦规律变化。到  $v_2=0$  时, $i_d=0$ ,晶闸管自然关断, $v_d$  又变为零。在  $v_2$  的负半周内,晶闸管承受反向电压不能导通, $v_d$  始终为零。直到下一个正半周的  $\omega t_2$  时刻再给以触发脉冲  $v_G$ ,晶闸管才再一次导通,负载  $R$  上才有电压出现,负载电阻  $R$  上的电压  $v_d$  的波形如图 3-20c 中的阴影部分所示。因为电流等于  $v_d/R$ ,所以电流  $i_d$  的波形与  $v_d$  相似,如图 3-20e 中阴影部分所示。晶闸管上所承受的电压波形  $v_{VT}$  如图 3-20f 所示,在时间为 0 到  $\omega t_1$  期间, $v_{VT}=v_2$ ,为正向电压。在  $\omega t_1$  到  $\pi$  期间晶闸管导通, $v_{VT}$  为晶闸管的正向导通压降,一般近似为零。在  $\pi$  到  $2\pi$  期间晶闸管关断, $v_{VT}$  又等于  $v_2$ ,但承受的是反向电压。在  $2\pi$  到  $\omega t_2$  期间,晶闸管重又承受正向电压。由图可知,在所有加电时间内晶闸管所承受的最大耐压为  $v_{RM} = \sqrt{2} v_2$ 。

根据上述的电路工作原理,定义了几个术语的概念,以便今后做更详细的讨论。

1. 触发延迟角  $\alpha$  从晶闸管承受正向电压起到加触发脉冲使其开始导通为止的这一期间所对应的角度称为触发延迟角,用  $\alpha$  表示。

2. 导通角  $\theta$  晶闸管在一个周期内导通的时间所对应的角度称为导通角或导电角,用  $\theta$  来表示,在图 3-20 中, $\theta = \pi - \alpha$ 。

3. 移相 改变触发脉冲出现的时刻,即改变触发延迟角  $\alpha$  的大小,称为移相。改变  $\alpha$  的大小,以改变输出整流电压平均值的大小,即是移相控制。

4. 移相范围 改变触发延迟角  $\alpha$  的数值,使输出整流电压平均值从最大值变化到最小值, $\alpha$  角的变化范围即触发脉冲移相范围。本电路的移相范围为  $180^\circ$ 。

5. 同步 为了使每一周期中的  $\alpha$  角或  $\theta$  角保持不变, 必须使触发脉冲与整流电路电源电压之间保持频率和相位的协调关系, 称为同步。

6. 换相 在多个晶闸管组成的可控整流电路中, 如单相桥式和三相整流电路, 一路晶闸管导通变换为另一路晶闸管导通的过程称为换相。

### 3.4.2 单相桥式全控整流电路

可控整流电路中随负载类型的不同其导通角亦不同, 因此, 下面按三类不同的负载形式讨论整流电路的工作原理与特性。同时为了分析的方便, 假设晶闸管为理想开关元件, 即晶闸管导通时其管压降等于零, 晶闸管关断时其漏电流等于零, 并且假设工作速度极快, 晶闸管的导通或关断都是瞬时完成的。

#### 1. 电阻性负载

电阻性负载的单相桥式全控整流电路原理及波形图如图 3-21 所示。在  $\theta=0\sim\pi$  期间,  $v_2$  为正半周, 即 A 端为正、B 端为负,  $VT_1$  的阳极接至高电位,  $VT_3$  的阴极接低电位, 所以此时  $VT_1$  和  $VT_3$  均为正向接法, 承受正向电压。如

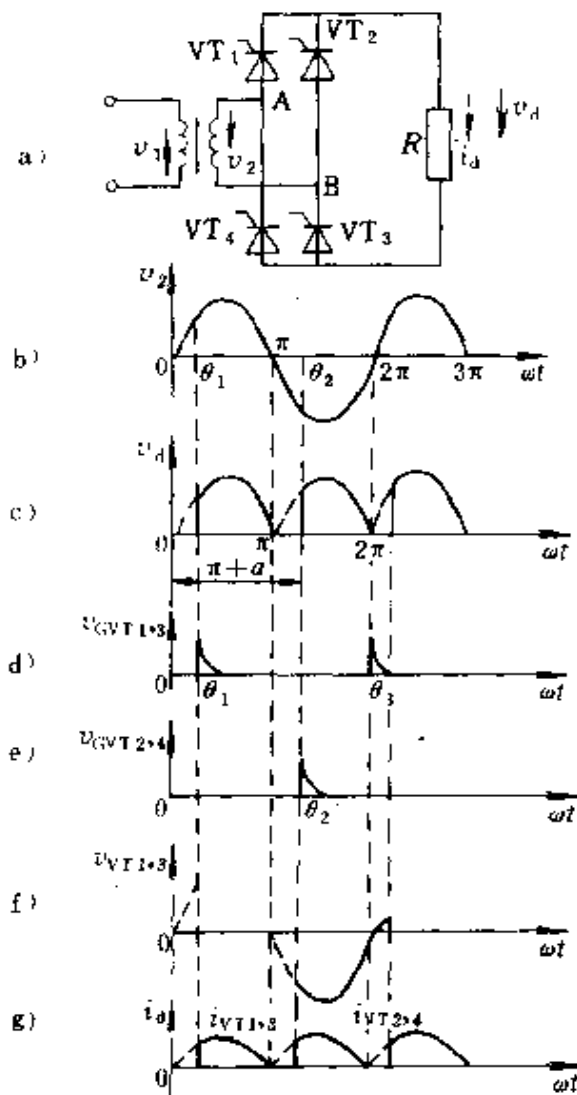


图 3-21 单相桥式全控电路电阻性负载及其波形

果在此期间给  $VT_1$  和  $VT_3$  以触发脉冲, 则  $VT_1$  和  $VT_3$  就会导通。假定在  $\theta_1$  时刻给  $VT_1$  和  $VT_3$  加以触发脉冲, 此时相应的触发延迟角为  $\alpha$ , 晶闸管  $VT_1$  和  $VT_3$  导通, 电流将自 A 端经过  $VT_1$ 、负载电阻  $R$  和晶闸管  $VT_3$  回到 B 端。由于  $VT_2$  和  $VT_4$  承受反向电压而关断, 丝毫不影响上述过程。于是, 在  $\theta_1 \sim \pi$  期间,  $v_d = v_2$ ,  $i_d = v_d/R$ 。

在  $\theta = \pi$  的时刻,  $v_2$  降到零,  $VT_1$  和  $VT_3$  自行关断。在  $\theta = \pi \sim \pi + \alpha$  期间,  $v_2$  为负,  $VT_1$  和  $VT_3$  承受反向电压不再可能导通, 而  $VT_2$  和  $VT_4$  却承受了正向电压, 但由于没有触发脉冲, 它们也并不导通, 所以  $v_d$  和  $i_d$  一直保持为零。到  $\theta_2$  时触发  $VT_2$  和  $VT_4$ , 于是晶闸管  $VT_2$  和  $VT_4$  导通, 电流自 B 点经  $VT_2$ 、负载  $R$ 、 $VT_4$  回到 A 点。在负载电阻  $R$  中的电流方向仍是自上而下, 并未改变, 所以  $v_d$  的方向也是自上而下维持不变, 即  $v_d$  和  $i_d$  始终是正值。这样, 通过整流电路把交流侧正负变换的电压和电流, 变成了在负载电阻  $R$  上方向不变、数值可调的直流电压和电流。这种电路各电量与  $\alpha$  角的关系如下:

(1) 输出直流电压平均值  $V_d$  设电源电压  $v_2 = \sqrt{2} V_2 \sin \omega t$ , 则负载电阻  $R$  两端的直流平均电压  $V_d$  可由下式计算出来:

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} V_2 \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{\sqrt{2} V_2}{\pi} (1 + \cos \alpha) \\ &= 0.9 V_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \end{aligned} \quad (3-10)$$

可见, 直流平均电压  $V_d$  是触发延迟角  $\alpha$  的函数,  $\alpha$  越大,  $V_d$  越小, 当  $\alpha = 0^\circ$  时,  $V_d$  达最大值, 其值为  $V_d = 0.9 v_2$ ; 当  $\alpha = \pi$  时,  $V_d = 0$ 。显然  $\alpha$  角的移相范围为  $180^\circ$ 。  $V_d/V_2$  随  $\alpha$  角的变化曲线如图 3-22 所示。

(2) 输出直流电流平均值  $I_d$  输出直流电流平均值  $I_d$  可由下式计算

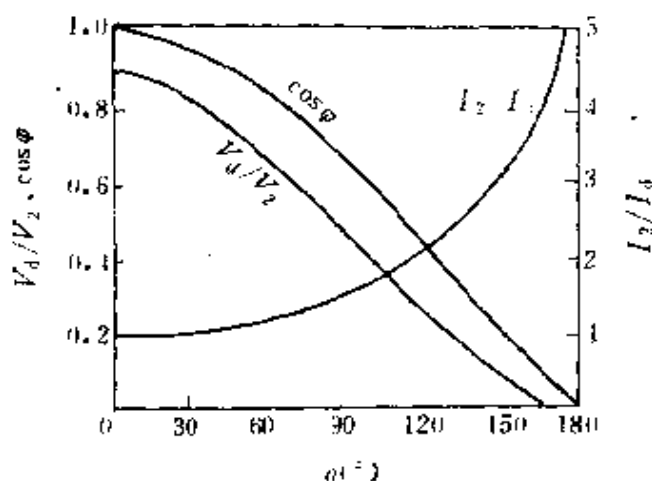


图 3-22  $V_d/V_2$ 、 $I_2/I_a$ 、 $\cos\varphi$  与  $\alpha$  的关系

$$\begin{aligned}
 I_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_d d(\omega t) \\
 &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\sqrt{2} V_2 \sin \omega t}{R} d(\omega t) \\
 &= \frac{V_d}{R} = 0.9 \frac{V_2}{R} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (3-11)
 \end{aligned}$$

(3) 晶闸管最大反向耐压  $v_{RM}$

$$V_{RM} = \sqrt{2} V_2$$

(4) 晶闸管电流平均值  $I_{VT}$  和有效值  $I_{VT}$  两组晶闸管  $VT_1$ 、 $VT_3$  和  $VT_2$ 、 $VT_4$  在一个周期中轮流导通，故流过每个晶闸管的平均电流为负载平均电流的一半，用下式表示：

$$\bar{I}_{VT} = \frac{1}{2} I_d = 0.45 \frac{V_2}{R} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (3-12)$$

流过晶闸管的电流有效值为

$$\begin{aligned}
 I_{VT} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left( \frac{\sqrt{2} V_2 \sin \omega t}{R} \right)^2 d(\omega t)} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_2}{R} \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (3-13)
 \end{aligned}$$

(5) 变压器二次绕组电流有效值  $I_2$  和负载电流有效值  $I$  两组晶闸管轮流导通, 变压器二次绕组正负半周均有电流流过, 其有效值与负载电流的有效值相等, 故有

$$\begin{aligned}
 I_2 = I &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left( \frac{\sqrt{2} V_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t)} \\
 &= \frac{V_2}{R} \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (3-14)
 \end{aligned}$$

电流有效值与输出直流电流平均值之比  $I_2/I_d$  为

$$\frac{I_2}{I_d} = \frac{\sqrt{\pi \sin 2\alpha + 2\pi(\pi - \alpha)}}{2(1 + \cos \alpha)} \quad (3-15)$$

$I_2/I_d$  与触发延迟角  $\alpha$  的关系曲线亦如图 3-22 所示。

(6) 功率因数  $\cos \varphi$  功率因数  $\cos \varphi$  指电源所供给的有功功率  $P = I^2 R$  与电源的视在功率  $S = V_2 I_2$  之比, 即

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (3-16)$$

功率因数  $\cos \varphi$  也是  $\alpha$  角的函数,  $\alpha$  越大,  $\cos \varphi$  越低。当  $\alpha = 0^\circ$  时,  $\cos \varphi = 1$ , 为最大。 $\cos \varphi$  随  $\alpha$  角变化的关系曲线如图 3-22 所示。

2. 电感性负载 当负载中的感抗与电阻  $R$  相比不可忽略时, 这种负载即为电感性负载。例如各种电动机的励磁绕组, 整流输出端接有平波电抗器的负载等。具有电感性负载的单相桥式全控整流电路及其波形如图 3-23 所示。

因为电感有阻止电流变化的性质, 所以在  $v_2$  下降到零时, 晶闸管并不立即关断。在图 3-23 所示电路中, 设触发延迟角为  $\alpha$ , 即在  $\theta_1$  时刻给  $VT_1$ 、 $VT_3$  触发脉冲, 则  $VT_1$  和  $VT_3$  导通, 输出端电压  $v_d = v_2$ 。到  $\theta = \pi$  时,  $v_2$  降为零, 但  $L$  中感应电动势的极性是下正上负, 仍然使  $VT_1$  和  $VT_3$  保持承受正向电压, 所以晶闸管  $VT_1$  和  $VT_3$  继续导通, 此时 A、B 间的电压  $v_d$  变为负值。到  $\theta_3$  时刻触发晶闸管  $VT_2$  和  $VT_4$ , 则  $VT_2$  和  $VT_4$  导通, 而  $VT_1$  和  $VT_3$  关断, 电源电压  $v_2$  通过  $VT_2$ 、 $VT_4$  加到负载上,  $v_d$  的波形与  $VT_1$  和  $VT_3$



导通时一样。

由于电感  $L$  的存在,使电路中负载电流  $i_d$  的变化不再与  $v_a$  一致。当在  $\theta_1$  时刻  $VT_1$  和  $VT_3$  导通后,电压  $v_2$  突然加到负载上,  $v_2 > Ri_d$ , 电流  $i_d$  上升, 于是  $L$  中感应电压  $v_L = L di_d/dt$  极性是上正、下负, 与此相应的回路电压方程式为

$$V_2 = Ri_d + V_L$$

随着  $i_d$  的上升,  $Ri_d$  增加,  $i_d$  上升速度变慢,  $v_L$  减小, 到  $\theta_2$  时刻,  $i_d$  达到最大值,  $v_L = 0$ , 此时  $v_2 = Ri_d$ 。过了  $\theta_2$  时刻以后,  $v_2 < Ri_d$ ,  $i_d$  减少,  $v_L$  改变方向, 于是在  $v_2 = Ri_d + v_L$  公式中的  $v_L$  变为负, 就是说, 此时  $v_2$  是 A 负、B 正, 而  $v_L$  是下正、上负, 即由电感  $L$  中储存的磁场能供给电阻  $R$  和电源  $v_2$ , 相当于电感  $L$  中的感应电动势独自

平衡  $v_2$  和电阻压降  $Ri_d$ 。可见, 在  $\theta_1 \sim \theta_2$  期间, 电流  $i_d$  上升,  $L$  储能。在  $\theta_2 \sim \theta_3$  期间, 电流  $i_d$  下降,  $L$  放能。

随着负载中电感量  $L$  的大小不同, 整流电路的工作状况也不尽相同。当电感量较小而触发延迟角  $\alpha$  较大时, 由于电感储能较少, 在  $i_d$  下降过程中, 电感释放的能量不足以维持负载中的电流, 于是电流出现断续现象。随着电感量  $L$  增大而触发延迟角减小的

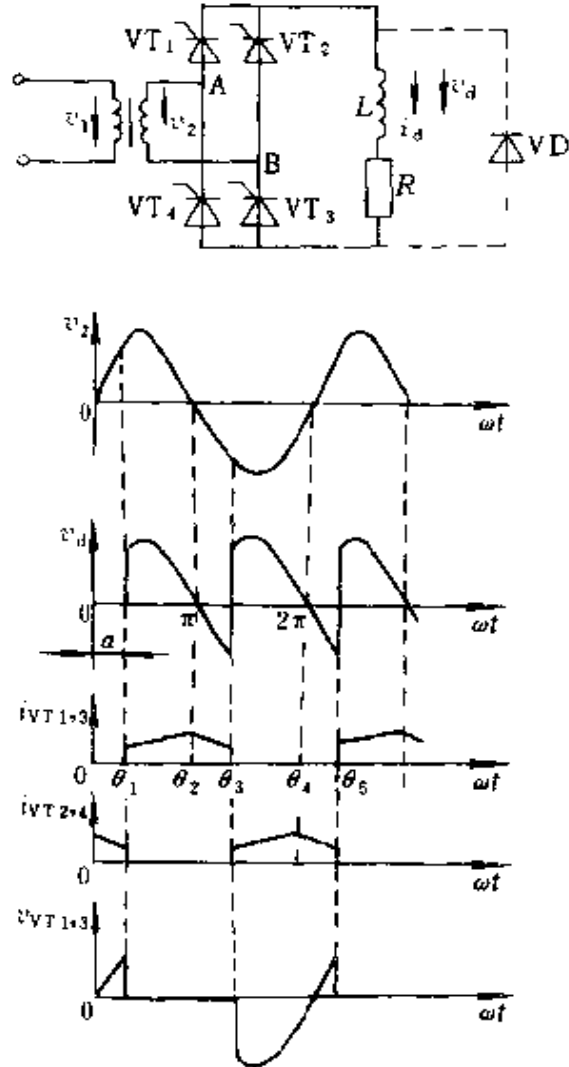


图 3-23 单相桥式全控电路电感性负载及其波形

条件变动，负载电流的持续时间加长，以至于达到负载电流连续的情况。当电感量很大， $\omega L \gg R$  时，负载中的电流不但连续，而且其脉动分量很小，电流波形近似于一条平行于横轴的直线。在这种情况下，电路各电量的数量关系如下

(1) 输出直流电压平均值  $V_d$

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} V_2 \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{2}{\pi} \sqrt{2} V_2 \cos \alpha \\ &= 0.9 V_2 \cos \alpha \end{aligned} \quad (3-17)$$

由式 (3-15) 可见， $\alpha=0^\circ$  时， $v_d=0.9v_2$ ； $\alpha=90^\circ$  时， $v_d=0$ 。所以在电感负载条件下的单相桥式全控整流电路的  $\alpha$  角移相范围仅为  $90^\circ$ 。

(2) 输出电流平均值  $I_d$  由于电感是一种储能元件，其中的能量在稳态时存放相等，两端电压平均值为零，所以电流平均值的计算与电感无关，仅决定于负载电阻  $R$ ，即

$$I_d = \frac{V_d}{R} \quad (3-18)$$

(3) 晶闸管电流有效值  $I_{VT}$  和平均值  $\bar{I}_{VT}$

$$I_{VT} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_d^2 d(\omega t)} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_d \quad (3-19)$$

$$\bar{I}_{VT} = \frac{1}{2} I_d \quad (3-20)$$

(4) 变压器二次电流有效值  $I_2$  和负载电流有效值  $I$

$$I_2 = I = I_d = \sqrt{2} I_{VT} \quad (3-21)$$

从上述分析中可以看出，由于电感负载电压出现负值将会使平均电压  $v_d$  减小。如果此时与负载反并联一个称为续流二极管的器件 VD，如图 3-23 虚线所示，则当  $v_2$  为正时，VD 承受反向电压呈关断状态，不起作用；当  $v_2$  为负时，感应电压  $v_L$  通过  $R$  加到 VD 上，使 VD 导通， $L$  中的储能可以通过 VD 供给负载电阻  $R$ 。由

于 VD 导通，使 A、B 两点间的电压接近于零，使原来导通的晶闸管关断。这样一来，在电路中增加了续流二极管 VD 以后， $v_d$  中的负值部分没有了，结果使平均电压  $v_d$  增加。此外，在  $v_2$  的负半周中，负载电流  $i_d$  是流过续流二极管 VD 而不再通过晶闸管，减轻了晶闸管的负担。VD 还有一个重要作用，即消除失控事故。当电感量  $L$  足够大时， $L$  中储存的磁场能很大，有可能使晶闸管在  $v_2$  的整个负半周中都能导通，于是，当触发脉冲消失后，晶闸管就会不能关断，造成失控事故。当附加续流二极管 VD 之后，电感  $L$  中的储能通过 VD 释放掉，A、B 间电压为零，晶闸管自然关断，不会再继续导通了。

### 3. 反电动势负载

具有一定直流电动势的负载称为电动势性负载，如蓄电池和运行中的直流电动机等。这些负载对于可控整流电路而言，它们相当于反电动势，其等效电路用电动势  $E$  和内阻  $R$  表示，如图 3-24 所示。在这种负载中，只有整流电压  $v_d$  大于负载的电动势时

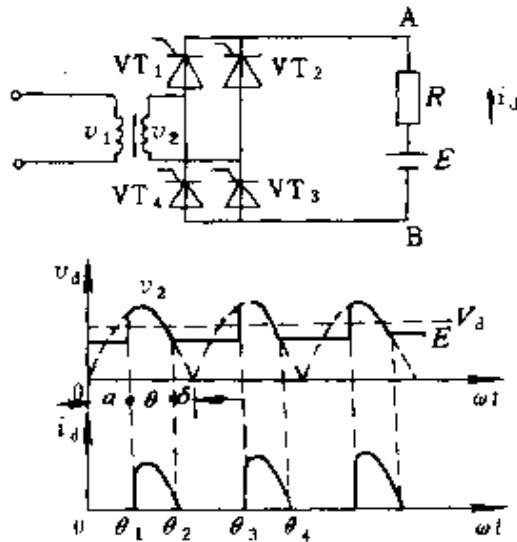


图 3-24 反电动势负载电路及其波形

才有能量输出。这时晶闸管才能触发导通，当  $v_2 < E$  时，晶闸管承受反压而关断。在晶闸管导通期间 ( $\theta_1 \sim \theta_2$ )，输出整流电压  $v_d = v_2 = E + Ri_d$ ；当晶闸管关断时， $v_d = E$ 。故整流平均电压较电感性负载时为大。整流电流出现断续，导通角小于  $\pi$ ，其波形如图 3-24 所示。设每半周中停止导电角为  $\delta$ ，则

$$\delta = \arcsin \frac{E}{\sqrt{2} V_2}$$

则输出电压平均值  $V_d$  为

$$\begin{aligned}
 V_d &= E + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\delta} (\sqrt{2} V_2 \sin \omega t - E) d(\omega t) \\
 &= E + \frac{1}{\pi} [\sqrt{2} V_2 (\cos \delta + \cos \alpha) - E(\pi - \delta - \alpha)] \\
 &= \frac{1}{\pi} [\sqrt{2} V_2 (\cos \delta + \cos \alpha)] + \frac{\delta + \alpha}{\pi} E \quad (3-22)
 \end{aligned}$$

在晶闸管导通期间，电路方程为

$$\begin{aligned}
 \sqrt{2} V_2 \sin \omega t &= E + R i_d \\
 i_d &= \frac{v_2 - E}{R} = \frac{\sqrt{2} V_2 \sin \omega t - E}{R}
 \end{aligned}$$

则整流电流平均值  $I_d$  为

$$\begin{aligned}
 I_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\delta} i_d d(\omega t) \\
 &= \frac{1}{\pi R} [\sqrt{2} V_2 (\cos \delta + \cos \alpha) - E \theta] \quad (3-23)
 \end{aligned}$$

当电路中有电感而且足够大，以致使电流保持连续时，电路及其波形如图 3-25 所示。在  $\theta_1$  时刻触发晶闸管使之导通，开始时电流上升， $v_d = v_2 = R i_d + E + v_L$ 。到  $\theta_2$  时刻， $v_1 = 0$ ， $i_d$  达到最大值，此时  $v_d = v_2 = R i_d + E$ 。在  $\theta_2$  时刻之后电流  $i_d$  减少， $v_2$  改变方向， $v_d = v_2 = R i_d + E - |v_1|$ 。到  $\theta_3$  时刻，触发另一组晶闸管，过程又重复。可见，当电流连续时，整流电压  $v_d$  的波形与一般电感性负载相同，其平均整流电压  $V_c$  减少。

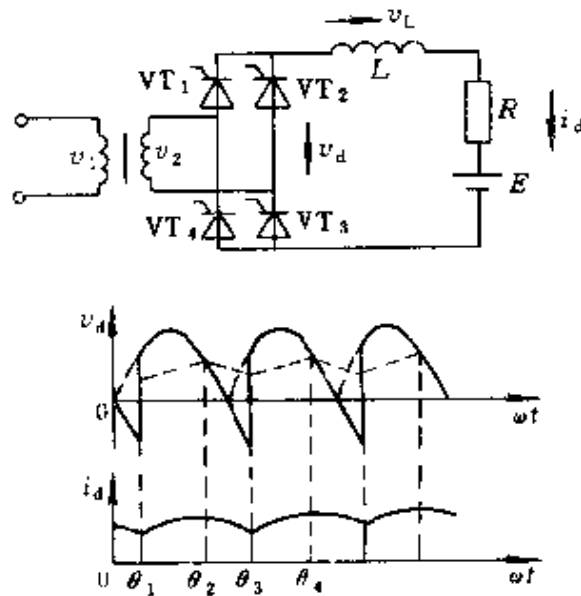


图 3-25 具有电感的反电势负载电路及其波形

由于反电动势负载回路中的电阻都很小，使得  $i_d = (v_2 - E) /$

$R$  很大, 即  $i_d$  的最大值很大 (图 3-24), 这样电流的有效值比其平均值大很多, 使变压器和晶闸管产生的热量增加。如果在回路中串入电感, 则可抑制电流的峰值, 延长晶闸管的导通时间, 使电流  $i_d$  变平。所以, 一般反电动热负载回路中都串联平波电抗器, 以改善整流电路及负载的工作条件。

### 3.4.3 三相半波可控整流电路

前述单相可控整流电路具有器件少、线路简单的优点, 但其输出电压脉动较大, 且会引起电网三相不平衡, 多用于小容量设备。当负载容量较大时, 多用三相整流电路, 其中三相半波可控整流电路是其他各种多相整流电路的基础; 其他各种多相整流电路的波形都可以认为是由各个三相半波整流电路波形的叠加而成。三相半波整流电路亦称为三相零式整流电路, 如图 3-26 所示。

1. 电阻性负载 一般三相整流变压器的一次侧多接成三角形, 二次侧接成星形, 以减少三次谐波的影响。三个晶闸管  $VT_a$ 、 $VT_b$  和  $VT_c$  分别接在变压器副边的 a 相、b 相和 c 相上, 它们的阴极连在一起经负载与变压器二次侧的中线相连, 构成共阴极电路。随着触发延迟角  $\alpha$  的变化, 其整流波形及输出参数也将不同, 分别讨论如下。

(1)  $\alpha=0^\circ$  晶闸管只有在受正向电压的条件下才有可能触发导通, 所以在  $\omega t_1 \sim \omega t_2$  期间, a 相电压  $v_a$  最高, 相应的  $VT_a$  导通, 输出  $v_d = v_a$ ; 在  $\omega t_2 \sim \omega t_3$  期间, b 相电压  $v_b$  最高, 输出  $v_d = v_b$ ;  $\omega t_3 \sim \omega t_4$  期间, c 相电压  $v_c$  最高, 输出  $v_d = v_c$ 。波形如图 3-26 所示, 由图可见  $v_d$  输出波形为三相电压的正半周包络线, 其中  $\omega t_1$ 、 $\omega t_2$ 、 $\omega t_3$  各点称为自然换相点。所谓自然换相点是各相晶闸管可能被触发导通的最早时刻, 在此之前由于晶闸管承受反向电压, 是不可能导通的。我们说的触发延迟角  $\alpha$  就是以自然换相点作为其计算的起点, 即  $\alpha=0^\circ$ , 对起始相位等于零的 a 相来说, 在  $\omega t = 30^\circ$  处。各晶闸管依次导通, 各相触发脉冲相隔  $120^\circ$ 。在这种电路里, 晶闸管的最大导通角为  $120^\circ$ , 晶闸管承受的最大反向电压为峰值线电压  $\sqrt{2}V_{2l}$ 。

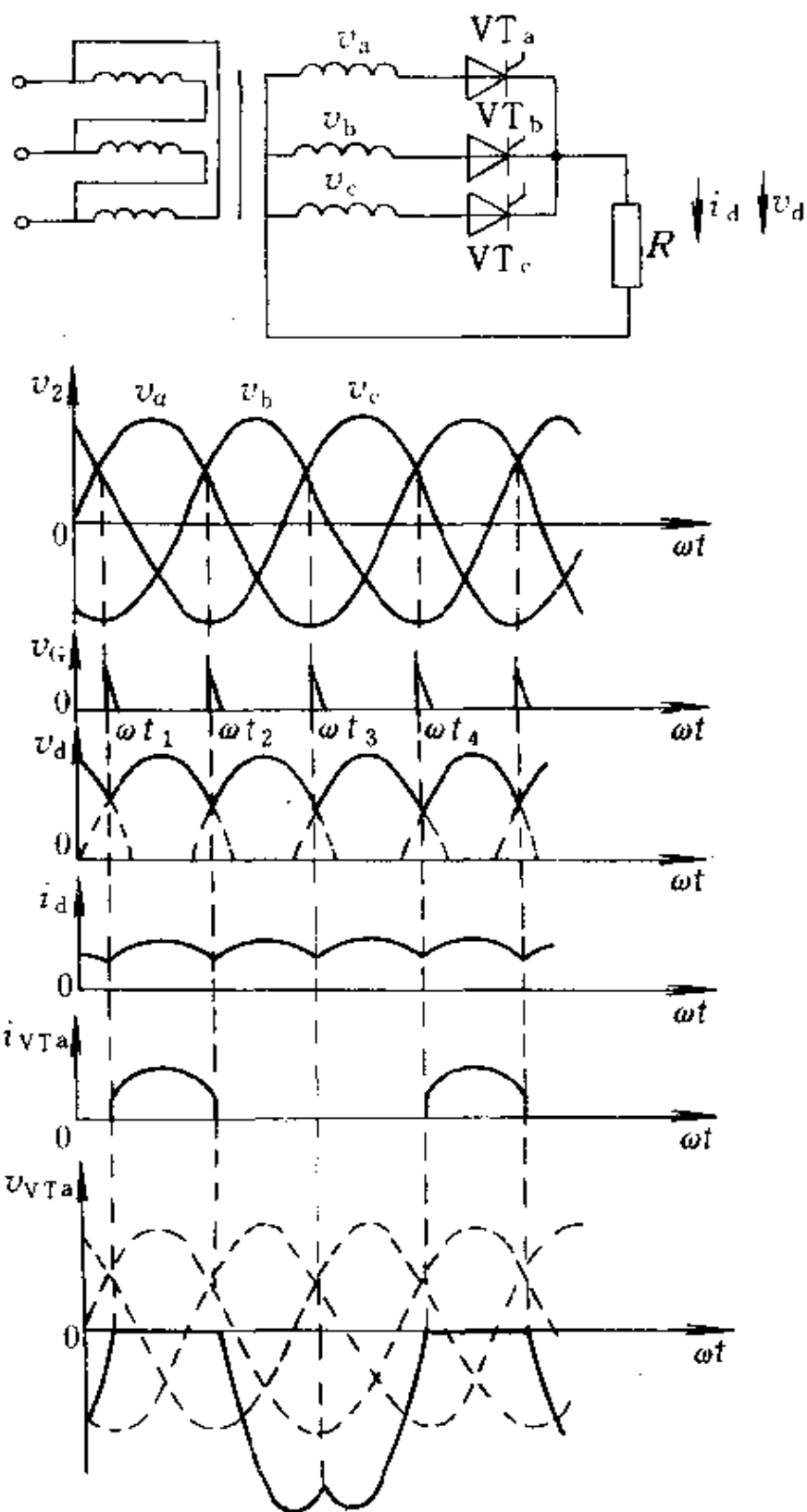


图 3-26 三相半波可控整流电路电阻性负载、电路及其波形

输出整流电压平均值  $V_d$  为

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha+\theta} \sqrt{2} V_2 \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_2 \cos \alpha = 1.17 V_2 \end{aligned} \quad (3-24)$$

流过晶闸管和变压器二次绕组的电流有效值  $I_{VT}$  和  $I_2$  为

$$I_{VT} = I_2 = 0.59 I_d \quad (3-25)$$

(2)  $\alpha=30^\circ$  当  $\alpha=30^\circ$  时, 输出电压波形的相应变化如图 3-27 所示。这相当于在  $\omega t_1$  时, 即

$\alpha=30^\circ$  时给  $VT_a$  触发脉冲, 由于  $v_a$  大于  $v_b$  和  $v_c$ ,  $VT_a$  承受正向电压而导通, 而  $VT_b$  和  $VT_c$  因承受反向电压而关断,  $v_d = v_a$ ,  $i_d = v_d/R = v_a/R$ 。随着  $v_a$  的

变化,  $v_d$  和  $i_d$  都相应变化。经过自然换相点时, 虽然 b 相电压高于 a 相电压, 即  $v_b > v_a$ , 但由于  $VT_b$  此时未被触发而保持关断状态, 所以  $VT_a$  将继续

导通。到  $v_a = 0$  时,  $i_d$  下降到零,  $VT_a$  关断。与此同时, 对 b 相而言, 恰好相当于  $\alpha=30^\circ$  的时刻, 给  $VT_b$  以触发脉冲使其导通,

负载中的电流转由  $v_b$  供给, 即  $v_d = v_b$ ,  $i_d = v_d/R = v_b/R$ 。c 相的情况也是如此, 这样每个晶闸管的导通角  $\theta$  都是  $120^\circ$ , 只不过恰恰处在临界状态而已。晶闸管  $VT_a$  在一周内承受电压的情况如图 3-27 所示, 在  $0 \sim \omega t_1$  期间,  $VT_c$  导通,  $VT_a$  承受的电压  $v_{VT_a} = v_a - v_c$ 。开始时  $v_a < v_c$ , 所以  $VT_a$  承受反向电压, 到自然换相点  $v_a = v_c$  之后,  $v_a > v_c$ , 此时,  $VT_a$  则

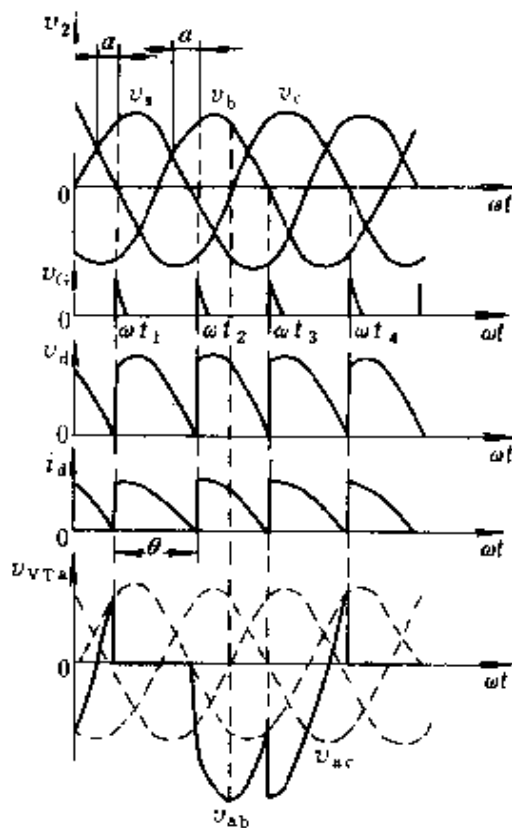


图 3-27 三相半波可控整流电路  
电阻性负载  $\alpha=30^\circ$  时的波形

承受正向电压。在  $\omega t_1 \sim \omega t_2$  期间,  $VT_a$  导通, 管压降近似为零。在  $\omega t_2 \sim \omega t_3$  期间,  $VT_b$  导通,  $VT_a$  所承受的电压由于  $v_a$  为负、 $v_b$  为正, 又变为反向电压。在  $\omega t_3 \sim \omega t_4$  期间, 由于  $VT_c$  又导通,  $v_{VTa} = v_a - v_c$ , 晶闸管虽仍承受反向电压但波形不再连续平滑。由图可见, 晶闸管承受的最大反向电压  $V_{RM}$  为

$$V_{RM} = 2\sqrt{2}V_2\sin 60^\circ = \sqrt{6}V_2$$

由于电流仍保持连续, 所以整流输出电压平均值仍符合式 (3-24) 的关系, 只是其中  $\alpha = 30^\circ$ 。

流过晶闸管和变压器二次绕组的电流有效值  $I_{VT}$  和  $I_2$  为

$$I_{VT} = I_2 = 0.628I_d \quad (3-26)$$

(3)  $\alpha = 60^\circ$  当  $\alpha$  大于  $30^\circ$  以后, 电流不再连续, 电路中的波形及其分析都更复杂一些。图 3-28 示出了三相半波可控整流电路电阻性负载  $\alpha = 60^\circ$  时的波形。当  $\alpha = 60^\circ$  时, 给  $VT_a$  以触发信号使之导通, 则输出整流电压  $v_d = v_a$ ,  $i_d = v_d/R$ , 在 a 相电压降到零时,

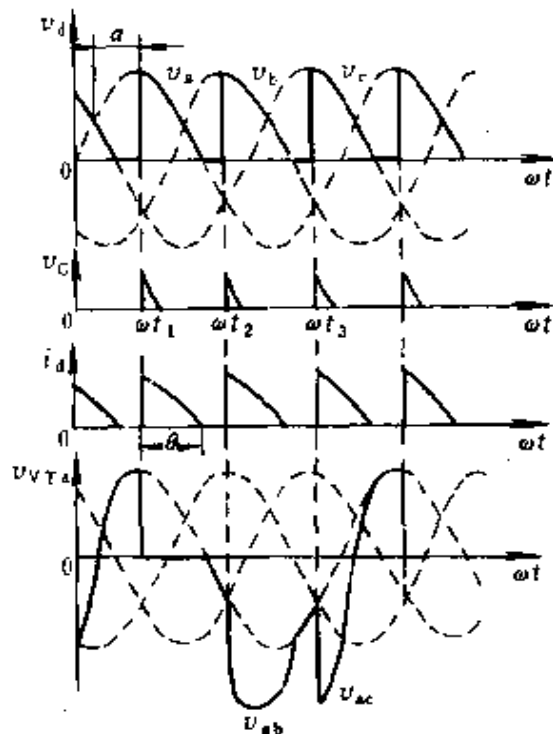


图 3-28 三相半波可控整流电路电阻性负载  $\alpha = 60^\circ$  时的波形



$v_a = 0, i_d = 0$ , 晶闸管  $VT_a$  关断, 由于  $VT_b$  尚未触发导通, 所以  $v_d, i_d$  波形断续。直到相应于 b 相  $\alpha = 60^\circ$  的  $\omega t_2$  时刻, 触发  $VT_b$  导通, 此时,  $v_d = v_b, i_d = v_d/R$ , 同样当 b 相电压过零时,  $VT_b$  关断, 电流又出现断续, 直到  $\omega t_3$  时刻触发晶闸管  $VT_c$  导通。在电路的输出端电压  $v_d$  和电流  $i_d$  均为不连续的脉动波形。随着  $\alpha$  角的增大, 输出整流电压平均值减小, 当  $\alpha = 150^\circ$  时,  $v_d$  变为零。说明这种三相半波可按整流电路电阻性负载移相范围为  $150^\circ$ 。

在  $\alpha > 30^\circ$  以后,  $v_d$  波形断续, 导通角  $\theta = (5\pi/6) - \alpha$ , 输出整流电压平均值  $V_d$  为

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \theta} \sqrt{2} V_2 \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} \sqrt{2} V_2 \sin \omega t d(\omega t) \\ &= 0.675 V_2 \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] \end{aligned} \quad (3-27)$$

流过晶闸管的电流有效值  $I_{VT}$  和流过变压器二次绕组的电流有效值  $I_2$  相同, 为

$$\begin{aligned} I_{VT} = I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} \left( \frac{\sqrt{2} V_2 \sin \omega t}{R} \right)^2 d(\omega t)} \\ &= \frac{V_2}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[ \frac{5\pi}{6} - \alpha + \frac{1}{2} \sin \left( \frac{\pi}{3} + 2\alpha \right) \right]} \end{aligned} \quad (3-28)$$

2. 电感性负载 当整流电路带电感性负载时, 由于电感  $L$  的存在, 在  $i_d$  增加的过程中电感储存能量, 而在  $i_d$  减小的过程中电感释放能量。当电源电压  $v_a$  下降到零并向负值变化时, 由于电感中感应电动势的作用, 电流  $i_d$  并不降到零, 仍能使原导通相的晶闸管承受正向电压而继续导通, 整流电压  $v_d$  出现负值。如果电感值较大, 储能较多, 那么该相晶闸管能维持导通到下一相晶闸管触发导通, 才使该相晶闸管承受反相电压而关断。每相晶闸管均导通  $120^\circ$ , 负载电流波形连续。电感量越大, 电流  $i_d$  的脉动越小,

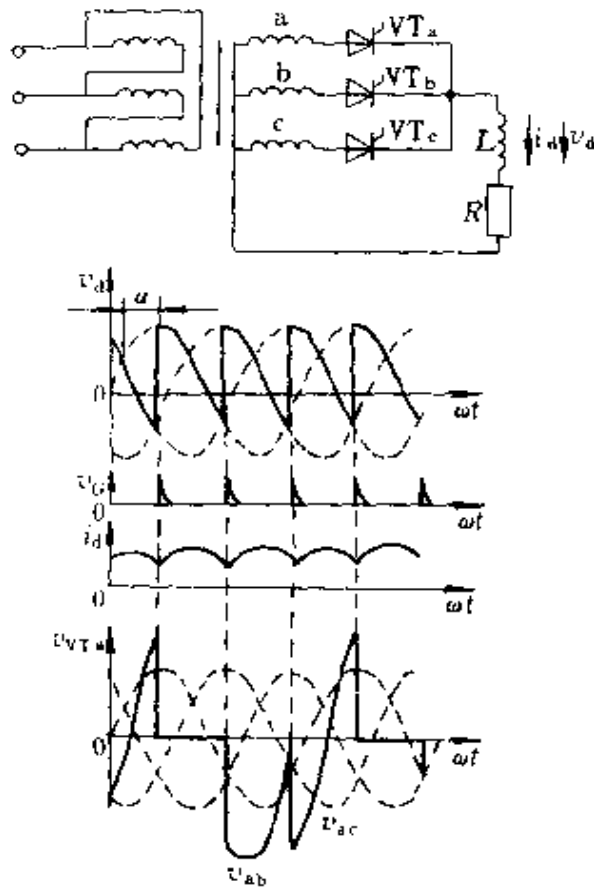


图 3-29 三相半波可控整流电路  
电感性负载的电路及其波形

越平滑, 当电感量足够大时, 负载电流  $i_d$  的波形近似于一条直线。

图 3-29 表示的是  $\alpha=60^\circ$  时的输出整流电压  $v_d$ 、负载电流  $i_d$  以及 a 相晶闸管  $VT_a$  所承受电压  $v_{VT_a}$  的波形。由于  $i_d$  连续, 晶闸管承受的最大电压, 正向和反向是相同的, 均为线电压的峰值  $\sqrt{2}V_{2l} = \sqrt{3}V_a$ 。

输出整流电压平均值  $V_d$  为

$$V_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} \sqrt{2} V_2 \sin \omega t d(\omega t) = 1.17 V_2 \cos \alpha \quad (3-29)$$

可见,  $\alpha=0^\circ$  时, 输出整流电压平均值最大,  $v_d=1.17v_2$ ,  $\alpha=90^\circ$  时,  $v_d=0$ 。

晶闸管电流有效值  $I_{VT}$  和变压器二次电流有效值  $I_2$  为

$$I_{VT} = I_2 = \sqrt{\frac{120^\circ}{360^\circ} I_d^2} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d = 0.577 I_d \quad (3-30)$$

3. 反电动势负载 带有反电动势负载的三相半波可控整流电路及其波形如图 3-30 所示。如果在  $\alpha < \alpha_1$  时触发晶闸管  $VT_a$ ，由于此时  $v_a < E$ ， $VT_a$  承受反向电压。 $VT_a$  不可能导通；当到  $\alpha > \theta_2$  时，由于  $v_a$  又变得小于  $E$ ，故晶闸管  $VT_a$  又承受反向电压而关断。在下一相晶闸管未导通之前电路总是不通的。可见，如果电路中没有电感，电流  $i_d$  是不能连续的，波动较大，整流电压平均值  $V_d$  高于  $E$ 。

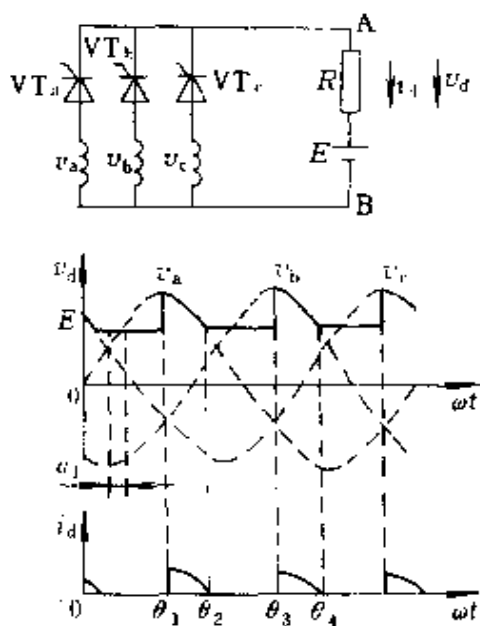


图 3-30 三相半波可控整流电路反电势负载的电路及其波形

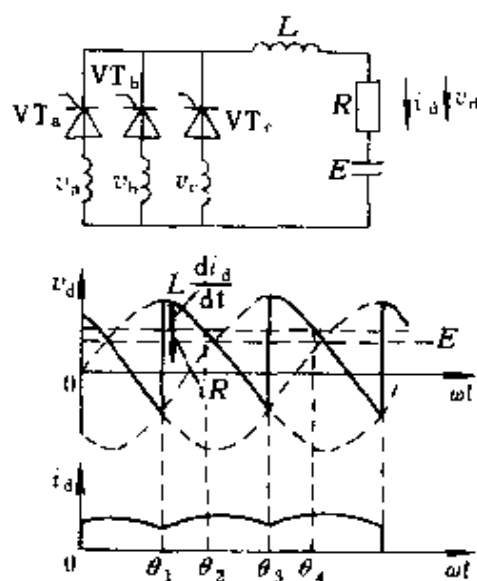


图 3-31 带有电感的反电势负载电路及其波形

如果电路中带有足够大的电感而使电流连续，则其电路及波形如图 3-31 所示。当在  $\theta_1$  时刻触发晶闸管  $VT_a$  时，由于电感  $L$  的作用，电流  $i_d$  在  $\theta_1 \sim \theta_2$  区间是逐渐上升的，这时的电压方程为  $v_a = Ri_d + L di_d/dt + E$ ，此时电感  $L$  储能。到  $\theta_2$  时刻， $v_a = Ri_d + E$ ，电流达到最大值， $L di_d/dt = 0$ 。之后， $v_a < Ri_d + E$  电流减少， $L di_d/dt$

改变方向，电感  $L$  释放能量。在  $L$  足够大的前提下， $VT_a$  一直导通到  $\theta_3$ ，在触发  $VT_b$  使之开通后  $VT_a$  才关断。当电流连续时，负载上电压脉动很小。

### 3.4.4 三相桥式全控整流电路

前述三相半波全控整流电路中的三个晶闸管阴极连在一起，称为共阴极式。还有与其对偶的一种接法即三个晶闸管的阳极连在一起，称为共阳极式，如图 3-32a 中下半部分电路所示。这两种型式的整流电路其输出电压每周有三个脉动波，脉动系数较大；而且，在同一时间内，变压器只有一个绕组被利用，还存在着直流磁化的问题，使变压器利用率降低。如果将这两种型式的电路组合起来，构成如图 3-32b 所示的三相桥式全控整流电路，则既提高

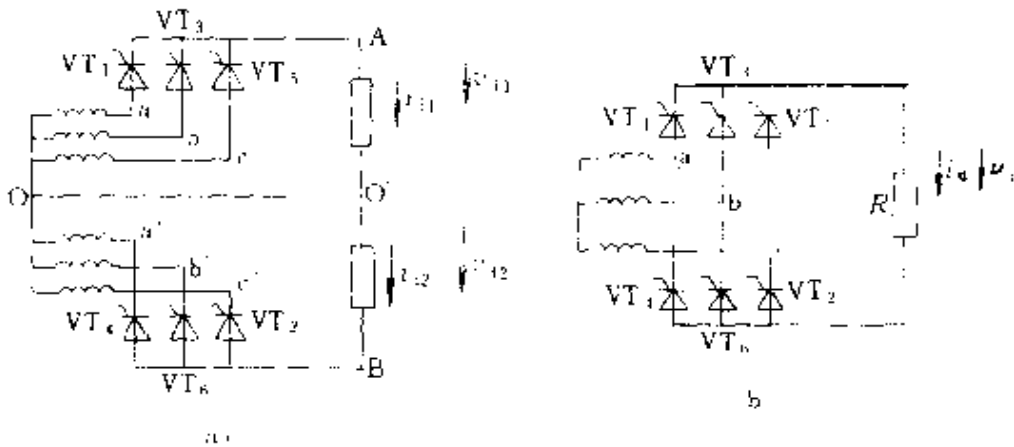


图 3-32 三相桥式全控电路的构成

a) 共阴极和共阳极式 b) 桥式

了输出电压，又提高了变压器的利用率，还避免了直流磁化问题。

#### 3.4.4.1 三相桥式全控电路的构成

图 3-32a 示出了共阴极式和共阳极式两组三相半波整流电路串联构成的电路结构。上面共阴极电路供给的电压是 A 正、O' 负，下面共阳极电路供给的电压是 O' 正、B 负，串联之后输出电压为两者的叠加，可以得到一个较高的整流电压。假定这两组变压器是完全相同的，即对应的电压相位和大小都相同；同时两组电路负载对称、触发延迟角相同，则它们输出电流平均值  $I_{d1}$  和  $I_{d2}$  相

等, 零线  $OO'$  中流过的电流  $I_d = I_{d1} + I_{d2} = 0$ , 因而去掉零线也不影响电路的工作, 这样便构成了图 3-32b 所示的三相桥式全控整流电路。在该电路的变压器绕组中, 一个周期里既流过正向电流, 又流过反向电流, 直流磁动势相互抵消, 避免了直流磁化, 且大大提高了变压器的利用率。

在输出电流连续的条件下, 由于三相桥式整流电路是两个三相半波整流电路串联组成的, 所以输出电压与半波电路相比提高了一倍。

$$V_d = 2 \times 1.17V_2 \cos\alpha = 1.35V_{2l} \cos\alpha \quad (3-31)$$

式中  $v_2$  和  $v_{2l}$  为电源变压器二次相电压和线电压有效值。

#### 3.4.4.2 电路的工作过程

从图 3-32b 电路可以看出, 三相桥式全控整流电路必须同时有两个晶闸管导通, 其中一个属共阴极组, 另一个属共阳极组, 每个晶闸管的最大导通角为  $120^\circ$ 。晶闸管之间的换相是在同一结构组中进行的, 即共阳极与共阳极的晶闸管换相, 共阴极与共阴极的晶闸管换相。在这种电路中应采用双脉冲或宽脉冲的触发方式保证每隔  $60^\circ$  导通一个晶闸管。

图 3-33 表示图 3-32a 电路  $\alpha = 30^\circ$  时的波形。对共阴极组晶闸管来说, 在  $\theta_1$  时加触发电压  $v_{G1}$ , 于是晶闸管  $VT_1$  导通, 之后每隔  $120^\circ$  分别加  $v_{G3}$ 、 $v_{G5}$ , 于是形成了共阴极组的输出电压部分  $v_{d1}$  如图 3-33a 所示。而共阳极组的晶闸管  $VT_2$  是在  $\theta_1$  之后  $60^\circ$ , 即  $\theta_2$  时触发导通的, 同样, 在此之后每隔  $120^\circ$  分别加  $v_{G4}$ 、 $v_{G6}$ , 形成了共阳极组的输出电压部分  $v_{d2}$ , 如图 3-33c 所示。总的输出整流电压为两者的叠加, 如图 3-33e 所示。在图 3-32b 所示的三相桥式电路中, 只要令触发脉冲每隔  $60^\circ$  依次触发  $VT_1$ 、 $VT_2$ 、 $VT_3$ 、 $VT_4$ 、 $VT_5$  和  $VT_6$  亦可获得如图 3-33e 所示的输出整流电压波形。为了保证电路在合闸接通电源时, 共阴极组和共阳极组有一组相对应的晶闸管被触发导通, 或者在电流断续后再次导通, 都必须对两组中应导通的一对晶闸管同时加触发脉冲, 所以多采用间隔  $60^\circ$  的双触发脉冲, 使共阴极组和共阳极组的两个应导通的晶闸管都

有触发脉冲。为了达到上述目的，也可采用将触发脉冲加宽的方式，脉冲宽度要延至  $60^\circ$  以上，但这种宽脉冲方式一般造成脉冲变压器体积较大，前沿陡度难以保证，需用功率较大，故通常多采用双脉冲触发电路。

由图 3-33e、d 可以看出，整流后的输出电压是两相电压相减后的波形，即是线电压，

所以在三相桥式整流电路的分析中多采用线电压方式，而线电压的交点与相电压的交点是在同一角度位置上，因此线电压的交点同样是自然换相点。如果触发延迟角  $\alpha=0^\circ$ ，则输出电压  $v_d$  是线电压正半周的包络线，即与三相桥式不控整流的输出电压波形相同。图 3-34 为三相桥式全控整流电路在  $\alpha=60^\circ$  时的整流波形，图中的  $\theta_1$  处是晶闸管  $VT_1$  的自然换相点，过此点后即可触发  $VT_1$ 。若设  $\alpha=60^\circ$ ，即在  $\theta_2$  处触发晶闸管  $VT_1$ ，于是  $VT_1$  与  $VT_6$  应同时导通， $v_d = v_{ab}$ 。对晶闸管  $VT_2$  来说， $\theta_2$  处是其自然换相点，同样由于假设  $\alpha=60^\circ$ ，故在  $\theta_3$  处触发晶闸管  $VT_2$ ，使  $VT_2$  与  $VT_6$  换相，此时  $v_d = v_{ac}$ 。在  $\theta_4$  处触发晶闸管  $VT_3$ ，整流电压  $v_d = v_{bc}$ 。整流波形如图 3-34a 所示，整流电流  $i_d$  和流过晶闸管  $VT_1$  的电流  $i_{VT_1}$  分别如图

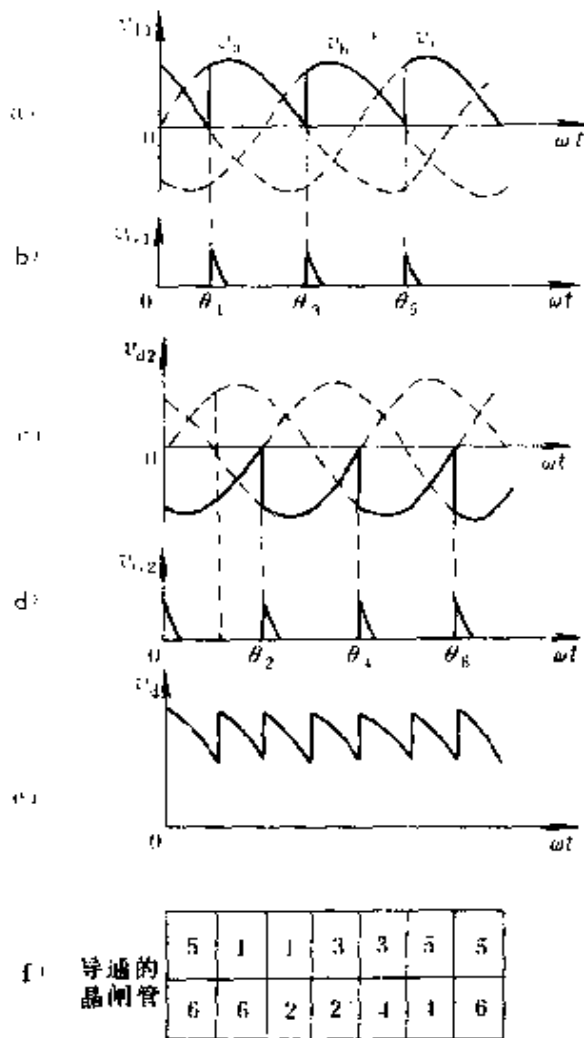


图 3-33 图 3-32a 电路的整流电压波形

3-34a 所示，整流电流  $i_d$  和流过晶闸管  $VT_1$  的电流  $i_{VT_1}$  分别如图

3-34b 和 c 所示。晶闸管  $VT_1$  承受的电压随工作状态不同而不同，在  $0 \sim \theta_2$  期间， $VT_5$  导通， $VT_1$  承受的电压为  $v_{ac}$ ；在  $\theta_2 \sim \theta_4$  期间， $VT_1$  导通， $v_{VT_1} \approx 0$ ；在  $\theta_4 \sim \theta_6$  期间  $VT_3$  导通， $v_{VT_1} = v_{ab}$ ， $v_{VT_1}$  的波形如图 3-34d 所示。可见在电阻性负载条件下， $\alpha = 60^\circ$  时电流处于连续与断续的临界值，如果  $\alpha > 60^\circ$ ，则电流开始不连续，如图 3-34e 所示。晶闸管承受的最大反向电压为线电压的幅值，即

$$V_{RM} = \sqrt{2} V_1 = \sqrt{6} V_2$$

#### 3.4.4.3 整流电压 $v_d$ 与 $\alpha$ 的关系

1. 纯电阻负载或有续流二极管时 通过理论分析可知，当  $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$  时电流连续；而当  $\alpha > 60^\circ$  时电流不连续；当  $\alpha = 120^\circ$  时平均电压为零，因此应分别对待。

当  $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$  电流连续时

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} \sqrt{2} V_{2l} \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{3 \sqrt{2} V_{2l}}{\pi} \cos \alpha = 1.35 V_{2l} \cos \alpha \\ &= 2.34 V_2 \cos \alpha \end{aligned} \quad (3-32)$$

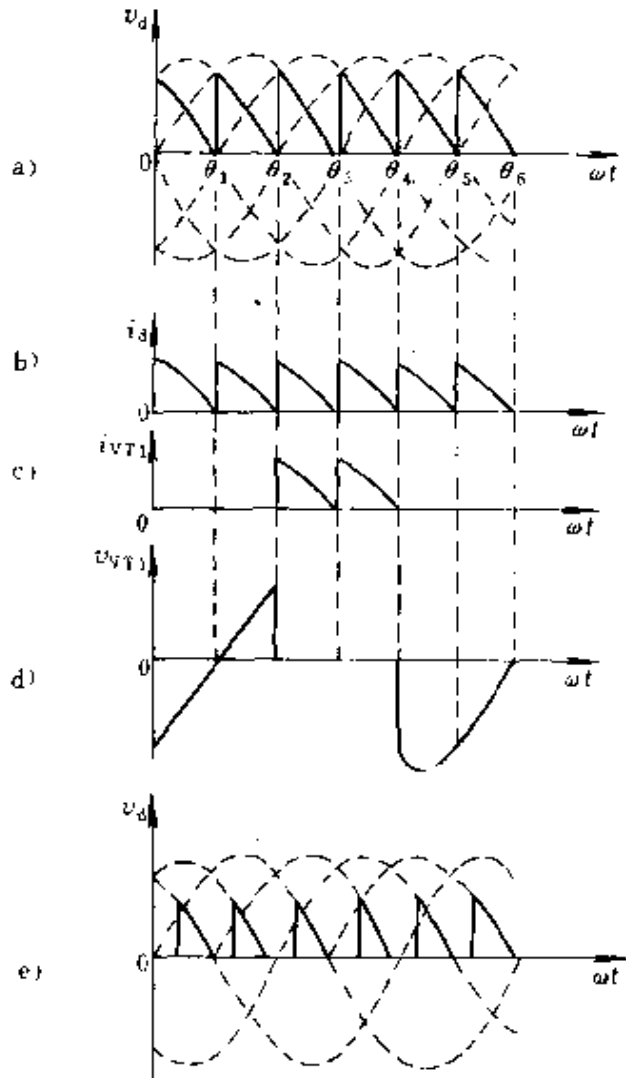


图 3-34 三相桥式全控整流电路在  $\alpha = 60^\circ$  时的整流波形

式中  $V_{2l}$ 、 $V_2$  —— 变压器二次绕组的线电压和相电压有效值。

当  $60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$  电流不连续时

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \sqrt{2} V_{2l} \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{3 \sqrt{2}}{\pi} V_{2l} \left( 1 + \cos \left( \frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right) \end{aligned} \quad (3-33)$$

2. 电感足够大使电流连续时

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{2} V_{2l} \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{3 \sqrt{2}}{\pi} V_{2l} \cos \alpha \end{aligned} \quad (3-34)$$

#### 3.4.4.4 通过晶闸管和变压器二次侧的电流

1. 通过晶闸管的电流  $I_{VT}$  在纯电阻负载、电流连续的条件  
下，通过晶闸管的电流  $I_{VT}$  为

$$\begin{aligned} I_{VT1} &= \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_{VT1}^2 d(\omega t)} \\ &= \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} (I_M \sin \omega t)^2 d(\omega t)} \\ &= I_M \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{4} \right)} \end{aligned} \quad (3-35)$$

式中  $I_M = \sqrt{2} v_{2l} / R$ 。

可以把  $I_{VT}$  和  $I_d$  联系起来，因为  $I_d = v_d / R$ ，而  $v_d = (3 \sqrt{2} v_{2l} / \pi) \cos \alpha$ ，所以有

$$I_d = \frac{3 \sqrt{2} V_2}{\pi R} \cos \alpha = \frac{3}{\pi} I_M \cos \alpha$$

即  $I_M = \pi I_d / (3 \cos \alpha)$ ，所以有

$$\frac{I_{VT}}{I_d} = \frac{\pi}{3 \cos \alpha} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{4} \right)} \quad (3-36)$$

仍为纯电阻负载，但电流不连续时，则



$$\begin{aligned}
 I_{VT} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} (I_M \sin \omega t)^2 d(\omega t)} \\
 &= I_M \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \frac{\pi}{3} - \frac{\alpha}{2} + \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - 2\alpha\right)}{4} \right]} \quad (3-37)
 \end{aligned}$$

为了把  $I_{VT}$  和  $I_d$  联系起来, 由式 (3-30) 得

$$V_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{z1} \left[ 1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right]$$

故有

$$\begin{aligned}
 I_d = \frac{V_d}{R} &= \frac{3\sqrt{2} V_{z1}}{\pi R} \left[ 1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right] \\
 &= \frac{3}{\pi} I_M \left[ 1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right]
 \end{aligned}$$

于是

$$\frac{I_{VT}}{I_d} = \frac{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} (I_M \sin \omega t)^2 d(\omega t)}{3 \left[ 1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right]} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \frac{\pi}{3} - \frac{\alpha}{2} + \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - 2\alpha\right)}{4} \right]} \quad (3-38)$$

当电路中的电感量足够大时, 则流过晶闸管的电流波形可近似视为矩形, 且其值等于  $I_d$ , 因此

$$\begin{aligned}
 I_{VT} &= \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} I_d^2 d(\omega t)} \\
 &= \frac{I_d}{\sqrt{3}} \quad (3-39)
 \end{aligned}$$

上式说明, 当电感量足够大时, 通过晶闸管的电流与  $\alpha$  角无关。

(2) 通过变压器二次绕组的电流  $I_2$  在纯电阻负载、电流连续的条件下, 通过变压器二次绕组的电流  $I_2$  为

$$\begin{aligned}
 I_2 &= \sqrt{\frac{4}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_2^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} (I_M \sin \omega t)^2 d(\omega t)} \\
 &= I_M \sqrt{\frac{2}{\pi} \left( \frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{4} \right)} \quad (3-40)
 \end{aligned}$$

变压器二次绕组电流  $I_2$  与负载平均电流  $I_d$  的关系为

$$\frac{I_2}{I_d} = \frac{\pi}{3\cos\alpha} \sqrt{\frac{2}{\pi} \left( \frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}\cos 2\alpha}{4} \right)} \quad (3-41)$$

而当纯电阻负载，但电流不连续时，变压器二次绕组电流  $I_2$  可通过下式求得：

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{4}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} i_2^2 d(\omega t)} \\ &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} (I_M \sin \omega t)^2 d(\omega t)} \\ &= I_M \sqrt{\frac{2}{\pi} \left[ \frac{\pi}{3} - \frac{\alpha}{2} + \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - 2\alpha\right)}{4} \right]} \end{aligned} \quad (3-42)$$

变压器二次绕组电流  $I_2$  与负载电流  $I_d$  的关系因电流  $I_d$  表达式改变而变化，即

$$I_d = \frac{3}{\pi} I_M \left[ 1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right]$$

所以

$$\frac{I_2}{I_d} = \frac{\pi}{3 \left[ 1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right]} \sqrt{\frac{2}{\pi} \left[ \frac{\pi}{3} - \frac{\alpha}{2} + \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - 2\alpha\right)}{4} \right]} \quad (3-43)$$

由上式可以看出，触发延迟角  $\alpha$  越大，电流的有效值与平均值比值越大。

当电路中的电感量足够大时，电流波形近似为矩形，电流始终连续且幅值不变，等于负载电流  $I_d$  之值，此时，通过变压器二次绕组的电流  $I_2$  为

$$I_2 = \sqrt{\frac{4}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{2\pi+\alpha} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (3-44)$$

其值与  $\alpha$  角无关。

### 3.4.5 整流电压的谐波分析

利用晶闸管构成的可控整流电路往往对电网造成“公害”，主要就是因为它是一个脉动的周期性的非正弦函数发生源，除了直流分量之外，还包含有大量的高次谐波分量。可以采用谐波分析的方法进行研究和评价整流电路的品质指标。

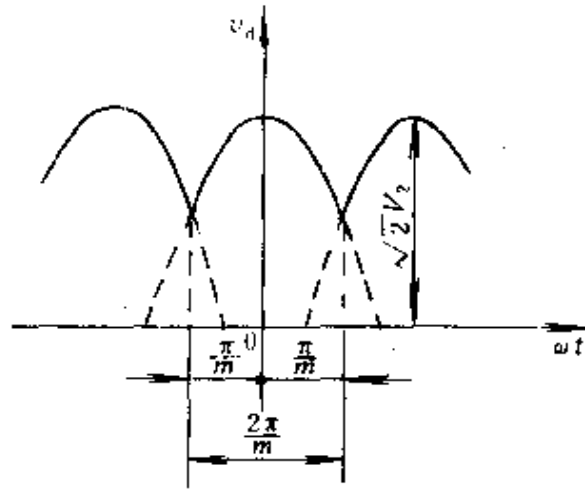


图 3-35  $m$  相整流电路的输出电压波形

图 3-35 为任一  $m$  相整流电路在  $\alpha = 0^\circ$  时输出电压波形的示意图，每个波头的宽度为  $2\pi/m$ 。

将整流电压用傅里叶级数分解，得

$$v_d = v_d + \sum_{n=mk}^{\infty} a_n \sin n\omega t + \sum_{n=mk}^{\infty} b_n \cos n\omega t \quad (3-45)$$

为了简化分析，将坐标原点选在整流电压的峰值处，以使波形分析变为纯偶函数关系。这样，在  $(-\pi/m \sim +\pi/m)$  区间，对于  $\alpha = 0^\circ$  时的整流电压  $v_d$  可表示为

$$\begin{aligned} v_d &= \sqrt{2} V_2 \cos \omega t \\ &= v_d + \sum_{n=mk}^{\infty} b_n \cos n\omega t \end{aligned} \quad (3-46)$$

式中  $v_d$ ——直流分量，即输出整流电压平均值；

$k=1, 2, 3, \dots$ ；

$m$ ——相数。

单相桥式电路中， $m=2$ ， $n=2, 4, 6, \dots$ 。三相半波整流电路中， $m=3$ ， $n=3, 6, 9, \dots$ 。三相全控桥式电路中， $m=6$ ， $n=$

6, 12, 18, ...等。式(3-46)中两项的幅值可计算如下:

$$\begin{aligned} V_n &= \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} v_{11} d(\omega t) = \frac{m}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} \sqrt{2} V_2 \cos \omega t d(\omega t) \\ &= \sqrt{2} V_2 \left\{ \frac{m}{\pi} \right\} \sin \left\{ \frac{\pi}{m} \right\} \end{aligned} \quad (3-47)$$

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{1}{n/m} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} v_{11} \cos n \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{m}{n} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} \sqrt{2} v_{11} \cos n \omega t \cos \omega t d(\omega t) \\ &= -\sqrt{2} V_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cdot \frac{2 \cos k \pi}{n^2 - 1} \end{aligned} \quad (3-48)$$

所以整流电压  $v_d$  为

$$\begin{aligned} v_d &= \sqrt{2} V_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \left[ 1 - \sum_{n=mk} \frac{2 \cos k \pi}{n^2 - 1} \cos n \omega t \right] \\ &= V_{d0} \left[ 1 - \sum_{n=mk} \frac{2 \cos k \pi}{n^2 - 1} \cos n \omega t \right] \end{aligned}$$

式中的  $v_{d0} = \sqrt{2} V_2 (m/\pi) \sin(\pi/m)$  为  $\alpha = 0^\circ$  时的整流电压平均值。

对于三相桥式全控整流电路而言,当  $\alpha = 0^\circ$  时的输出整流电压可表示为

$$\begin{aligned} v_d &= 1.35 V_{2L} \left\{ 1 + \frac{2 \cos 6 \omega t}{5 \times 7} - \frac{2 \cos 12 \omega t}{11 \times 13} \right. \\ &\quad \left. + \frac{2 \cos 18 \omega t}{17 \times 19} - \frac{2 \cos 24 \omega t}{23 \times 25} + \dots \right\} \end{aligned} \quad (3-49)$$

由上式可以看出,三相桥式全控整流电路的输出电压  $v_d$  由直流分量和各次谐波分量组成。最低次谐波的频率为6倍电源频率;其他谐波分量的频率均为相数的整数倍。相数增加,谐波分量的频率增加而幅值减小。

为了评价整流电路的品质指标,引入电压脉动系数  $S_V$  和纹波因数  $\gamma_V$  的概念。

电压脉动系数  $S_V$  定义为最低次频率的谐波分量幅值与直流分量的比值,一般对  $m$  相整流电路的电压脉动系数  $S_V$  为

$$S_v = \frac{\sqrt{2} V_2 \sin \frac{\pi}{m} \times \frac{2}{n^2 - 1}}{\sqrt{2} V_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}} = \frac{2}{n^2 - 1}$$

由于  $n = mk$ ，当  $k = 1$  时  $n = m$ ，所以有

$$S_v = \frac{2}{m^2 - 1} \quad (3-50)$$

相数  $m$  越多， $S_v$  越小，输出整流电压中交流分量占的比例越小，整流电压质量越高。

脉动系数  $S_v$  常用百分数表示，根据式 (3-50) 可计算出单相桥式、三相半波和三相桥式整流电路的脉动系数  $S_v$  分别为 66.7%、25% 和 5.7%。

纹波因数  $\gamma_v$  定义为各次谐波分量的总有效值与直流分量之比。各谐波分量的总有效值可用有效值电压表测得，但计算复杂。纹波因数  $\gamma_v$  也用百分数表示，对于单相桥式、三相半波和三相桥式整流电路来说，它们的  $\gamma_v$  分别为 48.2%、18.27% 和 4.18%。

## 3.5 逆变电路

### 3.5.1 基本原理

#### 3.5.1.1 逆变器的工作原理

逆变器是把直流电转换为所要求的不同频率和电压值的交流电的变流电路。当直流电经过逆变把能量供给负载使用时称为无源逆变，而直流电经过逆变向交流电源供电时则称为有源逆变。

最基本的无源逆变器是单相桥式逆变器，其工作原理如图 3-36 所示。在图 3-36a 所示电路中，输入电压  $E$ ，逆变器负载为电阻  $R$ ，两者通过切换开关  $S_1 \sim S_4$  联系起来，当奇数组开关  $S_1$ 、 $S_3$  接通时，电流将自  $R$  的 A 端流向 B 端；如果断开奇数组开关而接通偶数组开关  $S_2$ 、 $S_4$  时，电流将自  $R$  的 B 端流向 A 端。于是，当把奇数组开关与偶数组开关交替的断开与闭合时，在负载电阻  $R$  上就会得到交变电压，如图 3-36b 所示。这就相当于把直流电变成交流电供给负载电阻了。当以频率  $f$  交替切换奇、偶两组开关时，则

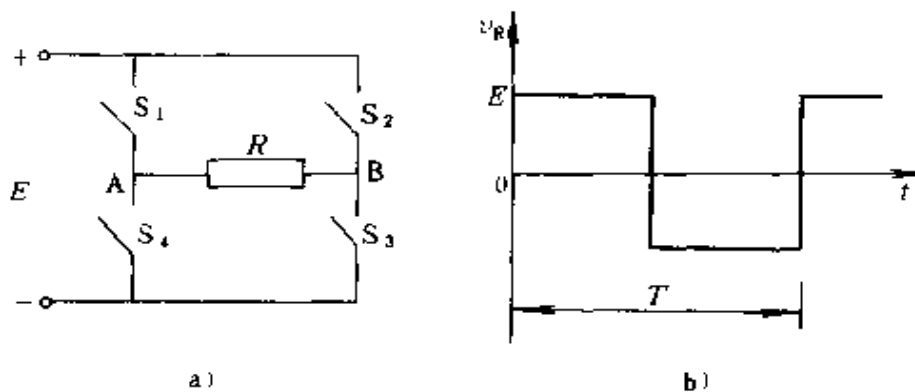


图 3-36 单相桥式逆变器工作原理示意图

a) 单相桥式逆变器原理电路 b) 输出波形

负载电压即为频率为  $f$  的交变电压，它含有各次谐波，如果想获得正弦电压或电流，可以通过滤波器滤波来实现。图中的  $T=1/f$ ，为交流电压的周期。

### 3.5.1.2 晶闸管的换相方式

用晶闸管作为上述电路的切换开关即可构成晶闸管逆变器，但是晶闸管的开通时间可以人为控制而其关断则是利用晶闸管电流过零或是承受反向电压来实现的，现在供电电源为直流电源，晶闸管一经导通，通过单方向电流，要使其关断必须采用换相电路。所谓换相是指按需要的时刻把导通的晶闸管关断，使电流换到另一个规定的晶闸管。换相方式总的来说有自然换相和强迫换相两种。

自然换相，是指在电路正常工作时，晶闸管电流过零而自然关断的情况，如上节讨论的整流电路中电流过零而使已导通的晶闸管关断即是一例。

强迫换相，是指晶闸管通过直流导通时，由换相电路提供反向电压，使晶闸管电流强迫降到零而关断的情况。为保证晶闸管可靠关断，所加反向电压时间应大于晶闸管的关断时间  $t_{off}$ 。

强迫换相电路一般由储能元件电容或电感、辅助开关元件等构成，换相方式和电路种类都很多，下面讨论几种基本的换相方

式。

1. 利用电容强迫换相 利用电容强迫换相的方法是将反偏的电容跨接在需要关断的晶闸管上,如图 3-37 所示。假定在  $\theta_1$  时刻之前  $VT_1$  导通,电容  $C$  充电,极性是右正左负。到  $\theta_1$  时刻触发晶闸管  $VT_2$  使之导通,于是电容  $C$  给  $VT_1$  以反向电压,  $i_{VT_1}$  迅速下降到零,导致  $VT_1$  关断。此时电阻  $R_2$  中通过电流  $i_{R_2}$ ,而电阻  $R_1$  中在开始除了原有电流之外还加上电容  $C$  的放电电流,故  $i_{R_1}$  开始突然上升,之后随着电容  $C$  充电电压升高而下降,当  $C$  充电到  $E$  时,  $i_{R_1}$  降到零,此时电容两端的电压接近  $E$ ,极性是左正右负,为关断  $VT_2$  作好准备。到  $\theta_2$  时刻触发  $VT_1$ ,因此时的  $v_{VT_1}$  为正,所以它可以导通,  $VT_1$  导通后电容  $C$  通过  $VT_1$  使  $VT_2$  承受反向电压,故  $VT_2$  迅速关断。电容  $C$  又经过  $VT_1$  反向充电到右正左负。为了保证晶闸管可靠关断,应使电容  $C$  放电到零所需的时间大于晶闸管的关断时间。否则,晶闸管可能因再次承受正向电压而导通。

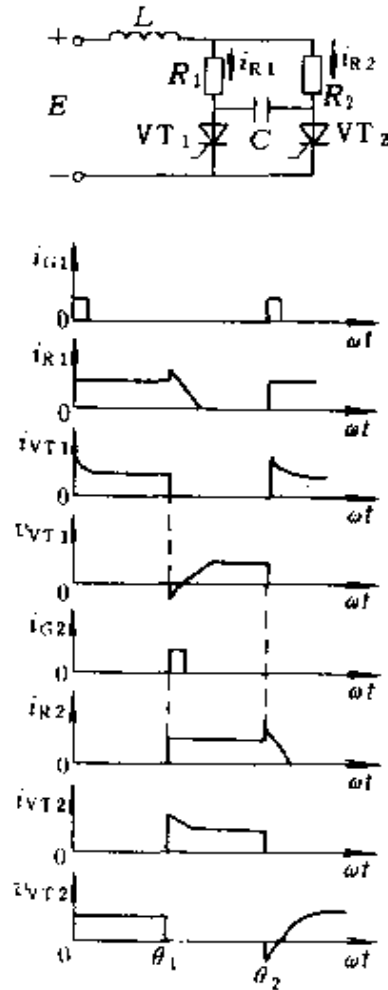


图 3-37 用电容强迫换相电路及波形

2. 谐振负载换相 将  $LC$  网络作为负载电路的一部分,就可利用调谐负载的电流反向特性强迫晶闸管进行换相,如图 3-38 所示。在  $\omega t=0$  时刻触发晶闸管  $VT$  使其导通,电容  $C$  经过  $VT$  和电感  $L$  充电,极性是左正右负;当  $C$  充电到  $E$  时,电流  $i_{VT}$  达到最大,电感  $L$  中的感应电动势为零。之后电流开始减少,  $L$  中感应电动

势反向，极性是右正左负，该电动势使  $C$  继续充电， $v_C$  继续上升，即负载  $R$  两端的电压  $v_R$  继续上升。在  $\theta_1$  时刻  $v_C = v_R$  达到某一最大值，而晶闸管电流  $i_{VT}$  降为零。电容  $C$  要经过  $VT$  反向放电，使晶闸管迅速关断。此后，电容通过  $R$  放电将其储能供给负载电阻  $R$ ，直至电容放电完了， $R$  两端电压  $v_R$  降为零，完成一次导通至关断的全过程。这是借助于  $LC$  谐振使晶闸管强迫换相的。

3.  $LC$  自由换相电路 上述谐振负载换相电路由于负载本身是谐振电路的组成部分，使谐振电路随负载而变，应用受到局限。如图 3-39 所示的  $LC$  自由换相电路将谐振回路脱离开负载，即可避免这一缺点。该电路在  $VT$  未导通时，电容  $C$  被充电到最大值，极性是左正右负。当在  $\omega t = 0$  时刻触发晶闸管使之导通时， $C$  则经过电感  $L$  和晶闸管  $VT$  放电，电流  $i_C$  为负值。当  $C$  放电到电容电压  $v_C = 0$  时，此时电容电流  $i_C$  达最大值；之后  $i_C$  减小， $C$  被反向充电，极性是右正左负。当  $C$  上的反向电压达最大值时  $i_C$  降为零。此后， $C$  又放电，而使晶闸管  $VT$  迅速关断， $C$  继续经电阻  $R$ 、电源  $E$  和电感  $L$  而放电。电容  $C$  在放电完了之后又正向充电，并又反回到分析过程的初始状态，为下次触发晶闸管后的再次关断作好准备。

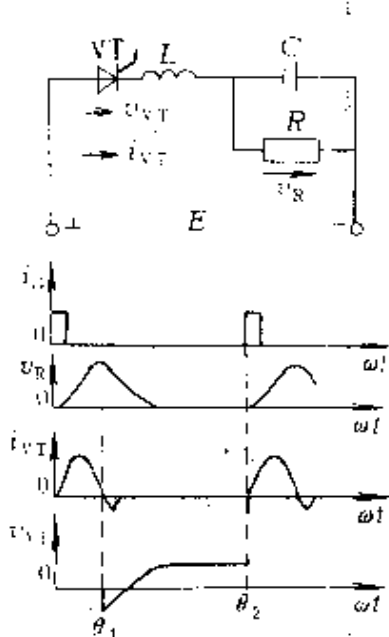


图 3-38 谐振负载换相电路及波形

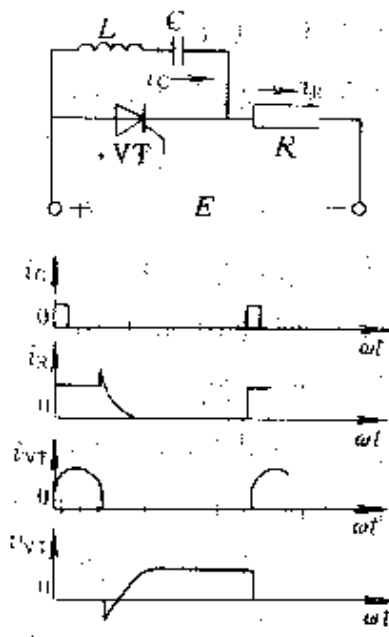


图 3-39  $LC$  自由换相电路及波形



4. 辅助晶闸管  $IC$  换相电路 前述几种电路的换相时间均与电路参数相关, 如果摆脱了时间常数的影响, 而是用另外一个辅助晶闸管为电容器向晶闸管提供反向电压构成通路的话, 那么关断负载晶闸管的时间就可以人为控制。这种由辅助晶闸管  $VT_A$  配合  $IC$  组成的换相电路与波形如图 3-40 所示。为了实现这一功能, 在  $\omega t=0$  以前辅助晶闸管  $VT_A$  必须先被触发, 以便电容  $C$  充电。当电容  $C$  两端的电压充电到直流电源  $E$  时电流降到零,  $VT_A$  自行关断, 电容上电压的极性是左正右负。在  $\omega t=0$  时触发晶闸管  $VT$  使其导通, 则电容器  $C$  经过  $VT$ 、 $L$  和  $VD$  放电, 放电到零后又继续反向充电, 随着  $C$  的反向电压的上升  $i_C$  逐渐下降一直到零, 电容  $C$  又要反向放电。但由于辅助晶闸管  $VT_A$  和二极管  $VD$  都处于关断状态, 故电容器  $C$  无法放电。此时负载电阻  $R$  由  $VT$  获得电流  $i_R$ 。若在  $\theta_1$  时刻触发辅助晶闸管  $VT_A$  使其导通, 则电容  $C$  经过  $VT_A$  向  $VT$  提供一反向电压, 于是  $VT$  迅速关断。 $VT$  关断后, 电容  $C$  继续通过  $VT_A$ 、负载电阻  $R$  和电源放电, 放电到零后又正向充电。当充电到电源电压  $E$  时电流  $i_R$  降到零,  $VT_A$  又自行关断。此时电容  $C$  上的电压  $v_C$  极性又恢复为左正右负, 为下一次触发  $VT$  后再次关断作好准备。

5. 加旁路二极管的谐振换相电路 在很多实际应用中, 负载具有很大的电感量, 这时上述换相用电容就要经受负载电感中大量储能的充电, 而使电容电压变大。为了避免电容电压过高, 必须选用大容量的电容器, 这是不经济的。如果采用旁路二极管, 使其在一段时间内负担负载电流, 即令电感中的储能通过二极管释放, 不再流经电容器  $C$ , 电容的储能就少多了。

具有旁路二极管的谐振相流电路及波形如图 3-41 所示。

### 3.5.1.3 逆变器的种类

前已述及, 按负载型式而论, 当直流电经过逆变把能量供给负载使用时称为无源逆变; 而直流电经过逆变向交流电源供电时则称为有源逆变。

换相电容器与负载并联的逆变器称为并联逆变器; 而换相电

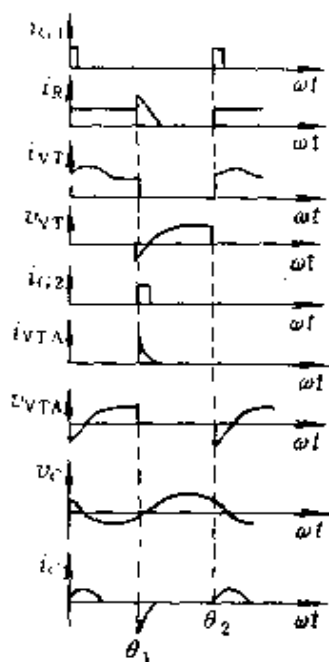
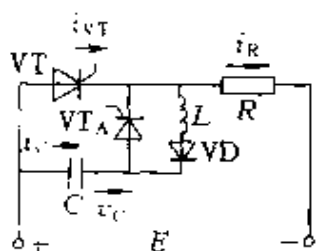


图 3-40 辅助晶闸管  
LC 换相电路

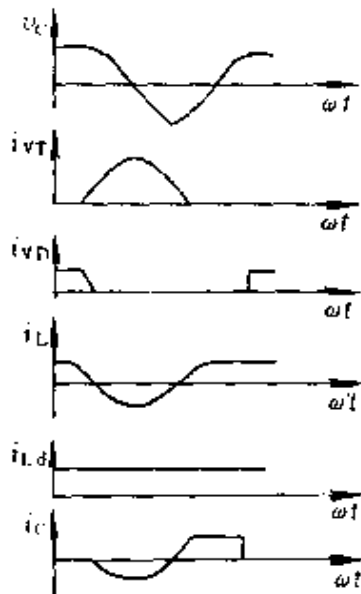
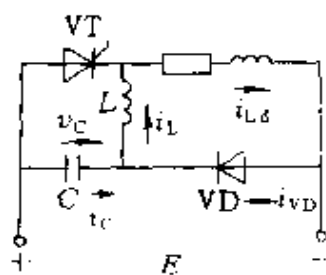


图 3-41 具有旁路二极管  
谐振换相电路及波形

容器与负载串联的逆变器则称为串联逆变器。

当直流电源为大电容滤波，其无功能量为滤波电容吸收，以致输入近似为一直流电压源的逆变器称为电压源型逆变器；当直流电源为大电感滤波，其无功能量为滤波电感吸收，电流近于恒定，以致输入近似为一直流电流源的逆变器称为电流源型逆变器。

### 3.5.2 单相桥式并联逆变电路

图 3-42 为单相桥式并联逆变电路。电路中除了由晶闸管  $VT_1 \sim VT_4$  和二极管  $VD_1 \sim VD_4$  组成的桥式逆变电路结构外，还有  $L_1 \sim L_4$  和  $C_1 \sim C_4$  组成的换相电路。

在该电路中  $VT_1$  和  $VT_2$  为一组， $VT_3$  和  $VT_4$  为另一组。在某时刻电路中，只有两个晶闸管导通，或者是  $VT_1$  和  $VT_2$  导通而

$VT_3$  和  $VT_4$  关断，此时负载中有电流流过，方向是从 A 流向 B， $v_{AB}$  为正；或者是  $VT_3$  和  $VT_4$  导通而  $VT_1$  和  $VT_2$  关断，则负载中亦有电流流过，不过方向是从 B 流向 A， $v_{AB}$  为负。在运行过程中，只要适当控制两组晶闸管的触发信号即可在输出 AB 端得到交变电压。按照图 3-42 的接线，在  $VT_1$  和  $VT_2$  导通时  $v_{AB}$  为正；此时若同时触发  $VT_3$  和  $VT_4$  使之导通，则  $VT_1$  和  $VT_2$  会被关断，电压  $v_{AB}$  立刻改变方向， $v_{AB}$  为负；在  $VT_3$  和  $VT_4$  导通后的某一时刻再同时触发  $VT_1$  和  $VT_2$  使之导通，则  $VT_3$  和  $VT_4$  会被同时关断，电压  $v_{AB}$  又变为正。

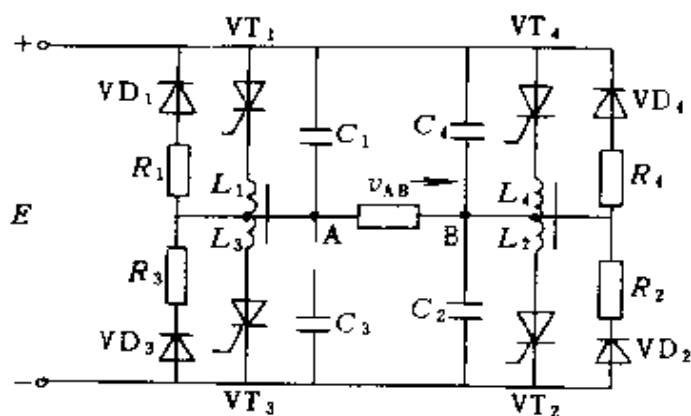


图 3-42 单相桥式并联逆变电路

为了说明在不同工况下电路的导通情况，图 3-43 画出了桥式电路一半的各种工作状态示意图。图 a 表示  $VT_1$  导通  $VT_3$  关断的工作状况，此时电流经  $VT_1$  到负载，再从负载经  $VT_2$  到电源负端，电容器  $C_3$  上的电压等于电源电压  $E$ ，极性为上正下负，而  $C_1$  被  $VT_1$  短接， $v_{C1} = 0$ 。之后，触发  $VT_3$  使之导通，同时使  $VT_1$  关断，这一工况示意如图 b 所示。在  $VT_3$  导通后，电容器  $C_3$  立即经过  $L_3$  和  $VT_3$  放电；电感  $L_3$  和  $L_1$  中产生感应电动势  $e_{L3}$  和  $e_{L1}$ ， $e_{L1}$  向  $VT_1$  提供反向电压，于是使  $VT_1$  中的电流  $i_{VT1}$  迅速减少，负载电流则由  $VT_1$  和电容  $C_1$  共同提供，随着  $i_{VT1}$  的迅速减少， $C_1$  中的电流迅速增加，直到  $VT_1$  关断时为止。 $VT_1$  关断后，负载 A 端经  $VT_3$  接到电源负端，电源  $E$  通过  $VT_3$  继续向电容器  $C_1$  充电；在  $C_1$  充电的同时  $C_3$  继续放电；当  $C_3$  放电到零时  $C_1$  充电到  $E$ ，流过  $L_3$  的电流达最大值；这一时期的工况如图 c 所示。图 d 则表示换相电感的电流流过  $VD_3$ 、 $R_3$  的工作情况，当  $C_1$  充电到  $E$  时， $L_3$  中的电流达最大值， $e_{L3} = 0$ ， $L_3$  中的电流开始减少，形成反向感应电动势  $e_{L3}$ ，

极性为下正上负，于是二极管  $VD_3$  受正向电压而导通， $I_3$  中的电流通过  $VD_3$  和  $R_3$  逐渐衰减为零，同时负载电流也由电容  $C_1$  转到  $VD_3$  流通。图 e 表示换相电感回路电流衰减到零后的工作情况，若负载为感性，在  $I_3$  中的电流衰减到零以后，负载电流有可能仍未降到零，此时  $VD_3$  和  $R_3$  就作为负载电流的通路。图 f 表示换相过程结束后负载电流的变化情况，这时由于负载电流降为零， $VT_1$  和  $VT_4$  已导通，相当于把负载 B 端接至电源正，而把负载 A 端接电源负端，故电流改变方向。

上述电路的换相是利用  $LC$  回路给要关断的晶闸管加上一个

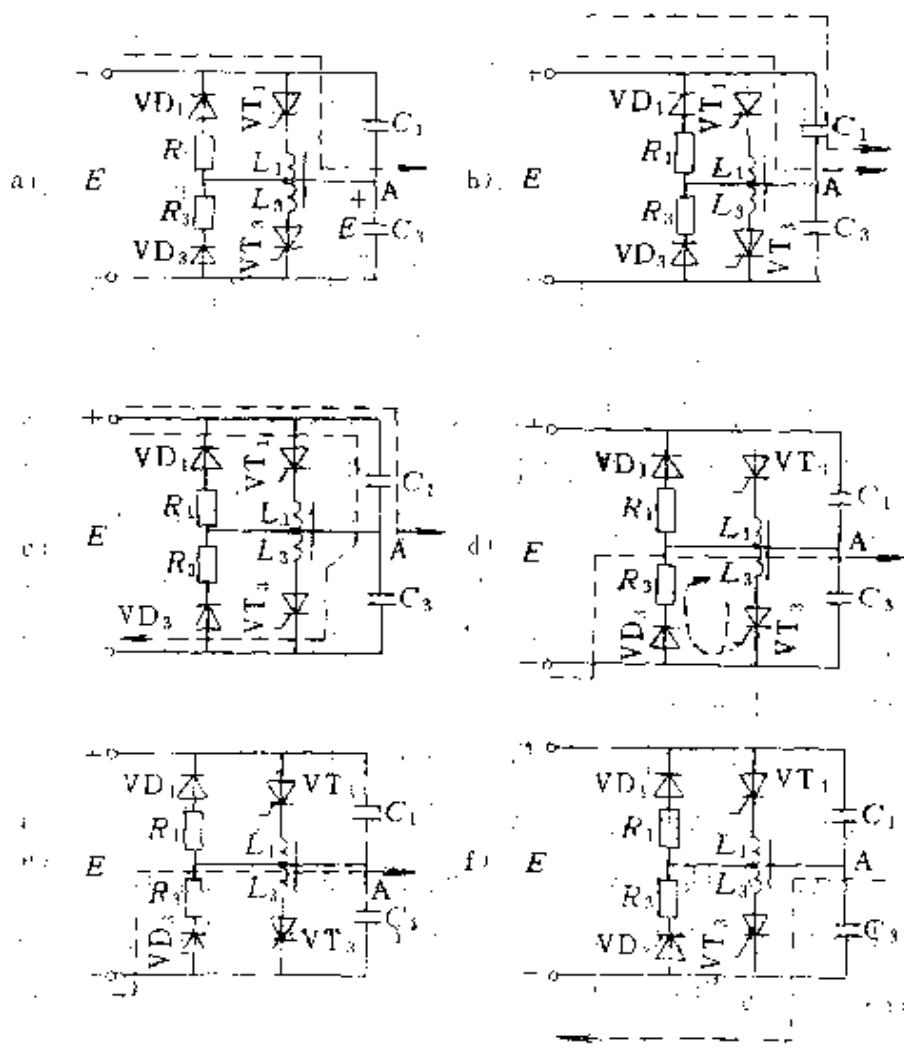


图 3-43 单相桥式逆变电路各种工况下电流的流通情况

短暂的反向电压，换相能力即决定于  $L_1C$  参数值和  $C$  上充电电压值，只有此反向电压的时间大于晶闸管的关断时间  $t_{off}$ ，才能保证正常换相。

### 3.5.3 三相桥式并联逆变电路

在三相交流电中，A、B、C 三相互差  $120^\circ$  的相位差，在任一时刻，负载中的电压、电流都是由它们配合供给的，各相电压波形如图 3-44b、c、d 中虚线所示。如果将直流电源  $E$  按相似的方式让其正负端接到三相负载上，就会得到上述图形中实线表示的矩形电压，它们的相位差也是  $120^\circ$ ，这样就由直流电变为三相交流电了，具体接法如图 3-44e 所示。在  $0^\circ \sim 60^\circ$  范围内，由于  $v_{AO}$  和  $v_{BO}$  为正，而  $v_{CO}$  为负，故将  $S_1$ 、 $S_3$  接通使 A、B 端得正电压，同时将  $S_2$  接通使 C 端得负电压。在  $60^\circ \sim 120^\circ$  范围内，只有  $v_{BO}$  为正，而  $v_{AO}$  和  $v_{CO}$  均为负，因此接通开关  $S_2$ 、 $S_3$  和  $S_4$ 。同理，在  $120^\circ \sim 180^\circ$  范围内， $v_{BO}$ 、 $v_{CO}$  为正，而  $v_{AO}$  为负，因此接通开关  $S_3$ 、 $S_4$  和  $S_5$ 。按照这种规律，即每一时刻总有三个开关闭合，每隔  $60^\circ$  打开一个开关闭合另一个开关，其顺序是  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ ； $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ ； $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_5$  …，就可把直流变成三相交流。

按照这种原理由晶闸管组成的三相桥式并联逆变电路如图 3-45a 所示。图中  $VT_1 \sim VT_6$  即为 6 个开关  $S_1 \sim S_6$ 。串联电感  $L_1 \sim$

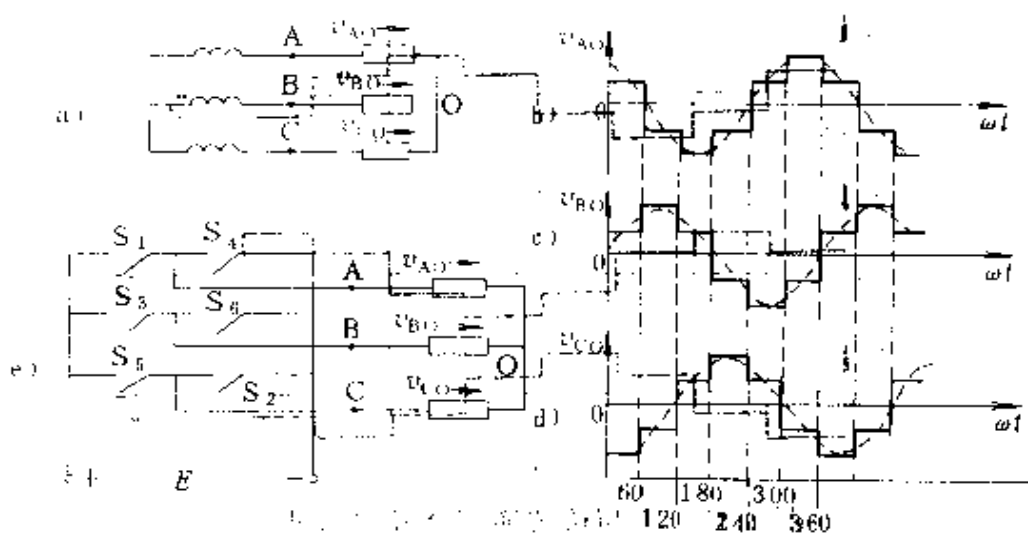


图 3-44 直流变三相交流的示意图

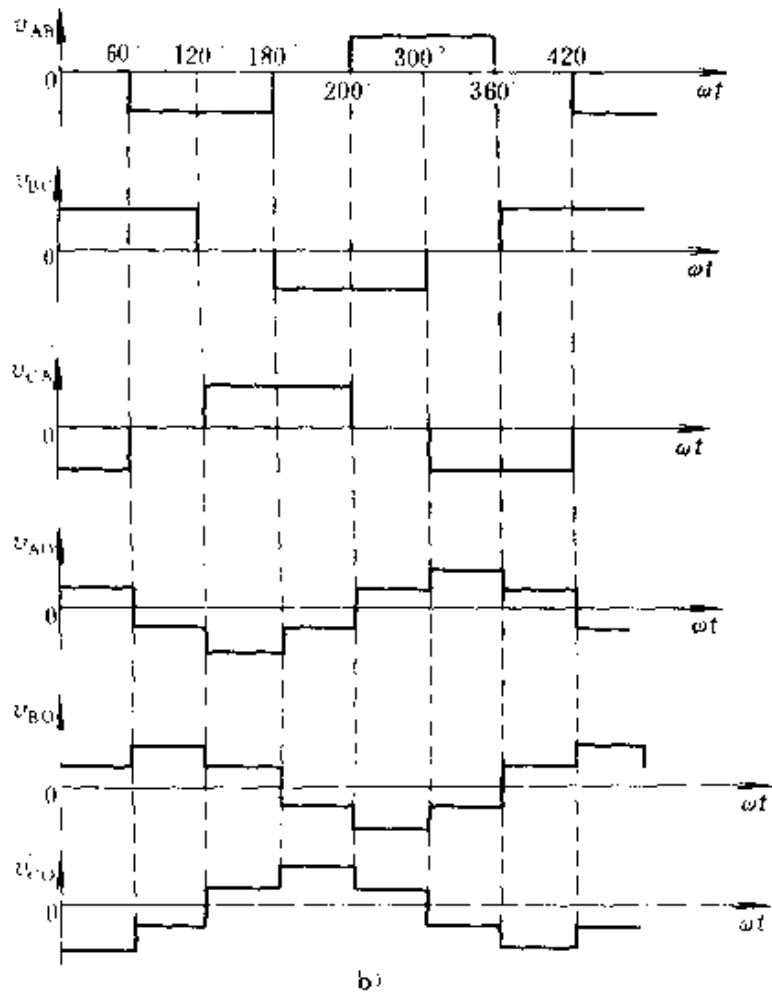
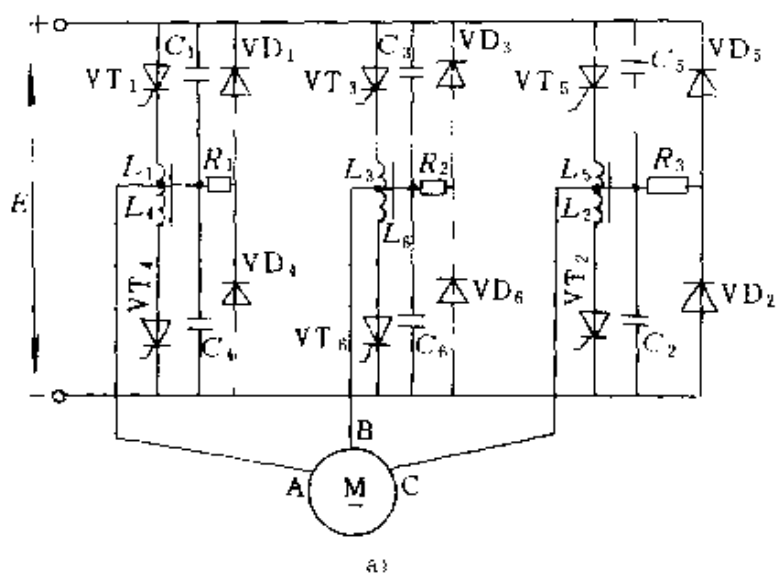


图 3-45 三相桥式逆变器及电压波形

a) 三相逆变电路 b) 输出电压波形

$L_6$  和电容  $C_1 \sim C_6$  组成晶闸管的换相电路；二极管  $VD_1 \sim VD_6$  是给感性负载中的电流由负载流向电源提供通路，同时  $VD$  又与电阻  $R$  组成电感  $L$  中电流的衰减回路。

当逆变电路工作时，依次触发  $VT_1 \sim VT_6$ ，并始终保持每一桥臂中只有一个晶闸管导通，例如当触发  $VT_4$  时，则利用电感  $L_1$ 、 $L_4$  和电容  $C_1$ 、 $C_4$  关断  $VT_1$ 。设初始状态为  $VT_1$ 、 $VT_2$  和  $VT_3$  导通，过  $60^\circ$  之后触发  $VT_4$  导通并关断  $VT_1$ ，使  $VT_2$ 、 $VT_3$ 、 $VT_4$  导通；再过  $60^\circ$  之后触发  $VT_5$  导通并关断  $VT_2$ ，使  $VT_3$ 、 $VT_4$  和  $VT_5$  导通，其他依此类推。这样，每个晶闸管的导通电角度为  $180^\circ$ ，每支桥臂中只有一个晶闸管导通。逆变电路的输出电压波形如图 3-45b 所示，其中  $v_{AB}$ 、 $v_{BC}$ 、 $v_{CA}$  代表线电压  $V_1$ ，而  $v_{AO}$ 、 $v_{BO}$  和  $v_{CO}$  则表示 A、B、C 三相的相电压  $V_2$ 。直流电源与三相交流输出电压的数量关系如下式所示：

$$V_2 = \frac{\sqrt{2}}{3} E \quad (3-51)$$

$$V_1 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E \quad (3-52)$$

例如，需要 380V 的交流电压，则需要的直流电压为  $E = (\sqrt{3} / \sqrt{2}) \times 380 = 465V$ 。

### 3.5.4 单相串联逆变电路

当强迫换相电容  $C$  与负载串联连接时，这种逆变电路即称为串联逆变电路，如图 3-46 所示。图中  $C$  是换相电容，点划框中的  $RL$  表示负载， $L_1$  和  $L_2$  用以限制晶闸管中的电压上升率。

串联逆变电路的特点是利用  $L$ 、 $C$  电路中电压和电流的振荡，电路

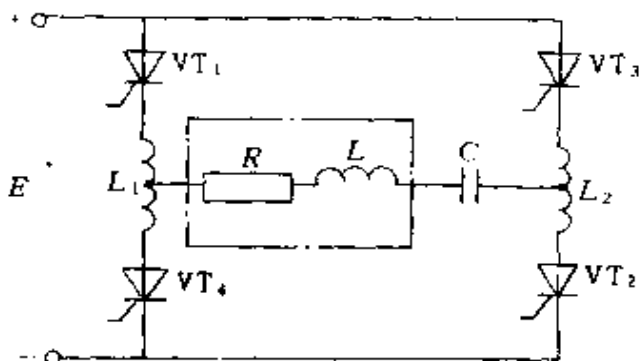


图 3-46 串联逆变电路

中当  $VT_1$  和  $VT_2$  同时导通时，流过负载的电流方向为由左向右，而当  $VT_3$  和  $VT_4$  同时导通时，电流由右向左流过负载，这两组晶闸管交替导通，就会在负载上得到交变的电压与电流。

为了分析方便，暂不考虑负载中的电阻成分。这样当  $VT_1$  和  $VT_2$  导通时，则相当于  $L$ 、 $C$  电路接通直流电源的情况，若设初始状态时  $v_C = 0$  及  $i = 0$ ，则电容两端的电压  $v_C$  和负载电流  $i$  可表示为

$$V_C = E(1 - \cos\omega_0 t) \quad (3-53)$$

$$i = \frac{E}{\omega_0 L} \sin\omega_0 t \quad (3-54)$$

式中  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ 。

根据上式规律，当  $\omega_0 t = \pi$  时， $v_C = 2E$  达到最大值，此时电流  $i$  降到零，于是晶闸管  $VT_1$  和  $VT_2$  自然关断。若  $VT_3$  和  $VT_4$  没有被触发，则负载电流不连续，经过一段时间  $VT_3$  和  $VT_4$  被触发而导通后，负载被反向接到电源上， $C$  被电源反向充电。由于原来电容  $C$  上的电压为  $+2E$ ，所以，当负载电流  $i$  降到零时， $V_C = -4E$ ，于是晶闸管  $VT_3$  和  $VT_4$  关断。由上述分析可以看出，当触发脉冲频率  $f$  低于电路的固有振荡频率  $f_0$  时，晶闸管是自然关断的，而负载电流不连续。只有在  $f = f_0$  时，才会得到连续的正弦波电流。如果  $f > f_0$ ，那么  $VT_1$  和  $VT_2$  的电流还未到零就触发了  $VT_3$  和  $VT_4$ ，将造成逆变失败，此时必须增加强迫换相电路才行。

### 3.6 晶闸管的保护与容量扩展

#### 3.6.1 过电压保护

晶闸管对过电压很敏感，当正向电压超过其断态重复峰值电压  $v_{DRM}$  一定值时，就会误导通，引发电路故障；当外加的反向电压超过其反向重复峰值电压  $v_{RRM}$  一定值时，晶闸管将会立即损坏。因此，必须研究过电压的产生原因以及抑制过电压的方法。

过电压产生的原因主要是供给的电功率或系统的储能发生了激烈的变化，使得系统来不及转换，或者系统中原来积聚的电磁



能量不能及时消散而造成的。主要表现为两种类型：雷击等外来冲击引起的过电压和开关的开闭引起的冲击电压。由于雷击或高压断路器动作等产生的过电压是几微秒至几毫秒的电压尖峰，对晶闸管是很危险的。由开关的开闭引起的冲击电压又分为几类：

1. 交流电源接通、断开产生的过电压 例如交流开关的开闭，交流侧熔断器熔断等引起的过电压，这些过电压由于变压器绕组的分布电容、漏抗造成的谐振回路、电容分压等使过电压数值为正常值的 2 至 10 多倍。一般开闭速度越快，过电压越高，在空载情况下断开回路将会有更高的过电压。

2. 直流侧产生的过电压 根据  $Ldi/dt$  的关系，如切断回路的电感大或者切断时的电流值大，都会产生比较大的过电压。这种情况常出现于切除负载、正在导通的晶闸管开路或是快速熔断器熔体烧断等原因引起的电流突变。

3. 换相冲击电压 包括换相过电压和换相振荡过电压。换相过电压是由于晶闸管的电流降为零时器件内部各结层残存载流子复合所产生的，所以又叫载流子积蓄效应引起的过电压。换相过电压之后，出现换相振荡过电压，它是由于电感、电容形成共振产生的振荡电压，其值与换相结束后的反向电压有关。反向电压越高，换相振荡过电压值亦越大。

针对形成过电压的不同原因，可以采取不同的抑制方法，减少过电压源，并使过电压幅值衰减；抑制过电压能量上升的速率，延缓已产生能量的消散速度，增加其消散的途径；采用电子线路进行保护。目前最常用的是在回路中接入吸收能量的元件，使能量得以消散，常称为吸收回路或缓冲电路。

1. 阻容吸收回路 一般过电压波均具有较高的频率，常用电容作为吸收元件，为了防止振荡，常加阻尼电阻，构成阻容吸收回路。阻容吸收回路可接在电路的交流侧、直流侧或直接并接在晶闸管的阳极与阴极之间。吸收电容最好选用无感电容，接线应尽量短。

2. 由硒堆及压敏电阻等非线性元件组成吸收回路 上述阻

容吸收回路的时间常数  $RC$  是固定的，有时对时间短、峰值高、能量大的过电压来不及放电，抑制过电压的效果较差，一般在变流装置的进出线端还并有硒堆或压敏电阻等非线性元件。硒堆的特点是其动作电压与温度有关，温度低耐压就高；另外是硒堆具有自恢复特性，能多次使用，当过电压动作后硒基片上的灼伤孔被熔化的硒重新覆盖，又自行恢复其工作特性。压敏电阻是以氧化锌为基体的金属氧化物非线性电阻，其结构为两个电极，电极之间填充的粒径为  $10\sim 50\mu\text{m}$  的不规则的  $\text{ZnO}$  微结晶，结晶粒间是厚约  $1\mu\text{m}$  的氧化铋粒界面。这个粒界面在正常电压下呈高阻状态，只有很小的漏电流，其值小于  $100\mu\text{A}$ ；当加上过电压时，引起了电子雪崩，粒界面迅速变成低阻抗，电流迅速增加，泄漏了能量，抑制了过电压，可以使晶闸管得到保护。浪涌过后，粒界面又恢复为高阻状态。压敏电阻的特性主要由下面几个参数来表示：

**标称电压**——指压敏电阻流过  $1\text{mA}$  直流电流时，其两端的电压值。

**通流容量**——是用前沿  $8\mu\text{s}$ 、波宽  $20\mu\text{s}$  的波形冲击电流，每隔  $5\text{min}$  冲击一次，共冲击 10 次，标称电压变化在  $-10\%$  以内的最大冲击电流值来表示。

因为正常的压敏电阻粒界面只具有一定大小的放电容量和放电次数，标称电压值不仅会随着放电次数增多而下降，而且也随着放电电流幅值的增大而下降，当大到某一电流时，标称电压下降到零，压敏电阻出现穿孔，甚至炸裂，因此必须限定通流容量。

**漏电流**——指加一半标称直流电压时测得的流过压敏电阻的电流。

**残压**——指压敏电阻流过放电电流时其两端的电压降。

压敏电阻的通流容量大，残压低，抑制过电压能力强，平时漏电流小；放电后不会有续流，元件的标称电压数值广，便于用户选择，伏安特性是对称的，可用于交、直流或正、负浪涌，因此用途较广。

### 3.6.2 过电流保护

由于半导体器件体积小、热容量小，特别像晶闸管这类高电压、大电流的功率器件，结温必须受到严格的控制，否则将遭至彻底损坏。当晶闸管中流过大于额定值的电流时，热量来不及散发，使得结温迅速升高，最终将导致结层被烧坏。

产生过电流的原因是多种多样的，例如变流装置本身晶闸管损坏、触发电路发生故障、控制系统发生故障等，以及交流电源电压过高、过低或缺相，负载过载或短路，相邻设备故障影响等。

晶闸管过电流保护方法中最常用的是快速熔断器。由于普通熔断器的熔断特性动作太慢，在熔断器尚未熔断之前晶闸管已被烧坏，所以不能用来保护晶闸管。快速熔断器由银质熔丝埋于石英砂内，熔断时间极短，可以用来保护晶闸管。快速熔断器的性能主要由下述几项表征：

1. 熔断特性 图 3-47 为日产 FA-F150C 型快速熔断器的特性曲线。一个周波过载能力有 6 倍，即快速熔断器在 6 倍额定电流时一个周波内即可熔化。

2. 分断能力 表征短路时能开断的最大电流值。

3. 断开时的瞬变电压，即断开时的电弧电压。一般该电压应

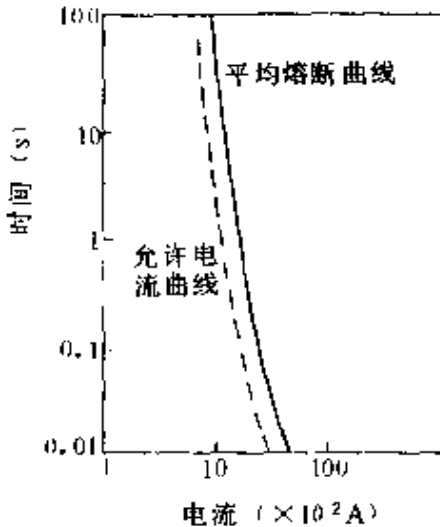


图 3-47 熔断器特性曲线

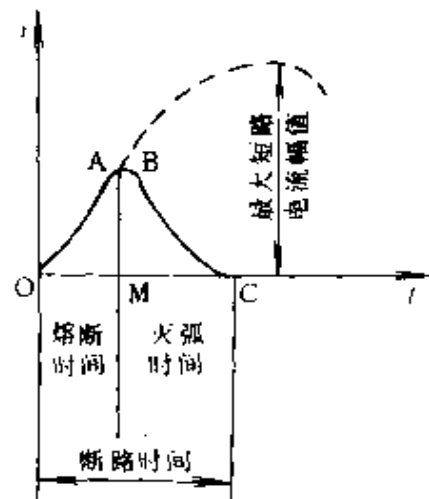


图 3-48 快速熔断器的限流作用

小于晶闸管的反向重复峰值电压  $V_{RRM}$  值。

4.  $\int_0^2 dt$  特性 快速熔断器的限流过程如图 3-48 所示, 该曲线表明了快速熔断器的熔化和消弧的过程。图中 OAMO 所包围部分的  $\int_0^2 dt$  叫做全断开  $i^2 dt$ 。该值表示快速熔断器熔断时所需要的能量大小。显然, 在使用中该值应小于所要保护的晶闸管允许的  $I^2 t$  值。

使用中快速熔断器有几种不同的接法, 如图 3-49 所示, 图 a

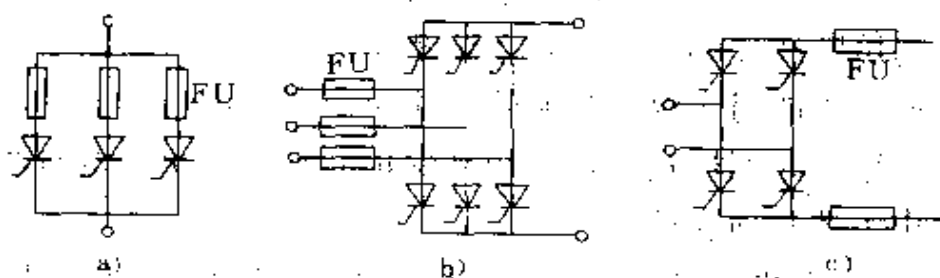


图 3-49 快速熔断器的接法

a) 串联接法 b) 接交流侧 c) 接直流侧

为快速熔断器与晶闸管相串联的接法; 图 b 表示快速熔断器接在交流侧; 图 c 则表示快速熔断器接在直流侧, 这种接法只能保护负载故障情况, 当晶闸管本身短路时无法起保护作用。

除了快速熔断器之外, 还有其他的过电流保护方法, 如过电流继电器、过负荷继电器、直流快速断路器等。过电流继电器常和门极断开装置安装在一起, 动作快, 经  $1 \sim 2\text{ms}$  就可以使断路器跳闸, 其信号由交流侧的电流互感器取得。当换相故障时, 有可能使断路器动作, 而快速熔断器并不烧坏。

过负荷继电器是热动型继电器, 安装在交流侧进线端, 进行晶闸管过负荷的热保护。

直流快速断路器习称快速开关, 它应先于快速熔断器和晶闸管的动作, 以避免经常更换快速熔断器而降低运行费用。

### 3.6.3 晶闸管的串并联

由于晶闸管的额定值是有限的, 当需要较高电压或较大电流

时，用单独一个晶闸管是不行的，必须将多个晶闸管组合起来使用，即串并联运行。但是由于晶闸管特性的分散性，使用简单的串并联结构并不理想，因此应当讨论其合理的结构方式。

### 3.6.3.1 晶闸管的串联应用

特性的分散性对简单的晶闸管串联应用的影响，可以从静态与动态两方面来考虑。就静态特性而言，器件的反向特性即漏电流值不一致，或者说反向电阻值不一致；当把它们串接在一起时，由于流过了同一的漏电流，那么反向阻值大的承受的反向电压就高，反向电阻值小的承受的反向电压就低，使反向电阻值大的器件容易过电压。这就称作串联时的静态不均压。

从动态特性来看，器件的动作时间，即开通时间和关断时间彼此也有差别；当把它们串接在一起时，在导通过程中，后开通的晶闸管将承受满值正向电压；而在关断过程中，先关断的晶闸管将承受全部反向电压。这称作串联时的动态不均压。

为了使串联使用的晶闸管承受较为均匀的电压，可采取如下三项措施：

(1) 尽量选用特性一致的器件；

(2) 采取静态均压措施，用均压电阻  $R_p$ ，使其中流过的电流远大于器件反向漏电流，因而反向电压的分配由  $R_p$  决定，克服了反向特性不一致造成的影响，如图 3-50 所示；

(3) 采取动态均压措施，用电容  $C_b$  和电阻  $R_b$  的串联支路并接在晶闸管上，利用电容电压不能突变的特性减慢电压的上升速度。

### 3.6.3.2 晶闸管的并联应用

并联应用的晶闸管可能出现电流分配不均，这也可从静态与动态两个方面来讨论。从静态特性来看，由于晶闸管的正向特性

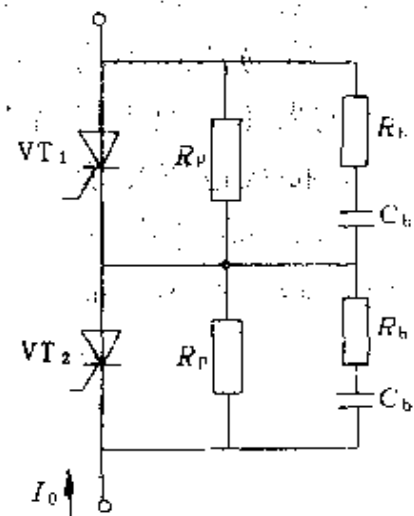


图 3-50 晶闸管的串联运行

不一致，正向压降小的必然承受大的电流。从动态特性来看，由于开通时间的不同，在并接的条件下，开通时间短的先导通，阳阴极间电压先下降，使另外的晶闸管触发困难；先开通的晶闸管通过的电流大，有可能因  $di/dt$  过大而造成损坏。

解决并联应用中的均流问题，除尽量选用特性一致的器件外，一般还可采取下述措施：

1. 在并联的晶闸管中各自串电阻 在晶闸管支路内串联电阻后，相当于加大内阻使特性倾斜，电流的不均匀度大约可降到 5% 左右；但串入电阻不宜太大，否则损耗将增加，以在额定电流时有 0.5V 压降较适中。

2. 并联晶闸管串均流电抗器 其接线示意如图 3-51 所示，若晶闸管  $VT_1$  先导通，则在互感器  $L_B$  上产生如图中所示极性的电压，该电压提高了  $VT_2$  的阳阴极之间的电压，使  $VT_2$  易于导通，从而起到动态均流的作用。当  $VT_1$  的电流增加时，绕组 A 产生的感应电动势有使  $VT_1$  的电流减小的作用，而绕组 B 上感应的电动势有使  $VT_2$  电流增加的作用。

这样，不单单解决了导通时间不同的均流问题，也解决了导通后电流分配不均匀的问题。串入均流电抗器能限制、 $di/dt$  的变化，容易达到不均匀度低于 10% 的要求，但电抗器本身较笨重，接线也较复杂。

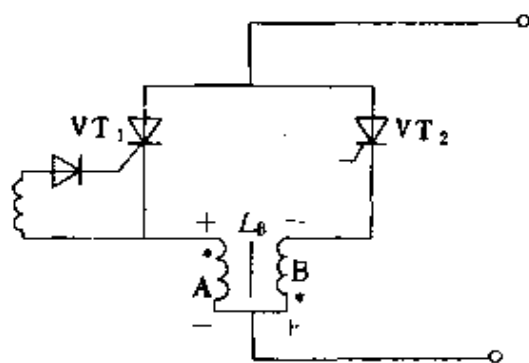


图 3-51 晶闸管的并联应用

3. 并联晶闸管各自串联均流电抗器 在多个晶闸管并联时，一般是用各自串联电抗器的方法来均流，所谓各自即是指各电抗器是独立的，彼此间无磁耦合联系。采用各自串联均流电抗器后，不仅可起到均流作用，而且可限制  $di/dt$  和  $dv/dt$ 。限制  $di/dt$  的作用不用多加赘述，限制  $dv/dt$  的作用是电抗器与换相过电压保护元件  $RC$  共同实现的。例如，当晶闸管开通时，电抗器能

限制其他桥臂换相过电压保护元件  $RC$  的放电电流，这样就使晶闸管的开通过程不会太快。与此同时，也限制了其他桥臂晶闸管关断过程中  $dv/dt$  的增加。

当晶闸管由导通转为关断时，桥臂电压突然增加，电抗器和换相过电压保护元件  $RC$  形成串联谐振，振荡电压由  $C$  的瞬间短路而全加在电抗器上，随着时间的增加， $C$  上的端电压才逐渐建立，亦即晶闸管的反向电压才建立。可见，电抗器和  $RC$  共同抑制了电压上升率  $dv/dt$ 。

4. 变压器分组供电的均压、均流法 用有几个二次绕组的变压器分别供给几个独立的整流电路；再在直流侧串联或并联，从而可以得到很高的电压和很大的电流，图 3-52a 为变压器分组供电均压接线示意，图 3-52b 为变压器分组供电均流接线示意。这种方法对于每只晶闸管并不需要均压或均流电阻，而是由变压器的漏抗代替了均流电抗器的作用，避免了功率损耗或联锁击穿事故。但是变压器需要进行特殊设计。

5. 布线均流法 在大容量装置中要尽量使各并联支路电阻相等，自感和互感相等，因此应该同时考虑母线电流磁场引起的电流分配不均匀问题。

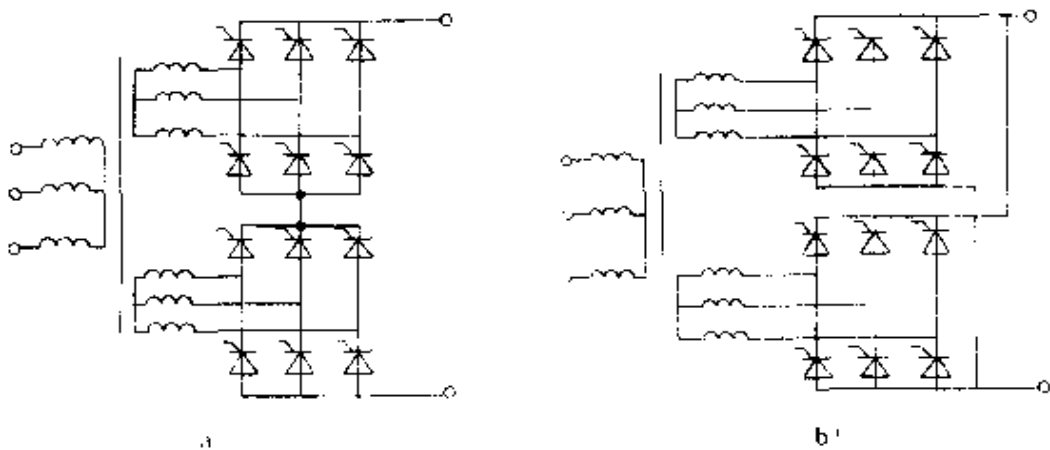


图 3-52 变压器分组供电的均压、均流法

a) 均压接法 b) 均流接法

... .. 电力晶体管 (GTR) 的结构

## 第4章 电力晶体管 (GTR) 的结构

### 4.1 电力晶体管的结构

电力晶体管是一种双极型大功率高反压晶体管，由于其功率甚大故又称作巨型晶体管，简称GTR。GTR是由三层半导体材料两个PN结组成的，三层半导体材料的结构形式可以是PNP，也可以是NPN。大多数双极型功率晶体管是在重掺杂的N<sup>+</sup>硅衬底上，用外延生长法在N<sup>+</sup>上生长一层N<sup>-</sup>漂移层，然后在漂移层上扩散P基区，接着扩散N<sup>+</sup>发射区，因之称谓三重扩散。基极与发射极在一个平面上做成叉指型以减少电流集中和提高器件电流处理能力。三重扩散台面型NPN型GTR的结构剖面示意图如图4-1a所示，图中掺杂浓度高的N<sup>+</sup>区称为GTR的发射区，其作用是向基区注入载流子。基区是一个厚度为几微米至几十微米之间的P型半导体薄层，它的任务是传送和控制载流子。集电区N<sup>-</sup>是收集载流子的，常在集电区中设置轻掺杂的N<sup>-</sup>区以提高器件的耐压能力。不同类型半导体区的交界处则形成PN结，发射区与基区交界处的PN结J<sub>1</sub>称为发射结；集电区与基区交界处的PN结J<sub>2</sub>称

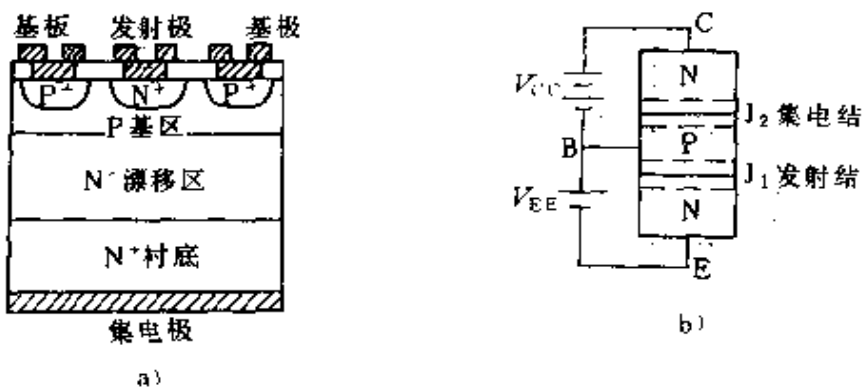


图4-1 GTR 结构示意图

a) 结构剖面示意 b) 施加反向偏置电压



为集电结。两个 PN 结  $J_1$  和  $J_2$  通过很薄的基区联系起来，为了使发射区向基区注入电子，就要在发射结上加正向偏置电压  $V_{BE}$ （简称正偏电压），要保证注入到基区的电子能够经过基区后传输到集电区，就必须在集电结上施加反向偏置电压  $V_{CE}$ （简称反偏电压），如图 4-1b 所示。这些基本概念适用于处理小信号的模拟电子技术，对信号晶体管的要求是：增益要适当，特征频率要高，噪声系数要低，线性度要好以及温度漂移和时间漂移要小等。分析的出发点是载流子的运动，即多数载流子的扩散，少数载流子的漂移和载流子在基区中的复合现象。

电力晶体管大多作功率开关使用，对它的要求也与小信号晶体管不同，主要是有足够的容量（高电压、大电流）、适当的增益、较高的工作速度和较低的功率损耗等。由于电力晶体管的功率损耗大、工作电流大，因此其工作状况与小信号晶体管相比出现了一些新的特点和问题，如存在基区大注入效应、基区扩展效应和发射极电流集边效应等，这些在以往被忽略了一些因素变得重要起来。

基区大注入效应是指基区中的少数载流子浓度达到或超过掺杂浓度时器件的注入效率降低，少数载流子扩散系数变大，体内少数载流子寿命下降，以致严重影响 GTR 的电流增益的现象。

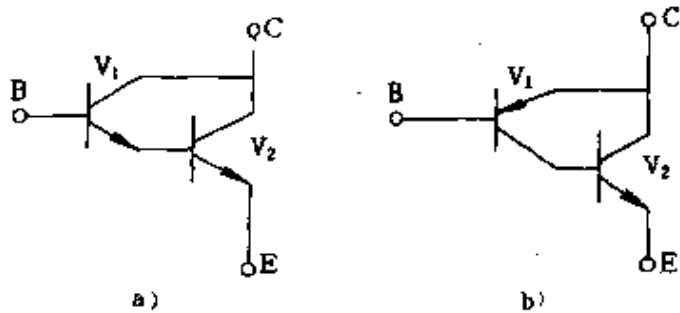
基区扩展效应是指在大电流条件下有效基区变宽的效应。器件在小电流状态工作时的集电结宽度主要由基区掺杂浓度决定，因此其增益  $\beta$  值是固定的；但在大电流条件下，由于基区中少数载流子大量增加造成集电结宽度收缩，因而使有效基区变宽。基区的扩展导致注入效率降低，增益  $\beta$  下降、特征频率减小。

发射极电流集边效应也称基极电阻自偏压效应，是由于在大电流条件下基区的横向压降使得发射极电流分配不均匀所造成的。在这种情况下，电流的分布较多地集中在靠近基极的发射极周边上，引起电流的局部集中进而导致局部过热。

为了削弱上述三种物理效应的影响，必须在结构上采取适当措施以保证适合大功率应用的需要。目前常用的 GTR 器件有单

管、达林顿管和模块三大系列。

1. 单管 GTR NPN 三重扩散台面型结构是单管 GTR 的典型结构，这种结构可靠性高，能改善器件的二次击穿特性，易于提高耐压能力，并且易于耗散内部热量。GTR 是用基极电流控制集电极电流的电流型控制器件，N 漂移层的电阻率和厚度决定器件的阻断能力，电阻率高厚度大则可使阻断能力提高，但却导致导通饱和电阻的增大和电流增益的降低。一般单管 GTR 的电流增益都很低，约  $10 \sim 20$ 。由于 GTR 常工作于开关状态，以后的分析常用导通、截止、开通、关断四个术语来表示不同的工况。导通和截止表示 GTR 接通和断开的两种稳定工作情况，开通和关断则表示 GTR 由断到通、由通到断的动态工作情况。我们希望 GTR 的工作接近于理想的开关状态，即导通时压降要趋于零，截止时漏电流要趋于零，两种状态间的转换过程要快，最好能瞬间完成。



## 2. 达林顿 GTR

电流增益低将给驱动电路造成负担，达林顿结构是提高电流增益的一种有效方式。达林顿结构由两个或多个晶体管复合而成，可以是 PNP 型也可以是 NPN 型，其性质由驱动管来决定。

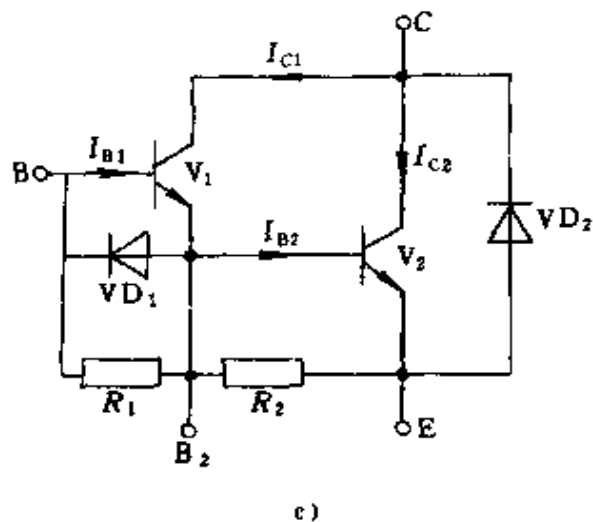


图 4-2 达林顿 GTR

图 4-2a 为两个 NPN 管组成的达林顿 GTR，当然其性质是 NPN 型；图 4-2b 为由 PNP 和

NPN 晶体管组成的达林顿 GTR，其性质为 PNP 型。图中的  $V_1$  为驱动管、 $V_2$  为输出管。达林顿 GTR 的共射极电流增益  $\beta$  值大大提高，但饱和压降  $V_{CES}$  也较高且关断速度较慢。图 4-2c 为实用的达林顿连接方式。由图可见驱动管  $V_1$  的发射极电流  $I_{C1}$  等于输出管  $V_2$  的基极电流  $I_{B2}$ ，因此有下述关系

$$\begin{aligned} I_C &= I_{C1} + I_{C2} = \beta_1 I_{B1} + \beta_2 I_{B2} \\ &= \beta_1 I_{B1} + \beta_2 (1 + \beta_1) I_{B1} \\ &= I_{B1} (\beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2) \\ &\approx I_{B1} \beta \end{aligned} \quad (4-1)$$

式中， $\beta \approx \beta_1 \beta_2$ 。上式意味着晶体管  $V_1$ 、 $V_2$  已复合等效为一个电流增益为  $\beta$  的晶体管，复合管的集电极电流  $I_C = I_{C1} + I_{C2}$ ，基极电流  $I_B = I_{B1}$  发射极电流  $I_E \approx (1 + \beta) I_{B1}$ 。达林顿 GTR 的电流增益可为几十至几千倍。

达林顿连接虽然提高了电流增益，但饱和压降却增加了。由于驱动管  $V_1$  的集电极和发射极分别与输出管  $V_2$  的集电极和基极连接，而  $V_1$  管的集电极电位又永远高于它的发射极电位，因此  $V_2$  管的集电结永远不会处于正向偏置状态。也就是说，达林顿 GTR 中驱动管  $V_1$  可以饱和，而输出管  $V_2$  却永远不会饱和，因而其饱和压降  $V_{CE}$  较高，增加了导通损耗。达林顿 GTR 的饱和管压降可表示为

$$V_{CES} = V_{CES1} + V_{BES2} \quad (4-2)$$

图中的电阻  $R_1$  和  $R_2$  提供反向漏电流通路，提高复合管的温度稳定性。

达林顿 GTR 的开关速度慢，主要是因为无论是开通或是关断时总是先要驱动管动作，而后才是输出管动作，因此开关时间长。为了加快  $V_2$  管的开关速度，必须使  $V_2$  与  $V_1$  同时动作。为此加入了图中所示的二极管  $VD_1$ ，当输入信号反向关断晶体管时，输入反向驱动信号经  $VD_1$  也加到  $V_2$  基极， $VD_1$  提供反向  $I_{B2}$  的通路，加速了  $V_2$  的关断过程。

3. GTR 模块 目前作为大功率开关应用最多的还是 GTR 模

块，它将 GTR 管芯、稳定电阻  $R_1$ 、 $R_2$ ，加速二极管  $VD_1$  以及续流二极管  $VD_2$  等组装成一个单元，然后根据不同用途将几个单元电路组装在一个外壳之内构成模块。现在已可将上述单元电路集成制作在同一硅片上，大大提高了器件的集成度，使其小型轻量化，性能/价格比大

大提高。图 4-3 示出了由两个三级达林顿 GTR 及其辅助元器件构成的单臂桥式电路模块的等效电路。为了便于改善器件的开关过程和并联使用，

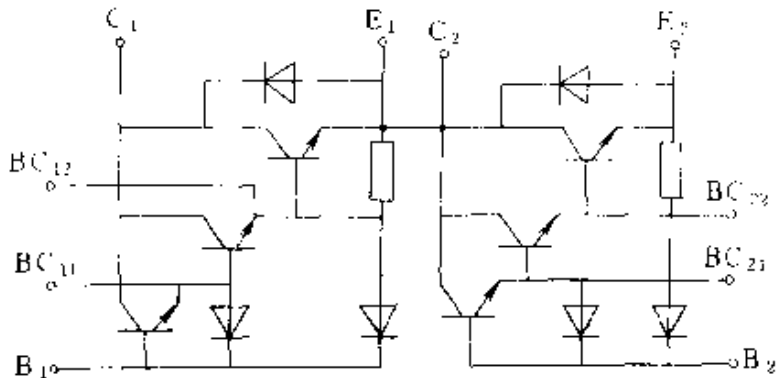


图 4-3 GTR 模块的等效电路

中间级晶体管的基极均有引线引出，如图中  $BC_{11}$ 、 $BC_{12}$  等端子。目前生产的 GTR 模块可将多达 6 个互相绝缘的单元电路做在同一模块内，可很方便地组成三相桥。

## 4.2 特性与参数

### 4.2.1 静态特性与参数

#### 4.2.1.1 共射极电路的输出特性

共射极电路的输出特性是指集电结的电压—电流特性，如图 4-4 所示。图中将 GTR 的工作状态划分为 4 个明显不同的区域：阻断区、线性区、准饱和区和深饱和区。阻断区又称为截止区，其特征类似于开关处于断态的情况，该区对应于基极电流  $I_B$  为零的条件，GTR 承受高电压而仅有极小的漏电流存在。在这一区域发射结和集电结均处于反向偏置状态。线性区又称放大区，晶体管工作在这一区域时，集电极电流与基极电流间呈线性关系，特性曲线近似平直。该区的特点是集电结仍处于反向偏置而发射结改为正向偏置状态，对工作于开关状态的 GTR 来说，应当尽量避免工作于线性区，否则功耗将会很大。深饱和区的特征类似于开关

处于接通的情况，在这一区域中基极电流变化时集电极电流不再随之变化，电流增益与导通电压均很小。工作于这一区域的 GTR 其发射结和集电结均

处于正向偏置状态。准饱和区是指线性区与深饱和区之间的一段区域，即特性曲线明显弯曲的部分，在此区域中随着基极电流的增加开始出现基区宽度调制效应，电流增益开始下降，集电极电流与基极电流之间不再呈线性关系，但仍保持着集电结反向偏置、发射结正向偏置的特点。

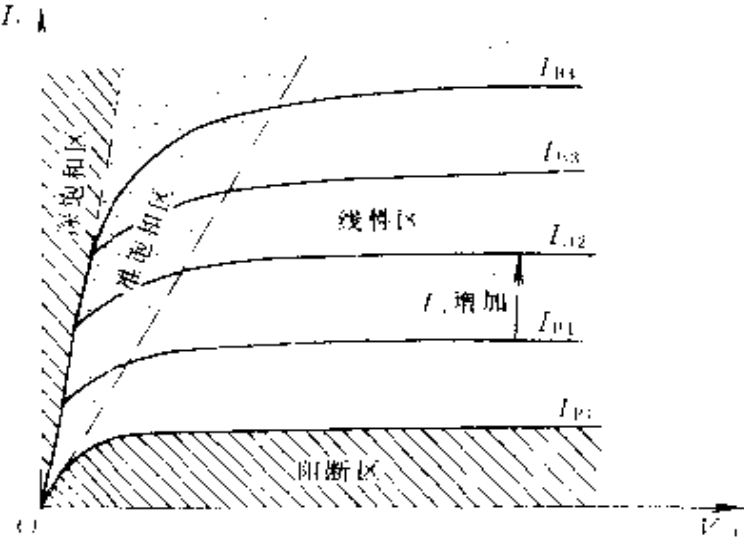


图 4-4 共射极电路的输出特性曲线

#### 4.2.1.2 饱和压降特性

处于深饱和区的 GTR 集电极电压称作饱和压降，用  $V_{CES}$  表示。此时的基射极电压称作基极正向压降，用  $V_{BES}$  表示。本来它们是 GTR 输出特性和输入特性的一个局部，但在大功率应用中变成了两项重要指标，因为它们直接关系到器件的导通功率损耗，有必要较详细地分析讨论。工作于深饱和区的 GTR 等效电路如图 4-5 所示，图中  $V_C$ 、 $V_E$  分别表示饱和状态时集电结和发射结上的压降，这两个 PN 结均为正向偏置状态， $r_B$  表示基区横向电阻， $r_{CS}$  和  $r_{ES}$  分别表示集电区和发射区的等效体电阻。按照等效电路的关系可得以下关系式

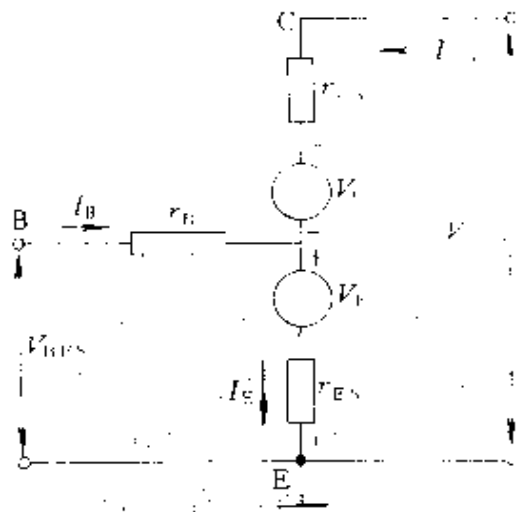


图 4-5 GTR 深饱和区工作等效电路

按照等效电路的关系可得以下关系式

$$V_{BES} = I_E r_{ES} + V_E + I_B r_B \quad (4-3)$$

$$V_{CES} = I_E r_{ES} + V_E - V_C + I_{CS} r_{CS} \quad (4-4)$$

一般情况下由于发射区掺杂浓度极高， $r_{ES}$ 可以忽略。

图 4-6 为英国 Marconi 公司生产的 TC35-400 型 50AGTR 的典型饱和压降特性曲线，该器件的直流电流增益  $\beta = 5$ 。由图可以看出，饱和压降  $V_{CES}$  随着集电极电流增加而增加；在  $I_C$  不变的情况下， $V_{CES}$  则随壳温的增加而增加，图中  $T_C$  为管壳温度。

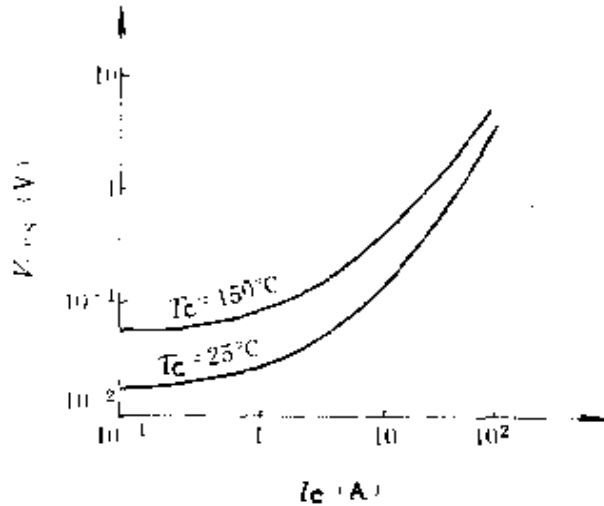


图 4-6 饱和压降特性曲线

图 4-7 表示同一器件的基极正向压降特性曲线，由图可以看出，基极正向压降  $V_{BES}$  也是随集电极电流的增加而增加，由于  $V_{BES}$  是由  $V_E$  和  $I_B r_B$  两项组成的，其中  $V_E$  是负温度系数而  $r_B$  是正温度系数，所以  $V_{BES}$  与温度的关系要复杂一些。在小电流情况下  $V_E$  起主导作用，温度增加  $V_{BES}$  减小；在大电流情况下  $I_B r_B$  起主要作用，因此温度增加  $V_{BES}$  亦随之增加。表现在图 4-7 中则是对应两种不同温度下的基极正向压降特性曲线有交点，在交点的左侧为小电流条件，温度高时  $V_{BES}$  较低；在交点的右侧为大电流条件，温度高时  $V_{BES}$  则较高。

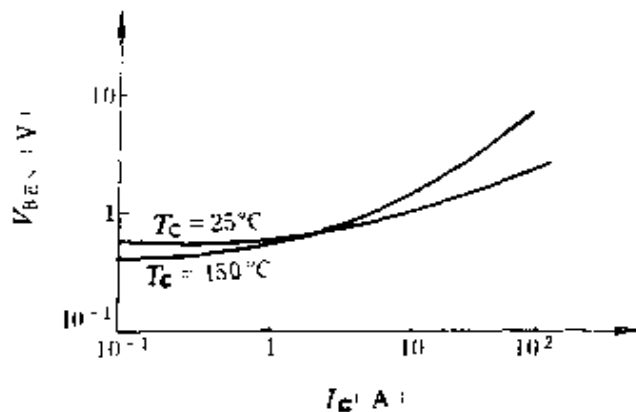


图 4-7 基极正向压降特性曲线

达林顿结构的 GTR 不可能进入深饱和区，因而饱和压降大。

#### 4.2.1.3 共射极电流增益 $\beta$

共射极电流增益  $\beta$  是指共射极电路中 GTR 集电极电流  $I_C$  与基极电流  $I_B$  的比值, 它表示 GTR 的电流放大能力。图 4-8 给出了在不同壳温和不同集电极通态电压时共射极电流增益  $\beta$  与集电极电流  $I_C$  的关系曲线。图 4-8a 中曲线  $\beta_F$  的下角字符 F 表示器件为正向接法, 如图 4-8b 所示; 下角字符 R 表示器件为反向接法, 如图 4-8c 所示。 $\beta_{F1}$  曲线的测试条件为: 管壳温度  $T_C$  为  $25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CE}$  为  $2\text{V}$ ;  $\beta_{F2}$  曲线的测试条件是:  $T_C$  为  $25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CE}$  为  $400\text{V}$ ;  $\beta_{F3}$  曲线的测试条件是:  $T_C=125^\circ\text{C}$ ,  $V_{CE}$  为  $2\text{V}$ ;  $\beta_R$  曲线的测试条件是:  $T_C=25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CE}$  为  $-2\text{V}$ 。图 4-8 各曲线说明 GTR 的共射极电流增益  $\beta$  并不是一个固定的常数, 它随管壳温度  $T_C$  和集电极电流  $I_C$  的变化而变化。

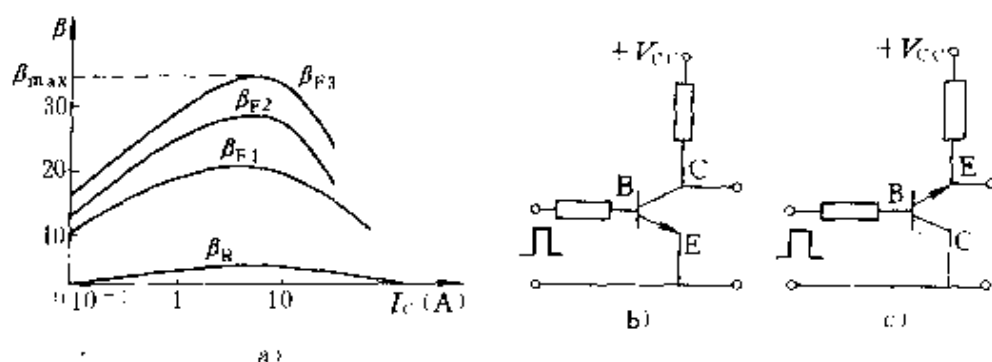


图 4-8 不同温度和不同  $V_{CE}$  时的  $\beta-I_C$  关系曲线及正反向接法电路  
a) 电流增益特性 b) 正向接法 c) 反向接法

综合  $\beta_{F1}$ 、 $\beta_{F2}$ 、 $\beta_{F3}$  三条曲线的变化规律可以看出, 对正向偏置情况, 在小电流条件下,  $\beta$  随集电极电流  $I_C$  减小而减小, 这是因为此时发射结空间电荷区的复合电流在发射极电流中占的比例较大, 从而使注入效率减小的缘故。随着  $I_C$  的增加, 复合电流的影响减弱, 注入效率提高,  $\beta$  则随之增大。当复合电流的影响可以忽略时, 增益值可达其最大值  $\beta_{max}$ 。以后当  $I_C$  很大时, 由于基区大注入效应和基区扩展效应的影响使  $\beta$  值迅速减小。

比较曲线  $\beta_{F1}$  和  $\beta_{F2}$  可以看出, 在管壳温度  $T_C$  和集电极电流  $I_C$  相同的条件下, 正向电流增益  $\beta_F$  随集电极电压  $V_{CE}$  的增加而增

加。这是因为集射极电压的增加相当于增大了集电结的反向偏置电压，使集电结变厚，基区宽度扩展效应削弱，并提高了GTR的电流传输能力，因而使 $\beta$ 值随集电极电压的增加而增加。

比较曲线 $\beta_{F1}$ 和 $\beta_{F3}$ 可以看出，在中间电流范围内， $\beta$ 值随温度的增加而增加；在大电流情况下 $\beta$ 值将随温度的增加而减小。

GTR在反向接法时，由于把原来的集电区作为发射区使用，其掺杂浓度低，注入能力很小，因此反向电流增益 $\beta_R$ 很小。

#### 4.2.1.4 最大额定值

最大额定值是指允许施加于GTR上的电压、电流、耗散功率以及结温等的极限数值。它们是由GTR的材料性能、结构方式、设计水平和制造工艺等因素所决定的，在使用中绝对不能超越这些参数极限。

1. 最高电压额定值 最高集电极电压额定值是指集电极的击穿电压值，它不仅因器件不同而不同，即使是同一器件，又会由于基极电路条件的不同而不同。图4-9表示GTR在不同接线方

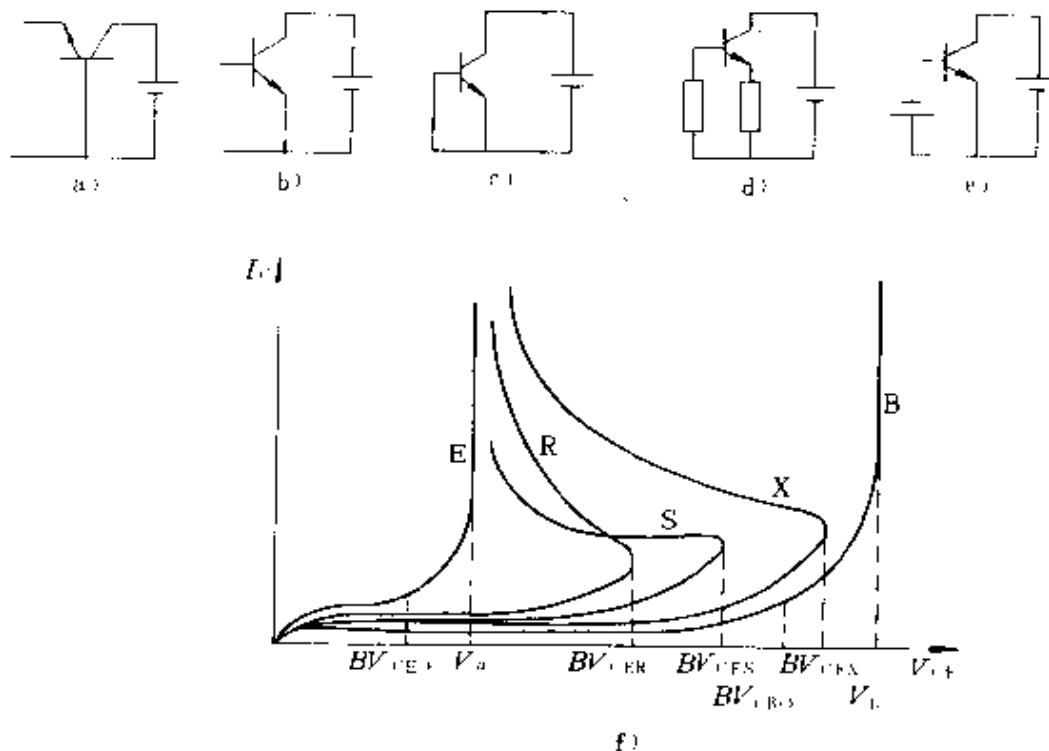


图 4-9 不同接线方式下的最高集电极电压额定值



式下的最高集电极电压额定值,包括  $BV_{CBO}$ 、 $BV_{CEO}$ 、 $BV_{CES}$ 、 $BV_{CER}$  和  $BV_{CEX}$ 。图 4-9a 为发射结开路时集电结承受电压的情况,图 4-9b 为发射结开路时集射极间加电压的情况,图 4-9c 为发射结短路条件下集射极间加电压的情况,图 4-9d 为发射结间有外接电阻的情况,图 4-9e 则为发射结接有反向偏压的情况。图 4-9f 画出了上述五种接线方式下各自相应的伏安特性曲线,分别用 B、E、S、R、X 表示,相应的击穿电压用  $BV_{CBO}$ 、 $BV_{CEO}$ 、 $BV_{CES}$ 、 $BV_{CER}$  和  $BV_{CEX}$  表示。图中的  $V_s$  和  $V_b$  则表示  $I_B=0$  和  $I_E=0$  情况下对应电流失控时的电压值。一般情况下

$$V_b > BV_{CEX} > BV_{CES} > BV_{CER} > V_s$$

此外,还有发射极电压最大额定值,它是指在集电极开路条件下发射结允许的最高反向偏置电压值,用  $BV_{EBO}$  表示。由于发射区掺杂浓度很高,具有很高的注入效率,所以  $BV_{EBO}$  通常只有几伏,典型值为 8V。

为防止器件在使用时因电压超过极限值而损坏,除适当选用管型外,还需增设若干过电压保护措施,以确保工作安全。

2. 最大电流额定值 前已述及,在大电流条件时出现的三种物理效应会使 GTR 的电气性能变差,甚至于使器件损坏,因此必须注意规定集电极电流的最大额定值  $I_{CM}$ 。对于  $I_{CM}$  的规定有两种方法:一种是以  $\beta$  值的下降情况为尺度来确定  $I_{CM}$ ,一般以  $\beta$  值下降到额定值的 1/2 至 1/3 时的  $I_C$  值定为  $I_{CM}$ 。另一种是以结温和耗散功率为尺度来确定  $I_{CM}$ ,这主要是考虑到 GTR 在低压范围内使用时,饱和压降对功率损耗的影响已不可忽视,在这种情况下以允许耗散功率的大小来确定  $I_{CM}$  值。

还有最大脉冲电流的额定值,定额的依据是引起内部引线熔断的集电极电流,或是引起集电结损坏的集电极电流;或以直流  $I_{CM}$  的 1.5~3 倍定额脉冲  $I_{CM}$ 。

基极电流也有最大额定值的规定,常用  $I_{BM}$  来表示。 $I_{BM}$  规定为内引线允许流过的最大基极电流,通常取  $I_{BM} \approx (1/2 \sim 1/6) I_{CM}$ 。与  $I_{CM}$  相比通常裕量很大。

3. 最高结温额定值 GTR 的最高结温  $T_{JM}$  是由半导体材料性质、器件钝化工艺、封装质量以及它们的可靠性要求等因素所决定。一般情况下，塑料封装的硅管结温  $T_{JM}$  为  $125\sim 150^{\circ}\text{C}$ ，金属封装的硅管  $T_{JM}$  为  $150\sim 175^{\circ}\text{C}$ ，高可靠平面管的  $T_{JM}$  为  $175\sim 200^{\circ}\text{C}$ 。

4. 最大功耗额定值 最大功耗额定值  $P_{CM}$  是指 GTR 在最高允许结温时所对应的耗散功率，它受结温的限制，其大小主要由集电结工作电压和集电极电流的乘积决定。由于这部分能量将转化为热能并使 GTR 发热，因此 GTR 在使用中的散热条件是十分重要的，如果散热条件不好，器件会因温度过高而损坏。

作为实例，下面给出 3DF20 型 GTR 的各最大额定值参数： $BV_{CBO}$  为  $450\text{V}$ ， $BV_{CEO}$  为  $300\text{V}$ ， $BV_{EBO}$  为  $6\text{V}$ ， $I_{CEO}$  为  $1\text{mA}$ ， $V_{CES}$  为  $2.3\text{V}$ ， $P_{CM}$  为  $200\text{W}$  ( $T_c=75^{\circ}\text{C}$ )， $I_C$  为  $20\text{A}$ ， $\beta$  为  $15$ ， $T_j$  为  $-55\sim 175^{\circ}\text{C}$ 。

#### 4.2.2 动态特性与参数

动态特性描述 GTR 开关过程的瞬态性能，又称开关特性。PN 结承受正向偏置时表现为两个电容：势垒电容和扩散电容。承受反向偏置时只表现为势垒电容。在稳态时这些电容对 GTR 的工作特性没有影响；而在瞬态时，则由于电容的充放电作用影响 GTR 的开关特性。此外，为了降低导通时的功率损耗，常采用过驱动的方法，使得基区积累了大量的过剩载流子，在关断时这些过剩载流子的消散严重影响关断时间。图 4-10 为用 Marconi 公司生产的 TC40U-400 型 GTR 动态特性试验电路与电流波形图。试验电路参数：电源  $V_{CC}=200\text{V}$ ，负载电阻  $R_C=10\Omega$ ，基极限流电阻  $R_{B1}=4.7\Omega$ ， $R_{B2}=1.2\Omega$ ，集电极电流  $I_C=10\text{A}$ ，正向基极驱动电流  $I_{B1}=2\text{A}$ ，反向基极驱动电流  $I_{B2}=4\text{A}$ ，结温  $T_j$  为  $25^{\circ}\text{C}$ 。

整个工作过程按照前述的定义分为开通过程，导通状态，关断过程，阻断状态 4 个不同阶段。图中开通时间  $t_{on}$  对应着 GTR 由截止到饱和的开通过程，关断时间  $t_{off}$  对应着 GTR 由饱和到截止的关断过程。在开通与关断状态的转换过程中，GTR 的工作点应

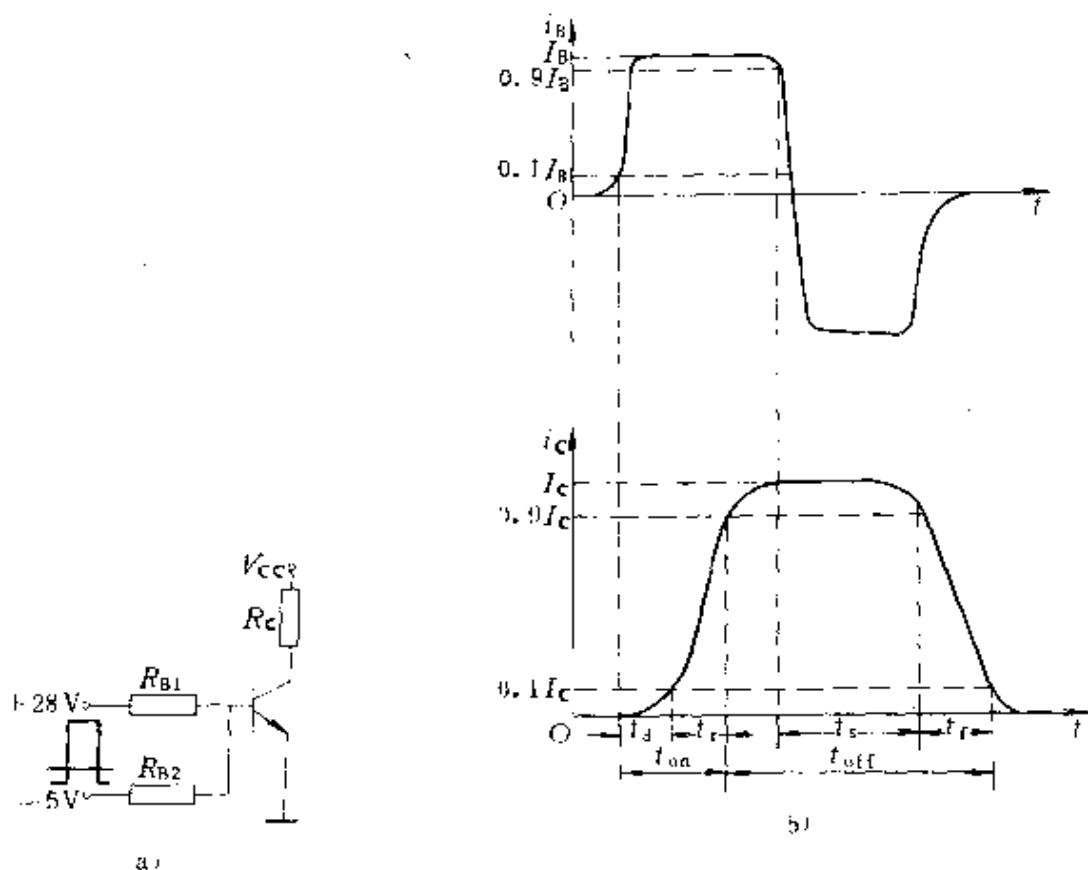


图 4-10 GTR 动态特性试验电路与电流波形图

a) 试验电路 b) 基极和集电极电流波形

尽量避免或尽快通过其伏安特性的线性工作区，以减小功耗。

开通时间  $t_{on}$  包括延迟时间  $t_d$  和上升时间  $t_r$ ；关断时间  $t_{off}$  包括存储时间  $t_s$  和下降时间  $t_f$ 。对这些开关时间的定义如下：

1. 延迟时间  $t_d$  从输入基极电流正跳变瞬时开始，到集电极电流  $i_c$  上升到最大（稳态）值  $I_c$  的 10% 所需时间叫延迟时间，它相应于基极电流向发射结电容充电的过程，因而延迟时间  $t_d$  的大小取决于发射结势垒电容的大小、初始正向驱动电流和上升率以及跳变前反向偏置电压的大小。

2. 上升时间  $t_r$  集电极电流  $i_c$  由稳态值  $I_c$  的 10% 上升到 90% 所需的时间叫做上升时间，它与过驱动系数及稳态电流值有关，过驱动系数越大，上升时间越短；稳态值越小，上升时间越短。

3. 存储时间  $t_s$  从撤消正向驱动信号到集电极电流  $i_c$  下降到其最大(稳态)值  $I_c$  的 90% 所需时间为存储时间, 它随过驱动系数的增加而增加, 随反向驱动电流的增加而减小。存储时间对应着过剩载流子从体内抽走的过程, 要想降低  $t_s$ , 应使 GTR 工作于准饱和区。

4. 下降时间  $t_f$  集电极电流  $i_c$  由其最大值  $I_c$  的 90% 下降到 10% 所需的时间称为下降时间, 它主要取决于结电容和正向集电极电流。

一般开通时间均为纳秒的数量级, 比关断时间小得多, 故在产品手册中一般不给出该参数。关断时间的数值都在微秒数量级 ( $t_s$  大约为 3~8 $\mu$ s,  $t_f$  大约为 1 $\mu$ s)。为了缩短关断时间可采取以下措施: 选择电流增益小的器件, 防止深饱和, 增加反向驱动电流。

集电极电压上升率  $dv/dt$  是动态过程中的一个重要参数, 过去很少为人重视。自从 GTR 桥式变流电路被广泛采用后, 由于  $dv/dt$  产生的过损耗现象严重地威胁着器件和电路的安全, 才迫使人们认真加以考虑。当基极开路时, 集射极间承受过高的电压上升率  $dv/dt$ , 便会通过集电结的寄生电容流过容性位移电流。由于基极是开路的, 该容性位移电流便注入发射结形成基极电流并且被放大  $\beta$  倍, 形成集电极电流, 若 GTR 的  $\beta$  值很大, 将会迫使 GTR 进入放大区运行, 有可能因瞬时电流过大而产生二次击穿导致损坏。另外在 GTR 换流期间, 集电结中储存的少数载流子被全部抽走之前, 有可能使正在关断的 GTR 重新误导通。在桥式电路中将会出现桥臂直通故障。为了抑制过高的  $dv/dt$  对 GTR 的危害, 一般在集射极间并联一个 RCD 缓冲网络。

#### 4.2.3 二次击穿与安全工作区

1. 二次击穿特性 前述的最高集射极间电压额定值  $BV_{CEO}$  又称为一次击穿电压值, 发生一次击穿时反向电流急剧增加。如果有外接电阻限制电流的增长时, 一般不会引起 GTR 特性变坏; 但如果不加限制, 就会导致破坏性的二次击穿。所谓二次击穿是指器件发生一次击穿后, 集电极电流继续增加, 在某电压电流点产

生向低阻抗区高速移动的负阻现象。二次击穿用符号 S/B 表示。二次击穿时间在纳秒至微秒的数量级之内，即使在这样短的时间内，它也能使器件内出现明显的电流集中和过热点。因此，一旦发生二次击穿，轻者使 GTR 耐压降低、特性变差，重者使集电结和发射结熔通，使 GTR 受到永久性损坏。

二次击穿按晶体管的偏置状态分为两类：基极-发射极正偏，GTR 工作于放大区的二次击穿称正偏二次击穿；基极-发射极反偏，GTR 工作于截止区的二次击穿称为反偏二次击穿。

(1) 正偏二次击穿 当 GTR 正向偏置时，由于存在基区电阻，基极与发射极在同一平面上，发射结各点的偏置不尽相同，发射极边缘大而发射极中心小，又由于存在集-射电场，二者合成一个横向电场。此电场将电流集中到发射极边缘下很窄的区域内，造成电流局部集中，电流密度加大，温度升高，严重时造成热点或热斑。热点处的电阻率进一步减小，如不加限制就会因热点的温度过高而造成恶性循环导致该局部 PN 结失效，这就是正偏二次击穿。

GTR 的二次击穿特性如图 4-11 所示。图中自上而上的三条曲线分别表示发射结处于正向偏置、开路和反向偏置三种不同工况下的二次击穿特性。二次击穿特性曲线的转折点表示二次击穿触发功率，它反映二次击穿触发电流  $I_{S/B}$  与集射极保持电压  $V_{CE0}$  (SUS) 的乘积。不同条件下二次击穿特性曲线转折点的轨迹称为二次击穿功率  $P_{S/B}$  的限制线，如图中虚线所示。转

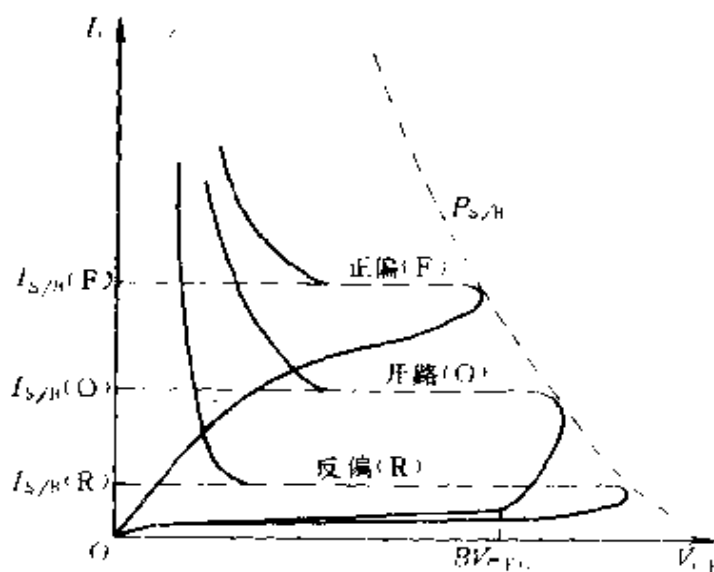


图 4-11 二次击穿特性

折点处对应的电流即出现负阻现象时的电流称为二次击穿电流  $I_{S/n}$ 。

热点的严重程度与基区宽度成反比，与集电极外加电压成正比。外加电压高，集电极区的损耗不均匀，电流更易集中而产生热点，使二次击穿电流  $I_{S/B}$  下降。二次击穿电流  $I_{S/B}$  有两种不同的表示方法：一种是指在规定时间内，一定试验电压条件下允许的集电极电流极限值。例如 RCA9228D 型 GTR 为达林顿结构，其参数值为：耐压 120V，电流 50A，试验条件是  $t=0.5s$ ， $V_{CE}=30V$ ， $I_{S/B}<10A$ 。另一种是指在一定试验电压和电流条件下 GTR 允许的最长时间。例如 BUX31B 型 GTR 为单管结构。其参数值为：耐压 1000V，电流 8A，试验条件是  $V_{CE}=30V$ ， $I_C=5A$ ， $I_{S/B}<1s$ 。

(2) 反偏二次击穿 在 GTR 由导通转入截止状态时，发射结反向偏置，由于存储电荷的存在集电极-发射极仍流过电流。由于基区电阻的存在，在发射极与基极相接的周边反偏电压大，而在其中心反偏很弱甚至可能仍为正偏，这样就造成了发射极下基区的横向电场由中心指向边缘，形成集电极电流被集中于发射结中心很小局部的不均匀现象。在该局部因电流密度很高形成热点，这样就可能在比正向偏置时要低得多的能量水平下即发生二次击穿。

二次击穿最终是由于器件芯片局部过热而引起的，而热点的形成需要能量的积累，即需要一定的电压电流数值和一定的时间。因此，诸如集电极电压、电流、负载性质、导通脉冲宽度、基极电路的配置以及材料、工艺等因素都对二次击穿有一定的影响。

2. 安全工作区 GTR 在运行中受到电压、电流、功率损耗以及二次击穿等定额的限制。厂家一般把它们画在双对数坐标上，以安全工作区的综合概念提供给用户。安全工作区简称 SOA，是指 GTR 能够安全运行的范围，又分为正向偏置安全工作区 (FBSOA) 和反向偏置安全工作区 (RBSOA)。正向偏置安全工作区如图 4-12 所示，是由双对数直角坐标系中 ABCDE 折线所包围

的面积。AB段表示最大集电极电流  $I_{CM}$  的限制，BC段表示最大允许功耗  $P_{CM}$  的限制，CD段表示正向偏置下二次击穿触发功率  $P_{S/B}$  的限制，DE段则为最大耐压  $BV_{CEO}$  的限制。图中标有DC字样的折线是在直流条件下的安全工作区，称为直流安全工作区，它对应于最恶劣的条件，是GTR可以安全运行的最小范围。其余折线图形对应于不同导通宽度的脉冲工作方式，随着导通时间的缩短，二次击穿耐量和允许的最大功耗均随之增大，安全工作区向外扩大。当脉冲宽度小于  $1\mu s$  时，相应的安全工作区变为由  $I_{CM}$  和  $BV_{CEO}$  所决定的矩形。

反向偏置安全工作区如图4-13所示，它表示GTR在反向偏置下关断的瞬态过程。基极反向关断电流  $I_{BR}$  越大其安全工作区越小。

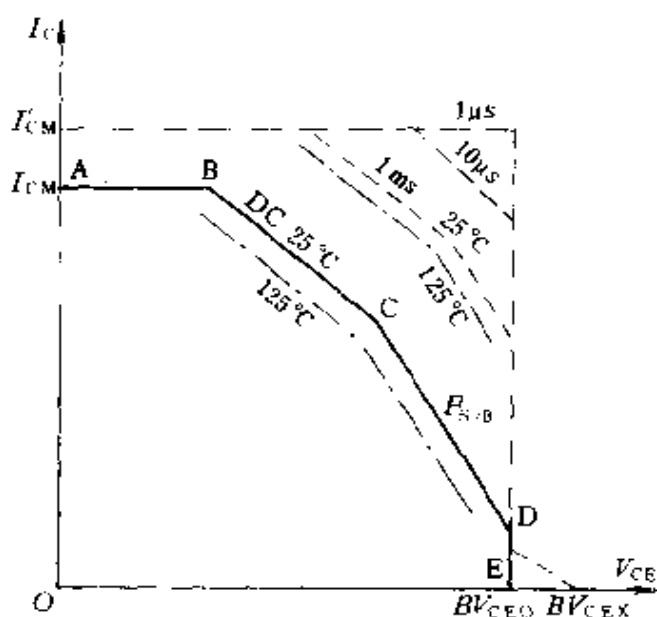


图 4-12 正向偏置安全工作区

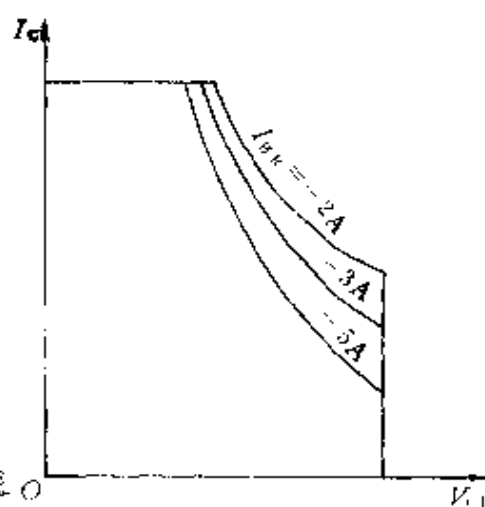


图 4-13 反偏安全工作区

安全工作区是在一定的温度条件下得出的，例如环境温度  $25\text{C}$  或壳温  $75\text{C}$  等，使用时若超过上述指定温度值，允许功耗和二次击穿耐量都必须降额。

#### 4.2.4 温度特性与散热

半导体器件的共同缺点是其特性参数受温度影响大，除了前

述若干特性随着温度升高而变差外,由于温度升高将使  $V_{CES}$  升高,  $I_C$  也将增大,输出功率下降,最大允许功耗和二次击穿触发功率均要下降,结果使安全工作区面积缩小。必须采取有效散热措施,选配适当的散热器,根据容量等级采用自然冷却、风冷或沸腾冷却方式,确保 GTR 不超过规定的结温最大值。

热损坏由结温过高所致,结温升高由发热引起,发热量则由功耗转变而来。因此,若能从根本上减小 GTR 的功耗就可确保其安全可靠地工作。在高频大功率开关条件下工作的 GTR,其功耗由静态导通功耗、动态开关损耗和基极驱动功耗三部分组成。设法降低导通电压、采用各种缓冲电路改变 GTR 的开关轨迹等均可达到减小 GTR 功耗的目的。

GTR 的参数示例见表 4-1、表 4-2。

表 4-1 GTR 的静态参数示例

型 号	最大连续集电极电流 $I_C$ (A)	最大脉冲集电极电流 $I_C$ (A)	最大连续基极电流 $I_B$ (A)	集电极发射极电压 $T_C=125\text{ C}$ $V_{CEX}$ (V)	集电极发射极保持电压 $T_C=125\text{ C}$ $V_{CEX,s}$ (V)	最大结温 $T_J$ ( $^{\circ}\text{C}$ )
TCD30/U-800	50	70	10	800	500	150
TCD30/U-1000	12	20	10	1000	850	150
DT34-300	175	200	50	300	250	150
DT34-500	175	200	50	500	400	150
DT34-1050	175	200	50	1050	850	150
DT74-250	600	800	100	250	200	175
DT74-300	600	800	100	300	250	175
DT74-350	600	800	100	350	300	175
DT/TF100-1000	200	300	100	1000	850	150
DT/TF100-1200	200	300	100	1200	1000	150
DT800-300	1000	1200	250	300	200	175
DT800-350	1000	1200	250	350	250	175
DT800-400	1000	1200	250	400	300	175



表 4-2 GTR 的动态参数示例

型号	总功耗 $T_c = 25^\circ\text{C}$		直流正向电流增益 $T_c = 125^\circ\text{C}$			集射饱和电压 $T_c = 125^\circ\text{C}$			开关时间参数 $T_c = 125^\circ\text{C}$				结热阻	
	$P_T$ (W)	$h_{FE}$ (min)	$I_C$ (A)	$V_{CE}$ (V)	$V_{CES}$ (V)	$I_C$ (A)	$I_B$ (A)	$t_f$ ( $\mu\text{s}$ )	下降 $t_s$ ( $\mu\text{s}$ )	存储		连续		$R_{th}$ ( $^\circ\text{C}/\text{W}$ )
										$I_C$ (A)	$t_s$ ( $\mu\text{s}$ )	$I_C$ (A)	$I_{B1}/I_{B2}$ (A)	
ICD30/U-800	125/200	35	40	5	2	40	2	1	6.5	40	0.5/0.5	300	1.0/0.05	
ICD30/U-1000	125/200	35	6	5	2	6	0.3	1	6.5	6	1.5/1.5	300	1.0/0.65	
DT34-300	1.7	8	200	2	0.6	200	37.5	1	5	200	37.5/37.5	250	0.13/0.075	
DT34-500	1.7	8	100	2	0.6	100	18.0	1	5	100	18/18	300	0.13/0.075	
DT34-1050	1.7	7	40	2	0.6	40	8.5	1	5	40	8.5/8.5	350	0.13/0.075	
DT74-250	2000	10	400	2	1	400	60	1.5	5	400	60/60	150	0.075	
DT74-300	2000	8	400	2	1.5	400	60	1.5	5	400	60/60	200	0.075	
DT74-350	2000	7	400	2	1	400	60	1.5	5	400	60/60	250	0.075	
DT/TF100-1000	1500/2000	8	100	2	1	100	19	1	7	100	19/19	800	0.085/0.05	
DT/TF100-1200	1500/2000	5	100	2	1	100	30	1.25	7	100	30/30	1000	0.085/0.05	
DT800-300	3000	10	800	2	1	800	150	2	7.5	800	150/150	150	0.04	
DT800-350	3000	9	800	2	1	800	150	2	7.5	800	150/150	200	0.04	
DT800-400	3000	7	800	2	1	800	150	2	7.5	800	150/150	250	0.04	

## 4.3 GTR 的驱动与保护

### 4.3.1 驱动电路的设计原则

从上述对 GTR 基本特性的讨论可知，GTR 是一种具有自关断能力的全控型电力半导体器件。与晶闸管只能控制其导通而不能控制其关断的半控型有着明显的不同，由于特性上的这一重要特点使各类变流电路的控制更加方便、灵活，线路结构大为简化。由于器件的关断状态是可以人为控制的，因而可以把一些难于处理的故障现象通过控制驱动信号的途径加以避免，大大提高了设备的可靠性。

电力晶体管的基极驱动方式直接影响着它的工作状况，可使某些特性参数得到改善或受到损害。例如，基极驱动电路的特性是决定集电极电流上升率  $di/dt$  和动态饱和压降的重要因素，过驱动可以减小开通损耗，但对关断过程不利，增加了关断损耗。驱动电路有无快速保护功能则是决定 GTR 在过压或过流后是否损坏的重要条件。GTR 的功率大而热容量小，过载能力低，由于过载或短路产生的功耗可在若干微秒的极短时间内使结温超过最大允许值导致器件损坏，热量一旦产生又无法及时散发掉，一般动作时间为毫秒级的快速熔断器、过电流继电器等是根本无法保护 GTR 的。因此 GTR 的保护必须另辟蹊径，不再是切断主电路而是采用迅速切断基极控制信号的方法，这就使得驱动与保护紧密联系在一起。保护措施转化为两方面的工作：一是如何及时准确地测得故障状态，二是如何迅速可靠地封锁基极驱动信号。

GTR 基极驱动电路的设计必须考虑以下三点：最优化驱动特性、驱动方式和自动快速保护功能。

1. 最优化驱动特性 所谓最优化驱动特性就是以理想的基极驱动电流波形去控制 GTR 的开关过程，以便提高开关速度、减小开关损耗。最优化的基极驱动电流波形如图 4-14 所示。要保证在 GTR 开通时基极电流具有快速的上升沿并有短时过冲，以加速开通过程；在 GTR 导通期间应使其在任何负载条件下都保证

正向饱和压降  $V_{CES}$  较低，以便获得低的导通损耗，但有时又为了减小存储时间提高开关速度，希望维持在准饱和状态；在关断瞬时，应能提供足够的反向基极驱动，以迅速抽出基区的过剩载流子，缩短关断时间，减小关断损耗。

2. 驱动方式 根据主电路的结构与工作特点以及它和驱动电路间的连接关系，可以有直接驱动方式和隔离驱动方式两种选择。直接驱动方式又分为简单驱动、推挽驱动和抗饱和驱动等形式。在很多场合下主电路和控制电路之间必须隔离，以保证电路的安全并提高

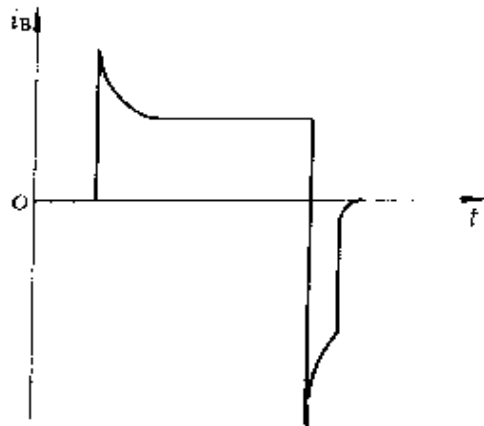


图 4-14 最优化基极驱动电流波形

抗干扰能力。隔离的方式有光电隔离和电磁隔离两种，光电隔离的缺点是响应时间较长，而电磁隔离的缺点是体积重量较大。

3. 快速保护功能 GTR 的基极驱动电路要有快速自动保护功能，以便在故障状态下能快速自动切除基极驱动信号，避免 GTR 遭到损坏。保护的类型包括抗饱和、退抗饱和、过流、过压、过热、脉宽限制等。此外驱动电路还要有在主电路故障后能及时自动切断与主电路联系的自保护能力。

### 4.3.2 基极驱动电路的基本型式

#### 4.3.2.1 恒流驱动电路

“恒流驱动”是指 GTR 的基极电流保持恒定，不随集电极电流变化而变化。为了保证 GTR 在任何负载情况下都能处于饱和导通，所需的基极电流  $I_B$  应按 GTR 最大可能通过的集电极电流  $I_{Cmax}$  来设计，即

$$I_B > I_{Cmax} / \beta$$

所以，恒流驱动使空载或空载时饱和深度加剧，存储时间大。为了克服上述弊端常需采用其他辅助措施，并由此演绎出两种不同类型。

1. 抗饱和电路 抗饱和电路亦称贝克箝位电路，其基本形式如图 4-15 所示，其目的是将多余的基极电流从集电极引出，使 GTR 在不同集电极电流情况下都处于准饱和状态，使集电结处于零偏置或轻微正向偏置的状态。图中  $VD_1$ 、 $VD_2$  为抗饱和二极管， $VD_3$  为反向基流提供回路。轻载时，当 GTR 饱和深度加剧而使  $V_{CE}$  减小时，A 点电位高于集电极电位，二极管  $VD_2$  导通，将  $I_B$  分流，使流过二极管  $VD_1$  的基极电流  $I_B$  减小，从而减小了 GTR 的饱和深度。

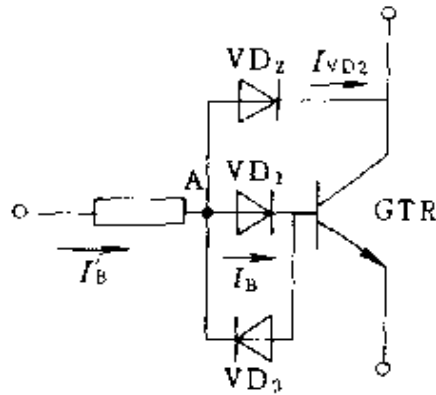


图 4-15 抗饱和电路

抗饱和电路可以缩短存储时间，使在不同负载情况下及使用离散性较大的 GTR 时存储时间趋向一致，但需增加二个二极管，箝位二极管  $VD_2$  必须是快速恢复二极管且其耐压必须和 GTR 的耐压相当。由于电路工作于准饱和状态正向压降增加，增大了导通损耗。

2. 截止反偏驱动电路 为了减小存储时间加速 GTR 关断，常采用截止反偏驱动以迅速抽出基区的过剩载流子。形成截止反偏的电路有多种，现介绍几种常见电路。

(1) 单极性脉冲变压器驱动电路。较简单的单极性脉冲变压器截止反偏驱动电路如图 4-16 所示，它实际上是一个小功率单端正激式变

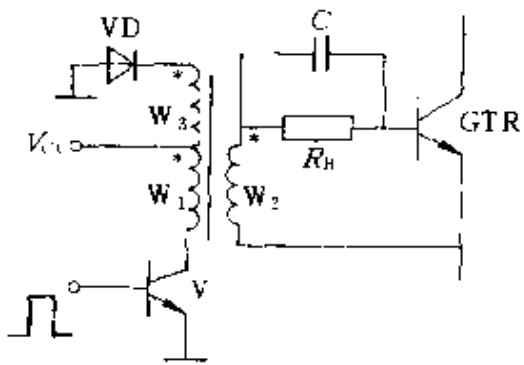


图 4-16 单极性脉冲变压器的截止反偏驱动电路

换器。当驱动管 V 导通时，在变压器二次绕组  $W_2$  上感生电动势向 GTR 提供正向基极电流，使 GTR 导通，二极管 VD 由于  $W_3$  上感应电动势反偏而截止，V 截止时，各绕组感应电动势反向， $W_2$  上的反向电压作为 GTR 的反偏电

压，使 GTR 迅速关断。GTR 截止后，二次绕组  $W_2$  开路，变压器铁心的磁场能量则通过绕组  $W_3$  及二极管 VD 反馈回电源。可见反偏电压是导通时间的函数。这种电路简单，但有直流磁化现象，铁心体积较大。

(2) 电容储能式驱动电路。图 4-17 为利用电容储能来获得反向偏置的驱动电路。当输入信号  $v_i$  为高电平，变压器绕组星号端为正极性时，在变压器二次绕组  $W_2$  上产生正向驱动电压，并经 GTR 的发射结对储能电容  $C$  充电。二极管  $VD_2$  导通，晶体管 V 被  $VD_2$  的正向压降和  $C$  两端的充电电压反向偏置而截止。当  $v_i$  为低电平时， $VD_2$  截止。电容  $C$  通过尚在导通的 GTR

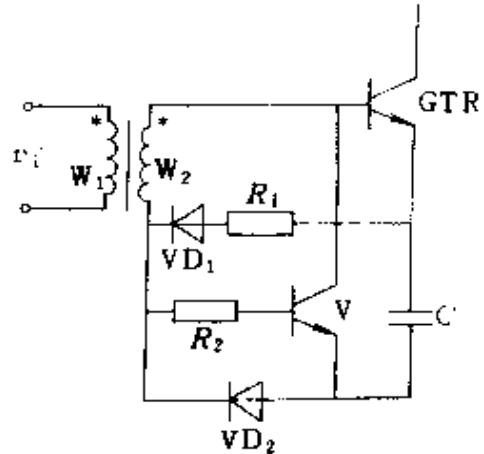


图 4-17 电容储能式驱动电路

的发射结、 $W_2$  和  $R_2$  驱动晶体管 V 饱和导通，使电容  $C$  上电压反向加于 GTR 的发射结上，放电电流使 GTR 基区的过剩载流子迅速抽出而关断。GTR 关断后，电容  $C$  上的储能通过  $R_1$ 、 $VD_1$ 、 $R_2$  和 V 的发射结继续释放，并且应于 GTR 再次导通前放电完毕。

(3) 固定反偏互补驱动电路。固定反偏互补驱动电路如图 4-18 所示。晶体管  $V_2$  和  $V_3$  组成互补驱动级，当  $v_i$  为高电平时，晶体管  $V_1$  及  $V_2$  导通，正电源  $+V_{CC}$  经过电阻  $R_3$  及  $V_2$  向 GTR 提供正向基极电流，使 GTR 导通。当  $v_i$  为低电平时， $V_1$  及  $V_2$  截止而  $V_3$  导通，负电源  $-V_{CC}$  加于 GTR 的发射结上，GTR 基区中的过剩载流子被迅速抽出，GTR 迅速关断。

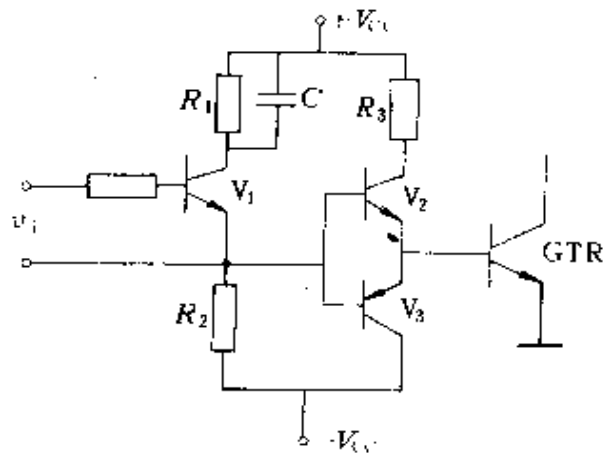


图 4-18 固定反偏互补驱动电路

#### 4.3.2.2 比例驱动电路

比例驱动就是使 GTR 的基极电流正比于集电极电流变化, 保证在不同负载时器件的饱和深度基本相同, 并使轻载时的驱动功率大大减小。

1. 反激式比例驱动电路 反激式比例驱动电路如图 4-19 所示。该电路由驱动变压器 T、晶体管 V、电阻 R、二极管 VD 及稳压管 VS 等元器件构成。当驱动信号  $v_i$  为高电平时, 晶体管 V 导通, 铁心在  $i_1 N_1$  作用下磁化并在各绕组中感应出星号端为负的电动势, 这样 GTR 因基极反偏而截止。当  $v_i$  变为低电平时, 晶体管 V 截止, 电流  $i_1$  消失, 各绕组中感应出星号端为正的电动势, 铁心中的磁场能经 GTR 的基极回路释放, 促使 GTR 导通, GTR 一经导通则形成集电极电流, 该电流经反馈绕组  $W_F$  使铁心去磁而脱离饱和, 此时  $W_F$  与  $W_B$  形成电流互感器的工作状态,  $i_c$  上升,  $i_B$  也上升, 形成正反馈, 使 GTR 迅速全面导通。

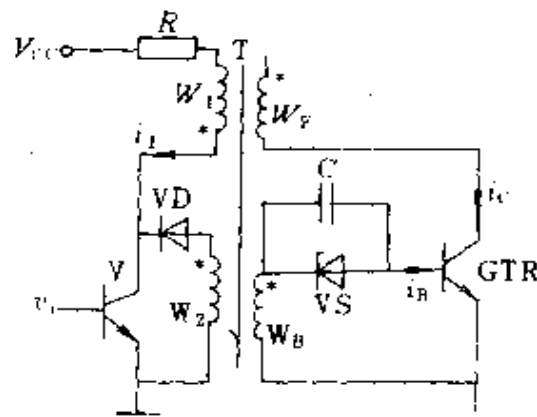


图 4-19 反激式比例驱动电路

当  $v_i$  再度变为高电平时, 晶体管 V 又导通, 由于  $i_c$  尚未来得及下降, 故各绕组的星号端仍维持为正, V 的导通相当于通过二极管 VD 将  $W_1$  绕组短接, 迫使各绕组的感应电动势均接近于零。加速电容 C 上的电压使 GTR 的发射结反偏, 使基区过剩载流子迅速消散, GTR 脱离饱和,  $i_c$  下降使各绕组电动势反向,  $W_B$  上的电动势继续使 GTR 反偏, 加速  $i_c$  下降直至 GTR 被关断, 等待下次驱动信号的到来。

2. 具有强制开通和强制关断的比例驱动电路 一般的比例驱动电路主要靠正反馈加速 GTR 的开通过程, 但当工作频率较高时, 由于分布参数的影响使开通速度变慢, 可采用如图 4-20 所

示的强制开通与强制关断的比例驱动电路。

当  $v_i$  为低电平时，驱动管 V 截止，GTR 也截止，其集电极为高电平。当  $v_i$  由低变高时，驱动管 V 导通，GTR 集电极的高电平通过二极管  $VD_2$  及 V 为 GTR 提供很大的正向基极电流，迫使 GTR 迅速开通。同时，通过电流互感器 TA 的作用，在 TA 二次绕组  $W_2$  上产生与 GTR 集电极电流  $i_c$  成正比的电流，并经  $VD_1$ 、V 和 GTR 的发射结而流通，成为 GTR 的比例驱动电流。

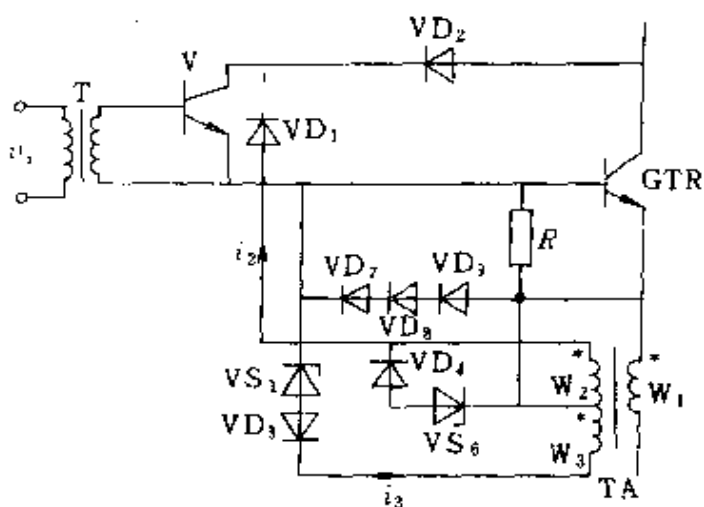


图 4-20 具有强制开通与关断的比例驱动电路

当  $v_i$  为低电平时，V 截止， $i_2=0$ ，互感器 TA 各绕组电压上升。 $W_3$  上星号端为正的电压使  $VS_1$  击穿并反向加于 GTR 的发射结上，此时，流过  $W_3$  的电流  $i_3$  也正比于  $i_c$ ，并且成为 GTR 的反向基流，起比例反驱动作用，迅速抽出基区剩余载流子，减小了存储时间。该电路驱动性能好，但电路较复杂。

### 4.3.3 过电流的检测与保护

#### 4.3.3.1 状态识别法

过电流的出现是由于 GTR 处于过载或短路的故障状态，此时随着集电极电流的剧烈增加，其基极电压  $V_{BE}$  和集电极电压  $V_{CE}$  均发生相应变化。在基极电流和结温一定时  $V_{BE}$  随  $I_C$  正比变化，可以利用这一特性对 GTR 进行过载和短路过电流保护，监测基极电压  $V_{BE}$  与预定的基准值进行比较后，即可发出命令切除 GTR 驱动信号。与此相仿，检测  $V_{CE}$  也可达到过电流保护的目，但是  $V_{CE}$  的变化比  $V_{BE}$  缓慢，而且  $V_{CE}$  受温度影响严重。

监测  $V_{BE}$  比监测  $V_{CE}$  更有利，因为 GTR 在短路情况下开通时，

监测  $V_{BE}$  确认故障的时间快。能在退饱和保护电路封锁的几微秒内起保护作用；监测  $V_{BE}$  也有一定缺点，即在较轻的过载情况下其灵敏度低。恰好监测  $V_{CE}$  的方法适宜于过载电流的保护而不适于短路电流的保护。将两种监测结合起来可产生良好的过电流保护效果。

图 4-21a 为 GTR 的基极正向压降特性曲线，管型为 MJ10025，测试条件为  $I_B=0.25A$ 、 $T_C=25^\circ C$ 。图 4-21b 为基极电压  $V_{BE}$  识别电路实例。GTR 的基极电压  $V_{BE}$  与基准值电压  $V_R$  通过比较器进行比较，正常工作条件下  $V_{BE} < V_R$ ，比较器输出低电平保证驱动管 V 导通，一旦  $V_{BE}$  高于  $V_R$ ，比较器输出高电平使驱动管 V 截止，阻断了 GTR 的驱动信号，关断已经过流的 GTR。

集电极电压的识别如图 4-22 所示。图 4-22a 为 GTR 的饱和

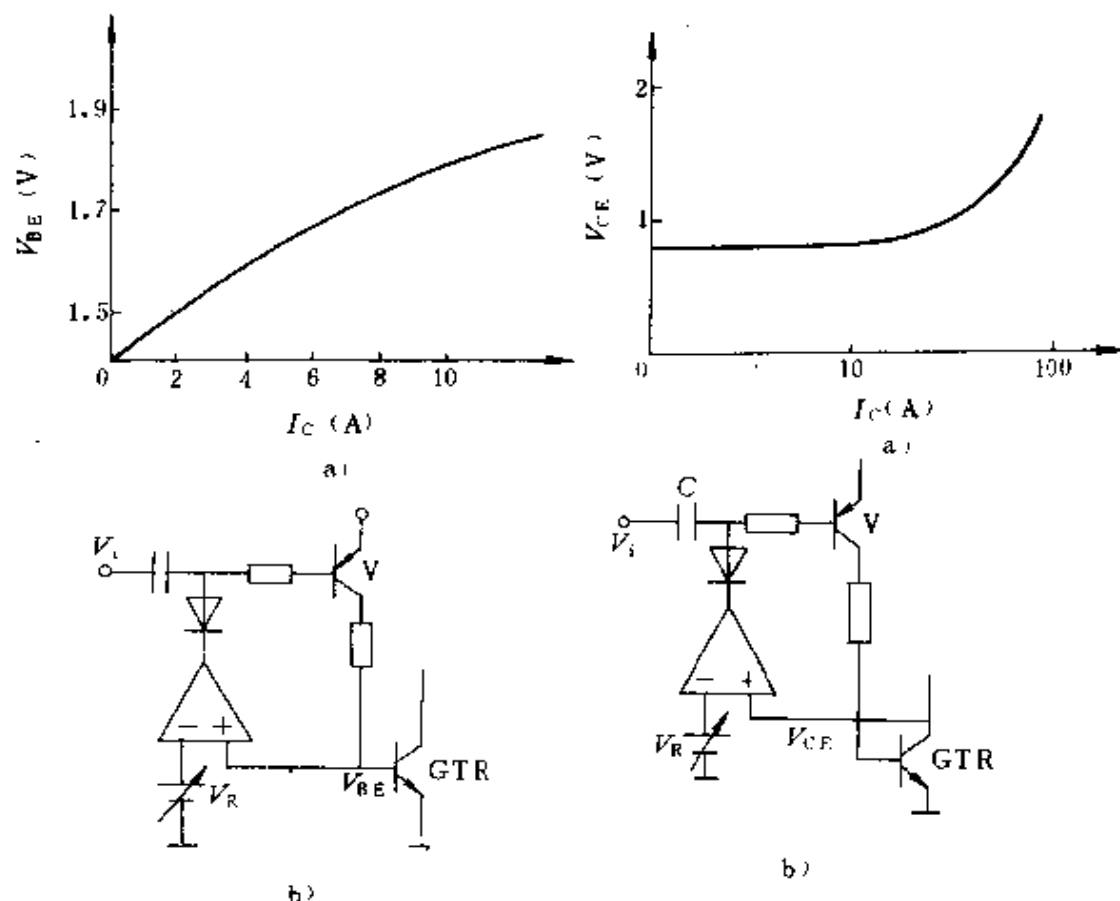


图 4-21 基极电压  $V_{BE}$  的识别

a) 基极电压特性 b) 识别电路

图 4-22 集电极电压的识别

a) 集电极电压特性 b) 识别电路



压降特性曲线，管型为 MJ10044，测试条件为  $I_C = 20I_B$ 。由图可知，GTR 工作在饱和区和准饱和区时  $V_{CE}$  一般在  $0.8 \sim 2V$  之间，当负载过电流或由于基极驱动电流不足均会引起 GTR 退出饱和区进入线性区，导致  $V_{CE}$  迅速增大，功耗猛增以至于使器件损坏，这种抗饱和的保护电路示于图 4-22b。它和图 4-21b 是完全相似的，只是被监测的电压不是  $V_{BE}$  而是  $V_{CE}$ 。这种电路在 GTR 导通前处于截止状态， $V_{CE} > V_R$ ，保护环节封锁开通电路，为了保证 GTR 的正常开通需加开通起动电路，通过电容  $C$  提供驱动管的初始基极电流使 GTR 强制开通，此后  $V_{CE} < V_R$ ，驱动电路提供持续的基极电流使 GTR 保持导通状态。这种方法的缺点是存在“保护盲区”，由于 GTR 开通时要先封锁保护电路，只有在 GTR 开通之后保护电路才能投入，因此若在开通过程最初的若干微秒内发生短路，该电路无法实现保护。

#### 4.3.3.2 桥臂互锁保护法

逆变器在运行中由于 GTR 关断时间过长、驱动信号失误重叠，或某一 GTR 损坏，均可能导致桥臂短路故障，造成器件损坏。这就要求同一桥臂中的两个 GTR 互锁，即只有确认某个 GTR 关断后另一个才能开通。这种互锁保护电路是经过与门逻辑判断来实现的，其原理如图 4-23 所示。图中上桥臂  $V_1$  (GTR) 的基极驱动电路受下臂零电流互锁信号控制；而下桥臂  $V_2$  (GTR) 的基极驱动电路又受上桥臂零电流互锁信号的控制，这样就能保证在任何时刻只有一个 GTR 导通，防止两管同时导通造成直接短路。

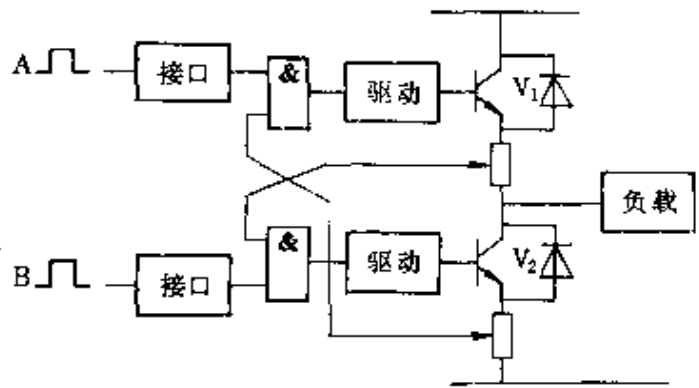


图 4-23 桥臂互锁保护法

但是在 GTR 中的集电极电流和电压在某些负载条件下会产生相位移，GTR 虽然处于导通状态，却有可能无集电极电流流通，

因此有时检测集电极电流或发射极电流并不能正确判断 GTR 是否关断。GTR 阻断状态的判断可以检测其发射结电压  $V_{BE}$  的方法来实现。图 4-24a 表示达林顿 GTR 在关断过程中  $V_{CE}$ 、 $I_C$  及  $V_{BE}$  的变化过程,可见检验  $V_{BE}$  的大小可以判断 GTR 是否关断。识别  $V_{BE}$  的具体电路如图 4-24b 所示,例如,对于型号为 ESM6045D 的器件当基极负电压达到  $-4V$  时,GTR 即可靠关断,这时恒流源电路中的发光二极管流过稳定的电流,可用发光二极管的光信号来代表 GTR 已经阻断的信号,并用它来对桥臂上的另一 GTR 进行控制。

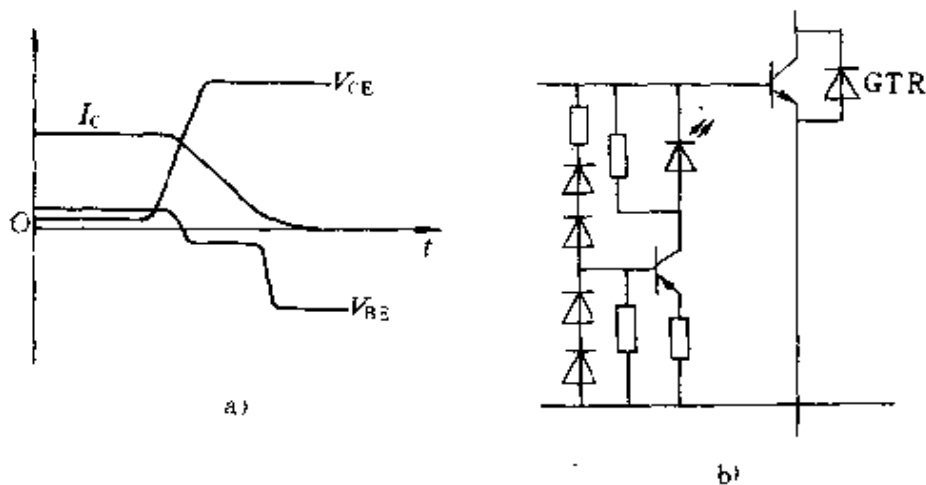


图 4-24  $V_{BE}$  的识别电路

采用桥臂互锁保护法不但能提高可靠性,而且可改进系统的动态调整性能,提高系统的工作速度。

#### 4.3.3.3 LEM 模块保护法

LEM 模块是一种磁场平衡式霍尔电流传感器,其反应速度为  $1\mu s$ ,一次、二次侧绝缘性能达  $2kV$ ,由于它无惯性、线性度好,装置又简单,成为自关断器件过电流保护的佼佼者。霍尔电流传感器是一种半导体器件,其工作原理如图 4-25a 所示,在厚度为  $d$  的半导体基片的垂直方向设置磁场  $B$ ,当沿纵长方向通过引线 1、2 引入电流  $I_c$  时,在基片的两个长边之间便产生电压,这就是霍尔效应。电流引线称为电流极,电压引线 3、4 称为霍尔电压输出极。霍尔电压的大小为

$$V_H = K_H B I_C \quad (4-5)$$

LEM 模块的电路工作示意如图 4-25b 所示, 由主回路 (一次侧)、聚磁环、霍尔传感器、二次绕组、放大电路、显示系统等部分组成。当主回路有一大的电流  $I_p$  流过时, 在导线周围产生一个强的磁场, 经聚磁环聚集后感应出霍尔电动势, 使之有一输出信号, 再经放大器放大后获得一个补偿电流  $I_s$ ,  $I_s$  经过多匝的二次绕组产生补偿磁场, 与  $I_p$  产生的主磁场相反, 于是霍尔器件的输出逐渐减小, 最后当两个磁场相等时  $I_s$  不再增加, 这时霍尔器件就起到指示零磁通的作用。从宏观上看, 任意时刻二次电流的安匝数都与一次电流形成的安匝数一模一样, 只要测得二次绕组的小电流, 就可知道一次侧的大电流。它既可测直流, 又可测交流, 还可测脉冲电流。不但

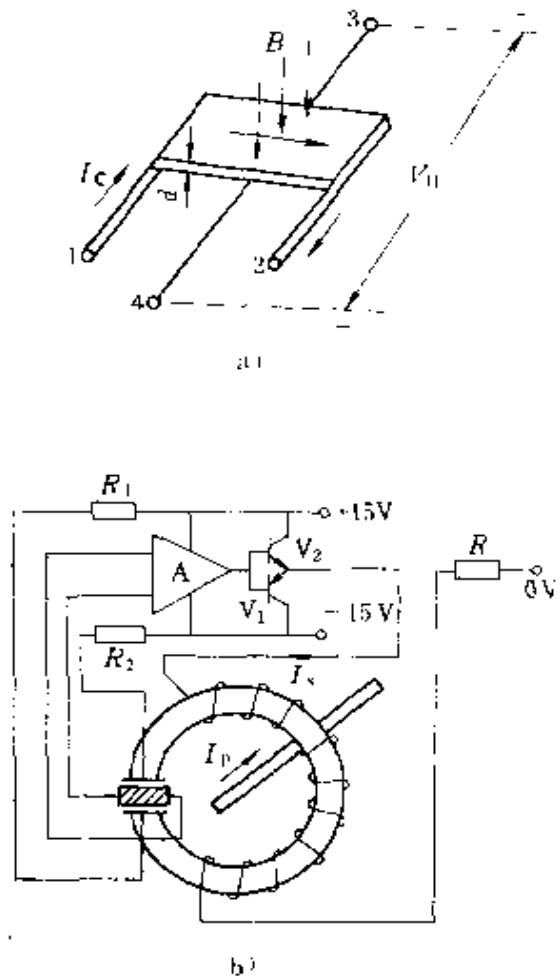


图 4-25 LEM 模块保护法  
a) 霍尔效应 b) LEM 模块

响应速度快而且与被测电路绝缘。因此 LEM 模块成为快速过电流检测和保护的理想器件。

#### 4.3.4 实用驱动电路举例

##### 4.3.4.1 具有过电流、过电压保护的基极驱动电路

图 4-26 给出一个具有过电流过电压保护的基极驱动电路。该电路的主要特点是利用 555 时基电路对驱动脉冲进行整形, 以提高脉冲前后沿的陡度, 并利用其封锁电位实现过电流及过电压保护。当流过 GTR 的电流超过规定值时, LEM 模块输出信号使晶

闸管 VT 导通， $R_A$  上的压降变为低电平，通过 555 的④脚封锁了加到 GTR 上的控制信号，使 GTR 关断，实现了过电流保护的目。过电压保护的原理是，当 GTR 集电结承受的电压高于规定值时，二极管  $VD_A$  截止，使 555 的⑥脚为高电平，同样阻止了控制信号的传递，即封锁了加到 GTR 上的驱动信号，也使 GTR 关断。

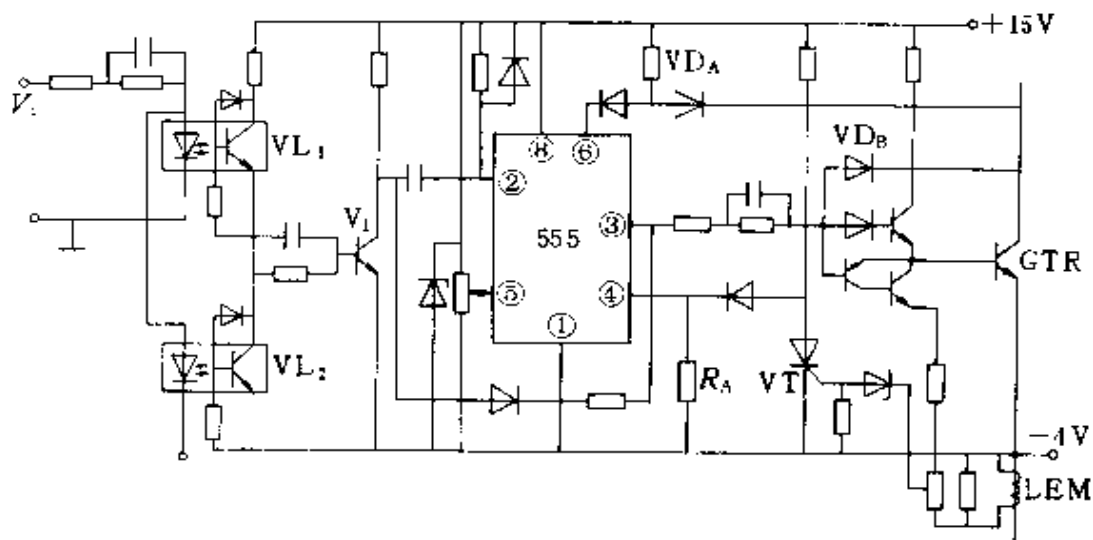


图 4-26 具有过压过流保护的基极驱动电路

该电路由二极管  $VD_B$  实现抗饱和作用，使 GTR 基极驱动电流根据集电极电流自动调节，保证导通过程中 GTR 始终处于准饱和状态。此外，光耦器件  $VL_2$  能提高电路的抗干扰能力，在正常情况下  $VL_2$  起一个等效负载电阻的作用，输入控制信号由  $VL_1$  引入，逻辑电路与功率电路是隔离的。当有干扰出现时， $VL_1$  和  $VL_2$  同时导通，结果加到晶体管 V 的基极上的电压为零，使 555 的输出为低电平，GTR 关断，增强了抗干扰能力。

#### 4.3.4.2 混合微膜组件驱动电路

组装在一起的混合微膜组件类型较多，现以日本三菱公司的 M57917L 组件为例加以说明。图 4-27a 为外形图，图 b 为电路原理图，图 c 为应用电路实例。由图可知，电路有 7 个引线端，控制信号输入和驱动电流输出之间是光隔离的。当  $V_i$  为高电平时，经反相器使组件①脚为低电平，发光二极管中有电流流过，光敏晶

体管与晶体管  $V_4$ 、 $V_5$  同时导通，于是正向驱动管  $V_1$  导通，反向驱动管  $V_2$ 、 $V_3$  截止，由电源（⑨脚）经  $V_1$  管和外接限流电阻  $R$  向 GTR 提供正向基极电流，使 GTR 开通。

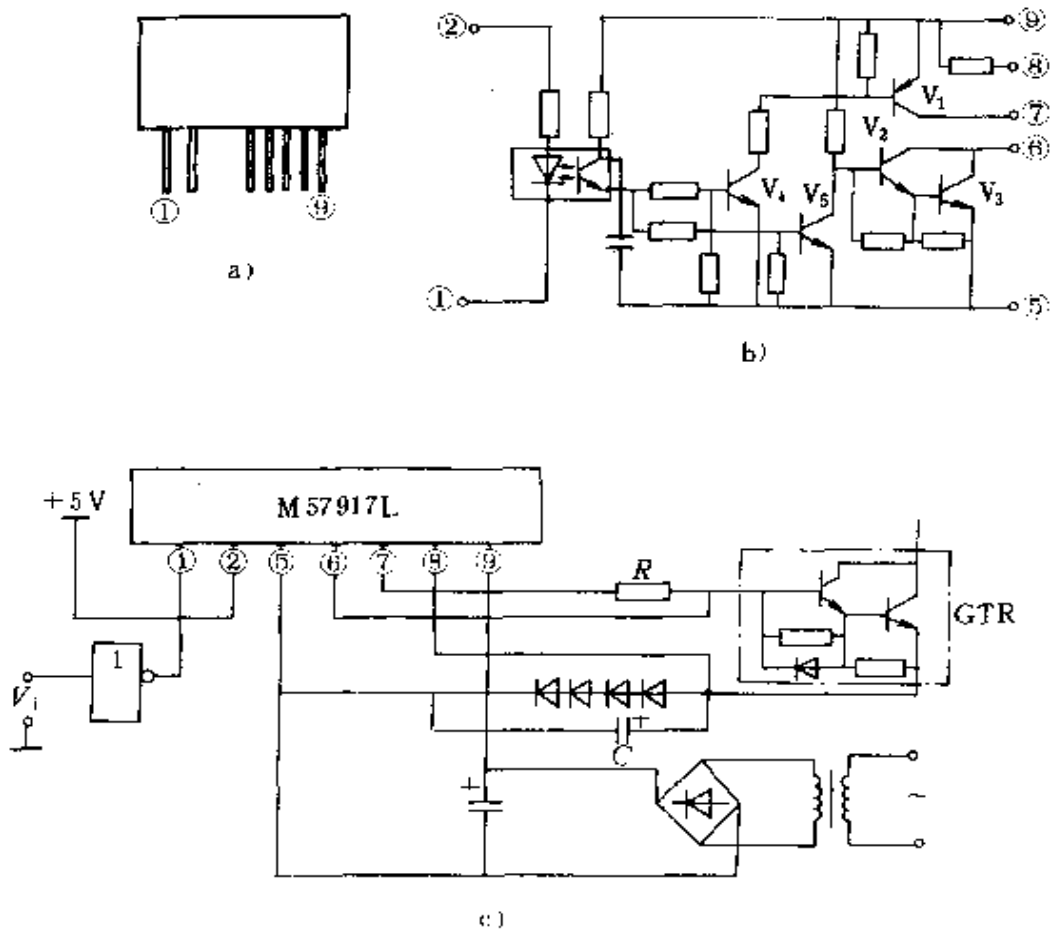


图 4-27 混合微膜组件驱动电路  
a) 外形 b) 原理电路 c) 应用电路

当  $V_i$  为低电平时，组件①端为高电平，发光二极管中无电流流过，于是光敏晶体管、 $V_4$ 、 $V_5$  以及  $V_1$  都截止，而  $V_2$ 、 $V_3$  导通，由于外接电容  $C$  及并接的一串二极管向 GTR 的发射结提供反向偏置，所以  $V_2$ 、 $V_3$  的导通将迅速把 GTR 基区中的过剩载流子抽出，加速 GTR 关断过程。

混合微膜组件的电气参数和极限定额如表 4-3 和表 4-4 所示。

表 4-3 混合微膜组件的电气参数

符号	单位	参数	试验条件	范围
$I_{IH}$	mA	“高”输入电流	$V_I=5V$	8
$I_{OH}$	A	“高”输出电流	$R=4\Omega$	-0.9
$I_{OLP}$	A	“低”输出峰值电流	$C=47\mu F$	2
$P_d$	W	功耗	$I_{OH}=-0.5A, f=2kHz$ $I_{OLP}=1A$ 占空比: 50%	1.3
$t_{PLH}$	$\mu s$	“低变高”延迟时间	$V_I=0\rightarrow 4V, T_J=100^\circ C$	5~10
$t_r$	$\mu s$	“低变高”上升时间	$V_I=0\rightarrow 4V, T_J=100^\circ C$	1
$t_{PHL}$	$\mu s$	“高变低”延迟时间	$V_I=5\rightarrow 0V, T_J=100^\circ C$	8~5
$t_f$	$\mu s$	“高变低”下降时间	$V_I=5\rightarrow 0V, T_J=100^\circ C$	3

表 4-4 混合微膜组件的极限定额

符号	单位	参数	试验条件	范围
$V_{CC}$	V	电源电压	DC	14
$V_I$	V	输入电压	①②端之间	-1~7
$I_{OH}$	A	输出电流		-1
$I_{OLP}$	A		脉宽 $10\mu s$ , 频率 $2kHz$ , 峰值电压	3
$V_{iso}$	V	绝缘电压 (有效值)	60Hz 正弦电压, $T_J=25^\circ C$	2500
$T_J$	$^\circ C$	结温		100
$T_{opg}$	$^\circ C$	工作温度		-20~+70
$T_{stg}$	$^\circ C$	贮存温度		-25~+100

#### 4.3.4.3 集成化基极驱动电路

基极驱动电路的集成化克服了前述电路元件多、电路复杂、稳定性欠佳、使用不便的缺点，同时保护功能更加丰富。法国 THOMSON 公司的 UAA4002 具有代表性，其原理框图如图 4-28 所示。其输入信号的方式有两种：由设置端 SE (④脚) 的电平决定，SE 端为高电平时为电平输入方式，低电平时为脉冲输入方式。其输出为 +0.5A、-3A 的基极驱动电流，根据用户需要还可外接晶体管以扩大输出能力。

该集成芯片有丰富的保护功能，现以图 4-29 实用的 8A、400V 开关电路为例说明之。

1. 限流 在电源负回线中串接  $0.1\Omega$  电阻，用来检测 GTR 的

集电极电流，并将该信号引入芯片  $I_C$  端（⑫脚），当该信号电压低于  $-0.2V$  时，比较器状态发生变化，由逻辑处理器检测并发出封锁信号，封锁输出脉冲使 GTR 关断。

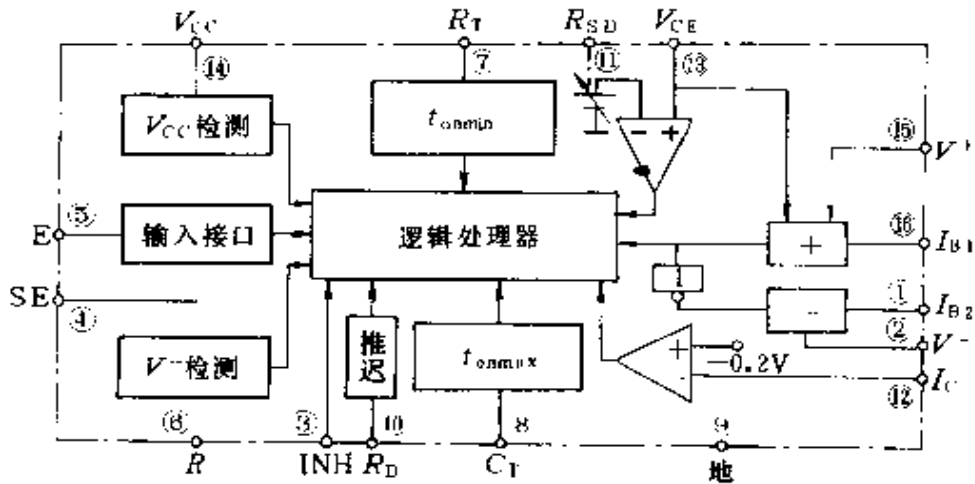


图 4-28 UAA4002 原理框图

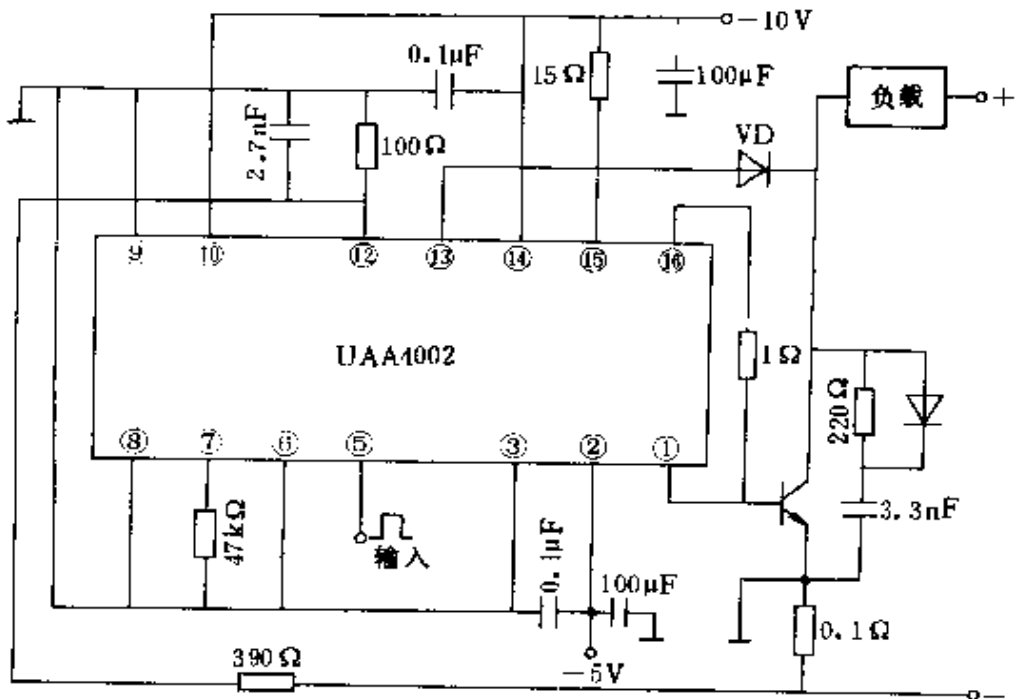


图 4-29 8A、400V 开关电路的驱动

2. 防止减饱和 GTR 的集电极电压由二极管 VD 来检测，其正极接芯片  $V_{CE}$  端（⑬脚），负极接 GTR 的集电极，在 GTR 开通

时比较器检测  $V_{CE}$  端的电压, 若高于  $R_{SD}$  端 (⑪脚) 上的设定电压, 比较器则向逻辑处理器发出信号, 处理器封锁控制输入, 可防止 GTR 因基极电流不足或集电极电流过载引起减饱和的可能性。

3. 导通时间间隔控制 为了确保 GTR 开关辅助网络的电容充分放电, 逻辑处理器应保证输出脉冲有一最小脉宽  $t_{onmin}$ , 其数值由  $R_T$  端 (⑦脚) 的电阻  $47k\Omega$  来决定。为了限制斩波电路的输送功率或防止脉冲控制方式因传输信号中断造成持续导通, 还必须控制最大导通时间  $t_{onmax}$ , 可通过  $C_T$  端 (⑧脚) 的外接电容来调整。

4. 电源电压监测 可利用  $V_{CC}$  端 (⑭脚) 检测正电源电压的大小, 当电源小于  $7V$  时确保芯片无输出信号。负电压的检测可在  $V^-$  端 (②脚) 与  $R^-$  端 (⑥脚) 之间外接电阻来实现。

5. 时延功能 可以通过在  $R_D$  端 (⑩脚) 接电阻来调整, 使控制电压前后沿间能保持  $1\sim 20\mu s$  的固定的时间间隔。

6. 热保护 UAA4002 芯片在温度超过  $150^\circ C$  时能自动切断输出脉冲, 而当芯片温度降至极限值以下时恢复输出。

除上述功能外, 芯片还具有删除功能, 利用  $INH$  端 (③脚) 加高电平即可使 GTR 停止开通或使开通时间缩短。

## 4.4 缓冲电路

### 4.4.1 概述

缓冲电路也称作吸收电路, 在电力半导体器件的应用技术中起着重要的作用。因为电力半导体器件的可靠性与它在电路中承受的各种应力 (电的、热的) 有关, 所承受的应力越低工作可靠性越高。电力半导体器件开通时流过很大的电流, 阻断时承受很高的电压; 尤其在开关转换的瞬间, 电路中各种储能元件的能量释放会导致器件经受很大的冲击, 有可能超过器件的安全工作区而招致损坏。附加各种缓冲电路, 目的不仅是降低浪涌电压、 $dv/dt$ 、 $di/dt$ , 还希望能减少器件的开关损耗、避免器件二次击穿和抑制电磁干扰, 提高电路的可靠性。



图 4-30 为一开关电路和 GTR 的开关波形与开关轨迹。工作条件假设为：开关周期  $T \geq L/R = \tau$ ，器件开关时间  $t_{on}$  和  $t_{off}$  均小于  $\tau$ 。

从图 4-30a 所示的 GTR 开关波形可以看出，在开通和关断过程中的某一时刻，会出现集电极电压  $v_c$  和集电极电流  $i_c$  同时达到最大值的情况。这时瞬时开关损耗也最大。其开关过程的负载线轨迹如图 4-30c 所示，在右上侧的曲线均超过了安全工作区界限。

为了不使上述电压和电流的最大值同时出现，必须采用开通和关断缓冲电路。例如图 4-30b 所示的复合缓冲电路，其中电感  $L_s$  提供开通保护，限制 GTR 的  $di/dt$  及开通损耗；电容  $C_s$  和二极管  $VD_s$  组成有极性的缓冲电路，限制 GTR 的  $dv/dt$  及关断损耗，电阻  $R_b$  提供放电回路。这样明显地改变了 GTR 的开关轨迹，如图 4-30c 中左下两条曲线所示，避免了集电极电压和电流同时出现最大值的情况。开通与关断对 GTR 的影响不同，因此解决的方法和措施也不同。

缓冲电路所以能够减小开关器件的开关损耗，是因为把开关损耗由器件本身转移至缓冲电路内，根据这些被转移的能量如何处理、怎样消耗掉，引出了两类缓冲电路：一类是耗能式缓冲电路，即转移至缓冲器的开关损耗能量消耗在电阻上，这种电路简单，但效率低；另一类是馈能式缓冲电路，即将转移至缓冲器的

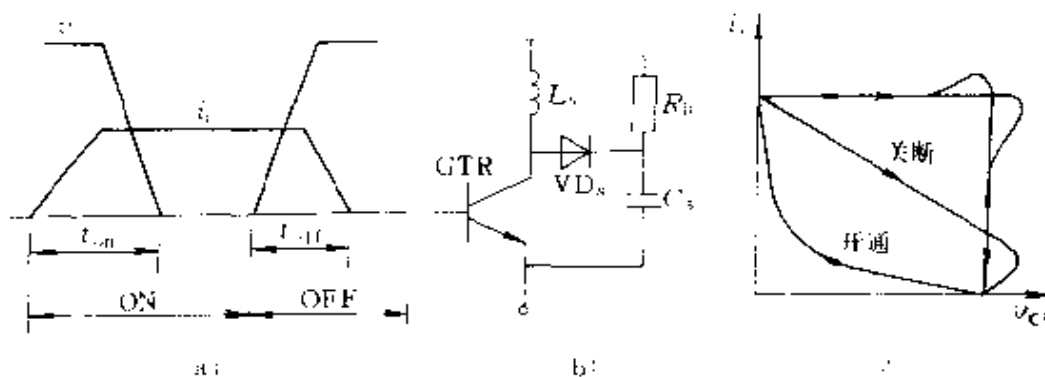


图 4-30 GTR 的开关波形与缓冲电路  
a) 开关波形 b) 缓冲电路 c) 负载轨迹线

开关损耗能量以适当的方式再提供给负载或回馈给供电电源，这种电路效率高但电路复杂得多。

#### 4.4.2 耗能式缓冲电路

##### 4.4.2.1 关断缓冲电路

图 4-31a 为典型的耗能式关断缓冲电路，它由电阻、电容和二极管网络组成与 GTR 开关并联连接。当 GTR 关断时，负载电流经二极管 VD 给电容器  $C_s$  充电，根据电容两端电压不能突变的原理，GTR 集电极与发射极两端的电压上升率  $dv/dt$  受到限制，电容越大， $dv/dt$  越小。由于 GTR 集电极电压被电容电压牵制，所以不再会出现集电极电压与集电极电流同时为最大值的情况，因而也不再会出现最大的瞬时尖峰功耗。图 4-31b、c、d 三图分别表示缓冲电容为零、缓冲电容较小和缓冲电容较大的三种不同情况下 GTR 集电极电流和电压的波形。由图可见，在没有缓冲电容的时候，集电极电压上升时间极短，可以忽略，其关断过程只考虑集电极电流的变化，在关断初期将会出现极大的瞬时关断损耗；当缓冲电容加入后，情况有所变化，集电极电压缓慢上升，如果缓冲电容较小，那么集电极电流下降到零以前集电极电压已上升至

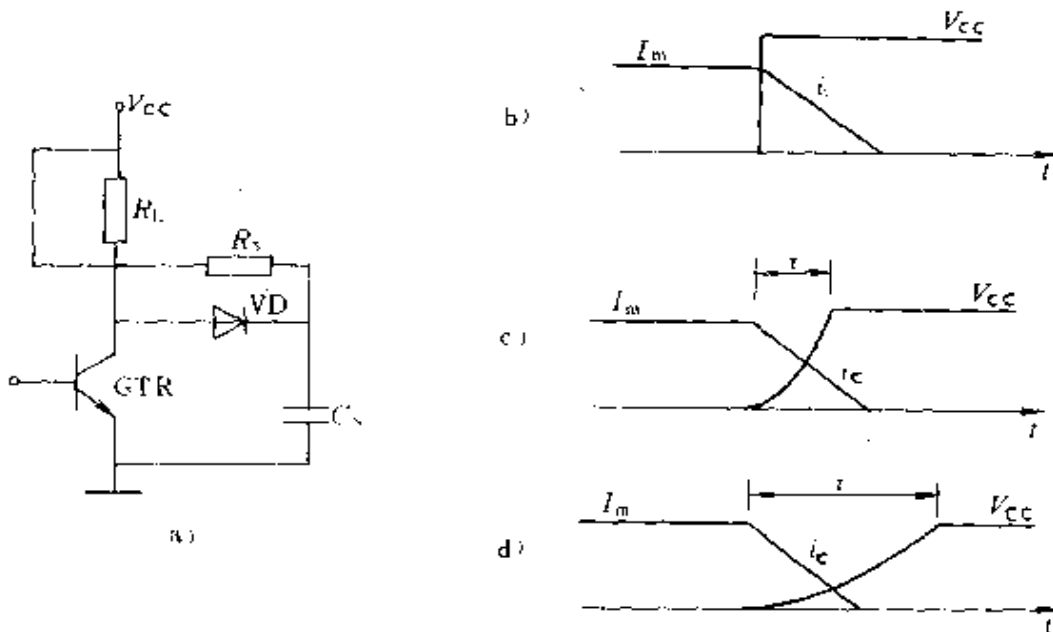


图 4-31 耗能式关断缓冲电路及波形

电源电压，如图 4-31c 所示；当缓冲电容较大时，集电极电流下降到零以后，集电极电压才上升至电源电压，如图 4-31d 所示。两种情况的瞬时关断损耗是不同的，缓冲电容越大瞬时关断损耗越小。

加入缓冲电容后，GTR 的功率损耗确实下降了，但缓冲电路的功耗增加，因为在 GTR 关断之后，缓冲电容  $C_s$  的端电压将充至电源电压  $V_{CC}$ ，并存储  $C_s V_{CC}^2/2$  的能量，当下一次 GTR 开通时，电容  $C_s$  将经电阻  $R_s$  和 GTR 放电，电容  $C_s$  上储存的能量基本上消耗在电阻  $R_s$  上，故称耗能式关断缓冲电路。

#### 4.4.2.2 开通缓冲电路

开通时的关键因素是  $di/dt$ ，稳态电流值越大，开通时间越短，则  $di/dt$  影响越严重，为了限制  $di/dt$  的大小常采用串联电感的方法进行缓冲，典型的开通缓冲电路及相应的 GTR 电流、电压开通波形示于图 4-32 中。开通缓冲电路由电感  $L_s$  和二极管  $VD_s$  组成与 GTR 集电极相串联，如图 4-32a 所示。在 GTR 开通过程中，在集电极电压下降期间，电感  $L_s$  控制电流的上升率  $di/dt$ ；当 GTR

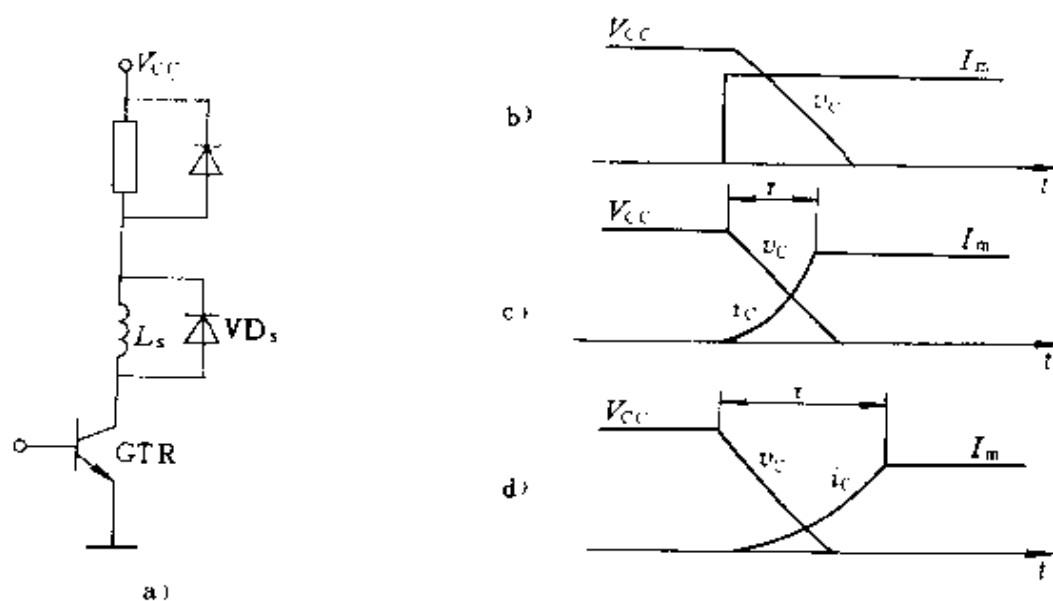


图 4-32 开通缓冲电路及波形

关断时，储存在电感  $L_s$  中的能量  $L_s I_m^2/2$ ，通过二极管  $VD_s$  的续流作用而消耗在  $VD_s$  和电感本身的电阻上。

图 4-32b、c、d 分别表示有无缓冲电路时 GTR 的电流、电压开通波形。无缓冲电路时，在开通的瞬间集电极即达其最大稳态值  $I_m$ ，而集电极电压则以线性速度下降，故在开通瞬间出现最大的开通尖峰功耗。在加入缓冲电路后，集电极电流  $i_c$  的上升时间增加，电感越大，上升速度越慢，也即电流上升率  $di/dt$  越小。图 4-32c 所示波形对应电感  $L_s$  较小的情况，集电极电压  $v_c$  未达零值以前，集电极电流就已上升到最大值；图 4-32d 所示波形则对应电感  $L_s$  较大的情况，集电极电流上升速度更慢，集电极电压已经达到零值，而集电极电流仍未到达其最大值。可见后者的开通损耗更小。

如果缓冲电感  $L_s$  采用饱和电抗器则效果会更好。因为只要设计得当，使得缓冲电感在集电极电压下降到零后处于饱和状态，而在饱和之前呈现高阻抗，因而在集电极电压下降到零之前的阶段流过 GTR 的磁化电流较小，所以开通损耗亦较小。

#### 4.4.2.3 复合缓冲电路

在实用中，总是将关断缓冲电路与开通缓冲电路结合在一起的，称为复合缓冲电路，如图 4-33 所示。在 GTR 开通时，缓冲电容经  $C_s R_s L_s$  回路放电，减少了 GTR 承受的电流上升率  $di/dt$ ，电感  $L_s$  还可限制续流二极管  $VD_r$  的反向恢复电流，其余作用已如上述。

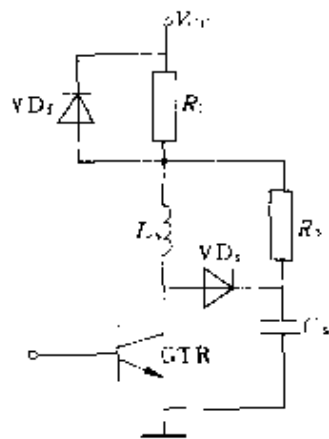


图 4-33 复合缓冲电路

#### 4.4.3 馈能式缓冲电路

将储能元件中的储能通过适当的方式回馈给负载或电源，藉以提高效率。在馈能过程中，由于采用的元件不同，又可分为无源的和有源的两种方式。

##### 4.4.3.1 馈能式关断缓冲电路

无源馈能关断缓冲电路如图 4-34a 所示。能量的回馈主要由  $C_0$  和  $VD_c$  来实现， $C_0$  称为转移电容， $VD_c$  称为回馈二极管。在 GTR 关断时，缓冲电容器  $C_s$  充电至电源电压  $V_{cc}$ ，在 GTR 下一次开通时，负载电流从续流二极管  $VD_f$  转移至 GTR；同时电容  $C_s$  上的电压转移至电容  $C_0$  上，极性如图中所示。当 GTR 再次关断时，电容  $C_s$  再次充电，而电容  $C_0$  向负载放电，能量得到回馈。由于能量的回馈是由无源器件  $C_0$  和  $VD_c$  来实现的，所以这种电路叫做无源馈能式关断缓冲电路。

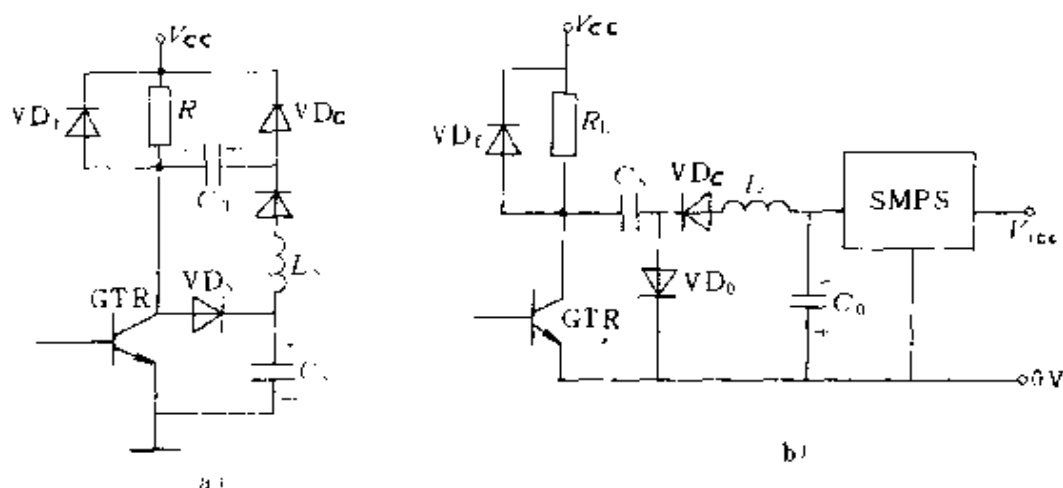


图 4-34 馈能式关断缓冲电路

a) 无源电路 b) 有源电路

如果能量回馈是借助于有源器件实现的，则称为有源馈能式关断缓冲电路，如图 4-34b 所示。图中 SMPS 表示开关型电源，缓冲电容的储能为  $C_s V_{cc}^2 / 2$  是一个固定值，仅仅与电源电压有关而与负载电流无关。当 GTR 开通时，电容  $C_s$ 、 $C_0$  电感  $L$  以及二极管  $VD_0$  组成的回路产生振荡，其结果是将  $C_s$  的储能转移至  $C_0$  上。电容  $C_0$  上的能量经开关电源再馈送至电源，实现了将能量馈送至供电电源的目的。

#### 4.4.3.2 馈能式开通缓冲电路

无源馈能式开通缓冲电路如图 4-35a 所示。该电路通过变压

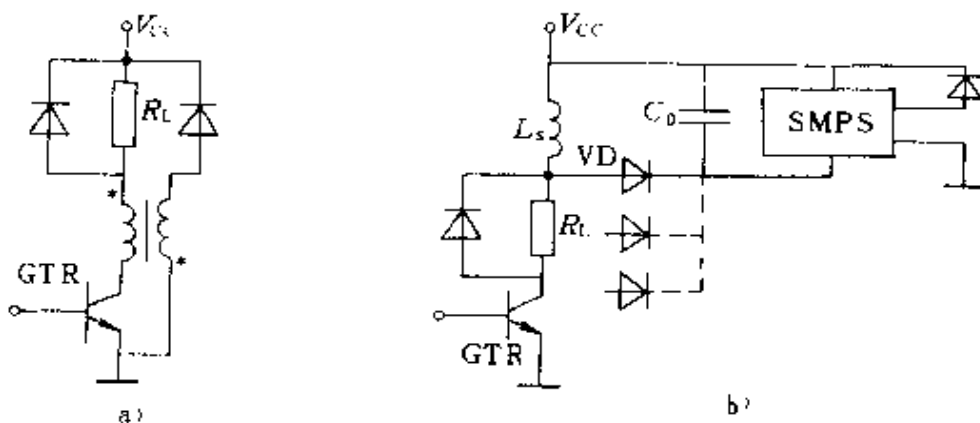


图 4-35 馈能式开通缓冲电路

a) 无源电路 b) 有源电路

器将磁场储能回馈到电源，变压器为双线绕制，匝比为  $1:N$ ，一次侧具有一定电感，起  $L_s$  的作用，二次侧的极性与一次侧相反，并接有反向二极管。GTR 开通时，一次侧承受全部电源电压，二次侧无通电回路，GTR 关断时，二次侧感应电压极性换向，当其电压高于电源电压  $V_{cc}$  时，向电源馈送能量。在这种电路中匝比  $N$  越大，集电极电压越低，降低了 GTR 承受的电压，但二次侧电压却更高，要提高反向二极管的耐压水平；匝比的大小还影响能量回馈的时间和开关的工作频率，二次侧反偏电压越高，回馈能量的速度越快，但匝比大时又会使铁心的恢复时间加长，反过来又增加了能量馈送的时间。由此可见各个因素是相互矛盾的，使用中必须折衷解决。

图 4-35b 表示有源馈能式开通缓冲电路，图中 SMPS 仍代表开关型电源。当 GTR 关断时，储存在缓冲电感  $L_s$  中的能量经二极管 VD 传

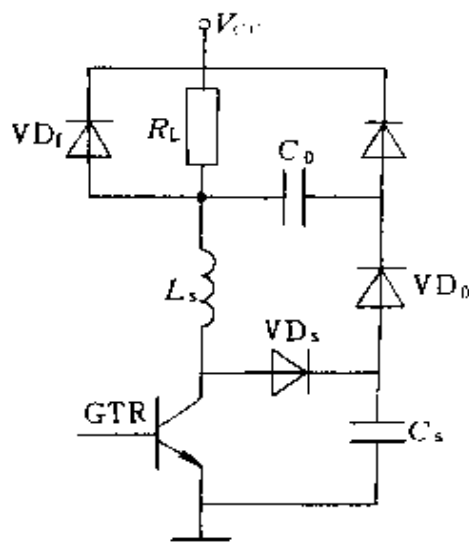


图 4-36 馈能式复合缓冲电路

送至电容  $C_0$  上，开关电源 SMPS 再把电容  $C_0$  上的低电压变成适合回馈至电源的较高的电压。电容  $C_0$  的充电速度取决于负载电流的大小，适当控制 SMPS 可使电容  $C_0$  的电压保持恒定，也可改变电容的充电电流以维持缓冲电感中恢复时间的恒定。

#### 4.4.3.3 馈能式复合缓冲电路

图 4-36 为馈能式复合缓冲电路。关断缓冲电容  $C_s$  的作用与图 4-35 中相同，电容  $C_0$  和电感  $L_s$  并联运行将储存的能量馈送给负载。当电容  $C_0$  放电时，电感  $L_s$  上的电压逐渐减小为零，在这段时间内负载电流经续流二极管  $VD_f$  导通。

### 4.5 脉冲宽度调制 (PWM) 技术

#### 4.5.1 PWM 技术原理

由于像 GTR 这类既能控制开通又能控制关断的全控型电力半导体器件的出现，不仅使得逆变电路的结构大为简化，而且在控制策略上与晶闸管类的半控型器件相比，也有着根本的不同，由原来的相位控制技术改变为脉冲宽度控制技术，简称 PWM 技术。

PWM 技术可以极其有效地进行谐波抑制，在频率，效率各方面有着明显的优点，使逆变电路的技术性能与可靠性得到了明显的提高。所谓 PWM 技术，就是在周期不变的

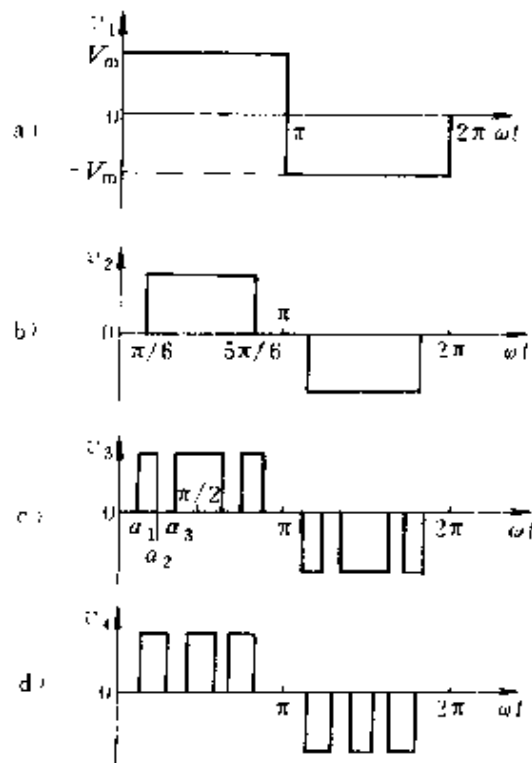


图 4-37 PWM 技术抑制谐波的原理

- a) 交流矩形波 b) 单脉冲 PWM 波  
c) 等幅变宽 PWM 波 d) 等幅等宽 PWM 波

条件下, 利用改变脉冲波形的宽度 (或用占空比表示), 甚至可以将脉冲波形斩切为若干段, 以达到抑制谐波目的的一种方法。采用 PWM 方式构成的逆变器, 其输入为固定不变的直流电压, 可以通过 PWM 技术在同一逆变器中既实现调压又实现调频。由于这种逆变器, 只有一个可控的功率级, 简化了主回路和控制回路的结构, 因而体积小、重量轻、可靠性高。又因为集调压, 调频于一身, 所以调节速度快、系统的动态响应好。此外, 采用 PWM 技术不仅能提供较好的逆变器输出电压和电流波形, 而且提高了逆变器对交流电网的功率因数。

PWM 技术抑制谐波的原理可由图 4-37 所示几种典型波形的对比中得到较好的说明。图 4-37a 为交流矩形波, 图 4-37b 为单脉冲 PWM 波, 图 4-37c 为按谐波抑制要求进行斩切的 PWM 波, 图 4-37d 为多脉冲等幅等宽的 PWM 波。由于各种波形形状不同, 因而它们的基波和各高次谐波的幅值均不相同。

由于图中各波形有着共同的特点: 均属于奇函数 (对原点对称), 而且具有半波内对称的性质, 因此它们可以用一个傅里叶级数展开式来表达:

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} V_m (-1)^{k+n} \cos n\alpha_k \sin n\omega t \quad (4-6)$$

式中  $V_m$ ——脉冲波的幅值;

$n$ ——谐波次数;

$k$ ——波形斩切次数;

$\alpha_k$ ——第  $k$  次斩切时相应的角度。

式中不包含余弦项, 也不包含偶次谐波。对于图 4-37a 所示交流矩形波的情况,  $\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = 0$ , 于是  $v_1(t)$  的表达式为

$$v_1(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} V_m \sin n\omega t \quad (n = 1, 3, 5, \dots) \quad (4-7)$$

其基波和各次谐波的幅值分别为

$$V_{1m} = \frac{4}{\pi} V_m$$



$$V_{3m} = \frac{4}{3\pi} V_m$$

$$V_{5m} = \frac{4}{5\pi} V_m$$

.....

对于图 4-37b 中单脉冲 PWM 波的情况,  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \pi/6$ , 则  $v_2(t)$  的表达式为

$$v_2(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} V_m \cos n \frac{\pi}{6} \sin n\omega t \quad (n = 1, 3, 5, \dots) \quad (4-8)$$

其基波和各次谐波的幅值分别为

$$V_{1m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

$$V_{3m} = 0$$

$$V_{5m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

.....

从上述两种情况可以看出, 只要利用 PWM 技术控制输出电压波形, 就能使谐波成分明显地改变, 这种效果是以牺牲基波幅值为代价的。图 4-37b 与图 4-37a 的波形相比, 基波幅值仅减小了 13%, 但其三次谐波的幅值却由原来的 1/3 减小到零, 其他高次谐波也相应地减小了。

对于图 4-37c 的波形, 更可利用调整  $\alpha_k$  角的数值有意地消除某一谐波成分。例如, 若希望完全消除三、五、七次谐波, 即令  $V_{3m} = V_{5m} = V_{7m} = 0$ , 那么, 只要求解下述三角联立方程式即可:

$$\left. \begin{aligned} \frac{4}{\pi} V_m (\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2 + \cos\alpha_3) &= V_{1m} \\ \cos 3\alpha_1 - \cos 3\alpha_2 + \cos 3\alpha_3 &= 0 \\ \cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 &= 0 \\ \cos 7\alpha_1 - \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4-9)$$

式中  $V_{1m}$ ——基波电压幅值。

由此求得:  $\alpha_1 = 22.5^\circ$ ,  $\alpha_2 = 37.5^\circ$ ,  $\alpha_3 = 46.5^\circ$ 。与图 4-37a 的

波形相比，基波幅值减小了 18%，但是三、五、七次谐波均衰减到接近于零。

这种由计算求得斩切角  $\alpha_k$  实现 PWM 的方法称为谐波抑制 PWM 法，在工程上实现此控制方法是较困难的。

工程实际中应用最多的是正弦 PWM 法（简称 SPWM），它是在每半个周期内输出若干个宽窄不同的矩形脉冲波，每一矩形波

的面积近似对应正弦波各相应局部波形下的面积，如图 4-38 所示。例如，将一个正弦波的正半周划分为  $N$  等分（图中  $N=12$ ），每一等份的正弦波形下的面积可用一个与该面积相等的矩形来代替，于是正弦

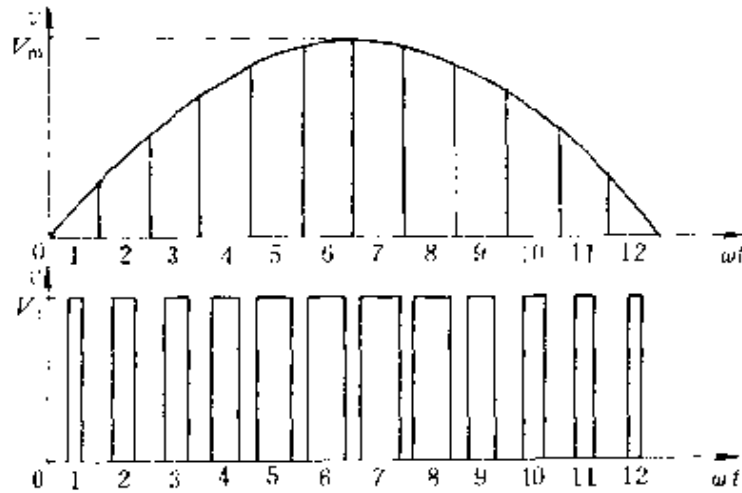


图 4-38 SPWM 波原理

波形所包围的面积可用这  $N$  个等幅 ( $V_d$ ) 不等宽的矩形脉冲面积之和来等效。各矩形脉冲的宽度可由理论计算得出，但在实际应用中常由正弦调制波和三角形载波相比较的方式来确定脉宽。因为等腰三角形波的宽度自上向下是线性变化的，所以当它与某一光滑曲线相交时，可得到一组幅值不变而宽度正比于该曲线函数值的矩形脉冲。若使脉冲宽度与正弦函数值成比例，则也可生成 SPWM 波形。在工程应用中感兴趣的是基波，假定矩形脉冲的幅值  $V_d$  恒定，半周期内的脉冲数  $N$  也不变，通过理论分析可知，其基波的幅值  $V_{1m}$  与脉宽  $\delta_i$  有线性关系，如下式所示：

$$V_{1m} = \frac{4}{\pi} V_d \sum_{i=1}^N \left[ \sin \left( \frac{2i-1}{2} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \frac{\delta_i}{2} \right] \quad (4-10)$$

该式说明，逆变器输出基波电压幅值随调制脉冲的宽度而变化，只要采取措施，利用控制信号去调节脉宽  $\delta_i$ ，即可调节基波幅值。半

周期内的脉冲数  $N$  越多, 谐波抑制效果越显著; 但  $N$  值将受到换流电路中为减少额外损耗和保证安全换流所允许的最大换流速率以及最小脉宽、最小间隙的限制。

除上述两种方法外, 实现 PWM 的方法还有最小纹波电流法、自适应电流控制法、相移法等等。其中以 SPWM 方式应用最广, 其控制方法又可分为多种。从实现的途径可分为硬件电路与软件编程两种类型; 而从工作原理上则可按调制脉冲的极性关系和控制波与载波间的频率关系来分类。

按调制脉冲极性关系可分为单极性控制 PWM 和双极性控制 PWM 两种。所谓单极性控制是指在输出波形的半个周期内, 逆变器同一桥臂中的两个开关元件只有一个处于不断切换的开关状态, 另一个则始终处于关断状态。因此, 输出波形在任何半周期内始终为一个极性, 图 4-39 示出了单极性控制方式的 SPWM 波形, 载波信号  $v_T$  采用单极性等腰三角形波, 控制信号  $v_C$  为正弦波形, 利用倒相信号  $v_x$  来处理二者间的配合关系。当  $v_C > v_T$  时, 元件开通; 当  $v_C < v_T$  时, 元件关断, 形成的调制波是等幅、等距但不等宽的脉冲列, 经半波倒相后输出。改变控制信号  $v_C$  的幅值时, 调制波的脉宽将随之改变, 从而改变了输出电压的大小。改变控制信号  $v_C$  的频率, 则输出电压的基波频率亦随之而改变, 这样就实现了既可调压又可调频的目的。

双极性控制则是指在输出波形的半周期内, 逆变器同一桥臂中的两只元件均处于开关状态, 但它们之间的关系是互补的, 即通断状态彼此是相反交

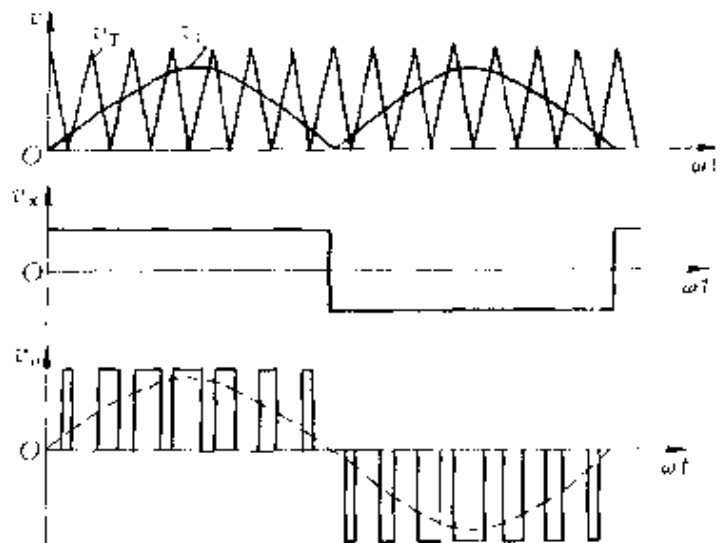


图 4-39 单极性 SPWM 波形分析

替的。这样输出波形在任何半周期内都会出现正、负极性电压交替的情况,故称之为双极性控制,其波形示意图如图 4-40 所示。与单极性控制方式相比,载波和控制波都变成了有正、负半周的交流方式,其输出矩形波也是任意半周中均出现正负交替的情况。

按载波频率与控制波频率之间的关系可分为同步控制方式和异步控制方式两种。同步控制方式是指:脉冲调制波在任何输出频率情况下,正负半周始终保持完全对称,即

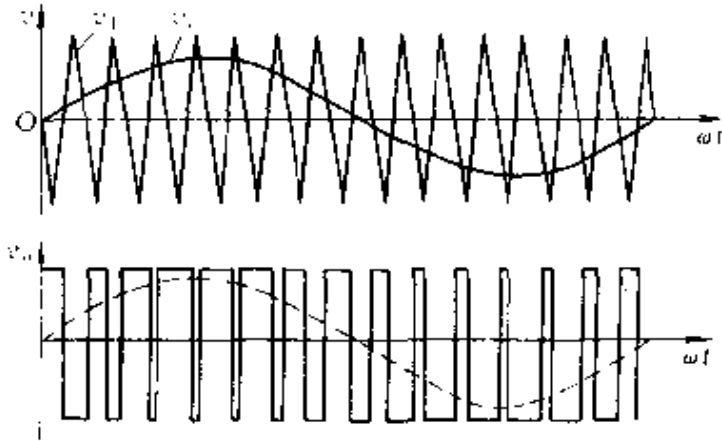


图 4-40 双极性 SPWM 波形分析

载波与控制波的频率比不变,保持为一常值。在输出波形的半个周期内调制脉冲数是固定的,如图 4-41a 所示。这种方式在输出频率低时,谐波影响较显著。

异步控制方式则是指载波与控制波的频率比是变化的,这时

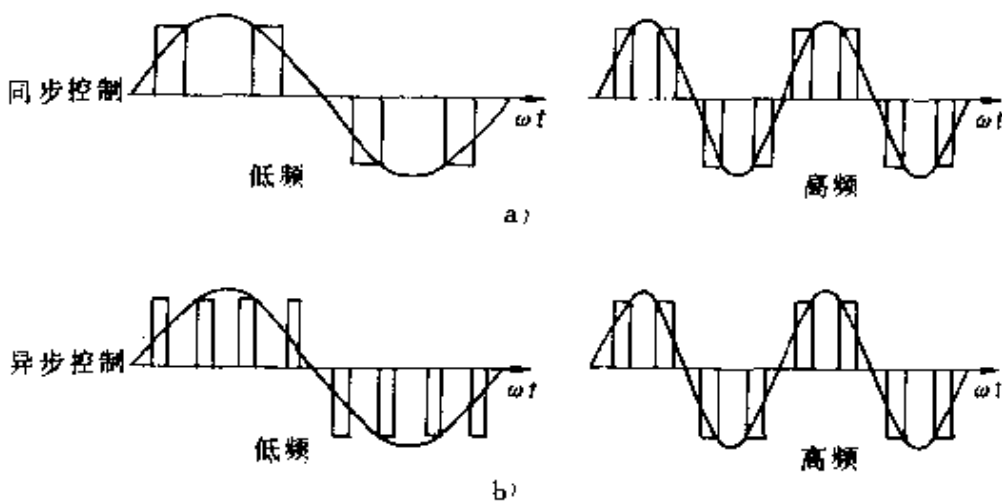


图 4-41 按载波与控制波频率比控制的 PWM

a) 同步方式 b) 异步方式

正、负半周的脉冲数和相位就不会随时都对称了。在输出波形的半个周期内调制脉冲数不再固定,如图 4-41b 所示。图中表示三角载波的频率一定,而控制正弦波的频率变化,因而在输出低频和高频的不同情况下,半周内的脉冲数大不相同了。异步调制方式不再符合半波内对称的规律,因而将会出现偶次谐波,但半周内的调制脉冲数将随输出频率的降低而加多,有利于改善低频输出特性,但是在控制的实现上难度较大。

PWM 技术使逆变器的输入功率因数高,输出波形好,特别适用于异步电机的变频调速。再加之各类新型全控电力半导体器件的不断涌现、新型 PWM 电路与方法的日臻完善与集成化,使电力电子技术面貌焕然一新。

#### 4.5.2 SPWM 波形成电路

正弦脉宽调制波 (SPWM) 的谐波影响较小,在各类逆变器应用中特别是在交流调速系统中被广泛采用。对于 SPWM 波的生成方法,人们进行了大量的研究,归纳起来,可分为硬件电路与软件编程两种方式。首先讨论硬件电路的形成方法与电路型式。

##### 4.5.2.1 三角波法

前已述及,生成 SPWM 波形要求按正弦规律控制脉冲列的脉宽。其原理是,将等腰三角形载波与正弦控制波通过比较器进行比较,则在比较器输出端就形成了

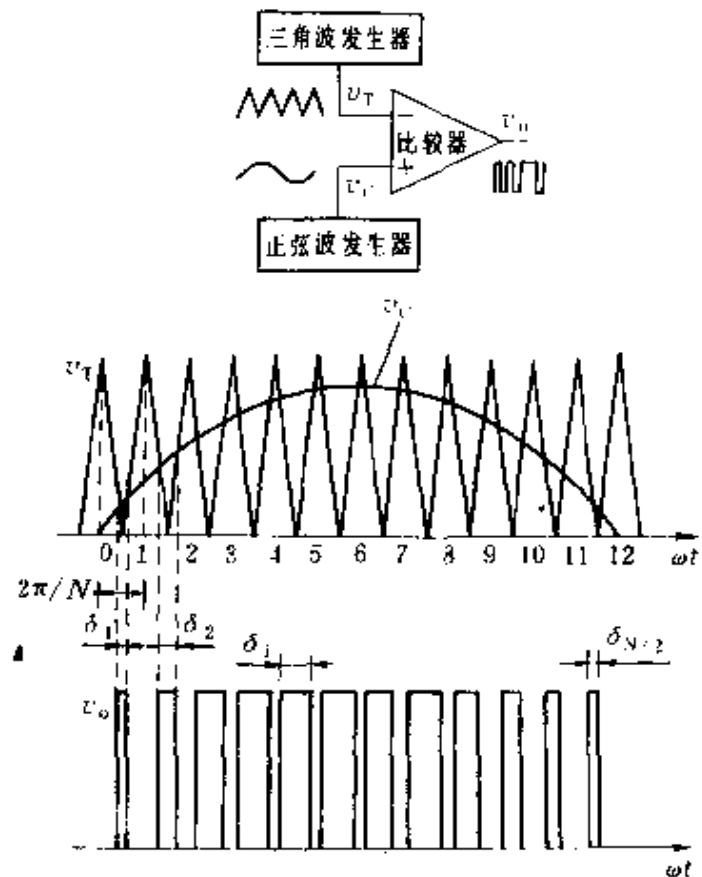


图 4-42 三角形法生成 SPWM 波

SPWM 波。可见，生成 SPWM 波的电路必须由三部分组成：三角波发生器、正弦波发生器和比较器，其框图及波形示意如图 4-42 所示。由图中的波形可以看出，若等腰三角载波的频率是正弦波频率的  $N$  倍时， $N$  称为载波比，则正弦波形在一个周期内被划分为  $N$  等分，并对应着  $N$  个宽度不等的矩形脉冲。当  $N$  足够大时（例如  $N > 20$ ），这一串矩形脉冲序列的面积将非常接近于正弦波形的面积。各矩形脉冲的宽度  $\delta_i$  可近似用下式表示：

$$\delta_i = 2 \times \frac{V_{cm}}{V_{Tm}} \times \frac{\pi}{N} \times \sin\left(\frac{2\pi i}{N} - \frac{\pi}{N}\right) \quad (4-11)$$

式中  $V_{cm}$  和  $V_{Tm}$  分别表示正弦控制波和三角载波的幅值。这种生成 SPWM 波形的的方法称为三角波调制法。可以用模拟电路、数字电路或者两者的混合电路来实现。

1. 模拟电路 由模拟电路实现按三角波法生成 SPWM 波形的电路结构如图 4-43 所示。图中运算放大器  $A_1$ 、 $A_2$  组成三角波发生器， $A_1$  利用  $R_2$ 、 $R_3$  形成的正反馈和  $R_1C_1$  构成的时间常数组成功波发生电路，方波的频率  $f_s = 1/(2R_1C_1)$ ； $A_2$  为三角波电路，它实际上是一个积分器，当方波电路的输出端电压为正时，三角波电路的输出为负斜率的直线电压；反之，当方波电路输出端为负时，三角波电路输出则为正斜率的线性电压。可见，三角波与方波是同频率的，即三角波频率  $f_T = f_s = \frac{1}{2R_1C_1}$ 。为了保证三角波形的线性度，在参数设置上要使其积分时间常数  $R_4C_2$  远大于方波电路中的时常数  $R_1C_1$ ，载波频率  $f_T$  可由改变电阻  $R_1$  的数值来调整。

运算放大器  $A_3$ 、 $A_4$  组成正弦波发生器，其中  $A_3$  为带通滤波器， $A_4$  为比较器。 $A_4$  输出为正负相同的方波，该方波电压加至带通滤波器的输入端，于是在  $A_3$  的输出端将得到一个正弦波电压，该正弦波电压又加到比较器  $A_4$  的输入端，如此循环往复，形成自激正弦波。该正弦波的频率  $f_c$  由电路参数  $R_6$ 、 $R_7$ 、 $R_9$ 、 $C_3$ 、 $C_4$  的数值决定：

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{(R_6 + R_7)R_9C_3C_4}} \quad (4-12)$$

可用改变电阻  $R_6$  的阻值来调整  $f_c$ 。

2. 数字电路 原理上仍是用三角波与正弦波相比较的方法来生成 SPWM 波，只是利用数字电路形成多阶阶梯波来近似正弦波或三角波，阶梯级数分得越多近似程度越高，即精度越高。因此用数字电路生成 SPWM 波的关键是阶梯波形成电路。

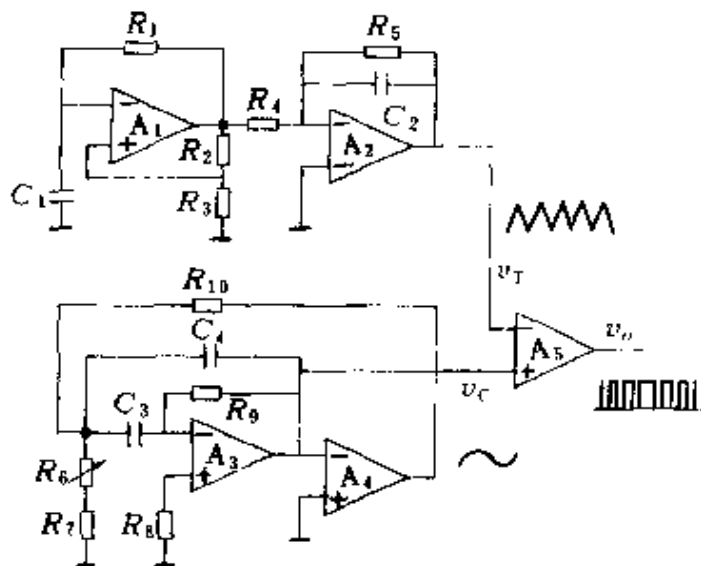


图 4-43 按三角波法生成 SPWM 波的模拟电路

图 4-44a 是利用十进制计数器芯片 4017 为主构成的阶梯正弦波形成电路，图中由电阻  $R_1$ 、 $R_2 \cdots R_5$  和  $R_0$  组成分压器，其分压值可按照前述  $\delta_i$  的表达式设置，也可根据精确的计算值设置。当计数器的 CP 端输入连续脉冲时，其  $Q_0$ 、 $Q_1$ 、 $\cdots$ 、 $Q_9$  各输出端依次输出相同间隔的高电平脉冲，这些依次出现的正脉冲通过隔离二极管分别加至电阻  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $\cdots$ 、 $R_5$ ，由不同的分压值来改变各阶梯波的幅值。将阶梯波引至加法器的一个输入端，控制电压  $V_m$  引入加法器的另一输入端，改变  $V_m$  值，即改变了整个阶梯波的高度，与零轴相比，使阶梯波发生了相应位移，它与三角波的交点即可发生相应变化。

图 4-44b 为另一种阶梯正弦波形成电路。连续脉冲进入  $N$  分频译码器 ( $N$  为偶数)， $N$  值越大精度越高。例如  $N=18$ ，则每一数字代码表示正弦波的电角度  $10^\circ$ 。按正弦分布关系设置  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $\cdots$ 、 $R_{N/2}$  与  $R_0$  组成比例关系，它们分别通过电子开关  $V_1$ 、 $V_2$ 、 $\cdots$ 、 $V_{N/2}$  后组成加法电路，输入信号的幅值为控制电压  $V_m$ 。根据分频译码

器的输出状态，依次确定给予相应电子开关的驱动信号，使该开关接通，加法器输出与此相应的电压值。输入脉冲连续不断地出现，则加法器输出端连续地输出近似于正弦的阶梯波。

如果在电路中附加三相逻辑控制，就可以构成相隔  $120^\circ$  的三

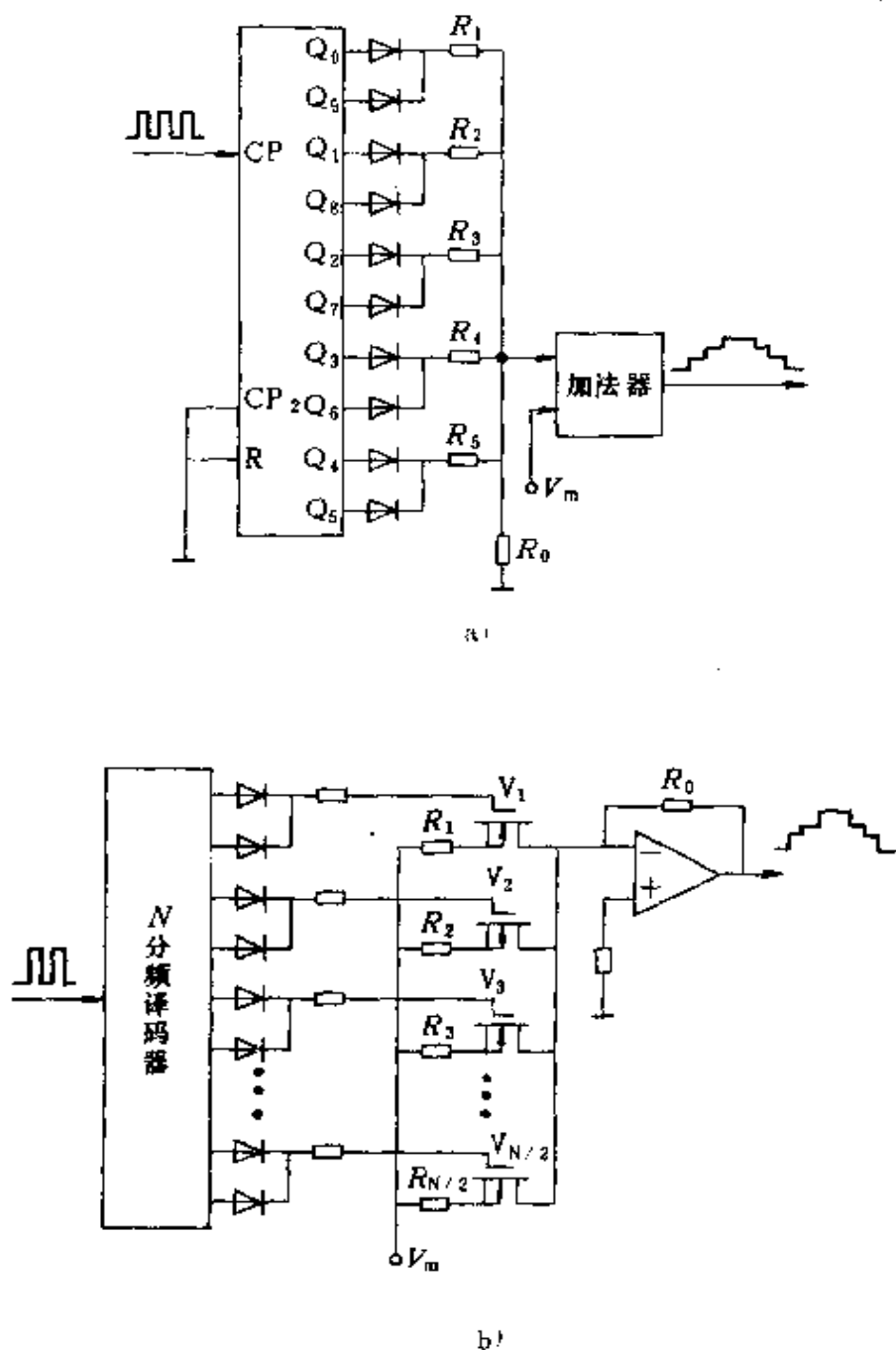


图 4-14 按三角波法生成 SPWM 波的数字电路  
a) 计数方式 b) 分频译码方式



相近似正弦的阶梯波。在三相情况下也可以公用一个载波。

三角波形的生成可采用和上述阶梯正弦波相类似的方法实现。

3. 模拟、数字混合电路 利用数字合成法产生近似正弦信号，其精度决定于阶梯波的级数，上述分频译码方式难以获得高的精度。若采用只读存储器 EPROM 存放相应正弦波的数据表格，由于其容量大，可以使角度分得极细，保证了应有的精度，电路框图示于图 4-45 中。

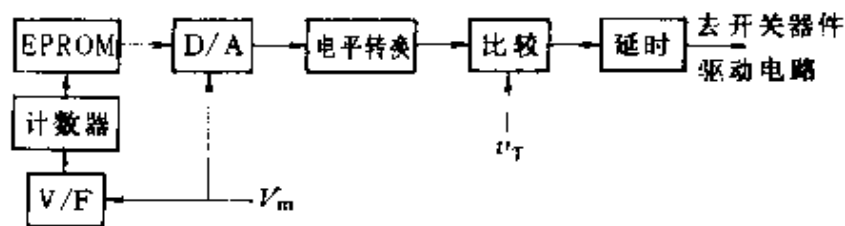


图 4-45 形成 SPWM 波的混合电路

EPROM 内存放着  $\sin 0^\circ \sim \sin 359^\circ$  但幅值经过抬高后的数值，这样就能保证 EPROM 中存放的均为正数。以计数器的计数值输出作为 EPROM 的地址选通信号，经 D/A 变换后成为近似的正弦模拟信号，再经电平变换电路去掉原来抬高的数值，恢复正负半周形式，然后加入比较器与三角波比较，最终形成 SPWM 波。

当控制电压  $v_m$  升高时，压频变换器 V/F 的输出频率正比增加，计数速度亦即 EPROM 的读出速度相应加快，于是控制正弦波的频率提高。 $v_m$  还同时作为 D/A 转换器的输入电压，以控制正弦波的幅值，这种方式符合于变压变频 (VVVF) 恒压频比协调控制的要求。

如果用三套互差  $120^\circ$  的电路组合起来，可以很方便地构成三相正弦波发生器。

从上面的分析看出，由模拟电路组成的 SPWM 波生成器，结构简单、调整方便、工作可靠。由数字电路组成的 SPWM 波生成器关键要处理好阶梯波的产生，波形精度随阶梯级数而提高。模拟与数字混合电路的生成器精度还可进一步提高，且更适合于

VVVF 恒压频比协调控制的要求。

#### 4.5.2.2 “△”叠加法

“△”叠加法脉冲调制电路如图 4-46a 所示。图中运算放大器  $A_1$  作为比较器， $A_2$  构成反相积分器， $A_3$  构成反相加法器。只要在比较器  $A_1$  的同相输入端引入一个频率可变而幅值恒定的正弦电压参考信号  $v_c$ ，那么在其输出端 O 即会产生基波电压与频率之比自动维持恒定的调制波。

工作过程如下：当输入正弦参考电压  $v_c$  由零上升时，比较器  $A_1$  的输出  $v_0$  立刻变为正饱和值  $+v_m$ ，以该值作输入信号经反相积分器  $A_2$ ，使  $A_2$  的输出电压  $v_F$  负向线性增加。 $v_F$  与  $v_0$  在加法器  $A_3$  上叠加，在参数设置上取  $R_2 > R_3$ ，保证  $v_F$  起主要作用，使  $A_3$  的输出  $v_B$  正向上升，当  $v_B < v_c$  时， $v_0$  一直保持为  $+V_m$  的数值；一旦  $v_B$  上升到  $v_B > v_c$  时， $A_1$  的输出  $v_0$  立即变为  $-V_m$ 。此后， $v_F$  开始正向线性增加， $v_B$  负向变化，直到  $v_B < v_c$ ，使  $A_1$  再次翻转。如此往复循环，得到图 4-46 所示的调制波形  $v_0$ 。

#### 4.5.2.3 自适应电流控制法

自适应电流控制生成 SPWM 波的电路原理如图 4-47 所示，其中 A 为具有滞环特性的比较器，滞环宽度决定于允许容差限的大小，由正、负容差限 ( $\pm\Delta$ ) 形成了容差带。其作用是：当输入

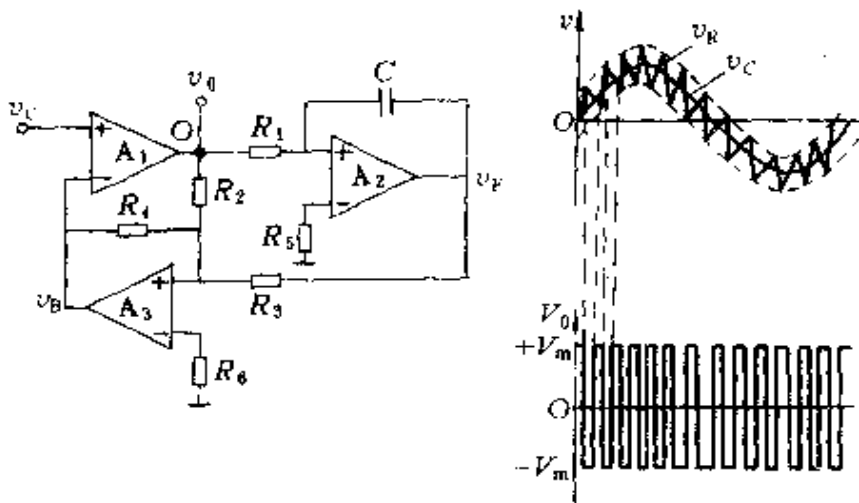


图 4-46 “△”叠加法原理电路与波形图

参考电流信号  $i_{ref}$  与实际电流反馈信号  $i$  的差值大于或等于正容差限  $+\Delta$  时，输出跳变为正饱和值  $+V_m$ ；该差值小于或等于负容差限  $-\Delta$  时，输出跳变为负饱和值  $-V_m$ 。从波形图可以看出，当反馈电流与容差带上边界相交时，逆变桥臂的上面开关关断，下面的开关接通，结果输出电压从  $0.5V_d$  变到  $-0.5V_d$  ( $V_d$  为逆变器直流侧电压)，此时电流开始减小。如果反馈电流减小到与容差带下边界相交时，则上面的开关接通，下面的开关关断，自然形成了 SPWM 波。图中的  $t_\Delta$  为封锁时间，是为了防止在转换中桥臂上下开关间出现直通故障而设置的时间延迟。

上述两种方法原理是相似的，它们的共同缺点是开关的切换频率不固定，抗干扰能力较差。为了解决这一问题，又出现了同步开关型的  $\Delta$  调制法，根据差值大小，同时与定时间间隔相结合的方式去控制开关元件的通断。

#### 4.5.3 SPWM 波的软件生成方法

由硬件电路生成 SPWM 波的方法往往电路复杂，控制精度难以保证。微型计算机技术的发展和普及，特别是其高集成度和优异的计算功能，可以方便地对变频器进行直接数字控制，从而获得调节灵活、稳定可靠、性能优越的控制效果，因而得到普遍应用。

采用微机通过软件编程的方法来生成 SPWM 波，其原理仍然是基于正弦控制波和三角载波相交以确定开关通断时刻。随着采样方式的不同，实现的途径也是多种多样的。所谓采样，就是决

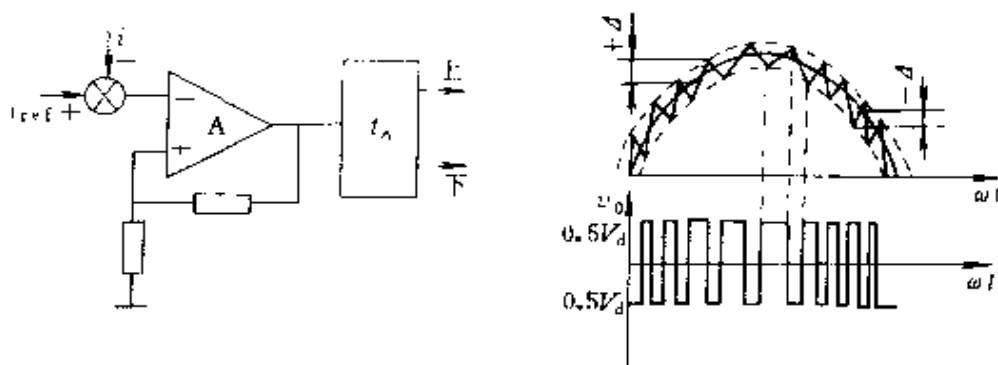


图 4-47 自适应控制法原理与波形

定 PWM 波前后沿出现的时刻,即脉冲宽度与间隔时间。这些时间在正弦波的不同波段是不同的,并且随着正弦波幅值的变化而变化。用软件生成 PWM 波一般有两种方法:查表法和计算法。查表法,即离线由通用计算机算出对应的脉宽数据,写入 EPROM,再由微机通过查表和加减运算得到脉宽和间隔时间。计算法,根据理论推导出脉宽函数表达式,由微机进行实时在线计算,以获得相应的脉宽和间隔时间。一般来说,前者将占用大量内存,而后者则需要大量运算时间。实用中多数是采用二者结合的方法,既可避免全部在线计算造成的计算量过大、精度受影响的缺点,又使系统因有在线计算而具有相当的灵活性。

#### 4.5.3.1 采样方法

1. 自然采样法 利用自然采样法形成 SPWM 波的原理如图 4-48 所示。图中画出了任意一段正弦控制波与三角载波一个周期相交的情况,三角载波的周期为时间  $T$ 。交点 A 决定了脉冲出现的时刻,交点 B 决定了脉冲结束的时刻。它们将  $T$  划分为三个区段  $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ , A、B 两点间的区段  $t_2$  对应于开关导通工作情况, $t_2$  即表示脉宽时间;其余两段则对应着开关的关断状态。用这种方法合成的 SPWM 波形,由于正弦波与三角波的交点具有任意性,脉冲中心在一个周期  $T$  内不是等距的,因此脉宽表达式是一个超越方程,不能用简单的解析式表示。虽然它能真实地反映脉冲出现与结束的时间,但由于计算极其复杂,难以用于实时控制,只有在有限的调频范围内,可采用查表方式来实现。

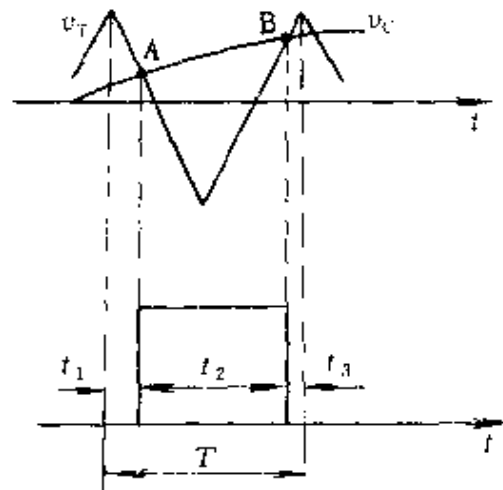


图 4-48 自然采样法生成 SPWM 波形

2. 规则采样法 为了简化计算工作量,使之便于工程实现,人们设法使脉冲中心由不等距改为等距,同时又尽量使采样效果逼

近自然采样法，于是出现了规则采样法。所谓规则采样，就是在三角载波的某一固定点进行采样，用以决定 PWM 波的出现与结束时刻，而不管这一时刻正弦波与三角波是否真的相交。这样一来，由于有意消除了两个波形交点出现的任意性，将不可解的超越方程变成了较简单的三角方程，因而可用于实时控制。当然这一措施带来了一定的误差。

可以实现规则采样原理的方法很多，图 4-49 是一种规则采样方法，这是在三角载波的负峰值时刻采样正弦波信号，并将采样值向采样点两边保持，分别取保持值与三角载波交点作为脉冲宽度，图中所示的一个三角载波周期的波形，由 A、B 两点确定了脉宽时间  $t_2$ 。由于这两个交点分别位于正弦控制波形的内外两侧，所以形成的脉宽误差可以减小，能够较为精确地反映 SPWM 规律。由于采样时刻和采样值都是明确定义的，因此脉冲宽度和前后沿位置均可精确计算，并事先确定。

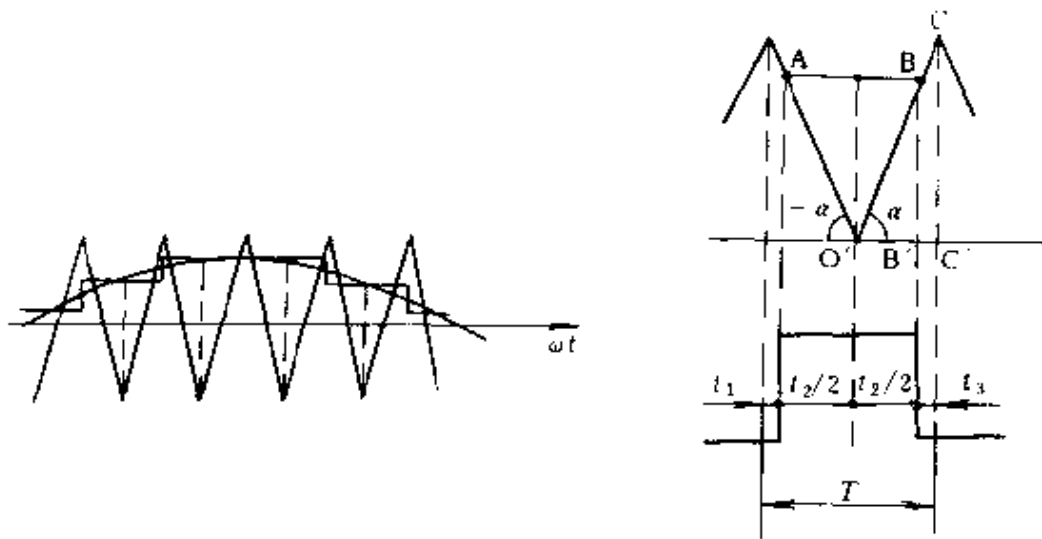


图 4-49 规则采样法生成 SPWM 波

若载波幅值  $V_{Tm}$  定义为 1，调制度为  $M$  ( $M = V_{cm}/V_{Tm}$ ,  $V_{cm}$  为正弦控制波幅值)，三角载波的倾角为  $\pm\alpha$ ，则采样保持值为  $M\sin\omega_s t$ ，三角载波斜率为

$$\tan\alpha = \frac{2}{T/2} = \frac{4}{T} \quad (4-13)$$

由相似直角三角形 OBB' 和 OCC' 可得比例式

$$\frac{t_2/2}{T/2} = \frac{(1 + M\sin\omega_c t)}{2} \quad (4-14)$$

由此求得脉宽时间  $t_2$  为

$$t_2 = T (1 + M\sin\omega_c t) / 2 \quad (4-15)$$

根据脉冲波形的对称性可求得间隔时间

$$\begin{aligned} t_1 = t_3 &= (T - t_2) / 2 \\ &= \frac{1}{2} \left[ T - \frac{T}{2} (1 + M\sin\omega_c t) \right] \\ &= T (1 - M\sin\omega_c t) / 4 \end{aligned} \quad (4-16)$$

根据上述表达式即可完全确定正弦波一周期中各脉冲出现与结束的时刻。由于实际上是一系列阶梯状台阶波形来逼近正弦波，因此载波频率越高，台阶越多，即采样点越多，精度越高。

对三相逆变器，控制正弦波必须是在差  $120^\circ$  电角度的三相波形，而三角载波仍然只有一个，是各相共用的。在一个三角载波周期内，在同一采样时刻可以得到三相 SPWM 波形。对于 A、B、C 三相的脉宽计算符合下列关系：

$$t_{2a} = T(1 + M\sin\omega_c t)/2 \quad (4-17)$$

$$t_{2b} = T[1 + M\sin(\omega_c t - 120^\circ)]/2 \quad (4-18)$$

$$t_{2c} = T[1 + M\sin(\omega_c t + 120^\circ)]/2 \quad (4-19)$$

且有

$$t_{2a} + t_{2b} + t_{2c} = 3T/2 \quad (4-20)$$

$$t_{1a} + t_{1b} + t_{1c} = t_{3a} + t_{3b} + t_{3c} = 3T/4 \quad (4-21)$$

波形如图 4-50 所示。

为了使谐波影响尽可能减小，各相电压波形应做到以下三点：

- (1) 脉冲数为 3 的整数倍，以消除最大的三次谐波电流；
- (2) 脉冲列对称于原点，以消除余弦分量；

(3) 脉冲波形以  $\pi/2$  点为轴半波对称，以消除偶次谐波。对三相 SPWM 波，由于波形的对称性，只要计算 1/4 周期的波形数据便可获得三相完整的 SPWM 波。

用微机实现的过程大致如下：根据当前频率指令，计算出相应的一组脉宽数据，并把它们存放在 RAM 中，或者是事先按脉宽公式计算好所有脉宽数据存于 RAM 之中。对要求的某一输入频率，计算出其余各数据。

已计算好的当前一个三角载波周期内的 PWM 波所需的数据组合存放于称作前台表的 RAM 区中，随时可从中取数产生 PWM 波。在空余时间再计算下一个三角载波周期中相应 PWM 波需要的各数据，叫做后台表。等到适当时候，进行前后台数据交换。依次进行取数、存数、交换等等，于是 SPWM 波连续不停地输出。采样与计算数据过程构成主程序部分，取数输出 SPWM 波采用中断服务子程序。计算机执行主程序与中断服

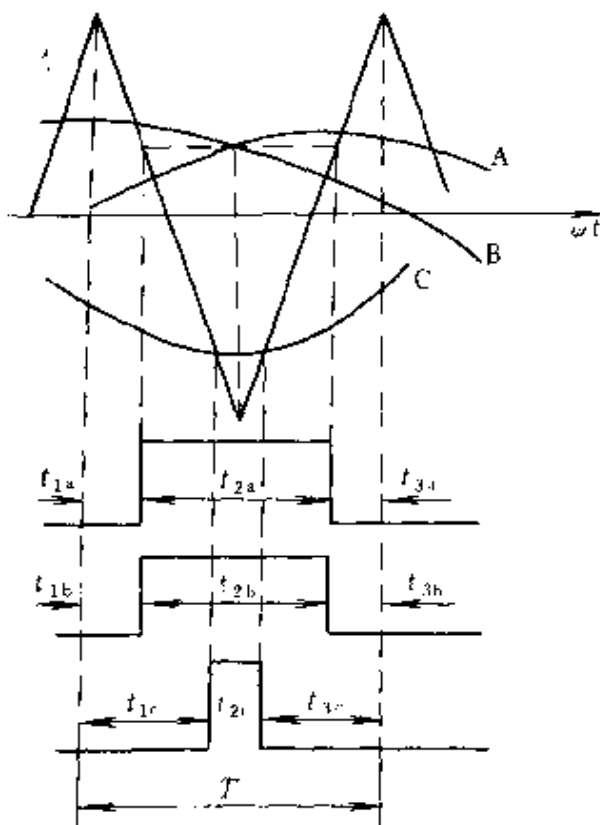


图 4-50 三相 SPWM 波

务子程序的过程是穿插进行的。没有中断时，执行主程序，计算所需要的数据；若有中断申请，则转去执行中断服务程序，输出 SPWM 波。这样就能节省时间，提高控制速度和精度。

主程序的参考流程图如图 4-51 所示。在主程序中主要完成：各接口芯片初始化，给各相应内存单元赋初值，根据端口输入状态判断正反转、升降频、频率比是否改变等，并把结果记录在状态标志寄存器中备用，然后查对应的 sin 函数表，计算三相 SPWM 波所需各数据并暂存。对于正反转向的改变是十分容易处理的，当转向不变时，将计算所得的数据直接存入后台表，等待中断信号

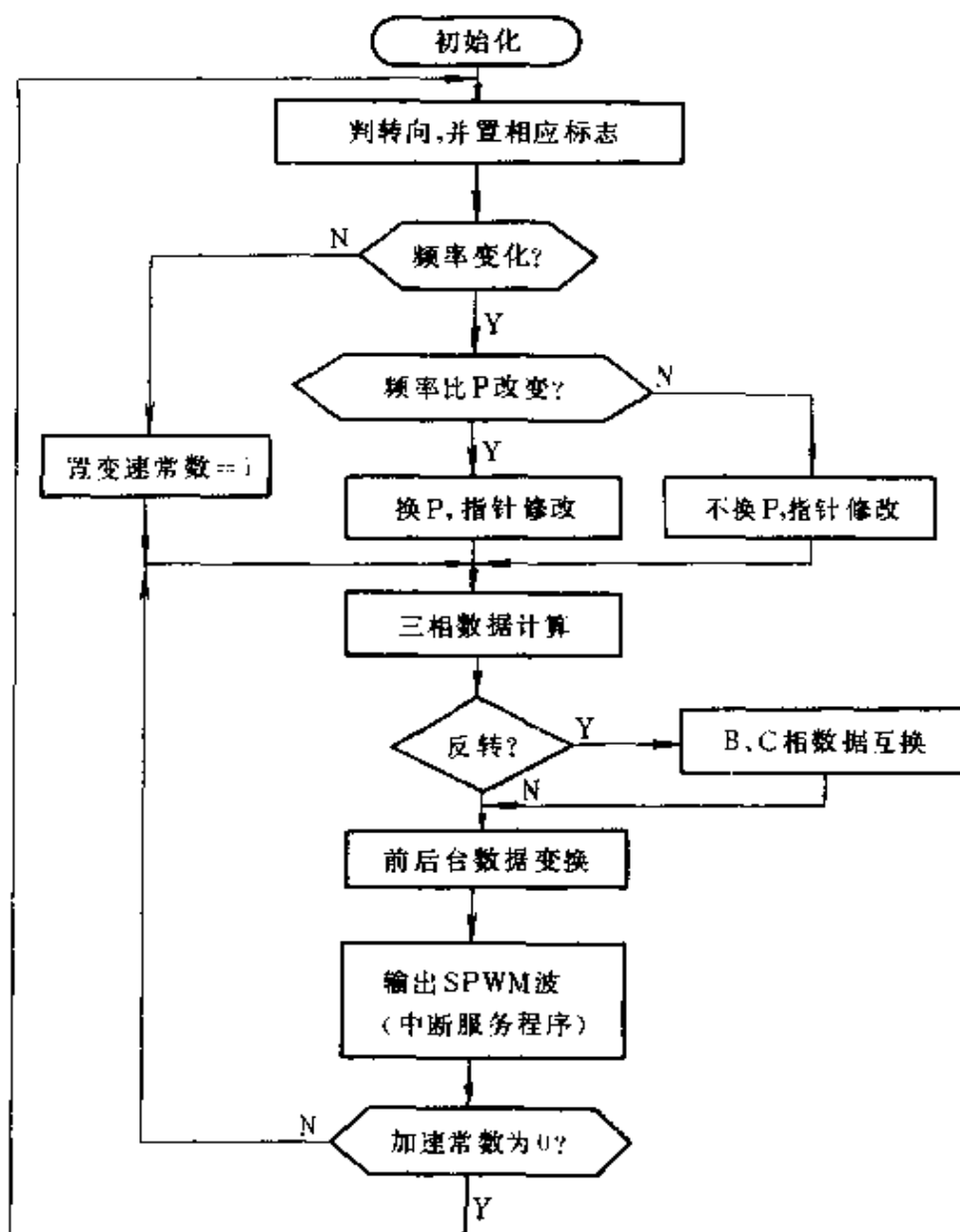


图 4-51 主程序参考流程图

出现,及时进行前后台交换。当转向改变时,只要把 B、C 两相的数据相互交换,即把 B 相数据送入 C 相存储单元,而 C 相数据送入 B 相存储单元,就可实现转向的改变。

中断服务程序主要完成:相应桥臂的驱动信号输出,装入新的时间常数、进行中断计数等。A、B、C 三相的处理过程基本相



同，图 4-52 给出了 B 相中断服务程序的参考流程图。

#### 4.5.3.2 数值表格与线性插入

利用微机用软件方式生成 SPWM 波，完全可以遵从诸波最小原则，即先离线计算出三相 SPWM 波的最佳切换时间，将这些数值预先写入 EPROM 中，然后根据工况要求，实时地从 EPROM 中取出相应的数值去控制开关正确工作。这种预置数值表格的方法，随着要求精度的提高将需要庞大的内存，这在实际中是不现实的。为了解决这一问题，可引入线性插入的方法以数值表格与线性插入二者结合起来。所谓线性插入，是指利用数值表格存储有限的切换点数据，在两组数据之间的切换点数据则按直线规律通过实时计算求得。例如数值表格中采样电压值  $v_c$  与相应的切换点角度  $\alpha_i$  的对应关系是：

$$v_{C1}: \alpha_{11}, \alpha_{12}, \alpha_{13}, \dots, \alpha_{1i}, \dots$$

$$v_{C2}: \alpha_{21}, \alpha_{22}, \alpha_{23}, \dots, \alpha_{2i}, \dots$$

.....

$$v_{Cj}: \alpha_{j1}, \alpha_{j2}, \alpha_{j3}, \dots, \alpha_{ji}, \dots$$

则任意切换点 A、B 的数据可由下式求得：

在 A 点，对应  $v_{CA}$  的切换点角度  $\alpha_{Ai}$  为

$$\alpha_{Ai} = \frac{\alpha_{2i} - \alpha_{1i}}{v_{C2} - v_{C1}} (v_{CA} - v_{C1}) + \alpha_{1i} \quad (4-22)$$

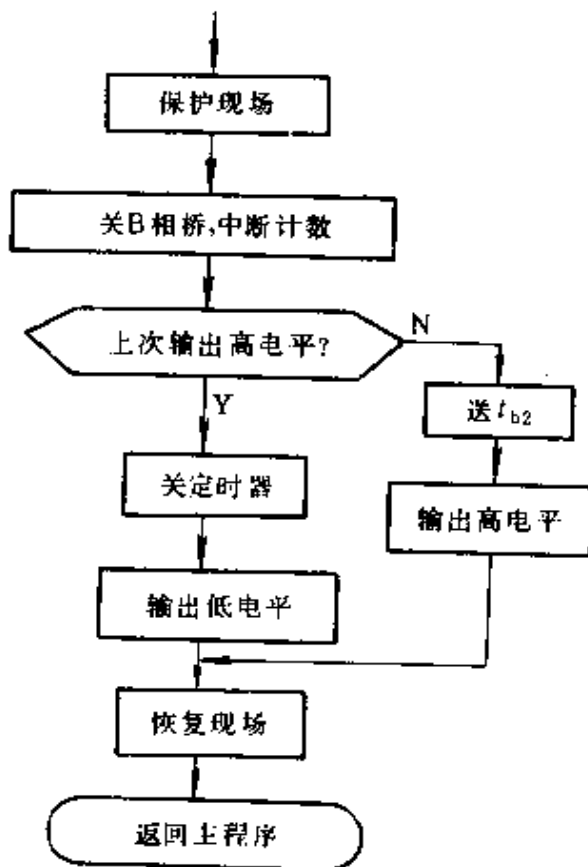


图 4-52 中断服务子程序  
参考流程图

在 B 点，对应  $u_{CB}$  的切换点角度  $\alpha_{Bi}$  为

$$\alpha_{Bi} = \frac{\alpha_{3i} - \alpha_{2i}}{u_{C3} - u_{C2}} (u_{CB} - u_{C2}) + \alpha_{2i} \quad (4-23)$$

其示意如图 4-53 所示。如此把计算的各个  $\alpha_i$  值暂存入 RAM，并输出相应状态。依次按细分的时间间隔  $\Delta t$  申请中断，不停地变换各相状态。

这种方法几乎可以做到采样间隔是无级调节的，控制精度高，微机所需的存储空间大大减少；但相应计算工作量、计算时间增加了，反过来又因耗机时而影响了精度。

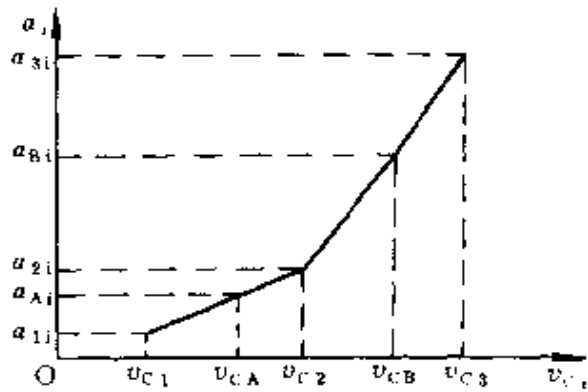


图 4-53 线性插入原理示意图

#### 4.5.4 SPWM 波专用集成芯片

用大规模专用集成芯片生成 SPWM 波，大大减化了电路结构，提高了可靠性，降低了成本，便于推广普及 PWM 技术。

##### 4.5.4.1 HEF4752

HEF4752 集成芯片是一种全数字化的三相 SPWM 波形成电路，采用 LOC MOS 制造技术将大约 1500 个门电路集成在  $18\text{mm}^2$  的硅片上，封装成标准的 28 脚双列直插型式，如图 4-54 所示。其管脚引线按功能分类说明如下：

1. 逆变器的驱动输出 包括三相主开关的输出端 (ORM1, ORM2, OYM1, OYM2, OBM1, OBM2) 和三相换相辅助开关的输出端 (ORC1, ORC2, OYC1, OYC2, OBC1, OBC2)。

##### 2. 控制输入

L——选择晶体管/晶闸管模式

I——选择晶体管/晶闸管模式

K——选择互锁推迟时间

CW——电机换相控制

A——复位输入控制

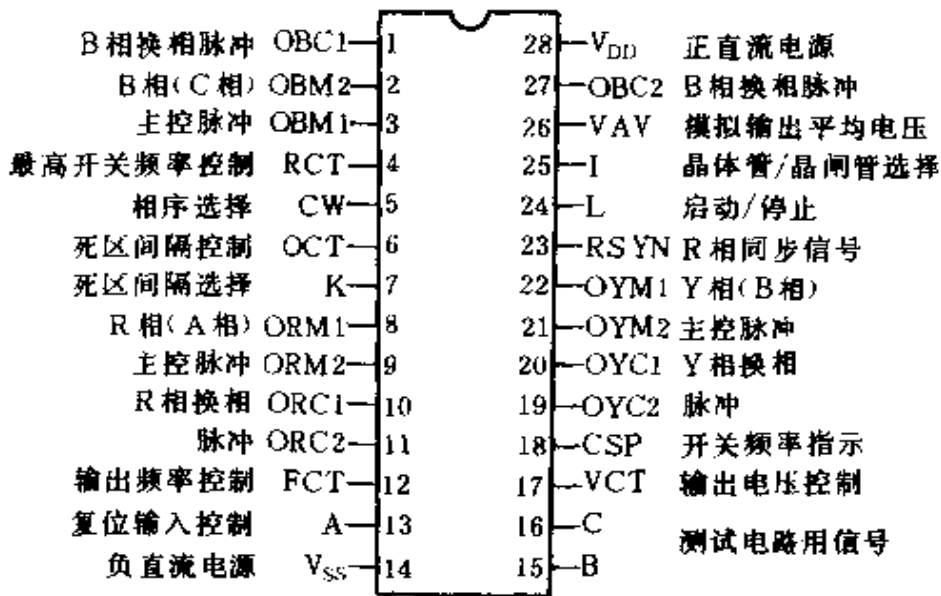


图 4-54 HEF4752 管脚图

B, C——测试电路用信号

### 3. 控制输出

RSYN——R 相同步信号

CSP——电流采样脉冲

VAV——平均电压

### 4. 时钟输入

FCT——频率时钟

VCT——电压时钟

RCT——最高开关频率基准时钟

OCT——推迟输出时钟

### 5. 电源

$V_{DD}$ ——电源正极性端

$V_{SS}$ ——电源负极性端

HEF4752 的逻辑框图如图 4-55 所示。它由三个计数器、一个译码器、三个输出口和一个试验电路组成。三个输出口分别对应于逆变器的 R、Y、B 三相，每个输出口包括主开关输出端 (M1 和 M2) 和换相辅助开关信号输出端 (C1、C2) 两组信号。换相开关

辅助信号是为晶闸管逆变器设置的，由控制输入端 I 的状态来确定输出控制信号的形式。当 I 置高电平时，为晶闸管工作方式，输出波形如图 4-56a 所示。主输出为占空比 1:3 的触发脉冲串，换相输出为单脉冲。在这种方式下，K 端电平和 OCT 时钟频率控制主输出触发脉冲串的频率。当 I 置低电平时，为晶体管工作方式，典型输出波形如图 4-56b 所示。

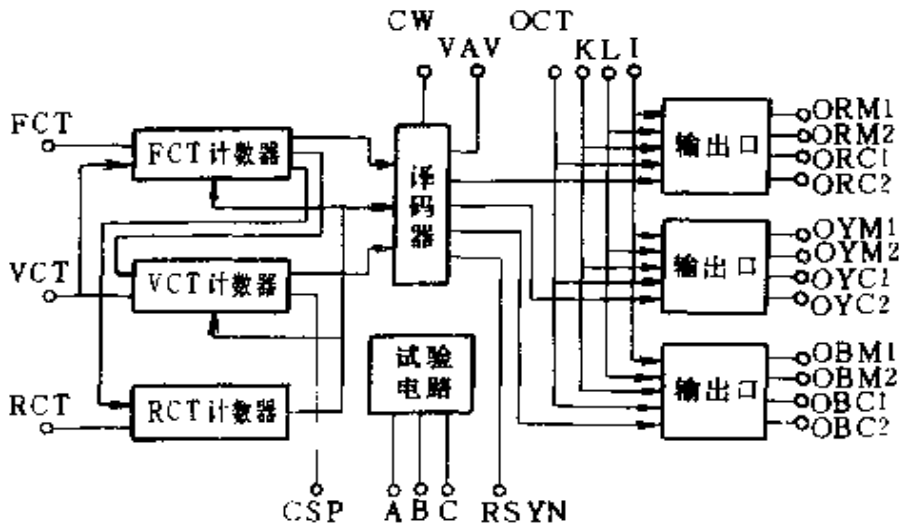


图 4-55 HEF4752 集成芯片的原理框图

HEF4752 输出的 SPWM 控制信号，是由调制后的载波脉冲得到的，载波脉冲采用双沿调制方式，即脉冲前后沿各用一个可变的时间间隔  $\delta$  调制。由于这种芯片为减小低频时的谐波影响，在低频时适当提高开关频率与输出频率的比值，采用多载波比分段自动切换方式，分为八个载波比区段，载波比分别为 15, 21, 30, 42, 60, 84, 120, 168。载波比分布图如图 4-57 所示。对于每一个载波比，译码器中存储着一组与之相应的  $\delta$  值，处理之后分成相互间相移  $120^\circ$  的三相输出。这种方式不但调制频率范围宽，而且可与输出电压同步调节。图中  $f_{OUT}$  为输出频率， $f_s$  是逆变器开关频率。

逆变器的输出是由四个时钟输入来进行控制的：

- (1) 频率控制时钟 FCT。它用来控制逆变器的输出频率，—

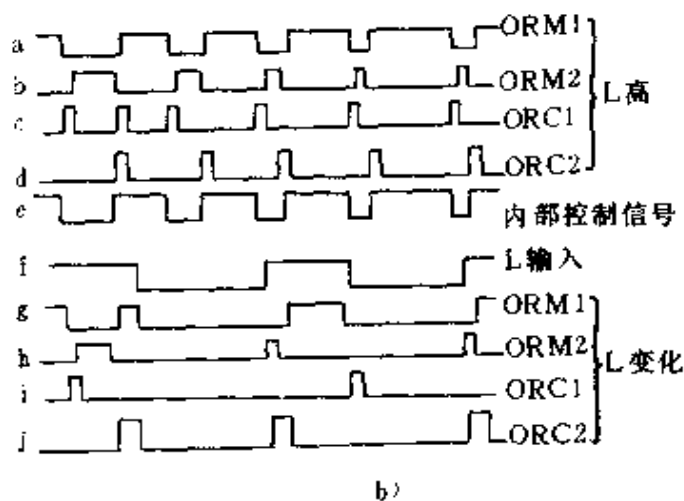
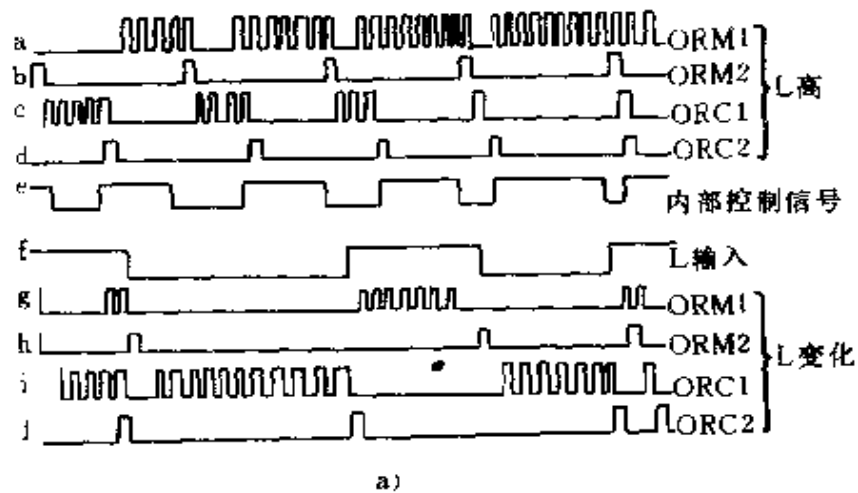


图 4-56 不同工作模式下的输出波形  
a) 晶闸管模式 b) 晶体管模式

般用压控振荡器提供该时钟频率。

(2) 电压控制时钟 VCT。用于控制逆变器输出的基波电压，即脉冲宽度，一般也是用压控振荡器来提供。

(3) 参考时钟 RCT。它

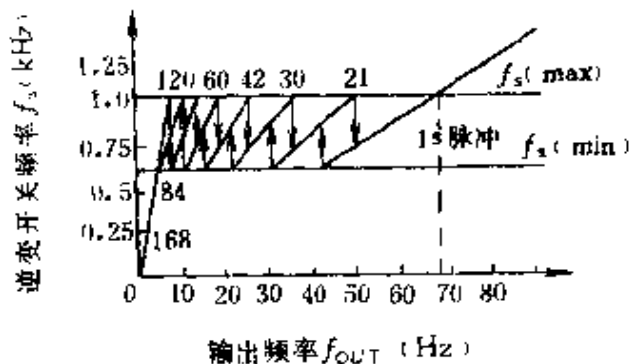


图 4-57 HEF4752 的载波比分布图

用来设置最大逆变开关频率，是一个固定不变的时钟。

(4) 推迟输出时钟 OCT。又称死区控制时钟，它用来设置死区时间间隔，以防止同一桥臂中的直通故障。在应用中为了简化电路，常将 OCT 和 RCT 共用一个时钟脉冲源。

HEF4752 还设有几个选择、控制和辅助信号引脚。其中：L 为启动/停止选择端，当 L 为低电位时是停止，高电位时解除封锁而启动。在晶体管方式下，封锁全部主输出和换流输出，但内部电路始终继续运行；在晶闸管方式下，只是封锁逆变桥中上面三个开关的触发信号。CW 为相序控制端。当 CW 为低电位时，按 RBY 的顺序依次正向通过零电压；而当 CW 为高电位时则相反。RSYN 为同步输出信号，是一个频率与逆变器输出同频的脉冲输出，脉宽等于 VCT 时钟的脉宽，出现在 R 相正向过零之前。VAV 为输出电压模拟信号，它不受死区时间间隔的影响，也不被 L 封锁。

总之，HEF4752 芯片的功能比较齐全，除可提供三组相差  $120^\circ$  互补输出的 SPWM 控制脉冲，以驱动六个开关组成的逆变桥产生对称的三相输出外，还可产生适用于电力晶体管或晶闸管两种不同形式的驱动信号。对于后者，它具有可调的死区封锁时间，可以有效地防止同一桥臂中两个开关的直通故障。控制方式可以是模拟的，也可以是数字的，为采用微机技术创造了条件。

#### 4.5.4.2 SLE4520

SLE4520 是德国西门子公司生产的专用芯片，是一种可编程的 PWM 集成控制器，也是大规模全数字化 CMOS 集成电路，采用 28 脚双列直插型式封装，其外部引脚说明如图 4-58 所示。也可按功能分类说

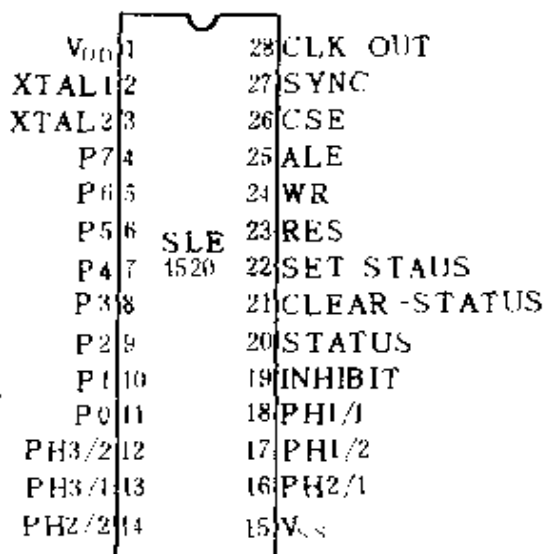


图 4-58 SLE4520 芯片引线图

明:

(1) 时钟

XTAL1, XTAL2 —— 外接晶振引入端。

CLK OUT —— 时钟频率输出端。

(2) P7~P0 —— 8 位数据总线接口 (输入)

(3) 逆变器驱动输出

PH1/1~PH3/2 —— 三相驱动信号输出, 前面的数字表示第几相, 后面的数字表示原始信号, 2 表示反信号。

(4) 控制输入

INHIBIT —— 禁止信号输入端, 高电平有效。

STATUS、SET—STATUS、CLEAR—STATUS —— 状态触发器的状态输出、置位输入和复位输入端。

RES —— 芯片复位信号输入端。

$\overline{WR}$  —— 微处理器写信号  $\overline{WR}$  引入端。

ALE —— 微处理器 ALE 信号引入端。

CSE —— 片选信号端。

SYNC —— 接收数据命令输入端。

(5) 电源

$V_{DD}$  —— 5V 电源正端。

$V_{SS}$  —— 地线接入端。

SLE4520 芯片的原理结构图如图 4-59 所示。它包括一个振荡器、一组可编程的分频器、一个地址译码锁存器、两个 4 位锁存器, 分别用来接收分频因数和死区时间, 3 组 PWM 信号形成器 (每组由 8 位锁存器、可预置减计数器和零检测器组成), 此外还有一个控制触发器。

只要在外部接上一定频率的晶振, 即可产生相应的频率, 该频率可通过 28 脚输出, 作为外部微处理器的时钟频率, 以便协调控制。该芯片的分频因数有 8 级, 通过可编程分频器根据不同的要求对晶振频率进行分频。地址译码锁存器通过微处理器来的 ALE 和  $\overline{WR}$  信号对芯片内部各寄存器地址进行锁存译码。三组

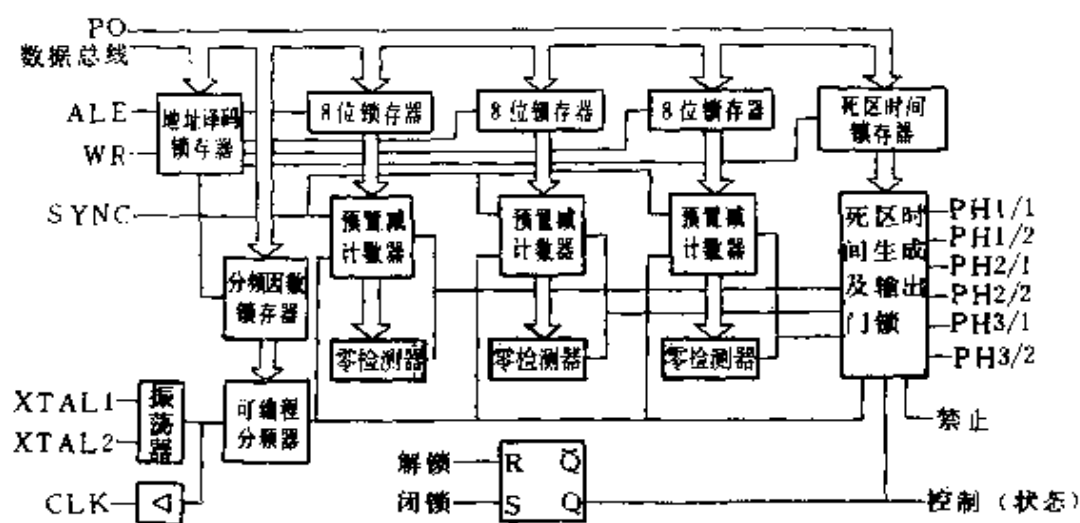


图 4-59 SLE4520 芯片的原理框图

PWM 信号形成器实际上就是三个定时器，通过 8 位数据总线接收 PWM 信号的数字指令，再结合要求的死区时间和分频因数，形成所需的三相 SPWM 波输出信号。

为了防止接电初期输出信号可能失去控制（控制盲区），芯片设有“禁止”信号端，当它为高电平时，所有输出均被强制为高电平状态，使开关处于关断状态，称为闭锁。禁止信号由控制触发器决定，可以方便地实现各种保护功能。

由于软件编程的灵活性，利用 SLE4520 芯片可以简单地实现几乎任意形状的曲线调制以及任意的相位关系，使用极为方便。

#### 4.5.4.3 MA818

MA818 是英国 Marconi 公司生产的专用芯片，也是一种可编程的产生三相 PWM 控制信号的大规模集成电路芯片。MA818 使用一组标准的 MOTEL 总线，成为一种通用的可编程的微机外围接口芯片。

##### 1. 特点

1) 全数字化 MA818 由微处理器通过 MOTEL 总线接口进行控制。全数字化的脉冲输出具有很高的精度和温度稳定性。

2) 工作方式灵活 MA818 具有 6 个标准的 TTL 电平输出，



用来驱动逆变器的 6 个功率开关器件。其工作参数如载波频率、调制频率、调制比、最小脉宽、死区时间以及相序等，可由微机通过编程设定，不需要外加任何电路。

3) 工作频率范围宽 三角载波频率可调，假定时钟频率为 12.5MHz，则载波频率最高可达 24kHz，输出调制频率最高可达 4kHz，输出频率的分辨率可达 12 位字长。

2. 管脚说明 MA818 为 40 脚双列直插式封装，如图 4-60 所示；也有 44 脚方形塑封结构的。按照其功能分别介绍如下：

1) 与微处理器接口的 MOTEL 总线  $AD_0 \sim AD_7$ ——地址与数据总线。

••• (管脚 9、10、11) ——控制总线，Intel 模式为  $\overline{WR}$ 、 $\overline{RD}$ 、ALE、Motorola 模式为  $R/\overline{W}$ 、DS、AS。

$\overline{CS}$ ——片选输入。

2) 与存储器 PROM/EPROM 的连接

$A_0 \sim A_{10}$ ——地址线。

$D_0 \sim D_3$ ——数据线。

3) 输出及其控制

RPHT、RPHB、YPHT、YPHB、BPHT、BPHB——标准 TTL 电平输出，即驱动信号。

$\overline{TRIP}$ ——输出封锁状态，其状态表明输出是被封锁还是未被封锁，低电平有效。

$\overline{RST}$ ——复位信号输入线，低电平有效。

SET TRIP——自动关断触发输入线。当这条线上出现高电平时，输出脚  $\overline{TRIP}$  及 6 个 PWM 输出将被迅速的锁存在低电平状态，这种封锁信号只有在  $\overline{RST}$  信号作用下才能解除。

$AD_0$	1	40	$V_{CC0}$
$AD_1$	2	39	$A_{10}$
$AD_2$	3	38	$A_9$
$AD_3$	4	37	$A_8$
$AD_4$	5	36	$A_7$
$AD_5$	6	35	$A_6$
$AD_6$	7	34	$A_5$
$AD_7$	8	33	$A_4$
	9	32	$A_3$
	10	31	$A_2$
	11	30	$A_1$
$\overline{RST}$	12	29	$A_0$
CLK	13	28	$D_0$
$\overline{CS}$	14	27	$D_1$
$\overline{TRIP}$	15	26	$D_2$
ZPP	16	25	$D_3$
RPHB	17	24	SETTRIP
YPHB	18	23	RPHT
BPHB	19	22	YPHT
$V_{SS}$	20	21	BPHT

图 4-60 MA818  
管脚说明

4) 时钟

CLK——时钟输入。

5) 电源

$V_{DD}$ ——+5V 电源正端。

$V_{SS}$ ——接地端。

3. 结构框图 MA818 的内部结构框图如图 4-61 所示, 主要由三部分组成:

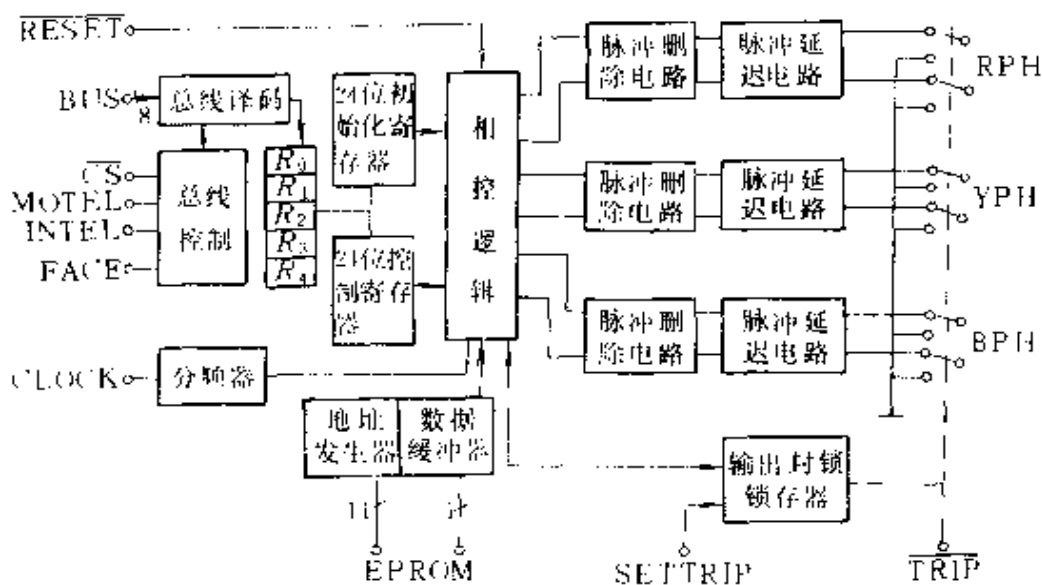


图 4-61 MA818 原理框图

1) 接收并存储微处理器命令的部分(以控制字形式实现)。它主要由总线控制、总线译码、暂存器  $R_0 \sim R_2$ 、虚拟寄存器  $R_3 \sim R_4$  及 24 位初始化寄存器和 24 位控制寄存器构成。在工作之前, 首先进行初始化, 即从微处理器向初始化寄存器和控制寄存器输入控制字, 进行参数设字。

2) 从 PROM/EPROM 读取调制波形的部分。它由地址发生器和数据缓冲器构成。MA818 根据地址发生器的信号直接从外部 PROM/EPROM 读取波形数据, 而不需要微处理器的帮助。

3) 三相输出控制电路和输出脉冲锁存电路。每相输出控制电路又由脉冲删除电路和脉冲延迟电路构成。删除电路用来删除不

合格的过窄的脉冲，延迟电路保证死区间隔，以防止桥路开关器件出现直通故障。

## 4.6 PWM DC-AC 逆变器

由前述分析可知，在 PWM 电路中，电力半导体器件都是在高电压下开通、大电流时关断，处于强迫开关过程中，所以又称其硬性开关。这种电路结构简单、输出波形良好，因而获得了广泛的应用。

### 4.6.1 单相逆变器

#### 4.6.1.1 半桥逆变器

图 4-62 表示一半桥逆变器的原理图，两个相同的电容串联连接在直流输入端上，其中点 O 具有中间电位，每个电容上的电压均为  $V_d/2$ 。输出电压  $v_o = v_{AO}$ 。

当开关  $S_{A+}$  接通时，电流由电源  $V_d$  的正端出发，经  $S_{A+}$  由 A 点流出再经负载流至 O 点，规定为输出电流  $i_o$  的正方向。当开关  $S_{A-}$  接通时（此时  $S_{A+}$  关断），由于 A 点接至电源负端，所以 O 点电位高于 A 点电位，因此电流由 O 点出发，经负载流入 A 点即电源负端，电流与规定方向相反。负载中流过了交变的电流，输出电压  $v_o$  亦是极性变化的交流电压，实现了 DC-AC 的变换。

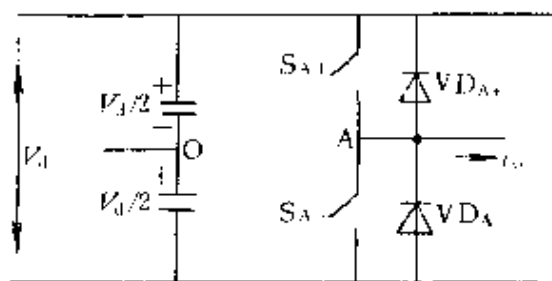


图 4-62 半桥逆变器

在半桥逆变器中，开关承受的峰值电压  $V_T$  和电流  $I_T$  为

$$V_T = V_d \quad (4-24)$$

$$I_T = i_o \quad (4-25)$$

#### 4.6.1.2 全桥逆变器

全桥逆变器原理接线如图 4-63 所示。它是由两个上述的半桥逆变器组合而成。在输入直流电压相同的条件下，其输出电压最大值是半桥逆变器的两倍，如果输出功率相同，其输出电流和开

关电流是半桥逆变器的一半。

全桥逆变器又分为双极性电压开关和单极性电压开关两种型式，其波形分别如图 4-40 和图 4-39 所示。

双极性电压开关的输出电压在  $+V_d$  和  $-V_d$  之间，而单极性电压开关的输出电压只能在 0 到  $+V_d$  或 0 到  $-V_d$  之间、无极性交替。

两种开关输出电压中基波分量的峰值是相同的，在幅度调制比  $M_a \leq 1$  的条件下为

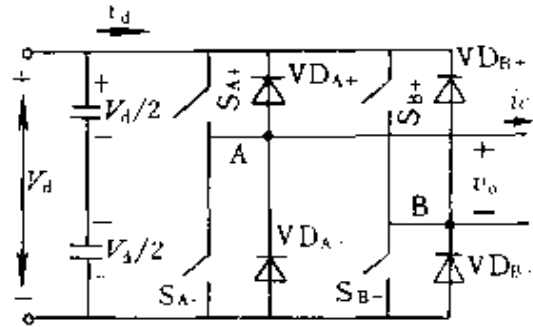


图 4-63 全桥逆变器

$$\hat{V}_{o1} = M_a V_d \quad (4-26)$$

#### 4.6.1.3 推挽逆变器

推挽逆变器由中间有抽头的变压器组成，如图 4-64 所示。假定为电感性负载，输出电流  $i_o$  是连续的。当开关  $S_A$  接通、 $S_B$  断开时， $v_o = -V_d/n$ 。其中  $n$  是变压器半个一次绕组与二次绕组之间的匝数比。同理，当  $S_A$  断开、 $S_B$  接通时， $v_o = -V_d/n$ 。可见其输出电压中基波的幅值  $\hat{V}_{o1}$  在幅度调制比  $M_a \leq 1$  的条件下为

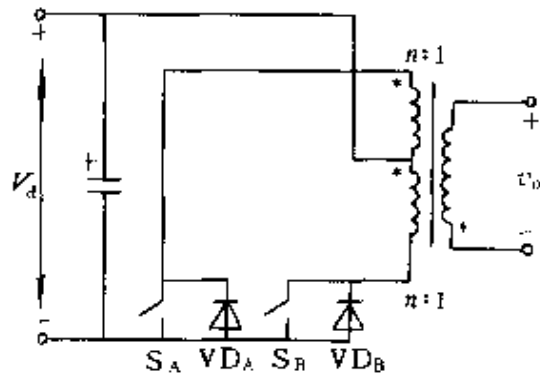


图 4-64 推挽逆变器

$$\hat{V}_{o1} = M_a \frac{V_d}{n} \quad (4-27)$$

在推挽变压器中，开关的峰值电压和电流为

$$V_T = 2V_d \quad (4-28)$$

$$I_T = i_o/n \quad (4-29)$$

#### 4.6.2 三相逆变器

三相逆变器原理电路如图 4-65 所示，每个臂的输出仅仅与  $V_d$  和开关状态有关，与输出负载电流无关。

在三相逆变器中，任一臂输出相电压中的谐波与单相逆变器的分析是一致的，但是在线电压中谐波次数为基波的三倍的奇数倍的却被自动的抑制掉了。

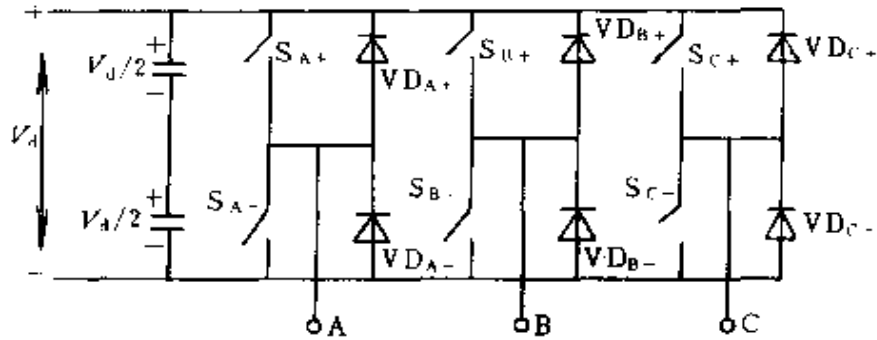


图 4-65 三相逆变器

输出电压中基波分量的幅值  $\hat{V}_1$ ，在幅度调制比  $M_a \leq 1$  的条件下。

$$\text{相电压} \quad \hat{V}_{\phi 1} = M_a \frac{V_d}{2} \quad (4-30)$$

$$\text{线电压} \quad \hat{V}_{11} = \sqrt{3} \hat{V}_{\phi 1} = \frac{\sqrt{3}}{2} M_a V_d \quad (4-31)$$

### 4.6.3 封锁时间对输出电压的影响

为了防止桥式逆变电路同一桥臂的上下开关器件出现直通故障，在驱动控制信号中必须设置封锁时间  $t_\Delta$ （亦称死区时间）。封锁时间  $t_\Delta$  大小不同，使输出波形的规律发生变化，对输出电压产生一定影响。可以用逆变器中的一个桥臂来讨论，如图 4-66 所示。图 4-66a 表示逆变器的一个桥臂；图 4-66b 为理想的开关波形，包括三角载波与直流控制波的相对关系、上开关  $S_{A+}$  的波形和下开关  $S_{A-}$  的波形；图 4-66c 为采用封锁时间  $t_\Delta$  来延迟开关的开通时刻，即一只开关在确定的时刻关断，而另一只开关的开通是从这一时刻起经过封锁时间  $t_\Delta$  延迟后才实现的；图 4-66d 表示当  $i_A > 0$  时输出电压  $v_{AN}$  的波形；而图 4-66e 则表示当  $i_A < 0$  时输出电压  $v_{AN}$  的波形。

由于在封锁时间  $t_\Delta$  内全部开关都是关断的，所以  $v_{AN}$  波形中

的时间间隔与  $i_A$  的方向有关。没有封锁时间的理想的  $v_{AN}$  波形与具有封锁时间的实际波形之间输出电压的差是

$$v_k = (v_{AN})_{\text{理想}} - (v_{AN})_{\text{实际}}$$

利用一个开关周期中的平场  $v_k$ ，可以求得由于  $t_\Delta$  的存在在输出电压中引起  $\Delta v_{AN}$  的变化为

$$\Delta v_{AN} = +\frac{t_\Delta}{T_S} V_d \quad i_A > 0 \quad (4-32a)$$

或

$$\Delta v_{AN} = -\frac{t_\Delta}{T_S} V_d \quad i_A < 0 \quad (4-32b)$$

上式说明，电压损失  $\Delta v_{AN}$  与电流的幅度无关，但是与电流的方向

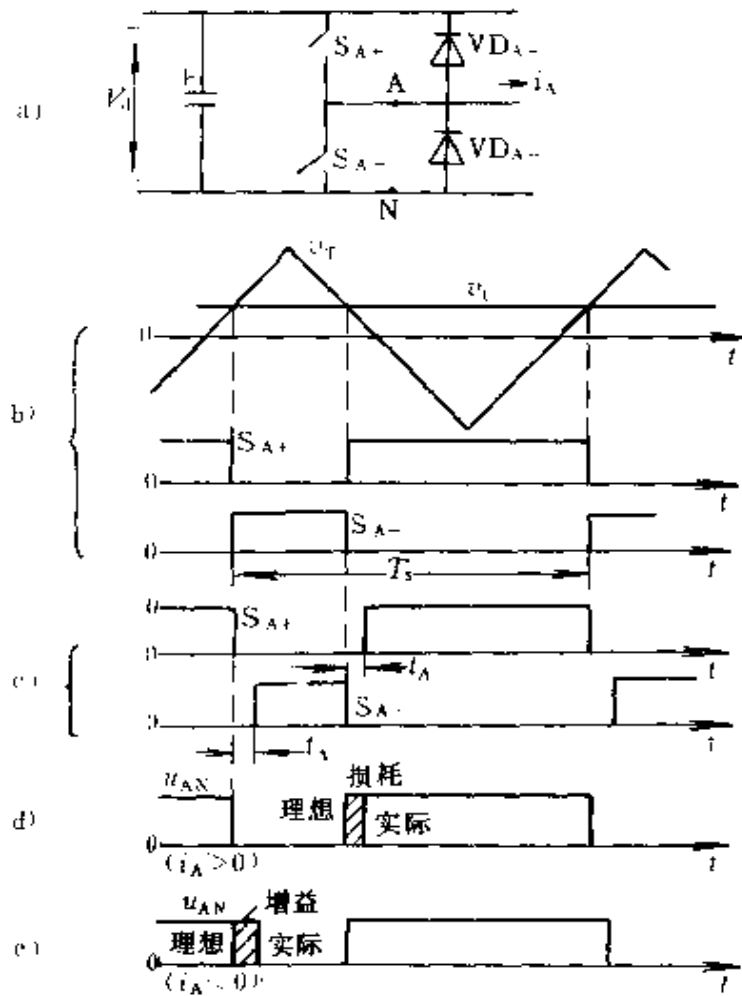


图 4-66 封锁时间  $t_\Delta$  的影响

有关。 $\Delta V_{AN}$ 与封锁时间 $t_{\Delta}$ 和开关频率 $f_s$  ( $=1/T_s$ )成正比。由于快速开关器件的开关频率较高,因此 $t_{\Delta}$ 的值很小。

#### 4.7 准谐振软性开关变流器

尽管PWM开关逆变器电路简单、输出波形良好,但在高频状态下运行,将会受到热学、二次击穿、电磁干扰以及缓冲电路诸方面的限制。因为开关器件若在感性负载下关断、容性负载下开通时,将会受到很大的瞬时功耗,而且随着开关频率的提高,这种损耗成正比例地增加,使结温升高。同时这种在感性负载下关断出现的尖峰电压和在容性负载下出现的尖峰电流都会使开关轨迹远远超出二次击穿功耗的限制范围,造成二次击穿,极大地危及器件的安全运行。此外,在高频状态下运行时,极间电容电压转换时的 $dv/dt$ 以及与杂散电感形成的振荡都会成为影响正常工作的电磁干扰。缓冲电路尽管转移了一部分开关器件上的功耗,但效率是难以提高的。

如果我们设法使开关器件脱离强制状态,而是在零电压、零电流条件下完成开关过程,那么将会使开关损耗减小为零。准谐振开关电路即可实现上述要求,使开关器件避开了强制条件,因此又称为软性开关。

同时又根据是在零电流条件下开通或关断,还是在零电压条件下开通或关断,分为零电流开关和零电压开关两类,通称双零谐振开关。

双零谐振开关是由电力半导体开关 $S$ 及辅助谐振元件 $L$ 和 $C$ 组成的单元电

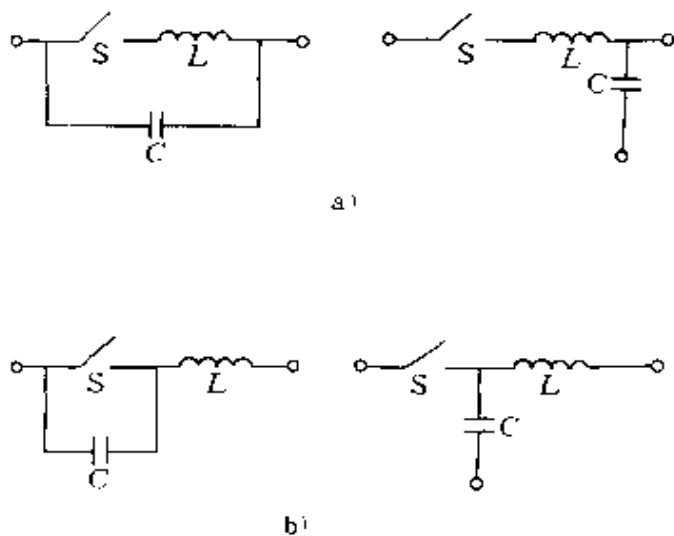


图 4-67 双零谐振开关  
a) 零电流型 b) 零电压型

路，如图 4-67 所示。图 4-67a 为零电流开关（简称 ZCS），零电流开关也称作电流型开关，为实现零电流开关条件，电感  $L$  与开关  $S$  是串联的， $L$  和  $C$  之间的谐振是靠  $S$  的开通来激励的，其目的在于利用辅助的  $LC$  谐振元件形成开关器件导通期间内的电流波形，为将要关断的开关创造零电流条件。图 4-67b 为零电压开关（简称 ZVS），零电压开关也称作电压型开关。为实现零电压开关条件，电容  $C$  与开关  $S$  是并联的， $L$  和  $C$  之间的谐振是靠  $S$  的关断来激励的，其目的在于利用辅助的  $LC$  谐振元件形成开关器件关断期间内的电压波形，为将要开通的开关创造零电压条件。

ZCS 开关极间电容储能、放能以及与容性开通有关的开关损耗较大，其运行频率限制在兆赫级范围之内。ZVS 与 ZCS 相反，它消除了二极管电容放电形成的开关损耗及  $dv/dt$  噪声，可使变换器工作在更高的频率范围内。

双零谐振开关变换器能够使开关器件的开关轨迹大为改变，使得开关损耗大为减小，无二次击穿

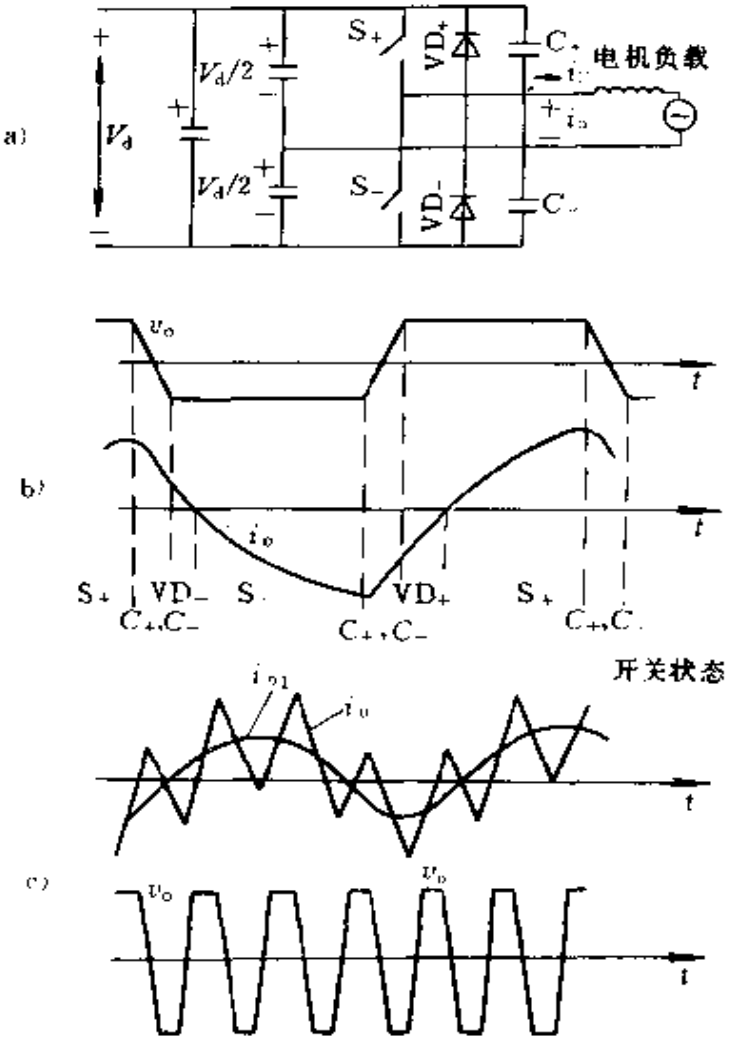


图 4-68 零电压开关 DC-AC 逆变器及其电压、电流波形  
 a) 逆变电路 b) 方波形式输出  
 c) PWM 方式输出



的限制，不需要缓冲电路， $dv/dt$  及  $di/dt$  应力大为下降，与此相应的电磁干扰也可以消除，因而开始受到人们的注意。

图 4-68 即为一带有电压箝位的零电压开关 DC—AC 逆变电路。由于在零电压条件下工作（开通和关断），所以无开关损耗。为了保证这一点，负载必须是电感性的，即负载电流必须滞后于负载电压。

图 4-68a 所示的逆变器可以以方波形式输出，也可以以 PWM 方式输出，图 4-68b 和 c 分别给出了两种情况下的电流和电压波形。

## 4.8 交流变频调速

### 4.8.1 概述

80 年代以来，随着交流电机调速控制理论、电力半导体器件、脉冲宽度调制、以微处理机为核心的全数字化控制等关键技术的发展，使交流电机调速系统成为一种典型的机电一体化设备，其容量从伺服系统用数百瓦至数万千瓦的特大功率高速传动系统；调速精度最高可达  $10^{-4}$  数量级；调速范围可达几万以上；从单机传动到多机协调控制，应用范围几乎遍及各个领域。伴随着各种交流电机调速系统的开发、应用、普及，不但可以节约巨大数量的能源，而且必将使传统产业发生巨大的变革。

过去在电气传动中一直占主导地位的直流电机调速系统，具有良好的起动、制动性能和调速性能，但直流电机的机械换向器换向是其致命弱点，这不仅限制了电机的特大容量和特高转速，而且使转动惯性增大。为了安全运行还必须要经常停机检修，在运行中还要经常观察火花情况。所以在特大容量和特高转速以及要求安全防爆的情况下根本就不能使用，在一些恶劣条件下直流电机也很难长期安全运行。况且直流电机的结构比交流电机复杂得多，造价也高。因此人们长期寻找无机械整流子换向器的交流电机调速来取代直流电机调速。

众所周知，交流电机是一个多变量、非线性，强耦合的被控

对象。而在直流电机中励磁电流和电枢电流相互独立，为了使交流电机也能达到这一点，因此采用了参数重构和状态重构的现代控制理论来解耦，从而使交流电机能象直流电机一样分别对励磁分量和转矩分量进行独立的控制。为了解决非线性问题，实现大范围完全线性，同时又能实现解耦，出现了非线性系统反馈线性化解耦控制理论。其基本思想是通过非线性坐标变换和非线性状态反馈量，使非线性对象完全线性化，并同时实现解耦。

另外，为了获得满意的动、静态性能，要作较大的近似或依赖于经验，而线性解耦控制系统可以将多变量控制系统化成两个单变量系统，这样，就可以借助于经典理论设计最佳调节参数。

在矢量控制中为了克服电机在各种运行状态下参数变化的影响，采用了滑模变结构控制系统。这种控制系统可以使系统结构在动态过程中根据系统的当时偏差及其导数以跃变方式作有目的的改变，使系统达到最佳指标，并使系统具有很强的抗参数变化和干扰的鲁棒性，它对数学模型和参数的精确性要求不高，但这种方法对状态观察的要求很高。

除此以外，还有模型自适应控制。由于交流电机是一个复杂的多变量系统，各种参数随电机工作的状态的不同而变化，应用模型自适应控制，可以在线确定系统的模型或参数，并及时调整，达到高精度的控制目的。

80年代中期又出现了交流电机直接转矩控制法，解决了由于矢量控制对电机参数变化的依赖性大，难以保证动态过程完全解耦的难题。这种方法是在静止坐标系中借助三相定子电压和电流计算励磁和转矩的实际值，并与给定的励磁和转矩进行比较，通过二点式调节器进行直接调节。这种直接转矩控制法，不仅使系统结构简单，而且具有对电机参数的不敏感性。这种方法还避免了矢量控制的二次坐标变换以及求模和相角的复杂计算，并大大加快了转矩响应时间，使系统的动、静态性能得到了很大的提高，特别是动态几乎无超调。这是继矢量控制之后在理论上的又一个新突破。

## 4.8.2 变频调速的原理与特性

### 4.8.2.1 变频调速原理

以鼠笼式异步电机为代表分析变频调速的原理。由电机学中异步电机的转速表达式为

$$n = \frac{60f_s}{p} (1-s) \quad (4-33)$$

式中  $f_s$ ——电机定子的频率；

$p$ ——电机定子的绕组极对数；

$s$ ——转差率，可由下式求出：

$$s = \frac{f_{sl}}{f_s} = \frac{f_s - f_r}{f_s} = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\Delta n}{n_s} \quad (4-34)$$

式中  $n_s$ ——同步转速， $n_s = 60f_s/p$ ；

$f_r$ ——转子频率；

$f_{sl}$ ——转差频率。

有时也采用角频率  $\omega$  表示，由于  $f_s = \omega_s/2\pi$ ，故有

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (4-35)$$

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = s\omega_s \quad (4-36)$$

$$f_{sl} = \frac{\omega_{sl}}{\omega_s} f_s = s f_s \quad (4-37)$$

由式(4-33)可以看出，若均匀地改变定子供电频率  $f_s$ ，则可以平滑地改变电机的同步转速，如  $s$  的变化范围不大，则可认为，调节定子频率  $f_s$  时，异步电机的转速  $n$  大致随之成正比变化。

异步电动机的主体材料为铁磁物质，为了使铁心材料得到充分利用，在工作过程中应保持磁通为额定值。这样，异步电动机在变频调速时，为了既得到所需的电磁转矩，又使铁磁材料被充分利用，则应尽可能地使气隙磁通恒定并为额定值。由关系式  $u_s \approx 4.44f_s\Phi N_s$  可知，要使磁通恒定，在调节定子频率时，必须同时使定子电压成比例地变化。当增大定子频率时，必须同时使定子电压成比例地增加，否则气隙磁通将降低；当降低定子频率时，必须同时使定子电压成比例地降低，否则将超过饱和磁密导致励磁

电流过大而损坏电机。也就是说，对电机供电的变频电源一般要求兼有调压和调频两种功能，通常将这种电源称为VVVF（变压变频）型变频电源。前述GTR按PWM方式构成的逆变器恰好能满足这些要求。

#### 4.8.2.2 变频调速时的机械特性

异步电动机的电磁转矩  $T_{em}$  与每极气隙磁通  $\Phi_M$ 、折算到定子侧的每相转子电流  $I_r$  以及转子电路的功率因数  $\cos\varphi_r$  等有关。 $T_{em}$  可由下式求出

$$T_{em} = k_T \Phi_M I_r \cos\varphi_r \quad (4-38)$$

式中  $k_T$ ——转矩常数。

由于

$$I_r = \frac{E_r}{\frac{R_r}{s} + jx_{rs}} \quad (4-39)$$

所以

$$I_r = \frac{E_r}{\left[ \left( \frac{R_r}{s} \right)^2 + (x_{rs})^2 \right]^{1/2}} \quad (4-40)$$

式中  $E_r$ ——折算到定子侧的转子每相电动势；

$R_r$ ——折算到定子侧的转子每相电阻；

$x_{rs}$ ——折算到定子侧的转子每相漏抗。

转子电路的功率因数为

$$\cos\varphi_r = \frac{R_r}{s} \left/ \left[ \left( \frac{R_r}{s} \right)^2 + (x_{rs})^2 \right]^{1/2} \right. \quad (4-41)$$

异步电动机的转矩是个多变量函数，在调速过程中它随多个因素的变化而变化。图4-69所示为异步电动机稳态时的转矩——转速特性以及负载转矩特性。图中曲线1表示当定子频率  $f_s = K_1$  时异步电动机的转矩-转速特性。当转差率  $s=0$  时，转矩  $T_{em}=0$ ；在小转差率范围内，转差率增大时转子电流增大，因而转矩随转差率的增大而近似线性增大。但是当转差率增大到一定数值后，一方面转子电流  $I_r$  的增大有使转矩增加的趋势；另一方面，转差率  $s$  增大，使得  $\cos\varphi$  减小，又有使转矩减小的趋势。因而异步电动机

的转矩-转速特性有一个最大值。最大转矩  $T_m$  称为临界转矩或颠覆转矩，因为电动机的负载超过此值后，转速即迅速下降直至停机。对应于颠覆转矩  $T_m$  的转子旋转频率称为颠覆频率，相应的转差频率则称为颠覆转差频率。图中虚线所示的曲线 I 为负载转矩特性。曲线 I 和曲线 II 的交点 1 即为  $f_s = k_1$  时的稳定工作点。

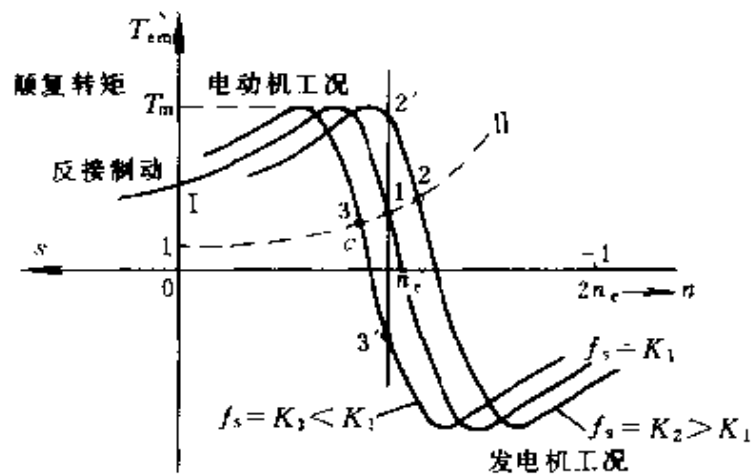


图 4-69 异步电动机的机械特性与转矩特性

如果变频调速系统为以频率为对象的开环系统，则当提高定子频率时，由于机械惯性的原因，转子旋转频率几乎不变，而转差频率和转差率均将增大，进而使转矩增大。例如，当定子频率由  $f_s = k_1$  提高到  $f_s = k_2$  时，电机所产生的转矩将由点 1 增到点 2'。于是电动机加速，最后达到新的稳定点 2。同样，当定子频率降低时，例如由  $f_s = k_1$  降到  $f_s = k_3$  时，电动机所产生的转矩将由点 1 变到点 3'，并出现电机的轴转速高于同步转速的情况，这时转差率为负值。当电动机进入发电机状态工作时，电机产生制动转矩，并将电机轴上的机械能转换为电能。根据变频调速系统主电路结构和控制方法的不同，这种电能或者被反馈到电源中去（再生制动）或者消耗在外接电阻与主电路中（能耗制动）。在制动过程中，电动机逐渐减速，最后稳定运行在某一较低速度的工作点 3 上。由图可知，在转差率不加控制的频率开环系统中，定子频率的调节不能过快，否则将超过颠覆点造成停机。

如果在起动时改变定子供电电源的相序，气隙磁场的方向就

会反转，从而使电动机向相反方向旋转。如果在运行中突然改变定子电源的相序，与定子磁场的转向相比，转子的转速则变为负值。由式(4-32)可知，这时  $s > 1$ ，电机为反接制动工作状态。由于鼠笼式异步电机不能外接转子电阻限制转子电流，所以反接制动时，定、转子电流将急剧增加，因而一般不宜采用这种反接制动方式。

在工频电源下运行的鼠笼式异步电机，起动电流一般为额定电流的 5~6 倍，而起动转矩却较小，这是由于起动时转差频率较高，转子漏抗增大，转子功率因数下降而造成的。在变频调速系统中，以低频起动时则可以提高起动时转子的功率因数，进而增大起动转矩，无论负载轻重，一般起动电流可不超过额定电流的两倍左右。

#### 4.8.2.3 变频调速的控制方式

利用改变定子工作频率进行变频调速时，希望同时改变定子电压，以便使气隙磁通维持不变。根据定子电压  $V_s$  和定子频率  $f_s$  的不同比例关系，将有不同的变频调速控制方式，常用的有恒压频比、恒磁通、恒功率三种方式。

1. 恒压频比控制方式 恒压频比控制方式是保持  $V_s/f_s$  等于常数的比例控制方式。

在异步电机中，外加电源电压若为  $V_s$ ，定子产生的反电势则为

$$E_s = 4.44 f_s N_s k_o \Phi_M \quad (4-42)$$

如果略去定子阻抗压降，则有

$$V_s \approx E_s = 4.44 f_s N_s k_o \Phi_M \quad (4-43)$$

式中  $f_s$ ——定子频率；

$N_s$ ——定子每相绕组的匝数；

$k_o$ ——比例系数；

$\Phi_M$ ——气隙磁通。

由式(4-43)可知，为保持气隙磁通近似不变，在调节定子频率  $f_s$  的同时必须正比例地调节定子外加电压  $V_s$ ，即使

$$V_s/f_s = k\Phi_M = \text{常数} \quad (4-44)$$

式中  $k = 4.44N_s k_w$  是常系数。

另外，假定转差频率  $f_{sl}$  很小，电机转速又不是很低，那么，转子漏抗  $x_{sr}$  与转子电阻  $R_r$  相比，其作用可以忽略，即

$$x_{sr} \ll R_r \quad (4-45)$$

那么，转子功率因数  $\cos\varphi \approx 1$ ，式 (4-38) 所示的转矩公式变为

$$T_{em} = k_T \Phi_M I_r \quad (4-46)$$

式中  $\Phi_M$  为恒值。在以上条件下，转子电流只与转差频率成正比，所以转矩也只与转差频率成正比，即

$$T_{em} = k'_T f_{sl} \quad (4-47a)$$

或 
$$T_{em} = k''_T \omega_{sl} \quad (4-47b)$$

式中  $k'_T$ 、 $k''_T$ ——常数。

由上可知，调速过程中若保持磁通恒定，在转差频率  $f_{sl}$  较小时，输出转矩  $T_{em}$  与转差频率在任何工作频率下均为线性关系。若在恒转矩负载条件下工作，则在不同的定子调节频率情况下，转子中的电压、电流具有相同的恒定工作频率。从式 (4-34) 和式 (4-35) 可知，转差率  $s$  不是定值，当定子频率  $f_s$  减小时，转差率  $s$  增加。转子中的损耗随着  $f_s$  的降低而增加。

2. 恒磁通控制方式 恒磁通控制方式是保持  $T_{em}$  等于常数的控制方式。在上述按照  $V_s/f_s = \text{常数}$  的恒压频比控制方式下，在低频时由于定子电阻  $R_s$  的压降占的比重增加，即使在转差频率  $f_{sl}$  很小的情况下，也无法使电机的最大转矩  $T_m$  保持恒定。 $T_m$  要随频率的下降而减小，在低频时起动转矩也减小，甚至不能带动负载。因此， $V_s/f_s = \text{常数}$  的恒压频比控制方式只适用于调速范围不宽或转矩随转速下降而减小的场合，如风机、泵类等负载。对于调速范围宽的恒转矩性质的负载，则希望在整个调速范围中维持  $T_{em}$  不变，亦即按

$$E_s/f_s = \text{常数} \quad (4-48)$$

进行控制。式中  $E_s$  为定子感应电势。

为了保证  $T_{em}$  不变，随着  $f_s$  的降低必须适当提高定子电压

$V_s$ ，以便补偿定子电阻  $R_s$  上的压降。也就是说，提高外加电压的目的仍然是为保持气隙磁通恒定，进而保证最大转矩  $T_m$  不变。频率越低，需要的外加补偿电压越高。

3. 恒功率控制方式 在电机的工作频率超过同步频率时，也即转速超过额定转速时，如采用  $V_s/f_s = \text{常数}$  的方式进行调速时，势必增加外加电压  $V_s$ ，并使其超过额定电压，这在一般情况下是不允许的，所以同步转速以上的调速往往不再使定子电压升高，而是保持为额定电压。但因此在升高频率时气隙磁通即减小，并导致转矩减小。它类似于直流电机弱磁调速的方式，可近似认为这种调速方式为恒功率调速。

### 4.8.3 变频调速系统

变频调速系统就是通过对异步电动机运行参数的实时检测，作为反馈信息去控制和调节变频电源的有关参数，最终保证异步电动机的速度调节在精度、范围、响应以及稳定性诸方面均获得满意的效果。

变频电源的形式、结构及使用的器件是多种多样的，但归纳起来，从对无功能量的处理方式上分为电压源型和电流源型两大类。它们都必须满足如下要求：①按照要求连续调整输出工作频率；②当实现恒转矩调速时，调频的同时必须能调整电压，以保证气隙磁通近似不变；③在任何频率下均可提供电机所需的额定电流。

从控制的角度来说，可分为标量控制与矢量控制两个基本类型。下面即分别讨论这两类控制方法。

#### 4.8.3.1 标量控制调速系统

##### 1. 标量控制法

标量控制方法是只控制变量的大小，而不考虑变量的相位，即给定指令和反馈信号是与变量相关的直流量。采用经典线性控制理论和工程设计方法来分析和设计电路时，对一些参数不得不作较大的近似。这种控制方法适合于电压源供电或电流源供电的异步电机系统以及转速闭环、转差频率控制的变频调速系统等对动



态和静态性能要求不太高的场合。要提高系统的性能指标有一定困难，因为：

1) 分析调速的控制规律时，是从异步电机静态等值电路和静态转矩公式出发的，所得到的“保持磁通  $\Phi_M$  恒定”的结论在稳态情况下才成立。动态过程中  $\Phi_M$  如何变化并未研究。

2) 系统中的电流调节器只控制了定子电流的幅值，并没有控制电流的相位。而在动态过程中的电流相位后移，必然影响动态转矩的响应。

这样一来，对于异步电机这种多变量、强耦合以及非线性的控制对象来说，必然产生较大的偏差，使得这种变频调速系统的性能尚不够理想。

## 2. 转速闭环转差频率控制变频调速系统

1) 转差频率控制 转差频率控制是一种解决异步电机电磁转矩控制问题的方法，采用这种控制方案的调速系统在稳态时可以获得和直流电机恒磁通调速系统相似的性能。提高异步电机的动态性能，关键是控制电磁转矩的大小，由式 (4-36) 可知，电磁转矩与气隙磁通、转子电流以及转子电路的功率因数有关。这些量都不是独立的变量，它们都是转差频率的函数。前面的分析说明，只要在恒磁通且转差频率较小的条件下，输出转矩即与转差频率成正比，亦即控制转差频率即可控制转矩。

为了实现转差频率控制必须解决两个问题：一是转差频率的极限如何确定，二是气隙磁通如何保持恒定。

图 4-70 给出了气隙磁通保持恒定时异步电动机机械特性的一部分。由图可知，当转差频率  $\omega_{sl}$  较小时，转矩  $T_{em}$  基本上与  $\omega_{sl}$  成正比；当  $\omega_{sl} = \omega_{sl,max}$  时， $T_{em} = T_{em,max}$ ；当  $\omega_{sl} >$

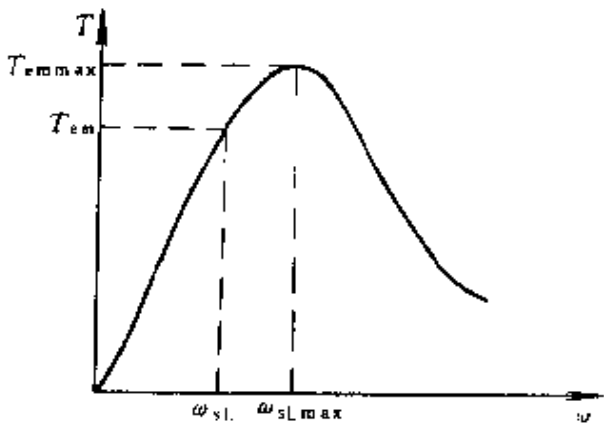


图 4-70  $\Phi_M$  恒定时的一段机械特性

$\omega_{sl,max}$ 时不再存在转矩与转差频率的比例关系。因此，为了实现转差频率的控制必须使转差频率  $\omega_{sl}$  限制在  $\omega_{sl,max}$  之内。经过数学推导，可得

$$\omega_{sl,max} = R_r / L_r \quad (4-49)$$

$$T_{em,max} = k \frac{\Phi_M^2}{2L_r} \quad (4-50)$$

式中  $R_r$ 、 $L_r$ ——转子电阻和漏感；

$\Phi_M$ ——气隙磁通；

$k$ ——比例系数。

由式 (4-49) 和式 (4-50) 可知，在电机参数不变时，最大转矩  $T_{em,max}$  仅由磁通  $\Phi_M$  决定，而转差频率  $\omega_{sl}$  与  $\Phi_M$  无关。由此可见，正如直流他励电机的转矩可用电枢电流表示一样，异步电动机的转矩在保持气隙磁通恒定的条件下，在一定范围内可用转差频率来表示或控制。

那么，又如何保持气隙磁通  $\Phi_m$  恒定呢？这可以从分析磁通与电流的关系来解决。

气隙磁通是由励磁电流  $I_m$  决定的，而  $I_m$  不是一个独立的变量，它是定子电流  $I_s$  的一部分。定子电流又是转子电流和励磁电流的矢量和，鼠笼式电机转子电流又难以直接测量，于是确定励磁电流的大小也比较困难。实际应用中只能根据负载的变化，相应地调节定子电流  $I_s$ ，从而维持励磁电流  $I_m$  不变，图 4-71 给出了定子电流  $I_s$  与  $\omega_{sl}$  的关系曲线，其含义是为了维持气隙磁通不变，定子电流  $I_s$  应随  $\omega_{sl}$  的变化而改变的规律。这种变化曲线通常由函数发生器给出。这种曲线具有如下性质：

当  $\omega_{sl} = 0$  时，在理想空载时定子电流等于励磁电流；若  $\omega_{sl}$  值增大， $I_s$  也应增大；当  $\omega_{sl} \rightarrow \infty$  时， $I_s$  为一确定有限值； $\omega_{sl}$  为正、负值时， $I_s$  的对应值不变， $I_s = f(\omega_{sl})$  曲线左右对称。

应该指出，定子相电压为励磁电流、定子频率以及转差频率的函数。若令励磁电流为额定值，当给定的转差频率为  $\omega_{sl}$  时，则可得到定子电压随定子频率变化的函数关系  $V_s = f(\omega_s)$ 。以此函

数为基准函数，通过检测定子电压进行反馈控制，只要使定子电压能按此基准函数跟踪定子频率的变化，就能保证励磁电流为额定值，从而保证磁通为额定磁通。

可见，气隙磁通的恒定控制是通过定子电流或定子电压进行间接控制的，只要定子电流或定子电压能够按规定的函数关系跟踪定子频率的变化，即可使气隙磁通保持近似不变。

## 2) 调速系统框图

对于电压源逆变器系统，无论输出电压是什么形式，电流的谐波含量都比电压谐波含量大；而且，在不同频率以及脉宽调制的不同载波比时，电流谐波分量都在很大范围内变化，因此，检测电压作为反馈量进行控制可以提高控制的精度。

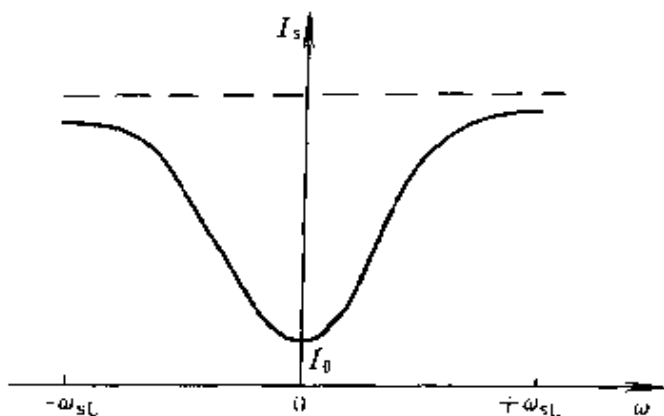


图 4-71 定子电流  $I_s$  与  $\omega_{sl}$  的关系曲线

图 4-72a 为电压源 PWM 逆变器—异步电机调速系统的主电路以及转差控制系统框图。图 4-72b 为速度控制环节电路。该系统是以检测电压作为反馈量来控制气隙磁通的。控制系统由基准部分，转差控制部分、电压控制部分、脉宽调制部分、反馈部分以及保护部分等组成。

基准部分由速度给定、输入限制器、函数发生器、绝对值变换器及正、反转控制器等组成。速度给定环节用以确定速度给定和正、反转的要求。输入限制器的作用是保证即使输入信号为跃变方式也可使其转变为斜坡函数并可限制最大值。转差频率函数发生器的作用是用以根据电机参数及运行方式的要求由定子频率决定出转差频率。绝对值变换器的作用是使极性不同的输入信号均变为正值。正、反转控制器的作用是根据速度给定的极性判别正、反转的要求。基准部分输入为速度给定信号，输出为转差频

率信号  $V_{\text{sl}}$  和正、反转指令。

转差控制部分由频率加法器和电压-频率转换器组成。频率加法器的作用是将转差频率基准值信号与电机旋转频率信号相加后

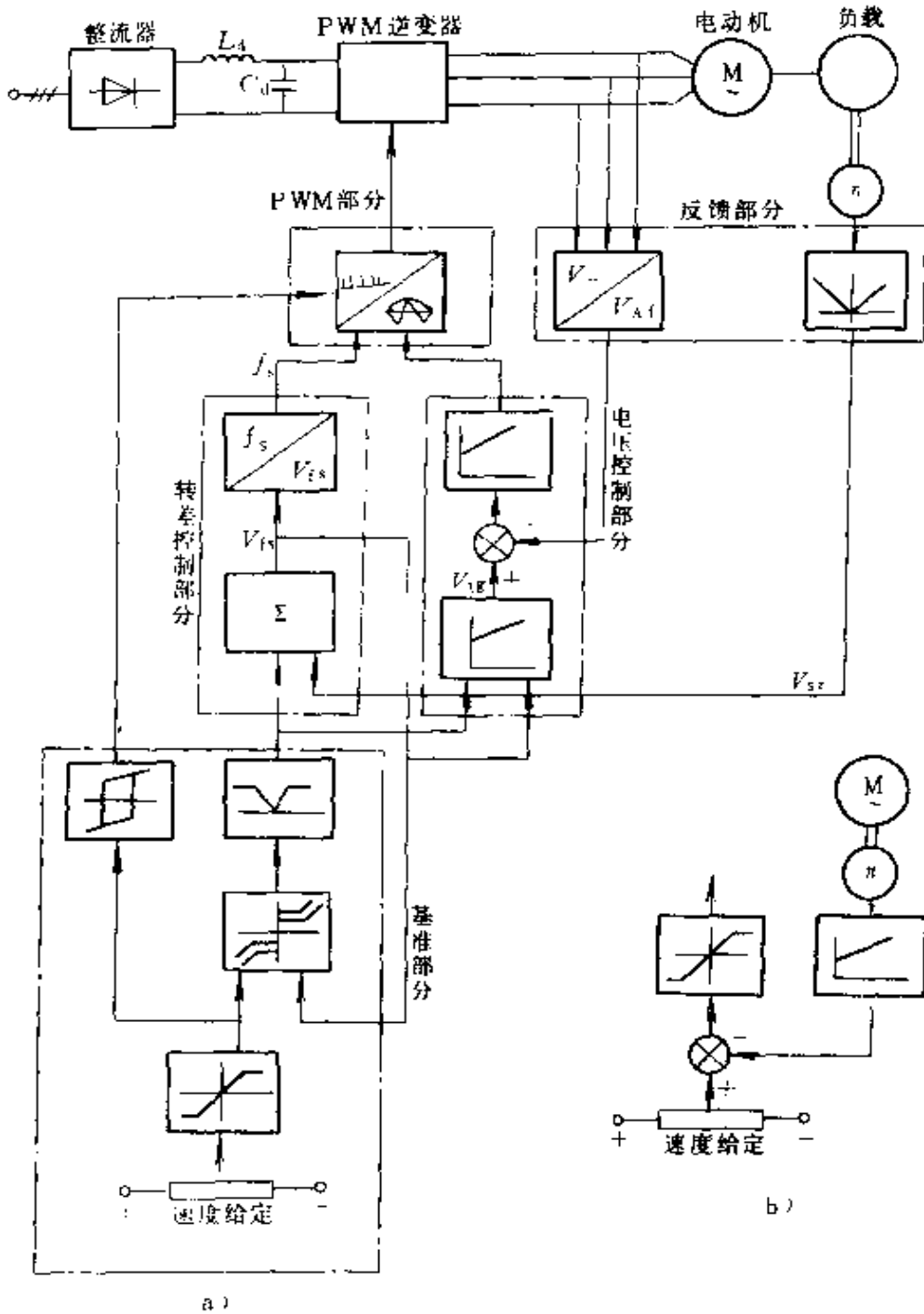


图 4-72 PWM 电压源型交流调速系统

a) 开环系统结构框图 b) 闭环时的速度给定

得到定子频率信号  $V_{fs}$ 。电压频率转换器可将输入的定子频率信号由电压函数发生器产生电压基准信号  $V_{Ag}$ ，以保证电机励磁电流为额定值，从而使电机有额定磁通。电压比较器和电压调节器的作用是将电压基准值与电压反馈值进行比较，并将所得差值放大、调节后输出定子的电压信号  $V_A$ 。

根据来自电压-频率发生器的定子频率信号  $f$ ，与来自电压调节器的定子电压信号  $V_A$ ，由脉宽调制部分产生控制逆变器输出频率电压的驱动脉冲。

反馈部分由电压检测器，测速装置和绝对值变换器等组成。电压检测器的作用是用来将逆变器输出的三相交流电压整流、调节以后输出电压反馈信号  $V_{Af}$ 。

在脉宽调制部分，将频率和幅值均可改变的调制正弦波和幅值不变的三角波相比较，由其交点决定电力半导体器件的开关时刻。改变调制正弦波的频率或（和）幅值，即可改变逆变器的输出频率或（和）电压。

在逆变器输出电压可调的范围内，由于保证气隙磁通为额定值，因此，只要改变转差频率函数发生器的特性，就可使异步电机变频调速系统获得不同的运行方式以及不同的稳态运行特性。

应该指出，图 4-72a 所示系统为转速开环系统，在某一定子频率下，当异步电机的负载变化时，电机转差也必然随负载的变化而变化，所以该系统并不能对电机的转速进行精确的控制。当要求进行精确的转速控制时，可用速度检测器检测出异步电机的转速并进行闭环控制，其速度给定部分的控制电路如图 4-72b 所示。在速度闭环控制的条件下，当负载变化时，通过改变逆变器的输出频率则可保持电机的转速不变，从而达到了精确控制转速的目的。

综上所述，转速闭环转差频率控制的交流变频调速系统基本上具备了直流机双闭环控制系统的优点，它是一个性能比较优越的控制系统，并有广泛的应用价值。但是，它的动、静态性能还不能完全达到直流机双闭环系统的水平，其主要原因是：这种标

量控制方法是从静态等值电路及静态转矩公式出发的，对动态变化未加考虑。为克服这种缺点，人们研究了能更精确控制的矢量控制方法。

#### 4.8.3.2 矢量控制调速系统

1. 矢量控制法 矢量控制方法是变频调速系统设计方法的重大改革，它应用了现代控制理论将复杂的异步电机控制参数等效为直流电动机那样的控制参数，既可控制变量的大小，又可控制其相位。因为矢量控制法是在动态参数的基础上研究异步电机调速时的控制规律的，因而所得结果可与直流电机调速系统相媲美。

为了讨论异步电机的矢量控制法，首先应弄清直流电机的调速原理。在直流电机中，当电机具有补偿绕组并且将电刷置于电机的几何

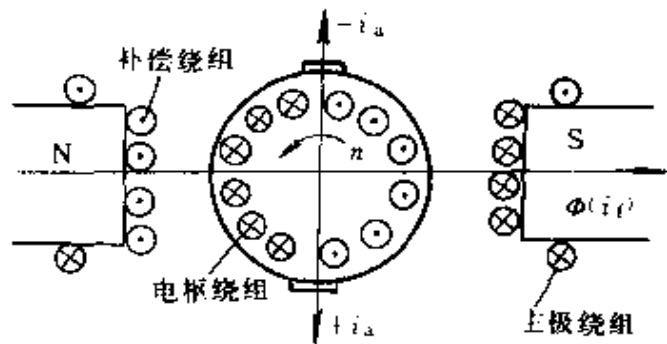


图 4-73 直流电机各磁轴间的关系

中线上时，主极磁轴和电枢电流方向（这里电流的方向指该电流产生磁动势的磁轴方向）总是互相垂直的，如图 4-73 所示。补偿绕组中流过与电枢电流成正比的电流，但方向相反，它的作用是抵消电枢反应磁场对主极磁场的扭斜和因铁磁饱和而引起的去磁作用，以保持主极磁场的大小及轴线不变。因此，直流电机的电磁转矩表达式可用下式表述：

$$T = C_T \Phi i_a \quad (4-51)$$

式中  $C_T$  — 电机的结构常数。

由于主极磁通  $\Phi$  与电枢电流  $i_a$  互不影响，励磁绕组电路和电枢电路又是相互独立的，因而可以分别调节励磁电流  $i_f$  和电枢电流  $i_a$ ，从而可对磁通  $\Phi$  和转矩  $T$  进行单独控制。控制磁场电流  $i_f$  使  $\Phi$  保持常数，则转矩  $T$  与电枢电流  $i_a$  成线性关系，从而使转矩控制具有良好的动态响应。

异步电动机和直流电动机不同，由于气隙磁通  $\Phi_M$  不仅决定于定子电流  $I_s$  而且与转子电流  $I_r$  有关，因而  $\Phi_m$  与  $I_r$  不是两个独立的变量，由于定、转子电流不是通过两个独立电路而是同时通过定子绕组供给的，因此不能以简单的方法进行磁通和转矩的单独控制。

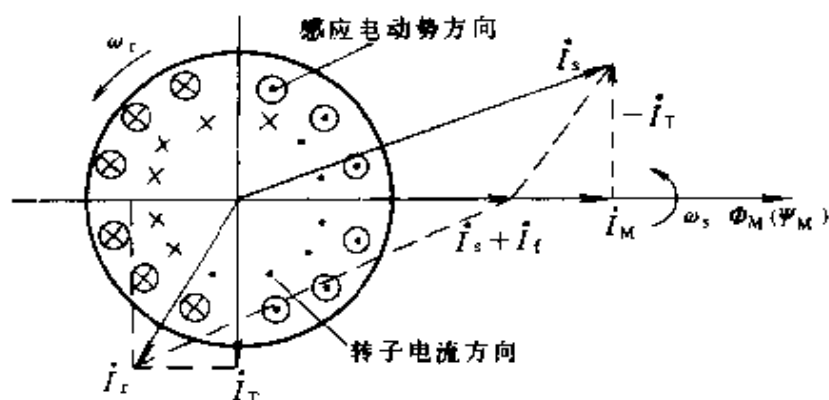


图 4-74 异步电机定、转子磁势电流的空间相位关系

为了研究如何使异步电机能够像直流电机那样实现磁通和转矩的单独控制，而画出了定、转子电流和磁通的空间矢量图。如果以  $I_s$  代表形成定子磁动势的电流， $I_r$  代表形成转子磁动势的电流， $\Phi_M$  和  $\Psi_M$  为电机气隙的磁通和磁链，则它们的空间相位关系如图 4-74 所示。图中，转子导条中标明的方向（·和×）是导体与  $\Phi_M$  相切割产生的电动势方向，转子导条外面标明的方向则是上述电动势产生的电流即转子磁动势的电流。电流  $I_s$  可分解成  $I_M$  和  $-I_T$  两个分量。 $I_M$  为定子电流的励磁电流分量，它抵偿转子电流的去磁作用并产生磁通  $\Phi_M$ ， $-I_T$  为定子电流的转矩电流分量，它提供转子电流  $I_r$  的转矩电流分量  $I_T$ 。现在，假定把直流电动机产生转矩的原理和控制方法应用于异步电动机，则应该使异步电动机每极气隙磁通链  $\Psi_M$  与直流电机主极磁通  $\Phi$  相对应，并使异步机转子的转矩电流分量  $I_T$  与直流电机电枢电流  $I_a$  相对应， $I_T$  的磁轴与  $\Psi_M$  的磁轴保持互相垂直。然而，和直流电机不同，异步

电动机没有换向器和电刷，又不是通过两个回路而是同时通过定子电流来供给励磁电流分量  $I_m$  和转矩电流分量  $-I_T$  的，因此，如果没有适当的控制方法就不能实现  $I_m$  和  $-I_T$  单独控制并保持二者的磁通垂直。异步电机的矢量控制就是把相当于直流电机换向器的功能通过控制的方法来实现，从而达到磁通和转矩的单独控制。由于它是对电压、电流以及它们产生的磁场、磁链的瞬时值进行控制，因而，矢量控制是使异步电动机能够获得和直流电机同样的控制灵活性和动态性能的一种新型控制方法。由于异步电动机的磁动势、磁链等都是空间旋转矢量，所以这种控制方法称为矢量控制。若深入地了解矢量控制则必须从异步电机的坐标变换原理入手，从这个意义上讲，矢量控制又称为矢量变换控制。

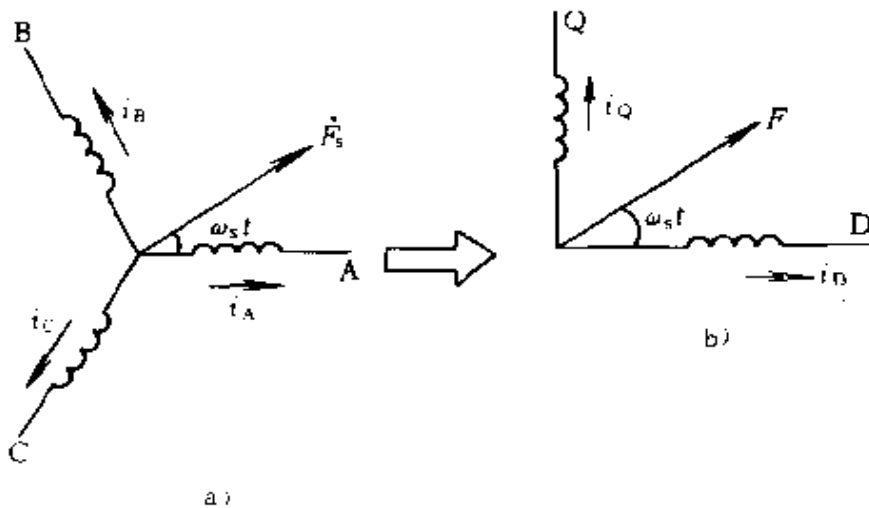


图 4-75 三相轴系到静止轴系的变换

应用坐标变换原理可以说明矢量变换控制的原理。在图 4-75a 所示的异步电机对称三相定子绕组中通以三相电流  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$  时，就形成了一个定子旋转磁动势  $F_s$ ， $F_s$  的旋转方向决定于三相电流的相序， $F_s$  的旋转角频率等于定子电流的角频率  $\omega_s$ 。这样的一个三相轴系异步电机可以用图 4-75b 所示的静止轴系两相异步电动机来代替。两相电流  $i_D$ 、 $i_Q$  与三相电流  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$  要满足如下关系：



$$\begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (4-52)$$

这里，电流  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$  可以是对称的，也可以是不对称的；相应地，电流  $i_D$ 、 $i_Q$  也是对称的或不对称的。若假定三相电流对称：

$$\left. \begin{aligned} i_A &= \sqrt{2} I_A \cos \omega_s t \\ i_B &= \sqrt{2} I_A \cos \left( \omega_s t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ i_C &= \sqrt{2} I_A \cos \left( \omega_s t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4-53)$$

代入式 (4-52) 则

$$\begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} I_A \cos \omega_s t \\ \sqrt{3} I_A \sin \omega_s t \end{bmatrix} \quad (4-54)$$

式 (4-52) 中的系数阵

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4-55)$$

称为由三相轴系到两相静止轴系的变换阵。

以上三相电机和与之等效的两相电机有一个共同的特点，即它们都是在静止的绕组中通以交变的电流而获得一个以角频率  $\omega_s$  旋转的磁动势。现在，我们再把静止轴系电机用图 4-76 中  $M'T'$  同步轴系的电机来代替，电流  $i_{M'}$ 、 $i_{T'}$  与电流  $i_D$ 、 $i_Q$  应满足如下关系：

$$\begin{bmatrix} i_{M'} \\ i_{T'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ \sin \theta_s & -\cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (4-56)$$

式中  $\theta_s = \omega_s t$ ，将式 (4-52) 代入上式，得

$$\begin{bmatrix} i_{M'} \\ i_{T'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} I_A \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-57)$$

该式说明，在同步轴系中，不需在 T' 相绕组中通电，而只需在 M' 相绕组中通一个直流电流  $I_d = \sqrt{3} I_A$ ，就可以得到一个与静止的 D、Q 轴系完全等效，因而也与 A、B、C 三相轴系电机完全等效的同步轴系电机，其定子旋转磁动势  $F_s$  就等于  $I_d$  流过 M' 相绕组所产生的磁动势，式 (4-54) 中的系数阵

$$\begin{bmatrix} \cos\theta_s & \sin\theta_s \\ \sin\theta_s & -\cos\theta_s \end{bmatrix} \quad (4-58)$$

称为由两相静止轴系到 M'、T' 同步轴系的变换阵。

将三种坐标系画在一起，则如图 4-77 所示。当在静止的 A、B、C 三相轴系中通以式 (4-53) 所示的三相交流电时，在同步旋转轴系的 M' 轴就有一个与之对应的直流电流  $I_d = \sqrt{3} I_A$ 。

由电机学可知，异步电动机正常工作时，三相定子电流中包含两个分量，一个是产生磁链的励磁电流分量，一个是产生转矩的转矩电流分量。因此，等效的直流电流  $I_d$  也可相应地分解为产生气隙磁链  $\Psi_M$  的励磁电流分量  $I_M$  和产生转矩  $T$  的转矩电流分量  $-I_T$ 。

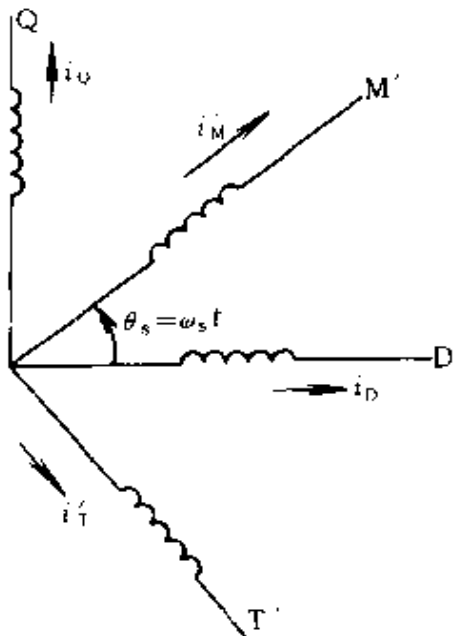


图 4-76 两相静止轴系  
与同步轴系

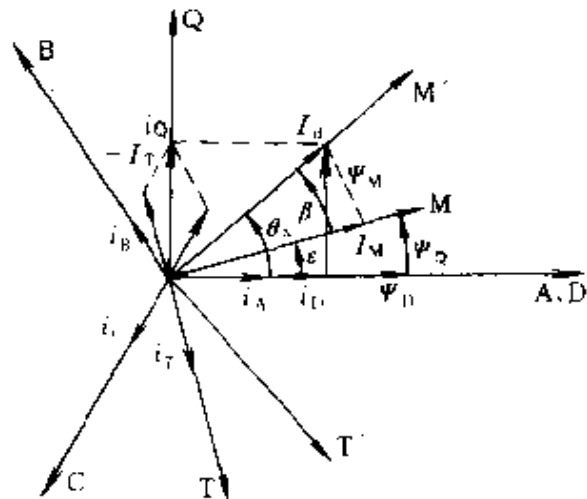


图 4-77 三种坐标轴系

如果要求在  $M'$ 、 $T'$  同步轴系中有一个直流电流  $I_d$ ，为了与直流电机对应，我们要求  $I_d$  的两个分量  $I_M$  和  $-I_T$  垂直，由于  $I_M$  在空间与每极气隙磁通链  $\Psi_M$  同相位， $\Psi_M$  又滞后于定子磁动势  $F_s$  一个角度  $\beta$ ， $\beta$  称为负载角，由负载大小和性质决定，因此，负载一定时， $I_d$  的两个分量  $I_M$  和  $-I_T$  即确定。这时， $I_M$  和  $-I_T$  也可以看作是与  $M'$ 、 $T'$  轴系同步旋转的另一个  $M$ 、 $T$  同步轴系通过  $M$  绕组和  $T$  绕组的两个直流电流。当要求在  $M$ 、 $T$  同步轴系中有两个互相垂直的，大小确定的直流电流  $I_M$  和  $-I_T$  时，则在静止的三相轴系中必须通过与之对应的三相交流电。

与  $I_M$ 、 $-I_T$  对应的三相交流电可以通过与前述坐标变换过程相反的变换求得。参照式 (4-56)，由于式中的变换阵为对称阵，它的逆阵就等于它自己。将此逆阵应用于  $M$ 、 $T$  轴系到  $D$ 、 $Q$  轴系的变换时，只要将  $\theta_s$  以  $\epsilon = (\theta_s - \beta)$  代之即可。因此，将  $I_M$ 、 $-I_T$  由  $M$ 、 $T$  同步轴系变换到  $D$ 、 $Q$  静止轴系，则得到

$$\begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \beta) & \sin(\theta_s - \beta) \\ \sin(\theta_s - \beta) & -\cos(\theta_s - \beta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_M \\ -I_T \end{bmatrix} \quad (4-59)$$

式中的系数阵

$$\begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \beta) & \sin(\theta_s - \beta) \\ \sin(\theta_s - \beta) & -\cos(\theta_s - \beta) \end{bmatrix} \quad (4-60)$$

称为由  $M$ 、 $T$  同步轴系到  $D$ 、 $Q$  静止轴系的变换阵。它的逆阵

$$\begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \beta) & \sin(\theta_s - \beta) \\ \sin(\theta_s - \beta) & -\cos(\theta_s - \beta) \end{bmatrix} \quad (4-61)$$

称为由  $D$ 、 $Q$  静止轴系到  $M$ 、 $T$  同步轴系的变换阵。

负载角  $\beta$  可由所要求的  $I_M$  和  $I_T$  确定：

$$\beta = \arctg \omega I_T / I_M \quad (4-62)$$

然后，将  $i_D$ 、 $i_Q$  由  $D$ 、 $Q$  轴系变换到  $A$ 、 $B$ 、 $C$  三相轴系，得到

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (4-63)$$

式中系数阵

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4-64)$$

称为由 D、Q 两相轴系到 A、B、C 三相轴系的变换阵。这些变换阵均满足前面指出的变换原则。

此外，根据导出变换阵的原则，上述各变换阵也适用于各轴系间电压的变换以及各轴系间磁链的变换。

根据以上所述坐标变换关系和图 4-77 则可以将矢量变换控制的基本原理进一步概述如下：由所要求的每极气隙磁通链  $\Psi_M$  确定电流  $I_M$ ，由气隙磁通链  $\Psi_M$  和所要求的转矩  $T$  的大小确定转子电流  $I_T$ 。由  $I_M - I_T$  经变换阵式 (4-59) 确定所要的电流瞬时值  $i_D$ 、 $i_Q$ ，再经过变换阵式 (4-63) 的变换，就得到定子三相电流的瞬时值  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$ ，以此作为定子三相电流的给定值进行控制。 $I_M$  和  $-I_T$  可以单独进行调节，调节  $I_M$ ， $-I_T$  即调节了三相电流瞬时的给定值，这样就使异步电动机的控制具有和直流电机同样的灵活性，并且由于是瞬时值控制，所以具有良好的动态控制性能。

经过适当变换之后，可得到矢量控制时的转矩表达式：

$$T_{em} = p \Psi_M I_T \quad (4-65)$$

式中  $p$ ——电机极对数；

$\Psi_M$ ——电机气隙磁链；

$I_T$ ——电流的转矩分量。

转矩  $T_{em}$  为正时，其方向与磁场角速度方向相同， $T_{em}$  为负时，其方向与磁场角速度方向相反。由式 (4-65) 可知，矢量控制时异步电动机的转矩表达式与直流电动机转矩表达式具有相同的型式。

2. 电压源型 PWM 逆变器—异步电动机变频调速矢量控制系统 图 4-78a 是电压源型 PWM 逆变器—异步电动机变频调速

系统的主电路及矢量控制电路的框图。控制电路包括主通道和反馈通道两部分。

主通道：由气隙磁链  $\Psi_M^*$  与实际值  $\Psi_M$  进行比较，经励磁电流调节器得到励磁电流给定值  $I_M^*$ ，由转矩给定值  $T^*$  除以气隙磁链实际值  $\Psi_M$  与极对数  $p$  之积得到转子电流给定值  $I_r^*$ 。取  $I_r^*$  的负

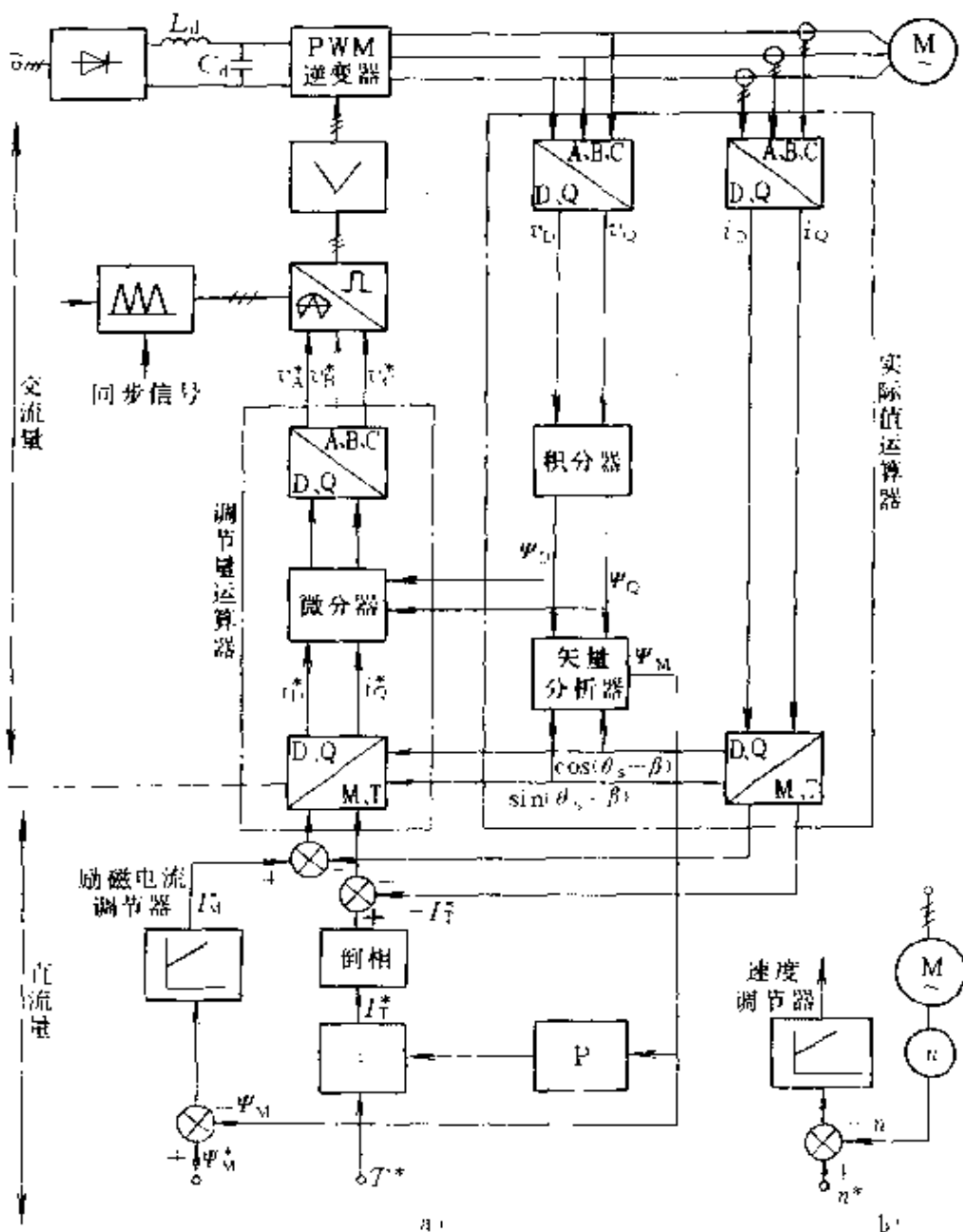


图 4-78 变频调速系统矢量控制框图

a) 结构框图 b) 测速反馈部分

值, 得到电动机定子电流中转矩分量的给定值  $-I_T^*$ ,  $I_M^*$ 、 $-I_T^*$  与实际值  $I_M$ 、 $-I_T$  比较后, 由 M、T 轴系变换到 D、Q 轴系, 得到 D、Q 轴电流给定值  $i_D^*$ 、 $i_Q^*$ 。变换阵式 (4-60) 中的  $\sin(\theta_s - \beta)$ 、 $\cos(\theta_s - \beta)$  由实际值运算器得到。由于 PWM 逆变器为电压源型逆变器, 因此需要把电流给定值  $i_D^*$ 、 $i_Q^*$  经微分器变换为电压给定值  $v_D^*$ 、 $v_Q^*$ 。微分器按下式进行计算:

$$\begin{aligned} v_D^* &= -d\Psi_D/dt - i_D^* R_D = - (d\Psi_D/dt + i_D^* R_D) \\ v_Q^* &= -d\Psi_Q/dt - i_Q^* R_Q = - (d\Psi_Q/dt + i_Q^* R_Q) \end{aligned} \quad (4-66)$$

其中  $R_D = R_Q = R_s^*$  为定子每相绕组电阻值;  $\Psi_D$ 、 $\Psi_Q$  为定子磁通链在 D、Q 轴的两个分量, 由实际值运算器给出。然后, 再将  $v_D^*$ 、 $v_Q^*$  经 D、Q 轴系到 A、B、C 三相轴系的变换阵式 (4-64) 得到三相电压给定值  $v_A^*$ 、 $v_B^*$ 、 $v_C^*$ 。它们和三角波相交分别产生电动机电流  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$ , 此电流值与电动机相电阻的实际值  $R_s$  有关。在实际运行中,  $R_s$  因负载情况而不同, 一般并不等于微分器运算中预定的  $R_s^*$  值, 这就导致实际三相电流值未必满足给定值  $I_M^*$ 、 $-I_T^*$  的要求。因此, 对于电压源逆变器系统的矢量控制,  $I_M$ 、 $-I_T$  的反馈比较环节是必要的。

反馈通道: 将三相电压及三相电流的实测值分别经三相到两相坐标变换得到  $v_D$ 、 $v_Q$  及  $i_D$ 、 $i_Q$ 。然后, 将  $v_D$ 、 $v_Q$ 、 $i_D$ 、 $i_Q$  送入积分器可求出  $\Psi_D$ 、 $\Psi_Q$ :

$$\left. \begin{aligned} \Psi_D &= - \left( \int v_D dt + R_s^* \int i_D dt \right) \\ \Psi_Q &= - \left( \int v_Q dt + R_s \int i_Q dt \right) \end{aligned} \right\} \quad (4-67)$$

再经矢量分析器可计算出  $\Psi_M$ 、 $\sin(\theta_s - \beta)$  和  $\cos(\theta_s - \beta)$ :

$$\Psi_M = \sqrt{\Psi_D^2 + \Psi_Q^2} \quad (4-68)$$

$$\left. \begin{aligned} \sin(\theta_s - \beta) &= \sin \varepsilon = \Psi_Q / \Psi_M \\ \cos(\theta_s - \beta) &= \cos \varepsilon = \Psi_D / \Psi_M \end{aligned} \right\} \quad (4-69)$$

$\Psi_D$ 、 $\Psi_Q$ 、 $\Psi_M$  以及  $\sin(\theta_s - \beta)$ 、 $\cos(\theta_s - \beta)$  都是控制电路主通道所必须的。将  $i_D$ 、 $i_Q$  经 D、Q 到 M、T 变换之后得出  $I_M$ 、 $-I_T$

作为输入给定值  $I_M^*$ 、 $-I_T^*$  的反馈比较量。

当给定  $\psi_M^*$  和  $T^*$  并且负载一定时，则电机以一定的转速运行，但当负载发生变化时，电机的转速也将随之发生波动。这种情况和直流电机给定励磁电流和电枢电流时驱动负载运行的情况相同。如果不但要求调速而且要求恒速时，则还需要增加一个如图 4-80b 所示的测速反馈回路。

3. 微机控制的交流电机调速系统 目前交流电机调速系统普遍采用微机控制，特别是矢量控制，因其计算相当复杂，若没有微机控制是根本无法实现的。计算机既可以按设计人员的设计思想和事先描述的数学模型快速地计算结果，又可以将结果进行综合比较、分析、判断后作出最优选择，并可对系统进行诊断，若发现故障能及时报警，并将故障记忆下来作为分析判断故障的依据。

图 4-79 为由双单片机 SF 型矢量控制系统的硬件框图。两片 8031 单片机构成了各自独立的子系统，其中 8031A 主要完成转速调节和矢量控制运算；8031B 主要完成电流调节和 SPWM 波形的脉宽间隙计算。两个子系统之间的运行是由 8031 内部的全双工串行 I/O 口协调的。

由图可以看出，8031A 的外部接口有四个；即键盘及显示管理芯片 8279，打印绘图接口 8255，转速检测接口 8253 及数据记

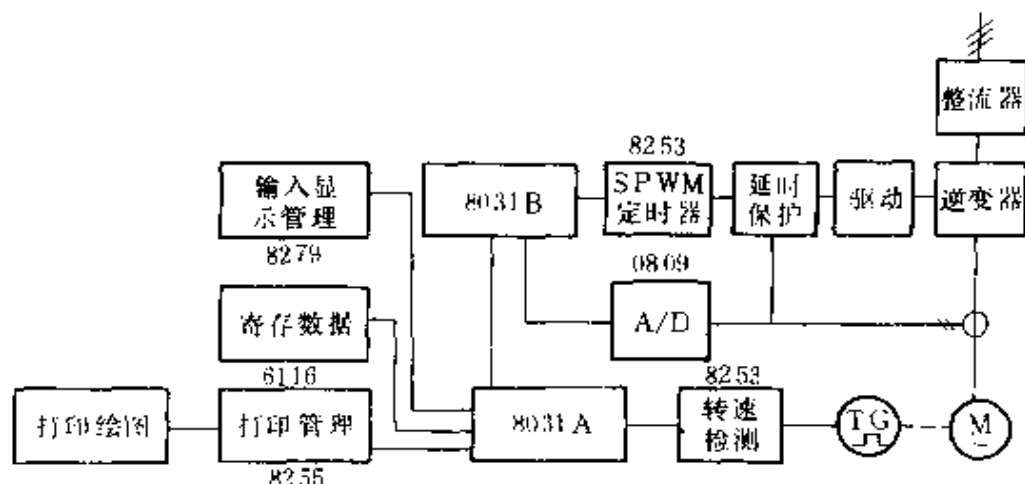
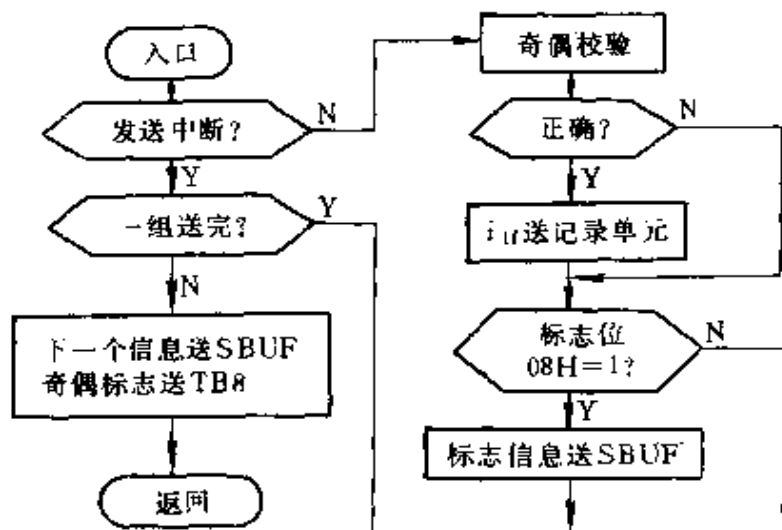


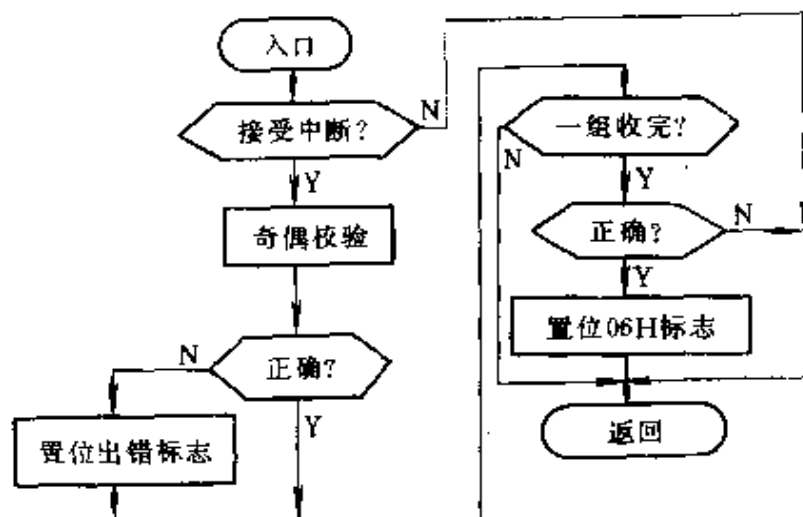
图 4-79 双单片机 SF 型矢量控制系统框图

录存储器 6116。8031B 的外部接口为电流信号模数转换器 0809，SPWM 波形产生控制定时器 8253。

系统的软件主要包括：8031A 转速调节主程序和矢量运算子程序，8031B 电流调节主程序和 SPWM 脉宽计算子程序，以及 8031A 的串行口服务子程序和数据处理子程序，8031B 的串行口



a)



b)

图 4-80 串行口中断服务程序框图

a) 8031A 子系统 b) 8031B 子系统



服务子程序和定时器中断服务子程序。

多微机系统中的通信问题很关键,它要求占用主机时间少、效率高、可靠性强。图 4-80a 和 b 分别给出了 8031A 子系统和 8031B 子系统串行口中断服务子程序的框图。在系统运行时,上位机 8031A 每隔一个转速调节周期(5ms)将最新的矢量运算结果  $i_1^*$ 、 $\omega_1^*$  和  $\theta_1^*$  连续通过串行口传送给下位机 8031B,作为电流调节给定和 SPWM 波生成的计算参数,而 8031B 在每个电流调节周期(1ms)将电流检测值  $i_{1f}$  送给 8031A 记录和显示,可见该系统的串行口通信是双向进行的。为了确保通信正常防止信息丢失,采取了下列三项措施:

1) 通信以应答方式进行 8031B 在其载波周期起始点,定时中断服务程序启动其串行口,将电流检测值  $i_{1f}$  发送给 8031A,8031A 串行口中断服务程序在接收到  $i_{1f}$  后,如主程序已将本次转速调节器的矢量运算结果求出,并符合要求,则立即启动串行口开始发送。这样,8031B 的信息接收过程就与最高级中断(定时中断)服务程序执行过程错开。

2) 设置检测功能 8031A 的发送格式顺序为标志位、 $f_1^*$ 、 $\theta_1^*$  和  $i_1^*$ ,最后一帧结束符为全 0 数据,8031B 在接收信息过程中如果有一帧丢失,它将放弃本组全部信息,并通知 CPU 串行口通信出错。

3) 奇偶校验 每个信息在发送前将其奇偶标志置入 TB8 随同数据一起输出,接收方在接收到数据后再进行奇偶校验,并将结果与原标志(TB8)内容比较,如不同则发出错误标志。

## 第5章 功率场效应晶体管 (Power MOSFET)

### 5.1 结构与工作原理

#### 5.1.1 基本结构与工作原理

功率场效应晶体管简称功率 MOSFET,它是一种单极型的电压控制器件,不但有自关断能力,而且有驱动功率小、工作速度快、无二次击穿问题、安全工作区宽等优点。

为了说明功率 MOSFET 的结构特点和工作原理,首先要说明场效应器件的基本结构和工作原理。图 5-1 是 N 沟道 MOSFET 的结构示意图。由于输出电流是由栅极通过金属 (M) — 氧化膜 (O) — 半导体 (S) 系统进行控制的,所以这种结构称作 MOS 结构。在 MOSFET 中只有一种载流子 (N 沟道时是电子, P 沟道时是空穴) 从源极 (S) 出发经漏极 (D) 流出。

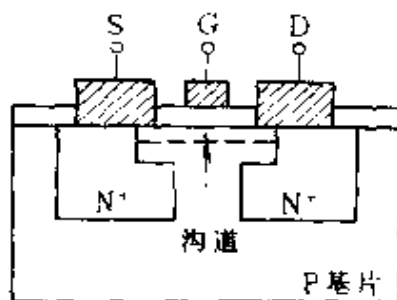


图 5-1 N 沟道 MOSFET 的结构示意图

图 5-2 画出了 MOSFET 的模拟结构,在栅极电压为零 ( $V_{GS} = 0$ ) 时,漏极与源极间的 PN 结状态和普通二极管一样为反向偏置状态,此时即使在漏源之间施加电压也不会造成 P 区内载流子的移动,即器件保持关断状态。我们把这种正常关断型的 MOSFET 称为增强型,如图 5-2a 所示。

如果在栅极 G 上加正向电压 ( $V_{GS} > 0$ ),就会在栅极下面的硅表面上开始出现耗尽区,接着就出现负电荷 (电子),硅的表面从 P 型反型成 N 型,如图 5-2b 所示。此时电子从源极移动到漏极形

成漏极电流  $I_D$ ，我们把导电的反型层称作沟道。如果在栅极上加反向电压 ( $V_{GS} < 0$ ) 时，则与上述情况相反，在栅极下面的硅表面上因感应而产生空穴，如图 5-2c 所示，故没有  $I_D$  电流流过。

从图 5-1 中可以看出，传统的 MOSFET 结构是把源极、栅极、漏极都安装在硅片的同一侧面上，因而 MOSFET 中的电流是横向流动的，电流容量不可能太大。要想获得大功率，必须有很高的沟道宽长比 ( $W/L$ )，而沟道长度  $L$  受制版和光刻工艺的限制不可能做得很小，因而只好增加管芯面积，这是不经济的甚至是难以实现的。因而，MOSFET 这类器件始终停留在小功率范围内，难以步入大功率应用领域。

根据载流子的性质可将 MOSFET 器件分为 N 沟道和 P 沟道两种类型，它们的图形符号如图 5-3 所示，图中箭头表示载流子移动的方向。图 5-3a 表示 N 沟道 MOSFET，电子流出源极；图 5-3b 表示 P 沟道 MOSFET，空穴流出源极。

### 5.1.2 功率的扩展

功率 MOSFET 主要是解决 MOSFET 器件大电流，高电压的问题，以提

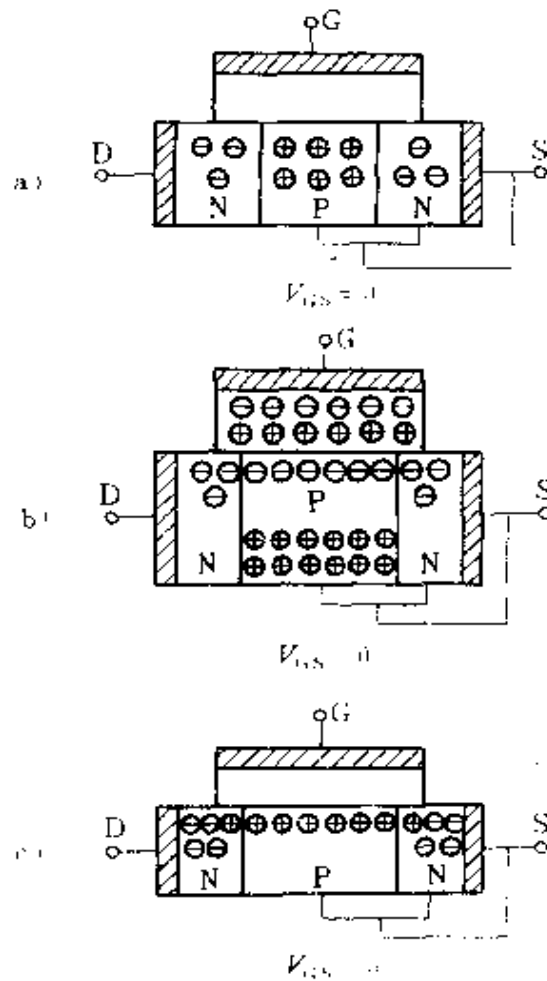


图 5-2 MOSFET 的模拟结构

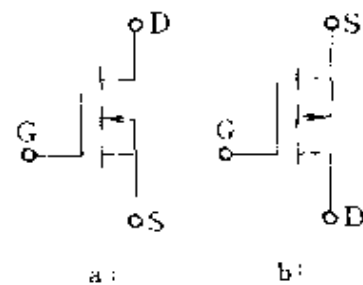


图 5-3 MOSFET 的图形符号

高其功率。对比研究 MOSFET 与 GTR 的结构发现，GTR 首先在功率领域获得突破的原因主要有四点：

(1) 发射极和集电极是安装在基区的两侧，电流是流过面积很大而厚度较薄的基区，因而 GTR 实际上是一种垂直导电结构，电流容量可以很大；

(2) 为了提高耐压，在集电区中加入了一个轻掺杂的 N 区，使器件耐压能力大为改善；

(3) 基区宽度的控制是靠双重扩散技术实现的，严格准确，可以满足各种功率等级的设计要求；

(4) 由于集电极安装在硅片的底部，设计方便，封装密度高，耐压特性好，可以在较小体积下输出较大功率。功率 MOSFET 既要保持 MOS 器件电压控制的优点，又应吸收 GTR 的长处，因此其关键是如何既保留沟道结构又能实现垂直导电。

由垂直导电结构组成的场效应晶体管称为 VMOSFET，VMOSFET 在传统的 MOS 器件基础上进行了下述三项重大改革：

(1) 垂直地安装漏极实现了垂直传导电流，将在 MOS 结构中源极和栅极同时水平安装在硅片顶部的漏极改装在硅片的底面上，这样充分利用了硅片面积，基本上实现了垂直传导漏源电流，降低了串联电阻值，为获得大电流容量提供了前提条件。

(2) 模仿 GTR 设置了高电阻率的  $N^-$  型漂移区，不仅提高了器件的耐压容量，而且降低了结电容，并且使沟道长度稳定。

(3) 采用双重扩散技术代替光刻工艺控制沟道长度，可以实现精确的短沟道制作，降低沟道电阻值，提高工作速度，并使输出特性具有良好的线性。

根据结构型式不同，VMOSFET 又分为 VVMOSFET 和 VDMOSFET 两种基本类型。

#### 5.1.2.1 VVMOSFET

VVMOSFET 结构是美国雷达半导体公司在 1975 年首先提出的，其结构示意图如图 5-4 所示。它是在  $N^+$  型高掺杂浓度的硅片

衬底上外延生长  $N^-$  型漂移区, 在  $N^-$  高阻漂移区内有选择地扩散出 P 型沟道体区, 再在 P 型沟道体区内有选择地扩散  $N^+$  源区。利用各向异性腐蚀技术刻蚀出 V 型槽, 槽底贯穿过 P 型体区。在 V 形槽的槽壁处形成金属-氧化物-半导体系统。  $N^+$  型和  $N^-$  型区共同组成器件的漏区, 漏区与体区的交界面是漏区 PN 结, 体区与源区的交界面是源区 PN 结。由于源区和体区总是被短路在一起由源极引线引出, 因此源区 PN 结是处于零偏置状态; 而漏区 PN 结处于反向偏置状态。当在栅极上加以适当的电压时, 由于表面电场效应就会在 P 型体区靠近 V 形槽壁

的表面附近形成 N 型反型层, 成为沟通源区和漏区的导电沟道。这样, 电流从  $N^+$  区源极出发, 经过沟道流到  $N^-$  漂移区, 然后垂直地流到漏极, 首次改变了 MOSFET 电流沿表面水平方向流动的传统概念, 实现了垂直导电。这一从横到纵、从水平到垂直的改变是 MOS 功率器件的重大突破, 这一突破为解决大电流技术难题奠定了基础。从结构上说, 由于漏极是

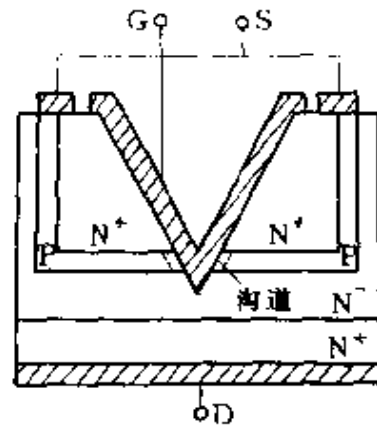


图 5-4 VVMOSFET 的结构

安装在硅片衬底上, 因此不仅充分利用了硅片面积而且实现了垂直传导电流, 可以获得大的电流容量。在器件间设置的  $N^-$  型漂移区不仅提高了耐压还减小了栅电容。双重扩散技术精确地控制了短沟道, 从而使沟道电阻值降低, 使 VVMOSFET 的工作频率和开关速度大大提高。在芯片背面安装漏极可以做到高度集成化。但是 V 形槽沟道的底部容易引起电场集中, 故继续提高耐压能力有困难, 为此又将槽底改为平的, 这种结构称为 U 形槽 MOSFET。

### 5.1.2.2 VDMOSFET

垂直导电的双扩散 MOS 结构称为 VDMOSFET, 其典型结构如图 5-5 所示。沟道部分是由同一扩散窗利用两次扩散形成的 P 型体区和  $N^+$  型源区的扩散深度差形成的, 沟道长度可以精确控

制。电流在沟道内沿着表面流动，然后垂直地被漏极吸收。由于漏极也是从硅片底部引出，所以可以高度集成化，漏源间施加电压后，由于耗尽层的扩展，使栅极下的 MOSFET 部分几乎保持一定的电压，于是可使耐压提高。在这种结构的基础上，VDMOSFET 在高集成度、高耐压、低反馈电容和高速性能方面不断改进提高，出现了诸如 TMOS、HEXFET、SIPMOS、 $\pi$ -MOS 等一大批结构各异的新器件。它们采用新的结构图形把成千上万个单元 MOSFET 并联连接，实现了大电流容量。

### 5.1.3 多元集成结构的影响

在功率 MOSFET 中的多元集成结构是有益的，可降低通态电阻，提高工作频率，改善了器件的性能。

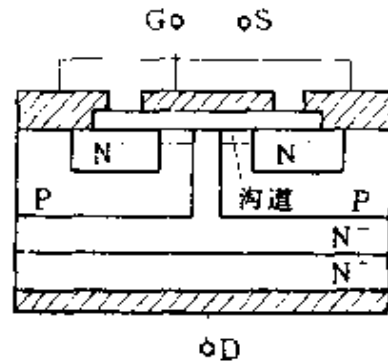


图 5-5 VDMOSFET 的结构

由于漏极电流流过沟道时，在沟道电阻上产生的损耗和发热限制了 MOSFET 通态电流值的提高，而多元集成结构不仅使每个 MOSFET 单元的沟道长度大为缩短，而且所有 MOSFET 单元的沟道是并联在一起的，因而沟道电阻大幅度减小。于是，在同样的额定温度下，器件的通态漏极电流可以提高，即提高了应用于大功率的能力。

本来在 MOSFET 器件中由于载流子在沟道中的渡越时间和栅极输入电容的存在，限制了器件的工作频率，但由于多单元集成结构使沟道长度大大缩短，载流子的渡越时间也大为减小。又因所有 MOSFET 单元的沟道都是并联的，所以允许很多的载流子同时渡越，使器件的开通时间极短。大约可使漏极电流上升时间减小到毫微秒的数量级。

## 5.2 特性与参数

### 5.2.1 静态特性与参数

静态特性主要指功率 MOSFET 的输出特性、饱和特性、转移

特性，与静态特性相关的参数主要有通态电阻，开启电压、跨导、最大电压额定值，最大电流额定值等。

#### 5.2.1.1 输出特性

在N沟道增强型VMOSFET器件中，当栅源电压 $V_{GS}$ 为负值时栅极下面的P型体区表面呈现空穴的堆积状态，不可能出现反型层，无法沟通源区与漏区；即使栅源电压为正但数值不够大时栅极下面的P型体区表面呈现耗尽状态，也不会出现反型层，同样无法沟通源区与漏区。在这两种状态下VMOSFET都是处于截止状态，即使加以漏极电压 $V_{DS}$ 也没有漏极电流 $I_D$ 出现。只有当栅源电压 $V_{GS}$ 达到或超过强反型条件时，栅极下面的P型体区表面才会发生反型，形成N型表面层并把源区和漏区联系起来，使VMOSFET进入导通状态。栅源电压 $V_{GS}$ 越大，反型层越厚，即沟道越宽，则漏极电流越大。可见，漏极电流 $I_D$ 受栅源电压 $V_{GS}$ 的控制，以栅源电压 $V_{GS}$ 为参变量反映漏极电流 $I_D$ 与漏极电压 $V_{DS}$ 间关系的曲线族称为VMOSFET的输出特性，如图5-6所示。输出特性分为三个区域：可调电阻区Ⅰ，饱和区Ⅱ，雪崩区Ⅲ。

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

与输出特性密切相关的参数是通态电阻  $R_{on}$  和漏极击穿电压  $BV_{DS}$ ，将留在后面集中介绍。

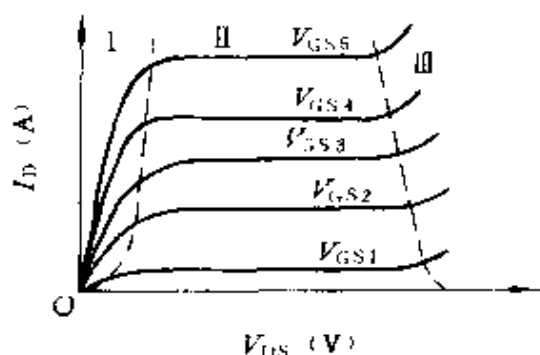


图 5-6 VMOSFET 的输出特性

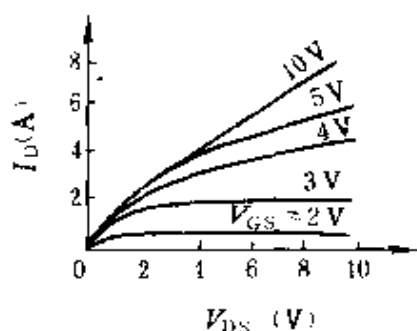


图 5-7 VDMOSFET 的饱和特性

### 5.2.1.2 饱和特性

功率 MOSFET 的饱和特性如图 5-7 所示。由于功率 MOSFET 的通态电阻较大，所以饱和压降也大。这是因为它不像 GTR 有超量存储电荷，它是单极型器件，没有载流子的存储效应。为了降低通态电阻在设计上要采取一些措施。

通态电阻  $R_{on}$  是功率 MOSFET 的重要参数，它与输出特性和饱和特性密切相关。通常规定在确定的栅源电压  $V_{GS}$  下，功率 MOSFET 由可调电阻区进入饱和区时的直流电阻为通态电阻。它是影响最大输出功率的重要参数。在开关电路中它决定了信号输出幅度和自身损耗，还直接影响器件的通态压降。随着器件结构的不同， $R_{on}$  的计算方法也不同。以美国 Motorola 公司的 TMOS 器件为例，其通态电阻  $R_{on}$  由四部分组成：反型层沟道电阻  $r_{CH}$ ，栅漏积聚区电阻  $r_{ACC}$ ，FET 夹断区电阻  $r_{FET}$ ，轻掺杂漏极区电阻  $r_D$ ，如图 5-8 所示。沟道电阻  $r_{CH}$  随沟道长度而增加，结的夹断电阻  $r_{FET}$  与外延区电阻率和电极宽度成正比，与沟道宽度成反比变化。为了提高器件的耐压能力，要求外延区电阻率要高、漏区要厚，其结果是使  $r_D$  增大，也使  $R_{on}$  增大。可见对耐压和  $R_{on}$  的要求是互相矛盾的。 $R_{on}$  随温度变化，近似呈线性关系，如图 5-9 所示。图中还表明器件电压越高， $R_{on}$  随温度变化越显著。在同样温度条件下，



器件电压越高其  $R_{on}$  值越大。

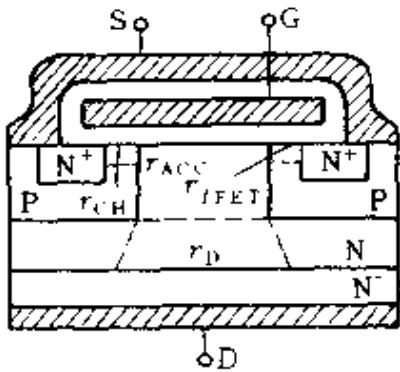


图 5-8 通态电阻  $R_{on}$  的组成示意图

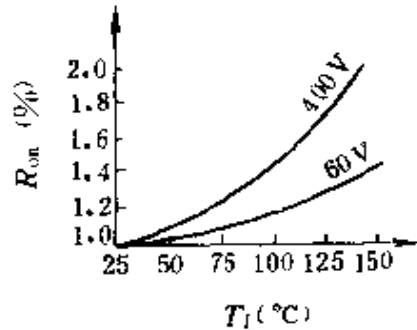


图 5-9 通态电阻  $R_{on}$  与温度的关系

### 5.2.1.3 转移特性

转移特性表示功率 MOSFET 的输入栅源电压  $V_{GS}$  与输出漏极电流  $I_D$  之间的关系。图 5-10 中实线为增强型功率 MOSFET 的转移特性，虚线为耗尽型功率 MOSFET 的转移特性。现已商品化的功率 MOSFET 中增强型占主流。转移特性表示功率 MOSFET 的放大能力，与 GTR 中的电流增益  $\beta$  相仿，由于功率 MOSFET 是电压控制器件，因此用跨导这一参数来表示。跨导  $g_m$  定义为

$$g_m = \Delta I_D / \Delta V_{GS} \quad (5-1)$$

即表示转移特性的斜率，单位为西门子 (S)。

由于转移特性的非线性， $g_m$  与  $V_{GS}$  的关系曲线也是非线性的。

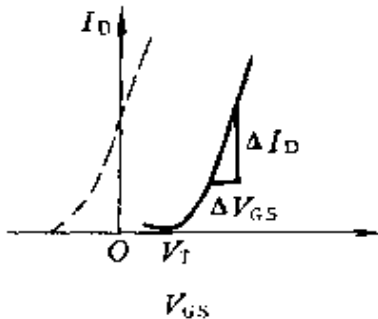


图 5-10 功率 MOSFET 的转移特性

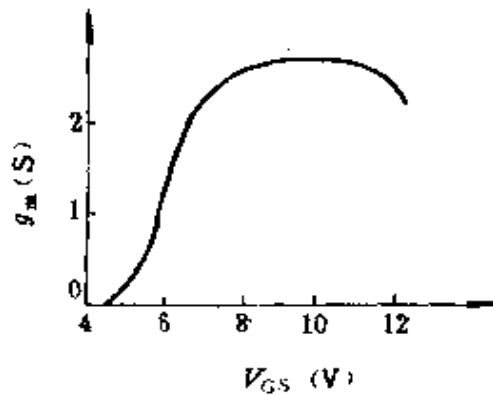


图 5-11 MOSFET 的  $g_m$ - $V_{GS}$  关系曲线

图 5-11 为 Motorola 公司生产的 MTP8N10 器件在小信号下跨导与栅压  $V_{GS}$  的关系曲线。测试条件为  $V_{DS} = 15V$ ,  $T_C = 25^\circ C$ 。为提高  $g_m$ , 除应提高单位管芯面积的沟道宽长比 ( $W/L$ ) 外, 还应具有良好的工艺以保证电子的有效表面迁移率和使有效散射极限速度达到应有的水平。

转移特性曲线与横坐标线的交点即为开启电压  $V_T$ , 又称阈值电压。开启电压  $V_T$  指沟道体区表面发生强反型所需的最低栅极电压, 即表示反型层生成的条件, 其意义为栅压  $V_{GS}$  超过阈值电压后连接漏区与源区的表面反型层已形成沟道。开启电压  $V_T$  的大小与耗尽区内单位面积的空间电荷数量有关。在工业应用中, 常将漏栅短接条件下  $I_D$  等于  $1mA$  时的栅极电压定义为开启电压。开启电压  $V_T$  还随结温  $T_j$  而变化, 并且具有负的温度系数, 大约结温每增高  $45^\circ C$  开启电压  $V_T$  下降  $10\%$ , 即温度系数约为  $-6.7mV/^\circ C$ 。

#### 5.2.1.4 静态参数

除上面介绍的通态电阻  $R_{on}$ 、跨导  $g_m$  和开启电压  $V_T$  外, 还有漏极击穿电压、栅源击穿电压和最大漏极电流等参数。

(1) 漏极击穿电压  $BV_{DS}$  它决定了功率 MOSFET 的最高工作电压, 限制了器件的电压和功率处理能力, 这是为了避免器件进入雪崩区而设的极限参数。 $BV_{DS}$  的大小取决于漏极 PN 结的雪崩击穿机理和栅极对沟道、漏区反偏结耗尽层电场分布, 以及器件各部分表面的电场分布效应等因素的影响。在选定工作电压时要依据器件的  $BV_{DS}$  并留有充分的余量。由于  $BV_{DS}$  是  $N^-$  型外延层电阻率和厚度的函数, 而电阻率随温度不同而变化, 所以  $BV_{DS}$  也随温度而变化, 大约结温每升高  $100^\circ C$ , 则  $BV_{DS}$  增加  $10\%$ , 结温下降时  $BV_{DS}$  也随之而下降。

(2) 栅源击穿电压  $BV_{GS}$  二氧化硅的介电强度相当高, 一般不会对栅源电压的实际工作值构成限制, 但是对于栅极氧化层极薄的器件则必须考虑会因栅源电压过高而发生介电击穿, 在处于非工作状态时因静电感应引起的栅极上的电荷积累有可能构成对

器件寿命的威胁。一般将栅源电压的极限值定为 $\pm 20V$ 。

(3) 最大漏极电流  $I_{DM}$  它表征功率 MOSFET 的电流容量其大小主要受器件沟道宽度  $w$  的限制。

### 5.2.2 动态特性与参数

动态特性主要影响功率 MOSFET 的开关过程，它和 GTR 相似，开关过程也分为几个阶段，但是由于功率 MOSFET 是单极型器件，是依靠多数载流子传导电流的，本身的电阻效应和渡越效应对开关过程的影响可以忽略不计，因此在开关工作的机理上又与 GTR 有较大的差别。功率 MOSFET 的开关速度快、开关时间很短，一般在纳秒的数量级，典型值为  $20ns$ 。功率 MOSFET 输入电压和输出电压对应的波形关系如图 5-12 所示。

定义开通时间  $t_{on}$  为从输入信号  $v_i$  波形上升到其幅值的 10% 的时刻开始到输出信号  $v_o$  波形下降到其幅值的 90% 的时刻为止所需的时间；定义关断时间  $t_{off}$  为从输入信号波形下降到其幅值的 90% 的时刻开始到输出信号波形上升到其幅值的 10% 的时刻为止所需的时间。开通时间  $t_{on}$  与功率 MOSFET 的开启电压  $V_T$ 、栅源间电容  $C_{GS}$  和栅漏间电容  $C_{GD}$  有关，也受信号源的上升时间和内阻的影响。关断时间  $t_{off}$  则由功率 MOSFET 漏源间电容  $C_{DS}$  和负载电阻  $R_D$  来决定。

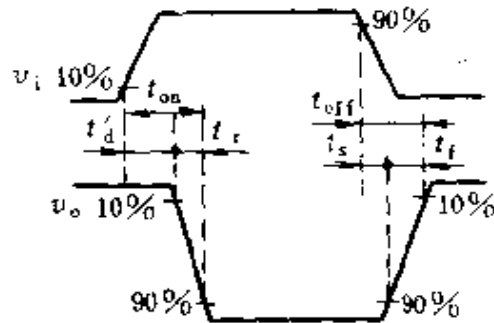


图 5-12 功率 MOSFET 输入输出电压波形

功率 MOSFET 的极间电容对开关过程有直接影响，其等效电路如图 5-13a 所示。这些电容分为两类： $C_{GS}$ 、 $C_{GD}$  是由 MOS 结构形成的，它们的大小决定于几何形状和绝缘层的厚度，其数值很稳定，几乎不随电压和温度变化。 $C_{DS}$  则是由 PN 结形成的，其大小决定于沟道面积和有关结构的反偏宽度，它将会受到电压和温度变化的影响。在应用中常用输入电容  $C_{in}$ 、输出电容  $C_{out}$  和反

馈电容  $C_{rss}$  的概念，它们与功率 MOSFET 极间电容的关系可用下列公式表示：

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (5-2a)$$

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (5-2b)$$

$$C_{rss} = C_{GD} \quad (5-2c)$$

这些电容与  $V_{DS}$  的关系曲线如图 5-13b 所示。

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

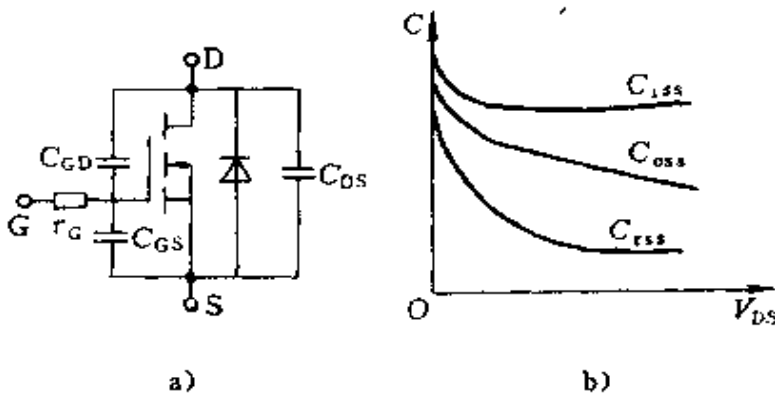


图 5-13 功率 MOSFET 极间电容及与  $V_{DS}$  的关系

a) 等效电路 b) 电容变化关系

开通时间  $t_{on}$  可细分为延迟时间  $t_d$  和上升时间  $t_r$  两部分；关断时间  $t_{off}$  可细分为存储时间  $t_s$  和下降时间  $t_f$  两部分。在图 5-12 中，输入信号电压上升 10% 到输出信号下降 10% 之间的时间间隔为延迟时间  $t_d$ ，它表示栅极输入电压出现后并未有漏极电流流过，当  $V_{GS}$  大于开启电压  $V_T$  时才开始出现漏极电流  $I_D$ ，这一段过程所对应的的时间即  $t_d$ 。此后， $I_D$  迅速增大并达最大值，此时向器件电容充电直至输出信号电压达其幅值的 90% 的这段时间称为上升时间  $t_r$ 。当输入信号减为零时（从其数值降为幅值的 90% 时刻算起），经过一段栅极电容的存储时间  $t_s$ ，栅压下降到一定数值  $I_D$  离

功率 MOSFET 的饱和区并开始下降，输出信号电压变为其幅值的 90%。注意！此处的存储时间  $t_s$  是指栅极电容的存储作用，与 GTR 中超量存储电荷的作用根本不同。因此也有人用关断延迟时间  $t_{d(off)}$  这一概念，而不用  $t_s$ 。此后  $V_{GS}$  继续下降至小于  $V_T$  时，漏极电流  $I_D$  变为零，器件电容放电至输出电压幅值的 10% 为止，这一段时间称为下降时间  $t_f$ ，至此关断结束。功率 MOSFET 开关时间与漏极电流  $I_D$  的关系曲线如图 5-14 所示。

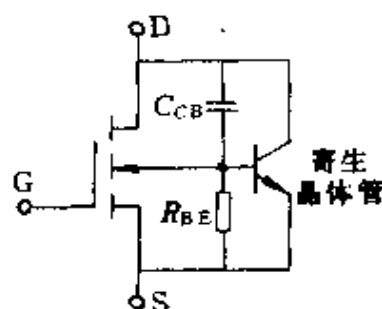
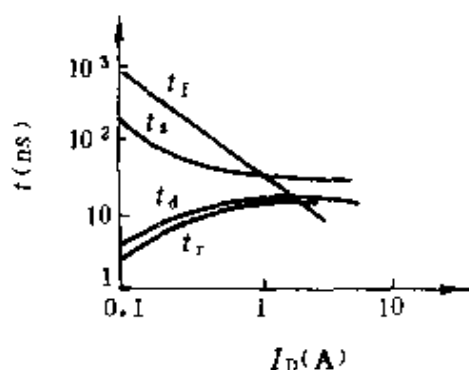


图 5-14 开关时间与  $I_D$  的关系曲线      图 5-15 寄生晶体管的等效电路

功率 MOSFET 的动态性能还受到漏源电压变化速度的限制，即器件对  $dv/dt$  的耐量，过高的  $dv/dt$  可能导致电路性能变差和引起器件损坏。 $dv/dt$  有下述三种不同形式：

(1) 静态  $dv/dt$  它出现在器件的关断状态或即将关断的时刻，加在漏源间的电压可以经过漏栅寄生电容形成  $V_{GS}$  耦合到栅极，此  $V_{GS}$  有可能升高到  $V_T$  附近而使器件错误开通。显然这种情况可以通过改变栅源间阻抗的大小来避免，特别应防止功率 MOSFET 在使用过程中栅极开路。功率 MOSFET 的寄生晶体管是由静态  $dv/dt$  导致器件损坏的主要原因，其等效电路如图 5-15 所示。在  $dv/dt$  快速变化的情况下极易导致寄生晶体管导通，破坏功率 MOSFET 的工作。对于  $dv/dt$  的耐量都有规定，如 Motorola 公司的 TMOS 器件为 30V/ns。

(2) 动态  $dv/dt$  在具有电感负载的电路中，当功率 MOSFET 突然切断电流或极快地升高电压时，将会出现动态  $dv/dt$  问题。因

为在高速开关情况下负载表现出极大的感抗，器件同时受到大漏极电流、高漏极电压和寄生电容中的位移电流的作用，将导致器件损坏。可以采取特殊的电路技术如混合电路、超前电感、最小封装等来获得最大限度的  $dv/dt$  耐量，该值还与器件的  $BV_{DS}$  值有关，目前可达  $10\sim 50V/ns$ 。

(3) 二极管恢复期  $dv/dt$   $dv/dt$  引起器件损坏的第三种情况是在漏源电压快速上升时，在功率 MOSFET 内部二极管反向恢复过程中导致损坏。因为寄生二极管表现为少子器件，有反向恢复时间，若在反向恢复期间存储电荷迅速消失，将增大电流密度和电场强度，对器件安全有很大影响。特别是这种反向电流使寄生晶体管基极里的存储电荷很大，可能在与漏极电压连接的地方引起雪崩击穿，像晶体管的二次击穿那样使器件损坏。

### 5.2.3 安全工作区

功率 MOSFET 没有二次击穿问题，具有非常宽的安全工作区，特别是在高电压范围内；但是，功率 MOSFET 的通态电阻  $R_{on}$  比较大，所以在低压部分不仅受最大电流的限制，还要受到自身功耗的限制。

#### 5.2.3.1 正向偏置安全工作区 (FBSOA)

正向偏置安全工作区如图 5-16 所示。它是由四条边界极限所包围的区域。这四条边界极限是：最大漏源电压极限线 I、最大漏极电流极限线 II、漏源通态电阻线 III 和最大功耗限制线 IV。最大功耗的限制和 GTR 相同，是由器件的热响应特性、最大允许结温和最大热阻抗联合决定的，对应不同的工作时间有不同的耐量，时间越短耐量越高。图 5-16 中示出了四种情况：直流 DC、脉宽 10ms、脉宽 1ms、脉宽  $10\mu s$ 。和 GTR 安全工作区相比有两点明显的不同：一是功率 MOSFET 无二次击穿问题，故不存在二次击穿功率  $P_{S/B}$  限制线；二是 GTR 饱和压降很小，自身导通功耗很低，所以最大电流限制线一直延伸到纵坐标处，而功率 MOSFET 的通态电阻较大，自身导通功耗也较大，所以在低压侧不仅受最大漏极电流的限制，还要受到通态电阻  $R_{on}$  的限制。

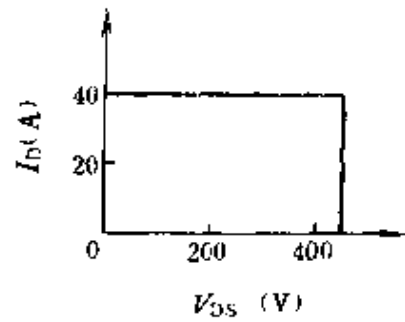
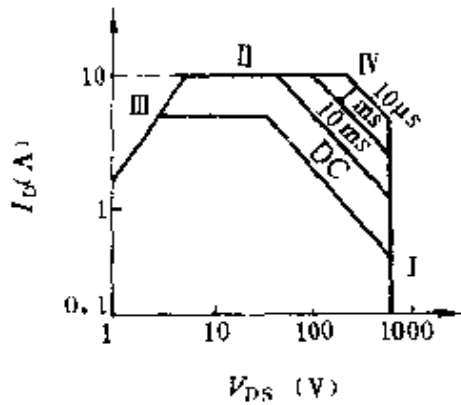


图 5-16 功率 MOSFET 的 FBSOA 图 5-17 功率 MOSFET 的 SSOA

### 5.2.3.2 开关安全工作区 (SSOA)

开关安全工作区表示器件工作的极限范围，如图 5-17 所示。它是由最大峰值电流  $I_{DM}$ 、最小漏极击穿电压  $BV_{DS}$  和最大结温  $T_{jM}$  决定的，超出该区域器件将要损坏。器件的开通与关断时间均小于  $1\mu s$ 。

### 5.2.3.3 转换安全工作区 (CSOA)

由于功率 MOSFET 的工作频率高，经常处于转换过程中，而前述的寄生晶体管又影响到转换问题，为此定义了转换安全工作区，主要限制反向恢复电荷的数值。影响转换过程的因素很多，最后都归结到反向恢复电荷这个问题上，它们的关系如图 5-18 所示。图中上面一排是与器件相关的参数，下面一排是与电路相关

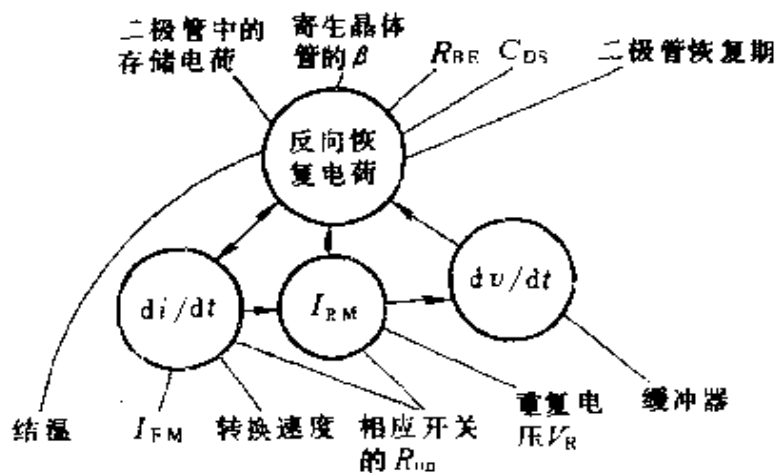


图 5-18 功率 MOSFET 反向恢复电荷与各因素的关系

的参数，其中影响最明显的是与电路有关的三个参数：转换前二极管中的最大正向电流  $I_{FM}$ ，重复电压  $V_R$ （或漏源峰值电压  $V_{DSP}$ ）和转换速度。

以 Motorola 公司 MTP3055A 器件为例的 CSOA 如图 5-19 所示。它也是以电压和电流为轴线，上方被二极管最大正向电流所限制，右方被最大允许重复电压值所限制，中间曲线 A 和 B 分别对应着  $di/dt=200A/\mu s$  和  $100A/\mu s$  的情况。目前有的 CSOA 已接近于图 5-17 所示的开关安全工作区的形状。例如 MTP3055E 在电路杂散电感为  $100nH$ 、电压为  $50V$  时最大的  $di/dt$  值可达  $500A/\mu s$ 。

在功率 MOSFET 的实际应用中，应特别注意栅源极间阻抗、器件结温和电路引线电感对 CSOA 缩小的影响。

(1) 栅源极间电阻  $R_{GS}$  或电感  $L_{GS}$  的影响 如果  $R_{GS}$  或  $L_{GS}$  过大，由于二极管反向恢复产生的  $dV_{DS}/dt$  可能使  $V_{GS} > V_{GS(th)}$ ，从而使功率 MOSFET 开通。有时虽不能使功率 MOSFET 导通但可能使其进入放大状态，延缓二极管反向恢复时间。当  $R_{GS}$  值过大时，二极管反向恢复时间增长，重加电压峰值降低。在这种情况下运行，反向恢复期间功耗增加，但重加电压峰值降低可避免功率 MOSFET 的过电压击穿。

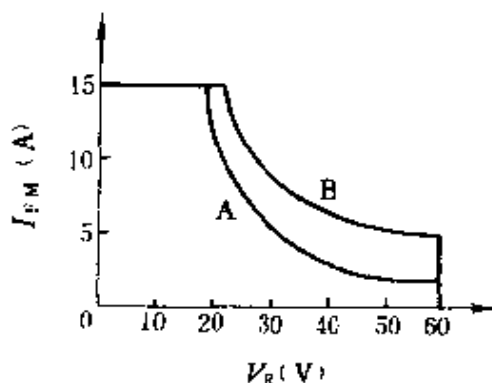


图 5-19 MTP3055A 器件的 CSOA

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

(3) 电路引线电感的影响 电路中的引线电感在二极管反向恢复过程会产生反电动势，使器件承受很高的峰值电压。二极管换向速度越快或引线电感越大，器件承受的峰值电压越高。过高



的电压使得对器件 CSOA 的要求更加苛刻。为此,应尽量缩短电路引线,以便使引线电感减到最小值。在实际应用中,引线电感可限制在 100~200nH 之间。

#### 5.2.4 温度稳定性

表征功率 MOSFET 电流放大能力的跨导  $g_m$  具有  $-0.2\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$  的温度系数,比 GTR 的电流放大系数  $\beta$  的温度系数 (约  $+0.8\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ ) 小得多。

MOSFET 通态电阻  $R_{on}$  的温度系数约为  $(0.4\% \sim 0.8\%) \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ ,在大功率变流装置中,功率 MOSFET 并联使用时,随着电流增大,正温度系数使各并联器件的通态电阻增大,因而各并联器件的电流分布趋向均衡。

当栅极开路,漏极和源极间的击穿电压  $BV_{DSS}$  等于漏极和衬底之间 PN 结的反向击穿电压,击穿后的伏安特性与一个 PN 结反向击穿后的伏安特性相同,因为 PN 结反向特性是正温度系数,所以  $BV_{DSS}$  随温度的升高而增大。

功率 MOSFET 的一些典型参数示例见表 5-1、表 5-2、表 5-3。表 5-1 为功率 MOSFET 的最大额定值表,表 5-2 为功率 MOSFET 的特性参数表,表 5-3 则为功率 MOSFET 漏源间体内反并联二极管的特性参数表。

表 5-1 MOSFET 最大额定值

参数名称	符号	单位	器件型号		
			IRF150 (N 沟道)	2N6770 (N 沟道)	IRF9140 (P 沟道)
漏源电压	$U_{DS}$	V	100	500	-100
漏栅电压	$U_{DGR}$	V	100	500	-100
漏极连续电流 (结温 25°C)	$I_D$	A	40	12	-19
漏极连续电流 (结温 100°C)	$I_D$	A	25	7.75	-12
漏极脉冲电流幅值	$I_{DM}$	A	160	25	-76
栅源电压	$U_{GS}$	V	$\pm 20$	$\pm 20$	$\pm 20$
最大耗散功率	$P_D$	W	150	150	125
工作温度	$T_j$	°C	-55~150	-55~150	-55~150

注: IRF150、2N6770、IRF9140 都是美国国际整流器公司的产品。

表 5-2 MOSFET 特性参数

参数名称	符号	单位	IRF150 (N 沟道)			2N6770 (N 沟道)			IRF9140 (P 沟道)		
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大
漏源击穿电压	$BV_{DSS}$	V	100	—	—	500	—	—	-100	—	—
开启电压	$V_{GS}$	V	2.0	—	4.0	2.0	—	4.0	-2.0	—	-4.0
栅源间正向漏电流	$I_{GS}$	nA	—	—	100	—	—	-100	—	—	-100
栅源间反向泄漏电流	$I_{GS}$	nA	—	—	-100	—	—	100	—	—	100
零栅压漏极电流	$I_{DS}$	$\mu A$	—	—	250	—	100	1000	—	—	-250
通态漏极电流	$I_{D(on)}$	A	40	—	—	—	—	6.0	-19	—	—
漏源间通态直流电阻	$R_{DS}$	$\Omega$	—	0.045	0.055	—	0.3	0.4	—	0.15	0.2
跨导	$G_{fs}$	S	9.0	11	—	8.0	12.0	24	5.0	7.0	—
输入电容	$C_{iss}$	pF	—	2000	3000	1000	2000	3000	—	1100	1300
输出电容	$C_{oss}$	pF	—	1000	1500	200	400	600	—	550	700
反向转移电容	$C_{rss}$	pF	—	350	500	50	100	200	—	250	400
开通滞后时间	$t_{d(on)}$	ns	—	—	35	—	—	35	—	20	30
上升时间	$t_r$	ns	—	—	100	—	—	50	—	10	15
关断滞后时间	$t_{d(off)}$	ns	—	—	125	—	—	150	—	13	20
下降时间	$t_f$	ns	—	—	100	—	—	70	—	8.0	12
栅极总电荷	$Q_G$	nC	—	63	120	—	—	—	—	70	90
栅源电荷	$Q_{GS}$	nC	—	27	—	—	—	—	—	14	—
栅漏“Miller”电荷	$Q_{GD}$	nC	—	36	—	—	—	—	—	56	—
漏极内引线电感	$L_D$	nH	—	5.0	—	—	—	—	—	5.0	—
源极内引线电感	$L_S$	nH	—	12.5	—	—	—	—	—	12.5	—

表 5-3 漏源间体内反并联二极管特性参数

参数名称	符号	单位	IRF150 (N 沟道)	2N6770 (N 沟道)	IRF9140 (P 沟道)
连续电流	$I_s$	A	40	12	-19
脉冲电流幅值	$I_{SM}$	A	160	25	-76
正向压降	$V_D$	V	2.5	0.8~1.6	-4.2
反向恢复时间	$t_{rr}$	ns	600	1300	170
反向恢复电荷	$Q_{RR}$	$\mu\text{C}$	3.3	7.4	0.8

### 5.2.5 与 GTR 的比较

功率 MOSFET 与 GTR 在应用的领域、使用方法及电路型式上有许多相似之处，但其结构与原理又有根本的不同。现将它们的结构，原理、特性与参数等做一比较，如表 5-4 所示。

表 5-4 功率 MOSFET 与 GTR 结构性能比较

项目 \ 类型	功率 MOSFET	GTR	
结构	双扩散决定沟道长度，反偏沟道结，轻掺杂区达到高耐压、垂直导电、衬底为漏极	双扩散决定基区宽度，反偏集电结，轻掺杂区达到高耐压、垂直导电、衬底为集电极	
特性	输出特性	常关特性，电压控制型，低电流区平方伏安特性，大电流区线性伏安特性、漏极电流 $I_D$ 正比于沟道宽度	常关特性，电流控制型，指数伏安特性，集电极电流正比于发射区周长
	饱和特性	受本征沟道电阻和漏区高阻层的限制， $R_{on}$ 大	$V_{CES}$ 小，存在集电区电导调制效应
	转移特性	跨导增大受沟道穿通的限制	$\beta$ 增大受电流的限制
		开启电压直接由掺杂决定，输入阻抗约 $10^9 \sim 10^{11} \Omega$	导通电压由工艺参数决定，输入阻抗约 $10^3 \sim 10^5 \Omega$
	开关特性	多子导电器件，开关速度快，取决于多子的场漂移运动 $t_{on} \approx 1\text{ns}$ , $t_{off} \approx 1\text{ns}$	有少子存储效应，开关速度慢，受少子基区渡越时间的限制 $t_{on} \approx 50 \sim 500\text{ns}$ , $t_{off} \approx 500 \sim 2000\text{ns}$
温度特性	电流的温度系数为负，热稳定性好	电流的温度系数为正，会发生“热奔”	

(续)

项目 \ 类型		功率 MOSFET	GTR
容量	电压	浅结器件, 需用场板, 分压环等来缓和表面电场耐压可达 1000V	端部可采用包括台面在内的各种终端结构耐压可达 2000V
	电流	不产生电流集中, 容易实现多管并联容量可达 200A	电流容易聚集, 由于 $V_{BE}$ 匹配问题, 不能简单并联容量可达 750A
驱动电路	结构	由于是常关型和电压控制, 驱动电路简单	虽是常关型, 但需温度补偿, 防止热击穿, 并需保护电路, 复杂
	功率	纯容性输入阻抗, 不需要直流电流驱动, 只需输入电容的充放电	低输入阻抗, 需大的基极电流驱动

### 5.3 栅极的驱动与保护

#### 5.3.1 栅极驱动特性

##### 5.3.1.1 栅极驱动特点

功率 MOSFET 为单极型器件, 没有少数载流子的存储效应, 输入阻抗高。因而开关速度可以提高, 驱动功率小, 电路简单。但是, 功率 MOSFET 的极间电容较大, 因而工作速度和驱动源内阻抗有关。和 GTR 相似, 功率 MOSFET 的栅极驱动也需要考虑保护、隔离等问题。

驱动电路简单这一特点可以通过图 5-20 所示高压变换器两种输出级的对比明显看出。图 5-20a 为由 TMOS 器件 MTM2V90 组成的输出级, 该器件的最大漏极电流为 3.2A, 脉冲电流为 7A, 开关安全工作区为 7A、900V。该电路输入阻抗高、开关速度快, 且无二次击穿问题, 其驱动电路几乎没有什么部件。图 5-20b 为由 MJ8505 型 GTR 组成的输出级, 该电路则需要推拉式复合驱动, 尽管其反向偏置安全工作区仅为 3A, 900V 或 4.7A, 800V, 但增加了左侧的十几个元件组成的驱动电路, 为了提高开关速度还需用见克箝位电路。与图 5-20a 相比电路复杂得多。

功率 MOSFET 的极间电容较大, 驱动功率 MOSFET 的栅极

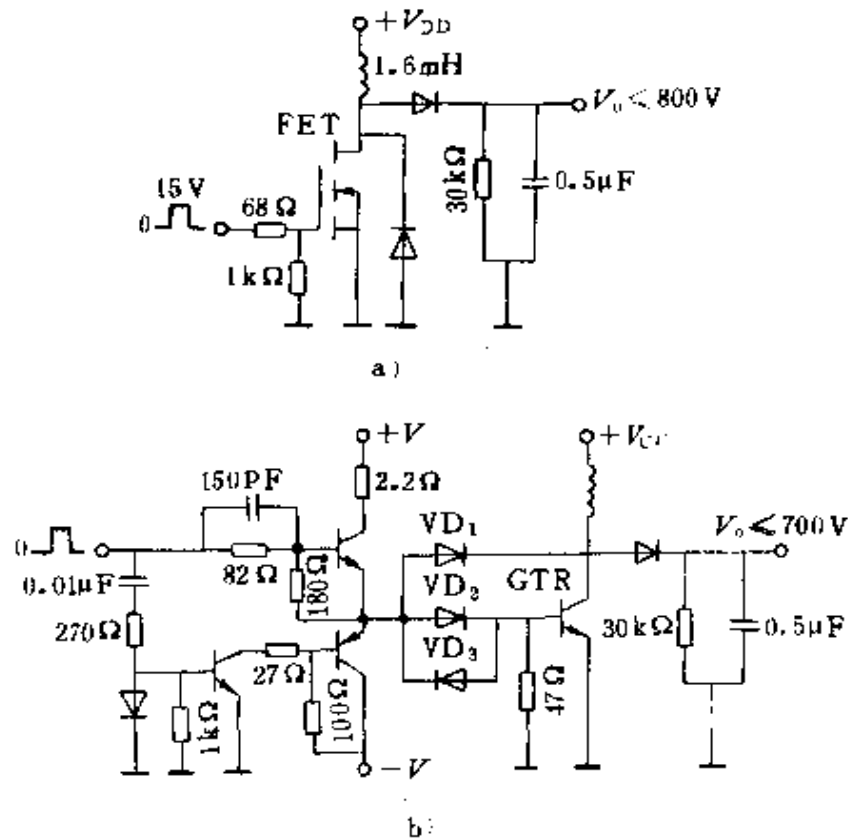


图 5-20 MOSFET 栅极驱动与 GTR 基极驱动的比较

a) MOSFET 驱动电路 b) GTR 驱动电路

相当于驱动一个容性网络，器件电容，驱动源阻抗都直接影响开关速度。如果与驱动电路配合不当，则难以发挥其优点。一般驱动电路的设计就是围绕着如何充分发挥功率 MOSFET 的优点并使电路简单、快速且具保护功能。理想的栅极驱动等效电路如图 5-21 所示，图中开关  $S_1$  接通充电路径，开关  $S_2$  控制放电过程。不管等效电阻的大小和充电的速率如何。 $C_{iss}$  和  $V_{GS(on)}$

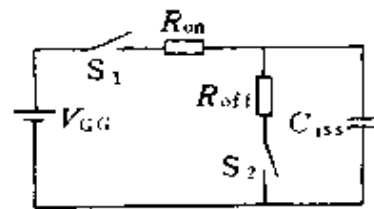


图 5-21 理想的栅极驱动电路

的数值决定了开通期间传输的能量和关断时间的损耗，也就是说，损耗在  $R_{on}$  上的能量和  $R_{on}$  的大小，栅极电流均无关系。

### 5.3.1.2 栅极驱动特性

尽管功率 MOSFET 栅源间静态电阻极大，静态时栅极驱动电流几乎为零，但由于栅极输入电容的存在，栅极在开通和关断的动态驱动中仍需要一定的驱动电流。

1. 开通驱动特性 说明开通驱动特性的电路与电压、电流波形如图 5-22 所示。图 5-22a 中信号源电压  $v_s$  是脉冲上升沿波形， $r_s$  是信号源内阻，该信号源可以提供一定的功率。功率 MOSFET 的负载是接在漏极上的电感  $L$ ，VD 为续流二极管，为器件截止时释放负载  $L$  中的储能提供通路，避免漏极承受过电压。 $L_{SD}$  和  $L_{SS}$  分别是漏极和源极外引线电感，在开通和关断过程中，分布电感的影响不可忽略。 $C_{GD}$  和  $C_{GS}$  分别是栅漏和漏源极间电容。

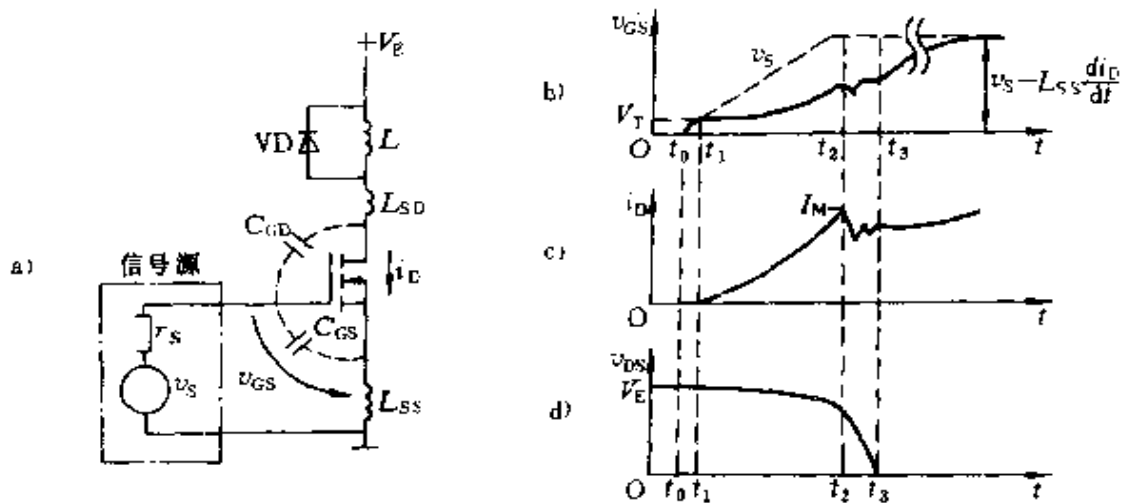


图 5-22 功率 MOSFET 开通驱动过程

图 5-22b、c、d 分别为栅极电压  $v_{GS}$ 、漏极电流  $i_D$ 、漏源电压  $v_{DS}$  在开通过程中的波形。图 b 中虚线代表信号源空载电压  $v_s$  的波形。这些波形都是在器件处于稳定开关循环中的一个部分。

设信号源电压  $v_s$  在  $t_0$  时刻开始上升，此后可分为四个阶段说明器件的开通过程。

(1)  $t_0 \leq t \leq t_1$  阶段 在此阶段，信号源给功率 MOSFET 栅极输入电容充电，栅极电压逐渐上升，到  $t_1$  时刻栅极电压达到开启

电压  $V_T$  值，开始出现漏极电流。

(2)  $t_1 \leq t \leq t_2$  阶段 在此阶段栅源电压  $v_{GS}$  小于  $v_s$ ，这是因为随着漏极电流  $i_D$  上升，引线电感  $L_{SS}$  上的感应电动势使源极电位升高，使  $v_{GS}$  减小。另外，随着漏极电流  $i_D$  上升，引线电感  $L_{SS}$  上的感应电动势又使漏极电位下降，于是极间电容  $C_{GD}$  上的初始电压通过功率 MOSFET、 $L_{SS}$  和信号源放电，放电电流在信号源内阻  $r_s$  上的压降使栅源间电压  $v_{GS}$  减小。这一段时间间隔大约在  $1\mu s$  左右。负载电感  $L$  在  $t_0$  之前通过续流二极管 VD 放电，到  $t_1$  时刻功率 MOSFET 虽已开始导电，但续流管尚未恢复阻断，即  $t_1$  至  $t_2$  期间漏极电流反向流过续流二极管 VD，随着栅源电压  $V_{GS}$  上升，反向通过续流二极管的漏极电流一直上升到续流管恢复电流的峰值  $I_M$ 。

在  $t_1$  至  $t_2$  阶段，由于续流管中有恢复电流流过，负载  $L$  被旁路，所以功率 MOSFET 的漏极负载阻抗很低，器件处于恒流区内，负载压降很小，器件压降较高，故漏源电压  $v_{DS}$  的波形只是随着  $i_D$  上升而略有减小，如图 5-22d 所示。

(3)  $t_2 \leq t \leq t_3$  阶段 从  $t_2$  时刻开始，续流二极管 VD 的恢复电流迅速减小，并恢复反向阻断，漏极电流从续流二极管 VD 转移到负载电感  $L$ 。由于负载阻抗增大，漏源电压迅速减小，到  $t_3$  时刻，器件进入饱和。 $t_2$  至  $t_3$  时间间隔通常为数十纳秒。在这么短暂的时间内，漏极电位急剧降低，将会激发极间电容  $C_{GD}$  通过器件、 $L_{SS}$  和信号源而形成衰减振荡过程。工作电源电压  $V_E$  越高，初始振荡幅度就越大，见图 5-22b。漏极电流也有相应的振荡过程，见图 5-22c。

(4)  $t > t_3$  阶段  $t > t_3$  之后，器件已经饱和，若忽略电阻因素，则漏极回路中只有直流电源  $V_E$  和电感  $L$ 、 $L_{SS}$  和  $L_{SD}$ ，因此  $t_3$  时刻之后，漏极电流  $i_D$  线性上升，见图 5-22c。

从  $t_0$  至  $t_2$  时刻，是功率 MOSFET 的开通时间，显然，此开通时间不完全决定于器件本身，而与外电路参数有关，尤其与信号源内阻  $r_s$  有关。 $r_s$  减小，可使栅极输入电容充电至开启电压  $V_T$  的

时间和电容  $C_{GD}$  的放电时间都缩短，即开通时间缩短。

2. 关断驱动特性 在功率 MOSFET 的关断过程中，栅源电压  $v_{GS}$ 、漏极电流  $i_D$  和漏源电压  $v_{DS}$  的波形如图 5-23 所示。

图 5-23a 中虚线所示是关断时信号源电压  $v_s$  的波形，可以分为三个阶段说明图 5-22a 电路的关断过程。

(1)  $t_0 \leq t \leq t_1$  阶段信号源电压  $v_s$  从  $t_0$  开始下降，栅源极间电容  $C_{GS}$  和栅漏极间电容  $C_{GD}$  在开通驱动最后阶段被信号源所充的电压，现在要通过信号源释放，放电时间常数

$(C_{GS} + C_{GD})r_s$  使栅源电压  $v_{GS}$  的下降速率比  $v_s$  缓慢，如图 5-23a 所示。在此阶段，器件的饱和深度逐渐衰退，但尚未退出饱和，所以漏极电流  $i_D$  波形仍然保持线性上升。到  $t_1$  时刻，栅源电压  $v_{GS}$  减小到  $v_{GS} = v_{DS} + V_T$  时，器件的导电沟道处于预夹断状态。 $t_1$  时刻之后沟道夹断区加长。器件进入放大状态。

(2)  $t_1 \leq t \leq t_2$  阶段  $t_1$  之后因功率 MOSFET 已退出饱和进入恒流区，故漏极电流  $i_D$  的上升速率逐渐减小，直至  $t_2$  时刻， $di_D/dt = 0$ 。漏源电压  $v_{DS}$  也从  $t_1$  开始逐渐升高，见图 5-23c。至  $t_2$  时刻， $v_{DS} = V_E$ 。

由于漏极电位升高，极间电容  $C_{GD}$  将通过信号源被充电，充电电流在信号源内阻  $r_s$  上的压降使栅源电压缓慢下降，波形见图 5-23a。

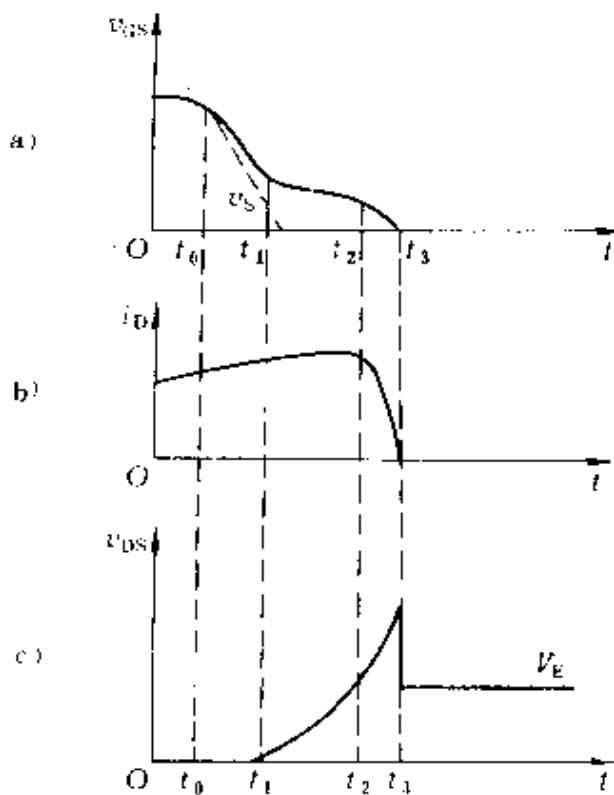


图 5-23 功率 MOSFET 关断驱动过程



(3)  $t_2 \leq t \leq t_3$  阶段 在  $t_2$  时刻漏极电位上升到与电源相同, 负载电感  $L$  上的感应电动势为零。  $t_2$  之后, 负载电感  $L$ 、 $L_{SS}$  和  $L_{SD}$  将释放储能,  $L$  通过续流二极管 VD 释放能量;  $L_{SS}$  和  $L_{SD}$  释放储能时产生的感应电势使漏源电压  $v_{DS} > V_E$ , 见图 5-23c。因引线电感  $L_{SS}$  和  $L_{SD}$  都很小, 储能释放极快, 故漏源电压迅速回复到  $V_E$ ,  $t_2$  至  $t_3$  时间极短。在此期间, 漏极电流  $i_D$  也迅速下降到零。应注意增设缓冲电路或限幅电路, 抑制  $v_{DS}$  过电压, 防止功率 MOSFET 被击穿。

在此阶段,  $v_{DS}$  的尖峰过电压也会通过栅漏极间电容  $C_{GD}$  耦合到栅极。但因栅源极间电容  $C_{GS}$  比  $C_{GD}$  大得多, 所以在栅源电压  $v_{GS}$  上不会出现相等的尖峰电压。栅源极间电容在此期间可以通过信号源放电, 至  $t_3$  时,  $v_{GS} = 0$ 。

上述关断过程说明, 在关断的三个阶段中, 信号源都有灌入电流流过, 也就是说功率 MOSFET 关断控制时栅极需要负的驱动功率。

### 5.3.2 栅极驱动电路

不同功率的功率 MOSFET 有不同的极间电容量, 功率越大, 极间电容也越大, 在开通和关断驱动中所需的驱动电流也越大。可以作粗略的计算来确定栅极驱动电流值, 和选取适当的驱动元件。

根据已知被驱动的功率 MOSFET 的型号, 可查得器件的栅源极间电容  $C_{GS}$  和栅漏极间电容  $C_{GD}$ 。在开通驱动时, 预计在  $t_s$  时间内近似线性地将栅极输入电容  $C_m$  充电至器件饱和导通所需的栅源电压  $v_{GS}$ , 则开通驱动电流为

$$I_{G(on)} = \frac{C_m v_{GS}}{t_s} = \frac{(C_{GS} + C_{GD}) v_{GS}}{t_s} \quad (5-3)$$

式中,  $C_m = C_{GS} + C_{GD}$  为器件生产厂推荐的一种工程近似计算方法。该式是选取开通驱动元件的主要依据。

设功率 MOSFET 截止时漏极电压为  $v_{DS}$ , 预计器件在  $t'_s$  时间内栅漏极间电容  $C_{GD}$  放电完毕, 则关断驱动电流为

$$I_{G(off)} = \frac{C_{GD} v_{DS}}{t'_s} \quad (5-4)$$

该式是选取关断驱动元件的主要依据。

栅极驱动电路的型式各种各样，按驱动电路与栅极的连接方式可分为两类：直接驱动和隔离驱动。各种改进型式及溶保护于一体的型式不再一一列举。

### 5.3.2.1 直接驱动的基本型式

1. TTL 驱动电路 图 5-24a 是最简单的 TTL 驱动电路，它应能输出开通驱动电流  $I_{G(on)}$  和吸取关断电流  $I_{G(off)}$ 。图中 TTL 电路可以是驱动器、缓冲器或其他逻辑电路。这种开集电极的驱动器末级是单管输出，受其灌电流的限制外接电阻  $R$  都在数百欧。用这种驱动器驱动功率 MOSFET 开通时，因  $R$  阻值较大，因此器件的开通时间较长。

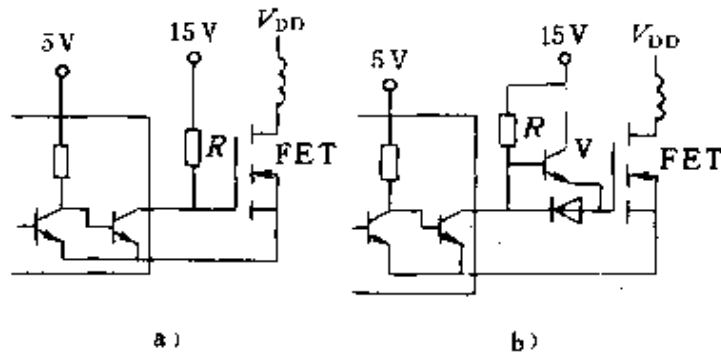


图 5-24 TTL 驱动电路  
a) TTL 驱动电路 b) 改进电路

图 5-24b 表示能快速开通的改进电路，它减小了 TTL 上的功耗。当 TTL 输出管导通时，功率 MOSFET 的输入电容被短路至地，这时吸收电流的能力受该导通管的  $\beta$  和它可能得到的基极电流的限制。而 TTL 输出为高电平时，栅极通过附加的晶体管 V 获得电压及电流，充电能力提高，因而开通速度加快。

2. 互补输出驱动 图 5-25a 为由晶体管组成的互补输出电路，采用这种电路不但可提高开通时的速度，而且也可提高关断时的速度。在这种电路中输出晶体管 V 是做为射极跟随器工作的，不会出现饱和，因而不影响功率 MOSFET 的开关频率。

图 5-25b 为由 MOS 管组成的互补驱动电路，由于采用了一  $V_E$  电源，在关断驱动时，可加速栅极输入电容的放电，缩短关断时间。

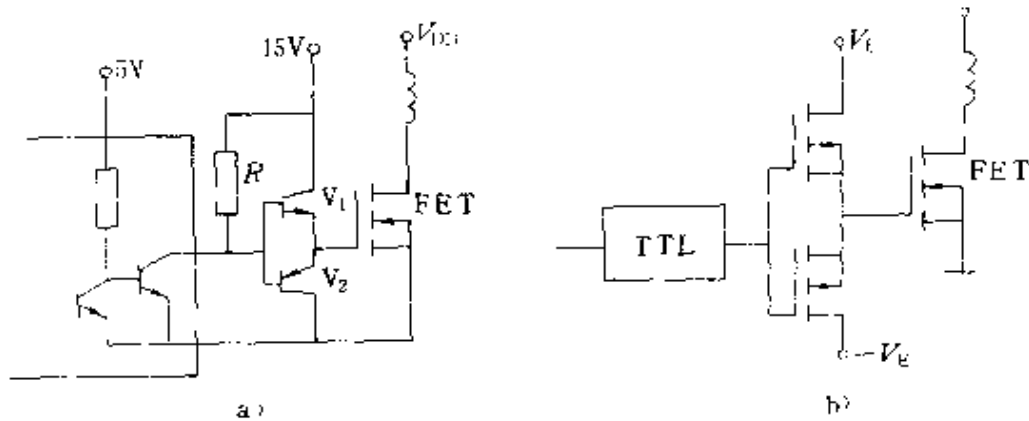


图 5-25 互补驱动电路

a) 晶体管互补驱动 b) MOS管互补驱动

3. CMOS 驱动电路 直接用 CMOS 器件也可以驱动功率 MOSFET, 而且它们可以共用一组电源。栅极电压在小于 10V 时, MOSFET 将处于电阻区不需要外接电阻, 电路更简单。不过开关速度低并且驱动功率要受电流源和 CMOS 器件吸收电容量的限制。

### 5.3.2.2 隔离驱动电路

隔离式栅极驱动电路又根据隔离元件的不同而分为电磁隔离和光电隔离两种。

脉冲变压器是典型的电磁隔离元件, 图 5-26 示出了几种脉冲变压器驱动的类型。图 5-26a 利用续流二极管 VD 限制了驱动晶体管 V 中出现的过电压, 关断时间较长。图 5-26b 示出的电路, 在续流二极管 VD 支路中串接一只稳压管 VDS, 当 V 关断时起箝位作用, 从而缩短了关断时间。图 5-26c 所示电路是在栅极电阻上并联了加速二极管 VD<sub>s</sub>, 使充电电流经过它向输入电容充电, 增大了充电电流, 加快了开通速度。图 5-26d 是用互补型式驱动功率 MOSFET 的栅极, 由于关断时利用二次绕组 W<sub>2</sub> 形成的反向电压, 因此明显地降低了关断过程的时间延迟。

利用光耦合器的隔离驱动电路如图 5-27 所示。图 5-27a 为标准的光耦合电路, 通过光耦合器将控制信号回路与驱动回路隔离,

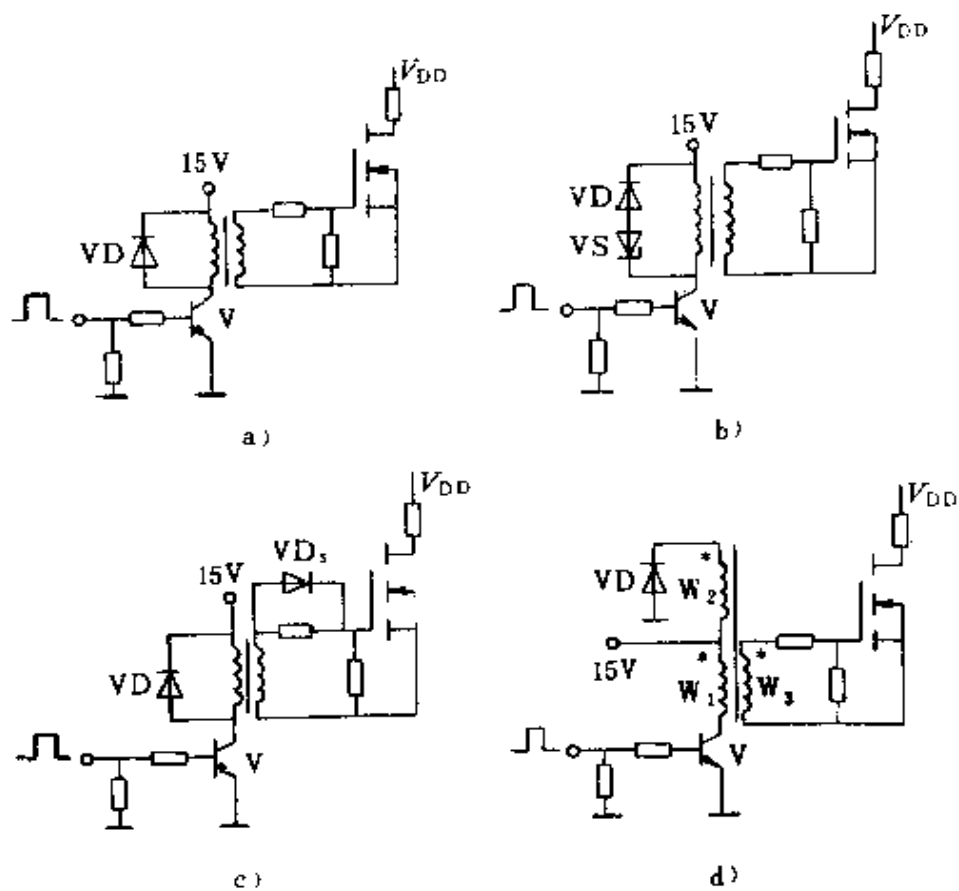


图 5-26 隔离驱动电路

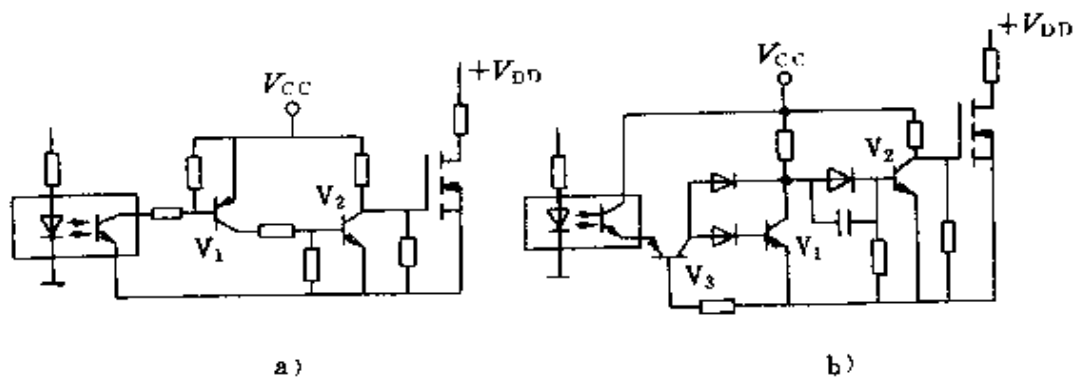


图 5-27 光隔离驱动电路

a) 标准电路 b) 改进电路

使得输出级设计电阻值减小，从而解决了栅极驱动源低阻抗的问题，但由于光耦合器响应速度慢，因此使开关延迟时间加长，限

制了使用频率。图 5-27b 为改进的光耦合电路，此电路使阻抗进一步降低，因而使栅极驱动的关断延迟时间进一步缩短，延迟时间的数量级仍为微秒级。

### 5.3.2.3 实用驱动电路举例

1. 正反馈型驱动电路 图 5-28 为正反馈型驱动电路。正反馈

信号的获得是通过二次绕组  $W_3$  实现的。当输入信号为高电平时，反相器 I 的输出为高电平，在该驱动信号作用下出现漏极电流，此时一次绕组  $W_1$  中感生出星号端为反的电动势，在二次绕组  $W_3$  中也感生出相应极性的电势，并通过  $R_1$  向功率 MOSFET 的输入电容充电，随着功率 MOSFET 的导通不停

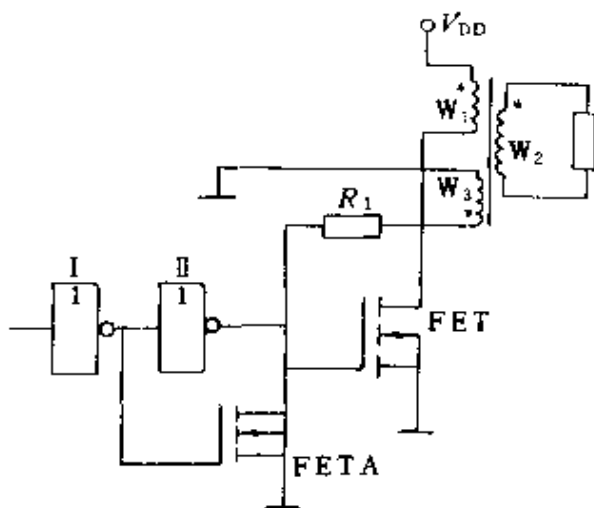


图 5-28 正反馈型驱动电路

地给栅极施以正反馈，加速了功率 MOSFET 的开通过程，缩短了开通时间。当输入信号为低电平时，使功率 MOSFET 关断，反相器 I 输出高电平并使辅助管 FETA 开通，从而将功率 MOSFET 的栅极接地，迫使其输入电容迅速放电，加速功率 MOSFET 的关断，可见这种电路是一种高速开关电路。

2. 窄脉冲自保护驱动电路 图 5-29 为一种具有过载和短路保护功能的窄脉冲驱动电路。当输入信号  $v_i$  由低变高时，晶体管  $V_1$  导通，脉冲变压器一次绕组上的电压为电源电压  $V_{C1}$  在电阻  $R_2$ 、 $R_3$  上取得的分压值。脉冲变压器可以做得很小，故在很短时间内就会饱和，耦合到其二次绕组的电压是一个正向尖脉冲，该尖脉冲使  $V_2$  导通， $V_2$ 、 $V_3$  组成两级正反馈互锁电路，由于互锁作用  $V_2$ 、 $V_3$  将保持导通，因而  $V_4$  导通使功率 MOSFET 导通。当  $v_i$  由高电平变低时，脉冲变压器一次侧磁恢复，在二次侧感应出一

个负向尖脉冲，使  $V_2$  截止，从而使  $V_3$ 、 $V_4$  截止， $V_5$  瞬时导通，关断功率 MOSFET。在该电路中  $R_6$ 、 $VD_3$ 、 $VD_4$  构成自保护驱动。

参考点 A 的电位由电阻  $R_4$ 、 $R_5$  分压获得，在正常工作时功率 MOSFET 的漏极 D 点电位低于 A 点电位，因而二极管  $VD_4$  截止，电源  $V_{C2}$  经电阻  $R_6$ 、二极管  $VD_3$  到功率 MOSFET 流过电流。当短路或过载时，功率

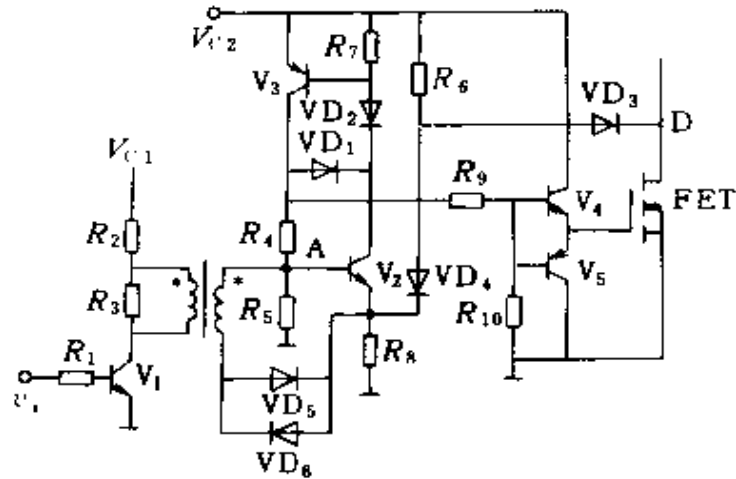


图 5-29 窄脉冲自保护驱动电路

MOSFET 的  $V_{DS}$  上升，当  $V_D = V_A$  时二极管  $VD_4$  导通， $R_6$  和  $R_8$  上的分压使 A 点电位升高，由  $V_2$ 、 $V_3$  构成的互锁电路翻转，使  $V_5$  瞬时导通，关断功率 MOSFET，使之得到有效的保护。

3. 窄脉冲 MOS 化驱动电路 可以利用互锁电路的保持功能实现用窄脉冲驱动功率 MOSFET。互锁电路由两个小功率 MOSFET 管的栅源交叉连接组成，如图 5-30 所示。这样组成了一个无源双稳态电路， $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C$  是储能元件，它们可以是外接电容器，也可利用  $V_1$ 、 $V_2$  和功率 MOSFET 的寄生电容。在输入信号  $v_i$  的上升沿，脉冲变压器的二次侧产生一个正向尖脉冲使  $C_1$  充电， $V_1$  开通， $C_2$  通过  $V_1$  放电使  $V_2$  关断， $C$  由窄脉冲通过  $R_2$  充电使功率 MOSFET 导通。反之，在输入信号  $v_i$  的下降沿，脉冲变压器的二次侧产生一个负向尖脉冲使  $C_2$  充

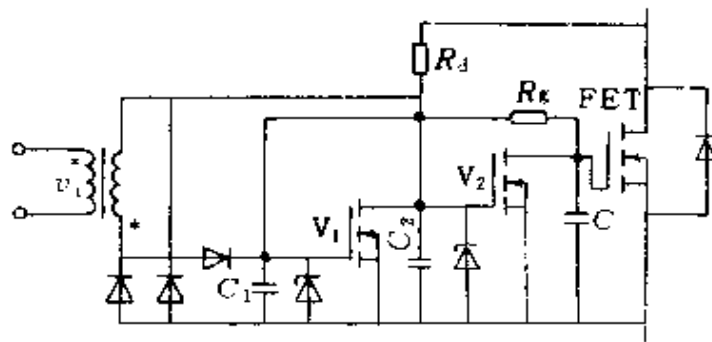


图 5-30 窄脉冲 MOS 化驱动电路

电  $V_2$  导通,  $C_1$  和  $C$  通过  $V_2$  放电, 最终  $V_1$  和功率 MOSFET 关断。增大  $C_1$ 、 $C_2$  或改变  $R_0$  还可以对导通及关断时间进行调整。当电路开始接电时,  $V_1$ 、 $V_2$ 、功率 MOSFET 均处于关断状态, 由于功率 MOSFET 的栅极都处于高阻抗状态, 极易因干扰或噪声而使  $C_1$  和  $C_2$  充电, 造成功率 MOSFET 误导通。为此设置了电阻  $R_d$ 、 $C_2$ , 通过  $R_d$  对  $C_2$  自动充电保证功率 MOSFET 处于关断状态。

4. 高速关断电路 为了提高功率 MOSFET 的关断速度, 在关断时要求能提供高峰值的控制电流, 图 5-31 示出了一种高速关断电路。该电路由主开关  $V_E$ 、辅助开关  $V_B$ , 控制开关  $V_S$ , 输出变压器  $T_M$  和控制变压器  $T_B$  组成。当控制开关  $V_S$  开通时, 经过控制变压器  $T_B$  二次绕组感生电

动势使主开关  $V_E$  开通, 流过漏极电流。在输出变压器的绕组  $W_1$ 、 $W_3$  中感生出星号端为正极性的电压。因为供给主开关  $V_E$  的栅极电流流过二极管  $VD_2$ , 在辅助开关  $V_B$  的栅源间由  $VD_2$  电压降引起的反偏压使  $V_B$  进入关断状态。一旦  $V_E$  关断, 流入  $T_B$  中的励磁电流通

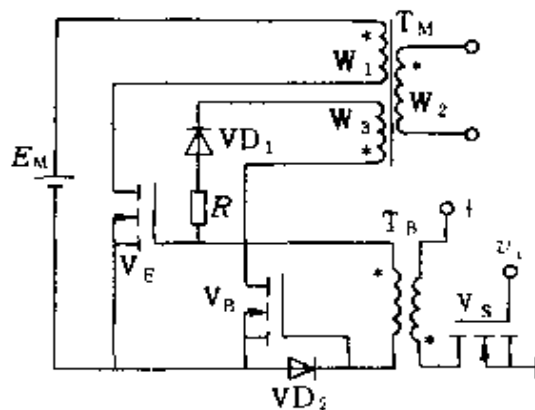


图 5-31 高速关断电路

过  $V_B$  的栅极、源极、 $V_E$  的源极、栅极而放电, 使  $V_B$  开通。此时由于  $V_E$  还处在开通状态, 所以在绕组  $W_1$ 、 $W_3$  中仍然产生以星号端为正极性的电压。由于  $V_B$  的开通, 从绕组  $W_3$  通过  $V_B$  和  $V_E$  的源极、栅极, 电阻  $R$ , 二极管  $VD_1$  流过的电流使主开关  $V_E$  关断。于是在绕组  $W_1$ 、 $W_3$  中就产生了与前述极性相反的电压, 并由  $VD_1$  阻断该电压。借助以上过程就能从主电路给  $V_E$  流过一个峰值很大的反向栅极电流, 使关断速度提高。

### 5.3.3 并联应用

功率 MOSFET 不会出现电流集中引起器件损坏是它的突出优点, 因为功率 MOSFET 的转移特性具有负的温度系数, 当某一

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

功率 MOSFET 在并联应用中的关键问题是要做好电流的动态均衡分配。所谓动态电流不仅指开通和关断期间的电流，还指窄脉冲和占空比小的峰值电流。影响动态电流均衡的因素主要是：跨导  $g_m$ 、开启电压  $V_T$ 、通态电阻  $R_{on}$  和开关速度。因此在使用中首先应使并联器件的参数分散性尽可能小，特别是转移特性最好一致，因为这样跨导  $g_m$  和开启电压  $V_T$  就是相同的了，它们的栅源电压同时变化，保证器件开关通过线性区时不会有局部电流不平衡而过载。但是，要寻求参数完全相同的器件是困难的，实际上只要在选取与匹配参数时考虑在电流分配不均的情况下负担最重的器件保证在安全水平之内就行。电路结构不同，对动态均流的影响也不同，若为电感性负载，将会造成十分明显的影响，选配器件时必须考虑这一因素。由于功率 MOSFET 的寄生电容较大，工作频率又高，引线及各种寄生电感极易造成寄生振荡，必须采取措施加以消除。

可见功率 MOSFET 虽然适于并联应用，但并非简单并联就可奏效。在实际应用中常采用下述措施来获得较为满意的并联效果：

(1) 并联功率 MOSFET 的各栅极分别用电阻分开，栅极驱动电路的输出阻抗应小于串入的电阻值。例如，当  $I_D$  为 5~40A 时，可串入 10~100 $\Omega$  的电阻。

(2) 在每个栅极引线上设置铁氧体磁珠，即在导线上套一小



磁环形成有损耗阻尼环节。

(3) 必要时在各个器件的漏栅之间接入数百皮法的小电容以改变耦合电压的相位关系。

(4) 在源极接入适当的电感。

(5) 精心布局，尽量做到器件完全对称、连线相同长度且减短加粗和使用多股绞线。

#### 5.3.4 使用中的保护措施

功率 MOSFET 的薄弱之处是栅极绝缘层易被击穿损坏，栅源间电压不得超过 $\pm 20\text{V}$ 。一般认为绝缘栅场效应管易受各种静电感应而击穿栅极绝缘层，实际上这种损坏的可能性还与器件的大小有关，管芯尺寸大，栅极输入电容也大，受静电电荷充电而使栅源间电压超过 $\pm 20\text{V}$ 而击穿的可能性相对小些。此外，栅极输入电容可能经受多次静电电荷充电，电荷积累使栅极电压超过 $\pm 20\text{V}$ 而击穿的可能性也是实际存在的。

为此，在使用时必须注意若干保护措施。

1. 防止静电击穿 功率 MOSFET 的最大优点是具有极高的输入阻抗，因此在静电较强的场合难于泄放电荷，容易引起静电击穿。静电击穿有两种形式：一是电压型即栅极的薄氧化层发生击穿形成针孔，使栅极和源极间短路，或者使栅极和漏极间短路；二是功率型即金属化薄膜铝条被熔断，造成栅极开路或者是源极开路。

防止静电击穿应注意：

1) 在测试和接入电路之前器件应存放在静电包装袋，导电材料或金属容器中，不能放在塑料盒或塑料袋中。取用时应拿管壳部分而不是引线部分。工作人员需通过腕带良好接地。

2) 将器件接入电路时，工作台和烙铁都必须良好接地，焊接时烙铁应断电。

3) 在测试器件时，测量仪器和工作台都必须良好接地。器件的三个电极未全部接入测试仪器或电路前不要施加电压。改换测试范围时，电压和电流都必须先恢复到零。

4) 注意栅极电压不要超限。

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

3. 防止过电压 首先是栅源间的过电压保护。如果栅源间的阻抗过高,则漏源间电压的突变会通过极间电容耦合到栅极而产生相当高的  $V_{\text{GS}}$  电压过冲,这一电压会引起栅极氧化层永久性损坏,如果是正方向的  $V_{\text{GS}}$  瞬态电压还会导致器件的误导通。为此要适当降低栅极驱动电路的阻抗,在栅源之间并接阻尼电阻或并接约  $20\text{V}$  的稳压管。特别要防止栅极开路工作。

其次是漏源间的过电压防护。如果电路中有电感性负载,则当器件关断时,漏极电流的突变 ( $di/dt$ ) 会产生比电源电压还高得多的漏极电压过冲,导致器件的损坏。应采取稳压管箝位,二极管- $RC$  箝位或  $RC$  抑制电路等保护措施。

4. 防止过电流 若干负载的接入或切除均可能产生很高的冲击电流,以致超过  $I_{\text{DM}}$  极限值,此时必须用电流传感器和控制电路使器件回路迅速断开。在脉冲应用中不仅要保证峰值电流  $I_{\text{PK}}$  不超过最大额定值  $I_{\text{DM}}$ ,而且还要保证其有效值电流  $I_{\text{PK}}\sqrt{D}$  也不超过,其中  $D$  为占空比。

性能指标中给出的连续电流的最大额定值并不表示实际系统中器件能安全工作的连续电流,因为功率 MOSFET 还要考虑导通电阻功耗的限制。使用中应根据导通电阻并结合器件的结-壳热阻来正确选用电流容量。

5. 消除寄生晶体管和二极管的影响 由于功率 MOSFET 内部构成寄生晶体管和二极管,通常若短接该寄生晶体管的基极和发射极就会造成二次击穿。另外寄生二极管的恢复时间为  $150\text{ns}$ ,而当耐压为  $450\text{V}$  时恢复时间为  $500\sim 1000\text{ns}$ 。因此,在桥式开关电路中功率 MOSFET 应外接快速恢复的并联二极管,以避免发

生桥臂直通短路故障。

## 5.4 DC—DC 变流器

### 5.4.1 常用 DC—DC 变流电路

DC—DC 变流电路广泛应用于可调整直流开关电源和直流电动机驱动中。DC—DC 变流电路的功能是通过控制电压将不控的直流输入变为可控的直流输出，通常把这种电路称为斩波电路或斩波器。

常用的 DC—DC 变流电路有五种：降压式变流电路；升压式变流电路，升降压式变流电路，库克式变流电路和全桥式变流电路。其中降压式和升压式是基本的型式，升降压式和库克式是它们的组合，而全桥式则属于降压式类型。

#### 5.4.1.1 降压式变流电路

降压式变流电路的输出电压平均值低于输入直流电压  $V_a$ ，电路基本型式如图 5-32a 所示。图 5-32b 为相应的波形图，由图中可以看出，输出电压与开关状态有关。可由开关的占空比计算出输出电压的平均值  $V_o$ ：

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{t_{on}} V_a dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 \cdot dt \right) \\ &= \frac{t_{on}}{T_s} V_a = DV_a \end{aligned} \quad (5-5)$$

上式说明，可以利用占空比  $D$  的变化来控制输出电压平均值  $V_o$ 。但是，仅仅这种原理性的电路还有一些问题。首先，实际负载多为电感性，即使是电阻负载也会有寄生电感，这意味着开关将要吸收或放出电感能量，它可能因此而遭损坏；其次，输出电压在 0 到  $V_a$  之间波动，这在很多应用中是不允许的，为此需采用中间储能环节。

处理电感储能的问题，可以用图 5-32a 中的续流二极管解决。在开关 S 导通期间，该二极管处于反向偏置状态，由输入提供的能量加到负载和电感、电容上。在开关断开期间，电感中的反电

动势使二极管承受正向电压，并通过二极管构成电流通路，将电感中储存的能量传送给负载。这样，经电感，电容组成的低通滤波器滤波后，输出电压的波动是很小的。图 5-32b 表示出输入电压  $v_{oi}$  的波形及其直流分量  $V$ 。(图中虚线)。图 5-32c 为阻尼低通滤波器的频率特性，低通滤波器的转折频率要选得低于开关频率  $f_s$ ，以便抑制输出电压中由于开关频率造成的纹波。

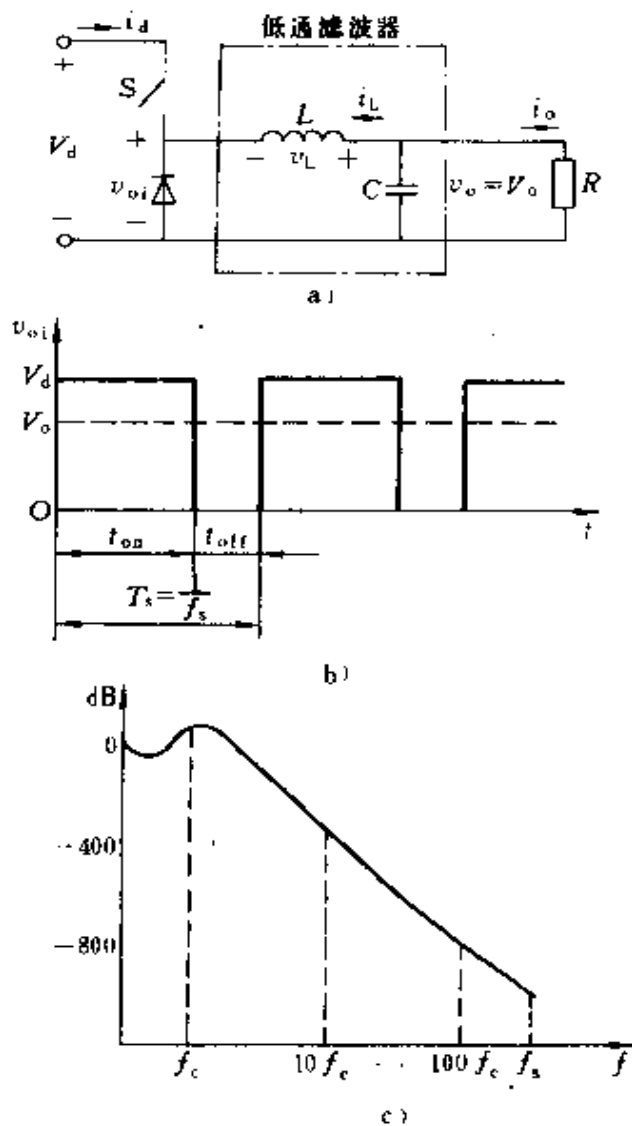


图 5-32 降压式变流电路及其波形与频率特性  
a) 降压式变流电路 b) 波形 c) 频率特性

流过电感的电流随负载而变化，当负载电流较大时，电感中的电流始终保持连续；而当负载电流较小时，电感中的电流将出现断续的情况。在这两种不同的情况下，电路的工作与特性将有所不同。

图 5-33 表示电感电流处于连续导通状态下的电压、电流波形。电感电流连续意味着任意时刻电感中均有电流流过，即  $i_L(t) > 0$ 。在  $t_{on}$  期间，开关接通，电感中有电流流过并使二极管反向偏置，结果在电感上呈现正电压  $v_L = V_c - V_o$ ，对应于图中的 A 区。当开关转为关断时，即  $t_{off}$  阶段，由于电感的储能使得  $i_L$  经过二极管

而继续流通,电感上呈现负电压  $v_L = -V_o$ , 对应于图中的 B 区。

在稳压条件下,电压、电流波形按照周期  $T_s = t_{on} + t_{off}$  不断地重复,电感电压在一个周期中的积分为零。

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt = 0$$

即

$$(V_d - V_o)t_{on} = V_o(T_s - t_{on})$$

这一关系式与式 (5-5) 相同,相应于图 5-33 中面积 A 等于面积 B。在这种情况下,给定输入电压不变而输出电压随占空比线性变化,与其他电路参数无关。若忽略所有电路元件的功耗,则输入功率  $P_d$  可用下式表示:

$$P_d = P_o$$

即

$$V_d I_d = V_o I_o$$

于是,

$$I_o/I_d = V_d/V_o = 1/D \quad (5-6)$$

可见,在连续导通条件下,降压式变流电路等效于一个直流变压器,其等效电压比可以通过控制开关的占空比  $D$  在 0 到 1 的范围内确定。

电感中的电流大小受电路参数变化的影响,随着电路参数的变化,电感电流将由连续逐渐过渡到不连续。连续与断续两种情况的边界处的电压  $v_L$  和电流  $i_L$  的波形如图 5-34a 所示。边界处的参数值用下标 B 来标注,这样,平均电感电流  $I_{L,B}$  为

$$I_{L,B} = \frac{1}{2} i_{L,M} = \frac{t_{on}}{2L} (V_d - V_o) = \frac{DT_s}{2L} (V_d - V_o) = I_{OB} \quad (5-7)$$

在给定  $T_s$ 、 $V_o$ 、 $L$  和  $D$  等参数的条件下,如果平均输出电流或平均电感电流小于由式 (5-7) 给出的  $I_{L,B}$  值,那么  $i_L$  将不再连续。电感电流  $I_L$  与占空比  $D$  的关系如图 5-34b 曲线所示。

当电感电流不连续时,又分成了两种情况,即输入电压  $V_d$  不变的情况和输出电压  $V_o$  不变的情况。

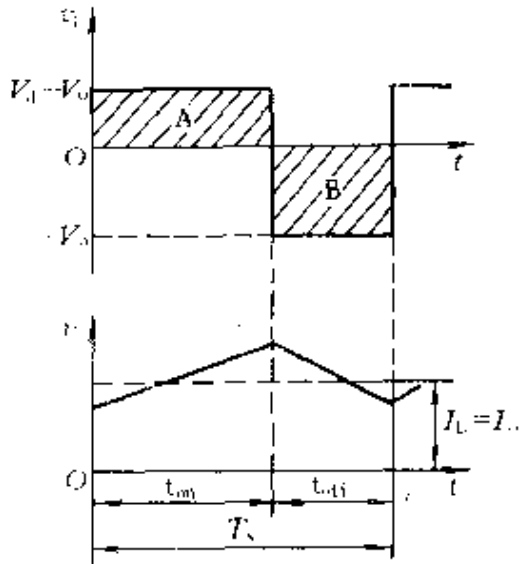


图 5-33 降压式变流器中  
电感电流连续时的  
电压、电流波形

输入电压  $V_d$  不变的不连续情况，多用于直流电机的速度控制，输入电压  $V_d$  保持不变，通过调整变流器的占空比来改变输出电压  $V_o$ ，从而改变直流电机的速度。从图 5-34b 的曲线关系可以看出，假定  $V_d$  和所有参数不变，在电感电流尚维持连续的情况下， $D=0.5$  时输出的电流最大，其值为

$$I_{L, \text{Bmax}} = \frac{T_s V_d}{8L} \quad (5-8)$$

随着负载电流的减小，电感的储能不再能维持在全关断时

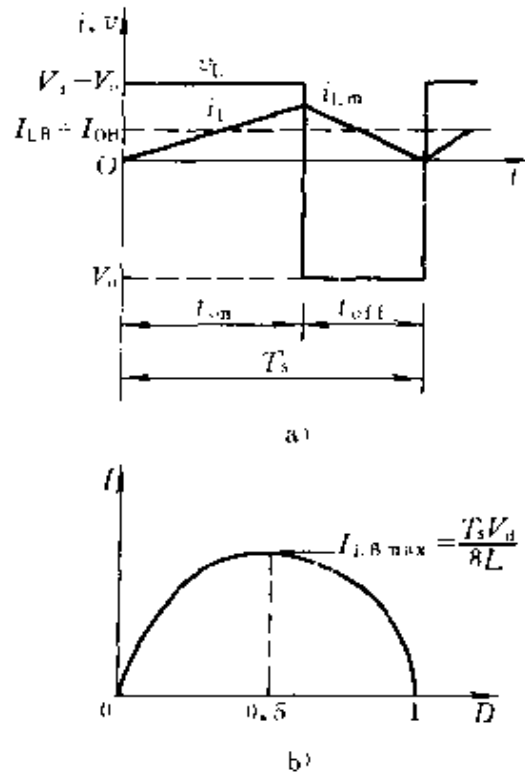


图 5-34 连续与不连续导通情况  
边界处的电压和电流波形  
a) 临界导通时的电流和电压波形  
b) 电感电流与占空比关系

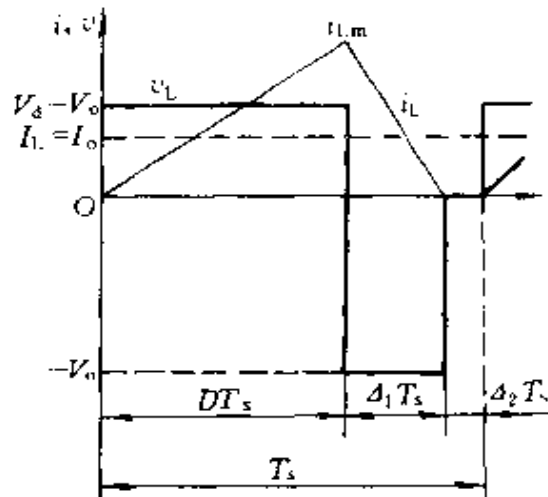


图 5-35  $V_d$  不变电流不连续  
时的电压电流波形

间  $t_{off}$  内导通, 于是出现了电流不连续的现象。此时电感的电压、电流波形如图 5-35 所示。从图中可以看出, 在  $\Delta_2 T_s$  期间, 电感电流为零, 已无法向负载提供能量; 此时负载上的功率是通过滤波电容提供的。在  $\Delta_2 T_s$  这段时间内, 电感上的电压也为零。为了求得输出电压  $V_o$ , 首先要找出  $\Delta_1$  与电路参数的关系, 因为电感上的电压在一周期内的积分为零, 可列出下式

$$(V_d - V_o)DT_s + (-V_o)\Delta_1 T_s = 0 \quad (5-9)$$

故有

$$V_o/V_d = D/(D + \Delta_1) \quad (5-10)$$

式中  $D + \Delta_1 < 1$ 。

由图 5-35 可以看出

$$i_{L.M} = \frac{V_o}{L}\Delta_1 T_s \quad (5-11)$$

因此

$$I_o = i_{L.M} \frac{D + \Delta_1}{2} \quad (5-12)$$

将式 (5-11) 代入式 (5-12), 并考虑式 (5-8), 得

$$\Delta_1 = \frac{I_o}{4I_{L.Bmax}D} \quad (5-13)$$

最后得到输出电压  $V_o$  与  $V_d$  的关系如下:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \left( \frac{I_o}{I_{L.Bmax}} \right)} \quad (5-14)$$

输出电压  $V_o$  不变的情况, 多用于可调的直流电源中,  $V_d$  可能变动, 但是  $V_o$  却要求通过调整占空比  $D$  使其维持不变。因为  $D = V_o/V_d$ , 所以式 (5-7) 对平均电感电流  $I_{L.B}$  可用  $V_o$  表示为

$$I_{L.B} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D) \quad (5-15)$$

该式说明, 如果保持  $V_o$  不变, 则在  $D=0$  时,  $I_{L.B}$  出现最大值, 其值为

$$I_{L.Bmax} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (5-16)$$

由以上两式可以得出

$$I_{L.B} = (1 - D)I_{L.Bmax} \quad (5-17)$$

对于要求  $V_o$  保持不变的变流电路, 综合上述表达式可得到占空比  $D$  作为  $(I_o/I_{L.Bmax})$  的函数的关系式如下:

$$D = \frac{V_o}{V_d} \left[ \frac{I_o/I_{L.Bmax}}{1 - \frac{V_o}{V_d}} \right]^{1/2} \quad (5-18)$$

$V_d$  不变和  $V_o$  不变两种情况下, 降压式变流电路的伏安特性各不相同, 如图 5-36 所示。

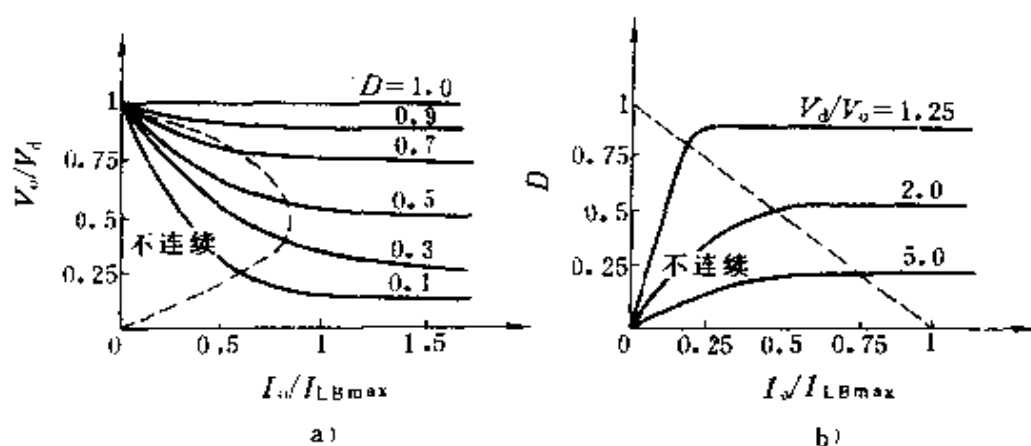


图 5-36 降压式变流电路的伏安特性

a)  $V_d$  不变 b)  $V_o$  不变

#### 5.4.1.2 升压式变流电路

升压式变流电路的输出电压平均值永远高于输入电压, 电路基本型式如图 5-37a 所示。图 5-37b 为相应的波形图。当斩波开关 S 接通时, 二极管 VD 被反向偏置, 将输入电源与输出端隔离, 这时, 电感中的能量由输入电源提供并储存起来。当开关 S 断开时, 输出端通过电感接受能量。

和降压式变流电路相似, 流过电感的电流也是随负载而变化, 由于负载大小的不同会出现电流连续流通和不连续流通两种情况。

在电感电流连续导通的条件下, 电感中电压和电流的稳态波



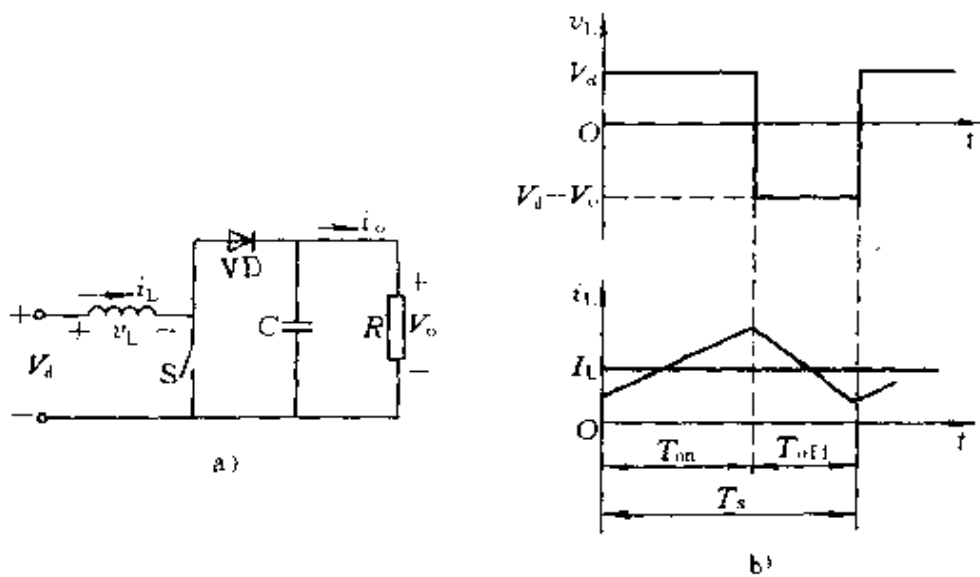


图 5-37 升压式变流电路及其波形  
a) 电路 b) 波形

形如图 5-37b 所示。由于是稳态工作，故电感电压在一个周期内的积分为零，通过与降压式变换电路类似的推导，可以得到升压式变换电路输出电压与输入电压间的关系如下：

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad (5-19)$$

若假定电路没有损耗，那么输入功率将等于输出功率，即  $P_d = P_o$ ，所以有  $V_d I_d = V_o I_o$ ，由式 (5-19) 可得

$$\frac{I_o}{I_d} = (1-D) \quad (5-20)$$

由式 (5-19) 和式 (5-20) 可以看出，在连续导通的条件下，升压式变流电路也等效于一个直流变压器，不过其等效电压比始终大于 1，且可通过控制开关的占空比  $D$  来连续控制。

在升压式变流电路中，电路结构决定了电感电流和输入电流是一样的，即  $i_L = i_d$ 。随着负载电流的减小，升压式变流电路也将从连续导通的状态逐渐转变为不连续导通状态。两种状态的分界点是电感电流  $i_L$  在关断结束时刚好变为零的情况，此时的电感电

流平均值为

$$I_{L.B} = \frac{1}{2} i_{L.M} = \frac{1}{2} \frac{V_d}{L} t_{on} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D) \quad (5-21)$$

边界处电感中的电压电流波形如图 5-38a 所示。输出电流的平均值  $I_{oB}$  可由下式表示

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D)^2 \quad (5-22)$$

升压式变流电路大多用于要求  $V_o$  保持不变的情况，因此，只要占空比  $D$  可以调整，就允许输入电压变动而维持输出不变。

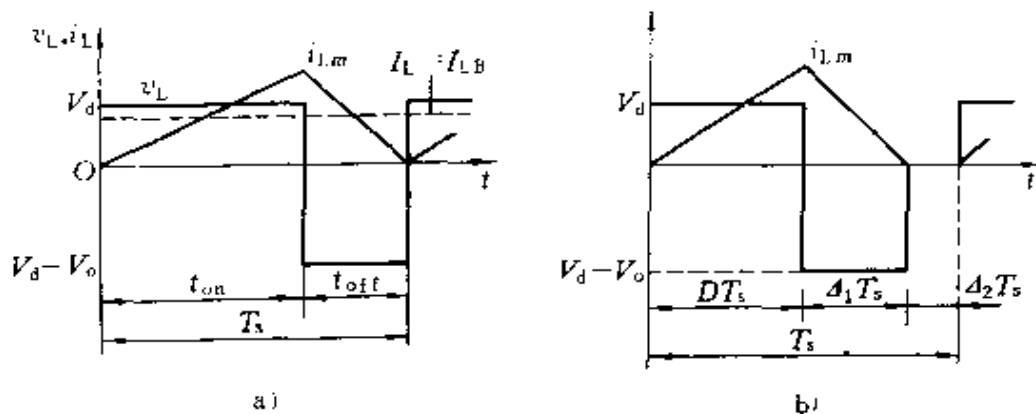


图 5-38 升压式变流器电流不连续与边界处的波形

a) 电流临界连续 b) 电流断续

如果平均负载电流降低到  $I_{oB}$  以下，那么电流将由连续流通状态变为不连续状态，如图 5-38b 所示。即使在这种方式下，电感电压在一个周期内的积分也永远等于零，即有

$$V_d D T_s + (V_d - V_o) \Delta_1 T_s = 0$$

故有

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1} \quad (5-23)$$

和

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D} \quad (5-24)$$

输入电流也即电感电流

$$I_d = \frac{V_d}{2L}DT_s(D + \Delta_1) \quad (5-25)$$

输出电流  $I_o$  为

$$I_o = \frac{T_s V_d}{2L} D \Delta_1 \quad (5-26)$$

实际上由于  $V_o$  保持不变，占空比  $D$  必须随  $V_d$  的变化而相应变化，常以  $V_o/V_d$  为参变量表示  $D$ ：

$$D = \left[ \frac{4}{27} \left( \frac{V_o}{V_d} \right) \left( \frac{V_o}{V_d} - 1 \right) \frac{I_o}{I_{o\beta\max}} \right]^{1/2} \quad (5-27)$$

在不同的  $V_d/V_o$  条件下，升压式变流电路的占空比与输出电流的关系曲线如图 5-39 所示。连续导通与不连续导通状态的边界在图中用虚线标出。

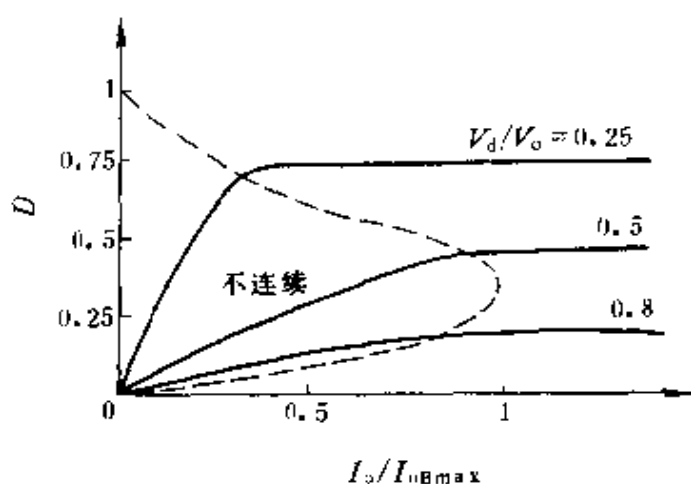


图 5-39 升压式变流电路的  $D-I$  关系曲线

#### 5.4.1.3 升降压式变流电路

升降压式变流电路由前述的降压式和升压式两种基本变流电路串级组成，这种升降压式变流电路主要用于可调直流电源。该电路的输出与输入之间有公共接地端，输出电压的幅值可以低于或高于输入电压，但输出电压极性为负。在稳态时，输出与输入之间的变比是两级变流电路变比的乘积。若两级变流电路的占空比相同，则有

$$\frac{V_o}{V_d} = D \frac{1}{1-D}$$

电路型式如图 5-40 所示。当开关 S 接通时，输入端向电感提供能量，此时二极管 VD 被反向偏置。当开关断开时，电感中的储能传递给输出。在这段时间内能量并不从输入端提供。

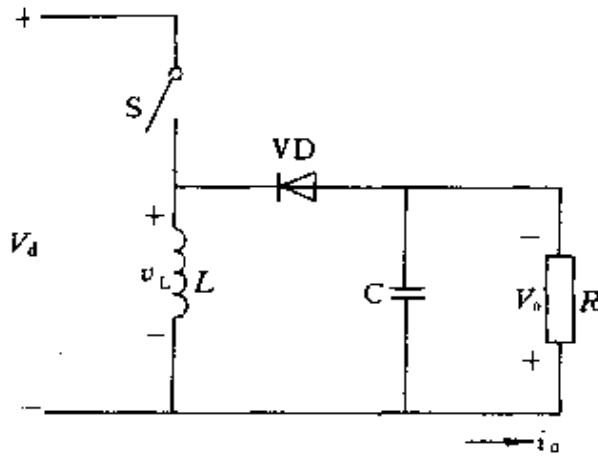


图 5-40 升降压式变流电路

电感电流为连续导通情况下，连续导通与不连续导通的边界处以及不连续导通情况下的电压、电流波形分别如图 5-41 的 a、b、c 所示。

由图 5-41b 可以看出，在连续导通与不连续导通状态的边界处，电感电流  $I_{L,B}$  和输出电流  $I_{o,B}$  可以表示为

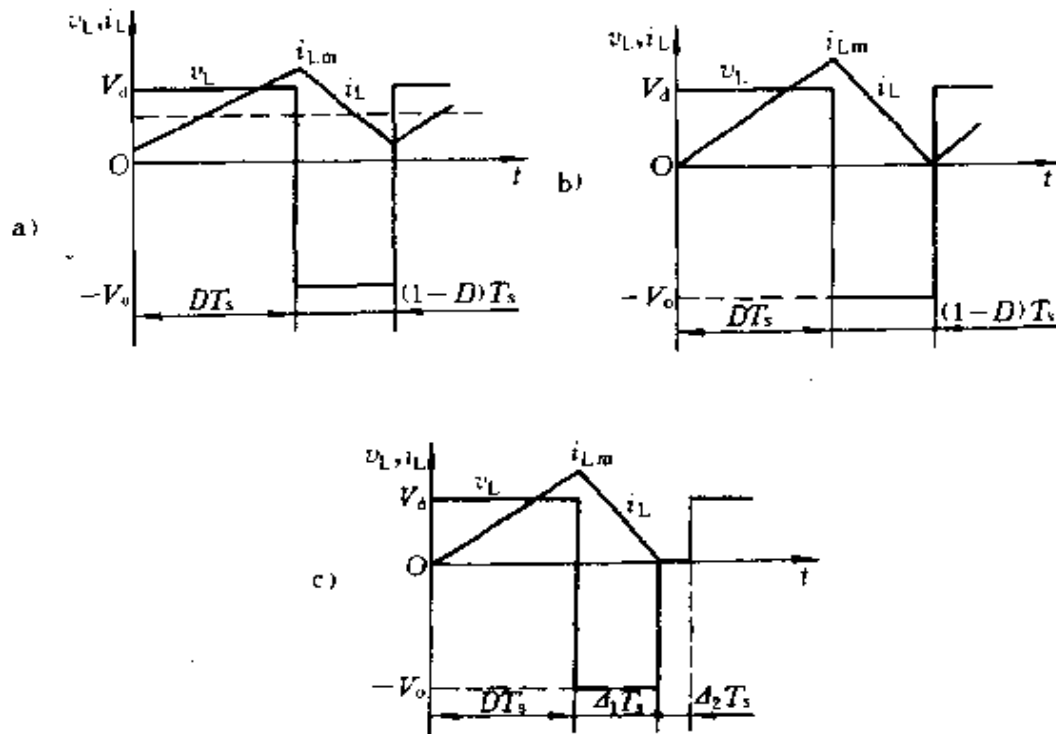


图 5-41 升降压式变流器的电感电压、电流波形

a) 连续导通 b) 临界连续导通 c) 不连续导通

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D) \quad (5-28)$$

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D)^2 \quad (5-29)$$

当电流不再连续时，由图 5-41c 可以推出下述关系

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{\Delta_1} \quad (5-30)$$

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{D} \quad (5-31)$$

于是电感电流  $I_L$  为

$$I_L = \frac{V_d}{2L} D T_s (D + \Delta_1) \quad (5-32)$$

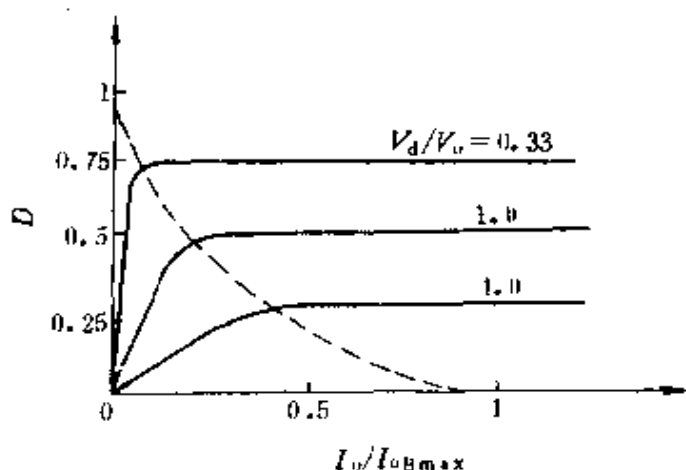


图 5-42 升降压式变流电路的  $D-I$  曲线

通常  $V_o$  保持不变，以  $V_o/V_d$  为参变量可得占空比  $D$  与负载电流的关系曲线，如图 5-42 所示。图中连续导通与不连续导通情况的边界用虚线表示。其数量关系可由下式求出：

$$D = \frac{V_o}{V_d} \left( \frac{I_o}{I_{oBmax}} \right)^{1/2} \quad (5-33)$$

#### 5.4.1.4 库克式变流电路

库克式变流电路如图 5-43 所示。它与升降压式变流电路的原理相似。它也提供与输入电压共地的但极性为负的可调输出电压，在库克式变流电路中，电容器  $C$  起着储能和由输入向输出传送能

量的双重作用。

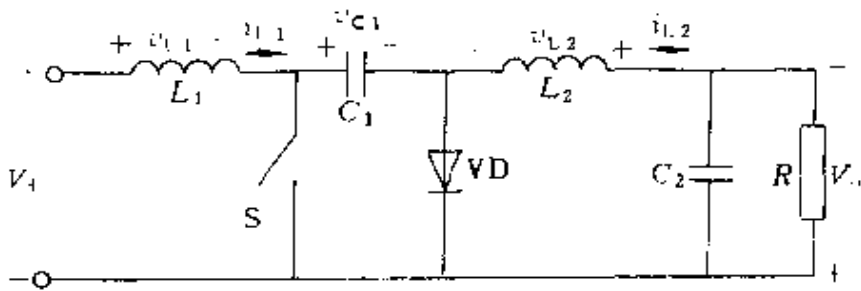


图 5-43 库克式变流电路

在工作状态稳定之后，由于电感电压的平均值无论是  $V_{L1}$  或是  $V_{L2}$  均为零，所以，由图 5-43 可得

$$V_{C1} = V_d + V_o \quad (5-34)$$

$v_{C1}$  比  $V_d$  和  $V_o$  都大。

当开关 S 断开时，电感电流  $i_{L1}$  和  $i_{L2}$  均流过二极管 VD，输入端的能量和电感  $L_1$  中的能量叠加在一起通过二极管 VD 向  $C_1$  充电，随着充电过程的进行  $i_{L1}$  逐渐减小。由于  $v_{C1}$  大于  $V_d$ ，储存在  $L_2$  中的能量流向负载，所以  $i_{L2}$  也减小。

当开关 S 接通时， $v_{C1}$  将二极管反向偏置，电感电流  $i_{L1}$  和  $i_{L2}$  均流过开关 S。由于  $v_{C1} > V_o$ ， $C_1$  通过开关放电，传送能量至输出端负载和电感  $L_2$  上，所以  $i_{L2}$  增加，此时输入电压将能量传送至电感  $L_1$ ，使  $i_{L1}$  增加。

只要电感电流  $i_{L1}$  和  $i_{L2}$  是连续的，那么库克变换电路的输出电压也可在大范围内调节，只要改变占空比  $D$ ，就可起到调节输出电压  $V_o$  的作用。

#### 5.4.1.5 全桥式变流电路

全桥式变流电路的工作方式同上述四种电路型式不同，它是由两条桥臂 A 和 B 组成。如图 5-44 所示。每条桥臂由两个开关器件及与其反并联的二极管组成。每一桥臂上的两个开关器件总是一个导通，另一个关断，呈互补状态。假设开关是理想的，同一桥臂的两个开关器件既不同时导通，也不同时关断，于是变流电

路的输出电流将是连续的。输出电压完全取决于开关的工作状态。

当开关  $S_{A+}$  接通时，

输出电流流过  $S_{A+}$ ， $i_o$  是正的，使输出电压的 A 端与输入电压正端电位相同。或者，当  $i_o$  为负时流过二极管  $VD_{A+}$ ，上述结论也成立，故 A 臂的输出电压  $v_{AN}$  为

$$v_{AN} = V_d \quad (5-35)$$

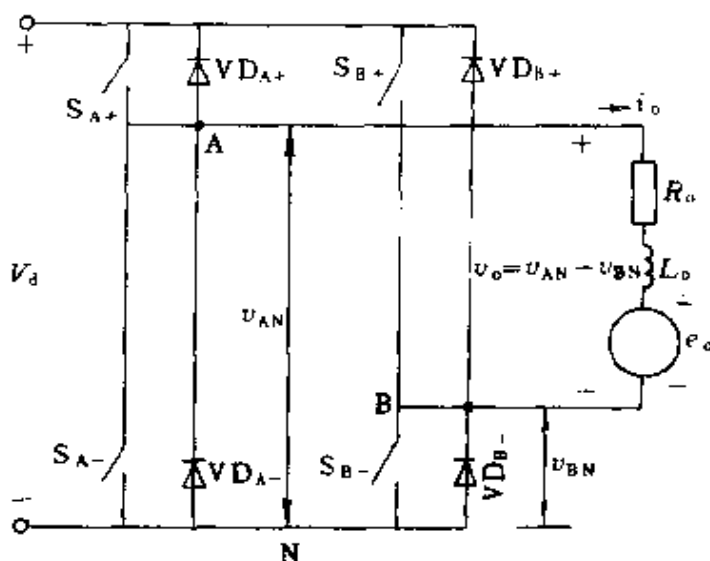


图 5-44 全桥式变流电路

同理，当  $S_{A-}$  接通时，

负的  $i_o$  通过开关  $S_{A-}$ ，正的  $i_o$  通过  $VD_{A-}$ ，因此

$$v_{AN} = 0 \quad (5-36)$$

这说明，A 臂的输出电压  $v_{AN}$  仅仅与开关状态有关，而与输出电流  $i_o$  的方向无关。可见，变流电路 A 臂的输出电压在开关频率的一个周期  $T_s$  内仅仅与输入电压  $V_d$  和开关  $S_{A+}$  的占空比有关，即

$$v_{AN} = \frac{V_d t_{on} + 0 \times t_{off}}{T_s} = V_d (\text{S}_{A+} \text{ 的占空比}) \quad (5-37)$$

式中  $t_{on}$ ——开关  $S_{A+}$  的接通时间；

$t_{off}$ ——开关  $S_{A+}$  的关断时间。

同理，变流电路中 B 桥臂的输出电压  $v_{BN}$  与输入电压  $V_d$  和开关  $S_{B+}$  的占空比有关，即

$$v_{BN} = V_d (\text{S}_{B+} \text{ 的占空比}) \quad (5-38)$$

整个变流电路的输出电压  $v_o$  可用控制开关占空比的办法进行调整，而与  $i_o$  的大小和方向无关。

当采用双极性电压开关 PWM 方式时，开关器件  $S_{A+}$ 、 $S_{B-}$ 、 $S_{B+}$  和  $S_{A-}$  作为两组开关来处理，每组开关同时接通或同时关断，这样获得极性变化的输出电压。当采用单极性 PWM 方式时，开关

器件  $S_{A+}$ 、 $S_{B-}$  和  $S_{B+}$ 、 $S_{A-}$  也组成两组开关；每一臂开关的控制与另一臂无关，电路的输出电压极性不变。

### 5.4.2 集成 PWM 控制器芯片

随着 PWM 技术的发展，对其控制电路要求越来越高，如要求具有功能全，可靠性高、体积小、功耗低等，控制电路集成化是 PWM 技术的重大发展，单相 PWM 集成控制器芯片有很多类型，如 SL-64、MC3520、SG3524、TL494、SG1525、MC34060、VC1840 等。下面以几种典型芯片为例加以介绍。

#### 5.4.2.1 SL-64 集成 PWM 控制器

SL-64 型集成 PWM 控制器芯片为双列直插 18 脚封装，结构框图如图 5-45 所示。它由内部稳压电路、反馈放大器、锯齿波振荡器和脉冲宽度调制比较器四部分组成。输入电压为 9~12V，输入电流低于 20mA，容许功耗为 0.2W。

该芯片的电路原理图如图 5-46 所示。按照原理框图的划分进行讨论：

1. 稳压电路 SL-64 芯片的内部稳压电路由起动电路、基准电压源、比较放大器、恒流源和调整管等组成。起动电路由  $R_1$ 、

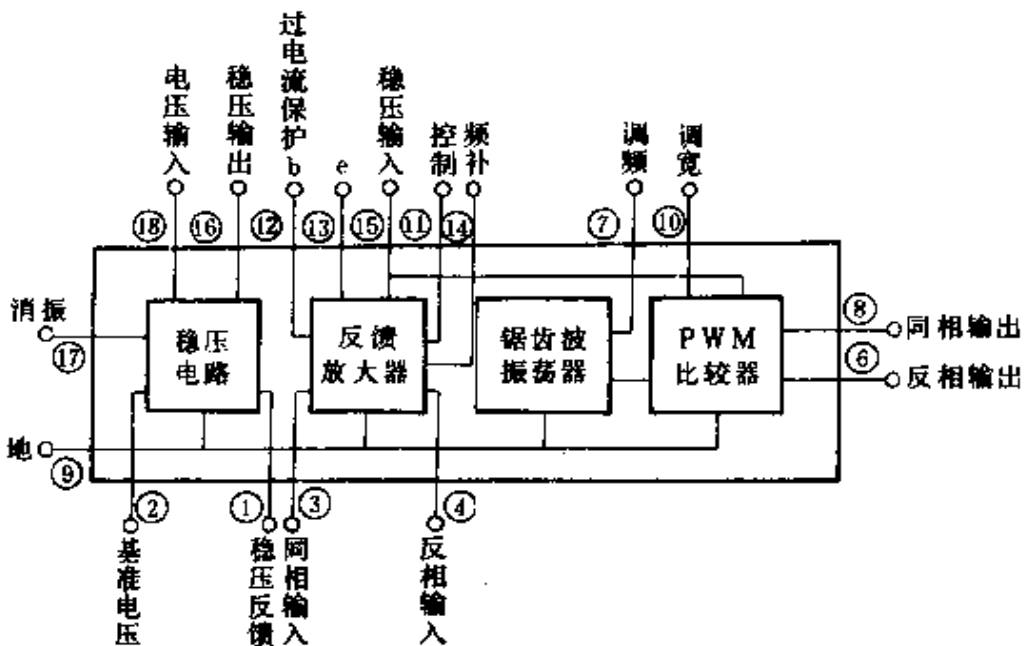


图 5-45 SL-64PWM 集成芯片原理框图



VS<sub>1</sub>、VD<sub>1</sub> 构成，当输入电压 V<sub>d</sub> 加入时，电流经 R<sub>1</sub>、VD<sub>1</sub> 注入 V<sub>7</sub> 管基极，使 V<sub>1</sub>、V<sub>2</sub>、V<sub>10</sub> 恒流源工作。当 VS<sub>2</sub> 击穿时，VD<sub>1</sub> 截止，只有很小的电流经 R<sub>1</sub> 流入 VS<sub>1</sub>，完成起动作用。基准电压源由 V<sub>2</sub>、V<sub>7</sub>、R<sub>2</sub>、R<sub>3</sub>、VD<sub>2</sub> 组成，并为反馈放大器提供基准电压。比较放大器由 V<sub>3</sub>、V<sub>4</sub>、V<sub>8</sub>、V<sub>9</sub>、V<sub>10</sub> 组成，其中 V<sub>3</sub>、V<sub>4</sub>、V<sub>10</sub> 作为恒流源，V<sub>8</sub>、V<sub>9</sub> 组成差动放大器，外接采样电压分压后由管脚①输入。V<sub>5</sub>、V<sub>6</sub> 组成复合调整管，其最大输出电流为 20mA，精度优于 1%。

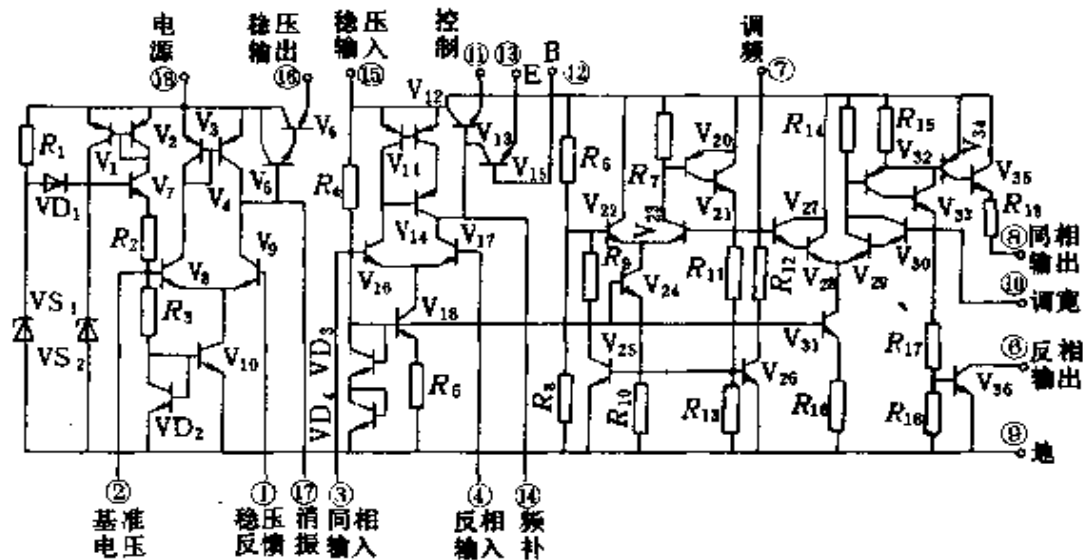


图 5-46 SL-64PWM 集成芯片电路图

2. 反馈放大器 反馈放大器包括偏置电路、恒流源，差动放大器，跟随器及电流保护等部分。偏置电路由 R<sub>4</sub>、VD<sub>3</sub>、VD<sub>4</sub> 组成；三极管 V<sub>11</sub>、V<sub>12</sub>、V<sub>14</sub> 构成互补恒流源，作为有源负载使用；V<sub>16</sub>、V<sub>17</sub> 组成差动放大器，误差信号经放大后送至跟随器 V<sub>13</sub> 基极，其射极接管脚⑭，即作为输出控制电压。使用时 V<sub>16</sub> 的基极接芯片本身的基准电压，输出电压 V<sub>o</sub>。经分压采样后送入 V<sub>17</sub> 基极，与 V<sub>16</sub> 的基极基准电压相比较。当 V<sub>o</sub> 升高时，V<sub>17</sub> 基极电位升高，集电极电流增加，迫使 V<sub>16</sub> 的集电极电流减小，V<sub>14</sub> 的集电极电流亦随之减小，结果使 V<sub>17</sub> 的集电极电位很快下降，V<sub>13</sub> 发射极电位跟随下降。由于

$V_{13}$ 发射极就是输出电压控制端，它与锯齿波振荡器的调频端（管脚⑦）或脉冲宽度控制端（管脚⑩）相连，因此振荡器频率或脉冲宽度就要发生相应变化。

跟随器  $V_{13}$ 的基极还接有过流保护晶体管  $V_{15}$ ，当负载电流过大或负载短路时，过载信号使  $V_{15}$ 导通，引起  $V_{13}$ 基极电位降低，从而限制脉冲频率或脉冲宽度。当过载信号加入反馈回路时，可使  $V_{13}$ 很快截止，输出电压下降到最小值。

3. 锯齿波振荡器 振荡器电路由  $V_{20} \sim V_{26}$ 组成，振荡频率由外接的  $RC$  的数值决定，可从  $1\text{kHz}$  变到  $5\text{kHz}$  以上。 $R$  值不宜过大、否则，调宽电路对振荡频率的影响较大。

$V_{23}$ 基极通过外接电阻  $R$  接到电源正端，通过电容  $C$  接地。电源接通后，电容  $C$  开始充电；由于  $V_{22}$ 、 $V_{23}$ 为差动放大器，因此在电容充电过程中， $V_{23}$ 始终截止， $V_{22}$ 导通。当电容  $C$  两端电压超过  $V_{22}$ 基极电位时， $V_{23}$ 开始导通，集电极电位下降， $V_{20}$ 、 $V_{21}$ 复合管导通，电阻  $R_{13}$ 两端电压升高，这样又使  $V_{25}$ 、 $V_{26}$ 导通。 $V_{25}$ 导通后， $V_{22}$ 基极电位下降，促使  $V_{23}$ 、 $V_{20}$ 、 $V_{21}$ 、 $V_{25}$ 和  $V_{26}$ 进一步导通。这种正反馈作用使  $V_{22}$ 、 $V_{23}$ 基极电位迅速下降，由于  $R_9$ 、 $R_{12}$ 的阻值不同，加上电容  $C$  的作用，故  $V_{23}$ 基极电位下降较缓慢，当基极电位下降到低于射极电位时， $V_{23}$ 截止。 $V_{23}$ 截止后， $V_{20}$ 、 $V_{21}$ 、 $V_{25}$ 、 $V_{26}$ 也截止，电容放电到最低值  $V_{C\min}$ 。此后，电容器重新充电，重复上述过程，于是在  $V_{23}$ 基极产生一系列锯齿波信号。

4. PWM 比较器 脉冲宽度调制比较器以及输出驱动电路由  $V_{27} \sim V_{36}$ 组成。其作用是利用高增益放大器将控制电压与锯齿波电压比较，输出波形的占空比随控制电压而变化。 $V_{27}$ 、 $V_{28}$ 、 $V_{29}$ 和  $V_{30}$ 组成高增益放大器，控制电压加在  $V_{30}$ 的基极上，锯齿波电压则加至  $V_{27}$ 的基极，当控制电压适当并且固定不变时，锯齿波电压在开始上升阶段， $V_{27}$ 基极处于低电位，并使  $V_{28}$ 截止， $V_{29}$ 导通，于是  $V_{32}$ 、 $V_{33}$ 导通，输出驱动管  $V_{34}$ 、 $V_{35}$ 和  $V_{36}$ 导通。因此管脚⑧输出高电平，管脚⑨输出低电平。当锯齿波电压升高到大于  $V_{27}$ 射极电位时， $V_{28}$ 导通， $V_{29}$ 截止，使得  $V_{32}$ 至  $V_{36}$ 全部截止，管脚⑧输

出低电平，管脚⑥输出高电平。此后周而复始，重复上述过程。改变控制电压的大小，即可改变输出矩形波的占空比，并起到脉冲宽度调制的作用。应当设置封锁时间以避免出现直通故障，本芯片是通过限制管脚⑩电平的变化范围来实现的。因为管脚⑩即  $V_{30}$  的基极，其电位升高，管脚⑧输出脉冲宽度增加，限制管脚⑩电平的变化范围，就限制了输出方波脉冲的最小和最大宽度。

#### 5.4.2.2 SG1525 集成 PWM 控制器

SG1525 是美国通用公司的第二代产品，是在 SG3524 的基础上增加了振荡器外同步，死区调节、PWM 锁存器以及输出级的最佳设计等，其内部结构框图如图 5-47 所示。

电路由基准电源、振荡器、误差放大器、PWM 比较器与锁存器、分相器、欠电压锁定、输出级、软启动以及关断电路等组成。

**基准电压源：**基准电压源是一个典型的三端稳压器，精度可达  $5.1V \pm 1\%$ ，采用了温度补偿。作为内部电路的供电电源，并可向外输出 40mA 电流，本身设有过电流保护电路。

**振荡器：**振荡器由一个双门限比较器，一个恒流源及电容充放电电路组成。在芯片外部由⑤脚对地接电容器  $C_T$ ，由⑥脚对地接电阻  $R_T$ ，⑤⑦脚之间外接电阻  $R_D$ 。这样，在电容器  $C_T$  上产生一锯齿波电压，锯齿波的峰点及谷点电平分别为  $V_H = 3.3V$  和  $V_L = 0.9V$ 。内部一恒流源使电容  $C_T$  充电，对应着锯齿波的上升边，充电时间为  $t_1$ ， $t_1$  的长短决定于外接电路的时间常数  $R_T C_T$ ；锯齿波的下降边对应着电容器  $C_T$  放电过程，放电时间为  $t_2$ ， $t_2$  的大小决定于外电路参数  $R_D C_T$ 。锯齿波频率可按下式计算：

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{G_T(0.67R_T + 1.3R_D)} \quad (5-39)$$

由于比较器的门限电平 ( $V_H$ 、 $V_L$ ) 由基准电压分压取得，而且  $C_T$  的充电恒流源对电压及温度变化的稳定性较好，所以，当电源电压  $V_{CC1}$  在 8~35V 范围内变化时，锯齿波的频率稳定度达 1%；当温度在 -55~+125℃ 范围变化时，其频率稳定度为 3%。

振荡器在④脚输出一对应锯齿波下降边的时钟信号，时钟信

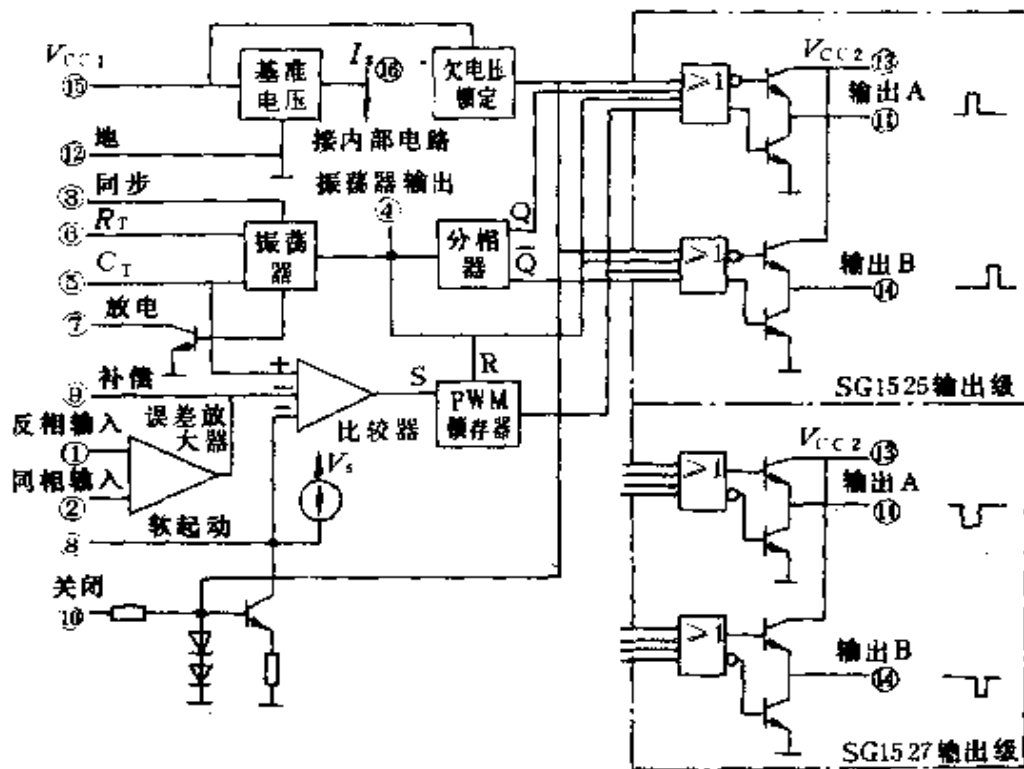


图 5-47 SG1525 芯片内部结构框图

号宽度等于  $t_2$ ，故调节  $R_D$  就调节了时钟信号宽度。该控制器通过调节  $R_D$  来调节死区大小， $R_D$  越大死区越宽。振荡器还设有外同步输入端③脚，在该脚加直流或高于振荡器频率的脉冲信号，可实现对振荡器的外同步。

**误差放大器：**误差放大器是一个双级差分放大器，直流开环增益为 70dB 左右。根据后面的逻辑要求，反馈电压  $V_f$  接至反相输入端①脚，基准电压接至同相输入端②脚。根据系统的动、静态特性要求，在误差放大器输出端⑨脚与反相输入端①脚之间外加适当的反馈网络。

**PWM 比较器及锁存器** 误差放大器的输出信号加至 PWM 比较器的反相端，振荡器输出的锯齿波加至同相端，比较器输出一负的 PWM 脉冲信号，该脉冲信号经锁存器，以保证锯齿波的一个周期内只输出一个 PWM 脉冲信号。

PWM 比较器的输入端还设有软起动功能及关闭 PWM 信号

的功能。只需在⑧脚至地接一个电容（一般为几微法）就能实现软起动功能。过电压、过电流及其他故障信号可加至⑩脚，当出现过电压、过电流及其他故障时关闭 PWM 信号。

分相器：分相器由一个 T 触发器组成，其触发信号为振荡器输出的时钟信号，所以，对应每个锯齿波下降边触发器被触发翻转一次，分相器输出频率为锯齿波频率的一半的方波信号，送至输出级的两组门电路输入端，以实现 PWM 脉冲的分相。

SG1525 芯片的各点工作波形如图 5-48 所示。由误差放大器输出的电压  $V_e$  与锯齿波的交点可得一负的 PWM 信号。由 PWM 信号、时钟信号及分相器输出的  $Q$ （或  $\bar{Q}$ ）信号，根据或非门的逻辑可得两个或非门的输出信号  $V_A$  和  $V_B$ 。由波形图可以看出，PWM 比较器的反相输入端电平越高，输出脉冲  $V_A$  和  $V_B$  的占空比越大；反之就越小。根据这一规律来实现该控制器的调压、软启动及保护等功能。

另外，可通过改变外接电阻  $R_D$  的大小，使时钟脉冲宽度变化来实现死区大小的调节。由于输出信号  $V_A$ （ $V_B$ ）的前沿决定于时钟脉冲的后沿，而  $V_A$ （ $V_B$ ）的后沿则决定于 PWM 脉冲的前沿。这样在时钟脉宽区间， $V_A$ 、 $V_B=0$ ，即为死区，所以改变  $R_D$  就改变了死区的大小。

欠电压锁定：电路工作时，控制器的电源电压  $V_{CC1}$  降到正常工作的最低电压 8V 以下时，电路各部分工作就会异常，输出级输出异常的 PWM 控制信号，将损坏主电路的功率管，故此时应能自动切断控制信号。在控制器中，当  $V_{CC1} \leq 7V$  时，使欠电压锁定输出一高电平信号加至输出级“或非”

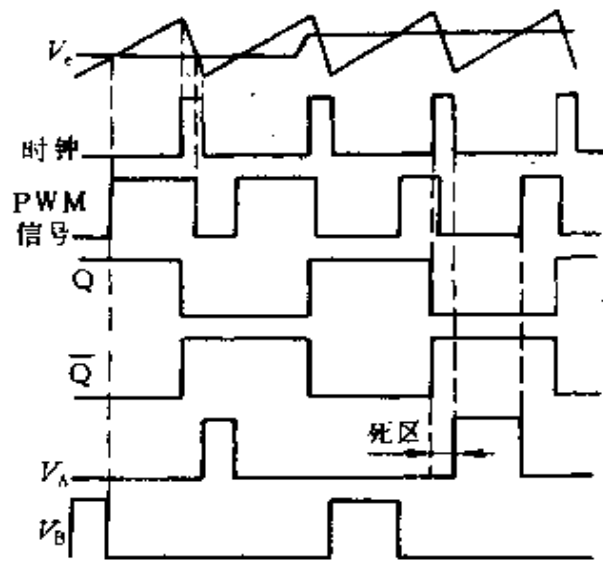


图 5-48 SG1525 芯片的各点波形

门（“或”门）输入端，以封锁 PWM 脉冲信号。

输出级：输出级为图腾柱结构，这是该系列控制器的主要优点之一。SG1525 输出级输出正脉冲信号，用以驱动 NPN 型器件；SG1527 输出级输出负脉冲信号，用以驱动 PNP 型器件。SG1525 输出级中，上侧为“或非”门，下侧为“或”门。或非门（或门）有四个输入端，分别加入 PWM 脉冲信号，分相器输出的  $Q$ （或  $\bar{Q}$ ）信号、时钟信号及欠压锁定信号。按照预定的或非（或）逻辑关系输出两个不同相位的信号分别驱动输出级的上下两个晶体管。两个晶体管组成的图腾柱结构，使输出既可作为电流源向负载提供电流；又可作为电流汇吸收负载电流。这种图腾柱结构对被驱动功率管的关断有利，因为当上晶体管截止时，下晶体管导通，为功率管关断时提供了低阻抗的反向抽基流回路，加速功率管的关断。

#### 5.4.2.3 UC1840 可编程 PWM 控制器

UC1840 可编程 PWM 控制器具有工作频率高、功能强及外部接线简单等优点，特别适用于单端变换器。

UC1840 PWM 控制器的框图如图 5-49 所示，由 UC1840 PWM 控制器组成的一种单端反激式变换器电路如图 5-50 所示。结合这两个图简要介绍 UC1840 的工作原理与主要功能。

(1) 慢起动、软起动及欠电压保护 在图 5-50 中，输入电网电压  $V_i$  经  $R_1$  向电容  $C_1$  充电，电容  $C_1$  两端电压  $V_{C1}$  从零逐渐升高。因启动/欠压比较器的反相端加有 3V 基准电压，当 UC1840 芯片②脚的电压尚未上升到 3V 时，从方框图中可以看出，该比较器输出经非门加到迟滞晶体管  $V_3$  基极的电压为正， $V_3$  导通，使流过电阻  $R_1$  的  $200\mu\text{A}$  电流被分流。启动/欠压比较器的这一输出还使慢起动晶体管  $V_4$  导通，UC1840 的⑧脚呈低电平，该低电平加至 PWM 比较器。同时，驱动开关使  $V_1$  关断。

PWM 比较器的反相输入端加入锯齿波电压，锯齿波电压幅值大于三个同相输入端中最小一个输入电压时，PWM 比较器输出为低电平。当  $V_4$  导通时，约 0.3V 电压加至 PWM 比较器的一

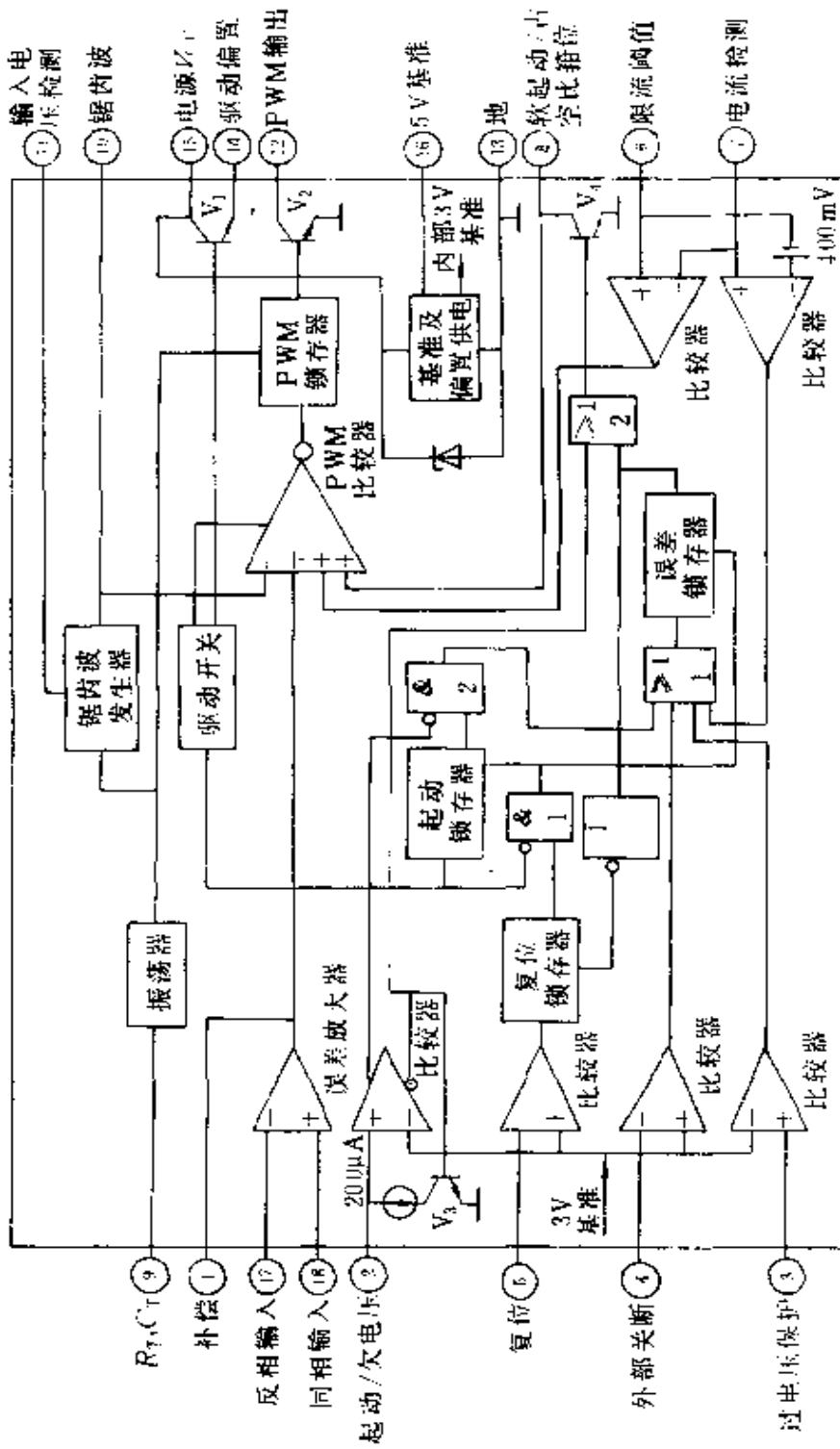


图 5-49 UC1840 PWM 控制器的方框图

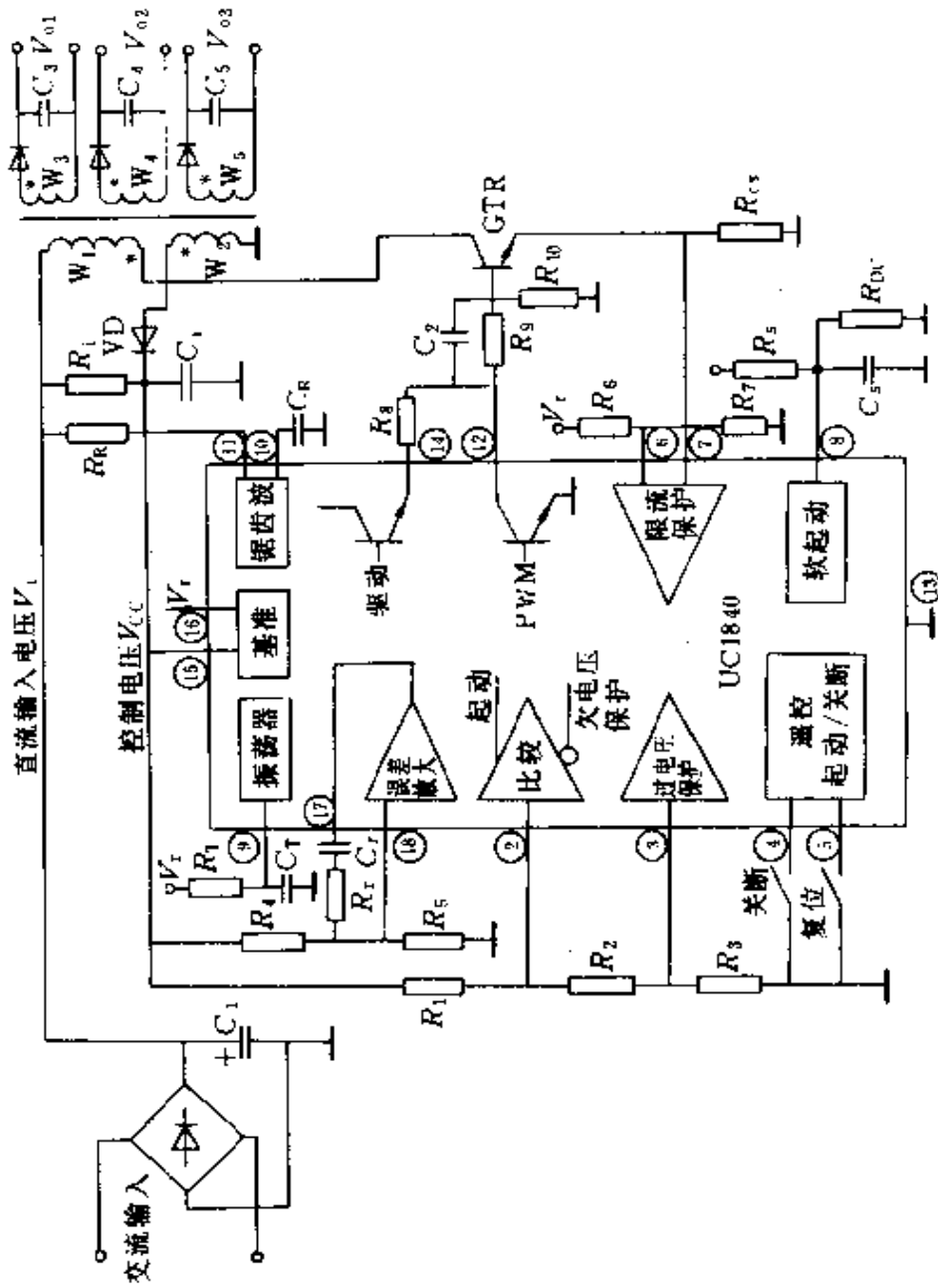


图 5-50 UC1840 组成的单端反激式变换器电路



个同相输入端,故 PWM 比较器输出为低电平,该低电平经驱动开关使  $V_1$  关断,并经非门使  $S=1$ ,从而使晶体管  $V_2$  导通,而使 GTR 处于截止状态。

随着  $C_i$  被充电,  $V_{Ci}$  上升,当其值满足下式条件时:

$$V_{Ci} \geq \frac{3(R_1 + R_2 + R_3)}{R_2 + R_3} + 200 \times 10^{-6} R_1 \quad (5-40)$$

芯片②脚的电压高于 3V, 起动/欠电压比较器输出由低电平变为高电平,经“非”门加至晶体管  $V_3$  基极变为低电平,使  $V_3$  截止。 $V_3$  截止使得②脚的电位有一突跳的正向增量,从而使  $V_3$ 、 $V_4$  可靠截止。

从加入电源电压  $V_i$  到晶体管  $V_4$  截止这段时间为慢起动时间,在此期间 GTR 保持截止状态。慢起动也就是一延迟作用,是为了让集成控制器内部供电电压正常后,控制器才投入工作。

在  $C_i$  充电完成后,  $V_{Ci}$  即为控制器的电源电压  $V_{CC}$ , 应不超过控制器所允许的最高电源电压,同时,又必须保证②脚上的电压升至大于 3V, 故电阻  $R_1$ 、 $R_1$ 、 $R_2$  和  $R_3$  的阻值应满足下式:

$$\begin{aligned} \frac{3(R_1 + R_2 + R_3)}{R_2 + R_3} + 200 \times 10^{-6} R_1 &\leq \frac{V_i(R_1 + R_2 + R_3)}{R_1 + R_1 + R_2 + R_3} \\ &\leq V_{CCmax} \end{aligned} \quad (5-41)$$

慢起动过程完成后进入软起动过程,是由接在⑧脚的外接电容  $C_s$  和电阻  $R_s$  来实现的。晶体管  $V_4$  关断后,电容  $C_s$  被充电,⑧脚的电平升高,通过 PWM 比较器使晶体管  $V_1$  和外接的 GTR 的导通时间  $t_{on}$  从零逐渐增大,从而实现软起动的作用。

当电网电压  $V_i$  降低时,电容  $C_i$  两端电压  $V_{Ci}$  也将随之减小。当  $V_{Ci}$  减小到下式的数值时

$$V_{Ci} \leq \frac{3(R_1 + R_2 + R_3)}{R_2 + R_3} \quad (5-42)$$

芯片②脚的电压小于 3V, 起动/欠电压比较器的输出使晶体管  $V_3$  及  $V_4$  导通, PWM 比较器的输出使晶体管  $V_1$  截止,  $V_2$  导通,最终使 GTR 截止,从而实现了欠电压保护。

$V_3$  由导通转为截止和由截止转为导通所对应的  $V_{C1}$  有一个差值, 其值为  $200 \times 10^{-6} R_1 V$ , 这一压降称为回差电压, 这样使  $V_{C1}$  在起动电平〔式 (5-40)〕附近小范围内变化时, 晶体管  $V_3$  不致于出现频繁的开通及关断现象。

(2) 调压作用 UC1840 控制器的调压作用原理与一般 PWM 控制器相同, 由误差放大器、锯齿波发生器、PWM 比较器和锁存器来实现。但在 UC1840 控制器中, 锯齿波发生器输出锯齿波的斜率不仅与外接电容  $C_R$  的充电时间常数  $C_R R_R$  有关, 还与输入电源电压  $V_i$  有关, 其值为

$$dV_{C_R}/dt = \frac{V_i}{C_R R_R} \quad (5-43)$$

这样, 当  $V_i$  升高时, 锯齿波斜率增大, 使输出 PWM 脉冲的占空比变小, 从而使输出电压  $V_o$  维持稳定, 反之亦然。这起到了前馈控制作用, 改善了调节系统的动态性能。如要求锯齿波电压的斜率固定, 应将  $R_R$  改接至 5V 基准电源上。

为保持输出电压稳定, 必须引入输出电压反馈, 该反馈电压是由控制器电源  $V_{CC}$  经分压器采样取得的, 此电压加至误差放大器的反相输入端⑩脚, 由于该控制器不需要独立的稳定电源, 在起动时, 由输入电压  $V_i$  经电阻  $R_i$  提供, 起动后控制器电源就改由高频变压器绕组  $W_2$  上的电压  $V_{W_2}$  经整流滤波后提供, 因此  $V_{CC}$  反映了输出电压  $V_o$  的变化。采用  $V_{CC}$  作为调压反馈, 控制器的电压是稳定的, 输出电压的稳定度也是很高的。

UC1840 控制器输出的 PWM 脉冲占空比能在 0~90% 范围内改变。最大占空比限制由电阻  $R_s$  和  $R_{DC}$  分压后对⑧脚的电压进行箝位来实现。

控制器中振荡器的振荡频率由外接电阻  $R_T$  和电容  $C_T$  的数值决定, 其值为

$$f = \frac{1}{R_T C_T} \quad (5-44)$$

式中,  $R_T$  的取值范围为 1~100k $\Omega$ ,  $C_T$  为 300pF~0.1 $\mu$ F, 振荡器

输出固定频率的时钟信号加至锯齿波发生器及 PWM 锁存器。

该控制器的输出级由晶体管  $V_1$  和  $V_2$  组成图腾柱结构,  $V_1$  能提供 200mA 的驱动电流; 当  $V_1$  截止  $V_2$  导通时, 为 GTR 提供一个低阻抗的反向抽基流通路, 以加速 GTR 关断。

(3) 过电压、过电流保护 当输入电源电压  $V_i$  过高时, 电阻  $R_3$  上的电压  $V_{R3}$  也随之升高, 当  $V_{R3}$  超过 3V 时, 过电压比较器输出高电平, 此信号通过“或”门 1、误差锁存器及“或”门 2 加至晶体管  $V_4$ , 使  $V_4$  导通, 从而关断 GTR, 实现过电压保护功能。

过电流保护由限流保护和过电流关断两种功能, 分别由控制器内的两个比较器来实现。将基准电压经电阻  $R_6$  和  $R_7$  分压 (图 5-50), 电阻  $R_7$  上的电压就作为限流保护的电压阈值。当电流检测电阻  $R_c$  上的电压超过限流保护阈值时, 限流比较器输出低电平至 PWM 比较器, 使输出 PWM 脉冲的脉宽变窄, 限制了流过 GTR 的电流, 即限流保护。电路在限流保护情况下仍工作。当电流值过大, 使  $R_c$  上的电压 (⑦脚) 超过 400mV 时, 反相端接有 400mV 的过电流关断比较器输出高电平, 此信号加至“或”门 1, 经误差锁存器及“或”门 2 加至晶体管  $V_4$  基极, 使  $V_4$  导通, 关断脉宽调制器的输出。

过电压关断或过电流关断后, 由于  $V_4$  导通, 软起动电容  $C_s$  经  $V_4$  放电。如过电压或过电流的故障排除, 需将⑤脚通过复位开关瞬间接地, 使误差锁存器复位, 电路将重新起动工作。

该芯片的最高工作频率可达 500kHz。

#### 5.4.3 电流控制 PWM 技术

与前述的几种电压控制的 PWM 技术相比, 电流控制的 PWM 技术增加了电感电流反馈。在电路结构上取代了锯齿波发生器, 在性能上提高了电路的响应速度和稳定性, 提高了输出精度和限流能力等。

电流控制 PWM 技术的特点是, 把检测到的电感电流直接反馈去控制功率开关的占空比, 使功率开关的峰值电流直接跟随电压反馈回路中误差放大器输出的信号。控制的方式主要有三种: 恒

定滞环宽度控制、恒定关断时间控制和恒定频率控制，它们的原理框图和各点波形如图 5-51 所示。

开关电流或电感电流的最大值是由误差放大器的输出电压  $V_e$  所设置， $V_e$  可看作为是电流给定信号。设  $i_L$  为电感电流， $i_{sw}$  为功率开关电流，当电流检测元件上的电压  $Ri_L$  (或  $Ri_{sw}$ ) 超过  $V_e$  时，功率开关就关断， $i_L$  下降。而功率开关的重新开通则依控制方式不

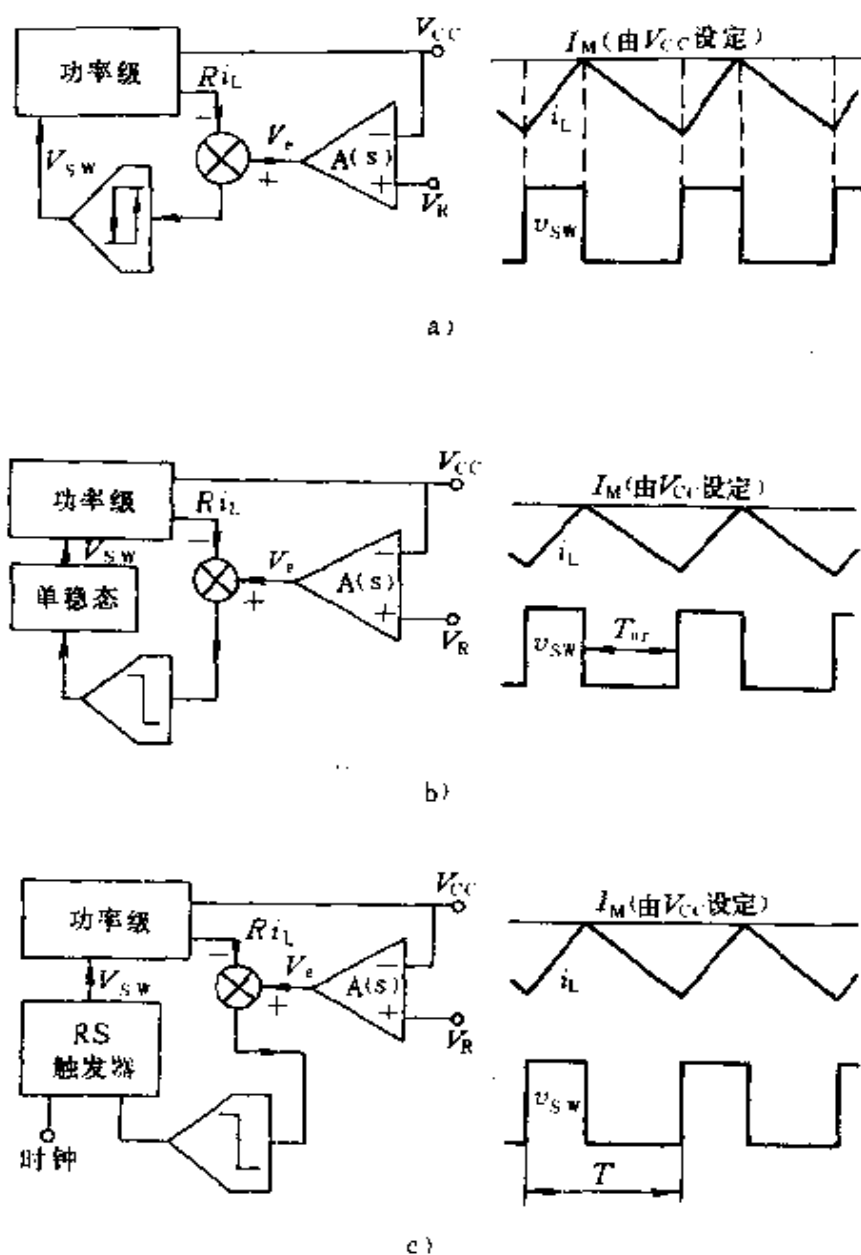


图 5-51 电流控制的原理框图

a) 滞环比较器实现 b) 单稳态触发器实现 c) R-S 触发器实现

同而异。图 5-51a 所示为通过一滞环比较器来实现这一过程，当电感中产生一个固定的电流减小量  $\Delta I$  以后，功率开关被导通的方式，称为恒定滞环宽度控制。图 5-51b 所示为由一单稳态触发器来实现的、经过一固定的时间间隔后导通的方式，称为恒定关断时间控制。图 5-51c 所示为由一个 RS 触发器来实现的、用一个固定频率的时钟信号来控制功率开关导通的方式，称为恒频率控制。

下面就常用的两种方式说明之。

### 1. 恒定滞环宽度

控制的电路 图 5-52 表示出恒定滞环宽度控制的电流 PWM 电路原理图。主电路为降压式单端变换电路，控制电路为具有电压外环和电流内环的双闭环控制。

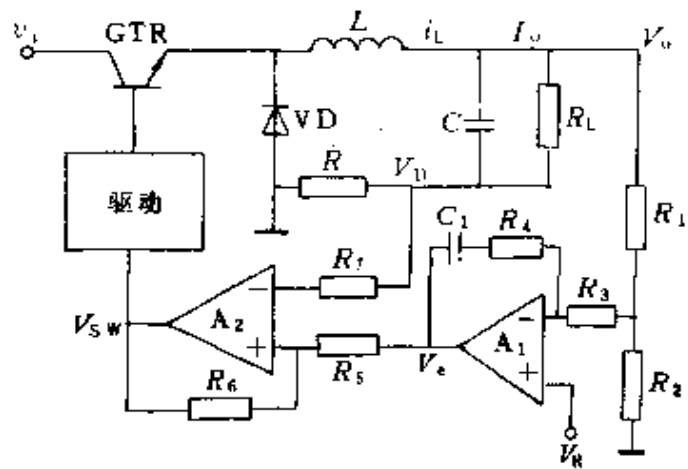


图 5-52 恒定滞环宽度控制的原理电路

变换器的输出电压反馈是输出电压  $V_o$ 。经由电阻  $R_1$  和  $R_2$  组

成的分压器采样得到的，该电压反馈信号加到误差放大器  $A_1$  的反相端，误差放大器的同相输入端加基准电压  $V_R$ ，其输出电压  $V_e$  作为电流闭环的电流给定信号，此信号加到滞环比较器  $A_2$  的同相端，把由电流采样电阻  $R$  上得到的电感电流反馈信号  $V_D = Ri_L$  加到滞环比较器  $A_2$  的反相端。

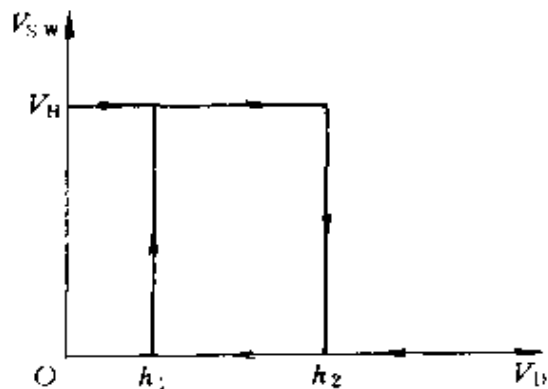


图 5-53 滞环比较器的输出-输入特性

设滞环比较器输出的高电平为  $V_H$ ，低电平为  $V_L = 0$ 。由

于  $V_e$  为电流给定值, 所以滞环比较器的输入信号电压为电流反馈量  $V_D$ , 输出电压信号为  $V_{sw}$ 。根据滞环比较器的原理, 可得出其输出-输入特性, 如图 5-53 所示。它具有两个门限电位, 设上门限电位和下门限电位分别为  $h_2$  和  $h_1$ , 两者之差为门限宽度  $\Delta h$ , 又称环宽, 即

$$\Delta h = h_2 - h_1 \quad (5-45)$$

按照图 5-52 中所标示的电路参数, 可得出

$$h_1 = \frac{R_6}{R_5 + R_6} V_e \quad (5-46)$$

$$h_2 = \frac{1}{R_5 + R_6} (R_6 V_e + R_5 V_H) \quad (5-47)$$

$$\Delta h = \frac{R_5}{R_5 + R_6} V_H \quad (5-48)$$

由上述公式可以看出, 电流给定量  $V_e$  的变化, 改变了上门限及下门限电位  $h_2$  和  $h_1$ , 而不影响门限宽度  $\Delta h$ , 改变电阻  $R_5$  和  $R_6$  的数值可改变门限宽度。

电路工作原理如下: 设 GTR 导通, 则

$$L \frac{di_L}{dt} = V_i - V_o \quad (5-49)$$

$i_L$  线性增长, 当  $i_L$  增长到满足下式时,

$$V_D = Ri_L = h_2 \quad (5-50)$$

滞环比较器输出信号  $V_{sw}$  由高电平转为低电平, 使 GTR 关断, 二极管 VD 导通, 电感电流按下式规律线性下降。

$$-L \frac{di_L}{dt} = V_o \quad (5-51)$$

当  $i_L$  下降到

$$V_D = Ri_L = h_1 \quad (5-52)$$

滞环比较器输出  $V_{sw}$  由低电平变为高电平, 使 GTR 导通, VD 截止。可见, 所检测的电感电流直接控制了 GTR 的通断。 $i_L R$  及  $V_{sw}$  的波形如图 5-54 所示。

电感电流的最大值  $I_M$  正比于  $h_2$ , 最小值  $I_m$  正比于  $h_1$ , 其增

量  $\Delta I$  正比于  $\Delta h$ ，如下述各式

$$I_M R = h_2 \quad (5-53)$$

$$I_m R = h_1 \quad (5-54)$$

$$\Delta I R = \Delta h \quad (5-55)$$

由上面的讨论可以看出，电流给定值  $V_c$  改变了  $h_2$  和  $h_1$  的大小，也就相应改变了电感电流最大值  $I_M$  和最小值  $I_m$  的大小，而滞环比较器的环宽  $\Delta h$  则决定了电感电流增量  $\Delta I$  的大小。

通过上述分析可以清楚地看出这种控制电路的调节作用。例如，当负载突然增大，瞬间引起输出电压  $V_o$  减小，使误差放大器输出电压  $V_e$  增大，由于电流内环的作用，电感电流的最大值  $I_M$  和最小值  $I_m$  都将增大，即增大了输出滤波电容的充电电流，使电容上电压（即输出电压）增大，保持了输出电压稳定。当输入电源电压  $V_i$  变化时，由式 (5-49) 可知，将立即使  $i_L$  的上升斜率  $m_1$  产生变化，例如  $V_i$  升高时， $m_1$  变大，到达  $Ri_L = h_2$  的时间间隔缩短，即  $t_{on}$  下降，功率开关的占空比  $D$  减小，从而调节输出电压稳定。所以，由于引入了电感电流反馈，在输入电压  $V_i$  变化后，尚未引起输出电压  $V_o$  改变就产生调节作用，其作用类似于前馈控制作用，从而加快了变换器对输入电压  $V_i$  变化的动态响应。

环宽的大小决定了开关的工作频率，由图 5-54 的波形可得  $\Delta I \stackrel{\vee}{=} m_1 t_{on} = m_1 DT$ ，而  $T = 1/f$ ，故有

$$f = \frac{m_1 D}{\Delta I} \quad (5-56)$$

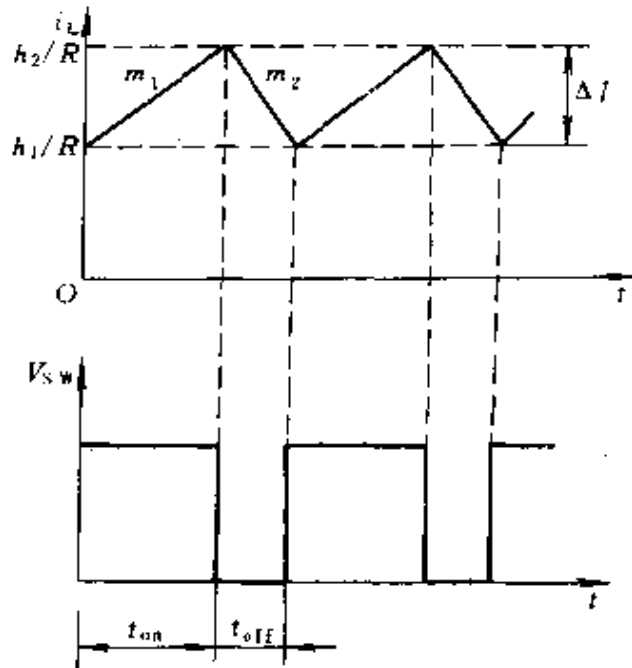


图 5-54 电感电流  $i_L$  及 PWM 信号  $V_{sw}$  的波形

由于

$$m_1 = \frac{\Delta I}{t_{on}} = \frac{1}{L}(V_i - V_o) \quad (5-57)$$

及

$$V_o = DV_i \quad (5-58)$$

综合之，可以得出

$$f = \frac{V_o}{L\Delta I}(1 - D) \quad (5-59)$$

由上式可见，环宽越大，开关频率  $f$  越低。在调节过程中，开关频率将在一定范围内变化，例如，当输入电压  $V_i$  下降，为保持输出电压  $V_o$  恒定，调节占空比  $D$  增大，这使开关频率  $f$  下降，所以该控制电路具有脉冲频率调制的特点。

2. 恒定关断时间及可变导通时间的控制电路 图 5-55 表示恒定关断时间控制的原理电路图，图中功率电路为并联升压型变换器。控制电路由两部分组成：模拟控制信号处理器和数字控制信号处理器。

(1) 模拟控制信号处理器 (ACSP)，用来综合、处理及运算两个反馈信号和基准电平，然后将信号转换成某一特定时刻出现

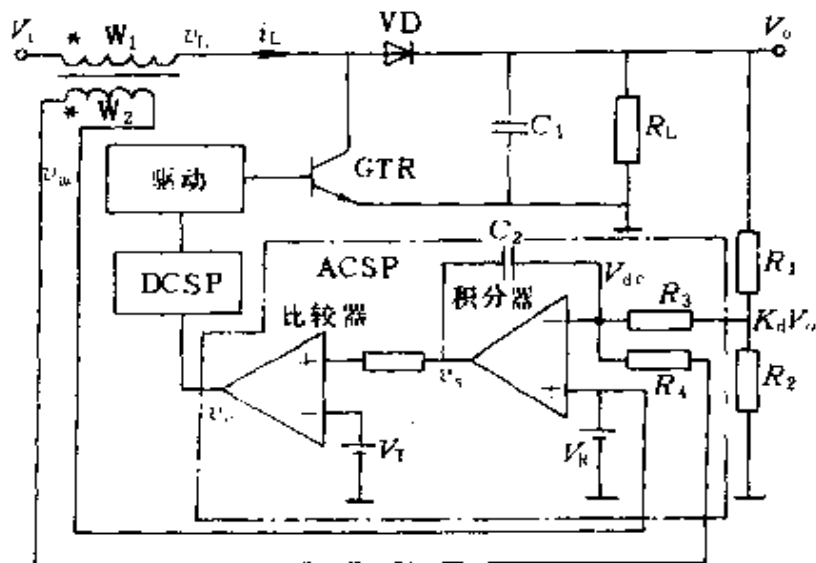


图 5-55 恒定关断时间控制回路的原理电路图



的脉冲信号，由一个积分器和一个电压比较器组成。

第一个反馈回路是输出电压反馈，加至积分器的直流误差电压  $V_{dc} = K_d V_o - V_R$ ， $K_d$  为分压系数 ( $K_d = R_2 / (R_1 + R_2)$ )，决定了积分放大器的直流输出电平。第二个反馈回路又称为交流反馈回路，检测储能电感两端交变电压  $v_L$ ，经变比  $n = N_1 / N_2$  ( $N_1, N_2$  为绕组  $W_1, W_2$  的匝数) 得到的交变电压信号  $V_{ac}$  差动输入积分器。当 GTR 导通或截止时， $v_L$  分别为  $V_i$  和  $V_i - V_o$ 。  $V_{dc}$  和  $V_{ac}$  被积分后，积分器输出一个叠加在直流电平上的三角波  $v_s$ ，然后加至电压比较器与门限电平  $V_T$  比较。当  $v_s$  下降到等于门限电平  $V_T$  时，比较器输出一个负脉冲  $v_c$  加至数字控制信号处理器 DCSP，使功率开关  $V$  由导通变为截止。  $V$  截止后， $v_s$  上升，DCSP 产生一个恒定的关断时间  $t_{off}$  后，GTR 由截止重又变为导通，此后  $V_s$  下降，从而控制了功率开关周期地导通与关断。  $v_L, v_s$  及  $v_c$  的波形如图 5-56 所示。

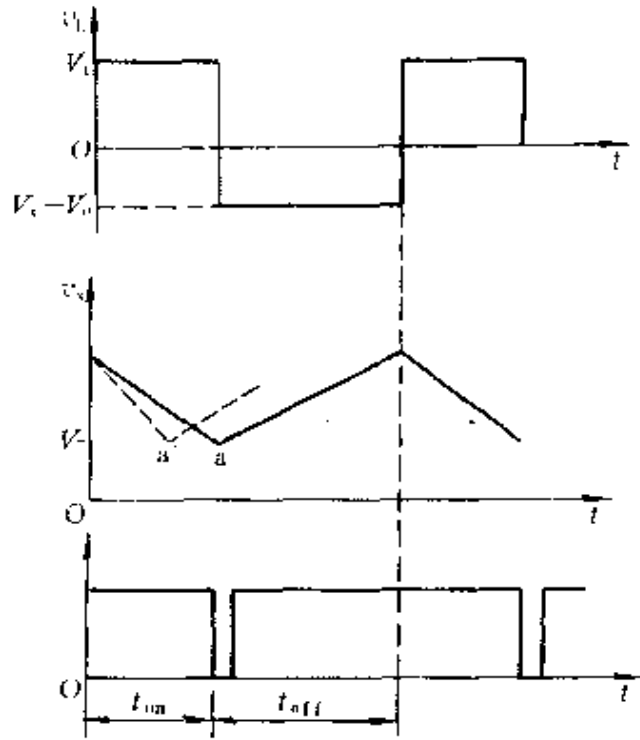


图 5-56 ACSP 工作波形

由于交流反馈回路反馈的交变电压  $V_{ac}$  正比于  $v_L$ ，经积分后产生的三角波  $v_s$  中的交变分量正比于电感电流  $i_L$  中的交变分量，所以，实际上实现了电感电流反馈。此三角波电压不仅是为实现脉宽调制所必须的斜坡函数，而且此三角波的上升和下降斜率与输入电压  $v_i$  和输出电压  $V_o$  有关，可表示如下

$$V_{s\sim} = \begin{cases} -\frac{nV_i}{R_4 C_2} t & (t_{on} \text{ 期间}) \\ -\frac{n(V_i - V_o)}{R_4 C_2} t & (t_{off} \text{ 期间}) \end{cases} \quad (5-60)$$

现在再按恒定关断时间和可变导通时间的占空比控制方式来看两个反馈回路的调节作用。如输出电压  $V_o$  由于某种原因增大时, 直流误差电压  $V_{ae}$  增大, 积分器输出电压  $V_{is}$  的直流分量下降, 使三角波达门限电平  $V_T$  的时间缩短, 即导通时间  $t_{on}$  减小, 占空比  $D$  减小, 调节  $V_o$  下降, 这是常规的单反馈回路的调节作用。交流反馈回路 (即电感电流反馈) 的调节作用如下, 从式 (5-60) 可见, 由于  $V_i$  及  $V_o$  的变化将直接使  $V_{is}$  的斜率发生变化, 从而使负脉冲  $V_o$  出现的时刻发生变化, 即改变了占空比而产生调节作用。例如, 在 GTR 导通期间, 如输入电压  $V_i$  升高,  $V_{is}$  的下降斜率加大, 下降到  $V_T$  的时间缩短, 如图 5-56 中由  $a$  变到  $a'$ , 即  $t_{on}$  减小, 从而改变了 GTR 的占空比, 是一个负反馈调节过程。同样由于引入了电感电流反馈, 加速了变换器对输入电源  $V_i$  变化的动态响应。

ACSP 中误差放大器采用积分器, 目的是对于稳态情况积分器相当于一个接近开环工作的运算放大器, 故变换器的开环增益近似为运算放大器的开环增益, 使变换器输出电压的静态精度高, 所以, 电流反馈控制作用解决了系统静态精度与稳定性之间的矛盾, 使系统具有快速的动态响应和高的静态精度。

(2) 数字控制信号处理器, 简称 DCSP。将 ACSP 送来的脉冲信号转换成某种占空比控制方式所要求的控制信号; 并能接收各种保护信号或遥控指令, 实现综合控制。

实现恒定关断时间和可变导通时间的占空比控制方式的 DCSP 电路如图 5-57 所示。它由两个脉冲展宽器, 两个 RS 触发器、三个“与非”门及  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $C_1$ 、 $C_2$  组成。

脉冲展宽器要求其输入信号的脉宽与输出信号的脉宽之间应符合如下关系:

$$\tau_o = \tau_i + \tau \quad (5-61)$$

其中,  $\tau_o$  为输出信号的脉宽,  $\tau_i$  为输入信号的脉宽,  $\tau$  为置定的时间, 即脉冲展宽的宽度。

展宽器 1 决定了功率开关的恒定关断时间  $t_{off}$ , 由  $E$ 、 $R_1$ 、 $C_1$  及  $V_i$  决定; 展宽器 2 则决定了功率开关在各种瞬态过程中最大导

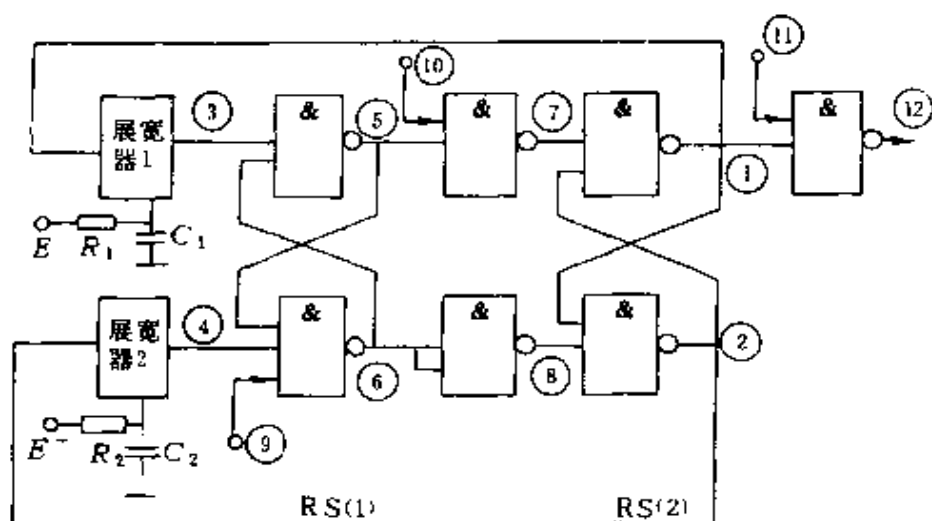


图 5-57 恒定关断时间控制的 DCSP 原理电路

通时间  $t_{onM}$ 。

当各输入信号都为高电平时，由于 DCSP 电路中自身具有反馈电路，这时 DCSP 相当于一个振荡频率为  $\frac{1}{t_{off} + t_{onM}}$  的振荡器， $t_{off}$  和  $t_{onM}$  的值由电路参数间的关系确定

$$t_{off} = R_1 C_1 \frac{V_i}{E} \quad (5-62)$$

$$t_{onM} = R_2 C_2 \frac{V_i}{E} \quad (5-63)$$

无控制作用时 DCSP 的各点波形如图 5-58a 所示。这种情况出现在变换器起动时，因在起动过程中，变换器输出电压  $V_o$  未建立至稳态值时，ACSP 的积分器输出正限幅值  $V_{SM}$ ，而  $V_{SM} > V_T$ ，故  $V_o$ （即 DCSP 的⑨端信号）始终为高电平“1”。在此期间 DCSP 控制功率开关 GTR 以自振频率工作，GTR 的导通时间为  $t_{onM}$ ，关断时间为  $t_{off}$ 。应注意，图 5-57 中的⑫端输出是采用反激驱动时的控制信号，当其低电平时 GTR 导通，反之则 GTR 关断。

当变换器起动完成后，输出电压  $V_o$  建立，ACSP 的积分器将退出正向饱和状态，进入图 5-56 所示的稳定工作状态，这时 GTR 的导通时间就是  $V_o$  下降到门限电平  $V_T$  的时间，DCSP 电路就是利用  $V_o = V_T$  时产生的下跳脉冲使功率开关 GTR 由导通转为关

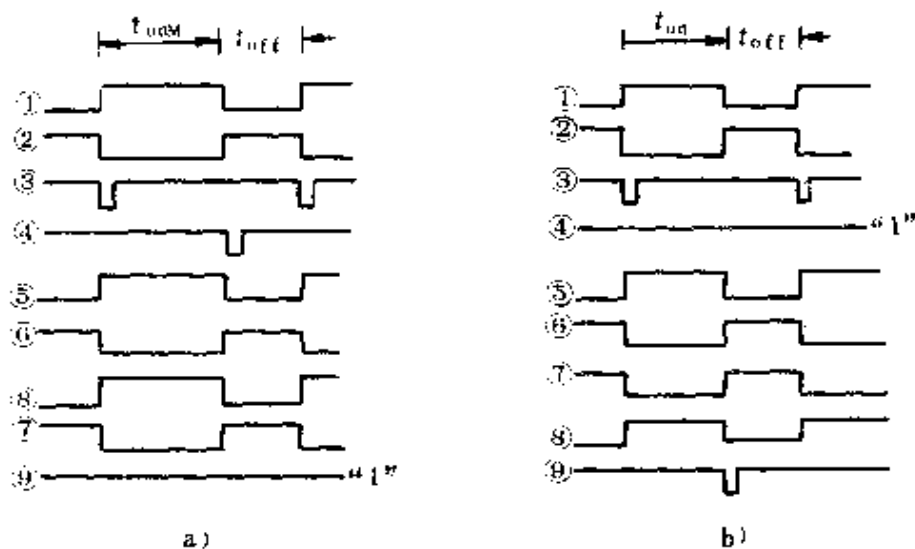


图 5-58 DCSP 的各点波形

a) 无控制作用时 b) 有控制信号时

断, 改变 GTR 的导通时间, 实现恒定关断时间和可变导通时间的控制。图 5-58b 表示了有控制信号  $V_c$  时 DCSP 的各点波形。与图 5-58a 的差别是, 由于加入⑨端的  $V_c$  脉冲信号 (负极性), 使导通时间  $t_{on}$  缩短, 即  $t_{on} < t_{onM}$ , 从而实现了恒定关断时间和可变导通时间的控制。

电感电流的检测除电阻采样及将电感二次绕组的电压积分外, 也可采用电流互感器检测电感电流。

#### 5.4.4 准谐振软性开关 DC—DC 变流器

前已述及, 由于种种限制, PWM 硬性开关电路在高频下运行的局限性很大。由于功率 MOSFET 工作频率高, 因而谐振式软性开关在功率 MOSFET 电路中受到重视并被积极采用。

1. 零电流谐振开关 (ZCS) 变流电路 图 5-59 为降压式 ZCS 谐振开关电路及其电压、电流波形和相应的等效电路。为了分析方便, 设各元器件都是理想的。同时  $L_i \gg L_r$ , 从  $L_i$  输入端向输出端看可作为恒流源。并定义特征阻抗  $Z_o = \sqrt{L_r/C_r}$ ,  $\omega_o = 1/\sqrt{L_r C_r}$  和  $f_o = \omega_o/2\pi$ 。

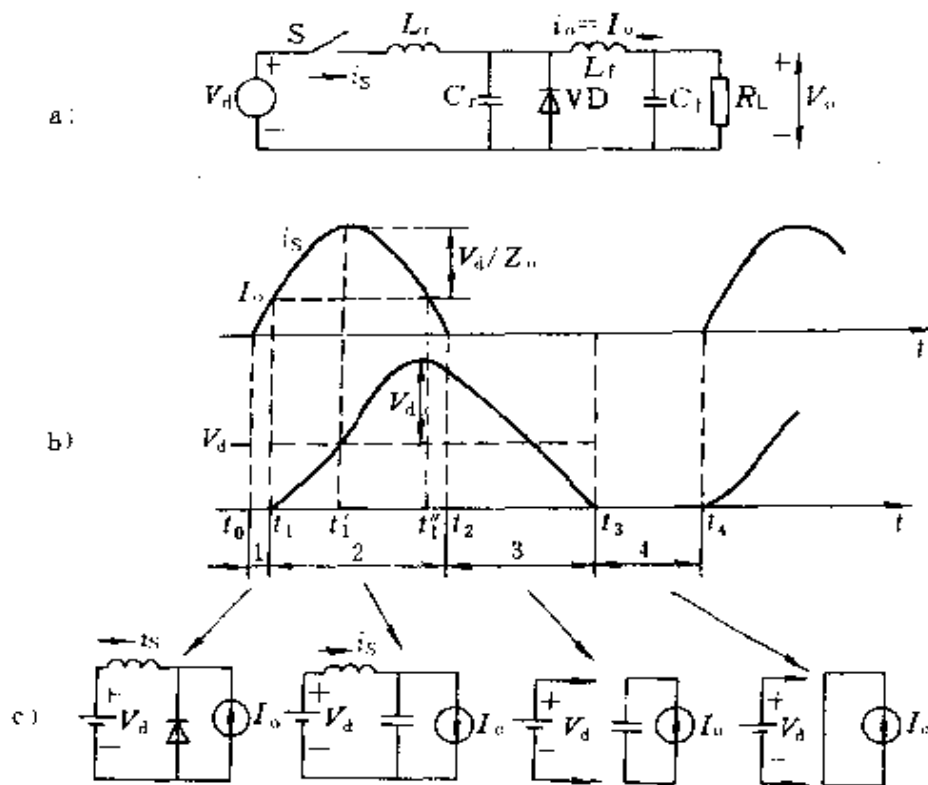


图 5-59 降压式 ZCS 谐振变流电路及其电流电压波形和相应的等效电路  
a) 变流电路 b) 波形 c) 等效电路

一个开关周期可分为四个阶段, 如图 5-59b、c 所示。设开关 S 闭合前, VD 流过电流  $I_o$ , 此时  $V_{cr} = 0$ , 当  $t = t_0$  时, 开关 S 闭合, 进入第一阶段, 即线性阶段 ( $t_0 - t_1$ ) 区间。在此阶段, 因为  $I_o$  经二极管 VD 续流, 使电路短路,  $V_{VD} = V_{cr} = 0$ , 输入电压  $V_d$  全部加在电感  $L_r$  上。开关电流  $i_s$  以线性增大, 在  $t = t_1$  时增至  $I_o$  值, 开关电流  $i_s$  的上升速度由下式决定:

$$di_s/dt = V_d/L_r \quad (5-64)$$

本阶段的持续时间  $T_1$  为

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{L_r I_o}{V_d} \quad (5-65)$$

第二阶段为谐振阶段, 相应于 ( $t_1 - t_2$ ) 区间。第一阶段结束后二极管 VD 关断, 电容电压开始上升,  $L_r$  与  $C_r$  谐振, 开关电流  $i_s$  继续增大, 除供给负载电流  $I_o$  外, 还以  $(i_s - I_o)$  对谐振电容  $C_r$

充电。此阶段的状态方程可表述如下

$$C_r \frac{dV_{Cr}}{dt} = i_s - I_o \quad (5-66a)$$

$$L_r \frac{di_s}{dt} = V_d - V_{Cr} \quad (5-66b)$$

由初始条件  $V_{Cr}(t_1) = 0$  和  $i_s(t_1) = I_o$  解得

$$i_s = I_o + \frac{V_d}{Z_o} \sin \omega_o(t - t_1) \quad (5-67a)$$

$$V_{Cr} = V_i [1 - \cos \omega_o(t - t_1)] \quad (5-67b)$$

在  $t'_1$  处,  $i_s$  达最大值,  $V_{Cr} = V_d$ 。在  $t''_1$  处, 开关电流  $i_s$  从最大值下降至  $I_o$ , 电容电压达到  $2V_d$ 。开关电流在  $t_2$  处下降为零, 而且此电流不能反向流通。此阶段的持续时间  $T_2$  为

$$T_2 = t_2 - t_1 = \left( \arcsin \frac{-Z_o I_o}{V_d} \right) / \omega_o \quad (5-68)$$

当  $t = t_2$  时

$$V_{Cr}(t_2) = V_d(1 - \cos \alpha) \quad (5-69)$$

式中  $\alpha = \arcsin \frac{-Z_o I_o}{V_d}$ 。

第三阶段为恢复阶段, 相应于  $(t_2 - t_3)$  区间。开关在  $t = t_2$  时关断, 此时电容  $C_r$  上的电压由式 (5-69) 决定, 并以  $I_o$  恒流向输出回路放电, 电容电压  $V_{Cr}$  线性下降, 并在  $t = t_3$  时刻下降到零。其状态方程

$$C_r \frac{dV_{Cr}}{dt} = I_o \quad (5-70)$$

本阶段的持续时间  $T_3$  为

$$T_3 = t_3 - t_2 = C_r V_{Cr}(t_2) / I_o = C_r V_i (1 - \cos \alpha) / I_o \quad (5-71)$$

第四阶段为续流阶段, 相应于  $(t_3 - t_4)$  区间, 当电容放电电流下降到  $I_o$ ,  $V_{Cr}$  接近于零时, 二极管 VD 开始导通, 以后二极管流过  $I_o$ 。开关在  $t_4$  处再次接通, 电路重新开始下一周运行。此阶段的持续时间  $T_4$  为

$$T_4 = T - T_1 - T_2 - T_3 \quad (5-72)$$

其中  $T$  为开关周期。为了调整输出电压，可控制  $(t_4 - t_3)$  这段时间的长短。

通过图 5-59b 所示波形的分析，可以得出该电路的如下特性：

(1) 电感  $L_r$  和电容  $C_r$  决定了自然谐振频率  $\omega_0$ ，适当选择  $L_r$  和  $C_r$ ，可使谐振频率达兆赫级。开关在零电流条件下开通和关断，减小了开关损耗。

(2) 负载电流  $I_o$  必须小于  $V_d/Z_o$  值，此值由电路参数决定。否则，电路开关将在非零电流条件下进行关断。

(3) 在给定运行开关频率时，随着负载的增加，输出电压  $V_o$  下降，因此，为了调整输出电压  $V_o$ ，必须要增加开关频率。负载减小时，情况与之相反。

(4) 电路开关两端若反并联一个二极管，电感上可以流通反向电流，轻载时谐振电路储存的能量可以传送至电源，因此可以减小负载变化时对输出电压  $V_o$  的影响。

综上所述，由于开关损耗和电磁干扰减小，电路的开关频率可以大大提高。这种变换电路的缺点是，电路开关的峰值电流定额比负载电流大得多，这意味着开关的通态损耗比一般电路要大。

2. 零电压谐振开关 (ZVS) 变流电路 零电压谐振开关降压式 DC—DC 变流电路如图 5-60 所示。电路开关与谐振电容并联，谐振电容两端电压为电路开关创造了零电压开通和关断的条件。在高频谐振周期内，滤波电感足够大，可假设输出电流  $i_o$  为恒定值  $I_o$ 。

电路初始状态为：开关电流即  $I_{Lr} = I_o$ ，电容电压  $V_{C_r} = 0$ 。电路波形以及各阶段运行状态的等效电路如图 5-60b 和 c 所示。电路的工作过程也可分为四个阶段。

第一阶段为  $(t_0 - t_1)$  区间。当  $t = t_0$  时，开关断开，由于电容  $C_r$  的存在，开关上承受的电压以线性速度缓慢地从零上升至  $V_d$ ，由此看出，开关具有零电压关断条件。

第二阶段为  $(t_1 - t_2)$  区间。在  $t_1$  之后，因为  $v_c > V_d$ ，二极管 VD 正向偏置， $L_r$  和  $C_r$  产生串联谐振。在  $t'_1$  处  $i_L = 0$ ， $v_c$  达到最

大值  $V_d + Z_o I_o$ ，在  $t''_1$  处， $v_c = V_d$ ， $i_L = -I_o$ 。当  $t = t_2$  时，电容电压下降为零，由于二极管  $VD_r$  开始导通，电容  $C_r$  上无反向电压。应当注意，负载电流  $I_o$  要足够大，以便使  $Z_o I_o > V_d$ 。否则，开关电压将不能自然下降为零，下次开关开通时即不为零电压条件，电容  $C_r$  储存的能量将消耗在开关上，必然会引起一定的开通损耗。

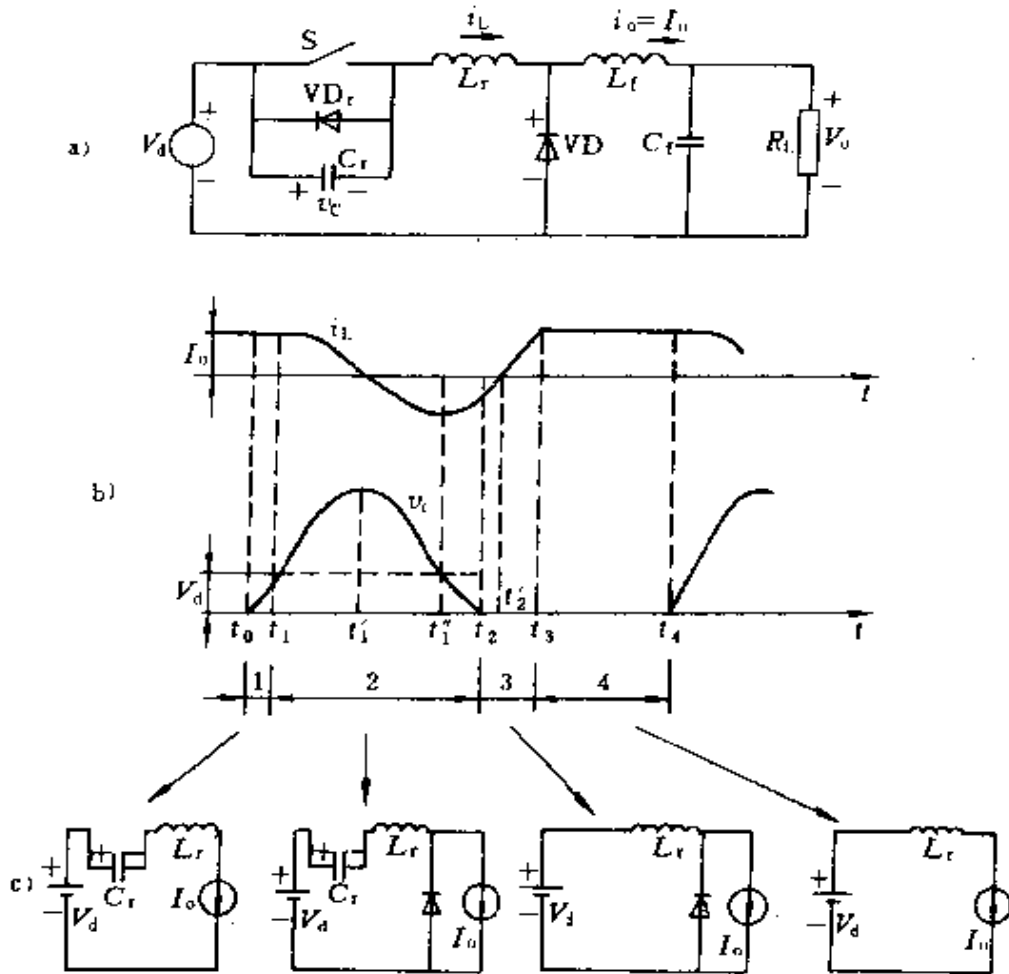


图 5-60 ZVS 谐振开关 DC—DC 变流电路及电压、  
电流波形和相应的等效电路

a) 变流电路 b) 波形 c) 等效电路

第三阶段为  $(t_3 - t_4)$  区间。在  $t_2$  之后，负电流  $i_L$  经二极管流通，电容电压被二极管  $VD_r$  箝位至零。反并联二极管  $VD_r$  一旦导通，触发信号即可加在电路开关上。电流  $i_L$  以线性速度增加且在  $t'_2$  处为零，此时电流  $i_L$  经过开关流通。因此开关在零电流和零电压条件下开通，当  $t = t_3$  时， $i_L = I_o$ 。



第四阶段为  $(t_3-t_4)$  区间。 $i_L$  在  $t_3$  处等于  $I_0$  之后，续流二极管 VD 关断。因为 VD 关断时承受的  $-di/dt$  较小，所以对二极管 VD 的反向恢复特性无特殊要求。在  $t=t_4$  之前，开关电流一直为  $I_0$ 。在  $t_4$  时刻，开关被关断，下周期工作开始。为了调节输出电压  $V_o$ ，同样可用控制  $(t_3-t_4)$  区间的长短来实现。

3. 零电压开关电压箝位 (ZVS—CV) 变换电路 一种 ZVS—CV 降压式 DC—DC 变流电路如图 5-61a 所示。由图可知，该电路有两个开关  $S_+$  和  $S_-$ 。与一般开关型变换电路相比，因为滤波电感  $L_f$  很小，因此在一个运行周期内，稳态时电流  $i_L$  的方向有正也有负。假定电容  $C_f$  很大，滤波电容和负载可用直流电压  $V_o$  代替，其等效电路如图 5-61b 所示，波形如图 5-61c 所示。

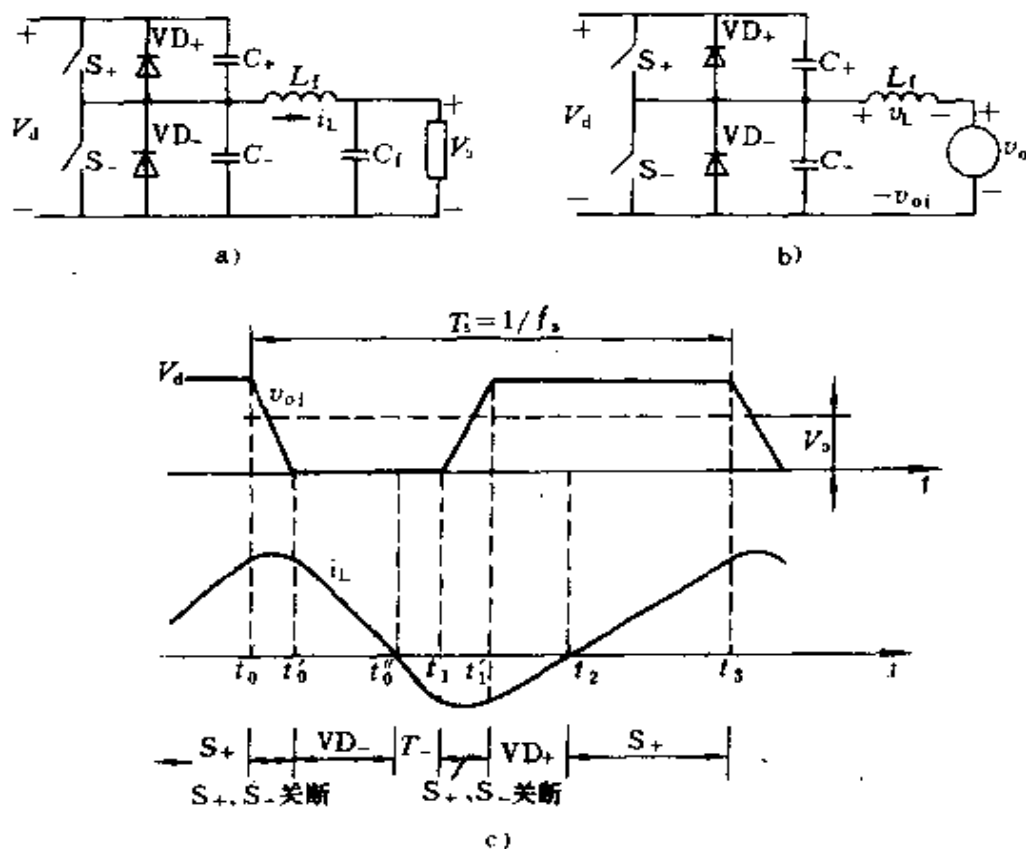


图 5-61 ZVS—CV 降压式 DC—DC 变流电路及其电压电流波形  
a) 变流电路 b) 等效电路 c) 波形

电路的初始状态为：开关  $S_+$  处于导通状态，电流  $i_L$  和电压  $v_L (=V_d - V_o)$  为正。因为电容  $C_+$  的存在使开关  $S_+$  上的电压缓慢上升。当  $t=t_0$  时， $S_+$  在零电压条件下关断。这段时间内开关  $S$  为关断状态，开关  $S_+$  关断时的等效电路如图 5-62a 所示。因为此时电容  $C_-$  的电压可用电压源  $V_d$  与电容  $C_-$  的串联来表示；另一支路由电源电压  $V_d$  与电容  $C_+$  串联组成。两路并联后向负载供电，其等效电路如图 5-62b 所示。因为  $C_+ = C_- = C/2$ ，则可进一步画出如图 5-62c 的等效电路。由于电容  $C$  很小，谐振频率  $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_1 C})$  则比变流电路的开关频率更高。在这个电路中， $Z_0 = \sqrt{L_1/C}$  之值很大，在图 5-62d 所示时间间隔内，电流  $i_L$  只有不大的变化。当  $t=t'_0$  时，电容  $C_-$  上的电压  $v_{c-}$  是零。因为图 5-61a 电路中有二极管  $VD_-$  存在，电压  $v_{c-}$  不能反向；又因为  $C_+ = C_-$ ，在  $(t'_0 - t_0)$  区间，两个电容的  $dv/dt$  是相同的。所以在这个区间内流经每个电容的电流为  $i_L/2$ 。

当  $t > t'_0$  后，电流  $i_L$  按线性比例减小。因为电流流经  $VD_-$ ，所以  $v_L = -V_o$ 。一旦  $VD_-$  开始导通，开关  $S_-$  即被加上栅极触发信号导通。当  $t=t''_0$  时，电流  $i_L$  经开关  $S_-$  反向流通。

在  $t_1$  处，开关  $S_-$  在零电压条件下关断。在此之后的  $(t'_1 - t_1)$  区间，与  $(t'_0 - t_0)$  区间相似，两个开关同处于关断状态，电容进行充放电过程，负电流  $i_L$  经二极管  $VD_+$  流通。在  $t=t'_1$  后，因为  $v_L (=V_d - V_o)$  为正，电流增加。当二极管  $VD_+$  开始导通后， $S_+$  在零电压条件下被触发。当  $t=t_2$  时，电流  $i_L$  经  $S_+$  正方向流通。

在  $t_3$  处， $S_+$  在零电压条件下关断，因此在一个开关周期  $T_s (=t_3 - t_0)$  时间内，完成了电路工作的全过程。由波形图可以看出，这种电路的特点是，开关上的峰值电压被箝位至电源电压。

为了实现零电压开关关断，在开关两端并联一个电容。开关必须在零电压条件下关断，否则，储存在电容上的能量势必消耗在开关上。因此，与开关反并联的二极管必须领先于开关的导通。为满足两个开关在每个周期内的这种要求，电流  $i_L$  必须在两个方

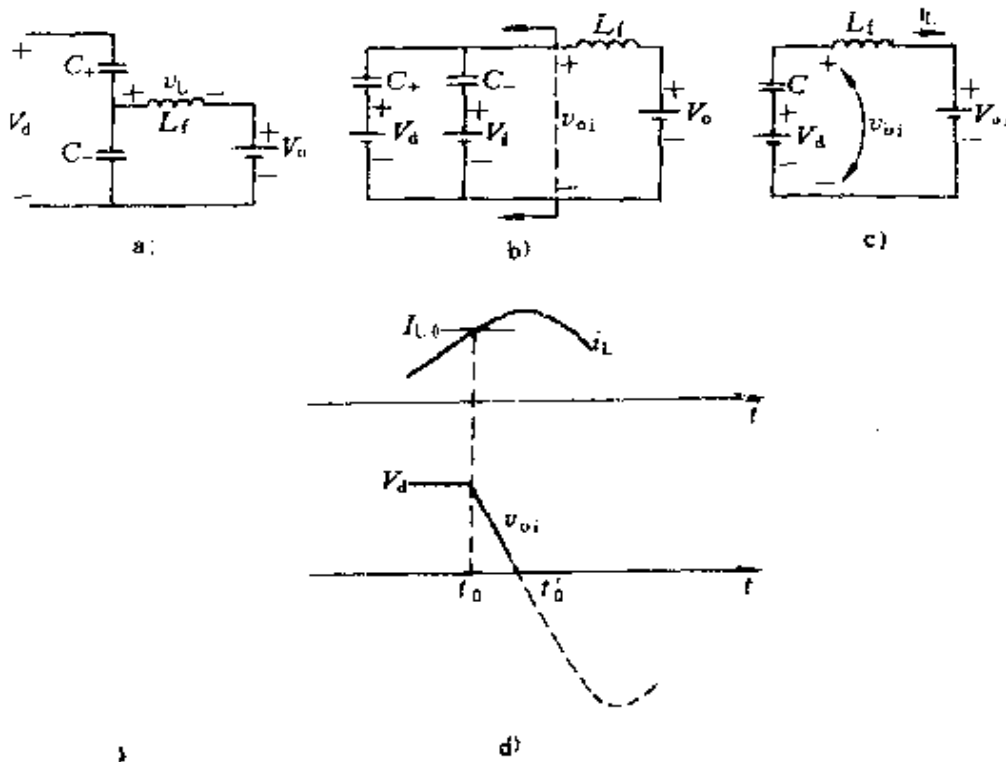


图 5-62 ZVS—CV DC—DC 变换电路 ( $S_+$ 、 $S_-$  均关断)

向流通。

ZVS—CV 变流电路的优点是，电路开关电压箝位至  $V_d$  值，其缺点是电流  $i_L$  的纹波较大，电路开关流过较大的峰值电流。

## 5.5 功率 MOSFET 应用举例

### 5.5.1 开关式稳压电源

高频开关式稳压电源和线性稳压电源相比，具有效率高、体积小、重量轻等优点；但也存在着电路复杂、纹波大、射频干扰和电磁干扰大的缺点。

下面以最典型的三片式开关电源为例子以介绍。所谓三片式开关电源，是指电源是以三个集成芯片为主，辅以极少分立元件构成的闭环控制系统。这种电路不仅结构简单，而且性能优越，因此具有代表性。

图 5-63 所示为美国 MOTOROLA 公司生产的 100kHz、60W

的三片式开关直流稳压电源的原理框图。图 5-64 为该电源的原理电路。电路中的开关器件为功率 MOSFET。MC34060 型 PWM 控制器为双列直插 14 脚型式，工作原理与上章介绍的 SL-64 芯片基本相同。它只有一个输出端，电源电压最高为 40V，输出最大电流为 250mA，工作频率范围为 1~300kHz，该芯片在脉宽死区控制与保护功能方面都比 SL-64 型有所改进。和 SL-64 芯片相比，MC34060 有两点明显的不同：

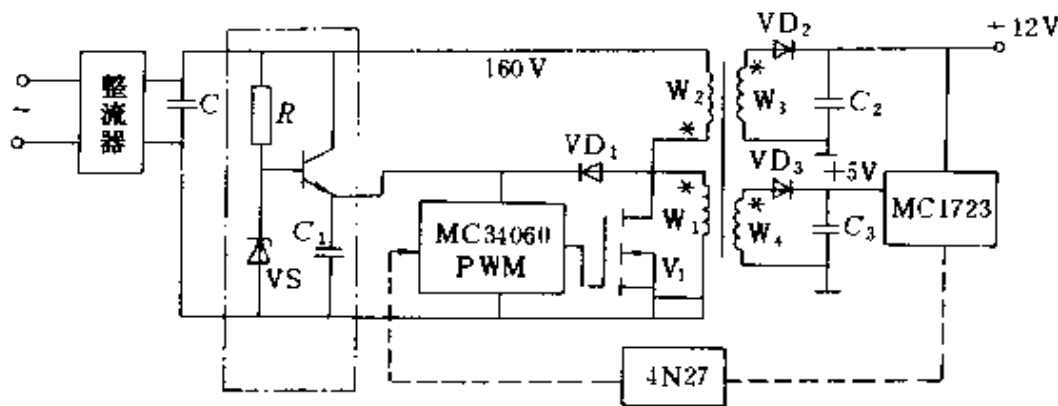


图 5-63 三片式开关电源框图

(1) 有  $A_1$  和  $A_2$  两组误差放大器；

(2) 脉宽调制部分由脉宽调制比较器 PWM 和死区时间比较器 DT 组成，二者通过或非门联合控制输出方波，并为死区时间提供了灵活方便的调整条件。MC34060 的任务是根据输入直流控制电压的数值产生相应的 PWM 输出波形。MC1723 误差放大器芯片电路有两个功能：一是产生标准的电源电压作为本身的工作电源和参考电源，二是放大信号。在本电源中的任务是从 +5V 输出电压引入反馈信号，与本身参考电压比较获得误差信号，放大后作为 PWM 控制器的控制信号。4N27 光耦合器用来实现输出回路与控制回路间的隔离。

本电源有四路输出电压： $\pm 5V$  和  $\pm 12V$ 。开关器件  $V_1$  采用 MTP5N40 型功率 MOSFET，其容量为 4A，400V；通态电阻为  $1\Omega$ 。5V 组整流器采用肖特基管 MBR1035，12V 组整流器采用

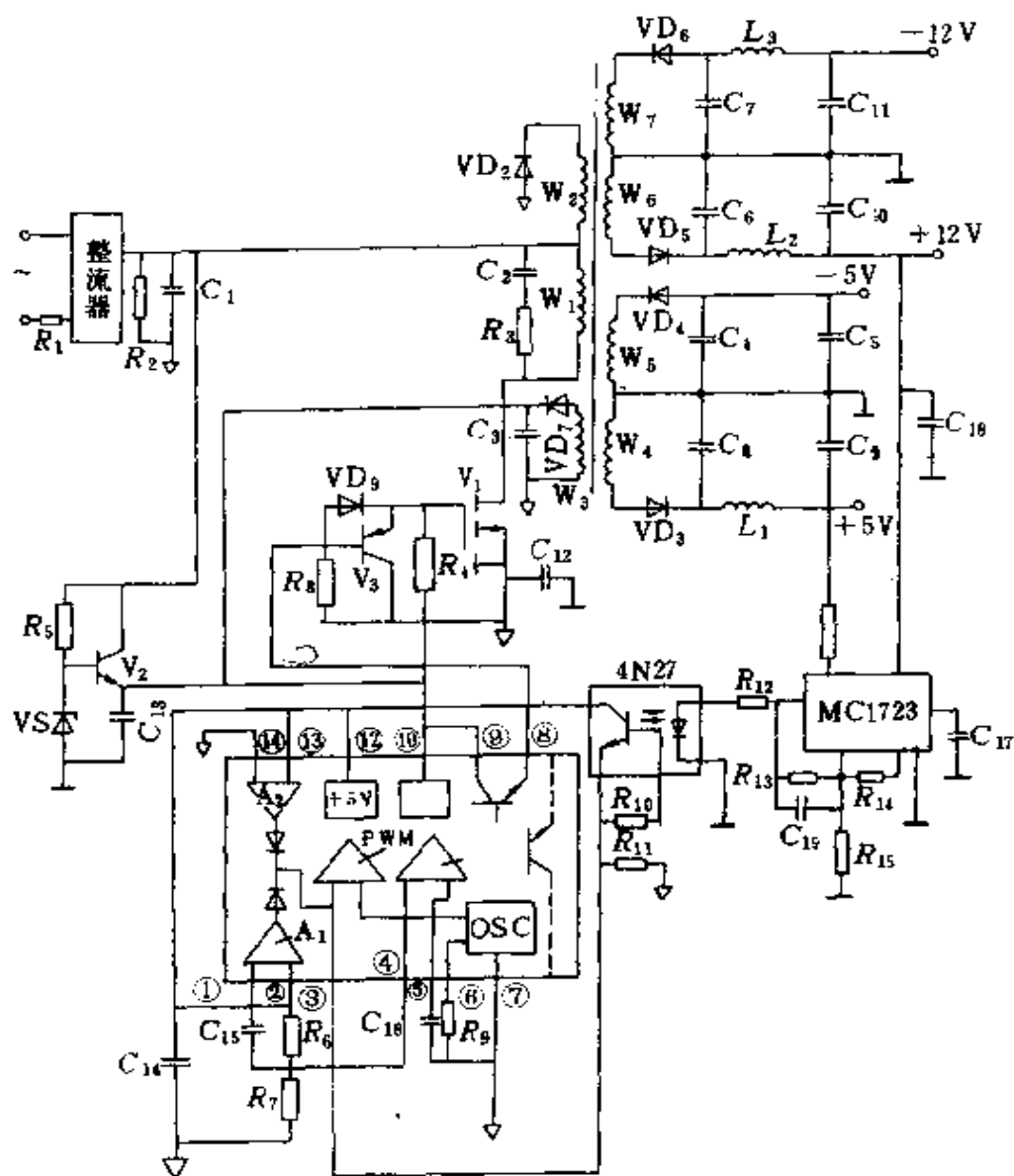


图 5-64 三片式开关电源电路图

MVR805 型快速恢复二极管。输出滤波电容采用高频电容器。

主电路由功率 MOSFET 管  $V_1$  和变压器  $T$  的一次绕组  $W_1$ 、 $W_2$  以及二极管  $VD_2$  构成准推挽式电路， $T$  的二次绕组  $W_3$ 、 $W_4$  和  $W_6$ 、 $W_7$  分别构成了  $\pm 5V$  和  $\pm 12V$  两组电压源。控制电路的工作电源由高压晶体管  $V_2$  获得， $V_2$  接成射极输出器的形式，它的基极电位由  $12V$  稳压管  $V_{DS}$  确定，而发射极接  $MC34060$  的电源端，同时接至变压器  $T$  的反馈绕组  $W_3$ 。当绕组中有感应电压而使二

极管  $VD_7$  导通时, 可使  $V_2$  管反向偏置。电容  $C_{13}$  为软启动电容器。刚接通电源时, 反馈信号尚未出现, 只有电阻  $R_6$  和  $R_7$  组成的分压网络来控制死区时间, 使导通脉冲占空比不超过 45%。随着输出电压的建立, 由 +5V 电压输出端取出反馈信号, 经 MC1723 放大, 4N27 隔离之后引入 MC34060 的 PWM 比较器, 调制控制脉冲的占空比, 使输出电压稳定在规定值上。

功率 MOSFET 管  $V_1$  的电压和电流波形如图 5-65 所示。功率 MOSFET 的开关速度可以做到小于 50ns。图 5-65a 为在 100kHz 条件下漏极电流  $I_D$  和漏源电压  $V_{DS}$  的波形图, 图中比例尺为纵轴每格代表电流 1A, 电压 100V。图 5-65b 为功率 MOSFET 的  $I_D$  和  $V_{DS}$  的关系曲线, 由于电路中存在电流环路, 同时示波器探头引入尖峰噪声, 造成开关过程中出现阻尼振荡现象, 如图中曲线所示。为了观察阻尼振荡过程的细节, 图 5-65c 和 d 分别给出了与  $V_{GS}$  上升沿和下降沿相应的  $I_D$ 、 $V_{DS}$  和  $V_{GS}$  波形展宽图。图中比例尺每格代表电流 1A, 漏源电压 100V, 栅源电压 5V, 时间为 100ns。

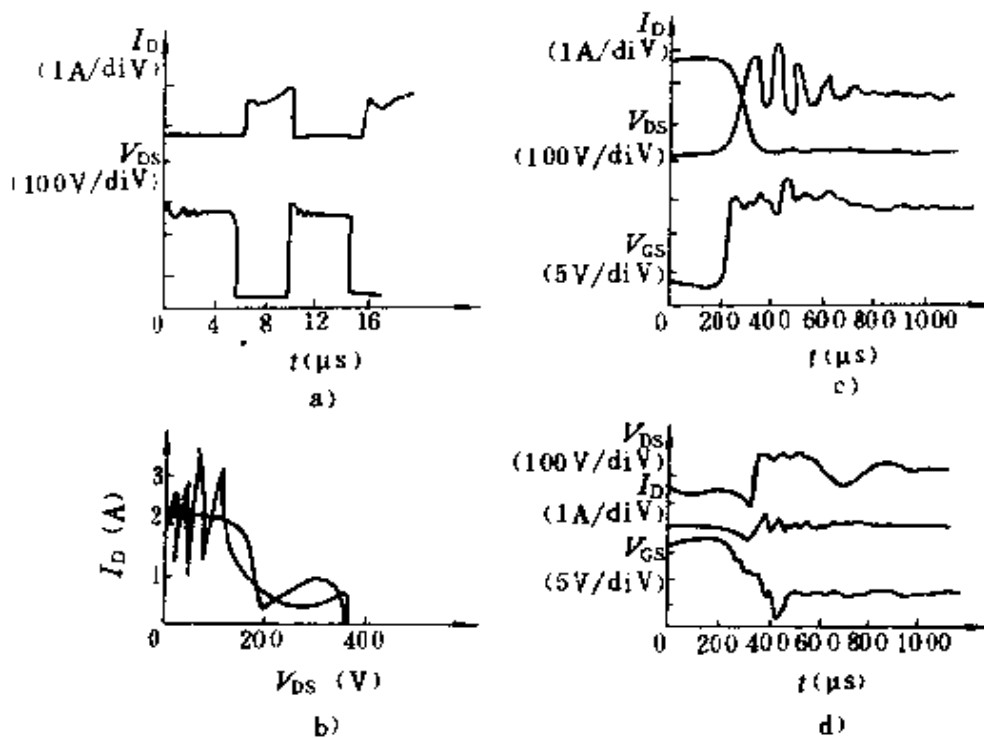


图 5-65 功率 MOSFET 的电压、电流波形

### 5.5.2 高频自激振荡电源

图 5-66 是由功率 MOSFET 构成的用于节能型荧光灯电源的高频自激振荡器。以往的荧光灯都用镇流器限制灯管电流，镇流器不仅笨重，消耗硅钢片和铜，而且其功耗约占灯具总功耗的 30%。

若用图 5-66 所示的 30kHz 以上的高频电源供给高发光效能的节能型荧光灯管，可以大大提高气体电离的效率，因而在同样的发光强度下，灯管电流比低频供电时小，并且发光没有闪烁感，同时还可即时启动。

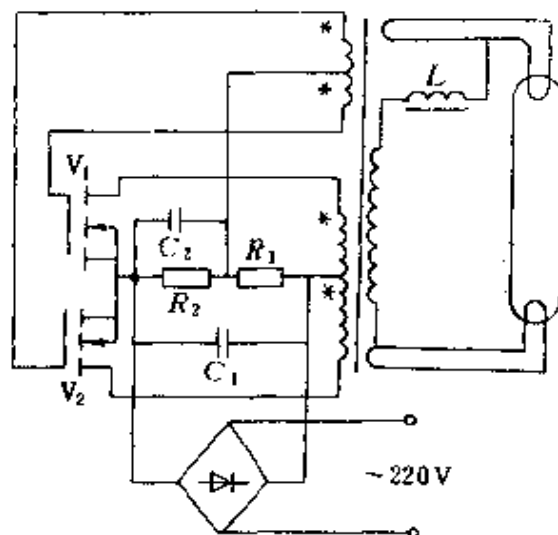


图 5-66 功率 MOSFET 高频自激振荡电路

带镇流器的常规荧光灯功率因数很低，在大量使用荧光灯照明的公共场所都要用体积很大的电容器做无功补偿，而图 5-66 的电路则不需要另加补偿电容。

该电路的工作原理如下。当 220V 交流电源接通时， $V_1$  和  $V_2$  两个器件电流的开通滞后时间和上升时间不可能完全一致，其中开通时间短一点的管子（假如  $V_2$ ）电流上升得快，则变压器星号端感应高电位。于是通过磁通耦合，使  $V_2$  栅极电位也上升， $V_2$  漏极电流进一步增大；而  $V_1$  栅极电位下降并趋向截止。随着  $V_2$  漏极电流增大，变压器磁路趋向饱和，磁通变化率  $d\Phi/dt$  急剧减小，因而  $V_2$  栅极电压随之迅速降低，而  $V_1$  栅极电位上升，使  $V_2$  漏极电流减小，于是变压器一次绕组感应电动势反向。通过耦合， $V_2$  栅极电压也反向，迫使  $V_2$  截止， $V_1$  栅极电压上升而导通，完成一次换相，可以看出，利用变压器磁路饱和，电路可以连续振荡，振荡频率由变压器二次侧负载电阻、高频扼流圈  $L$  和变压器漏感决

定。

交流电源输入经整流和电容器  $C_1$  滤波后的直流电压在  $R_1$ 、 $R_2$  和  $C_2$  上分压,  $R_2$ 、 $C_2$  两端电压同时加到两只功率 MOSFET 的栅极, 其值略大于器件的开启电压  $V_T$  值, 以便在起动时  $V_1$ 、 $V_2$  同时出现电流, 再利用电路的自然不对称和正反馈作用引起振荡。

由于功率 MOSFET 作高频功率开关的特性比 GTR 优越且温度稳定性也好, 因此在这类振荡电源中使用功率 MOSFET 更为适宜。

类似的高频振荡电源经过某些改动, 可以派生出其他多种用途, 例如:

(1) 增加变压器二次侧匝数。二次侧可以输出高频高压, 用于各种触发点火装置。若将高频高压再用高压硅二极管整流成直流高压, 则又可用于高压绝缘试验、电子束管的后加速高压电源等。

(2) 将图中整流部分改用电池供电。适当选择变压器匝比, 可以在变压器二次侧输出任意所需的电压, 这在各种便携式仪器中有广泛的应用, 也可将此用于应急照明中。

由于这类高频振荡电源摆脱了笨重的变压器和滤波器, 所以十分轻便, 制造也简单。这类电源的缺点是高频振荡会干扰电网, 也会通过空间电磁辐射干扰通信, 所以应注意屏蔽和交流电源输入端的滤波。

### 5.5.3 其他应用

由功率 MOSFET 组成的小功率逆变器可使逆变频率超过 100kHz, 因而它极适合于小型高速电动机的调速, 另外由于功率 MOSFET 电压电流参数的限制, 它更适合于低压特种电动机的调速。

根据加工工艺要求所需的高频感应加热电源, 用功率 MOSFET 来实现, 不但频率高而且与电子管组成的高频电源相比效率大大提高, 并提高了负载的功率因数。

用功率 MOSFET 构成脉冲功率放大器特别适用于对 GTO 器件的驱动。



## 第 6 章 可关断晶闸管 (GTO)

可关断晶闸管简称 GTO。它是晶闸管的一种派生器件，因此它具有 SCR 的全部优点，如耐压高、电流大、耐浪涌能力强，造价便宜等；但它又具有像 GTR 那样具有自关断能力，因而不再是半控型的器件而成为全控型器件，工作频率高、控制功率小、线路简单，使用方便。因此，GTO 是一种比较理想的大功率开关器件。

### 6.1 结构与工作原理

#### 6.1.1 结构

GTO 是一种 PNP 四层结构的半导体器件，其结构，等效电路及图形符号示于图 6-1 中。图中 A、G 和 K 分别表示 GTO 的阳极，门极和阴极。 $\alpha_1$  为  $P_1N_1P_2$  晶体管的共基极电流放大系数， $\alpha_2$  为  $N_2P_2N_1$  晶体管的共基极电流放大系数，图中的箭头表示各自的多数载流子运动方向，通常  $\alpha_1$  比  $\alpha_2$  小，即  $P_1N_1P_2$  晶体管不灵敏，而  $N_2P_2N_1$  晶体管灵敏。GTO 导通时器件总的放大系数  $\alpha_1 + \alpha_2$

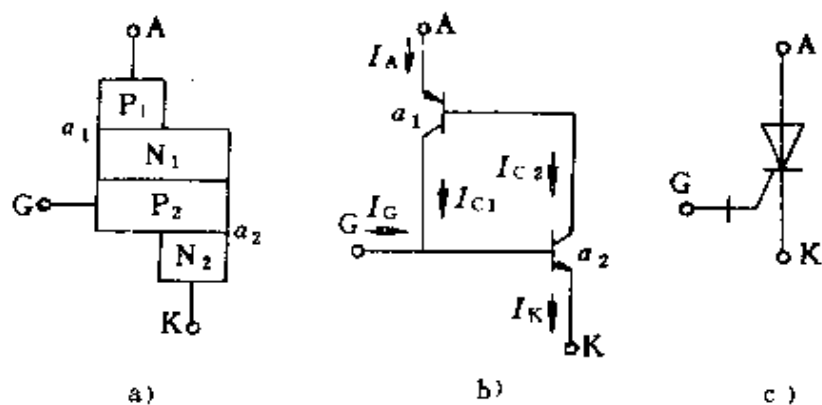


图 6-1 GTO 的结构、等效电路及图形符号

a) 结构 b) 等效电路 c) 图形符号

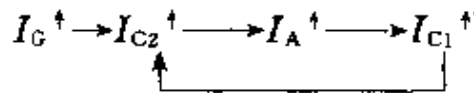
稍大于 1，器件处于临界饱和状态，为用门极负信号去关断阳极电流提供了可能性。

普通晶闸管 SCR 也是 PNP 四层结构，外部引出阳极，门极和阴极，构成一个单元器件。GTO 外部同样引出三个电极，但内部却包含着数百个共阳极的小 GTO，我们把这些小 GTO 称为 GTO 元，它们的门极和阴极分别并联在一起，与 SCR 不同，GTO 是一种多元的功率集成器件，这是为便于实现门极控制关断所采取的特殊设计。

GTO 的开通和关断过程与每一个 GTO 元密切相关，但 GTO 元的特性又不等同于整个 GTO 器件的特性，多元集成使 GTO 的开关过程产生了一系列新的问题。

### 6.1.2 GTO 开通原理

由图 6-1b 所示的等效电路可以看出，当阳极加正向电压，门极同时加正触发信号时，GTO 导通，其具体过程如下：



显然这是一个正反馈过程。当流入的门极电流  $I_G$  足以使晶体管  $N_2P_2N_1$  的发射极电流增加，进而使  $P_1N_2P_2$  晶体管的发射极电流也增加时， $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  也增大。当  $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$  之后，两个晶体管均饱和导通，GTO 则完成了导通过程。可见，GTO 开通的必要条件是

$$\alpha_1 + \alpha_2 > 1 \quad (6-1)$$

此时注入门极的电流  $I_G$  为

$$I_G = \frac{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}{\alpha_2} I_A \quad (6-2)$$

式中  $I_A$ ——GTO 的阳极电流；

$I_G$ ——GTO 门极注入的电流。

由式 (6-2) 可知，当 GTO 门极注入正的  $I_G$  电流但尚不满足开通条件时，虽有正反馈作用，但器件仍不会饱和导通。这是因为门极电流不够大，不满足  $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$  的条件，这时阳极电流只流过一个不大而且是确定的电流值。当门极电流  $I_G$  撤消后，该阳极

电流也就消失。与  $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$  状态所对应的阳极电流为临界导通电流，定义为 GTO 的掣住电流。当 GTO 在门极正触发信号的作用下开通时，只有阳极电流大于掣住电流后，GTO 才能维持大面积导通。

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

实际上因为 GTO 是多元集成结构，数百个以上的 GTO 元制作在同一硅片上，而 GTO 元特性总会存在差异，使得 GTO 元的电流分布不均，通态压降不一，甚至会在开通过程中造成个别 GTO 元的损坏，以致引起整个 GTO 的损坏。为此，要求在制造时尽可能使硅片微观结构均匀，工艺装备和工艺过程严格控制，以求最大限度达到所有 GTO 元特性的一致性。另外，要提高正向门极触发电流脉冲上升沿陡度，以求缩短 GTO 元阳极电流滞后时间、加速 GTO 元阴极导电面积的扩展，达到缩短 GTO 开通时间的目的。

### 6.1.3 GTO 关断原理

GTO 开通后可在适当外部条件下关断，其关断电路原理与关断时的阳极和门极电流如图 6-2 所示。关断 GTO 时，将开关 S 闭合，门极就施以负偏置电压  $E_C$ 。晶体管  $P_1N_1P_2$  的集电极电流  $I_{C1}$  被抽出形成门极负电流  $-I_C$ ，此时  $N_2P_2N_1$  晶体管的基极电流减小，进而使  $I_{C2}$  减小。于是引起  $I_{C1}$  的进一步下降，如此循环不已，最终导致 GTO 的阳极电流消失而关断。

GTO 的关断过程分为三个阶段： $t_s$  存储时间阶段， $t_f$  下降阶段， $t_r$  尾部阶段，关断过程中相应的阳极电流  $i_A$ ，门极电流  $i_G$ 、管压降  $v_{AK}$  和功耗  $P_{off}$  随时间变化的波形如图 6-2b 所示。

1.  $t_s$  阶段 GTO 导电时，所有 GTO 元中两个等效晶体管均

饱和，要用门极控制 GTO 关断，首先必须使饱和的等效晶体管退出饱和，恢复基区控制能力，为此应排除  $P_2$  基区中的存储电荷。 $t_s$  阶段即是依靠门极负脉冲电压抽出这部分存储电荷。在  $t_s$  阶段所有等效晶体管均未退出饱和，三个 PN 结都还是正向偏置，所以在门极抽出存储电荷的同时，GTO 阳极电流  $i_A$  仍保持原先稳定导电时的数值  $I_A$ ，管压降  $v_{AK}$  也保持通态压降。

2.  $t_f$  阶段 经过  $t_s$  阶段后， $P_1N_1P_2$  等效晶体管退出饱和， $N_2P_2N_1$  晶体管也恢复了控制能力，当  $I_G$  变化到其最大值  $-I_{GM}$  时，阳极电流开始下降，于是  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  也不断减小，当  $\alpha_1 + \alpha_2 \leq 1$  时，器件内部正反馈作用停止，称此点为临界关断点。GTO 的关断条件为

$$\alpha_1 + \alpha_2 < 1 \quad (6-3)$$

关断时需要抽出的最大门极负电流  $-I_{GM}$  为

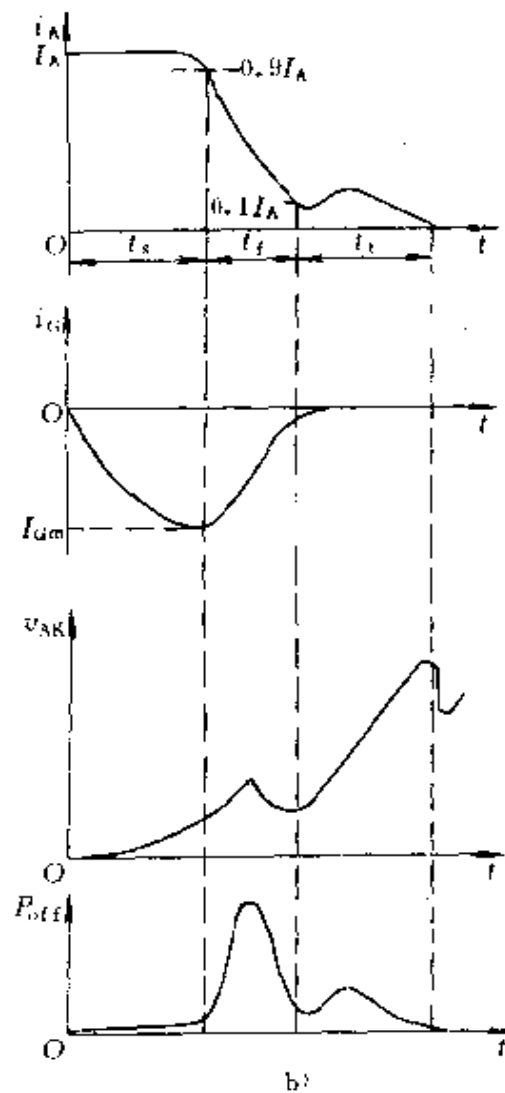
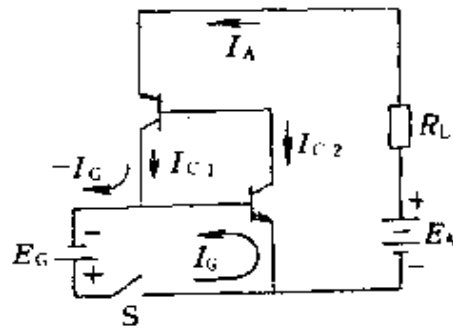


图 6-2 GTO 关断电路与关断过程波形  
a) 关断过程等效电路 b) 关断过程波形

$$|-I_{GM}| > \frac{(\alpha_1 + \alpha_2) - 1}{\alpha_2} I_{ATO} \quad (6-4)$$

式中  $I_{ATO}$ ——被关断的最大阳极电流；

$-I_{GM}$ ——抽出的最大门极电流。

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

$$\beta_{off} = \frac{I_{ATO}}{|-I_{GM}|} \quad (6-5)$$

$\beta_{off}$  是一个重要的特征参数，其值一般为 3~8。

$t_1$  阶段，GTO 元中两个等效晶体管从饱和退出到放大区，所以随着阳极电流的下降，阳极电压逐步上升，因而关断时功耗较大。在电感负载条件下，阳极电流与阳极电压有可能同时出现最大值，此时的瞬时关断损耗尤为突出。

3.  $t_3$  阶段 从 GTO 阳极电流下降到稳定导通电流值的 10% 至阳极电流衰减到断态漏电流值时所需的时间定义为尾部时间  $t_3$ 。

在  $t_3$  阶段中，如果  $v_{AK}$  上升  $dv/dt$  较大时，可能有位移电流通过  $P_2N_1$  结注入  $P_2$  基区，引起两个等效晶体管的正反馈过程，重则造成 GTO 再次导通，轻则出现  $i_A$  的增大过程。随着  $dv/dt$  上升减慢，阳极电流  $i_A$  逐渐衰减。

如果能使门极驱动负脉冲电压幅值缓慢衰减，在  $t_3$  阶段，门极依旧保持适当负电压，则  $t_3$  时间可以缩短。

#### 6.1.4 GTO 的失效原理

GTO 的结构模型示意如图 6-3 所示。大容量的 GTO 是由若干 GTO 元并联而成，这些 GTO 元的阳极共有，门极和阴极形成多个独立的 PN 结单元。每个门极和阴极单独引线，成为一个小 GTO，图中 1—1'，2—2'，…，n—n' 用来测量每个小单元的阴极电流。由于 GTO 的这一结构特征，要求各小单元在导通和关断时动作应整齐一致，否则就会发生烧毁器件的现象。国外资料介绍了对 50AGTO 各小单元用多线示波器观测的结果，发现当 GTO

失效时,个别小单元的阴极电流骤然猛增,如图 6-4 所示。图中  $i_{K1}$  出现上述现象,第一阴极单元就会由于电流过大而烧坏,这就是 GTO 失效的基本原理。

上述现象的出现仍然归结到 GTO 元特性的不一致,从而使它们的关断时间有长有短。较先关断的小单元把自己负担的电流转移到迟后关断的小单元上,致使后者电流密度增大。如果各 GTO 元关断时间差异过大,关断最慢的 GTO 元被局部烧坏的几率就最大。实测表明,容易导通的 GTO 元难于关断;反之,难以导通的则易关断。可见,制造大容量 GTO 的关键之一在于改善大面积扩散工艺及提高少子寿命的均匀性。由于这种工艺的改进。目前已有 3000A、4500V 的 GTO 问世。

由于结构的不同,GTO 又分为多种类型,主要是逆阻 GTO 和阳极短路 GTO 两种。逆阻 GTO 可承受正反向电压,正向压升高,快速性能差;阳极短路 GTO 又称为无反压 GTO,它不能承受反向电压,但正向压降低,快速性能好,热稳定性优良。此外,还有放大门极 GTO,掩埋门极 GTO,逆导 GTO 以及 MOS-GTO 等多种。

## 6.2 特性与参数

### 6.2.1 静态特性

#### 6.2.1.1 阳极伏安特性

GTO 的阳极伏安特性如图 6-5 所示。当外加电压超过正向转

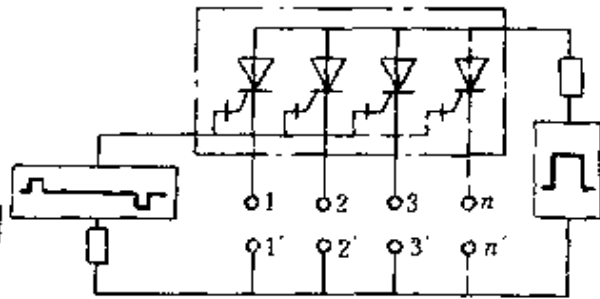


图 6-3 GTO 阴极结构模型

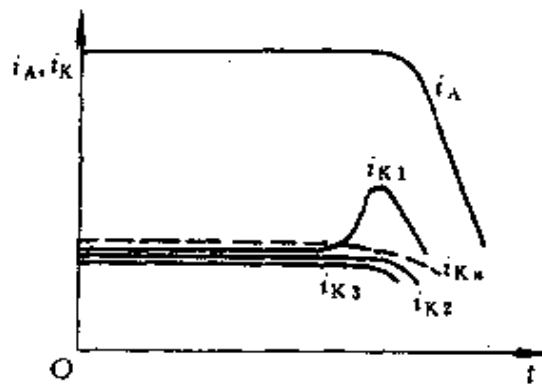


图 6-4 GTO 的失效原理

折电压  $V_{DRM}$  时, GTO 即正向开通, 这种现象称作电压触发。此时不一定破坏器件的性能; 但是若外加电压超过反向击穿电压  $V_{RRM}$  之后, 则发生雪崩击穿现象, 极易损坏器件。

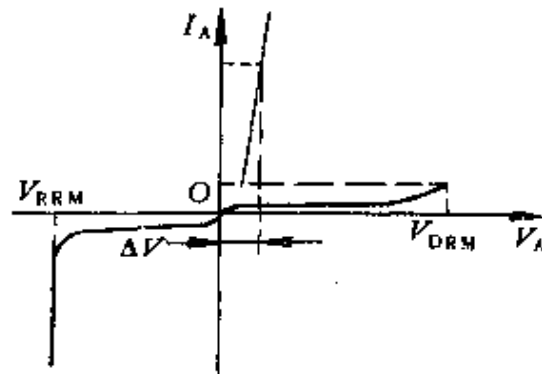


图 6-5 GTO 的阳极伏安特性

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

GTO 的阳极耐压与结温和门极状态有着密切关系, 随着结温升高, GTO 的耐压降低, 如图 6-6 所示。当 GTO 结温高于  $125^{\circ}\text{C}$  时, 由于  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  大大增加, 自动满足了  $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$  的条件, 所以不加触发信号 GTO 即可自行开通。为了减小温度对阻断电压的影响, 可在其门极与阴极之间并联一个电阻, 相当于增设了一短路发射极。

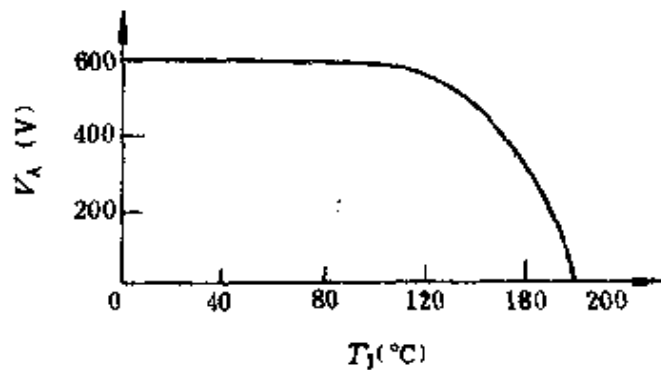


图 6-6 GTO 阳极耐压与结温的关系

GTO 的阳极耐压还与门极状态有关, 门极电路中的任何毛刺电流都会使阳极耐压降低, 开通后又会使 GTO 擎住电流和管压降增大。图 6-7 表示出门极状态对 GTO 阳极耐压的影响

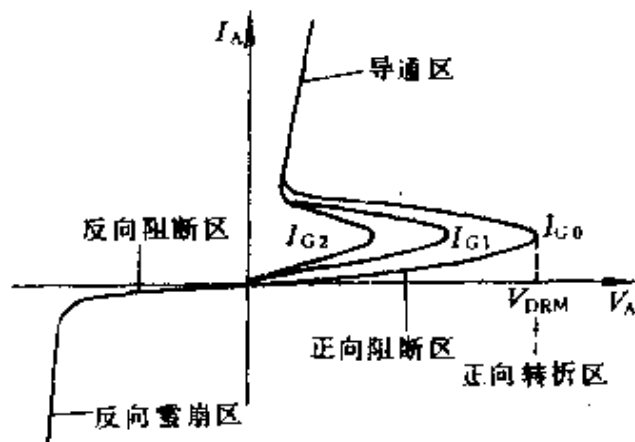


图 6-7 门极状态对 GTO 阳极耐压的影响

响，图中  $i_{G1}$  和  $i_{G2}$  相当于毛刺电流， $i_{G0} < i_{G1} < i_{G2}$ ，显然，当门极出现  $i_{G1}$  或  $i_{G2}$  时，GTO 正向转折电压大大降低，因而器件的正向额定电压相应降低。

### 6.2.1.2 通态压降特性

GTO 的通态压降特性如图 6-8 所示。结温不同时，GTO 的通态压降  $V_A$  随着阳极通态电流  $I_A$  的增加而增加，只是趋势不尽相同。图中所示曲线为 GFF200E 型 GTO 的通态压降特性。一般希望通态压降越小越好；管压降小，GTO 的通态损耗小。

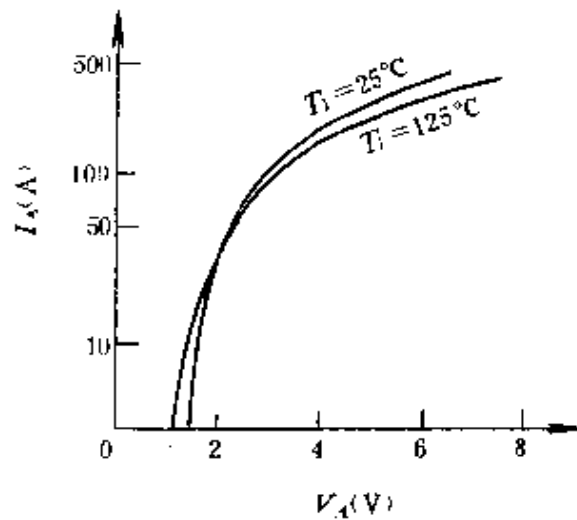


图 6-8 GFF200E 型 GTO 的通态压降特性

### 6.2.1.3 安全工作区

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

GTO 在反向偏置即门极加负脉冲关断信号时，则有安全工作区的问题。GTO 安全工作区的定义是：在一定条件下，GTO 能够可靠关断的阳极电流与阳极电压的轨迹。GTO 的安全工作区如图 6-9 所示。既然是在一定条件下确定的安全运行范围，若条件改变，比如门极驱动电路或缓冲电路

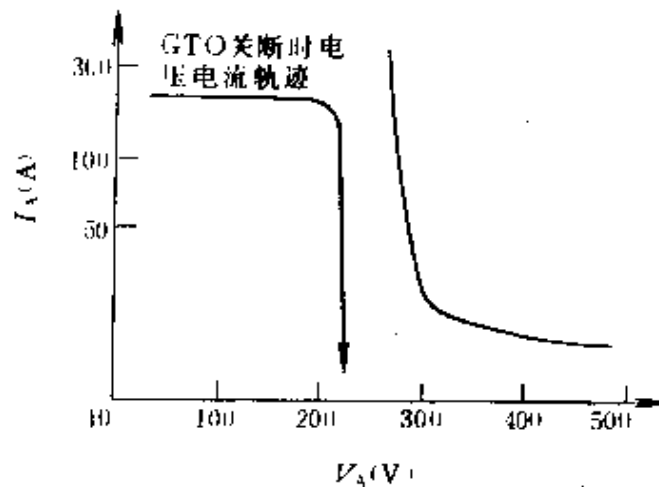


图 6-9 GTO 的安全工作区



参数改变之后,安全工作区也必须改变,实际应用中应加以注意。

### 6.2.2 动态特性

GTO 的动态特性是指 GTO 从断态到通态、从通态到断态的变化过程中,电流、电压以及功率损耗随时间变化的规律。

#### 6.2.2.1 开通特性

GTO 的开通特性示于图 6-10。当阳极施以正电压,门极注入一定电流时,阳极电流大于擎住电流之后,GTO 即完全导通。开通时间  $t_{on}$  由延迟时间  $t_d$  和上升时间  $t_r$  组成。 $t_{on}$  的大小取决于元件特性、门极电流上升率  $di_G/dt$  以及门极脉冲幅值的大小。

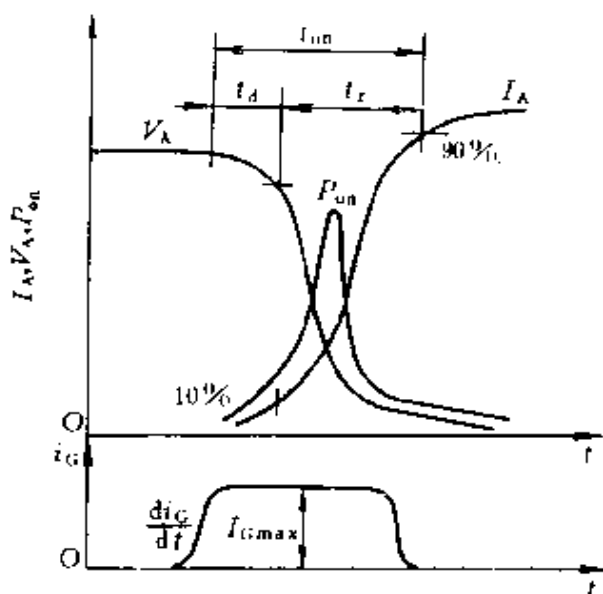


图 6-10 GTO 的开通特性

由图可知,在延迟时间内功率损耗比较小,大部分的开通损耗出现在上升时间内。当阳极电压一定时,每个脉冲的 GTO 开通损耗将随着峰值阳极电流  $I_A$  的增加而增加。

#### 6.2.2.2 关断特性

GTO 的门极、阴极结加适当负脉冲时,即可关断导通着的 GTO 阳极电流。关断过程中阳极电流、电压及功率损耗随时间变化的曲线以及关断过程中门极电流、电压及阴极电流随时间变化的曲线如图 6-11 所示。

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

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

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

阳极电流急剧减小以后, 呈现出一个缓慢衰减的尾部电流。由于此时阳极电压已经升高, 因此 GTO 关断时的大部分功率损耗出现在尾部期间。在相同的关断条件下, GTO 型号不同, 相应的尾部电流起始值  $I_{T1}$  和尾部电流的持续时间均不同。在存储时间内过大的门极反向电流上升率  $dI_{GR}/dt$  会使尾部时间加长。此外, 过高的重加  $dv/dt$  会使 GTO 因瞬时功耗过大而在尾部时间内损坏器件。因此必须很好地控制重加  $dv/dt$ , 设计适当的缓冲电路。一般来说, GTO 关断时总的功率损耗随阳极电流的增大而增大, 随缓冲电容的增加而减小。

门极负电流、负电压波形是 GTO 特有的门极动态特性, 如图

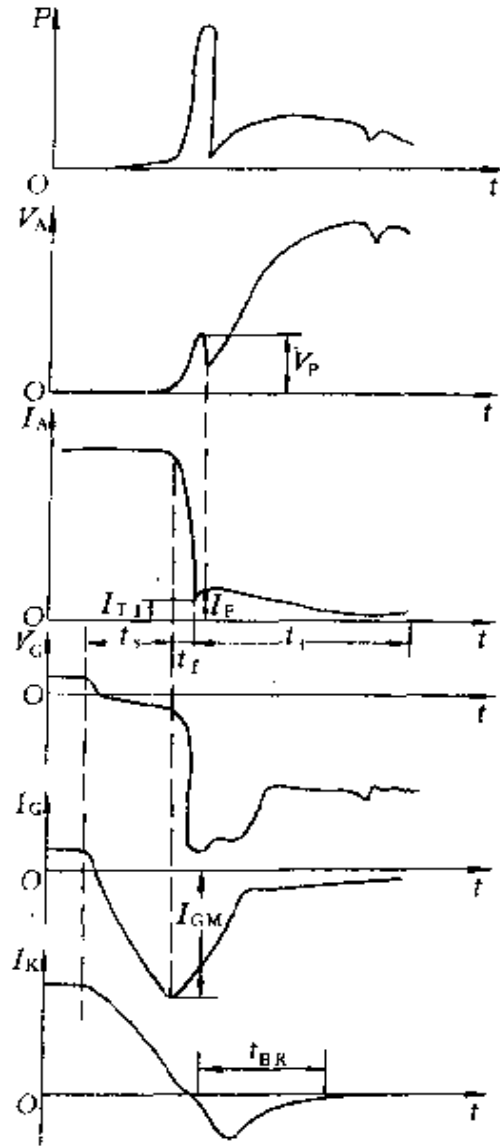


图 6-11 GTO 的关断特性

6-11 所示。门极负电流的最大值随阳极可关断电流的增大而增大。门极负电流增长的速度与门极所加负电压及门极电路参数有关。如果在门极电路中有较大的电感，会使门极-阴极结进入雪崩状态。在雪崩期间，阴极产生反向电流，如图 6-11 所示。与阴极反向电流对应的时间为雪崩时间  $t_{BR}$ ，在这段时间内，阳极仍有尾部电流，门极继续从阳极抽出电流。门极负电流中既有从阳极抽出的电流又有阴极反向电流。如果门极实际承受的反向电压不超过门极雪崩电压  $V_{GR}$ ，则不会出现阴极反向电流。实际应用中，多数情况下不使门极-阴极结产生雪崩现象，以防止因雪崩电流过大而损坏门极-阴极结。

### 6.2.3 主要参数

#### 6.2.3.1 最大可关断阳极电流 $I_{ATO}$

GTO 的阳极电流既受热学上的限制，额定工作结温决定了 GTO 的平均电流额定值；又受电学上的限制，电流过大时， $\alpha_1 + \alpha_2$  稍大于 1 的条件可能被破坏，使器件饱和深度加深，导致门极关断失效。因此，用  $I_{ATO}$  来表示 GTO 的容量， $I_{ATO}$  用下式表示：

$$I_{ATO} = \frac{\alpha_2}{(\alpha_1 + \alpha_2) - 1} I_{GM} \quad (6-6)$$

为了获得大容量的 GTO 器件，就必须严格控制  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  的数值，特别是它们的温度稳定性，以免高温时关断失效。 $I_{ATO}$  还随工作频率、再加电压，阳极电压上升率  $dv/dt$ 、门极负电流的波形以及电路参数等的变化而变化，应用中应特别注意。

#### 6.2.3.2 关断增益 $\beta_{off}$

前已述及，关断增益  $\beta_{off}$  为最大可关断阳极电流  $I_{ATO}$  与门极负电流最大值  $I_{GM}$  之比，其表达式为式 (6-5)。从式中可以看出，一切影响  $I_{ATO}$  和  $I_{GM}$  的因素均会影响  $\beta_{off}$ 。当门极负电流上升率一定时，关断增益随可关断阳极电流的增加而增加。当可关断阳极电流一定时，关断增益随门极负电流上升率的增加而减小。

#### 6.2.3.3 阳极尖峰电压 $V_p$

阳极尖峰电压  $V_p$  是在下降时间末尾出现的极值电压，它几

乎随阳极可关断电流线性增加， $V_P$  过高可能导致 GTO 失效。 $V_P$  的产生是由缓冲电路中引线电感、二极管正向恢复电压和电容中的电感造成的。为了减小  $V_P$ ，必须尽量缩短缓冲电路的引线，以便减小引线电感，并采用正向恢复快的二极管及无感电容等。

#### 6.2.3.4 $dv/dt$ 和 $di/dt$

阳极电压上升率  $dv/dt$  分为静态和动态两种情况。静态  $dv/dt$  指 GTO 阻断时所能承受的最大电压上升率，当静态  $dv/dt$  过高时，GTO 中结电容将流过较大的位移电流并使  $\alpha$  增大，可能引发误通故障。静态  $dv/dt$  与结温，阳极电压以及门极反偏电压有关。结温和阳极电压越高，GTO 承受的静态  $dv/dt$  能力越低；门极反偏电压越高，静态  $dv/dt$  耐量越高。

动态  $dv/dt$  也称重加  $dv/dt$ ，它表示 GTO 在门极关断过程中阳极电压的上升率。因为门极加上关断负脉冲，所以此时没有因  $dv/dt$  过高引起 GTO 误触发的问题，但重加  $dv/dt$  却会使  $I_{ATO}$  下降，瞬时关断功耗过大，也会导致 GTO 损坏。

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

#### 6.2.3.5 浪涌电流及 $I^2t$ 值

浪涌电流是指使结温超过额定结温的不重复最大通态过载电流，浪涌电流是由电路异常引起，该电流通常规定为通态峰值电流的 6 倍。浪涌之后，器件性能不致因电击穿，热击穿或由于应力作用而变坏，但却可能引起器件性能的改变。

$I^2t$  值是用来表示在持续时间不满 10ms 的区域内衡量正向非重复过电流能力的尺度。实际上它是选定快速熔断器的依据。

#### 6.2.3.6 断态不重复峰值电压

当器件阳极电压超过此值时，则不需要门极触发即转折导通，断态不重复峰值电压随转折次数增大而下降。在 GTO 中由于阳极电压超过此值时，可能只有其中个别几个 GTO 元首先转折，全

部阳极电流将集中于这几个 GTO 元,造成局部电流密度过高而损坏。

#### 6.2.3.7 维持电流

GTO 的维持电流指阳极电流减小到开始出现 GTO 元不能再维持导通时的数值。因为若 GTO 在阳极电流纹波较大的情况下,工作时,当电流瞬时值到达最低时,因 GTO 元间电流分布不均匀,以及维持电流值的差异,其中部分 GTO 元因电流小于其维持电流值而截止,则在阳极电流回复到较高值时,已截止的 GTO 元不能再导电,于是导电的 GTO 元的电流密度增大,出现不正常工作状态。

#### 6.2.3.8 擎住电流

GTO 经门极触发后,阳极电流上升到保持所有 GTO 元导通的最低值即擎住电流值。

由此定义可知,擎住电流最大的 GTO 元对整个 GTO 的擎住电流值影响最大,若该 GTO 元刚达到其擎住电流时,遇到门极正脉冲电流极陡的下降沿,则内部载流子增生的正反馈过程会受阻而返回截止状态,若因门极电流脉冲下降沿过陡而产生负向过冲,则该 GTO 元被关断的可能性更大。这就是说,必须加宽门极脉冲,使该 GTO 元达到更高的电流值(也即整个 GTO 的擎住电流增大)时,才能抵御较陡的门极正脉冲电流下降沿而不致于返回截止。这一现象说明,门极正脉冲电流下降沿越陡,GTO 的擎住电流值将增大,但只有在门极电流脉冲宽度不足时下降沿陡度才会影响 GTO 的擎住电流值。

#### 6.2.3.9 开通时间 $t_{on}$

开通时间为滞后时间  $t_d$  和上升时间  $t_r$  之和。GTO 的滞后时间  $t_d$  约  $1\sim 2\mu s$ ,上升时间  $t_r$  则随通态平均电流值的增大而增大。

#### 6.2.3.10 关断时间 $t_{off}$

关断时间为存储时间  $t_s$  与下降时间  $t_f$  之和。存储时间随阳极电流增大而增大,下降时间  $t_f$  一般小于  $2\mu s$ 。

表 6-1、6-2 表示了可关断晶闸管的主要参数和电气特性。

表 6-1 国产 KG 5、10、200A 管壳额定可关断晶闸管规范

编号	极 限 值	符 号	单 位	数 值		
				5A	10A	200A
1	管壳温度	$T_{case}$	°C	-40~85°C		
2	储存温度	$T_{stg}$	°C	-40~115°C 或 -40~140°C		
3	等效结温	$T_{vj}$	°C	-40~100°C 或 -40~125°C		
4	反向重复峰值电压	$V_{RRM}$	V	<1600		
5	断态重复峰值电压	$V_{DRM}$	V	100~1600		
6	反向不重复峰值电压	$V_{RSM}$	V	(100/90) $V_{RRM}$		
7	断态不重复峰值电压	$V_{DSM}$	V	(100/90) $V_{DRM}$		
8	通态平均电流单相正弦半波 50Hz, 180° 导通角, 阻性负载, $T_m$	$I_{T(AV)}$	A	$\geq 1.5$	$\geq 3.0$	>65
9	可关断峰值电流	$I_{TGQM}$	A	5	10	200
10	(不重复) 浪涌电流 (浪涌后施加反向重复峰值电压)	$I_{TSM}$	A	25	50	1000
11	通态电流临界上升率	$di/dt$	A/ $\mu$ s	25, 50, 100		100, 150, 200
12	$I^2t$ , 正弦波, 10ms (50Hz) 的最大值, 无再加反向电压	$I^2t$	A <sup>2</sup> s	3.1	12.5	5×1000
13	门极正向峰值电压(阳、阴极断路)	$V_{FGM}$	V	2	2	2
14	门极正向峰值电流	$I_{FGM}$	A	1	1.5	10
15	门极正向峰值功率	$P_{FGM}$	W	2	3	20
16	门极正向平均功率	$P_{FGAV}$	W	0.3	0.5	4
17	门极反向峰值电压(阳、阴极断路)	$V_{RGM}$	V	18	18	18
18	门极反向峰值电流	$I_{RGM}$	A	1.5	3	111
19	门极反向峰值功率	$P_{RGM}$	W	27	54	2000
20	安装力矩或安装力	$M$	Nm	10±2		1.8×10 <sup>4</sup> ±3600
		$F$	N			

表 6-2 国产可关断晶闸管电特性

编号	特性和条件	符号	单位	数值		
				5A	10A	200A
1	通态峰值电压 (对应可关断通态峰值电流的通态峰值电压最大值)	$V_{TM}$	V	$< 3.0$		
2	反向重复峰值电流 (在额定电压 $U_{RRM}$ 的反向峰值电流的最大值, 在 25°C 和 $T_{jm}$ )	$I_{RRM}$	mA	$\leq 4$	$\leq 6$	$\leq 30$
3	断态重复峰值电流 (额定电压 $U_{DRM}$ 时的断态峰值电流的最大值, 在 25°C 和 $T_{jm}$ )	$I_{DRM}$	mA	$\leq 4$	$\leq 6$	$\leq 30$
4	维持电流	$I_H$	mA	$\leq 0.5$		$\leq 10$
5	擎住电流	$I_L$	A	$\leq 1.0$		$\leq 10$
6	门极触发电流	$I_{GT}$	mA	$\leq 100$	$\leq 150$	$\leq 1000$
7	门极触发电压	$V_{GT}$	V	$\leq 1.5$		
8	门极不触发电压	$V_{GD}$	V	$\geq 0.5$		
9	门极关断电流	$I_{GQ}$	A	$\leq 1.0$	$\leq 2.0$	$\leq 65$
10	门极关断电压	$V_{GQ}$	V	$\leq 18$		$\leq 20$
11	开通时间	$t_{tr}$	$\mu s$	$\leq 3.0$	$\leq 3.5$	$\leq 10$
12	关断时间	$t_{eq}$	$\mu s$	$\leq 5$	$\leq 8$	$\leq 15$
13	断态电压临界上升率	$dv/dt$	V/ $\mu s$	$\geq 100, \geq 200, \geq 500$		$\geq 200, \geq 500, \geq 800, \geq 1000$
14	总耗散功率	$P_{tot}$		给出最大总耗散功率与通态平均电流和导通角的函数关系曲线		
15	结壳热阻	$R_{\theta c}$	°C/W	$\leq 4.0$	$\leq 3.0$	$\leq 0.4$

## 6.3 GTO 的缓冲电路

### 6.3.1 缓冲电路的作用

GTO 的缓冲电路除用来抑制换相过电压, 限制  $dv/dt$ , 动态均

压之外,还关系到GTO的可靠开通和关断,尤其是GTO的关断,一要依靠正确的门极负脉冲参数,二要依靠合理的缓冲电路参数,两者缺一不可。

GTO在限定的电流和电压范围内可以无缓冲电路安全工作。图6-12是日立公司30A、1200VGT O的无缓冲电路安全工作区域图。从图中可以看出,当可关断峰值电流 $I_{ATO}=100\text{A}$ 时,阳极电压峰值 $U_{AKM}$ 不能超过300V,若GTO阳极电压峰值 $V_{AKM}=1000\text{V}$ 时,阳极可关断峰值电流只有10.5A。显然,无缓冲电路时GTO的关断能力大受限制。如果加入缓冲电容 $C_s=0.22\mu\text{F}$ ,则图中表明同样在阳极电压峰值 $V_{AKM}=1000\text{V}$ 时,可关断峰值电流可达到180A,可见缓冲电路对开发GTO关断能力起着相当重要的作用。

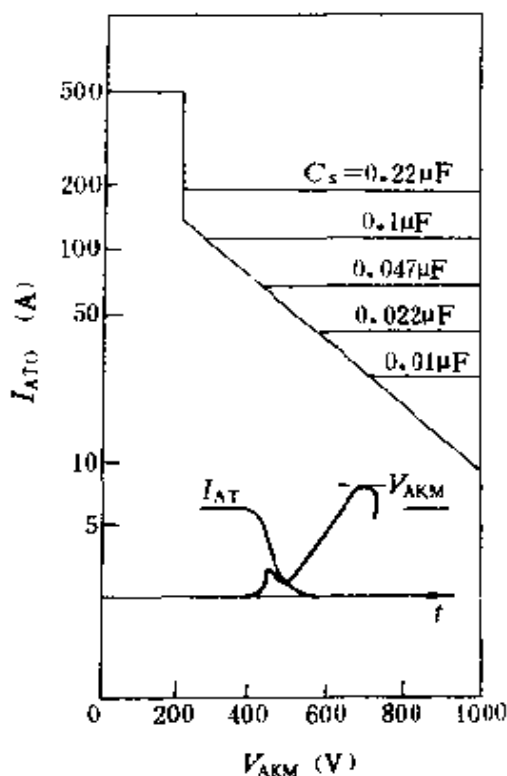


图 6-12 GTO 无缓冲  
电路安全工作区

GTO 缓冲电路主要有下述三个作用:

(1) GTO 关断时,在阳极电流下降阶段,抑制阳极电压 $V_{AK}$ 中的尖峰 $V_P$ ,以降低关断损耗,防止由此引起结温升高, $\alpha_1$ 和 $\alpha_2$ 增大给关断带来困难。

(2) 抑制阳极电压 $V_{AK}$ 的上升率 $dv/dt$ ,以免关断失败。

(3) GTO 开通时,缓冲电容通过电阻向GTO 放电,有助于所有GTO 元达到擎住电流值,尤其是主电路为电感负载时。

### 6.3.2 缓冲电路的工作原理

#### 6.3.2.1 结构特点

图6-13为一具有GTO最典型工作状态的直流斩波器电路,以此为参考分析GTO缓冲电路的工作原理,该电路的工作波形



如图 6-14 所示。图中  $R$ 、 $L$  是负载， $VD$  为续流二极管， $L_A$  是 GTO 导通瞬间限制  $di/dt$  的电感，其中也包含主电路的线路电感。 $R_s$ 、 $C_s$  和  $VD_s$  组成了缓冲电路，它与 SCR 的缓冲电路的区别在于增加了二极管  $VD_s$ 。

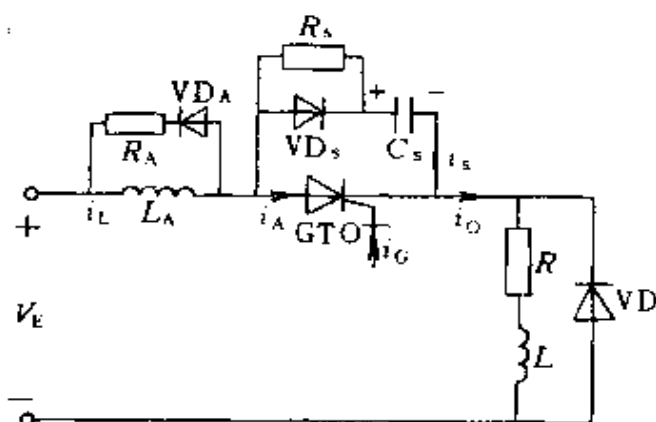


图 6-13 GTO 斩波器

SCR 在关断过程中有存储电荷形成的反向电流（即恢复电

流）流过，反向电流衰减的速率可高达  $1000A/\mu s$ ，它在 SCR 阳极电路电感中产生极高的感应电动势，这就是出现在器件两端的换相过电压。如果 SCR 两端只并联电容  $C_s$ ，没有电阻  $R_s$  阻尼，则当 SCR 关断时由  $L_A$  和  $C_s$  形成串联谐振。SCR 两端的过电压亦然存在。SCR 的  $di/dt$  承受能力较低，阳极电路必须串联一定数值的电感  $L_A$ 。

GTO 同样需要  $L_A$  来限制  $di/dt$ 。GTO 缓冲电路的重要任务是门极控制关断时抑制由于阳极电流  $i_A$  下降， $di/dt$  在电感  $L_A$  上感应的电压尖峰  $V_P$  及其正向电压上升率  $dv/dt$ 。GTO 的多元集成结构改善了  $di/dt$  承受能力，那么理论上可以减小  $L_A$  和  $R_s$ ；但是，当 GTO 开通瞬间，电容  $C_s$  要通过阻尼电阻  $R_s$  向 GTO 放电，若  $R_s$  小，则  $C_s$  放电电流峰值很高，可能超出 GTO 的承受能力。为此，增加了二极管  $VD_s$ ，在 GTO 关断时，用  $VD_s$  的通态内阻及 GTO 关断过程中的内阻来阻尼  $L_A$  和  $C_s$  谐振。电阻  $R_s$  则用于 GTO 开通时，限制  $C_s$  放电电流峰值及 GTO 关断末期  $VD_s$  反向恢复阻断时阻尼  $L_A$  和  $C_s$  谐振。

### 6.3.2.2 开通时缓冲电路的工作过程

当 GTO 门极施加图 6-14a 所示的正向门极电流脉冲时，GTO 开通，流过 GTO 的电流  $i_A$  可以分解为两个分量：一是主回路电流

$i_o$ ，另一是缓冲电路的放电电流  $i_s$ 。主回路电流可表示为

$$i_o = \frac{V_E}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L+L_A}t}) \quad (6-7)$$

缓冲电容器  $C_s$  的放电电流可表示为

$$i_s = -\frac{V_E}{R_s} e^{-\frac{t}{R_s C_s}} \quad (6-8)$$

于是，GTO 的阳极电流

$$i_A = i_o - i_s = \frac{V_E}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L+L_A}t}) + \frac{V_E}{R_s} e^{-\frac{t}{R_s C_s}} \quad (6-9)$$

这期间的  $i_A$  波形如图 6-14b 所示。随着  $C_s$  放电的延续， $C_s$  两端电压  $V_{cs}$  按指数规律下降，如图 6-14f 所示。

在 GTO 导电期间

阳极电流为常数  $I_A$

$$i_A = i_o = I_A \quad (6-10)$$

缓冲电路电流为零

$$i_s = 0$$

### 6.3.2.3 关断时缓冲电路的工作过程

GTO 的关断过程较为复杂，如图 6-14 中所示  $t_1 \sim t_8$  的各个时刻，现分为三个阶段进行分析。

1.  $t_s$  和  $t_f$  段的工作过程 在  $t = t_1$  时刻，GTO 施加门极负脉冲电流，GTO 关断过程开始。为了分析简单，假定在

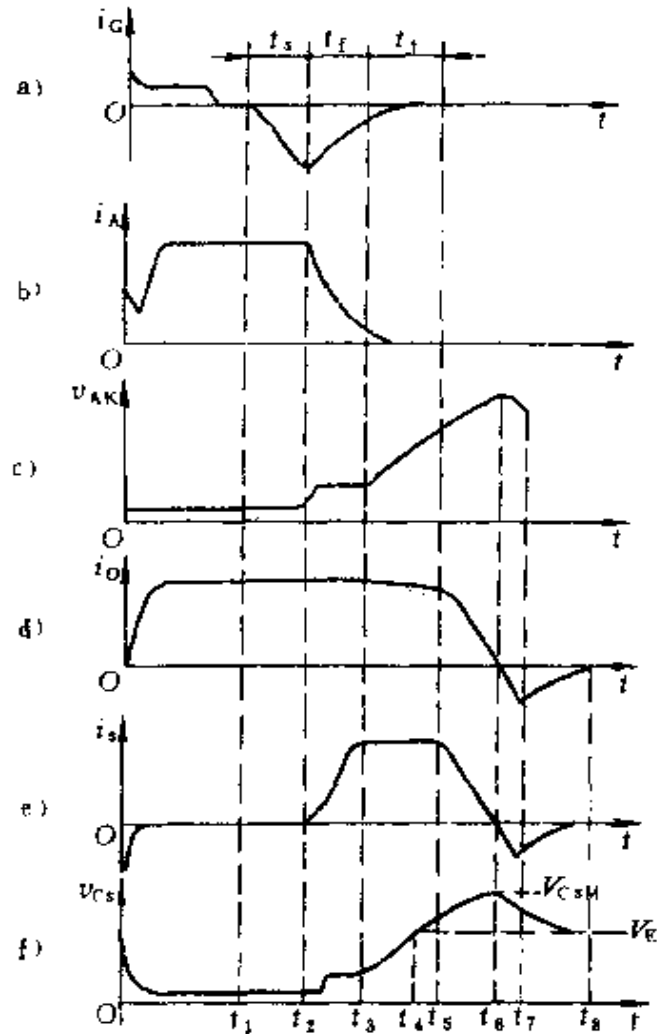


图 6-14 GTO 斩波器波形

关断过程的三个基本阶段 ( $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ ) 中负载电流  $i_0 = I_A$  保持不变, 如图 6-14d 所示。在  $t_1$  时刻之后经过存储时间  $t_s$ , 门极抽出  $P_2$  基区的存储电荷后, 于  $t_2$  时刻 GTO 元中等效晶体管退出饱和, 基极恢复控制能力, GTO 阳极电流  $i_A$  进入下降阶段。阳极电流  $i_A$  随时间下降的规律比较复杂, 既与 GTO 的内部过程有关, 又与外部电路参数有关。图 6-14 中  $i_A$  下降波形只按一般实验结果绘出, 因为已假设 GTO 关断过程中负载电流  $i_0 = I_A$  不变, 故缓冲电路电流

$$i_s = i_0 - i_A \quad (6-11)$$

此过程说明 GTO 中的电流被转移到缓冲电路, 并充入电容  $C_s$ , 这一方面有利于 GTO 电流衰减, 直至关断, 另一方面  $C_s$  的充电过程缓解了 GTO 两端电压  $v_{AK}$  的  $dv/dt$  的上升, 抑制了  $i_A$  下降阶段  $v_{AK}$  电压中的尖峰  $V_P$ , 如图 6-14c 所示, 这就可防止由于  $dv/dt$  引起的关断失败。 $V_P$  减小也降低了关断损耗和结温, 也有助于 GTO 关断。可见, 缓冲电路在此阶段起着极其重要的作用。在此阶段忽略  $VD_s$  的通态压降, 所以 GTO 阳极电压  $v_{AK}$  波形与  $C_s$  端电压  $v_{Cs}$  相同。

2.  $t_2$  阶段的工作过程 到  $t_3$  时刻, 阳极电流  $i_A$  已衰减到  $0.1I_A$ , 开始进入尾部阶段, 在此阶段阳极电流已衰减到很小, 可以认为阳极电流都已转移到缓冲电路, 此时缓冲电路电流

$$i_s \approx i_A = I_A \quad (6-12)$$

电容  $C_s$  被恒定电流  $I_A$  充电, 故电容电压

$$v_{Cs} = \frac{I_A}{C_s}(t - t_3) + v_{Cs}(t_3) \quad (6-13)$$

式中  $v_{Cs}(t_3)$  ——  $t_3$  时刻  $v_{Cs}$  的边界值。

到  $t_4$  时刻, 电容上的电压  $v_{Cs}$  上升到电源  $V_E$ 。此后,  $L_A$  将产生感应电动势, 以保持  $i_0$  恒定, 并使  $v_{Cs}$  继续线性上升, 直到  $t_5$  时刻, 尾部阶段  $t_4$  结束, GTO 完全关断。

3.  $t_5$  至  $t_6$  期间的工作过程 在  $t_5$  之后,  $L_A$  中残存的储能已无法产生感应电动势来维持  $i_0$  恒定, 则负载电感  $L$  将产生感应电动势, 使续流二极管  $VD$  导通。负载电压为零, 于是  $L_A$  和  $C_s$  通过电

源  $V_E$  构成谐振回路，在  $t_5$  至  $t_6$  期间  $i_O$  波形如图 6-14d 所示，在此期间  $i_O = i_s$ ，所以  $i_s$  波形与  $i_O$  相同。

当  $t = t_6$  时， $i_O = i_s = 0$ 。因  $C_s$  两端电压  $v_{C_s}$  与电流  $i_s$  之间相差  $90^\circ$  相差，所以  $t = t_6$  时  $v_{C_s}$  达到峰值  $V_{CSM}$ 。

谐振电流在  $t_6$  时刻后改变方向，但是，由于  $VD_s$  不能立即恢复反向阻断，所以谐振电流反向后最初反向流过  $VD_s$ ，到  $t_7$  时刻  $VD_s$  反向恢复，电流迅速衰减，于是  $C_s$  放电电流转移到  $R_s$  支路，受  $R_s$  阻尼， $i_s$  不再振荡，而是按过阻尼状态衰减到零，电容  $C_s$  电压  $v_{C_s}$  在  $t_8$  时刻下降到等于电源电压  $V_E$ 。

从  $t_2$  到  $t_8$  期间，缓冲电路中  $VD_s$  是导通的， $t_6$  到  $t_7$  间  $VD_s$  流过反向恢复电流。总之，在  $t_2$  至  $t_7$  期间  $VD_s$  始终处于正向偏置状态，可忽略其管压降，所以  $C_s$  和 GTO 的端电压相等，这一阶段的电压波形如图 6-14c 和 f 所示。

在尾部  $t_8$  阶段，缓冲电路的作用主要在于抑制  $v_{AK}$  的变化率  $dv/dt$  的上升，防止由于  $dv/dt$  引起阳极电流回升，并减小  $t_8$  阶段的关断损耗，缓冲电路也抑制了与  $dv/dt$  有关的 GTO 电压峰值  $V_{CSM}$ 。

### 6.3.3 缓冲电路的参数估算与安装工艺

#### 6.3.3.1 参数估算

1. 缓冲电感  $L_A$  可以根据 GTO 允许承受的  $di/dt$  参数来估算  $L_A$  值，GTO 开通瞬间的初始条件为

$$L_A \frac{di}{dt} = V_E$$

故有

$$L_A = \frac{V_E}{di/dt} \quad (6-14)$$

2. 缓冲电容  $C_s$  可以根据 GTO 允许承受的  $dv/dt$  参数来估算  $C_s$  值。从图 6-14 可以看出，自  $t_3$  时刻开始按恒定电流  $I_A$  值向  $C_s$  充电，直至  $t_6$  时刻达到峰值  $V_{CSM}$ ，该过程可表述如下

$$dv/dt = \frac{I_A}{C_s}$$

故有

$$C_s = \frac{I_A}{dv/dt} \quad (6-15)$$

3. 缓冲电阻  $R_s$   $R_s$  的作用是阻尼  $L_A$  与  $C_s$  形成谐振, 因此  $R_s$  值应大于临界阻尼电阻值, 即

$$R_s \geq 2 \sqrt{\frac{L_A}{C_s}} \quad (6-16)$$

在 GTO 开关频率为  $f$  的条件下, 电阻  $R_s$  的功耗可表示为

$$P_{R_s} = \left( \frac{1}{2} L_A I_A^2 + \frac{1}{2} C_s V_E^2 \right) f \quad (6-17a)$$

或

$$P_{R_s} = \frac{1}{2} V_E I_A f \left( \frac{I_A}{di/dt} + \frac{V_E}{dv/dt} \right) \quad (6-17b)$$

4. 阻尼电阻  $R_A$  阻尼电阻由选定的阻尼系数  $\xi$  决定

$$\xi = \frac{1}{2R_A} \sqrt{\frac{L_A}{C_s}}$$

故有

$$R_A = \frac{1}{2\xi} \sqrt{\frac{L_A}{C_s}} \quad (6-18)$$

通常  $R_A \ll R_s$ 。

### 6.3.3.2 安装工艺

要发挥缓冲电路的效能, 不仅需要正确选取缓冲电路的参数, 而且必须有正确的安装工艺和电路元件类型的选择:

(1) 缓冲电路的  $C_s$ 、 $R_s$ 、 $VD_s$  必须尽量靠近 GTO 的阳极和阴极接线端安装, 应最大限度地缩短连接导线, 一般不应超过 10cm, 以减小分布电感和其他不良影响。

(2) 二极管  $VD_s$  应选用快速导通和快速恢复二极管。从图 6-14c 的波形可以看出, 快速导通可更有效抑制  $v_{AK}$  中的尖峰电压  $V_P$ 。在时刻  $t_6$  至  $t_7$  期间,  $C_s$  反向通过二极管  $VD_s$ , 与  $L_A$  形成谐振, 这部分恢复电流值取决于  $VD_s$  的恢复电荷量。恢复电流幅值越大, 恢复电流衰减时激发  $C_s$  与缓冲电路导线电感间的高频振荡的幅度就越大, 同时正向  $dv/dt$  极高, 容易引起 GTO 的误导通。使

用快速恢复二极管，其恢复电荷及恢复电流均小，有益于消除这一弊病。

(3) 电阻  $R_s$  宜用无感电阻。

(4)  $C_s$  宜用无感电容。

(5)  $R_s$  工作时有一定温升，不应将  $C_s$  安装于  $R_s$  上方受热。

(6) 缓冲电路所有元件必须可靠连接，切忌虚焊，以免工作时因元件发热脱焊，意外的不可靠连接都将造成 GTO 损坏。

## 6.4 门极控制技术

可关断晶闸管由门极正脉冲控制导通，负脉冲控制关断。在工作机理上，开通时与 SCR 大致相似，关断时则完全不同。要正确触发和关断 GTO，必须掌握正确的门极控制技术。

影响 GTO 导通的主要因素有：阳极电压、阳极电流、温度和开通控制信号的波形。阳极电压越高，GTO 越容易导通，阳极电流较大时易于维持大面积饱和导通。温度低触发困难，温度高容易触发。

影响 GTO 关断的主要因素有：被关断的阳极电流，负载阻抗性质、温度、工作频率、缓冲电路和关断控制信号波形等。阳极电流越大，关断越困难。电感性负载较难关断，结温越高越难关断，结温过高甚至会出现关不断的现象。工作频率高关断亦困难。对关断信号的波形更有特殊的要求。

GTO 的门极控制技术关键在于关断。本节将对门极驱动特性、门极控制信号波形和门极驱动电路等几个方面进行分析。

### 6.4.1 门极驱动特性

#### 6.4.1.1 开通控制

GTO 的多元集成结构要求所有 GTO 元在门极触发后同时导电，但是由于器件特性的分散性，如果门极正向电流的上升沿不够陡峭，那么先导通的 GTO 元的电流密度将过大。如果门极正向电流脉冲的幅度和密度不够，将造成 GTO 元阴极导电面积扩展速度缓慢，局部电流密度过大不能迅速缓解，将造成 GTO 的  $di/dt$

$dt$  承受能力下降, 这在高频和大功率情况下尤其应该重视。此外, 由于门极正向电压脉冲幅度和宽度不足, 还可能使部分甚至大部分 GTO 元尚未达到擎住电流值时, 门极脉冲已经结束, 致使部分导电 GTO 元承担全部阳极电流而过热损坏。

在阳极电流有较大波动的情况下, 如果门极正向电压脉冲宽度不足, 则在阳极电流波动到最小值时, 可能有部分 GTO 元的电流已低于其维持电流值而截止。此后, 若阳极电流增大, 这部分 GTO 元因已失去门极控制电流而无法恢复导电, 也将造成只有部分 GTO 元承担全部阳极电流而损坏的情况。

由于上述原因, 对 GTO 的门极开通控制电流脉冲的上升陡度, 脉冲幅度和宽度都有一定要求。

#### 6.4.1.2 关断控制

GTO 的关断控制是靠门极驱动电路从门极抽出  $P_2$  基区的存储电荷, 为了加快这一过程希望门极负电压大一些, 一般应达到或接近门-阴极间雪崩击穿电压值, 并希望较长时间保持门极负电压, 以保证 GTO 可靠关断, 有时甚至在 GTO 下一次导通之前, 门极负电压都不衰减到零, 以此来抵制任何可能导致 GTO 误导通的因素。提高门极负向电流上升率  $-di_G/dt$ , 可减小存储时间  $t_s$ , 减小存储阶段的能量损耗, 避免 GTO 在关断过程中损坏。

GTO 的门极控制电路包括开通电路, 关断电路和反偏电路, 其结构示意图如图 6-15 所示。门极控制的关键是关断控制, 供电方式和电路参数均影响 GTO 的关断特性。

##### 1. 供电方式的影响

图 6-16 给出了 GTO 的四种门极供电方式, 其中 a 和 b 为单电源方式, c 为双电源方式, 这三种方式, 用于 300A 以下 GTO 的控制; d 为脉冲变压器方式用于

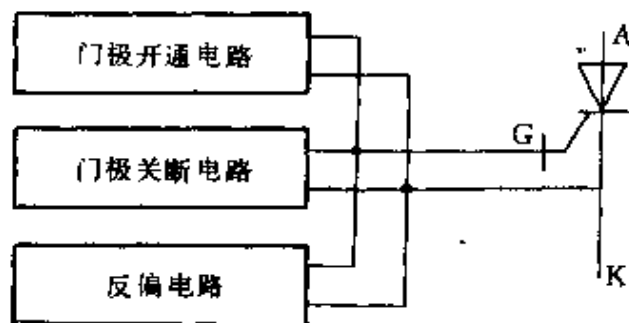


图 6-15 门极控制电路结构示意图

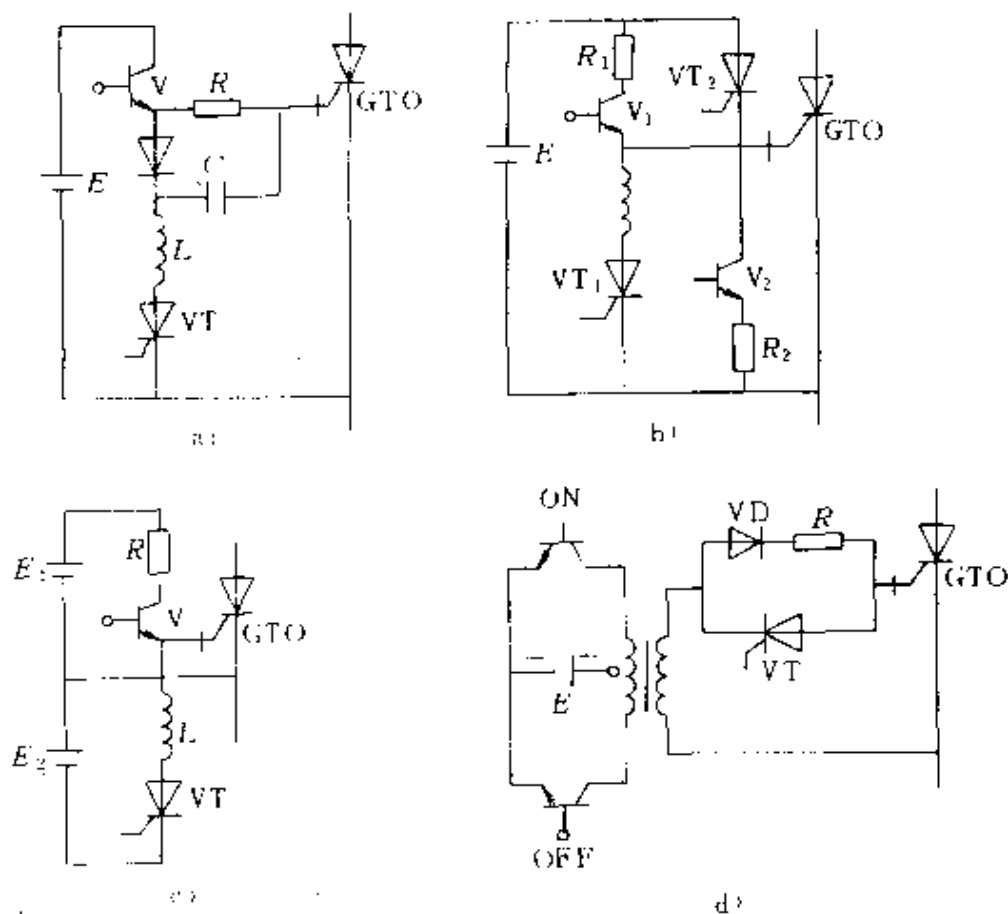


图 6-16 不同供电方式的门极电路

a) 单电源方式 b) 单电源方式 c) 双电源方式 d) 脉冲变压器方式

300A 以上 GTO 的控制。供电方式不同, GTO 的可关断阳极电流和工作频率也不同。图 6-17 表示 GFF90A6 型 GTO 在不同供电方式下的阳极可关断电流与门极负电源电压的关系曲线。由图可以看出, 双电源方式比单电源方式可关断阳极电流要大; 门极负电源增加, 可关断阳极电流也增加。

## 2. 电路参数的影响

(1) 串并联电阻和电容的影响 GTO 门极回路中串联电阻, 将阻碍门极电流的抽出。若电阻过大且门极电压不高, 会使门极电流过小, 导致阳极电流的关断能力下降, 甚至会出现关不断的现象。为此, 大功率 GTO 应用中该电阻只是毫欧数量级, 有时根本不串电阻并尽量缩短门极引线长度, 以便减小门极电阻和不必要的引线电感。



门极回路并联电阻或电容，相当于外加短路发射极，对提高 GTO 的  $dv/dt$  耐量、

增加热稳定性有利。

图 6-18 为日立公司 1000A/2500V 器件

在门极-阴极间并联

电阻或电容对阳极电

压上升率  $dv/dt$  关系

的实验曲线。图中纵

坐标为临界电压上

升率  $dv/dt$ ，横坐标为再

加电压  $V_R$ 。由图可

见，并联电阻或电容

均可提高 GTO 的

$dv/dt$  耐量。图 6-19

则表示 200A GTO

门极并联不同电阻时，阳极电压与结温的关系曲线。由图可知，并

联电阻越小，阳极电压的温度范围越宽，即热稳定性越好。

(2) 串联电感的影响 为了限制门极电流上升率，提高关断

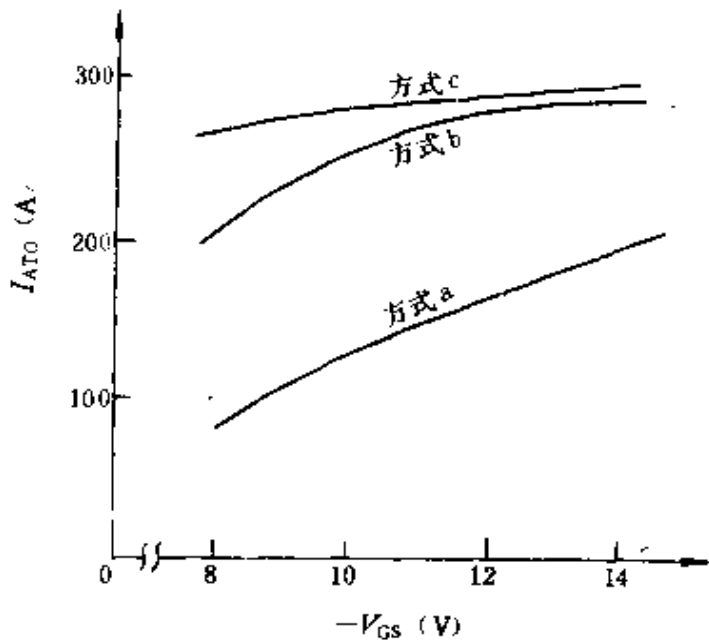


图 6-17 供电方式对关断的影响

注：图中 a、b、c 分别对应

图 6-16a、b、c 三种供电方式。

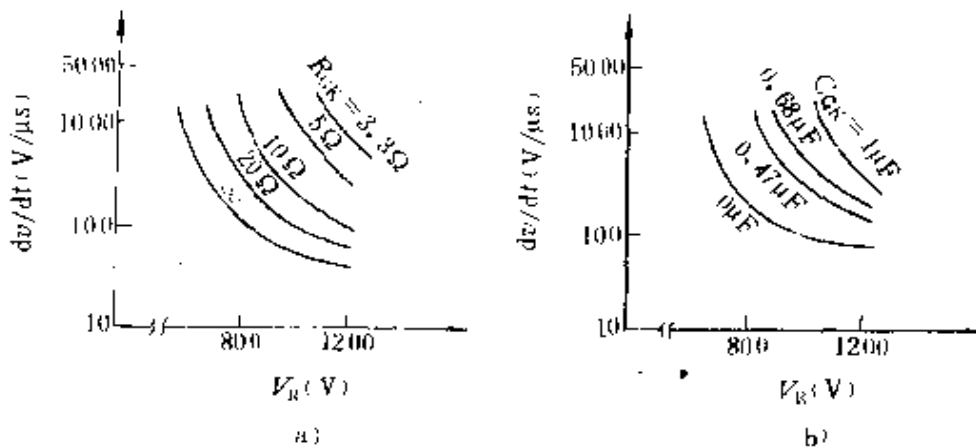


图 6-18 并联电阻或电容对阳极  $dv/dt$  耐量的影响

a) 并联电阻 b) 并联电容

能力，有时串联微亨级的小电感。此时对 GTO 的可关断阳极电流、门极雪崩时间、存储时间，下降时间以及尾部电流均有影响。由于电感电流不能突变，在门极关断电流下降时，可使其延长作用时间，等于加宽关断信号的宽度。另外电感产生的反向电压可使门极处于短时间的雪崩状态，有利于载流子从门极抽出，使可关断阳极电流增加。图 6-20 即示出了串联电感  $L_G$  与可关断阳极电流  $I_{ATO}$  的关系曲线，当  $L_G < 0.5 \mu\text{H}$  时，可关断阳极电流显著下降。

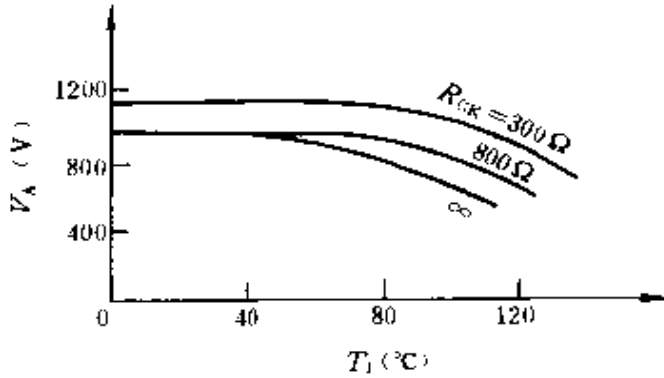


图 6-19 并联电阻提高电压热稳定性

串入电感使门极关断脉冲的上升率  $di_{GR}/dt$  减小，门极负电流幅值也相应减小。在可关断阳极电流不变时，GTO 的存储时间  $t_s$ ，下降时间  $t_f$  和雪崩时间均增长。关断增益提高，尾部电流的起始值  $I_{T1}$  减小。

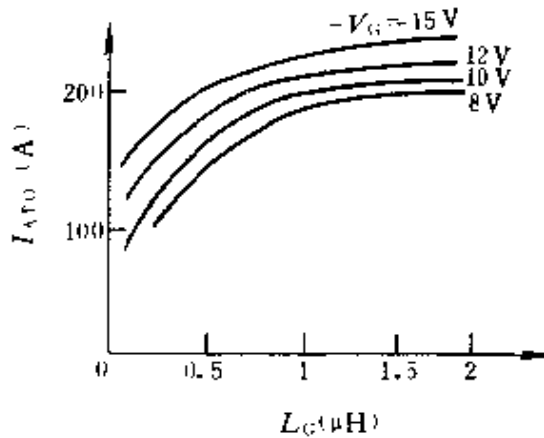


图 6-20 串联电感  $L_G$  与可关断阳极电流  $I_{ATO}$  的关系曲线

(3) 门极反偏电压的影响  
GTO 关断之后，仍然可以加一门极反向电压，其持续时间可以是几十微秒或是整个阻断状态时间。由图 6-20 可以看出，门极反偏电压越高，可关断阳极电流越大。另外，门极反偏电压越高，阳极  $dv/dt$  耐量也越大，有利于 GTO 的安全运行。

6.4.2 门极控制信号波形分析  
GTO 门极电流、电压控制波形对 GTO 的特性有很大影响，设

计电路时应给以足够的重视。GTO 门极电流电压控制波形分开通和关断两部分，推荐的波形形状如图 6-21 所示。图中实线为门极电流波形，虚线为门极电压波形。 $I_{GF}$  为正向直流触发电流， $I_{GRM}$  为最大反向门极电流。

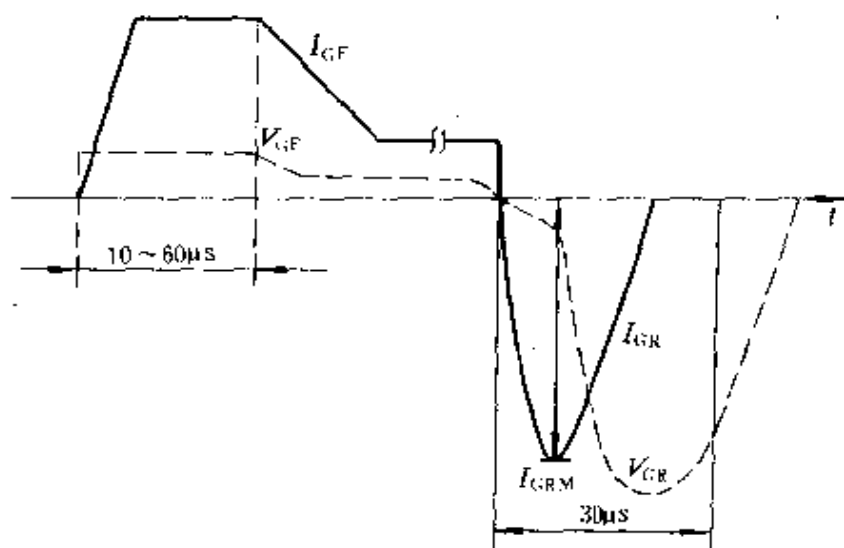


图 6-21 GTO 门极控制信号推荐波形

#### 6.4.2.1 开通信号波形

门极开通控制电流信号的波形要求是：脉冲的前沿陡、幅度高、宽度大、后沿缓。脉冲前沿对结电容充电，前沿陡充电快，正向门极电流建立迅速，有利于 GTO 的快速导通。一般取门极开通电流变化率  $dI_{GF}/dt$  为  $5\sim 10\text{A}/\mu\text{s}$ 。门极正脉冲幅度高可以实现强触发，一般该值比额定直流触发电流大  $3\sim 10$  倍，为快速开通甚至还可以提高该值。门极触发电流的幅值不同，相应的开通时间亦不同。强触发有利于缩短开通时间，减小开通损耗，降低管压降，适于低温触发并易于 GTO 串并联运行。触发电流脉冲的宽度用来保证阳极电流的可靠建立，一般定为  $10\sim 60\mu\text{s}$ 。后沿则应尽量缓一些，后沿过陡会产生振荡。

#### 6.4.2.2 关断信号波形

导通的 GTO 用门极反向电流来关断，反向门极电流波形对

GTO的安全运行有很大影响。对关断控制电流波形的要求是：前沿较陡、宽度足够、幅度较高、后沿平缓。脉冲前沿陡可缩短关断时间，减少关断损耗；但前沿过陡会使关断增益降低，阳极尾部电流增加，对GTO产生不利的影晌。一般关断脉冲电流的上升率  $dI_{GR}/dt$  取  $10\sim 50A/\mu s$ 。门极关断负电压脉冲必须具有足够的宽度，既要保证下降时间  $t_f$  内能继续抽出载流子，又要保证剩余载流子的复合有足够的时间。特别是GTO关断过程中尾部时间过长时，必须用足够的门极负电压脉冲宽度保证GTO可靠关断。关断电流脉冲的幅度  $I_{GRM}$  一般取为  $(1/3\sim 1/5) I_{ATO}$  值，由关断增益的大小来确定。在  $I_{ATO}$  一定的条件下， $I_{GRM}$  越大，关断时间越短，关断损耗越小；但是关断增益下降。若关断增益保持不变，增加  $I_{GRM}$  可提高GTO的阳极可关断能力，门极关断控制电压脉冲的后沿要尽量平缓一些。如果坡度太陡，由于结电容效应，尽管门极电压是负的，也会产生一个门极电流。这个正向门极电流有使GTO开通的可能。即使因为这个正向门极电流时间短或幅度小，不足以使GTO开通，也会使刚刚关断的GTO耐压和阳极承受  $dv/dt$  的耐量降低，影响GTO的正常工作。

#### 6.4.3 门极驱动型式

设计门极驱动电路时，既要考虑上述的门极控制特性，又要注意GTO门极控制参数的限额。GTO的门极驱动电路类型繁多，归结起来也可分为直接驱动和间接驱动两大类型。

直接驱动指门极驱动电路直接和GTO门极连接，但是门极控制系统与GTO主电路之间必须的电隔离则利用光耦合器或其他隔离器件将控制信号传送给驱动电路的输入端。其优点是输出电流脉冲的前沿陡度好，门极脉冲波形干净，易于消除寄生振荡和排除寄生振荡产生的门极瞬时过电流或过电压。缺点是由于直接驱动，驱动电路中的半导体开关器件必须直接承担GTO的门极电流，故开关器件的电流比较大，由于门-阴极间内阻小，尤其是动态内阻更小，若用晶体管驱动，则晶体管很难饱和，因而晶体管的功耗大、效率低。直接驱动电路与GTO主电路具有同样的

高电位，为控制系统的安全，驱动电路的工作电源必须和控制系统的电源隔离。

间接驱动是驱动电路通过脉冲输出变压器与 GTO 门极相连接，其优点是：GTO 主电路与门极控制电路之间有变压器做电隔离，对控制系统来说较为安全。利用变压器可进行合理的阻抗配合，使驱动电路的脉冲功率放大器件电流可以大幅度减小。缺点是：输出变压器的漏感使输出电流脉冲前沿陡度受到限制，输出变压器带来的寄生电感和电容易产生高频寄生振荡，致使门极脉冲前后沿出现电压和电流寄生振荡，有可能出现门极瞬时过电压或过电流，而且造成 GTO 不能干净利落地开通和关断。

#### 6.4.4 门极控制电路实例

##### 6.4.4.1 直接驱动开通和关断的电路

直接驱动开通和关断的双电源隔离门极控制电路如图 6-22 所示。图示门极控制电路由开通电路和关断电路两部分组成。每部分电路均由光电隔离，整形和放大三级构成。采用双电源（+5V 和 -13V）供电方式。为使开通和关断脉冲具有较陡的前沿和较大的幅度，电源两端均并联高频响应特性好的薄膜电容器。

以开通电路为例说明其组成与工作过程。开通控制信号经光耦合器  $V_1$  输入，由于  $V_1$  的隔离防止了 GTO 门极电路与前级逻辑信号电路的相互干扰。但光耦器件的输出波形有畸变，需进行整形。整形电路由晶体管  $V_2$  和  $V_3$  组成的施密特触发器实现。整形后的控制脉冲经由  $V_4$ 、 $V_5$  和  $V_6$  组成的放大级送至 GTO 的门极，触发 GTO 开通。

关断电路的组成与工作过程和开通电路相似，只是关断为负脉冲，所以在放大级中增加了由  $V_{11}$  构成的反相器。另外为了提高关断脉冲的幅度，输出级采用 13V 电源。

图 6-22b 给出了门极控制电路的信号波形。图中  $e$  为开关参考信号， $e_{on}$  为开通控制信号， $e_{off}$  为关断控制信号。为了防止开通和关断信号重叠，它们的前沿均延迟  $10\mu s$ 。这样既保证了开、关之间有可靠的死区时间，又保证 GTO 的导通时间维持不变。

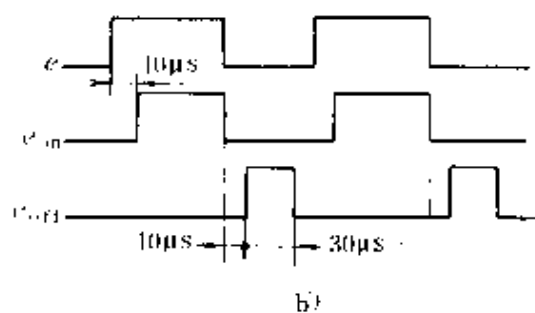
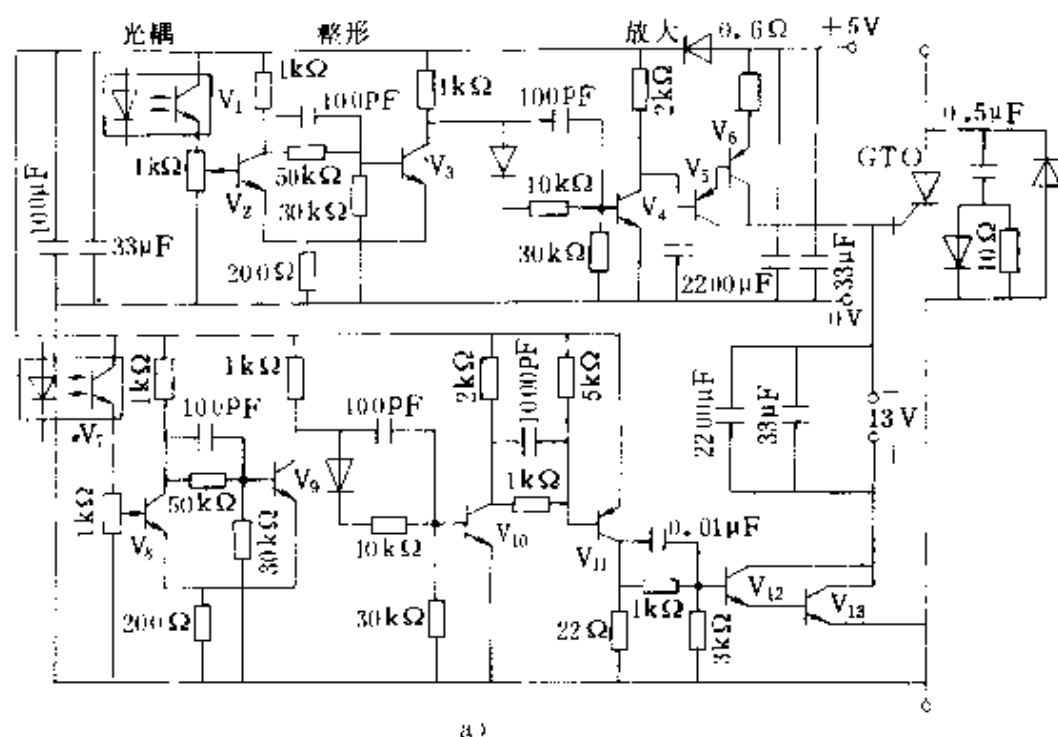


图 6-22 直接驱动开通和关断的门极电路  
a) 驱动电路 b) 门极控制信号

#### 6.4.4.2 间接驱动开通和关断的电路

图 6-23 为间接驱动开通和关断的单电源脉冲变压器双信号驱动门极控制电路。开通和关断电路都用脉冲变压器实现隔离，这种电路可提供较大的门极负电流，使用中应注意脉冲变压器的漏抗以及传送脉冲的宽度，还应尽量采用高频脉冲列触发，以便减小体积。

图中点划线框内的电路 I 部分用于门极的开通控制，当在开

通信号作用下晶体管  $V_1$  导通时，在脉冲变压器  $T_1$  的二次侧感应出电压  $e_{s1}$ ，经二极管  $VD_2$  向 GTO 门极提供触发电流，使 GTO 开通。电路 I 用于门极的关断控制。在关断信号作用下晶体管  $V_2$  导通时，脉冲变压器  $T_2$  的二次侧感应出图中所示极性的电压  $e_{s2}$ ，并用此电压触发晶闸管 VT。于是在 GTO 的门极与阴极之间流过反向电流，迫使 GTO 关断。

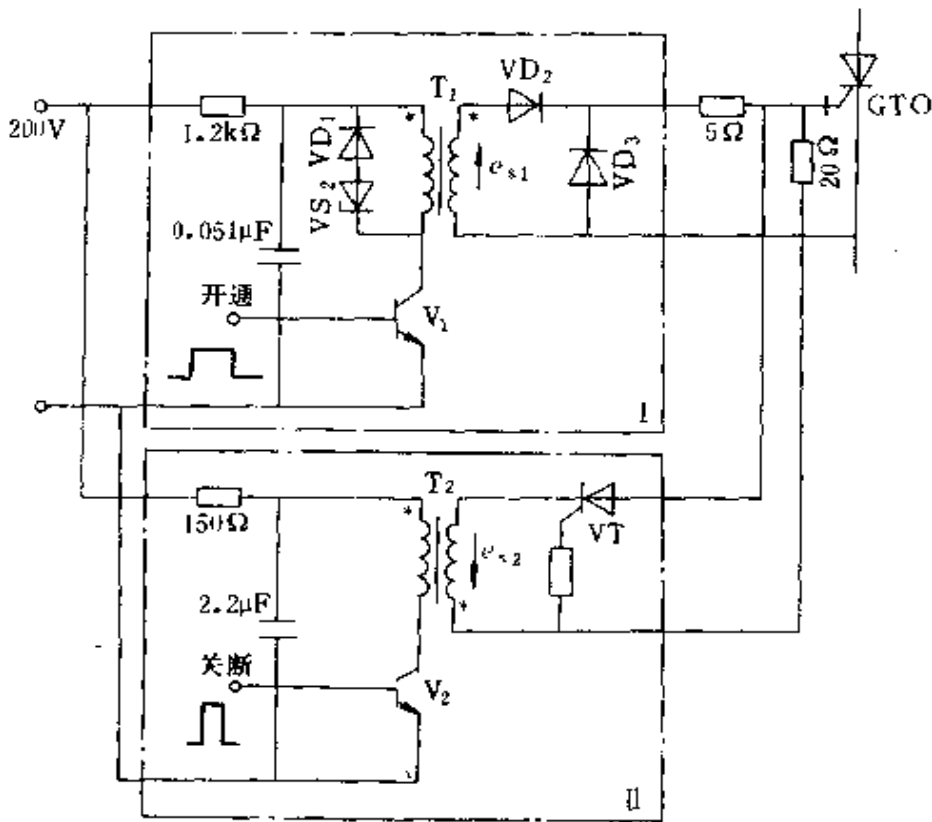


图 6-23 间接驱动开通和关断的门极控制电路

晶闸管 VT 和二极管  $VD_2$  起互锁隔离作用，防止电路 I 和电路 II 之间的干扰。晶闸管 VT 防止门极开通电流流入  $T_2$  二次侧而不流入 GTO 门极，造成 GTO 不能开通的后果。二极管  $VD_2$  则阻止门极关断电流的一部分流入  $T_1$  二次侧，可能在  $T_1$  寄生电感中储存能量，一旦门极关断电流消失，会使 GTO 再次触发而出现误导通的现象。

### 6.4.4.3 直接驱动开通、间接驱动关断的电路

图 6-24 是一种实用的直接驱动开通，间接驱动关断的门极控制电路。图中 GTO 的右侧部分，包括  $V_2$ 、 $V_3$ 、 $V_4$  组成的电路是门极开通直接驱动电路；GTO 的左侧的  $V_1$  管为核心组成的电路是门极关断间接驱动电路。开通和关断驱动电路均由脉冲变压器

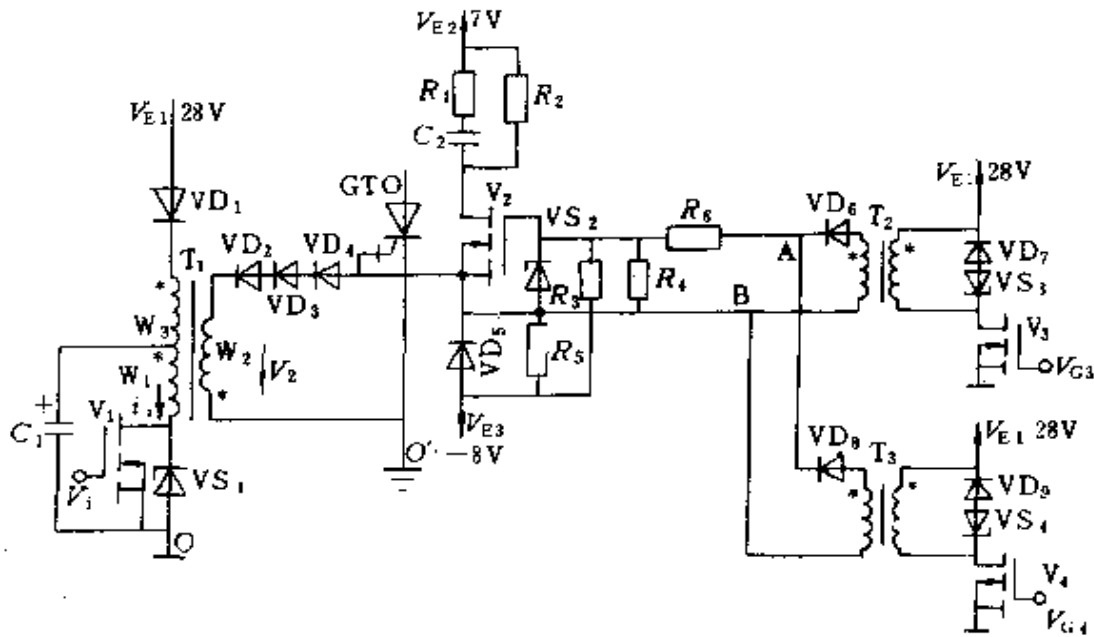


图 6-24 直接驱动开通、间接驱动关断的电路

( $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ )作为 GTO 主电路和控制系统间的电气隔离，三个脉冲变压器的一次侧可以有公共电源  $V_{E1}$  (28V) 和公共地线  $O$ 。图中另外两个电源  $V_{E2}$  (7V) 和  $V_{E3}$  (-8V) 必须隔离，GTO 主电路的地线  $O'$  和控制系统的地线  $O$  也必须隔离。所有脉冲功率放大器件都是功率 MOSFET 管，其优点是开关速度快，可以输出很陡的门极电流脉冲前沿，不存在二次击穿现象。

当开通和关断两部分电路都未工作时，电路的初始状态是：

电源  $V_{E3}$  通过电阻  $R_5$  将 -8V 直流负电压加于 GTO 门极与阴极之间，使 GTO 可靠截止，可防止 GTO 受正向门极干扰信号或阳极正向  $dv/dt$  干扰电压而误导通。

电源  $V_{E3}$  (-8V) 电压通过  $R_3$  加至  $V_2$  栅极，使  $V_2$  受负偏压



而截止。

电容  $C_2$  电压为零。

电容  $C_1$  已被充电至电源电压  $V_{E1}$  (28V)。

1. 门极开通直接驱动电路工作原理 门极开通直接驱动电路中, 高频调制信号  $v_{g3}$ 、 $v_{g4}$  加至  $V_3$ 、 $V_4$  管的栅极, 为了缩小脉冲变压器  $T_2$ 、 $T_3$  的体积, 调制频率可高达数万赫兹, 由于  $T_2$ 、 $T_3$  的二次侧只是给开通驱动管  $V_2$  提供栅极信号, 无需很大功率,  $T_2$ 、 $T_3$  的主要作用是隔离。电路中的  $VD_7$ 、 $VS_3$  和  $VD_9$ 、 $VS_4$  是变压器  $T_2$  和  $T_3$  的放电回路, 当  $T_3$  或  $T_4$  截止时, 变压器励磁电感中的储能可通过  $VD_7$ 、 $VS_3$  或  $VD_9$ 、 $VS_4$  释放。否则, 变压器一次侧电流截断时, 励磁电感将感应高压, 并与电源电压  $V_{E1}$  叠加, 导致  $V_3$  或  $V_4$  过电压击穿。 $VS_3$  和  $VS_4$  的作用是一方面将  $V_3$  或  $V_4$  经受的过电压限制在齐纳二极管的稳压值, 另一方面是  $VS_3$  或  $VS_4$  在励磁电感放电击穿时将储能消耗在  $VS_3$  或  $VS_4$  上, 储能消失比用电阻要快。

这两路调制信号经二极  $VD_6$ 、 $VD_8$  构成“或”关系, 使 A、B 两点获得宽脉冲电压  $v_{AB}$ , 其宽度即是 GTO 门极开通电压脉冲的宽度, 如图 6-25c 所示。功率 MOSFET 的绝缘层易受过电压击穿, 电阻  $R_6$  和稳压管  $VDS_2$  构成限幅电路, 作为  $V_2$  管的栅极过电压保护。 $R_4$  是  $V_2$  管的栅漏电阻, 其作用是释放  $V_2$  管栅极可能积聚的电荷, 以改善  $V_2$  管栅极控制的快速响应。在栅极信号频率很高时, 栅漏电阻的作用尤为明显,  $R_4$  阻值一般较

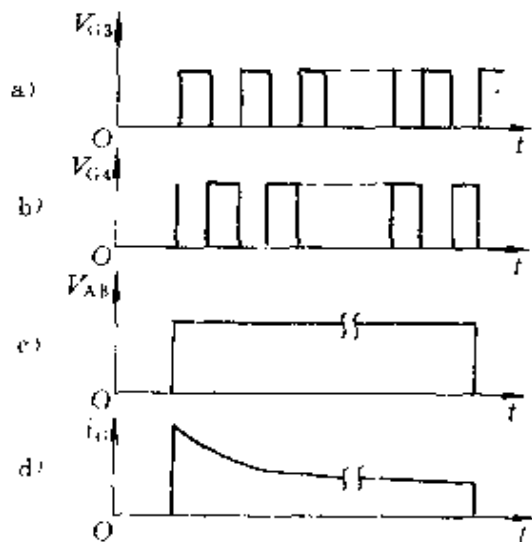


图 6-25 门极开通直接驱动电路波形

大，以免失去  $V_2$  管栅极高输入阻抗的特点。

驱动管  $V_2$  栅极电流  $i_G$  的波形如图 6-25d 所示，根据对波形的要求适当选用电阻  $R_1$ 、 $R_2$  和电容  $C_2$  之值。

当  $V_2$  管导通时，在  $v_{AB}$  脉冲前沿到来时  $V_2$  管的漏极电流都流经  $R_1$ 、 $C_2$ ，于是漏极电流脉冲前沿幅值等于 GTO 门极电流脉冲前沿幅值

$$I_{GP} = \frac{V_{E2} - V_{GK} - V_{DS}}{R_1 + R_{V2}} \quad (6-19)$$

式中  $V_{GK}$ ——GTO 正向管压降；

$V_{DS}$ —— $V_2$  管的饱和压降；

$R_{V2}$ —— $V_2$  管的导通内阻。

按 GTO 门极电流的要求， $I_{GP}$  应达到 GTO 参数表中门极触发电流  $I_{GT}$  值的 6~10 倍，即

$$I_{GP} = (6 \sim 10) I_{GT} \quad (6-20)$$

由式 (6-19) 与 (6-20) 即可根据所需要的前沿幅值确定电阻  $R_1$  之值。

随着  $C_2$  充电电压升高， $V_2$  管漏极电流逐渐从  $R_1 C_2$  支路转移至  $R_2$  支路，由  $R_2$  控制前沿之后的门极电流值。由于  $R_2 > R_1$ ，故通过  $V_2$  管送至 GTO 门极的电流也逐渐由前沿幅值  $I_{GP}$  衰减下来，直到稳定时 GTO 门极电流为

$$I_{GS} = \frac{V_{E2} - V_{GK} - V_{DS}}{R_2 + R_{V2}} \quad (6-21)$$

$I_{GS}$  应略大于 GTO 参数表中所列门极电流值  $I_{GT}$ ，即

$$I_{GS} = (1.1 \sim 1.2) I_{GT} \quad (6-22)$$

则根据  $i_G$  稳态电流值的要求，由式 (6-21) 和式 (6-22) 可求得电阻  $R_2$  之值。

门极开通脉冲电流从前沿幅值  $I_{GP}$  衰减到稳定值  $I_{GS}$  的衰减时间常数为

$$\tau = C_2 \left( R_1 + \frac{R_2 R_{V2}}{R_2 + R_{V2}} \right) \quad (6-23)$$

那么按  $i_G$  脉冲宽度和衰减速度要求即可根据上式求得电容  $C_2$  之值。

2. 门极关断间接驱动电路工作原理 门极关断间接驱动电路的工作波形如图 6-26 所示。 $v_1$  为  $V_1$  管栅极输入信号波形。门极控制关断时刻  $t=0$  是指 GTO 稳定开关周期中某次关断的起点, 此时电容  $C_1$  的初始电压  $v_c(0)$  将大于  $\frac{3}{2}V_{E1}$ 。关断过程可分为四个阶段。

第一阶段,  $0 \leq t \leq t_1$   
 $t=0$  时  $V_1$  管开通,  $C_1$  通过  $W_1$  绕组和  $V_1$  管放电, 由于原来在  $C_1$  所充电压  $v_c$  高于电源电压  $V_{E1}$ , 加之  $C_1$  通过  $W_1$  绕组放电时又经  $W_3$  绕组自耦升压, 使二极管  $VD_1$  承受反向电压而截止。此时绕组  $W_1$  上的电压  $v_1 = v_c$ , 电压  $v_c$ 、 $V_2$  的波形如图 6-26b、c 所示, 在第一阶段结束时,  $v_c = v_1 = V_{E1}/2$ 。此后二极管  $VD_1$  导通, 开始第二阶段。

第二阶段,  $t_1 \leq t \leq t_2$

此阶段  $V_1$  管依然饱和导通, 二极管  $VD_1$  也导通, GTO 门极电流随变压器  $T_1$  的一次侧电流  $i_1$  线性增长。到  $t_2$  时刻  $V_1$  管的栅极信号降为零,  $V_1$  管截止。

第三阶段,  $t_2 \leq t \leq t_3$  第二阶段结束时, 因为电容  $C_1$  电压  $v_c = V_{E1}/2$ ,  $V_1$  管截止后,  $V_{E1}$  将通过二极管  $VD_1$ , 绕组  $W_3$  给  $C_1$  充电。到  $t_3$  时刻,  $W_3$  绕组上电压  $v_3 = 0$ , 因而二次电压  $v_2$  也等于零,

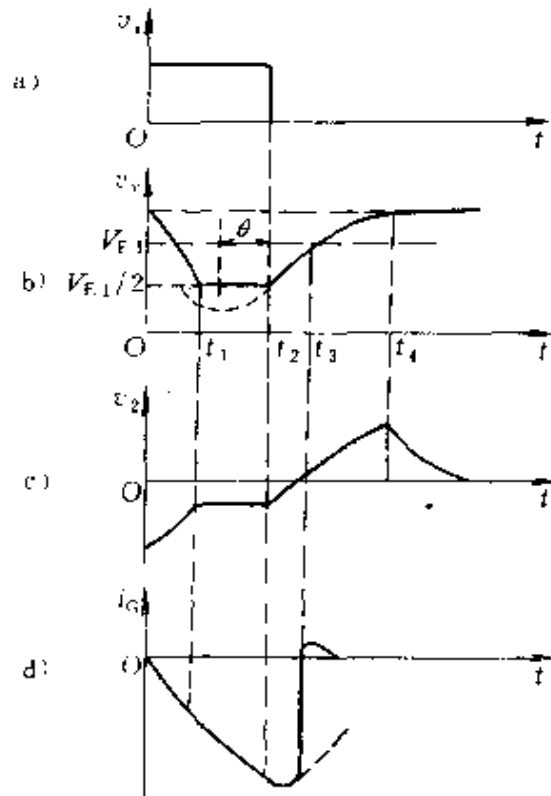


图 6-26 门极关断间接驱动电路  
工作波形

第三阶段结束。

第四阶段,  $t_3 \leq t \leq t_4$  在这一阶段, 由于  $W_3$  绕组漏感中的储能释放, 其感生电动势与电源电压叠加后给  $C_1$  充电, 当  $t=t_4$  时,  $v_c$  达到峰值, 即  $v_c$  回复到初始值  $v_c(0)$ 。在此阶段  $V_3$  已变成正电压, 但由于二极管  $VD_2$ 、 $VD_3$ 、 $VD_4$  的阻隔, 此正电压不会加至 GTO 门极。在  $V_1$  管下次导通之前,  $C_1$  没有放电回路, 因此其端电压保持  $v_c(0)$  值不变, 这一恒定电压不能耦合到二次侧去, 所以二次侧电压  $v_2$  在  $t_4$  之后衰减下来。

从  $t_3$  时刻之后, 一直到 GTO 下次开通的期间, GTO 处于关断状态。应保持门极有适当的负偏压, 此负偏压由电源  $VE_3$  提供, 使 GTO 可靠截止。

## 6.5 GTO 的串并联

GTO 是目前耐压最高, 电流容量最大的全控型电力半导体器件, 因而在高电压、大容量的应用领域如机车牵引, 大容量不停电电源、高压电机的供电与调速等应用中具有无可争辩的优势。但是, 随着整机设备电流容量和电压等级的不断提高, GTO 器件也必须串、并联使用。

### 6.5.1 GTO 的串联使用

串联使用的器件主要应解决静、动态过程中的均压问题。图 6-27 为 GTO 串联使用的典型电路, 图中  $R_{11} \sim R_{22}$  为静态均压电阻, 电感  $L$  为动态均压电感。

1. 开通时的动态均压 GTO 的缓冲电路兼做动态均压电路, GTO 串联电路在开通时较易做到动态均压。假定图 6-27 电路中的  $GTO_1$  后开通, 而  $GTO_2$  先开通, 那么后开通的  $GTO_1$  要承受较高

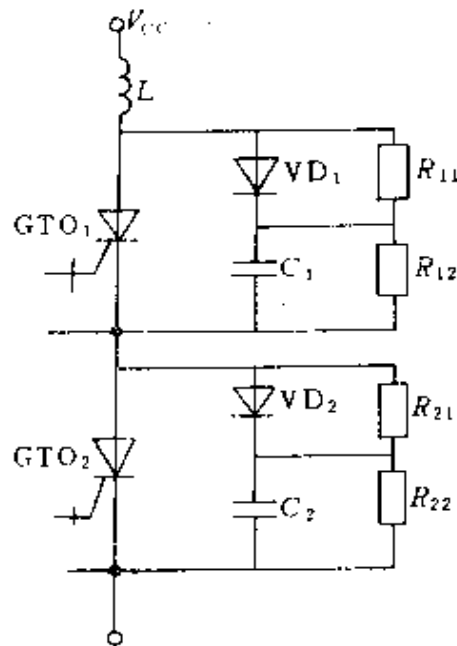


图 6-27 GTO 的串联应用

的失配电压。由于电感  $L$  的存在，流过均压网络的电流  $i$  近似为线性变化，并可由下式求出

$$i = \frac{V_{CC}}{L} \quad (6-24)$$

若开通延迟时间之差为  $\Delta t_d$ ，则  $GTO_1$  上的失配电压  $\Delta V_{on}$  为

$$\Delta V_{on} = \left( \frac{V_{CC}}{2LC} \right) \Delta t_d^2 \quad (6-25)$$

2. 关断时的动态均压 图 6-28 为串联 GTO 关断时的动态电压分配情况。

在两个 GTO 其他特性相同的情况下，电流  $i_s$  在  $\Delta t_s$  期间向电容  $C_1$  上所积累的电荷  $\Delta Q$  为

$$\Delta Q = i_s \Delta t_s \quad (6-26)$$

式中  $i_s$  为流经  $GTO_1$  缓冲电容  $C_1$  中的电流， $\Delta t_s$  为  $GTO_1$  与  $GTO_2$  的存储时间的差值。

$GTO_1$  上承受的电压  $\Delta V_{off}$  可由下式求出

$$\Delta V_{off} = \Delta Q / C_1 = i_s \Delta t_s / C_1 \quad (6-27)$$

可见，GTO 串联电路关断时，GTO 的失配电压  $\Delta V_{off}$  与  $i_s$  和  $\Delta t_s$  成正比，与  $C_1$  成反比。

在实际应用中，虽然反向恢复电荷以及存储时间的测量和调整一般都很困难。但是，这两个参数均与 GTO 门极电路参数有关，通过改变门极电路参数可以间接地调整存储时间和反向恢复电荷，进而减小串联电路的失配电压。

### 6.5.2 GTO 的并联使用

在 GTO 的并联使用中必须解决器件间的静态与动态均流问

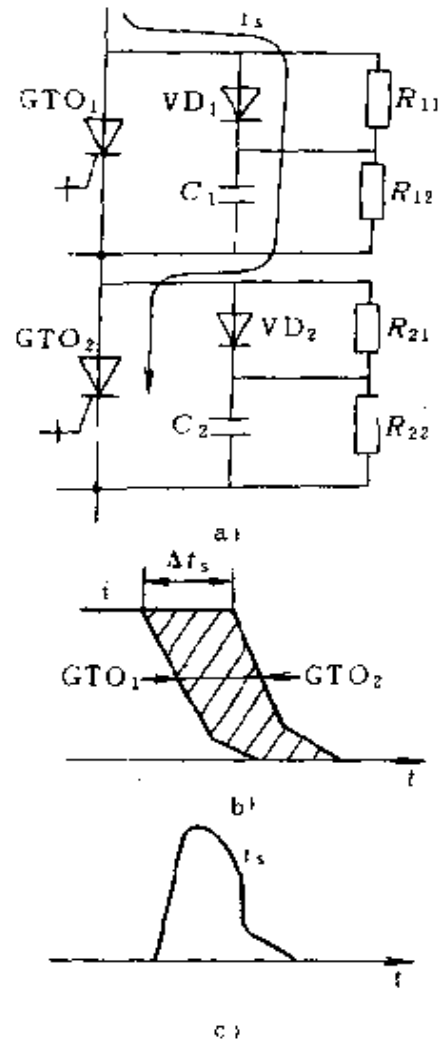


图 6-28 GTO 关断时的电压分配情况

题，由于 GTO 器件自身的若干特点，在并联使用中尚需注意：

(1) GTO 具有最大阳极可关断电流，并联支路中不平衡电流不能超过此值，否则有被损坏的危险。

(2) GTO 内部为若干 GTO 元并联而成，因而对于开关损耗的均衡分布有严格的要求，否则会产生局部过热，造成损坏。为此，要求并联 GTO 的开关损耗也要均衡。

(3) GTO 的可关断阳极电流、开通延迟时间以及存储时间等参数与门极开通和关断脉冲密切相关，因而门极电路的参数对并联使用有一定影响。

(4) GTO 为快速大功率器件，电路结构、阴极引线电感和均流电抗器漏电感等参数对并联使用均有影响。

常用的 GTO 并联使用方法有两种：强迫均流法和直接并联法。

#### 6.5.2.1 强迫均流法

图 6-29 示出了强迫均流法的三种基本型式。图 6-29a 为非耦合的均流电抗器并联电路，图中的电感  $L$  为限制  $di/dt$  所用， $L_1$  和  $L_2$  为带铁心的均流电抗器，由于它们用于均衡并联支路的动态电流，因此称为均流电抗器。图 6-29b 为互相耦合的平衡电抗器并联支路，由于互相耦合的电抗器接在并联的两个 GTO 上，所以能迫使电流均衡分配。当两个线圈中的电流相等时，在铁心内产生的

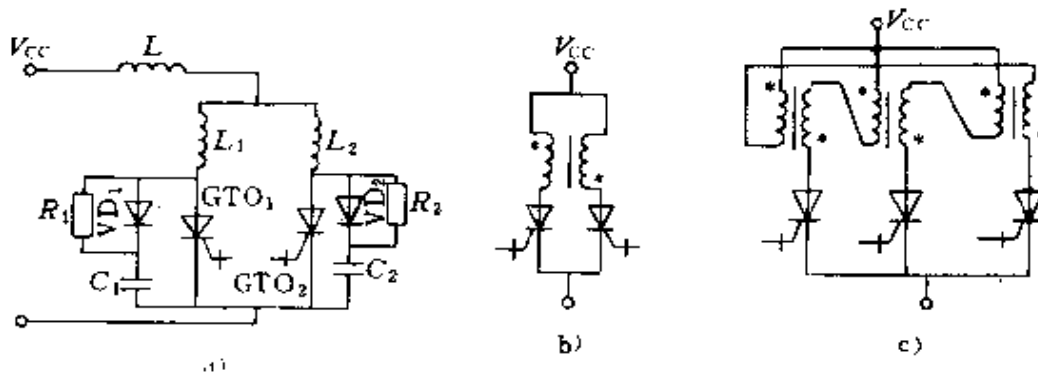


图 6-29 GTO 强迫均流法的基本电路

- a) 非耦合均流电抗器并联 b) 互耦平衡电抗器并联  
 c) 3 个 GTO 的互耦平衡电抗器接法

励磁安匝数互相抵消；若不相等时，就会产生一个环流电流。这一环流恰好使电流小的支路电流增加；电流大的支路电流减小，进而达到两支路电流均衡分配。图 6-29c 则表示并联的 GTO 多于两个时，也可串联同数量的均流电抗器。如果用互耦平衡电抗器，其相邻支路的线圈极性相反。

均流电抗器对开通延迟时间之差  $\Delta t_d$ 、关断存储时间之差  $\Delta t_s$  以及通态压降之差  $\Delta V$  所引起的电流不均衡都有补偿作用。均流电抗器或平衡电抗器的漏抗应尽量小，否则会增加 GTO 的超调电压，影响 GTO 的安全运行。

### 6.5.2.2 直接并联法

图 6-30 表示出两种直接并联的基本电路。在图 6-30a 中每个 GTO 的门极串入一定阻抗后与门极信号电路相连接，此电路称作非门极耦合电路。在图 6-30b 中先将门极端联在一起，然后再接一阻抗，这种电路称为门极直接耦合电路。实践证明，门极直接耦合电路比非门极直接耦合电路的均流效果要好得多。

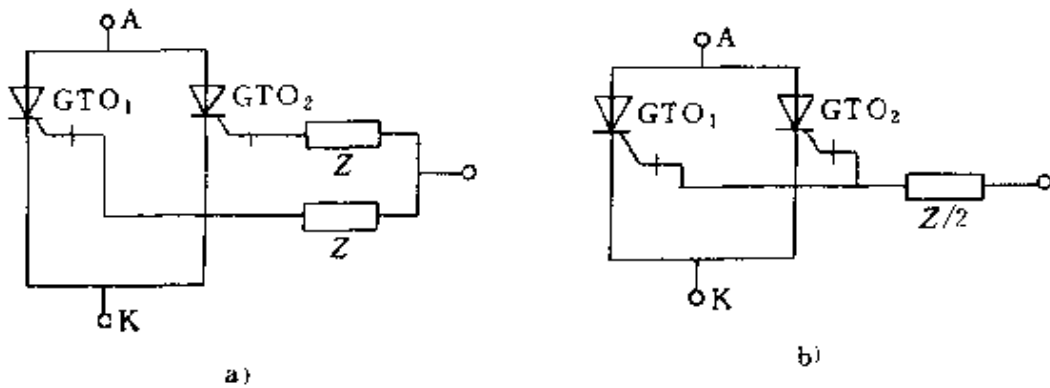


图 6-30 GTO 直接并联的基本电路

a) 门极串阻抗后耦合 b) 门极直接耦合

通态不平衡电流主要由通态压降的失配所决定，为此对并联 GTO 的通态压降仍需进行匹配筛选，使 GTO 的通态压降尽可能一致。

在直接耦合电路中，门极电流、门极电压的相互作用使并联 GTO 具有自动均衡电流的作用，这种耦合方式对延迟时间，存储

时间的差异造成的动态电流不均衡有良好的均流效果，而非门极耦合方式效果较差。为此，在直接耦合的并联电路中对GTO的开关时间不必进行筛选。

尽管连接两个GTO阴极端的导线较短，电感很小，但是由于开通时，各GTO的 $di/dt$ 差别较大，在阴极连线上感应的电压仍然相当可观。这种感应电压干扰门极电流的正常运行，严重影响GTO的开通和关断过程。因此，实现GTO直接并联使用时必须使阴极连线相同并尽量缩短连线长度。

## 6.6 GTO的过电流保护

### 6.6.1 过电流的产生与GTO的过电流特性

GTO主要应用于大容量的斩波器、逆变器及开关电路中，其中最引人关注的问题是由于各种原因造成的短路过电流现象，因为它严重地威胁着器件乃至整机设备的安全。为此，必须研究过电流产生的原因以及如何过电流情况下采取措施保护GTO，使其免遭损坏。

#### 6.6.1.1 过电流的产生

过电流包括过载和短路两种情况。负载过大产生的过载电流一般可用负反馈控制法进行保护，不再进行讨论。主要讨论短路过电流情况。短路过电流的出现大致有下述三种原因：

1. 逆变器的桥臂短路 在GTO组成的逆变器中，若同一桥臂上的两个GTO同时导通，则会产生桥臂短路现象，亦称桥臂直通故障。此时短路电流的上升率和浪涌冲击电流都将很大，导致GTO烧毁。造成桥臂短路的原因一般有以下两种。一是逻辑设计不合理，两个GTO的关断和导通之间没有足够的时间间隔（即死区），则会在一只GTO尚未完全关断时，另一只GTO即告导通，造成两个GTO同时导通。二是由于种种原因造成的误触发。当桥臂中的一只GTO导通时，另一只GTO由于误触发也会造成桥臂短路。误触发的原因一般来自门极电路，例如各种毛刺信号的出现，或由于缓冲电路设计不当出现过高的 $dv/dt$ 等。



2. 输出端的线间短路 若输出端发生线间短路,则短路电流流经相应支路的GTO,其短路电流相当大。若逆变器的负载是电动机,则电机起动时电流冲击也很大,尽管此时不是短路电流,但电流上升率也会相当大,造成GTO损坏。

3. 输出端线对地短路 逆变器交流输出端若有一相接地,短路电流经GTO反并联二极管、滤波电容、整流二极管和交流侧熔断器流通,短路电流的大小与滤波电容上电压的高低有关,最严重的情况是,当滤波电容电压放电到低于母线与中性点间电压的峰值时,将有大的故障电流流通。适当选取反并联二极管和熔断器的容量可做到合理的保护。

#### 6.6.1.2 GTO的过电流特性

GTO的过电流特性与GTR不同。当门极处于正向偏置时,GTO开通,只有电流有效值,浪涌电流和 $I^2t$ 值的限制,没有安全工作区的规定。门极处于反向偏置时,GTO处于关断过程,此时有最大可关断阳极电流的限制,并有反向偏置安全工作区RB-SOA,可见GTO的过电流保护要比GTR复杂一些。

过电流保护可从两方面考虑:一是热保护,GTO不能因为过载超过所规定的结温;二是电保护,超过最大可关断阳极电流进行关断时,会因电流局部集中烧坏器件或根本关不断。发生过电流时,希望过电流在未超过所允许的最大可关断阳极电流时迅速撤除门极关断信号,利用浪涌能力进行保护;或在未超过最大阳极可关断电流范围内使GTO迅速关断。

针对上述问题,可采取各种措施对GTO进行过电流保护。

#### 6.6.2 状态识别过电流保护法

当GTO出现过电流时,其正向管压降与关断时的存储时间将随电流值呈近似线性的变化关系,因此可根据对这些参数状态识别来实现对GTO的保护。

##### 6.6.2.1 通态压降识别法

图6-31a表示典型的GTO通态压降与阳极电流对应的关系曲线。由图可知,通态管压降随阳极电流的增大而增加。利用通

态压降与 GTO 阳极电流的函数关系可以检测过电流。只要发现阳极管压降超过相对应的阳极电流的设定值，则可取得过流反馈信号。得到过流信号后可以采用全关断的办法来使过电流的 GTO 强迫关断；也可以利用此信号产生使 GTO 全开通的办法，应用熔断器或撬杠保护切断过电流。图 6-31b 为全关断保护法电路示意图。这种方法的缺点是，导通时若 GTO 短路，通态压降升高将滞后于电流上升，这种延迟作用影响保护动作的灵敏性。另外，GTO 开通时的最初几微秒内，由于封锁了保护电路，在这段时间内出现“保护盲区”，因此不能进行过电流保护。

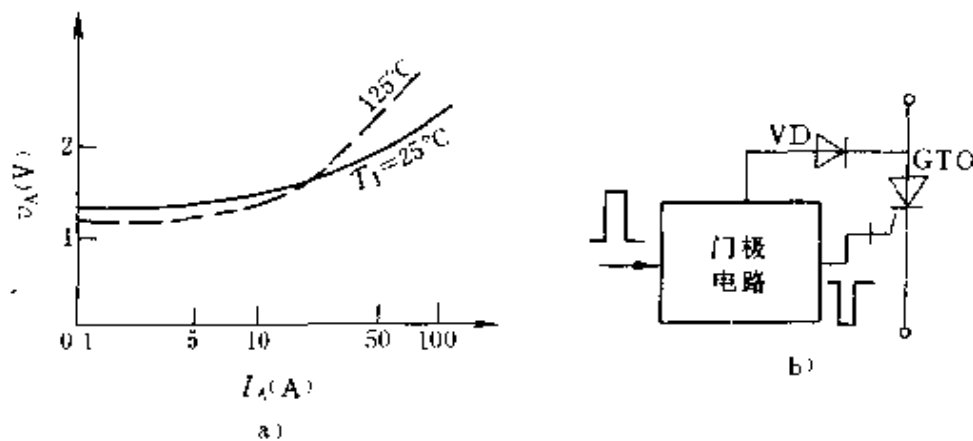


图 6-31 GTO 的通态压降识别电路  
a) 通态压降特性 b) 全关断保护电路

图 6-31a 中还表示出了结温  $T_J$  与管压降的关系。对同一个 GTO 来说，阳极电流在额定值附近运行时，若结温增加，管压降也增加。这个特点有利于管压降识别保护法的设计，因为结温升高，管压降增加，保护动作更趋向于安全范围。

### 6.6.2.2 存储时间识别法

1. 存储时间  $t_s$  与阳极可关断电流的关系 在额定可关断阳极电流范围内，在门极电路一定的情况下，存储时间是阳极电流的单调函数。图 6-32a 给出了不同结温时，存储时间  $t_s$  与可关断阳极电流  $I_A$  的关系曲线，结温增加，存储时间增加。根据实测结果可以归结出下述经验公式：

$$t_s = K(T_J)I_A^3 \quad (6-28)$$

式中  $\beta=0.565$ ;

$$K(T_J) = 0.13 + 5 \times 10^{-4} T_J$$

温度系数  $K(T_J)$  与结温的关系如图 6-32b 所示。

由上述不同曲线可以确定，可关断阳极电流与存储时间的关系曲线。用存储时间  $t_s$  即可表示即将要关断的阳极电流的大小。

用式 (6-28) 则可以预先根据结温的要求进行计算，以此确定阳极电流的保护范围。

2. 存储时间的测量 实际运行中的 GTO 装置，难以直接测量阳极和门极电流和电压波形，因而也不可能直接测出存储时间  $t_s$ 。

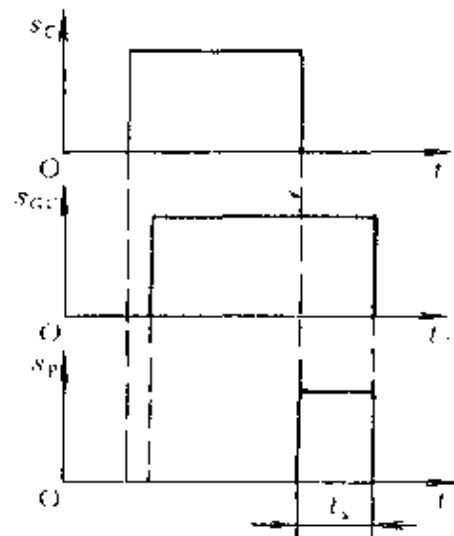
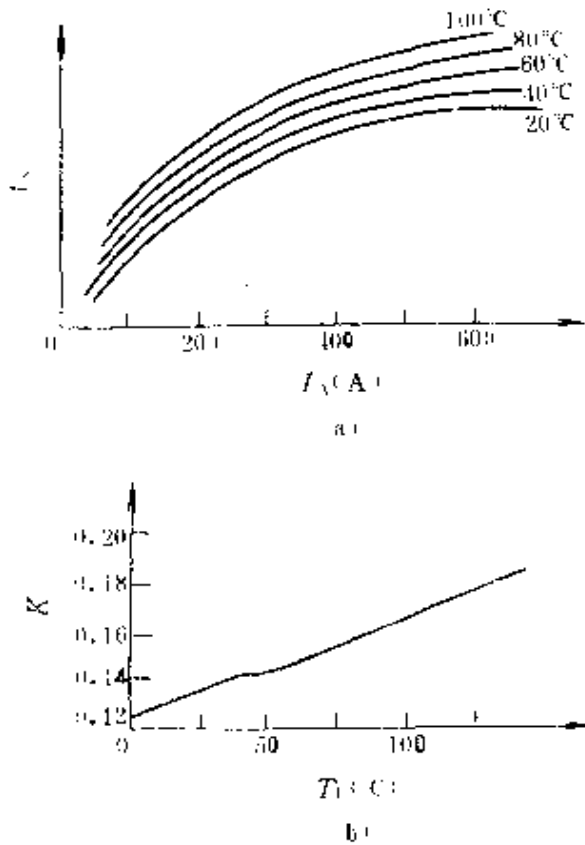


图 6-32 不同结温时  $t_s$  与  $I_A$  的关系曲线

a) 存储时间特性 b) 结温系数特性

图 6-33 存储时间  $t_s$  的

测量波形

由图 6-11 GTO 的关断特性可以看出，存储时间  $t_s$  的开始点为门极加反向关断信号的开始时刻，这一时刻即为门极导通控制

信号  $S_c$  结束的时刻,如图 6-33 所示。存储时间  $t_s$  的终止点为门极电压波形下降点。门极电压的波形如  $s_{GC}$  所示。图中  $s_P$  为 GTO 关断过程中存储时间  $t_s$  的实测值。实现这种测量的电路很简单,如图 6-34 所示。所测存储时间  $t_s$  的作用如下:作为电流保护信号,由于存储时间与可关断阳极电流有函数关系,因此只要存储时间超过设定值,即可发出过流信号。在逆变器的同一桥臂中,作为两个 GTO 的互锁信号,作为故障诊断信号。

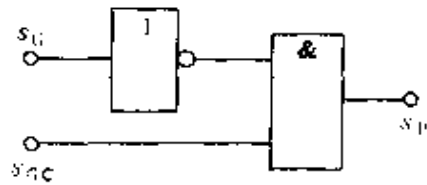


图 6-34 测量存储时间  $t_s$  的电路

3. 过载和短路保护 测得代表存储时间的脉冲  $s_P$  后,可用它作为过载和短路保护,电路如图 6-35 所示。用  $s_P$  与预先设定的  $\tau_1$  和  $\tau_2$  进行比较,其中  $\tau_1$  为过载保护的时间信号, $\tau_2$  为短路保护的时间信号。一般设定

$$\tau_2 = 1.5\tau_1 \quad (6-29)$$

在正常运行时, $s_P < \tau_1$ ,也即  $s_P$  代表的时间长度小于  $\tau_1$  所代表的时间长度,触发器  $D_1$  输出  $s_{F1}$  为低电平。当  $s_P > \tau_1$  时,触发器  $D_1$  输出  $s_{F1}$  为高电平。用  $s_{F1}$  信号作为过载信号,可发出所有 GTO 的全关断信号。这些全关断信号不但能关断已经过载的 GTO,而且能使其他 GTO 也获得关断信号,从而使整机电路拒绝工作。

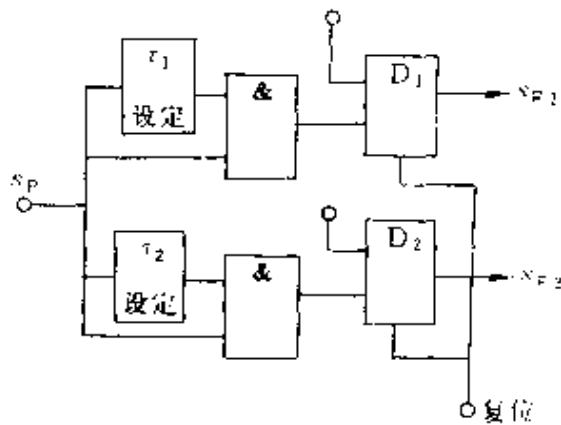


图 6-35 过电流保护信号电路

当发生短路过电流后, $s_P > \tau_2$ ,  $\tau_2$  的时间长度与最大可关断阳极电流相对应。一旦超过此值,GTO 则有损坏的危险。此时, $O_2$  触发器输出  $s_{F2}$  高电平信号。由  $s_{F2}$  产生下列动作:使所有 GTO 全导通,以使过电流分散;利用 GTO 具有承受浪涌电流能力的特点,电熔断器或撬杠法进行后续

保护。

图中  $\tau_1$ 、 $\tau_2$  的设定电路为具有延时作用的单稳电路。

### 6.6.3 桥臂互锁保护法

在桥式逆变电路中，同一桥臂上二个支路的两个 GTO 的驱动信号必须是互锁的，以保证在任何情况下两个 GTO 不会同时导通。但是，如果一个 GTO 关断失效后，另一个 GTO 仍可能继续触发导通，并由此造成短路事故。为此可通过对 GTO 开关状态的识别来实现 GTO 门极驱动的联锁。

GTO 的开关状态识别方法之一是由门极电压与电流参数来确定。监测 GTO 是否损坏和是否关断的最好方法是：同时监测门极负电流的  $+di_{GR}/dt$  和门极负电压的最大幅值，其监测示意图如图 6-36 所示。采用这种方法时，当门极负电压达到预定值，门极负电流的  $di_{GR}/dt$  由负变正时将 GTO 识别为阻断。  $di_{GR}/dt$  的检测可由快速传感器实现。

$+di_{GR}/dt$  的检测信号与门极负电压最大值  $V_{GM}$  的倒相信号相与，则可得到 GTO 已经阻断的状态信号  $s_{off}$ ，即

$$s_1 \wedge \overline{s_2} = s_{off} \quad (6-30)$$

获得 GTO 已经关断的状态信号后，就可以实现互锁驱动电路的设计，使得只有在得

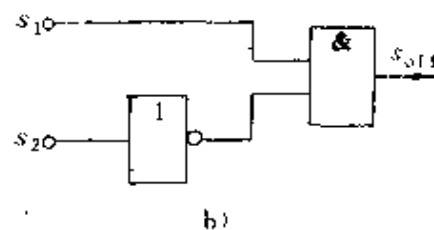
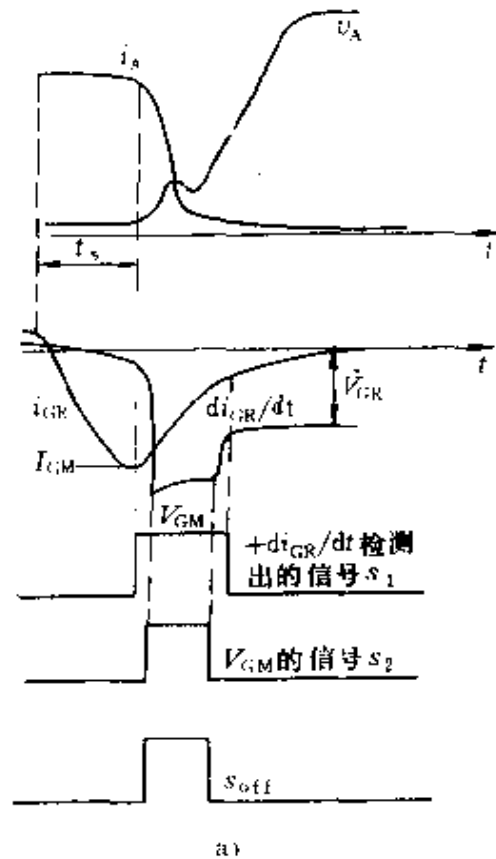


图 6-36 GTO 关断状态识别信号的产生方法

a) 波形 b) 监测示意图

到前一个 GTO 已经关断的状态信号  $s_{off}$  后,才发出后一个 GTO 的开通信号。如果 GTO 已经损坏,则不会产生  $s_{off}$  状态信号,而另一个 GTO 也不会发出开通信号,电路原理如图 6-37 所示。这就保证了桥臂中的两个 GTO 不会发生短路现象。图中  $G_1$  为  $GTO_1$  的驱动单元。1 为控制指令,2 为状态信号,3 为信号隔离器,4 为门极驱动电路,5 为状态检测器,6 为互锁逻辑电路。每个 GTO 要想开通,必须以另一个 GTO 的关断状态信号作为前提条件。

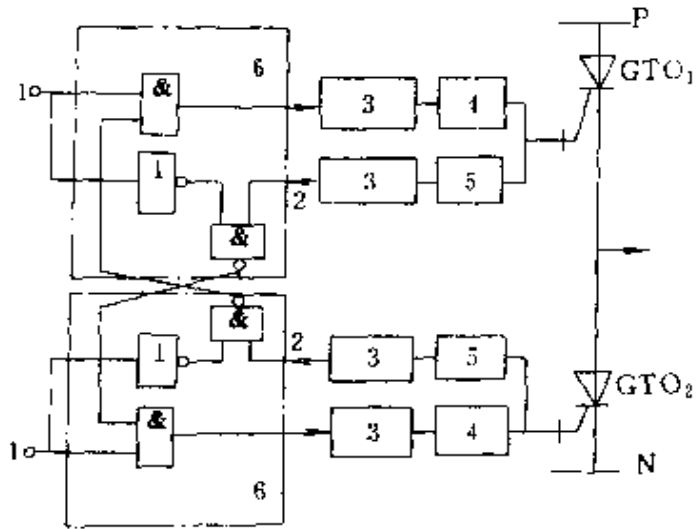


图 6-37 GTO 互锁门极驱动电路

这种联锁的方法使逆变器运行所需要的联锁时间最短,从而改善了逆变器的动态性能。由于两个 GTO 的门极驱动互锁,因此可避免 GTO 同时开通的误触发,提高了运行的可靠性。由于被损坏的 GTO 可以被查出,所以能限制故障的再扩展。

上述保护方法可以防止因桥臂误触发而产生的短路过电流,但是在互锁作用以外的短路事故,如续流二极管击穿或损坏仍会使桥臂短路,在这种情况下,必须采用熔断器或撬杠法进行保护。因此 GTO 整机的保护应该采用分级保护的方法。

#### 6.6.4 逆变器的过电流保护

前述保护措施是针对 GTO 器件的局部性保护,逆变器的过电流保护则是指 GTO 整机设备的最终保护措施,它可防止事故的继续扩展。

具体保护方法有以下三种。

##### 6.6.4.1 熔断器保护法

由于 GTO 具有浪涌能力，所以在一定条件下可用快速熔断器进行保护。用熔断器保护 GTO 逆变器的过程是：

检测过电流→电抗器限流→切除 GTO 关断信号→熔断器断流

GTO 逆变器内部电感很小，通常只有几个微亨，一旦短路，电流上升很快，峰值很大，故应采用电抗器限流，并尽快切除关断信号，然后在浪涌能力范围内由熔断器切断故障电流。显然，对这种过电流难以用普通电力熔断器或交直流电磁开关来保护 GTO，必须用快速熔断器进行保护。快速熔断器具有下述特点：

(1) 具有快速熔断的特性，其断流时间在 10ms 以内，当电流超过某一值就快速熔断；

(2) 切断容量大，由于限流特性好，故能在极短时间内切断故障电流；

(3) 切断时所发生的电弧电压很小。

快速熔断器的切断特性如图 6-38 所示。应用快速熔断器保护 GTO 时，还必须注意以下两点：

(1) 必须设置过电流检测电路。当 GTO 接近关断能力极限时，切断 GTO 的关断信号，也就是说，GTO 电流超过可关断阳极电流的极限值时，绝对不能再用门极信号去关断。GTO 具有与 SCR 一样的浪涌能力，利用这一特性可用快速熔断器进行保护。

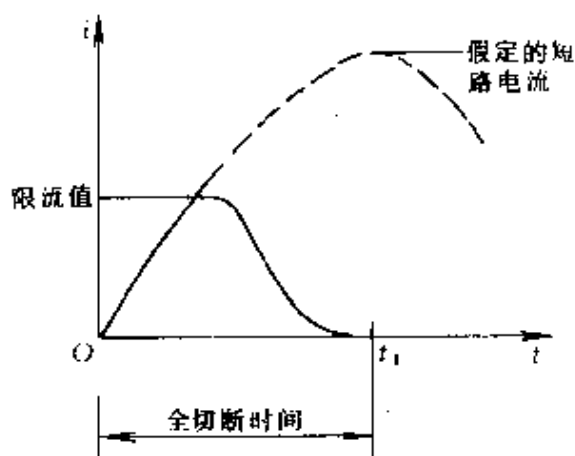


图 6-38 快速熔断器的切断特性

(2) GTO 和快速熔断器的  $I^2t$  值必须合理匹配。选择快速熔断器时应使 GTO 允许的  $I^2t >$  快速熔断器的  $I^2t$  值。

图 6-39 为大功率 GTO 逆变器的电路图，其容量为 200kVA，该逆变器采用 1600V、600A 的 GTO 元件，其额定输出电压为

400V, 额定电流为 289A, 逆变器负载为 120kW 的感应电动机。图中FU 是短路与过载保护用的过电流保护熔断器。 $L_{CL}$  为短路时抑制电流快速上升的限流电抗器,  $L_{CR}$  是 GTO 开通时限制阳极电流上升率  $di/dt$  的电抗器。通常  $L_{CL}$  为  $L_{CR}$  的 10 倍左右。由于  $L_{CL}$  电感较大, 故在  $L_{CL}$  两端并联一只续流二极管 VD, 以便在 GTO 关断时抑制过电压的产生。

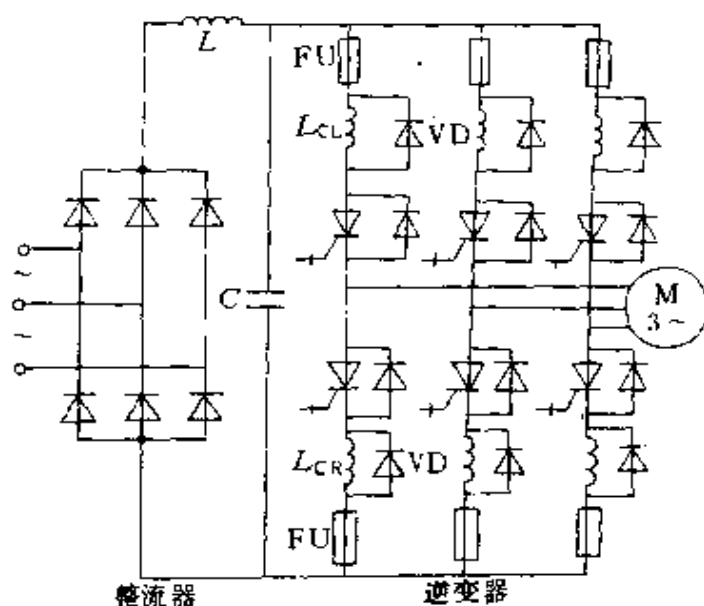


图 6-39 大功率 GTO 逆变器电路图

大容量 GTO 逆变器的短路过电流保护不能采用 GTO 自关断的方法。因为大功率 GTO 的非重复可关断电流比中、小功率的 GTO 要小, 在短路过电流时不能采用门极脉冲强迫关断 GTO 的办法; 与之相反, 通过检测过流信号切除所有 GTO 的关断信号, 发出所有 GTO 的开通信号使逆变器全导通, 并用熔断器对 GTO 进行过电流保护。

图 6-40 为 GTO 与熔断器之间的保护匹配曲线。图中 GTO 的可关断阳极电流为 600A, 熔断器为 250A。由图可见,

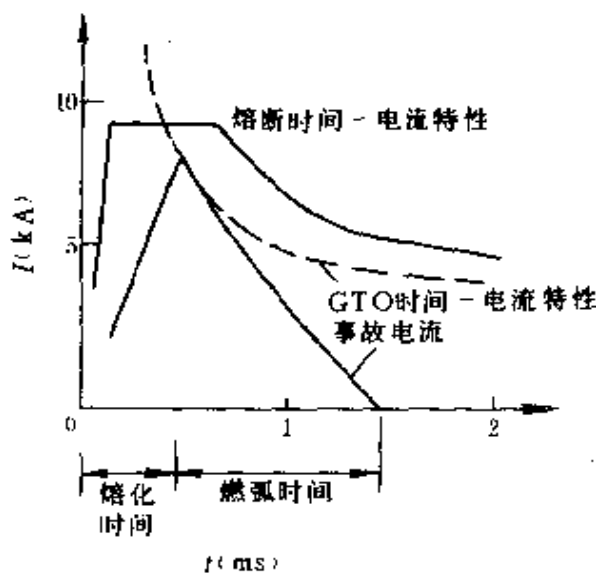


图 6-40 熔断器与 GTO 特性的匹配曲线



熔断器在短路发生后的 0.4ms 内熔化，短路电流开始减小，于 1.4ms 内完全切断。在此期间，熔断器切断的  $I^2t$  值为  $2.5 \times 10^4 \text{A}^2\text{s}$ 。此外，由 GTO 的  $I^2t$  极限值和非重复浪涌电流  $I_{TSM}$  可以得出 GTO 的时间-电流特性。由图可见，GTO 的允许峰值浪涌电流大于实际产生的短路电流，因此有可能用熔断器做过电流保护，切断短路电流。

#### 6.6.4.2 撬杠保护法

撬杠保护法也称做非熔断器保护法，在中大容量 GTO 电路中应用很普遍，其工作原理如图 6-41 所示。由图可以看出，当逆变器由于误触发等原因发生短路故障时，滤波电容的放电电流急剧增大，通过传感器检测出电容放电电流的信号，然后产生如下动作：

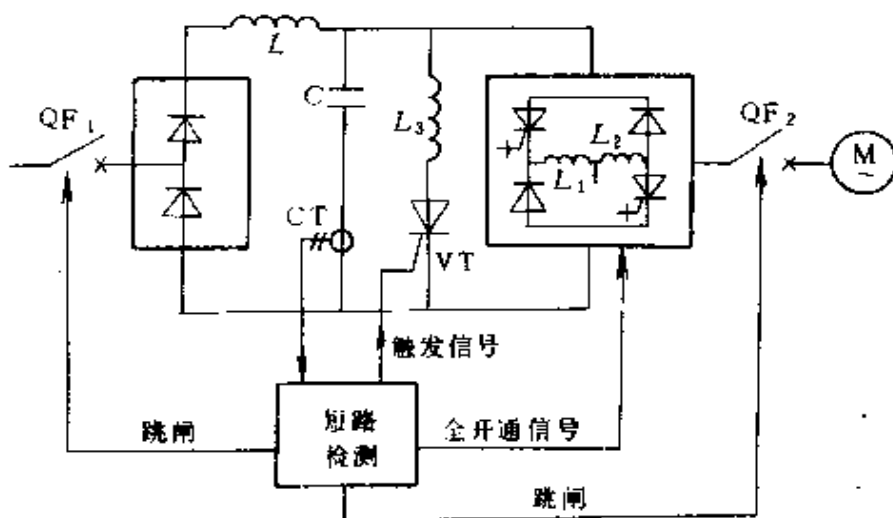


图 6-41 撬杠保护原理图

(1) 触发并联晶闸管 VT，使 GTO 逆变器分流，VT 串联一小电感  $L_3$ ，以便限制 VT 的  $di/dt$ ；

(2) 封锁 GTO 的关断信号并触发所有 GTO，使短路电流由所有 GTO 承担，减少电流集中现象；

(3) 交流侧断路器跳闸。图中的  $L_1$ 、 $L_2$  为限制短路电流上升速度的电感， $L$  为直流滤波电抗器。

图 6-42 为逆变器输入电流  $i_d$  与电容放电电流  $i_c$  的波形图。逆变器短路后,  $i_d$  迅速增加; 但是由于  $L_1$  和  $L_2$  的限制, 在一定时间内  $i_d$  的增长速度受到限制。另外, 滤波电抗器  $L$  也不会立即饱和, 因而直流输入电流  $i_d$  不会马上急剧增大。逆变器短路后, 滤波电容  $C$  立即放电, 放电电流超过一定值时, 电流互感器 CT 检测出的信号使 VT 触发, 于是  $i_d$  被分流, 这就进一步限制了  $i_d$  的增长速度。必须指出, 分流用的 VT 动作

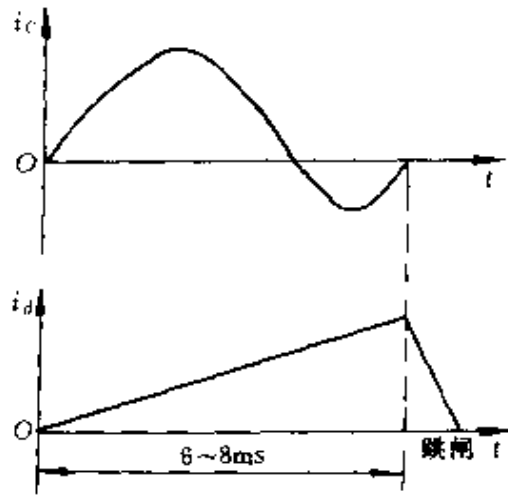


图 6-42 逆变器输入电流  $i_d$  和电容器放电电流  $i_c$  的波形图

时间很快, 在  $10\mu\text{s}$  之内即可开通。为限制  $i_d$  的增长速度要求电流互感器的响应时间要快。本线路在经历  $6\sim 8\text{ms}$  后  $i_d$  即可开始衰减,  $30\text{ms}$  左右空气断路器  $\text{QF}_1$  和  $\text{QF}_2$  即可跳闸, 跳闸时直流电流已很小, 不会影响触点寿命。

在大容量 GTO 的应用中, 也可采用熔断器和撬杠两者结合的办法。其保护过程是:

短路过电流  $\rightarrow$  电抗器限流  $\rightarrow$  撬杠分流  $\rightarrow$  熔断器断流

这种保护方法利用了撬杠电路中 VT 浪涌能力强的特点, 对 GTO 逆变器进行短路过电流保护的效果良好, 因而得到一定的应用。

#### 6.6.4.3 自关断保护法

GTO 本身具有的自关断能力也可用作过电流保护。GTO 的阳极可关断能力包括两个参数: 可关断通态重复峰值电流和可关断通态不重复峰值电流。一般  $200\text{A}$  以下的小容量 GTO 可关断通态不重复峰值电流比可关断通态重复峰值电流大得多, 利用这一特性可作过电流保护这种方法称作自关断保护法。

图 6-43 为日立公司  $5\text{kVA}$  逆变器保护系统框图。该逆变器用日立公司 GFF90A6 型 GTO 组成, 可关断阳极电流额定值为

90A,实际极限可关断阳极电流可达 200A。这是小容量 GTO 应用于逆变器的典型线路。逆变器输入电压为 350V,过电流保护采用了自关断法。

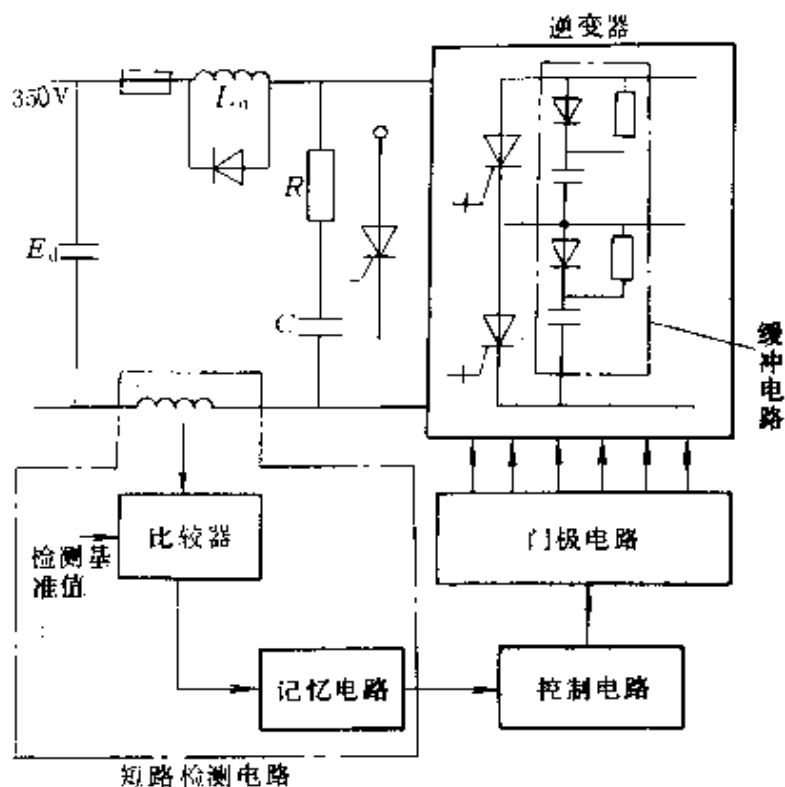


图 6-43 5kVA GTO 逆变器自关断保护系统框图

图中由电容 C 和一个小电阻 R 组成脉冲供给电路。在 GTO 关断过程中, GTO 缓冲电路吸收较大的电流,这部分电流由脉冲供给电路提供。这样可使互感器检测出的电流信号与负载电流的大小相对应。

为了限制短路电流,在直流回路中串入一个  $30\mu\text{H}$  的小电感  $L_d$ ,这个电感的大小与检测回路信号的检测传送时间有关。检测信号的检测传送时间越快,限流电抗器的电感则越小。

该逆变器的短路过电流信号由直流互感器检出,与设定电平进行比较,再经记忆电路、控制电路的变换之后,直接送门极控制电路,发出全关断的脉冲信号,并使所有 GTO 全部处于关断状态,进而切断短路过电流。

图 6-44 给出了短路电流  $i_A$ ，检测信号  $i_C$  和门极关断脉冲信号  $i_G$  的电流波形。短路过电流在 A 点产生之后，经  $t_1$  ( $2\mu\text{s}$ ) 的检测延迟时间和  $t_2$  ( $4\mu\text{s}$ ) 的门极电路传送时间后，门极关断负脉冲在 C 点即可加至所有 GTO 上。GTO 得到门极负脉冲后并不是立即就会关断，而是经历  $t_3$  的存储时间之后才能关断。在  $t_3$  的时间内已经短路的 GTO 阳极电流继续从 C 点上升至 D 点。从 A 点至 D 点共经历  $15\mu\text{s}$  的时间。为防止 D 点电流超过 GTO 200A 的关断能力，必须在 GTO 回路中串入  $30\mu\text{H}$  的电抗器，以限制短路电流的上升速度。由此可以看出，采用自关断保护法保护逆变器的短路过电流，必须在主电路中串入一定电感。所串电感的大小由短路电流的检测时间  $t_1$ ，门极电路信号传送时间  $t_2$  以及 GTO 的存储时间  $t_3$  来决定。有时  $t_3$  的时间比  $t_1$  和  $t_2$  的总和还要长，这一点必须引起足够的重视。

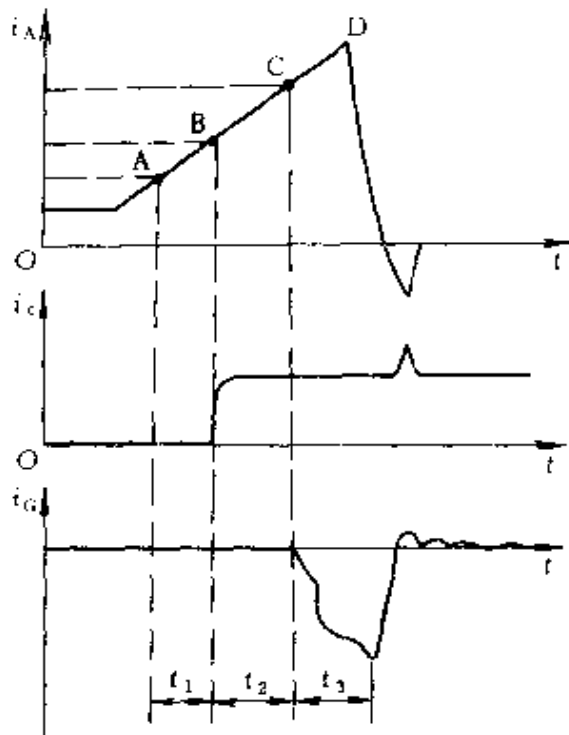


图 6-44 自关断短路保护的  
电流波形

6.6.5 门极电路的过电流保护

当 GTO 损坏之后，往往引起门极电路的损坏，为此应设置门极电路的保护环节。

通过分析研究发现，大量被损坏的 GTO 中阳极和门极间是短路状态。严重的烧毁致使阴极层引线脱离了芯片表面，阳极和阴极处于断路状态，有时也使阳极和阴极短路。GTO 损坏后，由于阳极和门极间处于短路状态，外加的高电压通过阳极引入门极电路。于是，门极低压电路因过电流而被烧坏，并有引燃的危险。

为了在 GTO 烧坏之后保护门极电路，应采取如下措施：

(1) 在门极电路的输出端接一快速熔断器实现过电流保护，以便使门极电路尽快与 GTO 门极端子断开；

(2) 在门极电路的输出端同时接一齐纳二极管，以使门极电路箝位在安全电压范围之内。

图 6-45 给出了实现门极过电流自保护的完整电路。该电路的最后驱动部分是按照 CFT50A6 型 GTO 设计的。逻辑控制的设计原则是，A 点电平由低到高的变化前沿使 GTO 开通；A 点保护高电平，GTO 保持导通状态；A 点电平由高到低的变化后沿使 GTO 关断；A 点保持低电平时，GTO 处于反偏状态。

电路的工作过程可分述如下：

1. GTO 的开通过程 当 A 点电位由低变高时，也即晶体管  $V_1$  输入信号的前沿出现时， $V_1$  导通，电流流经主光耦器件  $OP_1$  的发光二极管。为了缩短发光二极管的开通时间，在电阻两端并联一个  $2.2\mu\text{F}$  的加速电容。此时晶体管  $V_2$  导通，B 点的电平由低变高，经微分之后，C 点出现一个正脉冲，于是晶体管  $V_4$  瞬时导通，使 D 点的电位降到 E 点以下，因为 B 点为高电平，E 点也为高电平。比较器 LM311 输出负电位信号，于是晶体管  $V_5$  截止， $V_6$  导通。GTO 门极注入正向触发电流，并使 GTO 开通。正向触发电流的幅度由晶体管  $V_6$  的集电极电阻控制，一旦 GTO 导通，D 点的电位就通过连接到 GTO 阳极的二极管箝位到阳极电压的水平。如果 E 点的电位在正常工作时的设定值高于 GTO 的管压降，那么，即使 C 点脉冲在很短的时间之后消失，比较器仍输出负电位的信号，GTO 门极仍处于正向触发状态。也就是说，只要 A 点电位处于高电平，B 点即为高电平，E 点亦即为高电平，GTO 开通之后仍注入正向触发电流，并保持 GTO 良好的导通状态。

2. GTO 的关断过程 当 A 点电位由高变低时，也即晶体管  $V_1$  输入信号的后沿出现时，晶体管  $V_1$  截止。B 点的电位由高变低，E 点的电位降低至 D 点的水平，于是比较器输出端 F 点的信号变为正电位。晶体管  $V_5$  和  $V_7$  导通，门极电路供出关断信号使

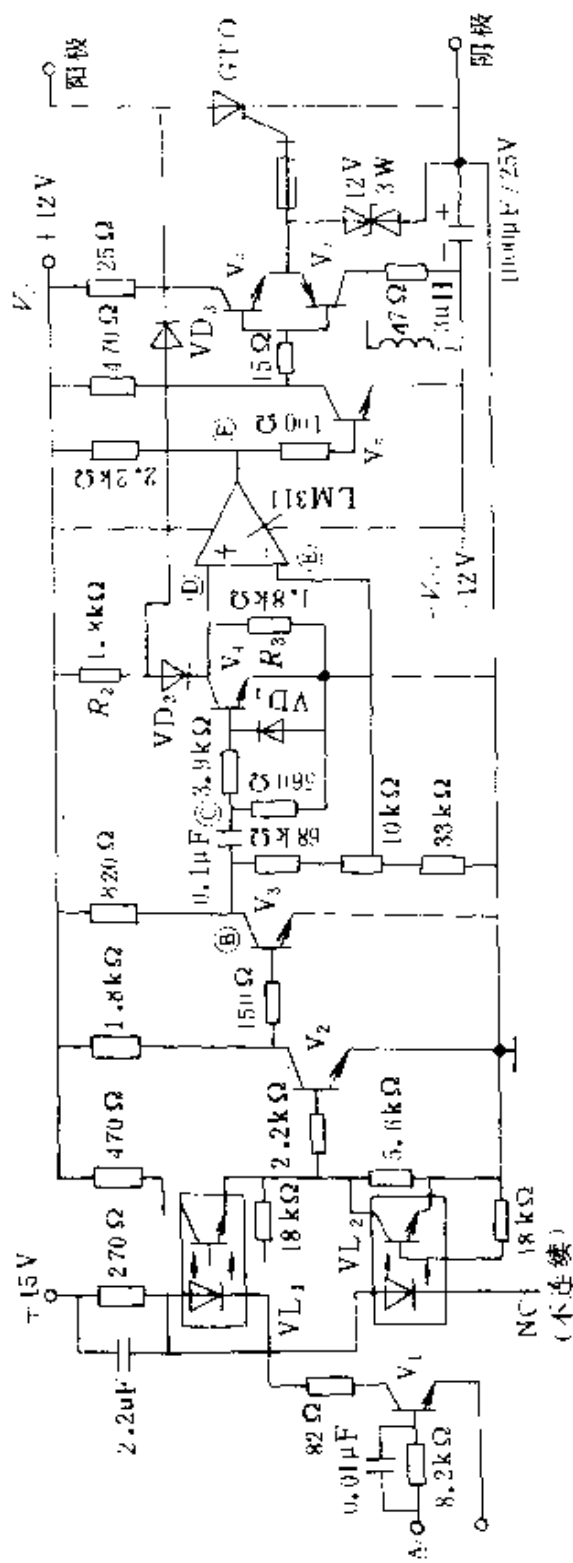


图 6-15 阴极过电流自保护电路

GTO 关断。关断信号的前沿陡度，脉冲幅度由晶体管  $V_7$  电路中的电感和电阻共同控制。为了提供较大关断电流信号，负电源上并联有足够大的滤波电容（如  $1000\mu\text{F}$ ）。

3. GTO 的门极反偏过程 当 A 点的输入信号保持低电平时，B 点也为低电平，E 点即为零电位。但是，同相输入端 D 的电位为

$$V_D = R_3(V_{CC} - V_{D2}) / (R_2 + R_3) \quad (6-31)$$

式中  $V_{CC}$ ——正向电源电压（+12V）；

$V_{D2}$ ——二极管  $V_{D2}$  两端的管压降。

由此可知，比较器输出端 F 点的信号为正电位，晶体管  $V_5$  和  $V_7$  处于导通状态，负电压（-12V）加于 GTO 门极上使 GTO 处于反偏状态。

4. GTO 过电流后的自关断过程 在一定结温时，GTO 的管压降随阳极电流的增大而增加，利用这一特性进行 GTO 过电流保护。图 6-45 的各点波形如图 6-46 所示。在 GTO 导通期间，D 点电位通过  $VD_3$  跟随 GTO 正向管压降的变化，如果由于过电流使 GTO 管压降升高，超出了 E 点的设定电位，比较器输出端 F 点则会由负电位转为正电位。

此时，晶体管  $V_5$  和  $V_7$  导通，产生负门极信号并使 GTO 关断。

过电流的大小由阳极电压来反映，此电压又与 E 点设定电位进行比较，E 点电位可用电位器进行调整，通常为正向电源  $V_{CC}$  的若干分之一，不同的 E 点电位对应着不同的过电流数值。图 6-46 表示由正常工作状态到过流状态，GTO 过流时，

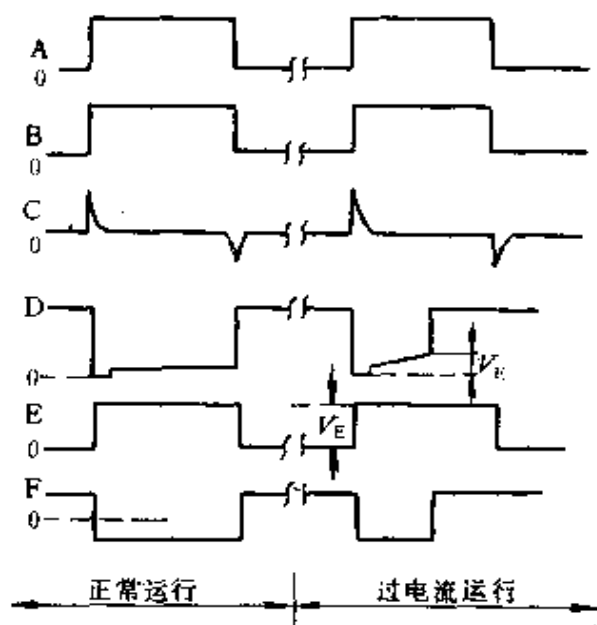


图 6-46 门极电路各点波形

由于 D 点电位的升高，比较器转换输出状态，使 GTO 关断。

应该指出，GTO 在强制开通过程中，若发生过电流现象时 C 点上脉冲仍然存在，此时虽然管压降升高，但由于 D 点已箝位于零电位，不可能对管压降进行识别，因而不可能进行自关断保护，即有“保护盲区”。为了触决这一问题。应使加在 C 点的脉冲尽量窄些；另外，因为正向压降不能随阳极电流的增加而很快增加，除了进行快速检测之外，GTO 主回路应串联一定电感，以便限制过电流的快速增长。

5. 门极电路的自动保护 当 GTO 由于某种原因已经损坏后，为了保护门极电路不被高电压损坏，在输出端要加双向稳压管，使输出端钳位。钳位电压应正好高于所用的电源电压。此外，门极电路中应串联一快速熔断器，当高压串入门极电路后，由于钳位作用，门极电路电压不会增加，但电流会增大。增大的电流即会被熔断器切断，从而避免了门极电路烧坏。

6. 共态噪声的隔离 图 6-45 电路中的门极电路输入端采用了两个光耦合器。其中  $OP_1$  为主隔离器，起传送信号的作用； $OP_2$  为辅助隔离器，起消除共态噪声的作用。当门极输入电路电源电压 (+15V) 波动或变化时， $dv/dt$  会使光耦器件的输入-输出端的耦合电容产生共态噪声电流，导致  $OP_1$  和  $OP_2$  导通。由于  $OP_2$  的集电极-发射极两端与  $OP_1$  的射极电阻相并联，一旦产生噪声电流，两个光耦器件将同时导通，使晶体管  $V_2$  无输入信号，由噪声电流引起的错误信号不致传送出去。在正常信号作用的情况下，因  $OP_2$  发光二极管只有一端与电路连接，所以对传送脉冲不起任何作用。

## 6.7 GTO 应用实例

### 6.7.1 磁通控制的 GTO 逆变器变频调速系统

该系统是基于直接转矩控制的机理，采用磁通轨迹控制方法，用单片机 8098 生成控制信号，系统框图如图 6-47 所示。该系统由 GTO 逆变器、隔离驱动电路、单片机控制电路及检测电路几部分



组成。

### 6.7.1.1 磁通轨迹控制原理

交流电机的恒磁通变频调速是通过调压、调频两种功能来调节电动机转速的。磁通是一矢量，在 $\alpha$ - $\beta$ 坐标系中，对于恒定大小的磁通其轨迹是圆。如果从保持电压/频率的比例关系出发，使磁通保持恒定则势必要考虑到低频段时对电压进行适当提高，使转矩得到提升，以抵消电阻 $R$ 上压降造成的影响。在低频段时必须考虑如何实现对电压 $V_1$ 的提升以及低、高频时的分段控制。如果能直接从维持恒磁通角度出发，通过对输出电压时间的调整来保持磁通恒定，不再从 $v/f$ 比例关系考虑，这就是磁通轨迹控制法的基本出发点。

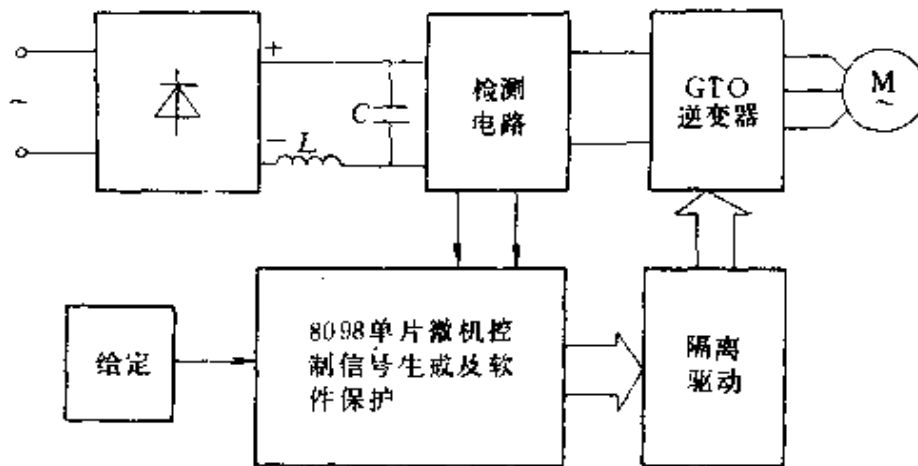


图 6-47 磁通控制的 GTO 变频调速系统框图

GTO 电压源型逆变器主电路简图如图 6-48 所示。由图可见， $V_A$ 、 $V_B$ 、 $V_C$ 只能取  $V_d/2$ 、 $-V_d/2$  两个值。若以“1”代表  $V_d/2$ ，以“0”代表  $-V_d/2$ ，即“1”代表上臂 GTO 管导通，“0”代表下臂 GTO 管导通。显然同一臂上、下 GTO 管是不能同时导通的。故电动机的空间电压矢量  $V_p$  仅有 8 个值可取，即 000、001、010、011、100、101、110、111，记为电压矢量  $V_0 \sim V_7$ ，其中  $V_0$ 、 $V_7$  为零矢量，见图 6-49。图 6-49a 为  $V_1 \sim V_6$  六个电压矢量，b 为磁通轨迹。

由电机学可知，磁链是电压的积分，即

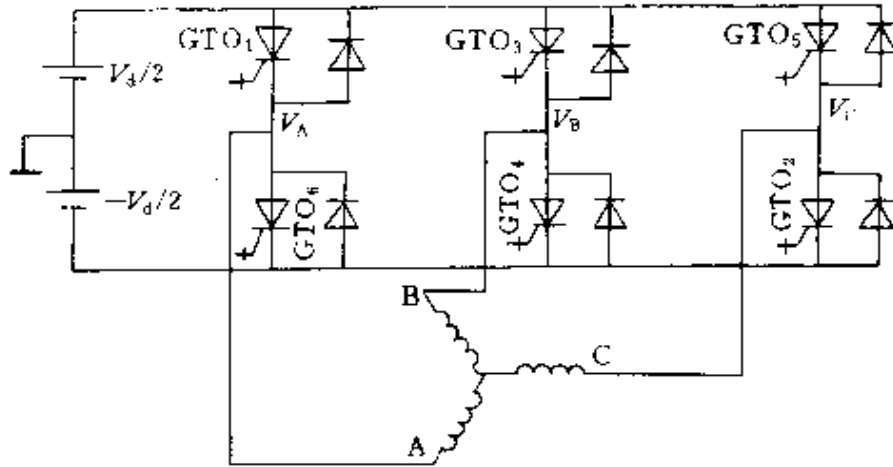


图 6-48 GTO 电压源型逆变器主电路简图

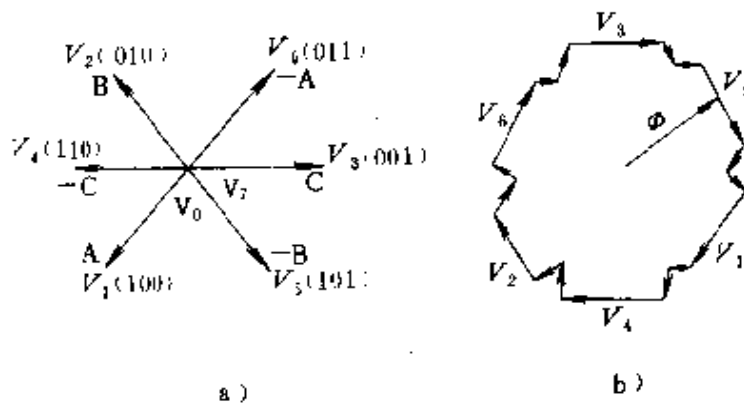


图 6-49 电压矢量与磁通轨迹图

a) 电压矢量 b) 磁通轨迹

$$\Psi = \int V_P dt = \Psi_0 + \sum V_i t_i \quad (6-32)$$

式中  $\Psi_0$ ——前一次的磁链矢量；

$\sum V_i t_i$ ——从当前开始经  $T_0$  周期，电压矢量的路径。

由  $|\Psi_{i-1}| = |\Psi|$  决定  $V_i$  由哪些电压矢量组成，以及各电压矢量的作用时间。

由式 (6-32) 可见，通过对电压矢量的控制，即进行适当的切换，就可以用尽可能多的多边形磁链轨迹来接近理想的磁链圆形

轨迹。轨迹越近似于圆，引起的电流、转矩波动越小，谐波损耗也会下降。寻找近似于圆的轨迹的关键，在于提高多边形边数。从理论上讲，若能得到圆形磁通轨迹，就能得到理想的电机运行特性。在实际应用中，磁链轨迹边数的多少受到逆变器以及驱动电路的工作频率，程序运行时间，实时控制能力等诸多因素的限制。

### 6.7.1.2 8098 单片机硬件电路

系统的控制电路以高性能的准 16 位单片微机 8098 为核心，控制信号由 8098 的高速输出口 HSO 输出，经光耦合隔离及放大，驱动逆变器主电路六个 GTO 管，带动电动机工作。硬件控制电路如图 6-50 所示。

其中 LV100 与 LA25NP 分别为电压和电流检测模块，起过电压、过电流保护作用。8098 的高速输出单元 HSO、软件定时器及 A/D 转换单元配合 4 个运算放大器构成的模拟输入缓冲放大级将各种信号引入。给定值由指针式精密电位器给出，使给定值直观，简单、不必再配置数字显示电路，简化了控制电路。

8098 单片机采用了地址/数据复用总线。用户程序置于扩展

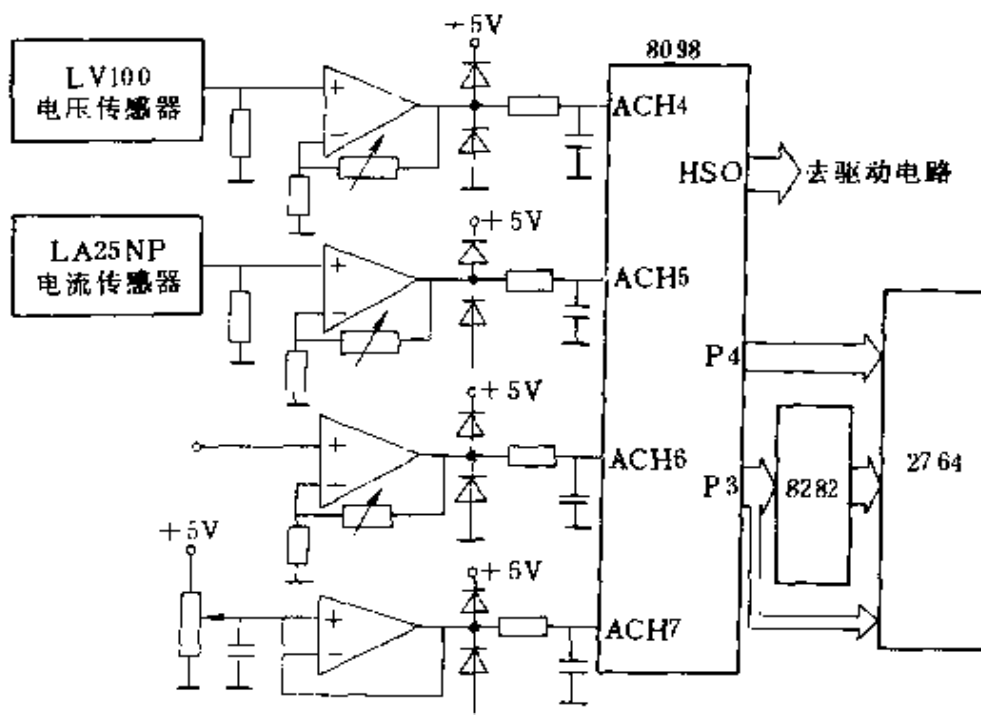


图 6-50 8098 控制电路硬件结构图

的 EPROM 中。8098 与片外存储器接口时，P4 口用作地址总线，负责传递高位地址码；P3 口用作地址/数据总线，用以首先传递低八位地址码，随后再传递数据或程序代码。地址的锁存由 8282 承担。

### 6.7.1.3 软件编程

8098 单片机上电复位后，自动将 PC 寄存器的值置为 2080H，所以系统就从地址 2080H 开始执行 EPROM 中的用户程序。软件主程序框图如图 6-51 所示。初始化以后，程序调用  $V_0$  子程序，即

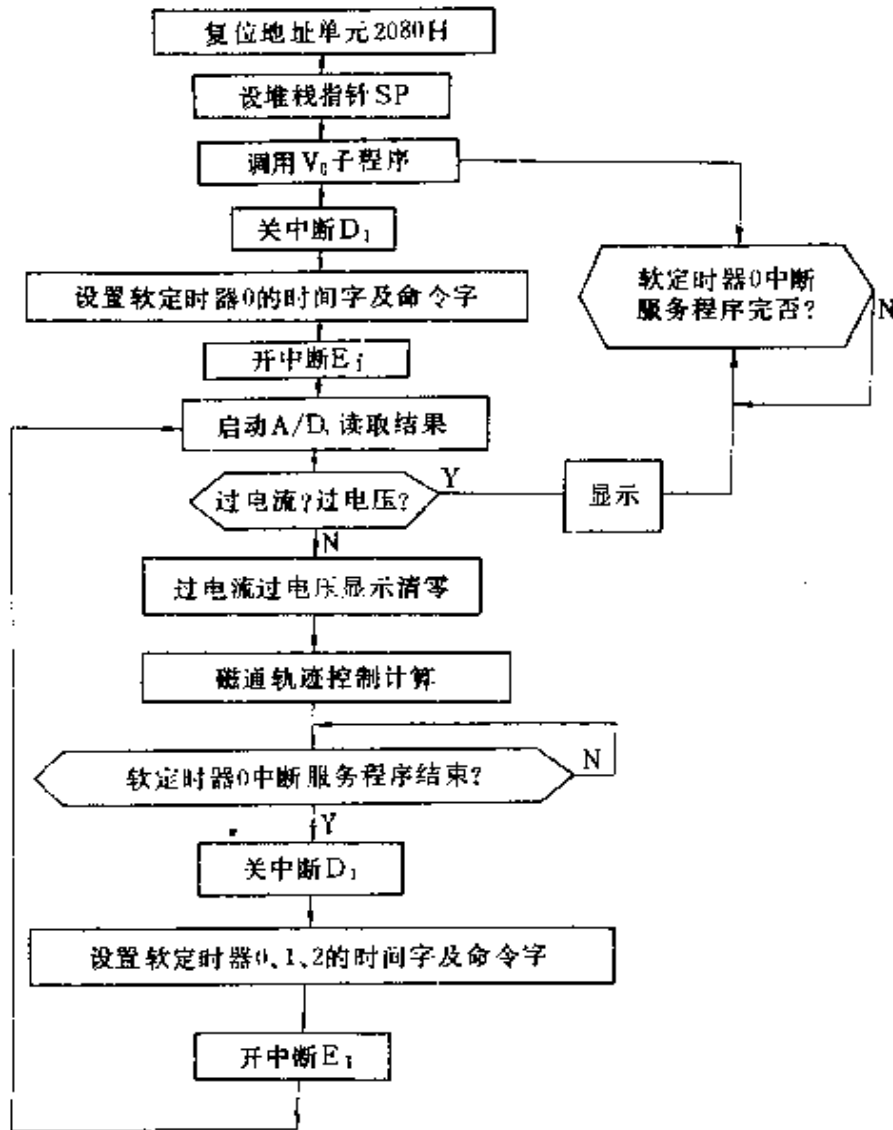


图 6-51 控制主程序流程图

一步输出为  $V_0$  电压矢量，这是为了防止上电后 HSO 输出的随机性导致失控。另外，当检测到过电压和过电流时，也调用  $V_0$  子程序使输出电压为零，电动机工作电流下降，过电压也不能加到电机，磁通轨迹控制的计算是在一个步长  $T_0$  中完成的。

为了使磁通轨迹尽量接近于圆，并充分发挥单片机实时控制的优势，磁通轨迹控制的计算采用定步长法，即在不同频率下采用同一步长  $T_0$ 。多边形的每一边走过的时间相等， $T_0$  则决定于开关元件的最高允许工作频率，频率越高多边形边数越少，频率越低多边形边数越多。显然，磁通脉动也随频率降低而减少，使低频脉动得到有效地改善。在一个步长中 8098 单片微机 HSO 输出的电压信号发生规则的变化。也就是说，在微观上控制信号的变化表现在每一个步长之内。

中断服务子程序如图 6-52 所示，主要是完成电压矢量的输出。并根据不同的软件定时器中断，进行相应的电压矢量处理。三条中断服务程序均处理 HSO 输出线上的电压矢量的序号和时间，六条 HSO 输出信号经隔离驱动电路作用于 GTO 门极。

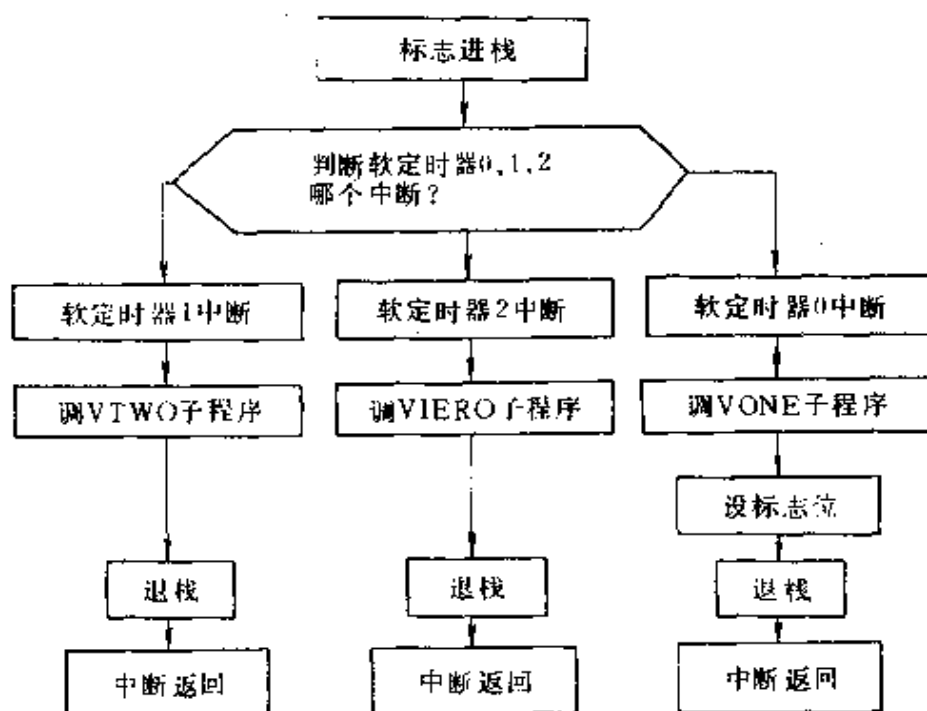


图 6-52 中断服务子程序框图

### 6.7.2 具有复合制动功能的 GTO 斩波调速系统

具有复合制动功能的 GTO 斩波调速系统能实现牵引、再生-电阻复合制动功能，可用于城市无轨电车。该系统的主电路由一只 GTO 组成，如图 6-53 所示。主控器件为一只 GTO，M 为串励电动机， $VT_1$  是能耗制动用快速晶闸管， $VD_F$  是续流二极管， $VD_B$  是制动回路二极管， $R_Z$  是能耗制动电阻，HL 是霍尔电流检测器， $S_2$  是牵引、制动转换接触器， $S_4$ 、 $S_5$  为向前、向后及牵引制动转换接触器。其工作情况可分为牵引工况，牵引-制动转换，电制动三种情况。

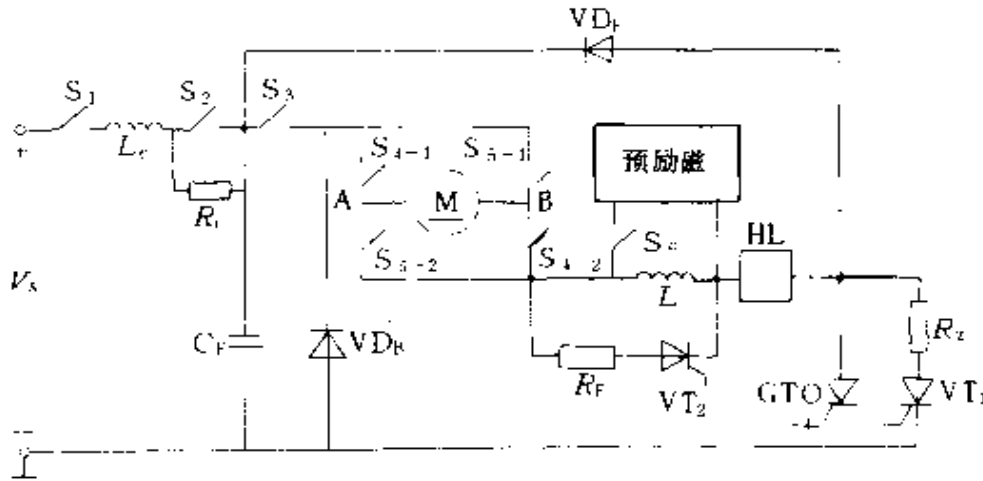


图 6-53 GTO 斩波调速系统主电路

牵引工况时，接触器  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_{4-1}$ 、 $S_{4-2}$  闭合，形成牵引回路，GTO 导通时电流回路为电源  $V_s$  正端— $S_3$ — $S_{4-1}$ — $S_{4-2}$ — $L$ —GTO—电源  $V_s$  负端，电源  $V_s$  向电动机供电。GTO 关断时电流回路为电动机  $M$ — $S_{4-2}$ — $L$ —HL— $VD_F$ — $S_2$ — $S_{4-1}$ — $M$ 。这样在电动机两端可得到一个脉动电压，其平均值  $V_m$  与电源电压  $V_s$  的关系为

$$V_m = \alpha V_s \quad (6-33)$$

$\alpha$  为斩波器导通比， $\alpha = \text{导通时间} / \text{斩波周期}$ 。由此可知，改变  $\alpha$  就可调节  $V_m$  值，从而达到调速的目的。当  $\alpha = 0.9$  后，自动进入全压运行，再经延迟一定时间后触发晶闸管  $VT_2$  进入弱磁运行。为

获得恒加速度启动，在牵引工况时采用恒流控制，其值预先设定并可任意调节。加上制动给定以后，进入牵引-制动转换。首先关断 GTO，电枢电流续流，由于反电动势的作用及回路中存在电阻，电流很快衰减为零，当检测到电流为零后，接触器  $S_3$ 、 $S_4$  失电， $S_5$  得电，这时形成制动回路，同时  $S_6$  触点闭合，预励磁投入以加快反电动势电压的产生，待反电动势建立后  $S_6$  自动打开，预励磁装置与磁场绕组分离。

电制动分为再生制动和能耗制动，主要根据电源电压和负载情况而定，例如，当电源设有其他负载要求供电，此时再生发电制动电流将引起滤波电容  $C_F$  两端电压上升，此时制动模型在控制电路作用下立即转换为能耗制动，以免系统在过压下工作。当电源电压恢复正常时又立即转换到再生制动，由于 GTO 的全控性和快速性，这种制动模型的转换可以在一个斩波周期时间内完成。从而增强了系统的可靠性。

再生制动时，GTO 导通时的电流通路为电动机 A 端— $S_{5-2}$ — $L$ —HL—GTO— $VD_6$ — $S_{5-1}$ —电动机 B 端，这一过程是电流上升的建能阶段。GTO 关断时的电流通路为电动机 A 端— $S_{5-2}$ — $L$ — $VD_F$ —电源— $S_3$ — $S_{5-1}$ —电动机 B 端，这一阶段将能量反馈给电源实现能量再生。

能耗制动时，当 GTO 导通时，电流通路与再生时第一阶段一样。在关断 GTO 的同时触发晶闸管  $VT_2$ ，电流通路为电动机 A 端— $S_{5-2}$ — $L$ —HL— $R_z$ — $VT_1$ — $D_6$ — $S_{5-1}$ —电动机 B 端，这一阶段将能量消耗在电阻  $R_z$  上。

制动力矩的大小可通过制动给定任意调节。低速时可增加 GTO 导通时间来保证足够的制动力矩。

系统的控制电路框图如图 6-54 所示。其电路特点如下：

(1) 采用平均值控制方式并设有降频启动，使启动更加平稳、定频为 770Hz，降频为 600Hz。

(2) 具有牵引，制动两种工作状态，并保证牵引和制动之间的可靠转换。

(3) 具有再生制动和能耗制动，且两种制动模型之间可根据电源电压情况相互转换。

(4) 当牵引导通比达到最大值时自动进入全压运行，并经延时自动进入弱磁运行。

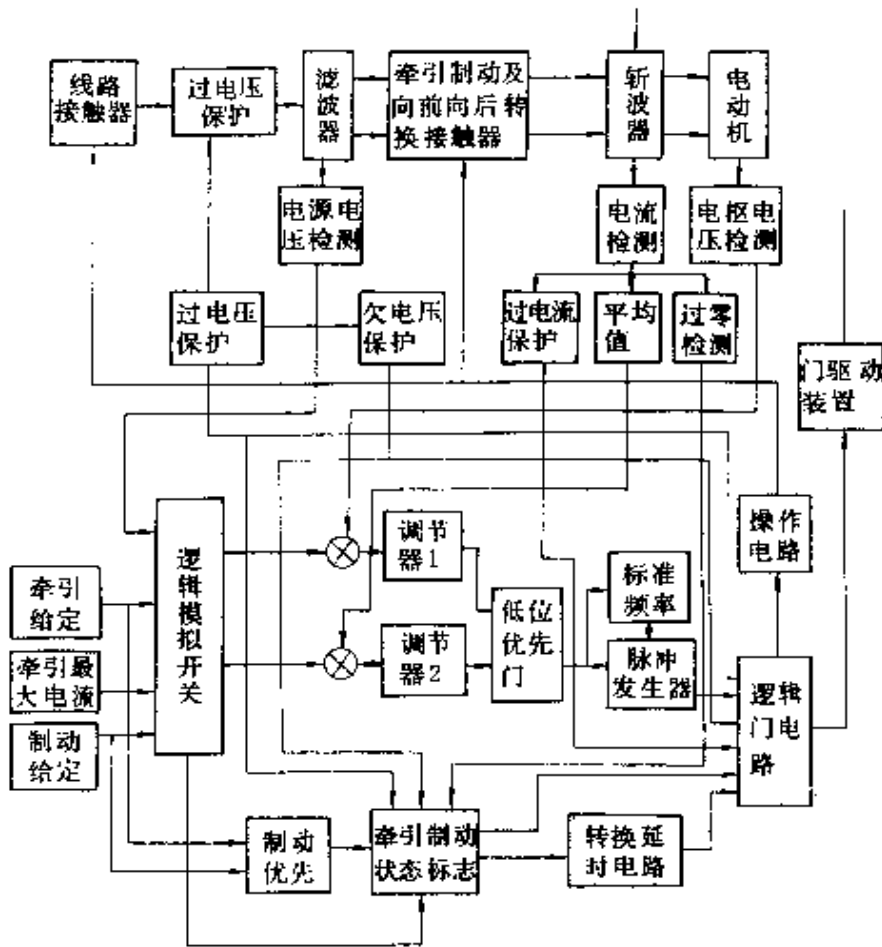


图 6-54 控制电路框图

(5) 具有制动优先功能，即在牵引和制动给定同时给出时，首先进入制动状态以保安全。

(6) 设有零电流检测环节，以保证线路转换时处于零电流状态，从而实现安全转换。

(7) 整个控制电路采用集成电路且只有正电源，使电路简化，可靠，维修方便。

(8) 具有多种电子快速保护，如：过电流、过电压、欠电压、



控制电压失压等。

### 6.7.3 快速响应、大容量 GTO 逆变器

日本日立公司开发了总容量为 2750kVA 的快速响应 GTO 逆变器，适用于要调速范围大、精度高、响应速度快，转矩脉动小的轧机主传动。为使装置容量增大，把两组逆变器通过电抗器并联起来，实现多重化，再把感应电动机由三相改为六相或九相，可使传动系统容量增大 2 至 3 倍。逆变器的多重化和电动机多相化不仅提高了容量，而且还可以大大地减小电动机的转矩脉动。逆变器的系统结构如图 6-55 所示。

图中整流器部分由 GTO 组成，所以可控制电源电流与电源电压同相位或者任意相位，也就是说，可调节电源功率因数等于 1 或任意值。逆变器也同样，由于多重化的作用，可大幅度地减小

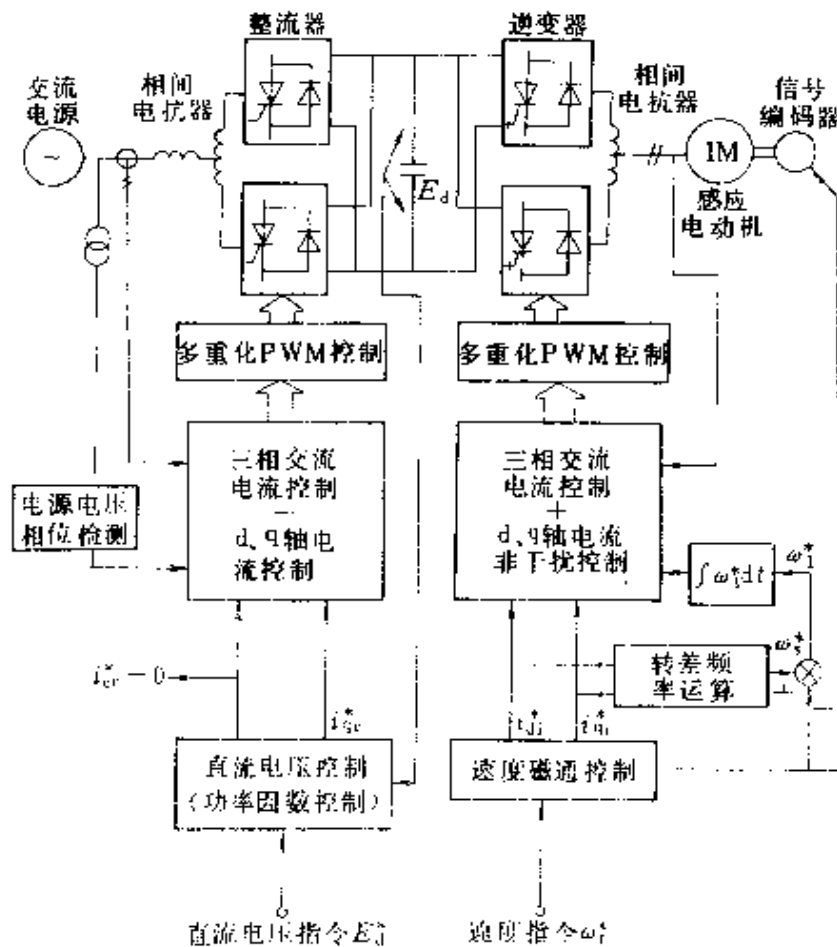


图 6-55 快速响应、大容量 GTO 逆变器的系统结构

电源电流的高次谐波分量,可使电源电流波形几乎成为正弦波。利用整流器控制直流电压  $E_d$ ,使其基本保持恒定。为了提高响应速度,必须提高构成局部环的电流控制系统的响应速度,为了控制相当于有功电流的  $q$  轴电流和相当于无功电流的  $d$  轴电流,增加一个直接控制电源电流的三相交流电流控制环。如果  $d$  轴电源电流的指令值  $i_{dc}^* = 0$ ,则运行时电源功率因数  $= 1$ ,当  $i_{dc}^* > 0$  时,功率因数滞后, $i_{dc}^* < 0$  时,功率因数超前。

为了利用逆变器控制感应电动机的速度,使其范围宽,精度高,且响应快,而采用了矢量控制技术。对于从速度和磁通控制环来的电流指令,为使电动机电流(交流量)不滞后,在控制  $d$ - $q$  轴电流同时,进行非干扰控制,消除  $d$  轴电流(励磁电流)分量和  $q$  轴电流(转矩电流)分量的相互干扰。为使主电路时间常数的影响尽可能小,又设立了直接控制电动机电流的三相交流电流控制环。

为了提高逆变器装置的容量、使用两组单台 GTO 逆变器,用相间电抗器把它们的输出端并联而达到多重化。在多重逆变器中,也能保持各单台逆变器之间的电流平衡,于是,注意力集中于降低逆变器输出电流中高次谐波含量的 PWM 控制方面。本系统的多重化 PWM 控制电路的方框图如图 6-56 所示。图中只示出 U

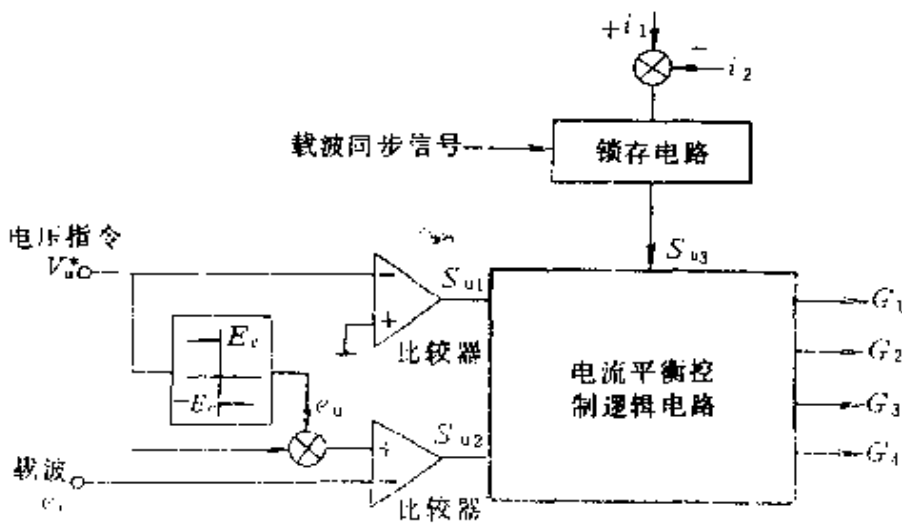


图 6-56 多重化 PWM 控制电路方框图

相，其他相的结构与U相完全相同。首先要判别电压指令 $V_u^*$ 的极性，令其信号为 $S_{u1}$ ，进一步在 $V_u^* \geq 0$ 期间作 $V_u^* - E_c$ 运算，在 $V_u^* < 0$ 期间作 $V_u^* + E_c$ 运算( $E_c$ 为载波的幅度)，得到调制波 $e_u$ 。比较调制波 $e_u$ 和载波 $e_c$ ，比较结果为 $S_{u2}$ 。另一方面，判别各单台逆变器之间电流差 $\Delta i_u$ 的极性，在使其与载波 $e_c$ 同步的信号中，得到锁存信号 $S_{u3}$ 。电流平衡控制逻辑电路根据 $S_{u1}$ 、 $S_{u2}$ 、 $S_{u3}$ 各信号，输出各GTO的触发信号 $G_1 \sim G_4$ 。表6-3为电流平衡控制的基本原则。在 $S_{u1} = S_{u2} = 1$ 时， $G_1$ 和 $G_3$ 导通。这时输出电压 $V_u = E/2$ 。在 $S_{u1} = S_{u2} = 0$ 时， $G_2$ 和 $G_4$ 导通，输出电压 $V_u = -E/2$ 。在 $S_{u1} = 0$ ， $S_{u2} = 1$ 或 $S_{u1} = 1$ ， $S_{u2} = 0$ 时，为使 $V_u$ 为零，必须使各GTO都导通。在这种情况下，由于分别有两种导通方式，应该选择电流差 $\Delta i_u$ 接近零的导通方式。比如说， $S_{u1} = 0$ ， $S_{u2} = 1$ 时，如果 $\Delta i_u$ 的极性为正，则选择使 $\Delta i_u$ 减小方向的电压加到相间电抗器上的那种导通方式，即向 $G_2$ 和 $G_3$ 施加触发信号。这样一来，可以使PWM波形所含高次谐波的成分大幅度下降；经常在相间电抗器上加上将使电流差 $\Delta i_u$ 为零的电压，可以很好地保证电流平衡。

表 6-3 电流平衡控制的基本原则

$S_{u1}$	1 ( $V_u^* > 0$ )			0 ( $V_u^* < 0$ )		
$S_{u2}$	1 ( $e_u > 0$ )	0 ( $e_u < 0$ )		1 ( $e_u > 0$ )		0 ( $e_u < 0$ )
$S_{u3}$		1 ( $\Delta i_u > 0$ )	0 ( $\Delta i_u < 0$ )	1 ( $\Delta i_u > 0$ )	0 ( $\Delta i_u < 0$ )	
导通的 GTO	$G_1$ 、 $G_3$	$G_2$ 、 $G_3$	$G_1$ 、 $G_4$	$G_2$ 、 $G_3$	$G_1$ 、 $G_4$	$G_2$ 、 $G_4$
$V_u$	$+E/2$	0	0	0	0	$-E/2$
$\Delta V_u$	0	$-E$	$+E$	$-E$	$+E$	0

## 第7章 绝缘栅双极晶体管 (IGBT)

### 7.1 原理与特性

前面已介绍的全控型电力半导体器件 (GTR、功率 MOSFET 和 GTO) 各具特色又各有所限。功率 MOSFET 是单极型电压驱动器件, 具有工作速度快、输入阻抗高、热稳定性好以及驱动电路简单等优点, 但是导通电阻大, 电流容量较低, 阻断电压也低。GTR 和 GTO 是双极型电流驱动器件, 其阻断电压高, 载流能力强, 但是工作速度慢, 驱动电流大, 控制电路比较复杂。由于各有所限, 使它们在新型电力电子装置中的应用受到局限。

近年来出现了许多新型复合器件, 它们将前述单极型和双极性器件的各自优点集于一身, 扬长避短, 使其特性更加优越, 具有输入阻抗高、工作速度快、通态电压低、阻断电压高、承受电流大等优点, 因而发展很快, 应用很广, 已成为当前电力半导体器件发展的重要方向。其中尤以绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 最为突出, 在各个领域中有取代前述全控型器件的趋势。

#### 7.1.1 IGBT 的工作原理

绝缘栅双极晶体管简称 IGBT, 是由 MOSFET 和晶体管技术结合而成的复合型器件, 是 80 年代出现的新型复合器件, 在电机控制、中频和开关电源, 以及要求快速、低损耗的领域备受青睐。

目前 IGBT 的研制水平已走向第三代, 其特征是进一步降低通态压降和提高工作速度。产品已基本上模块化, 根据封装型式分为四类:

- (1) 单独的 IGBT, 容量达 15~400A, 400~1200V;
- (2) 半桥 IGBT, 容量达 15~75A, 500~1000V;
- (3) 全桥 IGBT, 容量达 18~32A, 400~500V;

(4) 三相 IGBT，容量达 15~100A，400~1200V。

图 7-1 为 IGBT 的结构剖面图。由图可知，IGBT 是在功率 MOSFET 的基础上发展起来的，两者结构十分类似，不同之处是 IGBT 多一个 P<sup>+</sup> 层发射极，可形成 PN 结 J<sub>1</sub>，并由此引出漏极；门极和源极与 MOSFET 相类似。

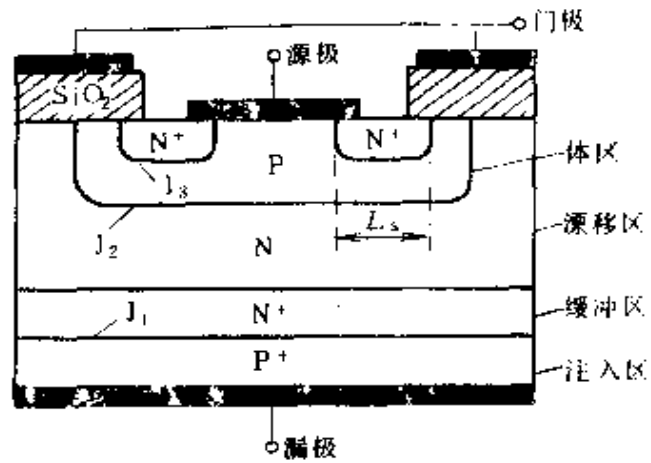


图 7-1 IGBT 的结构剖面图

IGBT 按缓冲区的有无来分类，缓冲区是介于 P<sup>+</sup> 发射区和 N<sup>-</sup> 漂移区之间的 N<sup>+</sup> 层。无缓冲区 N<sup>+</sup> 者称为对称型 IGBT，也称非穿通型 IGBT；有 N<sup>+</sup> 缓冲区者称为非对称型 IGBT，也称穿通型 IGBT。因为结构不同造成其特性亦不同，非对称型 IGBT 由于存在 N<sup>+</sup> 区，反向阻断能力弱，但其正向压降低、关断时间短、关断时尾部电流小。与之相反，对称型 IGBT 具有正反向阻断能力，其他特性却不及非对称型 IGBT。

从结构图可以看出，IGBT 相当于一个由 MOSFET 驱动的厚基区 GTR，其简化等效电路如图 7-2a 所示，N 沟道 IGBT 的图形符号如图 7-2b 所示。对于 P 沟道 IGBT，其图形符号中的箭头方向恰好相反。图中的电阻 R<sub>e</sub> 是厚基区 GTR 基区内的扩展电阻。IGBT 是以 GTR 为主导元件，MOSFET 为驱动元件的达林顿结构。图示器件为 N 沟道 IGBT，MOSFET 为 N 沟道型，GTR 为 PNP 型。

IGBT 的开通和关断是由门极电压来控制的。门极施以正电压时，MOSFET 内形成沟道，并为 PNP 晶体管提供基极电流，从而使 IGBT 导通。在门极上施以负电压时，MOSFET 内的沟道消失，PNP 晶体管的基极电流被切断，IGBT 即为关断。

当 V<sub>GS</sub> 为负时，J<sub>2</sub> 结处于反向偏置状态，类似于反偏二极管，

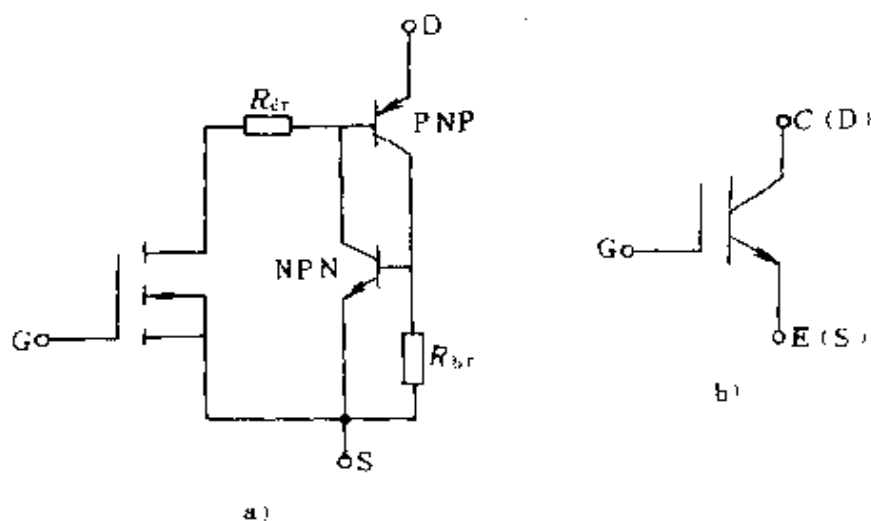


图 7-2 IGBT 的简化等效电路与 N-IGBT 的图形符号

a) 等效电路 b) 图形符号

器件呈反向阻断状态。

当  $V_{DS}$  为正时，有两种可能：

(1) 若门极电压小于开启电压，即  $V_G < V_T$ ，则沟道不能形成，器件呈正向阻断状态；

(2) 若门极电压大于开启电压，即  $V_G > V_T$  时，绝缘门极下面的沟道形成， $N^+$  区的电子通过沟道进入  $N^-$  漂移区，漂移到  $J_2$  结，此时  $J_2$  结是正向偏置，也向  $N^-$  区注入空穴，从而在  $N^-$  区产生电导调制，使器件正向导通。

在器件导通之后，若将门极电压突然减至零，则沟道消失，通过沟道的电子电流为零，使漏极电流有所突降，但由于  $N^-$  区中注入了大量的电子、空穴对，因而漏极电流不会马上为零，而出现一个拖尾时间。

除上述 IGBT 的正常工作情况外，从结构图中可以看出，由于 IGBT 结构中寄生着 PNP 四层结构，存在着由于再生作用而将导通状态锁定起来的可能性，从而导致漏极电流失控，进而引起器件产生破坏性失效。出现锁定现象的条件就是晶闸管的触发导通条件

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1$$

IGBT 的锁定现象又分为静态锁定、动态锁定和栅分布锁定。静态锁定是 IGBT 在稳态电流导通时出现的锁定,此时漏极电压低,锁定发生在稳态电流密度超过某一数值时。动态锁定发生在开关过程中,在大电流、高电压的情况下,主要是因为电流较大时引起  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  的增加,以及由过大的  $dv/dt$  引起的位移电流造成的。栅分布锁定是由于绝缘栅的电容效应,造成在开关过程中个别先开通或后关断的 IGBT 之中的电流密度过大而形成局部锁定。应当采取各种工艺措施提高 IGBT 的锁定电流,克服由于锁定而产生失效。

## 7.1.2 基本特性

### 7.1.2.1 静态特性

IGBT 的静态特性包括伏安特性、饱和电压特性、转移特性和静态开关特性。

伏安特性表示器件的端电压与电流的关系。N-IGBT 的伏安特性如图 7-3a 所示,由图可知,IGBT 的伏安特性与 GTR 基本相似,不同之处是,控制参数是门源电压  $V_{GS}$ ,而不是基极电流。伏安特性分饱和区 (I)、放大区 (II) 和击穿区 (III)。输出电流由门源电压控制,门源电压  $V_{GS}$  越大,输出电流  $I_D$  越大。由图 7-1 看出,当 IGBT 关断后,  $J_2$  结阻断正向电压;反向阻断电压由  $J_1$  结承担。如果无  $N^+$  缓冲区,正、反向阻断电压可以做到同样水平,但加入  $N^+$  缓冲区后,伏安特性中的反向阻断电压只能达到几十伏,因此限制了 IGBT 在需要阻断反向电压场合的应用。

IGBT 的饱和电压特性如图 7-3b 所示,由图可知,IGBT 的电流密度较大,通态电压的温度系数在小电流范围内为负,大电流范围为正,其值大约为 1.4 倍/100℃。

转移特性曲线如图 7-3c 所示,与功率 MOSFET 的转移特性相同。在大部分漏极电流范围内,  $I_D$  与  $V_{GS}$  呈线性关系;只有当门源电压接近开启电压  $V_T$  时才呈非线性关系,此时漏极电流已相当小。当门源电压  $V_{GS}$  小于开启电压  $V_T$  时,IGBT 处于关断状态。加在门源间的最高电压由流过漏极的最大电流所限定。一般门源

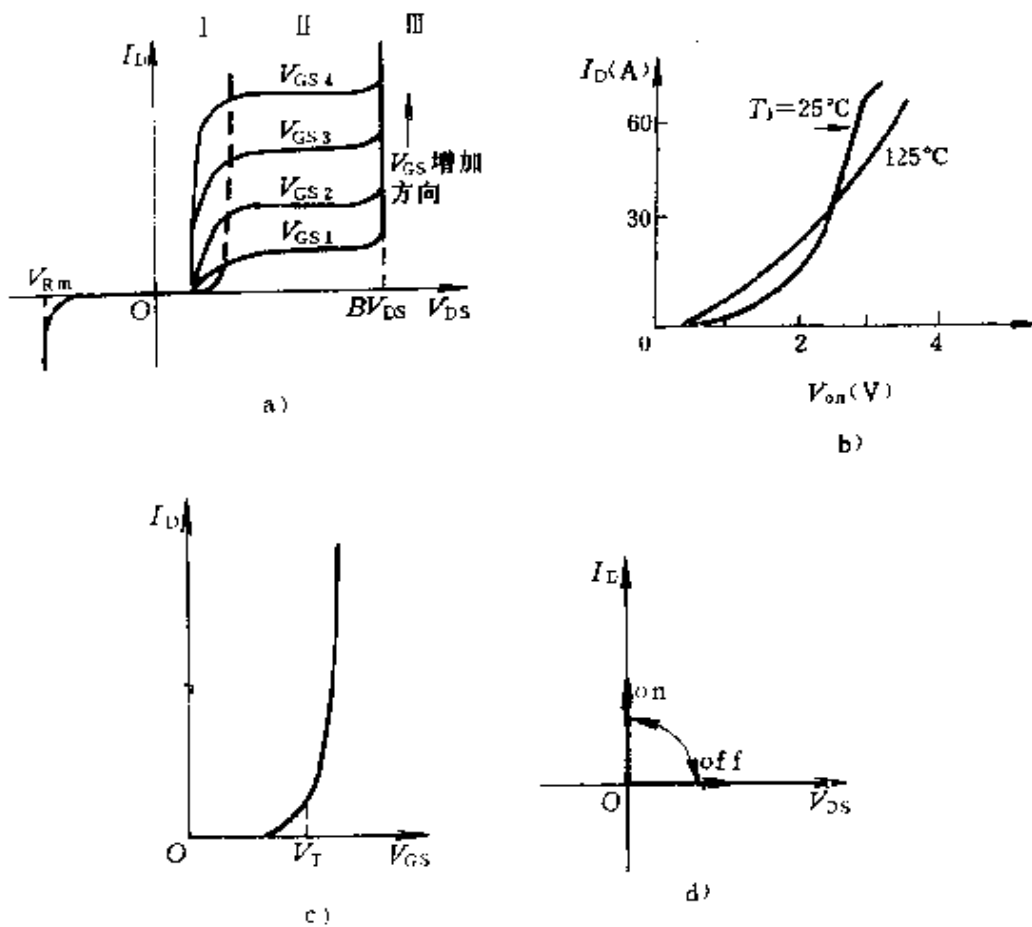


图 7-3 IGBT 的静态特性

a) 伏安特性 b) 饱和电压特性 c) 转移特性 d) 开关特性

电压的最佳值可取 15V 左右。

IGBT 的静态开关特性如图 7-3d 所示。当门源电压大于开启电压时，IGBT 即开通。由图 7-2a 可以看出，IGBT 由 PNP 晶体管和 MOSFET 组成达林顿结构，其中 PNP 为主晶体管，MOSFET 为驱动元件。电阻  $R_{dr}$  介于 PNP 晶体管基极和 MOSFET 漏极之间，它代表  $N^-$  漂移区电阻，一般称为扩展电阻。与普通达林顿结构不同，在等效电路中流过 MOSFET 的电流是 IGBT 总电流的主要部分。在这种情况下，通态电压  $V_{DS(on)}$  可用下式表示

$$V_{DS(on)} = V_{J1} + V_{dr} + I_D R_{on} \quad (7-1)$$

式中  $V_{J1}$ —— $J_1$  结的正向电压， $V_{J1} = 0.7 \sim 1V$ ；



$V_d$ ——扩展电阻  $R_{dt}$  上的压降；

$R_{on}$ ——沟道欧姆电阻。

与功率 MOSFET 相比，IGBT 通态压降要小得多，1000V 的 IGBT 约有 2~5V 的通态压降。这是因为 IGBT 中  $N^-$  漂移区存在电导调制效应的缘故。IGBT 的通态电流  $I_{DS}$  为

$$I_{DS} = I_{MOS} + \beta_{PNP} I_{MOS} \quad (7-2a)$$

即

$$I_{DS} = (1 + \beta_{PNP}) I_{MOS} \quad (7-2b)$$

因为高压 IGBT 中 PNP 管的放大倍数  $\beta_{PNP}$  小于 1，所以 PNP 管的基区电流，也即 MOSFET 的电流  $I_{MOS}$  构成 IGBT 总电流的主要部分。这种不均衡的电流分配是由 IGBT 的结构所决定的。

因为 IGBT 的构成基础是功率 MOSFET，通过门源电压可控制 IGBT 的状态，当  $V_{GS} < V_T$  时，IGBT 处于阻断状态，只有很小的漏电流存在，外加电压由  $J_2$  结承担。这种阻断状态与功率 MOSFET 基本一致。可见，对称型 IGBT 具有正、反向阻断电压的能力，而非对称型 IGBT 几乎没有反向阻断能力。

### 7.1.2.2 动态特性

IGBT 的动态特性包括开通过程和关断过程两个方面。

IGBT 开通时的瞬态过程如图 7-4 所示。IGBT 在降压变换电路中运行时，其电流、电压波形与功率 MOSFET 开通时的波形相似。这是因为 IGBT 在开通过程中大部分时间是作为 MOSFET 来运行的。图中  $t_{d(on)}$  为

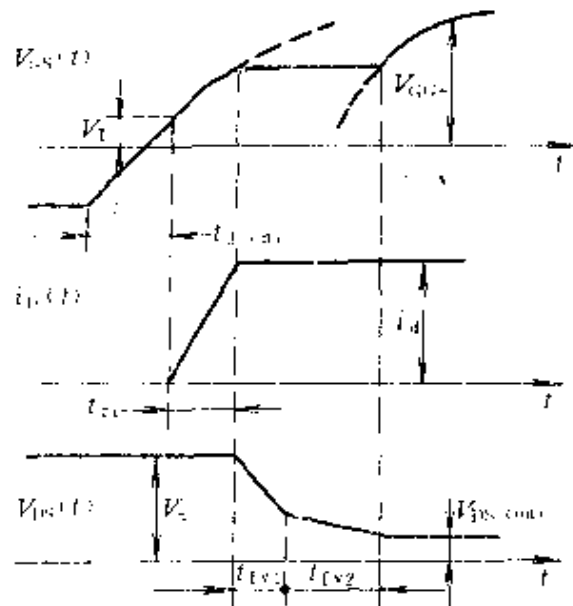


图 7-4 开通时 IGBT 的  
电流、电压波形

开通延迟时间， $t_r$  为电流上升时间， $V_{GG+}$  为门源电压。漏源电压的下降时间分为  $t_{fv1}$  和  $t_{fv2}$  两段： $t_{fv1}$  段曲线为 IGBT 中 MOSFET 单独工作时的电压下降时间； $t_{fv2}$  段曲线为 MOSFET 和 PNP 管两个器

件同时工作时的电压下降时间。 $t_{fv2}$ 时间的长短由两个因素决定，其一是在漏源压降低时，IGBT 中 MOSFET 的门漏电容增加，致使电压下降时间变长，这与 MOSFET 相似。其二是 IGBT 的 PNP 晶体管从放大状态转为饱和状态要有一个过程，这段过程也使电压下降时间变长。由上可知，只有  $t_{fv2}$  曲线的末尾漏源电压才进入饱和阶段。在  $V_{GS}$  的波形图中，从  $t_{d(on)}$  开始到  $t_{ri}$  结束阶段，门源电压按指数规律增加。 $V_{GS}(t)$  曲线在从  $t_{ri}$  末尾至  $t_{fv2}$  结束这段时间内，由于门源间流过驱动电流，门源之间呈现二极管正向特性，所以  $V_{GS}$  维持不变。当 IGBT 完全导通后，驱动结束， $V_{GS}(t)$  重又按指数规律最终达到  $V_{GG+}$  值。

在降压变换电路中运行时，IGBT 的关断电流电压波形如图 7-5 所示。由图可知，在最初阶段里，关断的延迟时间  $t_{d(off)}$  和电压  $V_{DS}$  的上升时间  $t_{rv}$ ，由 IGBT 中 MOSFET 决定。关断时 IGBT 和 MOSFET 的主要差别是电流波形分为  $t_{f1}$  和  $t_{f12}$  两部分，其中  $t_{f1}$  由

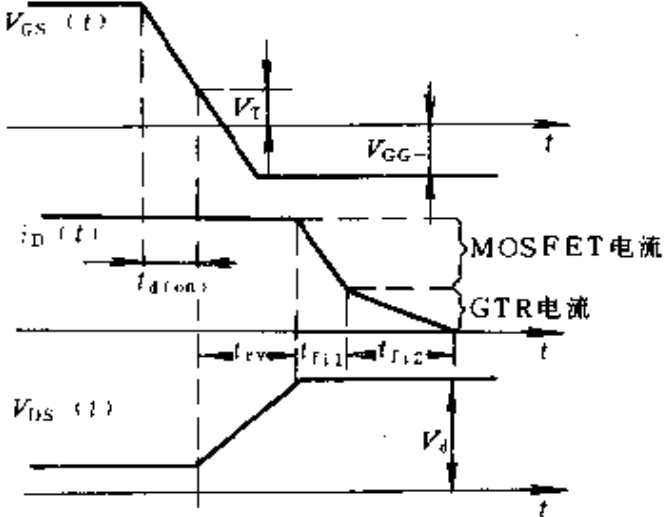


图 7-5 关断时 IGBT 的电流、电压波形

MOSFET 决定，对应于 MOSFET 的关断过程， $t_{f12}$  由 PNP 晶体管中存储电荷所决定。因为在  $t_{f1}$  末尾 MOSFET 已关断，IGBT 又无反向电压，体内的存储电荷难以被迅速消除，所以漏极电流有较长的下降时间。因为此时漏源电压已经建立，过长的下降时间会产生较大的功耗，使结温增高，所以希望下降时间越短越好。IGBT 中无  $N^+$  层缓冲区的，下降时间较短；反之，下降时间则较长。通过通态电压与快速关断时间的折衷，则可以减小下降时间，这一设计思想与一般双极型器件相同。

在实际应用中，用漏极电流的动态波形来确定 IGBT 的开关时间。漏极电流的开通时间和上升时间分别用  $t_{on}$  和  $t_r$  表示。开通时间包括电流延迟时间和上升时间两部分，如图 7-4 中  $t_{d(on)}$  和  $t_{ri}$  所示。漏极电流的关断时间和下降时间分别用  $t_{off}$  和  $t_f$  表示。关断时间由存储时间和下降时间所组成，如图 7-5 所示，存储时间又包括  $t_{d(off)}$  和  $t_{rv}$  两部分，下降时间则由  $t_{fi1}$  和  $t_{fi2}$  组成。

IGBT 的开关时间与漏极电流、门极电阻以及结温等参数有关。图 7-6 给出了开关时间与漏极电流、门极电阻的关系曲线，图中所示为 MG25BZ100 型 IGBT 模块的实测曲线。图 7-6a 为电阻负载时漏极电流与开关时间的关系曲线，测试条件为： $V_{CC} = 600V$ ， $V_{GS} = \pm 15V$ ， $R_G = 51\Omega$ ， $T_C = 25^\circ C$ 。图 7-6b 为电阻负载时门极电阻与开关时间的关系曲线，测试条件为： $V_{CC} = 600V$ ， $I_D = 25A$ ， $V_{GS} = \pm 15V$ ， $T_C = 25^\circ C$ 。由曲线可知，随着漏极电流和门极电阻的增加，开通时间  $t_{on}$ ，上升时间  $t_r$ ，关断时间  $t_{off}$  和下降时间  $t_f$  都趋向增加，尤以门极电阻对开关时间的影响更大。

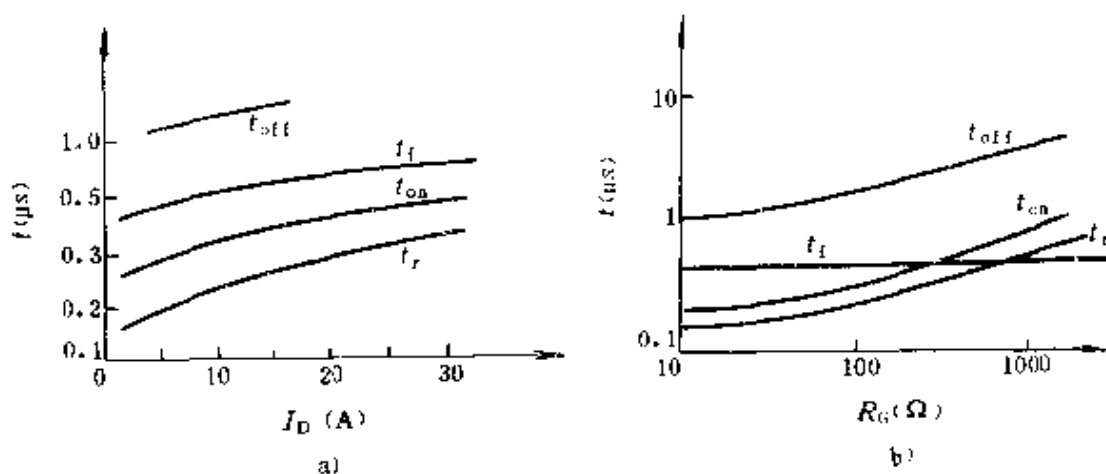


图 7-6 开关时间与  $I_D$ 、 $R_G$  的关系曲线

a) 漏极电流影响 b) 门极电阻影响

IGBT 的开关损耗与温度有关。在电机控制等续流二极管强迫换流应用中，IGBT 的开通损耗受续流二极管反向恢复特性的支配，图 7-7a 示出了 IGBT 开通损耗与电流的关系，尽管 IGBT 的

开通损耗较低，但随温度升高而增大。

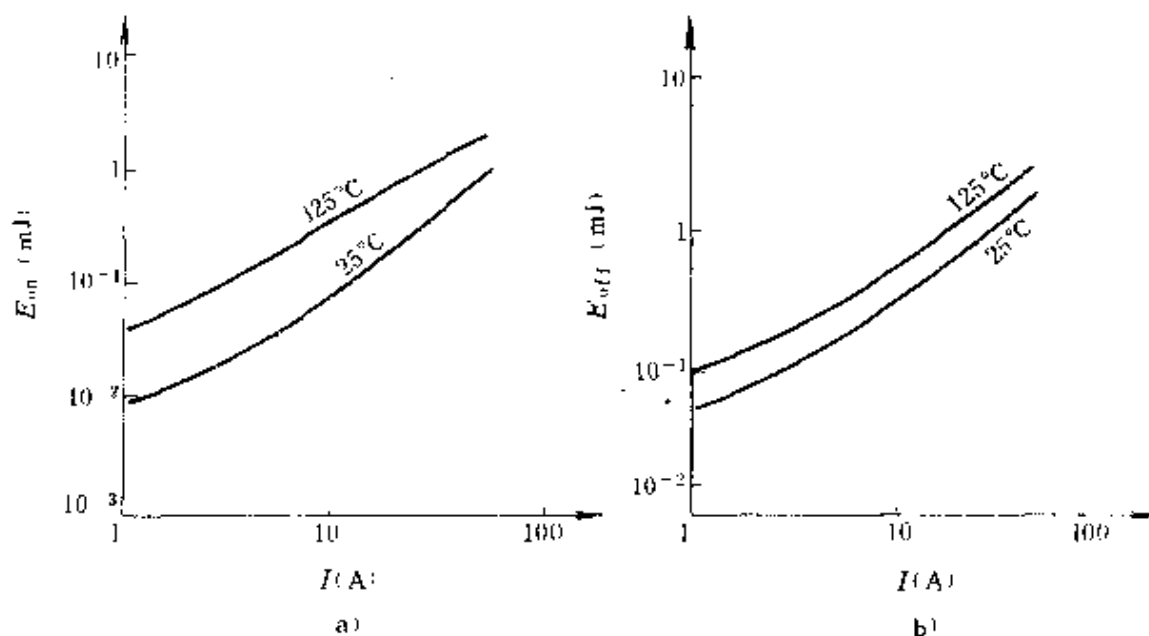


图 7-7 IGBT 的开关损耗

a) 开通损耗 b) 关断损耗

图 7-7b 示出了 IGBT 的关断损耗与电流、温度的关系。IGBT 的关断损耗随温度上升而增加。

### 7.1.2.3 擎住效应

前述 IGBT 的锁定现象又称擎住效应。下面较详细地讨论擎住效应形成的原因，由图 7-2a 可知，IGBT 复合器件内有一个寄生晶闸管存在，它由 PNP 和 NPN 两个晶体管组成。在 NPN 晶体管的基极与发射极之间并有一个体区电阻  $R_{br}$ ，在该电阻上，P 型体区的横向空穴流会产生一定压降。对  $J_3$  结来说，相当于加一个正偏置电压。在规定的漏极电流范围内，这个正偏压不大，NPN 晶体管不起作用。当漏极电流大到一定程度时，这个正偏置电压足以使 NPN 晶体管导通，进而使 NPN 和 PNP 晶体管处于饱和状态，于是寄生晶闸管开通，门极失去控制作用，这就是所谓的擎住效应。IGBT 发生擎住效应后，漏极电流增大造成过高的功耗，最后导致器件损坏。由此可知，漏极电流有一个临界值  $I_{DM}$ ，大于

此值后 IGBT 即会产生擎住效应。为此,器件制造厂必须规定漏极电流的最大值  $I_{DM}$ ,以及与此相应的门极源极间电压的最大值。漏极通态电流的连续值超过临界值  $I_{DM}$ 时产生的擎住效应称为静态擎住现象。

IGBT 在关断的过程中会产生动态的擎住效应。动态擎住所允许的漏极电流比静态擎住时还要小,因此,制造厂家所规定的  $I_{DM}$ 值是按动态擎住所允许的最大漏极电流而确定的。IGBT 在关断时, MOSFET 的关断十分迅速, IGBT 总电流也很快减小为零。与此相应,  $J_2$  结的反向电压也迅速建立。此电压建立的快慢由 IGBT 承受的重加  $dv/dt$  决定。  $dV_{DS}/dt$  越大,  $J_2$  结反向空穴建立得越快;但是  $dV_{DS}/dt$  在  $J_2$  结引起的位移电流  $C_{J2}dV_{DS}/dt$  越大。此位移电流为空穴电流,也称  $dV_{DS}/dt$  电流。当  $dV_{DS}/dt$  电流流过体区扩展电阻  $R_{br}$ 时,可产生足以使 NPN 晶体管开通的正向偏置电压,以满足寄生晶闸管开通擎住的条件。由此可知,动态过程中擎住现象的产生主要由重加  $dV_{DS}/dt$  来决定,此外还受漏极电流  $I_{DM}$ 以及结温  $T_j$  等因素的影响。

为了避免 IGBT 发生擎住现象,设计电路时应保证 IGBT 中的电流不超过  $I_{DM}$ 值;或者用加大门极电阻  $R_G$  的办法延长 IGBT 的关断时间,减小重加  $dV_{DS}/dt$ 。总之, IGBT 的使用必须避免擎住效应的产生,否则就有烧坏 IGBT 的危险。器件制造厂家也在 IGBT 的工艺与结构上想方设法尽可能提高  $I_{DM}$ 值,尽量避免产生擎住效应。

#### 7.1.2.4 安全工作区

开通和关断时, IGBT 均具有较宽的安全工作区。

IGBT 开通时为正向偏置,其安全工作区称为正向偏置安全工作区。简称 FBSOA,如图 7-8a 所示。FBSOA 与 IGBT 的导通时间密切相关,导通时间很短时, FBSOA 为矩形方块,随着导通时间的增加,安全工作区逐步减小。直流工作时安全工作区最小。这是因为导通时间越长,发热越严重,因而安全工作区越小。

IGBT 关断时为反向偏置,其安全工作区称为反向偏置安全

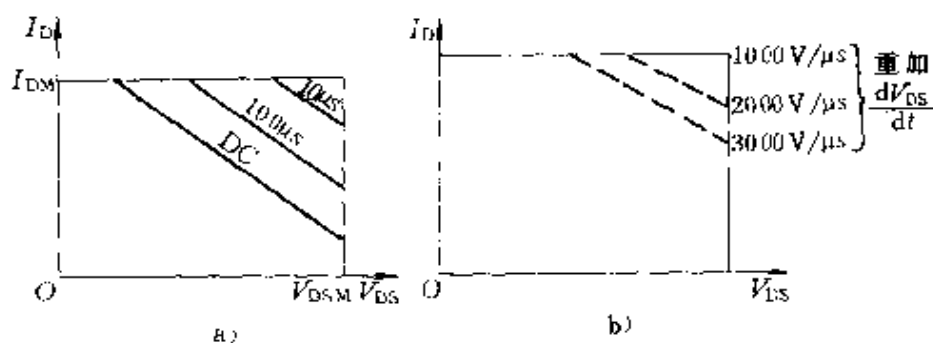


图 7-8 IGBT 的安全工作区

a) FBSOA b) RBSOA

工作区，简称 RBSOA，如图 7-8b 所示。RBSOA 与 FBSOA 稍有不同，RBSOA 随着 IGBT 关断时的重加  $dV_{DS}/dt$  而改变。电压上升率  $dV_{DS}/dt$  越大，安全工作区越小。与 SCR、GTO 等器件一样，过高的重加  $dV_{DS}/dt$  会使 IGBT 导通，产生擎住效应。一般通过适当选择门源电压和门极驱动电阻可控制重加  $dV_{DS}/dt$ ，避免 IGBT 因  $dV_{DS}/dt$  过高而产生擎住效应。

最大的漏极电流  $I_{DM}$  是根据避免动态擎住而确定的，与此相应还确定了最大的门源电压  $V_{GSM}$ 。只要不超过  $V_{GSM}$ ，外电路发生故障时，IGBT 将从饱和状态进入放大状态。漏极电流与漏源电压无关，基本保持为恒定值，如图 7-3a 所示。IGBT 的这种特性有利于通过控制门极电压使漏极电流不再增加，进而避免擎住效应的发生。在这种状态下应尽快关断 IGBT，避免过量的发热导致器件损坏。当门源电压  $V_{GS}$  在 10~15V 之间工作时，漏极电流可在 5~10 $\mu$ s 内超过额定电流的 4~10 倍。在这种情况下仍能用反向偏置的  $V_{GS}$  进行关断。若超过此极限，IGBT 则有损坏的危险。

最大允许的漏源电压  $V_{DSM}$  是由 IGBT 中 PNP 晶体管的击穿电压确定的，实际是由图 7-1 所示的  $J_2$  决定的。目前 IGBT 的耐压可达 1200V。

IGBT 的最高允许结温为 150 $^{\circ}$ C。IGBT 的通态压降  $V_{DS(on)}$  基本稳定不随温度而变，因为 IGBT 中 MOSFET 部分的压降是正温度系数，而 PNP 晶体管部分的压降是负温度系数，两者相结合使

IGBT 具有良好的温度特性。

为了说明 IGBT 的具体特性和参数,以东芝公司的 MG25N2S1 型 25A/1000VIGBT 模块为例给出表 7-1 和表 7-2。

表 7-1 东芝 MG25N2S1 的电气特性 ( $T_c=25\text{C}$ )

项 目	符 号	单 位	测 试 条 件	最 小	标 准	最 大
门极漏电流	$I_{GSS}$	nA	$V_{GS}=\pm 20V, V_{DS}=0$	-	-	$\pm 500$
漏极漏电流	$I_{DSS}$	mA	$V_{DS}=1000V, V_{GS}=0$	-	-	1
漏-源电压	$V_{DSS}$	V	$I_D=10mA, V_{GS}=0$	1900	-	-
门-源电压	$V_{GS(off)}$	V	$V_{DS}=5V, I_D=25mA$	3	-	6
漏源饱和压降	$V_{DSS}$	V	$I_D=25A, V_{GS}=15V$	-	3	5
输入电容	$C_i$	pF	$V_{DS}=10V, V_{GS}=0V, f=1MHz$	-	3000	-
开关 时间	上升时间	$t_r$	$V_{GS}=\pm 15V$	-	0.3	1
	开通时间	$t_{on}$	$R_G=51\Omega$	-	0.4	1
	下降时间	$t_f$	$V_{OD}=600V$	-	0.6	1
	关断时间	$t_{off}$	负载电阻 $24\Omega$	-	1	2
反向恢复时间	$t_{rr}$	$\mu s$	$I_F=25A, V_{GS}=-10V$ $di/dt=100A/\mu s$	-	0.2	0.5

表 7-2 东芝 MG25N2SI 的最大额定值 ( $T_c=25\text{C}$ )

项 目	符 号	单 位	额 定 值	
漏极-源极电压	$V_{DSS}$	V	1000	
门极-源极电压	$V_{GSS}$	V	$\pm 20$	
漏极电流	DC	$I_D$	A	25
	1ms	$I_{DP}$	A	50
漏极损耗	$P_D$	W	200	
结 温	$T_j$	C	125	
储存温度	$T_{stg}$	C	$-40\sim 125$	
绝缘耐压	$V_{ISOL}$	V	2500 (AC, 1min)	

## 7.2 门极驱动

### 7.2.1 驱动条件

IGBT 的门极驱动条件密切地关系到它的静态和动态特性。门极电路的正偏压  $V_{GS}$ 、负偏压  $-V_{GS}$  和门极电阻  $R_G$  的大小, 对 IGBT 的通态电压、开关时间、开关损耗、承受短路能力以及  $dv/dt$  电流等参数有不同程度的影响。门极驱动条件与器件特性的关系如表 7-3 所示。门极正电压  $V_{GS}$  的变化对 IGBT 开通特性, 负载短路能力和  $dV_{DS}/dt$  电流有较大影响, 而门极负偏压则对关断特性的影响较大。在门极电路的设计中, 必须注意开通特性, 负载短路能力和由  $dV_{DS}/dt$  电流引起的误触发等问题。为了说明数量上的大致关系, 以富士公司的 2MB150-060 型 IGBT 模块为例, 说明门极驱动电路条件对各特性参数的影响情况。

表 7-3 门极驱动条件与器件特性的关系

特 性	$V_{DS(on)}$	$t_{on}$ 、 $E_{on}$	$t_{off}$ 、 $E_{off}$	负载短 路能力	电 流 $dV_{DS}/dt$
+ $V_{GS}$ 增大	降低	降低		降低	增加
- $V_{GS}$ 增大	—	—	略减小	—	减少
$R_G$ 增大	—	增加	增加	—	减少

1. 正偏电压  $V_{GS}$  的影响 IGBT 的门极驱动电路如图 7-9a 所示, 图 7-9b 则给出了通态电压  $V_{DS}$  与  $V_{GS}$  的关系曲线。由图可知, 当  $V_{GS}$  增加时, 通态压降下降。对漏极额定电流  $I_D$  为 50A 的 IGBT, 选择  $V_{GS}$  为 15V 较为合理。在这一点通态电压接近饱和值, 是 IGBT 工作的最佳点。此外从图 7-9b 还可以看出, IGBT 的漏极额定电流  $I_D$  增加, 通态电压也增加。

因为  $V_{GS}$  增加时, 开通时间缩短因而开通损耗减小。图 7-10 所示为每脉冲开通能耗  $E_{on}$  与门极正偏压  $V_{GS}$  的关系曲线。图中所示为 IGBT 在电源电压为 300V, 漏极电流为 50A, 门极电阻为 50 $\Omega$ , 门极反偏电压为 -15V 时的实测曲线。当  $V_{GS}$  增加时, IGBT 的开



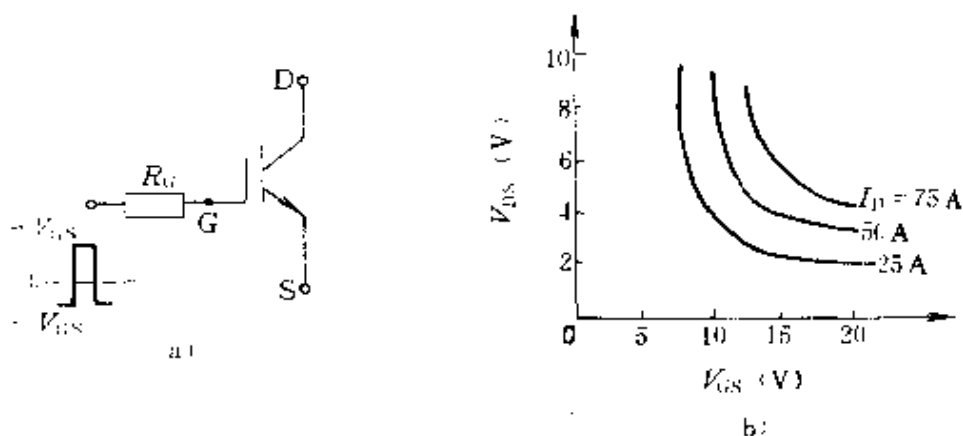


图 7-9 通态电压与门极电压的关系曲线  
a) 门极驱动电路 b) 通态电压与门极电压的关系

通能量损耗下降。 $V_{GS}$ 的增加虽然对减小通态电压和开通损耗有利,但是 $V_{GS}$ 不能随意增加, $V_{GS}$ 增加到一定程度之后,对IGBT的负载短路能力以及 $dV_{DS}/dt$ 电流有不利的影响。

### 2. 负偏电压 $-V_{GS}$ 的影响

负偏电压是很重要的门极驱动条件,它直接影响IGBT的可靠运行。图7-11a给出了试验电路的示意图,图7-11b则给出了负偏电压与漏极浪涌电流的关系曲线。当 $V_2$ 管关断

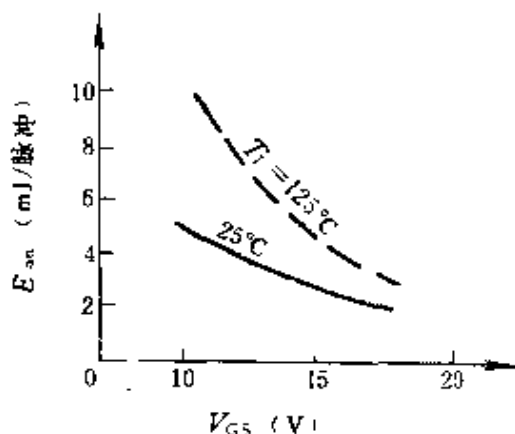


图 7-10 开通损耗与门极电压的关系曲线

时,负载电流经 $V_2$ 的反并联快恢复二极管VD继续导通。当VD恢复阻断状态时,电流迅速中断,在 $V_2$ 的漏源极之间产生高达 $30000V/\mu s$ 的电压上升率 $dV_{DS}/dt$ 。过高的 $dV_{DS}/dt$ 会产生较大的位移电流使门极-源极间的电压上升,并超过IGBT的门极阈值电压,于是产生一个较大的漏极脉冲浪涌电流。过大的漏极浪涌电流会使IGBT发生不可控的擎住现象。为了避免IGBT发生这种

误触发，可在门极加反向偏置电压。由图 7-11b 所示曲线可知，负偏置电压应为  $-5\text{V}$  或更大一些。

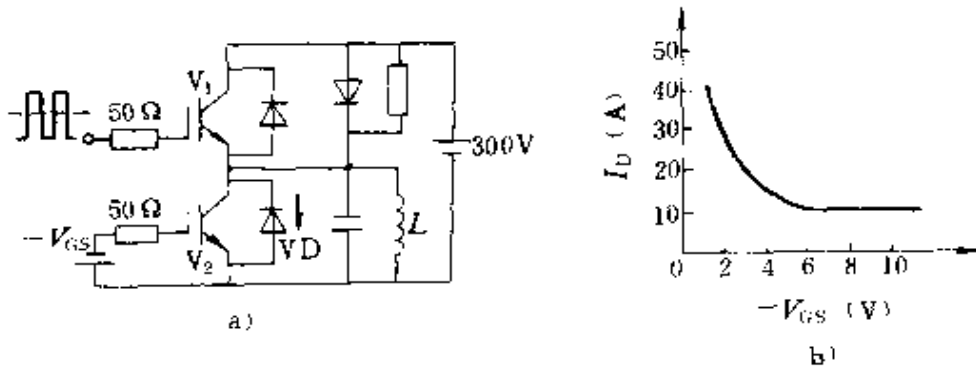


图 7-11 漏极浪涌电流与  $-V_{GS}$  的关系

a) 试验电路 b) 负偏压与浪涌电流关系

如表 5-3 所示，负门极偏置电压的增加，对关断特性影响不大。图 7-12 示出了每个脉冲的关断能耗  $E_{off}$  随  $-V_{GS}$  变化的关系曲线，可见  $E_{off}$  随  $-V_{GS}$  的增加变化甚小。曲线的测试条件为：漏极电源为  $300\text{V}$ ，漏极电流为  $50\text{A}$ ，门极正偏电压为  $15\text{V}$ ，门极电阻为  $50\Omega$ 。

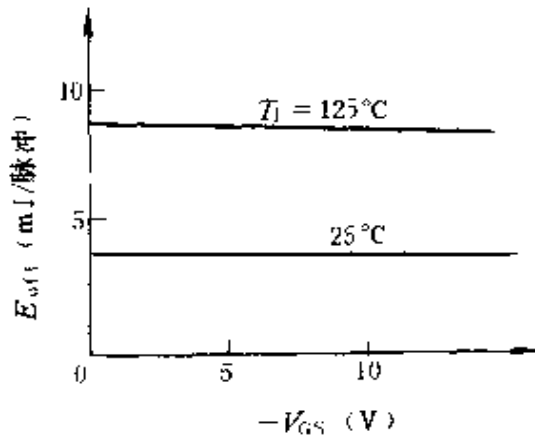


图 7-12 关断能耗与  $-V_{GS}$  的关系曲线

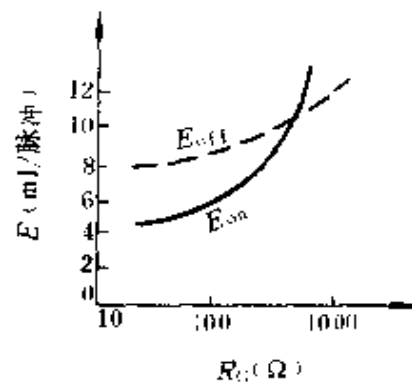


图 7-13  $E_{on}$  与  $E_{off}$  与  $R_G$  的关系

3. 门极电阻  $R_G$  的影响 当门极电阻  $R_G$  增加时，IGBT 的开通与关断时间增加，进而使每脉冲的开通能耗  $E_{on}$  和关断能损  $E_{off}$  也增加。 $E_{on}$  与  $E_{off}$  和门极电阻  $R_G$  的关系如图 7-13 所示，可见希望

$R_G$  要小,但是,从图 7-14 所示漏极电流上升率  $di_D/dt$  与门极电阻  $R_G$  的关系又知,当门极电阻  $R_G$  减小时,IGBT 的电流上升率  $di/dt$  增大,这又会引起 IGBT 的误导通,同时电阻  $R_G$  上的损耗也增加。根据上述两种情况, $R_G$  的选择原则是,在开关损耗不太大的情况下,应选用较大的门极电阻  $R_G$ 。例如对 2MB150-060 型 IGBT 来说, $R_G$  以小于  $100\Omega$  为宜。

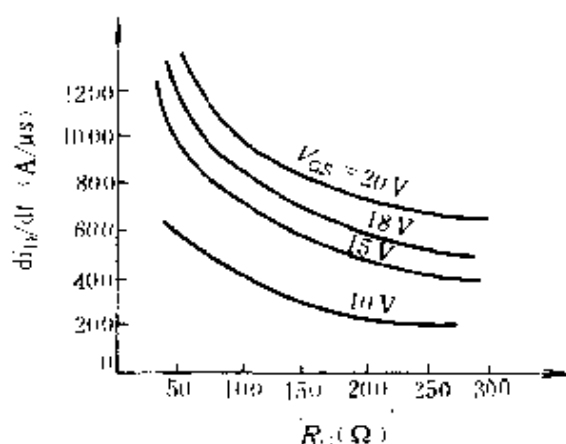


图 7-14  $di_D/dt$  与  $R_G$  的关系

根据上述分析,对 IGBT 的驱动电路提出下列要求和条件:

(1) 由于是容性输入阻抗,因此 IGBT 对门极电荷集聚很敏感,驱动电路必须很可靠,要保证有一条低阻抗值的放电回路。

(2) 用低内阻的驱动源对门极电容充放电,以保证门极控制电压  $V_{GS}$  有足够陡峭的前后沿,使 IGBT 的开关损耗尽量小。另外 IGBT 开通后,门极驱动源应提供足够的功率使 IGBT 不致退出饱和而损坏。

(3) 门极电路中的正偏压应为  $+12\sim+15V$ ; 负偏压应为  $-2\sim-10V$ 。

(4) IGBT 多用于高压场合,故驱动电路应与整个控制电路在电位上严格隔离。

(5) 门极驱动电路应尽可能简单实用,具有对 IGBT 的自保护功能,并有较强的抗干扰能力。

(6) 若为大电感负载,IGBT 的关断时间不宜过短,以限制  $di/dt$  所形成的尖峰电压,保证 IGBT 的安全。

### 7.2.2 驱动电路

在满足上述驱动条件的前提下,可设计 IGBT 的门极驱动电路。因为 IGBT 的输入特性几乎和 MOSFET 相同,所以用于

MOSFET 的驱动电路同样可以用于 IGBT。

在用于驱动电动机的逆变器电路中，为使 IGBT 能够稳定的工作，要求 IGBT 的驱动电路采用正负偏压双电源的工作方式。为了使门极驱动电路与信号电路隔离，应采用抗噪声能力强，信号传输时间短的光耦合器件。门极和发射极的引线应尽量短，门极驱动电路的输出线应为绞合线，其具体电路如图 7-15 所示。为抑制输入信号的振荡现象，在图中的门源端并联一阻尼网络，即由  $1\Omega$  电阻和  $0.33\mu\text{F}$  电容器组成阻尼滤波器。另外驱动电路的输出级与 IGBT 输入端之间的连接串有一只  $10\Omega$  的门极电阻。

图 7-15b 为采用光耦合器使信号电路与门极驱动电路进行隔离。驱动电路的输出级采用互补电路的型式以降低驱动源的内阻，同时加速 IGBT 的关断过程。

根据上述原则，按照不同要求可以设计出多种简易实用的门极驱动电路，举例如下。

图 7-16 为应用脉冲变压器直接驱动 IGBT 的电路。电路中由控制脉冲形成单元产生的脉冲信号经晶体管 V 进行功率放大后加到脉冲变压器 T，并由 T 隔离耦合经稳压管  $\text{VS}_1$ 、 $\text{VS}_2$  限幅后驱动 IGBT。由于是电磁隔离方式，驱动级不需要专门的直流电源，简化了电源结构，且工作频率较高，可达  $100\text{kHz}$  左右。这种电路的缺点是由于漏感和集肤效应的存在，使绕组的绕制工艺复杂，并易于出现振荡。

图 7-17a 为用定时器 555 组成的驱动电路。555 是一种模拟、数字混合式单定时器集成电路，外接适当的电阻和电容就能构成多谐振荡器，单稳态电路和双稳态电路。在 IGBT 的驱动电路中，555 的②⑥端子接在一起，组成了双稳态电路结构。为了说明其工作原理，将定时器 555 的原理框图示于图 7-17b 中。中间由两个或非门组成 RS 触发器，R 端和 S 端分别与两个电压比较器  $\text{A}_1$ 、 $\text{A}_2$  的输出相连接，由三个阻值相同的电阻 R 对电源电压  $V_s$  分压后形成比较器的参考电压。输入端 TH（端子⑥）接比较器  $\text{A}_1$  的同相端，当它的电平高于反相端电平  $V_{\text{CO}}$  时，该比较器输出高电平。

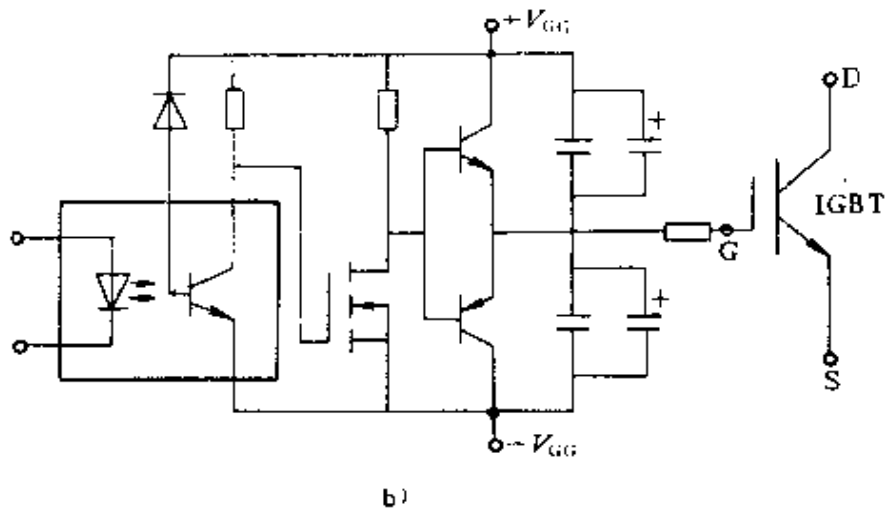
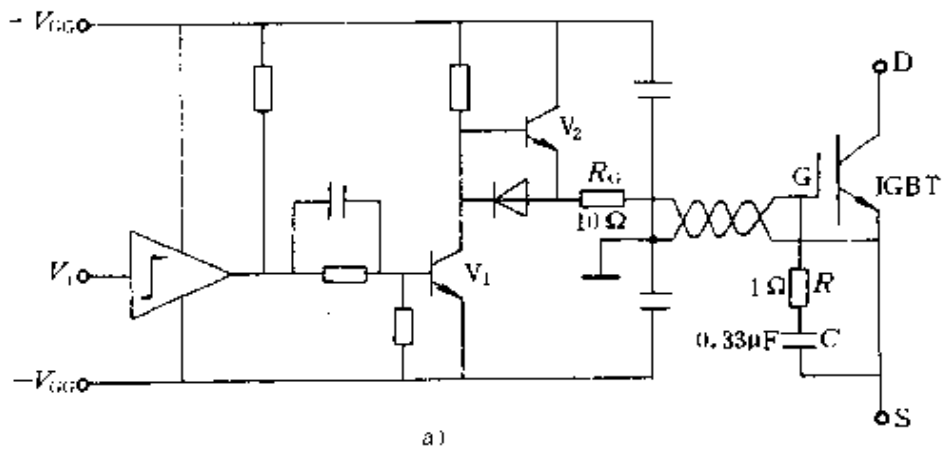


图 7-15 IGBT 门极驱动电路

a) 阻尼滤波 b) 光电隔离

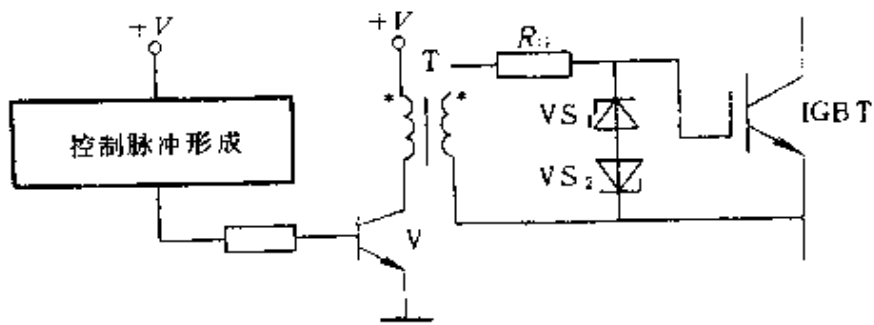


图 7-16 由脉冲变压器构成的驱动电路

在 CO 端（端子⑤）悬空的情况下， $V_{CO} = 2V_s/3$ 。输入端  $\overline{TR}$ （端子②）接比较器  $A_2$  的反相端，当其电平低于同相输入端电平时，该比较器输出高电平。比较器  $A_2$  的同相输入端为  $V_{CO}/2$ ，在 CO 端悬空时， $V_{CO}/2 = V_s/3$ 。

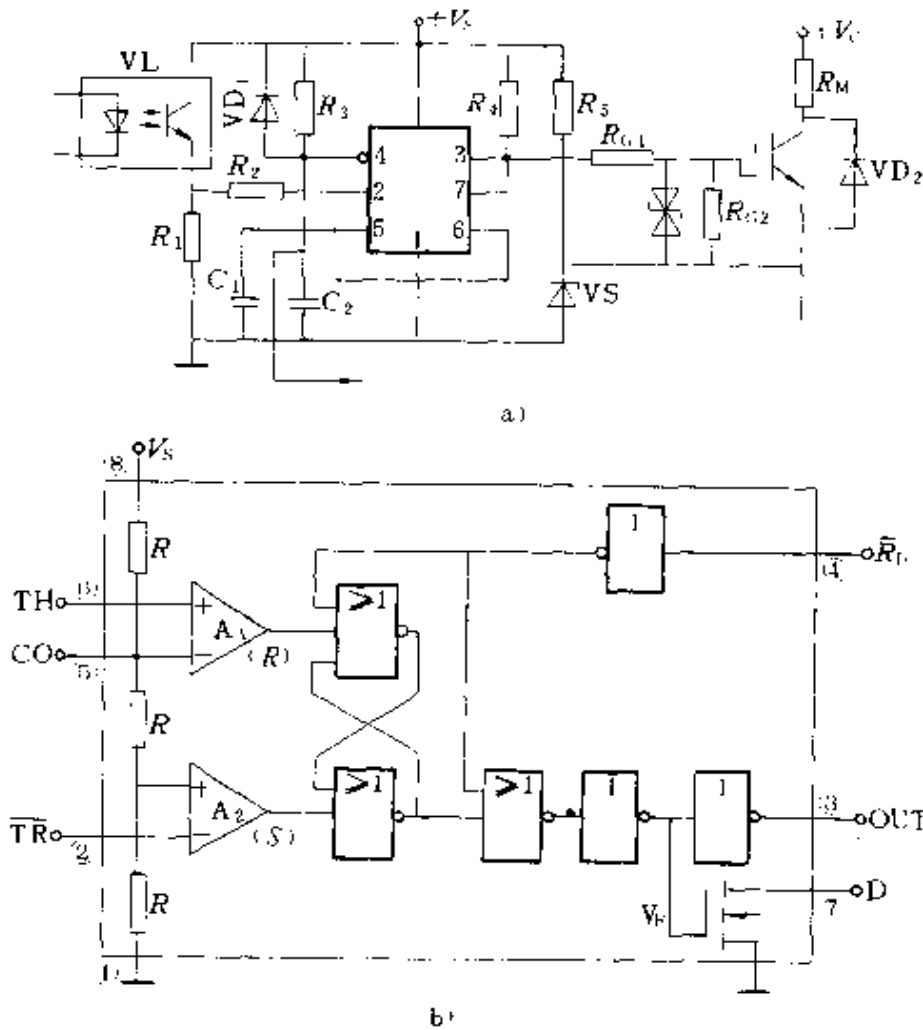


图 7-17 用 555 组成的驱动电路

a) 驱动电路 b) 定时器 555 原理框图

图中  $V_r$  为放电管，在电路输出为 0 时导通，漏极对地近似于短路，在输出为 1 时放电管截止，漏极对地相当于开路。

在图 7-17a 的驱动电路中，控制脉冲信号经光耦合器 VL 隔离后将信号经由  $R_1$ 、 $R_2$  传送至定时器 555 的②⑥端（即同时送至

TH、 $\overline{\text{TR}}$ 端)。当信号为高电平时，TH 端有效，使 555 输出端③为低电平；当信号为低电平时， $\overline{\text{TR}}$ 端有效，使 555 输出端为高电平。额定输出电流为 200mA。

还需要说明两点：一是电路中的  $R_5$ 、ZD 构成了对 IGBT 输入端的负偏压，以保证 IGBT 关断的可靠性；二是具有复位功能的端子④可作为过电流信号控制输入端，使用时不要直接接电源，而是如图中所示那样接至  $R_3C_2$  和  $\text{VD}_1$  网络，并且滤波电容值要适当选择，以免发生误动作现象。

图 7-18 为由 SG3524 组成的 IGBT 驱动电路。SG3524 的原理框图与第 5 章中图 5-47 所示 SG1525 类似，其引脚定义如下：①②端为误差放大器的反相端和同相端，③端为振荡器输出端，④⑤端为限流放大器的同相端和反相端，⑥端为  $R_T$  端，⑦端为振荡器  $C_T$  端，⑧端为接地端，⑨端为补偿端，⑩端为关断端，⑪、⑫、⑬、⑭分别为 A 组和 B 组的信号输出端，⑮为外接电源端，⑯为内部参考电源端子。

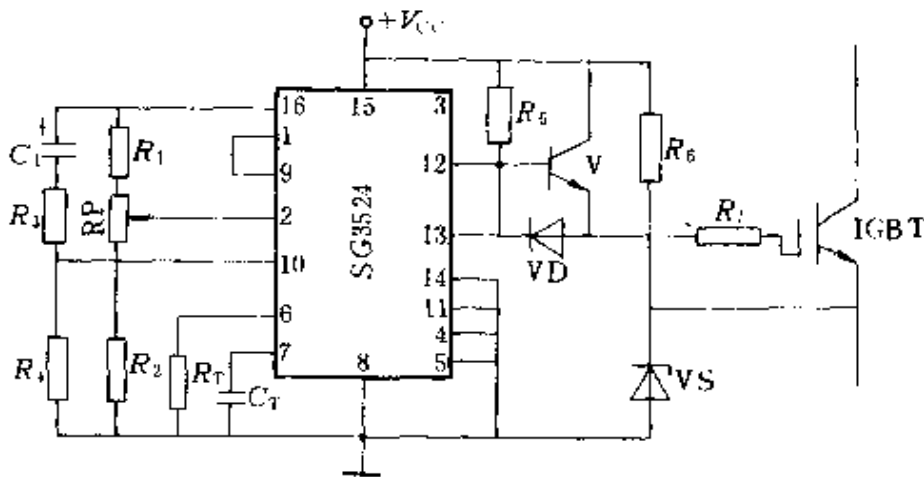


图 7-18 由 SG3524 组成的 IGBT 驱动电路

在驱动电路中，SG3524 芯片内部误差放大器接成射极输出器的型式，于是补偿端（即误差放大器和限流放大器的输出端）⑨的电压与输入端②的电压相同。SG3524 输出级的两组输出端并联使用。图中  $C_1$ 、 $R_3$  和  $R_4$  是软起动电路。可调电阻 RP 用于调节

输出的脉冲宽度。 $R_6$  和  $V_{DS}$  的作用是在 IGBT 截止时，芯片内部的晶体管导通，加上  $V_{DS}$  管的阈值电压使 IGBT 的输入端承受负偏压，从而保证可靠截止。当芯片输出晶体管截止时，⑫⑬端为高电平，V 导通，对 IGBT 加正向门极电压  $V_{GS}$ 。

### 7.2.3 IGBT 专用驱动模块

大多数 IGBT 生产厂家为了解决 IGBT 的可靠性问题，都生产与其相配套的混合集成驱动电路，如日本富士的 EXB 系列、日本东芝的 TK 系列，美国摩托罗拉的 MPD 系列等。这些专用驱动电路抗干扰能力强，集成化程度高，速度快，保护功能完善，可实现 IGBT 的最优驱动。

下面以日本富士公司的 EXB841 型 300A/1200V 快速型 IGBT 专用驱动模块为例进行分析。整个电路信号延迟时间不超过  $1\mu s$ ，最高工作频率可达  $40\sim 50kHz$ 。它只需要外部提供一个  $+20V$  单电源，内部自己产生  $-5V$  反偏电压。模块采用高速光耦合器隔离，射极输出，并有短路保护及慢速关断功能。其功能原理框图如图 7-19 所示；电路原理如图 7-20 所示。对照上述两图可将模块的结构分为三个部分：放大部分、过电流保护部分和  $5V$  基准电源部分。

放大部分由 ISO1 (TLP550) 光耦合器、晶体管  $V_2$ 、 $V_4$ 、 $V_5$

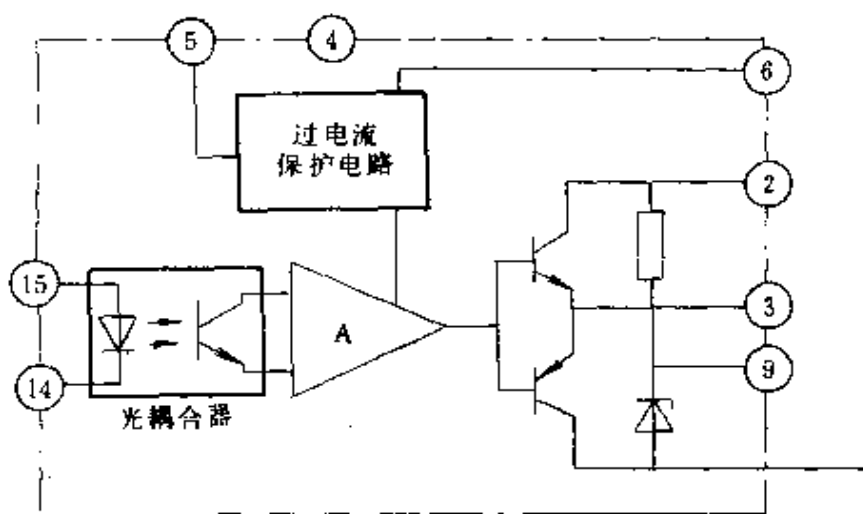


图 7-19 EXB841 的功能原理框图



和阻容元件  $R_1$ 、 $C_1$ 、 $R_2$ 、 $R_9$  组成，其中 ISO1 起隔离作用， $V_2$  为中间放大级， $V_4$ 、 $V_5$  组成互补式推挽输出。

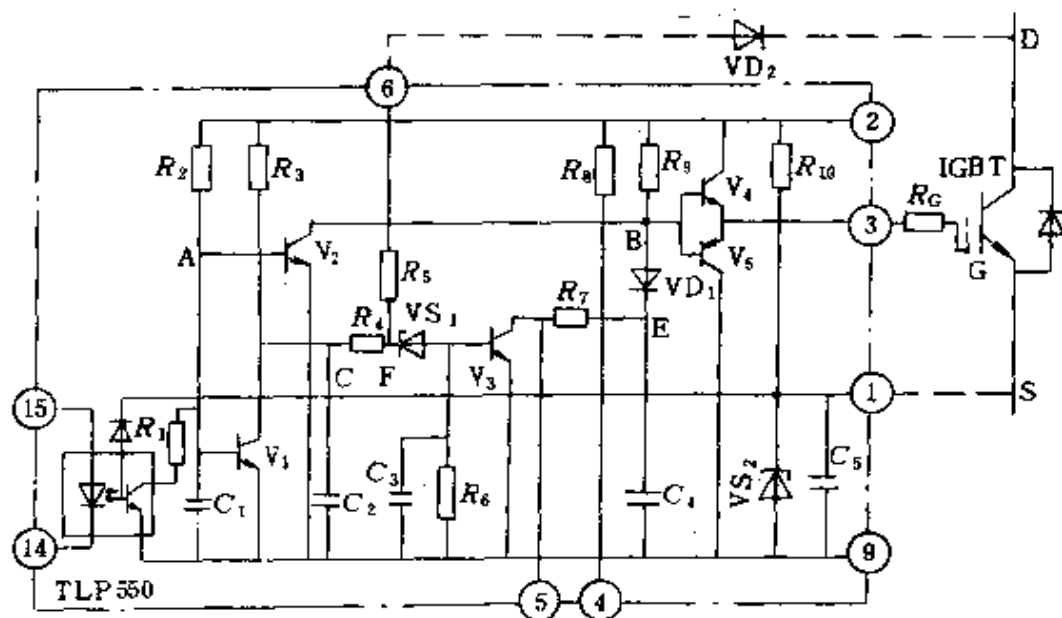


图 7-20 EXB841 的电路原理图

过电流保护部分由晶体管  $V_1$ 、 $V_3$ 、 $V_6$  和稳压管  $VS_1$  以及阻容元件  $R_3 \sim R_8$ 、 $C_2 \sim C_4$  组成。它们实现过电流检测和延时保护功能。模块的⑥脚通过快速二极管  $VD_2$  接至 IGBT 的漏极 D，以检测  $V_{DS}$  的高低来判断是否发生短路。

5V 基准电源部分由  $VS_2$  和  $R_{10}$ 、 $C_5$  组成，它既为驱动 IGBT 提供 -5V 反偏压，同时也为输入 ISO1 光耦合器提供二次电源。

EXB841 驱动模块的工作原理如下：

1. 正常开通过程 当控制电路使 EXB841 输入端⑭和⑮脚有 10mA 的电流流过时，ISO1 光耦合器导通，A 点电位迅速下降至 0V，使晶体管  $V_1$ 、 $V_2$  截止； $V_2$  截止使 B 点电位上升至 20V， $V_4$  管导通， $V_5$  管截止，EXB841 通过  $T_4$  管及门极电阻  $R_G$  向 IGBT 提供电流，使之迅速导通， $V_{DS}$  下降至 3V。与此同时， $V_1$  管截止使 +20V 电源通过  $R_3$  向电容  $C_2$  充电，时间常数  $\tau_1$  为

$$\tau_1 = R_3 C_2 = 2.42 \mu s$$

使 C 点电位由零升到 13V 的时间可由下式求得

$$13 = 20(1 - e^{-t/\tau_1})$$

$$t = 2.54\mu\text{s}$$

然而由于 IGBT 约  $1\mu\text{s}$  后已导通,  $V_{\text{DS}}$  下降至 3V, 从而将 EXB841 的⑥脚电位箝制在 8V 左右, 因此 C 点和 F 点电位只能达到 8V 左右。这个过程时间为  $1.24\mu\text{s}$ ; 因稳压管  $V_{\text{DS}_1}$  的稳压值为 13V, 故在 IGBT 正常开通时不会被击穿,  $V_3$  管不通, E 点电位仍约为 20V, 二极管  $\text{VD}_1$  截止, 不影响  $V_4$ 、 $V_5$  管的工作状态。

2. 正常关断过程 当控制电路使 EXB841 输入端⑭脚和⑮脚无电流流过时光耦合器 ISO1 不通, A 点电位上升使  $V_1$  和  $V_2$  管导通;  $V_2$  导通使  $V_5$  管导通、 $V_4$  管截止, IGBT 的门极电荷通过  $V_5$  迅速放电, 使 EXB841 的③脚电位迅速下降至 0V, 由于此时③脚电位比①脚电位低 5V, 所以 IGBT 可靠关断,  $V_{\text{DS}}$  迅速上升, 使 EXB841 的⑥脚经  $\text{VD}_2$  隔离“悬空”。此时  $V_1$  管导通, 电容  $C_2$  通过  $V_1$  管更快放电, 将 C 点和 F 点电位箝在 0V, 由于此时  $V_2$  导通, B 点电位也为 0V, 此刻稳压管  $\text{VS}_1$  仍不通, 后续电路不会动作, IGBT 正常关断。

3. 保护动作 因 IGBT 正常导通时 C 点和 F 点电位稳定在 8V 左右, 稳压管  $V_{\text{DS}_1}$  不被击穿,  $V_3$  管不导通, E 点电位保持为 20V, 二极管  $\text{VD}_1$  截止。若此时发生短路, IGBT 承受大电流而退饱和。  $V_{\text{DS}}$  上升很多, 二极管  $\text{VD}_2$  截止, 则 EXB841 的⑥脚“悬空”, C 点和 F 点电位开始由 8V 上升; 当上升至 13V 时,  $\text{VS}_1$  管被击穿, 使  $V_3$  管导通, 电容  $C_1$  通过  $R_1$  和  $V_3$  管放电, E 点电位逐步下降, 从而使 EXB841 的③脚电位也逐步下降, 慢慢关断 IGBT。

其中 C 点和 F 点电位由 8V 上升到 13V 的时间可由下式求得

$$13 = 20(1 - e^{-t/\tau_1}) - 8e^{-t/\tau_1}$$

$$t = 1.3\mu\text{s}$$

又  $R_1$ 、 $C_1$  组成的时间常数为

$$\tau_2 = C_4 R_7 = 4.84\mu\text{s}$$

则 E 点由 20V 下降到 3.6V 的时间可由下式求得

$$3.6 = 20e^{-t/\tau_2}$$

$$t = 8.3\mu\text{s}$$

此时慢关断过程结束。IGBT 门极偏压为 0V。

这种状态一直持续到控制信号使 EXB841 中 ISO1 光耦合器截止, 此时  $V_1$  和  $V_2$  管导通,  $V_2$  管导通使 B 点电位下降至 0V, 从而  $V_4$  管完全截止,  $V_5$  管完全导通, IGBT 门极所受偏压由慢关断时的 0V 迅速下降到 -5V, IGBT 完全关断。T<sub>1</sub> 管导通使  $C_2$  迅速放电、T<sub>3</sub> 管截止, 20V 电源通过  $R_9$  对  $C_4$  充电, 时间常数为

$$\tau_3 = R_9 C_4 = 48.4\mu\text{s}$$

则 E 点由 3.6V 充至 19V 的时间可由下式求得

$$19 = 20(1 - e^{-t/\tau_3}) + 3.6e^{-t/\tau_3}$$

$$t = 135\mu\text{s}$$

即 E 点恢复到正常状态需 135 $\mu\text{s}$ , 至此 EXB841 完全恢复到正常状态, 可以进行正常的驱动。

专用驱动模块的种类很多, 虽然在原理乃至电路上都很相似, 但还是各有特点和区别的。下面再以日本英达公司的 HR065 IGBT 专用集成驱动器为例与上述 EXB 系列产品进行对比说明。图 7-21a 为 HR065 的原理框图, 图 7-21b 为 HR065 的内部电路图。HR065 的基本工作原理与 EXB 系列大致相同, 但引脚由 15 只减少为 10 只, 引脚定义如下: ①端连 IGBT 发射极, ②脚接直流电源正端, ③脚接栅极电阻, ④脚接直流电源地, ⑤⑥脚分别接输出报警光电耦合器的正、负端, ⑦端接过流保护抗干扰电容, ⑧脚接集电极监测二极管正端, ⑨⑩脚分别接输入信号的正、负端。

由原理框图可知, 输入脉冲信号经高速光耦合器隔离后, 再经传输级即可送至输出级产生正、负偏压, 加到 IGBT 的栅极。此外还设有对过电流故障的检测和保护电路, 通过监视通态压降来判断是否发生过电流, 一旦通态压降超过设定值, 故障检测电路动作, 经开关  $S_2$  向故障信号输出电路及导通保持电路发出动作信

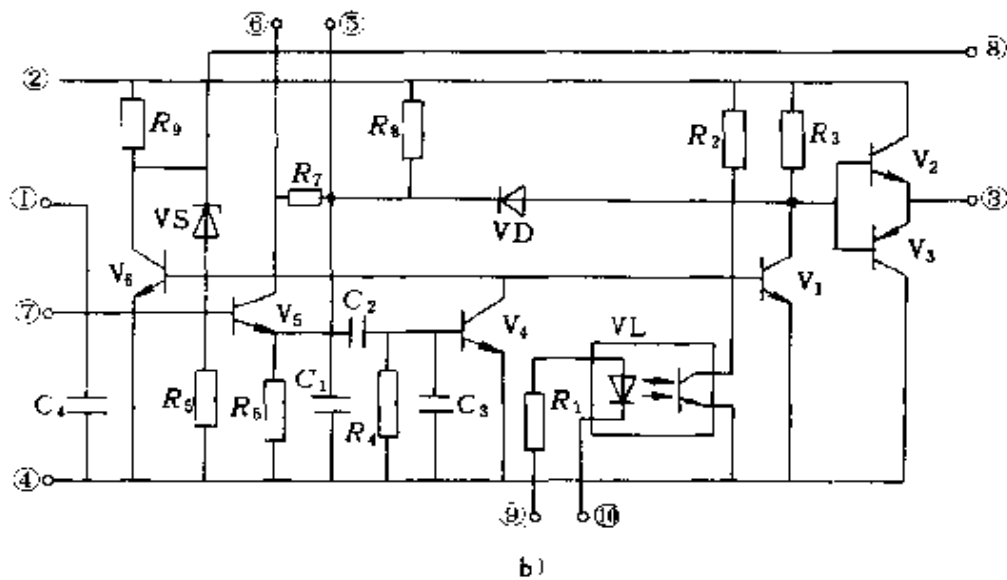
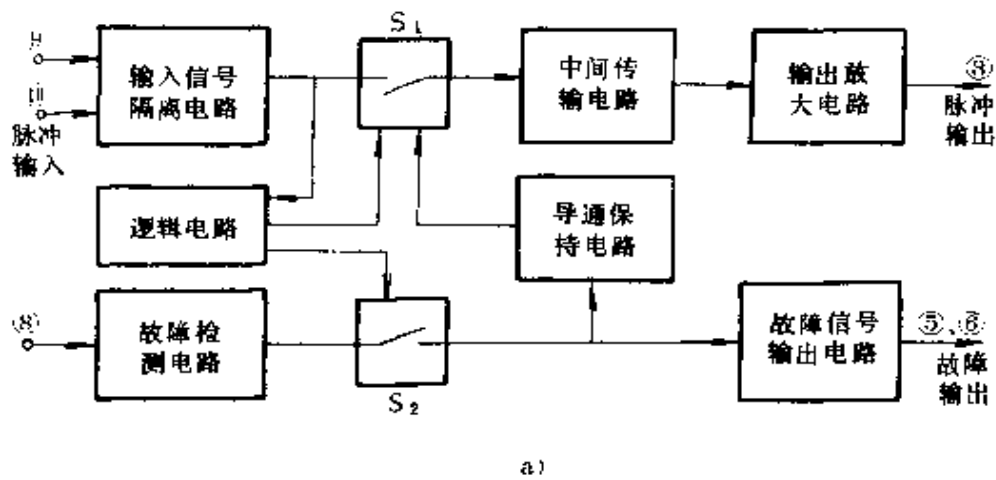


图 7-21 IGBT 专用驱动电路 HR065

a) 原理框图 b) 内部电路图

号。

导通保持电路的作用是实现“软关断”，即过电流现象发生后并不立即关断 IGBT，而是继续保持一小段时间，此时的正向驱动电压必须下降，而后再输出负向偏压，真正关断 IGBT。这种软关断的优点是可延长 IGBT 承受短路的时间，同时，能有效地抑制关断尖峰电压，避免器件过电压击穿。逻辑电路的作用是保证只有在输出正向偏压期间故障检测电路才起作用，其余时间不起作用。

具体的动作过程可参看图 7-21 电路图。光耦合器 VI、晶体管  $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$  及电阻  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$  构成了驱动器的基本电路。其中  $V_2$ 、 $V_3$  为一对互补推挽输出管， $V_2$  导通时  $V_3$  必定截止，驱动器向 IGBT 栅极输出正电压，反之，输出负电压。 $V_1$  为信号中间推动管。光耦合器 VI 起到传递输入信号和实现输入输出隔离的双重作用。 $V_4$ 、 $V_5$ 、VS 及  $R_4 \sim R_8$ ， $C_1 \sim C_3$  构成了过电流检测、故障信号输出及导通保持电路。当 IGBT 正常导通时，⑧端与①端之间电压较低，故 VS 中无电流流过， $V_5$  基极没有正向偏置，处于截止状态，故障信号输出端子⑤⑥之间无电流输出。当过电流发生时，IGBT 的饱和压降随着短路电流的增大而升高，当增大到超过某一设定值时，稳压管 VS 反向导通，为  $V_5$  提供基极电流， $V_5$  由截止转为导通，故障输出端有电流输出。此时二极管 VD 导通，强行将  $V_2$ 、 $V_3$  的基极电流减小，使  $V_2$  从饱和区退回到放大区，造成输出正向驱动电压下降，以实现软关断。另一方面， $V_5$  导通时，产生正向脉冲信号经  $C_2$  耦合到导通保持电路，由于  $C_3$  的作用，可使  $V_4$  保持约  $30 \sim 45 \mu s$  的导通状态，保证了  $V_1$  管在这段时间内可靠截止，不受输入端信号的影响。如果在这段时间内，过电流故障撤销，则二极管 VD 截止，正向驱动电压恢复正常，IGBT 照常工作。若在此段时间以后，过电流故障仍然存在，在输入封锁信号作用下，光耦合器 OCI 中的晶体管截止， $V_1$  导通，立即在 IGBT 栅极形成负偏电压，关断器件。同时， $V_6$  管导通，故障检测电路不起作用。 $V_6$  管起着逻辑电路的作用，即只在驱动器输出正向电压时才开放过电流检测电路，其他情况下均使其无效，这样能可靠地防止“假过电流”。

HR065 与 EXB 系列电气特性的比较如表 7-4 所示。

表 7-4 HR065 与 EXB 系列电气特性对比

比 较 内 容	HR065	EXB841	EXB840
电源电压 (V)	25	20	20
输入电压 (V)	-0.5~5.5		
正向偏置输出电流 (A)	2.5	4.0	1.5

(续)

比 较 内 容	HR065	EXB841	EXB840
反向偏置输出电流 (A)	-2.5	-4.0	-1.5
最大报警输出电流 (mA)	100		
最大工作频率 (kHz)	20	40	40
最大输出绝缘电压 (kV)	2.5	2.5	2.5
输入高电平 (V)	4		
输入低电平 (V)	0.5		
输入正向电流 (mA)	10	10	10
输出高电平电压 (V)	16	14.5	14.5
输出低电平电压 (V)	-8	-4.5	-4.5
开通延迟时间 ( $\mu\text{s}$ )	0.4~0.8	1.5	1.5
开通上升时间 ( $\mu\text{s}$ )	0.06	1.5	1.5
关断延迟时间 ( $\mu\text{s}$ )	0.07~0.4	1.5	1.5
关断下降时间 ( $\mu\text{s}$ )	0.01	1.5	1.5
过流保护时间 ( $\mu\text{s}$ )	5.8	10	10
过流保护输出电压 (V)	4.0		
报警信号延迟时间 ( $\mu\text{s}$ )	1.4	1.0	1.0
报警信号保持时间 ( $\mu\text{s}$ )	4.5		
过流检测电压 (V)	10		7.5
报警信号上升时间 ( $\mu\text{s}$ )	1.9	1.0	1.0

### 7.3 IGBT 的保护

将 IGBT 用于电力变换器时,应采取保护措施以防损坏器件,常用的保护措施有:

(1) 通过检出的过电流信号切断门极控制信号,实现过电流保护

(2) 利用缓冲电路抑制过电压并限制过量的  $dv/dt$ ;

(3) 利用温度传感器检测 IGBT 的壳温,当超过允许温度时主电路跳闸,实现过热保护。

下面着重讨论因短路而产生的过电流及其保护措施。

前已述及, IGBT 由于寄生晶闸管的影响, 当流过 IGBT 的电流过大时, 会产生不可控的擎住效应。实际应用中应使 IGBT 的漏极电流不超过额定电流, 以避免出现擎住现象。一旦主电路发生短路事故, IGBT 由饱和导通区进入放大区, 漏极电流  $I_D$  并未大幅度增加, 但此时漏极电压很高, IGBT 的功耗很大。短路电流能持续的时间  $t$  则由漏极功耗所决定。这段时间与漏极电源电压

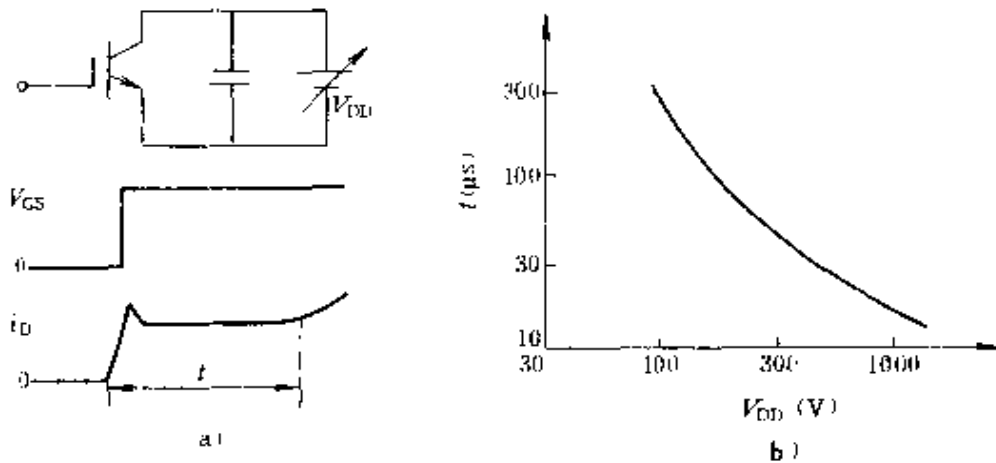


图 7-22 允许短路时间与  $V_{DD}$  的关系

$V_{DD}$ 、门极电压  $V_{GS}$  以及结温  $T_j$  密切相关。图 7-22 给出了允许短路时间  $t$  和电源电压  $V_{DD}$  的关系曲线。图 7-22a 中示出了测试电路和  $V_{GS}$ ,  $i_D$  的波形, 测试条件为: 受试元件为 50A/1000V 的 IGBT,  $R_G$  为  $24\Omega$ ,  $T_j$  为  $25^\circ C$ ,  $V_{GS}$  为 15V。图 7-22b 为允许短路时间与电源电压的关系曲线, 由图可知, 随着电源电压的增加, 允许短路过电流时间  $t$  减小。在负载短路过程中, 漏极电流  $i_D$  也随门极电压  $+V_{GS}$  的增加而增加, 并使 IGBT 允许的短路时间缩短, 允许短路时间与门极电压的关系如图 7-23 所示。图中测试条件为: IGBT 为 2MBI50-060 型模块,  $V_{DD}$  为 400V,  $R_G$  为  $50\Omega$ ,  $T_j$  为  $125^\circ C$ ,  $V_{GS}$  为 15V。由于允许的短路时间随门极电压的增加而减小, 所以, 在有短路过程的设备中, IGBT 的  $+V_{GS}$  应选用所必须的最小值。必须指出, 在允许的短路时间内, IGBT 工作在放大区, 漏极电流波形与门极输入电压波形很相似。图 7-24 给出了 2MBI50~060 型 IGBT 模块的试验电路和电压、电流波形。测试条件为:  $V_{GS}$  为

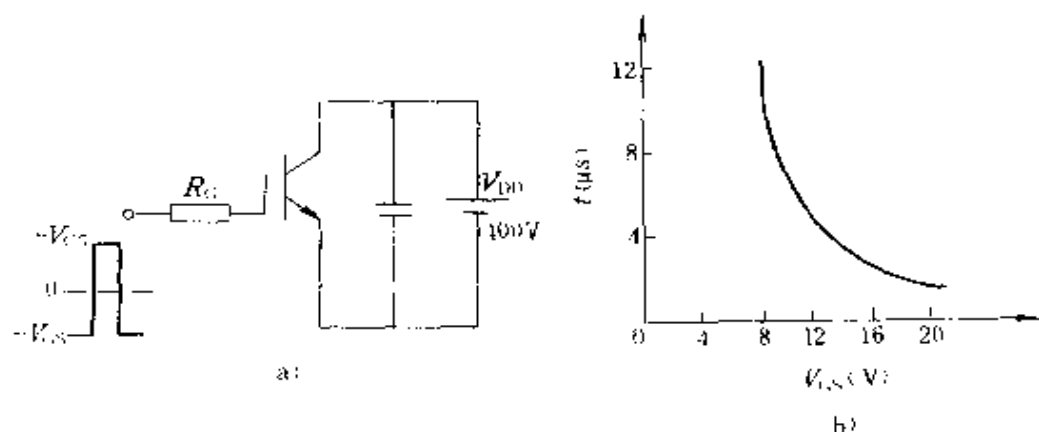


图 7-23 允许短路时间与  $V_{GS}$  的关系

20V,  $V_{DD}$  为 400V。图 7-24a 为测试电路, 图 7-24b 为  $V_{GS}$  与  $I_D$  的波形, 图 7-24c 为  $V_{DS}$  和  $I_D$  的波形, 漏极电压在短时间内下降之后, 很快恢复到电源电压  $V_{DD}$  的电平。如此高电压与电流的乘积即为短路功耗, 由此决定 IGBT 的允许短路时间。

对 IGBT 的过电流保护可采用漏极电压的识别方法。图 7-3b 表示在正常工作时 IGBT 的通态饱和电压降  $V_{on}$  与漏极电流  $I_D$  呈

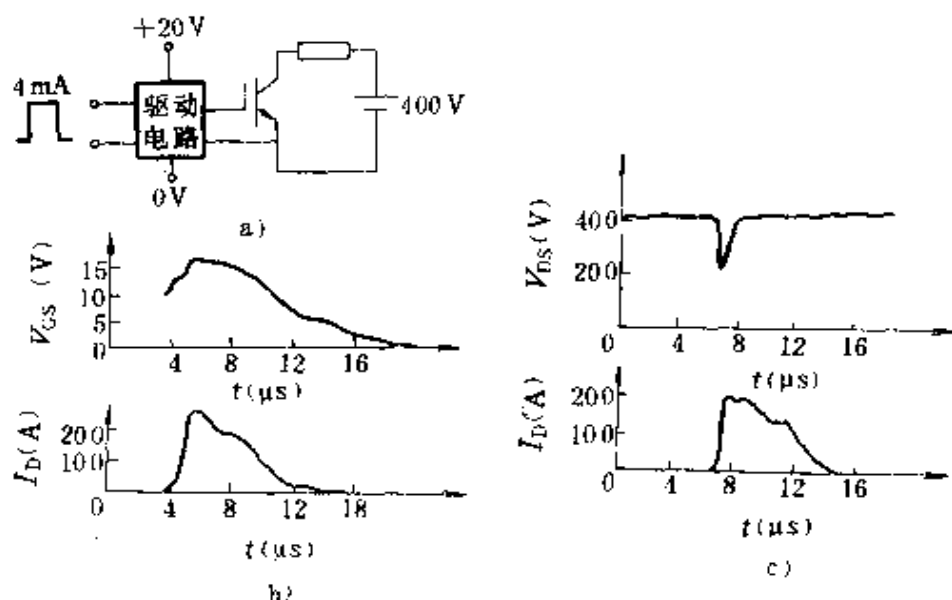


图 7-24 短路时  $V_{DS}$ ,  $V_{GS}$  和  $I_D$  的波形

a) 测试电路 b)  $V_{GS}$  和  $I_D$  波形 c)  $V_{DS}$  和  $I_D$  波形



近似线性变化的关系，识别  $V_{ce}$  的大小即可判断 IGBT 漏极电流的大小。由图可知，IGBT 的结温升高后，在大电流情况下通态饱和压降增加，这种特性有利于过电流识别保护。图 7-25 为过电流保护电路。由图可知，漏极电压与门极驱动信号相“与”后输出过电流信号，将此过电流信号反馈至主控电路切断门极信号，以保护 IGBT 不受损坏。具体应用中尚须注意以下两个问题。

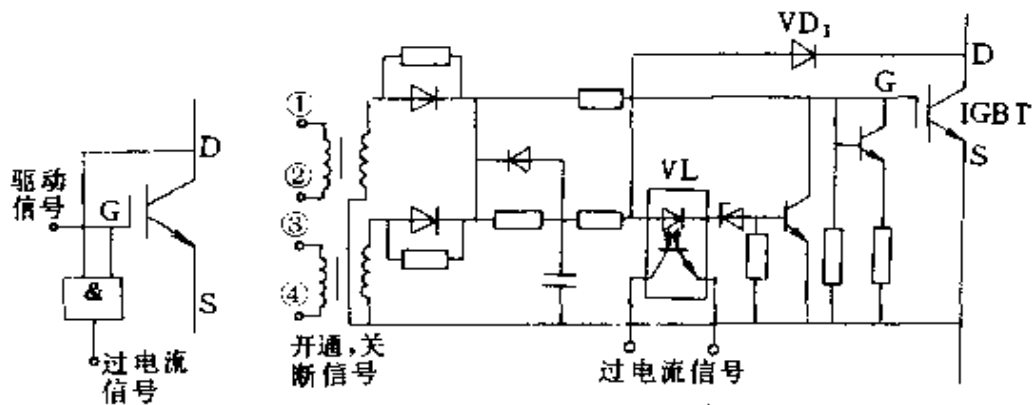


图 7-25 IGBT 过电流保护原理与电路

1. 识别时间 从识别出过电流信号至切断门极信号的这段时间必须小于 IGBT 允许短路过电流的时间。前已述及，IGBT 对短路电流的承受能力与其饱和管压降的大小和门极驱动电压  $V_{GS}$  的大小有很大关系。饱和压降越大，短路承受能力越强； $V_{GS}$  越小，短路承受能力越强。对于饱和压降为 2~3V 的 IGBT，当  $V_{GS} = 15V$  时，其短路承受能力仅为  $5\mu s$ 。为了有效保护 IGBT，保护电路必须在  $2\mu s$  内动作，这样短的反应时间往往使保护电路很难区分究竟是真短路还是“假短路”（例如续流二极管反向恢复过程，其时间就在  $1\sim 2\mu s$  之间），这就对整个系统的可靠性带来不利的影 响。为此不仅应采取快速光耦合器件 VL 及快速传送电路；而且有必要利用降低门极电压以使 IGBT 承受短路能力增加这一特性。当  $V_{GS}$  由 15V 降至 10V 时，其短路承受能力则由  $5\mu s$  增至  $15\mu s$ 。这样，保护电路动作就可以延时  $10\mu s$ 。这时如果短路仍存在，则认为 是真短路，完全关断 IGBT；如果短路消失，就是“假

短路”，就把  $V_{GS}$  由 10V 恢复到正常值 15V，从而既可有效保护 IGBT，又不误动作。

2. 保护时的关断速度问题 由于 IGBT 过电流时电流幅值很大，加之 IGBT 关断速度很快，如果按正常时的关断速度，就会造成  $Ldi/dt$  过大形成很高的尖峰电压，极易损坏 IGBT 和设备中的其他元器件，因此有必要让 IGBT 在允许的短路时间内采取措施使 IGBT 进行“慢速关断”。当检测到真短路时，驱动电路在关断 IGBT 时，必须让门极电压较慢地由 15V 下降，其原理如图 7-26a 所示，图中  $V_3$  平时是导通的，电阻  $R_1$  不被引入；一旦需要慢速切断，则  $V_3$  管截止，IGBT 输入电容通过  $R_G$ 、 $R_1$  放电，时间常数加大，放电速度降低。图 7-26b 为常态快速切断与过电流慢速切断两种情况下的漏极电流波形变化示意图。

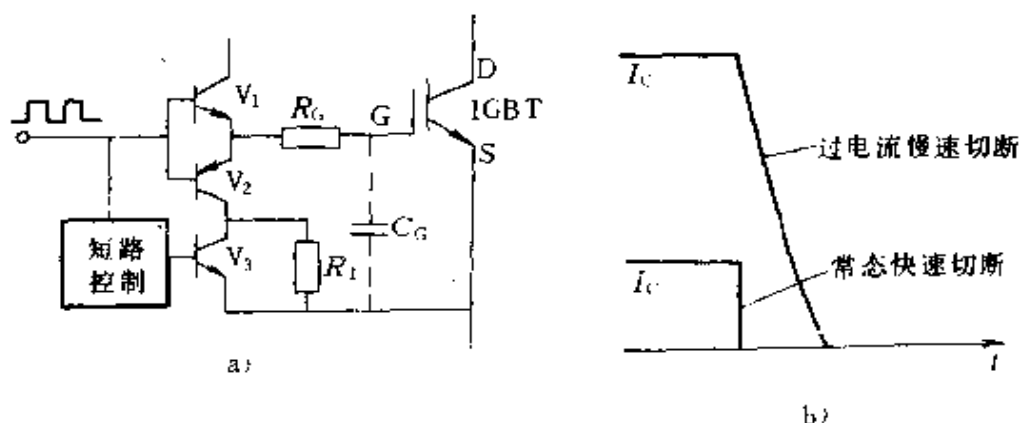


图 7-26 短路过电流慢速切断原理示意

a) 慢速关断电路 b) 关断过程

另一种过电流保护电路如图 7-27 所示。当 IGBT 的漏极电流小于限流阈值时，比较器的同相端电位低于反相端电位，其输出为低电平，MOSFET 管  $V_3$  关断，当驱动信号为高电平时， $V_2$  管导通，驱动信号使 IGBT 导通；当驱动信号由高电平变为低电平时， $V_2$  管的寄生二极管导通，驱动信号将 IGBT 关断，这时 IGBT 仅受驱动信号控制。

当导通的 IGBT 的源极电流超过限流阈值，电流经电流互感器 T、二极管  $VD_3$  在电阻  $R_s$  上产生的压降传送到比较器的同相

端，其电位将超过反相端电位，比较器输出由低电平翻转到高电平， $V_1$  管导通迅速泄放  $V_2$  管的栅极电荷， $V_2$  管迅速关断，阻断了驱动信号传送到 IGBT 的门极；同时  $V_1$  管驱动  $V_3$  管迅速导通，将 IGBT 的门极电荷迅速泄放，使 IGBT 关断；正反馈电阻  $R_2$  使比较器在 IGBT 过电流被关断后保持输出高电平，

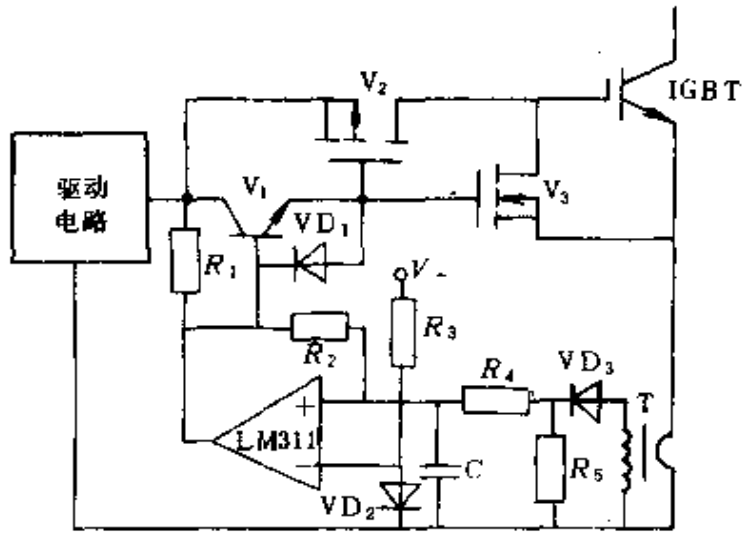


图 7-27 IGBT 过电流保护电路

以确保 IGBT 在本次开关周期内不再导通。当驱动信号由高电平变为低电平，比较器输出端随之变为低电平，同相端电位下降并低于反相端电位，过电流保护电路复位，为下一个开关周期的正常运行和过电流保护做好准备。当驱动信号再次变为高电平时，经导通的  $V_2$  管驱动 IGBT 导通，如 IGBT 的源极电流不超过限流阈值则过电流保护电路不动作；如电流超过限流阈值，则过电流保护电路动作将 IGBT 再次关断。这样过电流保护电路实现了逐个脉冲电流限制。电流的限流阈值可通过调整电阻  $R_5$  任意设置，由于采用了逐个脉冲电流限制，可将限流阈值设置在最大工作电流的 1.1 倍，这样既可确保 IGBT 在任何负载状态下（包括短路状态）电流被限制在限流阈值内，又不影响电路正常工作，关断应力被可靠地限制在很安全的区域，因此具有较高的可靠性。

80 年代末，IGBT 开始向智能功率模块发展，现已发展到第三代。各代的内置功能如下：

第一代包括：①连接功率器件和控制电压的接口电路；②过电流保护电路、过热保护电路。

第二代包括：①第一代的内置功能；②上、下支路的信号分

配电路（防上、下支路间短路）；③电路用电源。

第三代包括：①第二代的内置功能；②PWM 控制电路；③过载变换（负载和模块自身保护电路）；④过电压保护电路（直流电压异常增加时，模块本身的保护电路）。

由此可见，第三代 IGBT 智能功率模块具有逆变器的基本功能，使应用系统的设计更为简化，装置的零部件大为减少，可靠性得以提高。

前述专用驱动电路都有过电流保护的功能，如果没有采用专用驱动电路，可利用美国 IR 公司推荐的 IGBT 故障电流限制电路，如图 7-28 所示。电路中稳压管 VS 用来产生理想钳位电压；二极管 VD<sub>2</sub> 截止断态负栅极偏置；MOSFET 管 V<sub>F</sub> 控制电路的工作状态；电阻 R<sub>1</sub>、R<sub>2</sub>、R<sub>3</sub> 起分压作用，调整各电阻值使时间常数为  $\tau = [(R_G + R_1 + R_2) \cdot R_3 / (R_G + R_1 + R_2 + R_3)] \cdot C_{in}$ ，C<sub>in</sub> 是 MOSFET 的输入电容；快速二极管 VD<sub>1</sub> 是故障

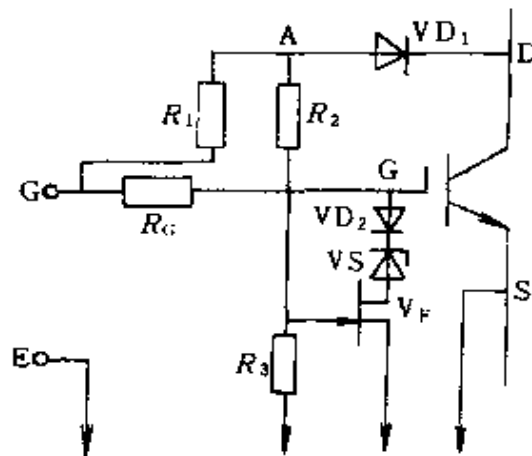


图 7-28 IGBT 故障电流限止电路

传感元件，它的电压定额与被保护的 IGBT 的电压定额相同。当出现短路故障时，IGBT 的漏源极之间出现电源电压，IGBT 退出低通态电压方式，故障电流限制电路即可加以检测。

在正常工作情况下，栅极驱动电压加至 IGBT 的栅源极之间，使 IGBT 开通，整个开通过程的时间大约在 100ns 到 2μs 之间。最初栅极驱动电压升到高电平，IGBT 仍在断态，二极管 VD<sub>1</sub> 反偏。栅极驱动信号开始以时间常数  $\tau_1$  决定的速率给 V<sub>F</sub> 管的栅极充电。调节时间常数在 IGBT 导通过程完成以前，使 V<sub>F</sub> 管栅极电压仍然低于其阈值电压。正常导通时 V<sub>DS</sub> 的拖尾朝低的电平变化。当 V<sub>DS</sub> 降到低于栅极信号电平时，二极管 VD<sub>1</sub> 正偏，A 点电位开始随

$V_{DS}$ 降低，当导通过程接近完成，A 点的电压减小到几伏。

如果 IGBT 在触发后存在短路，二极管  $VD_1$  仍然反偏， $V_F$  管的栅极电位继续上升，直到  $V_F$  管导通，IGBT 栅极信号被箝位到低电平，其值主要由稳压管  $V_{DS}$  的稳压值决定。通过箝位栅极电压到一个低电平，减小了故障电流的幅值，从而降低 IGBT 的功耗，延长了器件的短路承受时间。

利用缓冲电路抑制过电压的接线方式如图 7-29 所示。其中图 a 适用于 50A 以下的小容量 IGBT，图 b 适于 200A 以下中等容量的 IGBT，图 c 则适于 200A 以上大容量 IGBT。

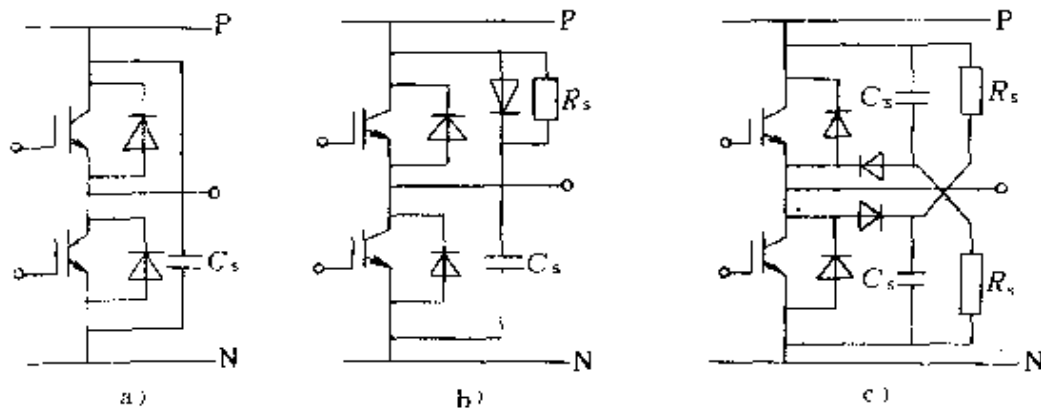


图 7-29 IGBT 的缓冲电路

a) 小容量 b) 中等容量 c) 大容量

IGBT 的缓冲电路中，最普通的是放电阻止型缓冲电路，这种缓冲电路的参数计算如下：

缓冲电路电容 ( $C_s$ ) 可由下式求得

$$C_s = \frac{LI_0^2}{(V_{CEP} - E_d)^2} \quad (7-3)$$

式中  $L$ ——主回路杂散电感；

$I_0$ ——IGBT 关断时的漏极电流；

$V_{CEP}$ ——缓冲电容  $C_s$  的电压稳态值；

$E_d$ ——直流电源电压。

$V_{CEP}$  由 RBSOA 确定，必须注意电流不同时所引起的电压差异。

缓冲电路电阻  $R_s$  的选择是按希望 IGBT 在关断信号到来之

前，将缓冲电容所积累的电荷放净。可由下式估算

$$R_s \leq \frac{1}{2 \times 3 \times C_s \times f} \quad (7-4)$$

式中  $f$ ——开关频率。

如果缓冲电路电阻过小，会使电流波动，IGBT 开通时的漏极电流初始值将会增大，因此，在满足式 (7-4) 的前提下，希望选取尽可能大的阻值，缓冲电阻上的功耗与其阻值无关，可由下式求出

$$P_s = \frac{L_s \times I_0^2 \times f}{2} \quad (7-5)$$

式中  $L_s$ ——缓冲电路的电感。

## 7.4 IGBT 应用实例

### 7.4.1 静音式变频调速系统

静音式设备即指无噪声设备，当开关频率高于 20kHz 以上时，人们即无噪声感觉，IGBT 恰恰适合于此。

#### 7.4.1.1 数字-模拟混合式变频调速系统

采用数字-模拟混合式的 IGBT-SPWM 变频调速系统的原理框图如图 7-30 所示。主回路为电压源型 SPWM 变频器的标准拓扑电路；控制回路为压频比协调控制的频率开环控制系统，由给定积分电路，SPWM 生成电路及驱动电路等组成，压频比协调控制信号由  $V/f$  函数发生器产生。

正/反向开关  $S_1$  和起/停开关  $S_2$  把从电位器来的给定信号  $u_{gi}$  送入给定积分电路，给定积分电路输出给定信号的积分绝对值  $|\int u_{gi} dt|$  电压作为频率控制信号以及转速方向控制信号由 SPWM 生成电路产生与给定信号对应的频率、电压幅值和相序的三相 SPWM 调制信号，通过驱动电路使三相桥式逆变器中的 IGBT 开关工作，变频器向异步电动机输出相应频率、幅值和相序的三相交流电压，使之按给定的转速和方向运行。

SPWM 生成电路以数字-模拟混合方式，采用软硬件相配合

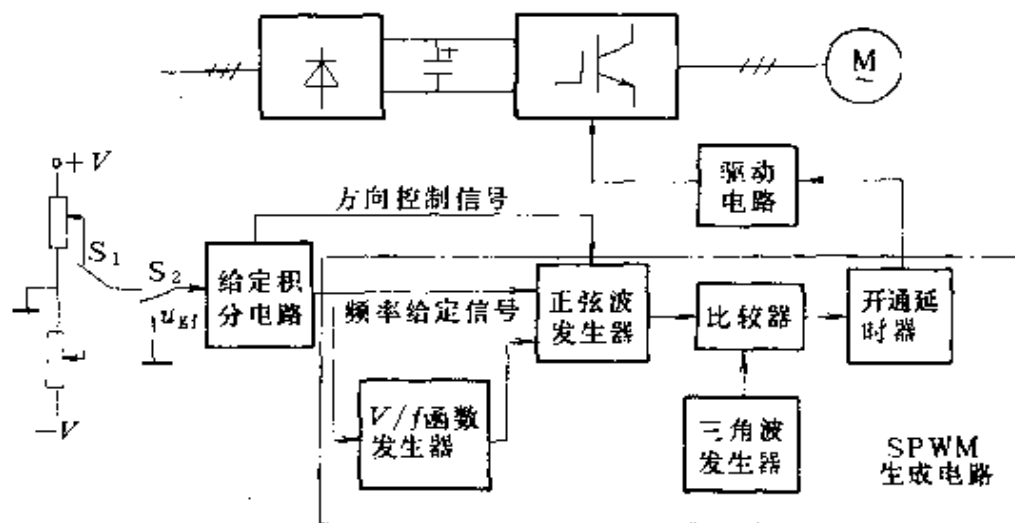


图 7-30 数字-模拟式 IGBT-SPWM 变频调速系统原理框图

来产生高载波频率的 SPWM 控制信号。它由三相正弦波发生器、 $V/f$  函数发生器，20kHz 三角波发生器、比较器和开通延时器组成。其中  $V/f$  函数发生器与三相正弦波发生器均采用 EPROM 芯片配合软件构成，共有 32 条补偿曲线可供选择，以实现与负载电动机参数相匹配，达到最佳低频补偿效果，输出 SPWM 的频率段可以选择，频率调节范围大，使变频器既可用于 50Hz 异步电动机，也可用于中频的高速异步电动机。三相正弦波发生器的原理如图 7-31 所示（给出一相）。它由压控振荡器、可逆循环计数器、EPROM、D/A 转换器和运算放大器等组成。压控振荡器将频率控

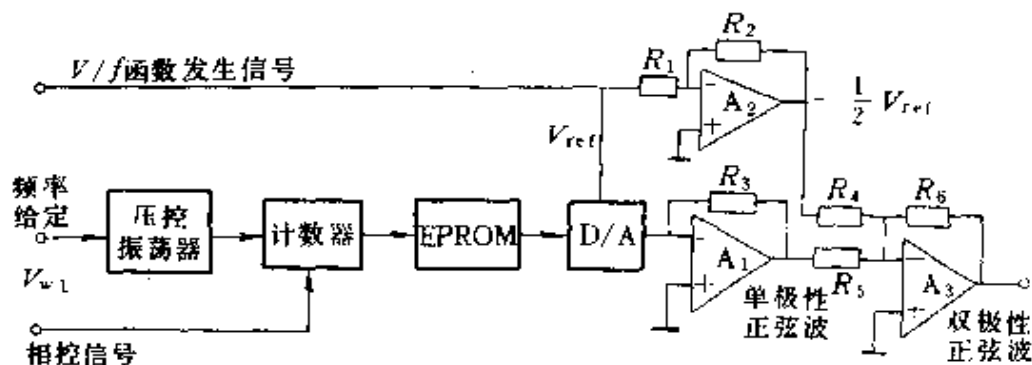


图 7-31 正弦波发生器一相原理图

制信号  $V_{w1}$  变换成对应频率的方波脉冲信号，经二进制可逆计数器计数形成反映正弦波相位的地址信号，再从 EPROM 中查出对应于此相位的正弦值，经 D/A 转换后输出到运放  $A_1$ ，即可得到单极性的正弦波形。其最大值取决于 D/A 的参考电压  $V_{REF}$ ，此  $V_{REF}$  来自于  $V/f$  函数发生器，通过倒相放大器  $A_2$  可得到  $-\frac{1}{2}V_{REF}$  的输出，再经加法器  $A_3$  即可生成正负半周对称于零电位的双极性正弦波。其他两相的正弦波产生方法相同，只是 EPROM 中正弦波存放位置相对移动了  $120^\circ$  相位，因而生成的三相双极性正弦波幅值、频率相同、相位各差  $120^\circ$ 。改变  $V_{w1}$  可调节正弦波的频率，改变 D/A 参考电压的大小可调节正弦波的幅值，而改变计数器的计数方向即可改变三相正弦波的相序，以实现变频调速中电机的正反转。电路中正弦波的频率范围由压控振荡器电路中的  $RC$  参数决定，接入不同的  $RC$  元件，就可以得到不同频率段的正弦波输出。

给定积分电路的原理电路如图 7-32 所示。频率给定信号  $V_{gr}$  送入倒向放大电路  $A_1$ ，此电路可进行给定值范围调整。 $A_2$ 、 $A_3$ 、 $A_4$  组成带负反馈的积分电路。 $A_3$  的输出为与给定值同极性的积分值  $V_2$ ， $V_1 = -V_2$ ； $A_5$  为比较器，用以判别  $V_1$  的极性。若  $V_1 > 0$  则比较器  $A_5$  输出  $V_3 > 0$ （“1”态），使多路模拟开关  $A_6$  的输出端  $x$  与其输入端  $x_1$  接通， $A_6$  的输出  $V_{w1} = V_1$ ；若  $V_1 < 0$ ，则比较器  $A_5$  输出  $V_3 = 0$ （“0”态），使模拟开关  $A_6$  输出端  $x$  与输入端  $x_0$  接通， $A_6$  的输出  $V_{w1} = V_2$ 。可见  $A_6$  输出始终大于等于零，即实现了对给定积分量  $V_2$  取绝对值的功能。 $A_6$  的输出  $V_{w1}$  作为频率控制信号送入 SPWM 电路，以满足 SPWM 生成电路中压控振荡器输入恒为正值的要求，同时比较器  $A_5$  的输出也作为转速方向控制信号，送入 SPWM 生成电路中可逆循环计数器的计数方向控制端，以控制三相 SPWM 波形的相序。该电路可对给定信号实现方向信号和给定值的分离，并将阶跃的给定信号转变为斜坡信号，控制起制动时间，以防止变频调速系统起制动时过电流。由于方向



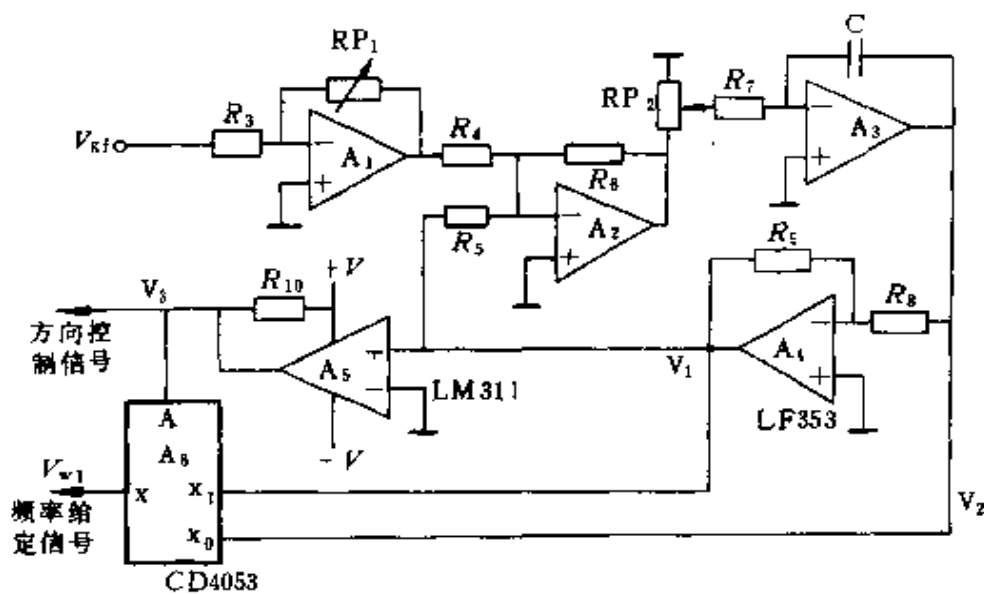


图 7-32 给定积分电路原理图

信号  $V_s$  必须在  $|V_s|$  接近于 0 时才能反向，故也保证了给定信号  $V_{\omega 1}$  改变极性时必须在变频器输出频率  $f_1$  接近于 0 时才能改变输出电压和电流的相序，防止了电机高速运行时反接制动引起过电流。调节  $A_1$  中的  $RP_1$  可以改变给定信号的取值范围，增加调试的灵活性；调节  $A_2$  中的  $RP_2$  可改变积分时间常数。

驱动电路选用前述 IGBT 专用驱动器 EXB840。

#### 7.4.1.2 微机控制的全数字化变频调速系统

一个 11kW 由单片微机控制的变频调速系统如图 7-33 所示。

其主电路亦为典型的三相桥式逆变电路，具有过电流和过电压保护，选用 EXB850 专用集成驱动器驱动 IGBT。

变频系统的主控部分由 8031 微处理器和可编程全数字化的 SPWM 波集成控制器 SLE4520（见第 4 章第 4.5 节）组成，其接线关系如图 7-34 所示。可编程器件 SLE4520 能把三个 8 位数字量同时转换成三路相应脉宽的矩形波信号，再与死区寄存器产生的死区信号结合后，通过接口电路，产生六路输出信号，每路最大可提供 20mA 电流。

与硬件连接配套的还有相应的软件程序，主要是利用程序查

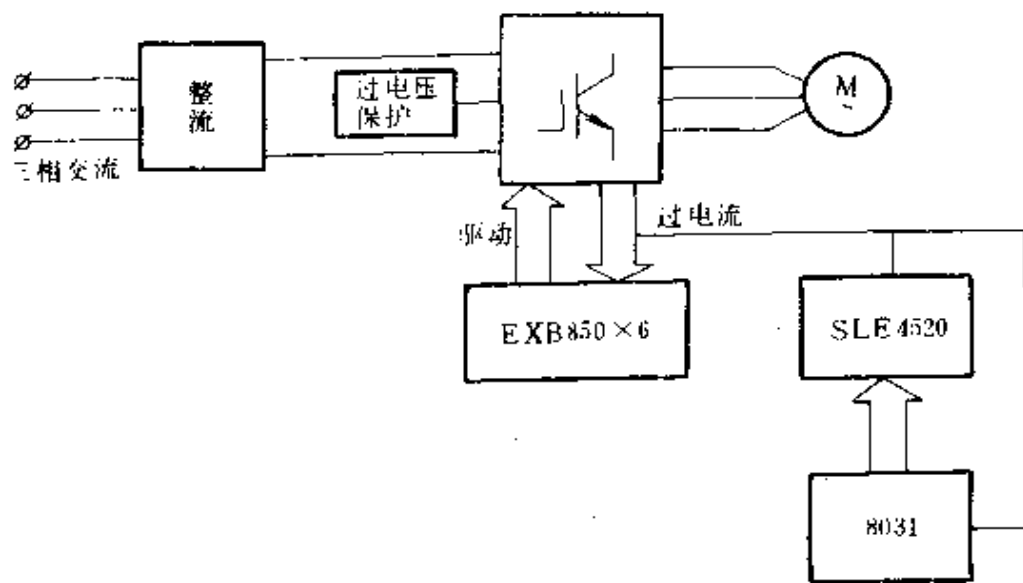


图 7-33 微机控制全数字化变频调速系统

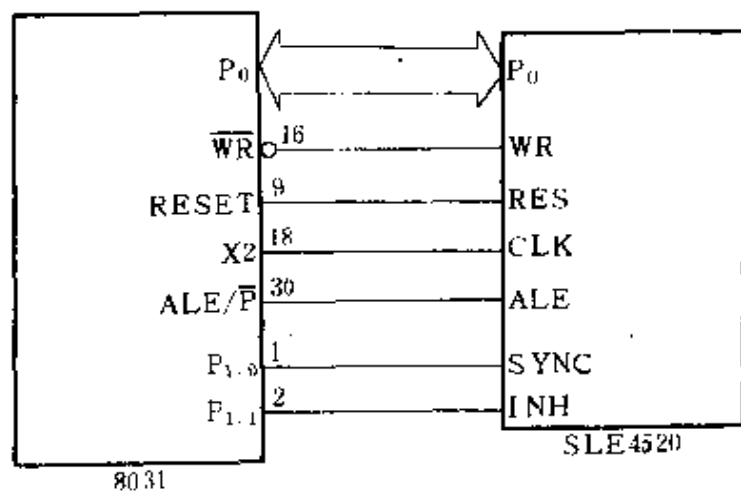


图 7-34 8031 单片机与 SLE4520 芯片的接线示意图

表得到脉宽数据等。

## 7.4.2 工业加热电源

### 7.4.2.1 30kW/50kHz 并联谐振感应加热电源

由于 IGBT 构成的逆变器可以在几十 kHz 的频段运行，所以可用它替代原来的电子管高频电源。图 7-35 即为并联谐振感应加热电源的主电路图。其中的直流侧串有大电感而近似为电流源，逆

变器的输出电流为方波，输出电压近似为正弦波。

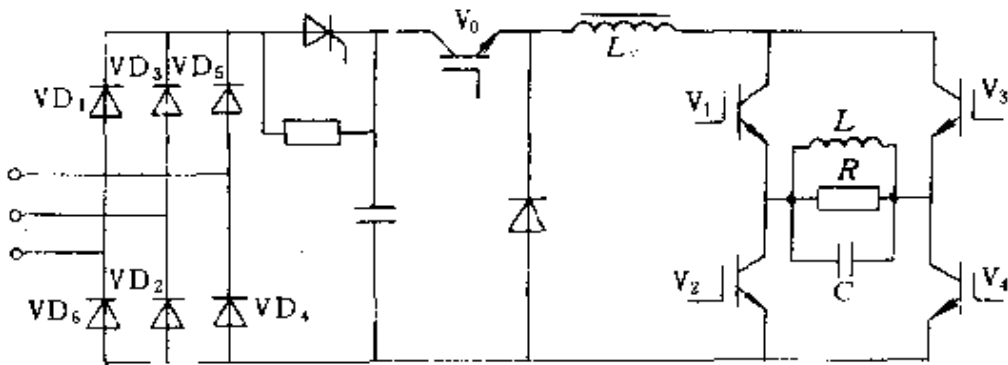


图 7-35 并联谐振电源主电路

电路中采用三相桥式不控整流加上由 IGBT ( $V_1 \sim V_4$ ) 及  $V_0$  组成的斩波器构成直流电流源，具有保护动作速度快以及由于高频斩波而使滤波器尺寸小等优点。控制电路保持桥式逆变器工作于零相位谐振状态。该电路采用了准谐振的工作状态，即当负载电压过零时刻，臂内电流才开始换相，不同于通常的失谐工作方式（电流超前的低端失谐和电压超前的高端失谐），由于不可缺少的上、下臂的重叠导通时间以及开关时间的存在，所以又不同于理想谐振方式。其输出电压电流的基波相位差为零，故称之为零相位并联谐振。使之维持零相位谐振工作状态的相位控制框图示于图 7-36 中，其中角  $\theta$  用来补偿控制电路的时延。

#### 7.4.2.2 逆变弧焊电源

逆变弧焊电源也可由 IGBT 组成，如图 7-37 所示。电源逆变频率为 30kHz，具有功率大、电流高、电流稳定性好、控制简单、容易实现微机控制等优点。

该电源主电路采用抗不平衡能力较强的半桥式逆变电路，由 IGBT 管  $V_1$ 、 $V_2$  和电容  $C_A$ 、 $C_B$  组成，采用脉冲宽度调制和脉冲频率调制综合控制方法控制电源输出外特性，控制电路包括电流取样电路、误差放大器、PWM 控制器、最小脉宽限制电路、门限电路和驱动输出电路几部分。在电弧燃烧时，采用恒流控制，使工作过程中电弧十分稳定。主要是通过电流负反馈闭环控制实现的；

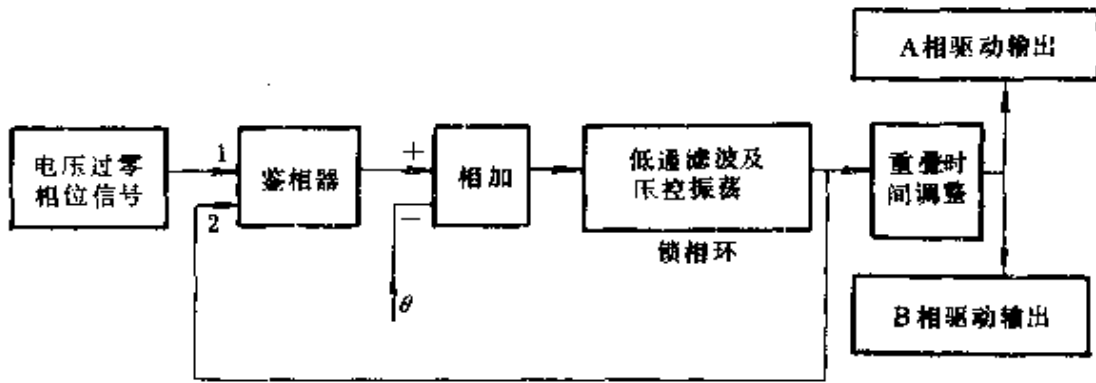


图 7-36 相位控制框图

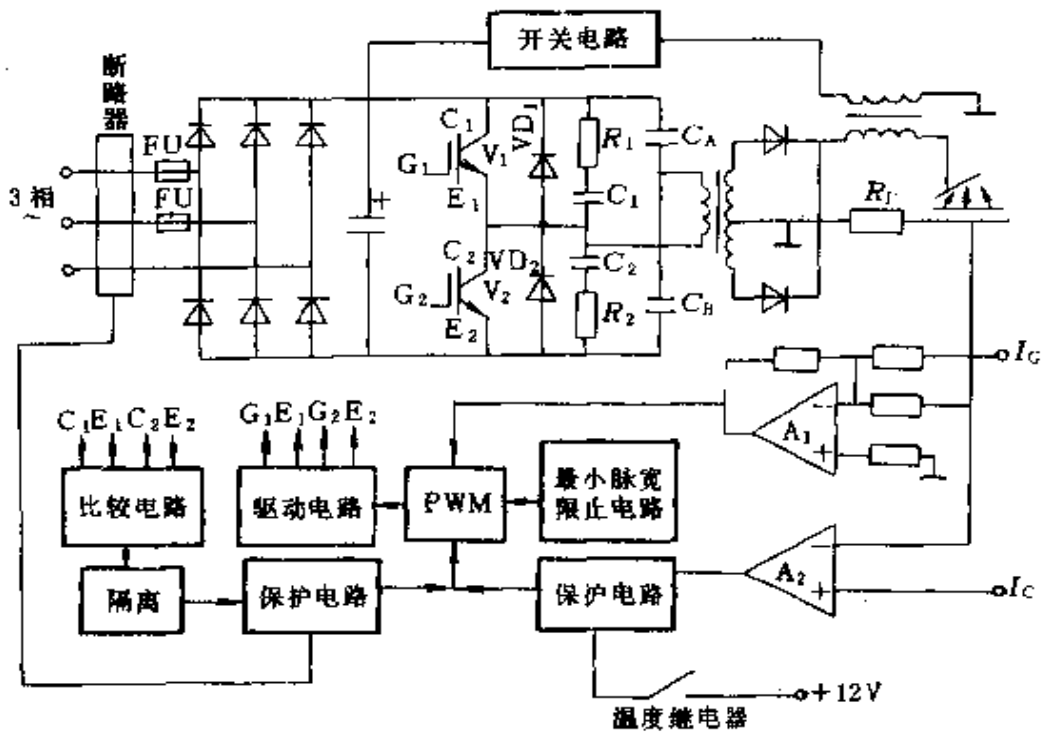


图 7-37 IGBT 逆变弧焊电源原理框图

由电流取样电路 ( $R_1$ ) 取得的电流信号, 经误差放大器  $A_1$  与给定电流信号  $I_c$  比较放大后, 输入 PWM 控制器控制其脉宽输出, 从而实现 PWM 控制; 短路时通过门限控制改变输出脉冲频率, 从而实现 PFM 控制。在电路中设置了电流门限值  $I_c$ , 当负载短路时电流增加, 由电流取样电路取得的电流信号与  $I_c$  比较, 一旦超过  $I_c$ ,

则比较器  $A_2$  输出低电平, 关闭 PWM 电路输出, 输出电流随之下降, 当电流降到  $I_c$  值以下时, 恢复 PWM 电路的输出, 如此反复, 实现了对电源的短路电流和瞬时电流冲击的限制。

在弧焊电源中的过电流现象可分为两种情况, 一种是由于负载突然增大或短路而造成的过流, 另一种是由于器件损坏如 IGBT、逆变电容、整流二极管失效而造成的过电流。针对上述两种情况, 电源中设置了三种过电流保护措施: ①输入端快速熔断器过电流保护 (FU); ②通过检测 IGBT 的 CE 间电压检测流过 IGBT 的电流, 当电流超过设定值时, 关闭 IGBT, 随后切断整个主回路; ③通过取样电阻检测流过电源二次侧的电流, 一旦电流超过给定值时, 则关闭 PWM 输出, 而后继续检测, 直至电流低于给定值时恢复 PWM 输出。这种方法为可恢复性电流保护, 其特点是当出现某种瞬时过电流时既能保护电路安全, 又不会中断电弧燃烧。

过压保护电路仍由阻容吸收网络  $R_1$ 、 $C_1$  和  $R_2$ 、 $C_2$  组成, 它们分别并联在 IGBT 开关管  $V_1$ 、 $V_2$  的 C、E 极两端, 以吸收管子关断过程中产生的电压尖峰, 抑制过高的  $di/dt$ , 保证 IGBT 的安全。

该电源是多弧离子镀膜弧焊电源, 是离子镀膜机的重要组成部分, 由于是真空电弧, 其本身热稳定性低于空气中的电弧, 故对电源电流稳定性的要求高于一般焊接用电源, 由于本电源采用电流负反馈控制, 电源输出外特性为恒流特性, 同时由于逆变频率较高, 控制系统时间常数也较小, 因而电弧稳定性较好。此外, 由于逆变频率较高, 输出电感较小, 还在电源输出端并联阻容吸收网络和压敏电阻, 并采用图 7-37 中所示开关电路部分实现的能量回馈技术, 不但抑制了电压尖峰, 而且通过电磁耦合将电弧熄灭和电源关断时储存于输出电感中的能量回馈至电源输入滤波部分, 既限制了电压尖峰, 又提高了整机效率。

#### 7.4.3 不间断电源 (UPS)

日本东芝公司研制的不间断电源用的三相 IGBT 逆变器, 采

用重复控制和瞬时控制相结合的全数字化控制，对线性负载和非线性负载都能保证低的电压畸变。

该 UPS 的主电路如图 7-38 所示。逆变器开关采用 IGBT，UPS 接受三相电网电源，通过晶闸管整流器变换成直流电。直流电路与 LC 滤波器和电池相连接，逆变器将直流电重新变换成交流电，交流输出侧连接变压器和电容器，通过变压器和电容器将交流电送到负载。交流侧的滤波器由变压器漏感和交流电容器组成。采用测量参数控制滤波器的输出电压和逆变器的输出电流。

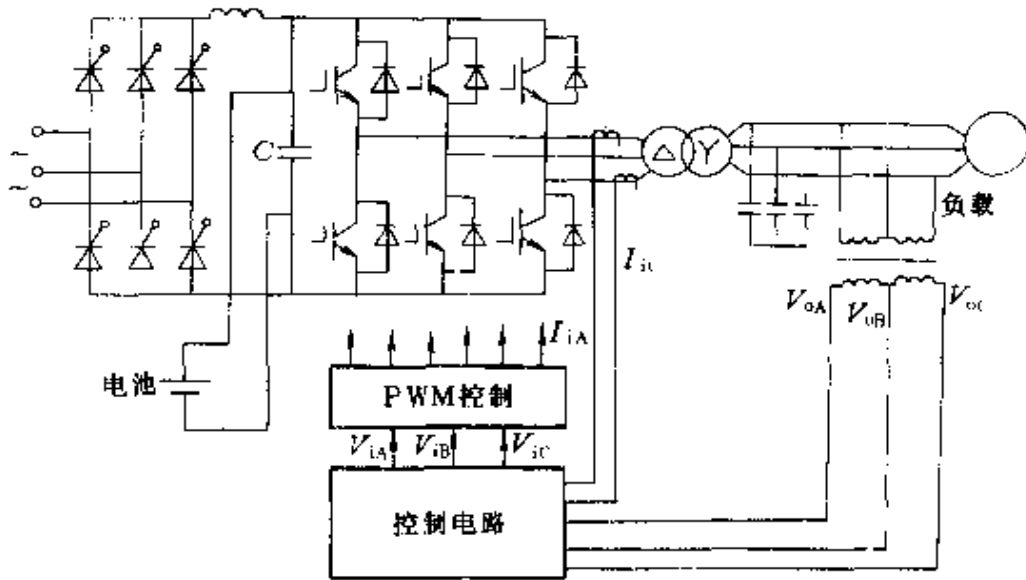


图 7-38 UPS 的主电路

#### 7.4.4 有源功率滤波器

有源功率滤波器用于感性储能系统，以抑制谐波补偿无功功率。

一般有源功率滤波器由电流源或电压源 PWM 变流器组成，在电流源 PWM 变流器中，直流侧有一电抗器以恒定电流，而在电压源 PWM 变流器中，有一电容器或电池以恒定电压。为了无故障地运行，直流侧的电压或电流必须大于电网电压或补偿电流的幅值。由此可见，电压源变流器起升压作用，电流源变流器起降压作用。

有源功率滤波器的一种实验电路如图 7-39 所示。连接二极管单桥电路主要是模拟负载状态。为起动或关断系统，电感器应由电源充电或放电到电源，由直流侧的充电电感避免过电流，系统与电网频率同步、电路中选择带二极管的 IGBT，串联二极管用来截止开关两端的反向电压，并联二极管用来传导串联二极管的反向电流。交流侧的滤波器由  $L_A$  和  $C_A$  组成以减少 PWM 变流器的开关纹波，滤波器的谐振频率应比补偿谐波频率低。

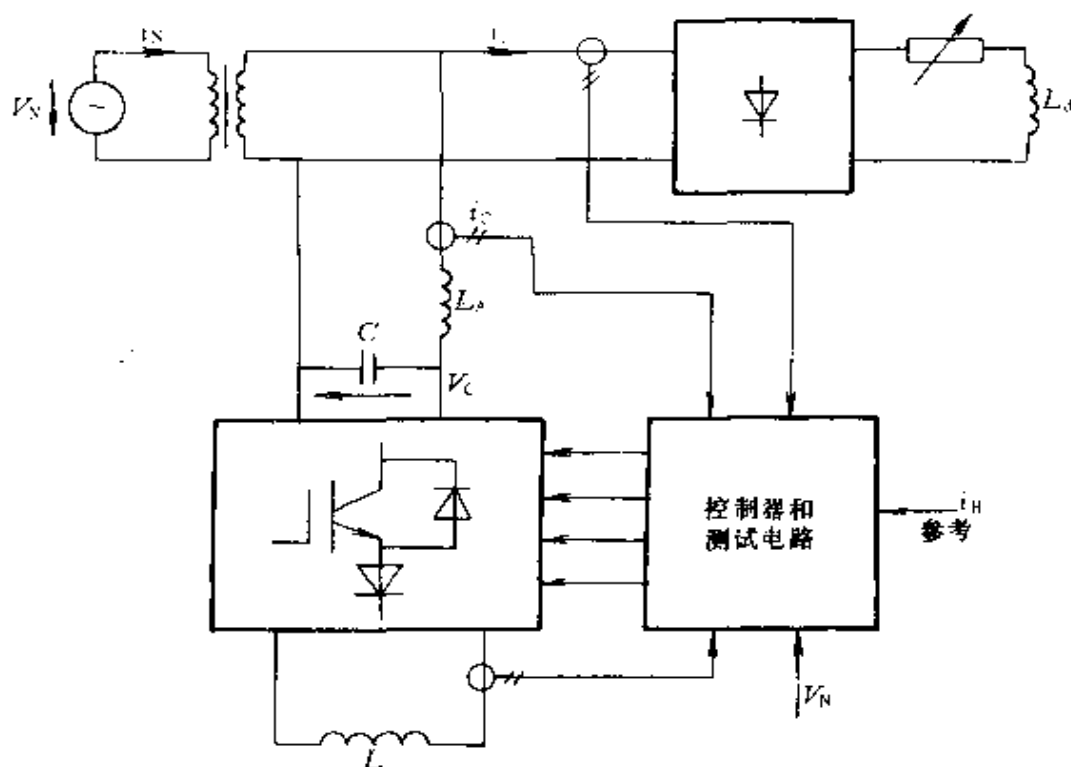


图 7-39 有源功率滤波器的实验电路

## 第 8 章 功率集成电路及其他 新型电力半导体器件

### 8.1 功率集成电路

#### 8.1.1 概述

功率集成电路简称 PIC。它是至少包含一个半导体功率器件和一个独立功能电路的单片集成电路，成为除单极型、双极型和复合型器件以外的第四大类电力半导体器件。功率集成电路是微电子技术和电力电子技术相结合的产物，其基本功能是使动力和信息合一，成为机和电的关键接口。

为了实现功率集成，必须解决多项技术难题，如 BCDMOS (双极、互补、双扩散 MOS) 工艺、腐蚀再填充工艺和直接粘合 SDB 工艺等。目前已能做到在一个芯片上集成多种功率器件及控制电路所需的各种有源及无源元件，如 P 沟道和 N 沟道的 MOSFET、PNP 和 NPN 晶体管、二极管、晶闸管、高低压电容、高阻值多晶硅电阻和低阻值扩散电阻以及各元件之间的连接线等等。

功率集成电路分为两类：一类是高压集成电路，简称 HVIC，它是高耐压电力半导体器件与控制电路的单片集成；另一类是智能功率集成电路，简称 SPIC，它是电力半导体器件与控制电路、保护电路以及传感器等电路的多功能集成。

#### 8.1.2 高压集成电路

高压集成电路的功能是用来控制功率输出。现举两例说明。

图 8-1 所示为 300V 全桥集成电路，其中高压开关元件为功率 MOSFET，它的导通电阻约为  $5\Omega$ 。为了保证同一桥臂中两只开关元件一个完全关断之后再打开另一个的要求，采用  $5k\Omega$  串联电阻和输入电容构成的电路来延迟开通时间，用旁路二极管来加速



关断过程。图中由  $V_5$  和  $V_6$  MOS 管构成反相器，保证同一桥臂中的两只开关元件处于相反工作状态。

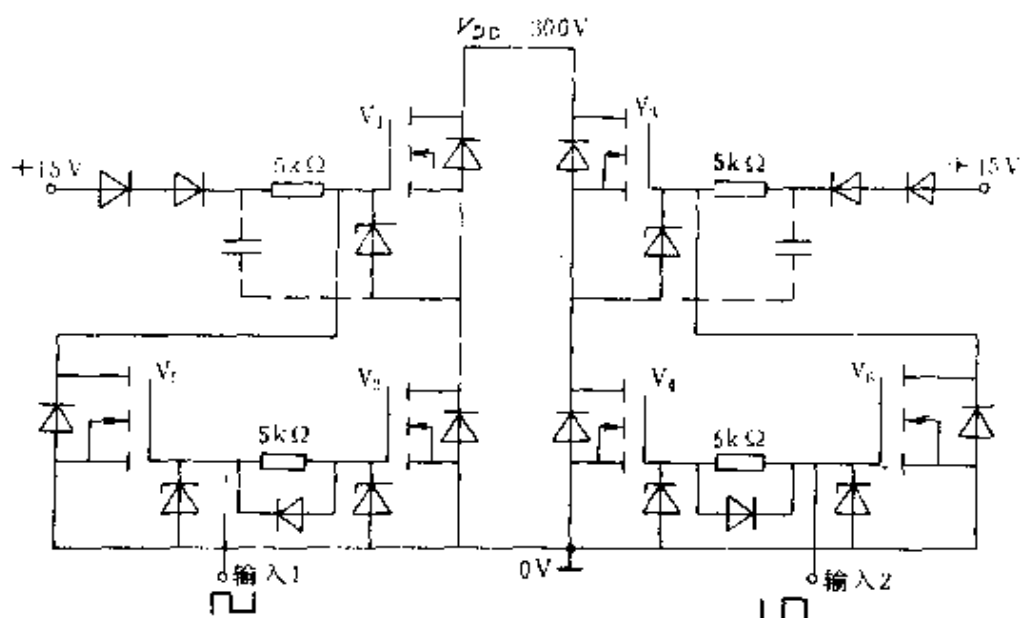


图 8-1 300V 全桥 HVIC

HVIC 可以工作于开关状态，也可以工作于放大状态。图 8-2 为电视机用 300V 视频放大器 HVIC。该芯片为高品质的 200/250V8MHz 电视机用视频输出放大器电路，在电压峰-峰值为 100V 时带宽为 6MHz。电路分为低压和高压两部分。低压部分用双极晶体管和低压 MOSFET 作为输入信号放大、基准参考源和恒流源电路。高压部分用 LDMOS（横向 DMOS）和 EPMOS（扩展漏区的 PMOS）作共基-共射放大器，电流流经负载和互补的输出电路。芯片中还包括高达 10A 的显像管跳火放电用的高压保护二极管。

### 8.1.3 智能功率集成电路

智能功率集成电路必须能提供数字控制逻辑与功率负载之间的接口。最简单的型式可由一电平移动和驱动电路组成，把来自微处理器的逻辑信号转变成足以激励负载的电压和电流；复杂的则要求智能功率技术执行负载监控、诊断、自保护，向微处理器反馈信息，并能控制激励负载的功率。

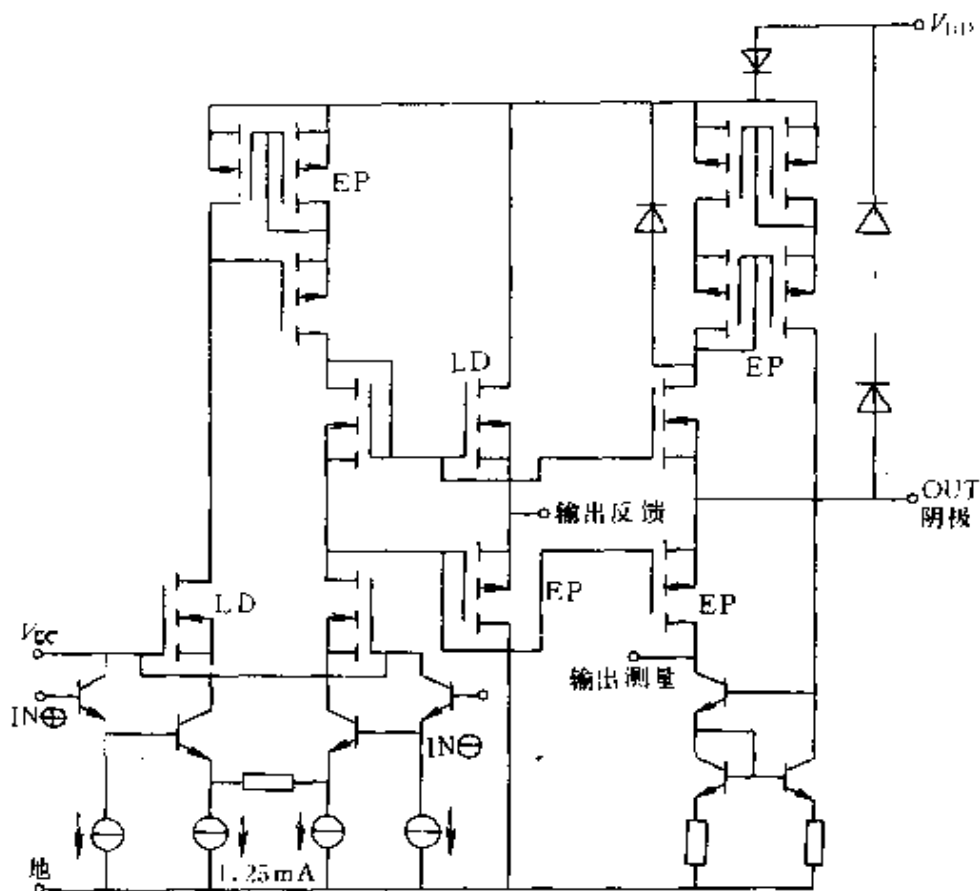


图 8-2 300V 视频放大器 HVIC

由图 8-3 说明智能功率技术的概况。智能功率技术应实现下述三项任务：

- (1) 控制功能，自动检测某些外部参量并调整功率器件的运行状态，以补偿外部参数的偏离；
- (2) 传感与保护功能，当器件出现过载、短路、过电压、欠电压或过热等非正常运行状态时，能测取相关信号并能进行相应调整保护，使功率器件能工作在安全工作区内；
- (3) 提供逻辑输出接口。图中列出了实现这些功能所需的基本元件。

功率控制由功率器件及驱动电路来执行。它具有处理高压、大电流或二者兼备的能力。驱动电路必须设计在高达 30V 电压下工作，能给功率器件栅极提供足够的电压。此外，对推拉输出方式，

驱动电路必须能够实现向高压的电平转换。功率调节可由多种功率器件完成，其中MOS栅极器件日益受到重视。

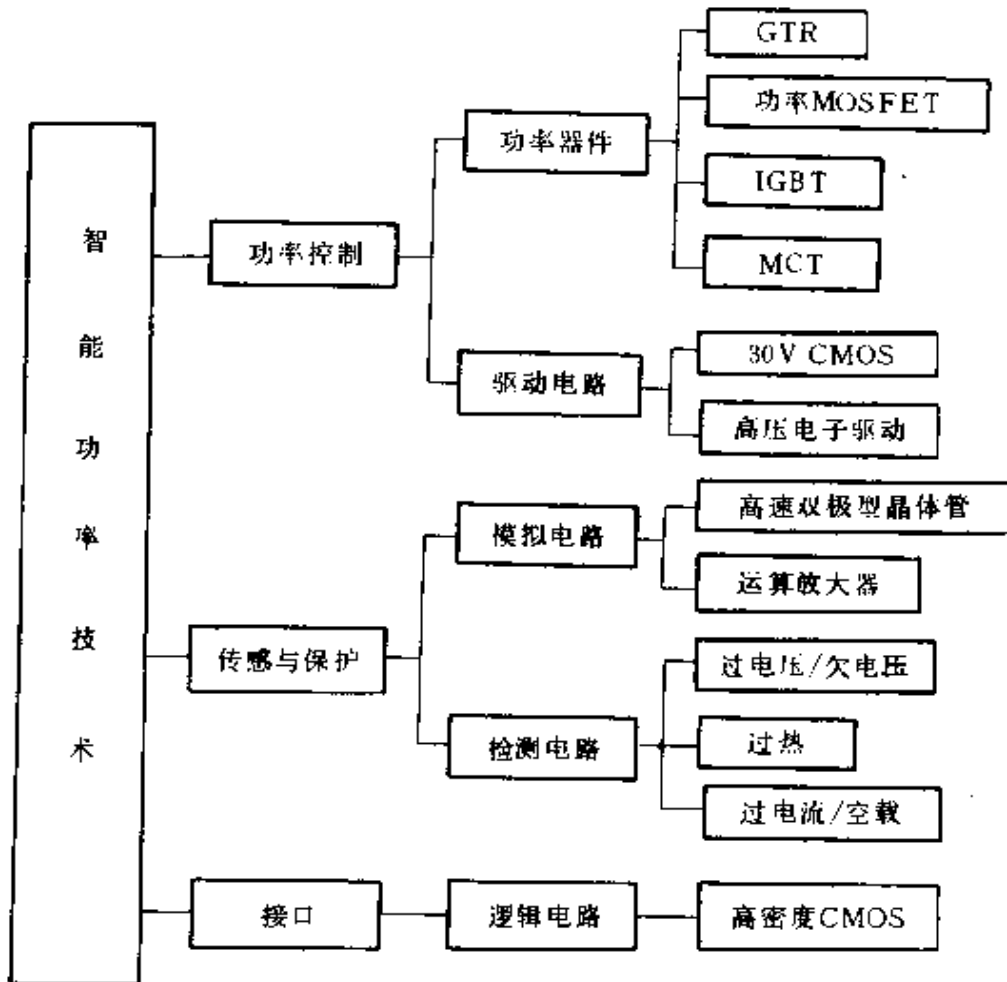


图 8-3 智能功率技术概况

智能功率技术通常具有某种型式的传感技术以及保护集成电路，并在本机反馈。除了检测过电流、过电压、过热，有时还进行空载和欠电压的检测。欠电压检测是用来保证功率器件足够的偏压，以防起动期间过大的功耗。电流检测是从功率器件上划分少量单胞并将其电流馈送给控制电路的方式进行的。集成电路的保护是通过高频双极型晶体管的反馈环路实现的。反馈环路的响应时间，对良好的关断至关重要。原因是在故障发生过程中，系统电流以极高的速率上升。所以智能功率集成电路的这一部分需要集成高性能的模拟电路。

智能功率集成电路的接口功能由逻辑电路实现，它进行编码和译码操作。芯片不仅必须响应来自微处理器的信号，还必须能够发出有关工作状态的信息，例如过热关闭；以及空载或短路信息等。与负载监控有关的信息，这就需要在智能功率集成电路中集成高密度的 CMOS 电路。由于电压变动很大，芯片工作温度很高，为了避免擎住效应，使 CMOS 电路的设计相当复杂。

智能功率集成电路 (SPIC) 的种类繁多，仅举几例说明如下。

1. 智能功率开关 德国西门子公司生产的 BTS-412A 是一种智能式单片功率开关，外壳为五引线 TO-220 型式封装，它具有高压侧开关能力，电流额定值为 12A，工作电压在 7~35V 之间，可用于 12V 或 24V 两种情况下，并能满足汽车应用电路中的接地回路的要求。图 8-4 为其结构框图，这种输出功率开关可接成源极跟随器，用内部充电泵可使其栅极电压始终保持比正电源电压高 6V。栅极电阻决定着器件的开关速度。内部逻辑电路采用低压 CMOS，充电泵电路采用高压 CMOS。

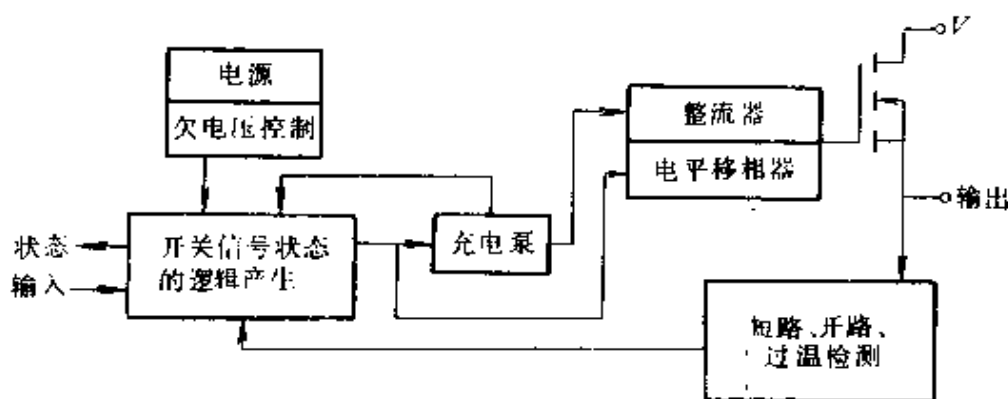


图 8-4 BTS-412A 单片功率开关结构框图

BTS-412A 的特点是它具有许多保护功能：当出现短路时，大约  $40\mu\text{s}$  后电流就切断；在过载的情况下，当结温超过  $150^\circ\text{C}$  时，温度敏感元件就将器件关断；在欠电压情况下，器件立即关断。另一个附加的保护功能是，输出端的 10V 齐纳二极管在器件关断时帮助感性负载释放能量。这种器件还有一个状态管脚引线，通过

此引线为逻辑或微处理机系统提供故障信息。

与 BTS-412A 智能功率开关类似的还有美国摩托罗拉公司生产的 MPC1510 型高压开关，其工作电流为 12A，工作电压低于 18V，外壳为 5 引线 TO-220 型封装。保护功能有：短路限流、热停机、感性负载箝位和状态诊断，该器件的输入接受来自 CMOS 或 TTL 逻辑输出的指令或直接来自微处理器输出的指令。

2. 无刷直流电机专用 PIC 美国 SPRAGUE 半导体集团生产的驱动无刷直流电机的专用 PIC 原理简图如图 8-5 所示。该电路用来给仪表电扇的两个电机绕组供电，其输出功率虽不大，但功能较齐全。通过施密特触发器和控制与转换逻辑，可以对两个 GTR 进行控制。过电流信号、过热信号均通过控制逻辑电路封锁其输出信号，强迫 GTR 关断。电路还通过霍尔电路的集成，提供电机转速自动检测和信息输出，以便调节速度。由于霍尔元件对机械应力和热应力十分敏感，用此电路还可对电机的安装条件和运行条件进行监控。

3. 步进电机控制电路 意大利 SGS 公司生产的 L6217 型步进电机控制电路，具有复杂的控制功能并可与微处理器直接连接，

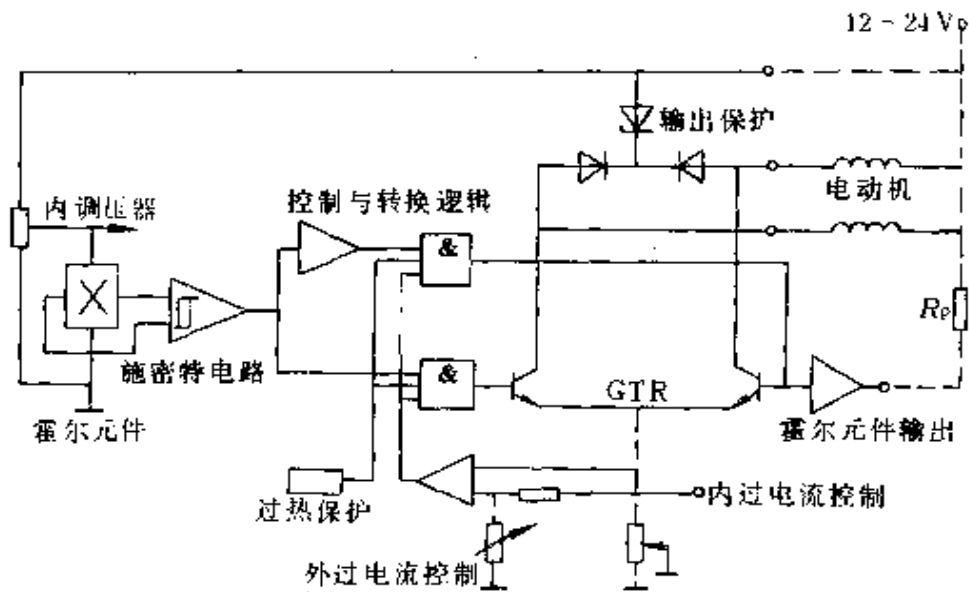


图 8-5 无刷直流电机专用 PIC 原理图

其结构框图如图 8-6 所示。它采用先进的高密度双极工艺技术制造，芯片的数字部分采用集成注入逻辑 (I<sup>2</sup>L)。它由一个 8~16V 的电机电源供电，可向负载输出数瓦的功率。

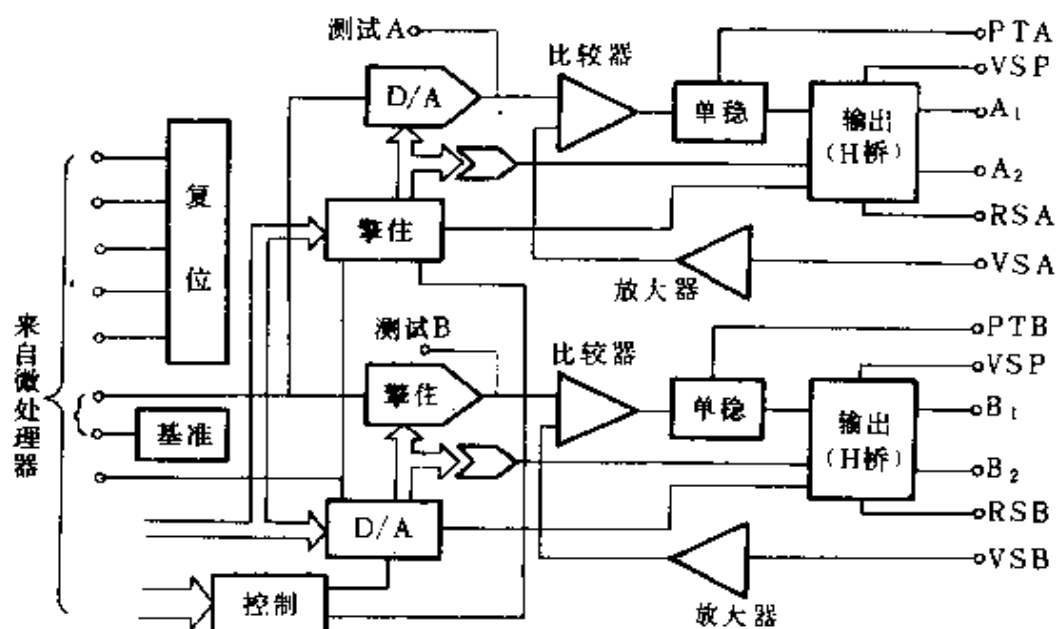


图 8-6 L6217 型步进电机控制电路的结构框图

该电路可驱动双极步进电机的两相绕组，每相最大电流为 400mA。这种电路对相电流进行 PWM 控制。双重 6 位 D/A 变换器为每相电流编程，并实现满步、半步和微步控制。D/A 变换器的输入锁定和可选相位输入，使它与处理器的接口十分简单。

L6217 的功率部分是一个双重 H 桥驱动电路，其内部包括的箝位二极管用于电流环流。为了维持微步控制所需的精确度，该电路在内部进行测量并将电机电流与 D/A 变换器的输出进行比较。可利用外部 RC 网络为芯片内的单稳电路编程设定时间常数，以便设定电机电流衰减时间。

L6217 共有 44 个管脚引线。

4. 单片桥式驱动器 单片桥式驱动器可构成半桥式和全桥式电路，主要用于直流电动机和步进电动机的驱动。这种器件分三种型号，即 L293、L293E、L298，它们内部都有四路推挽功率

驱动器，这些驱动器可以单独使用，也可以分成两组构成两个全桥式电路共同使用。每一路驱动器都由集成电路内部的 TTL 逻辑电路输入级控制，每组驱动器都有一个可接收控制信号的输入端，用以控制一组全桥电路。器件内的逻辑控制电路由单独的电源供电，内部稳压，因此逻辑控制电路的工作电压较低，大大减少了逻辑电路的损耗。

现以 L298 为例说明，图 8-7 为 L298 的内部电路原理图，由图可知，其 1、2 两路发射极连在一起由①脚引出，3、4 两路发射极连在一起由⑮脚引出。因此在 L298 下面晶体管发射极允许接电流检测电阻。集成片内带有热保护装置，具有很高的抗干扰能力，驱动管的开关速度亦很高，使功率集成电路适用于开关型控制电路。

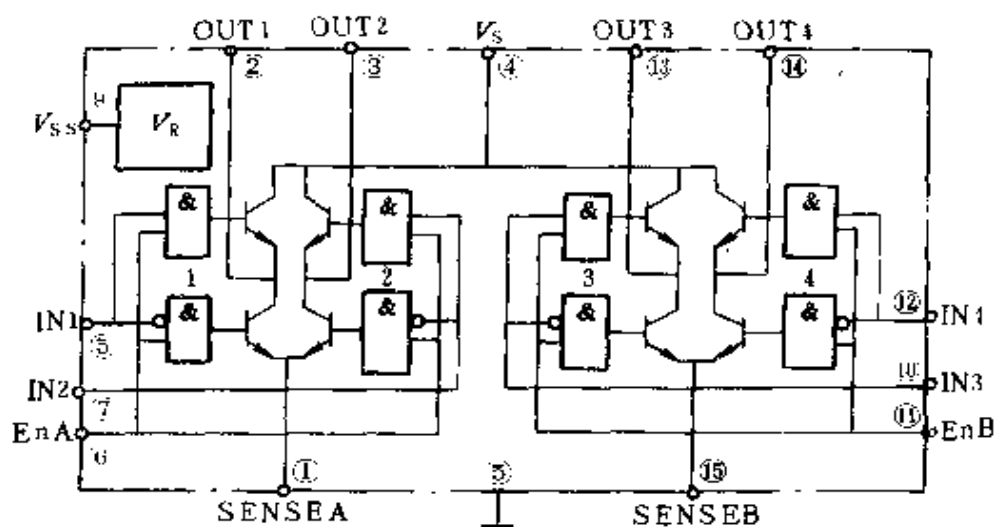


图 8-7 L298 的内部结构

为了使驱动器得到更大的输出电流，集成电路内的两组桥式电路可以并联使用。并联后 L298 的输出总电流达 3.5A。连接方法如图 8-8 所示，用以保证电流在桥路之间分流均匀。桥路 1 与桥路 4 的输出端并联，而桥路 2 与桥路 3 的输出端并联。除了这条规定之外，集成电路输入端 (N)，使能端 (ENABLE)，电流检测端 (SENSE) 也要按图所示连接。

如果单片驱动器的输出端未经负载直接接地，就会形成短路电流损坏桥路上的功率晶体管。用图 8-9a 所示的电路可以保护单片驱动器在出现短路电流时不被损坏。图 8-9b 为短路保护过程的波形图。当输出被短路时，大致上经  $T_{sc} \approx 10\mu s$  延时后输入  $V_{in}$  电平被拉下，使输出桥路上的晶体管截止，切断短路电流。延迟时间由电路中的  $RC$  时间常数决定，当短路被排除后电路能自动恢复工作。

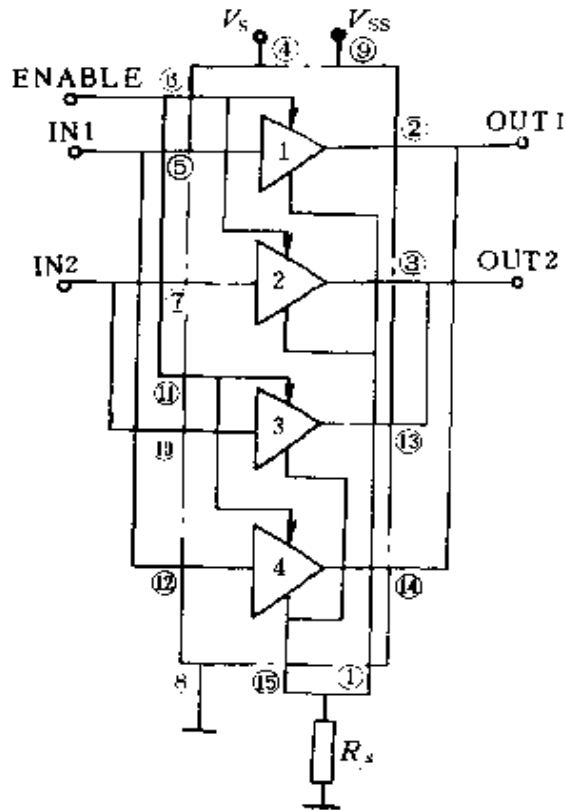


图 8-8 L298 芯片内桥路的并联

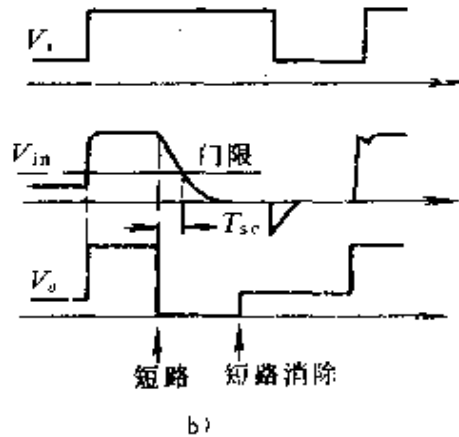
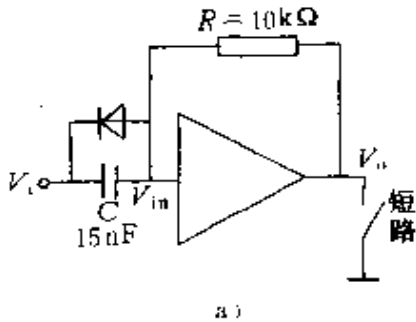


图 8-9 短路电流的保护措施与波形

a) 短路保护电路 b) 波形

5. 无串通电流的桥路驱动器 TLE4203 是一种电动机供电用无串通电流的桥路驱动器，它通过防短路输出、内装续流二极管、无串通电流输出级以及具有高压处理能力，改善了整个结构



的可靠性。由于其残余电压低，故效率高。

图 8-10 为这种桥路驱动器的方框图，它由以下几部分组成：带有连接电源和接地的续流二极管的推挽输出；用以驱动输出级的缓冲放大器；保护电路以及使输出不反向的输入施密特触发器。

保护线路用来限制输出晶体管的功率，并利用滞后作用和欠电压关断进行温度保护。芯片用 7 管脚功率

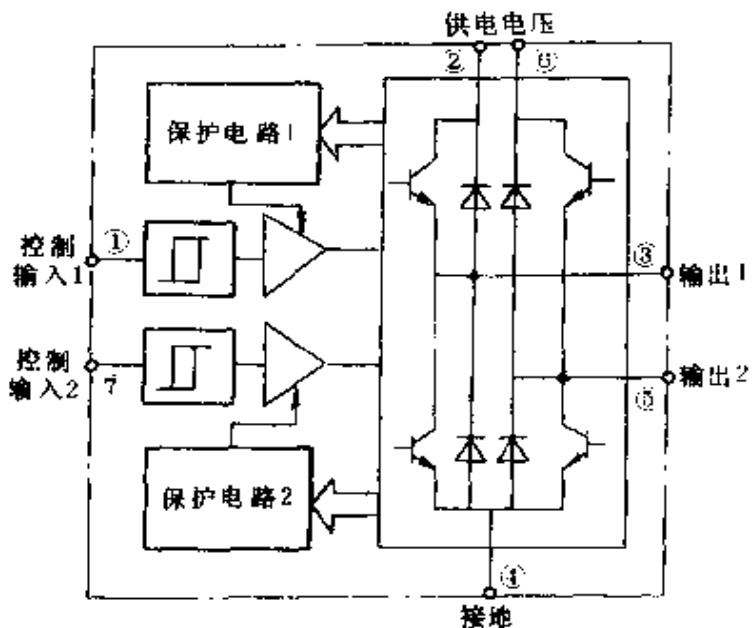


图 8-10 TLE4203 方框图

P-T66-7 封装，其主要性能为：输出电流 4A，内装续流二极管 (4A)，整个运行范围内具有防短路输出功能，无串通电流输出，抗干扰输入，TTL 及 CMOS 兼容输入，输入电流小于  $\pm 10\mu\text{A}$ ，紧密封装，低热阻，最大值为  $3\text{K/W}$ ，利用滞后作用实现过热保护，欠电压关断功能，供电电压运行范围为  $5\sim 26\text{V}$ 。

图 8-11 为 TLE4203 推挽输出级详细框图。比较器  $A_1$  和  $A_2$  监视  $V_1$  管和  $V_2$  管的状态。可以利用双极晶体管的截止能力来抑制串通电流，因为在通态时其阈值约为  $0.7\text{V}$ ，而达到截止状态，其电压显著地降低。每个比较器的输出端与另一个功率晶体管的驱动信号端交叉相联，这样，当  $V_1$  管的电压超过  $V_{R1}$  时， $V_2$  管保持截止，反之亦然。由于 TLE4203 联锁比较器适时动作，中断了驱动，当芯片工作在高频时，这种保护对感性负荷来说尤为重要，因为按照常规结构，在停滞时间过去后，系统会在没有任何控制信号的情况下再次开通。这主要是在切换感性负荷时可能会发生串通电流造成的。

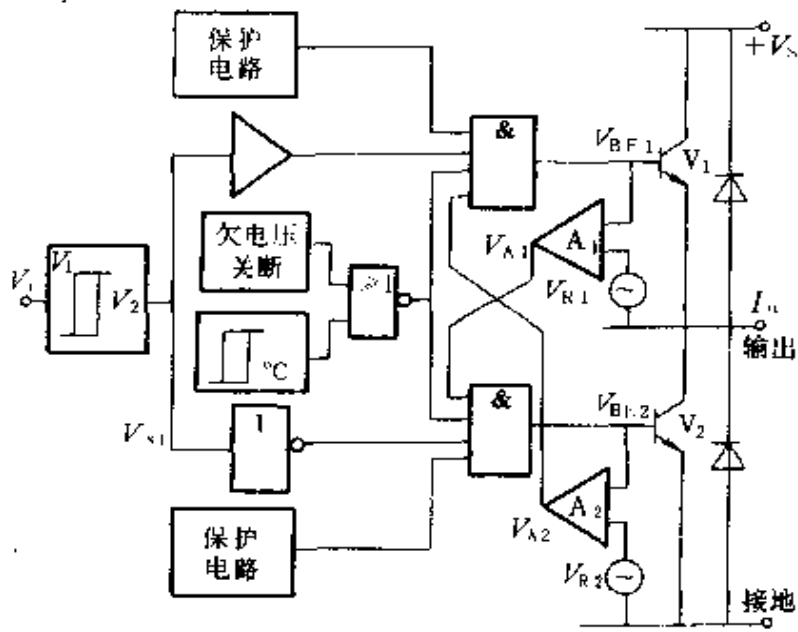


图 8-11 有抑制串通电流联锁电路的 TLE4203 推挽输出级

电路中联锁电路的波形如图 8-12 所示。

当驱动电压  $V_i$  或  $V_o$  由低向高变化时,在晶体管  $V_1$  接通前,晶体管  $V_2$  需处于关断状态。由于晶体管的电荷存储效应,电压  $V_{BE2}$  缓慢下降,但当基极电荷耗尽时,则下降很快。与此同时,集电极电流很快降低;当电压  $V_{BE2}$  降低到低于  $V_{R2}$  时,来自比较器  $K_2$  的输出信号  $V_{K2}$  使晶体管  $V_1$  导通。

当基片电流达到 4A 时,在整个温度范围内正向漏电流低于 0.1%。保护线路在整个运行范围内防止输出端对电源电压和对地短路。

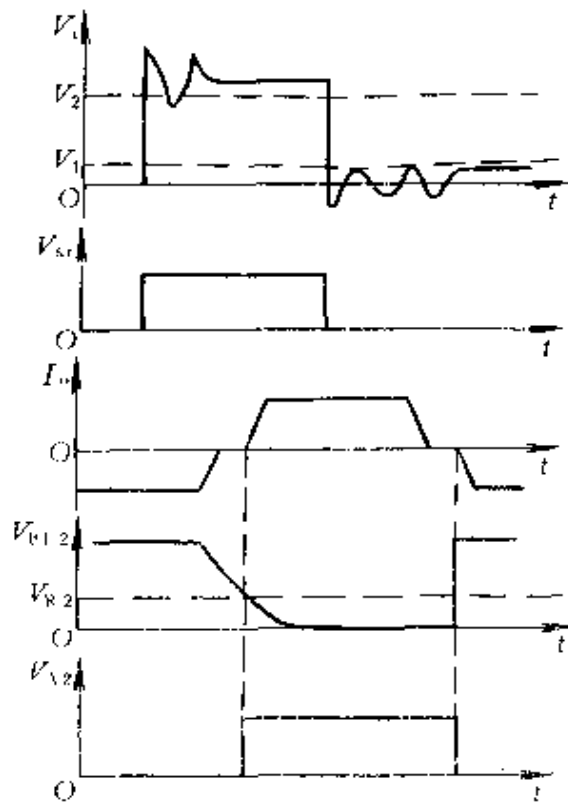


图 8-12 图 8-11 联锁的波形图

6. 单片三相逆变器 图 8-13 是用介质隔离技术制作的用于分马力电机的单片三相逆变器。运用介质隔离技术, 实现了多个 IQBT 和肖特基整流器 (MPS) 与驱动器和电平转换电路的集成。此芯片可在经整流的 100V/1A 网络下工作。由于工作频率可提高到 20kHz, 伴随电机控制的音频噪声可减小。

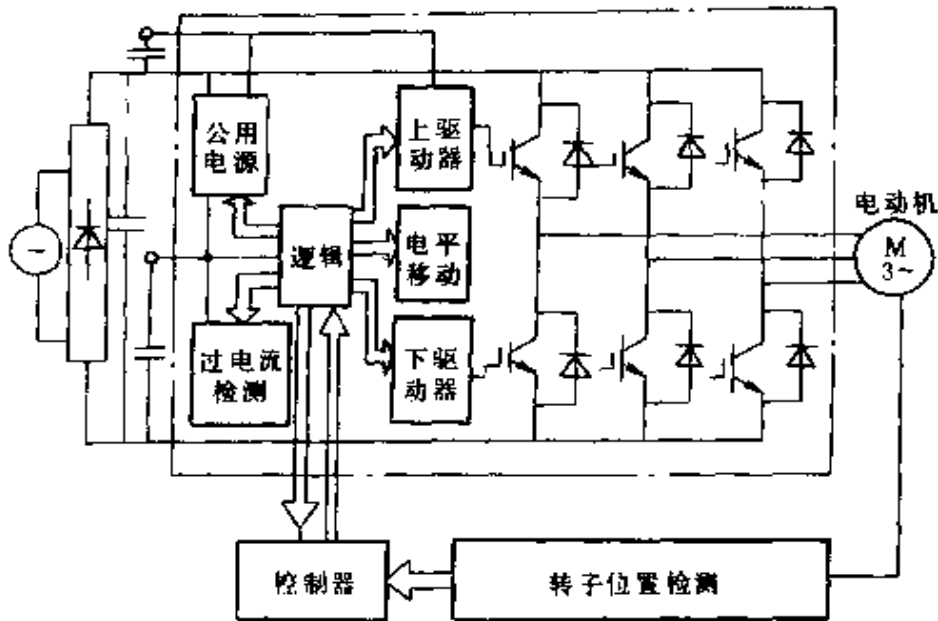


图 8-13 单片三相逆变器

7. 智能励磁器 TLP609 是 Texas 公司生产的一种大电流、双路磁通可调式励磁器, 可以开关双端负载。其结构框图如图 8-14 所示。输出电流达 2.5A, 电源电压为 30~60V。在标准 TTL 和 CMOS 输入信号的控制下, 它可对两个独立的通道进行磁通调节。磁通与感性负载电压的积分成正比, 它是负载中的总电流及其磁场的函数。在磁通调节情况下, 负载电流将变化, 以补偿工作期间的磁芯饱和、温度变化和负载电感的变化。

器件的两个通道有各自独立的漏极输出和源极输出, 以驱动感性负载的每个端子。

TLP609 的保护功能有: 热停机、漏极输出短路保护、内部静电放电保护、低压的探测和抑制电感性瞬变。

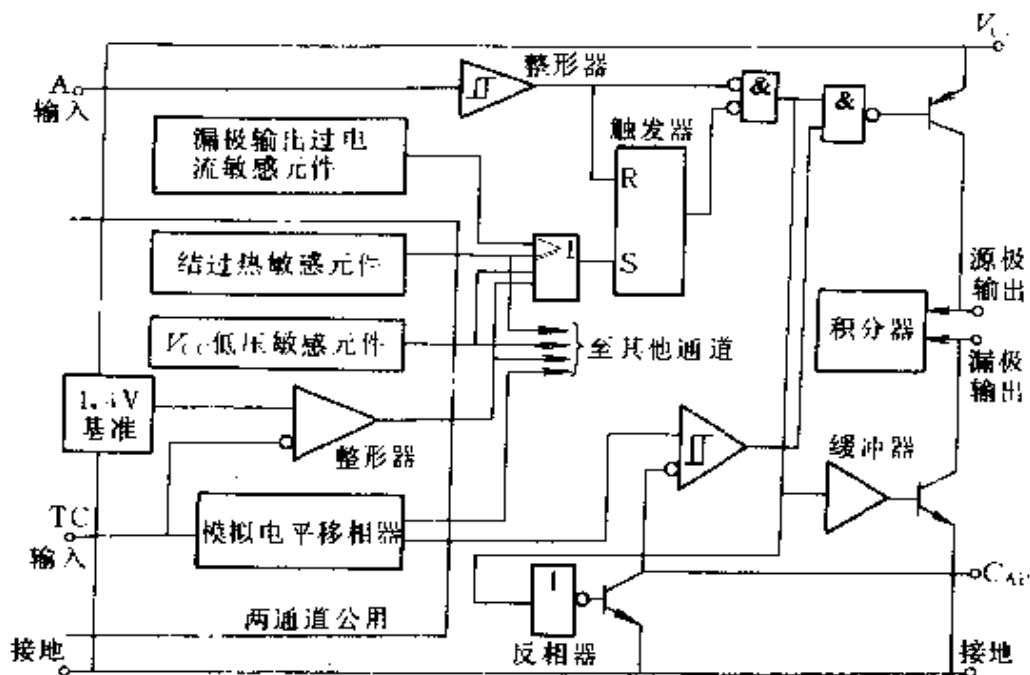


图 8-14 TLP609 励磁器结构框图

## 8.2 其他新型电力半导体器件

在现代全控型电力半导体器件的大家族中，除了 GTR、功率 MOSFET、GTO、IGBT 这些主要类型之外，近十年来不断涌现出许多新型器件，璀璨夺目，前景广阔。现以 SIT、SITH 和 MCT 为代表作一简要介绍。

### 8.2.1 静电感应晶体管 (SIT)

静电感应晶体管，也可称作功率结型场效应晶体管，简称 JFET。SIT 是一种非饱和输出特性的多子器件，即单极型器件，具有输出功率大、失真小、输入阻抗高、开关特性好、热稳定性好、抗辐射能力强等一系列优点。SIT 器件在结构设计上能方便地实现多胞合成，因而适合作高压大功率器件。不仅可以工作在开关状态，用作大功率的电流开关；而且可以作为功率放大器，用于高音质音频放大器、大功率中频广播发射机、长波电台、差转机等方面。目前 SIT 的制造水平已达到截止频率 30~50MHz，电压

1500V，电流 300A，耗散功率 3kW。

SIT 的单元胞结构剖面如图 8-15a 所示，它由几百或几千个单元胞并联而成；SIT 由门极 G、漏极 D 和源极 S 三端引线，其图形符号如图 8-15b 所示。SIT 分为 N 沟道和 P 沟道两种，图中箭头表示门源结为正偏时门极电流的方向。SIT 最重要的特征是在门源短路，也即门源电压为零时，器件处于导通状态，因此 SIT 为常开型器件。

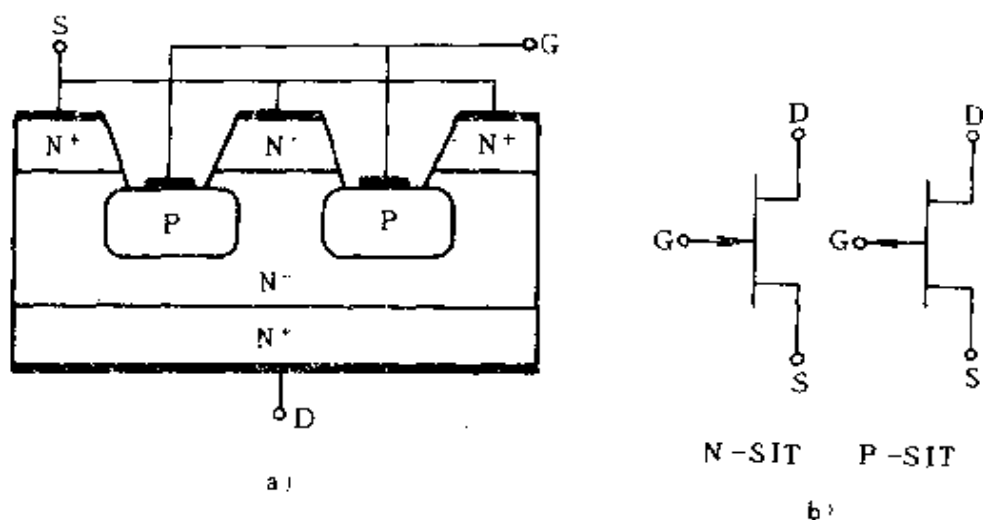


图 8-15 SIT 的原理结构及其图形符号

a) 单元胞结构 b) 符号

SIT 的开通和关断原理可用沟道夹断机理来说明。如图 8-15a 所示，两个门极区之间形成一个沟道，其宽度和长度分别用  $W$  和  $L$  表示。当门源电压为零，也即门源极短路时，门源结形成的耗尽层不可能在沟道中心相遇，因而电子流不会被夹断。由此可知，SIT 确为一常开型器件。

当门源极加以负电压，也即门源结处于反向偏置时，门源间 PN 结耗尽区的宽度增加，特别是  $V_{GS} = V_P$  时，耗尽层在沟道中心相遇，沟道中的电流即被夹断。这就是 SIT 的关断原理。 $V_P$  电压称为夹断电压。

SIT 的漏极电流不但受门极电压控制，同时也受漏极电压的

控制，这种情况与真空三极管非常相似。因此，SIT 呈现类似真空三极管的特性。从这个意义上讲，SIT 可称为固体三极管。由于 SIT 中门极电压和漏极电压都能通过电场控制漏极电流，类似于静电感应现象，因此把 SIT 命名为静电感应晶体管。

N 沟道 SIT 的伏安特性示于图 8-16a 中。由图可知，SIT 的伏安特性与 MOSFET 有很大的不同，但与真空管却十分相似。

当门源电压  $V_{GS}$  为零时，SIT 处于导通状态； $V_{GS}$  在负值方向上增加时，有不同的  $I_D$ - $V_{DS}$  伏安特性。以  $V_{GS}$  为参变量，可做出  $I_D$ - $V_{DS}$  一族特性曲线。

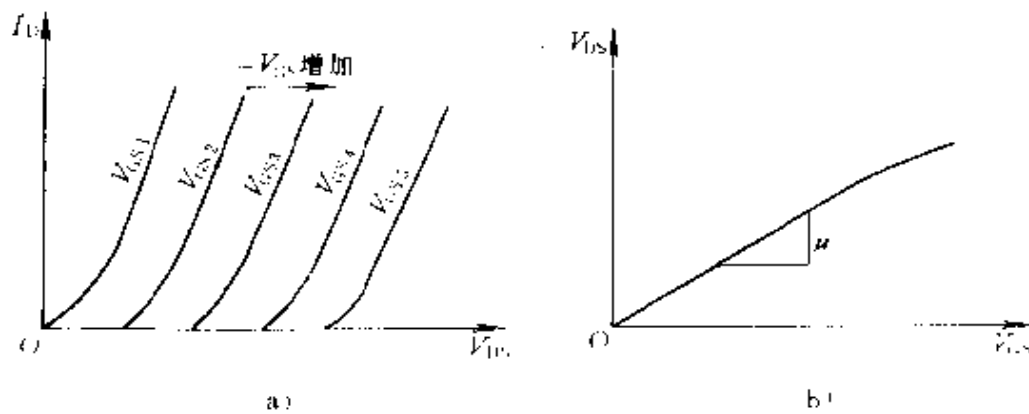


图 8-16 SIT 的静态特性

a) 伏安特性 b) 转移特性

当漏源电压一定时，对应于漏极电流为零时的门源电压  $V_{GS}$  称为 SIT 的夹断电压  $V_P$ 。不同的漏源电压  $V_{DS}$  对应着不同的夹断电压  $V_P$ 。当门源电压  $V_{GS}$  一定时，随着漏源电压  $V_{DS}$  的增加，漏极电流  $I_D$  也线性增加，其大小由 SIT 的通态电阻所决定。由此可知，SIT 不但是一个开关器件，而且是一个特性良好的放大器件。

图 8-16b 所示为 SIT 的转移特性， $V_{DS}$ - $V_{GS}$  特性曲线的斜率定义为阻断增益  $\mu$ ，其值由下式决定

$$\mu = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta V_{GS}} \quad (8-1)$$

阻断增益的含义是：在 SIT 能够处于阻断状态的前提下，漏源电

压的增量与门源负电压增量之比。因为门源电压保持一定时，漏源电压增加，SIT 的漏源电流也要增加，为使漏源之间仍为阻断状态，势必增加门源负电压。由式(8-1)可知，门源负电压增加，SIT 能阻断的电压也成比例地增加，最大的漏源电压  $V_{DSM}$  与最大的门源负电压  $V_{DSM}/\mu$  相对应，也即漏源电压的极限受 SIT 的门源电压所限制。常开型 SIT 的开关特性与功率 MOSFET 很相似，其开关波形及开关时间与相应的 MOSFET 也基本相同。

若改变 SIT 的结构，使沟道变窄，则可使 SIT 在门源电压为零时处于阻断状态。当门源电压为正偏置时，SIT 才可导通，漏源电流与门源电压成正比例变化。这种新结构的 SIT 的特性与双极型晶体管相似，称为常关型器件。因为在门源电压正偏置作用下，产生电导调制效应，故称这种器件为双极型静电感应晶体管，简称 BSIT。

### 8.2.2 静电感应晶闸管 (SITH)

静电感应晶闸管，也可称作场控晶闸管 (FCT) 或双极静电感应晶闸管 (BSITH)。

SITH 是大功率场控开关器件，与 SCR 和 GTO 相比，它有许多优点，例如 SITH 的通态电阻小，通态电压低，开关速度快，开关损耗小，正向电压阻断增益高，开通和关断的电流增益大， $di/dt$  及  $dv/dt$  的耐量高。近几年 SITH 的发展很快，目前 SITH 的产品容量已达到 1000A/2500V，2200A/450V，400A/4500V。由于 SITH 的工作频率可达 100kHz 以上，所以在高频感应加热电源中，SITH 可取代传统的真空三极管。

根据结构的不同，SITH 分为常开型和常闭型两种。目前常开型器件发展较快。此外，根据能否承受反压的特点，SITH 又分为反向阻断型和阳极发射极短路型两种。

由于 SITH 的制造工艺比较复杂，成本比较高，所以它的发展受到一定影响，随着微电子精细加工工艺的改进，SITH 的发展将会进入一个崭新的阶段，其应用领域将会更加广泛。

SITH 的单元胞结构剖面如图 8-17a 所示。由图可以看出，在

$P^+NN^+$  二极管结构中置以  $P^+$  型掩埋门极即形成了 SITH 的基本结构；或者在图 8-17a 所示的 SIT 结构中多加一个  $P^+$  层即形成了 SITH。在  $P^+$  层引出阳极，原 SIT 的源极变为阴极。SITH 的图形符号如图 8-17b 所示。

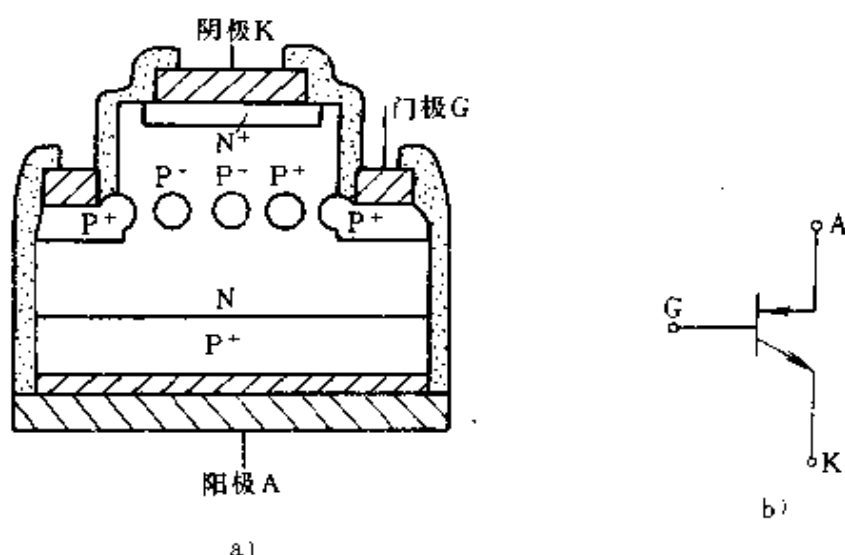


图 8-17 SITH 的单元胞结构剖面及其图形符号  
a) 单元胞结构 b) 符号

与 SIT 一样，SITH 也分常开型和常关型两种器件。图 8-17a 为常开型 SITH 的导通机理示意图。由图可知，在开关 S 打开后，门极处于开路状态。当阳极和阴极之间加以正向电压时，SITH 即有电流  $i_A$  流通，其导通特性和二极管特性相似。由于从阳极区  $P^+$  注入 N 漂移区少数载流子形成了电导调制效应，所以 SITH 比 SIT 的通态电阻小、通态电压低、通态电流大。

SITH 的关断可用沟道夹断的原理来说明。图 8-18a 中，在两个 P 门极区之间形成一个很窄的 N 型沟道。通过改变门极和阴极之间的电压即可控制沟道的通断，进而可控制阳极和阴极之间的电流。图 8-18b 为 SITH 的关断机理示意图。如图中所示，当开关 S 闭合之后，门极加以负电压，也即使门极-阴极结处于反向偏置状态。这时耗尽层扩展，使阳极和阴极之间的电流夹断。在阳极



电流夹断的过程中，由于门极-阴极处于反向偏置状态，所以从器件体内抽出过剩的载流子进而形成比较大的门极负电流。这一过程与GTO关断时的现象非常相似。门极所加负电压越高，可关断的阳极电流也越大，被阻断的阳极电压也越高。

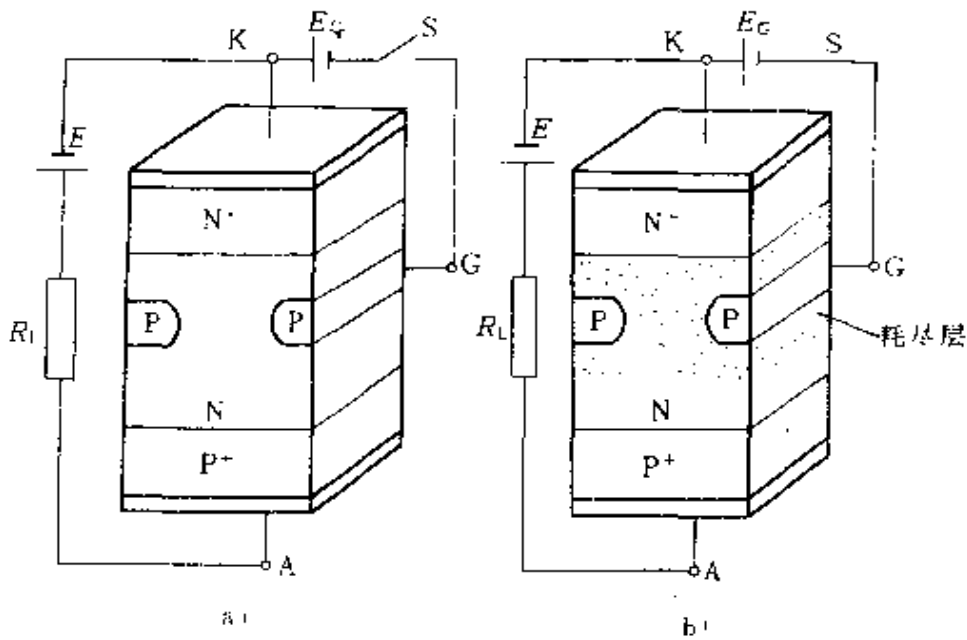


图 8-18 SITH 的导通和关断示意图

a) 导通情况 b) 关断情况

SITH 为场控器件，它与 GTO 不同，由于不存在体内再生反馈的机理，所以不会因  $dv/dt$  过高而产生误触发现象，也不会产生擎住效应。因为 SITH 与 SIT 一样，可通过电场控制阳极电流，因而被称为静电感应晶闸管。

SITH 的静态特性包括：伏安特性、正向阻断特性和通态压降特性，如图 8-19a、b 所示。

由图 8-19a 中常开型 SITH 的静态伏安特性可以看出，特性的正向偏置部分与 SIT 相类似。阳极阻断电压  $V_{AK}$  和阳极可关断电流由门极负电压  $-V_{GS}$  控制。 $-V_{GS}$  越高，阻断阳极电压的能力越强。阳极电压被阻断后，阳极只有很小的漏电流存在，这一点与 SCR 相似，在图 8-17a 所示 SITH 的结构中，阳极具有 PN 结，所

以这种结构型式的 SITH 也能阻断反向电压，显然这种反向阻断能力与门极电压无关。

SITH 的阳极电压阻断能力可用正向阻断特性来描述。图 8-19b 所示为 300A/2500V SITH 阻断特性的实测曲线。图中正向阻断电压为  $V_{AK}$ ，门极反向电压为  $V_{GK}$ 。测试条件为：结温为 125℃，漏电流为 5mA。由图可知，正向阻断电压随着门极负电压的增加而增加，当  $V_{GK}$  从 0 增至 -4V 时， $V_{AK}$  线性的增加， $V_{GK}$  超过 -5V 时， $V_{AK}$  逐步进入饱和范围。 $V_{AK}$  的最大值为 2700V 时， $V_{GK}$  的最大值为 -7V。阻断增益为

$$\mu = \frac{\Delta V_{AK}}{\Delta V_{GK}} \approx 450$$

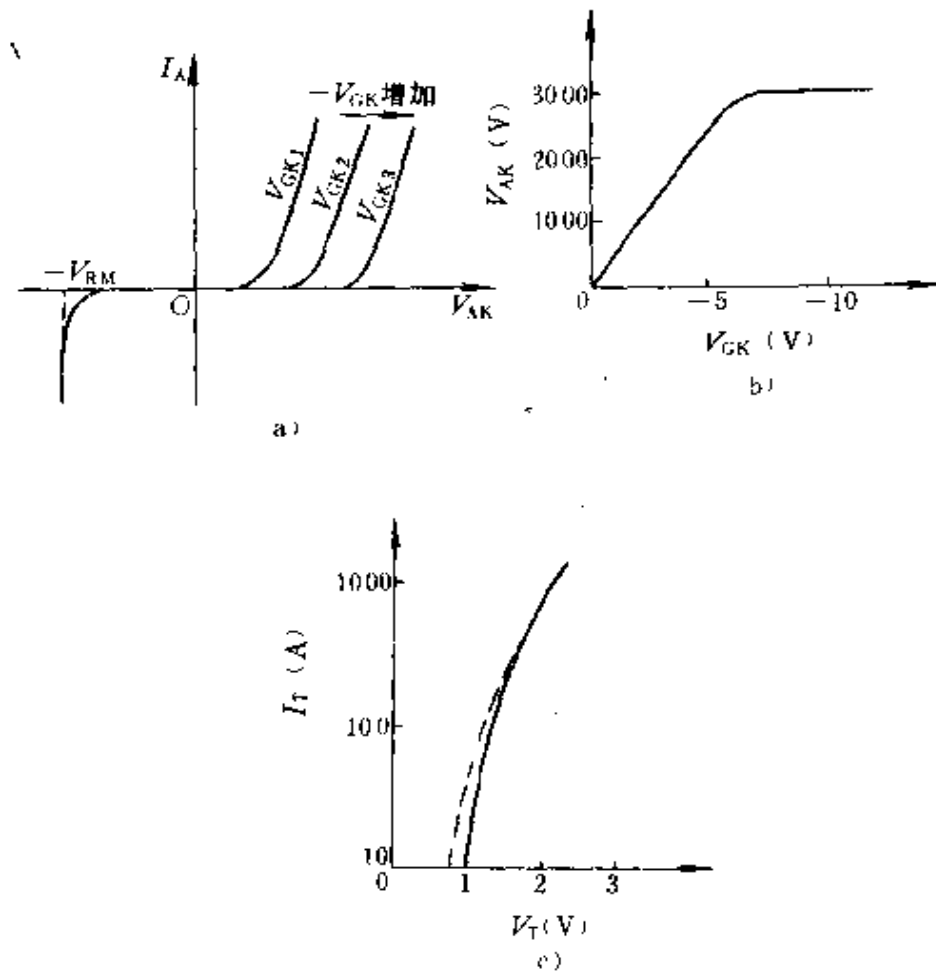


图 8-19 SITH 的静态特性

a) 伏安特性 b) 正向阻断特性 c) 通态压降特性

图 8-19c 所示为阳极电流  $I_T$  与通态电压  $V_T$  的关系曲线。图中实线为结温  $T_j=25^\circ\text{C}$  时的特性曲线；虚线为  $T_j=125^\circ\text{C}$  时的特性曲线。当  $I_T$  为 300A 时， $V_T=1.8\text{V}$ ；当  $I_T$  为 900A 时， $V_T=3.2\text{V}$ 。结温的升高对通态电压的影响很小，这一特性比 GTO 优越。

因为 SITH 为场控器件，所以它的动态特性比 SCR 和 GTO 等器件优越得多。又因为 SITH 有电导调制效应，器件内有大量的存储电荷，所以它的关断时间比 SIT 要慢，工作频率要低。现举 300A/2500V 级 SITH 器件的实测数据为例，具体说明 SITH 的动态特性和动态参数的特点。

图 8-20a 中绘出了动态参数测试电路。各电路参数为： $E=0\sim 1250\text{V}$ ， $C=800\mu\text{F}$ ， $R_L=2\sim 12.5\Omega$ ， $C_s=2\mu\text{F}$ ， $R_s=10\Omega$ 。SITH 的

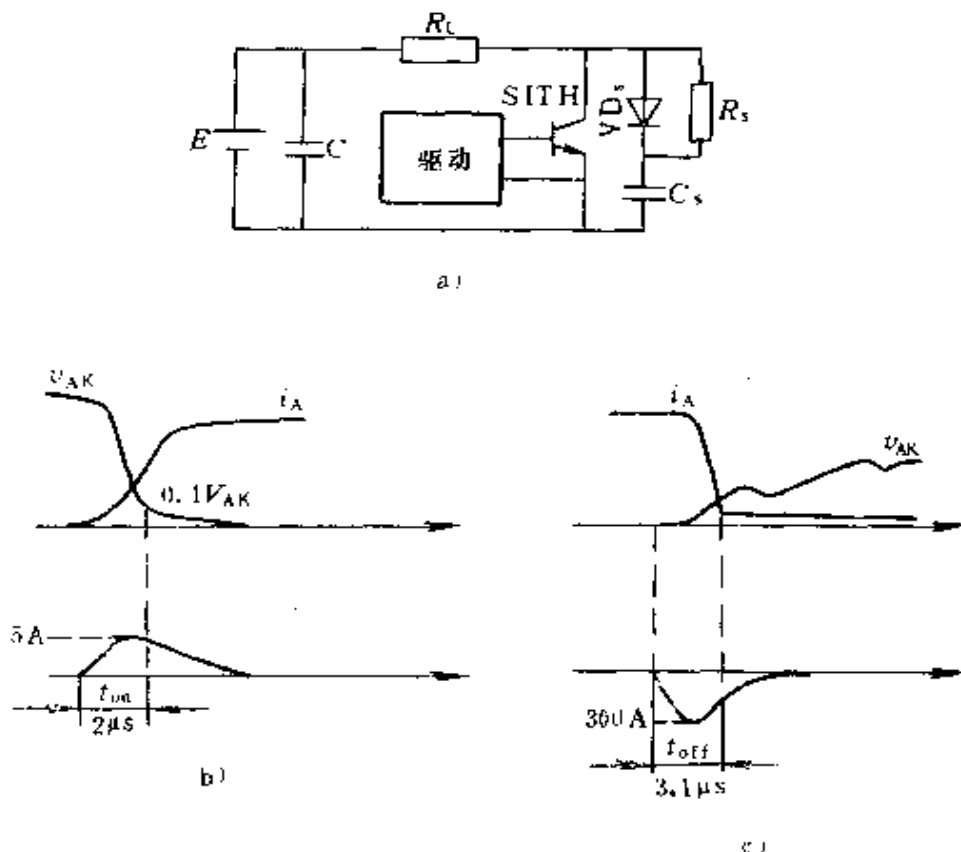


图 8-20 SITH 的动态特性试验电路及各种波形

a) 测试电路 b) 开通波形 c) 关断波形

额定有效值电流为 300A，最大可关断阳极电流为 1000A。

SITH 的导通波形如图 8-20b 所示。由图可知，用峰值为 5A 的门极电流在  $2\mu\text{s}$  的时间内即可使 1000A 的 SITH 导通。SITH 在导通时承受的  $di/dt$  为  $500\text{A}/\mu\text{s}$ 。SITH 为常开器件，不加门极电流也可使其导通，但是为了缩短开通时间可加上不大的正向门极电流。

图 8-20c 示出 SITH 的关断波形。由图可以看出，关断 1000A 的阳极电流可抽出 300A 的门极负电流，关断时间只有  $3.1\mu\text{s}$ 。关断过程中 SITH 承受的  $dv/dt$  为  $550\text{V}/\mu\text{s}$ ，所加门极负电压为  $-5.6\text{V}$ 。

SITH 在开关运行过程中的功率损耗主要包括：通态功率损耗  $P_c$ ，开通功率损耗  $P_{on}$  和关断功率损耗  $P_{off}$ 。在不同频率下运行时，各部分损耗的分配比例不同。若用  $D\%$  表示通态损耗占总损耗的比例数，则可用图 8-21 说明各部分损耗随工作频率  $f$  变化的分配情况。在  $f=1\text{kHz}$  时，通态损耗约等于开通和关断损耗之和，在  $f=3\text{kHz}$  时，三种损耗彼此近乎相等，但是当  $f=10\text{kHz}$  以上时，总损耗的 90% 属开关损耗。通态损耗的比例变得很小。

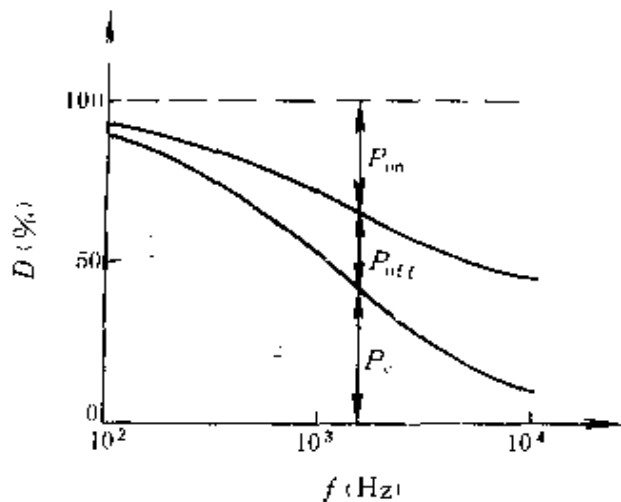


图 8-21 三种损耗的分配比例示意图

### 8.2.3 MOS 控制晶闸管

综合利用晶闸管高电压、大电流技术与 MOSFET 控制技术，研制出了 MOS 晶闸管复合器件。这种复合器件的基本结构是一个晶闸管与一个或几个 MOSFET 的集成。根据门极控制方法的不同，MOS 晶闸管可分为 MOS-GTO (MCT) 和 MOS 光控晶闸

管。MCT 将 MOSFET 的高输入阻抗、低驱动功率与快的开关速度特性和 SCR 的高压、大电流特性结合在一起,成为 80 年代末最热门的器件之一。有人预测, MCT 的出现将是功率开关器件的一次革命,它将取代 SCR、GTR,排挤 IGBT,将 MOSFET 限制在 200V 以下和极高速开关的领域。

### 8.2.3.1 典型结构的 MCT

MCT 的典型结构如图 8-22a 所示。它是在 SCR 结构中集成了一对 MOSFET,通过 MOSFET 来控制 SCR 的导通和关断。使 MCT 导通的 P 沟道 MOSFET 称为 ON-FET,使其关断的 N 沟道

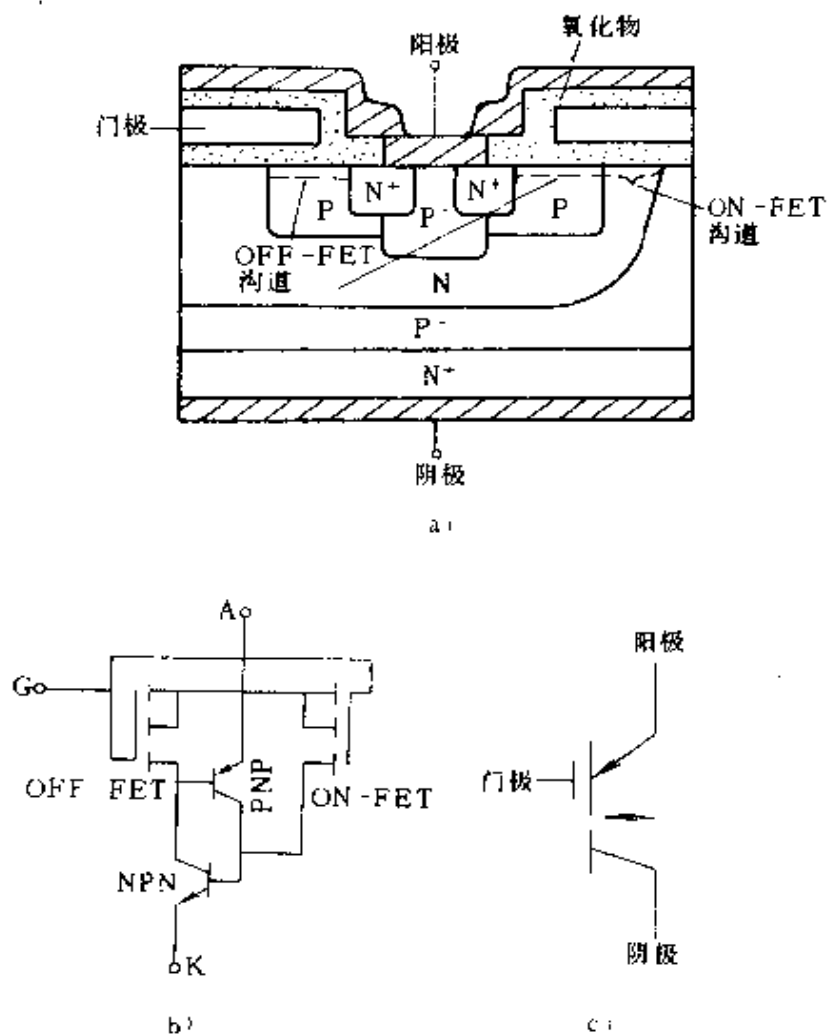


图 8-22 MCT 的单元胞剖面、等效电路及图形符号  
a) 单元胞剖面 b) 等效电路 c) 图形符号

MOSFET 称为 OFF-FET。

MCT 是采用 DMOSFET 集成电路工艺制成的。一个 MCT 大约有  $10^7$  个单胞。每个单胞含有一个宽基区 NPN 晶体管和一个窄基区 PNP 晶体管以及一个 OFF-FET。OFF-FET 连接在 PNP 晶体管的基射极之间，另有 4% 的单胞含有 ON-FET，连接在 PNP 晶体管的集射极之间，这两组的 MOSFET 栅极连接在一起，构成 MCT 的单门极。MCT 的等效电路和符号如图 8-22b 和 c 所示。图中为 P-MCT 的等效电路，N-MCT 的等效电路中箭头反向。

在结构上 MCT 需要用双门极控制，这一点与 SCR 和 GTO 不相同；门极信号以阳极为基准而不是以阴极为基准。当门极相对于阳极加负脉冲电压时，ON-FET 导通，它的漏极电流使 NPN 晶体管导通。NPN 晶体管又使 PNP 晶体管导通并且形成正反馈触发过程。这与 SCR 和 GTO 的导通过程类似。通过正反馈的循环，使  $\alpha_{PNP} + \alpha_{NPN} > 1$ ，于是 MCT 导通。当门极施加相对于阳极为正脉冲的电压时，OFF-FET 导通，PNP 晶体管基极电流中断，PNP 晶体管被切断，破坏了正反馈过程，于是 MCT 关断。

使 MCT 触发导通的门极负脉冲幅度一般为  $-5 \sim -15\text{V}$ ，使其关断的门极正脉冲电压幅度一般为  $+10\text{V}$ 。由此可见，MCT 是一种电压控制器件。

根据对功率 MOSFET 和 IGBT 的研究证明，器件性能和阴极图形结构有密切关系，MCT 也是如此。MCT 将低通态损耗的四层结构与高阻抗 MOS 控制极结合在一起，使得可控制的阴极密度很高，所以 MCT 可设计成具有很高的  $dv/dt$  耐量。现已研制出正向阻断电压高于  $2000\text{V}$  的单个元胞、元胞排、条和各种阵列布局，元胞数高达 21000 个。有效面积为  $8.4\text{mm}^2$  的 MCT，可控制电流密度为  $70\text{A}/\text{cm}^2$ 。

MCT 这种新型复合器件与 GTR、MOSFET、IGBT 和 GTO 等器件相比，有如下优点：

(1) 电压、电流容量大，目前水平为阻断电压  $3000\text{V}$ ，峰值电流  $1000\text{A}$ ，最大关断电流密度为  $6000\text{A}/\text{cm}^2$ 。

(2) 通态压降小, 约为 1.1V, 仅是 IGBT 通态压降的 1/3。对耐压为 600V 的各类器件正向电压与电流关系的比较如图 8-23 所示。

(3)  $di/dt$  和  $dV/dt$  耐量极高, 目前水平为  $di/dt = 2000A/\mu s$ ,  $dV/dt = 20000V/\mu s$ 。

(4) 开关速度快, 开关损耗小。开通时间为 200ns, 可在  $2\mu s$  时间内关断 1000V 电压。

(5) 工作温度高, 其温度受限于反向漏电流, 上限值可达  $250\sim 270^{\circ}C$ 。

(6) MCT 还有一个重要特性是, 即使关断失效, 器件也不会损坏。当工作电压超出安全工作区范围时, MCT 可能失效。而当峰值可控电流超过安全工作区时, MCT 不会像其他大部分功率开关器件那样自然损坏, 而只是不能用门极关断而已。

MCT 无正向偏置的安全工作区。图 8-24 给出了 MCT 的反向偏置安全工作区, 即 MCT 关断时的电压和电流的极限容量。这个 RB-SOA 与结温有关。当工作电压超出 RB-SOA 范围时, MCT

可能会失效, 但是当峰值可控电流

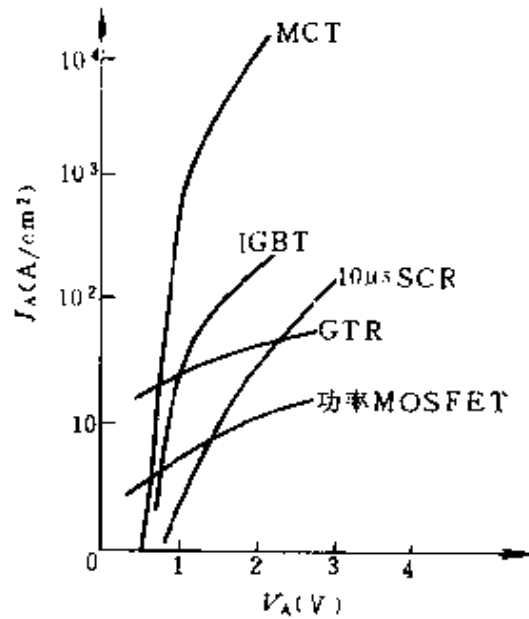


图 8-23 各类功率开关正向压降  $V_A$  与电流密度  $J_A$  的关系

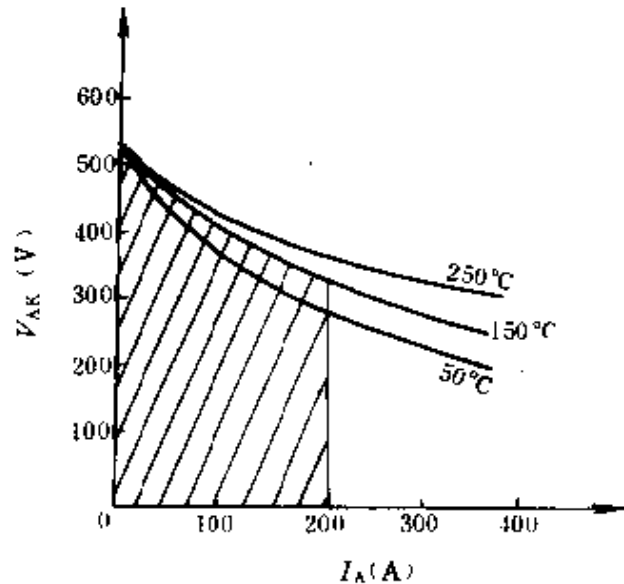


图 8-24 无吸收电路时 MCT 的安全工作区

超出 RBSOA 时, MCT 不会像 GTO 那样损坏。这一性能特点说明 MCT 可用简单的熔断器进行短路保护。

### 8.2.3.2 其他结构的 MCT

MCT 的结构型式有多种, 结构不同控制方法也不同。图 8-25 为非典型结构的 MCT 等效电路, 图 a 为全控型 MCT 的等效电路, 图 b 为半控型的 MCT 等效电路。

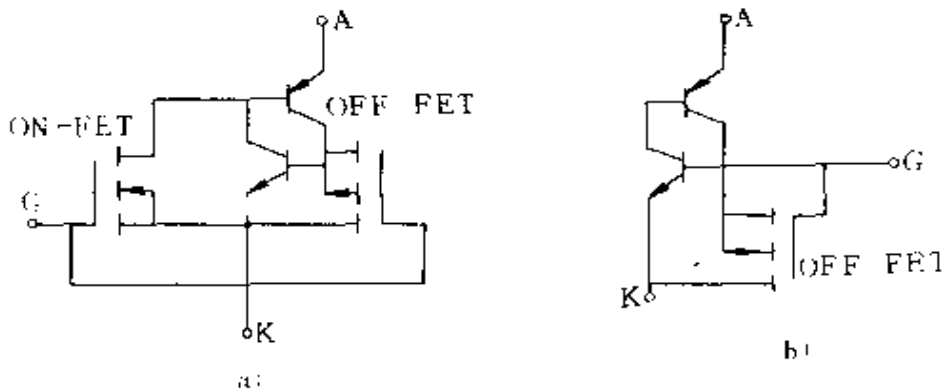


图 8-25 非典型结构的 MCT 等效电路  
a) 全控型 MCT b) 半控型 MCT

在全控型 MCT 中, 用于开通 MCT 的 MOSFET 为 N 沟道的 ON-FET, 用于关断 MCT 的 MOSFET 为 P 沟道的 OFF-FET。MCT 的关断是通过 OFF-FET 的开通来实现的, 因为 ON-FET 是 N 沟道, 而 OFF-FET 是 P 沟道, 一个正的门极电压将同时加在 ON-FET 和 OFF-FET 的门极上。ON-FET 的开通, 使 PNP 晶体管的基极电流增加, 进而使集电极电流增加, 而 PNP 晶体管的集电极电流又注入 NPN 晶体管的基极, 于是在正反馈的作用下, MCT 开通。因为 NPN 晶体管的大部分电流流经 NPN 晶体管的基极, 而并非流经其并联的 ON-FET。在 MCT 导通时, OFF-FET 必须处于阻断状态。

为了提高 MCT 的阻断电压, 简化 MCT 结构, 可用如图 8-25b 所示的半控型 MCT 等效电路, 去掉 ON-FET, 仍用普通门极开通结构而保留 OFF-FET 关断结构, 这样便可提高 MCT 的阻断电



压。

同理，只保留 ON-FET，而去掉 OFF-FET，则可制成开通控制的 MOS 晶闸管，这种器件触发功率很小，并可减小整机体积。

### 8.2.3.3 MOS 触发光控晶闸管

图 8-26 示出 MOS 触发光控晶闸管的等效电路。当有光信号输入时，光电管电流增加，电阻  $R$  两端的电压上升，MOSFET 开通，这时从晶闸管 P 发射区流入的一部分电流即可触发晶闸管使它开通。这种复合器件的光控灵敏度只取决于光电晶体管和 MOSFET，而与 PNP 结构本身无关。这样，即可解决以往光控晶闸管难以克服的由于电源干扰引起的误动作问题，而且光触发灵敏度也可做得很高。例如，只要  $1\sim 3\text{mA}$  的发光管电流，就可以开通  $5\text{A}/600\text{V}$  的 MOS 触发晶闸管。

此外，为使这种器件用于交流负载，已研制出具有零点交叉转换功能的集成光控三端双向晶闸管，这样进一步扩展了这种器件的应用范围。

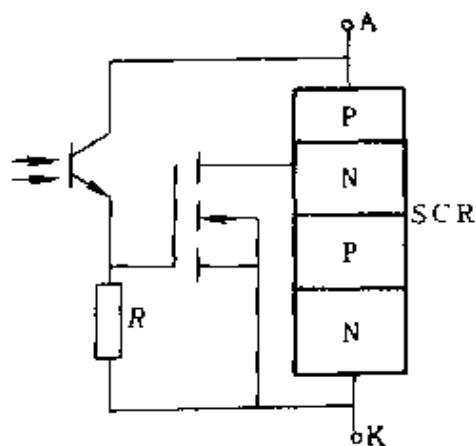


图 8-26 MOS 触发光控晶闸管

## 参考文献

- 1 赵殿甲. 可控硅电路. 北京: 冶金工业出版社, 1986
- 2 顾廉楚主编. 电力半导体器件原理. 北京: 机械工业出版社, 1988
- 3 李中江. VMOS 功率场效应晶体管及其应用. 北京: 人民邮电出版社, 1988
- 4 杨荫彪, 穆云书. 特种半导体器件及其应用. 北京: 电子工业出版社, 1991
- 5 黄俊, 秦祖荫. 电力电子自关断器件及电路. 北京: 机械工业出版社, 1991
- 6 丁道宏. 电力电子技术. 北京: 航空工业出版社, 1992
- 7 张立, 赵永健. 现代电力电子技术——器件、电路及应用. 北京: 科学出版社, 1992
- 8 国家科委电力电子技术发展战略课题组. 电力电子技术发展战略文集. 1989
- 9 刘宗富等. 现代电力电子器件与交流传动. 中国自动化学会电气自动化专业委员会. 1990
- 10 Williams B W. Power Electronics; Devices, Drives and Applications. Published by Macmillan Education Ltd, 1987
- 11 Mohan N, et al. , Power Electronics; Converters, Applications and Design. John Wiley & Sons, 1988
- 12 姜丽君. 集成电路移相触发器. 电力电子技术, 1988 (1)
- 13 张秀谕. 快恢复整流二极管. 电力电子技术, 1987 (2)
- 14 赵永健, 李序葆. 电力晶体管的结构与特性. 电气自动化, 1991 (2)
- 15 李序葆, 赵永健. 电力晶体管的驱动与保护. 电气自动化, 1991 (2)
- 16 周杏生. GTR 自保护高效驱动电路. 电力电子技术, 1989 (1)
- 17 Maige P. 采用 UAA4002 构成的开关晶体管最佳基极驱动和保护电路. 李宏译. 国外电力电子技术, 1989 (4)
- 18 郑一阳等. 用于机电系统的霍尔传感器. 中国交流电动机调速传动学术会议论文集, 1989
- 19 王鸿麟等. 现代通信电源. 北京: 人民邮电出版社, 1987
- 20 赵永健. 脉冲宽度调制 (PWM) 技术原理. 电气自动化, 1992 (4)
- 21 赵永健. SPWM 波形成电路. 电气自动化, 1992 (5)
- 22 赵永健. SPWM 波的微机生成方法. 电气自动化, 1992 (6)
- 23 朱仁初等. 以单片机为基础的交流变频调速用 PWM 控制器. 电气自动

- 化. 1988 (5)
- 24 赵永健, 李序葆. 功率 MOSFET 的结构与特性. 电气自动化. 1991 (3)
  - 25 李序葆, 赵永健. 功率 MOSFET 的应用技术. 电气自动化. 1991 (3)
  - 26 Batashekara K S. 功率 MOSFET 最佳并联应用的参数匹配. 孙桂莲译. 国外电力电子技术. 1988 (3)
  - 27 袁维慈. 大功率 GTO 门控单元综述和试验研究. 铁道机车车辆. 1987 (3)
  - 28 许振茂. GTO 的门极回路和缓冲回路. 电气传动自动化. 1988 (2)
  - 29 李序葆, 赵永健. 可关断晶闸管的原理与特性. 电气自动化. 1991 (4)
  - 30 赵永健, 李序葆. 可关断晶闸管的门极控制技术. 电气自动化. 1991 (4)
  - 31 王聪. 新型的三相 PWM 集成电路 MA818 及其应用. 电气自动化. 1993 (4)
  - 32 李序葆. 电力电子技术的现状与发展. 电气开关. 1992 (5)
  - 33 李序葆, 赵永健. 绝缘门极双极晶体管. 电气自动化. 1991 (5)
  - 34 宫坂、志忠等. IGBT 器件在逆变电路中应用时的保护技术. 刘永德译. 国外电力电子技术. 1992 (1)
  - 35 赵永健, 李序葆. 功率集成电路及其他新型电力电子器件. 电气自动化. 1991 (5)
  - 36 李峻, 张俊儒. 单片桥式电动机驱动器的应用. 电气自动化. 1993 (6)
  - 37 Baliga B J. 智能功率技术综述. 刘欣荣译. 国外电力电子技术. 1992 (2)
  - 38 Michal Lenz. 电动机供电用无串通电流的 IC 桥路. 田绍琪译. 国外电气自动化. 1992 (1)
  - 39 李序葆. 在工业电气传动中交流电动机调速的进展. 电气传动自动化. 1993 (3)
  - 40 叶家金, 李鸿斌. 磁通轨迹控制的 GTO 逆变器变频调速系统. 电力电子技术. 1994 (2)
  - 41 邬伟扬, 张纯江. 具有复合制动功能的 GTO 斩波调速系统. 电力电子技术. 1993 (5)
  - 42 本部光幸. 快速响应、大容量 GTO 逆变器. 晓渠译. 国外电气自动化. 1992 (2)

- 43 钱文明等. 用于 IGBT 的专用集成驱动器 HR065 的设计原理与应用研究. 电气传动. 1995 (2)
- 44 夏新顺等. IGBT-SPWM 静音式变频调速系统. 电气传动. 1994 (5)
- 45 韦晓峰, 吴剑川. IGBT 变频器的研究. 电气传动. 1993 (4)
- 46 沈宏, 陈焯. 30kW/50kHz IGBT 并联谐振感应加热电源. 电力电子技术. 1995 (2)
- 47 杜中义等. 多弧离子镀 IGBT 逆变弧焊电源. 电力电子技术. 1995 (2)

# 《电气自动化新技术丛书》

## 目 录

- 大功率交-交变频调速及矢量控制技术 (第2版) 马小亮著 已出版
- 可编程序控制器及其应用 宣练中、王燕生等编 已出版
- 电气传动的脉宽调制控制技术 吴守箴、臧英杰著 已出版
- 智能控制系统及其应用 王顺晃、舒迪前编著 已出版
- 异步电动机直接转矩控制 李凤编 已出版
- 模糊控制原理与应用 诸静等著 已出版
- 开关型磁阻电动机调速控制技术 王宏华编著 已出版
- 滑模变结构控制 王丰尧编著 已出版
- 系统最优化及控制 符曦编著 已出版
- 通用变频器及其应用 满永奎、韩安荣、吴成东编著 已出版
- 计算机辅助设计技术与应用 杨竞衡主编 已出版
- 电力电子场控器件及其应用 张立、黄两一等编著 已出版
- 直流无刷电动机原理及应用 张琛编著 已出版
- 预测控制系统及其应用 舒迪前编著 已出版
- 现代计算机数控系统 冯勇、霍勇进编著 已出版
- 同步电动机调速系统 李志民、张遇杰编著 已出版
- 现代矿井提升机电控系统 王清灵、龚幼民编著 已出版
- 电力电子器件及其应用 李序葆、赵永健编著 已出版
- 交流步进拖动系统 孙鹤旭编著 已出版
- 无速度传感器矢量控制原理与实践 冯焱生编著 预计1997年4月出版
- 机器人控制技术 孙迪生、王炎编著 预计1997年4月出版
- 带钢热连轧计算机控制 刘玠、孙一康等编著 预计1997年4月出版
- 电机控制专用集成电路 谭建成主编 预计1997年7月出版
- MATLAB语言与自动控制系统 魏克新主编 预计1997年7月出版
- 执行电动机 王季秩、曲家骥编著 预计1997年7月出版

- 交流调速系统 陈伯时、陈敏逊编著 预计 1997 年 11 月出版
- 交流伺服系统原理及应用 徐殿国、高波、王炎编著 预计 1997 年 11 月出版
- 神经网络控制 王永骥、涂健编著 预计 1997 年 11 月出版
- 现代电力电子器件应用导则 毛正元编著 预计 1997 年 11 月出版
- 电控设备可靠性工程技术 徐平、李全灿编著 预计 1997 年 11 月出版
- 直流调速系统全数字控制 叶玉、皮壮行、马济泉、余锡仁编著 预计 1998 年 3 月出版
- 工业计算机网络与多媒体技术 张浩、张民编著 预计 1998 年 3 月出版
- 谐波抑制和无功功率补偿 王兆安、杨君、刘进军编著 预计 1998 年 3 月出版
- 交流电机数字控制系统 李永东、王长江编著 预计 1998 年 3 月出版
- 伺服控制系统中的传感器 曲家骥、王季秩编著 预计 1998 年 3 月出版
- 交、直流传动系统的自适应控制 夏超英编著 预计 1998 年 3 月出版
- SPWM 变频应用技术 张燕宾编著 预计 1998 年 3 月出版

注：电气自动化新技术丛书由机械工业出版社出版，新华书店发行、经售。在新华书店购不到时，可与中国自动化学会电气自动化专业委员会邮购部（300180 天津市津塘路 174 号，电话（022）4391405—566）联系购买。