

第一章 电力半导体器件的基本原理、特性及参数

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

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

1.1 电力半导体器件发展史及评述

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

1.2 半导体整流器

1.2.1 结型整流管

(一) PN结工作原理及静态特性

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

1. PN结为零偏置

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

也通过空间电荷区的少子漂移电流相等,因此从总体上看,没有电流通过PN结。

2. PN 结为正偏置

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

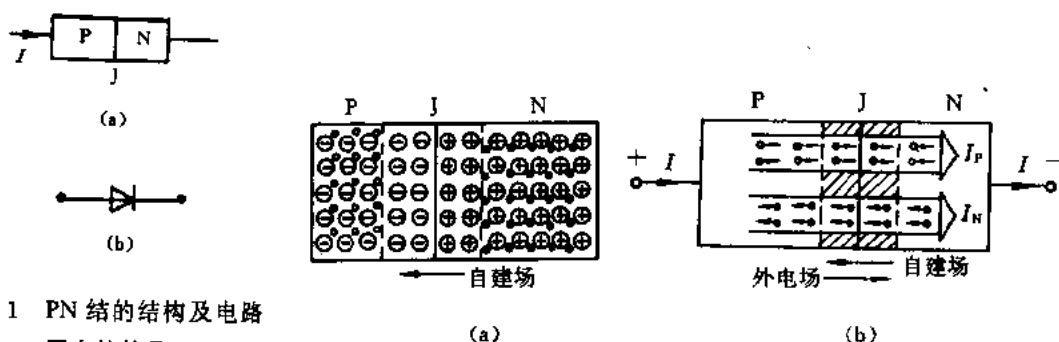


图 1.1 PN 结的结构及电路

图中的符号

(a) 结构; (b) 符号

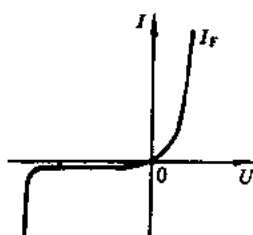


图 1.3 PN 结静态伏安特性

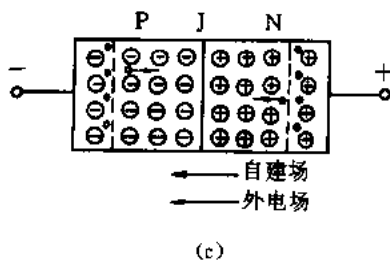


图 1.2 不同偏置下的PN结

(a) 零偏置下PN结; (b) 正偏置下PN结; (c) 反偏置下PN结

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

3. PN 结为反偏置

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

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

由上面分析可知:

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

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

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

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

(二) PN 结的动态行为

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

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

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

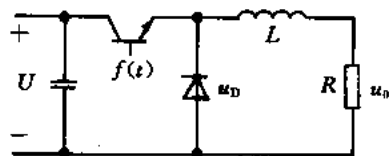


图 1.4 整流管通断工作电路

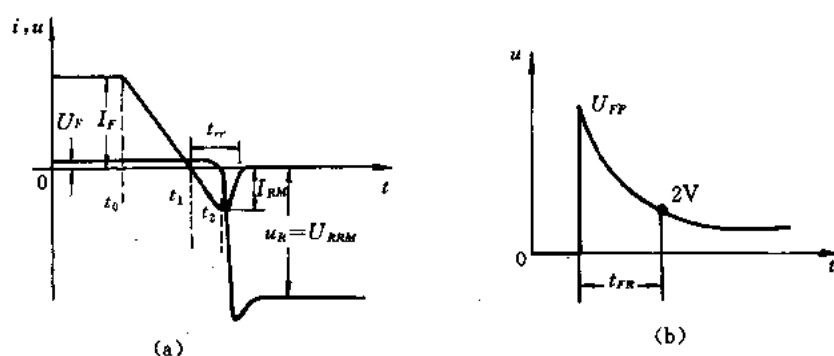


图 1.5 PN 结的动态波形

(a) 反向恢复; (b) 正向恢复

要因素。因此,在设计电路时应考虑到整流管动态行为的影响。

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

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

因此,在使用时人们应注意到这些影响因素。

(三) PN 结电容

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

(四) 整流管的参数

整流管的主要参数包括:

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

对于普通整流管,一般不给出它的动态参数;对于快速整流管和开关二极管,都应当

给出它们的动态参数。

1.2.2 其它类型的整流管

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

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

1.3 双极型晶体管

1.3.1 晶体管的工作原理及静态输出特性

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

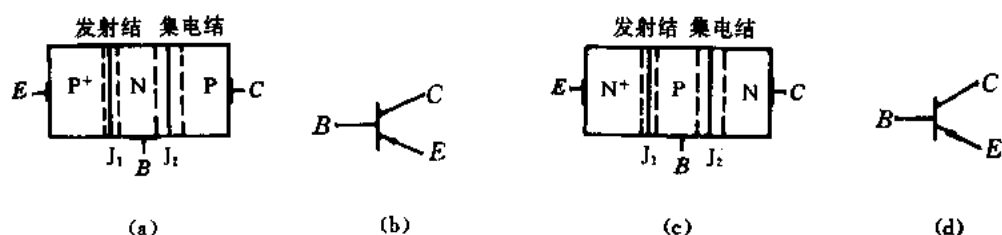


图 1.6 晶体管的结构及电路图中的符号

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

(一) 晶体管 $B-E$ 间不加电压

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

$$I = \alpha I + I_0$$

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

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

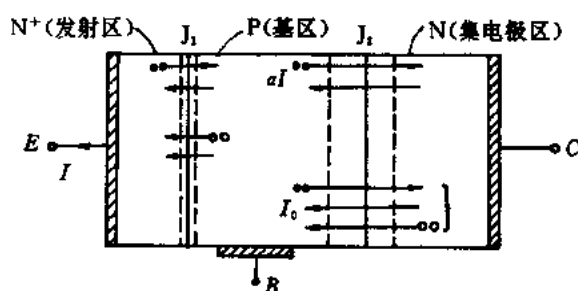


图 1.7 B-E 间不加电压时晶体管中电流的传输

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

(二) 晶体管 B-E 间加正向电压

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

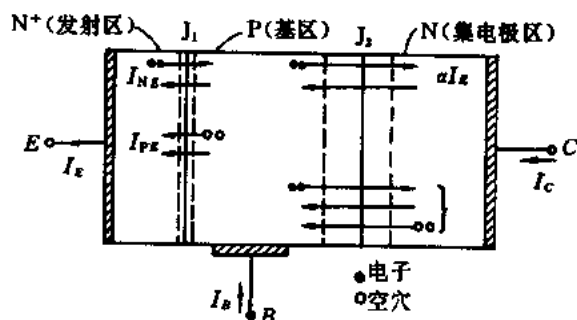


图 1.8 B-E 间加正向电压时晶体管中的电流传输

电流 I_{NE} 两部分组成, 即

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

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

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

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

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

这样, 发射区的电流 I_E 能转成集电区的电流为

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

若定义晶体管共基极接法时的电流放大系数为

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

则有

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

很显然, I_C , I_E 和 I_B 应遵守下列原则:

$$I_E = I_B + I_C$$

即

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

那么

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

现定义

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

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

(三) 有源放大区

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

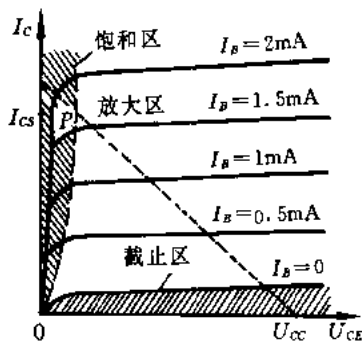


图 1.9 NPN 晶体管共射极接法的输出特性

(四) 饱和状态

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

1.3.2 晶体管开关工作状态

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

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

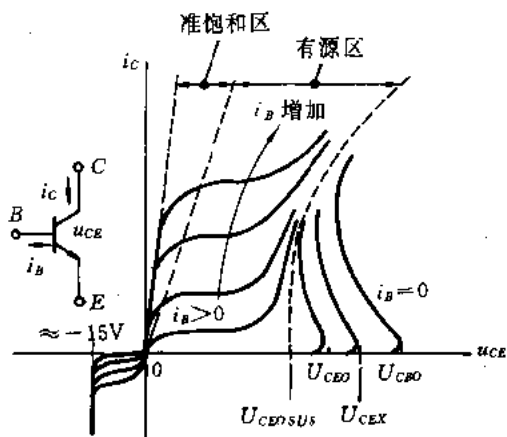


图 1.10 工作区划分示意图

加入正激励脉冲,晶体管经过延时和上升阶段才达到饱和区。并定义开通时间为

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

式中 t_d 为延迟时间($t_1 - t_0$);

t_r 为上升时间($t_2 - t_1$)。

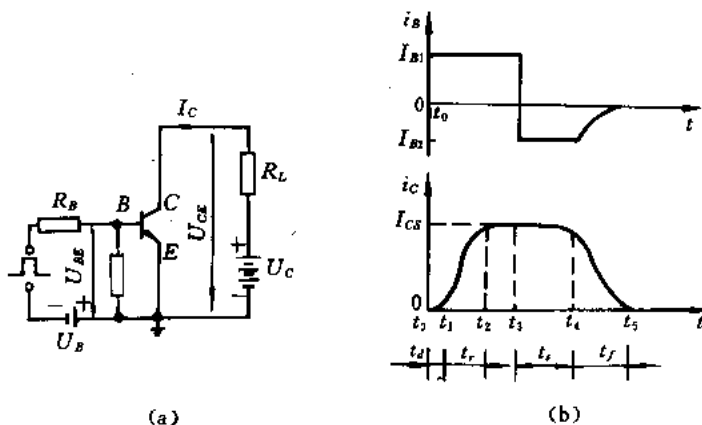
当反向信号加到基极时,晶体管经过存储和下降阶段才返回到截止区。并定义关断时间为

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

式中 t_s 为存储时间($t_4 - t_3$);

t_f 为下降时间($t_5 - t_4$)。

延迟过程是因为发射结势垒电容充电引起的,上升过程是由于基区电荷储存需



(a)

(b)

图 1.11 晶体管开关工作过程

(a) 开关电路原理图; (b) 工作波形

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

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

$$t_{on} = t_d + t_{rL} + t_{fV} \quad (1.12)$$

$$t_{off} = t_s + t_{fI} + t_{rV} \quad (1.13)$$

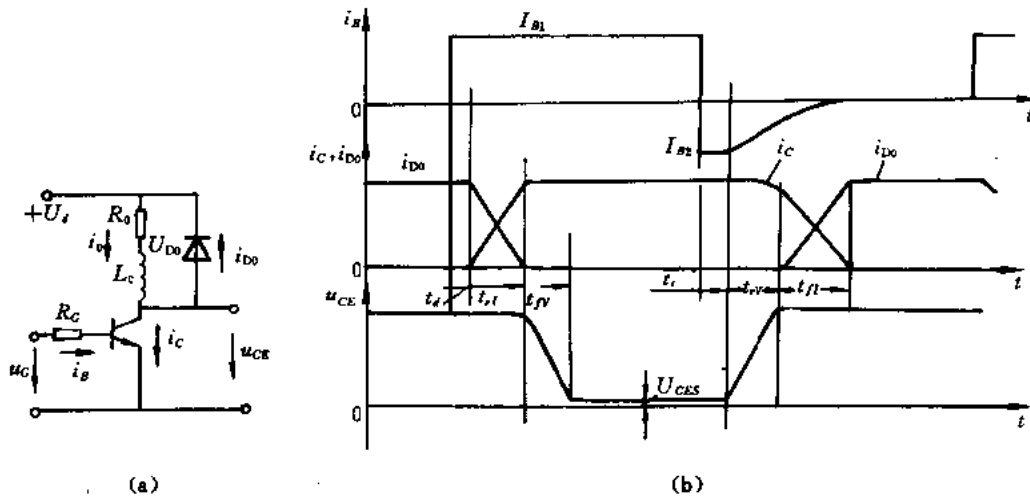


图 1.12 具有电压箝位感性负载的开关过程
(a) 电路; (b) 工作波形

1.3.3 二次击穿和安全工作区

(一) 二次击穿

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

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

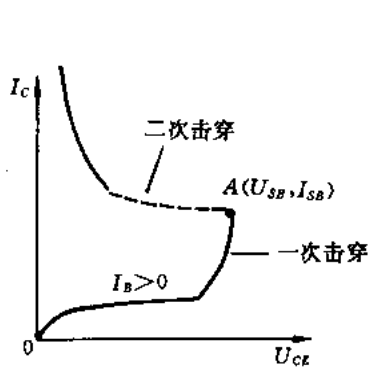


图 1.13 二次击穿示意图

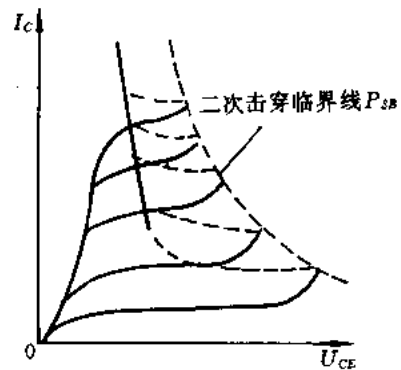


图 1.14 二次击穿临界线示意图

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

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

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

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

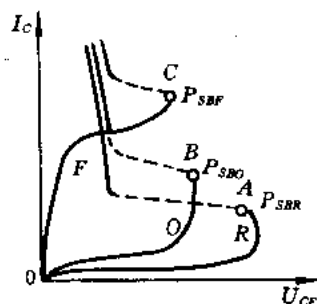


图 1.15 三种不同工作状态下二次击穿曲线
(F, $I_B > 0$; O, $I_B = 0$; R, $I_B < 0$)

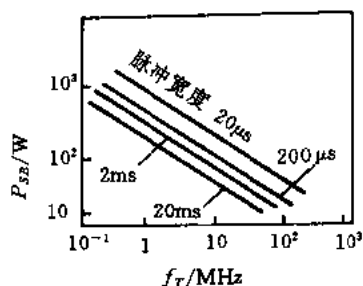


图 1.16 P_{SB} 与 f_T 的关系

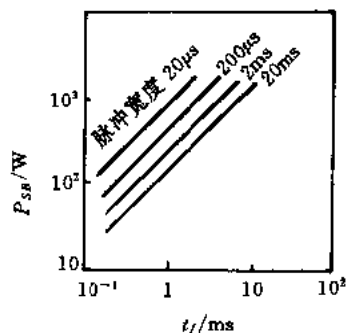


图 1.17 P_{SB} 与 t_f 的关系

(二) 安全工作区(SOA)

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

1. 开通安全工作区(正偏安全工作区——FBSOA)

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

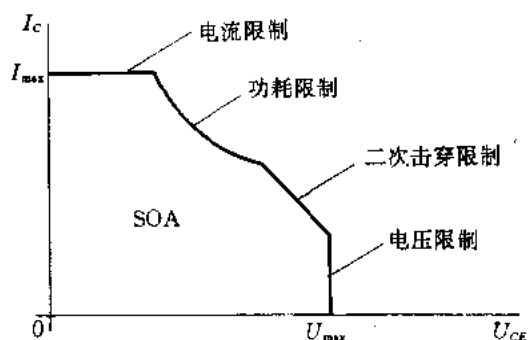


图 1.18 晶体管的安全工作区(SOA)

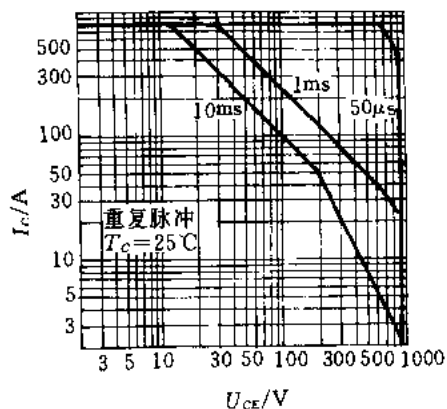


图 1.19 1DI400A-120 的 FBSOA

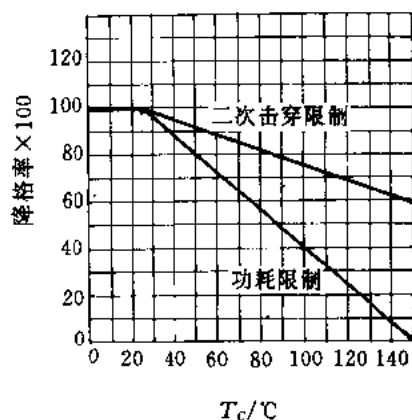


图 1.20 安全工作区与壳温的关系

关：

- (1) 温度；
- (2) 集电极脉冲电流持续时间。

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

2. 关断安全工作区(反偏安全工作区——RBSOA)

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

3. 非重复过载(安全)工作区(AOA)

晶体管过载能力是用户极感兴趣的一个问题,也是反映器件水平的一项重要技术经

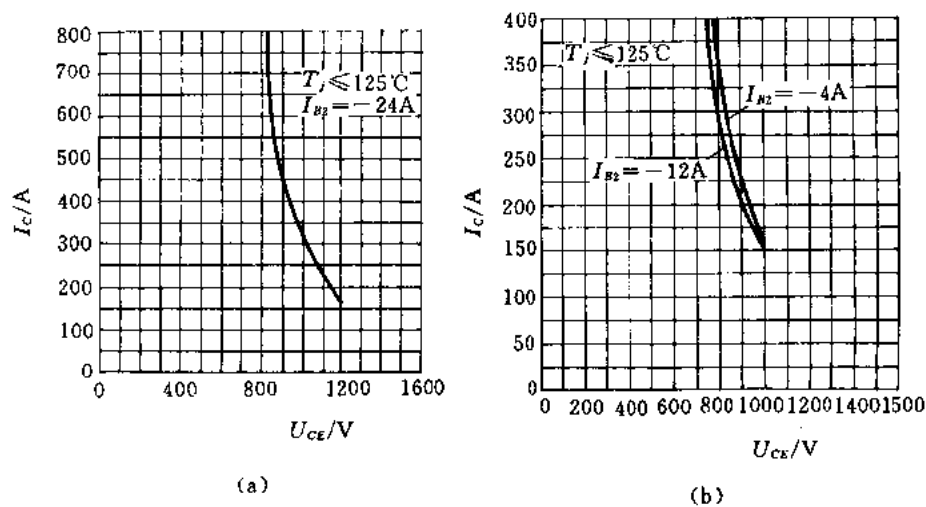


图 1.21 反偏安全工作区
(a) 1DI400A-120; (b) 2DI200D-100

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

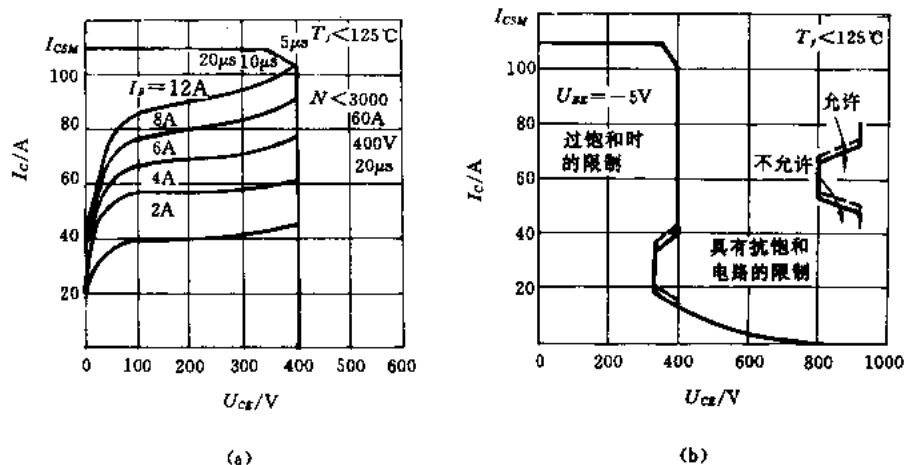


图 1.22 非重复过载安全工作区
(a) 正偏置下 (FBAOA); (b) 反偏置下 (RBAOA)

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

1.3.4 晶体管的电压参数说明

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

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

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

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

U_{CEOSUS} : 基极开路时集电结的维持电压,以平衡集电极电流

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

一般 $h_{FE} = 5 \sim 20$, 则

$$U_{CEOSUS} = 0.64 \sim 0.47 U_{CBO}$$

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

1.3.5 晶体管的主要参数

此处只把最重要的参数列出,其余参数及特性曲线请查器件手册。

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

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

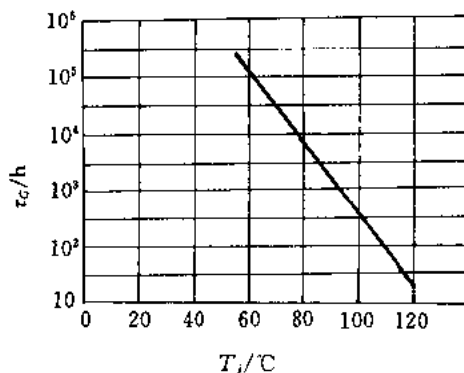
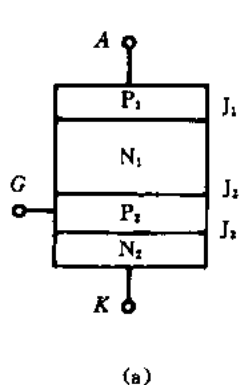


图 1.23 工作寿命 τ_G 与 T_j 的关系

1.4 逆阻型晶闸管及其派生器件

1.4.1 晶闸管的工作原理及静态特性

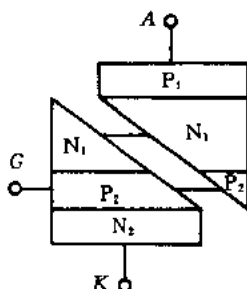
晶闸管是三端四层器件,共有三个PN结(J_1, J_2 和 J_3),如图1.24(a)所示,其电路符号表示在图1.24(b)上。 A 为阳极, K 为阴极, G 为门极。若把晶闸管看成由两个晶体管($P_1N_1P_2, N_1P_2N_2$)构成的,如图1.25(a)所示,则其等值电路可表示成图1.25(b)那样。现



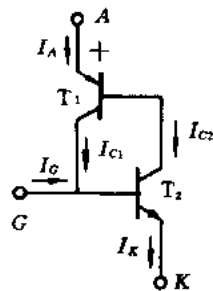
(a)



(b)



(a)



(b)

图 1.24 晶闸管的结构及符号

(a) 结构; (b) 符号

图 1.25 两晶体管模型

(a) 模型结构; (b) 等值电路

令 $P_1N_1P_2$ 晶体管共基极电流放大系数为 α_1 , $N_1P_2N_2$ 晶体管共基极电流放大系数为 α_2 , 对于 $P_1N_1P_2$ 晶体管, P_1N_1 为发射结, N_1P_2 为集电结; 对于 $N_1P_2N_2$ 晶体管, P_2N_2 为发射结, N_1P_2 仍为集电结, 因此 N_1P_2 为公共的收集结。当 $A-K$ 两端加正电压时, J_1 和 J_3 结为正偏置, 则中间结(J_2)为反偏置。当 $A-K$ 两端加反压时, 中间结(J_2)为正偏置, 而 J_1 和 J_3 结均为反偏置。在晶闸管未导通时, 加正压时的外加电压由反偏置的 J_2 结承担; 而加反压时的外加电压主要由反偏置的 J_1 结承担(这是由晶闸管的制造工艺和结构决定的)。

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

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

于是有

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

即

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

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

在晶闸管设计中, α_2 设计得比 α_1 大, 同时 α_1 和 α_2 均随着阳极电流 I 的增加而增大, 如图 1.27 所示。由式(1.15)可知, 不论采取何种办法增加通过晶闸管的电流, 并使 $\alpha_1 + \alpha_2$ 趋近 1 时, 将即刻出现内部正反馈过程[参照图 1.25(b)], 阳极电流将急剧增大, 晶闸管

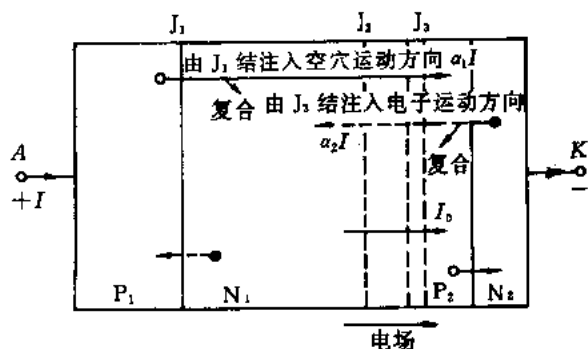


图 1.26 门极开路时通过 J_2 结的电流示意图

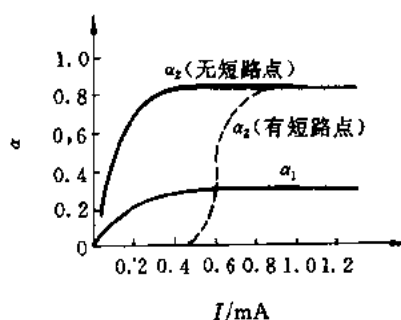


图 1.27 $\alpha \sim I$ 的关系

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

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

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

使晶闸管转变成导通状态,可有多种办法使阳极电流增加:

(1) 正向转折导通:提高 U_{AK} 正向电压,阳极电流 I 增加,直到 $\alpha_1 + \alpha_2 \geq 1$,晶闸管转入通态。

(2) 温度导通:当温度增加时, I_0 随着增加,直到 $\alpha_1 + \alpha_2 \geq 1$,晶闸管转入通态。

(3) $\frac{du}{dt}$ 导通:各 PN 结都存在着电

容。在 $A-K$ 两端加正向变化的电压时,各 PN 结将流过充电电流,其作用也相当阳极电流 I 增加,当 $\alpha_1 + \alpha_2 \geq 1$ 时,晶闸管也就导通了。

以上三种导通都无需门极信号,属于非正常导通。

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

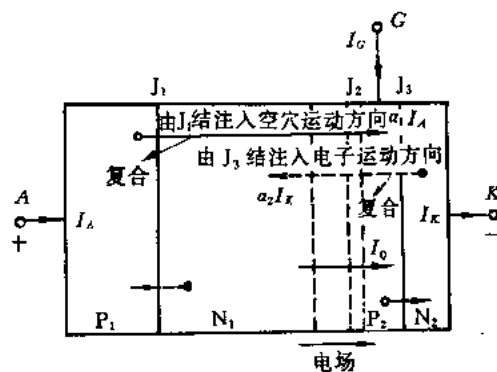


图 1.28 有门极信号时通过 J_2 结的电流示意图

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

同时有

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

整理得

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

由式(1.19)可知,门极电流增加, I_K 增加, I_A 也必然增加,因此 α_1 和 α_2 随之增加。当门极信号增加到 $\alpha_1 + \alpha_2$ 接近1时,阳极电流 I_A 猛增,晶闸管由正向阻断状态转入导通状态。

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

(二) 晶闸管的反向阻断状态

当A-K两端加反向电压时,晶闸管则处于“反向阻断状态”,这时晶闸管也相当于“高阻态”。在这种情况下,晶闸管已失去内部正反馈的作用,这时加门极正信号只能增加通过晶闸管的反向漏电流,从而增加了器件的损耗。因此,通常门极触发不使用直流信号,其特性同反偏置整流管类似,但它的反向击穿电压值仍不同于单个PN结,而受 α_1 的影响。

(三) 逆阻型晶闸管的静态伏安特性

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

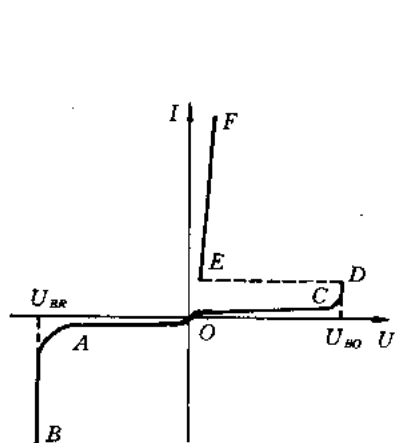


图 1.29 逆阻型晶闸管的静态伏安特性

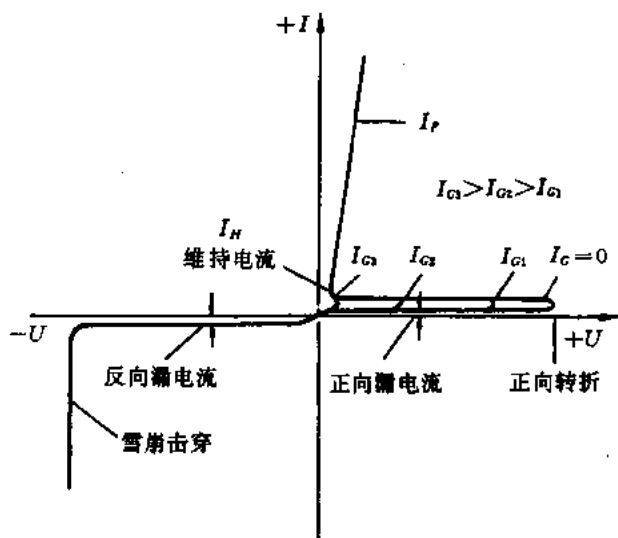


图 1.30 正向转折电压随 I_G 增大而下降

值得提醒的是：

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

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

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

晶闸管将自动从通态转变为断态,该临界电流值称为维持电流(I_H)。

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

1.4.2 晶闸管的开关过程及动态参数

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

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

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

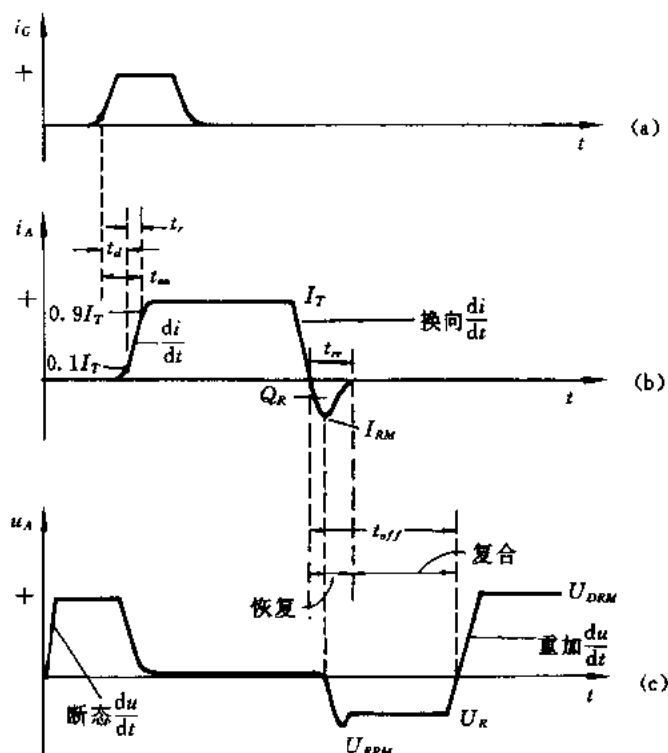


图 1.31 晶闸管的开关波形

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

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

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

晶闸管的四个动态参数是:

(1) 开通时间(t_{on})

(2) 关断时间(t_{off})

(3) 正向电压上升率 $\left(\frac{du}{dt}\right)$;断态 $\frac{du}{dt}$,重加 $\frac{du}{dt}$

(4) 电流上升率 $\left(\frac{di}{dt}\right)$

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

表 1.1 $\frac{du}{dt}$ 与结温关系 单位:V/ μ s

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

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

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

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

表 1.3 门极触发电流峰值与 $\frac{di}{dt}$ 耐量的关系

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

注:被试管为 100A/20kHz 高频晶闸管。

1.4.3 晶闸管的 $\frac{di}{dt}$ 耐量及工作寿命

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

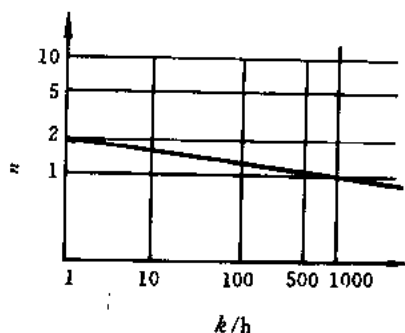


图 1.32 工作寿命 k 和导通点瞬时温升倍数 n 的关系曲线

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

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

1.4.4 逆阻型晶闸管的参数

晶闸管的主要静态参数列举如下:

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

(7) 关断时间(t_{off})

(8) 断态临界电压上升率 $\left(\frac{du}{dt}\right)$

(9) 通态临界电流上升率 $\left(\frac{di}{dt}\right)$

(10) 门极参数:

门极触发电流(I_{GT})

门极触发电压(U_{GT})

门极不触发电流(I_{GD})

门极不触发电压(U_{GD})

门极峰值功率(P_{GM})

门极平均功率(P_G)

(11) 维持电流(I_H)

(12) 结温(T_{jm})

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

1.4.5 有关晶闸管派生器件的说明

本节将介绍几种常用晶闸管派生器件的特点,以拓宽读者的知识面。

(一) 双向晶闸管(TRIAC)

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

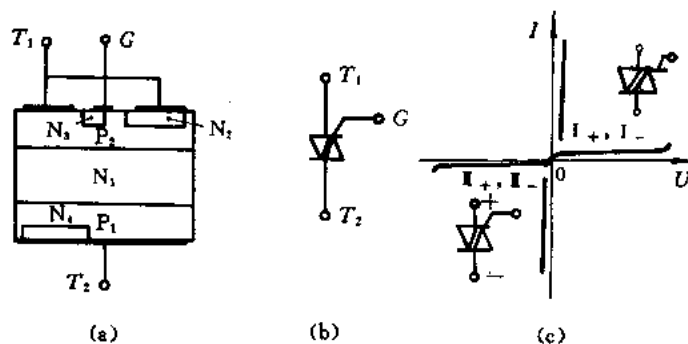


图 1.33 双向晶闸管
(a) 结构; (b) 符号; (c) 静态特性

(1) 由于引入了 N_2 硅岛,使得门极(G)相对于 T_1 端无论是正的还是负的,都能触发双向晶闸管,这时 T_1 相对于 T_2 既可以是正的也可以是负的,也就是说 T_2 相对 T_1 是正时,可以使用 $i_G(I_+)$ 也可以使用 $i_G(I_-)$ 去触发器件;当 T_2 相对于 T_1 是负时,同样也可

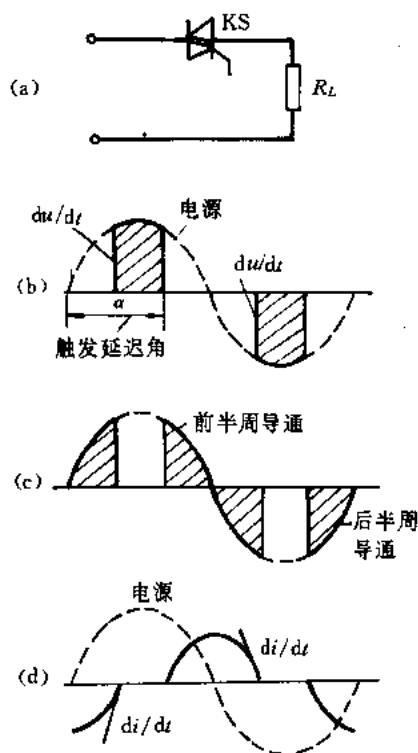


图 1.34 双向晶闸管电路波形
(a) 电路; (b) KS 上的电压波形;
(c) 感性负载上的电压波形;
(d) KS 中的电流波形

以使用正或负脉冲(Ⅲ₊或Ⅲ₋)去触发器件,但因触发途径不同而造成触发灵敏度不同,一般 $I_{+} > I_{-} > I_{-} > I_{+}$,通常第一象限使用 I_{+} ,第三象限使用 I_{-} 。

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

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

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

(5) 双向晶闸管的浪涌电流能力比逆阻型晶闸管低。

双向晶闸管是一种交流开关,主要用于交流相位调压、零电压调功器和固体开关等。

(二) 逆导晶闸管(RCT)

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

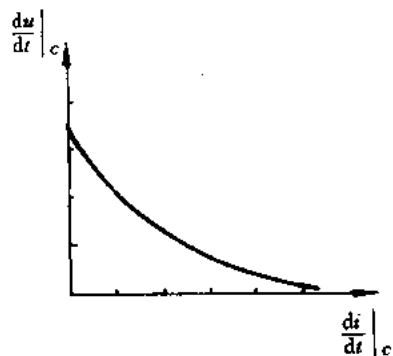


图 1.35 $\left. \frac{du}{dt} \right|_c$ 与 $\left. \frac{di}{dt} \right|_c$ 的关系

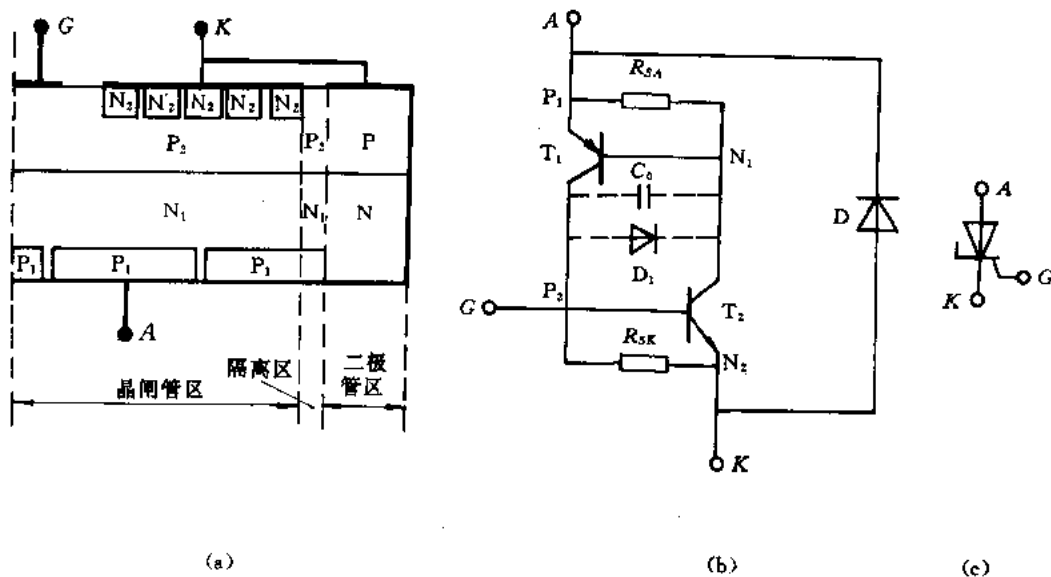


图 1.36 逆导晶闸管
(a) 结构; (b) 等效模型; (c) 符号

或 $-\frac{di}{dt}$ 。但不管用哪一种参数来表征换流能力, 实际测试时都以另一个参数作为条件, 因此, 实际上是考虑到两个因素对逆导晶闸管换流能力的影响。

逆导晶闸管可被广泛运用于直流斩波调速、中频感应加热及某些逆变电路。

(三) 可关断晶闸管(GTO)

可关断晶闸管是一种电流注入型自关断器件, 利用正门极信号触发 GTO 导通, 利用很大的负门极脉冲去关断 GTO。因此 GTO 在直流电路或需强迫换流的逆变电路中使用起来非常方便。如图 1.38(a), (b) 所示, 采用 GTO 时, 可取消图 1.38(a) 中的强迫换流回路。

目前, 高压、大电流的 GTO 已商用化, 因此 GTO 在低频高压、大电流应用领域占据着优势。GTO 的结构和静态特性同逆阻型晶闸管是一样的, 此处不再重复画出, 而把其电路符号画在图 1.39 中。GTO 的导通机理同 SCR 是完全一样的。GTO 一旦导通之后, 门极信号是可以撤除的, 但二者在关断机理上是不同的。关断 SCR 需用外部换流电路迫使阳极电流小于维持电流而关断[见图 1.38(a)], 但迫使阳极电流减少也可以采用门极加负信号的办法, 如图 1.40 所示。

当门极加上负信号时, P 基区的过剩空穴通过门极流出, 而电子通过 J1 结被排出。这种现象首先发生在最靠近门极的 P 基区, 尔后逐渐向远离门极的区域扩展(如图 1.40 左图)。随着电子和空穴被排除, 首先在最靠近门极附近的 J1 结形成空间电荷区, 该区就停止向 P 基区注入电子, 阳极电流被逼向远离门极的区域(如图 1.40 右图)。若能把远离门

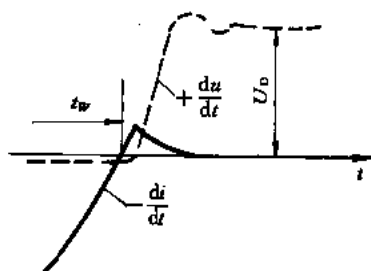


图 1.37 逆导晶闸管换流时的波形

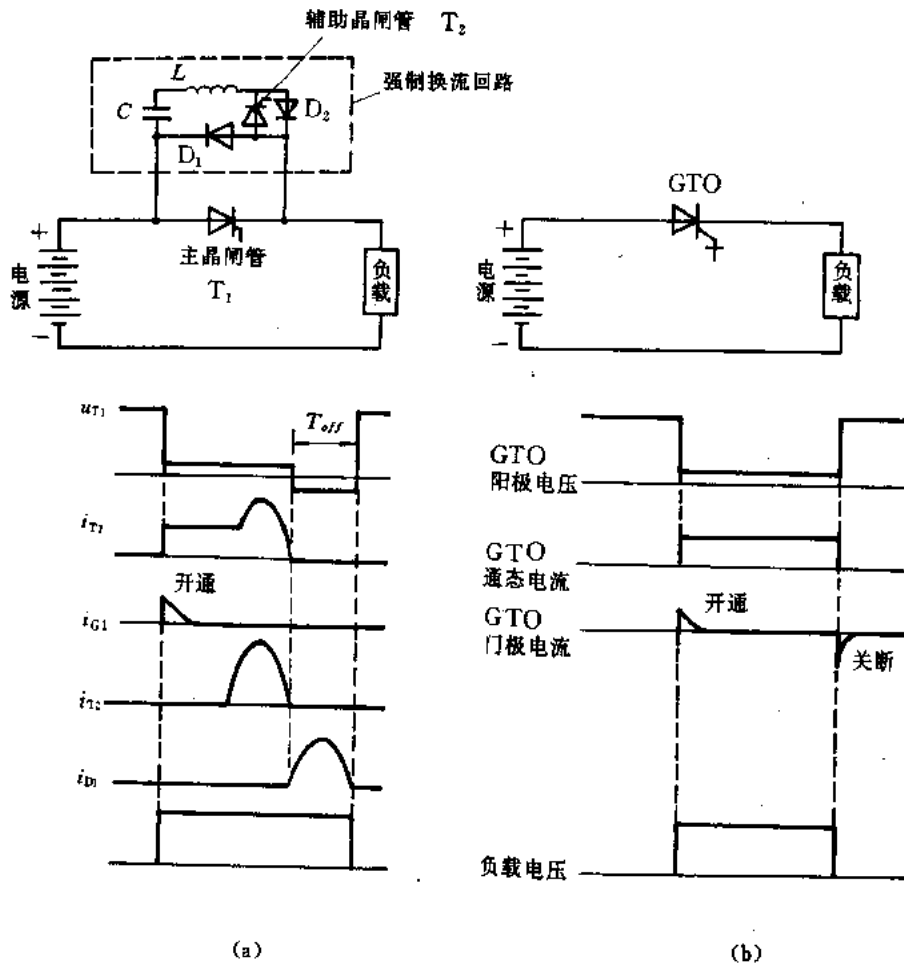


图 1.38 逆阻晶闸管同 GTO 斩波电路比较
(a) SCR; (b) GTO

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

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

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

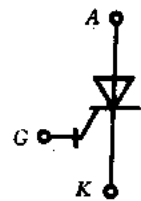


图 1.39 可关



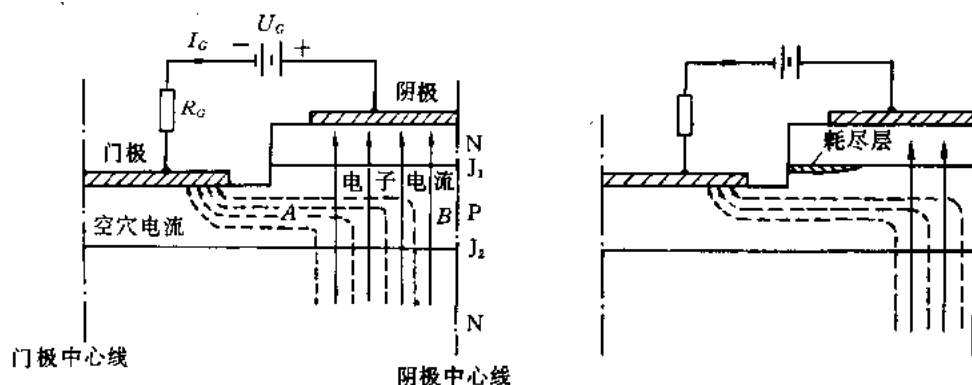


图 1.40 门极关断时的载流子排除现象示意图

(6) 阳极 P 发射区也采用短路点结构。

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

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

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

GTO 关断时间可按图 1.41 波形定义,即

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

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

GTO 在应用中要特别注意下面几个问题:

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

有关这些技术细节及外部影响因素,请参阅有关资料。

(四) 高频晶闸管

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

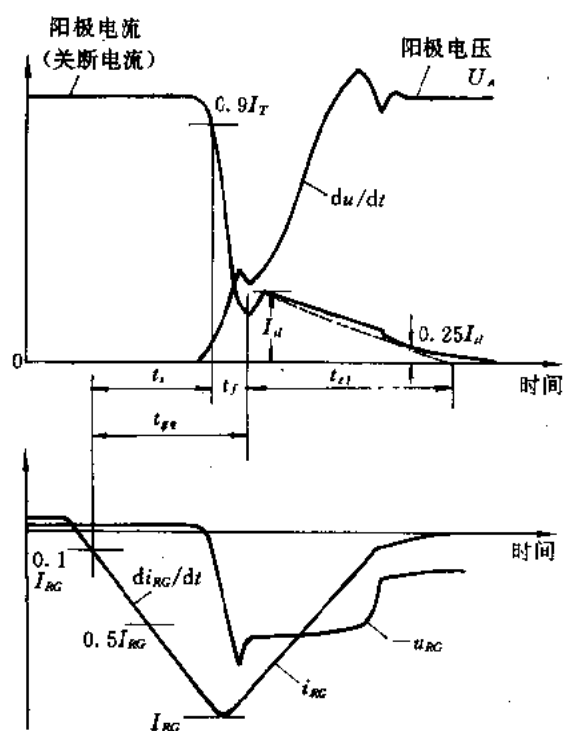


图 1.41 GTO 关断时间定义波形

1.5 功率场效应晶体管(VDMOS)

1.5.1 VDMOS 工作原理及静态输出特性

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

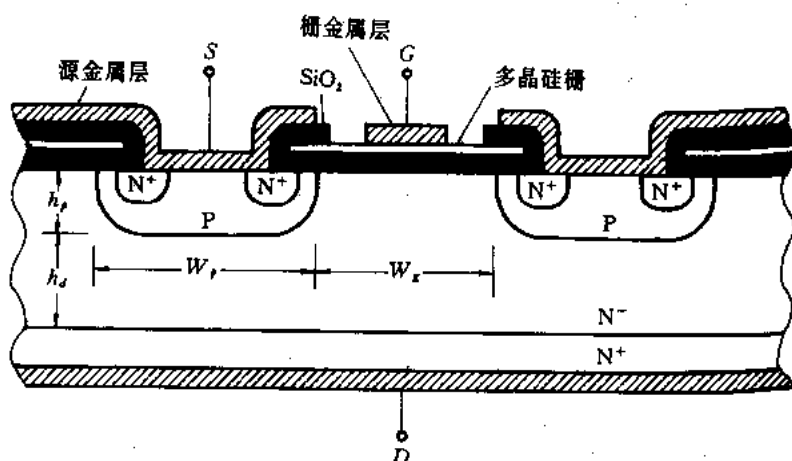


图 1.42 N 沟道 VDMOS 管元胞结构

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

由图 1.42 可以看到, D 为漏极, S 为源极, G 为栅极。栅极是由多晶硅制成的,它同基片之间隔着 SiO_2 薄层,因此它同其他两个极之间是绝缘的。这样一来,只要 SiO_2 层不被击穿,栅极对源极之间的阻抗是非常高的。这种 N 沟道增强型器件在使用时,源极接电源负端,漏极接电源正端。N 沟道增强型 VDMOS 的符号表示在图 1.43。

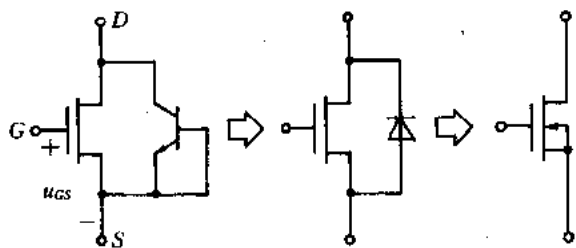


图 1.43 N 沟道增强型 VDMOS 管符号

(一) VDMOS 管工作原理

为了弄清 VDMOS 管的导通机理,先看多晶硅(G)- SiO_2 -P 半导体构成的 MOS 结构。对于这种 MOS 结构,栅极相对源极接正信号,即 G - P 层之间加正电压。当 U_{GS} 电压加到某一临界值(栅极阈值电压)时,靠近 SiO_2 附近的 P 型表面层形成与原来半导体导电性相反的一层,即 N 反型层,该反型层称为 N 沟道。N 沟道的出现,就将漏极和源极连接起来,形成了漏到源极的电流(I_D),VDMOS 管就导通了,如图 1.44 所示。也就是说,电流从漏极出发,经过 N 沟道,流入 N^+ 区,最后从源极流出。由此可知,VDMOS 管的动态响应是非常快的,仅受 MOS 电容充放电速度的影响。同时它也不存在基区电导调制效应,因此 VDMOS 管导通电阻 $R_{DS(on)}$ 取决于导电通路上等效总电阻,包括反型沟道区电阻 r_{CH} 、栅漏

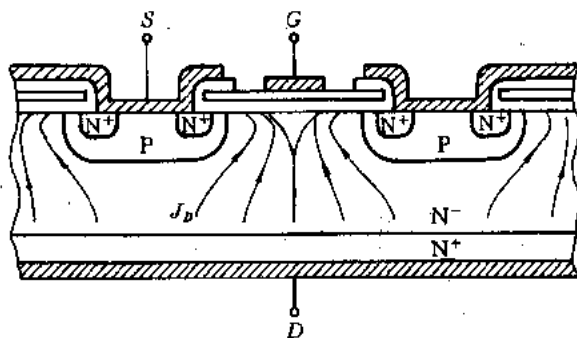


图 1.44 I_D 电流流动路线

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

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

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

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

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

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

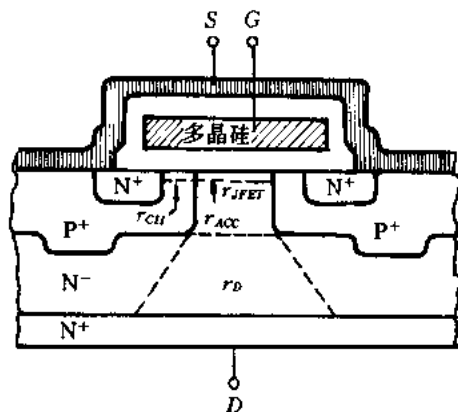


图 1.45 VDMOS 管导通电阻示意图

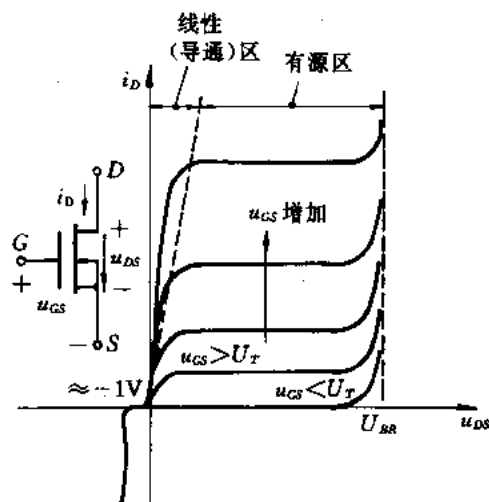


图 1.46 VDMOS 管的静态输出特性

(二) VDMOS 静态输出特性

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

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

1.5.2 VDMOS 管的电容

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

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

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

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

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

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

由上分析可知:

(1) 这些电容值在器件开关过程中是变化的。

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

(3) VDMOS管的开关速度受这些电容充放电速度的制约。

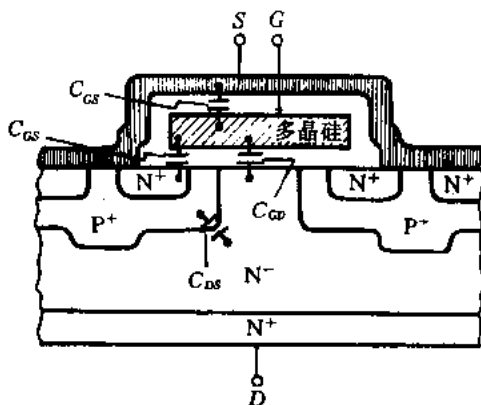


图 1.47 VDMOS 管的元胞电容示意图

1.5.3 VDMOS 管的栅电荷曲线

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

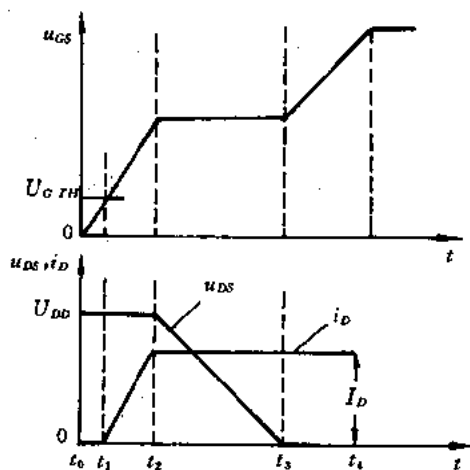


图 1.48 $u_{GS}-t$ 曲线

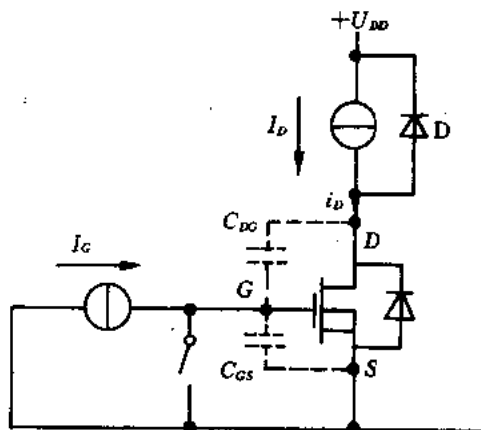


图 1.49 栅电荷测试电路

1. 在 $[t_0, t_1]$ 期间

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

2. 在 $[t_1, t_2]$ 期间

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

3. 在 $[t_2, t_3]$ 期间

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

4. 在 $[t_3, t_4]$ 期间

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

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

从上述分析可知:

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

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

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

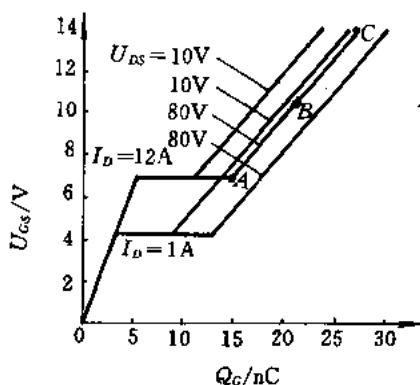


图 1.50 栅电荷曲线($U_{GS}-Q_G$)

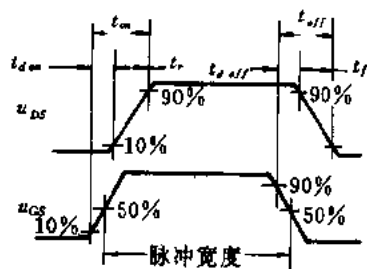


图 1.51 VDMOS 开关波形

1.5.4 VDMOS 管的参数及安全工作区

下面列出与双极型晶体管不同的 VDMOS 管的主要参数和特性:

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

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

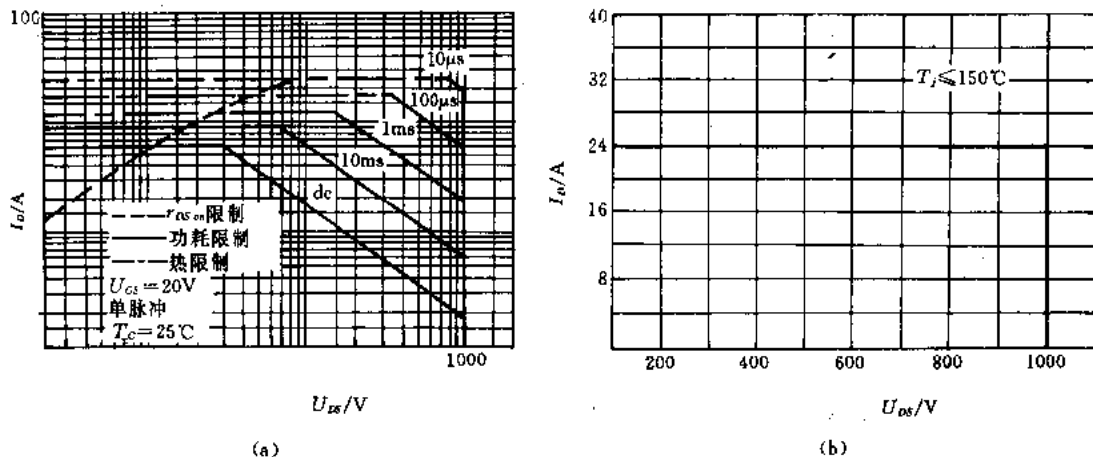


图 1.52 VDMOS 管安全工作区
(a) FASOA; (b) SSOA

1.6 绝缘栅双极型晶体管(IGBT)

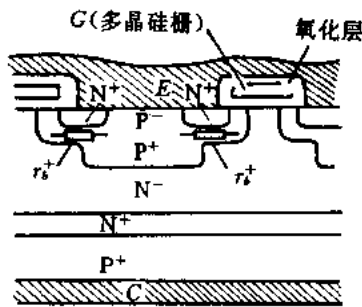
1.6.1 IGBT 的工作原理及静态输出特性

(一) IGBT 工作原理

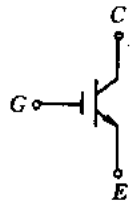
IGBT 器件的结构及符号示于图 1.53。在 VDMOS 管结构的基础上再增加一个 P^+ 层, 则形成 IGBT 结构。这时 G 仍称栅极, 原来 VDMOS 的源区电极称发射极(E), 而新增的 P^+ 的引出电极称集电极(C)。在电路中的应用时, C 接电源正端, E 接电源负端。这样一来, 从结构图中可知, IGBT 的导通原理同 VDMOS 管是一样的, 此处不再赘述。

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

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



(a)



(b)

图 1.53 IGBT 的结构及符号

(a) 结构; (b) 符号

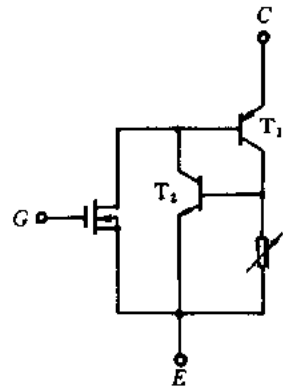


图 1.54 IGBT 的等效模型

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

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

(二) IGBT 的静态输出特性

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

1.6.2 IGBT 的参数特点

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

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

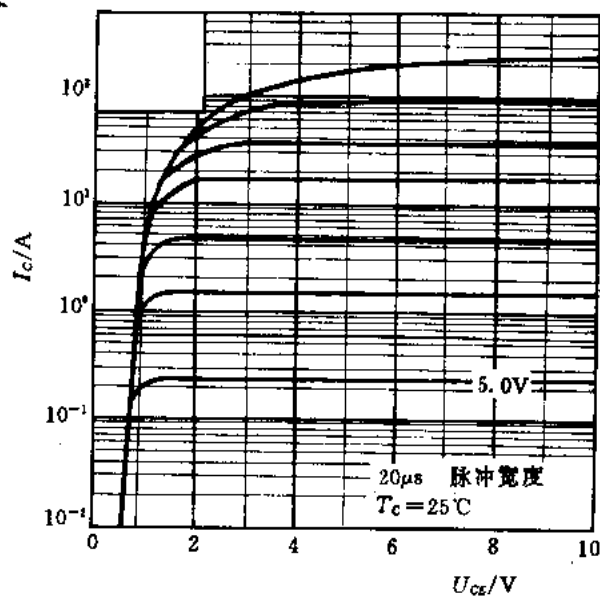


图 1.55 IGBT 的静态输出特性

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

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

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

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

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

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

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

现将四种器件的主要特征列于表 1.5 中,供参考。

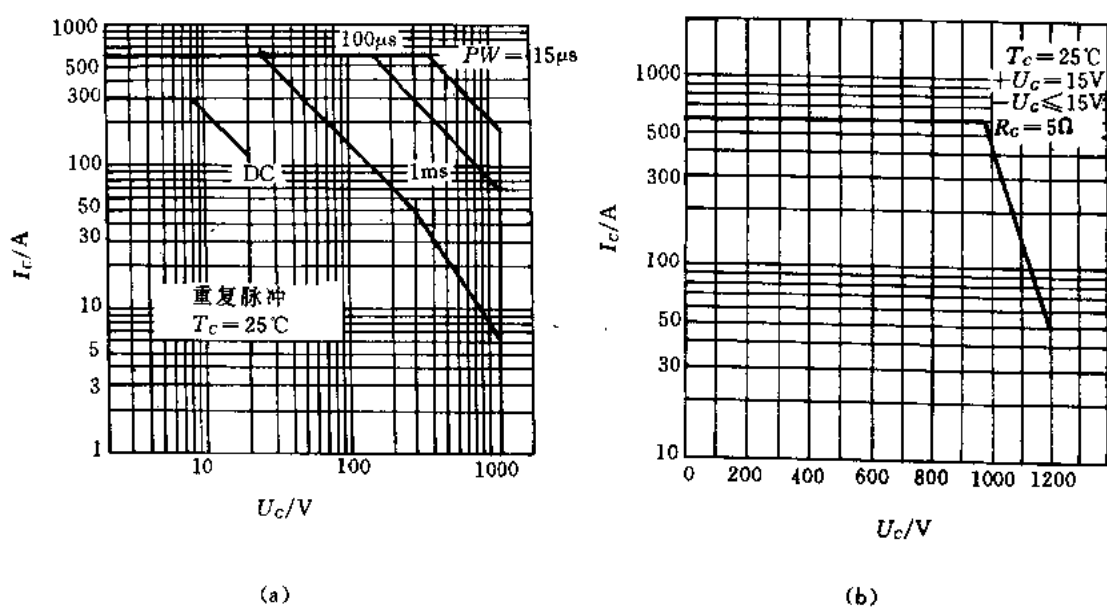


图 1.56 1MBI300-120 的安全工作区
(a) 正偏安全工作区; (b) 反偏安全工作区

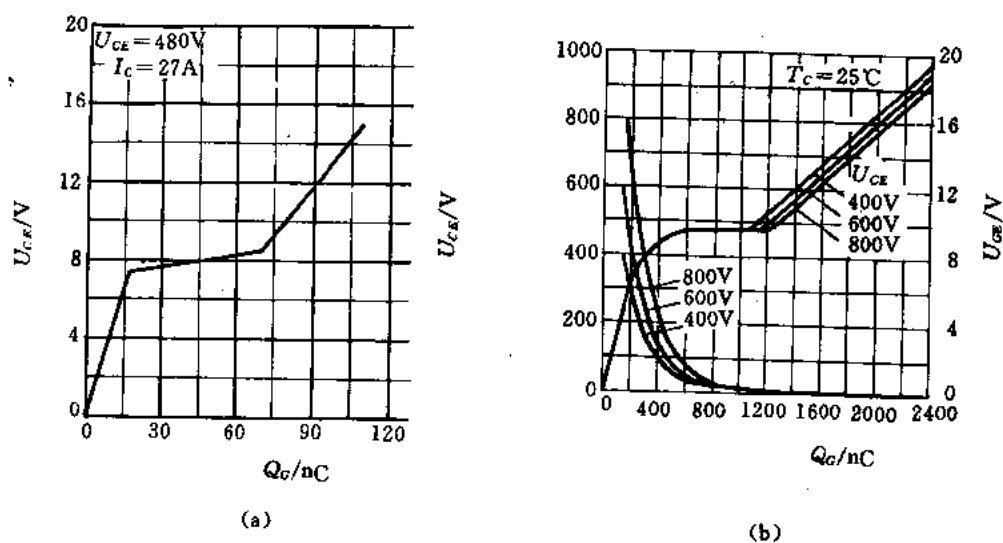


图 1.57 栅电荷曲线
(a) IRGPC50U(IR 公司); (b) 1MBI300-120(日本富士公司)

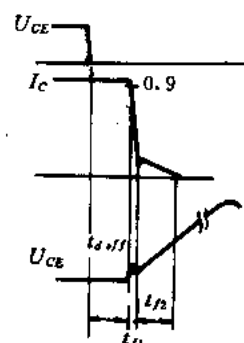
表 1.5 四种器件主要特征的比较

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

续表

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

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



1.6.3 IGBT 的过载能力

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

(一) IGBT 的短路特性

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

图 1.58 IGBT 的关断波形

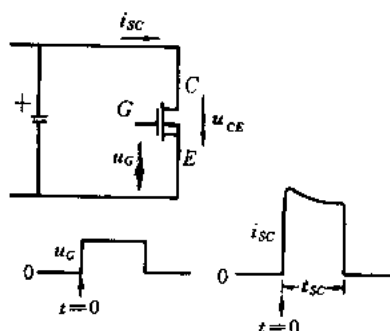


图 1.59 简单的 IGBT 短路试验电路

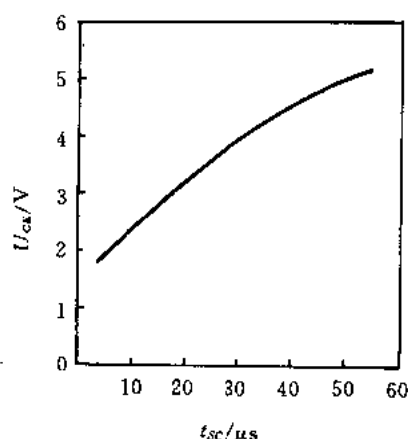


图 1.60 IGBT 的饱和压降 $U_{CE SAT}$ 与允许的 t_{SC} 之间的关系(典型的)

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

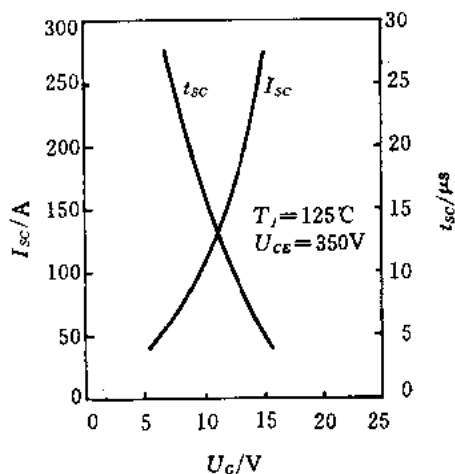


图 1.61 栅极电压与短路电流 I_{sc} 及短路时间 t_{sc} 之间的关系(IRGPC40F)

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

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

(二) 故障保护方案

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

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

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

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

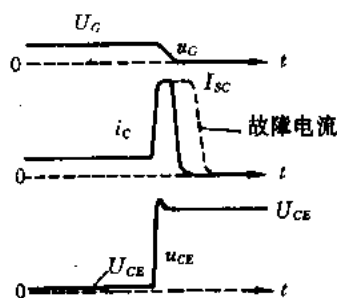


图 1.62 撤除栅电压方案

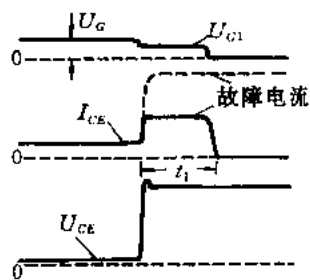


图 1.63 延迟搜索保护方案

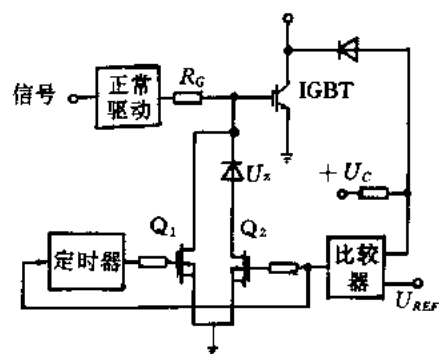


图 1.64 延迟搜索保护方案电路简图

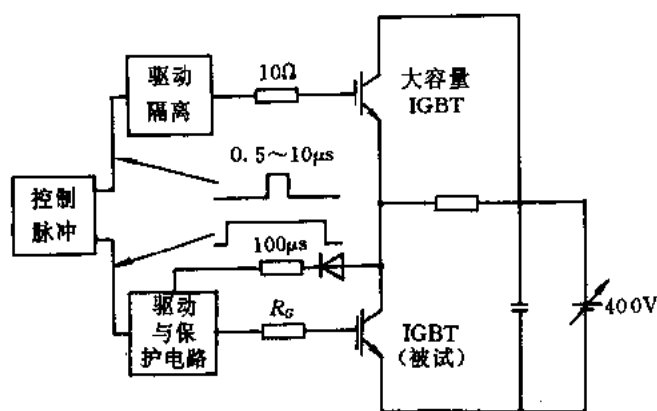


图 1.65 IGBT 短路试验电路简图

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

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

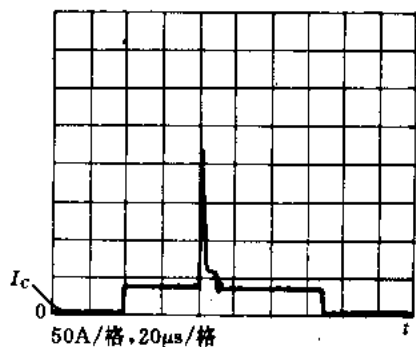


图 1.66 负载电流上叠加故障瞬态电流(IRFPC40F)

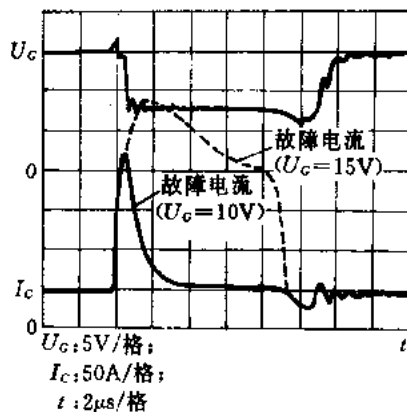


图 1.67 栅电压减到10V时的故障电流波形

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

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

1.7 MOS 栅控晶闸管(MCT)

1.7.1 MCT 工作原理

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

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

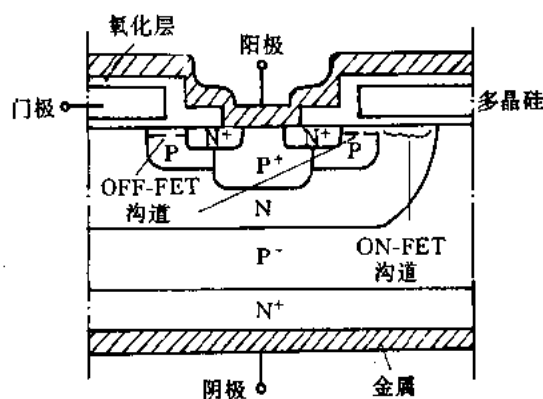


图 1.68 MCT 元胞结构(P-MCT)

当门极相对阳极加负脉冲信号时,靠近门极 SiO₂ 氧化层下面的 N 表面层反型成 P 型(P 沟道),于是小的阳极电流流入 P⁺层,经过 P 层和 P 沟道,流向 P⁻N⁺结,最后从 N⁺层流出,即 ON-FET 被接通(OFF-FET 被关闭)。该电流恰好为 NP⁻N⁺晶体管提供了基极电流,使该晶体管的集电极电流增加。NP⁻N⁺的集电极电流正好又是 P⁺NP⁻晶体管基极电流,从而引起晶闸管内部的正反馈机制,最后导致 MCT 导通。MCT 中晶闸管部分一旦导通,其通道电阻比原先激励通道的电阻小得多,因此,主电流由晶闸管部分承担,而原先的激励通道只维持很小的激励电流。

当门极相对于阳极加上正脉冲信号时,即启动 OFF-FET,使其转入通态,同时关闭 ON-FET,于是门极 SiO₂ 层下面的 P 表面层反型为 N 型,形成 N 沟道,则将 P⁺NP⁻晶体管的基-射结(PN)短路,也就是说,这时 P⁺N 结非但不发射空穴,反而使 N 基区中储存的载流子被抽走,从而使 P⁺NP⁻晶体管进入关断过程,最后导致晶闸管部分因不能维持

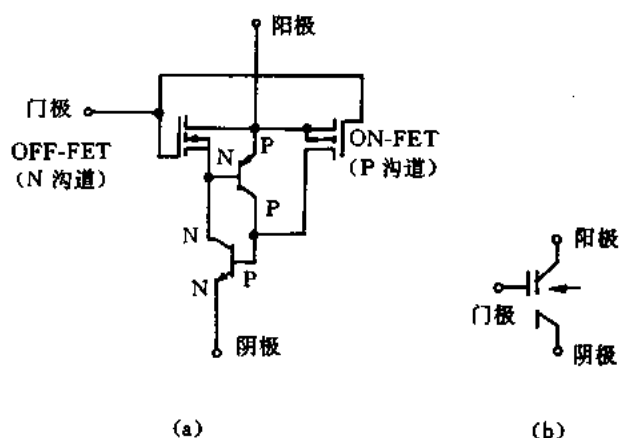


图 1.69 MCT 的等效模型及符号
(a) 等效模型; (b) 符号

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

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

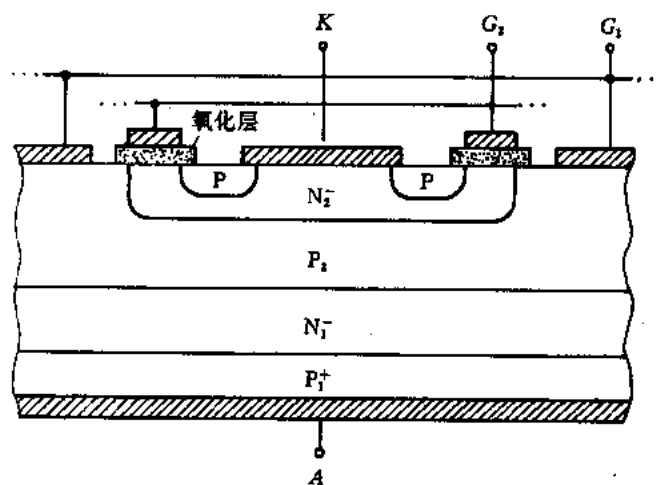


图 1.70 N-MCT 元胞结构

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

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

1.7.2 MCT 的特点

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

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

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

表 1.6 GE 公司的 MCT 产品主要参数

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

1.7.3 MCT 和 IGBT 的性能比较

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

表 1.7 MCT 和 IGBT 开关时间比较

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

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

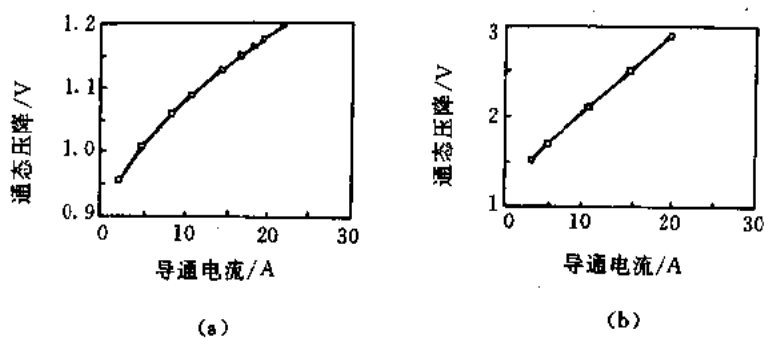


图 1.71 器件通态压降与导通电流的关系曲线
(a) MCT; (b) IGBT

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

1.8 静电感应晶闸管(SITH)和晶体管(SIT)

1.8.1 静电感应器件工作原理

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

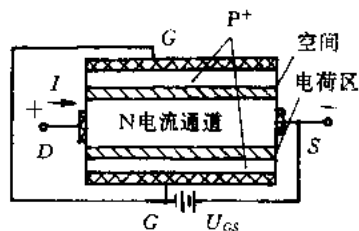


图 1.72 电流通道阻断原理示意图

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

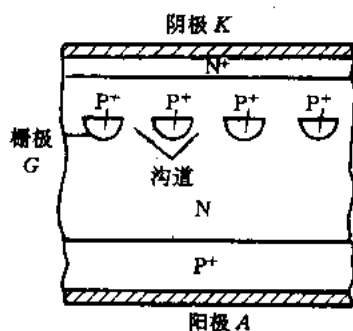


图 1.73 SITH 结构

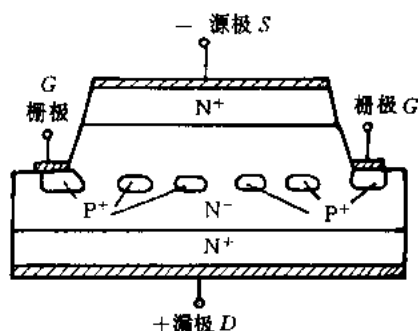


图 1.74 SIT 结构

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

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

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

1.8.2 SITH 和 SIT 的静态特性

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

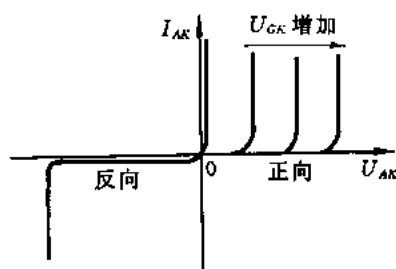


图 1.75 SITH 静态伏安特性曲线

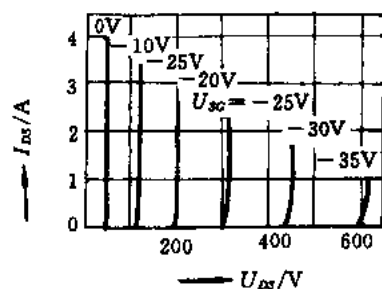


图 1.76 SIT 静态伏安特性曲线

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

对于 SIT

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

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

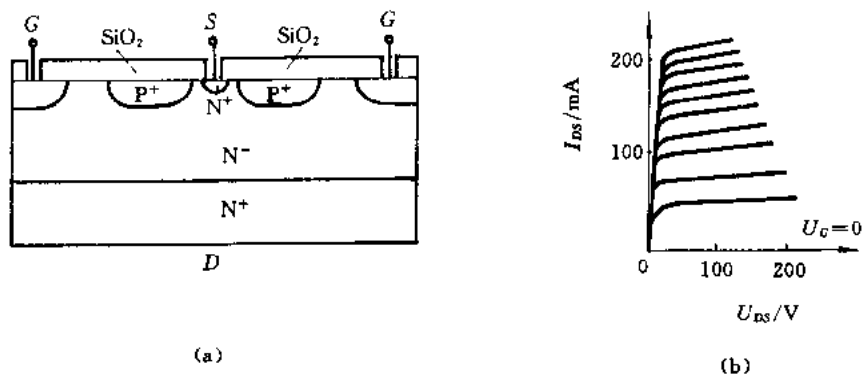


图 1.77 BSIT 器件的结构及静态伏安特性曲线
(a) 结构; (b) 静态伏安特性

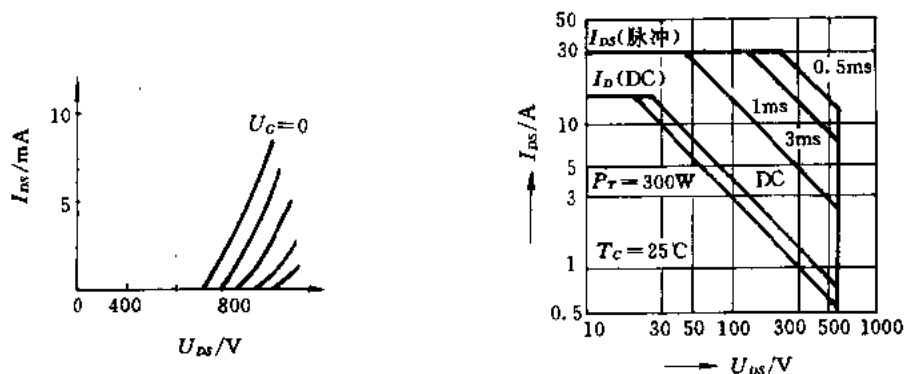


图 1.78 负栅偏压下,BSIT 器件的静态伏安特性曲线

图 1.79 SIT 的安全工作区

1.8.3 静电感应器件的动态性能

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

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

思考与练习一

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

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

1.5 如何使用万用表(数字或机械)判定晶闸管的管脚?有何困难?

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

1.7 为什么晶闸管的触发信号通常不使用直流信号?

1.8 逆阻晶闸管的非正常导通方式有哪几种?

1.9 为什么正常情况下硅晶体管的饱和压降比硅整流管的压降还要低?

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

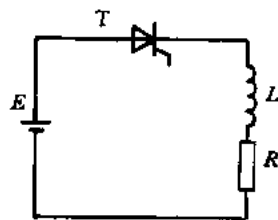


图 题 1.10

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

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

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

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

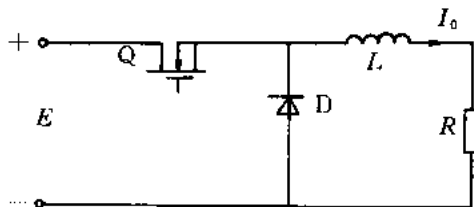


图 题 1.14

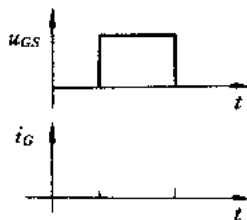


图 题 1.15

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

1.16 试比较晶闸管、MCT 和 SITH 在性能上的差别。

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

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

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