

目 录

第一章 绪论	(1)	3.3 动态特性与参数	(24)
1.1 电力电子技术回顾	(1)	3.3.1 开关时间	(24)
1.1.1 何谓电力电子技术	(1)	3.3.2 电压上升率 du/dt	(25)
1.1.2 传统电力电子技术	(1)	3.3.3 开关损耗	(25)
1.1.3 现代电力电子技术	(2)	3.4 二次击穿与安全工作区	(27)
1.2 电力电子器件	(3)	3.4.1 二次击穿特性	(27)
1.2.1 电力电子器件的分类	(3)	3.4.2 安全工作区	(28)
1.2.2 电力电子器件的比较	(6)	3.5 基极驱动电路	(29)
1.3 电力电子电路	(7)	3.5.1 驱动电路的设计原则	(29)
1.3.1 电力电子电路的分类	(7)	3.5.2 驱动电路举例	(29)
1.3.2 电力电子电路的应用	(9)	3.6 达林顿 GTR 与 GTR 模块	(30)
1.4 电力电子技术展望	(9)	3.6.1 达林顿 GTR	(30)
1.4.1 电力电子器件	(9)	3.6.2 GTR 模块	(31)
1.4.2 变流电路及控制技术	(10)	习题及思考题	(31)
第二章 整流二极管	(11)	第四章 可关断晶闸管	(32)
2.1 普通硅整流管	(11)	4.1 SCR 的原理及特性	(32)
2.1.1 基本原理	(11)	4.1.1 基本工作原理	(32)
2.1.2 动态特性	(13)	4.1.2 静态伏安特性与参数	(35)
2.2 快速恢复二极管	(13)	4.2 GTO 的工作原理	(35)
2.2.1 开通特性	(13)	4.2.1 GTO 的特点	(35)
2.2.2 关断特性	(14)	4.2.2 开通与关断原理	(36)
2.3 功率肖特基二极管	(16)	4.2.3 失效机理	(38)
2.3.1 基本原理	(16)	4.3 GTO 的特性与参数	(38)
2.3.2 参数特点	(17)	4.3.1 基本特性	(38)
习题及思考题	(17)	4.3.2 主要参数	(41)
第三章 电力晶体管	(18)	4.4 GTO 的门极驱动	(44)
3.1 工作原理	(18)	4.4.1 门极电路的设计原则	(44)
3.1.1 基本结构	(18)	4.4.2 门极电路举例	(46)
3.1.2 工作特点	(19)	习题及思考题	(46)
3.2 静态特性与参数	(19)	第五章 功率场效应晶体管	(48)
3.2.1 静态特性	(19)	5.1 基本工作原理	(48)
3.2.2 静态极限参数	(22)	5.1.1 基本结构	(48)

5.1.2 工作原理	(48)	7.1.1 基本工作原理	(73)
5.2 基本特性	(49)	7.1.2 特性与参数	(74)
5.2.1 静态特性	(49)	7.1.3 双极模式静电感应晶体管	(75)
5.2.2 动态特性	(50)	7.2 静电感应晶闸管	(76)
5.3 安全工作区	(54)	7.2.1 基本工作原理	(76)
5.3.1 正向偏置安全工作区	(54)	7.2.2 特性与参数	(77)
5.3.2 开关安全工作区	(55)	7.3 MOS 控制晶闸管	(79)
5.3.3 换向安全工作区	(55)	7.3.1 基本工作原理	(79)
5.4 主要参数	(56)	7.3.2 特性与参数	(80)
5.4.1 静态参数	(56)	7.4 功率集成电路	(81)
5.4.2 动态参数	(56)	7.4.1 功率集成电路概述	(81)
5.5 应用技术	(57)	7.4.2 功率集成电路举例	(82)
5.5.1 栅极驱动电路	(57)	习题及思考题	(82)
5.5.2 静电防护	(58)	第八章 各类器件共性应用技术	(83)
习题及思考题	(59)	8.1 散热技术	(83)
第六章 绝缘栅极晶体管	(60)	8.1.1 散热原理	(83)
6.1 工作原理	(60)	8.1.2 散热措施	(86)
6.1.1 基本结构	(60)	8.2 缓冲电路	(89)
6.1.2 工作原理	(60)	8.2.1 缓冲电路的作用与分类	(89)
6.2 静态特性与参数	(61)	8.2.2 关断缓冲电路	(90)
6.2.1 转移特性	(61)	8.2.3 开通缓冲电路	(91)
6.2.2 输出特性	(61)	8.3 串联运行	(92)
6.3 动态特性与参数	(63)	8.3.1 影响串联运行的因素	(92)
6.3.1 开关特性	(63)	8.3.2 静态均压	(92)
6.3.2 开关损耗	(64)	8.3.3 动态均压	(94)
6.4 擎住效应与安全工作区	(65)	8.4 并联运行	(96)
6.4.1 擎住效应	(65)	8.4.1 影响并联运行的因素	(96)
6.4.2 安全工作区	(66)	8.4.2 静态均流	(97)
6.5 栅极驱动电路	(67)	8.4.3 动态均流	(98)
6.5.1 栅极驱动电路设计原则	(67)	习题及思考题	(98)
6.5.2 栅极驱动电路实例	(69)	第九章 相位控制变换电路	(100)
6.6 IGBT 的保护措施	(69)	9.1 相控电路的整流运行	(100)
6.6.1 降低栅压保护法	(70)	9.1.1 相控整流的基本原理	(100)
6.6.2 识别集电极电压保护法	(71)	9.1.2 相控整流参数的谐波分析	(101)
习题及思考题	(72)	9.2 单相全波可控整流电路	(103)
第七章 静电感应晶体管及其他新型器件	(73)	9.2.1 单相半控桥整流电路	(104)
7.1 静电感应晶体管	(73)	9.2.2 单相全控桥整流电路	(105)

9.3 三相可控整流电路	(107)	11.2 单相逆变电路	(147)
9.3.1 三相半波可控整流电路	(107)	11.2.1 半桥逆变电路	(147)
9.3.2 三相桥式可控整流电路	(109)	11.2.2 全桥逆变电路	(149)
9.4 相控电路的逆变运行	(112)	11.3 三相逆变电路	(151)
9.4.1 相控电路逆变运行的基本 原理	(112)	11.3.1 电压型三相桥式逆变电路	(152)
9.4.2 三相半波逆变电路	(113)	11.3.2 电流型三相桥式逆变电路	(155)
9.4.3 三相桥式逆变电路	(115)	11.4 脉宽调制 (PWM) 逆变 电路	(155)
9.5 相控电路的换相重叠角	(117)	11.4.1 PWM 逆变电路的基本原理	(156)
习题及思考题	(120)	11.4.2 PWM 逆变电路的控制方式	(159)
第十章 直流斩波变换电路	(122)	11.4.3 PWM 产生的方法	(161)
10.1 斩波电路的基本原理	(122)	11.4.4 PWM 逆变电路输出谐波的 抑制	(166)
10.2 降压斩波变换电路	(123)	习题及思考题	(168)
10.2.1 连续导电模式	(124)	第十二章 谐振软开关变换电路	(170)
10.2.2 断续导电模式	(126)	12.1 零电流和零电压开关	(170)
10.2.3 输出电压纹波	(128)	12.1.1 PWM 硬性开关的局限性	(170)
10.3 升压斩波变换电路	(129)	12.1.2 谐振软性开关的特点	(171)
10.3.1 连续导电模式	(129)	12.1.3 谐振变换电路的分类	(172)
10.3.2 断续导电模式	(131)	12.2 负载谐振变换电路	(173)
10.3.3 输出电压纹波	(132)	12.2.1 电压型串联谐振变换电路	(174)
10.4 降压 - 升压斩波变换电路	(133)	12.2.2 电流型并联谐振变换电路	(177)
10.4.1 连续导电模式	(133)	12.3 软开关 DC - DC 变换电路	(180)
10.4.2 断续导电模式	(135)	12.3.1 零电流谐振开关变换电路	(180)
10.4.3 输出电压纹波	(136)	12.3.2 零电压谐振开关变换电路	(182)
10.5 库克变换电路	(136)	12.3.3 ZCS 和 ZVS 拓扑结构的比较	(184)
10.6 全桥 DC - DC 变换电路	(139)	12.4 谐振直流环 DC - AC 变换电路	(185)
10.6.1 双极性电压开关 PWM 控 制法	(140)		
10.6.2 单极性电压开关 PWM 控 制法	(142)		
10.7 各种 DC - DC 变换电路的 比较	(144)		
习题及思考题	(145)		
第十一章 交流逆变变换电路	(146)		
11.1 基本原理及其应用	(146)		
11.1.1 基本原理	(146)		
11.1.2 逆变电路的应用	(147)		

12.4.1 基本工作原理	(185)	13.3.2 电压型和电流型有源滤波器	
12.4.2 控制规律	(187)	(201)
习题及思考题	(189)	13.4 提高功率因数对策	(202)
第十三章 电力公害及其抑制对策 ...	(191)	13.4.1 功率因数	(202)
13.1 电力公害及其分类	(191)	13.4.2 提高功率因数的原理及方法	
13.1.1 何谓电力公害	(191)	(204)
13.1.2 电力公害的分类	(191)	13.5 电磁干扰及其抑制措施 ...	(208)
13.2 谐波的产生及其抑制	(193)	13.5.1 电磁干扰的产生	(208)
13.2.1 谐波产生机理	(193)	13.5.2 电磁干扰的分类及其抑制措施	
13.2.2 谐波抑制对策	(195)	(211)
13.3 电力有源滤波器	(199)	习题及思考题	(215)
13.3.1 基本原理	(199)	主要参考文献	(216)

第一章 绪 论

1.1 电力电子技术回顾

1.1.1 何谓电力电子技术

以电力为处理对象的电子技术称作电力电子技术(Power Electronics),它是一门利用电力电子器件对电能进行控制和转换的学科。如果说微电子技术是信息处理技术,那么电力电子技术就是电力处理技术。

电力电子技术包括电力电子器件、变流电路和控制技术三个部分,其中以电力电子器件的制造和应用技术为核心技术。电力电子技术与其他学科的关系如图 1.1 所示。从图中可以看出,电力电子技术是电力、电子和控制三大电气工程技术领域之间的交叉学科。随着科学技术的发展,电力电子技术又与现代控制理论、材料科学、电机工程、微电子技术等许多领域密切相关。目前,电力电子技术已逐步发展成为一门多学科互相渗透的综合性技术学科。

当代许多高新技术均与电网的功率、电流、电压、频率和相位等基本参数的转换与控制有关。电力电子技术能够实现对这些参数的精确控制和高效率的处理,特别是能够实现大功率电能的频率转换,为多项高新技术的发展提供了有力的支持。因此,不但现代电力电子技术本身是一项高新技术,而且还是其他多项高新技术发展的基础。电力电子技术及其产业的进一步发展必将为大幅度节约电能、降低材料消耗以及提高生产效率提供重要的手段,并为现代生产和现代生活带来深远的影响。

通常认为,1956 年第一个晶闸管(SCR)发明之日即为电力电子技术诞生之时。在这 40 多年里,电力电子技术的发展大体可划分为两个阶段:1957 年至 1980 年称为传统电力电子技术阶段;1980 年至今称为现代电力电子技术阶段。

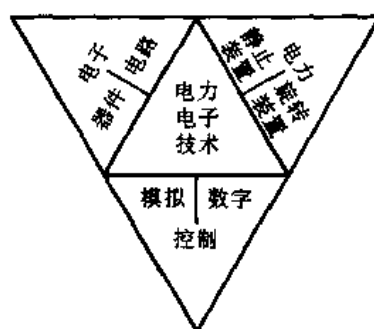


图 1.1 电力电子技术与其他学科的关系

1.1.2 传统电力电子技术

1947 年第一只晶体管诞生之后,半导体固态电子学这一新兴学科便随之应运而生,1956 年晶闸管的问世标志了半导体电力电子技术的开端。从此,电子技术向两个分支发展。一支是以晶体管集成电路为核心形成对信息处理的微电子技术,发展特点是集成度越来越高,集成规模越来越大,各种功能越来越全。1971 年第一台微处理器的问世使电子技术发生了第一次革命。目

前,微电子技术几乎遍及各种技术领域。另一支是以晶闸管为核心形成对电力处理的半导体电力电子技术,发展特点是晶闸管的派生器件越来越多,功率越来越大,性能越来越好。截至1980年,传统的电力电子器件已由普通晶闸管衍生出了快速晶闸管、逆导晶闸管(RCT)、双向晶闸管(TRIAC)、不对称晶闸管(ASCR)等等,从而形成了一个SCR大家族。与此同时,各类SCR的电压、电流、 du/dt 、 di/dt 等参数定额均有很大提高,开关特性也有很大改善,传统的电力电子器件已发展到相当成熟的地步。从理论上讲,这类器件在电压、电流两个方面仍有很大的发展自由度。但是实际上却存在着两个制约继续发展的重要因素。一是控制功能有缺欠,因为通过门极只能控制开通而不能控制关断,所以称之为半控型器件。要想关断这种器件必须加用电感、电容和辅助开关器件组成的强迫换流电路。这样将使整机体积增大、重量增加、效率降低。二是它立足于分立元件结构,工作频率一般情况下难以高于400 Hz,因而大大地限制了它的应用范围。由于上述两个原因,以半控型器件SCR为代表的传统电力电子器件的发展已处于停滞阶段。图1.2所示为各种电力电子器件在寿命周期曲线上的位置。图中示出的SCR、TRIAC、ASCR等器件已处于成熟期、饱和期或接近衰减期的位置,然而一代新型电力电子器件正在迅速发展中。

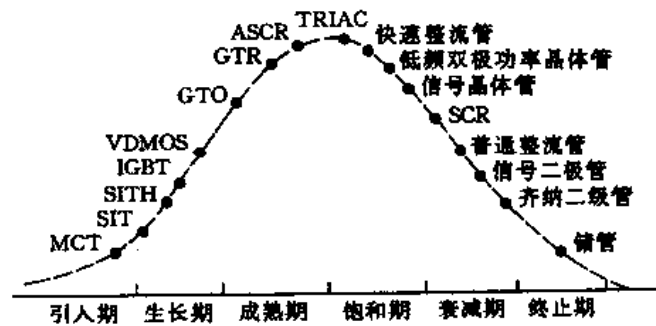


图 1.2 各种器件寿命的周期曲线

以 SCR 为核心的变流电路沿用了过去水银整流器所用的相控整流电路及周波变换电路,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在使用这些电路。相控电路的主要功能是使交流变成直流,为此当年有整流或顺变时代之称。直流传动、机车牵引和电化电源即为当时应用方面的三大支柱。这些电路几乎使用了半个世纪,至今没有多大改进。由于这些电路的工作频率低、整机体积大、功率因数低、网侧及负载上的谐波严重,因此阻碍了它们的继续发展。

综上所述,由 SCR 及其变流电路组成的传统电力电子技术经过几十年的发展已处于停滞阶段,这就要求新一代电力电子器件及其变换电路尽快取代旧的传统电力电子技术。

1.1.3 现代电力电子技术

80 年代以来,微电子技术与电力电子技术在各自发展的基础上相结合而产生了一代高频化、全控型的功率集成器件,从而使电力电子技术由传统的电力电子技术跨入现代电力电子技术的新时代。

70 年代后期,可关断晶闸管(GTO)、电力晶体管(GTR)及其模块相继实用化。在中大容量的变流装置中,传统的 SCR 逐渐被这些新型器件取代。此后,各种高频化全控型器件如雨后春笋般不断问世并得以迅速发展。这些器件有功率场效应晶体管(功率 MOSFET)、绝缘栅极晶体管

(IGT 或 IGBT)、静电感应晶体管(SIT)、静电感应晶闸管(SITH)以及 MOS 控制晶闸管(MCT)等。这些器件的产生和发展已形成一个新型的全控型电力电子器件的大家族。由图 1.2 可看出,在寿命周期曲线上这些器件正处于引入期或生长期,发展前景十分乐观。

新一代器件的问世,使得电力电子变换电路及其控制系统不断革新。例如,各种各样的脉宽调制(PWM)电路、零电流、零电压开关谐振电路以及高频斩波电路等已成为现代电力电子技术的重要组成部分。这些新型电路的主要作用是使零频率的直流逆变成各种工作频率的交流,因此电力电子技术已由当年的顺变(整流)时代进入今天的逆变(变频)时代。与新型电路相适应的新一代交流电机调速装置、不间断电源以及其他电力电子装置随之相继出现。这些运行可靠的电力电子装置在机电一体化的载体上开始进入各个应用领域。电力电子技术已成为世界范围内的一项重要产业。

现代电力电子技术在器件、电路及其控制技术方面与传统电力电子技术相比有如下特点:

1) 集成化 几乎所有全控型器件都由许多单元管子并联而成,即一个器件是由许多子器件所集成。例如一个 1000 A 的 GTO 含有近千个单元 GTO;一个 40 A 的功率 MOSFET 由上万个单元并联而成;一个 300 A 的 SITH 含有 5 万个子器件。

2) 高频化 从高电压大电流的 GTO 到高频多功能的 SIT,工作频率已从数千赫到兆赫,这标志着电力电子技术已进入高频化时代。目前 GTO 的工作频率可达 1~2 kHz,电力晶体管可达 2~5 kHz,功率 MOSFET 可达数百千赫,SIT 则可达 10 MHz 以上。

3) 全控化 电力电子器件实现全控化,即自关断化是现代电力电子器件在功能上的重大突破,无论是双极型器件的 GTO、GTR、SITH 或单极型器件的功率 MOSFET、SIT 以及混合型器件的 IGBT、MCT 等都实现了全控化,从而避免了传统电力电子器件关断时所需要的强迫换流电路。

4) 电路形式弱电化和控制技术数字化 全控型器件的高频化促进了电力电子电路形式的弱电化。PWM 电路、谐振变换电路以及高频斩波电路这些本来用于弱电领域的电路而今又成为电力电子电路的主要形式。控制这些电路的技术也逐步数字化。

1.2 电力电子器件

1.2.1 电力电子器件的分类

电力电子器件就是通常所说的电力半导体器件。在电路中,电力电子器件处于受控的通、断状态,具有理想的开关特性。根据不同的开关特性,电力电子器件可分为如下三大类型。

1) 不控器件 这种器件通常为两端器件,它具有整流的作用而无可控的功能,如 PN 结整流管和肖特基势垒二极管等。

2) 半控型器件 这种器件通常为三端器件。通过控制信号只能控制其开通而不能控制关断,半控型的称呼即由此而得。普通晶闸管(SCR)及其大部分派生器件属这一类。

3) 全控型器件 这种器件也为三端器件。通过控制信号,既可以控制其开通,又可以控制其关断,故称之为全控型器件。目前,主要有可关断晶闸管(GTO)、电力晶体管(GTR)和各种三端场控器件。

根据器件体内电子和空穴两种载流子参与导电的情况,众多电力电子器件又可分为双极型、

单极型和混合型三种类型。凡由一种载流子参与导电的称为单极型器件,如功率MOSFET、静电感应晶体管(SIT)等。凡由电子和空穴两种载流子参与导电的称为双极型器件,如PN结整流管、普通晶闸管(SCR)、电力晶体管(GTR)等。由单极型和双极型两种器件组成的复合型器件称为复合型器件,如绝缘栅双极晶体管(IGBT)和MOS控制晶闸管(MCT)等。图1.3所示为电力电子器件“树”。图中除了普通晶闸管(SCR)、逆导晶闸管(RCT)、不对称晶闸管(ASCR)和双向晶闸管(TRIAC)等为半控型器件外,其余三端器件均为全控型器件。各种电力半导体器件的代表符号及等效电路见表1.1。

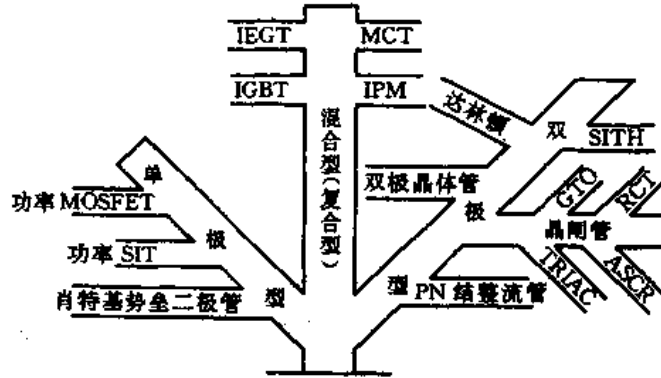


图 1.3 电力电子器件“树”

表 1.1 各种电力电子器件的符号及等效电路

类型	双极型器件					
名称	二极管	电力晶体管	达林顿管	晶闸管	可关断晶闸管	静电感应晶闸管
代号	Diode	GTR	Darlington	SCR	GTO	SITH
等效电路						
类型	单极型器件			复合器件		
名称	场控晶体管		静电感应晶体管	绝缘栅双极晶体管		MOS控制晶闸管
代号	功率 MOSFET		SIT	IGBT		MCT
等效电路						

除了上述分类法以外,根据控制信号的不同,电力电子器件还可以分为如下两种。

1. 电流控制型电力电子器件

功率硅整流二极管是最简单的电力电子器件,它只包含一个 PN 结,是一种两端器件。电力晶体管和各类晶闸管则是两个、三个或更多 PN 结组成的电力电子器件。在这些器件体内,电子和空穴都参与导电,故有双极之称,以区别于只有一种载流子导电的场效应晶体管。为了控制这类器件的开通与关断,必须给器件体内注入电流或从体内抽出电流才能实现,为此又有电流控制型器件的称谓。

应用比较广泛的电流控制型器件可分为两大类:一类是晶体管类,如电力晶体管及其模块等,这类器件适应于 500 kW 以下、380 V 交流供电的领域;另一类是晶闸管类,如普通晶闸管、可关断晶闸管等,这类器件适用于电压更高、电流更大的应用领域。

电流控制型器件的共同特点是:① 在器件体内有电子和空穴两种载流子导电,由导通转向阻断时,两种载流子在复合过程中产生热量,使器件结温升高。过高的结温限制了工作频率的提高,因此电流控制型器件比电压控制型器件的工作频率要低。② 电流控制型器件具有电导调制效应,使其导通压降很低,导通损耗较小,这一点优于只有一种载流子导电的电压控制型器件。③ 电流控制型器件的控制极输入阻抗低,控制电流和控制功率较大,电路也比较复杂。

2. 电压控制型电力电子器件

电压控制型器件泛指一切用场控原理进行控制的电力电子器件,因此,电压控制型器件也称为场效应电力电子器件。

所谓场控的含义是这样的:器件内主电极(漏极、源极或阳极、阴极)传导的工作电流是通过加在第三极(栅极或门极)上的电压在主电极间产生可控电场来改变其大小和通断状态的。因为加在第三极上是电压信号,所以称为电压控制型器件;又因为主电极间产生的电场控制工作电流,所以也称为场控器件或场效应器件。

根据可控电场存在的环境,可将场控电力电子器件分成两大类:一类是结型场效应器件,如静电感应晶体管(SIT)、静电感应晶闸管(SITH)等,这类器件多为常开型器件,目前多用于高频感应加热系统;另一类是绝缘栅场效应器件,如绝缘栅双极晶体管(IGBT)、功率 MOSFET 以及 MOS 控制晶闸管等,其中功率 MOS FET 多用在小于 10 kW 的高频设备中,IGBT 有取代 GTR 之势,用于 GTR 所用的一切领域。MOS 控制晶闸管则是集高电压、大电流和高频化于一体的电压控制型器件,是未来与 SCR、GTO 相竞争的新型器件。

应该指出,所有电压控制型器件都是用场控原理对其通断状态进行控制的,但是它们不一定是单极型器件,其中静电感应晶体管(SIT)和功率 MOSFET 只有一种载流子导电,属单极型器件;静电感应晶闸管(SITH)具有电导调制效应,属双极型器件;IGBT 和 MOS 控制晶闸管则属于混合型器件。

电压控制型器件的共同特点是:① 作为电压控制型器件,因为输入信号是加在门极的反偏结或是绝缘介质上的电压,输入阻抗很高,所以控制功率小,控制电路比较简单。② 对于单极型器件来说,因为只有一种载流子导电,没有少数载流子的注入和存储,开关过程中不存在像双极型器件中的两种载流子的复合问题,因而工作频率很高,可达几百千赫,甚至更高。对于混合型器件来说,工作频率也远高于双极型器件,比如 IGBT 的工作频率可达 20 kHz 以上。由此可知,工作频率高是电压控制型器件的另一共同特点。③ 电压控制型器件的工作温度高,抗辐射能力

也强。因此,这类器件的发展前景十分诱人。

1.2.2 电力电子器件的比较

电力电子器件品种很多,本节着重对几种常用器件的参数和特性进行比较。

电力电子器件的主要性能指标为电压、电流和工作频率三个参数,通过对这三项参数的比较即可明白每种器件的应用范围。实践证明各种器件以自己的某种优势占领一定范围的应用领域,但与其他器件会有竞争,因此用户可有更多的选择。不过每种器件都有自己的局限性,所以应用范围受到限制,最终各种器件在竞争的基础上形成互相补充的局面。

1. 单管的输出功率

图 1.4 所示为逆变器每臂用一个器件时的输出功率与工作频率的关系曲线。由图可知,传统的 SCR 输出功率最大,但工作频率最低。GTO 目前输出功率稍低于 SCR,可是工作频率远高于 SCR,在大容量高电压领域 GTO 是 SCR 的有力对手,其他自关断器件也难与 GTO 匹敌。在目前开发的高电压大容量新产品中,几乎没有使用 SCR 逆变器的。

GTR 的容量范围介于 GTO 和功率 MOSFET 之间,控制 GTR 比 GTO 更方便,加之 GTR 的工作频率较高,因而凡是能用 GTR 解决问题的领域尽量避免使用 GTO。GTR 适应于 380V 电网和 500 kW 的容量范围内。如果电网电压达 600 V 以上,则由于 GTR 耐压所限而难以发挥作用。但是对 GTO 来说,电压和容量在上述使用范围内有很大余地。

由于功率 MOSFET 可工作在甚高频下,用于高频化的逆变器、斩波器时,其体积重量大大减少,变流性能大大提高。目前在 10 kW 以下的逆变器中功率 MOSFET 受到青睐。IGBT 的容量目前已大于 GTR 和功率 MOSFET,它的应用范围正在逐步扩展。至于 MCT、SITH 以及 SIT 等器件虽已有一定应用,但尚未进入工业化广泛应用阶段,在这里不做详细比较。

2. 电流与电压的等级

几种全控型器件的电压与电流等级的比较曲线如图 1.5 所示。由图可知,四层结构的 GTO、SITH 属于高电压大电流器件,三层结构的 GTR、IGBT 和功率 MOSFET 的电压、电流容量不及四层结构。GTO、SITH 在电压和电流两个方面仍有发展余地,至少在理论上是有发展自由度的。GTR 的电流仍可增大,但电压难以高出 1500 V。由于功率 MOSFET 的导通电阻随着电压的升高而增大,因此,耐压的提高也是有困难的。从发展前途来看,IGBT 的电压电流容量可更高于 GTR 的容

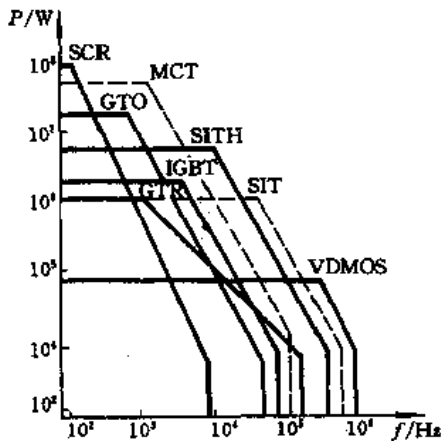


图 1.4 单个器件输出功率与工作频率的关系

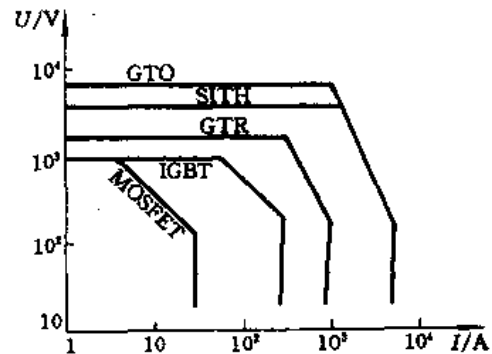


图 1.5 各种器件电压和电流的比较

量,因此,它是很有前途的一种新型器件。

3. 功率损耗

图 1.6 给出 1000V 级器件功率损耗与工作频率的关系曲线。由图可知,功率 MOSFET 的功率损耗最大。这是由于导通电阻大的缘故,但是它的功耗随着频率的增加幅度变化很小,说明功率 MOSFET 的开关损耗很小,可见功率 MOSFET 最适用于高频率下工作。GTO、GTR 和 IGBT 虽然低频时管压降低、功耗小,但是随着工作频率的增加,开关损耗急剧上升,于是,由于功耗的局限,GTO、GTR 和 IGBT 的工作频率不可能超过功率 MOSFET。

根据上述各特性的比较,有人对几种器件的未来发展给以预测。图 1.7 为千伏级器件的预测结果。图中显示了随着年代的推移,各器件电流容量增加的速度。由图可知这几种器件今后都会有所发展,但增长速度不同,近期内达到的电流容量也不同。图中 IGBT 是未来发展最快的一种混合型自关断器件。

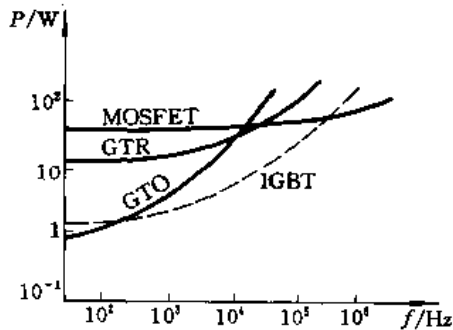


图 1.6 器件功率损耗与工作频率的关系

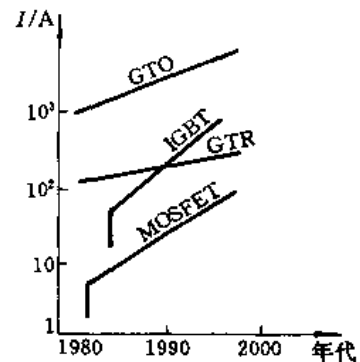


图 1.7 千伏级器件预测曲线

1.3 电力电子电路

1.3.1 电力电子电路的分类

电力电子电路即通常所说的变流电路。它的基本功能是使交流电能(AC)与直流电能(DC)互相转换,基本转换形式有四种,如图 1.8 所示。

1)整流电路 由交流到直流电能的变换称为整流(或称为 AC-DC 变换)。实现这种变换的电路称为整流电路。用整流二极管可组成不可控整流电路,用晶闸管或其他全控器件可组成可控整流电路。以往使用最普遍的可控整流电路即为普通晶闸管相控整流电路。整流电路应用极为普遍,大到直流输电,小到家用电器,都有 AC-DC 变换的功能。以往的相控整流电路存在着网侧功率因数低、谐波严重等缺点。为改进这些缺点,目前正推广用全控型器件组成的脉宽调制

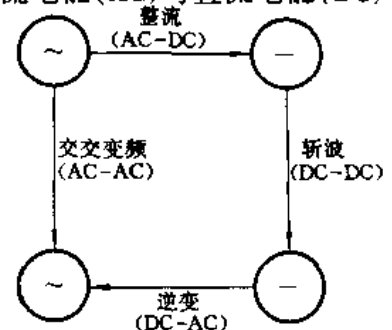


图 1.8 电力电子电路的基本功能

(PWM) 整流电路。

2) 逆变电路 由直流到交流电能的变换称为逆变(或称为 DC - AC 变换)。实现这一变换的电路称为逆变电路。逆变电路不但能使直流变成可调电压的交流,而且可输出连续可调的工作频率。以逆变电路为基础的交 - 直 - 交变频电路是当今应用最广泛的中小型交流电动机调速系统的主体。变频电路的种类很多,目前常用的是脉宽调制(PWM)电路。此外;正在研制无开关损耗的软开关逆变电路。

逆变器有三种基本类型:一是电压源型逆变器;二是电流源型逆变器;三是谐振型逆变器。这三种逆变器根据容量大小、工作频率高低可分别选用 GTO、GTR、IGBT 和功率 MOSFET 等全控型器件,为各种应用提供正弦波形的电流或电压。逆变器的体积和性能与电力电子器件的特性密切相关。比如,用 GTR 代替原来的 SCR,通用逆变器的体积就减至原来的三分之一,最高输出频率由原来的 50 Hz 提高到 360 Hz。若采用 IGBT 或功率 MOSFET,逆变器的输出频率可达到 1 kHz 以上,体积将更小。

3) 直流变换电路 使一种直流电压变成另一种幅值或极性不同的直流电压的变换称为直流变换(或称 DC - DC 变换)。实现这种变换的电路通常用斩波方式,所以也称为斩波电路。斩波电路有调脉宽、调频率或既调脉宽又调频率的三种基本形式。随着全控型器件工作频率的提高,斩波电路的应用越来越广泛。

通常 DC - DC 变换电路可分为以下五种:① 降压斩波电路;② 升压斩波电路;③ 升降压斩波电路;④ 库克斩波电路;⑤ 半桥或全桥变换电路。上述五种电路中,升压和降压斩波电路为基本电路,其余电路均由这两种电路演变而成。

DC - DC 变换电路大都采用 PWM 控制方式。在 PWM 电路中,电力电子器件工作在开关状态,每次均在高电压下开通,在大电流下关断。器件承受的 du/dt 及 di/dt 较高并产生相当可观的开关损耗。这种开关损耗随着开关频率的提高而增大。为了减小整机体积,一切电力电子装置均希望在高频下运行,但频率的增加又使开关损耗大大增加。此外,开关运行中较高的 du/dt 及 di/dt 又会产生严重的电磁干扰,不但影响自身系统的可靠性,而且影响同一电网中其他设备的运行。这些都是 PWM 电路存在的缺点。

为了克服上述缺点,在 DC - DC 和 DC - AC 变换电路中,若在电压过零或电流过零时进行开关切换,既可不产生开关损耗,器件承受的 du/dt 及 di/dt 不会过高,也不会产生严重的电磁干扰。采用零电压、零电流开关的电磁谐振电路的变换器即可实现上述目的。因为这种电路大多数采用电感、电容拓扑结构,所以又称之为谐振变换电路。

目前,零电压零电流软开关电路已逐步应用于 DC - DC 变换电路中,使直流电源的体积大为缩小。

4) 交流变换电路 能使交流电压或频率改变的变换称为交流变换(或称为 AC - AC 变换),实现这种变换的电路通常用交流调压或周波变换电路。前者主要用于功率较小的交流调压设备;而后者则用于兆瓦级大型电动机的调速系统。

AC - AC 变换传动是一种在大功率(500 kW 或 1 000 kW 以上)、低速(600 r/min)范围内采用的交流调速方案,此技术正在轧机、矿山卷扬、船舶推进、水泥、风洞等传动中逐步取代传统的大功率直流调速系统,已经取得了良好的技术经济效益。

1.3.2 电力电子电路的应用

电力电子电路应用于从发电厂设备至家用电器的所有电气工程领域,例如发电厂的储能发电设备以及直流输电系统、动态无功补偿、机车牵引、各类电机传动、不停电电源、汽车电子化、开关电源、中高频感应加热设备和电视、通信、办公自动化设备等等。在这些应用中,容量最大者可达 1 GW,而最小者只有数瓦,工作频率最低者为 50 Hz,最高者可达 100 MHz。电力电子电路在各个应用领域中功率和频率的覆盖曲线如图 1.9 所示。由图可知,应用领域不同,所需的功率容量和工作频率也不同,与此相应,所需的电力电子器件和电路也不同。除了直流输电、特大容量电机的传动装置外,其他各个应用领域都被全控型器件所占领,而各种全控型器件又有自己的不同适应范围。

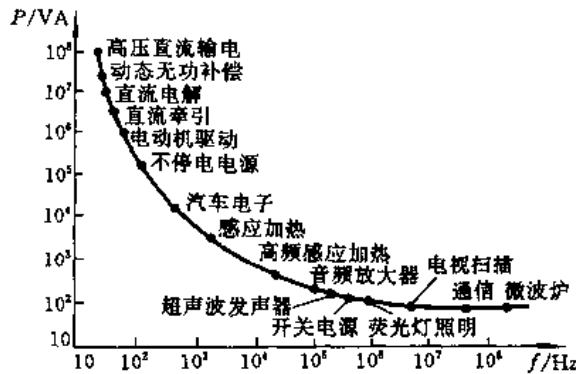


图 1.9 电力电子电路在不同频率下的应用领域

全控型器件的应用领域大体可以划分为两种类型:一是用量很大的各类电动机的传动装置,采用的是调压调频电路(即 VVVF);二是种类很多的各类静止电源(如 UPS 电源),多数采用的是恒压恒频电路(即 CVCF)。

1.4 电力电子技术展望

80 年代一批全控型器件的大容量化和实用化使电力电子技术完成了从传统电力电子技术向现代电力电子技术的过渡。可以预料,下一个世纪电力电子技术将会有更加飞跃的发展。

1.4.1 电力电子器件

电力电子器件在今后将有如下三个方面的进展:

① 已实用化的全控型器件在大功率、易驱动和高频率这三个方面继续发展。图 1.10 给出了三个年代中各种全控型器件的控制功率与工作频率的适用范围。由图可知,1980 年末 GTO、GTR 和功率 MOSFET 的控制功率较小,工作频率也较低。经过 80 年代和 90 年代的发展,在本世纪末(2000 年)各种全控型器件将会有很大发展。

② 由于 MCT、SITH 和 SIT 等器件的大容量化和实用化、IGBT 电流和电压容量的进一步提高和 GTO 快速性能的改进等原因,将迫使 SCR 和 GTR 的应用范围变得更窄。这两种器件最终会

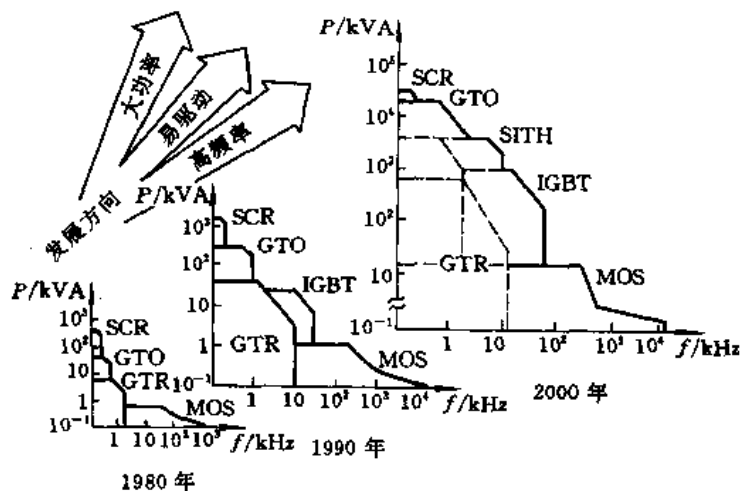


图 1.10 大功率全控型器件区域图

被淘汰。

③ 功率集成电路不同于上述全控型器件,它是在芯片上集成了一个系统,其中包括电力电子器件、驱动电路、传感器和诊断、保护、控制等电路。这种集成电路的进一步发展,可能使电力电子技术跃入功率集成电力电子技术的新时代,预计在 90 年代之后功率集成电路会有很大的发展。

1.4.2 变流电路及控制技术

变流电路是随着电力电子器件的更新而发展的。传统电力电子技术所用的相控电路适用于 SCR, PWM 电路和谐振电路适用于各种全控型器件。在 90 年代,上述电路会逐步完善、改进,预计不会有更多更新的变流电路诞生,但是变流电路在减小体积和重量、改进效率、提高精度、增加快速性以及增大电压、电流、频率的控制范围等方面将会有较大进展,无论是电机驱动用 VVVF 逆变器或电源类应用的 CVCF 逆变器以及应用广泛的高频斩波器都会变得小巧玲珑、可靠便宜,备受用户欢迎。

值得指出的是,由于 SCR 应用的衰退,也由于网侧谐波严重,至今仍用于特大容量电机驱动电路的 SCR 交-交变频电路也将被逆变电路所取代。

先进的控制技术对改进变流电路的效率和性能是必不可少的一项关键技术之一,以往主要应用模拟控制技术,但这种技术有较大的缺点,因为参数随温度变化而产生较大的漂移,致使不断地需要人工调节以控制参数精度。采用数字控制即可避免这种缺点,因此,变流电路控制技术的方向是数字化。由于微型计算机运算速度的提高以及现代控制理论的应用,控制技术数字化的目标完全可以实现。

第二章 整流二极管

整流二极管(Rectifier Diode)的种类很多,按照应用频率来分,有低频应用的普通硅整流管和高频应用的快速恢复硅整流管。此外,还有肖特基整流管。

2.1 普通硅整流管

2.1.1 基本原理

硅整流管由一 PN 结组成,它是一个结构最简单的电力电子器件。它的基本结构及电路符号如图 2.1 所示。由图可知,整流管是 P 型和 N 型半导体结合而成的,特性与 PN 结的特性一样。PN 结的工作可以分为零偏置、正偏置和反偏置三种状态。

1. PN 结零偏置

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,方向如图 2.2(a)所示。该电场方向恰好起着阻碍多子扩散的作用,直到建立动态平衡为止,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,因此从整体上看,没有电流通过 PN 结。

2. PN 结正偏置

在 PN 结加正电压(正偏置)下,如图 2.2(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,原先的动态平衡被破坏。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。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 2.3 第一象限所示。

当 PN 结通过正向大电流时,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,这种现象称为基区电导调制效应。这样一来,P 和 N 区两端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。

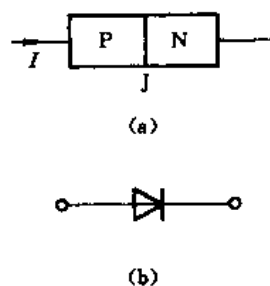


图 2.1 整流管的结构及电路符号
(a) 结构;(b) 符号

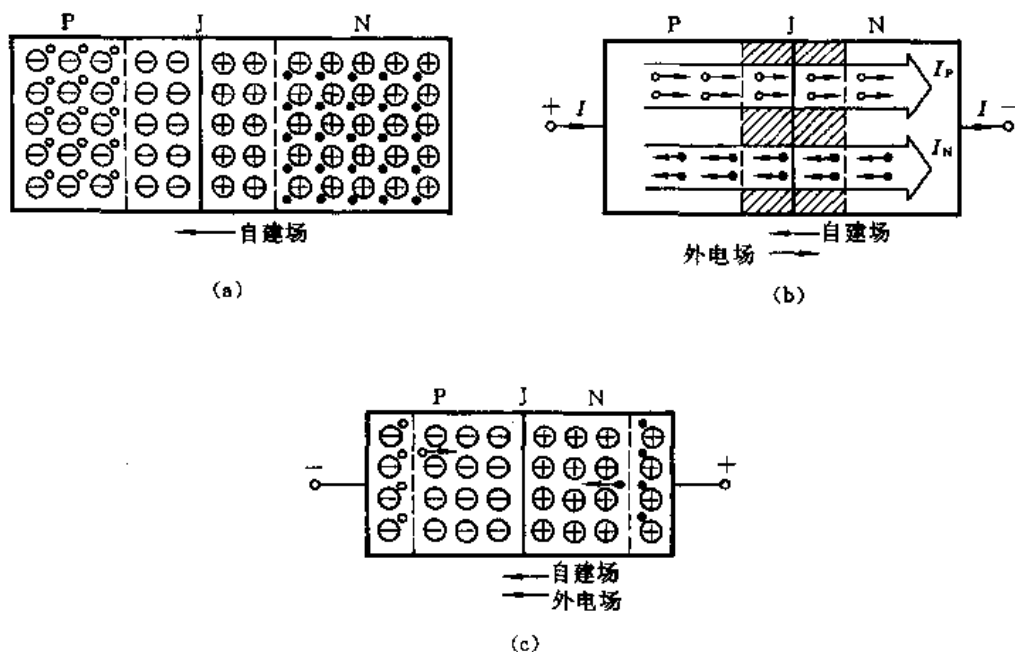


图 2.2 不同偏置下的 PN 结
(a) 零偏置; (b) 正偏置; (c) 反偏置

3. PN 结反偏置

在 PN 结加反向电压(反偏置),如图 2.2(c)所示。此时,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,多子的扩散变得微不足道。但对 PN 结两边的少子却不起阻碍作用,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 结存在着少子抽取现象。由于 PN 结两边热平衡状态下的少子浓度很低,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 结相当于“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 2.3 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 结上所加的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),有两种载流子参与导电的器件称为双极型器件(或少子器件),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 结存在着少子抽取现象,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

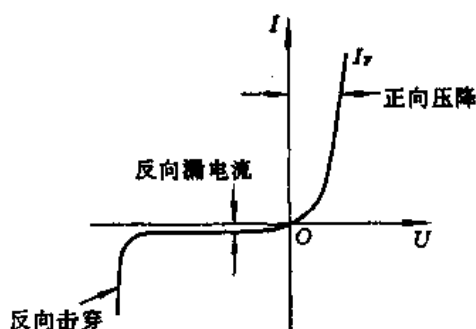


图 2.3 PN 结静态伏安特性

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。

PN 结的静态伏安特性曲线应如图 2.3 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。这就是把二极管称为整流管的原因。整流管的主要电参数有正向电流、正向压降、反向漏电流、反向电压。正向电流和反向电压是整流管的功能参数,正向压降和反向漏电流是整流管能正常可靠工作的参数。大功率整流管的质量优劣主要由正向压降和反向漏电流来标志。

普通硅整流管的电流可达数千安以上,反向耐压可达数千伏以上。它是应用最广的一种电力电子不控型器件。

2.1.2 动态特性

整流二极管在电力电子电路中是一个开关器件。它在正向偏置时呈低阻状态,正向管压降很低,近似于短路;在反向偏置时,二极管呈高阻状态,反向电流很小,近似于开路。二极管的上述特性,是它用作开关器件的基础。但是,二极管从低阻转变成高阻或从高阻转变成低阻并不是瞬时完成的,这些转变都要经历一定的过程。二极管从高阻的反向阻断转变为低阻的正向导通称为正向恢复,从正向导通转变为反向阻断称为反向恢复。这两种恢复过程限制了二极管的工作频率。

整流二极管在低频或静态工作时可以不考虑正向和反向恢复时间,可用 PN 结的静态特性描述整流管的工作特性。但是,在前后沿变化较陡的脉冲状态或高频切换的电路中工作时,整流管的动态特性即成为极其重要的特性。此时,整流二极管的等效电路如图 2.4 所示。

图中 C_d 和 C_b 为 PN 结所具有的扩散电容和势垒电容; r_j 为 PN 结的电阻,是具有单向导电特性的非线性电阻; r_s 为 PN 结以外半导体区的体电阻; L_c 为芯片电感; L_s 为引线电感; C_c 为管壳电容。由图可知,在高频工作状态时,整流二极管具有复杂而重要的动态开关特性。这时不能再用 PN 结的静态特性来描述整流管的工作特性。普通功率二极管的反向恢复时间长,不能适应高频开关电路的应用,为此专门研究和制造了具有快速恢复性能的二极管。

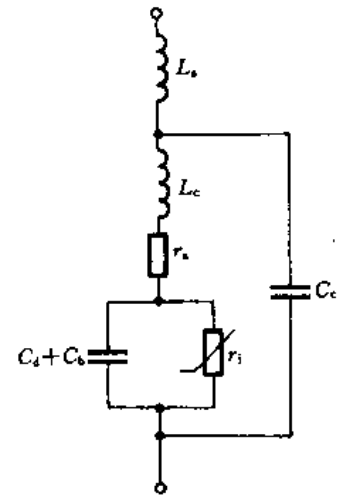


图 2.4 整流二极管的高频等效电路

2.2 快速恢复二极管

恢复过程很短的二极管,特别是反向恢复过程很短的二极管称为快速恢复二极管(Fast Recovery Diode)。高频化的电力电子电路要求快速恢复整流二极管的正向恢复特性良好,即正向瞬态压降小,恢复时间短;反向恢复特性也良好,即反向恢复时间短,反向恢复电荷少,并具有软恢复特性。

2.2.1 开通特性

整流二极管的开通也有一个过程,开通初期出现较高的瞬态压降,经过一定时间后才能处于

稳定状态,并具有很小的管压降。这就是说,二极管开通初期呈现出明显的“电感效应”,不能立即响应正向电流的变化。图 2.5 中给出二极管开通特性的曲线。图 2.5(a)所示为管压降随时间变化的曲线,其中 U_{FP} 为正向峰值电压, t_{fr} 为正向恢复时间。图 2.5(b)所示为二极管开通电流的波形,电流上升率用 di_F/dt 表示。由图可知,在正向恢复时间内,正在开通的二极管具有比稳态大得多的峰值电压 U_{FP} 。实验表明,当正向电流上升率超过 $50A/\mu s$ 时,在某些高压二极管中可以测得几十伏的电压值。一般电压高于 $600V$ 、电流大于 $100A$ 的快速恢复二极管中具有较高的瞬态压降。这一概念在普通整流二极管中是不曾出现的,但是在诸如缓冲电路中的快速应用时,这一概念非常重要。

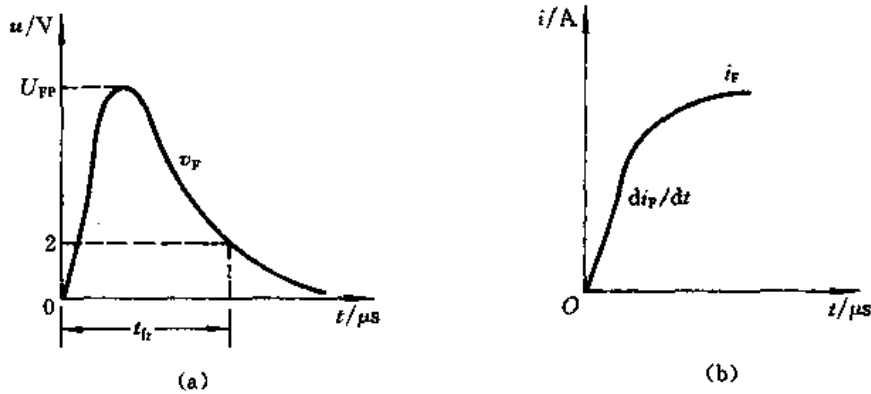


图 2.5 快速整流二极管的正向恢复特性

(a)管压降随时间变化的曲线;(b)二极管导通电流波形

开通时二极管呈现的电感效应,除了器件内部机理的原因之外,还与引线长度、器件封装采用的磁性材料等因素有关。电感效应对电流的变化率最敏感,因此开通时二极管电流的上升率 di_F/dt 越大,峰值电压 U_{FP} 就越高,正向恢复时间也越长。

2.2.2 关断特性

正在导通的二极管突然加一反向电压时,反向阻断能力的恢复需要经过一段时间。在未恢复阻断能力之前,二极管相当于短路状态,这是一个很重要的特性。全部恢复过程如图 2.6 所示。图中 I_{RM} 为最大反向恢复电流, Q_R 为反向恢复电荷, t_{rr} 为反向恢复时间。这三个参数在电路设计中是最重要的参数。下面讨论反向恢复过程。

由图 2.6 可知,从时间 $t = t_f$ 开始,已经导通的二极管加反向电压 E ,原来导通的正向电流 I_F 以 di_F/dt 的速率减小。这个电流变化率由反向电压和开关电路中的电感决定,即有

$$di_F/dt = E/L \quad (2-1)$$

当 $t = t_0$ 时,二极管中的电流等于零。在这之前二极管处于正向偏置,电流为正向电流。在 t_0 时刻后,正向压降稍有下降,但仍为正偏置,电流开始反向流通,形成反向恢复电流 i_{rr} 。

在 $t = t_1$ 时刻,电荷 Q_1 已被抽走,反向电流已达最大值 I_{RM} ,二极管开始恢复阻断能力。在这一时刻之前,电源电压由线路电感平衡,但在电流最大值 I_{RM} 时, $di_F/dt = 0$,电感电压等于零,电源电压由二极管来平衡。此时,二极管电压包括其内部 PN 结电压和附加电阻上的电压。

在 $t > t_1$ 之后,反向恢复电流迅速下降,下降速率 di_{rr}/dt 较高,在线路电感中产生较高的电

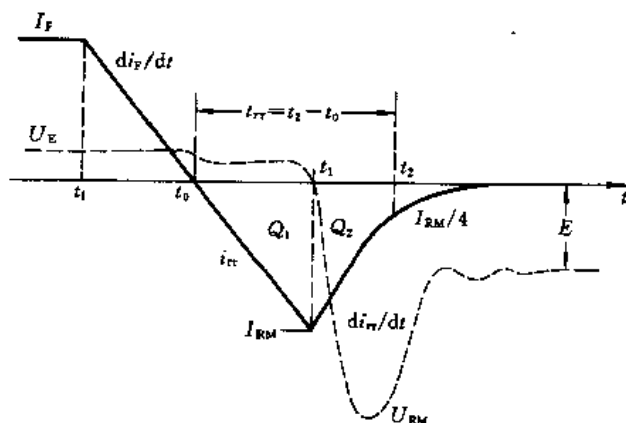


图 2.6 反向恢复过程中电流和电压波形

动势,这个电势与电源电压一同加在二极管上,所以二极管承受很高的反向电压 U_{RM} 。

在 $t = t_2$ 之后, di_{rr}/dt 逐渐减小为零,电感电压等于零,二极管承受电源电压 E 。这时电荷 Q_2 也被抽完。二极管处于承受静态反向电压阶段。

以上即为二极管反向恢复的全过程。

影响反向恢复过程长短的主要因素是反向恢复电荷,即在反向恢复过程中抽走的总电荷量 Q_R 。 Q_R 可由下式求出:

$$Q_R = Q_1 + Q_2 = \int_{t_0}^{t_2} i_{rr} dt \quad (2-2)$$

Q_R 是一个很重要的参数。若 Q_R 少,则反向恢复时间 t_{rr} 短。这是快速恢复二极管与普通整流二极管的根本区别之处。

反向恢复电荷 Q_R 与二极管正向电流、 di_F/dt 以及结温有关。正向电流和电流变化率增加, Q_R 增加。因为结温增加之后,载流子寿命增加,所以 Q_R 也会增加。

顺便指出,在二极管反向恢复期间,在二极管内消耗的能量由下式决定:

$$W = E \int_{t_0}^{t_2} i_{rr} dt + \frac{1}{2} L I_{RM}^2 \quad (2-3)$$

式中前一项由电荷 Q_R 决定,后一项由电感 L 中的贮能决定。由此看来,反向恢复损耗与二极管的反向恢复电荷密切相关。为了减少损耗,应该选用 Q_R 小的二极管。 Q_R 小,反向恢复时间 $t_{rr} = t_2 - t_0$ 也小。 t_{rr} 是快速恢复二极管的一个动态参数,在使用中应注意选择。

由上可知,反向恢复电流的下降速度 di_{rr}/dt 也是一个重要的参数。若 di_{rr}/dt 过大,由于线路存在电感 L ,则会使反向峰值电压 U_{RM} 过高,有时出现强烈振荡,致使二极管损坏。可用软特性和硬特性的概念表示 di_{rr}/dt 对反向特性的影响。特性的软硬度用“软因子”衡量。软因子 S_r 的定义为

$$S_r = \frac{t_2 - t_1}{t_1 - t_0} \quad (2-4)$$

式中 t_2 由电流 i_{rr} 在 $I_{RM}/4$ 处的投影决定,如图 2.7 所示。软因子也有用 U_{RM}/E 的大小或者用 I_{RM} 点两侧的斜率来表示的。

图 2.7(a)表示 $S_r = 0.3$ 的硬特性器件的电流曲线,图 2.7(b)表示 $S_r = 0.8$ 的软特性器件的电流曲线。实际应用时要选用 S_r 大的二极管。若 S_r 大,二极管承受的反压峰值 U_{RM} 则小。

目前有 PN 型和 PIN 型两种结构的快速恢复整流二极管。在同等容量下 PIN 型结构具有开通压降低、反向快速恢复性能好的优点。不足之处是 PIN 型二极管具有硬恢复特性,而 PN 型结构则具有软的恢复特性。实际应用时可根据应用条件而进行选择。

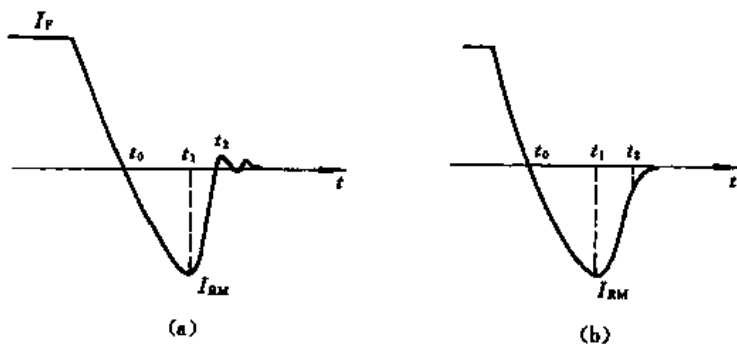


图 2.7 反向特性的软硬度

2.3 功率肖特基二极管

通常将 PN 结二极管叫作结型整流管,而金属半导体二极管叫做肖特基整流管。

2.3.1 基本原理

在一些情况下,金属与半导体表面适当接触也会形成势垒,呈现类似于 PN 结的非线性特性。肖特基在 1938 年首先对此现象做出了理论分析,因此金属与半导体之间的势垒称为肖特基势垒。以这种势垒为基础制成的二极管称为肖特基势垒二极管(SBD - Schottky Barrier Diode),简称为肖特基二极管。

SBD 在高频小信号电路和数字电路中早就得到应用。进入 80 年代以来,由于器件工艺技术的发展,出现了以正向大电流为标志的功率 SBD,成为一种重要的高频大功率整流和续流元件。它具有低压大电流、低功耗、高速度等优良特性,可以大幅度地降低功耗,提高效率和使用频率,并减少电路噪声。

目前,功率 SBD 主要用铬、钼、钨、铂等金属与 N 型低阻硅构成,结构示意图如图 2.8 所示。由图可知,阳极金属层与 N 外延层之间形成了空间电荷区。这与 PN 结之间形成的空间电荷层极为相似。

肖特基势垒的特点是,只需考虑半导体中的多数载流子从半导体流向金属,而忽略少数载流子自金属与半导体的界面向半导体内部的运动。对于 N 型半导体,被忽略的少数载流子就是空穴;同时,由于金属中没空穴,不存在从金属流向半导体的空穴流,因此,在 SBD 中只有电子输运电荷。

当施加于 SBD 的电压以金属为正极、N 型硅为负极时,形成从硅流向金属的电子流,因此 SBD 呈低阻状态,类似于 PN 结的正偏置。当外加电压反向时,势垒升高,因而从金属流向硅的电子流密度很小。这种情况又类似于 PN 结的反偏置。因此,肖特基二极管的静态伏安特性与

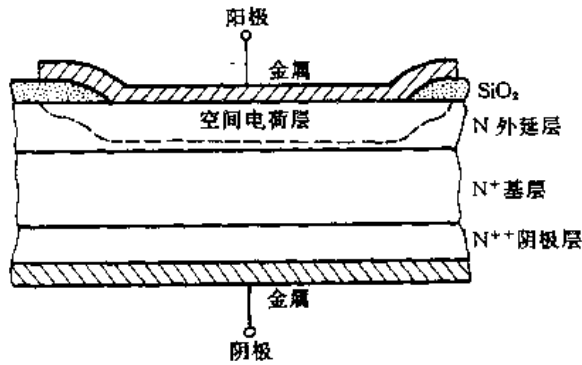


图 2.8 肖特基二极管的结构

PN 结二极管非常相似,同样具有单向导电性。这就是肖特基二极管的基本原理。

2.3.2 参数特点

与 PN 结二极管相比,SBD 具有如下特点。

- ① 反向恢复时间短,工作频率高;
- ② SBD 的正向压降小,开启电压低,正向导通损耗小。
- ③ SBD 的开关时间短,开关损耗远比 PN 结二极管要小。

SBD 的缺点是耐压较低、反向漏电流较大、温度特性较差。

PN 结二极管在反偏时要消除正偏时注入的储存电荷,因而反向恢复时间较长。SBD 的正向电流是由多数载流子传导的,不存在少数载流子的存储效应问题,因而反向恢复时间很短。在相同的电路条件下,SBD 的反向恢复时间要比 PN 结二极管少 100 倍。

综上所述,如果应用领域电压不高,而要求快速、高效,则 SBD 是比较理想的整流器件。

目前,功率 SBD 的产品水平大体为:耐压小于 150 V,电流可达 100 A,反向恢复时间在 10 ~ 40 ns 之间。

习题及思考题

- 2.1 何谓单极型和双极型器件?
- 2.2 普通硅整流二极管与快速硅整流二极管的应用范围有何区别?
- 2.3 结合图 2.4 说明整流二极管高频等效电路中各元件的含义。
- 2.4 快速整流二极管开通时呈现的电感效应与什么参数有关?
- 2.5 整流二极管由通态转向断态时,在整流二极管中消耗的能量与何种参数有关?
- 2.6 试说明肖特基二极管的工作原理。

第三章 电力晶体管

电力晶体管也称巨型晶体管(Giant Transistor,简称GTR),是一种双极型大功率高反压晶体管。它具有自关断能力,并有开关时间短、饱和压降低和安全工作区宽等优点。近年来,由于GTR实现了高频化、模块化、廉价化,因此被广泛用于交流电机调速、不停电电源和中频电源等电力变流装置中,并且在中小功率应用方面取代了传统的晶闸管。目前GTR的容量已达400 A/1200 V、1000 A/400 V,耗散功率已达3 kW以上。

3.1 工作原理

3.1.1 基本结构

GTR有NPN和PNP两种结构。三重扩散台面型NPN型GTR的结构剖面示意图如图3.1(a)所示。由图可知,GTR是包含有两个PN结的三端器件,图中掺杂浓度高的 N^+ 区称为GTR的发射区,它的作用是向基区注入载流子。基区是一个厚度在几微米至几十微米之间的P型半导体薄层,任务是传送和控制载流子。集电区 N^+ 是收集载流子的,常在集电区中设置轻掺杂的 N^- 区以提高GTR的耐压能力。在不同类型半导体区的交界处会形成PN结。发射区与基区交界处的PN结称为发射结;集电区与基区交界处的PN结称为集电结。两个PN结通过很薄的基区联系着。为了使发射区向基区注入电子,就要在发射结加上正向偏置电压 U_{EE} ;要保证注入到基区的电子能够经过基区后传输到集电区,就必须在集电结上加反向偏置电压 U_{CC} ,如图3.1(b)所示。

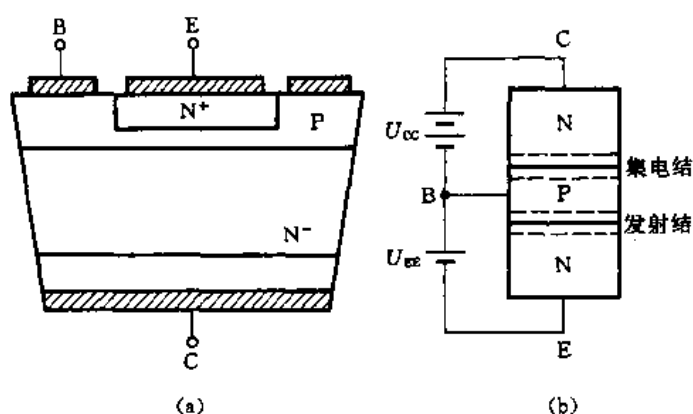


图 3.1 GTR 结构示意图

晶体管的这种结构和电压设置方法决定了它的各种特性和参数。小功率信号晶体管的主要任务是放大信号,因而发射结加正向偏置和集电结加反向偏置是必须满足的基本条件。对信号

晶体管的基本要求是增益要适当、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。对于电力晶体管来说,由于多数情况下处于功率开关状态,因此对它的主要要求是足够的容量(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 GTR 的工作电流和功率损耗较大,出现了基区大注入效应、基区扩展效应和发射极电流集边效应等三种影响器件工作状态的物理效应。为了削弱上述三种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。为此,GTR 与信号晶体管在结构上有所区别。

3.1.2 工作特点

在电力电子技术中,GTR 主要工作于开关状态,常用开通、导通、关断、阻断四个术语表示不同的工作状态。导通和阻断是表示 GTR 接通和断开的两种稳态工作情况,开通和关断表示 GTR 由断到通、由通到断的动态工作过程。人们希望 GTR 的工作接近于理想的开关状态,即导通时压降要趋于零,阻断时电流要趋于零,两种状态间的转换过程要快。用图3.2所示的 GTR 共射极开关电路来说明器件开关状态的特征。GTR 导通时对应着基极输入正向电压 $+U_B$ 的情况,此时发射结处于正向偏置 ($U_{BE} > 0$) 状态,集电结也处于正向偏置 ($U_{BC} > 0$) 状态。由于基区内有大量过剩载流子,而集电极电流被外部电路限制在某一数值不能继续增加,于是 GTR 处于饱和状态。这时集射极之间阻抗很小,其特征可用 GTR 的饱和压降 U_{CES} 表征。当基极输入反向电压 $-U_B$ 或零时,GTR 的发射结与集电结都处于反向偏置状态 ($U_{BE} < 0, U_{BC} < 0$)。在这种状态下集射极间阻抗很大,只有极小的漏电流流过,GTR 处于阻断状态,也称作截止状态。阻断状态的特征用 GTR 的穿透电流 I_{CEO} 表征。

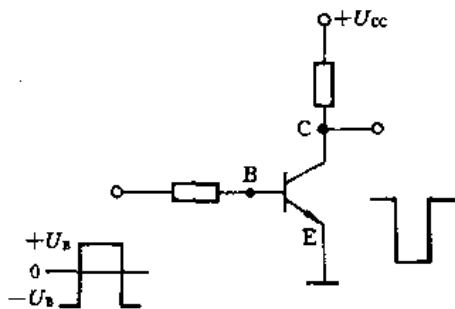


图 3.2 GTR 共射极开关电路

为了保证开关速度快、损耗小,对 GTR 有以下几点要求:饱和压降 U_{CES} 要低,直流电流增益 β 要大,穿透电流 I_{CEO} 要小以及开通与关断时间 t_{on} 、 t_{off} 要短。

3.2 静态特性与参数

GTR 的静态特性和参数与具体电路工作方式有关。从应用的角度出发,人们最关心的是共射极电路的输出特性、饱和和压降特性、共射极电流增益和保证安全工作的各种最大额定值。

3.2.1 静态特性

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极的电压 - 电流特性,如图 3.3 所示。由图可以看出 GTR 的工作状态可以分为四个区域:阻断区、线性区、准饱和区和深饱和区。阻断区又称截止区,它对应于基极电流 I_B 等于零的情况。在该区域中 GTR 承受高电压,仅有极小的漏电流存在,类似于一个开关处于断态的情况。该区的特点是发射结和集电结均为反向偏置。线性区又称放大区,在该区中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为反向偏置而发射结改为正向偏置。对于工作于开关状态的 GTR 来说应当尽量避免工作于线性

区,否则功耗将会很大。准饱和区是指线性区与深饱和区之间的一段区域,即图 3.3 中特性曲线比较明显弯曲的部分。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已不再呈线性关系,但仍保持着发射结正偏、集电结反偏的特点。在深饱和区中,基极电流变化时集电极电流不再随之变化。此时电流增益与导通电压均很小,类似于一只处于通态的开关。此区的特点是发射结和集电结均处于正向偏置状态。

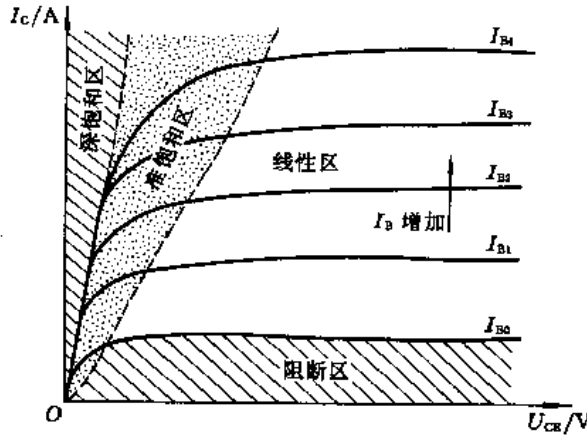


图 3.3 共射极电路的输出特性曲线

2. 饱和压降特性

处于深饱和区的 GTR 集射极电压称作饱和压降,用 U_{CES} 表示。此时的基射极电压称作基极正向压降,用 U_{BES} 表示。集射极饱和压降和基极正向压降在大功率应用中是两项重要指标,它们直接关系到器件的导通功率损耗。工作于深饱和区的 GTR 等效电路如图 3.4 所示。图中 U_C 、 U_E 分别表示饱和状态时集电结和发射结上的压降。由于这两个 PN 结均为正向偏置状态,所以图中极性符号恰好相反。 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。由图可以得出下列两个关系:

$$U_{BES} = I_E r_{ES} + U_E + I_B r_B \quad (3.1)$$

$$U_{CES} = I_E r_{ES} + U_E - U_C + I_{CS} r_{CS} \quad (3.2)$$

一般由于发射区掺杂浓度极高, r_{ES} 可以忽略,同时在一般情况下 $U_E - U_C \approx 0.1 \text{ V}$,所以上述两式可简化为

$$U_{BES} = U_E + I_B r_B \quad (3.3)$$

$$U_{CES} = 0.1 \text{ V} + I_{CS} r_{CS} \quad (3.4)$$

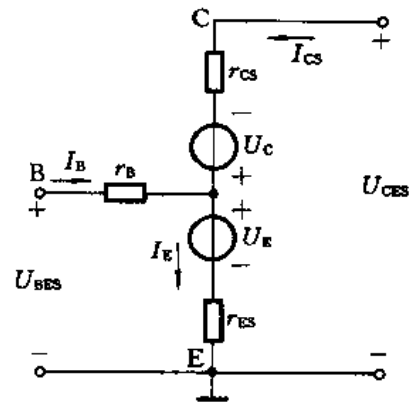


图 3.4 GTR 饱和区工作等效电路

图 3.5 示出英国 Marconi 公司生产的 TC35—400 型 50A GTR 的饱和压降特性曲线。该器件的直流电流增益 $\beta = 5$ 。由图可以看出,饱和压降 U_{CES} 随集电极电流的增加而增加;在 I_C 不变的情况下, U_{CES} 随壳温的增加而增加,图中 T_C 为管壳温度。

图 3.6 表示同一器件的基极正向压降特性曲线。由图看出,基极正向压降 U_{BES} 也随集电极

电流的增加而增加。由于 U_{BES} 是由 U_E 和 $I_B r_B$ 两项组成的,其中 U_E 是负温度系数而 r_B 是正温度系数,所以 U_{BES} 与温度的关系复杂一些。在小电流情况下 U_E 起主导作用,温度增加 U_{BES} 减小;在大电流情况下 $I_B r_B$ 则起主导作用,因此温度增加 U_{BES} 也增加。表现在图 3.6 的特性曲线中则是对应两种不同温度条件下的基极正向压降的特性曲线有交点。在交点的左侧为小电流条件,温度高时 U_{BES} 较低;在交点的右侧为大电流条件,温度高时 U_{BES} 亦较高。

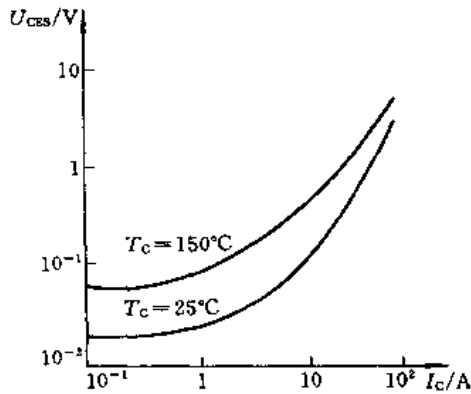


图 3.5 饱和压降特性曲线

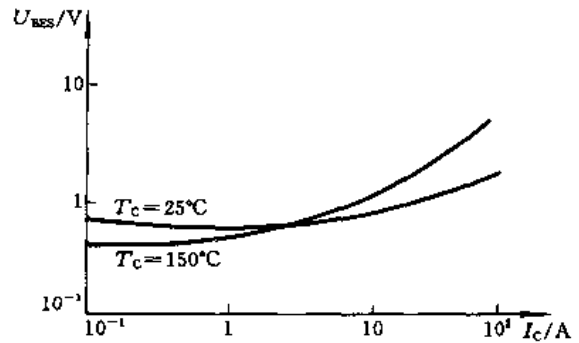


图 3.6 基极正向压降特性曲线

3. 共射极电流增益 β

共射极电流增益 β 表示共射极电路中 GTR 集电极电流 I_C 与基极电流 I_B 的比值 ($\beta = I_C / I_B$), 它表示 GTR 的电流放大能力。图 3.7 中给出了在不同壳温 and 不同集电极通态电压时共射极电流增益 β 与集电流 I_C 的关系曲线。图 3.7(a) 中曲线 β_F 的下角 F 表示器件为正向接法, 如图 3.7(b) 所示; 下角 R 表示器件的反向接法, 如图 3.7(c) 所示。 β_{F1} 曲线的测试条件为: T_C 为 25 °C, U_{CE} 为 2 V; β_{F2} 曲线的测试条件为: T_C 为 25 °C, U_{CE} 为 400 V; β_{F3} 曲线的测试条件为: T_C 为 125 °C, U_{CE} 为 2 V; β_R 曲线的测试条件为: T_C 为 25 °C, U_{CE} 为 -2 V。 T_C 为管壳温度。该图说明 GTR 的共射极电流增益 β 不是一个常数, 它随 T_C 和 I_C 的变化而变化。

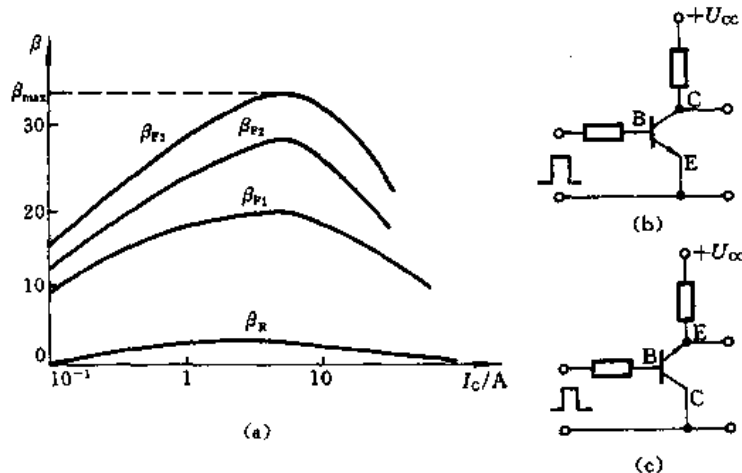


图 3.7 温度和通态压降为参变量时 $\beta - I_C$ 曲线及正反向接法电路

对正向偏置情况, 在小电流情况时 β 随 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, 因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, β 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 β_{\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 β 值迅速减小。高反压大功率的单管GTR,其 β 值一般在10左右。

比较曲线 β_{F1} 和 β_{F2} 可以看出,在 T_C 和 I_C 相同的条件下,正向电流增益 β_F 随集电极电压 U_{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 β 值随集电极电压的增加而增加。

比较图3.7(a)中曲线 β_{F1} 和 β_{F3} 还可以看出,在中间电流范围内, β 值随温度的增加而增加,在大电流情况下 β 值将随温度的增加而减小。

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

3.2.2 静态极限参数

GTR的极限参数也就是允许施加的电压、电流、耗散功率以及结温的最大额定值。在使用中绝对不能超过这些极限参数。

1. 最高电压额定值

最高电压额定值又分为最高集电极电压额定值和最高发射极电压额定值。

最高集电极电压额定值是指集电极的击穿电压值,它不仅因管子不同而不同,而且与基极电路条件有着极大的关系。图3.8表示GTR在不同电路方式时的最高集电极电压额定值,它包括 BU_{CBO} , BU_{CEO} , BU_{CES} , BU_{CER} 和 BU_{CEX} 。图3.8(a)为发射极开路($I_E = 0$)条件下集电极电压 U_{CBO} 和集电极电流 I_C 的关系曲线。曲线转折点对应的电压,即 $I_E = 0, I_C = I_{CBO}$ 时集电结上的电压,称作集基结击穿电压,用 BU_{CBO} 表示。图3.8(b)为基极开路($I_B = 0$)时集射极电压 U_{CEO} 和 I_C 的关系曲线。曲线转折点对应的电压,即 $I_B = 0, I_C = I_{CEO}$ 时的集射极电压,称作集射极击穿电压,用 BU_{CEO} 表示。图3.8(c)表示基射极短路($U_{BE} = 0$)条件下集射极电压 U_{CES} 与 I_C 的关系曲线。曲线转折点对应的电压,即 $U_{BE} = 0, I_C = I_{CES}$ 时的集射极电压,称作基射短路时集射极击穿电压,用 BU_{CES} 表示。图3.8(d)表示基射极间接有电阻时的集射极电压 U_{CER} 与 I_C 的关系曲线。曲线转折点对应的电压,即 $R_{BE} = R, I_C = I_{CER}$ 时的集射极电压,称作基射接电阻时的集射极击穿电压,用 BU_{CER} 表示。图3.8(e)表示基射极间加有反向电压($U_{EB} = X$)的条件下集射极电压 U_{CEX} 与 I_C 的关系曲线。曲线转折点对应的电压,即 $U_{EB} = X, I_C = I_{CEX}$ 时的集射极间电压,称为基射极反偏时集射极击穿电压,用 BU_{CEX} 表示。各击穿电压值均可由理论计算求得,它们的数值关系由下式表示:

$$U_B > BU_{CEX} > BU_{CES} > BU_{CER} > U_A$$

其中 U_B 是在 $I_E = 0$ 时对应集电极电流骤增情况的集射极电压值; U_A 是在 $I_B = 0$ 时对应集电极电流骤增情况的集射极电压值。比较上述几种不同电路对集射极击穿电压的影响可知,在发射结上施加反向偏压可以提高击穿电压的数值,因此,这种电路应用得最为普遍。

发射极电压最大额定值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 BU_{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 BU_{EBO} 通常只有几伏,典型值

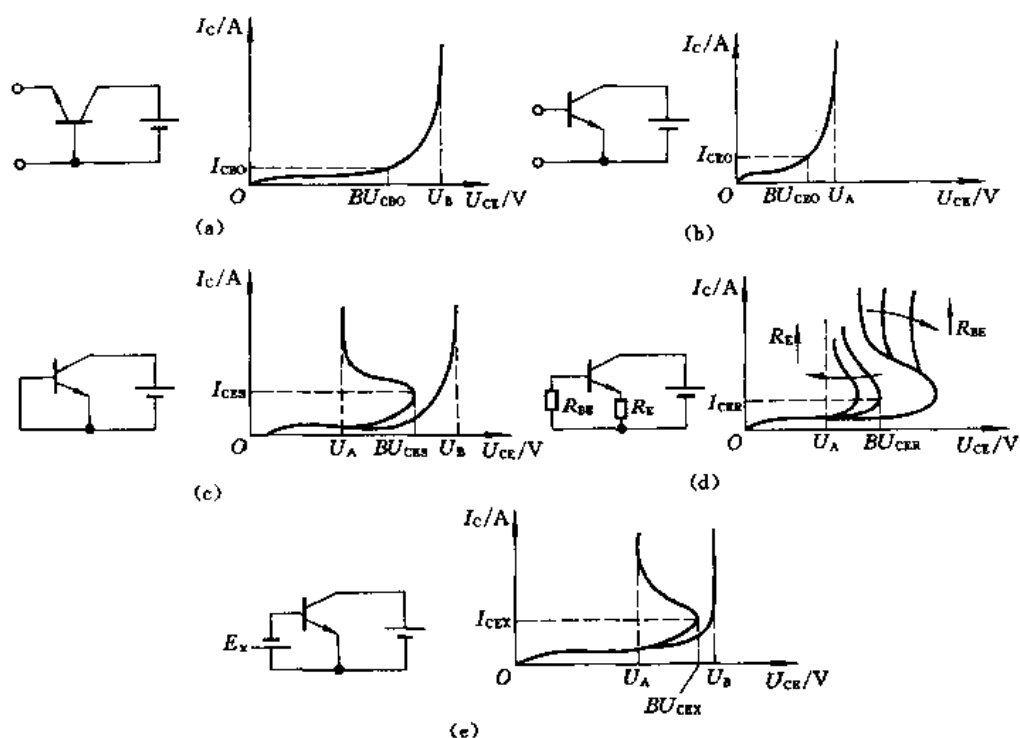


图 3.8 不同电路方式时的最高集电极电压额定值

为 8 V。

2. 最大电流额定值

如上所述,在大电流条件时出现的三种效应会使 GTR 的电性能变差,甚至于使管子损坏,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 β 值的下降情况为尺度确定 I_{CM} ,一般以 β 值下降到额定值的 1/2 至 1/3 时的 I_C 值定为 I_{CM} 。例如对于中功率 GTR 来说常取 β 为 10 时的 I_C 值为 I_{CM} ,对于大功率 GTR 来说,取 β 为 3~5 时的 I_C 值为 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,这种情况下以允许耗散功率的大小确定 I_{CM} 值。

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

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的。一般情况下,塑料封装的硅管结温 T_{JM} 为 125~150 °C,金属封装的硅管 T_{JM} 为 150~175 °C,高可靠平面管的 T_{JM} 为 175~200 °C。

4. 最大功耗额定值

最大功耗额定值 P_{CM} 是指 GTR 在最高允许结温时对应的耗散功率。它受结温的限制,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 散热条件是十分重要的。如果散热条件不好,管子会因温度过高而损坏。耗散功率随温度升高而降低的典型曲线如图 3.9 所示。由图可以看出,管壳温度在 75 °C 以下时,管子的耗散功率可达最大值,即 $P_C = P_{CM}$ 。由于最高允许结温 T_{JM} 一定,当管壳温度升高时,温差减

小,管子的耗散能力势必下降;当 T_C 接近 T_{JM} 时,管子已无耗散能力,即 P_C 趋于零。

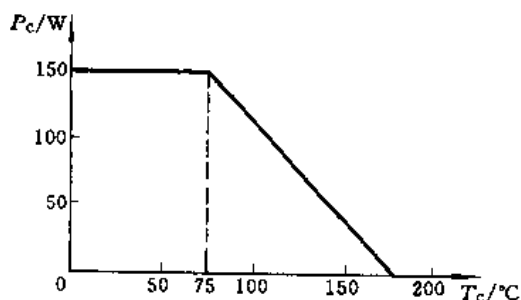


图 3.9 GTR 耗散功率与壳温的关系曲线

3.3 动态特性与参数

3.3.1 开关时间

动态特性主要描述 GTR 开关过程的瞬态性能,其优劣常用开关时间表征。现以共射极电路为例分析开关时间的动态过程,所用 GTR 为 Marconi 公司生产的 TC40U-400 型 GTR。图 3.10 (a)为试验电路,电路参数为:电源电压 U_{CC} 为 200 V,负载电阻 R_C 为 10Ω ,基极限流电阻 R_{B1} 和 R_{B2} 分别为 4.7Ω 和 1.2Ω 。GTR 的工作参数为:集电极电流 I_C 为 10 A,正向基极驱动电流 I_{B1} 为 2 A,反向基极驱动电流为 2A,结温 T_J 为 25°C 。图 3.10(b)和(c)为基极电流 i_B 和集电极电流 i_C 随时间变化的波形图。在未加入开通信号之前,发射结加有反向偏置电压,GTR 处于阻断状态。如图所示,在 t_0 时刻加入正向基极驱动电流 i_{B1} ,但在此后的一段时间内集电极电流 i_C 很小,直到 t_1 时刻 i_C 才增加到饱和值 I_{CS} 的 10%,常把 $(t_1 - t_0)$ 这段时间称为延迟时间 t_d 。从 t_1 时刻开始, i_C 增长速度加快,到 t_2 时刻 i_C 已接近饱和值 I_{CS} 的 90%,常把 $(t_2 - t_1)$ 这段时间称为上升时间 t_r 。

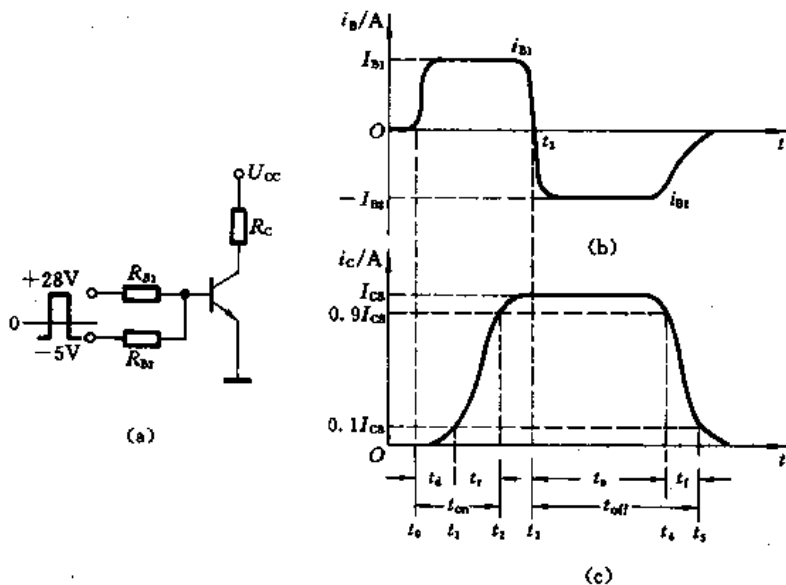


图 3.10 GTR 动态特性试验电路与电流波形

此后在正向导通时间内 i_C 一直保持为 I_{CS} 不变。若在 t_3 时刻输入信号电压变为负值, 则基极电流 i_B 反向并逐步达到 $-I_{B2}$; 但集电极电流却并不马上减小, 而是要经过一段时间 ($t_4 - t_3$) 才略有减小。到 t_4 时刻 i_C 已明显地减小到 I_{CS} 的 90%, 常把 ($t_4 - t_3$) 这段时间称为存储时间 t_s 。此后集电极电流迅速减小, 到 t_5 时刻降至 I_{CS} 的 10%, 常把 ($t_5 - t_4$) 这段时间称为下降时间 t_f 。由图 3.10 (b) 和 (c) 可以看出, t_0 到 t_2 这段时间表示 GTR 由断态过渡到通态所需要的时间, 通常称为开通时间 t_{on} 。开通时间 t_{on} 在数值上等于延迟时间 t_d 与上升时间 t_r 之和, 可用下式表示:

$$t_{on} = t_d + t_r \quad (3.5)$$

t_3 到 t_5 这段时间表示 GTR 由通态过渡到断态所需的时间, 通常称为关断时间 t_{off} 。关断时间 t_{off} 在数值上等于存储时间 t_s 与下降时间 t_f 之和, 可用下式表示:

$$t_{off} = t_s + t_f \quad (3.6)$$

3.3.2 电压上升率 du/dt

集电极电压上升率 du/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 du/dt 产生的过损耗现象严重地威胁着器件和电路的安全, 所以迫使人们认真考虑。如图 3.11 所示, 处于关断状态的 GTR 可以用等效为两个相反串联的 PN 结考虑。实际上, 在基极开路时, 集射极间承受过高的电压上升率 du/dt 时, 便会通过集电结的寄生电容流过容性位移电流 i_B 。由于基极是开路的, 上述容性位移电流便注入发射结形成基极电流并且被放大 β 倍, 形成集电极电流 i_C 。一般情况下这一电流很小, 对器件危害甚小, 但是若 GTR 的 β 值很大时, 该电流也会达到相当的数值, 迫使 GTR 进入放大区运行, 有可能因瞬时功耗过大而产生二次击穿导致损坏。另外在 GTR 换向期间, 集电结中贮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。为了抑止过高的 du/dt 对 GTR 的危害, 一般在集射极间并联一个电阻 - 电容 - 二极管 (RCD) 缓冲网络 (Snubber)。

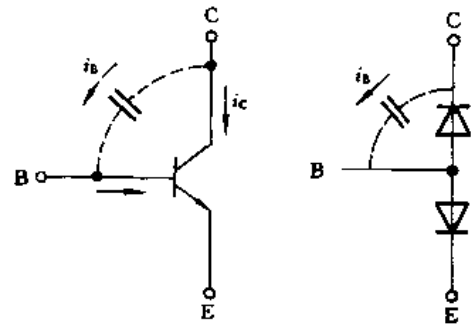


图 3.11 集电结寄生电容示意图

3.3.3 开关损耗

GTR 主要工作在开关状态, 开通与关断过程所产生的开关损耗在总损耗中占的比重较大, 尤其在较高频率下工作更显突出。开关损耗是制约 GTR 工作频率提高的一个重要因素。

GTR 的开关损耗由开关过程中集电极电流与电压的乘积决定。它的大小与负载性质相关。现举电感负载时 GTR 的开通与关断损耗为例说明。GTR 电流和电压波形及功耗曲线如图 3.12 所示。图中, 二极管 V_F 为续流二极管, 它在 GTR 关断时使电感 L_L 中电流续流, 进而使 GTR 承受的电压钳位在电源电压 U_{CC} 的水平上。图 3.12(d) 中所示的 I_{π} 和 Q_{π} 分别为 GTR 开通时, 二极管 V_F 的反向电流和反向恢复电荷。二极管反向电流与 GTR 开通电流叠加, 使如图 3.12(e) 所示的 GTR 开通损耗和能量损耗增加。

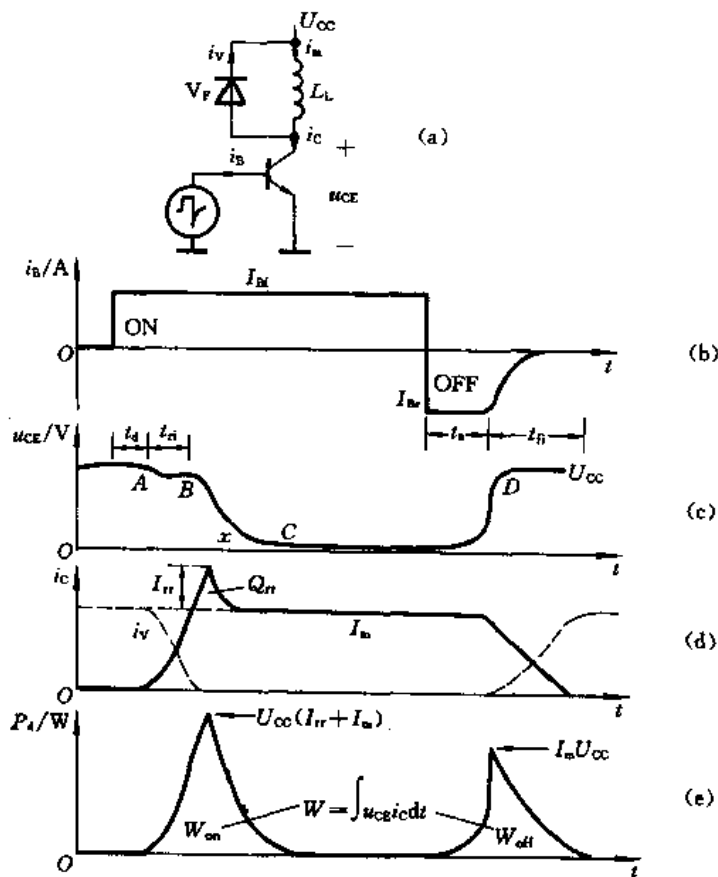


图 3.12 电感负载时电流和电压的开关波形
 (a)GTR 电路;(b)基极电流波形;(c) 集电极电压波形;
 (d)集电极电流波形;(e)功耗和能耗曲线

如图 3.12(c)和(d)所示,GTR 阻断时,由于电感负载中的电流不能突变,在 GTR 上的电压未达到电源电压 U_{CC} 之前,GTR 一直流过全部负载电流。只有当 GTR 集电极电压达到 U_{CC} 之后,续流二极管开始正向偏置,也即开始正向导通时,GTR 的电流才逐渐降为零,全部负载电流经二极管续流。

GTR 开通时,假定续流二极管仍然导通负载电流,由于续流二极管钳位,GTR 集电极电压仍为 U_{CC} 电平。当集电极电流增加到全部负载电流且续流二极管电流为零之后,GTR 上的电压才下降为通态电压。

在上述关断和开通瞬态过程中可能有电压最高和电流最大值同时出现的情况。这种情况示于图 3.13 动态开关轨迹曲线中。GTR 关断时,运行点从 C 至 A,在 D 点出现最大电流和最高电压。GTR 开通时,因为续流二极管反向电流的作用,使运行点到 B 点。GTR 流过的电流更大。与电阻负载时动态开关轨迹相比,电感负载时的开关损耗更大。过大的开关损耗,将使 GTR 结温升高,制约工作频率的提高。

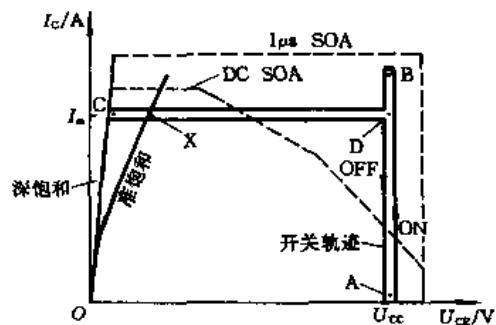


图 3.13 电感负载时 GTR 的动态开关轨迹

3.4 二次击穿与安全工作区

3.4.1 二次击穿特性

前述的最高集射极间电压额定值 BU_{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, 一般不会引起晶体管特性变坏; 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。GTR 的二次击穿特性如图 3.14 所示。图中自上而下的三条曲线分别表示发射结处于正向偏置 ($I_B > 0$), 发射结开路 ($I_B = 0$) 和发射结反向偏置 ($I_B < 0$) 状态时的二次击穿特性。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 $U_{CEO(SUS)}$ 的乘积, 即

$$P_{S/B} = I_{S/B} \cdot U_{CEO(SUS)} \quad (3.7)$$

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 $I_{S/B}$, 手册上常用 $I_{S/B}$ 表征器件二次击穿耐量的大小。

二次击穿主要是由于器件体内局部温度过高造成。温度升高的原因是当正向偏置时由热不均衡性引起, 反向偏置时由雪崩击穿引起。

热不均衡性引起的二次击穿是由于晶体管的结面上有缺陷和参数分布不均匀, 导致电流分布不均匀, 从而引起温度分布不均匀而造成。温度高的局部区域载流子浓度增加, 使电流更加密集, 这种恶性循环形成热电反馈的不稳定性。如果局部区域所产生的热量不能及时散发掉, 将使电流上升失去控制。一旦温度达到材料熔点, 便造成永久性破坏。

雪崩击穿引起的二次击穿是由于发生一次雪崩击穿之后, 在某些点上因电流密度过高, 改变了结的电场分布, 产生负阻效应从而使局部温度过高的一种现象。

图 3.14 中用 F 表示正向偏置状态, 用 R 表示反向偏置状态, 用 O 表示基极开路状态。和它们相应的二次击穿电流分别用 $I_{S/B(F)}$ 、 $I_{S/B(R)}$ 和 $I_{S/B(O)}$ 来表示。在正向偏置条件工作时, 由于发射极电流集边效应的影响, 集电极电流沿发射结周边流向发射极, 载流面积相对较大, 电流集中情况较缓和, 不易形成热点, 所以 GTR 二次击穿电流的耐量较大。

二次击穿最终是由于局部过热引起, 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影响。

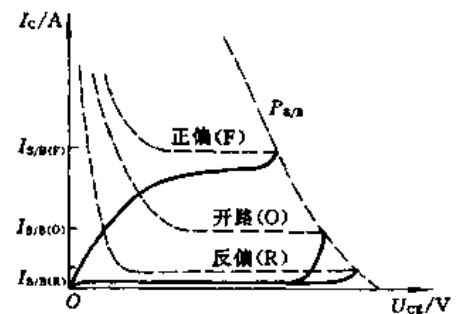


图 3.14 二次击穿特性

3.4.2 安全工作区

安全工作区 SOA (Safe Operation Area) 是指 GTR 能够安全运行的电流电压的极限范围。安全工作区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是在基射极正向偏置条件下由 GTR 的最大允许集电极电流 I_{CM} 、最大允许集电极功耗 P_{CM} 、集电极耐压 BU_{CEO} 以及二次击穿功率 $P_{S/B}$ 限定的一个区域, 如图 3.15 所示。图中用 (I)、(II)、(III)、(IV) 来表示这四个限制区各工作参数的边界。

(I) 区受最大集电极电流 I_{CM} 的限制, 它随管芯允许的电流密度的提高而提高, 器件的直流电流增益越高, I_{CM} 值越小。(II) 区受允许功耗 P_{CM} 的限制, 最大允许结温 T_{JM} 越高, P_{CM} 值越大; 热阻越小, P_{CM} 值越大。(III) 区受正向偏置二次击穿的限制。(IV) 区受集射极间最高耐压 BU_{CEO} 的限制。

GTR 流过直流电流时对应最恶劣的工作条件, 它的安全工作区称为直流安全工作区。直流安全工作区是 GTR 可以安全运行的最小范围, 如图 3.15 中实线图形所示。当 GTR 处于脉冲工作状态时, 随着器件导通时间的缩短, 二次击穿耐量和允许的集电极功耗均随之增大, 安全工作区也向外扩展, 如图 3.15 中虚线图形所示。图中分别画出了导通脉冲宽度为 1 ms、10 μ s 和 1 μ s 时的安全工作区范围。可以看出, 当脉冲宽度小于 10 μ s 时即可以不考虑二次击穿问题。如果开关时间可达 1 μ s 或者更小时, 则不必再担心允许功耗和二次击穿问题, 相应的工作区变为由 I_{CM} 和 BU_{CEO} 决定的矩形范围。

上述脉冲工作是指非重复脉冲, 即单个脉冲的情况, 如工作于重复脉冲工况时相应的工作区明显变窄, 如图 3.16 所示。

一般手册中给出的安全工作区是在壳温为 25 $^{\circ}$ C 时做出的。当温度升高时, GTR 允许的功耗和二次击穿限制均有所下降, 它们与温度的关系如图 3.17 所示。例如当管壳温度由 25 $^{\circ}$ C 升高到 75 $^{\circ}$ C 时, 由图 3.17 可以看出器件允许功耗下降为 25 $^{\circ}$ C 时允许功耗值的 71.5%; 而二次击穿电流 $I_{S/B}$ 则下降为 25 $^{\circ}$ C 时 $I_{S/B}$ 的 80%; 因此使得器件的安全工作区包围的面积变窄, 如图 3.15 中的点划线图形所示。

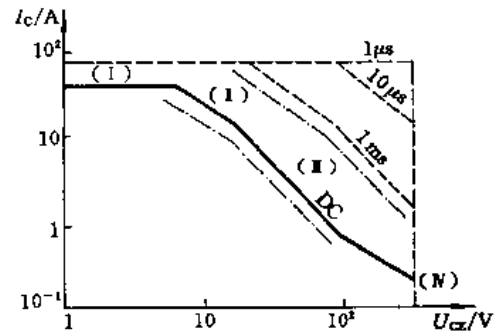


图 3.15 正向偏置安全工作区 (FBSOA)

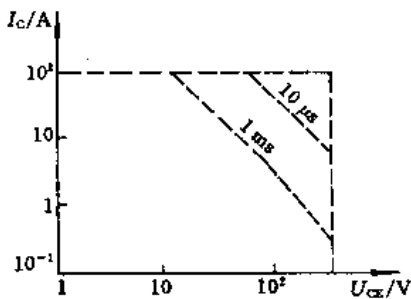


图 3.16 重复脉冲的 FBSOA

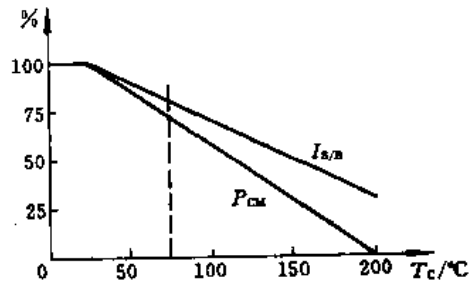


图 3.17 P_{CM} 及 $I_{S/B}$ 与管壳温度的关系

基极反向偏置时的安全工作区如图 3.18 所示。GTR 关断时基极流过反向电流,此时允许关断的集射极电压 U_{CE} 和集电极电流 I_C 有关,这一关系就称为基极反向偏置安全工作区(RBSOA)。这就是说,RBSOA 曲线是描述 GTR 在反向偏置状态时,瞬态关断过程的电流电压运行轨迹的极限边界。RBSOA 曲线随基极反向电流的增大而变窄,因为反向基极电流越大,GTR 关断时的下降时间越短,所以集电极承受的重加 du/dt 越大。增大了的 du/dt 势必增大 GTR 关断时的瞬时功耗,而瞬时功耗的增加会使安全工作区缩小。

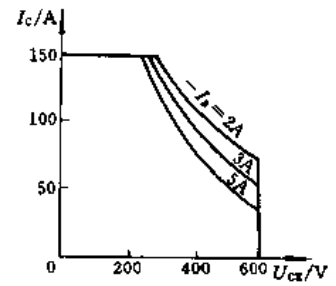


图 3.18 反向偏置安全工作区(RBSOA)

3.5 基极驱动电路

3.5.1 驱动电路的设计原则

GTR 的工作状态是由基极驱动电路控制的,因此设计基极驱动电路很重要。驱动电路的设计原则是保证输出比较理想的基极电流波形和选择高效可靠的驱动电路。

图 3.19 所示为 GTR 要求的比较理想的基极驱动电流波形。由图可以看出,为了加快开通时间,减少开通损耗,正向基极电流分 I_{B1} 和 I_{B2} 两部分。 I_{B1} 为过驱动电流,作用是保证 GTR 快速开通; I_{B2} 是 GTR 维持导通的驱动电流,应使 GTR 恰好维持准饱和状态,以便缩短存储时间 t_s 。一般情况下,过驱动电流 I_{B1} 的数值选为准饱和基极驱动电流值 I_{B2} 的 3 倍左右,过驱动电流的前沿时间应控制在 $0.5 \mu s$ 以内。关断 GTR 时,反向基极驱动电流 $|I_{B3}|$ 应大一些,以便加速基区中载流子的抽走速度,缩短关断时间,减小关断损耗。应用中常选 $|I_{B3}| \approx I_{B1}$,或更大一些。

GTR 的基极驱动电路种类很多,使用者可根据要求进行选择。为了减小体积、增强可靠性,GTR 的驱动电路已经模块化。模块化的驱动电路一般具有电流波形优化、过流保护、电源电压监测以及过热保护等功能。

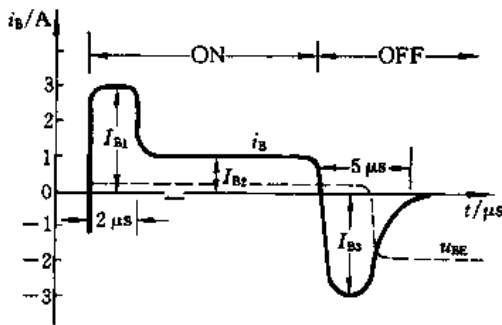


图 3.19 比较理想的基极驱动电流波形

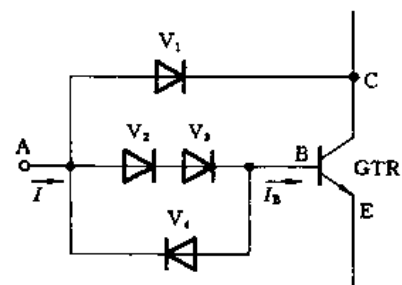


图 3.20 贝克箝位电路

3.5.2 驱动电路举例

使 GTR 永远工作在准饱和状态,可提高器件开关过程的快速性能,因此贝克箝位电路成为

一种被广泛采用的基本电路。贝克箝位电路的具体形式如图 3.20 所示。由图可以看出,基极驱动电流信号由 A 点分三路与 GTR 相连接。二极管 V_1 与 GTR 的集电极 C 相连,保证在正向驱动状态下 C 点比 A 点电位低一个二极管压降的数值,这样 GTR 的集电结至多处于零偏置状态而绝不会出现正偏置状态,即 GTR 不可能进入深饱和区。二极管 V_1 称为箝位二极管,它相当于一个溢流阀的作用,使过量的输入驱动电流不全部流入 GTR 的基极而经 V_1 分路至 GTR 的集电极一部分,从而保证 GTR 始终处于准饱和状态。这样明显地降低了存储时间 t_s ,提高了 GTR 的开关速度。基极支路中串接的二极管 V_2 和 V_3 用来调整 GTR 的基极电流数值,从而可以改变 GTR 的饱和程度。与 V_2 、 V_3 反并联的二极管 V_4 为反向抽走基区载流子提供了电流通路,于是加快了 GTR 的关断过程。

当 GTR 导通时,只要二极管 V_1 处于正向偏置状态,该电路即满足下述电压方程关系:

$$U_{BE} + U_{V_2} + U_{V_3} = U_{CE} + U_{V_1} \quad (3.8)$$

式中, U_{BE} 和 U_{CE} 分别为 GTR 的基射极间电压和集射极间管压降。上式可改写为

$$U_{CE} = U_{BE} + U_{V_2} + U_{V_3} - U_{V_1} \quad (3.9)$$

若选用相同型号的二极管,由上式可知 U_{CE} 永远高于 U_{BE} ,即 GTR 的集电极电位始终高于基极电位,集电结不会出现正向偏置状态。假定各二极管的管压降均为 $U_V = 0.7 \text{ V}$,则 $U_{CE} = 1.4 \text{ V}$ 。对于大功率晶体管而言,当 U_{CE} 在 $0.7 \sim 3 \text{ V}$ 范围内时即为准饱和状态。

贝克箝位电路中的元件选择应注意下述几点:

- ① 因为 GTR 关断后箝位二极管 V_1 应阻断全部电源电压,所以 V_1 的电压额定值应和 GTR 的耐压等级相同;
- ② 在 V_1 反向恢复时间内电流能从集电极流向基极,可能造成 GTR 误导通,所以 V_1 还必须是快速恢复二极管(比如恢复时间小于 200 ns);
- ③ V_1 的电流容量应能通过全部的基极驱动电流;
- ④ 二极管 V_2 和 V_3 的耐压仅阻断基极驱动电压即可,但必须具有能通过全部基极驱动电流的电流容量;
- ⑤ V_2 和 V_3 不必采用快速恢复二极管,因为它们的反向恢复电流有助于缩短 GTR 的关断过程;
- ⑥ 当基极关断信号 U_1 为低电平时,由二极管 V_4 提供电流通路, V_4 的电流容量应能满足最大基极反向电流的要求。

3.6 达林顿 GTR 及 GTR 模块

3.6.1 达林顿 GTR

两个以上的单管 GTR 用共集电极电路形成的组合器件,称为达林顿晶体管(Darlington Transistor)。图 3.21 所示为两级达林顿 GTR 及其常用电路符号。图中 V_1 和 V_2 为两个 GTR。 V_1 驱动 V_2 , V_2 为输出管。电阻 R_1 和 R_2 为稳定电阻,它们起着稳定 GTR 工作的作用。在正向基极偏置时, R_1 和 R_2 分路基极电流使 β 值降低并使发射结电压随温度变化的影响削弱;在反向基极偏置

时, R_1 和 R_2 又将反向漏电流旁路, 减弱了漏电流的影响。

达林顿 GTR 具有共射极电流增益大、饱和压降高和关断速度慢的特点, 目前已被广泛使用。

3.6.2 GTR 模块

将 n 个达林顿晶体管、二极管以及电阻制成在一个硅片上并封装在一个外壳内, 形成一个复合组件, 这种复合组件称之为模块。图 3.22 所示为适用于逆变桥臂的双管模块内部电路图。由图可知, 双管模块由两个三级达林顿 GTR 组成, 此外还有续流二极管 V_1 和 V_2 及其他辅助器件。

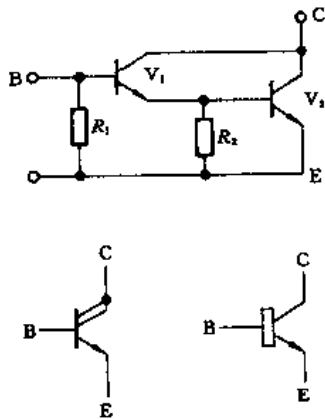


图 3.21 达林顿 GTR 的结构及图形符号

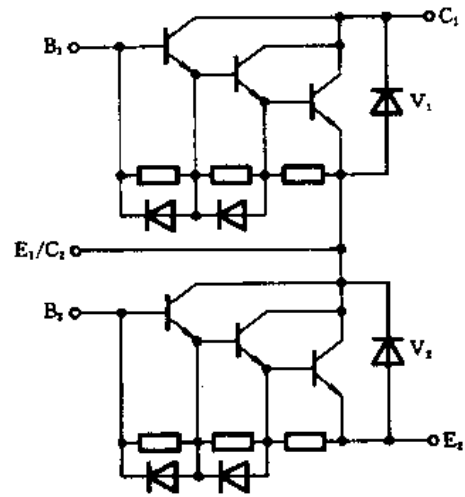
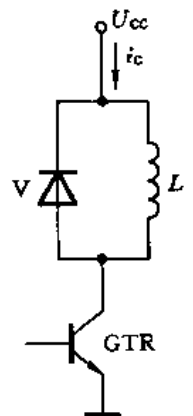


图 3.22 双管模块内部电路

GTR 模块的出现, 使电力电子装置的体积进一步减小和可靠性进一步提高。为此, GTR 模块颇受市场欢迎。

习题及思考题

- 3.1 试说明 GTR 处于深饱和与准饱和状态时三个 PN 结的偏置状况。
- 3.2 GTR 关断时为什么要设置基极反向电流?
- 3.3 GTR 的最高结温、集电极最高耐压、最大集电极电流和最大功率是如何确定的?
- 3.4 什么叫二次击穿? 试论述其产生的原因。
- 3.5 GTR 关断时集电极电压上升率 du/dt 过高对 GTR 安全运行有什么影响?
- 3.6 参照图题 3.1 回答下列问题:
 - (1) 若负载 L 上不接续流二极管续流时, 当 $i_C = 100 \text{ A}$, $L = 1 \text{ mH}$, $U_{CC} = 100 \text{ V}$, GTR 关断时的下降时间 $t_f = 1 \mu\text{s}$, 请计算 GTR 关断时 GTR 承受的最高反电压。
 - (2) 接上二极管后, GTR 上承受的最高反电压又是多少?
- 3.7 为使 GTR 导通时不进入深饱和区, 应采取何种驱动电路?
- 3.8 在产品目录中, GTR 的放大倍数 β 是如何确定的?



图题 3.1

第四章 可关断晶闸管

可关断晶闸管(Gate Turn - off Thyristor, 简称 GTO)是高电压大电流双极型全控型器件,是普通晶闸管(Conventional Thyristor)的派生器件。普通晶闸管又称可控硅(Silicon Controlled Rectifier, 简称 SCR),是诞生最早的半控型电力电子器件。

目前 GTO 和 SCR 在高电压大电流领域已得到广泛应用。GTO 的单管容量已达 6 000 A/6 000 V、1 000 A/9 000 V 的水平,SCR 的容量更大。

4.1 SCR 的原理及特性

4.1.1 基本工作原理

1. 基本结构

SCR 是由 $P_1N_1P_2N_2$ 组成的四层三端器件,它的结构剖面及电路符号如图 4.1 所示。由图可知,SCR 有 J_1 、 J_2 和 J_3 三个 PN 结,它的引出电极分别有阳极 A、阴极 K 和门极 G。

SCR 是在晶体管基础上发展起来的。在晶体管 $N_1P_2N_2$ 三层结构上再加一层 P 型半导体,即构成四层结构的 SCR。由图 4.2 可知,SCR 可等效为两个晶体管 $P_1N_1P_2$ 和 $N_1P_2N_2$ 的集成组合,这就是 SCR 的基本结构。GTO 的结构也与此类似。现今 $P_1N_1P_2$ 和 $N_1P_2N_2$ 晶体管共基极电路的电流放大系数分别为 α_1 和 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,则中心结 J_2 为反偏置。当 A - K 两端加反压时,中心结 J_2 为正偏置,而 J_1 和 J_3 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,由于 J_3 结耐压很低,所以外加电压主要由反偏置的 J_1 结承担。由此可知,SCR 具有正反两个方向的阻断能力。

2. 开通原理

SCR 为双极型器件,它具有电子和空穴两种载流子的导电功能。从图 4.2(b)可知,对于 $P_1N_1P_2$ 晶体管来说,SCR 的阳极 P_1 区发射空穴流,形成流向 SCR 阴极的电流 I_{C1} ,其值为

$$I_{C1} = \alpha_1 I_A \quad (4.1)$$

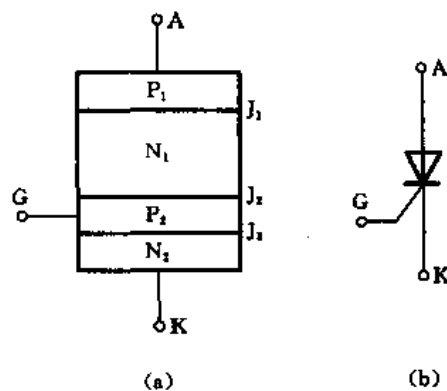


图 4.1 普通晶闸管的结构及符号
(a)结构;(b)符号

式中, α_1 为 $P_1N_1P_2$ 晶体管共基极电流放大系数, 它随晶体管发射极电流的增加而增长; I_A 为 SCR 的阳极电流。

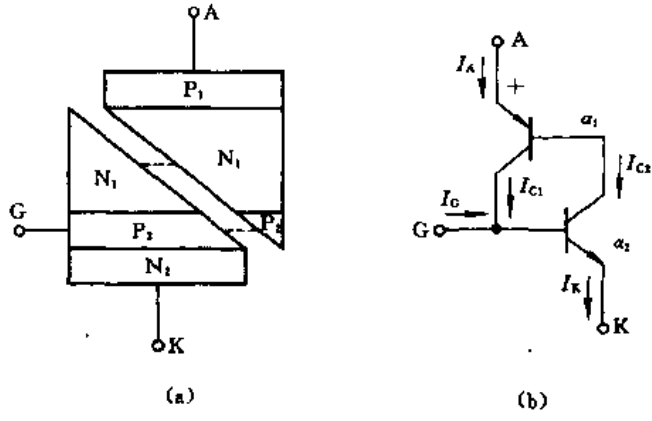


图 4.2 SCR 的双晶体管模型
(a)模型结构;(b)等效电路

对于 $N_1P_2N_2$ 晶体管来说, 由 SCR 阴极 N_2 区向阳极方向发射电子形成流向 SCR 阴极的电流 I_{C2} 的值为

$$I_{C2} = \alpha_2 I_K \tag{4.2}$$

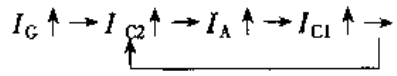
式中, α_2 为 $N_1P_2N_2$ 晶体管共基极电流放大系数, 它随晶体管发射极电流的增加而增大; I_K 为 SCR 阴极电流。

SCR 的阴极电流是 I_{C1} 与 I_{C2} 之和。两个晶体管的公共集电结是 SCR 的中心结 J_2 。每个晶体管的集电极电流为另一晶体管的基极电流, 因而构成正反馈回路。回路总增益为

$$G = \alpha_1 + \alpha_2 \tag{4.3}$$

当 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ 时, 回路产生正反馈作用, 两个晶体管均处于饱和导通状态, 因而 SCR 导通。当 $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$ 时, 正反馈作用停止, 两个晶体管均截止, 因而 SCR 关断。由此可知, SCR 是一种具有导通和关断两个稳定状态的开关器件, 两种状态转换的关键是 α_1 和 α_2 的变化。

图 4.3 为 SCR 开通的原理示意图。当阳极加正向电压, 门极加正触发信号后, SCR 开通的过程如下:



这显然是一个正反馈过程。若门极注入电流 I_G 足够大, $N_1P_2N_2$ 晶体管发射极电流增加, α_2 增大, 进而使 $P_1N_1P_2$ 晶体管发射极电流增加, α_1 增大。当 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ 之后两个晶体管饱和导通, SCR 也即完全开通。

在 SCR 开通过程中, 由式(4-1)和(4-2)可知:

$$I_A = \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_K \tag{4.4}$$

又
$$I_K = I_A + I_G \tag{4.5}$$

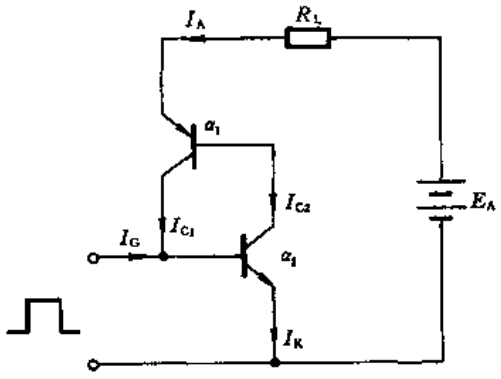


图 4.3 SCR 开通的示意图

所以

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (4.6)$$

由此可知,为使 SCR 开通,必须注入的门极电流 I_G 为

$$I_G \geq \frac{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}{\alpha_2} I_A \quad (4.7)$$

当注入的门极电流 I_G 小于式(4.7)数值时,SCR 仍不会饱和导通,因为不满足 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ 的条件。这时阳极电流维持在较小的确定值。当门极电流中断后,阳极电流也就中断。 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ 时的阳极电流为临界开通电流,称为 SCR 的擎住电流 I_L 。当阳极电流小于或等于擎住电流时,SCR 相当于一个四层晶体管。只有阳极电流大于擎住电流时,SCR 才能维持大面积饱和导通。为此,在有足够的门极电流条件下,阳极电源回路必须能供出大于擎住电流的阳极电流时 SCR 才能完全导通。SCR 一旦开通,处于闸锁状态,门极就失去控制作用。也就是说,门极加正脉冲能使 SCR 开通,加负脉冲却不能使 SCR 关断。这就是 SCR 被称为半控型器件的原因。

3. 关断原理

由上述可知,只有当 $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$ 时才能中止 SCR 内部正反馈回路的作用。使 $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$ 的方法,也即关断 SCR 的方法有如图 4.4 两种。图 4.4(a)为电流过零关断;图(b)为电流反向关断。电流过零关断常用于交流电路中。当阳极电流下降至维持电流(I_H)以下时,SCR 正反馈回路增益 $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$,正反馈作用停止,阳极电流关断。图 4.4(a)中,合上开关 S,把正向导通的 SCR 加以旁路,使流经 SCR 的电流变为零,SCR 也随之关断。

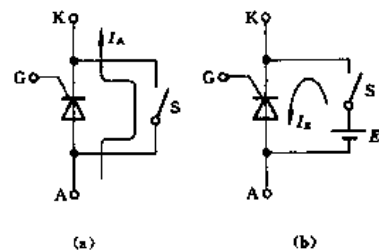


图 4.4 关断 SCR 两种方法的示意图
(a)电流过零关断;(b)电流反向关断

在直流电路中,必须改变阳极电压极性,使阳极电流反向,SCR 才能关断。图 4.4(b)中,合上开关 S,阴极和阳极之间加一反向电压 E 。由于 SCR 阳极电压反向,迫使阳极电流关断。

如图 4.4(b)所示,在直流电路里,SCR 是靠改变阳极电压的极性来关断的。图 4.5 为 SCR 关断时阳极电流及电压的波形。若 SCR 原为导通状态,假设在 t_1 瞬间合上开关 S,SCR 阳极和阴极之间加上反向电压。器件内空穴和电子的流动方向改变。原来空穴由阳极 A 向 P_1 、 N_1 流动,这时变成从 N_1 、 P_1 流出。电子原来由阴极 K 向 N_2 、 P_2 流动,现在变成由 P_2 、 N_2 流出。因此,阳极电流逐渐减小。在 t_2 瞬间,电流过零,以后反向电流达最大值 I_R 。随着非平衡载流子的不断流出,阳极负电流也逐渐减小,当 N_1 基区和 P_2 基区内非平衡载流子减小到一定程度之后, J_1 和 J_2 结恢复阻断能力。但是,由于中心结 J_2 两侧的空穴和电子不易流出,只能靠自行复合而消失,再加上 SCR 内少数载流子寿命较长,所以 SCR 的关断时间较长。当中心结 J_2 两侧的载流子还未完全复合消失时,若在阳极加上变化很快的电压脉冲,SCR 就可能因 du_A/dt 过大而被触发。这就是 SCR 的 du_A/dt 耐量不高的原因。一般普通 SCR 的 du_A/dt 耐量约在 $200V/\mu s$ 以下。通常把正向电流过零到再次加入正向电压脉冲的这段时间称为关断时间 t_{off} ,如图 4.5 所示。

综上所述,无论是阳极电流过零关断或者是阳极电压反向关断,SCR 的关断时间都比较长,因而 SCR 的工作频率较低,通常在 50 Hz 至 400 Hz 之间应用。

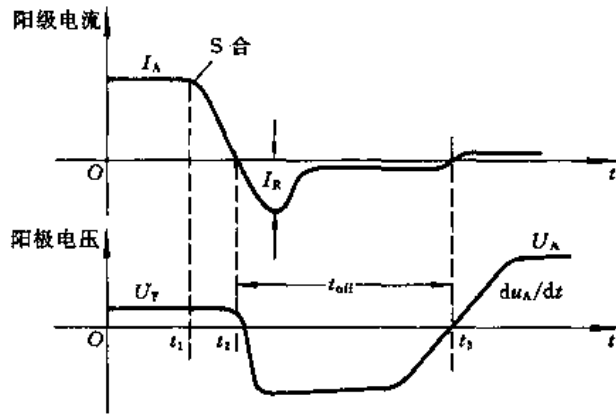


图 4.5 SCR 关断时阳极电流和电压波形

4.1.2 静态伏安特性与参数

静态伏安特性是 SCR 的基本特性,如图 4.6 所示。图中给出 SCR 静态阳极电流与电压的关系曲线。在正向阻断区内,随着阳极电压的增加,阳极漏电流有所增加,但是 SCR 仍处于阻断状态。当阳极电压达到转折电压 U_{BO} 时,阳极电压突然下降,阳极电流突然增加,但是若有电路负载限制阳极电流,SCR 不会损坏。图中擎住电流 I_L 表示 SCR 等效电路中 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ 时,SCR 由断态向通态转变的最小阳极电流。与此相对应,维持电流 I_H (也称擎住电流)表示 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ 时 SCR 由通态向断态转变的最小阳极电流。通常,擎住电流 I_L 大于维持电流 I_H 。两者的概念并不相同,但两者数值相差不大。

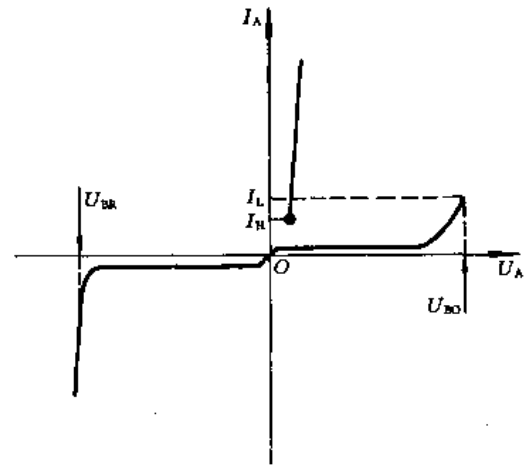


图 4.6 静态伏安特性

当阳极承受反向电压时,也存在着反向漏电流。当反向电压达到反向雪崩击穿电压 U_{BR} 时,SCR 将发生不可逆转的损坏现象。

SCR 的参数主要有:断态重复峰值电压 U_{DRM} ,反向重复峰值电压 U_{RRM} ,额定通态平均电流 I_T ,浪涌电流 I_{sur} ,开通时间 t_{on} ,关断时间 t_{off} ,断态临界电压上升率 du_A/dt ,通态临界电流上升率 di/dt 以及额定结温 T_j 等。

4.2 GTO 的工作原理

4.2.1 GTO 的特点

半控型普通晶闸管应用在直流电路时,只能用门极正信号使它触发导通,而不能用门极负信号使它关断。要想关断晶闸管必须设置专门的换流电路,这样就造成了整机线路复杂、体积庞大、重量增加、效率降低、能源消耗增加,并且产生较强的电噪音。这是普通晶闸管应用中的一大

缺点。

为了克服这一缺点,人们研制了具有自关断能力的全控型晶闸管,即用门极正信号使其触发导通,用门极负信号使其关断,这就是所谓的门极可关断晶闸管。可关断晶闸管(GTO)是门极可关断晶闸管的简称。采用的图形符号如图 4.7(a)所示。

GTO 也是 PNP 四层结构,它具有普通晶闸管的全部优点,如耐压高、电流大、浪涌能力强和造价便宜等。同时它又具有 GTR 的一些优点,如具有自关断能力、工作频率较高、使用方便、线路简单、控制功率较小等。由此可知,GTO 是介于 SCR 和 GTR 之间的一种过渡元件。图 4.7(b)为 GTO 在直流电路中的门极与阳极电流开关波形。GTO 阳极电流的开通与关断分别由门极电流的正脉冲和负脉冲进行控制。对于高电压大容量直流电路来说,GTO 是一种比较理想的开关器件。目前,GTO 在机车牵引、地铁传动以及大型交流电机调速系统中已得到应用。

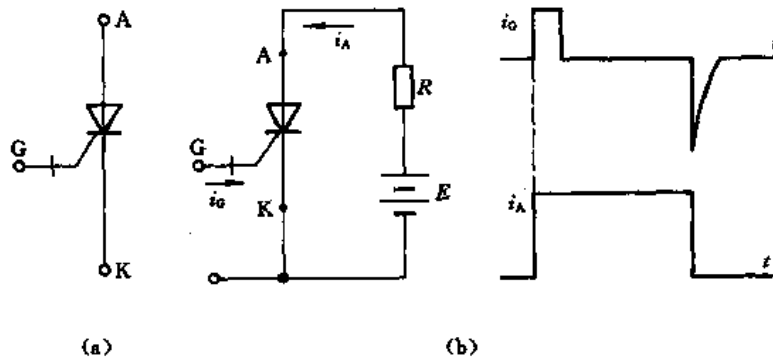


图 4.7 GTO 的符号与门极阳极电流波形
(a)符号;(b)门极与阳极电流波形

GTO 与 SCR 结构的相同之处是两者均为 PNP 四层结构,都可用双晶体管等效模型进行分析,但是,两者的阴极结构相差很大。GTO 的阴极细分成许多个,每个阴极周围有门极包围,形成所谓多阴极结构。根据容量的不同,一个 GTO 可以由几百或上千个小 GTO 单元胞并联而成。由此可知,SCR 是独立元件结构,而 GTO 是集成元件结构。由于 SCR 和 GTO 在结构上不同,因此在关断性能上有根本不同。

由于结构的差异,GTO 又分为两种类型。一种是逆阻 GTO,可承受正、反向电压,正向压降高、快速性能差;另一种是阳极短路 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。

4.2.2 开通与关断原理

1. 开通原理

由于 GTO 的 PNP 四层结构也可以用图 4.2 所示双晶体管模型来分析,所以它的开通原理与 SCR 一样可以用图 4.3 电路说明。当 GTO 的阳极加正电压,门极加足够的正脉冲信号后,GTO 即可进入大面积导通状态。

GTO 导通时,等效电路中 $\alpha_1 + \alpha_2$ 稍大于 1 而近似等于 1(如 1.05 左右),因而处于临界导通状态,这就为 GTO 用门极负信号使 $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$,进而关断阳极电流提供了有利条件。SCR 的 $\alpha_1 + \alpha_2$ 比 1 大得多(如 1.15 左右),器件饱和程度较深,因而用门极负脉冲不足以使 $\alpha_1 + \alpha_2$ 达到小

于 1 的程度,因而也就不能用门极负信号去关断阳极电流。这是 GTO 与 SCR 的一个极为重要的区别。

2. 关断原理

GTO 的关断机理及关断方式与 SCR 根本不同。图 4.8 所示为 GTO 关断电路原理图及关断时阳极电流和门极电流的波形曲线。当要关断 GTO 时,合上开关 S,门极加上负偏置电压 E_C (一般为 16 V 左右)。晶体管 $P_1N_1P_2$ 的集电极电流 I_{C1} 被抽出来,形成门极负电流 $-I_C$ 。由于 I_{C1} 的抽走使 $N_1P_2N_2$ 晶体管的基极电流减小,进而使其集电极电流 I_{C2} 减小,于是引起 I_{C1} 的进一步下降,如此循环下去,即可导致 GTO 阳极电流关断。因为 GTO 导通时, α_1 比 α_2 小得多,两者之和稍大于 1,由此可知, $P_1N_1P_2$ 晶体管集电极电流 I_{C1} 占总阳极电流的比例很小。设法抽走这部分电流,即可使 GTO 关断。

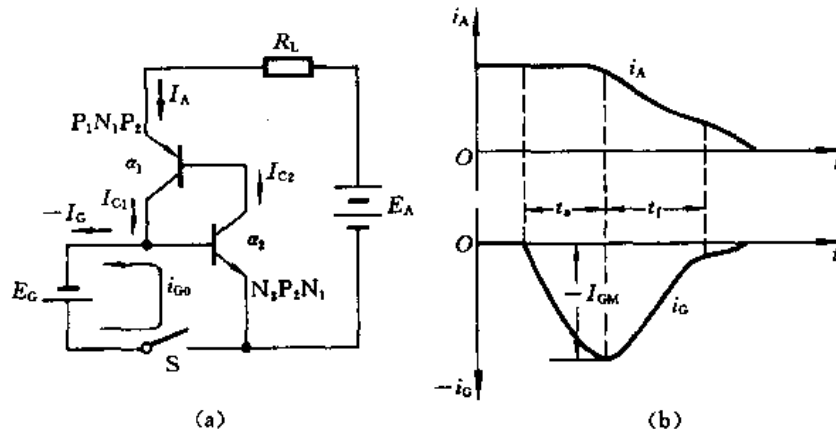


图 4.8 GTO 关断电路与电流波形

当 GTO 关断门极负电流 $-i_G$ 达最大值时,阳极电流开始下降。随着阳极电流的不断下降, α_1 和 α_2 也不断下降,当 $\alpha_1 + \alpha_2 \leq 1$ 时,器件内部正反馈作用停止,此点为临界关断点。GTO 关断的条件为

$$\alpha_1 + \alpha_2 < 1 \quad (4.8)$$

关断时需要抽出的最大门极负电流 $-I_{GM}$ 为

$$|-I_{GM}| > \frac{(\alpha_1 + \alpha_2) - 1}{\alpha_2} I_{ATO} \quad (4.9)$$

式中, I_{ATO} 为被关断的最大阳极电流; $-I_{GM}$ 为抽出的最大门极负电流。

用小的负门极电流关断大的阳极电流的能力可用 GTO 的电流关断增益 β_{off} 表示。 β_{off} 的数值为

$$\beta_{off} = \frac{I_{ATO}}{|-I_{GM}|} \quad (4.10)$$

β_{off} 是表征 GTO 关断能力强弱的重要特征参数,但在实际应用中不必过高地追求关断增益这一参数。一般 β_{off} 为 3~5。

总之,SCR 导通后处于深度饱和状态,用门极抽出电流的办法不可能使其关断;而 GTO 导通后,处于临界饱和状态,可用抽出部分阳极电流的办法破坏临界状态,使器件关断。

4.2.3 失效机理

图 4.9 为 GTO 的阴极结构模型示意图。由图可知, GTO 为多阴极并联集成结构, 较大容量

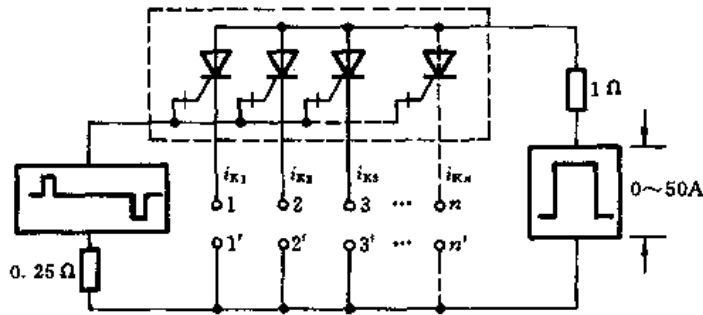


图 4.9 GTO 阴极结构模型

的 GTO 相当于若干个小 GTO 并联。阳极为共有, 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。图中 1-1', 2-2', ..., n-n' 用于测量每个小单元的阴极电流。每个阴极可形成一个小 GTO。由于 GTO 的这一结构特点, 要求导通或关断时, 各小单元动作应整齐一致, 否则就会发生烧坏管子的现象。国外有人用多线示波器对 50 A GTO 的各个小元胞进行观察。发现当 GTO 失效时, 个别小单元的阴极电流会骤然猛增, 如图 4.10 所示。

图中 i_A 为 GTO 的阳极电流, $-i_G$ 为门极关断负电流, i_{K1} 、 i_{K2} 和 i_{K3} 等分别表示各阴极单元的电流。当 GTO 关断时, i_{K2} 和 i_{K3} 都逐渐减小, 但 i_{K1} 不但下降, 反而猛增很多, 因而流过 i_{K1} 电流的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。

上述现象的出现是由于 GTO 制造过程中材料 and 工艺的不均匀性造成的。各 GTO 元胞在稳态时电流大小不一, 关断瞬时门极负电流的分配也不均匀, 从而使各小元胞的关断时间有长有短。较先关断的小元胞把自己负担的电流转移到迟后关断的子元胞上。当然, 后者电流密度增大, 如果各小单元胞关断时间差异过大, 则关断最慢的小单元胞被局部烧坏的几率也就最大。实测表明: 容易导通的小单元胞难于关断; 反之, 难于导通的则易于关断。由此看出, 制造大容量 GTO 的关键之一在于从工艺上改善大面积扩散及少子寿命的均匀性。

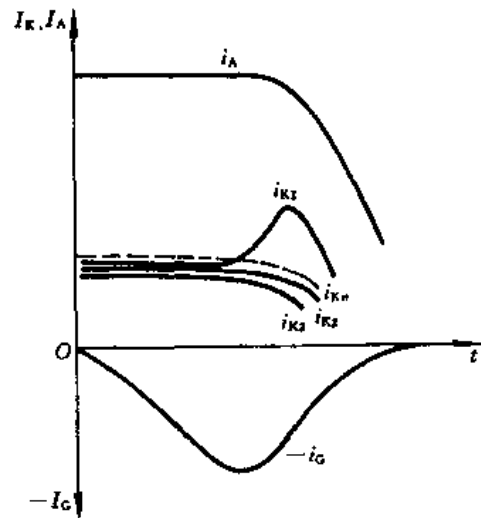


图 4.10 GTO 失效原理示意图

4.3 GTO 的特性与参数

4.3.1 基本特性

GTO 的基本特性分静态和动态特性两种。

1. 静态特性

GTO 的静态特性包括阳极伏安特性、通态压降特性以及安全工作区等,其中阳极伏安特性与 SCR 相似,故不再介绍。

GTO 的正向通态压降特性如图 4.11 所示。图中所示为 GFF200E 型 GTO 的通态压降特性。由图可知,随着通态阳极电流 I_A 增加,GTO 的通态压降也增加。由于 GTO 工作在临界饱和状态,它的通态压降要比 SCR 高,一般在 2 V 以上。为此,GTO 的通态损耗比 SCR 要大。此外,通态压降随着 GTO 的结温改变而改变,结温升高,通态压降减小。

GTO 和 GTR 一样也有一个安全工作区问题。GTO 是个双稳态的大功率开关器件。在开通和关断过程中,它不能保持在某一中间状态。这一点与 GTR 不同。

GTO 在正向偏置时,也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 在反向偏置时,也即门极加负脉冲关断信号时,GTO 有一个反向偏置工作安全区的问题。安全区的定义是: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。图 4.12 所示为 GFF200E 型 GTO 的安全工作区。由此可看出 GTO 的电流电压轨迹近似是一个矩形。

应该指出,GTO 的安全工作区是在一定条件下确定的安全运行范围,如果运行条件改变,比如门极驱动或缓冲电路参数改变之后,安全工作区也必须改变。在实际应用中应加以注意。

2. 动态特性

GTO 的动态开关特性是指 GTO 从断态到通态、再由通态变为断态过程中的电流、电压以及功率损耗随时间变化的规律。下面讨论 GTO 的开通特性和关断特性。

图 4.13 给出 GTO 开通时的开通特性。当阳极加上正电压 U_A 并给门极注入一定电流 I_G ,阳极电流 i_A 大于擎住电流时,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。总的开通时间取决于元件特性、门极电流上升率 di_G/dt 以及门极脉冲幅值的大小。在开通过程中,阳极电压 u_A 与阳极电流 i_A 的乘积为阳极开通损耗 P_{on} 。由图可知,大部分的开通损耗出现在上升时间 t_r 内,延迟时间 t_d 内阳极功率损耗比较小。

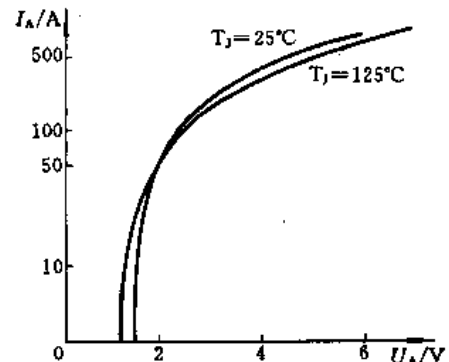


图 4.11 GTO 通态压降特性示例

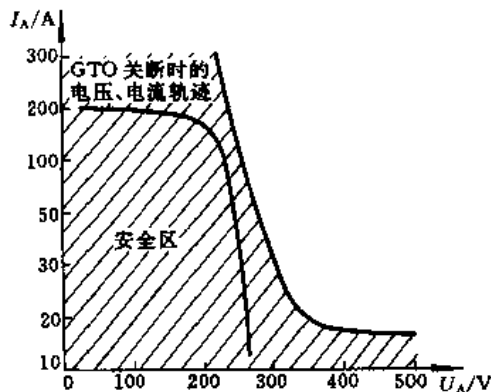


图 4.12 GTO 安全工作区示例

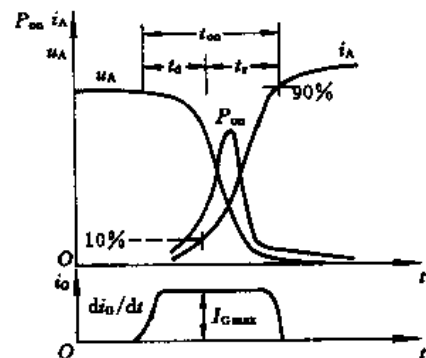


图 4.13 GTO 的开通特性

GTO 的动态关断特性极为重要。GTO 的门极 - 阴极结加一个负的脉冲,就能关断已导通的 GTO 阳极电流。典型的门极关断特性示于图 4.14。图 4.14(a)为关断过程中阳极电流、阳极电压及功率损耗随时间变化的曲线。图 4.14(b)为关断过程中门极电流、门极电压以及阴极电流随时间变化的曲线。对这两组曲线可作如下分析。

(1) 关断过程

整个关断过程可用三个不同的时间来表示,即存储时间 t_s ,下降时间 t_f 以及尾部时间 t_r 。总的关断时间是三者的总和。但是工程上常把 t_s 与 t_f 之和作为总的关断时间,即 $t_{off} = t_s + t_f$ 。

存储时间的含义是,从门极加上负电压时刻起,到阳极电流下降到可关断电流的 90% 为止的时间。在这段时间里阳极电流变化甚小,而门极电流已达最大值,这一点即是 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ 的时刻。这一点之前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。在这一点之后,GTO 内部中心结开始退出饱和,继续从门极抽出载流子,阳极电流迅速下降,阳极电压不断上升,门极反电压开始建立。由此可知,下降时间 t_f 的含义是,门极关断电流加上之后,从阳极电流下降到可关断电流的 90% 的时刻起,到阳极电流减少到可关断电流 10% 的时刻为止的时间。下降时间结束之后即进入尾部时间阶段。尾部时间是指阳极电流从减小转变到重新上升时起,直到最后减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,阳极电压已建立,但是在这个时期很容易由于过大的重加 du_A/dt 使损耗增加,导致 GTO 关断失效,这一点必须充分重视。

(2) 关断损耗

由图 4.14 可知,与存储时间相关的能量损耗相当小,在下降时间内瞬时功率损耗 P_{off} 相当集中,过大的瞬时功耗往往造成 GTO 失效,出现类似晶体管二次击穿那样损坏管子的现象。

阳极电流急剧减少以后,呈现出一个缓慢衰减的尾部电流。由于在尾部时间 t_r 内,阳极电压也很高,又有一定数值的尾部电流,所以功耗相当可观。GTO 关断时大部分的功率损耗出现在尾部期间。在相同的关断条件下,尾部电流的起始值 I_T 因 GTO 的不同而不同,尾部电流的持续时间取决于元件的特性。但是,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,过大的重加 du_A/dt 会使 GTO 尾部时间内功耗增加。因此,必须很好地控制重加 du_A/dt ,设计适当的缓冲电路。

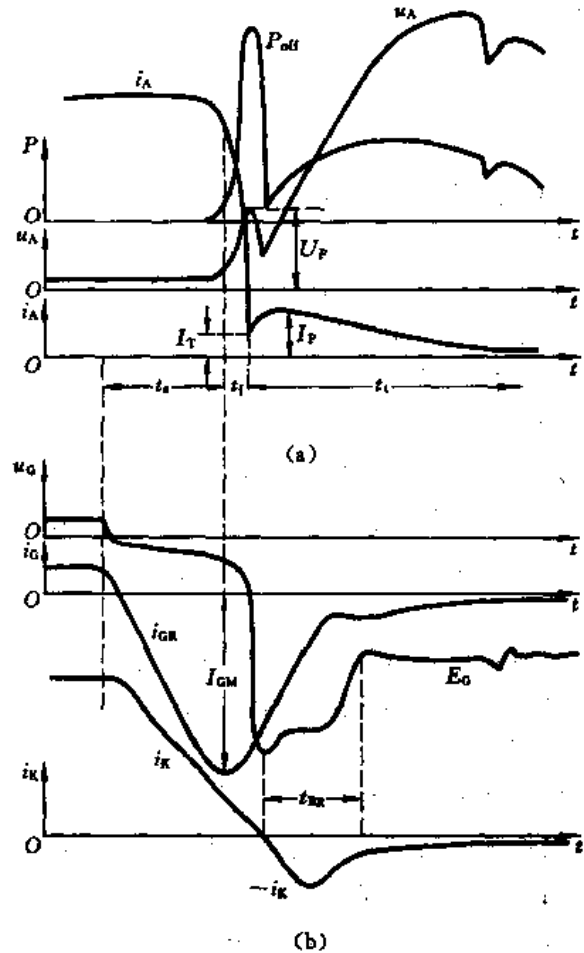


图 4.14 GTO 的动态关断特性

(3) 门极动态特性

图 4.14(b)所示门极负电流和负电压波形是 GTO 特有的门极特性。门极负电流的最大值 I_{GM} 与阳极可关断电流相关。门极负电流增长的速度,即 di_{GR}/dt 与门极所加负电压以及门极电路引线电感有关。在门极负电流达到最大值之后,存储时间结束,在 P 基区存储的过剩载流子被抽出,GTO 中心结 J_2 退出饱和,门极反向电压迅速增加。因为在门极电路中有引线电感 L ,因此在门极负电流增长时,会产生电感电压 Ldi_{GR}/dt 。此电压与门极外加负电源电压 E_G 叠加,其数值要超过 GTO 的门极-阴极结的反向耐压(一般为 16 V 左右)。此时,门极-阴极结进入反向雪崩击穿状态,产生如图 4.14(b)所示的阴极负电流 $-i_K$ 。 $-i_K$ 的存在将使门极-阴极结的功率损耗增加。为此,产生阴极负电流的时间不应超过 $4 \sim 20 \mu s$ 。此时间即为图中 t_{BR} 所示。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。但是应该注意到,此时门极负电流中不但有阳极被抽出的电流,而且有阴极反向电流。

4.3.2 主要参数

GTO 的许多参数与 SCR 相似,如正、反向阳极阻断电压、浪涌电流、结温、热阻、 du_A/dt 耐量、 di/dt 耐量以及门极触发电流和电压等等,但也有一些参数与 SCR 不太相同,如最大可关断阳极电流、关断增益、关断时间以及尖峰电压等。现将有关参数说明如下。

1. 最大可关断阳极电流与关断增益

(1) 最大可关断阳极电流 I_{ATO}

GTO 的阳极电流受两方面的限制:一是受热学上的限制,即额定工作结温决定了 GTO 的平均电流额定值,由此确定硅片面积、散热条件等参数,这一点与 SCR 相同;二是受电学上的限制,因为在 PNP 四层结构中, α_1 和 α_2 均为发射极电流的函数,当电流过大时, $\alpha_1 + \alpha_2$ 稍大于 1 的临界导通条件可能被破坏,使器件饱和程度加深,导致门极关断失效。因此,GTO 存在着阳极可关断电流的最大值 I_{ATO} 。 I_{ATO} 是 GTO 的一个特征参数,GTO 的容量一般用这个参数标称。如 3 000 A/4 500 V 的 GTO,即指最大可关断阳极电流为 3 000 A,耐压为 4 500 V。国外生产的 GTO 标称值也有用有效值或平均值表示的,使用时应加注意。

由式(4.9)可知,最大可关断阳极电流 I_{ATO} 为

$$I_{ATO} = \frac{\alpha_2}{(\alpha_1 + \alpha_2) - 1} I_{GM} \quad (4.11)$$

式中 I_{GM} 为 GTO 关断时门极负电流的最大值。

当门极负电流 I_{GM} 一定时,为提高 I_{ATO} 和 β_{off} ,必须做到:

- ① α_2 尽可能大;
- ② $(\alpha_1 + \alpha_2) - 1 \rightarrow 0$, 即 $(\alpha_1 + \alpha_2) \rightarrow 1$ 。

这两点的物理意义是: α_2 尽可能大,即 $N_1P_2N_2$ 晶体管灵敏,也即 GTO 门极控制灵敏,关断瞬间能够更有效地抽走载流子,因为一个小信号就会引起 α_2 较大的变化,这样便可提高关断增益。 $\alpha_1 + \alpha_2 \rightarrow 1$ 表示 GTO 处于临界导通状态。GTO 开通时饱和条件越临界, N_1 长基区和 P_2 短基区积累的载流子越少,这必然有利于器件的关断。图 4.15 示出 α_1 和 α_2 与阳极电流的关系。图中当阳极电流 $I_A = I_L$ (对应 L 点),即阳极电流等于擎住电流时, $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$,GTO 处于临界饱和导通状态。由式(4.11)可知,这一点对应着电流关断增益 β_{off} 为无穷大,不需要负门极电流即可自行关

断。当阳极电流继续增加到 $I_A > I_L$ 时, $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$, 此时 GTO 进一步增加饱和深度。图中斜线区的上下宽度代表过饱和的程度。宽度大, 过饱和深, 关断增益就小。当阳极电流 $I_A > I_{ATO}$ 之后, 斜线区域增宽, $\alpha_1 + \alpha_2$ 更大, 饱和程度更加深, 关断增益显著下降, 关断则更难, 甚至出现关不断的现象。

为获得大容量的 GTO 器件, 必须在较宽的电流范围内严格控制 α_1 和 α_2 的数值, 使两者之和接近临界导通值, 也就是从擎住电流到最大可关断电流之间, α_1 和 α_2 的数值要基本稳定, 不要使图 4.15 中的斜线区域加宽, 这样便可增大 I_{ATO} 和提高 β_{off} 。

此外, 由于 α_1 和 α_2 是温度的函数, 因此, 关断增益 β_{off} 和 I_{ATO} 也随温度的变化而变化。为了使 GTO 在高温下仍有较强的关断能力, 还必须严格控制 α_1 和 α_2 从低温到高温时的稳定性, 以免高温时关断失效。由此可知, GTO 的参数设计和工艺控制要求都要比 SCR 严格。

应特别注意的是: 在实际应用中, 最大可关断阳极电流 I_{ATO} 随着工作频率、再加电压, 阳极电压上升率 du_A/dt 、结温、门极负电流的波形以及电路参数的变化而变化。这些问题在以后各节中还要详细介绍。

顺便指出, 通态额定有效值电流 I_{RMS} 是按结电流密度以及 GTO 允许温升值确定的。它表示 GTO 对 10 ms 至数分钟持续过电流时的过载承受能力, 显然 I_{RMS} 是一个热参数。

对 GTO 来说, 有效值电流 I_{RMS} 与最大可关断电流 I_{ATO} 之间没有固定的比例关系。一般最大可关断电流是有效值电流的 2~3 倍。

(2) 关断增益 β_{off}

由式(4-10)可知, 关断增益 β_{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, 即

$$\beta_{off} = \frac{I_{ATO}}{|-I_{GM}|}$$

或

$$\beta_{off} = \frac{\alpha_2}{(\alpha_1 + \alpha_2) - 1} \quad (4.12)$$

可见, 一切影响 I_{ATO} 和 I_{GM} 的因素均会影响 β_{off} 。因为门极负电流的最大值与其上升率相关, 因此, 当门极负电流的上升率 di_{GR}/dt 为一定值时, 关断增益则随着可关断阳极电流的增加而增加。

此外, 当可关断阳极电流一定时, 关断增益随门极电流的上升率 di_{GR}/dt 的增加而减小。这是因为 di_{GR}/dt 增大后, 门极负电流的最大值也增大之故。

2. 阳极尖峰电压

如图 4.14 所示, GTO 关断过程中, 在下降时间的尾部出现一个阳极尖峰电压 U_p 。这是一个极为重要的参数, 对大容量 GTO 来说尤其重要。图 4.16 中给出了尖峰电压与可关断阳极电流的关系。图中所示为日立公司 2 000 A/2 500 V、2 000 A/4 500 V GTO 元件的实测曲线。可关断阳极电流增加, 尖峰电压几乎线性地增加, 但是当尖峰电压达 640 V 左右时, GTO 即失效, 此点称为失效点。这一点限制着可关断阳极电流的增加。为此生产 GTO 的厂家一般把 U_p 值定为一个参

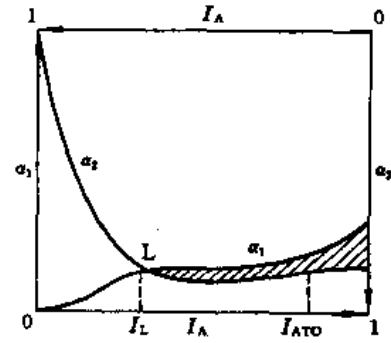


图 4.15 α_1 和 α_2 对 I_{ATO} 的影响

数提供给用户。

GTO 关断时尖峰电压 U_p 是由缓冲电路中引线电感、二极管正向恢复电压以及缓冲电容中电感所致。在下降时间内, 阳极电流具有较大的 $-di/dt$, 与此相应, 缓冲电容和二极管中电流具有较大的 $+di/dt$ 。过快的电流上升速度, 使上述缓冲电路中的所有电感上均会产生反电势。这种反电势与二极管的正向恢复电压一起加在处于关断过程中的 GTO 阳极上, 就产生了阳极尖峰电压。当接近下降时间尾部时, 阳极电流变化率 $-di/dt$ 下降, 反电势与二极管正向恢复电压也减小, 于是出现 U_p 之后 U_A 下落的现象。

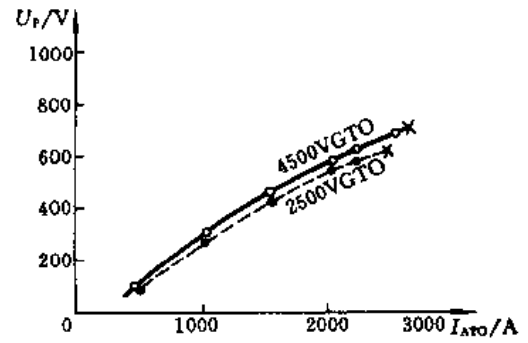


图 4.16 尖峰电压与 I_{Aro} 的关系

尖峰电压超过一定值引起 GTO 失效的原因是: GTO 在下降时间内仍有大量载流子存在体内, 尖峰电压过高易引起电压穿通而致使 GTO 失效。这种损坏机理与瞬时功耗过大引起 GTO 失效的机理不同。

为了减小尖峰电压 U_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。

3. du_A/dt

阳极电压上升率 du_A/dt 和阳极电流上升率 di/dt 是 GTO 的重要动态参数, 实际应用中要采取限制措施。

(1) 静态 du_A/dt

静态 du_A/dt 是指 GTO 还没有导通时所能承受的最大断态电压上升率。与 SCR 一样, 过大的静态 du_A/dt 会使 GTO 因双晶体管模型中位移电流过大而导致误触发, 这种现象称作 du_A/dt 触发现象。通常不希望产生这种情况。不使 GTO 触发的最大 du_A/dt 称作临界 du_A/dt 。通常在额定结温条件下, 在关断电压的动态特性上用最高耐压的 2/3 处确定 du_A/dt 的临界值。一旦发生 du_A/dt 触发, GTO 即会开通, 虽然不一定使管子损坏, 但却使电路无法正常工作。

静态 du_A/dt 与结温、阳极电压以及门极反偏电压的大小有关。结温和阳极电压越高, GTO 承受外加 du_A/dt 的能力越低。为了提高 GTO 承受静态 du_A/dt 的能力, 可在门极上加负偏压, 或在门极 - 阴极之间并联一定数量的电阻或电容。

(2) 动态 du_A/dt

动态 du_A/dt 也称作重加 du_A/dt , 它表示 GTO 正在门极关断过程中阳极电压的上升率。因为门极正加以关断负脉冲, 所以这时没有因 du_A/dt 过高而引起 GTO 误触发的问题, 不存在像静态 du_A/dt 那样的临界值。但是, 重加 du_A/dt 增加, 关断损耗也增加, 过高的重加 du_A/dt 会使最大阳极可关断电流下降。为此, GTO 应用中必须并联一个由电阻、二极管和电容组成的缓冲电路, 以便降低 du_A/dt , 改变 GTO 的开关轨迹, 确保安全运行。

4. di/dt

GTO 开通时, 阳极电流的上升率 di/dt 是一个重要的动态参数, 一般由产品目录中给出。GTO 能承受的极限电流上升率称为临界 di/dt 。SCR 的 di/dt 是按通态电流达到峰值的 10% 和 50% 的两点间直线的斜率来定义。而 GTO 有时采用通态电流达到 50% 最大可关断电流那一点

的斜率作为临界 di/dt 。

限制 GTO di/dt 耐量的因素是：

GTO 在开通时，阴极导通面积有一个逐步扩展过程。首先导通的区域是靠近门极的阴极区，然后逐步扩展到整个阴极区。如果 GTO 在开通时，阳极电流上升率 di/dt 过快，则在首先开通的阴极区会产生过分的电流集中效应，产生较大的瞬时功耗，以致产生局部热点，损坏 GTO。这就是通常要限制 GTO di/dt 的主要原因。

采用串联缓冲电路可以限制 GTO 的 di/dt 。

4.4 GTO 的门极驱动

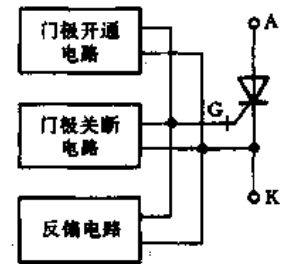
GTO 与 SCR 在关断机理上有根本区别，所以门极驱动的方法也根本不同。要正确触发和关断 GTO，必须掌握正确的门极驱动技术。

4.4.1 门极电路的设计原则

为了正确地使用 GTO，需要一个兼有 SCR 开通功能和 GTO 特有门极关断功能的门极电路。门极电路的基本结构如图 4.17 所示。由图可知，门极电路应包括门极开通电路、门极关断电路和门极反偏电路三个部分。在 SCR 驱动电路中只有门极开通电路，不需要设置门极关断和门极反偏电路。

GTO 门极电流和电压控制波形分开通和关断两种。电流波形的上升沿陡度、波形的宽度、波形的幅度以及下降沿的坡度对 GTO 的特性有很大影响，设计电路时应给以重视。

图 4.18 中给出了典型的开通和关断时门极电流和电压的波形。图中实线为门极电流波形，虚线为电压波形。 I_{GF} 代表额定直流触发电流； I_{GM} 为最大反向门极电流。下面讨论信号波形和反偏电压对 GTO 工作的影响。



(1) 开通信号波形

1) 脉冲前沿陡度 门极电流脉冲前沿陡度大对 GTO 开通有利。由于前沿对结电容充电，前沿陡，充电快，正向门极电流建立迅速，因此有利于门极电流的迅速注入，便于 GTO 的快速开通。一般取 di_{GF}/dt 为 $5 \sim 10 \text{ A}/\mu\text{s}$ 。

2) 脉冲幅度 为实现强触发的要求，门极强触发脉冲电流幅值要比额定直流触发电流 I_{GF} 大 $3 \sim 10$ 倍，为了快速开通甚至还可以提高。不同的门极触发电流对应着不同的开通时间。强触发有利于缩短开通时间、减小开通损耗、降低管压降、易于低温触发和 GTO 的串并联运行。

3) 脉冲宽度 正脉冲时间要比元件开通时间大几倍，一般可定为 $20 \sim 60 \mu\text{s}$ 。在电感负载回路里，阳极电流的建立时间可能比元件开通所需要的时间长得多。这时，应该选择正脉冲宽度大于负载回路电流建立的时间，否则 GTO 不可能触发导通。

4) 脉冲后沿坡度 开通触发电流脉冲的后沿应尽量平缓些。过陡的后沿会产生振荡，在开通脉冲的尾部出现负的门极电流。这个负电流尖峰有利于关断，即使这个负尖峰电流不足以使 GTO 关断，但也会引起 GTO 擎住电流的增加。

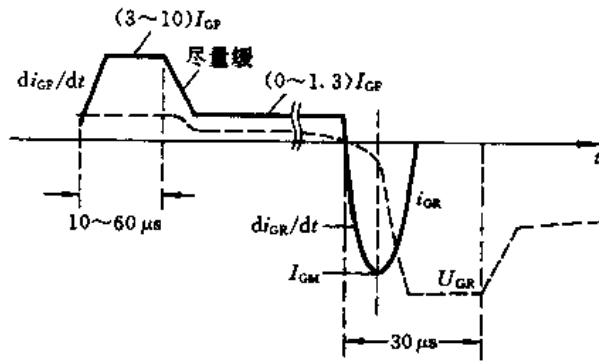


图 4.18 门极电流和电压的推荐波形

(2) 关断信号波形

导通的 GTO 靠门极反向电流脉冲关断。这个反向脉冲的前沿陡度、脉冲宽度、幅度及后沿坡度对 GTO 的安全运行有很大影响。

1) 脉冲前沿陡度 关断脉冲电流的上升率 di_{GR}/dt 一般取 $10 \sim 50 \text{ A}/\mu\text{s}$ 。前沿陡,可缩短关断时间,减少关断损耗,但是过陡的前沿会使关断增益降低,阳极尾部电流增加,增加 GTO 尾部损耗。

2) 脉冲后沿坡度 门极电流脉冲的后沿坡度应尽量平缓。如果坡度太陡,由于结电容的效应会产生一个门极正电流(尽管门极电压是负的)。这个正向电流有使 GTO 开通的可能,即使这个正向电流时间短或幅值小,不足以使 GTO 开通,也会使刚刚关断的 GTO 耐压和阳极承受 du_A/dt 的耐量降低,并影响 GTO 的正常工作。

3) 脉冲宽度 门极电压脉冲必须具有一定宽度。宽度有两个作用:一是保证下降时间 t_f 内还继续抽走载流子;二是保证剩余载流子的复合有足够的时间。特别是当 GTO 关断过程中尾部时间过长时,必须有足够的门极电压脉冲宽度,只有这样才能使 GTO 可靠关断。

4) 脉冲幅度 关断脉冲的电流幅度一般取

$$I_{GM} = (1/3 \sim 1/5) I_{ATO} \quad (4.13)$$

这是由关断增益的大小来确定的。在 I_{ATO} 一定的条件下, I_{GM} 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_{GM} 可提高 GTO 的阳极可关断能力。

(3) 门极反偏电压的影响

在门极电路中有时设置反偏电压或在门极-阴极间并联一个电阻或电容。这些措施都可以提高 GTO 的 du_A/dt 的耐量和提高 GTO 的可关断能力。图 4.19 给出 GTO 门极反偏电压与 du_A/dt 关系的实例。图中给出东芝公司 SG600R21 型 GTO 的门极反偏电压与 du_A/dt 的关系曲线。在所串电阻 R_G 一定时,反偏电压 U_{GR} 增加,阳极 du_A/dt 耐量也增加,有利于 GTO 安全运行。

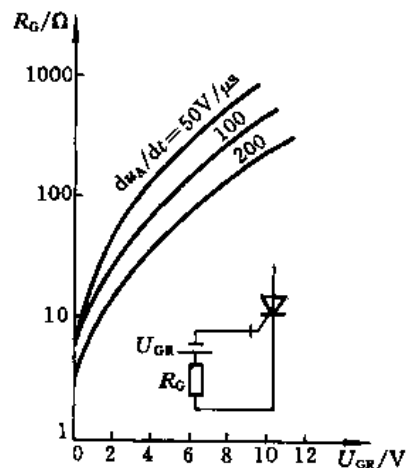


图 4.19 门极反偏压与 du_A/dt 的关系曲线

反偏电压是 GTO 关断后在门极所加反向电压的幅度一般小于门极反向雪崩电压。该电压持续时间可以是几十微秒或整个阻断状态所处的时间。

4.4.2 门极电路举例

实用 GTO 门极电路很多,现举一例说明。

图 4.20 所示为光电耦合的 GTO 门极驱动电路。所用 GTO 额定电压为 1 200 V、 I_{ATO} 为 500 A。该电路用于三相 PWM 逆变电路中。驱动电路采用双电源供电方式,门极开通电路和关断电路分别由直流 5 V 和 13 V 供电。为使开通和关断脉冲具有较陡的前沿和较大的幅度,两种直流电源分别并联了高频响应特性好的薄膜电容器。

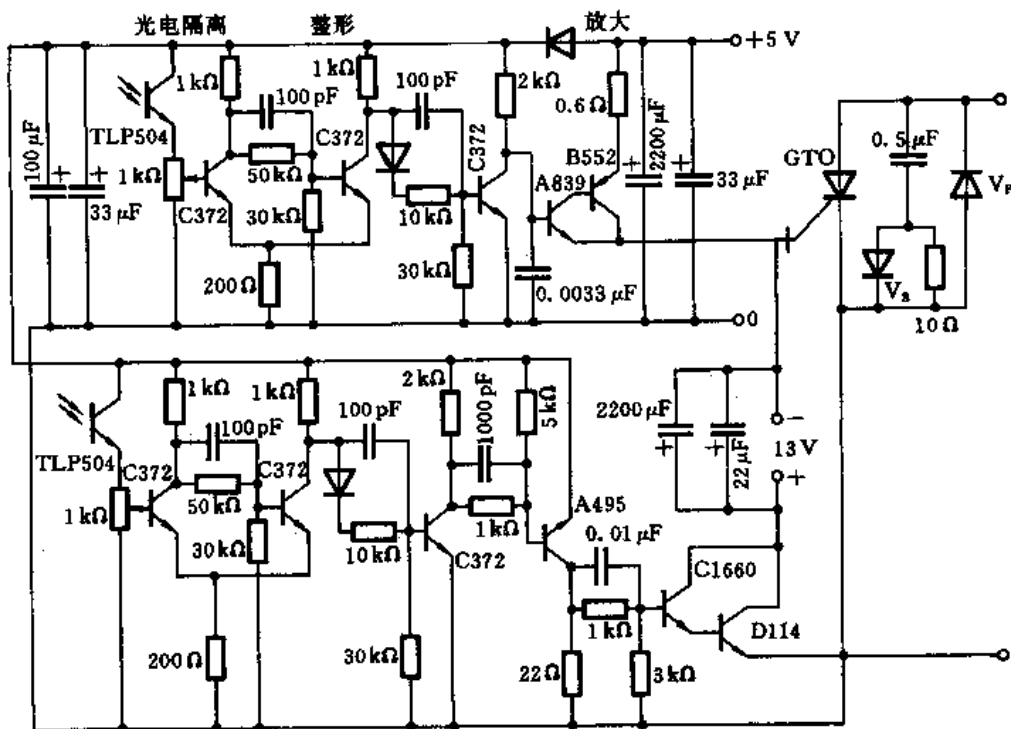
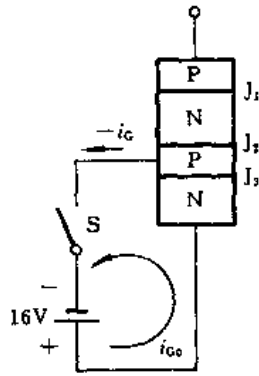


图 4.20 双电源门极电路一例

本电路采用光电耦合器隔离,防止 GTO 门极电路与前级信号电路的相互干扰。因为光电耦合器件的波形有所畸变,故采用施密特整形器将脉冲整形。整形后的脉冲送入放大极,分别产生 GTO 的开通脉冲和关断脉冲。

习题及思考题

- 4.1 试说明 SCR 开通与关断的条件和方法各是什么。
- 4.2 晶闸管的擎住电流和维持电流是否同一概念? 为什么?
- 4.3 为什么 SCR 不能用门极负信号关断阳极电流,而 GTO 却可以?
- 4.4 试说明 GTO 的失效机理是什么。
- 4.5 如图题 4.1 所示 GTO 关断时,从门极抽出的负电流($-i_G$)是否是门极-阴极结(J_3)的反向雪崩电流(i_{CO})? 为什么?



图题 4.1

4.6 GTO 正向开通时有无安全工作区？它的反向偏置安全区即 GTO 关断安全区与 GTR 的反向偏置安全区有何区别？

4.7 GTO 的关断增益(β_{off})一般取多少为宜？它受什么参数影响？

4.8 GTO 关断时，阳极电压上升率(du/dt)对 GTO 安全关断有什么影响？SCR 关断时，阳极电压上升率(du_A/dt)对其关断又有什么影响？两者有无区别？

4.9 试分析图 4.20 所示 GTO 驱动电路的工作原理。

第五章 功率场效应晶体管

功率场效应晶体管(Power MOSFET——Power Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)是一种多子导电的单极型电压控制器件,它具有开关速度快、高频性能好、输入阻抗高、驱动功率小、热稳定性优良、无二次击穿、安全工作区宽和跨导线性度高等显著特点,在各类中小功率开关电路中得到极为广泛应用。目前千伏级器件已达 20 A,其他各种大电流低电压的器件已系列化、模块化。

5.1 基本工作原理

5.1.1 基本结构

功率 MOSFET 也是一种功率集成器件,它由成千上万个小 MOSFET 元胞并联而成。图 5.1 所示为 N 沟道 MOSFET 的元胞结构剖面示意图。如图中所示,两个 N^+ 区分别作为该器件的源区和漏区,分别引出源极 S 和漏极 D。夹在两个 N^+ (N^-) 区之间的 P 区隔着一层 SiO_2 的介质作为栅极。因此栅极与两个 N^+ 区和 P 区均为绝缘结构。由于这一特点, MOS 结构的场效应晶体管又称绝缘栅场效应晶体管。

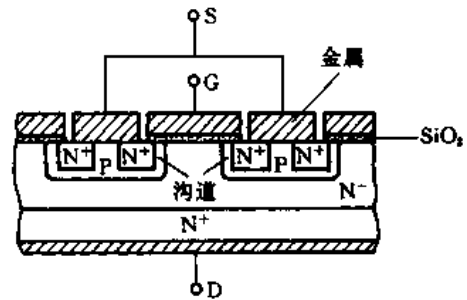


图 5.1 功率 MOSFET 的元胞结构

由图 5.1 可知,功率 MOSFET 的基本结构仍为 N^+ (N^-) PN^+ 形式,其中掺杂较轻的 N^- 区为漂移区。设 N^- 区可提高器件的耐压能力。在这种器件中,漏源极之间有两个背靠背的 PN 结存在,在栅极未加电压信号之前,无论漏源极之间加正电压或负电压,该器件总处于阻断状态。为使漏源极之间流过可控的电流,必须具备可控的导电沟道才能实现。

5.1.2 工作原理

MOS 结构的导电沟道是由绝缘栅施加电压之后感应产生的。在图 5.1 所示结构中,若在栅源极之间施加一定大小的正电压,这时栅极相对于 P 区则为正电压。由于夹在两者之间的 SiO_2 层不导电,聚集在电极上的正电荷就会在 SiO_2 层下的半导体表面感应出等量的负电荷,从而使 P 型材料变成 N 型材料,进而形成反型层导电沟道。若栅压足够高,由此感应而生的 N 型层同漏与源两个 N^+ 区构成同型接触,使常态中存在的两个背靠背 PN 结不复存在,这就是该器件的导电沟道。由于导电沟道须与源漏区导电类型一致,所以 N-MOSFET 以 P 型材料为衬底,栅源之间要加正电压;反之,P-MOSFET 以 N 型材料为衬底,栅源之间要加负电压。

从结构上看功率 MOSFET 含有一个寄生晶体管 V 。该寄生晶体管的发射极和集电极分别是功率 MOSFET 的源极和漏极,其基区就是器件的沟道体区。虽然沟道体区经源极金属已与源极短路,但短路点仍会有一定的电阻。这个电阻就是寄生晶体管的基极 - 发射极分流电阻 R_{BE} ,等效电路如图 5.2 所示。若将 R_{BE} 电阻忽略则可以看到,源极金属电极将 N^+ 区和 P 区连接在一起,因此源极与漏极之间就形成了一个寄生二极管,它与 MOSFET 构成一个不可分割的整体。由于寄生二极管与功率 MOSFET 组成了一个整体,因此它对功率 MOSFET 的特性与动态参数的影响必须充分注意。

图 5.3 所示为功率 MOSFET 的图形符号。根据载流子的类型不同, MOSFET 可分为 N 沟道和 P 沟道两种,图形符号中的箭头表示电子在沟道中移动的方向。图 5.3(a)表示 N 沟道,电流的方向是从漏极出发,经过 N 沟道流入 N^+ 区,最后从源极流出;图 5.3(b)表示 P 沟道,电流方向是从源极出发,经过 P 沟道流入 P^+ 区,最后从漏极流出。不论是 N 沟或 P 沟的 MOSFET,只有一种载流子导电。图形符号中漏源间并联的二极管表示前述的寄生二极管。

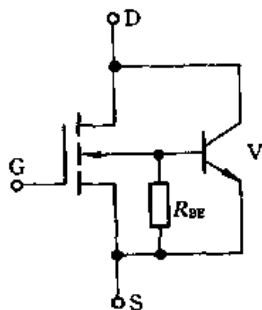


图 5.2 寄生晶体管等效电路

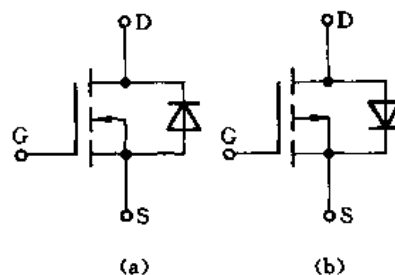


图 5.3 图形符号
(a) N 沟道; (b) P 沟道

由于 MOSFET 只有一种载流子导电,故称为单极型器件。这种器件不存在像双极型器件那样的电导调制效应,也不存在少子复合问题,所以它的开关速度快、安全工作区宽并且不存在二次击穿问题。因为它是电压控制型器件,所以使用极为方便。此外,功率 MOSFET 的通态电阻具有正温度系数,因此它的漏极电流具有负温度系数,这一特性使该器件易并联应用。

功率 MOSFET 的通态电阻较大,通态压降较高,随着器件耐压的升高,通态电阻也增大,这一特性限制了它的高电压大电流方向的发展。目前功率 MOSFET 多用于 10 kW 以下的电力电子设备中。

5.2 基本特性

5.2.1 静态特性

静态特性主要指功率 MOSFET 的输出特性和转移特性。

在 N 沟道增强型功率 MOSFET 器件中,当栅源电压 U_{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,因而无法沟通源区与漏区。即使栅源电压为正,但数值尚不够大时,栅极下面的 P 型体区表面仍呈现耗尽状态,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,功率 MOSFET 都处于截止状态,即使加上漏极电压 U_{DS} ,也没有漏极电流 I_D 出现。只有当栅源电压 U_{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,使功率 MOSFET 进入导通状态。栅源电压 U_{GS} 越大,反型层越厚,即沟道截面越大,漏极电流 I_D 也越大。

目前生产的功率 MOSFET 多数是 N 沟道增强型,因此,如无特别说明,功率 MOSFET 器件均指 N 沟道增强型。

1. 输出特性

以栅源电压 U_{GS} 为参变量,反映漏极电流 I_D 与漏源电压 U_{DS} 间关系的曲线族称为功率 MOSFET 的输出特性。输出特性可以分为三个区域,即可调电阻区 I、饱和区 II 和雪崩区 III,如图 5.4 所示。

在可调电阻区 I, U_{GS} 一定时,漏极电流 I_D 与漏源电压 U_{DS} 几乎呈线性关系。这是由于漏源电压较小时,它对沟道的影响可以忽略不计,因而沟道宽度和沟道载流子的迁移率几乎不变。一定的栅压对应一定的沟道也对应一定的电阻,栅压改变,器件的电阻值也改变。当 U_{DS} 较大时,情况有所不同。一方面随着 U_{DS} 的增加,靠近漏区一端的沟道要逐渐变窄;另一方面沟道载流子将达到散射极限速度,电子速度不再继续增加,于是尽管 U_{DS} 继续增加,但 I_D 增加缓慢,沟道的有效阻值增加。直至靠近漏区一端的沟道被夹断或沟道载流子达到散射极限速度,才使沟道载流子的运动摆脱了沟道电场的影响,开始进入饱和区 II。

在饱和区 II,沟道电子的漂移速度不再受沟道电场的影响,漏源电压 U_{DS} 增加时,漏极电流 I_D 保持恒定。

在雪崩区 III,PN 结的反偏电压 U_{DS} 过高,使漏极 PN 结发生雪崩击穿,漏极电流 I_D 突然增加。在使用器件时应避免出现这种情况,否则会使器件损坏。

2. 转移特性

漏源电压 U_{DS} 为常数时,漏极电流 I_D 和栅源电压 U_{GS} 之间的关系称为转移特性。图 5.5 所示为功率 MOSFET 在输出特性饱和区的转移特性。该特性表征功率 MOSFET 栅源电压 U_{GS} 对漏极电流 I_D 的控制能力。图中特性曲线的斜率 $\Delta I_D / \Delta U_{GS}$ 即表示功率 MOSFET 的放大能力。因为它是电压控制器件,所以用跨导参数 g_m 来表示。跨导的作用与 GTR 中的电流增益 β 相似。此外图中 $U_{GS(th)}$ 是功率 MOSFET 的开启电压(又称阈值电压),若 $U_{GS(th)}$ 小于此值,功率 MOSFET 即不会开通。它是功率 MOSFET 的一个重要参数。

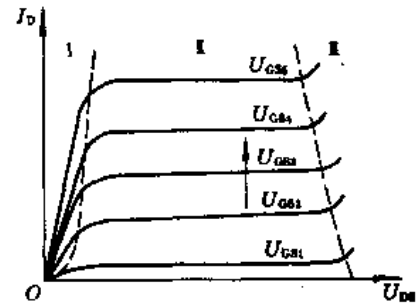


图 5.4 输出特性

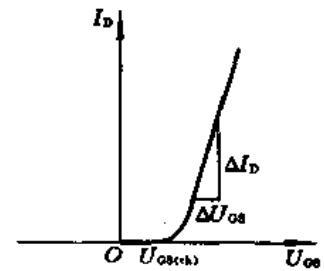


图 5.5 转移特性

5.2.2 动态特性

功率 MOSFET 是一个近似理想的开关,具有很高的增益和极快的开关速度。动态特性主要影响功率 MOSFET 的开关瞬态过程。

1. 开关特性

研究功率 MOSFET 开关特性的电路如图 5.6 所示。图中信号源电压 u_1 是脉冲上升沿波形, R_C 是信号源内阻, 该信号源应能提供一定的功率。 L 是电感负载, V 是续流二极管, 以供管子截止时释放负载 L 中的储能, 以避免漏极经受过高电压。 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} 分别是栅漏和栅源极间电容。

(1) 功率 MOSFET 的开通过程

图 5.7(a)、(b)、(c) 分别是栅极电压 u_{GS} 、漏极电流 i_D 、漏源电压 U_{DS} 在开通过程中的波形。图 5.7(a) 中虚线是信号源空载电压 U_1 波形。

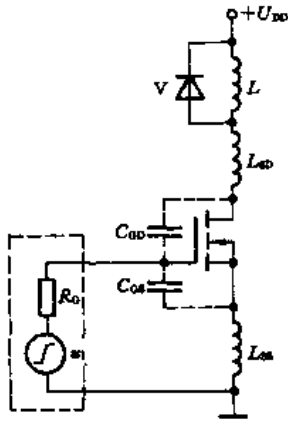


图 5.6 研究开关特性的电路

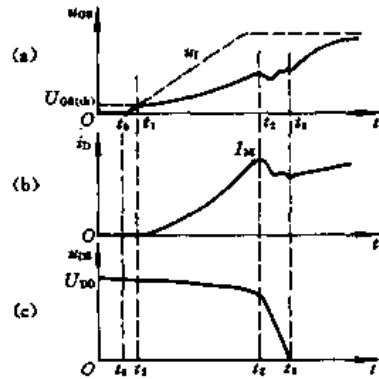


图 5.7 开通过程的电流电压波形

(a) 栅源电压波形; (b) 漏极电流波形; (c) 漏极电压波形

在 t_0 时刻, 信号源电压 u_1 开始上升。 t_1 时达到功率 MOSFET 阈值电压, 漏极电流开始增大。这时有两个原因使栅源电压波形偏离信号源波形轨迹。首先, 由于源极电流的变化和源极串联的电感产生一个感应电压。此电压使栅源间电压 u_{GS} 减小, 并使其上升率降低, 这又使源极电流的上升速率降低。影响栅源电压的另一个因素是所谓“密勒”效应。在 t_1 到 t_2 期间, 一部分电压会降在和漏极串联的、不被钳位的电路杂散电感 L_{SD} 上, 漏源电压即开始下降。漏源电压的下降使栅漏电容 C_{GD} 产生一放电电流, 此电流流过信号源内阻 R_C 并使其上的压降增大, 从而降低了栅源间电压 u_{GS} 的上升率。显然, 信号源内阻 R_C 愈小, 这种效应愈弱。

t_1 时刻, MOSFET 已开始导电, 但续流二极管尚未恢复阻断, 即 t_1 至 t_2 期间漏极电流反向流过续流二极管 V (即续流二极管的恢复电流)。随着栅源电压 u_{GS} 上升, 反向通过续流二极管的漏极电流一直上升到续流二极管恢复电流的峰值 I_M 。

在 t_1 至 t_2 阶段, 由于续流二极管有恢复电流流过, 负载 L 被旁路, 故功率 MOSFET 的漏极负载阻抗很低, 负载压降很小, MOSFET 压降较高, 故漏源电压 u_{DS} 波形只是随着 i_D 的上升而略有减小, 如图 5.7(c) 所示。

从 t_2 时刻开始, 续流二极管开始承受反向电压, 恢复反向阻断, 漏极电流从续流二极管 V 转移到负载电感 L 。由于负载阻抗增大, 漏源电压 u_{DS} 迅速减小。到 t_3 时刻, 功率 MOSFET 进入完全导通状态。 t_2 至 t_3 时间通常仅数十纳秒。在如此短暂时间内, 漏极电位急剧降低, 将会激发极间电容、电路电感和信号源电路阻抗形成衰减振荡过程, 如图 5.7(a) 所示。工作电源电压 U_{DD} 越高, 初始振荡幅度也越大。漏极电流 i_D 也有相应的振荡过程, 如图 5.7(b) 所示。

最后, 在 t_3 时刻, 功率 MOSFET 完全导通, 栅源电压迅速上升到信号源 u_1 电压的稳态值。

从 t_0 至 t_2 是图 5.6 所示电路中功率 MOSFET 的开通时间。显然,此开通时间不完全决定于器件,而且与外电路参数有关,特别是与信号源内阻 R_C 有关。 R_C 愈小,开通时间愈短。

(2) 功率 MOSFET 的关断过程

图 5.8(a)、(b)、(c) 分别是图 5.6 电路中功率 MOSFET 关断过程中的栅源电压 u_{GS} 、漏极电流 i_D 和漏源电压 u_{DS} 波形。图 5.8(a) 中虚斜线所示是关断时驱动信号源 u_I 波形。

t_0 时栅极信号源电压 u_I 开始下降,栅源间电容 C_{GS} 和栅漏间电容 C_{GD} 在开通过程最后阶段被信号源所充的电荷现在要通过信号源释放。由于放电时间常数 $(C_{GS} + C_{GD})R_C$ 的影响,栅源电压 u_{GS} 的下降速率将比 u_I 减缓,如图 5.8(a) 所示。 t_1 时,器件进入线性工作模式,漏源电压开始上升,如图 5.8(c) 所示。

由于漏极电位升高,极间电容 C_{GD} 将通过信号源充电。充电电流在信号源内阻 R_C 上的压降使栅源电压下降缓慢,如图 5.8(a) 所示。

在 t_2 时刻,漏极电位上升到与电源相同。 t_2 之后,负载电感 L 以及 L_{SS} 和 L_{SD} 将释放储能, L 通过续流二极管 V 释放能量。 L_{SS} 和 L_{SD} 释放储能时产生的感应电动势使漏源电压 $u_{DS} > U_{DD}$, 如图 5.8(c) 所示。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 U_{DD} 。 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。

在此阶段, u_{DS} 的尖峰过电压也会通过栅漏间电容 C_{GD} 耦合到栅极。但因栅源间电容 C_{GS} 比 C_{GD} 大得多,所以栅源电压 u_{GS} 不会出现相同的尖峰电压。栅源间电容在此期间可以通过信号源放电。在 t_3 时, $u_{GS} = 0$ 。

上述关断过程中,信号源有灌电流通过,也就是说功率 MOSFET 关断控制时栅极需要负驱动功率。

2. 栅极电荷特性

栅极电荷 Q_C 与栅源电压 u_{GS} 之间的函数关系称为栅极电荷特性,特性曲线如图 5.9 所示。 Q_C 表示功率 MOSFET 的电容 $C_{GS} + C_{GD}$ 从 0 V 充电到 10 V 所需的电荷总量。栅极电荷的多少与漏极电流无关,它仅随栅源电压 u_{GS} 的变化而变化。 Q_C 的最大额定值是在结温 T_j 为 25 °C、漏极电流 i_D 为额定值和漏源电压为 80% 额定值的条件下确定的。

栅极电荷 Q_C 由三部分组成,即 Q_{CS1} 、 Q_{CD} 和 Q_{CS2} 。充电开始,电荷流入栅源间电容 C_{GS} ,直到漏极电流出现,漏源电压开始下降为止。在这段时间内 C_{GS} 上积聚的电荷量为 Q_{CS1} ,在 u_{DS} 下降期间, u_{GS} 维持不变,但栅漏电容 C_{GD} 不停地积累电荷,直到功率 MOSFET 饱和导通为止。这段时间 C_{GD} 上积累的电荷为 Q_{CD} 。以后,随着 u_{GS} 的增高,虽然 C_{GS} 仍在聚积电荷,但大部分电荷被 C_{GD} 储存。这段时间内栅极上聚积电荷用 Q_{CS2} 表示。因此,总的栅极电荷 Q_C 等于三者之和。

图中斜线部分的面积 A 表示开通期间的能量损耗,曲线下方带点部分的面积 B 则表示器件

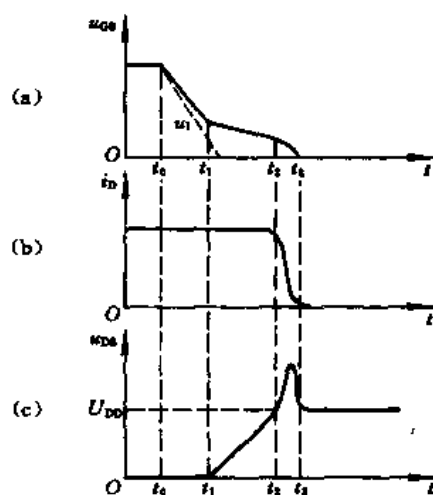


图 5.8 关断过程的电流电压波形
(a) 栅源电压波形; (b) 漏极电流波形;
(c) 漏极电压波形

电容 $C_{GS} + C_{GD}$ 所储存的能量和关断期间的能量消耗。

因为电荷等于电流和时间的乘积,所以利用这一特性曲线,可以在给定的开关时间要求下,求得所需的栅极电流估算值,这对于设计驱动电路是一个重要的依据。

3. 源漏二极管特性

由于功率 MOSFET 中专门集成一个反并联二极管,用以提供无功电流通路,所以当源极电位高于漏极时,这个二极管即正向导通。由于这个二极管成为电路的重要组成部分,所以手册中都给出它的正向导通压降 U_F (即 U_{SD}) 和反向恢复时间 t_r 的参数值。

4. 漏源极的 du_{DS}/dt 耐量

功率 MOSFET 的动态性能还受到漏源极间电压上升率 du_{DS}/dt 的限制。过高的 du_{DS}/dt 不但干扰电路的正常工作,而且有可能使器件遭到永久性损坏。图 5.10 为分析功率 MOSFET du_{DS}/dt 效应的等效电路。 u_{DS} 为漏源极间随时间变化的电压, C_{GS} 、 C_{GD} 和 C_{DS} 为极间电容, T 为寄生晶体管。

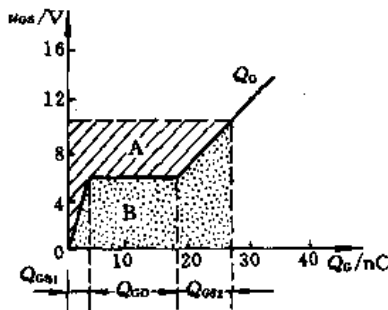


图 5.9 栅极电荷特性曲线

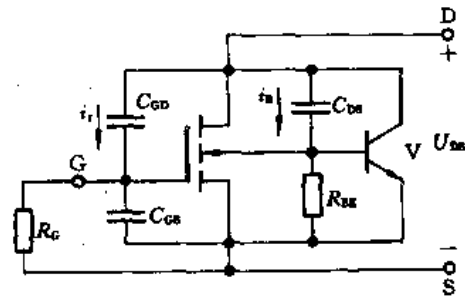


图 5.10 功率 MOSFET 的等效电路

漏源极间 du_{DS}/dt 效应有三种形式,即静态 du_{DS}/dt 、动态 du_{DS}/dt 和二极管恢复 du_{DS}/dt 。关于二极管恢复 du_{DS}/dt 将在下节讨论,这里主要讨论前两种。由于它们引起的效应有所不同,所以应该规定的极限耐量也不同。

(1) 静态 du_{DS}/dt

静态 du_{DS}/dt 是指器件处于阻断状态出现的漏源极之间的电压上升率。由图 5.10 可以看出,当漏源间出现较大的电压变化率 du_{DS}/dt 时,在电容 C_{DS} 和 C_{GD} 上将分别产生位移电流 i_B 和 i_r ,其值分别为

$$i_B = C_{DS} du_{DS}/dt \quad (5.1)$$

$$i_r = C_{GD} du_{DS}/dt \quad (5.2)$$

当位移电流 i_B 足够大时,它在电阻 R_{BE} 上产生的压降会使寄生晶体管的发射结正向导通,寄生晶体管即被开通,器件的漏源间就会有电流通过。另外,由于 u_{DS} 使集电结反向偏置,在 u_{DS} 上升到使集电结雪崩击穿的同时且发射结又被 du_{DS}/dt 误导通时,如果外电路没有有效的限流措施,器件将发生二次击穿而损坏。

位移电流 i_r 在栅极电阻 R_G 上产生电压 U_{GS} 。当 du_{DS}/dt 过高,以致 i_r 在 R_G 上产生的压降超过功率 MOSFET 的阈值电压 $U_{GS(th)}$ 时,器件将被误导通。栅极电阻 R_G 值越大,误导通的可能性就越大。若栅极处于开路状态,则 du_{DS}/dt 极易使器件误导通。过高的 du_{DS}/dt 还会引起栅极氧化层的永久性损坏。为此,功率 MOSFET 必须防止出现栅源间开路的运行状态,以免损坏器件。

目前,功率 MOSFET 的静态 du_{DS}/dt 耐量可达 30 V/ns 的水平。

(2) 动态 du_{DS}/dt

动态 du_{DS}/dt 与静态 du_{DS}/dt 产生的原因有所不同。动态 du_{DS}/dt 是指器件处于关断过程中出现的漏源之间的电压上升率。功率 MOSFET 的开关频率很高,如果器件接有感性负载,则当器件关断时,漏极电流的突变会产生比外电源还高的漏源瞬态电压,如图 5.8(c) 所示。这时,功率 MOSFET 要同时经受大的漏极电流和很高的漏源电压,使器件因承受很大的瞬时功率损耗而遭受损坏。此外,与静态 du_{DS}/dt 效应相同,位移电流 i_r 会使正在关断的功率 MOSFET 再次误导通。

为了提高功率 MOSFET 的 du_{DS}/dt 耐量,防止器件损坏,除选择耐压高的器件外,一般应使负载电感有续流电路。同时,功率 MOSFET 应配以缓冲电路,可采用齐纳二极管钳位或 D-R-C 抑制电路。此外,还应精心布置电路、缩短引线 and 尽量减小电路中的杂散电感。

5.3 安全工作区

在实际工作中必须考虑功率 MOSFET 的可靠工作范围,这个范围也称为安全工作区。当器件在超越安全工作区的条件下工作时,会造成损坏。

功率 MOSFET 开关频率高,经常处于动态过程中。它的安全工作区分为三种情况,即正向偏置安全工作区、开关安全工作区和换向安全工作区。

5.3.1 正向偏置安全工作区

正向偏置安全工作区(FBSOA——Forward Biased Safe Operating Area),是在栅源电压 U_{GS} 大于零的条件下,功率单脉冲的安全工作区。图 5.11 所示为 MTM8N40 型功率 MOSFET 的 FBSOA,它对应于管壳温度 25℃ 以及在功率脉冲结束时,功率损耗使结温升高到额定值 150℃ 的情况。FBSOA 由四条边界线确定:漏源通态电阻限制线(I)、最大漏极电流限制线(II)、最大功耗限制线(III)和最大漏极电压限制线(IV)。

漏源通态电阻限制线由漏源通态电阻和它的低压极限电流决定。在这一区段内,由于电压较低,沟道电阻增加,导致器件所允许的工作电流下降。另外,电压较低时,器件的极间电容明显增加,开关过程变慢,开关损耗加大,致使工作电流减小。

最大漏极电流限制线受连续电流最大额定值(DC)或峰值电流的限制。它是在栅源电压 $U_{GS} = 20\text{ V}$ 、壳温 $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 条件下确定的。功率 MOSFET 电流控制能力受结温限制。当结温 T_J 升高时,实际可用的连续电流值会下降。

最大功耗限制线由最高结温和最大热阻决定。对应不同的导通时间,最大功耗限制有不同的耐量。导通时间越短,最大功耗耐量越高。

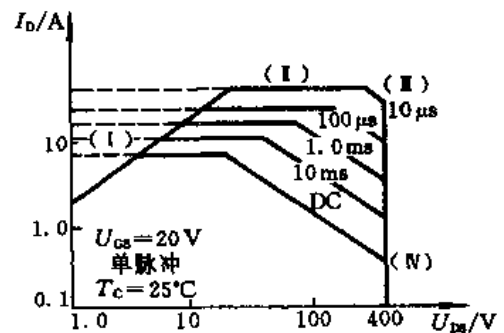


图 5.11 正向偏置安全工作区一例

由于功率 MOSFET 的开关时间很短,驱动电流很小,漏源间泄漏电流一般也很小,所以开关损耗、驱动功耗和断态损耗可以忽略不计。功率 MOSFET 的主要功耗是通态功耗 P_C :

$$P_C = I_{D(\text{rms})}^2 R_{\text{on}} \quad (5.3)$$

式中: $I_{D(\text{rms})}$ 为漏极电流的有效值; R_{on} 为通态电阻。

最大漏极电压限制线受漏源击穿电压 BU_{DS} 的限制。 BU_{DS} 是为了避免器件进入雪崩区而设的极限参数。

图 5.11 示出的是直流(DC)和脉宽分别为 10 ms、1 ms、100 μs 及 10 μs 的安全工作区。当功率 MOSFET 流过直流电流时,器件可安全运行的范围最小。当功率 MOSFET 处于脉冲工作状态时,随着器件导通时间的缩短,允许的漏极电流和功耗均随之增大,安全工作区向外扩展。

5.3.2 开关安全工作区

开关安全工作区(SSOA——Switch Safe Operating Area)表示功率 MOSFET 在关断过程中的参数极限范围,如图 5.12 所示。它由最大峰值漏极电流 I_{DM} 、最小漏源击穿电压 BU_{DS} 和最高结温 T_j 确定。判定功率 MOSFET 电流极限的主要标准是结温。只要不超过额定结温,峰值电流可以超过连续电流额定值 I_D 。因此,对于非直流情况,最大漏极电流由额定峰值电流 I_{DM} 定义。在 25 $^{\circ}\text{C}$ 时,大多数功率 MOSFET 的 I_{DM} 大约是连续电流额定值 I_D 的 2~4 倍。

SSOA 曲线的应用条件是:结温小于 150 $^{\circ}\text{C}$,器件的开通与关断时间均小于 1 μs 。

5.3.3 换向安全工作区

换向安全工作区(CSOA——Commutating Safe Operating Area)是功率 MOSFET 寄生二极管或集成二极管反向恢复性能所决定的极限工作范围。在换向电流上升率 di/dt 一定时,它用漏极正向电压(也即二极管反向电压 U_{DS})和二极管正向电流的安全运行极限值 I_{FM} 表示。影响二极管反向恢复性能的主要参数是反向恢复电荷。此电荷越多,反向电流越大,功率 MOSFET 的换向也越困难,即安全工作区越小。

图 5.13 中给出 15 A/60 V 的 MTP3055A 型功率 MOSFET 的 CSOA 曲线。由图可知,二极管反向电流变化率 di/dt 越小,换向电流上升率越慢,安全工作区越大。

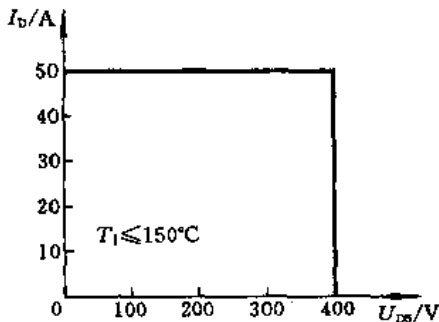


图 5.12 开关安全工作区一例

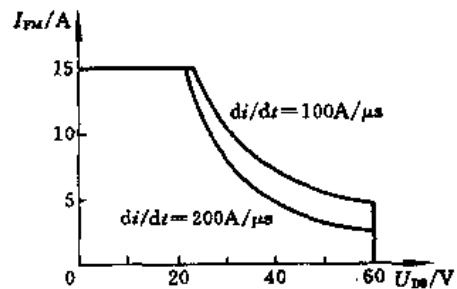


图 5.13 换向安全工作区一例

在功率 MOSFET 换向过程中,当器件体内反并联二极管从导通状态进入反向恢复期时,如果漏源电压上升过于迅速,即 du_{DS}/dt 过大,则很容易造成器件损坏。二极管反向恢复期内漏源极

的电压上升率 du_{DS}/dt 称为二极管恢复 du_{DS}/dt 。二极管恢复 du_{DS}/dt 耐量是功率 MOSFET 可靠性的一个重要方面。

5.4 主要参数

5.4.1 静态参数

功率 MOSFET 的静态参数主要有通态电阻 R_{on} 、开启电压 $U_{GS(th)}$ 、最大电压额定值 BU_{DS} 、 BU_{GS} 和最大漏极电流 I_{DM} 等。

1) 通态电阻 R_{on} 通态电阻 R_{on} 是与输出特性密切相关的参数。通常规定:在确定的栅压 U_{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。功率 MOSFET 的通态电阻比双极晶体管要大,而且器件耐压越高通态电阻越大,这就是此种器件耐压等级难以提高的主要原因。

2) 开启电压 $U_{GS(th)}$ 开启电压 $U_{GS(th)}$ 又称为阈值电压,其数值由转移特性曲线与横轴的交点确定。开启电压 $U_{GS(th)}$ 是指沟道体区表面发生强反型层所需的最低栅极电压,即表示反型层形成的条件。它表明当栅压超过该电压后,连接漏区与源区的表面反型层即可形成沟道。开启电压 $U_{GS(th)}$ 随结温 T_J 的升高而下降,而且具有负的温度系数。

3) 漏极击穿电压 BU_{DS} 漏极击穿电压 BU_{DS} 决定了功率 MOSFET 的最高工作电压,它是为了避免器件进入雪崩区而设的极限参数。 BU_{DS} 的大小取决于漏极 PN 结的雪崩击穿能力和栅极对沟道、漏区反偏结电场的影响等因素。

4) 栅源击穿电压 BU_{GS} 栅源击穿电压 BU_{GS} 是为了防止绝缘栅层因栅源电压过高而发生介电击穿而设定的参数。一般栅源电压的极限值为 ± 20 V。

5) 漏极连续电流 I_D 和漏极峰值电流 I_{DM} 功率 MOSFET 漏极连续电流 I_D 和脉冲电流幅值 I_{DM} 主要受器件温度的限制,不论器件是连续电流还是脉冲电流工作,器件内部温度都不得超过最高工作温度 150 $^{\circ}\text{C}$ 。按实际经验,器件外壳温度应低于 100 $^{\circ}\text{C}$ 。

5.4.2 动态参数

功率 MOSFET 的动态参数主要有极间电容、开关时间、栅极电荷及漏源二极管特性参数等。

1) 极间电容 功率 MOSFET 的极间电容包括 C_{GS} 、 C_{GD} 、 C_{DS} 。其中 C_{GS} 是栅源电容, C_{GD} 是栅漏电容,它们是由 MOS 结构的绝缘层形成的。 C_{DS} 是漏源电容,由 PN 结构成。功率 MOSFET 极间电容的等效电路如图 5.14 所示。

一般器件生产厂家不直接提供极间电容值,而是给出输入电容 C_{iss} 、输出电容 C_{oss} 及反馈电容 C_{rss} 值,它们与极间电容的关系可用下列公式表示:

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (5.4)$$

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (5.5)$$

$$C_{rss} = C_{GD} \quad (5.6)$$

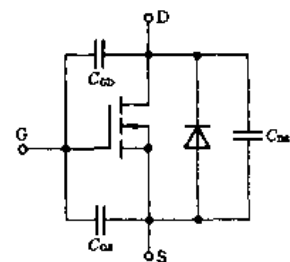


图 5.14 极间电容等效电路

这些电容的数值均与漏极电压 U_{DS} 有关。 U_{DS} 值越高,极间电容越小。当 $U_{DS} > 25 \text{ V}$ 时各极间电容值趋于恒定。

2) 开关时间 功率 MOSFET 的开关时间包括开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 。 t_{on} 由开通延迟时间 t_d 和上升时间 t_r 构成。 t_{off} 由关断存储时间 t_s 和下降时间 t_f 构成。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。在实际工作中,一般规定按波幅 10% 和 90% 所对应的时刻来定义开关时间,参照图 5.15 所示功率 MOSFET 输入电压 u_i 和输出电压 u_o 对应的波形关系,开通时间 t_{on} 定义为从输入电压波形上升沿幅度为 10% U_{im} 的时刻开始,到输出电压下降沿幅度为 90% U_{om} 的时刻为止的时间。其中开通延迟时间 t_d 对应着输入电压信号上升沿幅度为 10% U_{im} 到输出电压信号下降沿幅度 10% U_{om} 的时间间隔。上升时间 t_r 对应着输出电压幅度由 10% U_{om} 变化到 90% U_{om} 的时间。关断时间 t_{off} 的定义与开通时间 t_{on} 的定义相类似。其中关断存储时间 t_s 定义为从 U_{im} 后沿下降到 90% U_{im} 时起到 u_o 回升 10% 时止的时间间隔,下降时间 t_f 定义为从 u_o 回升 10% 到回升 90% 这两个时刻的间隔。

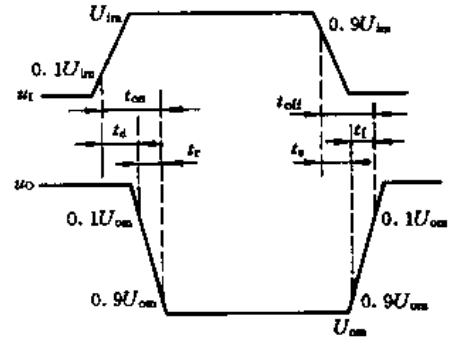


图 5.15 开关时间示意图

除上述参数外,还有栅极总电荷 Q_C 、漏源二极管特性参数 U_{DS} 、 t_{π} 等。这些参数在前面已述。

5.5 应用技术

功率 MOSFET 的应用技术包括栅极驱动电路、静电防护及运行保护等。

5.5.1 栅极驱动电路

1. 栅极驱动的特点及其要求

功率 MOSFET 为单极型器件,没有少数载流子的存储效应,因而开关速度可以很高。相对来说,功率 MOSFET 的极间电容较大,因而工作速度与驱动电源内阻抗有关。

功率 MOSFET 在稳定状态下工作时,栅极无电流流过,只有在动态开关过程中才有位移电流出现,因而所需驱动功率小,栅极驱动电路简单。

功率 MOSFET 的栅极输入端相当于一个容性网络,因而功率 MOSFET 导通后即不再需要驱动电流。理想栅极驱动电路的等效电路如图 5.16 所示。图中 S_1 为等效开通开关。 S_1 闭合后接通充电回路。 S_2 为等效关断开关。 S_2 控制输入电容 C_{in} 的放电过程。 S_1 和 S_2 在任意时刻总是处在一个闭合、另一个断开的相反状态。不管开通时电路的等效电阻 R_{on} 和关断时电路等效电阻 R_{off} 的大小,也不管充电速度如何,开通期间传输的能量及关断时的能量损耗完全由器件输入电容 C_{in} 和栅源间电压 U_{GS} 大小决定,而与 R_{on} 值和栅极电流的大小无关。

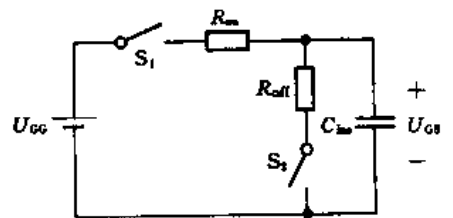


图 5.16 驱动电路的等效电路

功率 MOSFET 对栅极驱动电路的要求主要有：

- ① 触发脉冲要具有足够快的上升和下降速度,即脉冲前后沿要求陡峭;
- ② 开通时以低电阻对栅极电容充电,关断时为栅极电荷提供低电阻放电回路,以提高功率 MOSFET 的开关速度;

③ 为了使功率 MOSFET 可靠触发导通,触发脉冲电压应高于管子的开启电压,为了防止误导通,在功率 MOSFET 截止时最好能提供负的栅源电压;

④ 功率 MOSFET 开关时所需的驱动电流为栅极电容的充放电电流,功率 MOSFET 的极间电容越大,在开关驱动中所需的驱动电流也越大,为了使开关波形具有足够的上升和下降陡度,驱动电流要具有较大的数值。

2. 驱动电路举例

栅极驱动电路有多种形式。以驱动电路与栅极的连接方式来分,有直接驱动和隔离驱动;以构成驱动电路的元件来分,又有分立元件电路和集成化电路。现举一例,只作原理性提示以示一般。

图 5.17 给出 TTL 集成驱动电路示意图。图中晶体管 V_1 提供 MOSFET 开通信号, V_2 在器件关断时为栅极电容放电提供通路。由于晶体管 V_1 和 V_2 为互补工作方式,不但增强了驱动功率而且可提高开关速度,所以这种方式适合于大功率 MOSFET 的驱动。

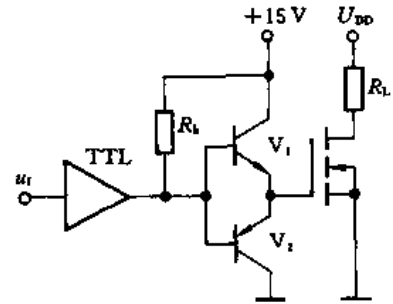


图 5.17 驱动电路一例

5.5.2 静电防护

静电是相对于另一表面或相对于地的一物体表面上电子过剩或不足的现象。过剩电子的表面带有负电,电子不足的表面带有正电。静电一般由摩擦或感应产生。

由于功率 MOSFET 具有极高的输入阻抗,因此,在静电较强的场合,难以泄放电荷,容易引起静电击穿。静电击穿表现为两种形式:一是电压型,即栅极的薄氧化层发生击穿,氧化层形成针孔,使栅极和源极间短路;二是功率型,即金属化薄膜铝条被熔断,造成栅极开路或源极开路。造成静电击穿的电荷源可能是器件本身,也可能是与之接触的外部带电物体,如带电人体。在干燥环境中,活动的人体电位可达数千伏甚至上万伏,所以,人体是引起功率 MOSFET 静电击穿的主要电荷源之一。引起功率 MOSFET 静电击穿所需的静电电压为 1 000 V 或更高些(取决于芯片大小)。对于带电的功率 MOSFET,当它与周围物体的几何位置发生相对移动时,器件与外界组成的电容数值会发生变化,这会使器件电压升高,从而造成器件损坏。有时,若带电荷的器件与地短接,则放电瞬间会造成器件损坏。在电场中,由于静电感应,功率 MOSFET 将产生感应电场,故当器件处于强电场中时,会发生栅极绝缘体击穿。

为了防止静电击穿,应注意以下几点:

- ① 器件应存放在抗静电包装袋、导电材料袋或金属容器中,或用铝箔包裹,不能存放在塑料盒或塑料袋中;
- ② 取用功率 MOSFET 时,工作人员必须通过腕带良好接地,且应拿在管壳部分而不是引线部分;
- ③ 将器件接入实际电路时,工作台应接地,焊接的烙铁也必须良好接地;

④ 测试器件时,测量仪器和工作台都要良好接地,器件的三个电极未全部接入测试仪器或电路前,不得施加电压,改换测试范围时,电压和电流要先恢复到零;

⑤ 对于内部未设置保护二极管的器件,应在栅源间外接保护二极管,或外接其他保护电路,有些型号的功率 MOSFET 内部已接有齐纳保护二极管,这种器件栅源间的反向电压不得超过 0.3 V。

应该指出,在实际应用中,还有一些应用技术,比如过电压保护、过电流保护以及 du/dt 限制等等,此处不再赘述。

习题及思考题

- 5.1 结合 GTR 和功率 MOSFET 的驱动原理,试说明电流控制型和电压控制型器件的特点。
- 5.2 说明功率 MOSFET 开通和关断的原理。
- 5.3 与 GTR 相比,功率 MOSFET 易于并联运行,为什么?
- 5.4 与 GTR 相比,功率 MOSFET 的通态压降比较高,为什么?
- 5.5 与 GTR 相比,功率 MOSFET 的开关损耗较小,为什么?
- 5.6 结合图 5.7 说明功率 MOSFET 开通和关断时栅源电压变化的过程。
- 5.7 说明功率 MOSFET 图形符号中箭头的含义。

第六章 绝缘栅极晶体管

绝缘栅极双极晶体管(IGBT 或 IGT——Insulated Gate Bipolar Transistor),是 80 年代中期发展起来的一种新型复合器件。IGBT 综合了 MOSFET 和 GTR 的优点,具有良好的特性,有更广泛的应用领域。目前 IGBT 的电流和电压等级已达 1800 A/3500 V,关断时间已缩短到 40 ns,工作频率可达 40 kHz,擎住现象得到改善,安全工作区(SOA)扩大。这些优越的性能使得 IGBT 成为大功率开关电源、逆变器等电力电子装置的理想功率器件。

6.1 工作原理

6.1.1 基本结构

一种由 N 沟道功率 MOSFET 与双极型晶体管组合而成的 IGBT 元胞结构如图 6.1 所示。如果将这个结构与图 5.1 所示的功率 MOSFET 结构相对照,不难发现这两种器件的结构十分相似,不同之处是 IGBT 比功率 MOSFET 多一层 P⁺注入区,从而形成一个大面积的 P⁺N 结 J₁,这样就使得 IGBT 导通时可由 P⁺注入区向 N 基区发射少数载流子(空穴),对漂移区电导率进行调制,因而 IGBT 具有很强的电流控制能力。

介于 P⁺注入区与 N⁻漂移区之间的 N⁺层称为缓冲区。有无缓冲区可以获得不同特性的 IGBT。有 N⁺缓冲区的 IGBT 称为非对称型 IGBT,也称穿通型 IGBT。它具有正向压降小、关断时间短、关断时尾部电流小等优点,但反向阻断能力相对较弱。无 N⁺缓冲区的 IGBT 称为对称型 IGBT,也称非穿通型 IGBT。它具有较强的正反向阻断能力,但它的其他特性却不及非对称型 IGBT。目前以上两种结构的 IGBT 均有产品。在图 6.1 中,C 为集电极,E 为发射极,G 为栅极(也称门极)。该器件的电路图形符号如图 6.2 所示,图中所示箭头表示 IGBT 中电流流动的方向。

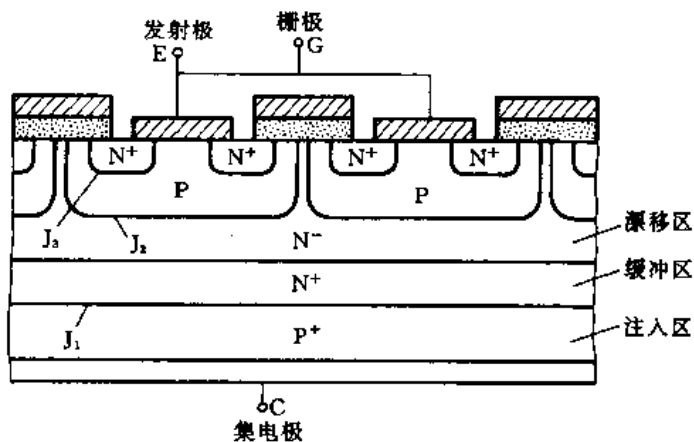


图 6.1 IGBT 元胞结构

一个实用的 IGBT 由众多元胞 IGBT 组成,所以,它也是一种功率集成器件。

6.1.2 工作原理

简单来说,IGBT 相当于一个由 MOSFET 驱动的厚基区 PNP 晶体管。它的简化等效电路如图

6.3 所示,图中 R_N 为 PNP 晶体管基区内的调制电阻。从该等效电路可以清楚地看出,IGBT 是用晶体管和 MOSFET 组成的达林顿结构的复合器件。因为图中晶体管为 PNP 型晶体管, MOSFET 为 N 沟道场效应晶体管,所以这种结构的 IGBT 称为 N 沟道 IGBT,符号为 N-IGBT。类似地还有 P 沟道 IGBT,即 P-IGBT。

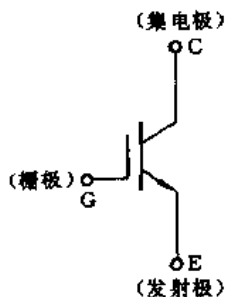


图 6.2 图形符号

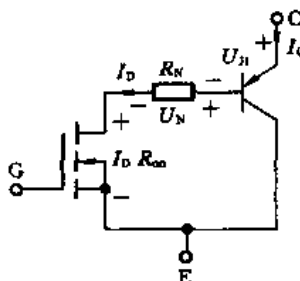


图 6.3 N-IGBT 的等效电路

IGBT 是一种场控器件,它的开通和关断由栅极和发射极间电压 U_{GE} 决定。当栅射电压 U_{GE} 为正且大于开启电压 $U_{GE(th)}$ 时, MOSFET 内形成沟道并为 PNP 晶体管提供基极电流进而使 IGBT 导通。此时,从 P^+ 区注入 N^- 的空穴(少数载流子)对 N^- 区进行电导调制,减小 N^- 区的电阻 R_N ,使高耐压的 IGBT 也具有很低的通态压降。当栅射极间不加信号或加反向电压时, MOSFET 内的沟道消失, PNP 晶体管的基极电流被切断, IGBT 即关断。由此可知, IGBT 的驱动原理与 MOSFET 基本相同。

6.2 静态特性与参数

IGBT 的静态特性包括转移特性和输出特性。

6.2.1 转移特性

IGBT 的静态转移特性描述集电极电流 I_C 与栅射电压 U_{GE} 之间的相互关系,如图 6.4 所示。此特性与功率 MOSFET 的转移特性相似。由图 6.4 可知, I_C 与 U_{GE} 基本呈线性关系,只有当 U_{GE} 在开启电压 $U_{GE(th)}$ 附近时才呈非线性关系。当栅射电压 U_{GE} 小于 $U_{GE(th)}$ 时, IGBT 处于关断状态;当 U_{GE} 大于 $U_{GE(th)}$ 时, IGBT 开始导通。由此可知, $U_{GE(th)}$ 是 IGBT 能实现电导调制而导通的最低栅射电压。 $U_{GE(th)}$ 随温度升高略有下降,温度每升高 1°C , 其值下降 5 mV 左右。在 25°C 时, IGBT 的开启电压 $U_{GE(th)}$ 一般为 $2\sim 6\text{ V}$ 。

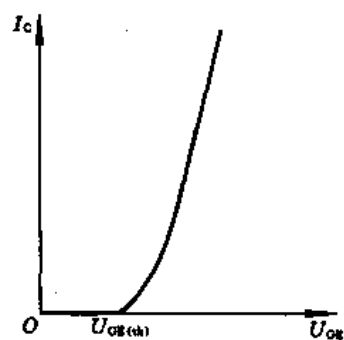


图 6.4 转移特性

6.2.2 输出特性

IGBT 的输出特性也称伏安特性。它描述以栅射电压 U_{GE} 为控制变量时集电极电流 I_C 与集射极间电压 U_{CE} 之间的关系,如图

6.5 所示。此特性与双极型晶体管的输出特性相似,不同的是控制变量。IGBT 为栅射电压 U_{GE} , 而晶体管为基极电流 I_B 。IGBT 的输出特性分正向阻断区、有源区和饱和区。当 $U_{CE} < 0$ 时,IGBT 为反向阻断工作状态。参照图 6.1 可知,此时 P^+N 结(J_1 结)处于反偏状态,因而不管 MOSFET 的沟道体区中有没有形成沟道,均不会有集电极电流出现。由此可见,IGBT 由于比 MOSFET 多了一个 J_1 结而获得反向电压阻断能力,IGBT 能够承受的最高反向阻断电压 U_{RM} 取决于 J_1 结的雪崩击穿电压。当 $U_{CE} > 0$ 而 $U_{CE} < U_{CE(th)}$ 时,IGBT 为正向阻断工作状态。此时 J_2 结处于反偏状态,且 MOSFET 的沟道体区内没有形成沟道,IGBT 只有很小的集电极漏电流 I_{CES} 流过。IGBT 能够承受的最高正向阻断电压 U_{FM} 取决于 J_2 的雪崩击穿电压。如果 $U_{CE} > 0$ 且 $U_{CE} > U_{CE(th)}$ 时, MOSFET 的沟道体区内形成导电沟道,IGBT 进入正向导通状态。此时,由于 J_1 结处于正偏状态, P^+ 区将向 N 基区注入空穴。当正偏压升高时,注入空穴的密度也相应增大,直到超过 N 基区的多数载流子密度为止。在这种状态工作时,随着栅射电压 U_{GE} 的升高,向 N 基区提供电子的导电沟道加宽,集电极电流 I_C 将增大,在正向导通的大部分区域内, I_C 与 U_{GE} 呈线性关系,而与 U_{CE} 无关,这部分区域称为有源区或线性区。IGBT 的这种工作状态称为有源工作状态或线性工作状态。对于工作在开关状态的 IGBT,应尽量避免工作在有源区,否则功耗将会很大。饱和区是指输出特性比较明显弯曲的部分,此时集电极电流 I_C 与栅射电压 U_{GE} 不再呈线性关系。IGBT 的导通工作状态简称为通态。IGBT 的通态电流 I_{CS} 为

$$I_{CS} = I_D + \beta_{PNP} I_D = (1 + \beta_{PNP}) I_D \quad (6.1)$$

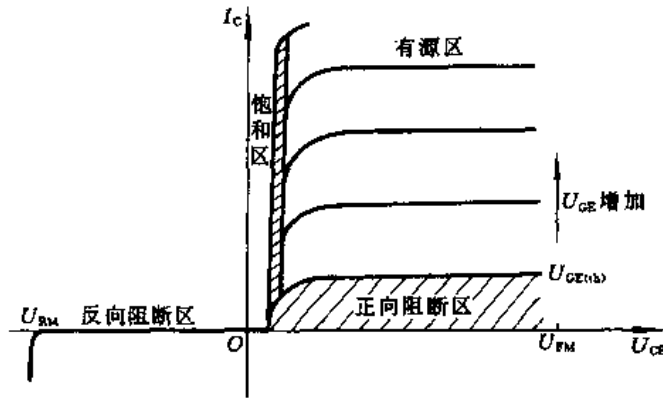


图 6.5 输出特性

由图 6.3 可知,式(6.1)中 I_D 为等效达林顿电路中 MOSFET 的漏极电流,也即 PNP 晶体管的基极电流; β_{PNP} 为 PNP 晶体管的电流放大系数。与普通达林顿结构电路不同,IGBT 的 $\beta_{PNP} < 1$,因而 MOSFET 的漏极电流,即晶体管的基极电流 I_D 构成 IGBT 通态电流的主要部分。这种不均衡的电流分配是由 IGBT 的结构所决定的。

IGBT 的通态压降 $U_{CE(on)}$ 为

$$U_{CE(on)} = U_{J1} + U_N + I_D R_{on} \quad (6.2)$$

式中, U_{J1} 为 J_1 结的正向压降,约为 $0.7 \sim 1$ V; U_N 为扩展电阻 R_N 上的压降; R_{on} 为 MOSFET 的沟道电阻。与 MOSFET 相比,IGBT 的通态压降要小得多,这是因为 IGBT 中的漂移区存在电导调制作用的缘故。