

目 录

《电气自动化新技术丛书》序言

前言

第1章 绪论	1
1.1 电力电子技术	1
1.1.1 电力电子技术的定义	1
1.1.2 传统电力电子技术	2
1.1.3 现代电力电子技术	4
1.2 电力电子器件和电路	5
1.2.1 电力电子器件	5
1.2.2 电力电子电路	10
1.3 电流控制型电力电子器件	11
1.3.1 电力晶体管和达林顿晶体管	11
1.3.2 普通晶闸管和可关断晶闸管	12
1.4 电压控制型电力电子器件	13
1.4.1 结型场控晶体管和晶闸管	14
1.4.2 绝缘栅场控晶体管和晶闸管	18
1.5 各种电力电子场控器件的比较	21
1.5.1 参数和特性的比较	21
1.5.2 应用范围的比较	25
第2章 功率场效应晶体管(功率 MOSFET)	27
2.1 工作原理	27
2.1.1 基本原理	27
2.1.2 主要类型	29
2.2 基本特性	32
2.2.1 静态特性	32
2.2.2 动态特性	33
2.2.3 安全工作区	40
2.3 主要参数	45
2.3.1 静态参数	45

2.3.2	动态参数	50
2.4	应用技术	53
2.4.1	栅极驱动电路	54
2.4.2	静电防护	61
2.4.3	运行保护	62
2.5	并联应用	64
2.5.1	静态均流特性	64
2.5.2	动态均流特性	65
2.5.3	并联应用中的寄生振荡	68
2.6	应用举例	68
2.6.1	三片式开关电源	68
2.6.2	高频脉宽调制(PWM)开关电源	71
2.6.3	双向直流电动机调速	73
2.6.4	电子镇流器	74
2.6.5	脉宽调制式直流电焊机	75
第3章	绝缘栅双极晶体管(IGBT)	78
3.1	工作原理	79
3.2	静态特性和参数	80
3.3	动态特性和参数	83
3.4	擎住效应和安全工作区	88
3.5	栅极驱动电路	93
3.5.1	IGBT对栅极驱动电路的要求	93
3.5.2	IGBT栅极驱动电路实例	97
3.6	IGBT的保护措施	102
3.6.1	过电流保护	102
3.6.2	过电压保护	111
3.7	应用举例	112
3.7.1	大功率不间断电源(UPS)	112
3.7.2	弧焊逆变器	117
3.7.3	大功率脉冲激光器电源	119
第4章	静电感应晶体管(SIT)	124
4.1	基本结构和工作原理	124
4.2	静态特性和参数	127

4.2.1	伏安特性	127
4.2.2	极限参数	129
4.2.3	微变参数	130
4.2.4	其他静态参数	133
4.3	动态特性和参数	135
4.3.1	开关特性	135
4.3.2	动态参数	136
4.4	双极模式静电感应晶体管(BSIT)	137
4.4.1	结构和工作原理	138
4.4.2	伏安特性和主要参数	139
4.4.3	动态特性	141
4.5	SIT 在高频感应加热中的应用	142
第5章	静电感应晶闸管(SITH)	149
5.1	特点	149
5.2	基本工作原理	150
5.3	基本特性	152
5.3.1	静态特性	152
5.3.2	动态特性	154
5.4	主要参数	157
5.4.1	静态参数	157
5.4.2	动态参数	159
5.5	各种类型 SITH 简介	161
5.5.1	双掩埋门极型 SITH	162
5.5.2	表面门极垂直沟道型 SITH	163
5.5.3	非对称型 SITH	164
5.5.4	阳极-发射极短路型 SITH	166
5.5.5	光触发与光关断型 SITH	167
5.5.6	二极管-晶闸管-晶体管型 SITH	170
5.5.7	高性能 SITH	171
5.5.8	电压源 SITH 和电流源 SITH	172
5.6	SITH 的应用	174
5.6.1	控制三相感应电动机用的 PWM 逆变器	174
5.6.2	感应加热用的可控电压串联谐振逆变器	175

5.6.3	高频电流并联谐振逆变器	178
5.6.4	高效 AC-DC 变流器	179
第 6 章	MOS 控制晶闸管(MCT)	181
6.1	基本结构和工作原理	181
6.1.1	基本结构	181
6.1.2	工作原理	183
6.2	主要特性和参数	183
6.2.1	主要特性	183
6.2.2	特性参数	189
6.2.3	MCT 与 IGBT 的比较	192
6.3	门极驱动	193
6.3.1	门极驱动波形	193
6.3.2	门极驱动对关断电流的影响	195
6.3.3	门极驱动电路实例	196
6.4	MCT 的应用	199
6.4.1	硬开关电路	199
6.4.2	软开关电路	202
6.4.3	直流断路器	203
6.4.4	交流开关	204
第 7 章	功率集成电路	207
7.1	概述	207
7.2	智能功率集成电路实例	208
7.3	高压集成电路实例	213
第 8 章	快速二极管及其他配套器件	216
8.1	快速二极管	216
8.1.1	二极管的高频等效电路	217
8.1.2	二极管的恢复过程	218
8.1.3	PN 和 PIN 型快速恢复二极管	224
8.1.4	功率肖特基二极管	227
8.1.5	快速二极管的应用问题	230
8.2	高频电力电子电路中的铁心材料	239
8.2.1	电源铁氧体	240
8.2.2	非晶态软磁合金	247

8.3 高频电力电子电路中的电容器	255
8.3.1 电容器的等效电路和阻抗频率特性	256
8.3.2 有机薄膜介质电容器	259
8.3.3 高频电解电容器	262
8.4 快速电流传感器	268
8.4.1 脉冲电流互感器	268
8.4.2 霍尔电流传感器	269
8.4.3 磁平衡式霍尔电流传感器模块	271
参考文献	273

在一些先进国家,电能的60%要经过电力电子技术处理,最终电力电子技术将处理绝大部分的电。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年第一个普通晶闸管(SCR)⁽¹⁾发明之日即为电力电子技术诞生之时,在近40年里,电力电子技术的发展大体可划分为两个阶段。1957~1980年称为传统电力电子技术阶段,在这个阶段,电力电子器件以半控型的晶闸管为主,变流电路以相控电路为主,控制电路以模拟电路为主。1980年之后至今称为现代电力电子技术阶段。目前全控型电力电子器件已大量使用,脉宽调制(PWM)的变流电路已普及,数字控制也代替了模拟电路。

1.1.2 传统电力电子技术

1947年第一只晶体管诞生以后,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电力电子技术的开端,从此电子技术则向两个分支发展。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,其发展的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到各种技术领域。另一支是以晶闸管为核心形成对电力处理的电力电子技术,其发展的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、 dv/dt 、 di/dt 等额定参数均有很大提高,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

(1) SCR是Silicon Controlled Rectifier(可控硅整流元件)的缩写字。普通晶闸管的英文名为Conventional Thyristor,无英文缩写名,为方便起见,仍沿用SCR代指普通晶闸管。

却存在着两个制约其继续发展的重要因素：一是控制功能上的欠缺，因为它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另加用电感、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；二是因它立足于分立器件结构，工作频率难以提高，一般情况下难以高于400Hz，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状态。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。由图可知，SCR、TRIAC、ASCR等器件已处于成熟期、饱和期或接近衰减期的位置。与此相反，一代新型电力电子器件正在迅速发展。

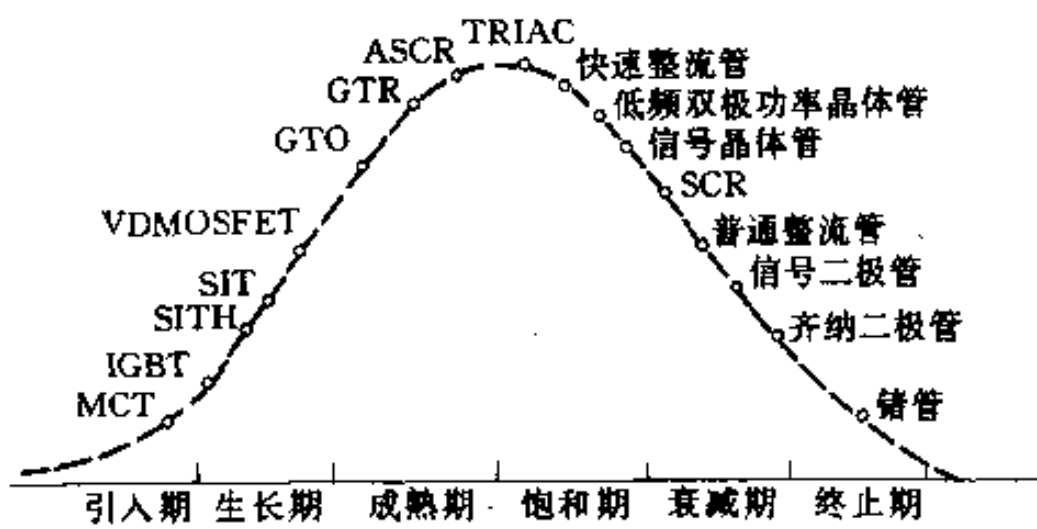


图 1-2 各种电力电子器件的寿命周期曲线

以SCR为核心的变流电路沿用了过去汞弧整流器所用的相控整流电路及周波变流电路。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、电化学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，这就要求新的一代电力电子器

件及其变流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地不断问世,并得到迅速发展。这些器件有:功率场效应晶体管(功率MOSFET)、绝缘栅双极晶体管(IGBT或IGT)、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了一个新型的全控型电力电子器件的大家族。由图1-2可以看出,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,使得电力电子变流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整流时代进入今天的逆变时代。与新型电路相适应的新一代交流电动机调速装置、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,电力电子设备已成为世界范围内的一项重要产品。

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胞管子并联而成,也即一个器件是由许多子器件所集成。例如,一个1000A的GTO含有近千个单元GTO,一个40A的功率MOSFET由上万个单元并联而成,一个300A的SITH含有5万个子器件。

(2) 高频化。从高电压大电流的 GTO 到高频率多功能的 SIT, 其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 $1\sim 2\text{kHz}$, GTR 可达 $2\sim 5\text{kHz}$, 功率 MOSFET 可达数百千赫, SIT 则可达 10MHz 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 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相电路。

(4) 控制电路弱电化、控制技术数字化。全控型器件的高频化促进了电力电子控制电路的弱电化。PWM 电路、谐振变流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 电力电子器件和电路

为了对电力进行变流和控制, 要采用各种电力电子装置。电力电子变流电路是各种装置的主体, 其中电力电子器件则是千变万化的电力电子电路的核心。器件的更新必然带动电路和装置的发展。

1.2.1 电力电子器件

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, 它只有整流的作用而无可控的功能, 如 PN 结整流管、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其关断, 其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、电力晶体管和各種场控器件。

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、电力晶体管等。由单极型和双极型两种器件组成的复合型器件称为混合型器件，如绝缘栅双极晶体管和 MOS 控制晶闸管等。图 1-3 所示为电力半导体器件“树”。图中，除了普通晶闸管、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。

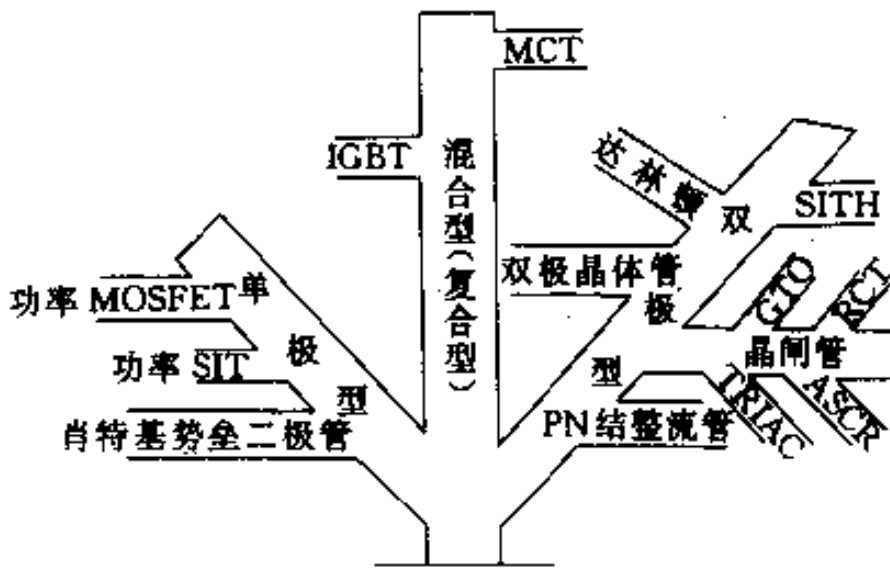


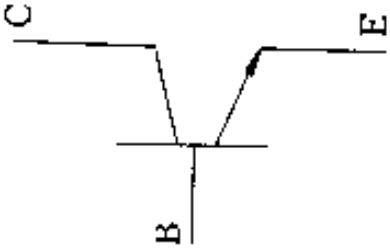
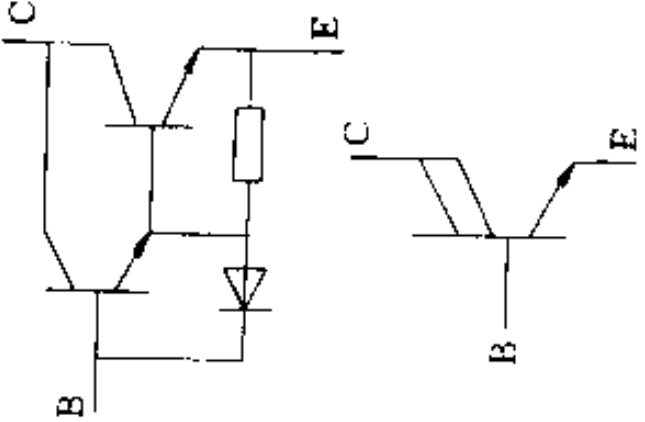
图 1-3 电力半导体器件“树”

除了上述分类法以外，根据控制信号的不同，电力电子器件还可分为如下两种：

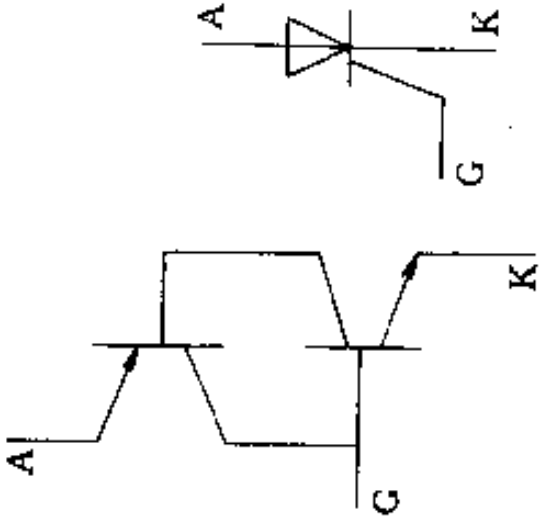
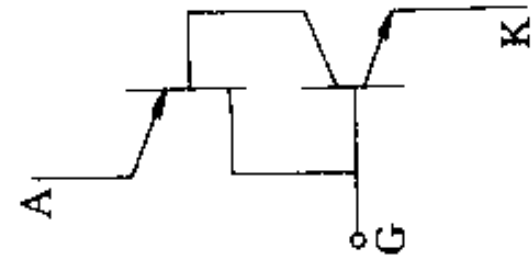
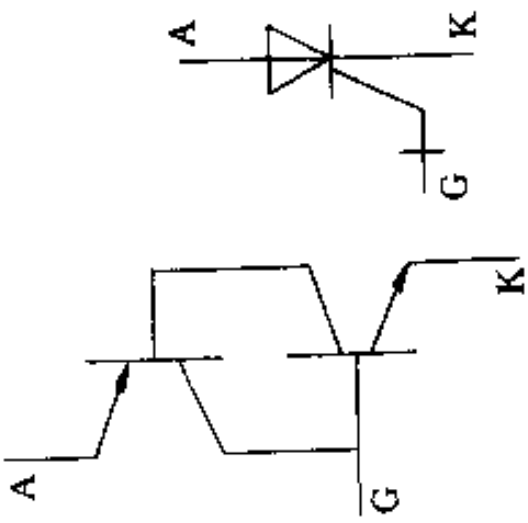
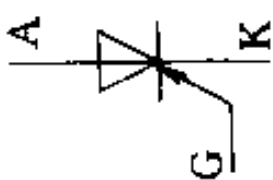
1. 电流控制型电力电子器件 这种器件一般从控制极注入电流或抽出电流信号来实现开通或关断的控制；如电力晶体管(GTR)、可关断晶闸管(GTO)等。与电压控制型器件相比，这类器件的控制功率较大，控制电路复杂，工作频率较低。

2. 电压控制型电力电子器件 这种器件的开通和关断是由电压信号进行控制的，如功率 MOSFET、绝缘栅双极晶体管和

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	
结构			
名称	PN 结整流二极管	电力晶体管	达林顿晶体管
代号		GTR	Darlington
等 效 电 路			

(续)

双 极 型 器 件		等 效 电 路	
类型 结构	名称	普通晶闸管	静电感应晶闸管
	可关断晶闸管		
	SITH		
代号	SCR		
			
	GTO		

(续)

类型 结构	单极型器件			复合器件	
	功率场效应晶体管	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					

MOS 控制晶闸管等。这类器件由于控制方便，控制功率很小，工作频率高，同时可实现高电压大电流的开关功能。又由于微电子微细加工工艺与传统的高电压大电流电力电子器件技术相结合，所以这种电压控制型器件发展得很快。未来的一段时期内，电压控制型器件是电力电子器件的主要代表者。

1.2.2 电力电子电路

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)进行互相转换，基本转换形式有四种，如图 1-4 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。

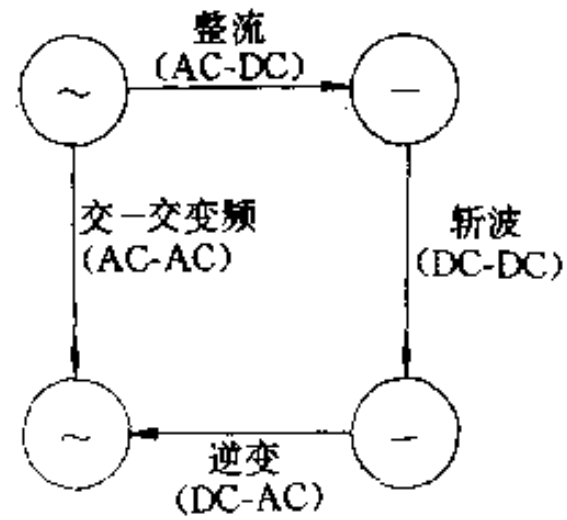


图 1-4 电力电子电路的基本功能

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。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。

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、调频率或又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。

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。

1.3 电流控制型电力电子器件

功率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两大类: 一类是晶体管类, 如电力晶体管、达林顿晶体管及其模块等, 这类器件适用于 500kW 以下、380V 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。为此, 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, 其电路也比较复杂。

1.3.1 电力晶体管和达林顿晶体管

双极晶体管(BJT)是最重要的半导体器件之一, 它是包含有两个 PN 结的三端器件。BJT 是形成其他多种电流控制型器件的基础, 由其主电极(发射极 E 和集电极 C)传导的工作电流接受一

个由第三电极(基极 B)引入的小电流控制。

电力晶体管也称为巨型晶体管(Giant Transistor——GTR),它是一种高电压、大电流双极型晶体管。BJT 和 GTR 尽管基本原理是一样的,但是由于工作特性的侧重不同,它们的结构也有所不同。对 GTR 来说,最主要的特性是耐压高、电流大、开关特性好,而不像小功率管那样注重电流放大系数、线性度、频率响应以及噪声和温漂等性能参数。

由于单个电力晶体管的放大系数很小,一般只有 10 左右。为了克服这个弱点,GTR 通常采用至少由两个晶体管按达林顿接法组成的单元结构。一个成品 GTR 要由许多这种单元结构并联而成。表 1-1 中给出了由两个晶体管组成的两级达林顿 GTR 的等效电路图。达林顿 GTR 的放大系数是两级晶体管放大系数之积,从而有效地克服了单个晶体管在大注入条件下放大系数不大的问题。等效电路中的二极管称为加速二极管,用以缩短关断时间。等效电路中的电阻称为稳定电阻。在 GTR 基极正向偏置时,它分流基极电流而使放大系数减小,削弱了发射结电压随温度的变化;在 GTR 基极反偏时,可旁路反向漏电流,并可削弱其影响。

集成电路工艺为 GTR 采用达林顿结构提供了极大方便,不管是几级达林顿,也不管是有多少附加二极管或电阻,都能直接利用光刻布线在一个硅片上实现多元胞集成。为此,达林顿 GTR 及其模块应用十分普遍。

1.3.2 普通晶闸管和可关断晶闸管

普通晶闸管与可关断晶闸管均为 PNP 四层三端电流控制型器件。前者为半控型,后者为全控型,它们的结构基础可以看成是两个双极晶体管的集成,具体如表 1-1 所示。由表中所示等效电路可以看出,SCR 和 GTO 的单元结构均由 PNP 和 NPN 两个晶体管组成,每个晶体管的集电极电流成为另一个晶体管的基极电流,由此形成一个正反馈等效电路。由于正反馈的作用,这类晶闸管一旦触发之后,等效电路中的两个晶体管必然处于饱和状态,晶闸管即处于自锁的导通状态。这是这种器件通态压降较小

的一个原因。在阻断状态时，由于是 PNP 四层结构，所以它们的阻断电压比三层结构的晶体管类器件要高得多。由此可以看出，SCR 和 GTO 是一种高电压、大电流的双稳态开关器件。在高电压大电流领域，这类器件的应用独占鳌头。就单管处理的功率能力而言，GTR 等晶体管远比不上 SCR 或 GTO。比如 $600\text{A}/1200\text{V}$ 的指标，对于 GTR 已属接近极限，但对 SCR 或 GTO 来说，则很平常。先进水平的 GTO 已达 $1000\text{A}/9000\text{V}$ 或 $3000\text{A}/6000\text{V}$ ；SCR 的水平则更高。

1.4 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：对于器件内主电极（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其工作电流，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、静电感应晶闸管等，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 MOS 晶体管以及 MOS 控制晶闸管等，其中功率 MOS 晶体管多用于小于 10kW 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；但是它们不一定全是单极型器件。其中 SIT 和功率 MOSFET 只有一种载流子导电，属单极型器件；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，因此，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，其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。它的工作频率可达几百、几千千赫，甚至更高。对于混合型器件来说，其工作频率也远高于双极型器件，比如 IGBT 的工作频率可达 20kHz 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。

1.4.1 结型场控晶体管和晶闸管

1. 结型场控器件的基本工作原理 结型场控器件最基本的结构是平面导电结型场效应晶体管(JFET)，其他结型场控电力电子器件都是在此基础上发展起来的。图 1-5 所示为结型场效应晶体管的基本结构示意图。图 1-5a 为以电子为载流子的 N 沟道场效应晶体管，图 1-5b 为以空穴为载流子的 P 沟道场效应晶体管。由图可知，结型场效应晶体管的半导体芯片与双极型晶体管芯片几

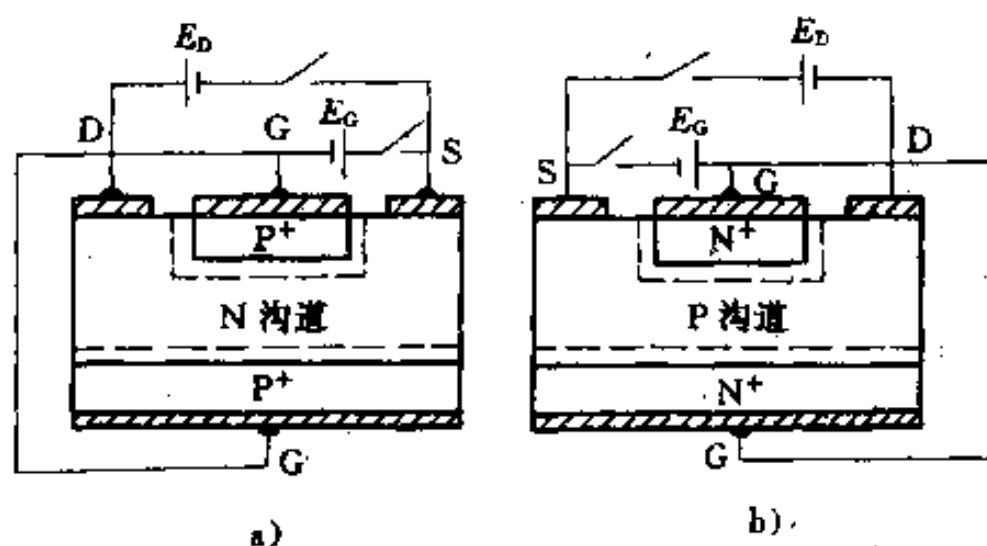


图 1-5 结型场效应晶体管结构示意图

a) N 沟道 b) P 沟道

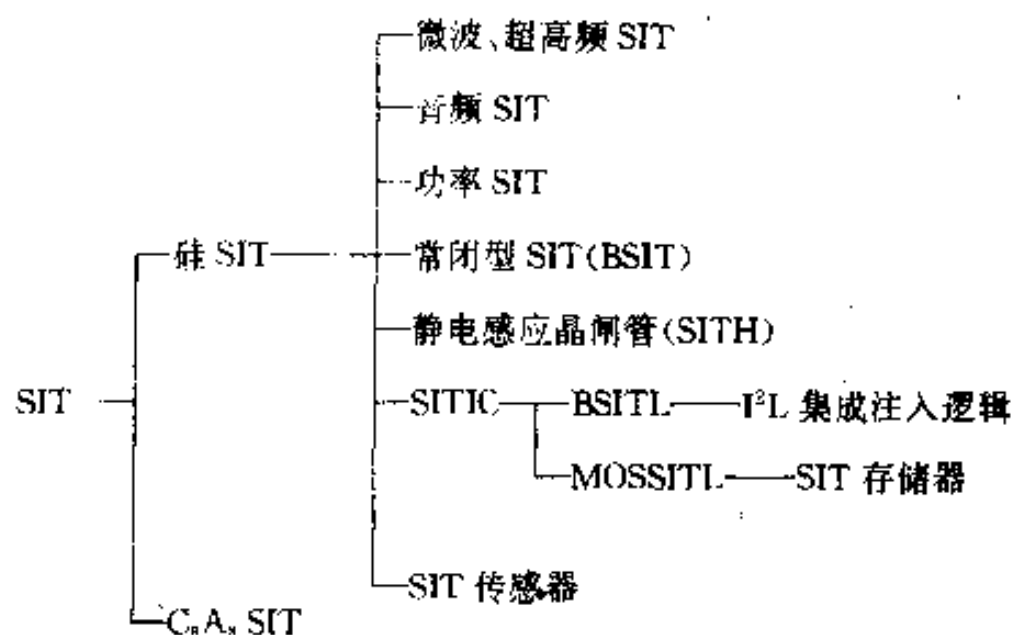
乎没有什么差别,都是 PNP 或 NPN 三层结构。所不同的是,电极配置与双极型晶体管不同。图 1-5a 中电极 D 和 S 分别叫做漏极和源极,这两个主电极均从 N 型半导体引出,是 N 沟道结型场效应器件的主电极。由两个重掺杂层 P^+ 型半导体引出的电极连接在一起作为这种器件的控制电极(栅极)。由此可知,在这种结构中,有上下两个 P^+N 结,因而也就有两个载流子已经耗尽的空间电荷区。因为空间电荷区好像是无可动电荷的绝缘介质边界,所以由源漏极输运的电流只能在这两个边界限定的通道中通过。此通道称之为导电沟道,两侧的 P^+N 结叫做栅-沟结。

利用 P^+N 结的空间电荷区,不但可以界定导电沟道,而且调节栅-沟结偏压的大小就很容易控制导电沟道的宽度。导电沟道的受控则是漏源电流受控的基本原理。当栅源极偏压为零时, P^+N 结形成的空间电荷区最窄,导电沟道则最宽。此时,若在漏源极加上正向电压,即会产生最大的漏极电流。当栅源极为负偏置时,也即在栅源极上加负电压时,空间电荷区即会扩宽,导电沟道随之变窄,漏极电流即会变小。这些变化的极端情况是,栅源极上加足够的负电压时,上下两个空间电荷区在沟道中相遇,导电沟道已不复存在,漏极电源被夹断。

由上面的分析可知,结型场效应晶体管是一种常开器件,其开通过程不可控。为了控制其漏极电流的大小,可以改变栅源间负偏压的大小,进而改变空间电荷区的宽度和导通沟道的宽度。由此可知,结型场效应晶体管不仅可以作为开关器件,而且可以作为线性放大器件。

2. 静电感应晶体管和晶闸管 70 年代,日本利用结型场效应晶体管的基本原理研制成功静电感应晶体管和静电感应晶闸管。目前已形成一个如表 1-2 所示的 SIT 大家族。由表 1-2 可以看出, SIT 的成员在微电子的弱电领域和电力电子的强电领域均有它们的应用范围。其中,电力 SIT 和 SITH 是两种新型大功率高频电力电子器件。

表 1-2 静电感应晶体管家族



功率 SIT 是由结型场效应晶体管演变而来的。由图 1-5 所示的 JFET 的原本结构可以看出，漏源极的主电流路径平行于芯片表面，因此，这种结构只是作为小信号器件。若将主电流路径变成垂直于芯片表面的竖直导电方向，则可制成大功率高电压的 SIT。SIT 是一种非饱和输出特性的多数载流子导电器件，具有输出功率大、失真小、输入阻抗高、开关特性好、热稳定性好、抗辐射能力强等一系列优点。SIT 在结构设计上能方便地实现多胞合成，因而非常适合作为高压大功率器件，其输出特性呈真空三极管的不饱和特性，而不是双极型晶体管或绝缘栅场效应晶体管那样的类似真空五极管的特性，这是 SIT 区别于其他三层器件的重要特点。目前 SIT 有电流达 200A，电压为 1500V，截止频率为 10MHz，耗散功率为 2、3kW 的系列产品。SIT 与功率 MOSFET 的工作频率都比较高，但 SIT 的功率容量比功率 MOSFET 高 20 倍。

功率 SIT 用于高频感应加热系统取代了耗能很大的真空管，从而使高频感应加热电源实现了固态化。此外，功率 SIT 在其他领域的应用也逐步展开，具体如表 1-3 所示。

静电感应晶闸管 (SITH) 是从 SIT 演变而来的，它是 SIT 与功率二极管的纵向集成。在 SIT 的漏极侧多加一个 P^+ 层则形成

SITH，即 SITH 比 SIT 多一个 P^+N 结。这个 P^+N 结具有少数载流子注入的功能，为此，SITH 是两种载流子导电的双极型器件。由于它有电导调制作用，所以它的通态压降较低、通流能力很强，具有类似于普通晶闸管的通态伏-安特性。

表 1-3 电力 SIT 的应用领域

应用范围	应 用 实 例
超 声 波	• 各类超声波清洗机 • 超声波焊机 • 塑料热合机 • 鱼群探测器 • 各类超声波医疗机
感应加热	• 退火用加热设备 • 电磁灶 • 金属的熔炼及铸造 • 铁轨、车轮及汽车零件的淬火 • 制备半导体材料用的高频炉等
放 大 器	• 高频放大器(如调幅广播发射机) • 宽带放大器 • 高音质音频放大器
电 源	• 高压电源(如离子注入机、X 光机用大功率稳压电源、开关电源) • 半导体制造设备(如 MOCVD、等离子 CVD)

当 SITH 的阴极接地、阳极加入电压时，阳极 PN 结处于反向偏置状态，因而 SITH 具有一定的反向阻断能力。与 SIT 类似的是它们都具有可控制的正向阻断能力。阻断电压的高低可由门极(栅极)负电压的大小决定，这一特性与普通晶闸管又有所不同。普通晶闸管的正向阻断电压的高低不能用门极信号来控制，而 SITH 则相反。此外，SITH 还具有 dv/dt 耐量高、高温特性好、抗辐射能力强等优点。

与 SIT 相比，SITH 因为具有电导调制作用， P^+N 结注入漂移区的少数载流子延长了关断时间，使其开关速度比 SIT 低。SITH 的工作频率一般不到 1MHz。目前已有工作频率达几百千赫的 2200A/4000V SITH 产品。一般来说，SITH 的功率容量比 IGBT

要大10倍。随着SITH的逐步成熟，它的应用领域将在表1-4所示的范围内逐步扩展。

表 1-4 SITH 的应用领域

应用范围	应 用 实 例
高性能铁道系统	• 机车牵引 • 直流变换 • 磁悬浮装置
使用高频 PWM 的高性能控制系统	• 无噪声、快响应电动机控制 • 高性能交流伺服电动机 • 高速电动机控制
高频 PWM 控制的高性能逆变器、变换器	• 无噪声高性能恒压恒频(CVCF)UPS • 太阳能电池用逆变器 • 燃料电池用逆变器
高频逆变器	• 感应加热 • 大功率超声波熔炼、焊接 • 高效荧光灯
高频变换器	• 大型直流电源 • 高压直流电源 • 逆变器熔炼、焊接 • 脉冲电弧焊
大容量脉冲电源	• 激光电源 • 等离子体电源 • 雷达电源

1.4.2 绝缘栅场控晶体管和晶闸管

绝缘栅场控器件最基本的结构是平面导电型金属-氧化物-半导体(MOS)场效应晶体管(MOSFET)，其他绝缘栅场控电力电子器件都是在此基础上发展起来的。图1-6所示为N沟道场效应晶体管的基本结构示意图。如图中所示，两个 N^+ 区分别作为该器件的源区和漏区，用夹在两个 N^+ 区之间的P区隔着一层 SiO_2 的介质膜作为栅极。显然，P区与栅极之间既不是双极型晶体管那样的欧姆接触，也不像结型场效应晶体管那样有一层空间电荷区，而是两者之间隔着一层绝缘介质。由于这一特点，因而MOS结构的场效应晶体管又称绝缘栅场效应晶体管。在这种器件中，漏源极

之间的主电流也是用栅源极之间的电压来控制的。为此，必须具备可控的导电沟道才能实现这种控制。由图中结构可以看出，对栅极施加适当极性与大小的电压之前，无论源漏极之间加正电压或负电压，两个背靠背的 PN 结总有一个处于反偏状态，源漏极之间只通数值甚小的漏电流，器件处于常关状态。为使源漏极之间能通过较大电流，必须产生一个可控的导电沟道。这种导电沟道是靠绝缘介质的静电感应产生的，其机理与结型场效应晶体管有所不同。

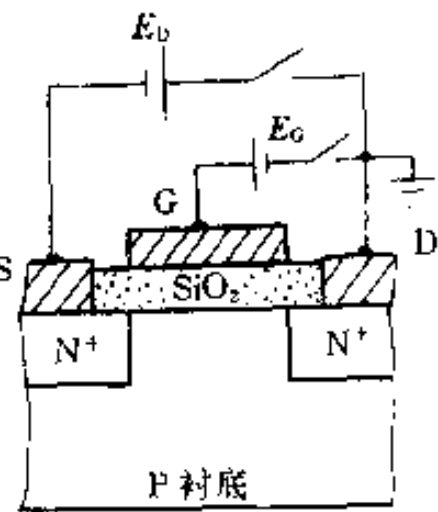


图 1-6 N 沟道场效应晶体管的基本结构

当栅极电压相对于 P 衬底为正电压时，由于夹在两者之间的 SiO_2 层不导电，集聚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来，从而使 P 型材料变成 N 型材料，从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。

1. 功率 MOSFET 上述绝缘栅场效应晶体管是一种平面沟道结构，其电流和电压均难以做得很大或很高，为此，只能局限于小信号电路，特别是数字集成电路中应用。

功率 MOSFET 是指具有垂直于芯片表面导电路径的 MOS 场效应晶体管。这种结构，沟道短，截面积大，具有较高的通流能力和耐压能力，可以制成电压较高、电流较大的电力电子器件。此外，它还具有工作频率高、输入阻抗高、驱动功率小、无热反馈二次击穿和跨导线性度高等优点，因而在电力电子技术领域应用很广。

功率 MOSFET 是一种多数载流子导电的单极型器件。由于

它的通态电阻具有正温度系数，有自动均流的功能，所以特别易于并联使用。功率 MOSFET 的一个主要缺点是，通态电阻比较大，通态损耗也相应较大，尤其是随着这种器件耐压的提高，通态电阻也随着提高。由于受这种限制，功率 MOSFET 的单管功率难以做得很大，一般在 10kW 以下的低电压开关电源中应用比较广泛。

应该指出，功率 MOSFET 的输入阻抗高，驱动功率小，制造工艺又与集成电路的工艺兼容，因而它与其他电力电子器件相互集成，诞生了像 IGBT、MCT 等多种性能优良的器件。在这些优良的器件中，兼容了功率 MOSFET 和各种双极型器件的优点。

2. 绝缘栅双极晶体管和 MOS 控制晶闸管 到此为止，对电流控制型的双极型器件和电压控制型的单极型器件已有了基本了解。前者以 GTR 和 GTO，后者以功率 MOSFET 为例，在相互对比中可以看出，这两大类器件的各有特长和不足。对于电流控制型器件，由于有少数载流子注入而产生的电导调制作用，其通流能力一般都很高，即便是高压器件，电流密度亦可达到 $200 \sim 300 \text{A/cm}^2$ 。显然，高电压、大电流是这类器件的主要优点。但是，它们的开关速度慢、开关损耗大、控制功率大是比较严重的缺点。电压控制型器件没有少数载流子的电导调制作用。虽然它的开关速度快，开关损耗小，控制功率很小；但是通态电阻大，通流能力小，最大电流密度一般只有 10A/cm^2 左右。为此，这类器件难以在高电压、大电流两个方面有所发展。

基于上述两大类器件的互为长短的事实，于 1983 年，人们开始把两者结合起来，取各方之所长，构成一种新的器件。制造这种新器件的技术称之为双极-MOS 复合器件技术，简称 Bi-MOS 技术。

利用 Bi-MOS 技术，可以形成多种器件结构。在这些结构中，双极型器件的作用是输送主电流，MOS 器件的作用是控制开关。这两类器件在一个芯片上的大规模集成，诞生了当今最优秀的电力电子新型器件，其典型的代表即为 IGBT 和 MCT。

IGBT 是由功率 MOSFET 演变而来的,在常用的 VDMOS 场效应晶体管上多加一个 P^+ 型层即可形成 IGBT。由于引入电导调制作用,IGBT 的通流能力大大提高,具有和 GTR 一样的功率处理能力。又因为具有绝缘栅场控的功能,因而有同 MOSFET 类似的开关特性。用 IGBT 代替 GTR 应用于 PWM 变频调速或大功率开关电源中,可使载波频率提高一个数量级,达到 20kHz 以上。目前 IGBT 已有 800A/1800V 的产品,而且更高水平的 IGBT 将会不断地问世。

MCT 是在 IGBT 的基础上发展起来的,它的剖面结构类似于由一个 GTO 和两个沟道极型相反的 VDMOS 集成。它是一种 PNP 四层构造的大功率双稳态开关器件。由于 MCT 的电导调制作用很强,所以 MCT 的通态电流密度很高,达到 $10000\text{A}/\text{cm}^2$ 的超高水平。MCT 的通态电阻几乎不随额定阻断电压的提高而增大,这一特性与功率 MOSFET 恰好形成一个反照。此外,MCT 还具有温度高、开关速度快、 di/dt 和 dv/dt 的耐量大等一系列优点。由上可知,在未来的电力电子技术领域内,MCT 是与 SCR、GTO 竞争的主要器件。目前,虽然有几百安、几千伏的 MCT 产品,但总的说来,它的制造工艺仍需一段时间完善。

1.5 各种电力电子场控器件的比较

电力电子场控器件已经或正在商品化的主要有功率 MOSFET、IGBT、SIT、SITH 和 MCT。为此,本节着重对以上几种器件的特性和应用范围作一简略比较。

1.5.1 参数和特性的比较

电力电子场控器件的主要性能指标为电压、电流、工作频率、通态压降和动态参数等。表 1-5 给出了五种场控器件的典型参数值。由表可知,就 1992 年的生产水平来说,SITH 的功率最大,SIT 的工作频率最高;但是 SIT 的通态电阻较大,SITH 的电流关断增益较小。由于这些不足的存在,在大多数的电力电子装置中,这些器件还未得到广泛应用。

IGBT 工作频率已超过 GTR 一个数量级, 而且它的电压和电流指标也已超过了 GTR。为此, IGBT 已逐步取代 GTR, 成为应用很广泛的场控器件。

由表 1-5 和图 1-7 可以看出, MCT 既是一种高电压、大电流器件, 又具有高频率、易控制、动态性能优良等特点。它目前处在发展阶段, 但未来很可能在大部分应用领域中取代 SCR 和 GTO。

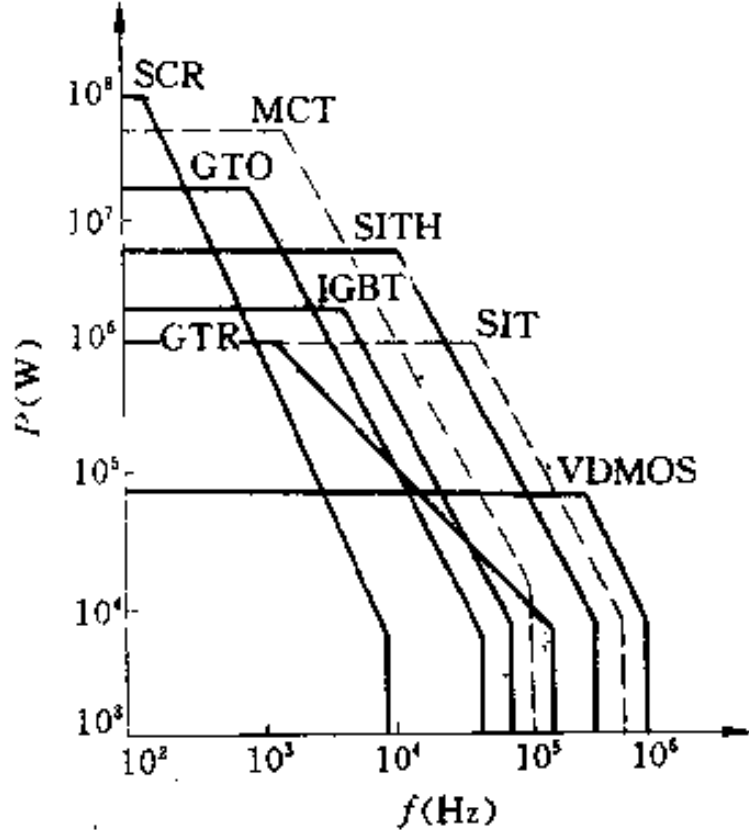


图 1-7 单个器件输出功率与工作频率的关系

表 1-5 场控器件的性能比较(典型示例)

项 目	功率 MOSFET	IGBT	SIT	SITH	MCT
额定电压(V)	600	600	800	1200	600
额定电流(A)	3.0(DC)	50(DC)	60(DC)	800(峰值)	60(有效值)
正向通道 PN 结数	2	2	0	1	3
器件控制 方式	连续	连续	连续	连续	脉冲触发
正反向 阻断电压	不对称	不对称	不对称	不对称	不对称
门极信号	电压	电压	电压	电流	电压
结温 T_j ($^{\circ}\text{C}$)	$-65 \sim +150$	$-20 \sim +150$	$-50 \sim +150$	$-40 \sim +125$	$-55 \sim +150$
通态压降 V_d (V)	8.4	3.0	70	4.0	1.1
通态压降随 结温变化的 系数	正	负(大电流 时稍变正)	正	负	负

(续)

项 目	功率 MOSFET	IGBT	SIT	SITH	MCT
电流关断增益	—	—	—	3	—
安全工作区	受 T_j 限制	受 T_j 限制	受 T_j 限制	受 T_j 限制	受 T_j 限制
重加 dv/dt (V/ μ s)	—	2000	很高	2000	5000
电流上升率 di/dt (A/ μ s)	—	600	很高	900	800
延迟时间 t_d (μ s)	0.08	0.05	—	0.4	0.6
上升时间 t_r (μ s)	0.15	0.3	—	1.6	0.4
$t_{on} = t_d + t_r$ (μ s)	0.23	0.35	0.25	2.0	1.0
存储时间 t_s (μ s)	0.2	0.25	—	2.5	0.6
下降时间 t_f (μ s)	0.10	0.3	—	0.5	1.5
尾部时间 t_t (μ s)	—	—	—	1.9	—
$t_{off} = t_s + t_f + t_t$ (μ s)	0.30	0.55	0.3	5.0	2.1
开关频率 (kHz)	>100	50	>50	40	20

为了进一步说明电压控制型器件与电流控制型器件的不同,表 1-6 给出了包括 GTR、GTO 在内的各种全控型器件的基本参数和各种性能的比较。由于 MCT 目前仍未进入正式实用化阶段,故

未将此种器件列入表中。由此表可以看出，电流控制型器件制造相对容易，但使用难度较大；相反，电压控制型器件制造较难，但使用比较方便。

表 1-6 全控型电力电子器件比较

器件名称	GTR	GTO	IGBT	VDMOS	SIT	SITH
控制方式	电流	电流	电压	电压	电压	电流
常 态	阻断	阻断	阻断	阻断	导通/关断	导通/关断
反向电压阻断能力(V)	<50	500~6500	200~2500	0	0	500~4500
正向阻断电压范围(V)	100~1400	500~9000	200~2500	50~1000	50~1500	500~4500
正向电流范围(A)	400	3500	400~100	100~12	200	2200
正向导通电流密度(A/cm ²)	30	40	60	6	30	100~500
浪涌电流耐量	3 倍额定值	10 倍额定值	5 倍额定值	5 倍额定值	5 倍额定值	10 倍额定值
最大开关速度(kHz)	5	10	50	20000	200000	100
门栅极驱动功耗	高	中等	很低	低	低	中等
dv/dt	中等	低	高	高	高	高
di/dt	中等	低	高	高	高	中等
最高工作结温(°C)	150	125	200	200	200	200
抗辐射能力	差	很差	中等	中等	好	好
制造工艺	复杂	复杂	很复杂	很复杂	很复杂	很复杂
典型线宽(μm)	20	50	10	5	5	5
使用难易程度	较难	难	中等	很容易	容易	容易

1.5.2 应用范围的比较

电力电子技术几乎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、直流输电系统、动态无功补偿、机车牵引、各类电机传动、不间断电源、汽车电子化、开关电源、中高频感应加热设备以及电视、通信、办公自动化设备等等。在这些应用中，容量最大者可达1GW，而最小者只有数瓦；工作频率最高者可达100MHz。电力电子技术在各个应用领域中功率和频率的覆盖曲线如图1-8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用范围。

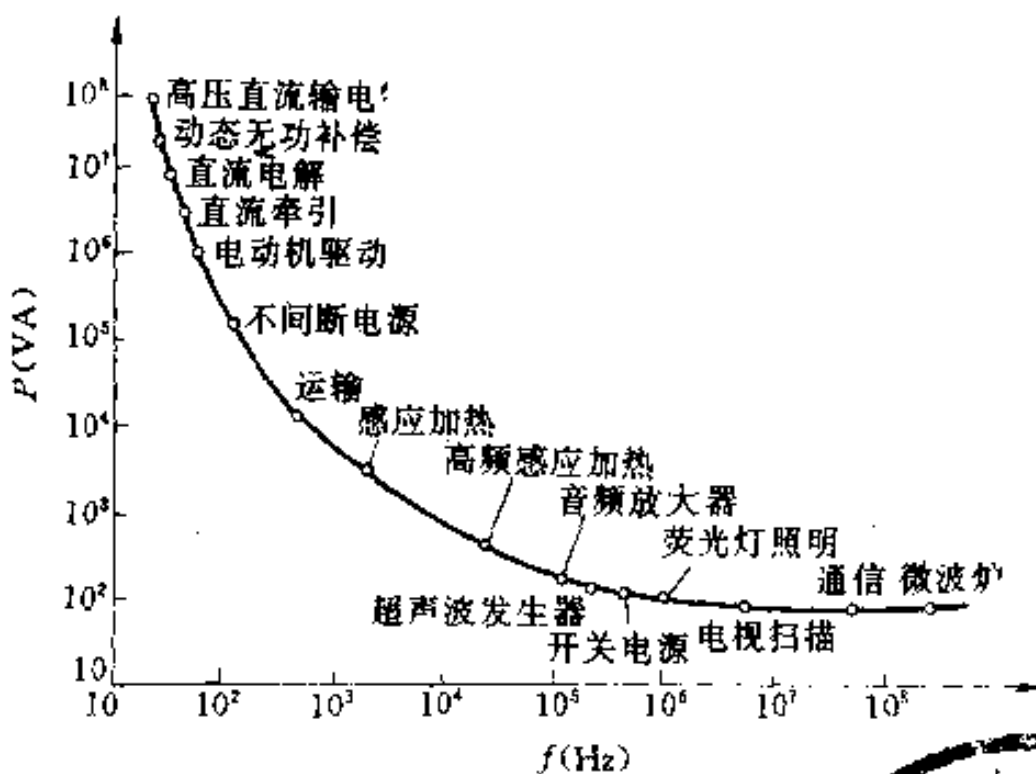


图 1-8 电力电子技术各应用领域中功率与频率的覆盖曲线

全控型器件的应用领域大体可以划分为两种类型：一是用于很大的各类电动机的传动装置；二是种类很多的各类静止电源。图1-9给出了几种电力电子器件的输出容量和工作频率及其在上述两类应用领域的示意图。由图可知，GTO 主要用于机车牵引等大容量的不间断电源，IGBT 取代 GTR 模块可用于中等容量的不

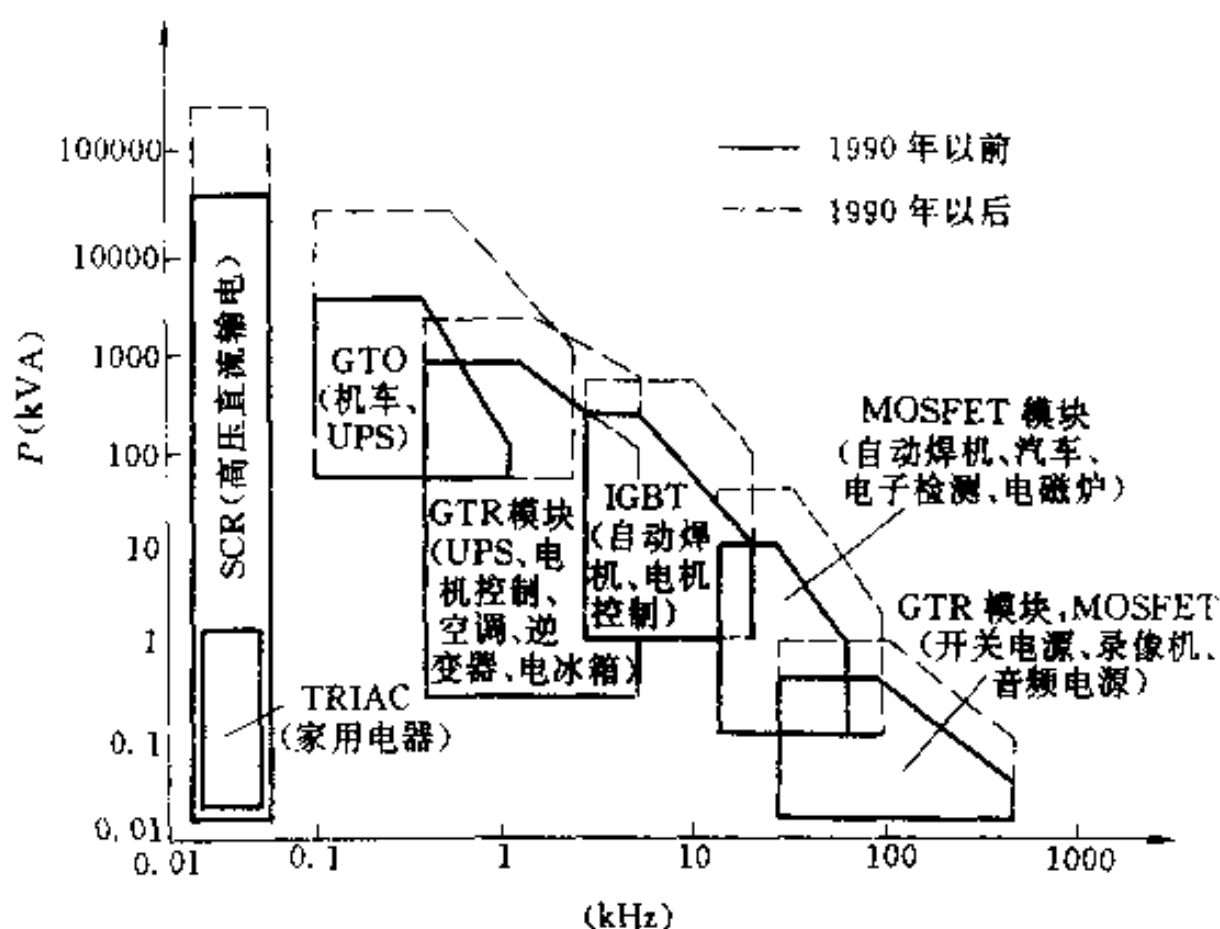


图 1-9 电力电子器件的输出容量和工作频率及其主要应用领域

断电源、电动机传动装置等领域，功率 MOSFET 适用于频率更高、容量较小的电机控制、开关电源、汽车电子化等应用领域。应当指出，家用电器和直流输电领域目前仍被传统的电力电子器件 TRIAC 和 SCR 所占领，但是可以预料，在不久的将来，这些器件也会被相适应的自关断器件所替代。此外，长期以来，通信、微波、高频加热等应用领域一直被电子管所占领，但是随着功率 MOSFET、SIT 和 SITH 的大容量化和实用化，这些领域逐步实现了固体化。比如，日本用全控型器件 SIT 已批量生产全固态化的 200kW、200kHz 高频加热设备。为此，在一些高频设备的领域内，电力电子器件将取代电子管，并结束这些设备大量耗电的历史。

第 2 章 功率场效应晶体管(功率 MOSFET)

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，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、无二次击穿问题、安全工作区宽和跨导线性度高等显著特点，在线性放大技术领域及各类中小功率开关电路中得到极为广泛的应用。

2.1 工作原理

2.1.1 基本原理

功率 MOSFET 和传统 MOSFET 的工作原理基本相同。为了说明功率 MOSFET 的结构特点与工作原理，首先要说明场效应器件的基本原理。图 2-1 是 N 沟道 MOSFET 的结构示意图，其输出电流由栅极 G 通过金属-氧化物-硅系统进行控制，且只有一种载流子(N 沟道时是电子，P 沟道时是空穴)从源极 S 出发，经漏极 D 流出。

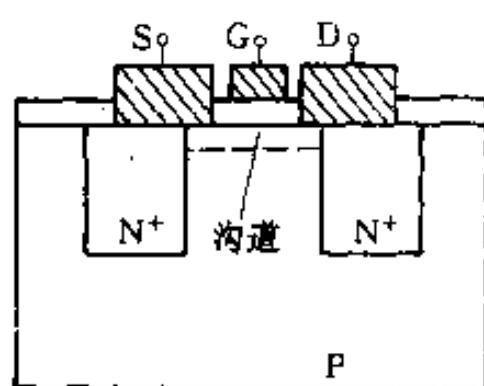


图 2-1 N 沟道 MOSFET 结构示意图

在图 2-2 中画出了 MOSFET 的模拟结构。在栅极电压为零 ($V_{gs}=0$) 时，漏极与源极间的 PN 结为反向偏置状态。此时，即使在漏源之间施加电压也不会造成 P 区内载流子的移动，MOSFET 处于关断状态，如图 2-2a 所示。把这种正常关断型的 MOSFET 称为增强型 MOSFET。在保持漏源间施加正向电压的前提下，如果在栅极上加正向电压 ($V_{gs}>0$)，栅极下面的硅表面上就会出现耗尽区，随之又出现负电荷(电子)，于是硅表面从 P 型反型成

N 型，如图 2-2b 所示。此时电子便可以从源极移动到漏极形成漏极电流，因而反型层被称作导电沟道。如果在栅极上加反向电压 ($V_{GS} < 0$)，则与上述情况相反，在栅极下面的硅表面上因静电感应而产生空穴，如图 2-2c 所示，此时不可能有漏极电流出现。

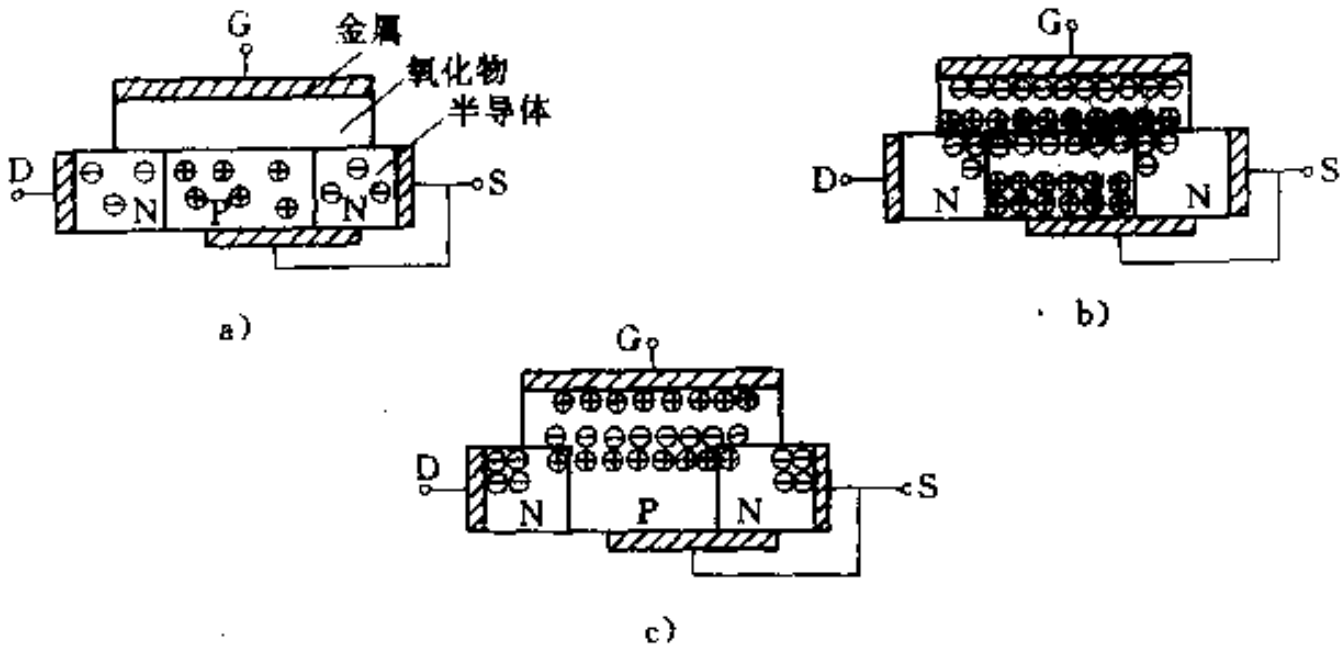


图 2-2 MOSFET 的模拟结构图

a) $V_{GS} = 0$ 时的情况 b) $V_{GS} > 0$ 时的情况 c) $V_{GS} < 0$ 时的情况

图 2-1 所示的 MOSFET 具有平行于表面的水平沟道结构，器件的源极、漏极和栅极均处于硅片的同一侧，漏极电流横向流动。这种结构的导电沟道局限于芯片的浅表面层，导通电阻较大，所以漏极电流不可能太高。尽管漏极电流也能达到数安培，但功耗较大，且芯片利用率很低。要想获得大的功率处理能力，必须使器件沟道的宽长比很大。但是水平沟道长度受制板和光刻工艺的限制，又不可能做得很短，只好用增加管芯面积的方法来提高宽长比，这显然是不经济的，甚至是难于实现的。

制造功率 MOSFET 的关键，主要是解决大电流和高电压问题，以提高器件的功率处理能力。垂直导电结构的场效应晶体管 (VMOSFET —— Vertical-MOSFET) 的出现，使 MOS 器件从小功率进入了大功率范围。

VMOSFET 在 MOSFET 的基础上做了三项重大改革：第一项是垂直安置漏极，即将在传统 MOSFET 结构中，与源栅两极置

在同一侧面的漏极移到硅片的底面,实现了垂直传导漏源电流,充分利用了硅片面积,降低了体电阻数值,为获得大电流容量提供了前提条件;第二项是设置了高电阻率(N^- 型)的漂移区,不仅提高了器件的电压耐量,而且降低了结电容,同时使沟道长度稳定;第三项是采用双重扩散技术代替光刻工艺控制沟道长度,可以实现长度精确的短沟道,从而降低了沟道电阻,提高了工作速度,并使输出特性具有良好的线性。

2.1.2 主要类型

根据结构形式的不同,功率 MOSFET 分为 VVMOSFET 和 VDMOSFET 两种基本类型。

1. VVMOSFET 利用 V 形槽实现垂直导电的功率 MOSFET 称为 VVMOSFET。VVMOSFET 结构是美国雷达半导体公司在 1975 年首先提出的,其结构示意图如图 2-3 所示。这种结构

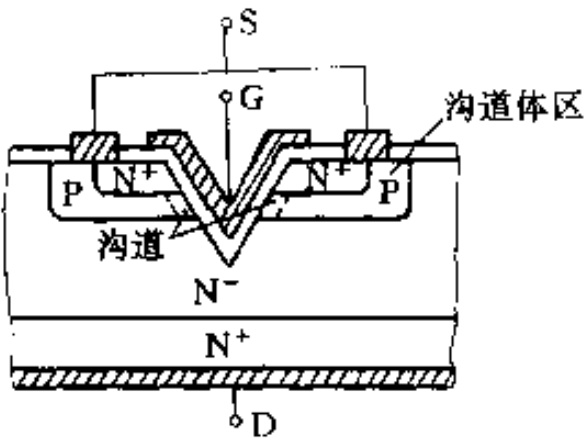


图 2-3 VVMOSFET 结构

是在 N^+ 型高掺杂硅片衬底上外延生长 N^- 型漂移区,在 N^- 型高阻漂移区内有选择地扩散出 P 型沟道体区,再在 P 型沟道体区内有选择地扩散 N^+ 源区。利用各向异性腐蚀技术刻蚀出 V 形槽,槽底贯穿经过 P 型体区。在 V 形槽的槽壁处形成金属-二氧化硅-半导体系统。 N^- 型和 N^- 型区共同组成器件的漏区。漏区与沟道体区的交界面是漏区 PN 结,沟道体区与源区的交界面是源区 PN 结。由于源区和沟道体区短路在一起并由源极引线引出,因此源区 PN 结总是处于零偏置状态,而漏区 PN 结处于反向偏置状态。当在栅极上加以适当的正电压时,由于表面电场效应,就会在 P 型体区靠近 V 形槽壁的表面附近形成 N 型反型层,成为沟通源区和漏区的导电沟道。电流从 N^+ 区源极出发,经过沟道流到 N^- 漂移区,然后垂直地流到漏极。这就改变了 MOS 管电流沿表面水平方向流动的传统工艺,实现了垂直导电。

综上所述, 由于 VVMOSFET 中漏极安置在硅片衬底上, 不仅充分利用了硅片面积, 而且实现了垂直传导电流, 所以能达到较大的电流容量。N⁻型高阻漂移区的设置, 不仅能提高器件的耐压能力, 而且还可减小栅极电容。采用双重扩散技术, 精确地控制了短沟道, 沟道电阻值降低, 使器件的工作频率和开关速度大大提高。在芯片背面安装漏极可以做到高度集成化。雷达半导体公司制成的最早的 VVMOSFET 产品为 VMP-1, 功率为 50W, 芯片面积仅为 1.54mm²。但是 V 形槽沟道的底部容易引起电场集中, 故进一步提高耐压和电流处理能力有困难。美国 GE 公司提出一种 U 形槽 MOSFET 结构, 槽底是平的, 使器件的击穿电压达到了 600V 的水平。

2. VDMOSFET 具有垂直导电的双扩散 MOS 结构 (VD-MOS) 的场效应晶体管称为 VD-MOSFET, 图 2-4 所示为铝栅结构 VDMOSFET。VDMOSFET 利用同一扩散窗进行两次扩散, 先形成 P 型体区, 再形成 N⁺型源区。由两次扩散的深度差形成沟道部分, 因而沟道长度可以精

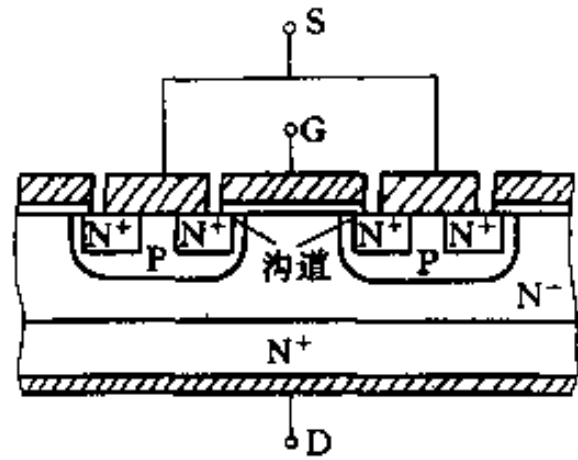


图 2-4 VDMOSFET 结构

确控制。载流子在沟道内沿表面流动, 然后垂直地流向漏极。由于漏极也是从硅片底部引出, 所以器件可以高度集成化。在漏源间施加电压后, 由于耗尽层的扩展, 使栅极下的 MOSFET 部分电压并不随之增加, 几乎保持在一定的电压值, 于是可使耐压提高。1978 年, 美国 IR 公司生产的高压系列产品 (IRF300), 采用 VD-MOSFET 结构, 耐压达到 400V。

在此基础上, VDMOSFET 在高集成度、高耐压、低结电容和高速性能等方面不断改进和提高, 已研制出各具特色的 VDMOSFET 结构。IR 公司提出的 HEXFET 新结构, 由数千个六边形几何结构的小单元密集排列构成, 采用硅栅技术, 大大提高了封装

密度。西门子公司公司的 SIPMOSFET 由数千个正方形的小单元组合而成，1980 年该公司的 BUZ-54 是世界上第一只 1000V 的 VDMOSFET。TMOS 是摩托罗拉公司生产的高压大功率产品，该器件也采用 VDMOS 结构，它由矩形小单元按“品”字形排列而成。产品包括 80~100V 的低压系列以及 350~400V 和 450~500V 的高压系列。高压系列的最高电压为 1000V。英特西尔公司采用 ZMOS 结构，制成了快速高压系列产品，IVN6200 系列的耐压能力达到 700~800V。NEC 公司提出的垂直导电双扩散双栅结构的 VD^2 MOSFET，在 100MHz 频率下工作时，最大输出功率为 65W，可以承受 130V 电压。

VVMOSFET 和 VDMOSFET 从结构上看均含有一个寄生晶体管。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} 。其等效电路如图 2-5 所示。另外，参照图 2-3 或图 2-4 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形成了一个寄生二极管，它与 MOSFET 构成了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 2-6 所示为功率 MOSFET 的图形符号 根据载流子的类型

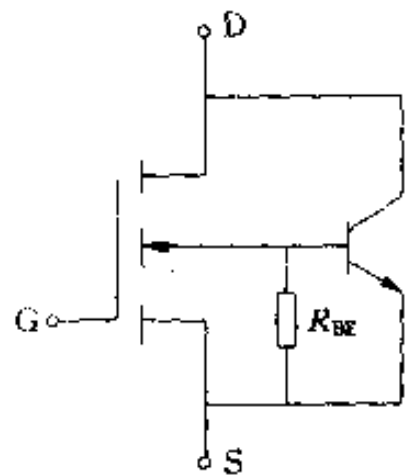


图 2-5 功率 MOSFET 寄生晶体管等效电路

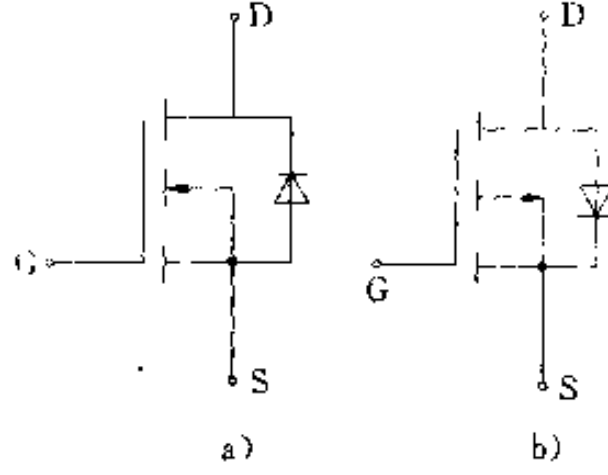


图 2-6 功率 MOSFET 的图形符号
a)N 沟道 b)P 沟道

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载流子移动的方向。图 2-6a 表示 N 沟道，电子流出源极；图 2-6b 表示 P 沟道，空穴流出源极。漏源间并联的二极管表示前述的寄生二极管。

2.2 基本特性

2.2.1 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 V_{GS} 为负值时，栅极下面的 P 型体区表面呈现空穴的堆积状态，不可能出现反型层，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 V_{DS} ，也没有漏极电流 I_D 出现。只有当栅源电压 V_{GS} 达到或超过强反型条件时，栅极下面的 P 型体区表面才会发生反型，形成 N 型表面层并把源区和漏区联系起来，使功率 MOSFET 进入导通状态。栅源电压 V_{GS} 越大，反型层越厚，即沟道截面越大，漏极电流 I_D 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 V_{GS} 为参变量，反映漏极电流 I_D 与漏源电压 V_{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：可调电阻区 I，饱和区 II 和雪崩区 III，如图 2-7 所示。

在可调电阻区 I， V_{GS} 一定

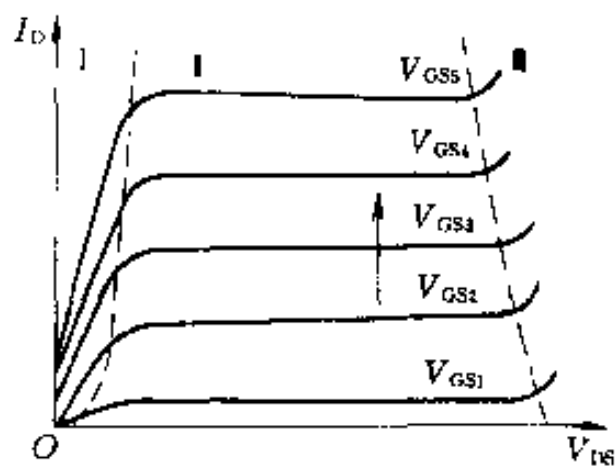


图 2-7 功率 MOSFET 的输出特性

时，漏极电流 I_D 与漏源电压 V_{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。因为一定的栅压对应一定的沟道，所以改变栅源电压可以改变器件的电阻值。当 V_{DS} 较大时，情况有所不同，一方面随着 V_{DS} 的增加，靠近漏区一端的沟道要逐渐变窄；另一方面沟道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 V_{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 V_{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 V_{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 V_{DS} 为常数，漏极电流 I_D 和栅源电压 V_{GS} 之间的关系称为转移特性。图 2-8 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 V_{GS} 对漏极电流 I_D 的控制能力。

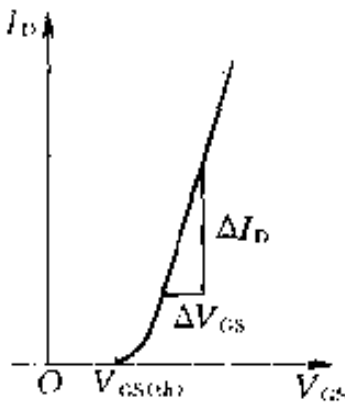


图 2-8 功率 MOSFET 的转移特性

图中 $V_{GS(th)}$ 是功率 MOSFET 的开启电压(又称阈值电压)，它是功率 MOSFET 的一个主要参数。

2.2.2 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 2-9

所示。图中信号源电压 V_i 是脉冲上升沿波形, R_{si} 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, VD 是续流二极管, 以供管子截止时释放负载 L 中的储能, 以避免漏极丝受过电压。 L_{SD} 和 L_{SS} 分别是漏极和源极外引线电感, 在开通和关断过程中, 分布电感的影响不可忽略。 C_{GD} 和 C_{GS} 分别是栅漏和栅源极间电容。

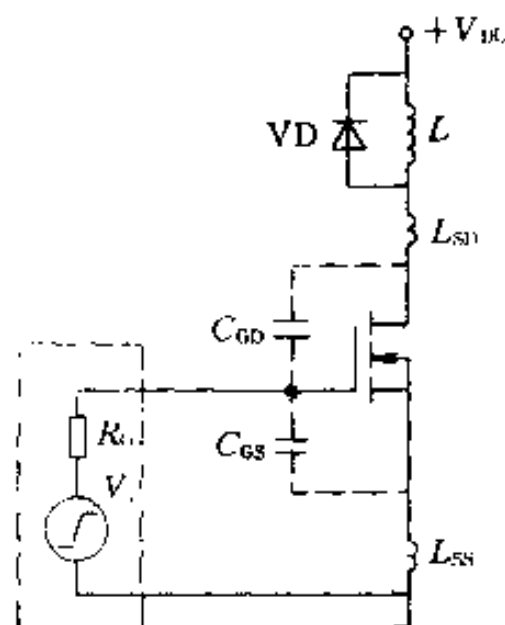


图 2-9 研究功率 MOSFET 开关特性的电路

(1) 功率 MOSFET 的开通过程

图 2-10a、b、c 分别是栅极电压 V_{GS} 、漏极电流 I_D 、漏源电压 V_{DS} 在开通过程中的波形。图 2-10a 中虚线所示是信号源空载电压 V_i 波形。

在 t_0 时刻, 信号源电压 V_i 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原轨迹。首先, 和源极串联的电感对栅极电路产生一个感应电压, 这是源极电流增大的结果。此电压使栅源间电压 V_{GS} 减小, 并使其上升率降低, 这又

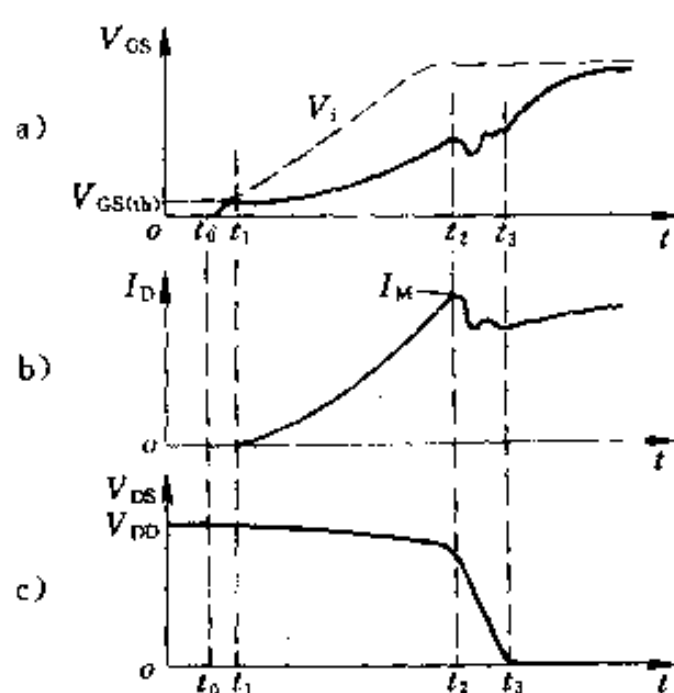


图 2-10 功率 MOSFET 开通过程

a) 栅源电压波形 b) 漏极电流波形 c) 漏极电压波形

使源极电流的上升速率降低。这是一种负反馈作用。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_G 并使其上的压降增大,从而降低了栅源间电压 V_{GS} 的上升率。显然,信号源内阻 R_G 愈小,这种效应愈弱。这也是一种负反馈作用。

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 VD(即续流二极管的恢复电流)。随着栅源电压 V_{GS} 上升,反向通过续流二极管的漏极电流一直上升到续流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,管子处于饱和区(即相当于双极型晶体管的放大区)内,负载压降很小,MOSFET 压降较高,故漏源电压 V_{DS} 波形只是随着 I_D 的上升而略有减小,如图 2-10c 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 VD 转移到负载电感 L 上。由于负载阻抗增大,漏源电压 V_{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 C_{GD} 与管子、 L_{SS} 和信号源形成的衰减振荡过程,如图 2-10a 所示。工作电源电压 V_{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 2-10b 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 V_i 电压的稳态值。

从 t_1 至 t_3 是图 2-9 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_G 有关。 R_G 愈小,开通时间愈短。

(2) 功率 MOSFET 的关断过程 图 2-11a、b、c 分别是图 2-9 电路中功率 MOSFET 关断过程中的栅源电压 V_{GS} 、漏极电流 I_D 和漏源电压 V_{DS} 波形。图 2-11a 中虚斜线所示是关断时驱动信号源

V_i 波形。

t_0 时栅极信号源电压 V_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 $(C_{GS} + C_{GD})R_G$ 的影响, 栅源电压 V_{GS} 的下降速率将比 V_i 减缓, 如图 2-11a 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 2-11c 所示。

由于漏极电位升高, 极间电容 C_{GD} 将通过信号源被充电, 充电电流在信号源内阻 R_G 上的压降使栅源电压下降缓慢, 如图 2-11a 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 VD 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 $V_{DS} > V_{DD}$, 如图 2-11c 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 V_{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, V_{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 V_{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, 至 t_3 时, $V_{GS} = 0$ 。

上述关断过程中, 信号源有灌电流通过, 也就是说功率 MOS-

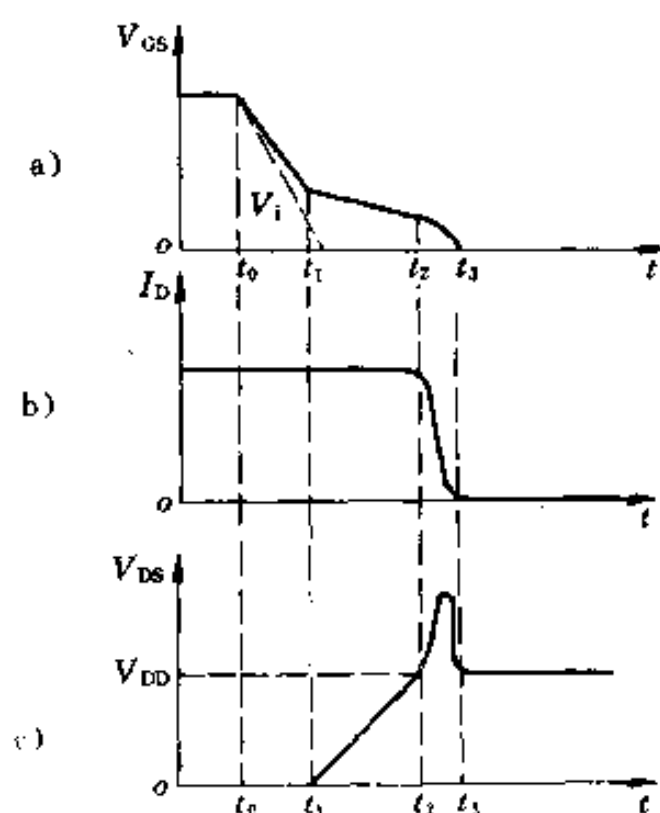


图 2-11 功率 MOSFET 关断过程

a) 栅源电压波形 b) 漏极电流波形 c) 漏极电压波形

FET 关断控制时栅极需要负的驱动功率。

2. 栅极电荷特性 栅极电荷 Q_G 与栅源电压 V_{GS} 之间的函数关系称为栅极电荷特性，其特性曲线如图 2-12 所示。 Q_G 表示功率 MOSFET 的电容 $C_{GS} + C_{GD}$ 从 0V 充电到 10V 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 V_{GS} 的变化而变化。 Q_G 的最大额定值是在结温 T_j 为 25℃、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。

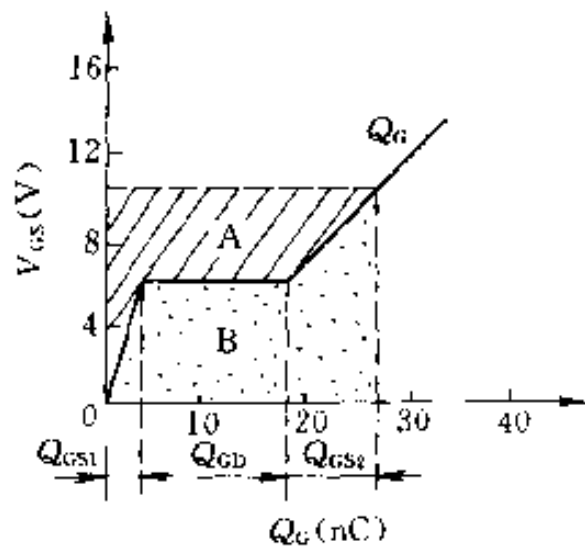


图 2-12 栅极电荷特性曲线

栅极电荷 Q_G 由三部分组成： Q_{GS1} 、 Q_{GD} 和 Q_{GS2} 。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_{GS1} ，在 V_{DS} 下降期间， V_{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_{GD} 。以后，随着 V_{GS} 的增高，虽然 C_{GS} 仍在积聚电荷，但大部分电荷被 C_{GD} 储存，这段时间内栅极上积聚的电荷用 Q_{GS2} 表示。因此，总的栅极电荷 Q_G 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 则表示器件电容 $C_{GS} + C_{GD}$ 所储存的能量和关断期间的能量消耗。

利用这一特性曲线，可以在给定的开关速度要求下，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 V_V (即 V_{SD}) 和反向

恢复时间 t_{rr} 的参数值。图 2-13a、b 分别是 MTP15N15 型 N 沟道功率 MOSFET 的漏源二极管的正向特性和反向恢复特性曲线。

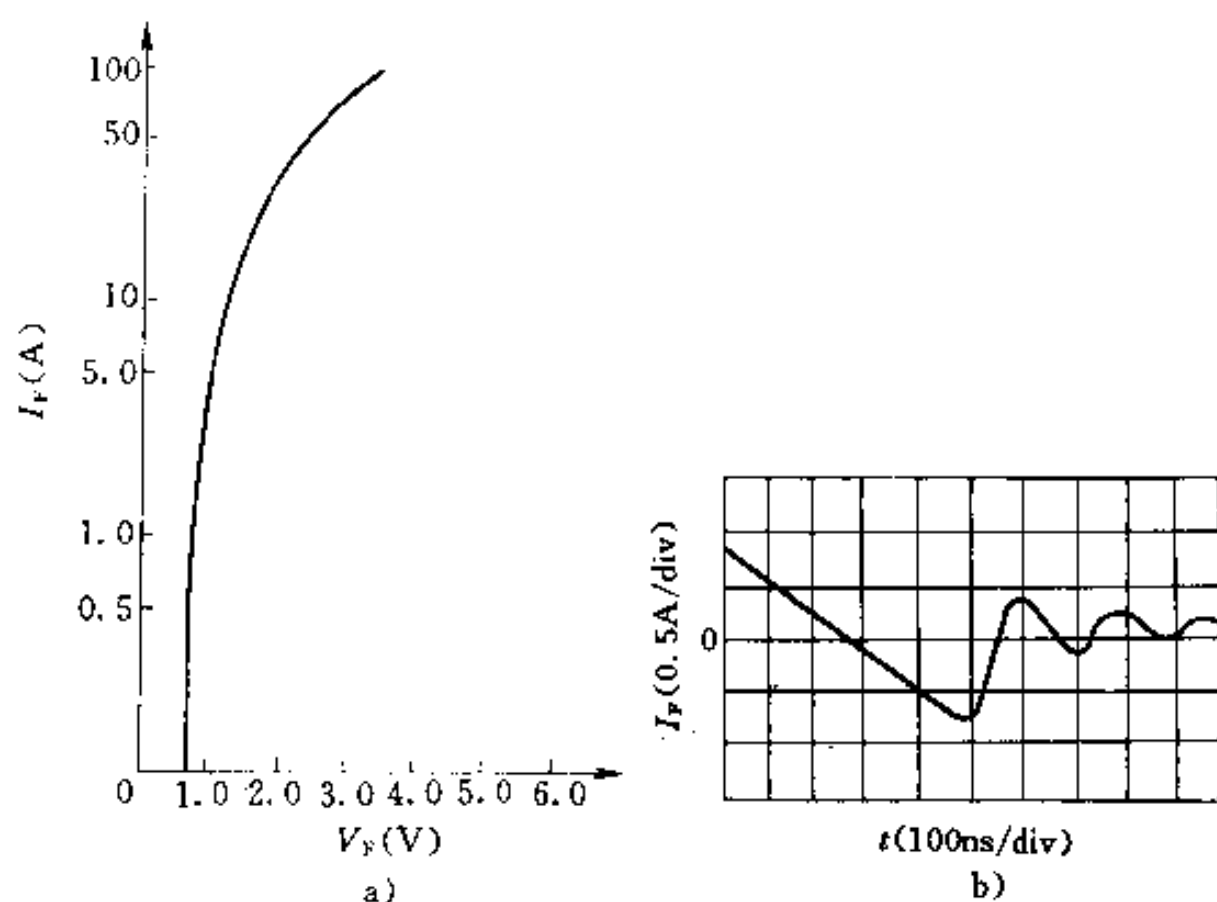


图 2-13 MTP15N15 型 MOSFET 的漏源二极管特性
a) 正向特性 b) 反向恢复特性

图 a: $T_c = 25^\circ\text{C}$ 300 μs 脉冲; 60 脉冲/s I_D (连续): 15A

图 b: $I_F = 0.5\text{A/div}$, $t = 100\text{ns/div}$

4. 漏源极的 dv_{DS}/dt 耐量 功率 MOSFET 的动态性能还受到漏源极间电压上升率 dv_{DS}/dt 的限制。过高的 dv_{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 2-14 为分析功率 MOSFET 的 dv_{DS}/dt 效应的等效电路。 v_{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, V' 为寄生晶体管。

漏源极间的 dv_{DS}/dt 效应有三种形式: 静态 dv_{DS}/dt 、动态 dv_{DS}/dt 和二极管恢复 dv_{DS}/dt 。关于二极管恢复 dv_{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 dv_{DS}/dt 静态 dv_{DS}/dt 是指器件处于阻断状态时出现的漏源极之间的电压上升率。由图 2-14 可以看出, 当漏源间出

现较大的电压变化率 dv_{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

$$i_B = C_{DS} dv_{DS}/dt \quad (2-1)$$

$$i_r = C_{GD} dv_{DS}/dt \quad (2-2)$$

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

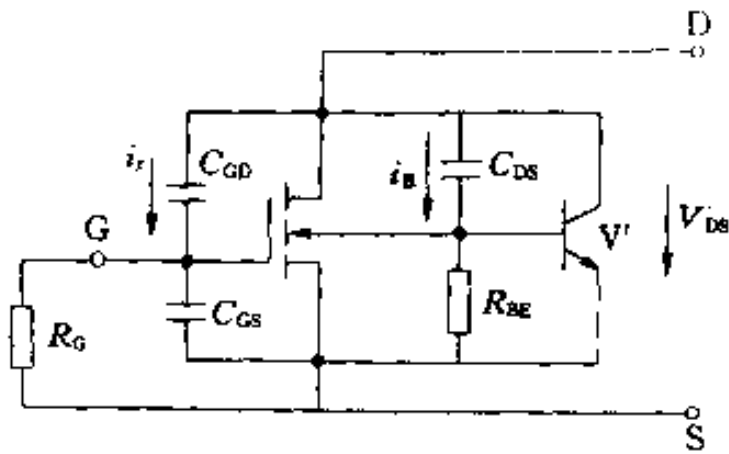


图 2-14 功率 MOSFET 等效电路

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 v_{DS} 使集电结反向偏置，在 v_{DS} 上升到使集电结雪崩击穿的同时且发射结又被 dv_{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 V_{GS} 。当 dv_{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 $V_{GS(th)}$ 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 dv_{DS}/dt 极易使器件误导通。过高的 dv_{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 dv_{DS}/dt 耐量可达 30V/ns 的水平。

(2) 动态 dv_{DS}/dt 动态 dv_{DS}/dt 与静态 dv_{DS}/dt 产生的原因有所不同。动态 dv_{DS}/dt 是指器件处于关断过程时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 2-11c 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 dv_{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。

器件的动态 dv_{DS}/dt 耐量与本身的耐压水平密切相关。器件耐

压越高, dv_{DS}/dt 的耐量越大。比如, 1000V 级功率 MOSFET 的 dv_{DS}/dt 耐量要比 60V 级器件的大, 一般动态 dv_{DS}/dt 的耐量范围为 $10\sim50V/ns$ 。

为了提高功率 MOSFET 的 dv_{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 VD-R-C 抑制电路。此外, 还应精心布置电路, 缩短引线, 尽量减小电路中的杂散电感。

2.2.3 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: 正向偏置安全工作区、开关安全工作区和换向安全工作区。

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 V_{GS} 大于零的

条件下, 功率单脉冲的

安全工作区。图 2-15 所

示为 MTM8N40 型功

率 MOSFET 的 FB-

SOA, 它对应于管壳温

度为 $25^{\circ}C$, 以及在功率

脉冲结束时, 功率损耗使结温升高到额定最大值 $150^{\circ}C$ 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

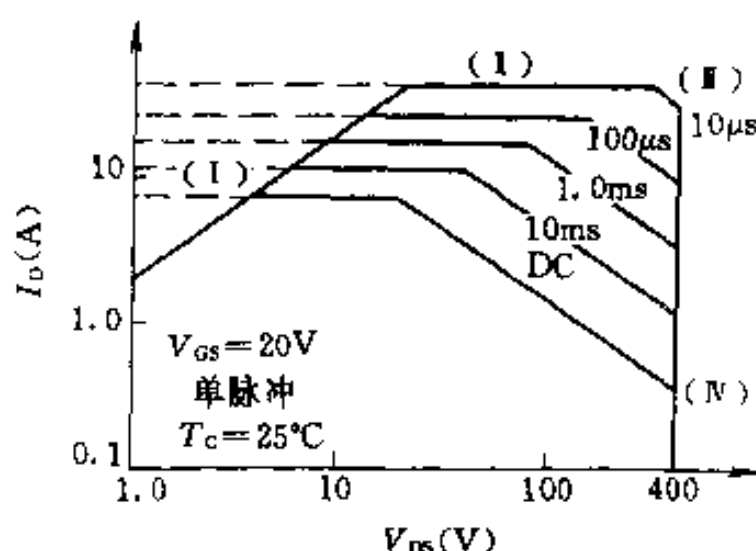


图 2-15 MTM8N10 型功率 MOSFET 的 FBSOA 曲线

(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所决定。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(见图 2-27)，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 $V_{GS}=20V$ 、壳温 $T_c=25^{\circ}C$ 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。功率 MOSFET 允许的连续电流 I_D 是

$$I_D=\sqrt{\frac{T_{jmax}-T_c}{R_{DS(on)}R_{th(jc)}}} \tag{2-3}$$

式中， $R_{DS(on)}$ 为温度在额定值 T_{jmax} 时的导通电阻极限值； $R_{th(jc)}$ 为管子结壳热阻； T_c 是壳温。图 2-16 示出了 IRF330 型功率 MOSFET 连续电流额定值随结温变化的关系曲线。

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。

功率 MOSFET 的总功耗 P_D 包括开关损耗 P_{sw} 、通态损耗 P_{on} 、栅极驱动功率 P_{g} 的一部分和关断期间由漏源间泄漏电流

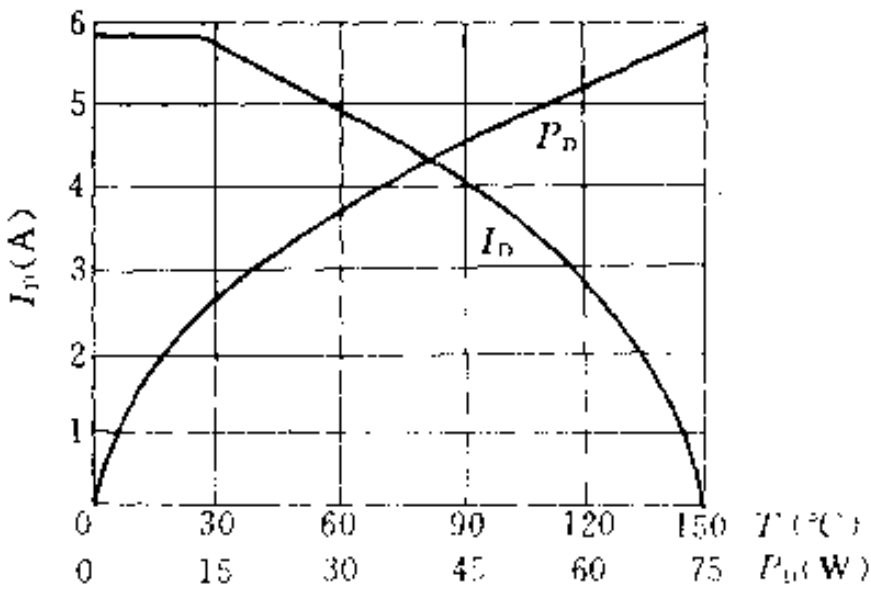


图 2-16 IRF330 型功率 MOSFET 结温、功耗和 I_D 的关系曲线

I_{DSS} 产生的断态损耗 P_L 。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 :

$$P_C = I_{D(rms)}^2 R_{DS(on)} \quad (2.4)$$

式中, $I_{D(rms)}$ 为漏极电流的有效值。在许多应用中, I_D 是有一定占空比调制的三角波(锯齿波)或梯形波,因此须计算出 $I_{D(rms)}$ 。

图 2-16 还示出了功率 MOSFET 功耗与漏极电流的关系。由于功率正比于电流的平方,所以随电流增加,功耗相当急剧地上升。

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

图 2-15 示出的是直流(DC)和脉宽分别为 10ms、1ms、100 μ s 及 10 μ s 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。

图 2-16 中电流 I_D 与结温 T_j 的关系表明,功率 MOSFET 电流的温度系数为负值,因此可以避免二次击穿现象。图 2-15 所示的 FBSOA 曲线也说明了功率 MOSFET 不同于 GTR,没有二次击穿现象。因此,与 GTR 相比,功率 MOSFET 的安全工作区很宽。

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 2-17 所示。它由最大峰值

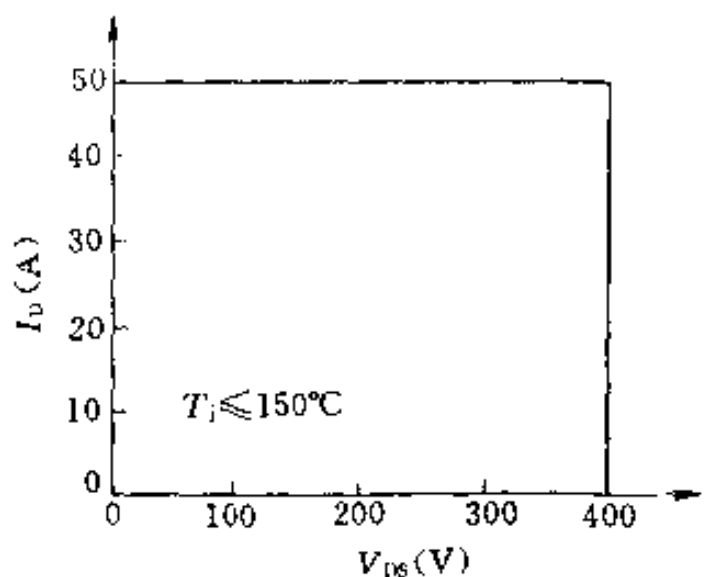


图 2-17 MTM8N10 的 SSOA 曲线

漏极电流 I_{DM} 、最小漏源击穿电压 BV_{DS} 和最高结温 T_{jmax} 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，其最大漏极电流由额定峰值电流 I_{DM} 定义。在 25℃ 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℃，器件的开通与关断时间均小于 1μs。

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 V_{DS}) 和二极管正向电流的安全运行极限值来表示。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 2-18 中给出 15A/60V 的 MTP3055A 型功率 MOSFET 的 CSOA 曲线。由图可知，二极管反向电流变化率越小，则换向电流上升率越慢，安全工作区越大。随着功率 MOSFET 制造工艺的改进，器件在较高换向电流上升率时也能获得较理想的 CSOA。图 2-19 示出了 MTP3055E 型功率

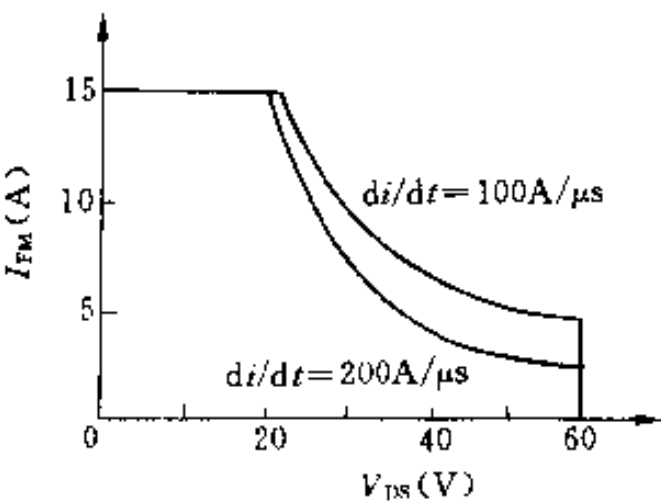


图 2-18 MTP3055A 型功率 MOSFET 的 CSOA 曲线

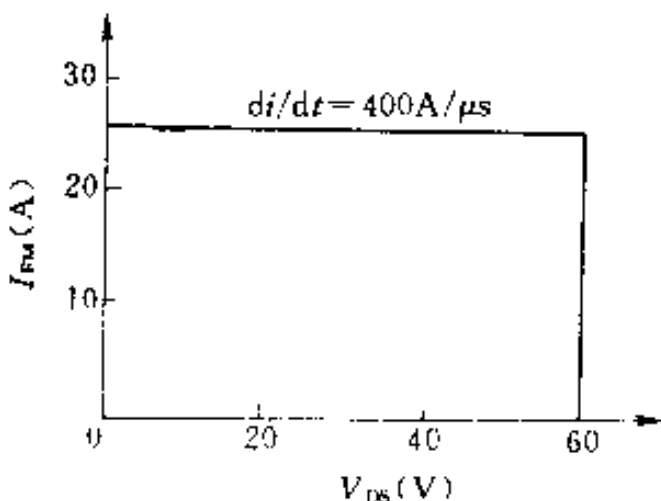


图 2-19 MTP3055E 型功率 MOSFET 的 CSOA 曲线

MOSFET 在 di/dt 达 $400\text{A}/\mu\text{s}$ 时的 CSOA 曲线。该安全工作区已与图 2-17 所示的开关时间很短的 SSOA 曲线相似。在这种情况下, MOSFET 工作于电流、电压和结温的极限参数时仍可安全运行。实际应用中, 换向电流上升率 di/dt 由二极管反向电压与引线电感决定。比如, 电源电压为 50V 、引线电感为 100nH 时, 换向电流上升率即为

$$di/dt = V_{\text{DD}}/L = 50/100 \times 10^{-9} = 500\text{A}/\mu\text{s}$$

实际上, 功率 MOSFET 的封装电感也可影响其换向电流上升率, 但由于此电感量极小, 如 TO-220 型封装的引线电感只有 10nH , 因此可以忽略不计。

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 dv_{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 dv_{DS}/dt 称为二极管恢复 dv_{DS}/dt 。二极管恢复 dv_{DS}/dt 耐量是功率 MOSFET 可靠性的一个重要方面。

功率 MOSFET 体内反并联二极管在关断过程中存在反向恢复时间。图 2-20 所示为二极管反向恢复期的电压和电流波形。由图可见, 在反向恢复期内, 二极管要承受漏源间迅速上升的电压变化 dv_{DS}/dt , 同时又有反向恢复电流流通。这将使功率 MOSFET 中的寄生双极型晶体管(见图 2-5)开通, 导致其产生类似二次击穿的雪崩现象, 从而缩小功率 MOSFET 的安全工作区。

在功率 MOSFET 的实际应用中, 栅源极间阻抗、器件结温和电路引线电感等也会对 CSOA 造成影响。

(1) 栅源极间电阻 R_{GS} 或电感 L_{GS} 的影响。如果 R_{GS} 或 L_{GS} 过大, 由于二极管反向恢复产生的 dv_{DS}/dt , 可能使 $V_{\text{GS}} > V_{\text{GS(th)}}$, 从而使功率 MOSFET 导通。有时虽不能使功率 MOSFET 导通, 但可使其进入放大状态, 延缓二极管反向恢复时间, 图 2-20a、b 分别示出了栅源极间电阻 R_{GS} 为 10Ω 和 100Ω 时的反向恢复期间的电压、电流波形。由图可见, R_{GS} 值大时二极管反向恢复时间较长, 漏源电压峰值较低。在这种情况下运行, 反向恢复期间功耗增加,

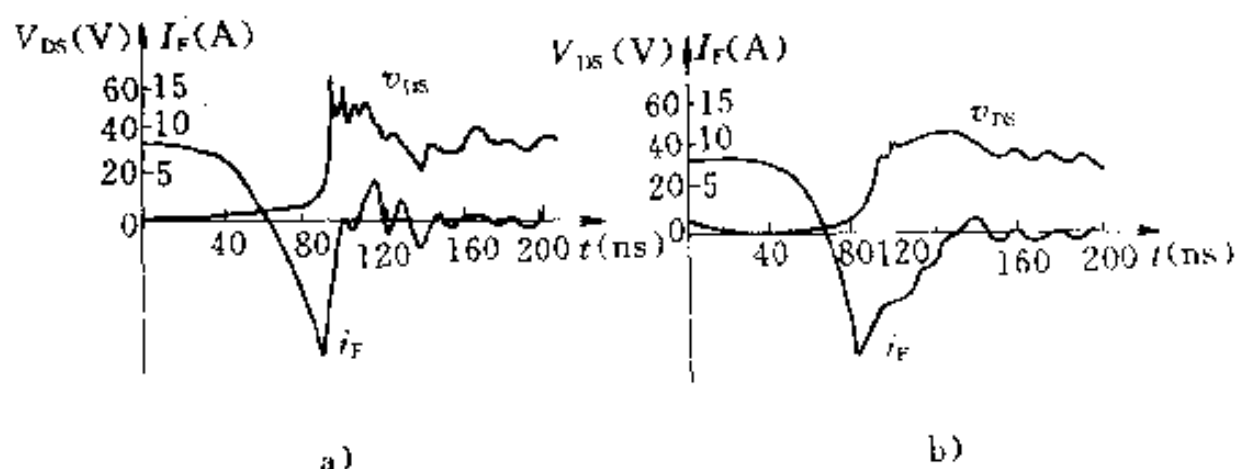


图 2-20 二极管反向恢复期的电压和电流波形

a) $R_{GS}=10\Omega$ b) $R_{GS}=100\Omega$

但漏源电压峰值较低，可避免功率 MOSFET 的过电压击穿。

(2) 结温的影响。实验证明，功率 MOSFET 的结温对 CSOA 没有直接影响，但是器件的漏源电压和电流直接受结温高低的影响。最终结果是结温升高，CSOA 曲线向缩小的方向变化。

(3) 线路引线电感的影响。电路中的引线电感在二极管反向恢复过程中会产生反电动势，使器件承受很高的峰值电压。二极管换向电流上升率越快或引线电感越大，器件承受的峰值电压越高。过高的电压使对器件 CSOA 的要求更加苛刻。为此，应尽量缩短电路引线，以便使引线电感减到最小值。在实际使用中，引线电感可限制在 $100\sim 200\text{nH}$ 之间。

2.3 主要参数

2.3.1 静态参数

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

1. 通态电阻 R_{DS} 通态电阻 R_{DS} 是与输出特性密切相关的参数。通常规定：在确定的栅压 V_{GS} 下，功率 MOSFET 由可调电阻区进入饱和区时的直流电阻为通态电阻。它是影响最大输出功率

的重要参数。在开关电路中，它决定了输出幅度和自身损耗的大小。随着器件结构的不同， R_{on} 的计算方法也不同。例如，美国MOTOROLA公司的TMOS器件的通态电阻 R_{on} 由四部分组成：反型层沟道电阻 r_{CH} ，栅漏积聚区电阻 r_{ACC} ，FET夹断区电阻 r_{JFET} 和轻掺杂漏极区电阻 r_D ，如图2-21a所示。沟道电阻 r_{CH} 随沟道长度的增加而增加，积聚区电阻 r_{ACC} 随栅极的面积增大而增加，PN结的夹断电阻 r_{JFET} 随外延区电阻率的增加而增加。上述三项电阻均与沟道宽度、栅源电压大小成反比。漏极区电阻 r_D 与外延区电阻率和电极宽度成正比，而与沟道宽度成反比。为了提高器件的耐压能力，可提高外延区电阻率，增加漏区厚度。但是与此同时， r_D 却变大，进而使通态电阻 R_{on} 增大。可见，不同技术指标间的要求有时是相互矛盾的。

图2-21b示出了通态电阻 R_{on} 随结温变化的关系曲线。由图可知，这一关系是近似线性的。图中还表明器件耐压越高， R_{on} 随温度的变化越显著。在相同条件下，耐压等级越高的器件，它的 R_{on} 值越大，这也是功率MOSFET电压难以提高的原因之一。图2-21c表示通态电阻 R_{on} 与漏极电流 I_D 的关系曲线。很明显，随着 I_D 的增加， R_{on} 亦有所增加。图2-21d则给出了通态电阻 R_{on} 与栅源电压 V_{GS} 之间的关系曲线。由图可以看出， R_{on} 随 V_{GS} 的升高而减小，这是因为 V_{GS} 增高，导电沟道变厚，相当于截面积增大，因而通态电阻 R_{on} 减小。

2. 开启电压 $V_{GS(th)}$ 开启电压 $V_{GS(th)}$ 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 $V_{GS(th)}$ 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 $V_{GS(th)}$ 的大小与耗尽区内单位面积的空间电荷数量有关，也与氧化膜中单位面积的正电荷数量有关。在工业应用中，常将漏极短接条件下 I_D 等于1mA时的栅极电压定义为开启电压。开启电压 $V_{GS(th)}$ 还随结温 T_j 的不同而不同，而且具有负的温度系数。 $V_{GS(th)}-T_j$ 的关系曲线如图2-22所示。大约

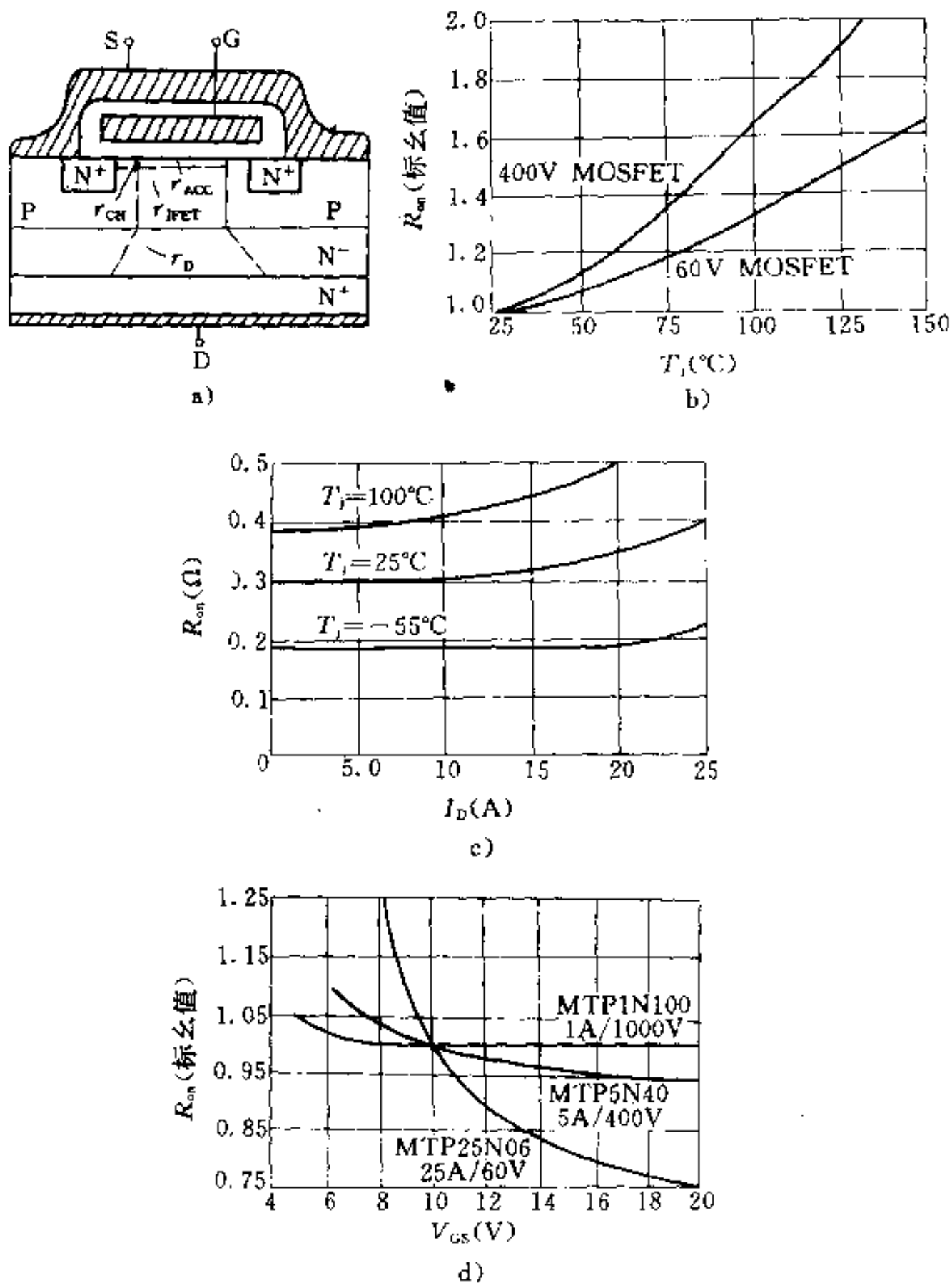


图 2-21 通态电阻 R_{on} 的组成及与其他参数的关系
a) 组成 b) R_{on} - T_j 曲线 c) R_{on} - I_D 曲线 d) R_{on} - V_{GS} 曲线

结温每增高 45°C ，开启电压 $V_{\text{GS(th)}}$ 下降 10% ，其温度系数约为 $-6.7\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ 。

3. 跨导 g_m 跨导 g_m 定义为

$$g_m = \Delta I_D / \Delta V_{\text{GS}} \quad (2-5)$$

它反映转移特性的斜率，单位为西门子(S)。由于转移特性是非线性的，所以 g_m 与 V_{GS} 的关系曲线也是非线性的。图 2-23 所示为美国 MOTOROLA 公司生产的 MTP8N10 型 N 沟道功率 MOSFET，在小信号下跨导 g_m 与栅压 V_{GS} 的关系曲线。测试条件为：漏源电压 $V_{\text{DS}} = 15\text{V}$ ，壳温 $T_c = 25^{\circ}\text{C}$ 。由图可知， g_m 值在开启电压 $V_{\text{GS(th)}}$ 附近

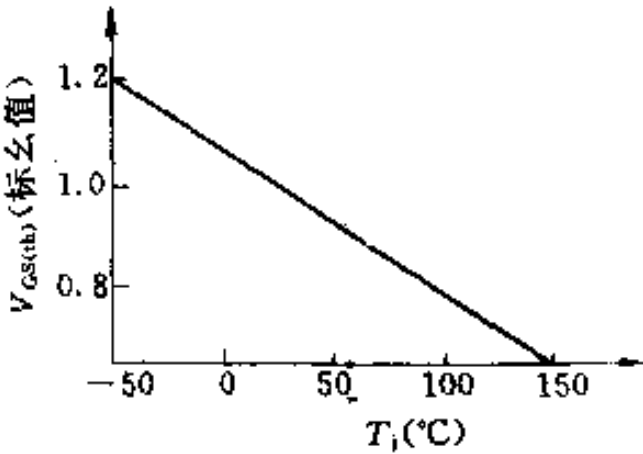


图 2-22 $V_{\text{GS(th)}}-T_j$ 关系曲线

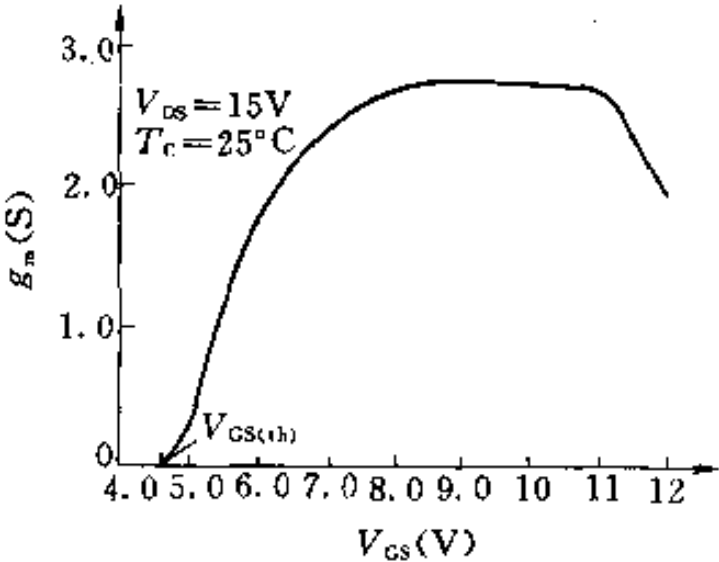


图 2-23 小信号下 g_m-V_{GS} 关系曲线

变化剧烈，一旦开通后在转移特性的线性区范围内， g_m 保持一个较大的数值不变。功率 MOSFET 的漏极电流 I_D 一般都比较大大。由图 2-8 可以看出，当 I_D 较大时， I_D 与 V_{GS} 近似成线性关系，这时表征器件放大能力的跨导 g_m 是常数。 V_{GS} 继续增高， I_D 将趋于饱和，因而 g_m 值又迅速减小。为了提高 g_m ，除应提高单位管芯面积的沟道宽长比外，还应保证载流子的有效表面迁移率和有效散射速度足够高。

4. 漏极击穿电压 BV_{DS} 漏极击穿电压 BV_{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。 BV_{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。由于 BV_{DS} 是 N^- 型层电阻率和厚度的函数，而电阻率又随结温不同而变化，所以 BV_{DS} 也随结温而变化，如图 2-24 所示。图中曲线表明，大约结温 T_j 每升高 100°C ， BV_{DS} 数值增加 10%，结温下降时， BV_{DS} 也随之而下降。这与双极型器件 SCR、GTR 等随结温升高而耐压降低的特性恰好相反。

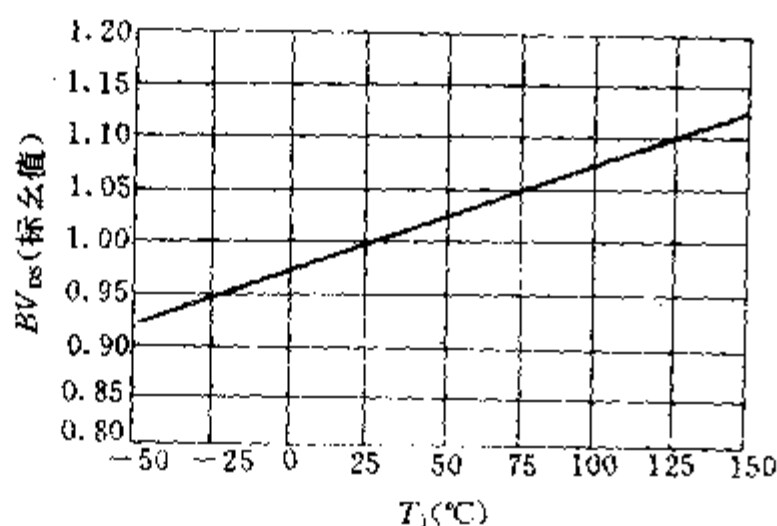


图 2-24 BV_{DS} - T_j 关系曲线

5. 栅源击穿电压 BV_{GS} 栅源击穿电压 BV_{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 $\pm 20\text{V}$ 。

6. 漏极连续电流 I_D 和漏极峰值电流 I_{DM} 确定功率 MOSFET 的 I_D 和 I_{DM} 值的依据与确定双极型晶体管最大集电极电流 I_{CM} 的依据不同。

双极型晶体管的集电极电流达到 I_{CM} 值时，其共射极电流放大系数降低到 1，也就是说， I_{CM} 基本上是由增益限制的。而功率 MOSFET 则不同，功率 MOSFET 的跨导 g_m 随漏极电流的增大而增大，直至达到稳定值。图 2-25 是美国国际整流器公

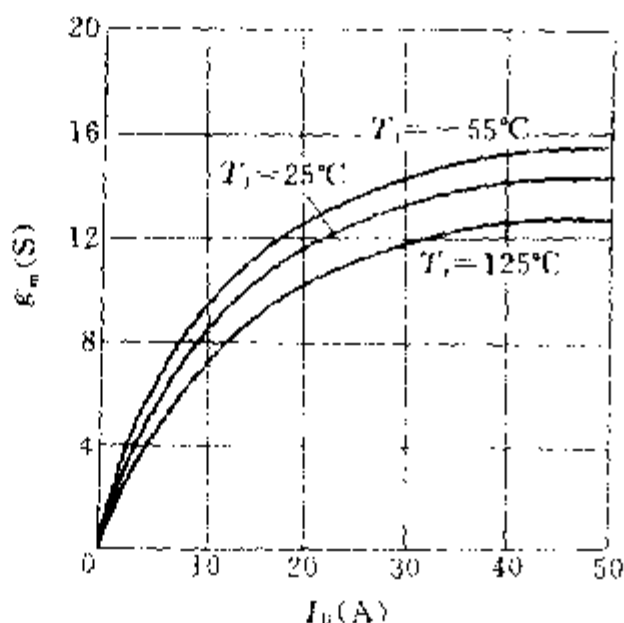


图 2-25 g_m - I_D 关系曲线

同生产的 IRF150 型功率 MOSFET 跨导 g_m 与漏极电流 I_D 间的关系曲线。

双极型晶体管集电极电流增大到 I_{CM} 时, 晶体管的开通和关断时间都会明显延长, 饱和压降也会增大, 使晶体管的损耗、结温都上升, 这又反过来使晶体管的关断时间延长。而功率 MOSFET 的开通与关断时间主要取决于栅极驱动电路的输出电阻和动态驱动功率, 与结温无关, 亦即与漏极电流增大引起的器件温升无关。这些都说明确定功率 MOSFET 漏极载流能力的依据与双极型晶体管不同。

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其最高工作温度 150°C 。按实际经验, 器件外壳温度应低于 100°C 。

2.3.2 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} 是栅极电容, 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, 它由 PN 结构成。功率 MOSFET 极间电容的等效电路如图 2-26 所示。

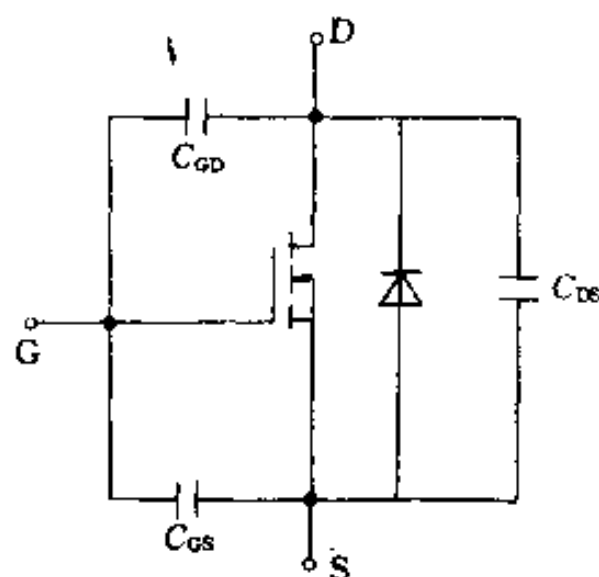


图 2-26 功率 MOSFET 极间电容等效电路

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:

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (2-6)$$

$$C_{iss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (2-7)$$

$$C_{rss} = C_{GD} \quad (2-8)$$

这些电容的数值均与漏极电压 V_{DS} 有关, 图 2-27 示出了 IRF150 型功率 MOSFET 漏极电压和这些电容的关系。由图可见, V_{DS} 值越高, 极间电容越小。当 $V_{DS} > 25V$ 时, 各电容值趋于恒定。为减小这些电容, V_{DS} 应大于 10V。

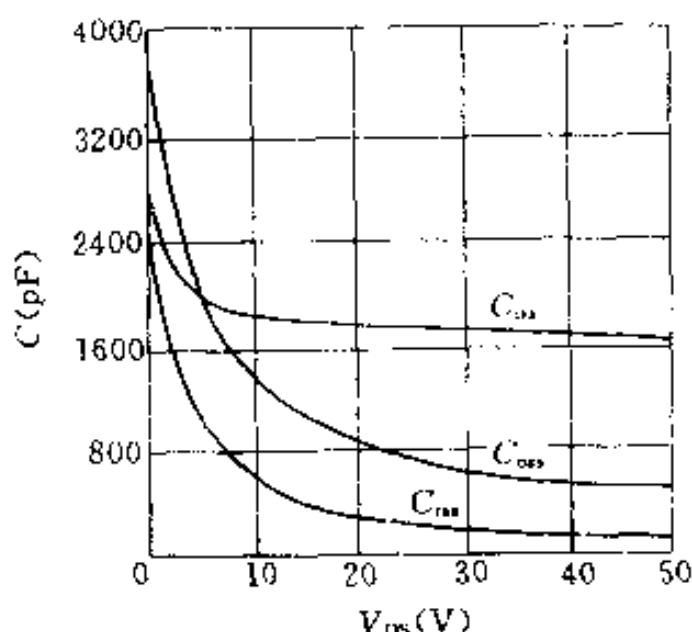


图 2-27 V_{DS} 与 C_{iss} 、 C_{oss} 、 C_{rss} 间的关系曲线

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 2-28 所示功率 MOSFET 输入电压 V_i 和输出电压 V_o 对应的波形关系。

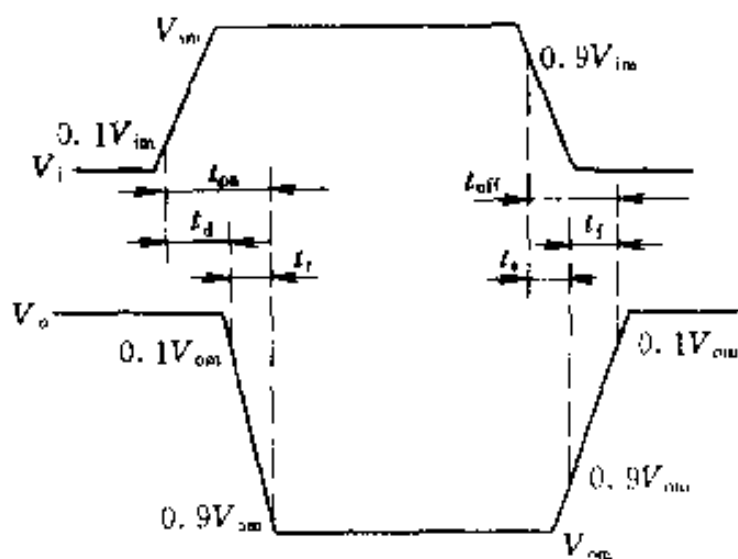


图 2-28 功率 MOSFET 开关过程电压波形示意图

开通时间 t_{on} 定义为从输入电压波形上升沿幅度为 10% V_{im} 的时刻开始, 到输出电压下降沿幅度为 90% V_{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% V_{im} 到输

出电压信号下降沿幅度为 $10\%V_{om}$ 的时间间隔。上升时间 t_r 对应着输出电压幅度由 $10\%V_{om}$ 变化到 $90\%V_{om}$ 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 V_{in} 后沿下降到 $90\%V_{in}$ 时起到 V_o 回升 10% 时止的时间间隔, 下降时间 t_f 定义为从 V_o 回升 10% 到回升 90% 这两个时刻的间隔。

除上述参数外, 还有栅极总电荷 Q_G 、漏源二极管特性参数 V_{SD} 、 t_{rr} 等, 这些参数在前面已有过论述, 这里不再赘述。

表 2-1 和表 2-2 列出了一种 N 沟道和一种 P 沟道功率 MOSFET 的主要参数, 表 2-3 列出了器件体内反并联二极管的参数。

表 2-1 功率 MOSFET 最大额定值示例

参 数 名 称	器 件 型 号	
	IRF330(N 沟道)	IRF9140(P 沟道)
漏源电压 $V_{DS}(V)$	400	-100
漏栅电压 $V_{DGR}(V)$	400	-100
栅源电压 $V_{GS}(V)$	± 20	± 20
漏极连续电流 $I_D(A)$		
$T_C = 25^\circ C$	5.5	-19
$T_C = 100^\circ C$	3.3	-12
漏极峰值电流 $I_{DM}(A)$	22	-76
总功耗 $P_D(W)$	75	125
工作温度 $T_J(^{\circ}C)$	-55~150	-55~150

表 2-2 功率 MOSFET 特性参数示例

参 数 名 称	IRF330(N 沟道)		IRF9140(P 沟道)	
	最小	最大	最小	最大
漏源击穿电压 $BV_{DS}(V)$	400	-	-100	-
开启电压 $V_{GS(th)}(V)$	2	4	-2	-4
栅源间正向漏电流 $I_{GSSF}(nA)$	-	100	-	-100
栅源间反向泄漏电流 $I_{GSSR}(nA)$	-	-100	-	100
零栅压漏极电流 $I_{DSS}(\mu A)$	-	200	-	-250

(续)

参 数 名 称	IRF330(N 沟道)		IRF9140(P 沟道)	
	最小	最大	最小	最大
通态漏极电流 $I_{D(on)}$ (A)	5.5	—	—19	—
通态电阻 R_{on} (Ω)	—	1	—	0.2
跨导 g_m (S)	3	—	5	—
输入电容 C_{iss} (pF)	—	900	—	1300
输出电容 C_{oss} (pF)	—	300	—	700
反馈电容 C_{rss} (pF)	—	80	—	400
开通延迟时间 $t_{d(on)}$ (ns)	—	30	—	30
上升时间 t_r (ns)	—	35	—	15
关断存储时间 $t_{s(off)}$ (ns)	—	55	—	20
下降时间 t_f (ns)	—	35	—	12
栅极总电荷 Q_G (nC)	18(典型)	30	70(典型)	90
栅源电荷 Q_{GS} (nC)	10(典型)	—	14(典型)	—
栅漏电荷 Q_{GD} (nC)	8(典型)	—	56(典型)	—
漏极内引线电感 L_D (nH)	5(典型)	—	5(典型)	—
源极内引线电感 L_S (nH)	12.5(典型)	—	12.5(典型)	—

表 2-3 漏源间体内反并联二极管特性参数示例

参 数 名 称	IRF330(N 沟道)	IRF9140(P 沟道)
正向压降 V_{SD} (V)	1.2	4.2
反向恢复时间 t_{rr} (ns)	120	270

注：IRF330、IRF9140 都是美国国际整流器公司的产品

2.4 应用技术

功率 MOSFET 的应用技术包括栅极驱动电路、静电防护及功率 MOSFET 的保护等。

2.4.1 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，输入阻抗高，因而开关速度可以很高，驱动功率小，电路简单。但是，功率 MOSFET 的极间电容较大，因而工作速度与驱动源内阻抗有关。

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。为便于将功率 MOSFET 和 GTR 电路进行比较，在图 2-29 和图 2-30 中给出了高压变换器的输出级电路，它们分别为功率 MOSFET 和 GTR 组成的驱动功率大致相同的两种电路形式。图 2-29 为由 MTM2N90 型功率 MOSFET 组成的输出级电路。功

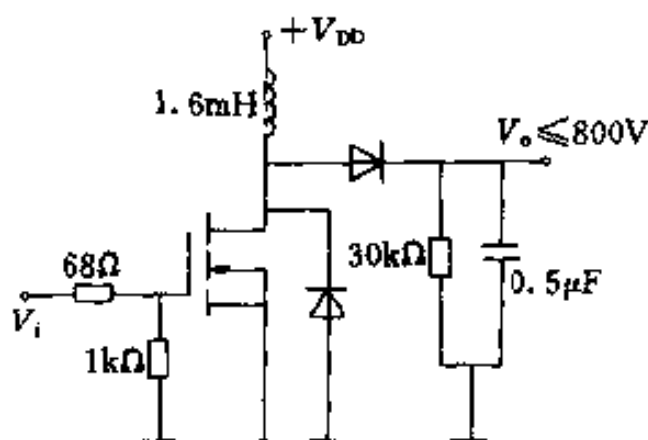


图 2-29 MOSFET 组成的输出级

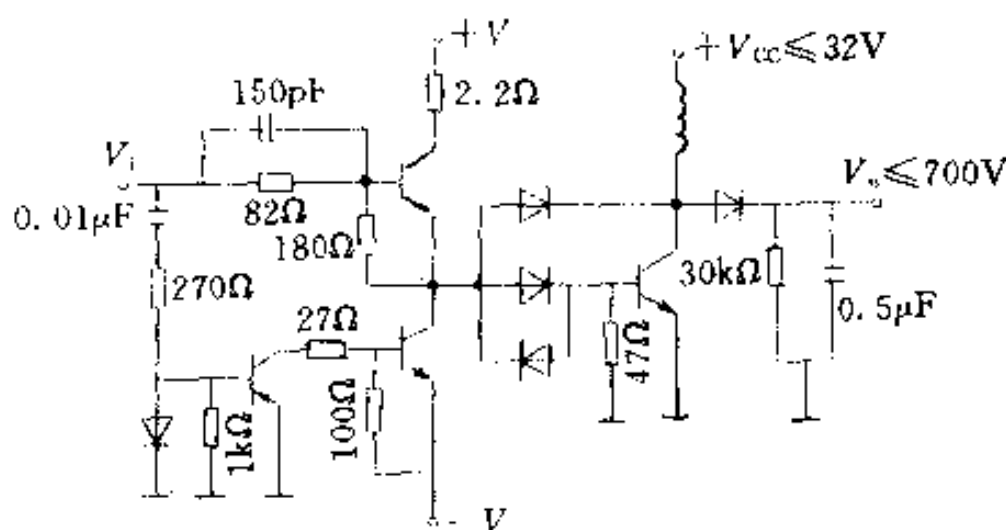


图 2-30 GTR 组成的输出级

率 MOSFET 器件的最大漏极电流为 3.2A，脉冲电流幅值为 7A，开关安全工作区为 7A、900V。该输出级只用两只电阻构成分压器驱动，电路极其简单。图 2-30 则为由 MJ8085 型 GTR 组成的输出级电路。该 GTR 器件的安全工作区为 3A、900V。若在同样控制信号作用下，即输入信号频率为 1.7kHz，脉冲宽度为 350μs，脉

冲幅值为 15V 的条件下，为了驱动 GTR，不仅要采用推拉式电路，而且要采用贝克钳位电路，以保证必要的开关速度。驱动电路共有三只晶体管、四只二极管、八只电阻和两只电容。显然，功率 MOSFET 的驱动电路要比 GTR 的驱动电路简单得多。

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 2-31 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

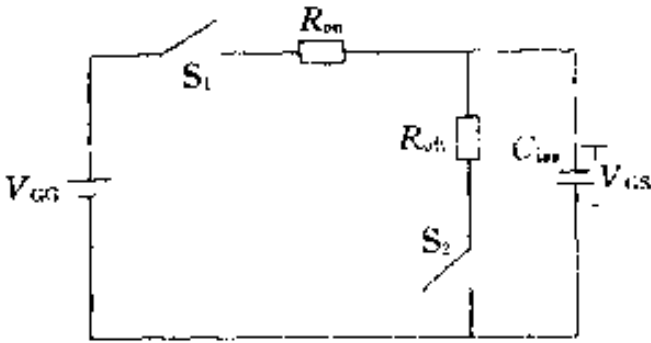


图 2-31 理想栅极驱动电路的等效电路

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 V_{GS} 的大小所决定，而与 R_{on} 值和栅极电流的大小无关。

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 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，则有直接驱动和隔离驱动。

(1) 直接驱动电路

由于功率 MOSFET 的输入阻抗极高，所以可以用集电极开路的 TTL 电路和 CMOS 电路直接驱动。另外，某些专用集成电路，如用于功率 MOSFET 和 IGBT 的 IR2125 单片功率集成触发器、具有多种用途的日本松下公司生产的 LM3524 集成电路等，都可用于直接驱动功率 MOSFET。

功率 MOSFET 的栅极是由电场控制而不是电流控制，一般小功率的 TTL 集成电路就是以驱动功率 MOSFET。但由于 TTL 集成电路的输出高电平一般为 3.5V，而功率 MOSFET 的开启电压通常是 2~6V，所以在驱动电路中要采用集电极开路的 TTL，而不采用一般的 TTL 集成电路。图 2-32 示出了 TTL 集成

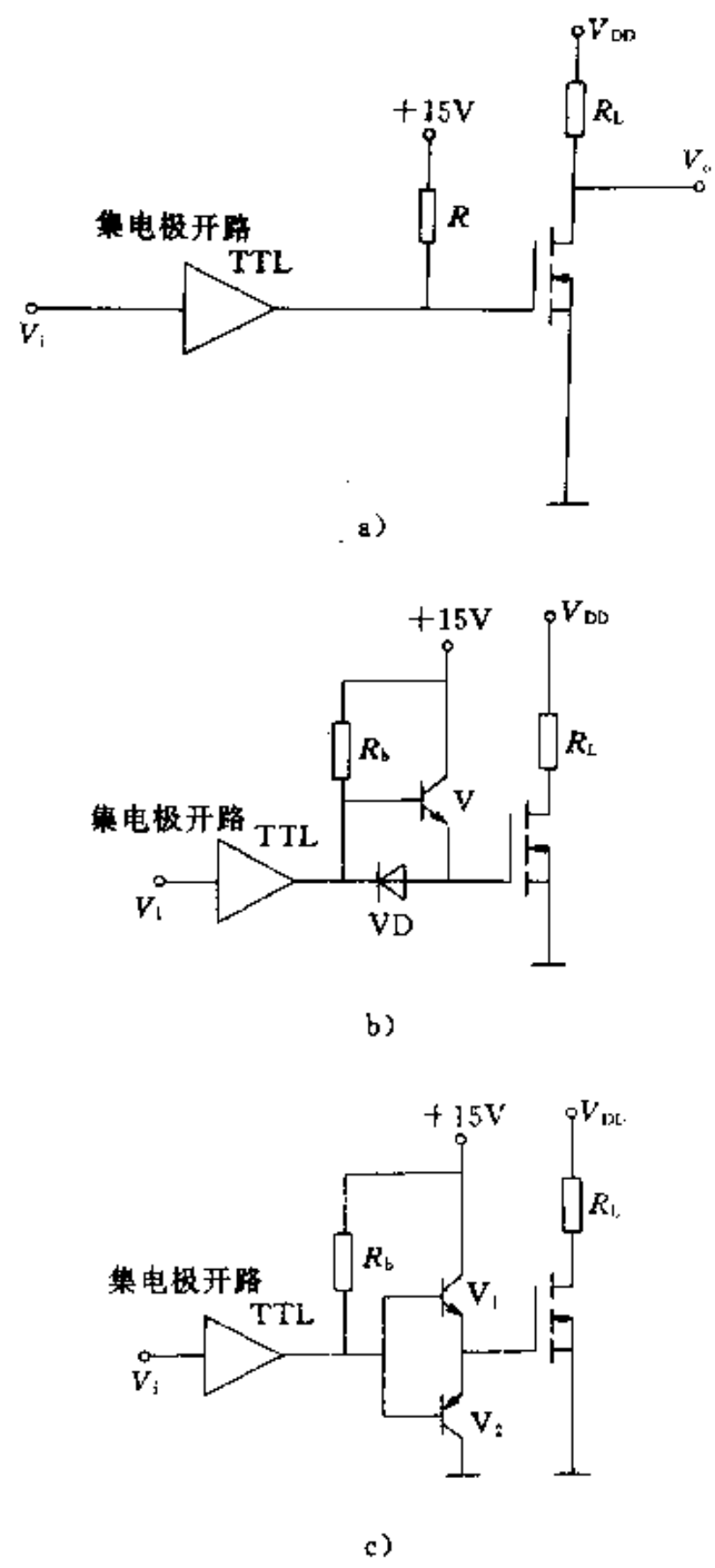


图 2-32 TTL 集成电路驱动
a)直接驱动 b)经晶体管驱动 c)经互补晶体管驱动

电路驱动的几种电路形式。图 2-32a 是比较简单又比较可靠的 TTL 驱动方式。集电极开路的 TTL 与功率 MOSFET 直接相连，电阻 R 用于限制 TTL 低电平输出时晶体管的功率耗散。这种方式可以产生足够的栅压，使器件充分导通，并保证较高的关断速度。但由于电阻 R 的存在，这种驱动方式的开通速度不够高。图 2-32b 为改进的快速开通驱动电路。它不但能降低 TTL 器件的功率耗散，也能保证较高的开通速度。当 TTL 输出为低电平时，功率 MOSFET 的输入电容通过二极管 VD 接地，保证器件处于关断状态。当 TTL 输出为高电平时，功率 MOSFET 的栅极经驱动管 V 向输入电容充电。由于 V 的放大作用，充电能力提高，使开通速度加快。图 2-32c 所示的电路是在 TTL 与功率 MOSFET 之间外接了两个接成互补方式的晶体管，这种驱动方式可进一步改善驱动性能。它不但可提高开通速度，同时也提高了关断速度。在电路中，由于晶体管 V_1 和 V_2 为互补工作方式，增加了驱动功率，所以这种方式更适合于大功率 MOSFET 的驱动。

使用 CMOS 集成电路直接驱动功率 MOSFET 的优点是，它们都可用 10~15V 电源供电，这可使 CMOS 与功率 MOSFET 直接相连，而不用附加电路和外接电阻。但由于 CMOS 集成电路的负载能力较低，故对功率 MOSFET 的开关速度有所影响。图 2-33 所示是用 MC14050 集成电路组

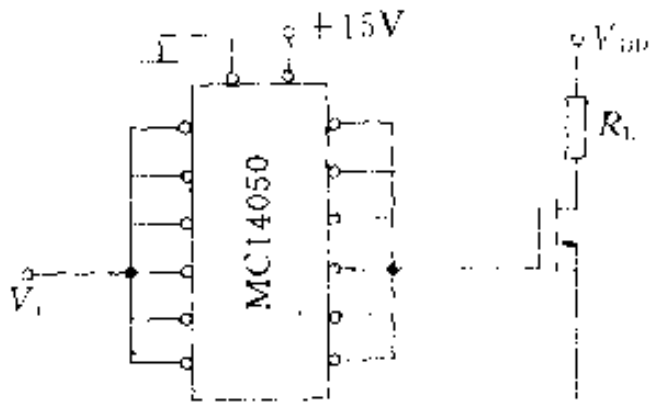


图 2-33 CMOS 集成电路驱动

成的驱动电路。为了提高 CMOS 集成电路的负载能力，MC14050 中的六个 CMOS 缓冲器被并联使用，共同驱动功率 MOSFET。

采用专用集成电路驱动功率 MOSFET，可使驱动电路更加简单、可靠。LM3524 集成电路外接直流电源后就能直接产生 PWM 控制信号，使用非常方便。另外，一只 LM3524 有两路输出，且

相位相差 180° ，因此它可以同时驱动两只功率 MOSFET 或其他电力电子器件。图 2-34a 为 LM3524 管脚符号，图 2-34b 是应用 LM3524 直接驱动功率 MOSFET 的典型电路。

(2) 隔离驱动电路

根据隔离元件的不同，栅极的隔离驱动电路分为电磁隔离式和光电隔离式两种。采用晶体管作驱动元件时一般为隔离式，这种情况下的驱动电路与功率 MOSFET 电源系统是两个完全无公共点的电源系统。

图 2-35 所示为电磁隔离式，即由脉冲变

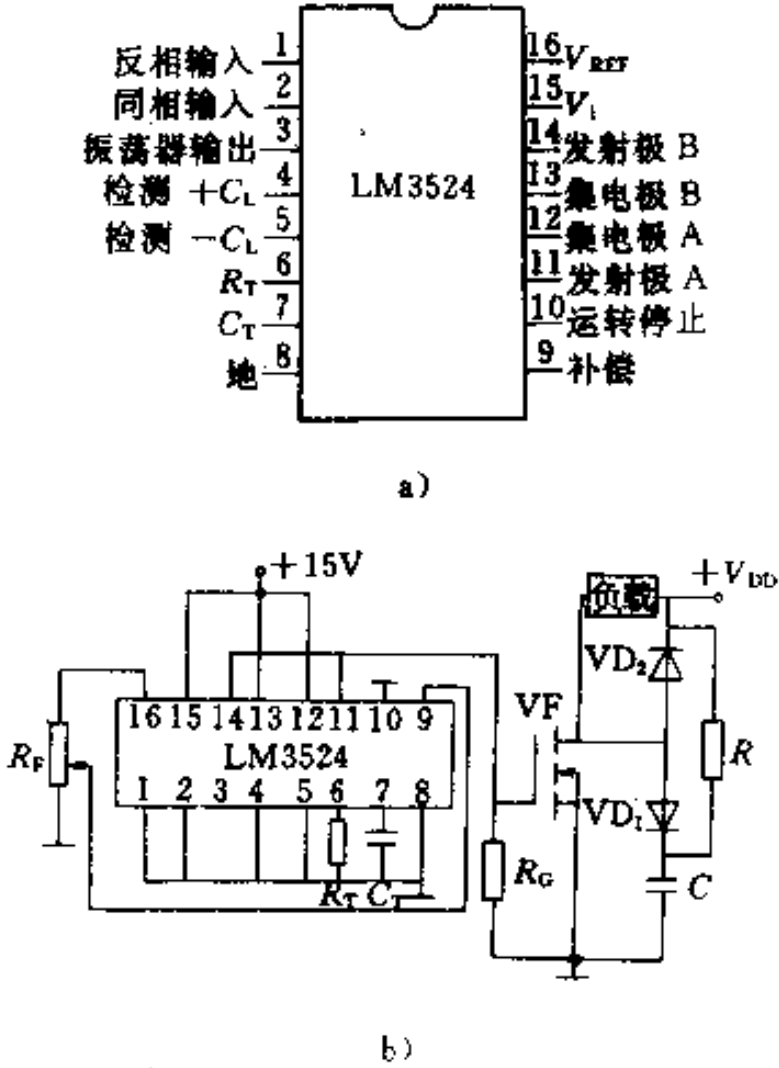


图 2-34 LM3524 集成电路管脚及驱动电路
a) 管脚符号 b) 驱动功率 MOSFET 电路

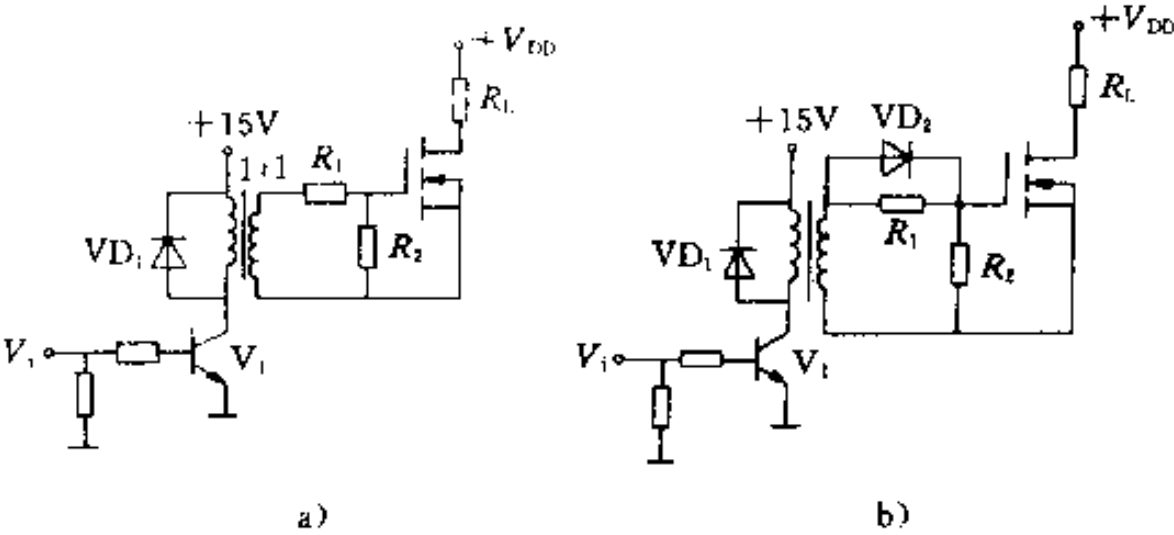


图 2-35 采用变压器隔离的栅极驱动电路
a) 简单电路 b) 增加一个二极管的电路

在图 2-36 中, 晶体管 V_1 为脉冲放大器, T 是脉冲变压器。输入信号 V_i 经 V_1 放大由 T 输出, 对功率 MOSFET 输入电容 C_{iss} 进行充电。二极管 VD 串入充电回路, 有效地避免了高频振荡。当 V_1 关断时, 二极管 VD 两端为反压, VD

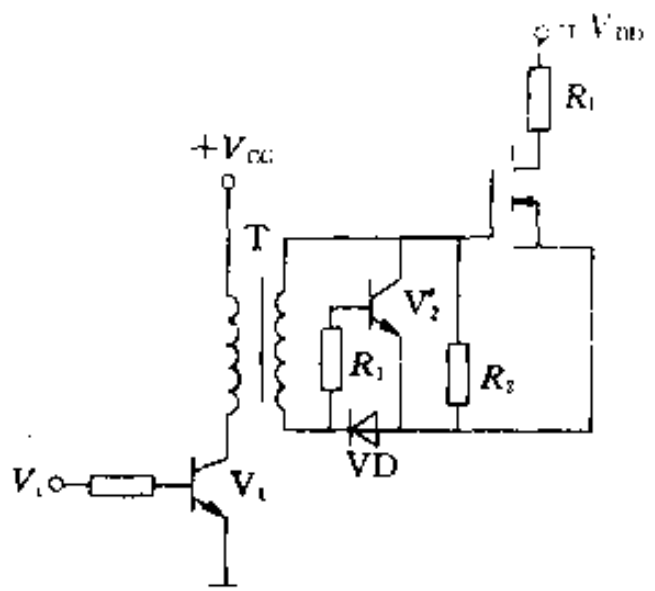


图 2-36 实用驱动电路 1

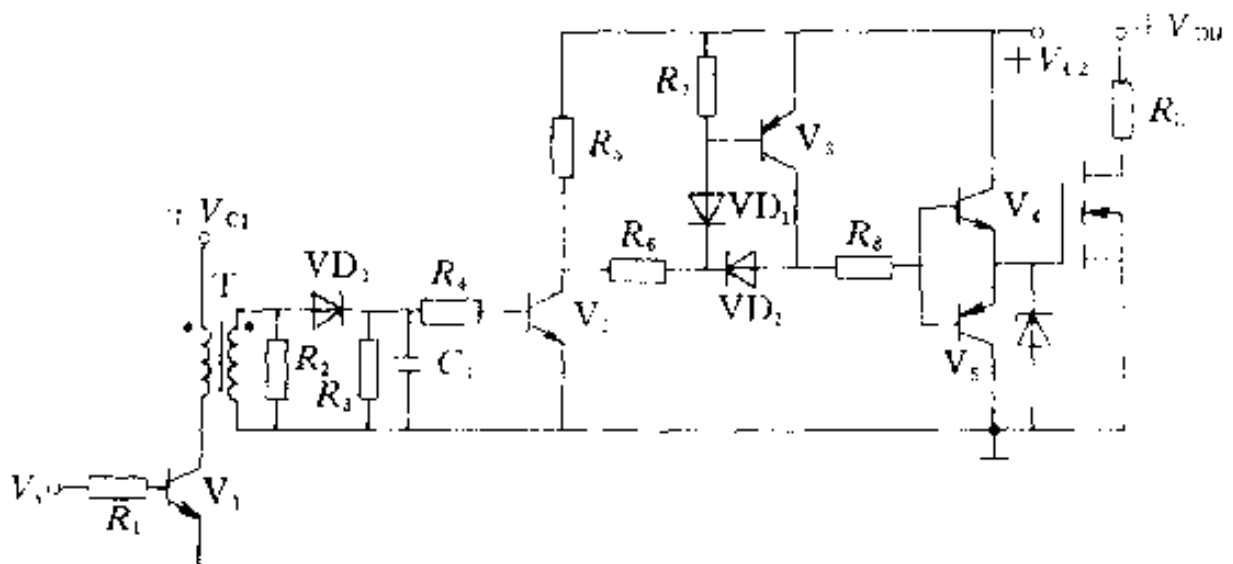


图 2-37 实用驱动电路 2

在反向电压的作用下迅速截止。此时，晶体管 V_2 处于正偏， V_2 迅速饱和导通，使功率 MOSFET 的输入电容所储存的电荷迅速放掉，可靠关断功率 MOSFET。电阻 R_1 可使 V_2 在正偏时不致被烧毁。

在图 2-37 中，二极管 VD、电容 C_1 等组成检波电路。脉冲信号 V_i 经晶体管 V_1 放大再经脉冲变压器耦合到变压器的二次侧。经检波电路检波后，可在晶体管 V_2 的输入端得到一个与 V_i 同相的电压信号。当 V_i 为高电平时， V_2 导通，随之 V_3 导通， V_4 导通，功率 MOSFET 开通。当 V_i 为低电平时， V_2 截止， V_3 和 V_4 同时截止， V_5 瞬时导通，功率 MOSFET 被关断。

由于电路中的 V_4 和 V_5 采用了互补电路，且 V_4 的集电极、 V_5 的发射极均未接电阻，所以功率 MOSFET 的开通和关断时间均小于 $1\mu s$ 。

图 2-38 所示为光电隔离式，即采用光耦合器进行隔离的栅极驱动电路。它由光耦合器 VL，晶体管 V_1 、 V_2 和电阻等组成。晶体管 V_1 和 V_2 为脉冲放大器，其输出阻抗可根据功率 MOSFET 栅极的要求进行设计。当输入 V_i 为正脉冲时，光耦合器中的发光二极管发光，光敏晶体管导通， V_1 和 V_2 相应截止，功率 MOSFET 的栅极经电阻 R_5 充电，功率 MOSFET 开通。当 V_i 为低电平时，光耦合器截止， V_1 、 V_2 随之相应导通，功率 MOSFET 关断。

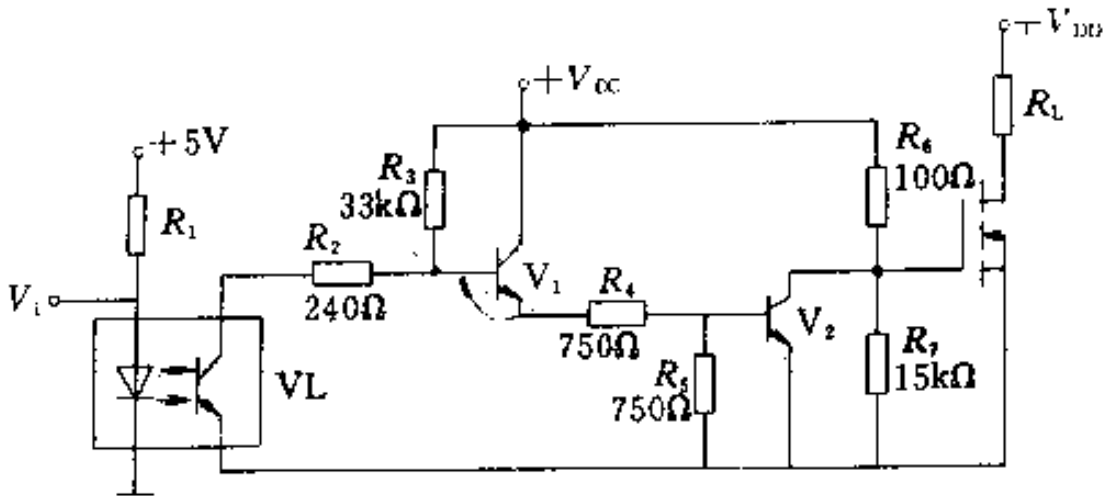


图 2-38 光隔离式驱动电路

2.4.2 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。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。

功率 MOSFET 由于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 1000V 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相应变化，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。器件的三个电极没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 0.3V。

2.4.3 运行保护

1. 防止栅源过电压 如果栅源间的阻抗过高,则漏源间电压的突变会通过极间电容耦合到栅极而产生相当高的栅源尖峰电压。这一电压会使栅源氧化层击穿,造成永久性损坏。如果是正方向的 V_{GS} 瞬态电压,还会引起器件的误导通,导致该器件或电路的其他器件产生瞬态电流过载。解决的办法是适当降低栅极驱动电路的阻抗,在栅源间并接阻尼电阻,或并接约 20V 的齐纳二极管。特别要防止栅极开路工作。

2. 防止开关过程的漏源过电压

如果器件接有感性负载,则当器件关断时,漏极电流的突变(di/dt)会产生比外电源还高的漏极尖峰电压,导致器件的击穿。功率 MOSFET 关断得越快,产生的过电压越高。电感在实际电路中总是不同程度地存在着,因此,器件关断时总是存在感生过电压的危险。当然,通常负载的主电感元件都被钳位,如图 2-39 所示。但是电路杂散电感 L_s 仍然存在,其结果瞬态过电压仍将产生。另外,二极管的正向恢复特性可能会造成钳位二极管不能同步地保证钳位作用。

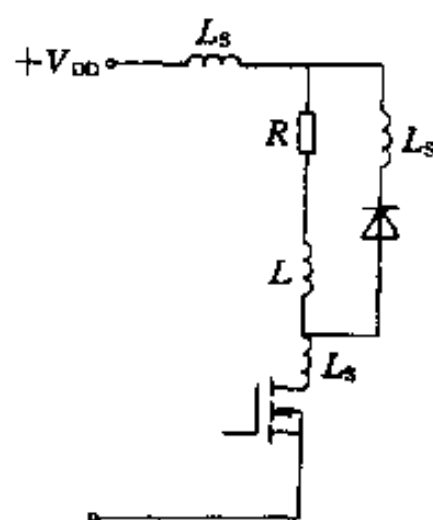


图 2-39 功率 MOSFET 带钳位的感性负载

为防止器件损坏,应采取齐纳二极管钳位、二极管-RC 钳位或 RC 缓冲电路等保护措施。图 2-40a、b 分别为采用二极管-RC 钳位和 RC 缓冲电路的功率 MOSFET。

3. 防止过电流 负载的变化可能会产生很大的冲击电流,以致超过器件的额定漏极峰值电流 I_{DM} 。在这种情况下,应使功率 MOSFET 迅速关断。一般可采用电流互感器和控制电路使器件回

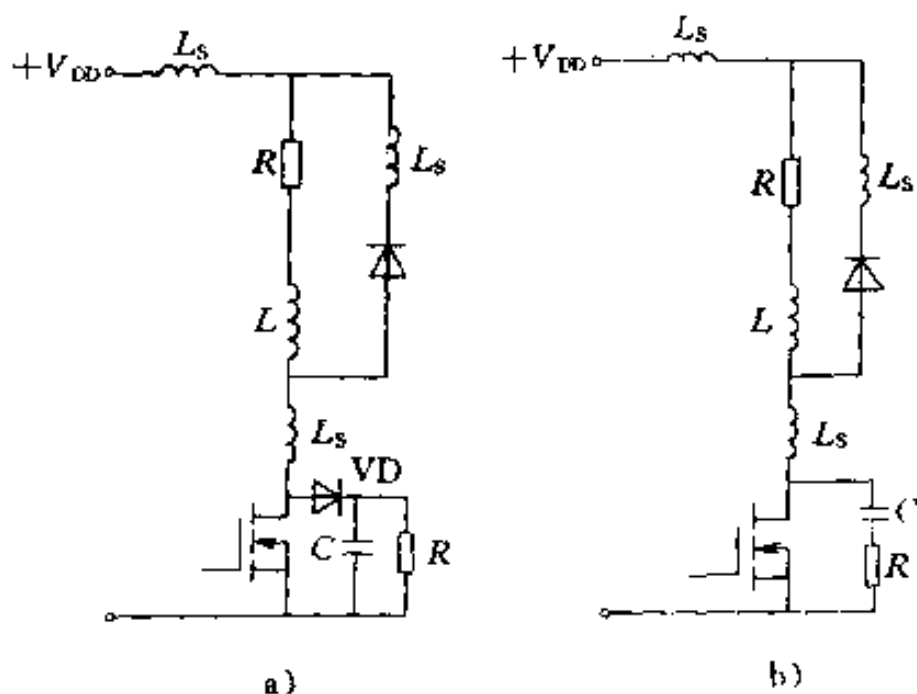


图 2-40 漏源过电压保护电路

a) 二极管-RC 钳位 b) RC 缓冲电路

路迅速断开。

在脉冲应用时，不仅要保证峰值电流 I_{pk} 不超过额定峰值电流 I_{DM} ，而且还要保证它的有效值电流 $I_{pk}\sqrt{D}$ 小于器件的额定最大连续电流 I_D ，其中 D 为占空比。

功率 MOSFET 性能指标中给出的额定最大连续电流，并不表示实际系统中器件能安全工作的连续电流，因为对于功率 MOSFET，还要考虑导通电阻功耗的限制。使用中应根据导通电阻并结合器件的结壳热阻来正确选用电流容量 [见式(2-3)]。

4. 防止因偶然性振荡而损坏器件 功率 MOSFET 与测试仪器、接插盒的输入电容及输入电阻匹配不当时，容易出现偶然性振荡，造成器件损坏或损伤。为防止这种振荡，用图示仪等仪器测试时，可在器件的栅极端子处外接 $10k\Omega$ 串联电阻，也可在栅极和源极之间外接约 $0.5\mu F$ 的电容器。

5. 保持在热极限之内使用 功率 MOSFET 是一种受热限制的功率器件。它必须安装在散热器上，使其在最大耗散功率和最高环境温度的最坏情况下，结温仍低于额定值 $T_{jmax}(150^\circ C)$ 。

6. 消除寄生晶体管 and 二极管的影响 功率 MOSFET 的内部构成寄生晶体管和二极管。通常若短接该晶体管的基极和发射极，

就会使 dv_{DS}/dt 变大,若基极有电流通过,就会造成二次击穿。另外,寄生二极管的恢复时间与耐压有关,例如,耐压为 100V 时,恢复时间为 150ns,而耐压为 450V 时,恢复时间为 500ns 至 1 μ s。因此,在桥式开关电路中,MOSFET 应外接并联二极管。

2.5 并联应用

当电路要求的电流容量超过单只功率 MOSFET 的电流容量时,常常需要并联使用功率 MOSFET,以增加传导电流或功率开关能力。多个功率 MOSFET 可以直接并联使用,一般不需要采取均流措施,因为功率 MOSFET 的导通电阻 R_{on} 具有正温度系数,它能使多个并联的功率 MOSFET 自动均流。但是,由于功率 MOSFET 自身参数及电路参数不匹配,会导致器件并联应用时出现电流分配不均的问题。严重的电流分配不均,会使有关的并联功率 MOSFET 过载以至烧坏。本节将讨论造成并联器件电流分配不均的原因及并联应用时须注意的问题。

2.5.1 静态均流特性

静态是指功率 MOSFET 已结束其开通过程,并进入稳定导通的工作状态。影响静态电流分配的主要因素是功率 MOSFET 的导通电阻 R_{on} 。 R_{on} 的失配会造成静态电流分配不均。 R_{on} 值小的器件将流过较大的电流。不过,由于 R_{on} 具有正温度系数,在管芯温度升高时, R_{on} 不是减小,而是增大,所以并联在一起的多个功率 MOSFET 能够自然均流。当并联器件中出现分流不均的情况时,分流较大的器件会因为电流的热效应而有较高的管芯温度,其电流即会因为 R_{on} 的相应增大而降低。这在一定程度上抑制了不均匀电流的继续增长。

由于功率 MOSFET 通态电阻的温度系数不很大,所以,当并联器件的 R_{on} 相差太大时,自然均流作用往往因为难以维持太大的温差而效果不理想或造成器件之间管芯温差过大。由于管芯温度过高会使电路或系统的可靠性下降,因此,功率 MOSFET 并联使用时,要尽可能使器件之间有紧密的热耦合作用,也就是使并联

管子的温度通过一些散热材料相互作用使热量平衡，如将散热片相连或将它们安装在同一个散热器上。这样，高温器件的管芯温度会降低，低温器件的管芯温度会升高。当然，这会使器件电流的分配均匀性有所削弱。

要减小静态电流的不均，应选用 R_{on} 比较接近的功率 MOSFET。

2.5.2 动态均流特性

所谓动态均流，在这里不仅指开通和关断时的电流，还指窄脉冲和占空比较小的峰值电流。影响动态均流的主要参数是跨导 g_m 、栅源开启电压 $V_{GS(th)}$ 、输入电容 C_{iss} 和通态电阻 R_{on} 等。其中，跨导曲线即漏极电流和栅源电压之间的关系曲线能准确地反映开通与关断过程中的均流程度。最理想的情况是跨导曲线一致，其栅源电压能同时上升或下降。若能如此，则可保证器件开关电流通过饱和区时，不会因为局部电流不平衡而产生过载的现象。

实际应用中，要画出每个器件完整的 g_m 曲线很费时间，为此有人提出在给定漏极电流下匹配 $V_{GS(th)}$ 作为并联 MOSFET 的简单标准。但这种方法不能准确描述大电流条件下 I_D 和 V_{GS} 曲线的形状。此外，还有人提出，通过比较，当栅压大于 $V_{GS(th)}$ 时各器件所能通过的最大漏极电流来匹配器件。例如，几个器件 $V_{GS}=6V$ 时都能通过 4A 漏极电流，即可表示具有一致的 g_m 曲线，各器件并联运行时不会发生危及安全的不平衡电流。

为了并联器件能够做到动态均流运行，应注意以下几个问题：

(1) 尽量挑选开启电压 $V_{GS(th)}$ 、跨导 g_m 、输入电容 C_{iss} 和通态电阻 R_{on} 值相近的管子作并联用。

(2) 精心布局。器件安装位置应尽量做到完全对称，所有连接线必须一样长，而且尽量加粗和缩短。电源引线最好使用多股绞线，并将电流环的面积做到最小。

(3) 为了更好地做到动态均流，有时可在源极回路中串入一个小电感。

功率 MOSFET 是一种快速器件，其动态过程定量分析相当

复杂。通常采用实验研究的方法来解决动态均流问题。下面通过实例说明栅极耦合方式对动态均流的影响。

并联功率 MOSFET 的栅极可分为栅极直接耦合方式和非直接耦合方式，具体如图 2-41 和图 2-42 所示。这两种方式对开通时的动态均流的影响各不相同。图中示出 A 和 B 两只功率 MOSFET 的并联电路及其漏极电流 I_{DA} 、 I_{DB} ，漏极电压 V_{DS} ，栅源电压 V_{GSA} 、 V_{GSB} 的波形图。由图可知，栅极各串一小电阻构成非直接耦合电路，这种电路对 I_{DA} 和 I_{DB} 有满意的开通过程动态均流效果，而直接耦合方式的效果却较差。

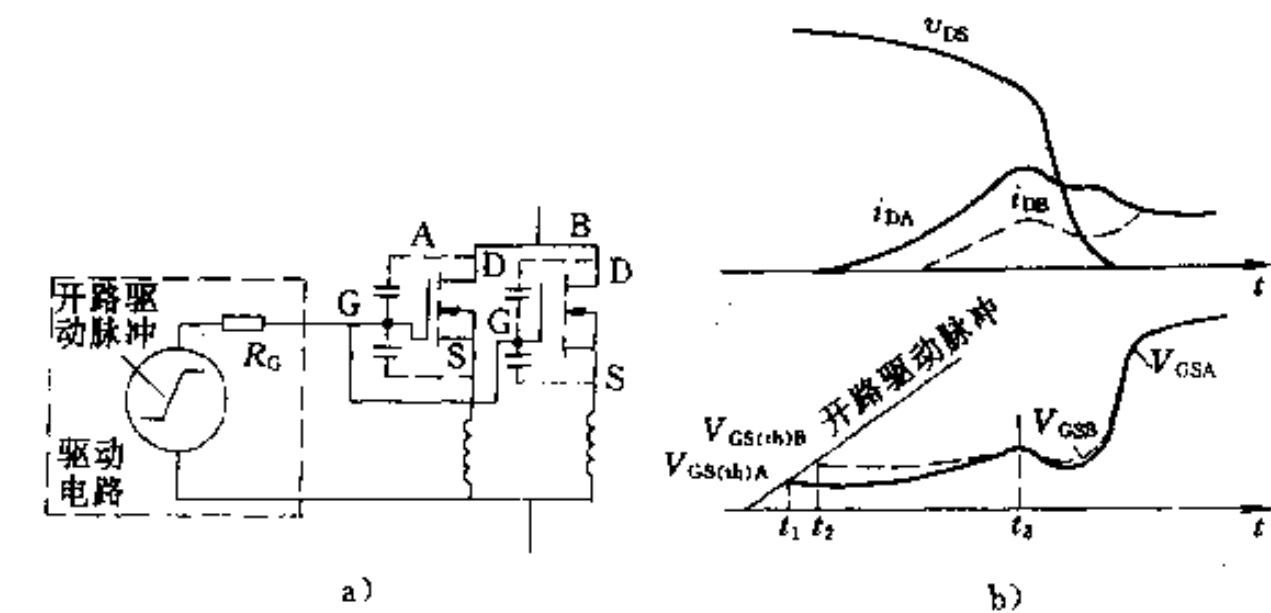


图 2-11 直接耦合电路开通电流的失配波形
a) 直接耦合并联电路 b) 电流和电压波形

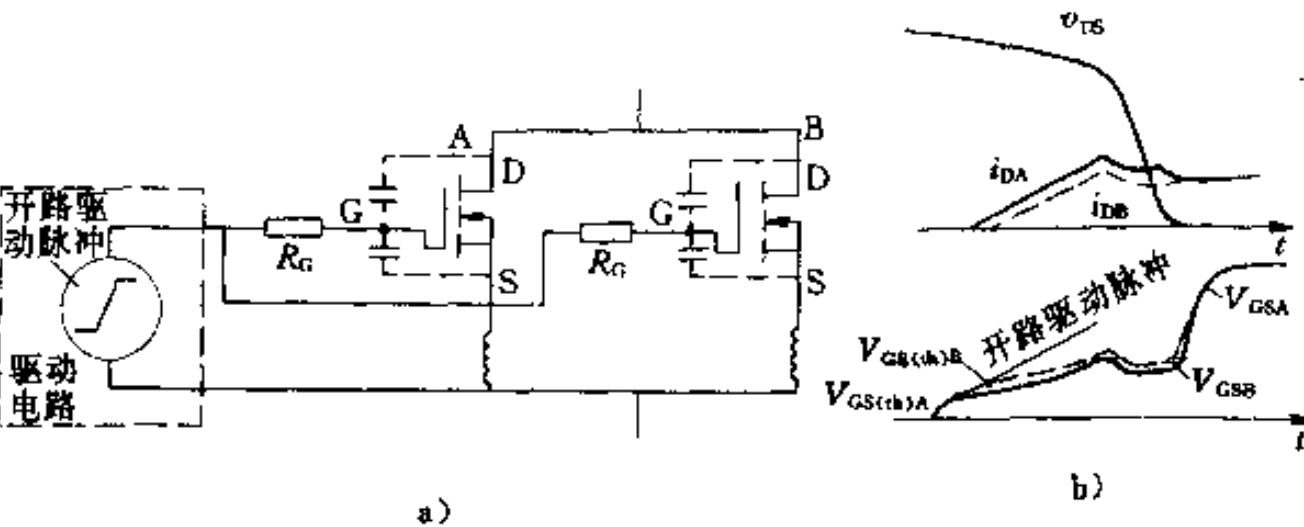


图 2-12 非直接耦合电路开通电流的匹配波形
a) 非直接耦合并联电路 b) 电流和电压波形

并联功率 MOSFET 关断时动态电流的分配情况如图 2-43 和图 2-44 所示。由图可知，直接耦合电路关断时漏极电流 I_{DA} 和 I_{DB} 的波形分散性较大，而非直接耦合时漏极动态均流特性好。

综上所述，对功率 MOSFET 来说，非直接耦合的并联电路无论是开通过程或者是关断过程，其动态均流效果均优于直接耦合电路。

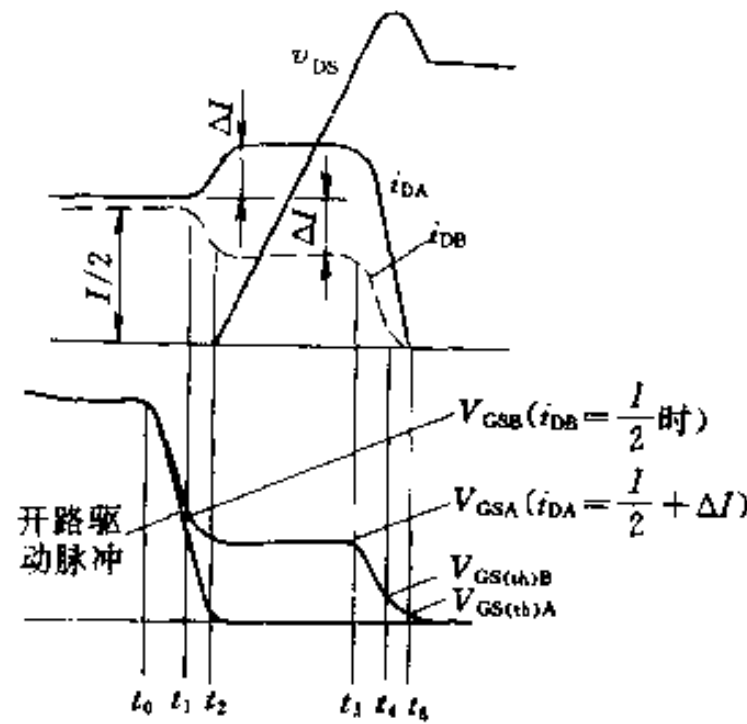


图 2-43 直接耦合电路关断电流的分配波形

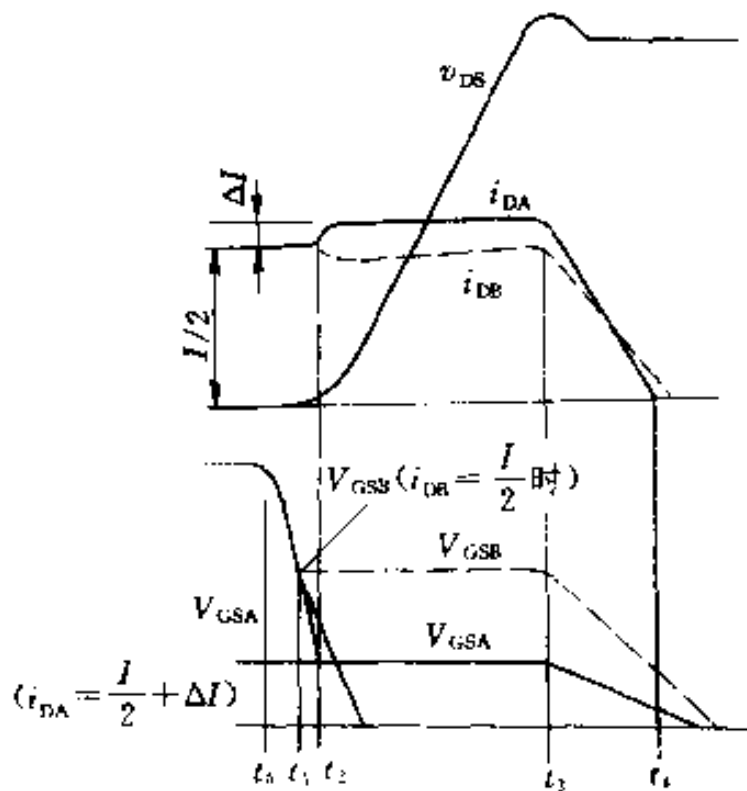


图 2-44 非直接耦合电路关断电流的分配波形

2.5.3 并联应用中的寄生振荡

在功率 MOSFET 的并联应用中, 由于电路和功率 MOSFET 本身的寄生参数, 在栅极将构成串联振荡电路, 产生栅极高频振荡。振荡峰值一般很高, 有可能超过允许栅压。另外, 漏极电感和漏源极间等效总寄生电容在器件关断时也将组成串联振荡电路, 形成漏极寄生振荡, 使漏源间产生关断过电压。为了防止寄生振荡, 需采用下列措施: 第一, 可在每个栅极导线上设置铁氧体磁珠, 即在导线上套一小磁环, 形成阻尼环节; 第二, 在每个栅极上串联一个小电阻, 以便降低电路的品质因数。一般当 I_D 为 $5\sim 40\text{A}$ 时可串入 $10\sim 100\Omega$ 的电阻; 第三, 必要时在每个器件的漏极和栅极之间接入数百皮法的小电容; 第四, 要尽量降低驱动信号源的内阻抗, 并联的器件越多, 内阻抗应越小。

2.6 应用举例

功率 MOSFET 由于其具有工作频率高、开关损耗小、驱动功率小、驱动电路简单和安全工作区宽等特点, 已经在许多领域得到了广泛应用。本节将介绍功率 MOSFET 在开关电源、直流电动机调速、电子镇流器和 PWM 直流电焊机等方面的应用例子。

2.6.1 三片式开关电源

所谓三片式开关电源, 是指电源以三个集成芯片为主, 辅以最少数分立元件构成的闭环控制系统。这种电路不仅结构简单, 而且性能优越, 因此具有代表性。

图 2-45 所示为美国摩托罗拉公司生产的 100kHz 、 60W 的三片式开关直流稳压电源的原理图。电路中的开关器件采用功率 MOSFET。三个集成芯片为 MC34060 型 PWM 控制器、MC1723 误差放大器及 4N27 光耦合器。

MC34060 型 PWM 控制器芯片为双列直插 14 脚封装, 有一个输出端, 电源最高电压为 40V , 输出最大电流为 250mA , 工作频率范围为 $1\sim 300\text{kHz}$ 。它的任务是根据直流输入控制电压的数值产生相应的 PWM 输出波形。MC1723 误差放大器芯片电路有

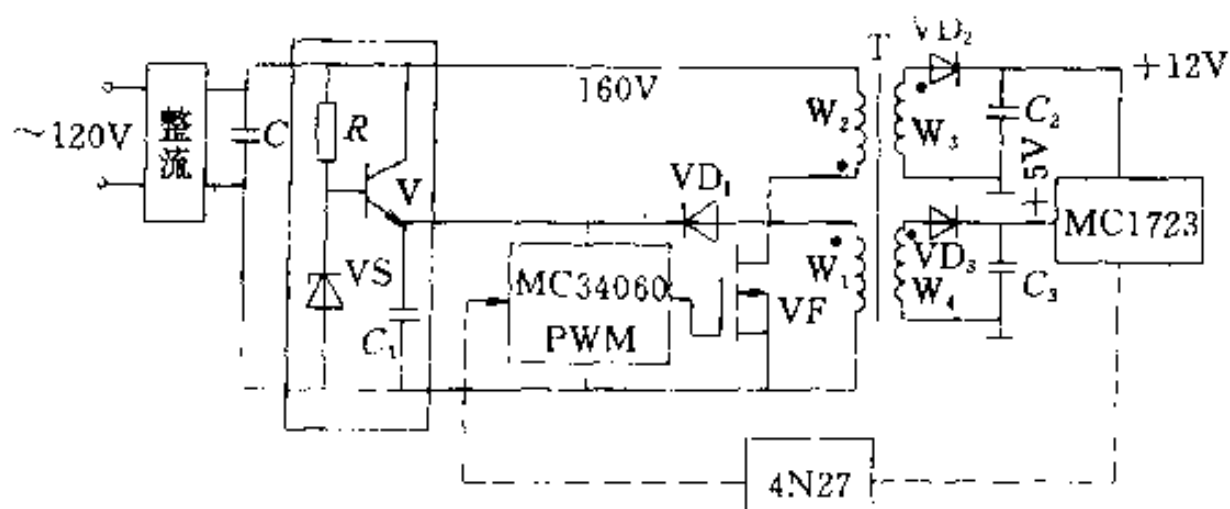


图 2-15 三片式开关电源图

两个功能：一是产生标准电源电压作为本身的工作电压和参考电压；二是放大信号。它在本身电源中的任务是从+5V 输出电压引入反馈信号，与本身参考电压比较而获得误差信号，放大后作为 PWM 控制器的控制信号。4N27 光耦合器用来实现输出回路与控制回路间的隔离。开关元件采用 MTP5N40 型功率 MOSFET，其容量为 4A、400V，通态电阻为 1Ω 。5V 组整流器采用 MBR1035 肖特基管；12V 组整流器采用 MUR805 型快速恢复二极管。输出滤波电容采用高频电容。

主电路由功率 MOSFET (VF) 和变压器 T 的一次绕组 W_2 、二次绕组 W_3 和 W_4 构成，提供 5V 和 12V 两组电压源。控制电路的工作电压源由高压晶体管 V 获得，V 接成射极输出器的形式，它的基极电位由 12V 稳压管 VS 确定，而发射极接 MC34060 的电源端，同时接至变压器 T 的反馈绕组 W_1 。当绕组中有感应电压而使二极管 VD 导通时，可使 V 管反向偏置。电容 C_1 为软启动电容器。

功率 MOSFET (VF) 的电压和电流波形如图 2-46 所示

功率 MOSFET 的开关速度可做到小于 50ns。图 2-46a 为在 100kHz 条件下漏极电流 I_D 和漏源电压 V_{DS} 的波形图，图 2-46b 为功率 MOSFET 的 I_D 和 V_{DS} 的关系曲线。由于电路中存在电流环路，同时示波器探头引入尖峰噪声，所以造成开关过程中出现阻尼振荡现象，如图中曲线所示。为了观察阻尼振荡过程的细节，图

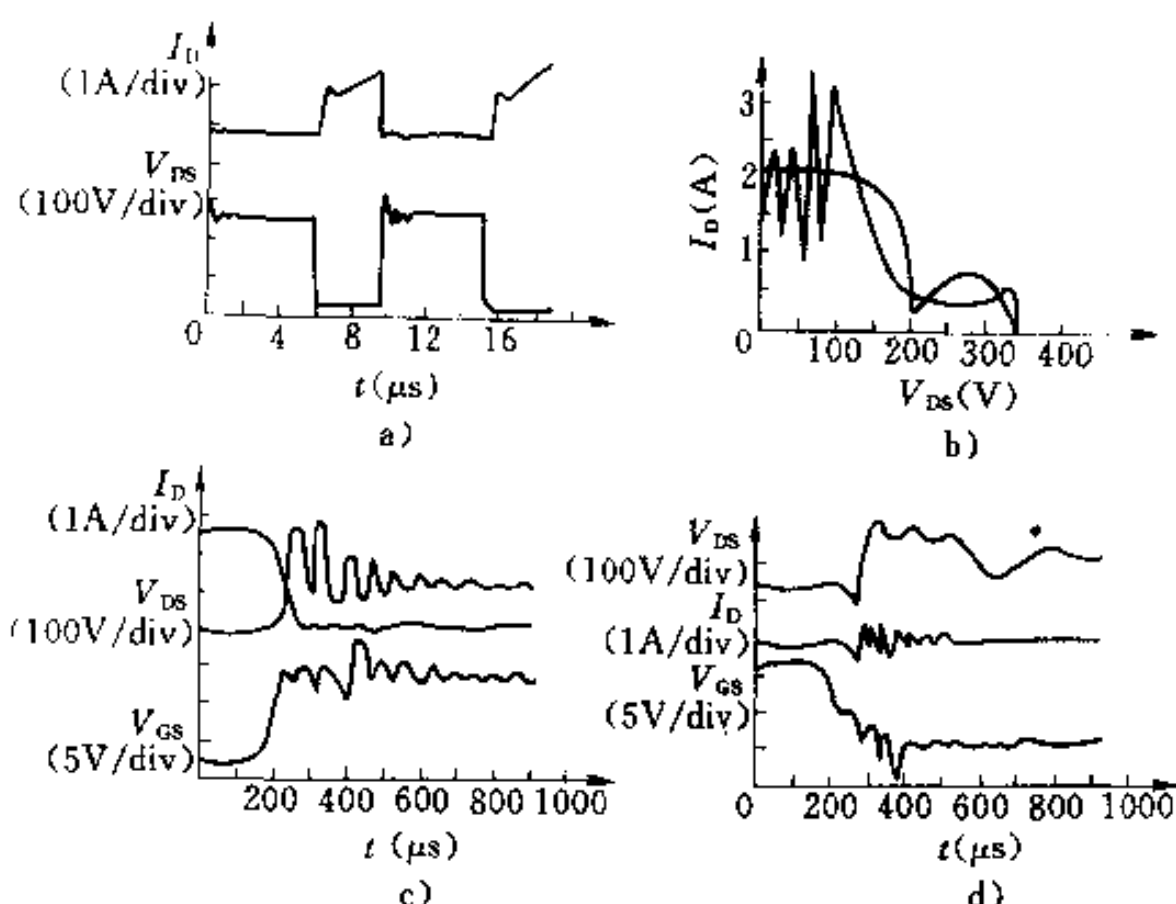


图 2-46 功率 MOSFET 的电压、电流波形

2-46c 和图 2-46d 分别给出了与 V_{GS} 上升沿和下降沿相应的 I_D 、 V_{DS} 和 V_{GS} 波形展宽图。

该开关电源的电气参数如表 2-4 所示。

表 2-4 三片式开关电源电气参数表

1. 输入功率				
V_{in}	$I_{in}(A)$	视在功率(VA)	有功功率(W)	功率因数
DC 160V	0.6	96	96	1.00
AC 120V	1.4	170	95	0.56
2. 输出功率				
绕 组(V)	+5.0	-5.0	+12.0	-12.0
负 载(Ω)	1.0	10.0	8.0	8.0
电 压(V)	5.1	5.1	13.2	13.3
功 率(W)	25	2.6	21.5	22.0
3. 效率 $\eta = P_o/P_{in} = 71.1W/95W = 75\%$				
4. 内部损耗 功率 MOSFET: 4.0W 肖特基二极管: 1.0W				
变压器: 2.0W 快速恢复二极管(两组): 8.0W 其他: 5.0W				

2.6.2 高频脉宽调制(PWM)开关电源

图 2-47 所示是脉宽调制型(PWM)功率 MOSFET 开关电源原理图。电路中包括 PWM 控制电路、高频功率 MOSFET 开关、电感 L 、二极管 VD 和电容 C 组成的回扫电路、脉冲发生器、参考电压电路等。脉宽调制控制电路的输出信号，输入到功率 MOS-

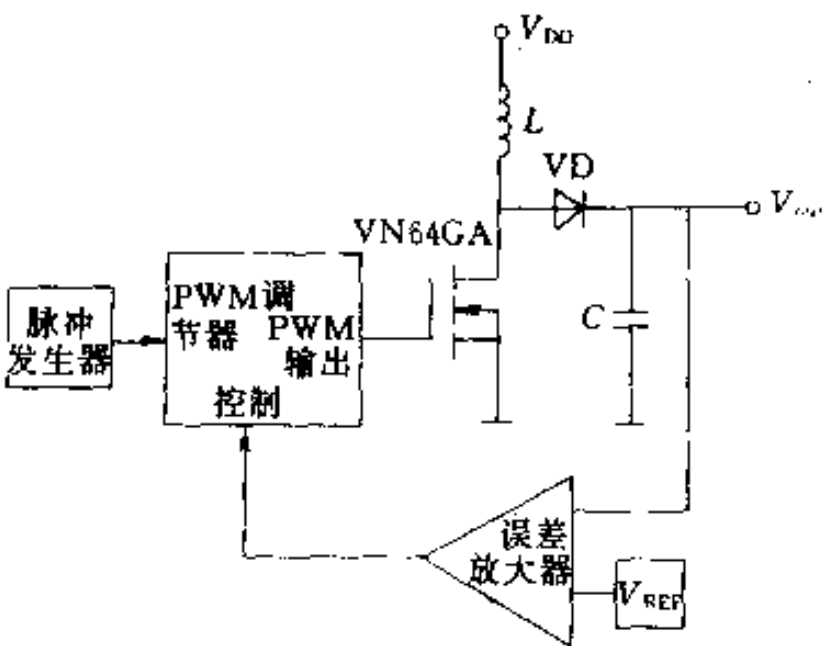


图 2-47 PWM 功率 MOSFET 开关电源原理图

FET 的栅极，实现对功率开关的控制。脉宽调制电路的输出脉冲，其宽度与输入控制电压成正比，其重复频率由脉冲发生器的脉冲重复频率决定。误差放大器和参考电压对脉宽调制电路提供控制信号，对于给定的脉宽调制工作点，使输出功率保持恒定。

这个电路可以将 12V 的直流电源转换为交流电源或 $\pm 20V$ 直流电源。

图 2-48 给出了该开关电源在最大占空比(50%)情况下的有关波形，其中 I_D 和 V_D 分别为功率 MOSFET 的漏极电流和电压。

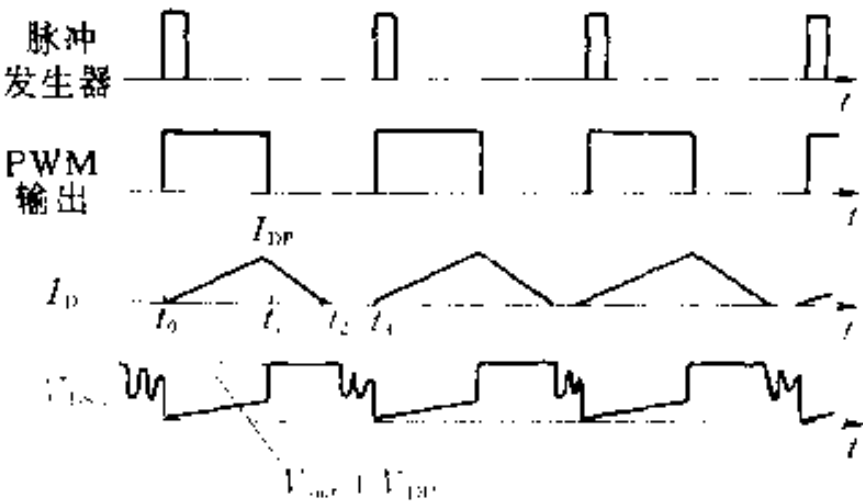


图 2-48 PWM 功率 MOSFET 开关电源波形图

在 t_1 和 t_2 之间，功率 MOSFET

功率 MOSFET 的栅极。当驱动脉冲的空占比为 50% 时，电路输出功率为 35W。

脉冲宽度调制的任务，由反馈放大器 V_2 和 18V 齐纳二极管完成。晶体管 V_3 和 21V 齐纳二极管组成保护电路，防止功率 MOSFET 栅极电压的突然上升。

2.6.3 双向直流电动机调速

图 2-50 是功率 MOSFET 控制双向直流电动机调速电路的一个实例。电动机的旋转方向取决于两个功率 MOSFET (VF_1 和 VF_2) 中哪一个能够在栅极上收到脉宽调制信号。当一个功率 MOSFET 工作时，另一个不工作，但其体内的反并联二极管工作，起换流作用。假定此时电动机由 VF_1 驱动， VF_2 不工作。 VF_1 导通，电流 I_{VF_1} 流过负载， VF_1 随之关断。 VF_1 关断时，电动机漏抗引起的反电动势经 VF_2 体内的反并联二极管 VD_2 从负电源获取电流。此时， VF_2 的漏源电压即是 VD_2 的通态压降，为一很小的负值。当 VF_1 再次导通时， VD_2 关断， VF_2 的漏源电压迅速上升，直至接近于正、负电源的电压之和， VD_2 存储电荷被消除。这时，器件 VF_2 要承受很高的 dv_{DS}/dt ，会出现二极管恢复 dv_{DS}/dt 效应（见 2.2 节）。图 2-51 是 VF_1 和 VD_2 的电流波形及 VF_2 的漏源

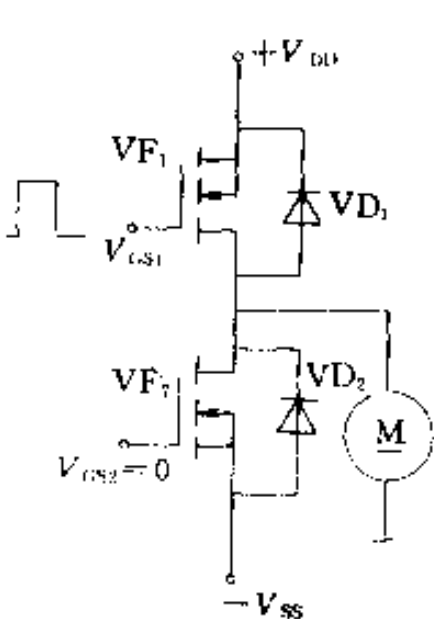


图 2-50 直流电动机
调速系统实例

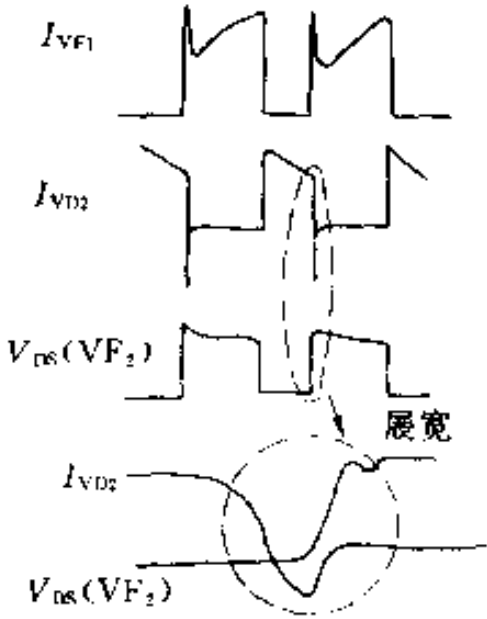


图 2-51 直流电动机调速
系统的电流、电压波形

电压波形。

为了防止二极管恢复 dv_{DS}/dt 效应,可采用图 2-52 所示电路。此电路可抑制二极管反向恢复的产生,从而避免了二极管恢复 dv_{DS}/dt 效应。在图 2-52 中,功率 MOSFET 与一个肖特基二极管串联,防止二极管有正向导通的可能。此外,再配以反并联快速二极管,为电感负载提供无功电流的通路。增加上述两个二极管都是为了使功率 MOSFET 体内的二极管不流过正向电流,因而在反向时也就不存在因存储电荷被抽走而形成过大的反向电流的问题。实践证明,上述电路虽然增加一些元器件(现已有包括肖特基二极管和快速二极管在内的集成模块产品),但使电路运行的可靠性大大增加。

2.6.4 电子镇流器

图 2-53 所示电路是功率 MOSFET 荧光灯电子镇流器。该电子镇流器具有无频闪、无蜂音、灯管寿命长、体积小、重量轻及节能等优点。

电路中 $VD_5 \sim VD_8$ 、 C_1 等构成整流滤波器, R_1 、 C_2 和 VD_2 等构成锯齿波发生器,功率 MOSFET (VF_1 、 VF_2) 和变压器 T、电感 L_1 和电容 C_1 等组成振荡器。

工频 220V 电压经整流滤波后得到约 330V 直流电压。此电压通过电阻 R_1 对电容 C_2 进行充电。当充电到双向二极管 VD_2 的开通电压(约 $32 \pm 4V$)时, VD_2 导通, VF_2 被驱动,同时 T、 C_1 、 L_1 和 VF_1 等组成的振荡器起振工作,振荡频率由 L_1 和 C_1 的串联谐

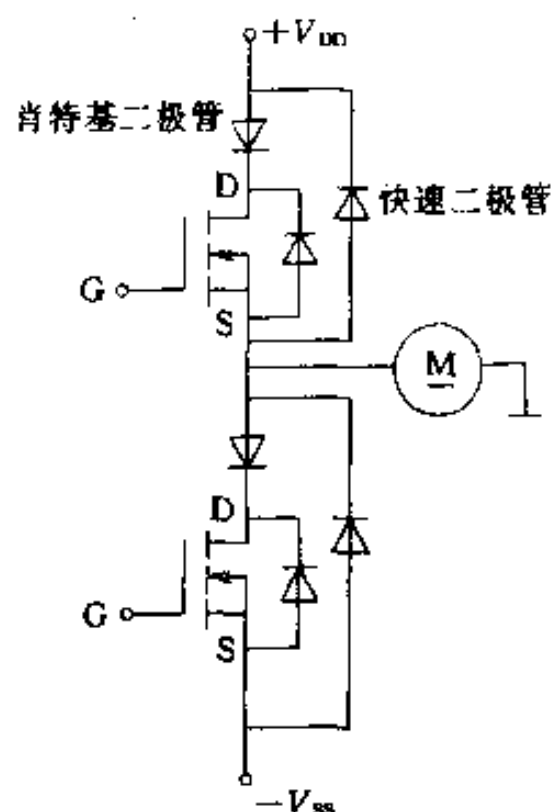


图 2-52 抑制二极管反向恢复 dv_{DS}/dt 的电路

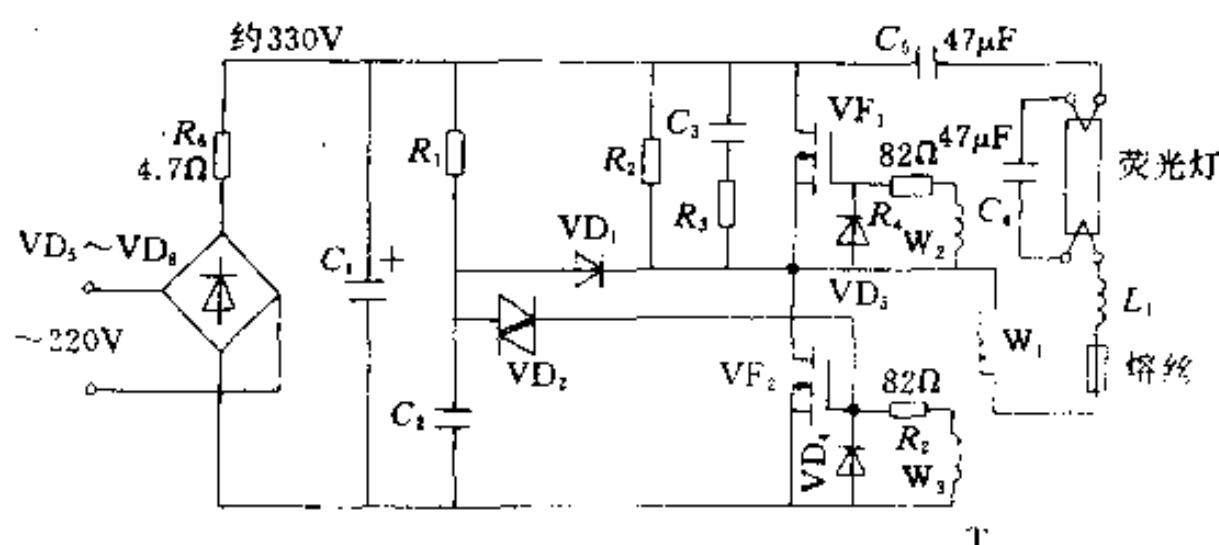


图 2-53 功率 MOSFET 荧光灯节能电子镇流器

振频率决定。其谐振产生的峰-峰值启动电压达 2000V，使荧光灯启动。启动后， C_1 上电压即荧光灯管压降约有 320V(峰-峰值)，方均根值为 113V，频率为 40kHz。电路起振后， C_2 经 VD_1 、 VF_2 放电，锯齿波发生器停止工作。

电路中 C_5 为隔直电容，以避免荧光灯的电压和电流中有直流分量。电感 L_1 取值为 1.1~1.6mH。功率 MOSFET (VF_1 和 VF_2) 耐压要大于 450V。

2.6.5 脉宽调制式直流电焊机

脉宽调制(PWM)式直流电焊机的电路原理图如图 2-54 所示。该电焊机的技术指标和性能均优于电机型电焊机，同时这种电焊机的体积小、重量轻、使用方便、操作简单，而且又省料、节电。

电路由主回路、控制电路和稳压电源等几部分组成，其中控制电路包括控制中心、驱动电路和保护电路。功率 MOSFET (VF)、高频变压器 T_1 等构成主回路。其中 VF 组成调制电路。控制中心由 CW2524 脉宽调制器等组成。开关晶体管 V_1 、脉冲变压器 TP_1 等组成功率 MOSFET 的栅源驱动电路。4N25 光耦合器、CC4093 与非门、温控开关 S 等组成保护电路。变压器 T_2 、CW7809 和 CW7909 三端集成稳压块等构成整流滤波稳压电路，为控制中心、驱动电路和保护电路提供工作电压。

工频 220V 电压经整流滤波后供给功率 MOSFET 等组成的

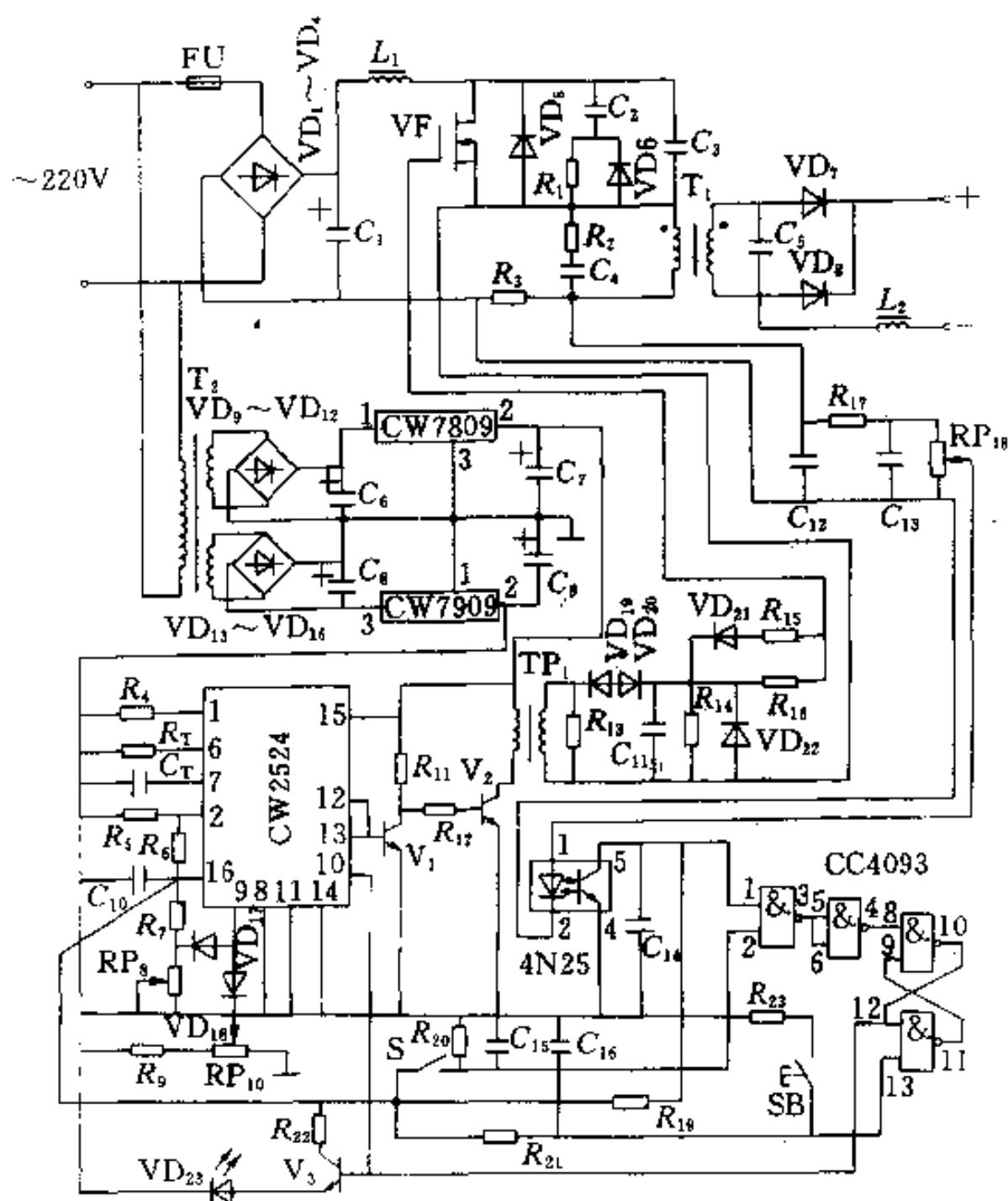


图 2-54 脉宽调制式电流电焊机

调制电路。调节 RP_{10} 可得到不同幅值的调制电压，其范围为 20~210V，此电压经 T_1 耦合输出，通过快速恢复二极管 VD_7 供给负载。 VD_8 是反向恢复二极管，为反向恢复电流提供通路。电容 C_2 、电阻 R_1 和快速恢复二极管 VD_6 组成的电路用来抑制功率 MOSFET 关断时产生的漏源瞬间过电压及电流变化率 di/dt ，防止功率 MOSFET 器件损坏。CW2524 的工作频率 f 由时标电阻 R_T 和时标电容 C_T 决定， $f = 1.18/R_T C_T$ ， $f_{max} = 300kHz$ ， R_T 、 C_T 一经确定，调制器的工作频率，即主回路的调制频率也就确定了，该频

率一般约为 50kHz。调制器的输出信号经开关晶体管 V_1 放大后送至驱动电路。当 V_2 基极信号为高电平“1”时， V_2 导通，经驱动电路，功率 MOSFET 被驱动开通。当 V_2 基极输入脉冲为“0”时， V_2 截止，TP₁ 无输出，功率 MOSFET 截止。电阻 R_{15} 、 R_{16} 和 VD_{21} 组成快速关断电路，使功率 MOSFET 迅速关断。

当电焊机出现过电流及功率 MOSFET 温升过高时，保护电路可提供保护，使电焊机停止工作。调节 RP_{18} 可改变过电流保护设定值。

该电路功率 MOSFET 耐压为 500V，此时电路的容量不大于 5kVA。

第 3 章 绝缘栅双极晶体管(IGBT)

功率 MOSFET 是单极型电压驱动器件,它具有开关速度快、输入阻抗高、热稳定性好以及驱动功率小和控制简单等特点;但它存在通态电阻较大和电流容量较小的缺点。GTR、GTO 等是双极型电流驱动器件,由于具有电导调制作用,其通流能力很强,但这类器件也存在开关速度较低、驱动功率较大以及控制电路复杂等缺点。这两类器件的缺点限制了它们的应用范围。基于单、双极型器件互为短长的事实,研究人员将这两类器件结合起来取长补短制造出各种复合器件,通常称为 BI-MOS 器件。

绝缘栅双极晶体管(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,因而具有良好的特性。表 3-1 给出了达林顿 GTR、功率 MOSFET 和 IGBT 的特性比较。由此表可知,IGBT 的性能优良,有更广泛的应用领域。目前 IGBT 的电流/电压等级已达 1800A/1200V,关断时间已缩短到 40ns,工作频率可达 40kHz,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。

表 3-1 GTR、MOSFET 与 IGBT 的特性比较

器件名称	达林顿 GTR	功率 MOSFET	IGBT
特 性			
开关速度(μ s)	10	0.3	1~2
安全工作区	小	大	大
额定电流密度 (A·cm ²)	20~30	5~10	50~100
驱动功率	大	小	小
驱动方式	电流	电压	电压

(续)

器件名称 特 性	达林顿 GTR	功率 MOSFET	IGBT
高压化	易	难	易
大电流化	易	难	易
高速化	难	极易	易
饱和压降	低	高	低
并联使用	较易	易	易
其 他	有二次击穿现象	无二次击穿现象	有擎住现象

3.1 工作原理

一种由 N 沟道 VDMOSFET 与双极型晶体管组合而成的 IGBT 基本结构如图 3-1 所示。如果将这个结构与前一章讲述的 VDMOSFET 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 VDMOSFET 多一层 P^+ 注入区，从而形成一个大面积的 P^+N 结 J_1 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。缓冲区的有无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。

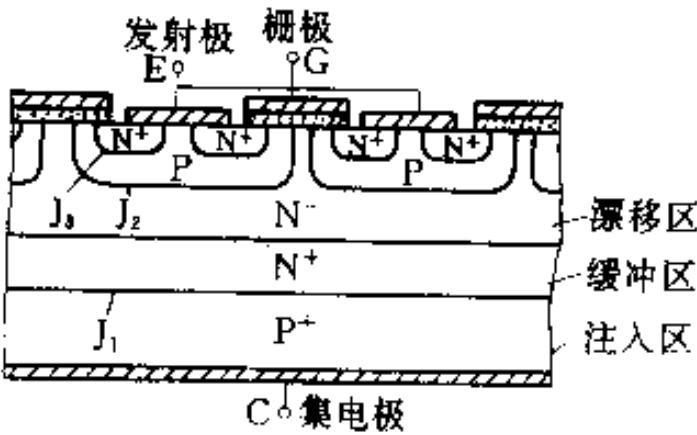


图 3-1 IGBT 结构

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 3-2 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, 因此这种结构的 IGBT 称为 N 沟道 IGBT, 其符号为 N-IGBT。类似地还有 P 沟道 IGBT, 即 P-IGBT。

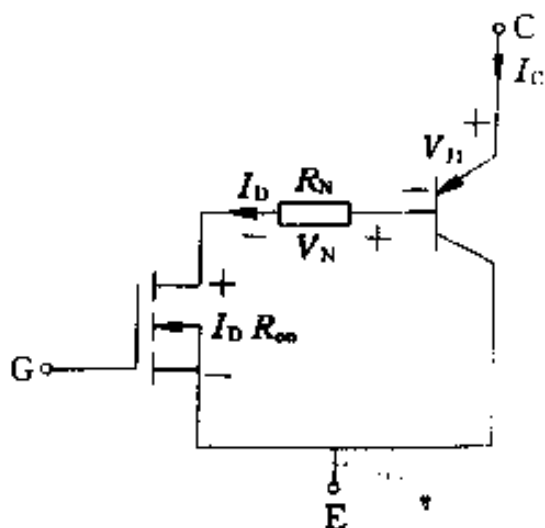


图 3-2 N-IGBT 的简化等效电路

IGBT 的电路图形符号如图 3-3 所示。

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 V_{GE} 决定, 当栅射电压 V_{GE} 为正且大于开启电压 $V_{GE(th)}$ 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 也具有很小的通态压降。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。

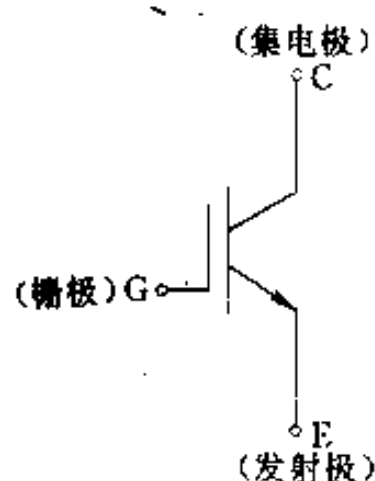


图 3-3 IGBT 的电路图形符号

3.2 静态特性和参数

IGBT 的静态特性包括转移特性和输出特性。

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 V_{GE} 之间的相互关系, 如图 3-4 所示。此特性与功率

MOSFET 的转移特性相似。由图 3-4 可知, I_c 与 V_{GE} 基本呈线性关系, 只有当 V_{GE} 在开启电压 $V_{GE(th)}$ 附近时才呈非线性关系。当栅射电压 V_{GE} 小于 $V_{GE(th)}$ 时, IGBT 处于关断状态; 当 V_{GE} 大于 $V_{GE(th)}$ 时, IGBT 开始导通, 由此可知, $V_{GE(th)}$ 是 IGBT 能实现电导调制而导通的最低栅射电压。 $V_{GE(th)}$ 随温度升高略有下降, 温度每升高 $1\text{ }^{\circ}\text{C}$, 其值下降 5mV 左右。在 $+25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时, IGBT 的开启电压 $V_{GE(th)}$ 一般为 $2\sim 6\text{V}$ 。

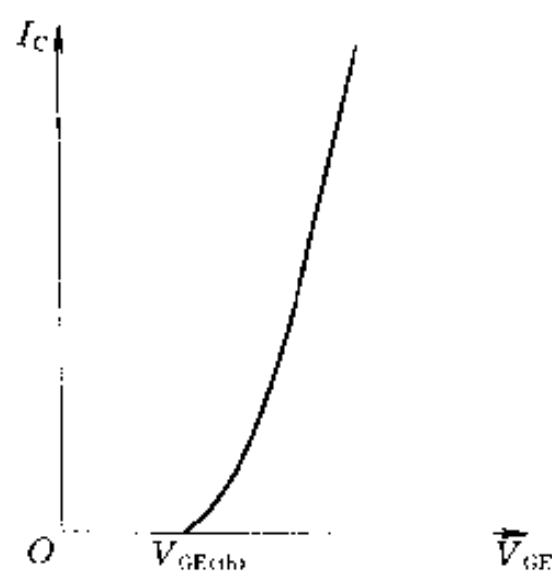


图 3-4 IGBT 的转移特性

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 V_{GE} 为控制变量时, 集电极电流 I_c 与集射极间电压 V_{CE} 之间的相互关系, 如图 3-5 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 V_{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

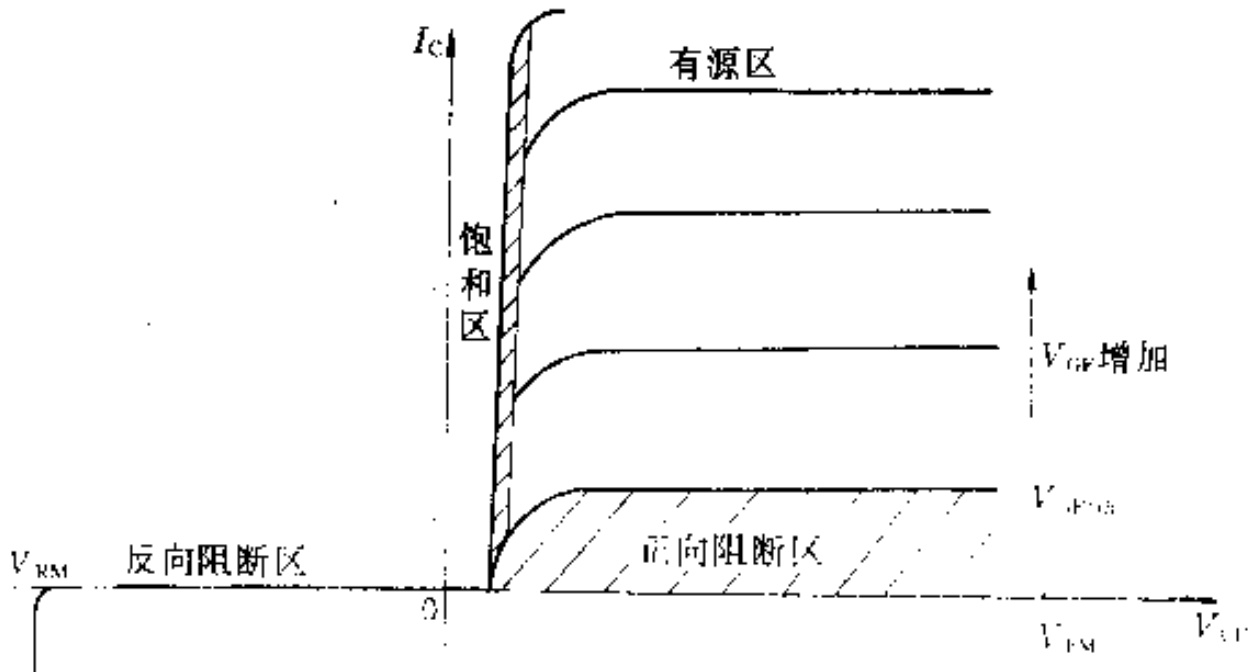


图 3-5 IGBT 的输出特性

$V_{CE} < 0$ 时, IGBT 为反向阻断工作状态, 参照图 3-1 可知, 此时 P^+N 结(J_1 结)处于反偏状态, 因而不管 VDMOS 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 VDMOS 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 V_{RM} 取决于 J_1 结的雪崩击穿电压。当 $V_{CE} > 0$ 而 $V_{GE} < V_{GE(th)}$ 时, IGBT 为正向阻断工作状态, 此时 J_2 结处于反偏状态, 且 VDMOS 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 V_{FM} 取决于 J_2 的雪崩击穿电压。如果 $V_{CE} > 0$, 且 $V_{GE} > V_{GE(th)}$ 时, VDMOS 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。在这种工作下, 随着栅射电压 V_{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 V_{GE} 呈线性关系, 而与 V_{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, 应尽量避免工作于有源区, 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 V_{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

$$I_{CS} = I_D + \beta_{PNP} I_D = (1 + \beta_{PNP}) I_D \quad (3-1)$$

由图 3-2 可知, 式(3-1)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 的通态降压 $V_{CE(on)}$ 为

$$V_{CE(on)} = V_{J1} + V_N + I_D R_{on} \quad (3-2)$$

式中， V_{J1} 为 J_1 结的正向压降，约为 $0.7\sim 1V$ ； V_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。

3.3 动态特性和参数

IGBT的动态特性也称为开关特性，包括开通和关断两个部分，如图3-6所示

IGBT的开通过程是从正向阻断状态转换到正向导通的过程

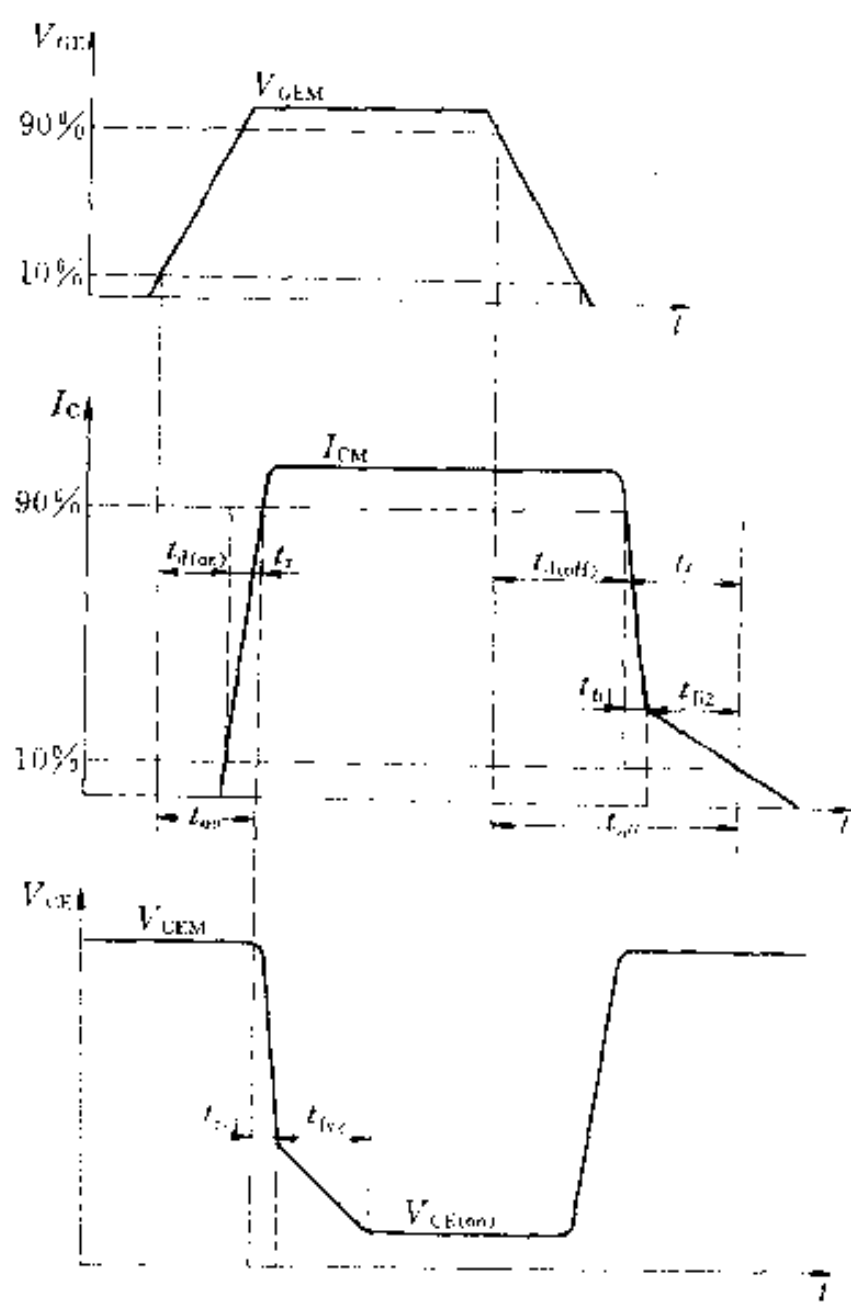


图 3-6 IGBT 的动态特性

程。IGBT 的开通过程与 MOSFET 的开通过程很相似,这是因为 IGBT 在开通过程中大部分时间是作为 MOSFET 来运行的。开通时间 t_{on} 定义为从驱动电压 V_{GE} 的脉冲前沿上升到 $10\%V_{GEM}$ (幅值) 处起至集电极电流 I_c 上升到 $90\%I_{CM}$ 处止所需要的时间。开通时间 t_{on} 又可分为开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 和电流上升时间 t_r 两部分。 $t_{d(on)}$ 定义为从 $10\%V_{GEM}$ 到出现 $10\%I_{CM}$ 所需要的时间; t_r 定义为集电极电流 I_c 从 $10\%I_{CM}$ 上升至 $90\%I_{CM}$ 所需要的时间。集射电压 V_{CE} 的下降过程分 t_{fv1} 和 t_{fv2} 两段, t_{fv1} 段曲线为 IGBT 中 MOSFET 单独工作的电压下降过程; t_{fv2} 段曲线为 MOSFET 和 PNP 晶体管同时工作的电压下降过程。 t_{fv2} 段电压下降变缓的原因有两个: 其一是, V_{CE} 电压下降时, IGBT 中 MOSFET 的栅漏电容增加, 致使电压下降变缓, 这与 MOSFET 相似; 其二是, IGBT 的 PNP 晶体管由放大状态转换到饱和状态要有一个过程, 这也会造成电压下降变缓。由此可知, IGBT 只有在 t_{fv2} 结束才完全进入饱和状态。

IGBT 的关断过程是从正向导通状态转换到正向阻断状态的过程。关断过程定义为从驱动电压 V_{GE} 的脉冲后沿下降到 $90\%V_{GEM}$ 处起至集电极电流下降到 $10\%I_{CM}$ 处止。这段过渡过程所需要的时间称为关断时间 t_{off} 。关断时间 t_{off} 包括关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 和电流下降时间 t_f 两部分, 其中 $t_{d(off)}$ 定义为从 $90\%V_{GEM}$ 处起至集电极电流下降到 $90\%I_{CM}$ 处止的时间间隔; t_f 定义为集电极电流从 $90\%I_{CM}$ 处下降至 $10\%I_{CM}$ 处的时间间隔。电流下降时间 t_f 又可分为 t_{f1} 和 t_{f2} 两段, t_{f1} 对应 IGBT 内部的 MOSFET 的关断过程, 随着栅射电压 V_{GE} 的下降, 内部 MOSFET 的沟道截止, 因为 MOSFET 的电流 I_D 是 IGBT 集电极电流 I_c 的主要部分, 所以这段时间间隔内 I_c 下降较快, 但由于 P^+ 发射区通过 J_3 结注入 N 基区的空穴流不会突然消失, 因而 I_c 不能突然一降到零。 t_{f2} 对应于 IGBT 内部的 NPN 晶体管的关断过程, 因为此时 MOSFET 已经关断, IGBT 又无反向电压, 所以 N 基区内的少数载流子复合缓慢, 因而在这段时间间隔内 I_c 下降较慢。由于此时集射电压 V_{CE} 已经建立, 过长的电流下降时间会产生较大的损耗, 使结温升高, 因而希望电

流下降时间越短越好。通过通态压降与关断时间的折衷，则可以减小下降时间，这一设计思想与一般双极型器件相同。

IGBT 的击穿电压与通态压降和关断时间也是十分矛盾的参数。高压器件的 N 基区必须有足够的宽度和较高的电阻率，这会引引起通态压降的增大和关断时间的延长。1200V 以上的器件一般不容易做到关断时间 $t_{off} < 1\mu s$ 。在实际应用中，要根据具体情况合理选择器件参数。

应该注意，关断过程中集射电压 V_{ce} 的变化情况与负载的性质有关。在电感性负载的情况下， V_{ce} 会陡然上升而产生过冲现象，IGBT 将承受较高的 dv/dt 冲击，必要时应采取措加以克服。

IGBT 开通过程和关断过程中的瞬时功耗分别称为开通损耗和关断损耗，用 P_{on} 和 P_{off} 表示。

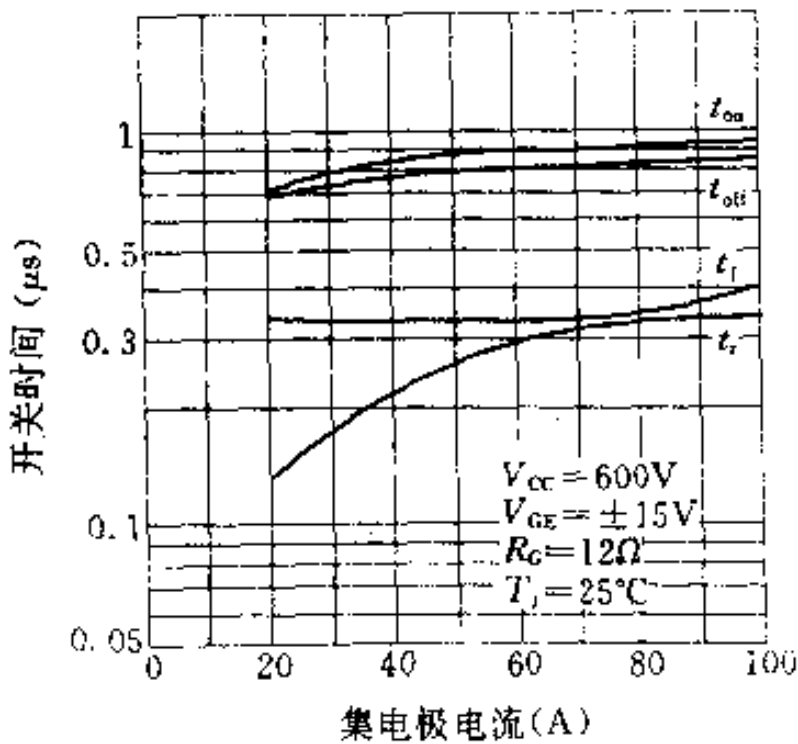


图 3-7 开关时间与集电极电流的关系曲线

IGBT 的开关时间和开关损耗与集电极电流 I_c 、栅极电阻 R_g 等参数有关。图 3-7、图 3-8 分别给出开关时间与集电极电流和栅极电阻的关系曲线，图中所示为富士 2MBI100-120 型 IGBT 模块的实测曲线。

图 3-9、图 3-10 分别给出开关损耗与集电极电流和栅极电阻

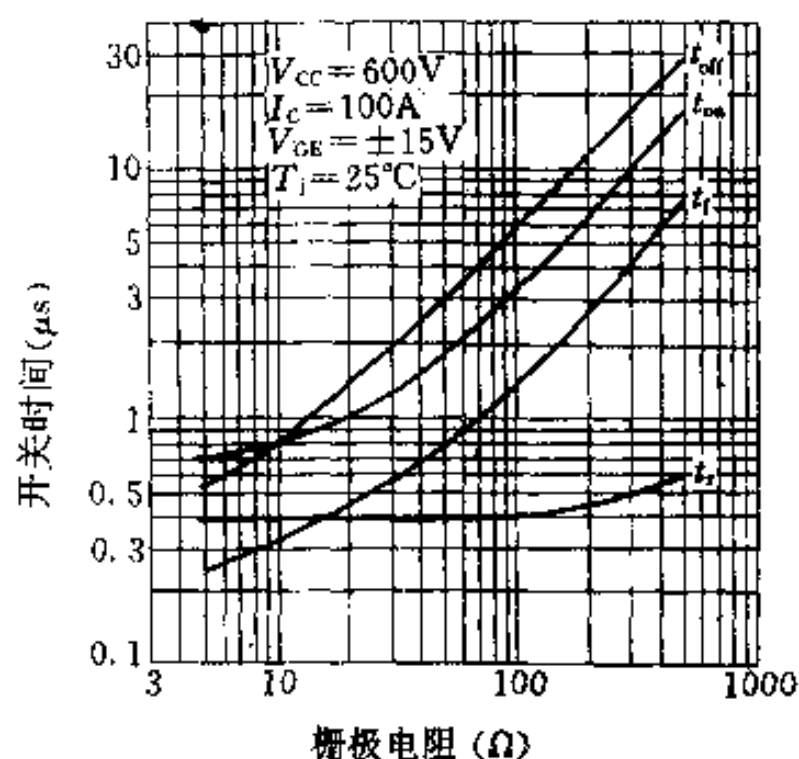


图 3-8 开关时间与栅极电阻的关系曲线

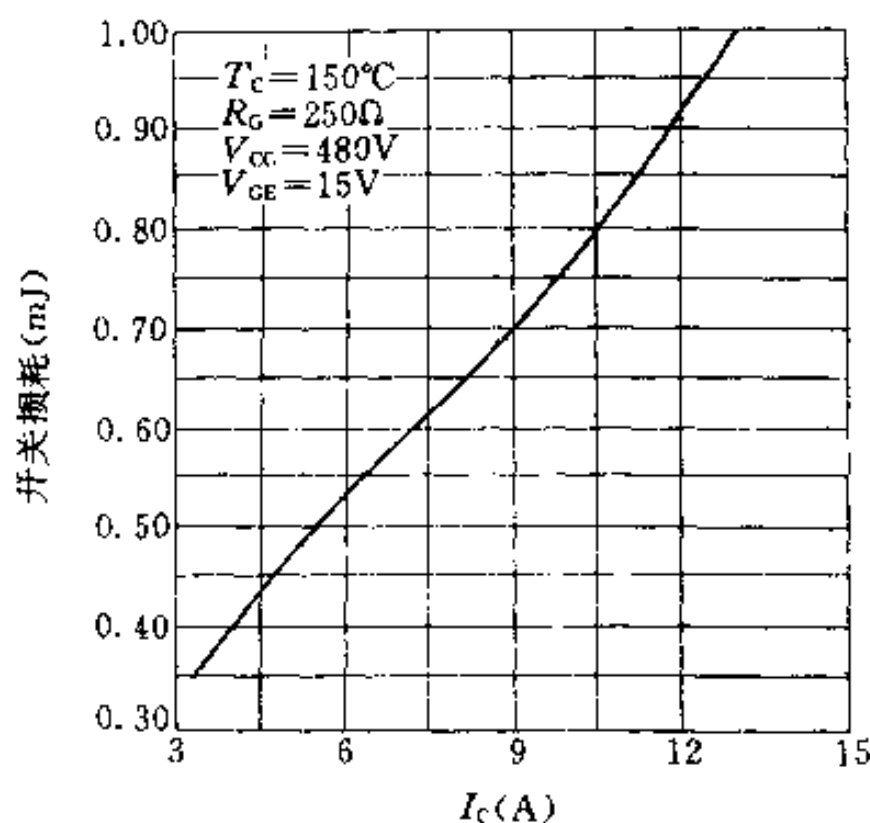


图 3-9 开关损耗与集电极电流的关系曲线

的关系曲线，图中所示为 IRBGC20V 的特性关系曲线。由这些曲线可以看出，随着 I_c 和 R_G 的增加，IGBT 的开关时间和开关损耗均趋于增加。

温度升高会对 IGBT 的动态特性带来不良影响。图 3-11a、b

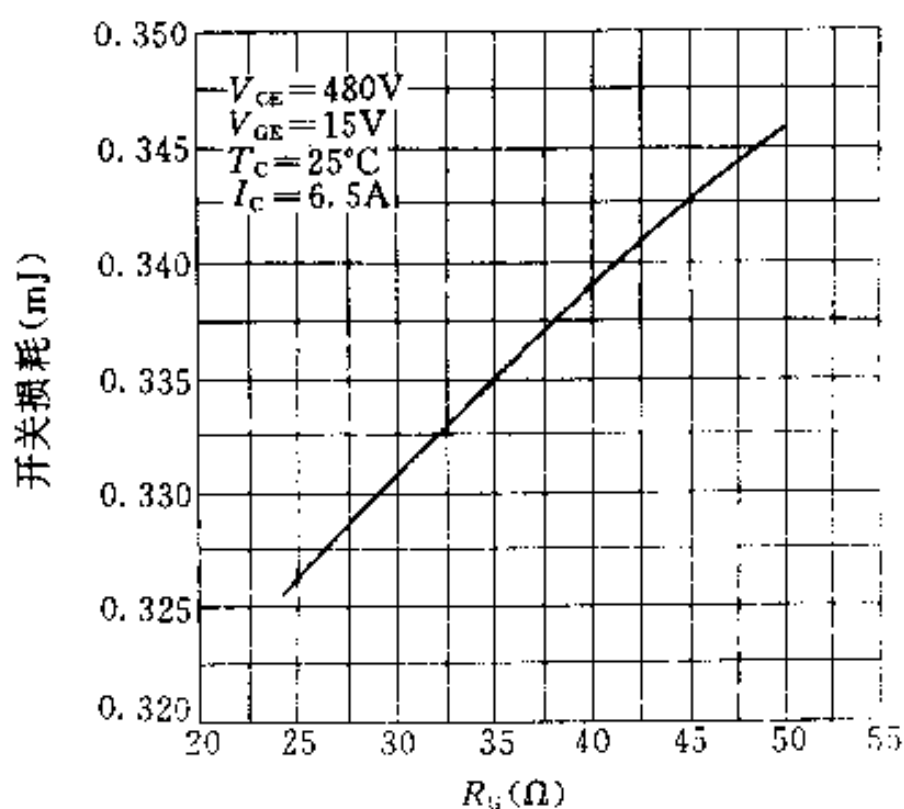


图 3-10 开关损耗与栅极电阻的关系曲线

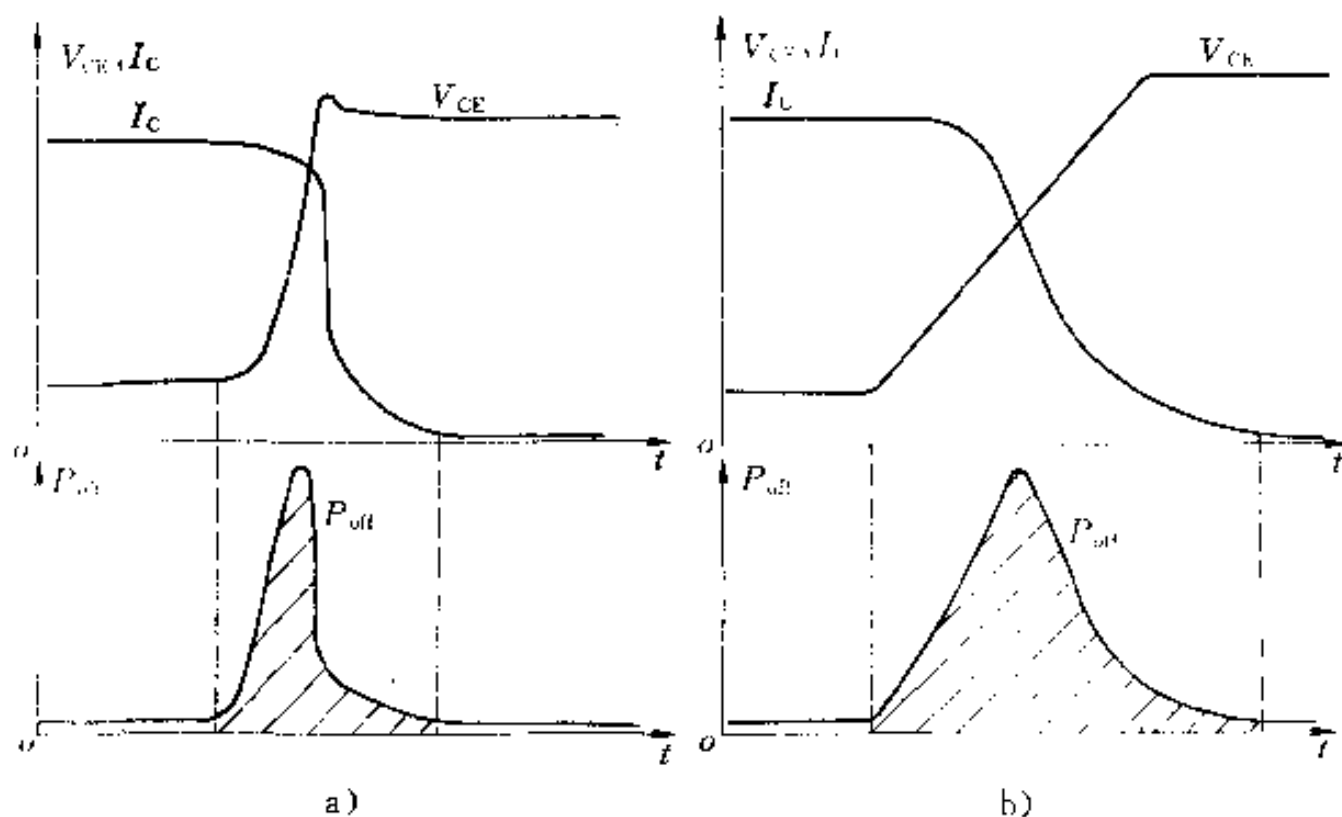


图 3-11 T_j 对 I_C 、 V_{CE} 和 P_{out} 的影响

a) T_j 为 $25^\circ C$ b) T_j 为 $125^\circ C$

分别给出 IGBT 结温 T_j 为 25°C 和 125°C 时, 关断过程中 V_{CE} 、 I_{C} 和 P_{off} 的变化曲线。从图中可以看出, 当 IGBT 的结温升高时, 集电极电流的下降时间和集射电压的上升时间均随之延长, 引起关断损耗增加。因此, 为 IGBT 提供良好的散热条件是有效利用器件、减少损耗的关键。

3.4 擎住效应和安全工作区

1. 擎住效应 为简明起见, 曾用图 3-2 的简化等效电路来说明 IGBT 的工作原理, 但是, IGBT 的更复杂现象则需用图 3-12 来说明。图中示出, IGBT 内还含有一个寄生的 NPN 晶体管, 它与作为主开关器件的 PNP 晶体管一起将组成一个寄生晶

闸管。(可对照 IGBT 结构图 3-1)。在 NPN 晶体管的基极与发射极之间存在着体区短路电阻 R_s , 在该电阻上, P 型体区的横向空穴电流会产生一定压降。对 J_3 结来说, 相当于施加一个正偏置电压, 在额定的集电极电流范围内, 这个正偏压很小, 不足以使 J_3 结导通, NPN 晶体管不起作用。如果集电极

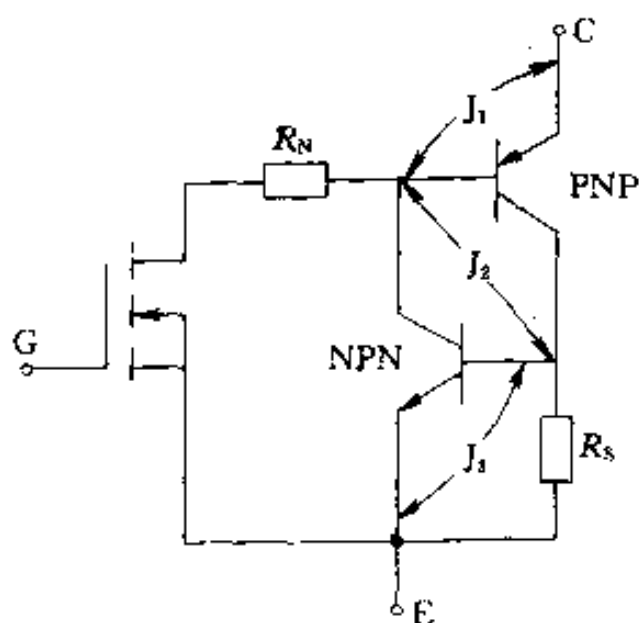


图 3-12 具有寄生晶闸管的 IGBT 等效电路

电流大到一定程度, 这个正偏压将上升至使 NPN 晶体管导通, 进而使 NPN 和 PNP 晶体管同时处于饱和状态, 造成寄生晶闸管开通, IGBT 栅极失去控制作用, 这就是所谓擎住效应, 也称为自锁效应。IGBT 一旦发生擎住效应后, 器件失控, 集电极电流增大, 造成过高的功耗, 将导致器件损坏。由此可知, 集电极电流有一个临界值 I_{CM} , 大于此值后 IGBT 即会产生擎住效应。为此, 器件制造厂必须规定集电极电流的最大值 I_{CM} 和相应的栅射电压的最

大值。集电极通态电流的连续值超过临界值 I_{CM} 时产生的擎住效应称为静态擎住效应。值得指出的是, IGBT 在关断的动态过程中会产生所谓关断擎住或称动态擎住效应, 这种现象在负载为感性时更容易发生。动态擎住所允许的集电极电流比静态擎住时还要小, 因此制造厂所规定的 I_{CM} 值是按动态擎住所允许的最大集电极电流而确定的。

IGBT 产生动态擎住现象的主要原因是器件在高速关断时, 电流下降太快, 集射电压 V_{CE} 突然上升, dv_{CE}/dt 很大, 在上结引起较大的位移电流, 当该电流流过 R_c 时, 可产生足以使 NPN 晶体管开通的正向偏置电压, 造成寄生晶闸管自锁。为了避免动态擎住现象的发生, 可适当加大栅极串联电阻 R_g , 以延长 IGBT 的关断时间, 使电流下降速度放慢; dv_{CE}/dt 减小。

温度升高也会加重 IGBT 发生擎住现象的危险。使 IGBT 发生自锁的集电极电流 I_{CM} 在常温 (25℃) 下一般是额定电流的 6 倍以上, 但温度升高后

I_{CM} 会严重下降。图 3-13 是一个 IGBT 在不同温度下擎住电流变化趋势曲线。其数据是在器件带电阻性负载的动态条件下得到的。当温度由常温 (25℃) 上升到 150℃ 时, 擎住电流下降了一半。究其原因变小的原因主要是 IGBT 体内的 NPN 和 PNP 晶体管的放大系数都会随温度的上升而增大, 而体区电阻 R_c 随温度升高而增大也是自锁条件形成的一个因素。器件研究人员非常重视这方面的工作, 采取各种方法提高擎住电流 I_{CM} , 目前已取得很大成效。

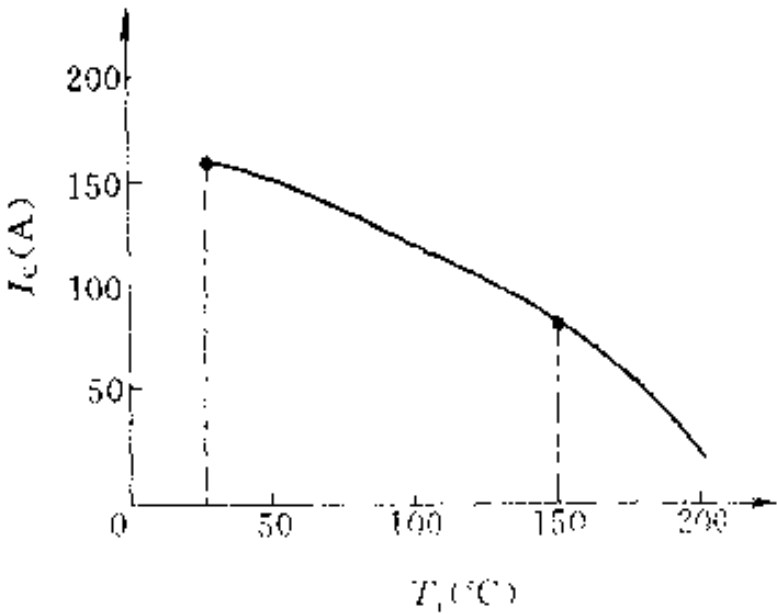


图 3-13 IGBT 擎住电流与温度的关系

2. 安全工作区(SOA) IGBT 具有较宽的安全工作区。IGBT 经常用于开关工作状态。因此,它的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)。

图 3-14a、b 分别为 IGBT 的 FBSOA 和 RBSOA。

正向偏置安全工作区(FBSOA)是 IGBT 在开通工作状态的参数极限范围。FBSOA 由导通脉宽 $PW = 1\text{ms}$ 时的最大集电极电流 I_{CP} (一般为额定直流的 2 倍)、最大集射极间电压 V_{CES} 和最大功耗三条边界线包围而成。FBSOA 的大小与 IGBT 的导通时间长短有关。导通时间越短,最大功耗耐量越高。图 3-14a 示出了直流(DC)和脉宽(PW)分别为 1ms 、 $100\mu\text{s}$ 及 $15\mu\text{s}$ 四种情况的 FBSOA,其中直流的 FBSOA 最

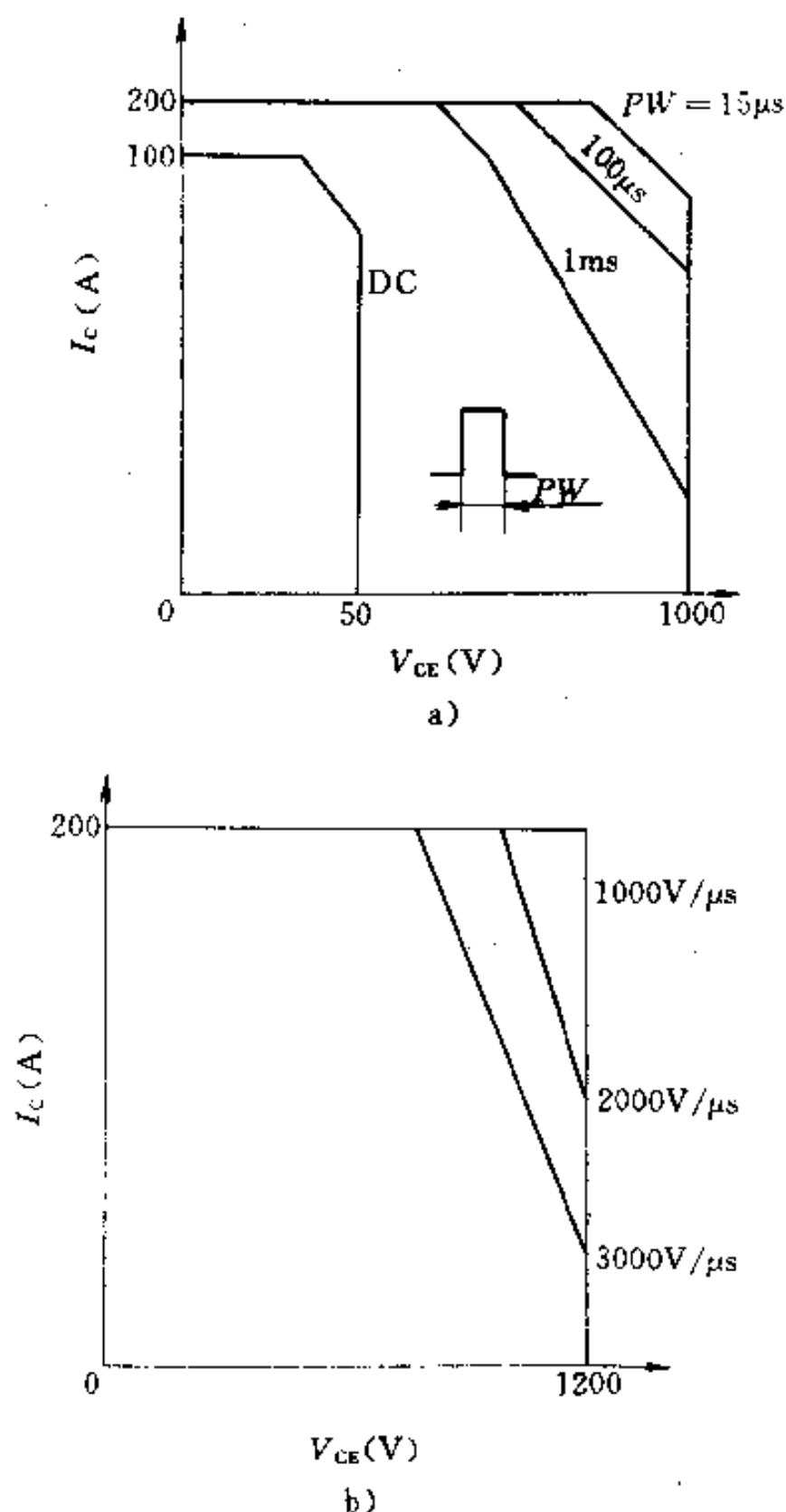


图 3-14 IGBT 的安全工作区
a)FBSOA b)RBSOA

小，而脉宽为 15μs 的 FBSOA 最大。

反向偏置安全工作区(RBSOA)是 IGBT 在关断工作状态下的参数极限范围。RBSOA 由最大集电极电流 I_{CP} 、最大集射极间电压 V_{CES} 和电压上升率 dv_{CE}/dt 三条极限边界线所围而成。如前所述，过高的 dv_{CE}/dt 会使 IGBT 产生动态擎住效应。 dv_{CE}/dt 越大，RBSOA 越小。

IGBT 的最大集电极电流 I_{CP} 是根据避免动态擎住而确定的，与此相应确定了最大栅射极间电压 V_{GES} 。IGBT 的最大允许集射极间电压 V_{CES} 是由器件内部的 PNP 晶体管所能承受的击穿电压确定的。

IGBT 器件发展很快，目前已有很多商品化产品，并根据不同用途的需要，制成各种模块式产品。据有关文献报导，目前世界上已制造出 1000A/1200V 的 IGBT 产品。

表 3-2～表 3-5 分别为东芝公司 MG25N2S1 型和富士公司 2MBI100-120 型两种 IGBT 的特性和参数，供读者参考。

表 3-2 东芝 MG25N2S1 的最大额定值($T_c=25\text{ }^{\circ}\text{C}$)

项 目		符 号	额 定 值
集电极-发射极电压		V_{CES}	1000V
栅极-发射极电压		V_{GES}	$\pm 20\text{V}$
集电极电流	DC	I_C	25A
	1ms	I_{CP}	50A
集电极损耗		P_C	200W
结 温		T_J	125 $^{\circ}\text{C}$
贮存温度		T_{mg}	$-40\sim 125^{\circ}\text{C}$
绝缘耐压		V_{iso}	2500V (AC, 1min)
紧固力矩(端子安装)			200/300N·cm

表 3-3 东芝 MG25N2S1 的电气特性($T_C=25^{\circ}\text{C}$)

项 目		符 号	测试条件	最小	标准	最大
栅极漏电流(nA)		I_{GES}	$V_{GE}=+20\text{V}$, $V_{CE}=0$	—	—	± 500
集电极漏电流(mA)		I_{CES}	$V_{CE}=1000\text{V}$, $V_{GE}=0$	—	—	1
集电极-发射极电压(V)		V_{CES}	$I_C=10\text{mA}$, $V_{GE}=0$	1000	—	—
栅极-发射极电压(开启)(V)		$V_{GE(on)}$	$V_{CE}=5\text{V}$, $I_C=25\text{mA}$	3	—	6
集电极-发射极饱和压降(V)		$V_{CE(sat)}$	$I_C=25\text{A}$, $V_{GE}=15\text{V}$	—	3	5
输入电容(pF)		C_{ies}	$V_{CE}=10\text{V}$, $V_{GE}=0$, $f=1\text{MHz}$	—	3000	—
开关时间 (μs)	上升时间	t_r	$V_{GE}=\pm 15\text{V}$ $R_G=51\Omega$ $V_{CC}=600\text{V}$ 负载电阻 24Ω	—	0.3	1
	开通时间	t_{on}		—	0.4	1
	下降时间	t_f		—	0.6	1
	关断时间	t_{off}		—	1	2
反向恢复时间(μs)		t_{rr}	$I_F=25\text{A}$, $V_{GE}=-10\text{V}$, $di/dt=100\text{A}/\mu\text{s}$	—	0.2	0.5
热 阻 ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)	晶体管部分	$R_{th(J-G)}$		—	—	0.625
	二极管部分	$R_{th(J-G)}$		—	—	1

表 3-4 富士 2MBI100-120 的最大额定值($T_C=25^{\circ}\text{C}$)

项 目		符 号	额 定 值
集电极-发射极电压		V_{CES}	1200V
栅极-发射极电压		V_{GES}	$\pm 20\text{V}$
集电极电流	DC	I_C	100A
	1ms	I_{CP}	200A
集电极损耗		P_C	800W
结 温		T_j	$+150^{\circ}\text{C}$
储存温度		T_{stg}	$-40\sim 125^{\circ}\text{C}$
绝缘耐压		V_{ISO}	2500V (AC, 1min)
紧固力矩(端子安装)			350N · cm

表 3-5 富士 2MB1100-120 的电气特性($T_V=25\text{ }^{\circ}\text{C}$)

项 目		符 号	测试条件	最小	标准	最大
栅极漏电流(nA)		I_{GSS}	$V_{GE} = \pm 20\text{V}, V_{CE} = 0$	—		200
集电极漏电流(mA)		I_{CES}	$V_{CE} = 1000\text{V}, V_{GE} = 0$	—	—	1
集电极-发射极电压(V)		V_{CES}	$I_C = 10\text{mA}, V_{GE} = 0$	1200		
栅极-发射极电压(开闭)(V)		$V_{GE(ON)}$	$V_{CE} = 20\text{V}, I_C = 100\text{mA}$	3		6
集电极-发射极饱和压降(V)		$V_{CE(sat)}$	$I_C = 100\text{A}, V_{GE} = 15\text{V}$	—	2.7	3.5
输入电容(pF)		C_{ies}	$V_{CE} = 10\text{V}, V_{GE} = 0,$ $f = 1\text{MHz}$		1800	
开关时间 (μs)	上升时间	t_r	$V_{GE} = \pm 15\text{V}$ $R_G = 9.1\Omega$ $V_{CE} = 500\text{V}$ $I_C = 100\text{A}$	—	0.4	0.6
	开通时间	t_{on}		—	0.6	0.8
	下降时间	t_f		—	0.5	0.5
	关断时间	t_{off}		—	0.8	1.5
反向恢复时间(μs)		t_{rr}	$I_F = 100\text{A}, V_{GE} = -10\text{V},$ $-di/dt = 300\text{A}/\mu\text{s}$	—	0.2	0.35
热 阻 ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)	晶体管部分	$R_{th(G-C)}$		—	0.025	—
	二极管部分	$R_{th(G-E)}$		—	—	0.30

3.5 栅极驱动电路

3.5.1 IGBT 对栅极驱动电路的要求

IGBT 实际应用中的一个重要问题是其栅极驱动电路设计得合理与否。IGBT 的静态和动态特性与栅极驱动条件密切相关。栅极的正偏压 $+V_{GE}$ 、负偏压 $-V_{GE}$ 和栅极电阻 R_G 的大小,对 IGBT 的通态电压、开关时间、开关损耗、承受短路能力以及 dv_{CE}/dt 等参数都有不同程度的影响,下面分别讨论驱动条件对各种特性参数的影响情况。

1. 栅极正偏压 $+V_{GE}$ 的影响 栅极驱动电路提供给 IGBT 的正偏压 $+V_{GE}$ 使 IGBT 导通。图 3-15 给出了 IGBT 通态电压 V_{CE} 与

栅极驱动电压 $+V_{GE}$ 的关系曲线。由图 3-15 可知, 当 $+V_{GE}$ 增加时, 通态电压 V_{CE} 呈下降趋势。此外, 栅极电压 $+V_{GE}$ 对开通时间和开通损耗也有很大影响, 当 $+V_{GE}$ 增加时, 会使开通时间缩短, 因而开通损耗减小。图 3-16 所示为每脉冲开通能耗 E_{on} 与栅极正偏压 $+V_{GE}$ 的关系曲线。 $+V_{GE}$ 的增加虽然对减小通态电压和开通损耗有利, 但这并不意味着 $+V_{GE}$ 越大越好, 其原因在于当负载短路时, 流过器件的集电极电流将随 $+V_{GE}$ 的增大而增大, 并使器件承受短路电流的时间变短, 关于这一点在下一节中有详细介绍。因此在实际应用中, IGBT 的栅

极正向驱动电压 $+V_{GE}$ 取值要适当, 通常推荐使用 $+15V$ 较好。

2. 栅极负偏压 $-V_{GE}$ 的影响 栅极驱动电路提供给 IGBT 的负偏压 $-V_{GE}$ 使其关断。负偏压 $-V_{GE}$ 也是很重要的栅极驱动条件, 它直接影响 IGBT 的可靠运行。图 3-17a 所示为试验电路示意图, 图 3-17b 所示为栅极负偏压与集电极浪涌电流的关系曲线。当 V_2 管关断时, 负载电流经与 V_2 反并联的快速恢复二极管 VDR 继续

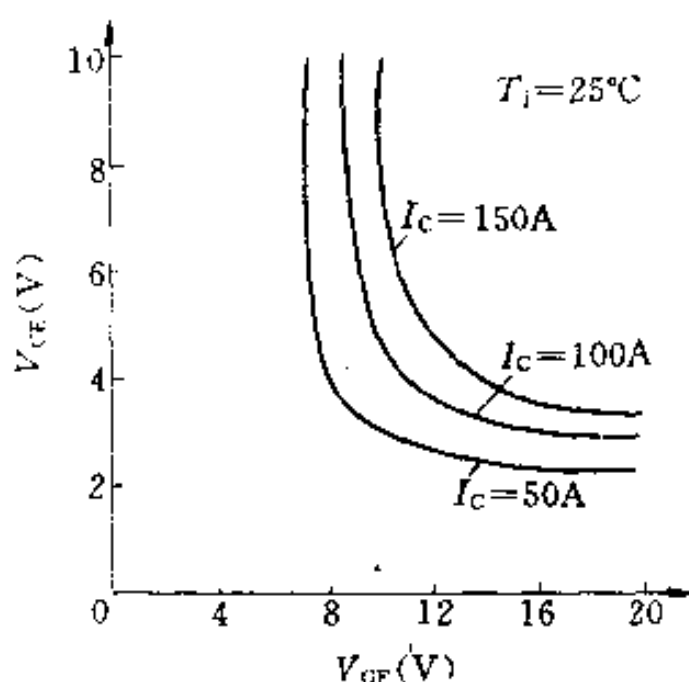


图 3-15 通态电压与栅极电压的关系

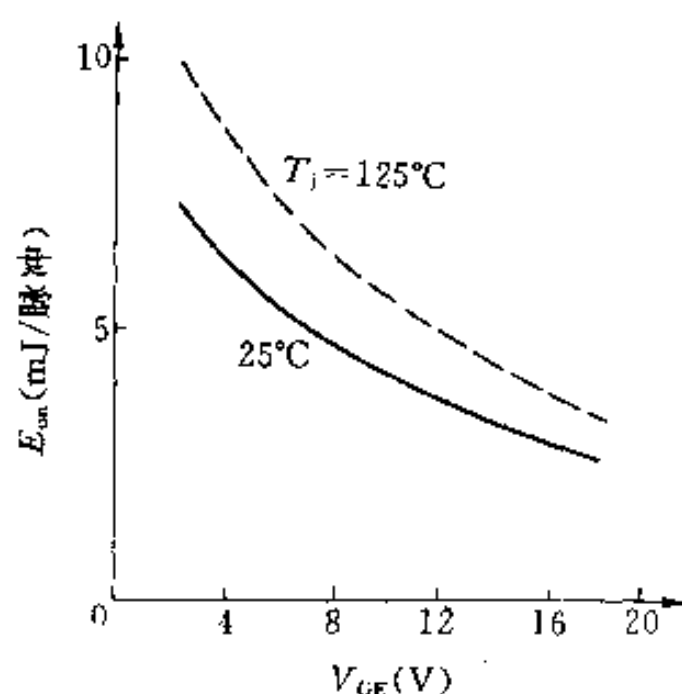


图 3-16 开通损耗与栅极电压的关系曲线

流通。当 VDR 恢复阻断状态时，电流迅速中断，在 V_2 的集电极-发射极之间产生的电压上升率 dv_{CE}/dt 高达 $30000V/\mu s$ 。过高的 dv_{CE}/dt 会产生较大的位移电流，并导致产生较大的集电极脉冲浪涌电流，很容易使 IGBT 发生动态擎住现象。为了避免 IGBT 发生这种误动作，应在栅极加负偏压。由图 3-17b 所示曲线可知，负偏压应为 $-5V$ 或更低一些为好。负偏压的大小对关断损耗的影响不大。

此外，栅极驱动电压必须有足够快的上升和下降速度，使 IGBT 尽快开通和关断，以减小开通和关断损耗。在器件导通后，驱动电压和电流应保持足够的幅度，保证 IGBT 处于饱和状态。

虽然 IGBT 的快速开通和关断有利于缩短开关时间和减小开关损耗，但在大电感负载的情况下，过快的开通和关断反而是有害的，原因在于高速开通和关断会产生很高的尖峰电压 Ldi_c/dt ，极有可能造成 IGBT 自身或其他

元件击穿。所以在感性负载情况下，IGBT 的开关时间也不能过分短，应根据器件的耐 dv/dt 能力综合考虑。

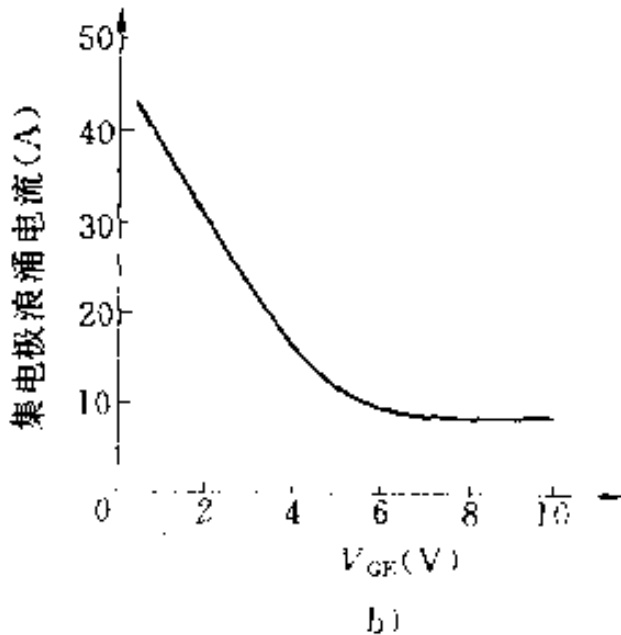
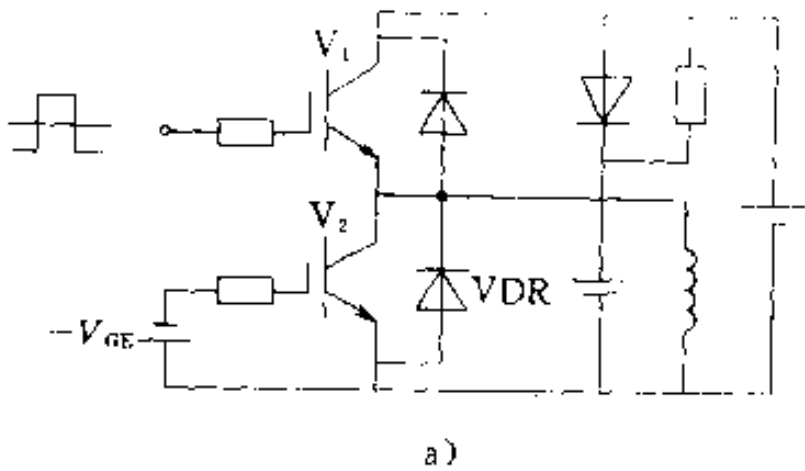


图 3-17 集电极浪涌电流与栅极负偏压的关系
a) 试验电路示意图 b) 关系曲线

3. 栅极电阻 R_G

为了改善栅极控制脉冲的前后沿陡度和防止振荡, 减小集电极电流上升率 di_C/dt , 需要在栅极回路中串联电阻 R_G 。栅极电阻 R_G 的取值要适当, 从减小电流上升率、防止器件损坏方面考虑, R_G 选得大一些好, 图 3-18 所示为集电极电流上升率与栅极电阻的关系曲线。但 R_G 增大会使 IGBT 的开关时间增加, 进而使开关损耗增加, 如图 3-10 和图 3-19 所示。因此, 应根据 IGBT 的电流容量和电压额定值及开关频率的不同, 选择合适的 R_G 阻值, 一般应选 R_G 在十几欧至几百欧之间。

在满足上述栅极驱动条件的前提下, 可设计 IGBT 的栅极驱动电路。

因为 IGBT 的输入特性与 MOSFET 的输入特性非常相似, 输入阻抗均呈容性, 都属电压驱动, 都具有一定的开启电压, 因而两者驱动原理相同。不同的是, 对于相同额定电流的器件, IGBT 的输入电容较 MOSFET 的小得多, 前者与后者的电容比为 1/3 左右, 这使 IGBT 的驱动较 MOSFET 更

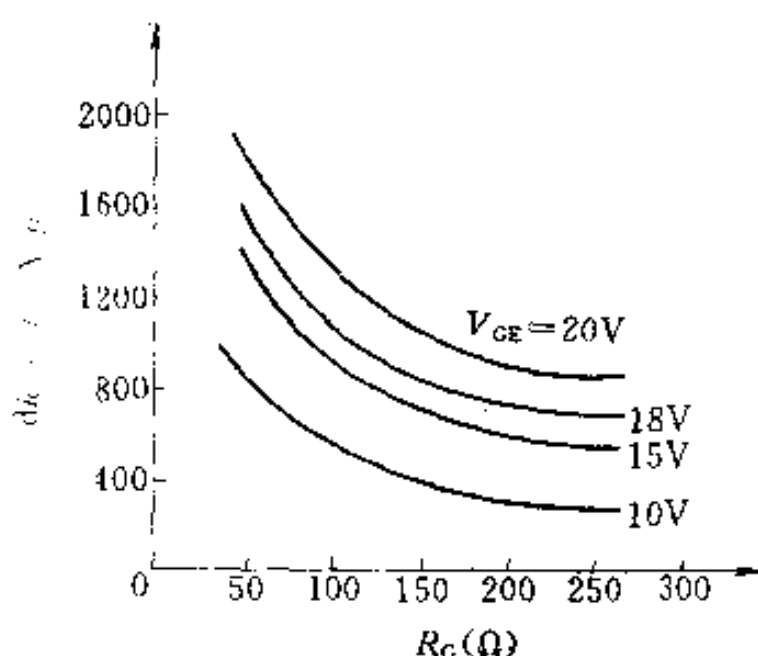


图 3-18 集电极电流上升率与栅极电阻的关系

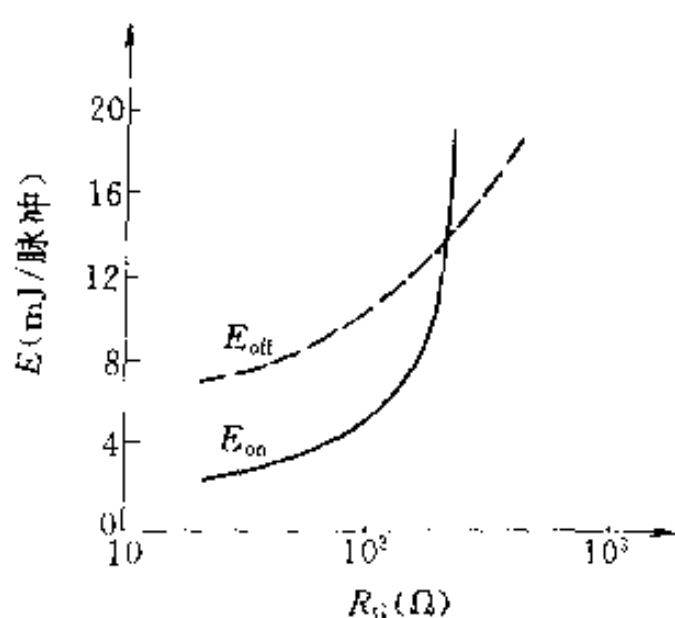


图 3-19 E_{on} 、 E_{off} 与栅极电阻 R_G 的关系

容易实现。

IGBT 的栅极驱动电路应简单、实用，最好和 IGBT 的保护电路相互配合。由于 IGBT 多用于高电压、大电流场合，信号控制电路与驱动电路之间应采用抗干扰能力强、信号传输时间短的高速光电隔离器件加以隔离。为了提高抗干扰能力，应采用驱动电路到 IGBT 模块的引线尽可能短、引线为双绞线或屏蔽线等措施。

3.5.2 IGBT 栅极驱动电路实例

1. 采用脉冲变压器隔离驱动 IGBT

这种驱动电路如图 3-20 所示。它的工作原理是：来自控制脉冲形成单元的脉冲信号经高频晶体管 V 进行功率放大后送到脉冲变压器，由脉冲变压器隔离耦合以及稳压管 VS_1 、 VS_2 限幅后驱动 IGBT。这

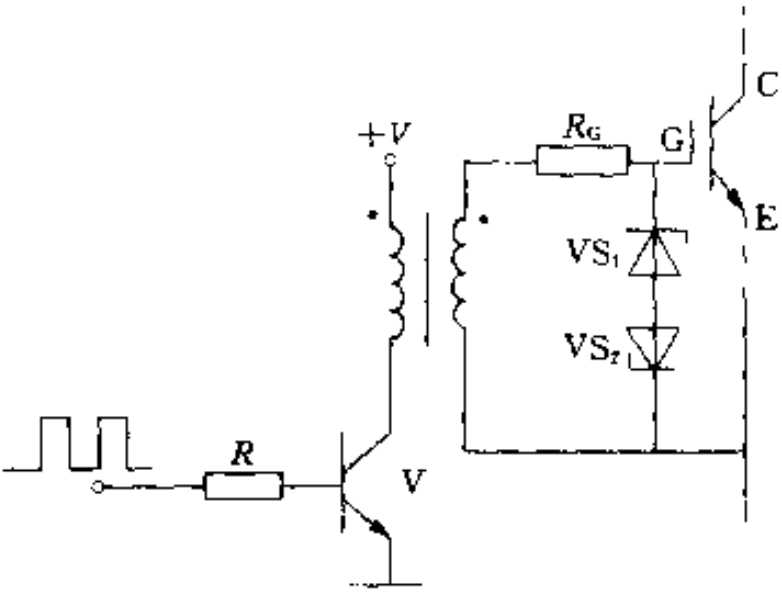


图 3-20 应用脉冲变压器驱动 IGBT

种电路的特点是电路简单，应用廉价的脉冲变压器就实现了 IGBT 主电路与控制脉冲形成电路的隔离。这种电路的性能好坏关键在于脉冲变压器的制作，制作工艺上应考虑尽量减小脉冲变压器的漏感抗，并采用高频铁氧体铁心，电路最高工作频率可达 40kHz。

2. 采用光耦合器及 CMOS 器件驱动 IGBT 图 3-21 给出一种采用光耦合器及 CMOS 器件构成的 IGBT 驱动电路。它的工作原理是：在正常情况下，由于来自电流传感器 BHL 的输出信号小于比较器 A 负端的整定值，比较器 A 输出低电平，光耦合器 VL2 不导通，反相器 D 输出高电平，封锁脉冲功能不起作用。当控制脉冲由低电平变为高电平时，光耦合器 VL1 输出低电平，由 4011

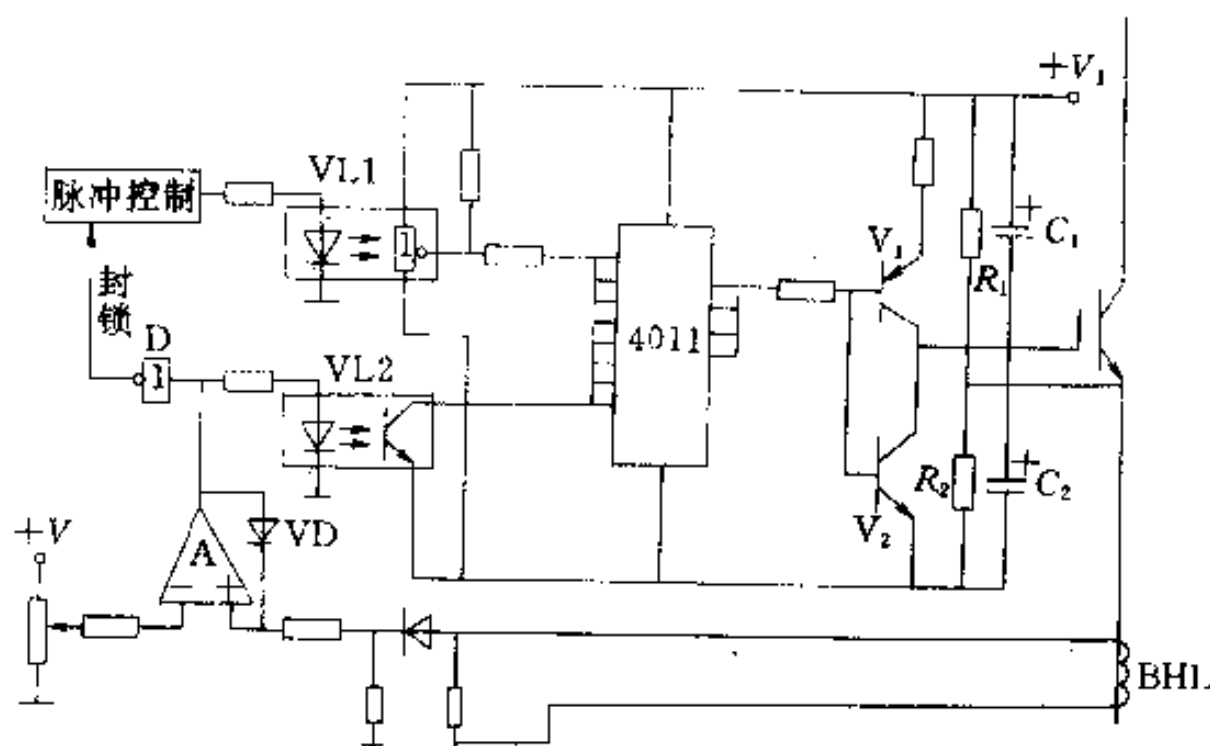


图 3-21 应用光耦合器及 CMOS 器件驱动 IGBT

型 CMOS 集成四与非门电路组成的整形电路输出高电平, 使 V_1 截止, V_2 导通, 电容器 C_2 给 IGBT 的栅射结施以反向电压, 使其快速关断; 反之, 当控制脉冲由高电平变为低电平时, VL1 输出高电平, 4011 输出低电平, V_1 导通, V_2 截止, 提供给 IGBT 导通时栅射结所需的正向电压, 使器件快速导通。一旦发生过电流, 则比较器 A 输出高电平, 并经二极管 VD 自保持, 光耦合器 VL2 导通并输出低电平, 4011 输出高电平使 V_1 截止, V_2 导通, 使 IGBT 迅速关断; 同时反相器 D 输出低电平而封锁控制脉冲。该驱动电路的优点是: 自身带有过电流保护功能, 光耦合器将脉冲控制电路与驱动电路隔离, 4011 的四个与非门并联工作提高了驱动能力, 互补晶体管 V_1 、 V_2 起到降低驱动电路阻抗的作用, R_1 、 C_1 与 R_2 、 C_2 的作用是可以获取不同的正、反向驱动电压, 以满足各种 IGBT 对栅极驱动电压 $+V_{GE}$ 和 $-V_{GE}$ 的要求。该电路的缺点是受光耦合器传输速度的影响, 其工作频率不能太高, 即使采用高速光耦合器, 也只能达到 20kHz 左右, 同时受 4011 型 CMOS 电路最高工作电压的限制, 使 $+V_{GE}$ 和 $-V_{GE}$ 的幅度相互牵制, 并受到限制。

3. 采用专用混合集成驱动电路 前面介绍的两种驱动电路虽然经济实用，但要做到性能好、功能全实属不易。目前，国外很多生产 IGBT 器件的公司，为了解决 IGBT 驱动的可靠性问题，纷纷推出 IGBT 专用驱动电路，如美国 MOTOROLA 公司的 MPD 系列、日本东芝公司的 TK 系列、日本富士公司的 EXB 系列等。下面仅以 EXB 系列专用混合集成驱动电路为例予以介绍。

EXB 系列专用混合集成驱动电路分标准型和高速型两种，EXB850、EXB851 标准型最大开关频率为 10kHz；EXB840、EXB841 高速型最大开关频率为 40kHz，其内部电路功能框图如图 3-22 所示。

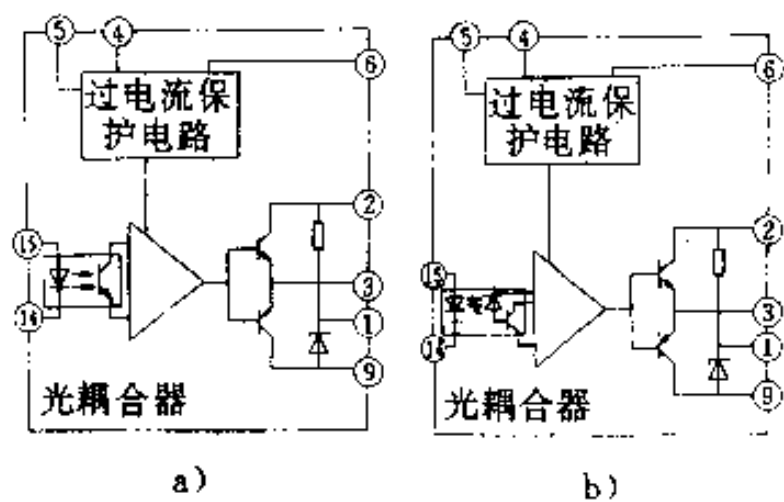


图 3-22 IGBT 模块驱动电路功能框图

a)EXB850、851 b)EXB840、841

EXB 系列专用驱动电路具有以下功能：

- (1) 信号隔离电路：内部集合的光耦合器可隔离交流 2500V 的信号，故能用在以 IGBT 为主开关器件的 380V 的动力设备上。
- (2) 过电流检测电路：能按驱动信号与集电极电压之间的关系检测过电流。
- (3) 低速过电流切断电路：当流过 IGBT 的电流超过设定值时，低速过电流切断电路可以慢速关断 IGBT，以防止过快地切断过电流时因电路中电感的存在而在集电极上产生较高的电压尖脉冲，以致损坏 IGBT。

(4) 电源电路：可以由外部 20V 直流供电电压产生 +15V 的 $+V_{GE}$ 和 -5V 的 $-V_{GE}$ ，以保证 IGBT 可靠的导通和关断。

驱动模块与 IGBT 的使用配置如表 3-6 所示。

表 3-6 驱动模块与 IGBT 的使用配置

IGBT	600V		1200V	
	150A	400A	75A	300A
标准型	EXB850	EXB851	EXB850	EXB851
高速型	EXB840	EXB841	EXB840	EXB841

注：标准型驱动信号最大延迟 4μs，高速型驱动信号最大延迟 1.5μs。

EXB 系列驱动电路的额定参数如表 3-7 所示。

表 3-7 IGBT 模块专用驱动电路的额定参数

项 目	符 号	额 定 值	
		EXB850、EXB840 (中容量)	EXB851、EXB841 (大容量)
最大供电电压(V)	V_{CC}	25	25
光耦输入电流(mA)	I_{in}	10	10
正向偏置输出电流(A)	I_{g1}	1.5	4.0
反向偏置输出电流(A)	I_{g2}	1.5	4.0
输入/输出隔离电压(V)	V_{ISO}	AC 2500	AC 2500
工作表面温度(℃)	T_c	-10~+85	-10~+85
存储温度(℃)	T_{stg}	-25~+125	-25~+125

EXB851 应用电路如图 3-23 所示，其他几种电路应用方法相似。为防止栅控信号振荡及减小 IGBT 集电极电压尖脉冲，应在栅极回路串联栅极电阻 R_g ， R_g 的推荐阻值和相应的 EXB 电流 I_{ce} 数值如表 3-8 所示。

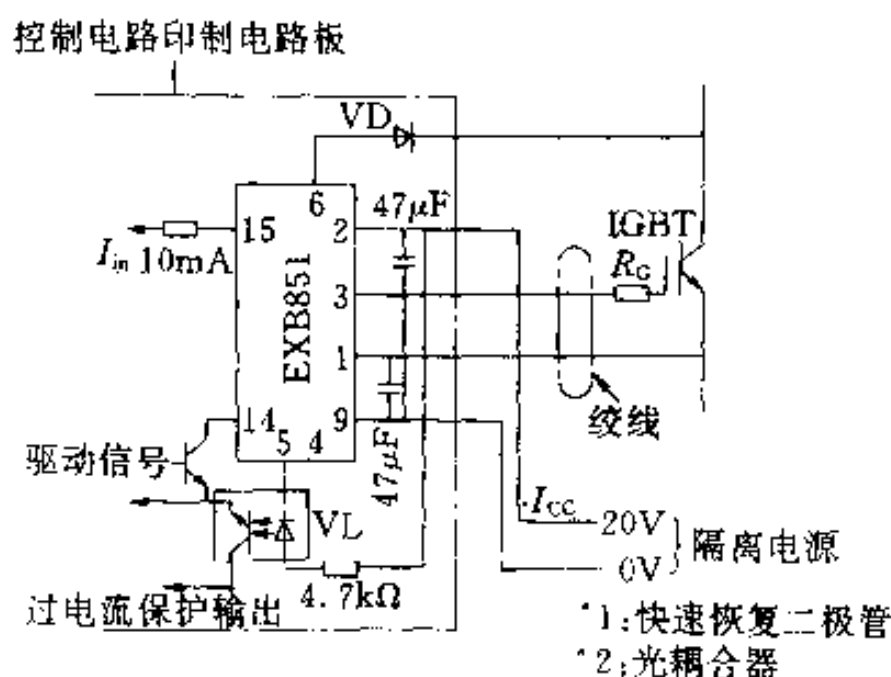


图 3-23 EXB851 应用电路

VD—快速恢复二极管 VL—光耦合器

表 3-8 推荐的栅极电阻值和相应的电流值

IGBT 额定值	600V	10A	15A	30A	50A	100A	150A	200A	300A	400A	
	1200V	—	8A	15A	25A	50A	75A	100A	150A	200A	300A
$R_g(\Omega)$		250	150	82	50	25	15	12	8.2	5	3.3
$I_{cc}(\text{mA})$	5kHz	17	—	—	17	—	19	20	22	23	27
	10kHz	17	—	—	18	—	22	24	27	30	37
	15kHz	18	—	—	20	—	25	27	32	37	47

使用 EXB 系列专用驱动电路时应注意下列几点：

(1) 驱动电路与 IGBT 栅射极接线长度应小于 1m，且应使用双绞线，以提高抗干扰能力。

(2) 如果发现 IGBT 集电极上产生较大的电压尖脉冲，应增加 IGBT 栅极串接电阻 R_g 的阻值。

(3) 外接的两个 47 μ F 电容是用来吸收电源接线阻抗变化引起的电源电压波动。

3.6 IGBT 的保护措施

由于 IGBT 与 MOSFET 一样具有极高的输入阻抗, 容易造成静电击穿, 故在存放和测试时应采取防静电措施。将 IGBT 用于电力变换时, 为了保证其安全运行, 防止异常现象造成器件损坏, 必须采取完备的保护措施。常用的保护措施有:

(1) 通过检出的过电流信号切断栅极信号, 实现过电流保护;

(2) 利用缓冲电路抑制过电压, 并限制过高的 dv/dt ;

(3) 利用温度传感器检测 IGBT 的外壳温度, 当超过允许温度时主电路跳闸, 实现过热保护。

以下重点阐述过电流及过电压保护措施。

3.6.1 过电流保护

在用 IGBT 构成的变流器发生负载短路或同一桥臂出现直通现象时, 电源电压直接加到 IGBT 的 C、E 两极之间, 流过 IGBT 的集电极电流将会急剧增加, 此时若不迅速撤除栅极驱动信号, 就会烧毁 IGBT。图 3-24a 所示为一模拟直通短路的测试电路, 图 3-24b 为直通短路

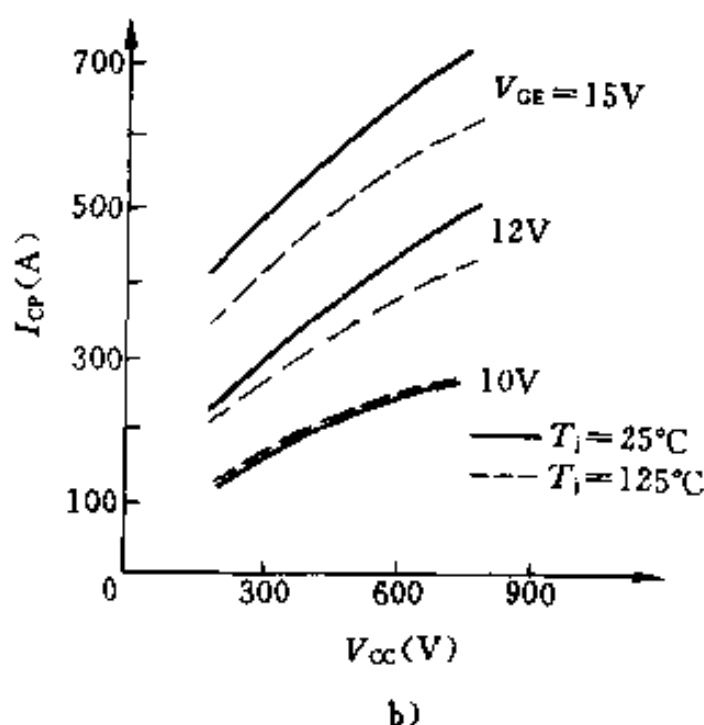
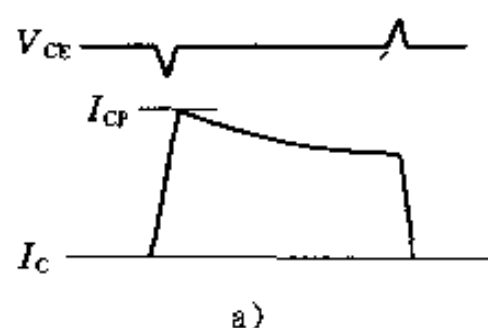
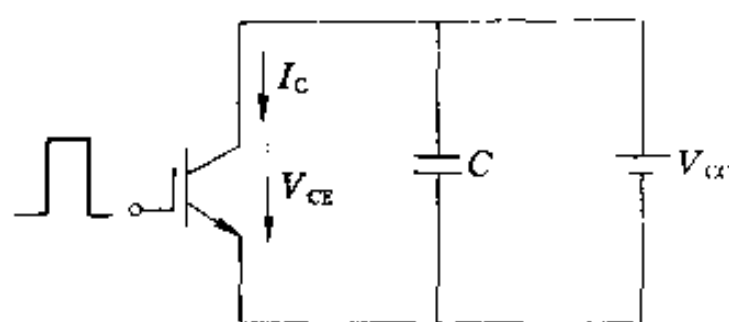


图 3-21 模拟直通短路

a) 测试电路 b) 输出特性

IGBT: 2MB150-120

时的输出特性。IGBT 能在不损坏的前提下承受短路电流的时间称为允许短路时间，用 t_{SC} 表示。 t_{SC} 的长短与电源电压 V_{CC} 、栅射驱动电压 V_{GE} 以及结温 T_j 有密切关系，图 3-25 给出允许短路时间 t_{SC} 与电源电压 V_{CC} 的关系。

为了防止由于短路故障而造成 IGBT 损坏，必须有完善的故障检测与保护环节，及时检出过电流故障并迅速切除。实际应用中引起短路故障的主要原因有：

- (1) 直通短路，产生的原因是由于桥臂中某一个器件损坏或反并联二极管损坏。
- (2) 桥臂短路，产生的原因是由于控制回路、驱动回路的故障，或干扰噪声引起的误动作，造成一个桥臂中的两个 IGBT 同时开通。
- (3) 负载电路接地短路。
- (4) 输出短路。

在上述所有短路故障时，过电流均可由关断 IGBT 来切断，这就要求在发现过电流之后，通过控制电路产生负的栅极驱动信号来关断 IGBT。当然，实际故障的检测和消除过程会有一定的时延，一般情况下，只要 IGBT 的额定参数选择合理， $10\mu s$ 以内的过电流不会损坏器件。根据需要的不同，过电流检测元件可选用分流器或霍尔电流传感器。检测元件可放在电路的不同部位，如图 3-26 所示。图 a 仅适用于三相负载对称情况下的过电流检测：

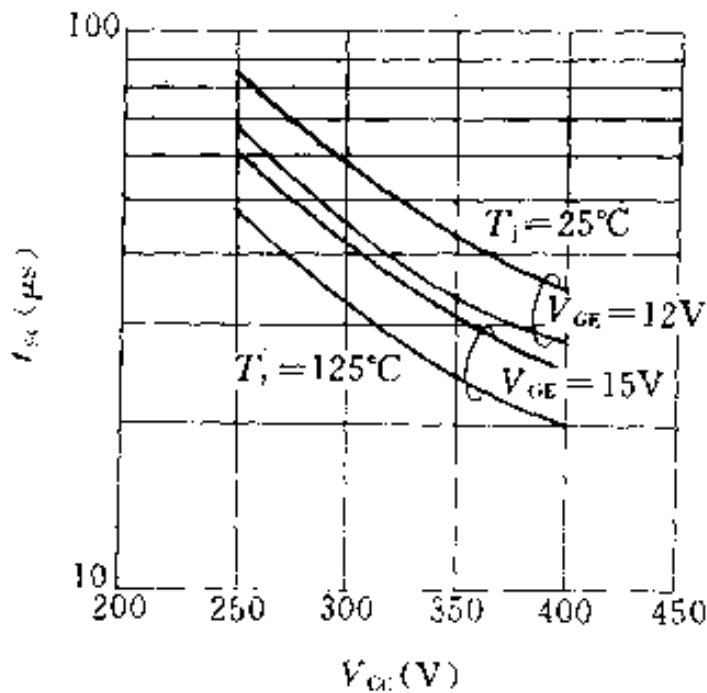


图 3-25 允许短路时间与电源电压的关系
IGBT: MG50J2YS1

图 b 可用于负载不对称情况下桥路输出端短路到过电流检测，对其他短路，检测不确切；图 c 的检测功能最完善，但成本较高，实际中短路故障检测方法的选择应视可能发生的故障情况而定。

因为 IGBT 的通态饱和压降 $V_{CE(sat)}$ 与集电极电流 I_C 呈近似线性关系，如图 3-27 所示，所以 IGBT 的过电流保护也可以采用集

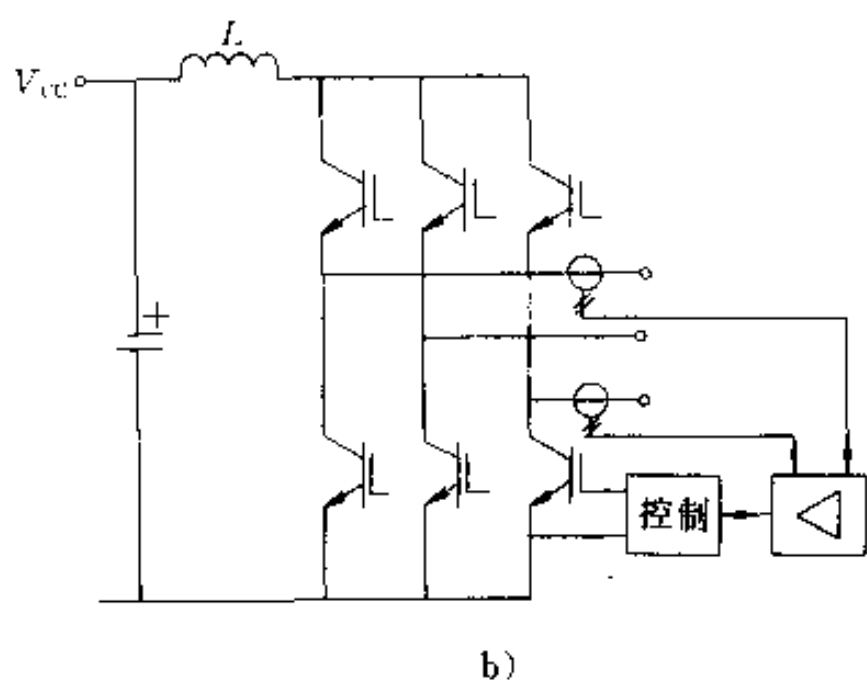
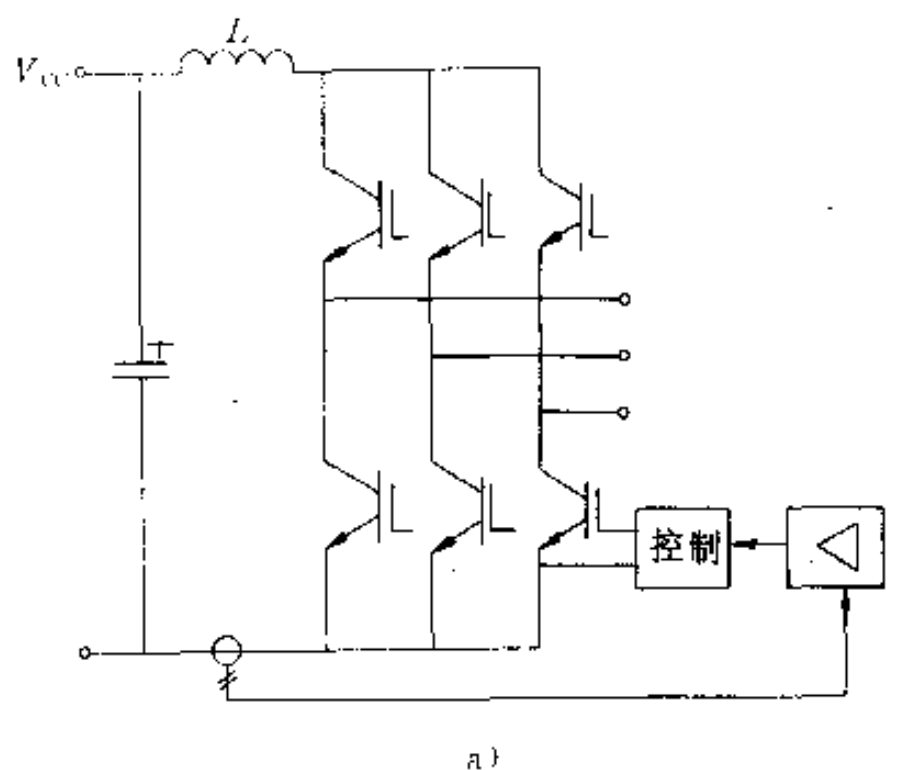


图 3-26 a) c) 检测元件位置

a) DC 环中 b) 输出中

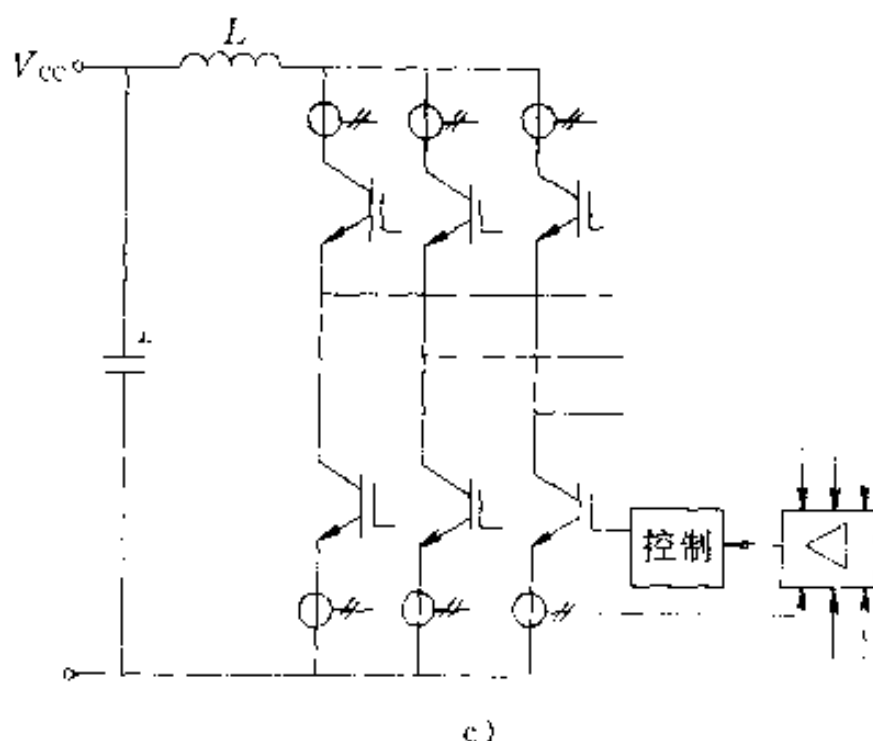


图 3-26 过电流检测元件位置
c) 每桥臂中

电极电压检测的方法实现，即利用测量 $V_{CE(sat)}$ 的大小来判断 IGBT 集电极电流的大小。由图 3-27 还可知，IGBT 的结温较高时，在大电流情况下的通态饱和压降会增加，这种特性有利于过电流的识别。

图 3-28 给出过电流保护的示意图，图中集电极电压 V_{CE} 与栅极驱动信号 V_{GE} 相“与”即当 V_{GE} 为高且 V_{CE} 出现高电压时则发生过电流现象。当有过电流故障出现时，“与”条件成立，将产生过电流信号反馈到控制电路切断栅极信号，以保护 IGBT 不受损坏。值得重视的是，从出现过电流至切断栅极信号的这段时间必须小于 IGBT

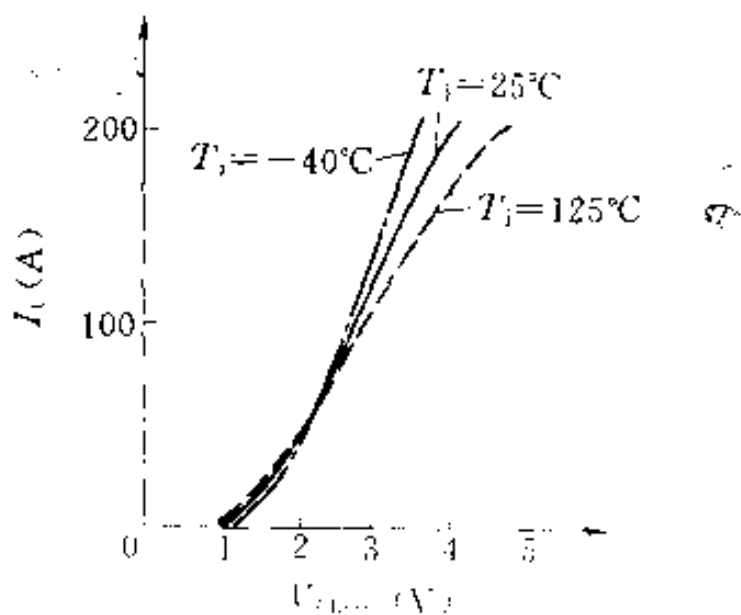


图 3-27 通态饱和压降与
集电极电流的关系
IGBT: MGT00J2YS1

允许的短路过电流时间,但应注意,过电流切断速度不能像工作时关断那样快,因为过电流时集电极电流较大,过快的切断会由于 di/dt 过高在主电路电感中引起很高的反电动势,使 IGBT 集电极上产生尖峰电压,这种尖峰电压很容易损坏 IGBT。为此,在允许的短路时间(如 $10\mu s$)内应采取措施,使 IGBT 低速切断。图 3-29 所示为短路过电流低速切断示意图。前面介绍过的 EXB 系列驱动模块就具有这种集

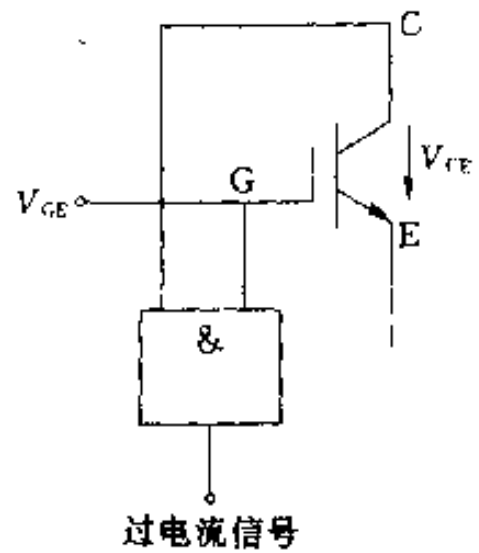
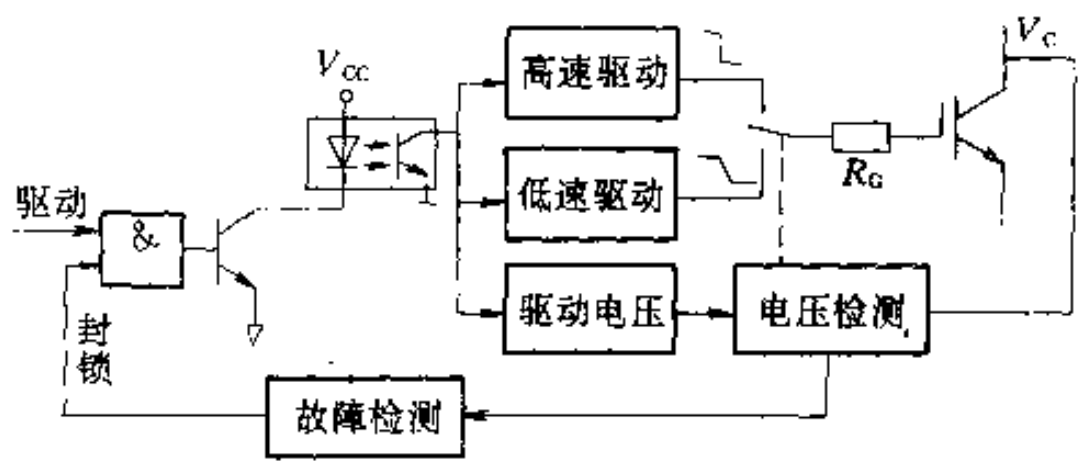
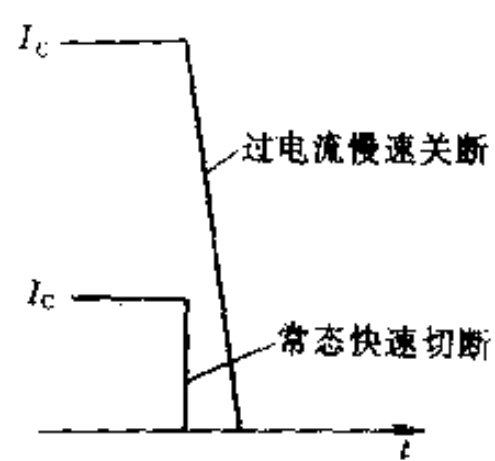


图 3-28 集电极电压识别过电流保护法



a)



b)

图 3-29 短路过电流低速切断示意图
a)电路 b)波形

电极电压过电流检测及过电流低速切断功能。

发生短路故障瞬间，采取及时减小栅极驱动电压的手段，可使短路过电流幅值减小，达到延长短路允许时间的目的。图 3-30

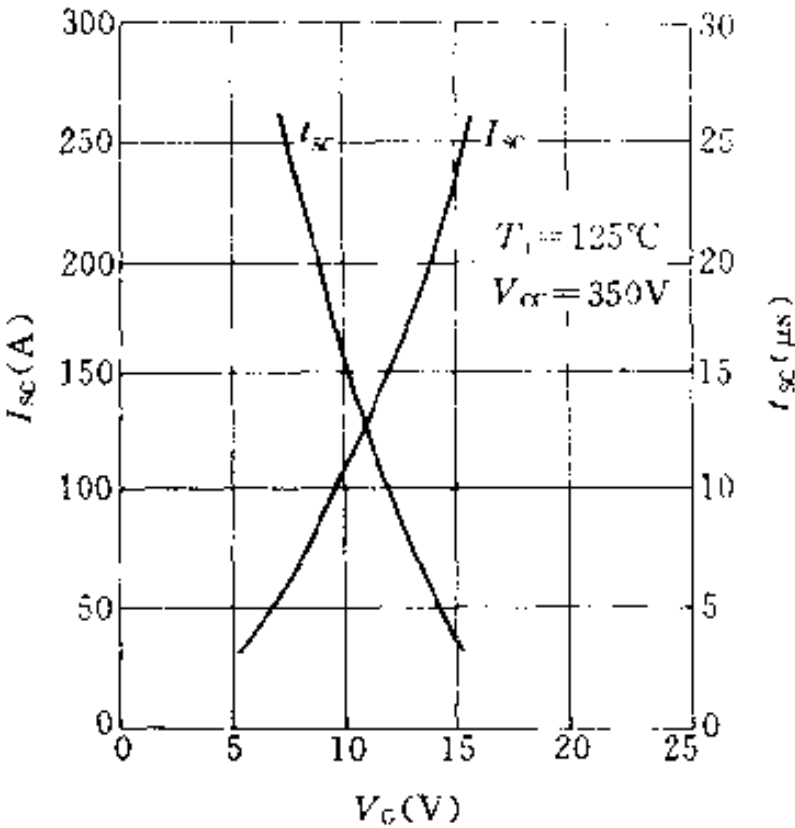


图 3-30 栅极电压 V_G 与短路电流 I_{sc} 和短路允许时间 t_{sc} 之间的关系(IGBT: IRGPC10F)

表明，随着栅极电压 V_G 的降低，短路电流 I_{sc} 明显减小，而短路允许时间 t_{sc} 相应增大，这样也就延长了“故障检测”时间，这种延长“故障检测”时间的方法可称为“延时搜索”，在“延时搜索”结束时，如果故障仍然存在，则必须立即关断 IGBT，切除故障；如果在“延时搜索”结束之前故障自行消失，则为“假过电流”现象，可以让电路恢复正常工作。

图 3-31 所示为利用降低 V_G 使短路电流 I_{sc} 减小的工作波形示意图。正常工作时，栅极驱动电压 V_G 为 15V，发生短路故障时， I_{sc} 急剧增长， V_{CE} 也随之增大，此刻及时将 V_G 降至 10V 左右，则短路电流显著减小，在“延时搜索”结束时，故障仍存在，则将 V_G 降至 0V，使故障切除。

图 3-32 所示为一利用降低 V_G 的原理实现 IGBT 短路保护驱

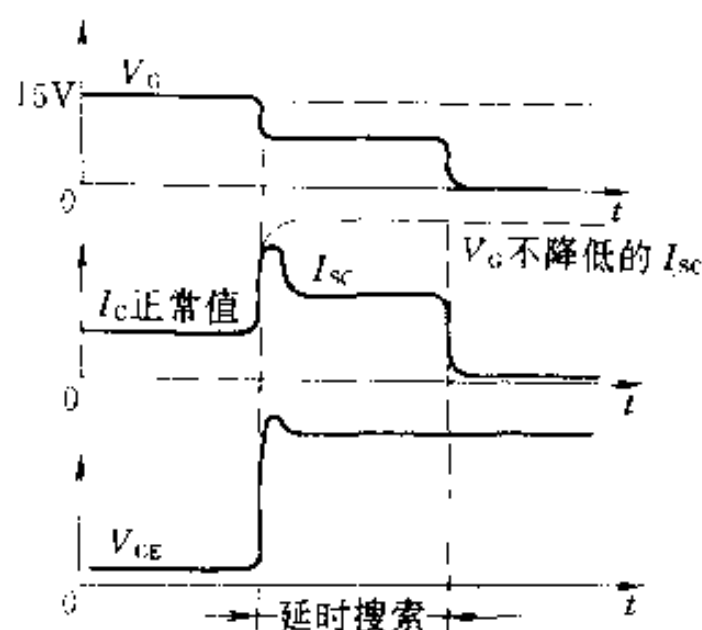


图 3-31 利用降低 V_G 的方法使短路电流 I_{sc} 减小的工作波形示意图

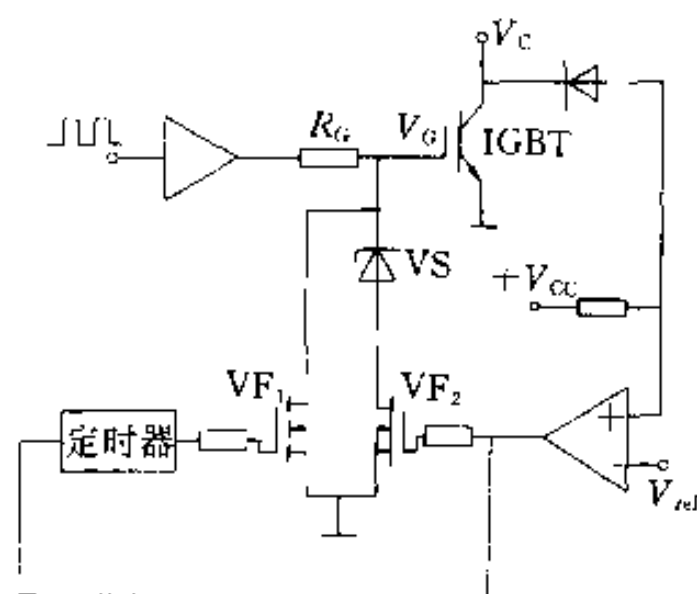


图 3-32 IGBT 短路保护驱动电路功能示意图

动电路的功能示意图。在正常导通期间, IGBT 的饱和压降小于给定电压 V_{ref} , 比较器输出低电平, MOS 管 VF_1 与 VF_2 均截止, IGBT 的栅极驱动电压不变。发生过电流故障时, IGBT 的集射极间压降 V_{CE} 增大, 当超过 V_{ref} 时, 比较器输出高电平, 定时器启动; 与此同时, VF_2 开通, 使 IGBT 的栅极电压降至稳压管的稳压值 V_Z 。如果在定时周期结束之前故障消失, 比较器输出又返回低电平,

V_{F2} 转回截止, 恢复正常栅极电压, IGBT 继续正常工作。如果在定时周期终了时故障仍存在, 则定时器输出高电位, V_{F1} 开通, IGBT 的驱动电压被切除, 迫使 IGBT 关断。

图 3-33 给出一个具有“延时搜索过电流保护”功能的 IGBT 驱动电路实例。其工作原理如下: 正常工作时, 晶体管 V_1 处于正偏压导通状态, 控制电压 $V_{cc} \approx V'_{cc} = +20V$ 。当控制信号有效时, 6N136 快速光耦合器的输出信号为高电平, V_3 管导通, 栅控电压 $V_{GE} = +15V$, IGBT 快速导通。由 R_6 、 C_1 组成的延时电路使 V_5 管保持截止状态, 约经 $1.5\mu s$ 的信号传输时间后, 虽然 C_1 的端电压按充电规律上升, 但因 IGBT 已饱和导通, 且导通压降 V_{CE} 很低, 通过 VDF 的钳位作用, V_M 只能为低电平, 所以在 IGBT 正常工作时 V_5 管总是处于截止状态。一旦发生过电流现象, IGBT 的管压降 V_{CE} 升高, 这时 VDF 反向关断, 阻止主回路高压窜入控制回路, 于是电压 V_M 随 C_1 充电电压上升而增加。当过电流现象持续发生 $1.5\mu s$ 左右时, 电压 V_M 值使得稳压管 VS_2 得以导通, V_2 管也随之导通, 并使 V_1 管截止, 控制电压 V_{cc} 降至 $+15V$, V_{GE} 降至 $+10V$ 。在 $10\mu s$ 之内, 若 V_M 又恢复到低电平, 则为假过电流现象, 电路恢复正常工作。若过电流现象发生 $10\mu s$ 以上, 即出现真过电流故障, 则电压 V_M 继续上升, 致使稳压管 VS_1 导通, V_5 管立即导通, 栅极电压信号被封锁, 且由于 C_2 的放电作用, 达到使 IGBT 低速关断的目的。同时通过 TLP521 光耦合器发出本路过电流信号去触发 RS 锁存器 A_2 , 使其翻转, Q 端输出“0”, 经过 GAL16V8 可编程逻辑器件 A_3 逻辑控制去封锁本路及其他各路 IGBT, 起到分散式就地过电流检测与保护的作用。

试验证明, 当出现短路过电流故障时, 如果保持驱动电压 V_{GE} 为 $15V$ 不变, $50A$ IGBT 能承受 $250A$ 过电流冲击时间仅为 $5\mu s$ 。采用图 3-32 电路, 则在过电流开始瞬间, 便将 V_{GE} 由 $15V$ 降至 $10V$, 使得过电流幅值由 $250A$ 降至 $100A$ 左右, 并可将 IGBT 过电流承受时间延长为 $15\mu s$ 。因此, 这种带有“降低 V_{GE} 、延时搜索”的过电流保护功能的驱动电路, 对可靠保护 IGBT 是很有益处的。

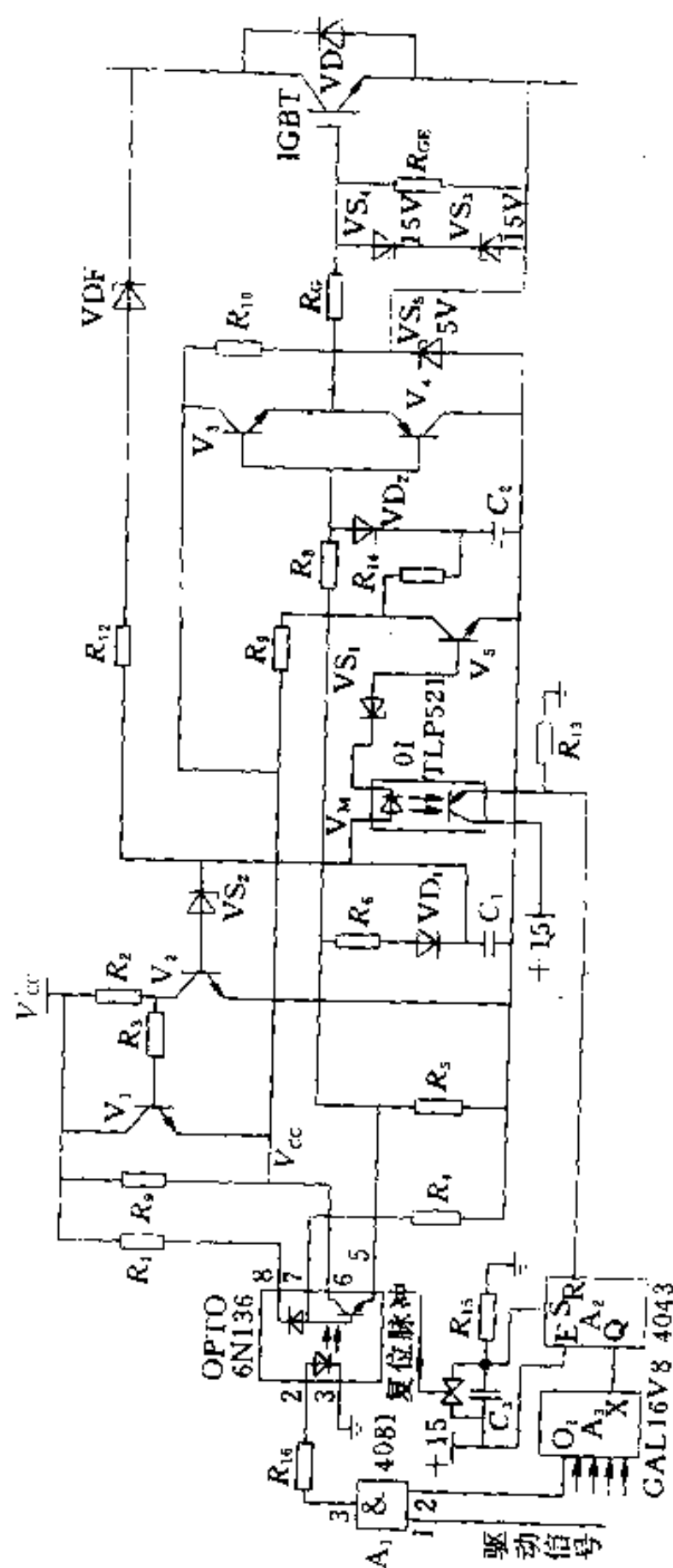


图 3-33 IGBT 驱动与过电流保护实用电路

OPTO—6N136	V ₁ , V ₂ —9018	VD ₁ , VD ₂ —MUR110	R ₁ , R ₄ , R ₆ , R ₁₃ —10kΩ
01—TLP521	V ₃ , V ₅ —9013	VDF—MUR150	R ₃ , R ₁₂ , R ₁₅ —510Ω
A ₁ —MC14081	V ₄ —9015	VS ₁ —11.5V	R ₂ , R ₃ , R ₅ , R ₉ , R ₁₀ , R ₁₄ —1.5kΩ
A ₂ —MC14043	C ₁ —102	VS ₃ —15V	R ₇ —100Ω
A ₃ —GAL16V8	C ₂ , C ₃ —103	VS ₂ , VS ₄ , VS ₆ —5V	R _{CE} —500kΩ

3.6.2 过电压保护

IGBT 关断时，由于主回路电流的急剧下降，主回路存在的等效电感将引起高电压，称为开关浪涌电压。IGBT 感性负载关断时的电流、电压波形示意图如图 3-34 所示。这种开关浪涌电压，如果超过 IGBT 的 RB SOA 区域，就会使 IGBT 损坏。

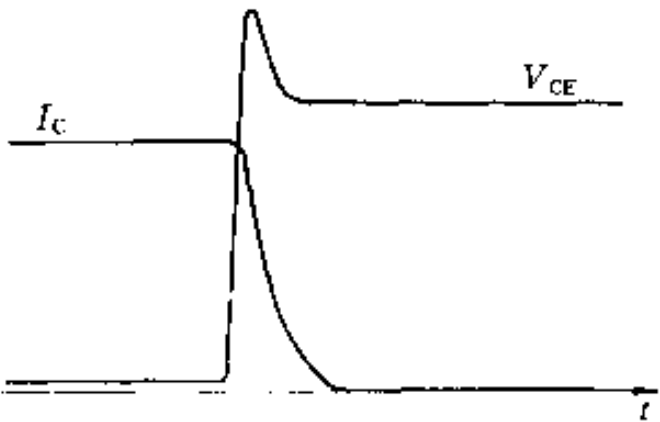


图 3-31 IGBT 感性负载关断时的波形示意图

抑制浪涌电压的有效措施是采用缓冲电路。表 3-9 给出具体的缓冲器回路实例、应用对象及注意事项。缓冲电路也称为吸收电路，它的作用是，既可以限制关断电压上升率，又可以减少 IGBT 的关断损耗。

另外，IGBT 主回路的合理布线对减小回路等效电感也很重要。

表 3-9 缓冲器回路实例

接线图 (一个桥臂)	a)	b)	c)

(续)

应用对象	小容量 IGBT ($\sim 50\text{A}$)	中容量 IGBT ($\sim 200\text{A}$)	大容量 IGBT ($\sim 300\text{A}$)
注意事项	由主回路电感和缓冲器电容形成的 LC 回路, 容易使电压波动, 应选择无感电容	如果缓冲器二极管选择不当, 会产生很高的尖峰电压, 同时在二极管反向恢复时期电压波动, 应选择快速恢复二极管	如果缓冲器二极管选择不当, 会产生很高的尖峰电压, 同时在二极管反向恢复时期电压波动, 应选择快速恢复二极管

3.7 应用举例

3.7.1 大功率不间断电源

日本富士公司使用 IGBT 作为开关器件开发出新型大功率 UPS, 这种 UPS 具有以下特点:

1. 小型、重量轻 由于采用高频 PWM 控制方式的高功率因数变换器代替了传统的 12 相整流器, 去掉了工频交流侧变压器; 对逆变器也实行了高频 PWM 控制, 使交流滤波器小型化。因此这种新型 UPS 与以往的装置相比较, 其体积比约为 65%, 重量比约为 60%。

2. 高性能 由于装置采用了高频 PWM 控制型高功率因数变流器, 以及带有瞬时电压控制功能的 PWM 逆变器, 因此它可达到如下高性能:

(1) 高输入功率因数和低输入谐波电流, 输入功率因数在 0.95 以上, 输入高次谐波电流在 5% 以下。

(2) 输出电压波形畸变小, 线性负载时在 5% 以下, 半导体整流负载时在 8% 以下。

(3) 瞬间电压变动小, 0~100% 负载突变时电压波动在 8% 以下。

3. 低噪声 由于高频化, 使变压器和电抗器的噪声减小, 100kVA 装置的噪声为 60dB。

图 3-35 示出 200kVA 装置的主回路简图。该系统由大功率因数变流器、PWM 逆变器、逆变器变压器、交流滤波器和交流开关等组成。这种 200kVA 装置是由两台 100kVA 的单元并联构成。

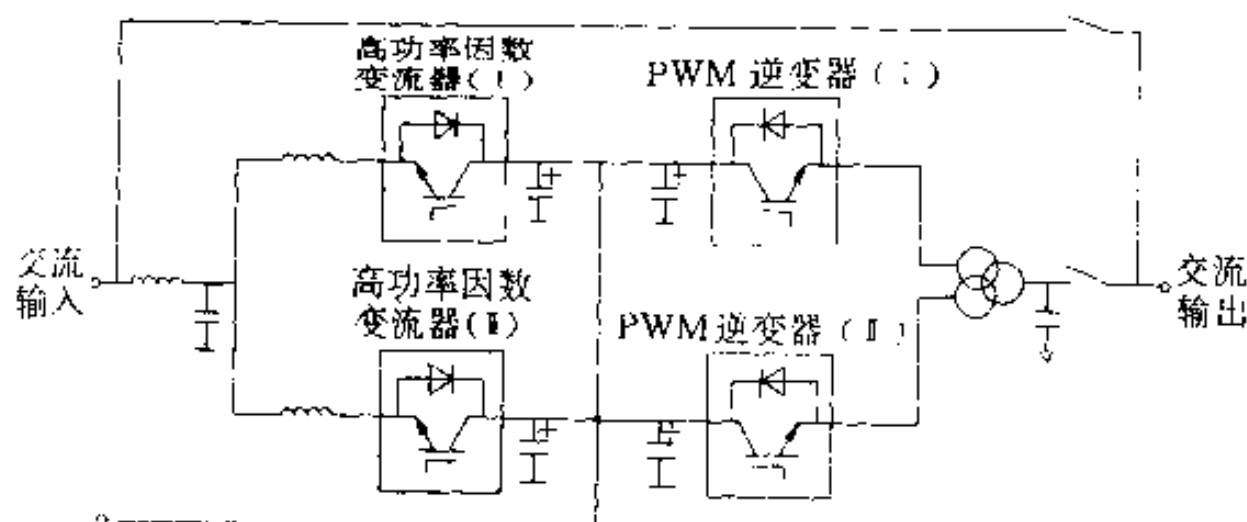


图 3-35 主回路简图

交流输入经具有预充电功能的高功率因数变流器平滑且变换为直流电压，以提供蓄电池充电及 PWM 逆变器的电源。

PWM 逆变器由直流产生出经脉宽调制的方波脉冲序列构成的交流电压。该交流电压在经逆变器输出侧变压器进行电压变换的同时，由变压器的漏感和电流构成的交流滤波器整形形成畸变小的正弦波电压经交流开关输出。

下面分别说明各部分的工作原理。

1. IGBT 模块 IGBT 模块是装置中最重要的组成部分，大功率因数变流器和 PWM 逆变器均采用 IGBT 模块。要求其有很高的可靠性和良好的维修性，为此将 IGBT、栅极驱动电路、吸收回路、电解电容及熔断器构成的一相部分单元回路制成模块结构，其电路如图 3-36 所示。IGBT 的散热器也包含在这个模块结构中，为了增大电流容量，IGBT 用六只 2MBH150-60 ($I_{T_{max}}=150A$, $V_{CES}=660V$) 并联构成。

2. 栅极驱动回路 图 3-37 所示为 IGBT 栅极驱动回路图，这个电路采用了脉冲变压器隔离驱动方式。为了实现 IGBT 的过电流保护，在器件导通过电流时，集射极间电压会超过设定值，使

栅极驱动信号自动关断，并通过光耦合器发出过电流信号。

3. 高功率因数变流器控制回路 图 3-38 为高功率因数变流器控制电路框图，由主回路检出的信号有交流输入电压、交流输入电流及直流输出电压三项。其控制方式是：交流输入电压通过检出变压器检出正弦基准波送入控制回路的乘算器，按照直流输出电压的设定值来调整这一幅值，再将该波形作为电流指令值，使交流电抗器电流与这一指令值相同，载波信号采用三角波，其频率约为 8kHz，以此频率开关 IGBT。

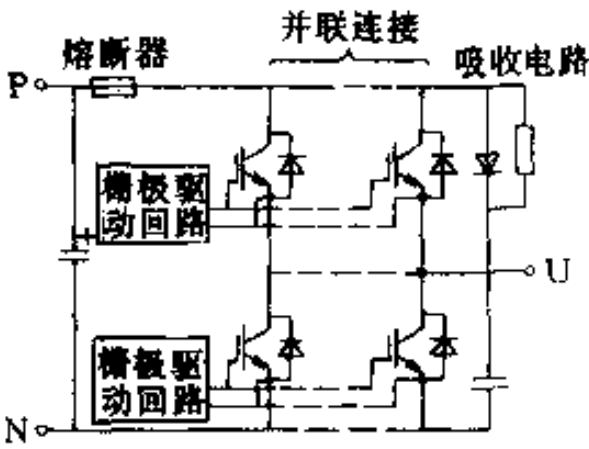


图 3-36 IGBT 模块回路结构图

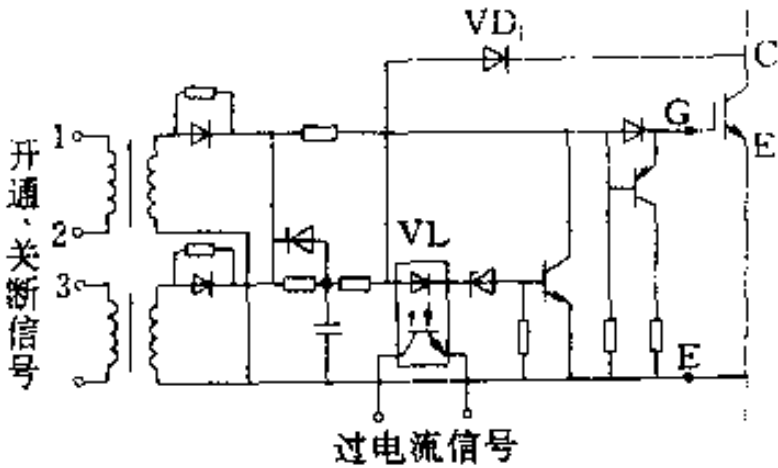


图 3-37 栅极驱动回路

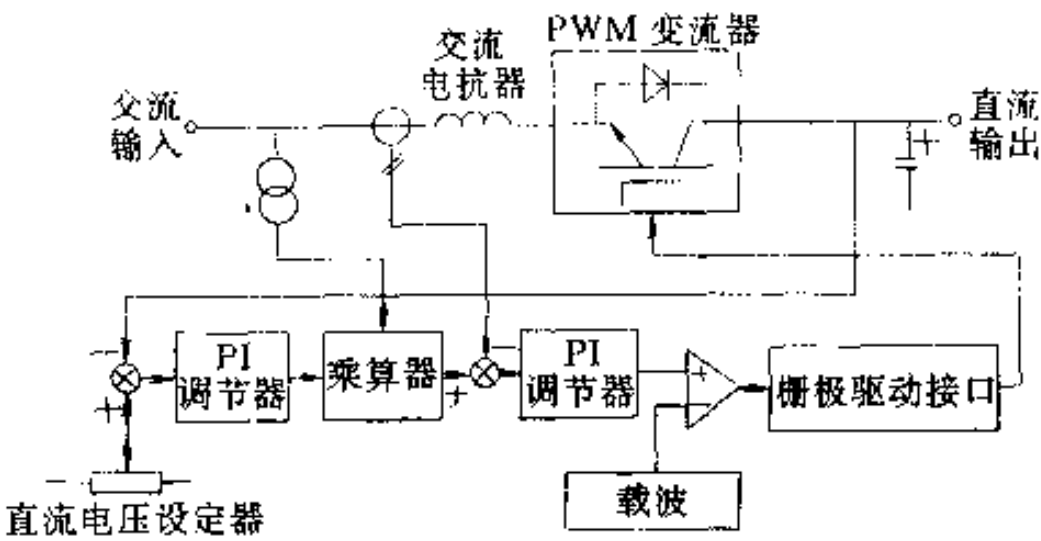


图 3-38 高功率因数变流器框图

利用这种控制方式，变流器的功率因数可达 0.95 以上。与以前的晶闸管相位控制方式相比，具有输入容量小的特点。

4. PWM 逆变器控制回路 PWM 逆变器利用基于图 3-39 所示原理的调制方式实行脉宽控制，由直流电压产生出工频交流电压(方波脉冲序列)。这种调制方式是以梯形波作为相电压信号、以三角波作为载波产生开关信号的方式，某两个梯形波(如 U、V)彼此之间相位差为 120° 。因为载波频率约为 8kHz 高频，所以只需附加一很小的交流滤波器，就可以得到畸变很小的正弦波。

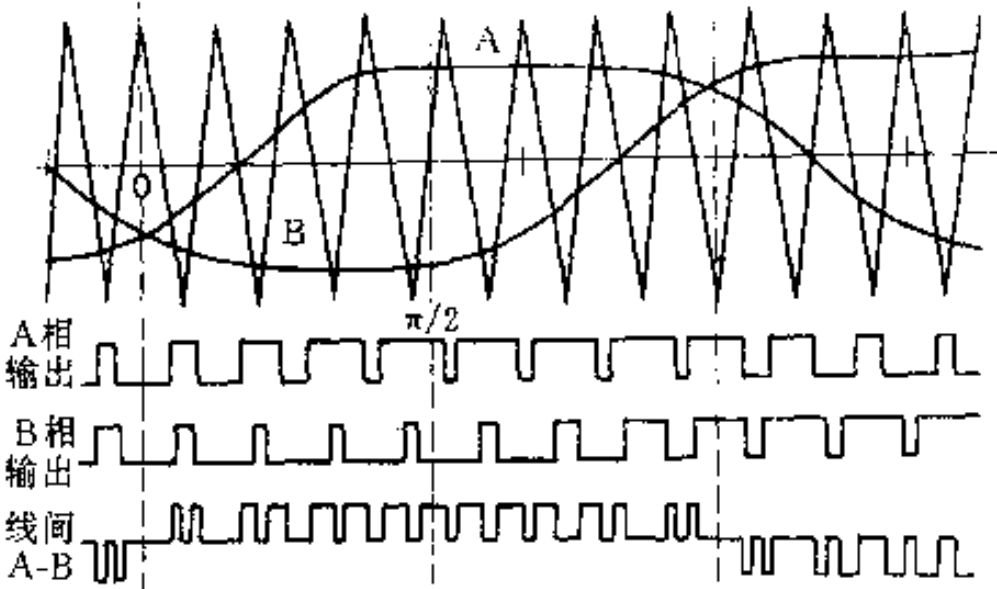
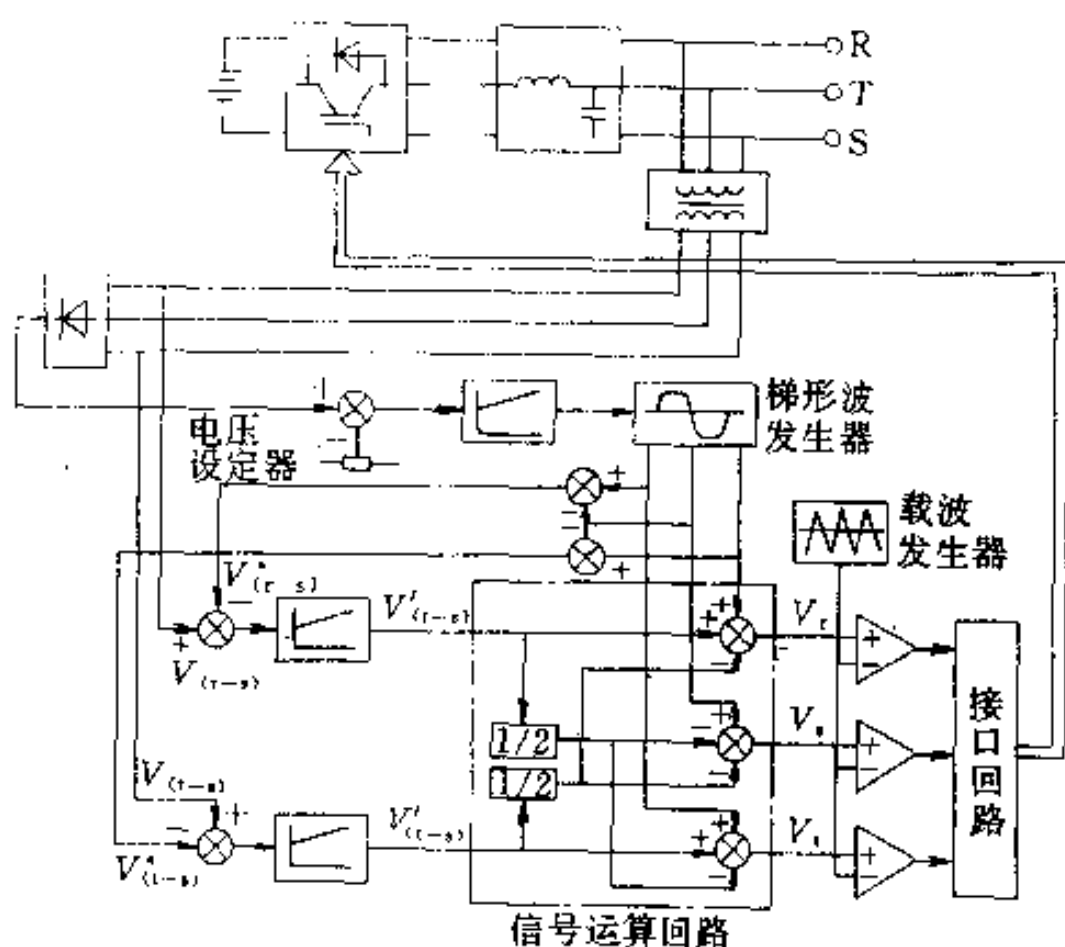
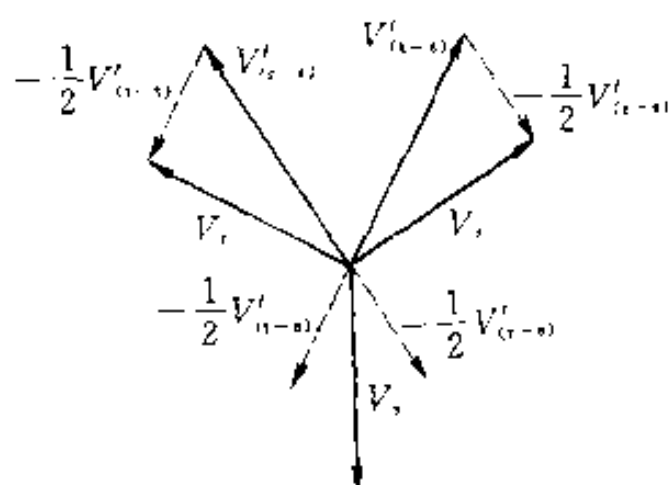


图 3-39 PWM 控制原理波形

图 3-40a 所示为逆变器控制原理框图，逆变器输出电压的恒压控制采用了平均值电压控制与瞬时值电压控制相结合的方式。平均值电压控制是以交流输出电压的整流平均值为恒值来进行波形控制的方式；瞬时电压控制是用两个交流输出线间电压瞬时值与基准正弦波信号进行瞬时比较，使其差值为零的波形控制方式。图 3-40b 给出瞬时电压控制原理矢量图，其控制原理为：以 S 相作为基准，通过信号运算回路运算出使两个线间电压 V_{u-s} 、 V_{v-s} 与基准正弦波电压 V_{u-s}^* 、 V_{v-s}^* 之差为零的调节器输出 V_{u-s}^* 、 V_{v-s}^* ，从而得出相电压控制信号 V_u 、 V_v 、 V_w 。由于采用了这种恒压控制方式，可将各种负载情况下的电压波形畸变率抑制得很小，同时使负载突变引起的输出电压瞬时波动也抑制得很小。



a)



b)

图 3-10 逆变器控制原理框图
和瞬时值电压控制原理矢量图

a) 原理框图 b) 矢量图

3.7.2 弧焊逆变器

弧焊逆变器是近 10 年新开发出来的一种弧焊电源,以其效率高、省材料、体积小、容易实现自动控制等优点得到迅速发展。它的发展过程主要表现在逆变器开关器件的更新。最初的弧焊逆变器以晶闸管作为开关器件,开关速度不高,工作频率只能达到 5kHz 左右,且存在着严重的工作噪声。此后发展的弧焊逆变器,以大功率晶体管作为开关器件,使工作频率提高到 20kHz 左右,效率大大提高,整机体积、重量均进一步减小,并且消除了工作噪声。但晶体管存在着驱动功率较大和二次击穿问题。80 年代初,采用大功率场效应晶体管的弧焊逆变器研制成功。场效应晶体管所需的驱动功率很小,且无二次击穿问题,它的开关速度很快,用场效应晶体管制成的弧焊逆变器其工作频率可达到 50kHz 左右,在提高效率和节能降耗方面又有重大进展。但场效应晶体管在高电压下控制电流的能力较低,因而在高电压输入、大功率输出的弧焊逆变器中,每一个开关臂往往需要多只场效应晶体管并联工作。尽管场效应晶体管具有容易实现并联使用的优点,但随着并联管子数目的增加,输入电容也会增大,导致开关速度降低,驱动电路复杂化。另外,并联使用时的动态均流、管组体积增大和散热结构复杂等问题均给整机设计增加难度。自从 IGBT 问世以来,人们开始研究用 IGBT 作为开关元件的弧焊逆变器,目前已开发出商品化产品。以下介绍一种 380V、4.5kW 的弧焊逆变器。

这种用 IGBT 作为开关器件的弧焊逆变器的工作原理框图如图 3-41 所示,三相 380V 交流电压输入经整流滤波后送到 IGBT

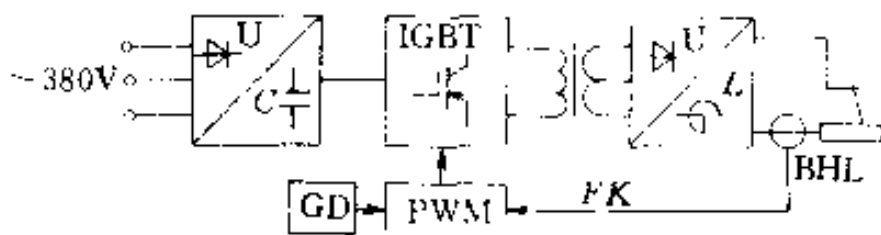


图 3-11 IGBT 弧焊逆变器电气原理框图

逆变电路。逆变电路产生的高频交流电压经功率变压器降压后经整流滤波后再输出去点燃电弧。焊接电流的调节采用脉宽调制(PWM)方式, 电流反馈信号 FK 通过电流传感器获得。

图 3-42 是逆变电路原理图, 逆变电路采用全桥式, 其目的在于开关管在承受同样的耐压和电流情况下, 使逆变器有大的功率输出。逆变器由四个 IGBT ($V_1 \sim V_4$)、功率变压器 T 等组成。二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 与相应的 IGBT 并联, 目的是用来承

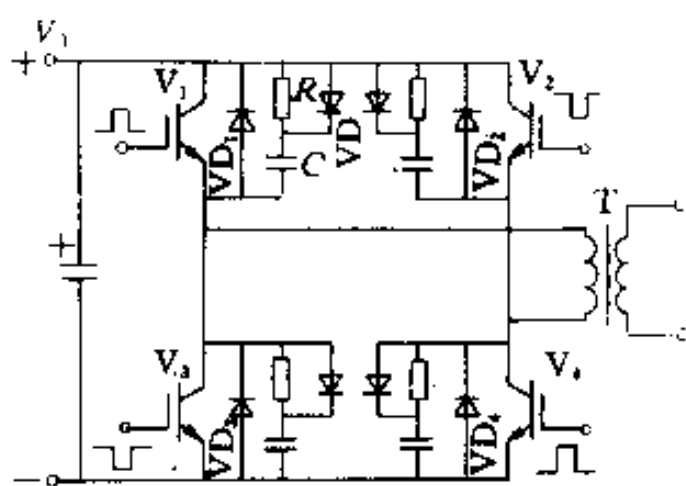


图 3-42 全桥式逆变电路原理图

受负载产生的反向电流, 以保护 IGBT。 R 、 C 、 VD 为吸收回路, 其作用是避免 IGBT 在关断时产生过高的 dv/dt 和减少管子的关断损耗。在此电路中, 桥路对边上的两只 IGBT V_1 和 V_4 或 V_2 和 V_3 是同时导通和同时截止的。当由 PWM 单元输出的触发信号轮番驱动 V_1 、 V_4 和 V_2 、 V_3 时, 逆变电路将直流高压 V_d (540V 左右) 转换成 20kHz 的高频交变电压送到功率变压器 T , 经降压再整流滤波后输出。本直流弧焊电源的电流反馈信号由霍尔电流传感器对焊接电流采样获得, 其优点是反馈控制系统与输出主回路完全隔离, 动态响应快, 采样信号与输出电流的比例线性度好。图 3-43 所示为本弧焊电源的效率及功率因数随输出电流 I_2 变化的情况, 由图可见, 电源效率随输出电流增加而增加, 在 100A 左右效率达到最大值(约 86%), 在较宽的工作范围(35~150A)内, 电源效率都在 80% 以上。电源的功率因数亦随输出电流的增加而增加, 在大部分工作区域内, 功率因数都在 0.9 以上, 最大值可达 0.98。可见本逆变焊接电源电气性能很好。

图 3-44 所示为 IGBT 弧焊逆变器的外特性。由于该电源具有良好的恒流特性和快速的动态响应, 所以弧长变化对焊接规范影响极小, 电弧燃烧非常稳定。在 TIG 焊接时, 逆变器的恒流特性

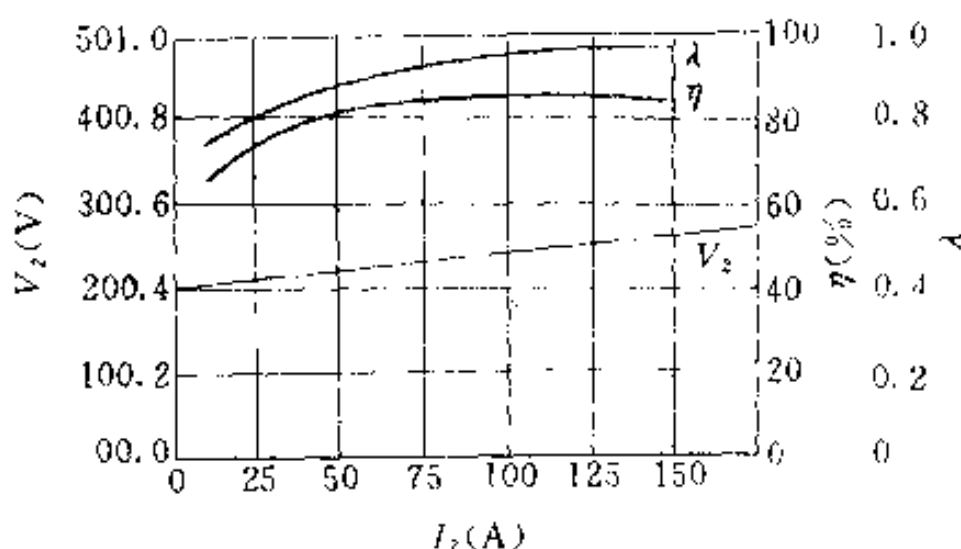


图 3-43 电源效率 η 、功率因数 λ 与输出电流 I_2 的关系

改善了钨极短路引燃的过燃烧问题。它是一种节能、轻便的新型弧焊电源。

3.7.3 大功率脉冲激光器电源

目前，大功率固体脉冲激光器在工业加工中，如焊接、打孔、切割等领域都得到广泛的应用。高压脉冲氙灯是这种激光器的泵浦光源。

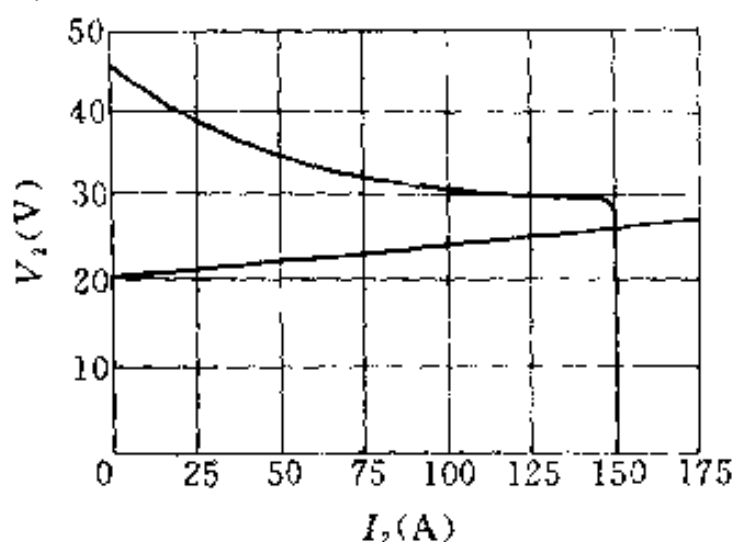


图 3-44 IGBT 弧焊逆变器的外特性

由于高压脉冲氙灯的工作条件恶劣，即开启时需要上万伏的高电压触发；工作时有几百安培的大电流冲击；电路有时工作在完全短路，有时又工作在完全开路的状态之下，因此，对电源的要求非常苛刻。过去激光器普遍采用以晶闸管作为逆变元件的开关电源，但这种电源存在以下缺点：

(1) 由于晶闸管的开关速度慢，因此逆变器工作频率不可能很高，这就限制了对储能元件的充电速度和充电精度。

(2) 以往的晶闸管开关型激光电源，经常出现两管直通现象，这是因为脉冲激光电源的强干扰信号多，使晶闸管误触发导通。

(3) 存在着严重的工作噪声。

最近研制的以 IGBT 为功率变换器件的开关型脉冲激光器电源克服了上述缺点。

图 3-45 所示为激光电源的主电路, 功率变换器件采用日本富士公司生产的快速型 I 系列 IGBT, 型号为 2MB175L 120。由于主电路采用谐振型电流过零关断工作方式, 因此减小了 IGBT 的关断损耗, 同时也消除了关断时在 IGBT 上产生的反峰电压, 从根本上解决了造成器件损坏的问题。主电路型式采用半桥谐振型。

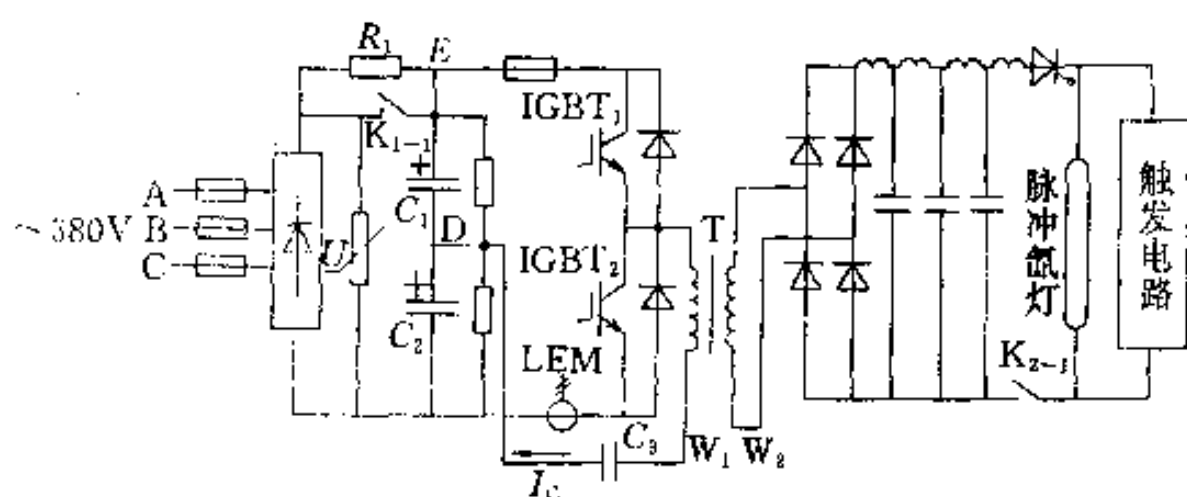


图 3-45 谐振型激光电源主电路

下面分别说明各部分电路的工作原理。

1. 输入整流滤波电路 输入整流滤波电路由桥式整流电路和串联电容 C_1 、 C_2 构成。整流桥选用耐压为 1200V、正向平均电流为 30A 的 6R130G 120 型 IGBT。电容器选用 CD283-2 高频电容, 电阻 R_1 和继电器 K_1 的常开触头 K_{1-1} 组成主电路的软启动回路。当电源启动时, R_1 串入主电路, 限制启动时的充电电流, 过 500ms 后继电器 K_1 吸合, 将限流电阻短路, 主电路启动过程结束。

2. IGBT 谐振型功率转换电路 谐振型功率转换电路由功率开关管 IGBT₁、IGBT₂, 半桥电容 C_1 、 C_2 , 高频变压器一次绕组 W_1 以及谐振电容 C_3 组成, 其工作原理如下:

(1) 当 IGBT₁ 和 IGBT₂ 均截止时, 由于电容 C_1 和 C_2 容量相等电路对称, 因此中点 D 的电压为输入整流滤波电路输出直流电

压 E 的一半, 即 $V_{C_1}=V_{C_2}=E/2$, 同时 $V_{CE_1}=V_{CE_2}=E/2$ 。

(2) 当 IGBT₁ 的栅极加一触发脉冲信号时, IGBT₁ 导通, 电容 C_1 通过 IGBT₁、变压器一次绕组 W_1 、谐振电容 C_3 放电, 同时电容 C_2 通过输入电源、IGBT₁、变压器一次绕组 W_1 、谐振电容 C_3 充电。中点 D 的电位在充电过程中按指数规律上升, 在 IGBT₁ 导电终了时, D 点的电位将上升到 $V_D=E/2+\Delta E$ 。当 IGBT₂ 被触发导通时, 电容 C_2 放电而 C_1 被充电, D 点电位在 IGBT₂ 导通终了时下降至 $V_D=E/2-\Delta E$, 即中点 D 的电位在电路动态过程中将在 $E/2$ 的电位基准上以 $\pm\Delta E$ 的幅度按指数规律变化。 ΔE 的数值取决于滤波电容 C_1 、 C_2 以及输出负载的大小。由于半桥电路具有抗不平衡能力, 因此 ΔE 在小范围变化时, 不会引起高频变压器的偏磁现象。在上述动态过程中, IGBT₁、IGBT₂ 均在谐振电流过零时自然关断, 没有 PWM 状态下大电流强迫关断时产生的反峰冲击, 不需要缓冲电路。谐振状态下的 IGBT 工作波形如图 3-46 所示。其工作频率为 30kHz。

图 3-47 所示为没有谐振电容 C_3 时, PWM 状态下 IGBT 的电流、电压波形。

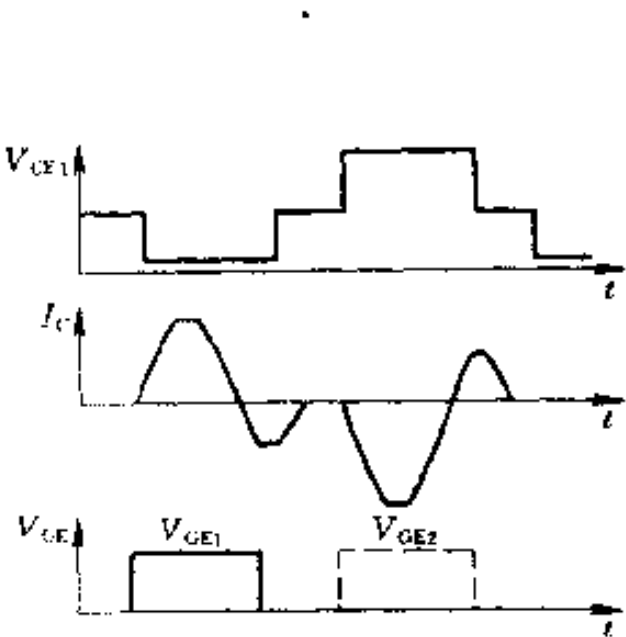


图 3-46 谐振状态下的 IGBT 波形

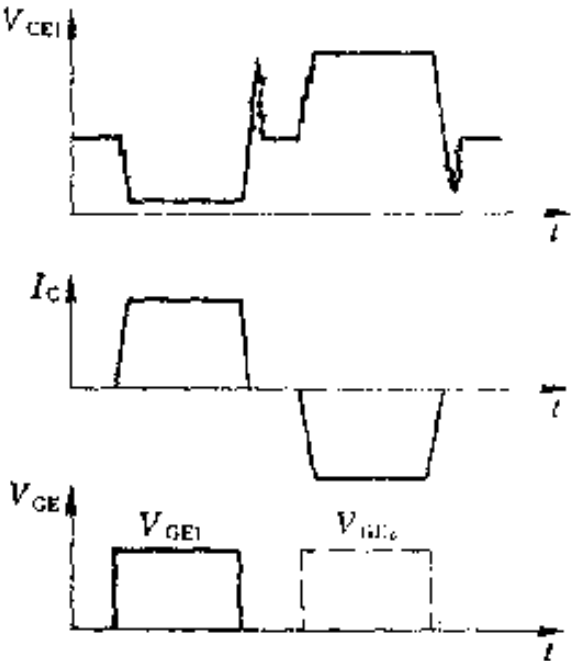


图 3-47 PWM 状态下的 IGBT 波形

3. 整流滤波输出电路 由高频变压器二次绕组 W_2 获得 1400V 的交变电压，经整流滤波后可获得 1200V 的高压直流，供给负载——脉冲氙灯。图 3-48 所示为采用光电二极管探测到的激光脉冲氙灯的放电波形，脉冲宽度为 $48\mu\text{s}$ ，幅度为 3V。因此，储能电容的最大放电电流为

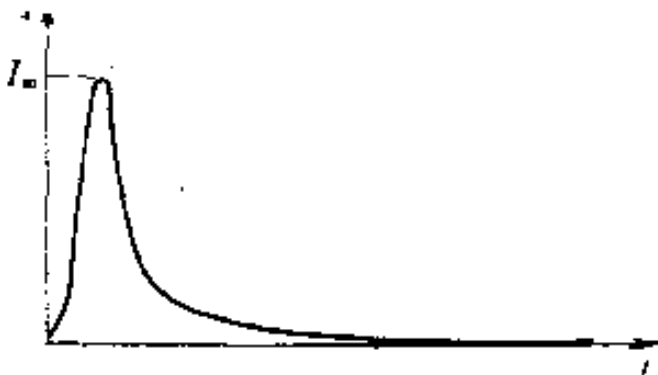


图 3-48 储能电容放电电流波形

图 3-48 储能电容放电电流波形

$$I_m = \frac{W}{TU} = \frac{CV}{2T} = \frac{50 \times 1200}{2 \times 48} = 625 \text{ A}$$

式中, 储能电容 $C=50\mu\text{F}$;

4. 控制及保护电路 大功率脉冲激光器在工作时有几百安培的大电流冲击。可产生很强的电磁干扰, 为了提高电源的抗干扰能力, 除在电路的布线、器件的布局上采取措施外, 控制电路采取了抗干扰能力强的全数字化控制方式。图 3-49 所示为控制电路的原理框图。

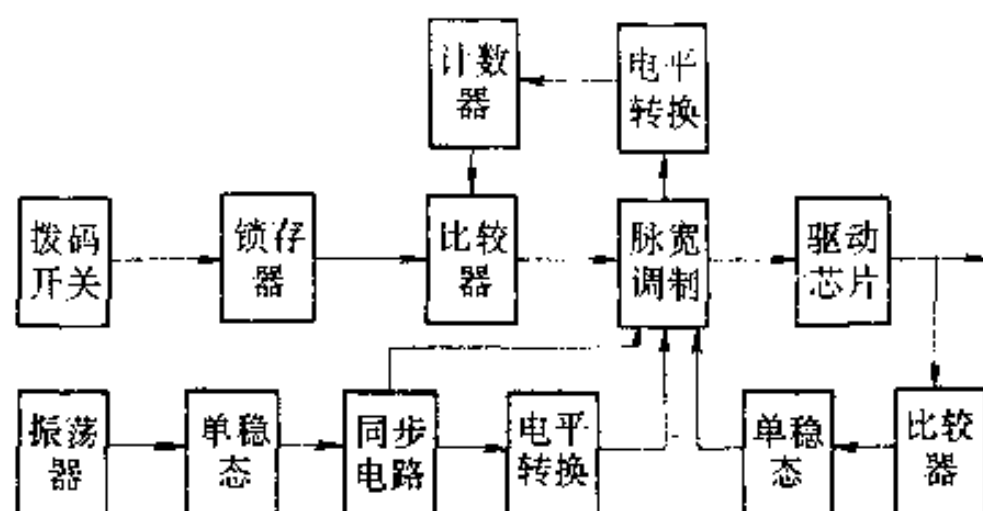


图 3-19 控制电路原理框图

拨码开关设定功率开关管 IGBT 开通的次数，从而决定输出电压值。输出充电电容的放电频率由 NE555 集成定时器构成的振荡器给定。为了提高整个电源的抗干扰能力，在控制电路中采用了 74LS374 锁存器和 CD4098 单稳态触发器。

功率开关管 IGBT 的驱动电路采用专用 EXB840 集成模块。为了防止 IGBT 过电流损坏，在主回路中加有霍尔电流传感器。一旦发生过电流现象，电流传感器 LEM 就发出过电流信号，封锁 TL494 脉宽调制器，使之无脉冲输出，同时切断主回路，并发出报警信号。

总之，以 IGBT 为功率开关器件构成的谐振型大功率激光器开关电源具有抗干扰能力强、可靠性高、工作稳定的优点，是一种性能优良的新型激光器电源。

第 4 章 静电感应晶体管(SIT)

静电感应晶体管(SIT——Static Induction Transistor)，诞生于 1970 年。由于它具有工作频率高、输出功率大、线性度好、无二次击穿现象、热稳定性好、抗辐射能力强、输入阻抗高等一系列优点，所以在雷达通信设备、超声波功率放大、开关电源、脉冲功率放大和高频感应加热等方面获得了广泛的应用，并且已发展成为一个相当大的 SI 家族。该家族的主要品种有功率 SIT、超高频 SIT、微波 SIT、双极模式静电感应晶体管(BSIT)与静电感应晶闸管(SITH)等。本章主要就功率 SIT 和双极模式静电感应晶体管(BSIT)介绍静电感应晶体管的基本结构、工作原理、特性参数与应用实例。

4.1 基本结构和工作原理

静电感应晶体管(SIT)特别适合于高频大功率应用。单管耗散功率已做到几个千瓦，相应的工作频率已做到 3~10MHz，电压电流容量已达 2000V/300A 水平。微波 SIT 的工作频率更高，为吉赫数量级。

图 4-1a、b 分别示出了这种器件的基本结构与电路图形符号。它是在 N^+ 型衬底上外延高阻 N^- 层，然后在 N^- 高阻外延层内扩散若干个 P^+ 区，再

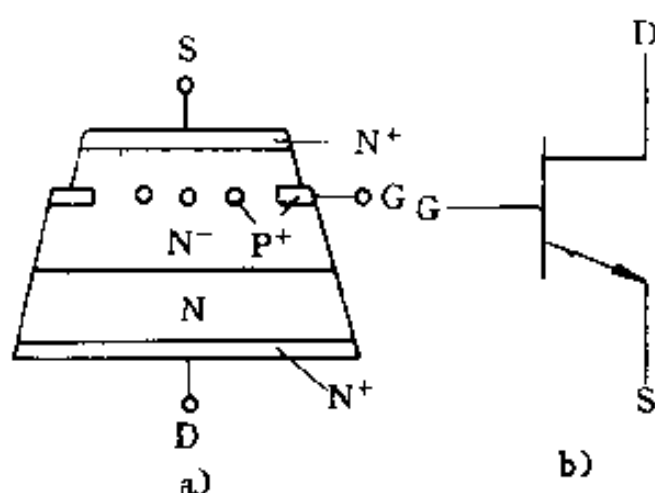


图 4-1 SIT 基本结构与图形符号

a) 基本结构 b) 图形符号

在其顶部另外扩散一个 N^+ 层后做成的。从衬底上引出的电极叫漏极 D, 将 P^+ 区连在一起后引出的电极叫栅极 G, 从扩散的 N^+ 层上引出的电极称为源极 S。

同许多场效应器件一样, SIT 采用的也是垂直导电型式的多胞结构, 图 4-1a 基本结构示意图中有 5 个 P^+ 区, 它们在与高阻外延层 N^- 型半导体的交界处形成了 5 个 PN 结。每两个 P^+ 区之间有一个可能流过漏源电流的垂直导电沟道。由于结构上的对称性, 下面只考虑其中一个沟道的工作情况。为说明方便起见。把只含一个沟道的部分重新画在图 4-2 中。图 4-2a 中所示空间电荷(也叫耗尽层)分布为栅源与漏源之间均没加电压(即 V_{GS} 等于零, V_{DS}

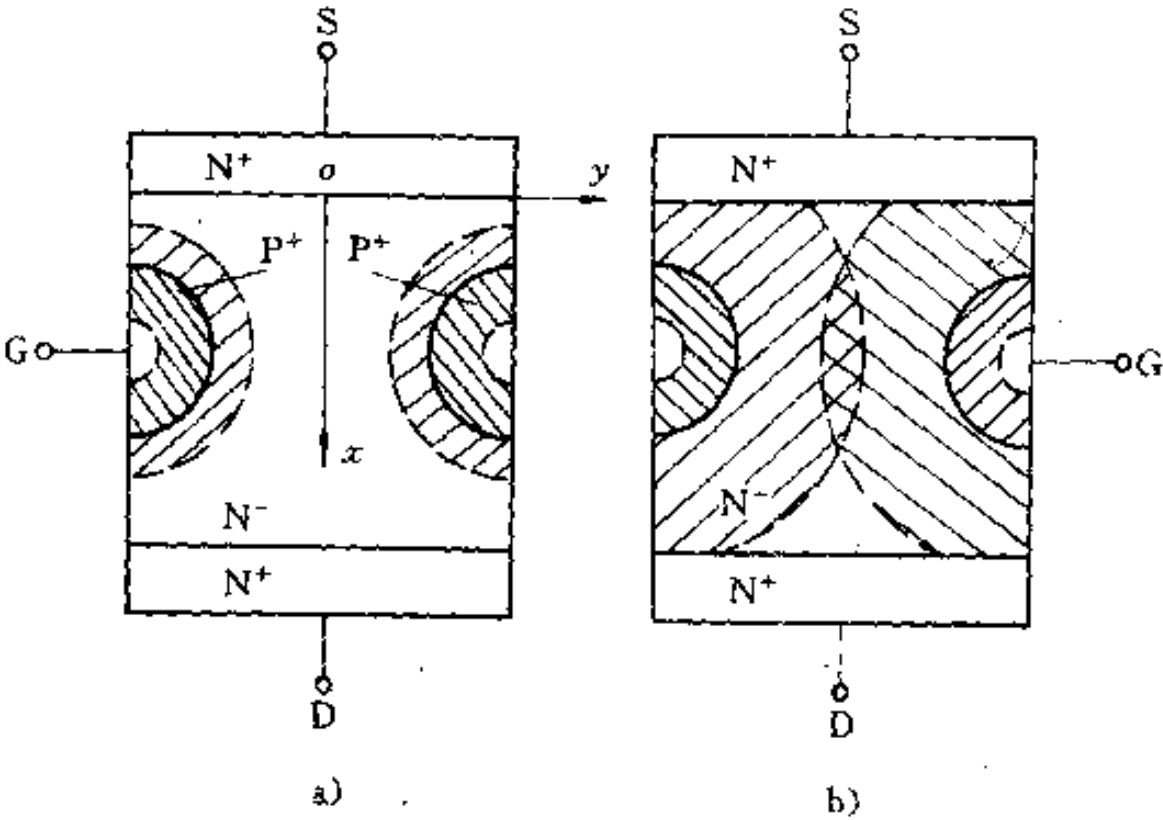


图 4-2 SIT 工作原理

也等于零) 时的情况。由图可见, 此时沟道中有很宽的电中性区(没有空间电荷的部分), 沟道没有夹断。很显然, 如果这时在漏源之间加一正向电压(漏正、源负), 源区多数载流子(电子)受漏源电场的作用将会向漏区漂移, 沟道中将有电流流过。由于这时只有沟道自身很小的体电阻对电流有阻碍作用, 因此漏源电压越高, 沟道中的电流就越大, 这就是所谓 SIT 的常开(normal-on)特性。

SIT 工作时, 栅源之间通常加一负偏压。由 PN 结的基本原理可知, 当栅源之间加上负偏压后, 两个 PN 结对应的空间电荷会变厚, 并且都会向沟道中央靠拢。当负偏压达到一定的值后, 两个空间电荷层就会相互交叠, 沟道完全夹断, 如图 4-2b 所示。按照器件物理理论来分析, 由于这时空间电荷所建立的静电场的作用, 沟道不再表现为电中性, 而是在其中产生了一定的电位分布。以沟道中心线为 x 轴建立坐标系(见图 4-2a), 并假设漏源电压为一正偏压 V_{DS} , 源极电位为参考零电位, 由器件物理理论可以求出沿 x 轴的电位分布 $u(x)$, 如图 4-3 所示。

由图 4-3 可见, 虽然这时的漏源电压为一正偏压, 但由于负的 V_{GS} 的作用, 从源极至漏极的电位分布曲线并不是单调增加的, 相反, 在沟道中心的某一位置有一电位最低点。将沟道中的这一位置叫鞍点, 也叫本征栅。与图 4-3 的电位分布所对应的电子位能曲线 $-qu(x)$ 如图 4-4 所示。在本征栅 x^* 处有一能量高坡, 称为沟道电子势垒。该电子势垒对多数载流子(电子)从源区向漏区的漂移运动存在阻碍作用。也就是说, 源区载流子要运动至漏区必须越过这个能量高坡。显然, 这只有那些能量高的部分电子才能做到这一点, 并到达漏区。载流子从源到漏的这种漂移运动形成漏源电流, 漏源电流的大小取决于越过电子势垒的载流子的多少。

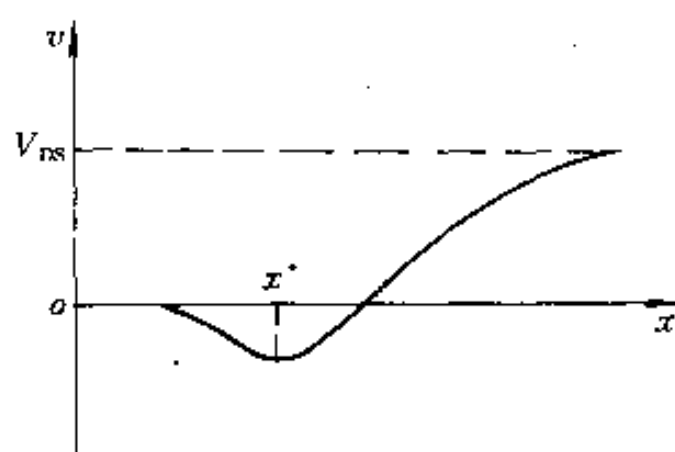


图 4-3 沟道中心线电位分布

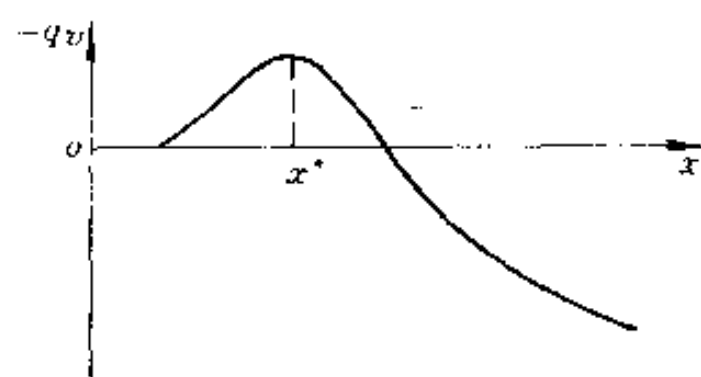


图 4-4 电子位能曲线

电子势垒越高,能越过电子势垒从源区漂移到漏区的载流子越少,漏源电流越小;电子势垒越低,从源区漂移至漏区的载流子越多,漏源电流越大。进一步的分析还表明,负栅偏压 V_{GS} 的绝对值越大,电子势垒越高;正漏源电压 V_{DS} 越大,电子势垒越低,这就是说,通过控制 V_{GS} 与 V_{DS} 的大小,可以控制沟道中的电位分布与势垒高度,从而控制从源区注入载流子的量,即控制漏源电流的大小。这就是 SIT 的基本工作原理。由于沟道中的电位分布与势垒高度是由 V_{GS} 与 V_{DS} 的静电场所形成的,因而这种器件得名为静电感应晶体管。

因图 4-1a 中的 P^+ 型栅体位于高阻外延层的内部,故而叫掩埋栅结构,它是 SIT 诞生之初所采用的结构。SIT 还有一种基本结构叫平面栅结构。它比掩埋栅结构简单,栅体与源区处在同一平面上。图 4-5 示出了这种结构的示意图,图中也只画出了其中一个沟道的情况。

两种结构相比,掩埋栅 SIT 输出功率大、抗辐射能力强、工艺难度较小,但工作频率比平面栅 SIT 低;平面栅 SIT 栅电阻和栅电容小,更适合于高频快速应用,但制造时需要自对准和局部氧化工艺,难度较大,输出功率也较小。

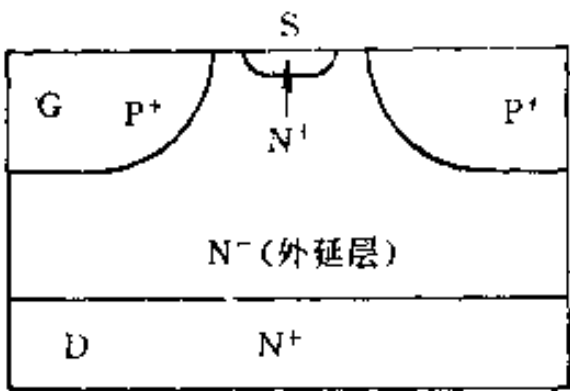


图 4-5 平面栅 SIT

4.2 静态特性和参数

4.2.1 伏安特性

由 4.1 节可知,SIT 是多数载流子导电的电压型器件,其沟道势垒是由栅源电压和漏源电压共同决定的,栅源电压的作用是增加势垒高度,漏源电压的作用是降低势垒高度,沟道势垒的高低决定了漏源电流的大小。图 4-6 给出了这种器件的典型 $I-V$ 特性。图中横坐标为漏源电压 V_{DS} ,纵坐标为漏极电源 I_D ,栅源电压 V_{GS}

为参变量。转折电压 V_{DS} 是 $V_{GS} = -V$ 的伏安特性与横轴的交点所对应的漏源电压。

由图 4-6 可见, 当 $V_{GS} = 0$ 时, I_D 与 V_{GS} 近乎成线性关系, 而且很小的漏源电压就会导致很大的漏源电流。这是因为 $V_{GS} = 0$ 时沟道中有很宽的电中性区, 没有阻碍载流子运动的势垒存在, 沟道表现为很小的体电阻。当栅源之间加上一定的负偏压(如 $V_{GS} = -V$)后, 沟道中的

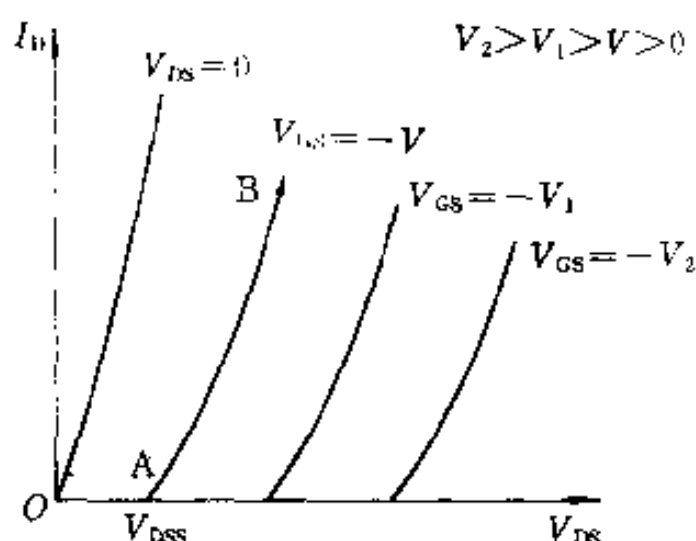


图 4-6 SIT 的曲型 I - V 特性

电位分布会发生变化并出现势垒。在 V_{DS} 较小的范围(如 $V_{DS} \leq V_{DSS}$) 内, 由于负偏压 V_{GS} 形成的势垒已经很高, 而 V_{DS} 对这一势垒的降低作用不够, 因此从源区注入的载流子不能越过这个能量高坡, 对外表现为几乎没有漏源电流流通, 即 I_D 与 V_{DS} 之间的关系有一段死区, 这就是图中每一条曲线与横坐标相交之前所对应的截止部分(如相应 $V_{GS} = -V$ 的 OA 段)。

若 V_{GS} 保持上述某一值(如 $-V$)不变, 而 V_{DS} 继续增大, 则沟道势垒会进一步降低, 并开始有载流子越过势垒流动, 即开始出现漏源电流。随着 V_{DS} 的进一步增加, 势垒高度越来越低, 源区向沟道注入的载流子量越来越多, 漏源电流越来越大。这就是图中 I_D 随 V_{DS} 增大而增大的曲线部分(如对应 $V_{GS} = -V$ 的 AB 段)。

进一步的分析表明, 上述 I_D 随 V_{DS} 增大而增大的部分, 在小电流区域呈指数规律, 而在较大电流区域变为线性关系。

对于栅源负偏压 V_{GS} 来说, 它的绝对值越大, 相应的 I_D - V_{DS} 曲线越往右移动。这是因为 $|V_{GS}|$ 越大, 由栅源电压建立的势垒越高, 要想克服这一势垒形成电流, 需要的 V_{DS} 必须越大。进一步的推导还表明, I_D 随 V_{GS} 的变化而变化的关系也是指数关系。

由图 4-6 还可见到, SIT 的 I - V 特性呈电流不饱和的类真空三极管特性, 它与双极型晶体管和普通场效应晶体管电流饱和的类五极管特性截然不同。这是 SIT 的最显著特点, 也是有时称 SIT 为固体三极管的原因。

SIT 的结构与结型场效应晶体管(JFET)十分相似, 但 SIT 的沟道比 JFET 的沟道短得多。两者有截然不同的电压电流特性, 原因就在沟道的长短上。事实上, 沟道电阻的负反馈作用正是电流饱和的主要原因。JFET 沟道长, 负反馈作用强, 呈电流饱和的 I - V 特性; SIT 沟道短, 负反馈作用很小, 呈电流非饱和的 I - V 特性。

4.2.2 极限参数

1. 栅源击穿电压 V_{GSO} 栅源击穿电压 V_{GSO} 是在漏极开路时栅源之间可承受的最高反向电压。

测试 V_{GSO} 的原理电路如图 4-7 所示。图中, 在 SIT 的栅源两个电极间加一个可调的负偏压 E , 并在回路中串接一毫安表, 调节 E 的大小即可改变栅极反向漏电流 I_G 的大小。通常把图中 $I_G = -0.1\text{mA}$ 对应的负偏压作为栅源击穿电压。显而易见, V_{GSO} 主要由栅源 PN 结的反向耐压所决定。

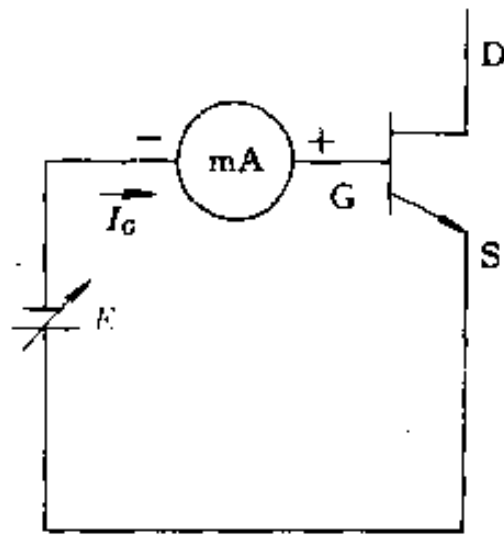


图 4-7 V_{GSO} 的测试电路

SIT 工作时, 栅源反向偏置电压必须小于这一数值。

2. 栅漏击穿电压 V_{GDO} 栅漏击穿电压 V_{GDO} 是源极开路时栅漏之间可承受的最高反向电压。

测试 V_{GDO} 的原理线路如图 4-8 所示。图中, 在 SIT 的 D、G 间加一可调的直流电压 E , 同样也在回路中串接一毫安表。测试时调节电压

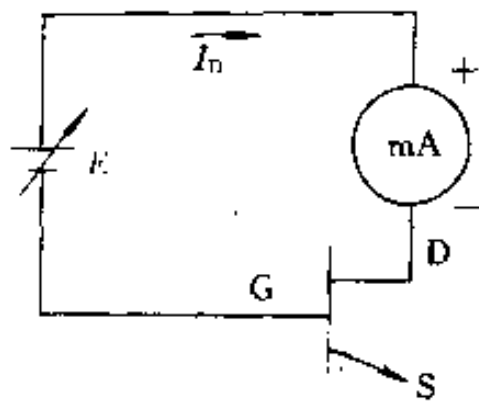


图 4-8 V_{GDO} 的测试电路

E 的大小直到 I_D 的读数等于 0.1mA 时为止, 把此时对应的电源电压作为栅漏击穿电压。

V_{GDO} 与高阻外延层的厚度和掺杂浓度有关。厚度越厚或掺杂浓度越低, 则 V_{GDO} 越大。

通常所说的 SIT 额定电压就是指这一电压。SIT 工作时漏源之间所加的最高电压也必须小于这一数值。

3. 最大漏极电流 $I_{D\max}$ 最大漏极电流是指器件工作时漏极允许通过的最大峰值电流。

4. 容许功耗 P_T P_T 是 SIT 允许的最大耗散功率。当 SIT 的实际损耗超过这一数值时, 结温将会显著升高, 器件有可能因过热而损坏。

5. 额定结温 T_j

6. 储存温度 T_{stg}

4.2.3 微变参数

SIT 是一种特殊的电力电子器件, 它不但可工作于开关状态, 而且还可以工作在大功率的线性放大状态。所谓微变参数就是指描述其线性放大特性的有关参数。

1. 电压放大系数 μ 电压放大系数 μ 是在直流工作点附近漏极电流 I_D 不变时, 漏源电压的变化量 $|\Delta V_{DS}|$ 与栅源电压变化量 $|\Delta V_{GS}|$ 之比, 即

$$\mu = \frac{|\Delta V_{DS}|}{|\Delta V_{GS}|} \quad (4-1)$$

有时也把电压放大系数 μ 表示为 V_{DS} 对 V_{GS} 偏导数, 即

$$\mu = \left. \frac{\partial V_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_{I_D = \text{常数}} \quad (4-2)$$

研究表明, 电压放大系数 μ 只与漏源电压 V_{DS} 和栅偏压 V_{GS} 有关, 而与漏极电流 I_D 无关。

图 1-9 表明了从 SIT 的伏安特性测取电压放大系数 μ 的方法。在低电压范围内, μ 将随 V_{DS} 的增加而增加, 但当 V_{DS} 较大时, μ 基本不变。图 1-10 示出了 μ 与 V_{DS} 的这种关系

由图 4-9 可见, 栅源负偏压 $|V_{GS}|$ 减少时, 为保持同样大小的漏极电流, 漏源电压也必须减小。而且 μ 越大, V_{GS} 的变化导致 V_{DS} 的变化也越大, 即 V_{GS} 对势垒高度的控制能力越强。显然希望有较大的电压放大系数 μ , 即希望 V_{GS} 对势垒高度有较强的控制能力。这样, 小的栅源电压变化量就可控制大的漏源电压变化量。功率 SIT 的电压放大系数 μ 约在 10~30。

2. 跨导 g_m 跨导 g_m 是在直流工作点附近漏源电压 V_{DS} 不变时, 漏极电流的变化量 ΔI_D 与栅源电压变化量 ΔV_{GS} 之比, 即

$$g_m = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right|_{V_{DS} = \text{常数}} \quad (4-3)$$

有时 g_m 也可以表示为 I_D 对 V_{GS} 的偏导数, 即

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS} = \text{常数}} \quad (4-4)$$

图 1-11 给出了如何从伏安特性求跨导 g_m 的方法, 即在 V_{DS} 不变的条件下, V_{GS} 取

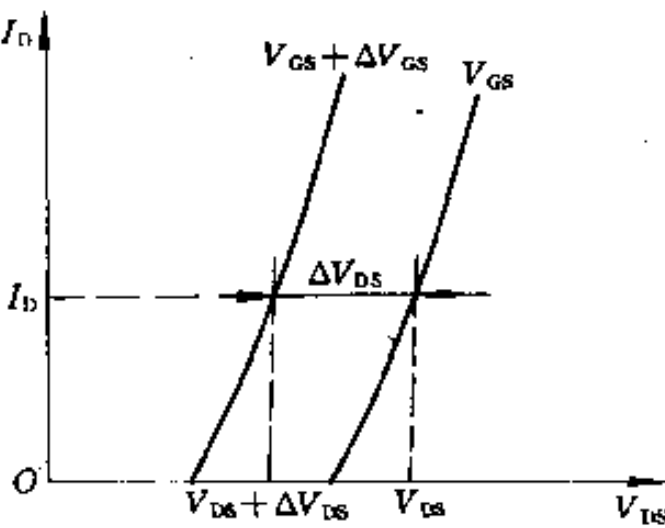


图 1-9 求 μ 的方法

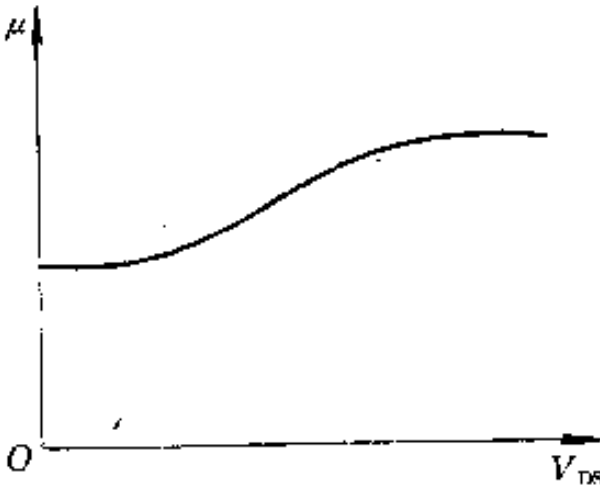


图 1-10 μ 与 V_{DS} 的关系

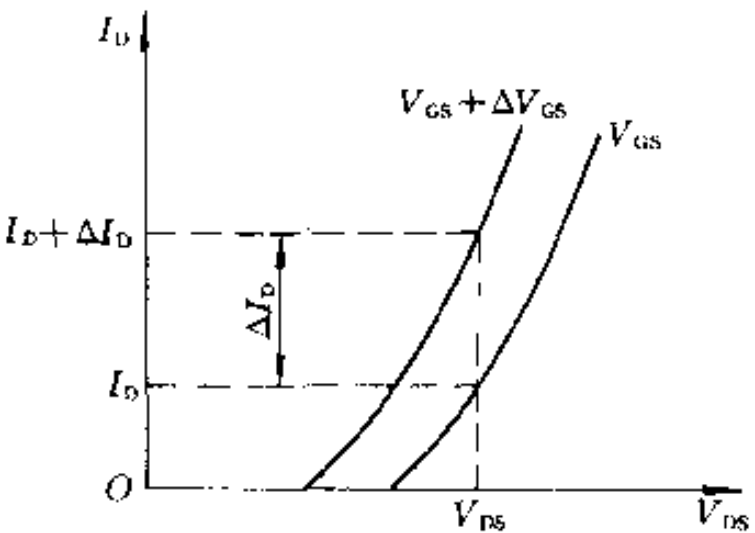


图 1-11 g_m 的求取

增量 ΔV_{GS} , I_D 将有一增量 ΔI_D , g_m 即为 ΔI_D 与 ΔV_{GS} 的比值。

跨导 g_m 反映了栅源电压 V_{GS} 对漏极电流 I_D 的控制能力, g_m 越大, V_{GS} 对 I_D 的控制能力越强, 即栅极控制特性越好。

研究表明, g_m 与静态工作点电流 I_D 有很大关系。 I_D 越大, g_m 也越大, 如图 4-12 所示。

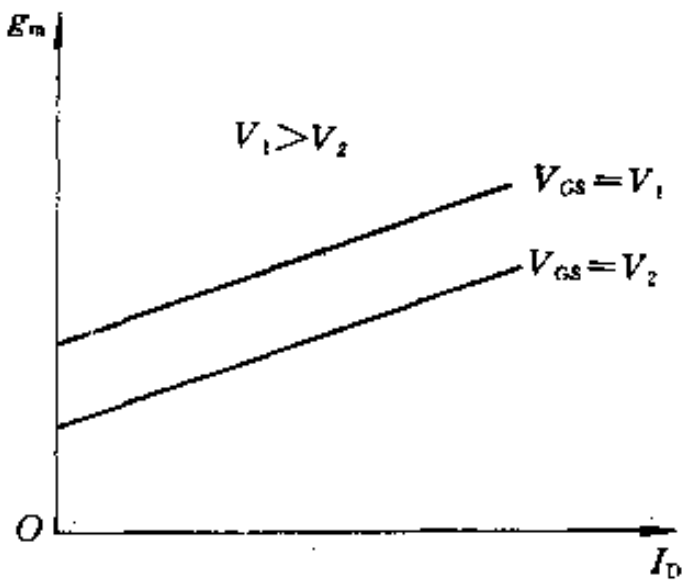


图 4-12 g_m 与 I_D 的关系

3. 输出电阻 r_D 输出电阻 r_D 是在静态工作点附近栅源负偏压不变时漏源电压的变化量 ΔV_{DS} 与漏极电流的变化量 ΔI_D 之比, 即:

$$r_D = \left. \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \right|_{V_{GS} = \text{常数}} \tag{4-5}$$

同样, 也可将 r_D 表示成 V_{DS} 对 I_D 的偏导数形式:

$$r_D = \left. \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} \right|_{V_{GS} = \text{常数}} \tag{4-6}$$

输出电阻 r_D 实际上就是对应 V_{GS} 等于某一常数的伏安特性曲线在静态工作点处的切线斜率的倒数, 如图 4-13 所示。正因为如此, 输出电阻也常称为动态电阻。

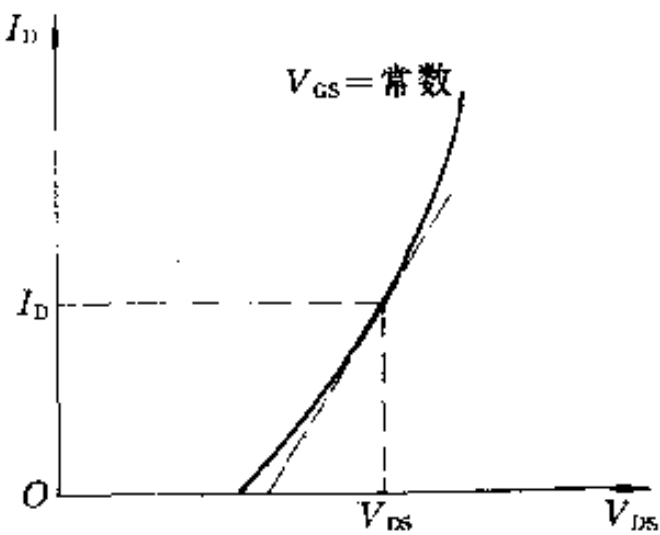


图 4-13 输出电阻的意义

对器件研究的结果表明, 输出电阻随静态工作点电流 I_D 的增加而减小, 并与栅源负偏压 V_{GS} 有关。

4.2.4 其他静态参数

1. 静态阻断增益 G 静态阻断增益 G 是 SIT 伏安特性与横轴交点所对应的漏源电压 V_{DSS} 与相应的栅源电压 V_{GS} 之比, 即

$$G = \frac{V_{DSS}}{V_{GS}} \tag{4-7}$$

静态阻断增益 G 反映了用栅源负偏压关断漏源电压的能力。 G 值越大, 关断能力越强, 也即用较小的栅偏压就可以关断较大的漏源电压。

图 4-14 给出了静态阻断增益 G 与 $|V_{GS}|$ 之间的关系, 同时也给出了电压放大系数 μ 随 $|V_{GS}|$ 的大小变化而变化的曲线。

由图可见, 在 $|V_{GS}|$ 较小时, 静态阻断增益 G 与电压放大系数 μ 均随 $|V_{GS}|$ 的增大而急剧增大, 但在较高的反向栅偏压下, G 与 μ 均基本不变。由图还可以看出, μ 值始终比 G 值大, 但大得不是很多。在 SIT 的电气参数中, 生

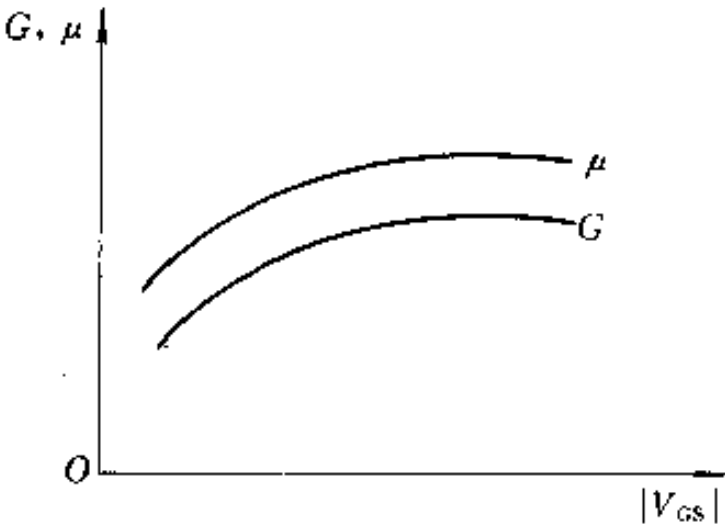


图 4-14 G 、 μ 与 $|V_{GS}|$ 的关系

产厂家通常只给出 μ 值, 而不给出 G 值。基于上述 G 与 μ 的相近关系, 实际工作中可以用 μ 代替 G 作近似计算。

2. 栅极漏电流 I_{GSS} I_{GSS} 是栅源之间加某一大小的反偏压时栅源 PN 结流过的反向漏电流。 I_{GSS} 一般很小, 为微安数量级。 I_{GSS} 的大小决定了 SIT 栅极驱动功率的大小。由于 SIT 反偏工作, I_{GSS} 很小, 因此需要的驱动功率很小。这种易于驱动的特性正是 SIT 的突出优点之一。

3. 漏极截止电流 $I_{D(off)}$ $I_{D(off)}$ 是在某一反向栅偏压下 SIT 截止时的漏极泄漏电流。 $I_{D(off)}$ 通常为几十微安的数量级。显然, $I_{D(off)}$ 越小, SIT 的关断损耗就越小。

4. 零栅偏压漏极电流 I_{DSS} I_{DSS} 是在零栅偏压条件下对应于某一漏源电压 V_{DS} 时的漏极电流 I_D 的大小。

5. 导通电阻 R_{on} 导通电阻决定了 SIT 开关工作时的通态损耗。导通电阻越小，通态损耗越低。SIT 的导通电阻主要决定于沟道电阻和漂移区体电阻。由于 SIT 都做成短沟道结构，沟道电阻可以做得很小。而漂移区体电阻与高阻外延层的厚度和载流子浓度有关，也即与击穿电压 V_{GDO} 有关。一般说来，SIT 的击穿电压越高，导通电阻 R_{on} 就越大。应该指出：单极型器件的 R_{on} 都比双极型器件的饱和电阻大，这是所有单极型器件的共同缺点。

导通电阻可以从 SIT 的伏安特性上求出，即 $V_{GS}=0$ 的特性曲线上某一点的电压与相应的电流之比就是该点的导通电阻。严格说来，导通电阻与漏极电流的大小有关，但多数 SIT 的零偏压伏安特性近似线性，因此可以取 R_{on} 的典型值作为导通电阻的参考值。

6. 断态电阻 R_{off} 在栅源之间加一定大小的负偏压后，SIT 即处于关断状态。但 SIT 毕竟不是理想开关，关断状态下漏源之间仍会有漏电流流过。漏源电压与漏电流之比就是 SIT 的断态电阻 R_{off} 。显然， R_{off} 越大，SIT 阻断性能越好。可以想像，断态电阻 R_{off} 与栅源间负偏压的大小有关。负偏压的绝对值越大，在同样的漏源电压条件下，断态电阻也会越大。

表 4-1 给出了 Tokin 公司生产的 2SK 系列 SIT 的主要静态参数。

表 4-1 2SK 系列 SIT 主要静态参数

参数名称	符号	测试条件	2SK 180	2SK 181	2SK 182	2SK 183
储存温度(℃)	T_{scr}		-50~+150			
额定结温(℃)	T_j		+150			
栅源击穿电压(V)	V_{GSO}	$I_G=0.1mA$	80(min)			
栅漏击穿电压(V)	V_{GDO}	$I_D=0.1mA$	600(min)	800(min)	600(min)	800(min)
最大漏极电流(A)	I_{Dmax}		20			
最大耗散功率(W)	P_j	$T_j=25℃$	300		100	

(续)

参数名称	符号	测试条件	2SK-180	2SK-181	2SK-182	2SK-183
电压放大系数	μ	$V_{DS}=50V$ $I_D=2A$	10			
栅极漏电流(μA)	I_{GSS}	$V_{GS}=-40V$	100(max)			
漏极截止电流(μA)	$I_{D(off)}$	$V_{GS}=-50V$	100(max)			
零栅偏压漏极电流(A)	I_{DSS}	$V_{GS}=0$ $V_{DS}=10V$	8	5	18	10
漏源导通电阻(Ω)	R_{on}	$V_{GS}=0$ $I_D=2A$	1.5(max)	3(max)	1.0(max)	1.5(max)
漏源阻断电阻(M Ω)	R_{off}	$V_{DS}=300V$ $V_{GS}=-50V$	1(min)			

4.3 动态特性和参数

4.3.1 开关特性

由 SIT 的伏安特性和静态阻断增益可知，栅源之间的负偏压可以阻断一定的漏源电压。因此，只要栅偏压足够，并且漏电压不超过一定的范围，SIT 就处于截止状态。另一方面，当栅偏压等于零时，漏源之间等效为一个很小的电阻，SIT 处于导通状态。

零偏压导通，负偏压截止，这是 SIT 的基本开关特性。

图 4-15 示出了 SIT 伏安特性的开关工作区。截止区的大小随负偏压的大小而变，一定数值的负偏压对应一定大小

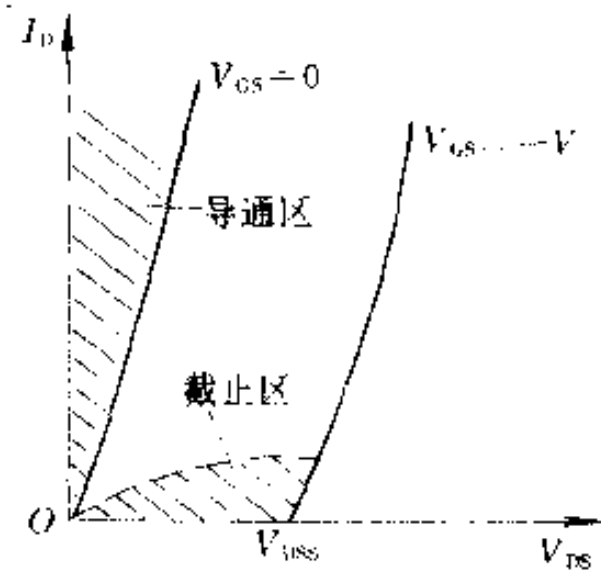


图 4-15 SIT 的导通区与截止区

的截止区。当漏源电压超过转折电压 V_{DSS} 之后,截止条件将不再成立。因此, SIT 工作于开关状态时,不允许漏源电压超过转折电压 V_{DSS} 。这是 SIT 与其他可关断器件的不同点。

静态阻断增益越高,同样大小的反向栅偏压所对应的截止区越大。

4.3.2 动态参数

1. 导通时间 t_{on} 与关断时间 t_{off} SIT 是依靠多数载流子导电的场致漂移器件,没有双极型器件中十分重要的基区渡越效应,也不存在双极型器件中不可避免的少数载流子行为,基本上没有反向恢复过程。它的开关速度比双极型晶体管快得多,开关时间基本上取决于器件的寄生参数——寄生电容、寄生电阻和寄生电感。

一般说来, SIT 的导通时间与关断时间都在几十至几百纳秒的范围内。

2. 截止频率 f_r 从结构上来看, SIT 实际是一种短沟道的结型场效应晶体管,因而它的截止频率不仅比双极型器件高,而且可比普通的场效应晶体管优越。电力 SIT 的截止频率已高达 10MHz 水平。微波 SIT 的截止频率已发展到若干吉赫的数量级。

开关损耗是限制器件实际工作频率提高的主要原因。双极型器件开关损耗大,特别是在其关断过程中,因少数载流子的反向恢复,既有大的恢复电流流过,又开始承受高的恢复电压,因而损耗很大。SIT 没有少数载流子的反向恢复问题,开关损耗很小,因而工作频率可以很高。由 SIT 构成的 200kW/300kHz 的高频感应加热装置已于几年前问世。

3. 输入电容 C_{gs} 栅源间的输入电容对器件的开关时间与工作频率有很大影响。为提高器件的高频特性,必须尽量减小输入电容 C_{gs} 。输入电容 C_{gs} 不但与器件的几何尺寸有关,还与栅源负偏压的大小有关。当栅源电压较小,栅源间的高阻 N^- 层未完全耗尽时, C_{gs} 随 $|V_{\text{GS}}|$ 的增大而显著减小;当栅源负偏压的数值大到一定程度,栅源间的 N^- 层完全耗尽之后, C_{gs} 虽然仍随 $|V_{\text{GS}}|$ 的增大而略有降低,但基本上趋于一个稳定的数值。图 4-16 示出了

这种关系。

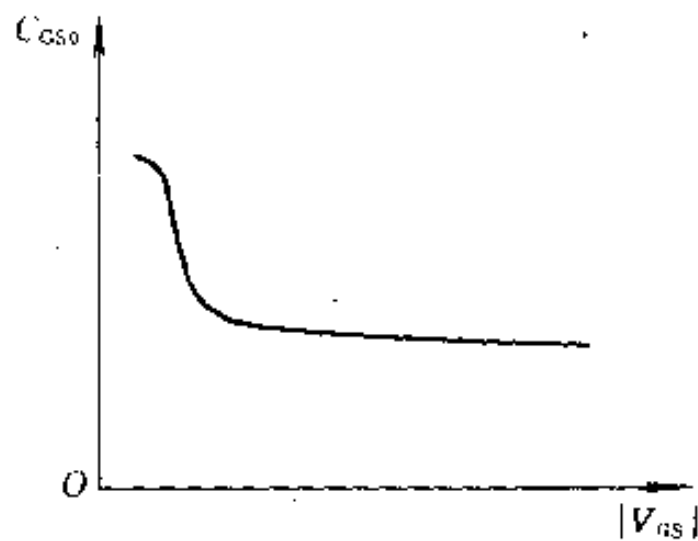


图 4-16 输入电容与栅源负偏压的关系

表 4-2 给出了 2SK 系列 SIT 的主要动态参数。

表 4-2 2SK 系列 SIT 的主要动态参数

参数名称	符号	测试条件	2SK-180	2SK-181	2SK-182	2SK-183
输入电容(pF)	C_{GS0}	漏极开路 $V_{GS} = -10V$	2500		8000	
截止频率(MHz)	f_T	$V_{DS} = 20V$ $I_D = 2A$	10		5	
导通时间(ns)	t_{on}	$I_D = 1.5A$	200		250	
关断时间(ns)	t_{off}	$V_{DS} = 50V$	250		300	

4.4 双极模式静电感应晶体管(BSIT)

双极模式静电感应晶体管(Bioplar Mode SIT，简管 BSIT)是 SI 家族的一个重要成员，1976 年由日本学者西泽润一教授首先研制成功。它的结构同 SIT 类似，只是由于几何参数的不同，零栅压下沟道已完全夹断，为此 BSIT 有时也叫常关型 SIT 或增强型 SIT。

与常开型 SIT 一样，BSIT 也是通过栅压和漏压按静电方式控制沟道势垒的器件，所不同的它是在正偏压下工作的，因而有少

数载流子注入效应和由此产生的少数载流子辅助沟道势垒调制效应。

BSIT 特有的结构与工作原理,使之不仅保持了 SIT 开关速度快、热稳定性能好、易于多单元并联的特点,而且因双极导电模式的引入,又具有电流密度大、通态压降小的特点,故而成为一种集 SIT 和双极型器件优势于一身的新型高压、高速、大电流开关器件。

BSIT 在其发展初期的主要应用领域是 SIT 集成电路,但随着它的大面积化和大功率化,应用范围已扩展到超声波装置、感应加热电源、大功率电源和高效节能灯等许多方面。

4.4.1 结构和工作原理

BSIT 一般采用与平面栅 SIT 类似的结构,但沟道区域比 SIT 的窄,如图 4-17 所示。

通过选择合适的结构参数(栅间距、栅体扩散深度和材料的掺杂浓度等),在栅结自建电场的作用下,耗尽层便会在沟道内充分交叠并形成足够高的电子势垒。当不加栅偏压时,漏源电压虽对势垒的降低有一定的作用,但因沟道已处于深夹断状态,单靠漏源电压不会有电子越过势垒形成明显的漏源电流,因此零栅偏压下 BSIT 处于关断状态。

当栅源之间施加一定的正偏压后,势垒高度被明显降低,电子开始从源区注入沟道,并越过势垒向漏极漂移形成漏极电流。当栅压进一步增大时,沟道势垒进一步降低,同时注入沟道的少数载流子也大量增加。根据注入少数载流子辅助沟道势垒调制效应,被注入的少数载流子也会参与对势垒高度的控制,其作用是使沟道势垒进一步降低,结果又促进了更多的多数载流子从源区向沟道的注入,即导致漏极电流急剧增大。

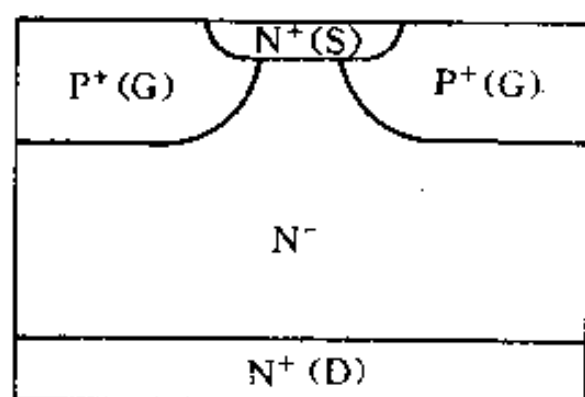


图 4-17 BSIT 的基本结构

由于少数载流子向沟道的注入，沟道内出现了两种参与导电的载流子。在正偏压很小时，向沟道注入的少数载流子可以忽略，势垒高度仍由栅、漏电压控制，BSIT 仍处于场控方式下的类单极型导电模式。当正偏压较大时，注入的少数载流子不可忽略，它们不仅参与传导电流，而且对沟道势垒起到了辅助调制作用，沟道内的总载流子浓度会因此增加几个数量级，器件即转变为大电流情况下的双极工作模式。由此可见，BSIT 的导通实际上存在着小电流下的类单极型工作模式和大电流情况下的双极型工作模式两种状态。双极模式静电感应晶体管的名称即由此而来。

4.4.2 伏安特性和主要参数

BSIT 的伏安特性如图 4-18 所示。当栅偏压为零时，器件处于深夹断状态，沟道中建立起来的足够高的势垒阻挡住了在漏场作用下从源区注入的多数载流子(电子)，因而没有漏源电流。当施加正向偏压 V_{GS} 至一定值后，势垒高度被降低，电子开始从源区注入沟道，并越过势垒形成漏源电流。随

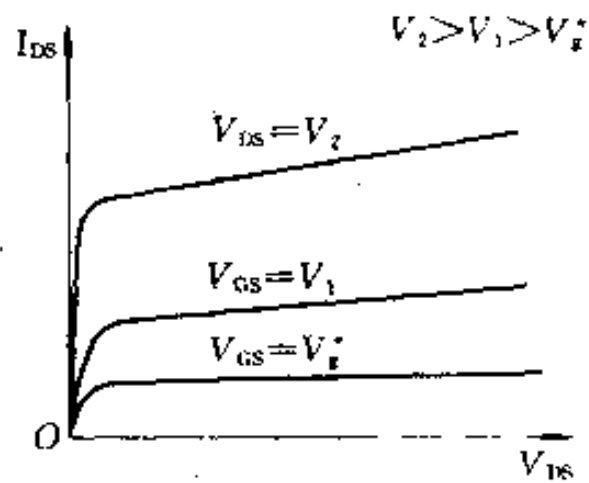


图 4-18 BSIT 的伏安特性

着栅偏压的进一步增加，注入沟道的少数载流子也大量增加。它们对沟道产生电导调制，并明显地参与对势垒的辅助调制，使势垒高度进一步降低，结果又促进了多数载流子从源区的注入，导致漏极电流急剧增大。这就是 $I-V$ 特性上电流以很大斜率上升的部分。由于在高的正栅偏压下，少数载流子(空穴)的注入使势垒显著降低直至消失，因此 BSIT 的电流输运基本上是场致漂移过程。在强场作用下。载流子以饱和极限速度运动，沟道电阻和漂移区电阻都起了限流作用，电流出现了饱和现象，因此，BSIT 的输出伏安特性很像双极型器件的 $I-V$ 曲线那样，呈现类真空五极管的饱和特性。

BSIT 的主要参数包括栅漏击穿电压、栅源击穿电压、漏源阻断电压、最大漏源电流、最大漏极耗散功率、共源正向电流传输比、栅源正向压降、漏源饱和压降、导通电阻、导通时间和关断时间等。此处只讨论与常开型 SIT 不同的几个参数。

1. 漏源阻断电压 V_{DSS} V_{DSS} 是栅源短路时漏源之间能够承受的最高电压。它是 BSIT 的重要参数，直接决定了器件能“关”多高的电压。由于 BSIT 是零栅压下的常关型器件， V_{DSS} 和沟道中的自建势垒紧密相关。随着自建势垒的不断提高， V_{DSS} 也会提高，直至器件的栅漏结达到雪崩击穿电压 V_{DGO} 为止。为了提高 V_{DSS} ，不但器件的 V_{DGO} 要高，沟道势垒也必须高。对于前者常采用场限环技术；对于后者要选择合适的结构参数，即要求外延杂质浓度低、漏源间距大、栅深且间距小。

器件工作时，漏源之间所加的最高电压必须小于这一阻断电压。否则器件就会失去零栅压阻断特性。

2. 共源正向电流传输比 h_{FS} 共源正向电流传输比即电流放大系数。它是设计 BSIT 驱动电路时的重要依据。由于 BSIT 是正向偏置型器件，导通时栅源之间有电流流通，因此同双极型晶体管一样，电流放大系数反映了栅极电流对漏极电流的控制能力。在小电流区域，BSIT 工作于类单极模式，漏源电流是由沟道中的势垒决定的，栅极电流对漏极电流无控制作用，即使无栅极电流也会有漏极电流，表现为电流放大系数 h_{FS} 很大。大电流时，栅极向沟道注入大量少数载流子，产生了电导调制效应，出现了准中性区，电子浓度不再由势垒高度决定，而是随少数载流子（空穴）浓度即栅电流的大小变化而变化，因而 h_{FS} 随之减小。图 4-19 给出了 h_{FS} 与 I_D 的这种关系曲线。

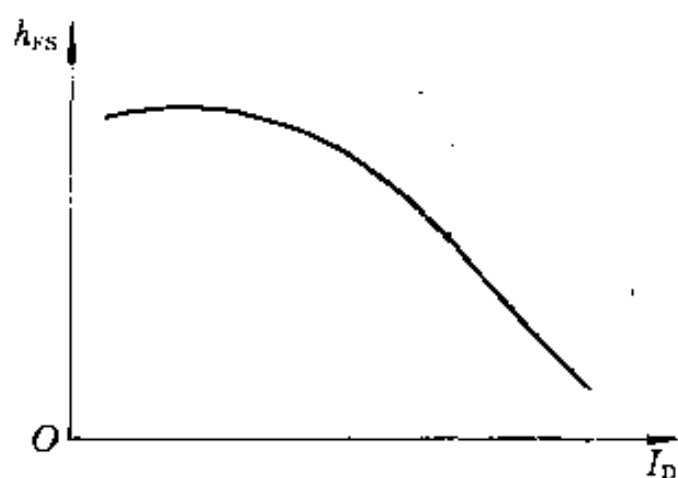


图 4-19 h_{FS} - I_D 关系曲线

由于 h_{FE} 不为常数，实际应用中常用平均电流放大系数来表征。与双极型晶体管相比，BSIT 的电流放大系数通常要大得多。

3. 漏源饱和压降 $V_{DS(sat)}$ $V_{DS(sat)}$ 是 BSIT 开始饱和时漏源之间的电压降。BSIT 饱和时，漏源之间全部处于电导调制状态，此时沟道内的电子浓度和空穴浓度比衬底的浓度高出两个数量级，因而压降很小。饱和压降决定器件的导通损耗。常开型 SIT 只有一种载流子参与导电，导通压降与外延层的掺杂浓度有关。BSIT 有两种载流子参与导电，并且饱和时整个外延层都处于电导调制状态，总的载流子浓度已远远高于原来的掺杂浓度，为此饱和压降不再与外延层的掺杂浓度有关。这一特点使 BSIT 几乎不存在饱和压降与击穿电压之间的矛盾，因而 BSIT 具有良好的通态特性。

BSIT 的饱和压降通常比双极型晶体管的饱和压降还低。

4.4.3 动态特性

BSIT 的开关过程中，导通时间 t_{on} 远小于关断时间 t_{off} ，其开关速度主要受 t_{off} 制约。

1. 导通过程 对于阻性负载，导通过程分为延迟过程和电流上升过程。对于感性负载，还包含有电压下降过程。BSIT 的导通过程与双极型晶体管类似，下面给出阻性负载时的情况。

1) 延迟过程 栅极上加输入脉冲后，它首先对栅源电容 C_{GS} 充电，在 V_{GS} 还没有提高到足以造成小注入之前， I_{DS} 近似为零，器件仍处于单极工作模式的断态。

2) 上升过程 随着充电过程的继续， V_{GS} 进一步升高，BSIT 进入双极工作状态， I_{DS} 增大，漏源压降 V_{DS} 减小。输入脉冲除继续对栅源电容充电外，还补充外延层中因复合而损失的少数载流子（空穴）。

导通时间 t_{on} 等于延迟时间 t_d 与上升时间 t_r 之和，即

$$t_{on} = t_d + t_r$$

2. 关断过程 同 IGBT 类似，电导调制效应的引入，无疑增加了关断时间 t_{off} ，但 BSIT 具有与 SIT 类似的结构，可以通过栅

源结反偏压来有效地抽取少数载流子。因此, BSIT 的驱动电路不仅应能提供正向偏置电流, 还应能提供反向偏置电压, 以减小 t_{off} 和提高开关速度。

BSIT 的关断过程分为存储过程、双极下降过程和单极下降过程。

1) 存储过程 输入脉冲跳变到零后, 栅源电流立刻跳变; 但存在于外延层中的超量电荷并不能立即消失, 栅源结和栅漏结仍维持正向偏置状态, I_{DS} 基本不变, 外延层中的过量少数载流子通过反向抽取电流 I_{GS} 及复合过程而逐渐消失。与此同时, 等量的电子不断由漏极流出。存储过程经历的时间最长。

2) 下降过程 下降过程包括双极下降过程和单极下降过程。存储过程结束后, 过量的少数载流子(空穴)和电子虽已减小, 但外延层中仍有不少电荷, I_{DS} 仍没有减小。在下降过程中, 电荷继续减小直至沟道完全耗尽并出现势垒, 漏源电流从原值下降到零, 器件恢复阻断状态。

双极型器件都具有少数载流子存储效应, 关断时间比单极型器件长。就 BSIT 而言, 控制不必要的少数载流子注入及减少少数载流子积累是其高速化必须解决的两个问题。采用断台面结构是消除不必要的少数载流子注入从而提高开关速度的有效方法。

综上所述, BSIT 是一种场控器件同双极型器件的工作原理相结合的新型器件。它具有高的阻断电压、大的电流密度、低的通态电阻、小的饱和压降, 工作频率可达几十千赫以上。由于这一系列的优点, 它不仅在集成电路, 更重要的是在电力电子领域有着广阔的应用前景。

4.5 SIT 在高频感应加热中的应用

长期以来, 人们一直在探索对高频感应加热设备进行彻底改造的途径, 电力 SIT 器件的研究成功使这一理想变成了现实。1984 年日本岛田理化工业株式会社用截止频率为 10MHz 的 2SK-183 型 SIT(60A/800V)为核心器件, 研制成功了频率为 20~

300kHz、功率为 3~200kW 的系列化全固态高频感应加热设备。传统的电子管设备因此而发生了根本的变革，由原来采用电子管以自激振荡方式把高压直流能量转换为高频能量的老设备，变成了用大功率 SIT 构成换流桥方式将直流能量转换成高频能量的全晶体管设备；转换效率从 50% 提高到 95%；电压从 12kV 降为 500V，并且省去了庞大的升压变压器和灯丝变压器，大大减少了冷却用水，取得了高效、节能、节材、节约空间和运行费用的显著效果。

以下介绍一个 SIT 高频感应加热设备实例。

1. 系统结构 图 4-20 给出了本例中的高频感应加热设备系统框图，它可分为整流和逆变两大部分。

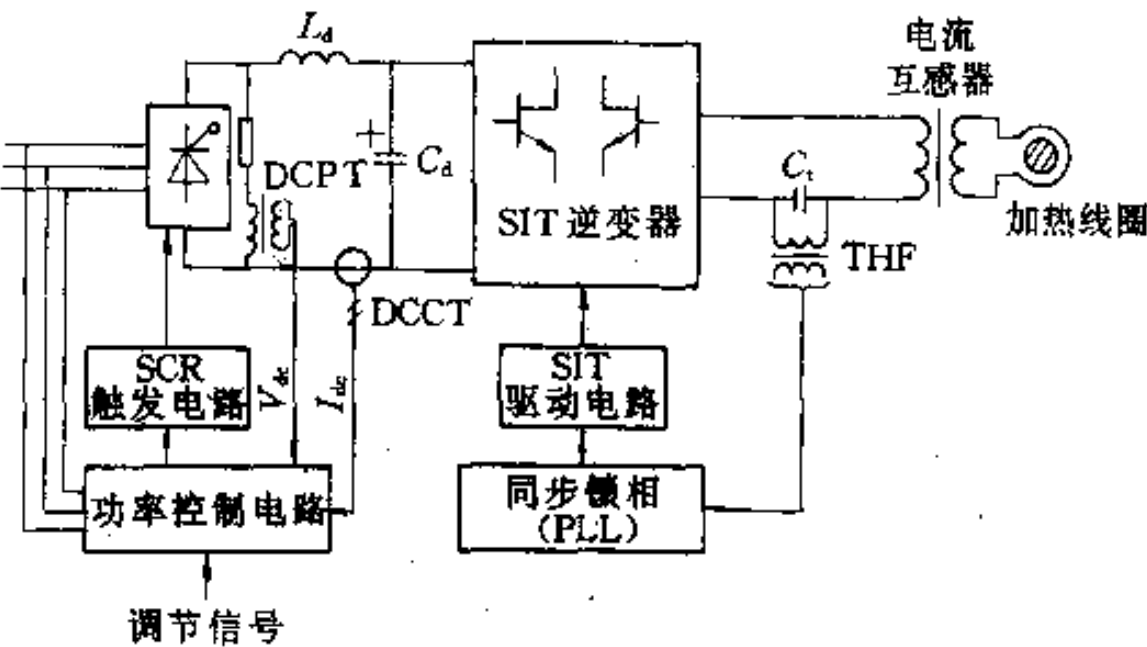


图 4-20 SIT 高频感应加热设备框图

整流部分包括晶闸管三相全控桥式整流电路、SCR 触发电路、DC 电压检测电路、DC 电流检测电路和功率控制电路等几个环节。功率控制电路能对三相交流输入电压的变化以及逆变器输出电压和电流的变化迅速作出响应。它有 3 个功能：调节中间直流电压、直流电流或直流输出功率，它们都是通过改变 SCR 触发脉冲的相位来实现的。功率控制电路通过对上述直流电压、电流或功率的闭环调节实现对负载电压、电流和功率的调节。实际中应该控制负载电压、电流还是功率的大小，取决于感应加热设备

的应用场合。一般采用电压调节方案来作金属表面的硬化处理。

逆变器部分包括 SIT 高频逆变器、串联谐振电路、高频变压器 THF，同步锁相(PLL)电路和 SIT 驱动电路。高频变压器 THF 检测谐振电容两端的高频电压信号，以提供负载电流的相位，PLL 电路使逆变器输出电压和输出电流的相位相等，即强制逆变器工作在谐振点上，以保持功率因数为最大值 1，同时实现零电流开关的工作模式。

负载谐振属自激振荡方式，必须有起动电路作辅助逆变器方能启动。启动电路由常规的振荡器和电子开关构成，图 4-17 中没有画出。

在启动过程中，逆变器输出电压和电流不可能同相位，即外控频率通常会偏离负载谐振频率。只有当系统切换到自激方式后，逆变器输出频率才能通过 PLL 电路自动追踪谐振频率。

2. 主电路 图 4-21 示出了系统的主电路。它包括可控整流电路、SIT 高频逆变器和负载电路三部分。

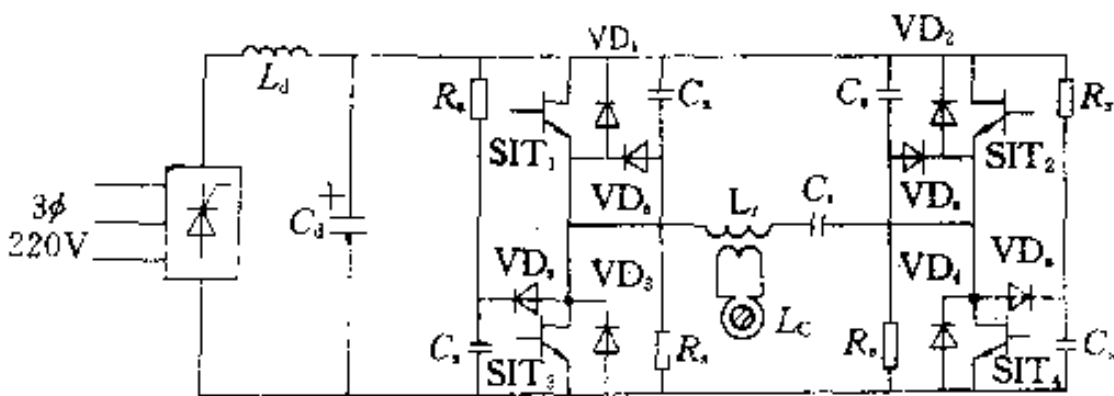


图 4-21 主电路

可控整流电路由晶闸管三相全控桥、限流线圈 L_d 和滤波电容 C_d 组成。 C_d 是一个电解电容，其两端的电压是一个稳定但大小可调的直流电压。它向逆变器提供了一个稳定可调的直流电源。

逆变器部分采用电压型单相全控桥结构。每个开关由若干个 3kW 的 SIT(TS-300D)并联。由于 SIT 是多数载流子导电的单极型器件，具有正的电阻温度系数和很好的自均流能力，因而不需采取任何措施、甚至不必要求特性那么一致就可以直接并联。这

为提高系统的输出容量提供了极大的方便。

表 4-3 给出了 TS-300D 与其他几种型号 SIT 的性能参数。TS-300D 的最高电压为 1000V、最大电流为 180A，导通电阻小是其最大的优点。

表 4-3 TS-300D 与其他几种型号 SIT 的性能参数

型 号	2SK-183H	TS-300H	TS-300D
参数名			
栅漏击穿电压(V)	1200	1200	1000
栅源击穿电压(V)	80	70	70
最大漏极电流(A)	60	180	180
耗散功率(kW)	1	3	3
截止频率(MHz)	10	7	7
导通电阻(Ω)	1.5(max)	0.5(max)	0.36(max)
导通时间(ns)	250	350	350
关断时间(ns)	300	350	350

反并联二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 为负载电流提供续流回路。当逆变频率偏离谐振频率时，这些二极管中将有反冲电流流过。 R_s 、 C_s 和 VD_1 是缓冲电路。当 SIT 换流时，它们起抑制浪涌电压的作用。

负载电路由串联谐振电路、电流互感器和加热线圈组成。串联谐振电路能在电容器 C_1 和电感 L_1 两端产生几千伏的高频电压。

电流互感器的二次绕组只做成一圈。几千安的高频电流将流过与互感器相连的加热线圈 L_c ，从而在其周围产生加热金属用的高频磁通。串联谐振电路 Q 值的选择与热加工工艺的性质有关，对于金属表面硬化处理，一般取 Q 值为 10~30。

主电路电源关断时，SIT 的“常开”特性使电解电容 C_d 自由放电，因而无需放电用的电阻。

3. 驱动电路 SIT 是常开型器件，不加栅偏压时，漏源间处

于短路状态，如果这时加了漏电压，立刻就会有有很大的漏源电流流动。SIT 的这种常开特性在设计电压型逆变器时必须特别注意，否则就会发生桥臂直通的危险。为此，SIT 对驱动电路的要求比较高。驱动电路的供电电源也必须十分可靠，并且应比主电路电源先接通。

负栅偏压的大小决定了漏源阻断电压的高低。实际应用中，应尽可能加大反向栅偏压的数值，以使漏源间出现浪涌电压时也足以夹断漏极电流。负栅偏压的具体大小可以参考下述公式来确定：

$$V_{GS} \geq 1.25 \frac{\text{漏源电压 } V_{DS}}{\text{电压放大系数 } \mu} \quad (4-8)$$

为使 SIT 导通，本来施加零偏压就够了。但若施加一定大小的正偏压，SIT 的导电沟道将会加宽，导通电阻会显著减小，导通损耗会大大降低。因此，驱动电路常设计成能提供一定正偏压的形式，不过正偏压不宜过大，否则会明显延长 SIT 的关断时间。

图 4-22 给出了本例中驱动电路的原理线路。它由脉冲变压器、前置放大器、推挽输出级和加速电路等环节组成。

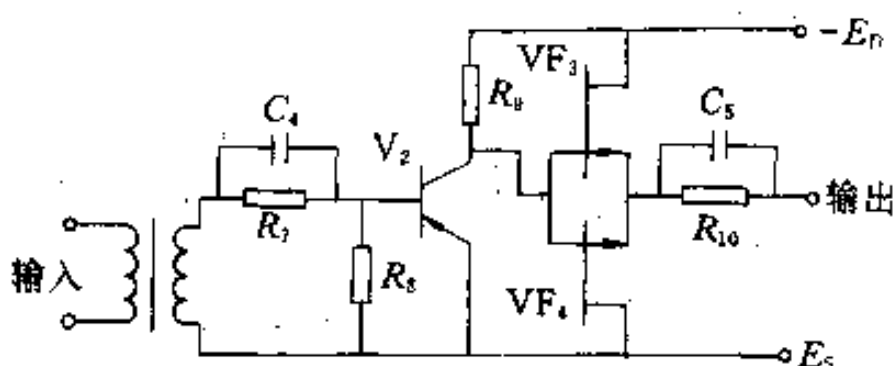


图 4-22 SIT 驱动电路

脉冲变压器起隔离控制电路和主电路的作用；前置放大器由晶体管 V_2 ，电阻 R_7 、 R_8 、 R_9 和电容 C_4 构成；推挽输出级由场效应晶体管 VF_3 和 VF_4 组成。使用场效应晶体管的目的是为了与 SIT 本身的高速开关特性相匹配。电容 C_5 加速 SIT 的开通，与 C_5 并联的电阻限制正向偏置电流的大小。

驱动电路有两组电源。 E_S 用于正偏压，以减小 SIT 的导通电阻； E_D 用于负偏压，以关断漏极电流。本例中的 E_S 、 E_D 分别为 $+5V$ 与 $-40V$ 。

图 4-23 给出了相应的驱动电压波形, 图 a 为驱动电路开路时的情况, 图 b 为驱动电路接上 SIT 之后的情况。由图 b 可见, 由于 SIT 栅源间具有正向二极管特性, 尽管驱动电路施加了一定的正向偏压, V_{GS} 也不会大于零。

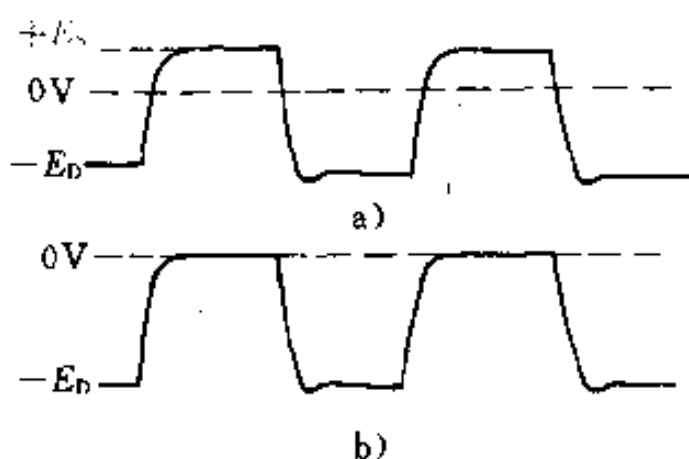


图 4-23 驱动电压波形

图 4-24 给出了 SIT 的驱动电流与电压波形, 并且重新画出了对应的驱动电压波形。由图可见, 在导通与截止两个稳定过程中, 栅源间几乎没有电流流动, 即 $i_G = 0$, 但在导通变截止或截止变导通

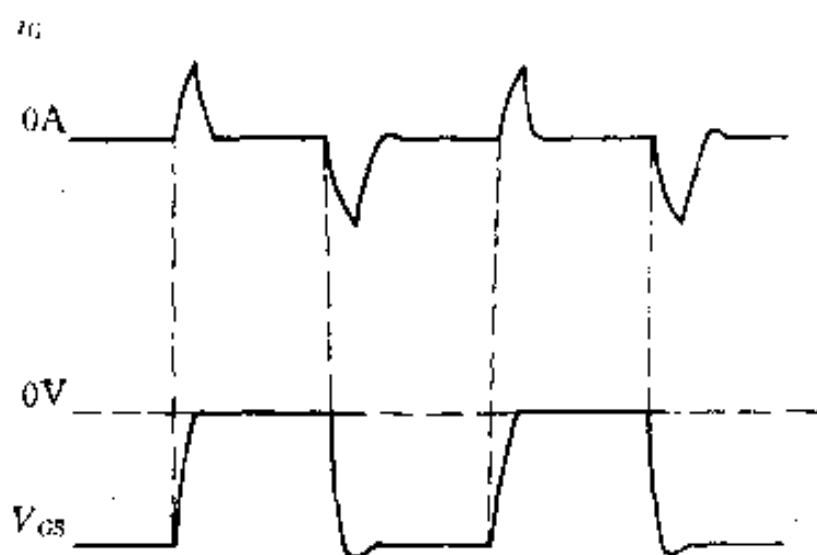


图 4-24 驱动电流与电压波形

的开关过程中, i_G 都会有一定的数值, 这是由于输入电容 C_{GS0} (主要是栅源结电容) 充放电造成的结果。

为防止换流过程中同一桥臂的上下两个器件同时导通而引起直流电源短路, 相应的驱动信号必须考虑一定的互锁延迟时间, 也就是说图 4-18 中的 4 个开关 SIT_1 与 SIT_2 、 SIT_3 与 SIT_4 的驱动信号必须分别具有同时截止的死区时间。

4. 结果 图 4-25 给出了输出功率 75kW、谐振频率分别为 180kHz 与 27kHz 两种情况下逆变器的输出电压和电流波形。两种情况的直流电压分别为 420V 与 460V, 直流电流均是 165A。

由图可见, 逆变器输出电压为方波, 输出电流为正弦波, 符

合串联谐振电路的特点。而且还可以看出,无论哪种情况,电压与电流同相位,因此,功率因数最高,主电路也决不会因相位差而产生换流浪涌,使设备工作在最令人满意的状态。

本例介绍的高频感应加热设备已有系列化商品,输出功率为15~300kW,工作频率为20~200kHz。它们与相同容量的电子管设备相比,具有如下明显的优点。

- (1) 安装面积减小1/2;
- (2) 重量减小1/3;
- (3) 输入容量减小1/3;
- (4) 效率提高40%以上;
- (5) 无需预热。

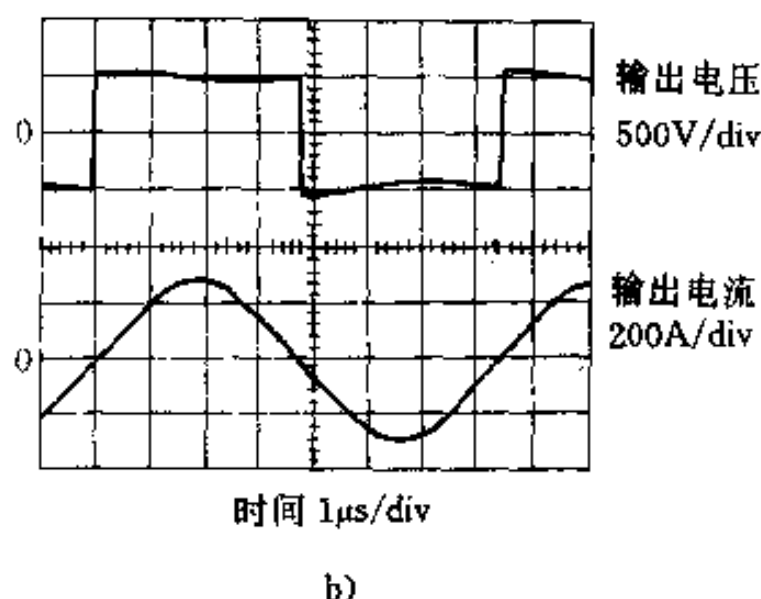
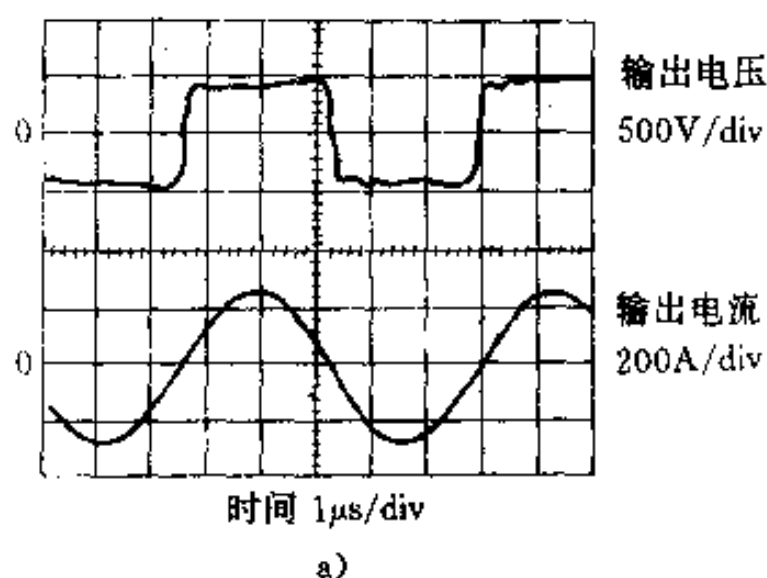


图4-25 逆变器的输出电压和电流波形
a)180kHz 时 b)27kHz 时

第 5 章 静电感应晶闸管(SITH)

静电感应晶闸管(SITH——Static Induction Thyristor)是由日本西泽润于 1972 年提出并研制成功的一种新型电力电子器件。由于 SITH 制造工艺复杂,成本较高,因此在其初期发展曾一度受到限制。但随着半导体、微电子技术的不断改进和突破,尤其是 SITH 的优良性能越来越受到人们的密切关注和青睐,因此,近年来 SITH 的发展很快,并逐步趋于成熟,有些已经商品化。

5.1 特点

SITH 的工作原理类似于 SIT,它的门极电压和阳极电压均能通过电场控制阳极电流,因此 SITH 又称为场控晶闸管(FCT——Field Controlled Thyristor)。

SITH 与普通晶闸管(SCR)和可关断晶闸管(GTO)相比,具有许多独特的优点,例如,通态电阻小,正向压降低,允许电流密度大,耐压高;开关速度快,损耗小; di/dt 和 dv/dt 耐量大,抗辐射能力强,工作温度高等等;但更为突出的特点是 SITH 的工作频率可达 100kHz 以上,比 GTO 高出 1~2 个数量级。另外,SITH 的可控功率达 100kW 以上,因此,SITH 是一种继 GTO 以后发展起来的比较理想的高频率、大功率晶闸管。

在使用上,SITH 也不像 GTO 那样“娇嫩”,工作条件那么苛刻,所以比 GTO 使用容易。

SITH 也存在一定的缺点,如,SITH 制造工艺比 GTO 复杂得多,关断时,需要较大的门极驱动电流,阳极具有尾部电流,关断电流增益也略比 GTO 低等。

5.2 基本工作原理

SITH 是根据 SIT 原理制成的,其典型的单胞结构如图 5-1 所示。由图可以看出,在 SIT 的漏极面加一个 P^+ 层,便形成 SITH。SIT 是一个三端三层器件,而 SITH 是三端四层器件,从 SIT 的漏极面加的 P^+ 层上引出电极,称为 SITH 的阳极,相应于 SIT 源极的电极称为 SITH 的阴极,阳极-阴极区间的 N 区叫做基区,基区靠近阴极区的地方掩埋的多个又长又窄的 P^+ 条,即为 SITH 的门极区。使用的时候,把这些门极区连接在一起,引出门极。可以看出,SITH 也可看作是在 P^+-N-N^+ 二极管的结构中置以 P^+ 掩埋层形成的。一只 SITH 要由几百,几千乃至上万个这样的单胞并联于直径为十几毫米或者几十毫米的芯片中构成。

SITH 的阳极,阴极和门极通常用字母 A、K、G、表示,常用的图形符号有三种,如图 5-2 所示。图中的箭头表示 SITH 开通时,两种载流子流动所形成的阳极电流方向。

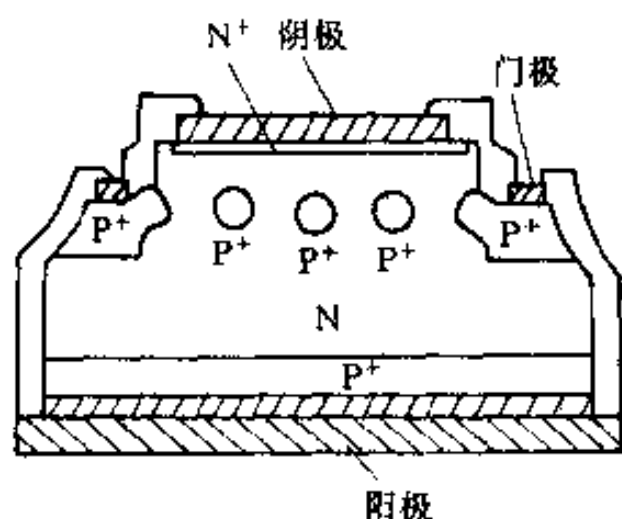


图 5-1 SITH 单胞结构

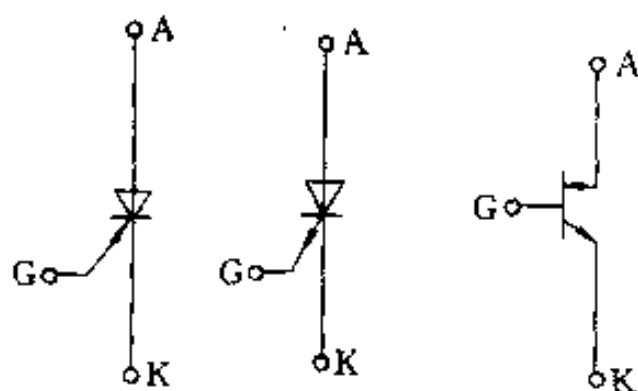


图 5-2 SITH 图形符号

SITH 的工作原理与 SCR 和 GTO 不同,它是通过改变门极偏压,调节导电沟道中空间电荷区的宽度,控制导电沟道的夹断与开通,实现其开关作用的。图 5-3a、b 示出 SITH 的开关机理。

SITH 多为常开型器件,当门极偏压为 0 时,处于导通状态。这时,门结耗尽层很窄,在门区之间形成 N 型导电沟道,电子和空穴分别从阴极和阳极注入基区,通过导电沟道形成由阳极 A 到阴

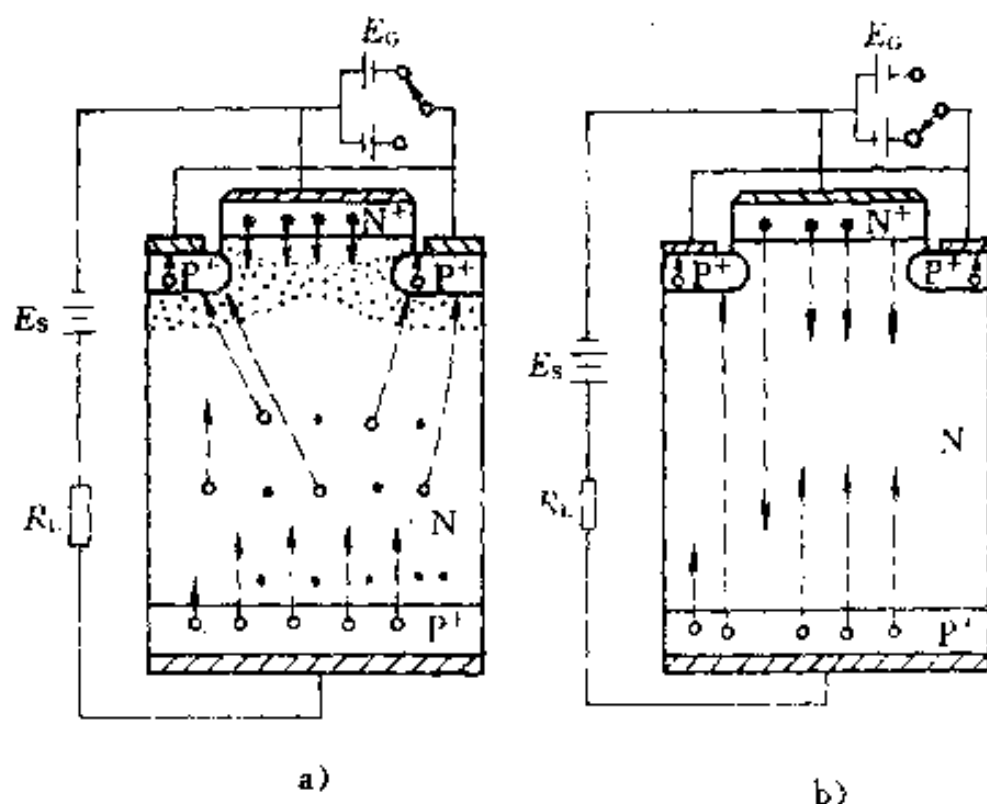


图 5-3 SITH 开关机理示意图

a) 关断机理 b) 开通机理

极 K 的阳极电流 I_A 。由此可以看出, SITH 也是一种双极型器件。

如图 5-3a 所示, 当给 SITH 的门极加反向电压时, 积累于基区的空穴很快被门极所抽走, 门结耗尽层迅速由门极区边缘向周围扩展, 并由于静电感应作用, 使沟道势垒高度增加从而阻止电子从阴极的注入。当耗尽层扩展到沟道中心时, 导电沟道被夹断, SITH 遂处于关断状态。关断后的 SITH 仍有空穴从阳极注入并通过门结运动, 以满足基区电荷的中性。

对于关断状态的 SITH, 当去掉门极偏压或给门极施加一个小的正向电压时, 如图 5-3b 所示, 基区中的势垒高度开始下降, 门结耗尽层逐渐变窄, 电子开始由阴极注入。注入的电子以饱和速度通过中性基区的边缘, 穿过耗尽层被基区所收集。这将导致基区电位的降低, 有利于空穴从阳极的注入。注入的空穴也以饱和速度扩散通过基区, 并漂移通过耗尽层而被门极收集。由于同时伴随有门极电位的升高, 这又加速了电子从阴极的注入。由此可见, 在此期间形成一个正反馈的循环过程, 将促使 SITH 的阳极电流很快上升, SITH 迅速由关断状态变为导通状态。

5.3 基本特性

SITH 的基本特性可分为静态特性和动态特性两部分。

5.3.1 静态特性

1. 正向阻断特性 当给 SITH 的阳极-阴极间加正向电压, 门极-阴极间加足以使沟道耗尽的反向电压时, SITH 即处于阻断状态, 这被称为 SITH 的正向阻断。

SITH 处于正向阻断时, 呈现了类似真空三极管的特性。可以证明, 阳极电流 I_A 由沟道中越过势垒的注入载流子控制, 近似由下式表示:

$$I_A = I_{0\exp} \frac{q}{KT} [\beta V_{AK} - \alpha(V_G + \phi)] \quad (5-1)$$

式中, q 为电子电荷; K 为玻耳兹曼常数; T 为绝对温度; V_{AK} 为阳极电压, V_G 为门极电压; ϕ 为结内建场电位; α 、 β 、 n 和 I_0 为由器件决定的常数。

由式(5-1)可知, 阳极电流 I_A 为 V_{AK} 和 V_G 的二元函数。在固定门极偏压下, 阳极电流 I_A 随阳极电压成指数关系增加; 而在固定阳极电压下, 阳极电流 I_A 随门极反偏压增加而减小。

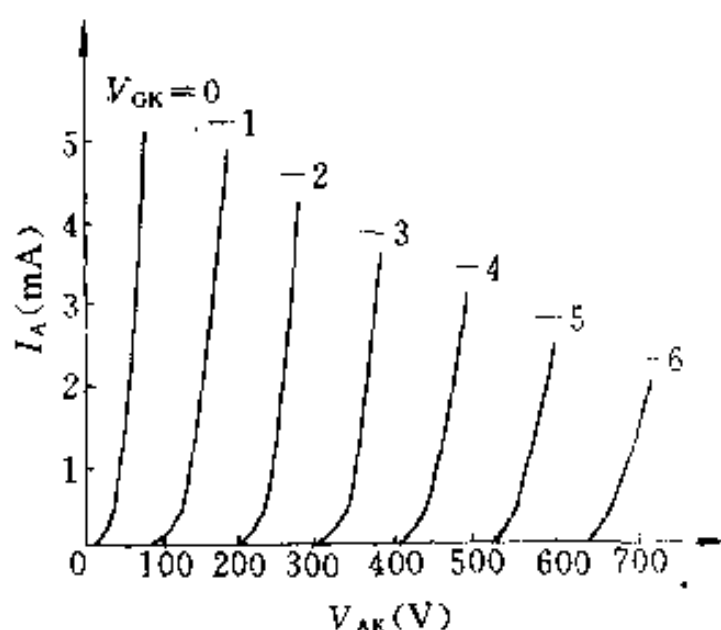


图 5-4 SITH 正向阻断特性

图 5-4 示出的是常开型 30A/600V SITH 的正向阻断特性。由阻断特性还可清楚地表明, 阳极阻断电压 V_{AK} 和门极反偏压的关系: 阳极阻断电压越高, 对应的门极反偏压越高。

把 SITH 阳极阻断电压的最大值与施加的门极反偏电压之比的绝对值定义为 SITH 的阻断电压增益, 用 μ 表示, 即

把 SITH 阳极阻断电压的最大值与施加的门极反偏电压之比的绝对值定义为 SITH 的阻断电压增益, 用 μ 表示, 即

$$\mu = |V_{AK}/V_{GK}| \quad (5-2)$$

阻断电压增益 μ 值的大小, 表明了 SITH 的阻断能力的高低, 所以 μ 又常称为阻断能力。SITH 的正向阻断能力远比 SCR 和 GTO 要高。

2. 通态特性 SITH 处于导通状态时, 将呈现类似 P^+IN^+ 二极管的特性。图 5-5 示出的是 300A/2500V 级 SITH 的通态特性。通态特性表示 SITH 导通状态时通态电压 V_T 和阳极电流 I_A 之间的关系。图中实线为结温 $T_j = 25^\circ\text{C}$ 时的特性曲线, 虚线为结温 $T_j = 125^\circ\text{C}$ 时的特性曲线。由图不难看出, 当 SITH 处于导通状态

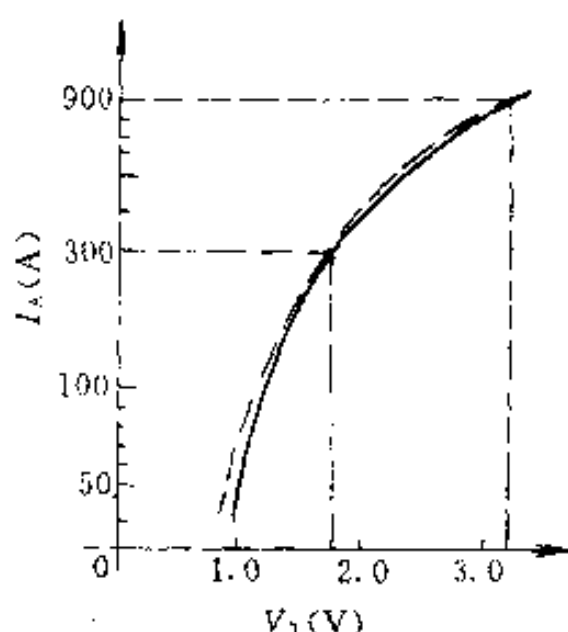


图 5-5 SITH 的通态特性

时, 正向压降较低。这是由于从阳极 P^+ 区注入到基区的空穴, 在基区发生强烈的电导调制效应, 从而大大降低了基区的电阻率。因此, SITH 在导通状态时具有电阻小、压降低的特点, 而且还具有较强的抗瞬态过载电流的能力。

3. 转折特性 处于正向阻断状态的 SITH, 当阳极电压增加到一定值时, 将会发生转折, 即由阻断状态转变为导通状态。这是由于门极电流流过门极串联电阻 R_g (包括门极横向电阻和门极驱动电源电阻) 引起对门极电位去偏作用造成的。当阻断状态的阳极电流随阳极电压按指数关系增加时, 伴随有门极电流的增加, 反向门极电流流过门极串联电阻 R_g 产生的压降对门极偏置电源有抵消作用。在低门极电流时, 这种抵消作用可忽略, 而在高门极电流和大的门极串联电阻时, 这种作用使门极电位显著降低; 门极电位的降低则引起沟道势垒高度的严重降低, 进而又使注入的阳极电流和门极电流增加, 并引起更严重的门极去偏作用。如此循环, 如同 SITH 开启时形成的正反馈环节。当满足一定的门极电

流时, SITH 便不再能保持阻断状态, 而转变为导通状态。

由此可见, SITH 的转折发生在正向阻断特性上; SITH 发生转折, 不是由于 SCR 那样的再生开通机制, 而是由于正反馈机制造成的。

处于阻断状态的 SITH 转折是不希望发生的开关动作, 所以要尽量减少 SITH 进入转折区的机会。其主要方法有两个: 一是要设置门极电源且有尽可能低的门极串联电阻; 二是施加的门极反偏压要略超过阻断阳极电压所需的值。

5.3.2 动态特性

SITH 的动态特性描述的是在开关过程中电压、电流及功率损耗随时间变化的规律。现以对 300A/2500VSITH 实测特性为例, 说明 SITH 的动态特性及动态参数的特点。图 5-6 为测试电路, 图 5-7a、b 分别示出了其关断特性和开通特性。测试条件为 $E_s = 0 \sim 1250V$, $C = 800\mu F$, $R_L = 2 \sim 12.5\Omega$, $C_s = 2\mu F$, $R_s = 10\Omega$ 。

1. 关断特性 SITH 可以通过较小门极反偏压关断较大阳极电流。图 5-7a 中示出了 SITH 关断过程中门极关断电流 I_G 、阳极电流 I_A 和阳极电压 V_{AK} 的变化波形。根据波形图, 可把 SITH 的关断过程分为三个阶段: 第一阶段为从施加门极反偏压开始直到

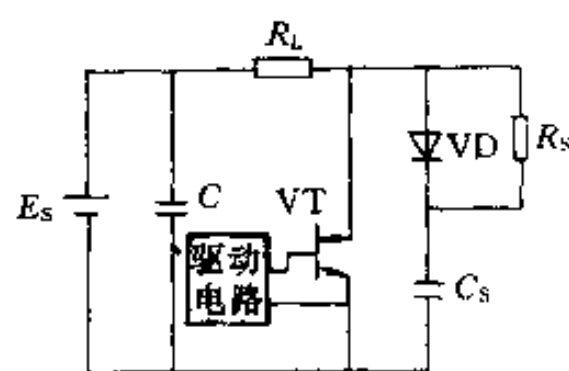


图 5-6 SITH 动态特性测试电路

沟道中的储存载流子被抽走, 这段时间称为关断储存时间 t_s , 在这一阶段, 阳极电流仍然很高, 且下降很少; 第二阶段为阳极电流迅速下降到阳极关断电流的 10%, 其所需的时间为关断下降时间 t_f , 在这一阶段, 门极耗尽层迅速向沟道中心扩展, 阻止电子从阴极注入的沟道势垒很快建立起来, 阳极电压也随之迅速增加; 第三阶段即尾部阶段, 导电沟道被夹断, 残存载流子被抽出, 阳极电流进一步减小到维持基区中性的电流, 阳极电压达稳态值。这段时间称为尾部时间 t_r 。

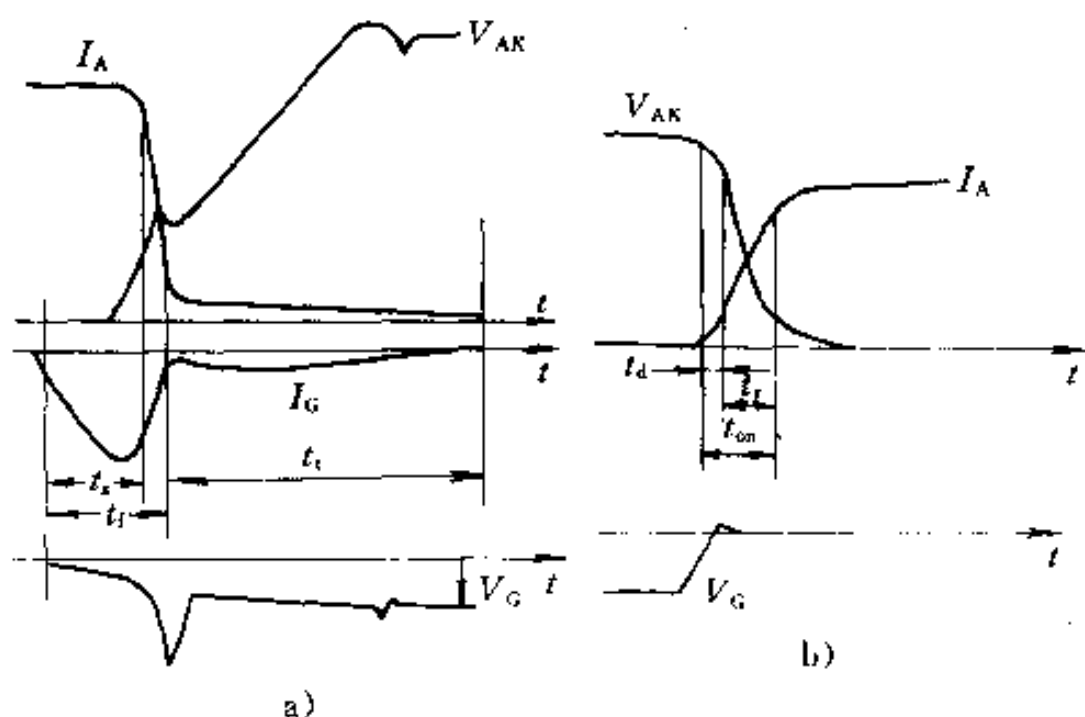


图 5-7 SITH 开关特性

a) 关断特性 b) 开通特性

SITH 的储存时间一般很短，第三阶段的尾部电流也非常小，因此，关断时间 t_{off} 主要由关断下降时间 t_f 决定。

SITH 的关断时间 t_{off} 随阳极关断电流和阳极阻断电压的增加而增加。 t_{off} 随阳极关断电流的增加而增加是由于阳极电流越大，关断时门极从沟道中抽取的储存电荷越多；而 t_{off} 随阳极阻断电压增加而增加是由于在关断期间必须在沟道中形成较大的耗尽层以阻挡电子从阴极的注入。在阳极电压和阳极电流确定的情况下，关断时间 t_{off} 取决于门极反偏压的大小。门极反偏压越大，从沟道中抽取载流子的能力越强，所需关断时间越短。此外，关断时间还与沟道中少数载流子的寿命有关，其关系式为

$$t_{off} = \tau_{eff} \ln(1 + I_A / I_{GP}) \quad (5-3)$$

式中， τ_{eff} 为少数载流子的有效寿命； I_{GP} 为门极电流的峰值。由波形图可知，这峰值发生在储存时间结束、下降时间 t_f 开始时。

另外，由图 5-7a 还可以看出，在下降时间 t_f 内，阳极电压也将出现一个类似 GTO 关断过程中的尖峰电压。

2. 开通特性 图 5-7b 示出了 SITH 开通过程中阳极电流、阳极电压及门极电流的变化波形。SITH 的开通时间 t_{on} 包括开通延

迟时间 t_d 和开通上升时间 t_r 。开通延迟时间 t_d 定义为由去掉门极偏压开始到阳极电流上升到稳态值的 10% 所需要的时间。而上升时间 t_r 定义为阳极电流 I_A 由通态电流的 10% 上升到 90% 所需的时间。在延迟时间 t_d 内, SITH 由阻断状态转变到轻微导通, 阳极电压仍基本保持阻断电压值; 在上升时间 t_r 段, 阳极电流随耗尽层的变窄而迅速升高, 阳极电压迅速下降。

SITH 的开通时间 t_{on} 随通态阳极电流的增加而增加。300A/2500V 级 SITH, 在阳极电压为 1250V、阳极电流为 1000A 的条件下, 用峰值为 5A 的门极正电流可在 $2\mu s$ 内开通, 而当阳极开通电流减为 600A 时, 开通时间为 $1.8\mu s$ 。

开关速度快是 SITH 动态特性的突出特点。以上所举 300A/2500V 级 SITH, 在测试条件为阳极电压 1250V、阳极电流 1000A、结温 $25^\circ C$ 时, 可在 $2\mu s$ 内开通, $3.1\mu s$ 内关断, 这与同等级的 GTO 相比, 有很大改进, 也是当今世界上最高的开关速度。

3. 温度特性 SCR 和 GTO 工作温度一般不能超过 $125^\circ C$, 当结温高于 $125^\circ C$ 时, 由于它们的固有再生机制的影响, 即使不加触发信号也会自行开通。而 SITH 则不受这样的再生机制的限制, 在温度高达 $200^\circ C$ 以上时仍具有正向和反向阻断能力, 而且其正向阻断能力随温度的升高还有所改进, 只是漏电流密度较大。正向压降随温度的增加略有下降, 但在电流密度较大时, 这种变化几乎观察不到(参看图 5-5)。关断时间随温度的升高而增加, 这是因为少数载流子的寿命随温度而增加, 这些特性类似于 SCR, 但却不像 SCR 增加得那样大。

4. 能量损耗 SITH 的功率损耗包括通态功率损耗 P_c 、开通功率损耗 P_{on} 和关断功率损耗 P_{off} 三部分。开通功率损耗又包括开通延迟时间和开通上升时间的损耗; 关断损耗主要是下降时间和尾部时间所产生的损耗。开通损耗和关断损耗都可以由开关波形直接计算出, 它们分别随开通电流和关断电流的增加而增加。

特别值得注意的是, SITH 的功率损耗随工作频率的增加而增加得很快, 并且在不同频率运行时, 各部分损耗所占的比例不

同。图 5-8a、b 分别示出了 300A/2500V 级反向阻断型 SITH 的总功率损耗 P 与频率间的关系和三种功率损耗随工作频率增加时的

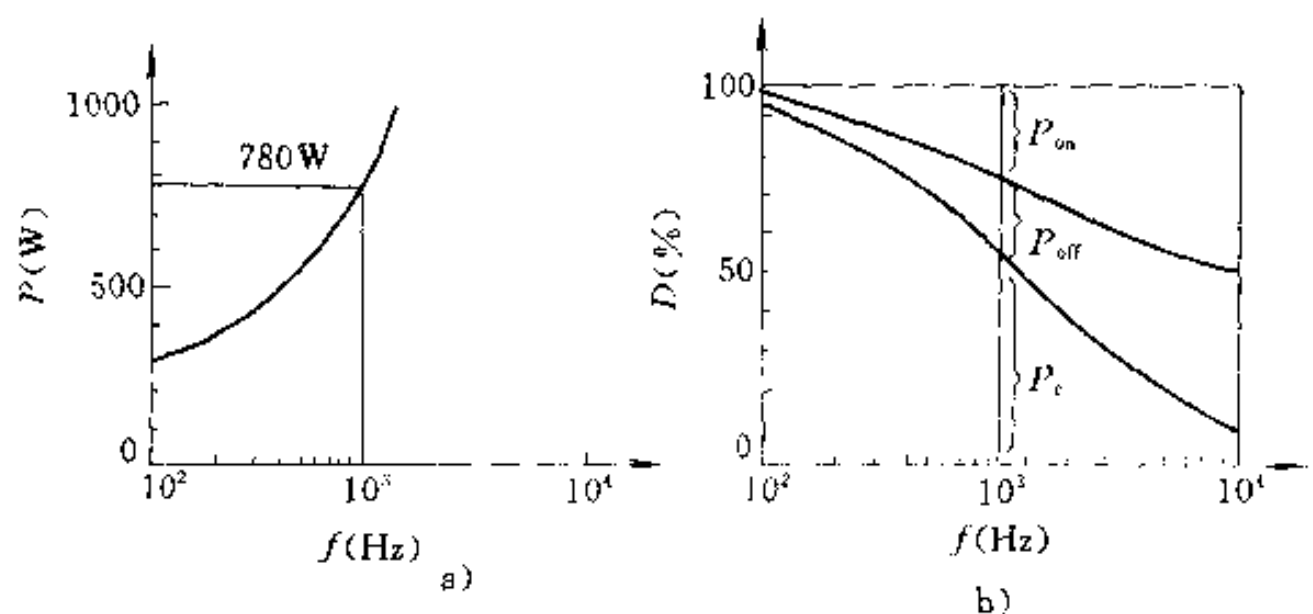


图 5-8 功率损耗与频率关系

a) 总功率损耗 P 与频率 f 关系 b) 三种功率损耗的分配比例

的分配情况，其中 $D(\%)$ 表示各项功率损耗与总功率损耗之比的百分数。实验条件为结温 $T_j=25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ，阳极电压 $V_{AK}=800\text{V}$ 且为 50% 工作周期的连续矩形波。由图 a 可以看出，此器件在频率 $f=1\text{kHz}$ 时，总功率损耗约为 780W，通态损耗几乎等于开关损耗；在 $f=3\text{kHz}$ 时，通态损耗 P_c 、开通损耗 P_{on} 和关断损耗 P_{off} 几乎相等。而当 $f=10\text{kHz}$ 时，总损耗的 90% 以上为开关损耗，通态损耗所占的比例很小。

5.4 主要参数

SITH 的性能除用其特性曲线表示之外，还要通过它的一些主要参数来表征，下面介绍一些有关的主要参数。

5.4.1 静态参数

1. 最大重复阳极正向断态电压 V_{DRM} 最大重复阳极正向断态电压 V_{DRM} 是 SITH 的一个特征参数。SITH 的容量一般用这个参数来标称。如 300A/2500V 的 SITH，表明其最大重复阳极正向断态电压为 2500V，平均通态电流为 300A， V_{DRM} 与器件的高阻衬

底材料的电阻率及厚度有关，在正向阻断条件下，近似等于基区 $-P^+$ 门结区间反向偏置的 PN 结的击穿电压。因此，设计和制造 SITH 时，要对高阻材料的电阻率及厚度进行综合精心选取。

2. 通态电压 V_T 根据 P^+N^- 二极管的正向传导特性，SITH 的通态电压 V_T 由三部分组成，即

$$V_T = V_p + V_m + V_n \quad (5-4)$$

式中， V_p 、 V_n 分别为 P^+-N^- 、 N^--N^+ 高低结上的压降； V_m 为中间 N^- 高阻漂移区压降。各部分压降与载流子的注入密度有关。在高注入情况下，正向电流密度 J 较大（例如 $J > 1000 \text{ A/cm}^2$ ），通态电压 V_T 主要取决于高阻漂移区压降 V_m ，由于存在载流子-载流子的散射效应和 Auger 复合，减短基区宽度，提高载流子寿命 τ_A ，使基区中载流子浓度均匀分布，从而产生显著的电导调制效应，降低器件的通态电压。而当电流密度较小时（例如 $J < 500 \text{ A/cm}^2$ ），通态电压 V_T 主要取决于高低结的压降 $V_p + V_n$ ，由于阳极 P^+ 区和阴极 N^+ 区都是高掺杂的，存在严重的载流子复合以及禁带变窄效应，这时增加基区宽度，降低载流子寿命，反而会使其通态电压 V_T 降低。

由此可见，通态电压 V_T 值，取决于载流子的注入水平、基区宽度和载流子的寿命。所以，在设计和制造 SITH 时，要根据要求适当选取最佳基区宽度，并采用一些方法控制载流子寿命，使其通态电压 V_T 最小。当然，有些器件为了获得其他方面的最优性能，不一定使其通态电压为最小值。

3. 阻断增益 μ 阻断增益 μ 等于最大阳极阻断电压 V_{AK} 与门极偏压 V_{GK} 之比的绝对值，而 V_{AK} 又近似等于 $N-P^+$ 门结的反向击穿电压。因此， μ 值与沟道周围的尺寸（如门区条的深度 L 、门区条间的间距 d 以及衬底材料的厚度 L_{GA} ）有关。它们之间的关系可由下列经验公式表示：

$$\mu = |V_{AK}/V_{GK}| = \frac{LL_{GA}}{d^2} \quad (5-5)$$

此公式在设计和制造 SITH 时很有用。

5.4.2 动态参数

1. 开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} SITH 的开通时间由四个因素决定：电子和空穴通过耗尽层的时间、空穴通过基区的时间以及基区电位降低的时间。因此，其开通时间除与通态阳极电流有关外，还与器件本身沟道的电阻及门极层厚度有关。降低沟道电阻及门极层厚度，或采用多沟道，增加沟道面积，都可大大缩短 SITH 的开通时间。另外，SITH 开通时，给门极施加一个小的正向电压，即可加速 SITH 的开通，达到缩短其开通时间的目的。

SITH 的关断时间 t_{off} 除与阳极关断电流和门极反偏压有关外，还与门极电流的峰值 I_{gp} 及载流子的寿命有关，这些已在 5.3.2 节中阐明。因此，采用新的金扩散法、高能粒子轰击法等，准确控制载流子有效寿命，可减小尾部电流和尾部时间。另外，降低基区厚度，也可达到缩短载流子有效寿命、减少关断时间的目的。

2. 尾部电流 I_{tail} 和尾部时间 t_{tail} SITH 在尾部时间产生的尾部损耗是关断损耗的重要组成部分。尾部电流峰值愈大，尾部时间愈长，尾部损耗愈大。300A/2500V 反向阻断型 SITH，其尾部损耗约占关断损耗的 90%。所以，减小尾部电流的峰值，降低尾部时间，是改善 SITH 关断特性的一个重要方面。例如，采用阳极-发射极短路的 300A/2500V SITH，与反向阻断型的相比，当关断电流为 300A 时，其尾部电流峰值和尾部时间都约降低了 50%，关断损耗降低了 75%。

3. di/dt 耐量 由于 SITH 开通时间短，所以在其开通过程中，将产生很大的电流变化率 di/dt ，SITH 不像 SCR 那样，受等离子体扩散速度的影响，因此，具有较大的 di/dt 耐量，目前有些 SITH 的耐量已超过 1400A/ μ s。

但是，过高的 di/dt ，同样可导致 SITH 的损坏。其主要原因在于基区电阻率不均匀，导致器件的诸单胞开通不一致。为了改善 SITH 的 di/dt 耐量，在设计和制造时，要采用电阻率均匀度非常好的中子嬗变硅材料做衬底，另外，要把门极和阴极条设计得短些，并用垂直压结法引出阴极，使阴极电流垂直接触阴极，这

样可将 di/dt 提高一个数量级。

4. dv/dt 耐量 dv/dt 为临界断态电压上升率。在高电压、大电流的 SITH 关断过程中, 器件将承受很大的 dv/dt , 这相当于给 SITH 的阳极-阴极间施加了一个正向上升电压, 由于门极串联电阻 R_G 的去偏效应, 过大的 dv/dt 将影响 SITH 的关断, 或导致已关断的 SITH 出现类似于转折的误开通。

SITH 加正向上升电压之后, 可用图 5-9 的等效电路分析。正向上升电压通过门极-阳极电容 C_{GA} 产生位移电流, 与门极反向电流一起流过 R_G , 其电压降与门极反偏压 V_{GS} 方向相反, 形成去偏效果。因此,

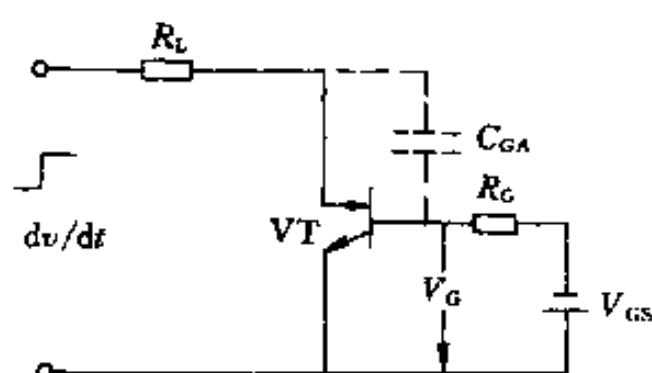


图 5-9 SITH 的 dv/dt 等效电路

SITH 的 dv/dt 与门极串联电阻 R_G 、门极-阳极间电容 C_{GA} 有关, 可由下式表示:

$$dv/dt = 5(KT/q)(1/\alpha\gamma)(1/R_G C_{GA}) \{1 - \exp[-t/(R_G C_{GA})]\}^{-1} \quad (5-6)$$

式中, α 、 γ 为器件势垒控制电流决定的常数。

当 R_G 较小时, 式(5-6)中的指数函数可忽略, 式(5-6)变为:

$$dv/dt = 5 \frac{KT}{q} \frac{1}{\alpha\gamma} \frac{1}{R_G C_{GA}} \quad (5-7)$$

而当 R_G 非常大时, 时间常数 $R_G C_{GA}$ 远大于 dv/dt 的时间 t , $\exp[-t/(R_G C_{GA})] \approx 1 - t/(R_G C_{GA})$, 式(5-6)可变为

$$dv/dt = 5 \frac{KT}{q} \frac{1}{\alpha\gamma} \frac{1}{t} \quad (5-8)$$

由此可知, SITH 的 dv/dt 与门极串联电阻 R_G 和阳极-门间电容 C_{GA} 有关。当门极串联电阻 R_G 较小时, dv/dt 与 R_G 成反比; 而当 R_G 很大时, dv/dt 与 R_G 基本无关。

图 5-10 示出的是非对称 SITH 与 R_G 的理论曲线(实线)和实验曲线(各点)。不难看出, 两者基本是吻合的, 从而证明了以上

分析和结论是正确的。

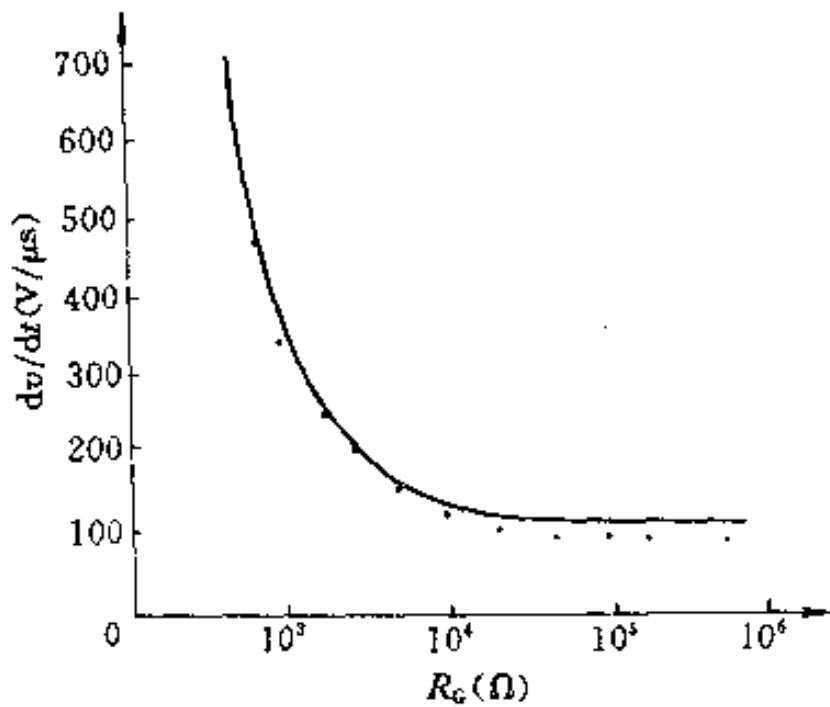


图 5-10 dv/dt 与 R_g 的关系曲线

门极偏压：-8V 晶片厚度：0.2mm

因此，要提高 SITH 的 dv/dt 耐量，一是要设计器件本身具有低门极电阻，二是要设计一个低门极串联电阻的门极驱动电路。尽管 SITH 的 dv/dt 耐量仍受到限制，但由于各单胞很小，使得 C_{GA} 很小，所以，其 dv/dt 特性远比 SCR 和 GTO 优越得多。

5.5 各种类型 SITH 简介

根据 SITH 的结构，大体上可分为单门极 SITH 和双门极 SITH 两种基本类型，分别简称 SG-SITH (Single-gate type SITH) 和 DG-SITH (double-gate-type SITH)。SG-SITH 又有单掩埋门极、表面门极垂直沟道型、非对称型、阳极-发射极短路型及光触发与光关断等类型 SITH，其容量也各不相同。图 5-1 即为典型单掩埋门极单胞结构示意图，其工作原理已在 5.2 节中阐明。DG-SITH 是在 SG-SITH 的基区靠近阳极区的地方掩埋制做了 N^+ 第二门极区，也有的 DG-SITH 有两个门极，一个为表面门极，另一个为掩埋门极。

SITH 多为常开型，也有些产品是常关型，但为数较少。

5.5.1 双掩埋门极型 SITH

图 5-11 示出了双掩埋门极的结构示意图及其开关原理。类似于 SG-SITH 靠近阴极区的 P⁺ 门极叫做 DG-SITH 的第一门极, 而靠近阳极 N⁺ 门极为第二门极。

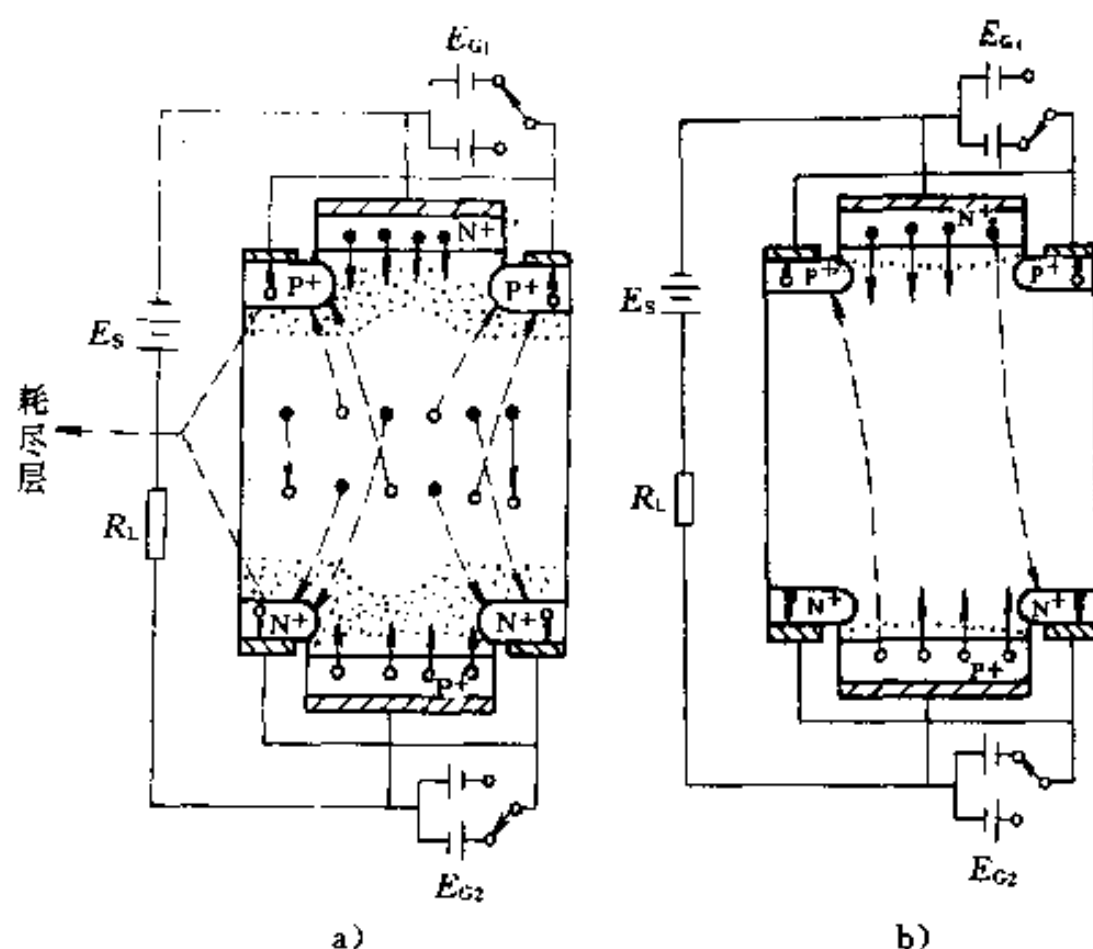


图 5-11 DG-SITH 的开关机理示意图

a) 关断机理 b) 开通机理

DG-SITH 在通态时, 与 SG-SITH 一样, 电子和空穴载流子分别以高速率由阴极和阳极注入到基区, 并形成积累。当其关断时, 要同时在两个门极上施加反向电压, 如图 5-11a 所示。这时, 基区内过剩的空穴, 经由第一个门极被抽走, 而过剩的电子则经由第二个门极被抽走。同时, 沟道中围绕第一个门极产生的势垒同 SG-SITH 中一样, 阻止电子从阴极注入。与 SG-SITH 所不同的是, DG-SITH 中围绕第二个门极周围也将建立势垒, 以阻挡空穴载流子由阳极的注入。因此, 当 DG-SITH 的沟道被夹断之后, 基区中的过剩载流子由于两个门极的抽取及空穴和电子的复合而迅速减少, 且不再有载流子的注入。所以, DG-SITH 与 SG-SITH 相比, 其关断速度更快, 关断后的阳极电流更小。图 5-12 为按 SG-SITH

关断时间归一化的 DG-SITH 关断特性曲线。横坐标表示门极电流 I_G 与阳极电流 I_A 之比, 纵坐标为 DG-SITH 的关断时间 t_{Doff} 与 SG-SITH 关断时间 t_{Soff} 之比。

由图 5-12 可以看出, 当 $I_G/I_A=0.46$ 时, $t_{\text{Doff}}/t_{\text{Soff}}=0.1$, DG-SITH 的关断时间仅为 SG-SITH 的 1/10。

图 5-11b 为 DG-SITH 的开通机理示意图。当给两个门同时加正向偏置时, 在第一和第二门边的两个沟道势垒高度都由于静电感应作用而降低, 电子和空穴即以饱和速度从阴极和阳极注

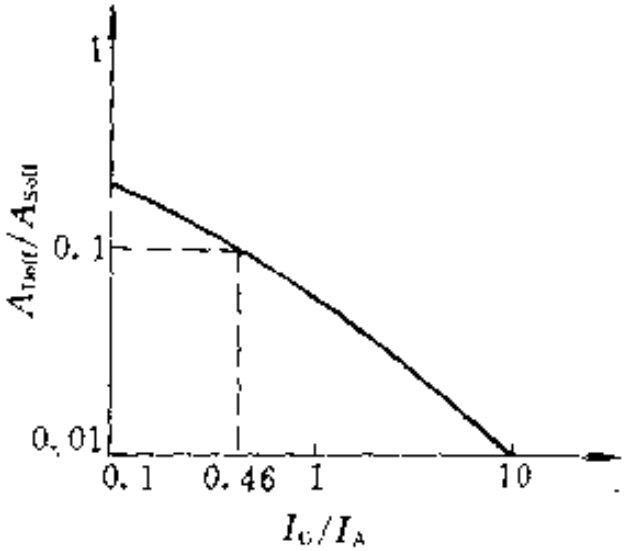


图 5-12 DG-SITH 的关断特性

入, 通过耗尽层被它们各自的门所收集。两个门的正向偏置导致了类似 SG-SITH 开通时的正反馈, 使 DG-SITH 迅速开通。

DG-SITH 的开通时间由两个门极的势垒高度降低的时间及电子、空穴载流子通过耗尽层的时间决定。而降低势垒高度的时间取决于两个门极的充、放电时间。由于 DG-SITH 减小了第一门极-阴极间、第二门极-阳极间的结电容, 所以, DG-SITH 的开通时间主要由载流子在耗尽层的漂移时间决定。而 SG-SITH 的开通时间还要由空穴通过中性基区的时间决定。因此, DG-SITH 的开通时间短, 大约为同等级的 SG-SITH 开通时间的 10^{-3} 倍。

另外, DG-SITH 比 SG-SITH 具有更低的通态电压。目前已生产出 1000A/1000V 的 DG-SITH。

5.5.2 表面门极垂直沟道型 SITH

掩埋门极型 SITH 的阻断增益较高, 但其门极横向电阻较大, 因而关断时去偏作用较严重, dv/dt 耐量也较低。表面门极结构的 SITH 具有低门极电阻, 可使转折特性和 dv/dt 特性得以改善。但最初的表面门极 SITH 为平面扩散表面门极, 呈不太深的圆柱形, 这导致了器件的开沟道结构。虽然门极横向电阻低, 但其阻断增

益也低。通过对阻断增益和门极深度的研究发现，门极深度的增加使器件的阻断增益按指数增加，关断时间也大大缩短，为此，设计制造了表面门极垂直沟道型 SITH。其结构示意图如图 5-13 所示。

表面门极垂直沟道型 SITH 具有较深的门极，其阻断增益可与掩埋门极型 SITH 相比，比平面扩散器件大一个数量级，最深门极的器件具有类似真空五极管的特性。

这种器件还具有高的沟道纵横比，这使得门极之间的沟道较宽，提供了大的导电面积，从而减少了电流密度和通态电压。掩埋门极器件的沟道纵横比则较小，沟道宽度非常窄。

另外，垂直沟道型 SITH 的关断时间比平面扩散器件小一个数量级。平面扩散器件有一个较长的衰减尾部，这可通过降低少数载流子寿命来消除。然而少数载流子寿命的降低会引起通态电压和断态漏电流的增加。垂直沟道型 SITH 由于垂直门极边围绕沟道而使沟道中的电荷被更有效地收集，不存在长的复合尾部，因此，它既具有快速关断性能，又保持了低的通态电压。

由此可见，表面门极垂直沟道型 SITH 具有比较理想的特性，但这是以工艺复杂化为代价而获得的。另外，这种器件的成品率低，所以很难进行批量生产。

5.5.3 非对称型 SITH

非对称型 SITH 的结构特点是，在基区靠近门极和阳极的地方采用了非常轻的掺杂而形成 N^+ 区，靠近阳极的地方仍保留一个 N 层，称为缓冲层。这种掺杂剖面的变更，对器件的正向、反向阻断时的电场分布产生非常大的影响，从而大大改善了器件的正向阻断能力、开关速度与通态电压的折衷关系。图 5-14 示出的

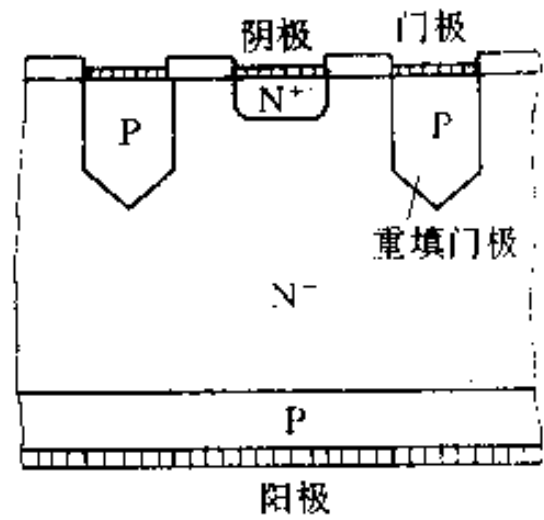


图 5-13 表面门极垂直沟道型 SITH 结构

是非对称型 SITH 的结构及各区掺杂浓度分布与一般 SITH 的比较及两种器件在正、反向阻断时的电场分布图。

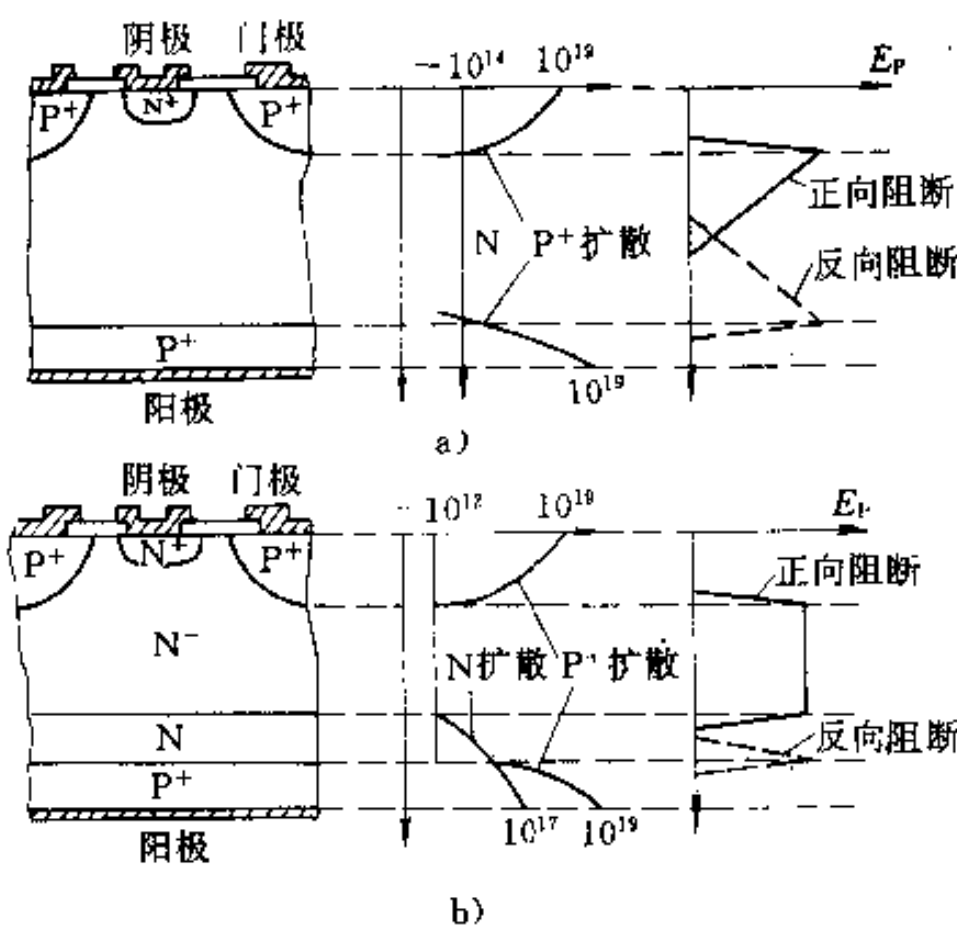


图 5-14 非对称型 SITH 的结构及掺杂浓度与传统 SITH 的比较
a)传统 SITH b)非对称型 SITH

由于 N^- 基区的轻掺杂，所以在较低的门极偏压下，阳极电流即可被夹断，阻断增益 μ 增加。

靠近阳极边的 N 型缓冲层可预防门极-阳极间的寄生 P^+N P^+ 晶体管的击穿。一般 SITH 实现最低通态电压和最佳击穿电压，是由于设计的 N 基区扩散宽度大于基区材料产生雪崩击穿的最大耗尽层宽度。在正向阻断时，门结产生一个具有尖峰的稳定减少的电场。而非对称型 SITH 由于 N 缓冲层的存在， N^- 区的电场几乎恒定，而在 N 型层急剧下降，这便防止了穿通现象导致的击穿，使正向阻断能力进一步提高。

非对称型 SITH 的另一个重要优点就是改进了门极关断能力。传统 SITH，靠门极电压产生耗尽层夹断阳极电流，而耗尽层由门极边缘向基区扩展的宽度较窄。因此，耗尽层仅仅清除出去在正向导通期间注入到基区的很小一部分电荷，绝大部分剩余电

荷必须由复合衰减，这就影响了器件的关断速度。非对称型 SITH 由于 N^- 基区的轻掺杂导致了耗尽层很快扩展进入缓冲层，所以正向导通期间注入基区的电荷只需极低门极反偏压抽出，仅有一小部分由复合衰减，从而提高了关断速度。

非对称型 SITH 也是按传统的平面扩散工艺制造的，其过程简单，产量也较高，因而加速了它应用于开关电源电路的进程。

5.5.4 阳极-发射极短路型 SITH

所谓阳极-发射极短路，即 P^+ 阳极面积的 30% 被 N^+ 扩散面积所代替，使阳极有效面积减小。 P^+ 阳极层和 N^+ 扩散层由阳极金属电极短路。因此，此种 SITH 可看作由一个单掩埋门极型 SITH 和一个具有 N 沟道的 SIT 并联组成。其结构图如图 5-15 所示。

阳极-发射极短路结构使 SITH 在关断过程中降低了尾部电流和尾部时间，关断损耗也相应减少，而开通特性并未改善。

目前，具有阳极-发射极短路结构的 SITH 有 300A/1200V 无缓冲层的 SG-SITH 和 300A/2500V 有 N 型缓冲层的 SG-SITH。

300A/1200V 的阳极-发射极短路型 SITH，是一种常开型、大功率、低损耗和高开关速度器件，其设计的目的在于提高开关速度。除阳极-发射极短路外，还采用了较薄的 N^- 高阻基区。开通时，开通时间对开通电流的依赖性较低；关断时，从门极抽走的储存电荷很小，所以，将其应用于开关电源时，可用较简单的门极控制电路。另外，此器件还采用了新的金扩散法控制少数载流子寿命，通态电压相对来说较高，漏电流也接近极限值。

300A/2500V 阳极-发射极短路型 SITH 也是一种低损耗、高开关速度器件。与上述 300A/1200V SITH 结构稍有不同的是 P^+

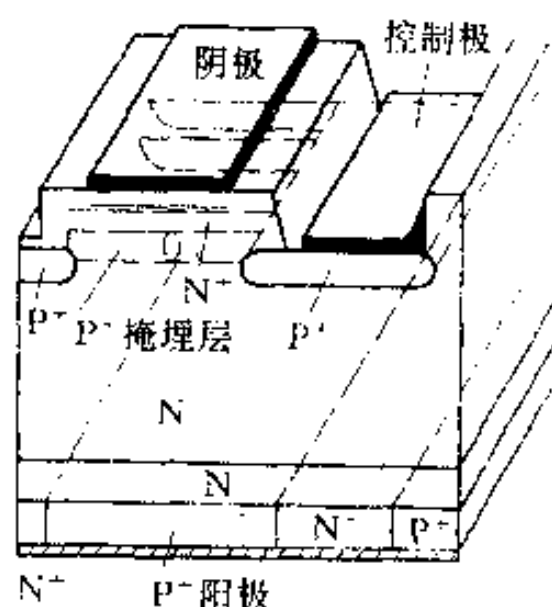


图 5-15 掩埋门极阳极-发射极短路型 SITH

阳极前面有一个N型缓冲层，N型缓冲层与P⁺阳极周围的N⁺扩散层有电的连接。因此，其正向阻断能力提高， μ 值达450。

这种器件的其他特性已在5.3节的举例中说明，这时不再赘述。

5.5.5 光触发与光关断型 SITH

光触发与光关断型SITH简称LTQSITH，集成LTQSITH是由一个单掩埋门极光触发静电感应晶闸管(LT-SITH)和一个P沟道表面门极静电感应光电晶体管(SIPT)组成。图5-16a、b分别为其单胞剖面图及其等效电路。

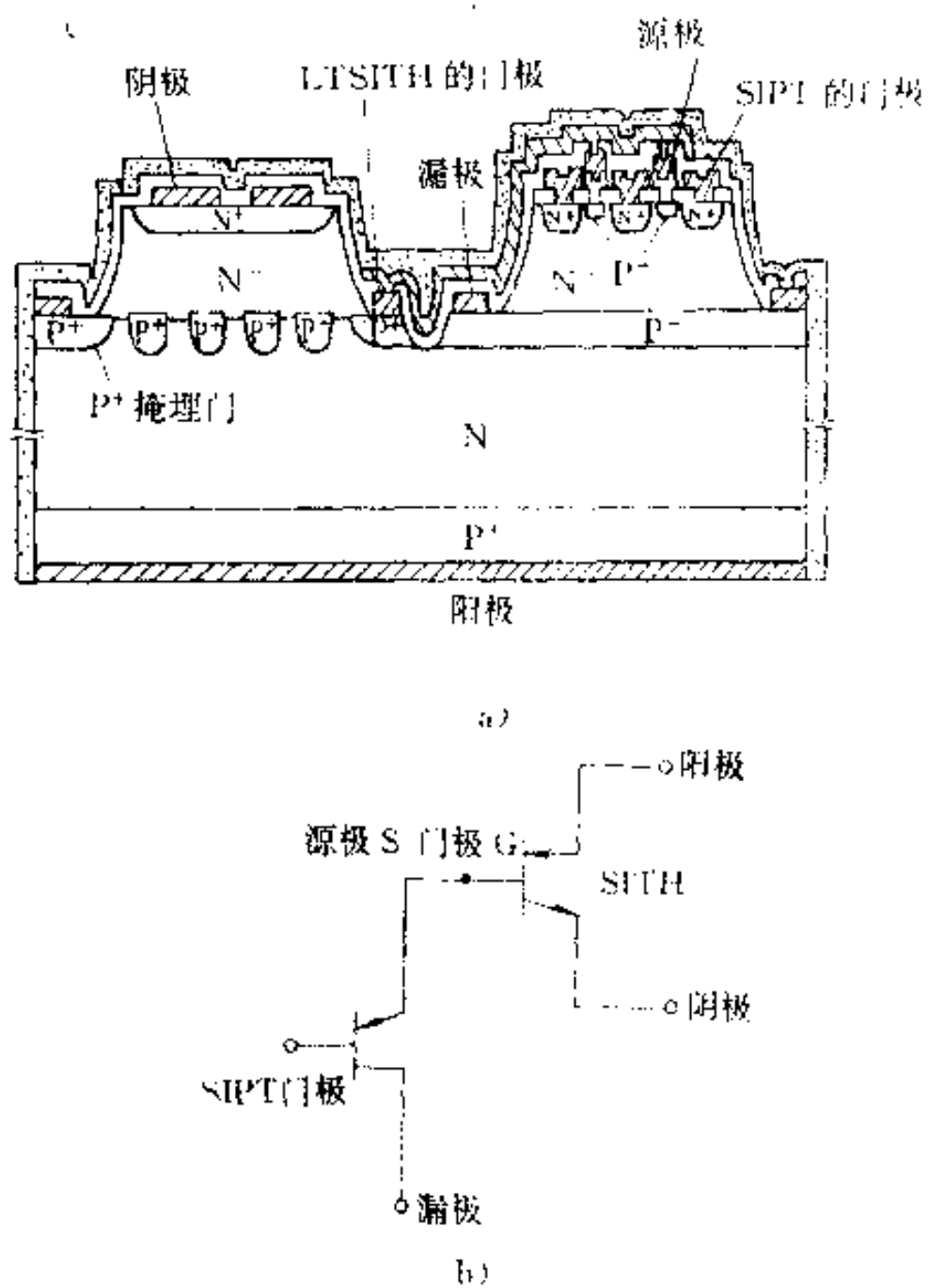


图 5-16 LTQSITH 的结构与等效电路
a) 单胞剖面图 b) 等效电路

由图 5-16a 可知, 集成 LTQ SITH 中的 LTSITH 为掩埋门极结构, 而 SIPT 则为表面门极结构。SIPT 的 P^+ 掩埋漏极区对 LTSITH 的 P^+ 掩埋区用较厚的台阶硅腐蚀进行电的隔离, LTSITH 的 P^+ 漏极间的 N^- 外延层和作为 SIPT 沟道的源-漏极间的 N^- 外延层之间也由台阶腐蚀隔离。SIPT 的 P^+ 掩埋源极与 LTSITH 的 P^+ 门极相连, 其光学窗口设置在阴极上, 以提高光触发的窗口效率。

集成 LTQSITH 利用光学的方法开通和关断, 其开关机理可用图 5-17 来说明。当触发光脉冲 LT 照在 LTSITH 表面时, 经门极-阳极间的斜面折射, 透入高阻沟道区, 从而在 N^- 区产生电子、空穴对。由于 P^+ 门区的空穴处于最低能态, 所以光生空穴被储存

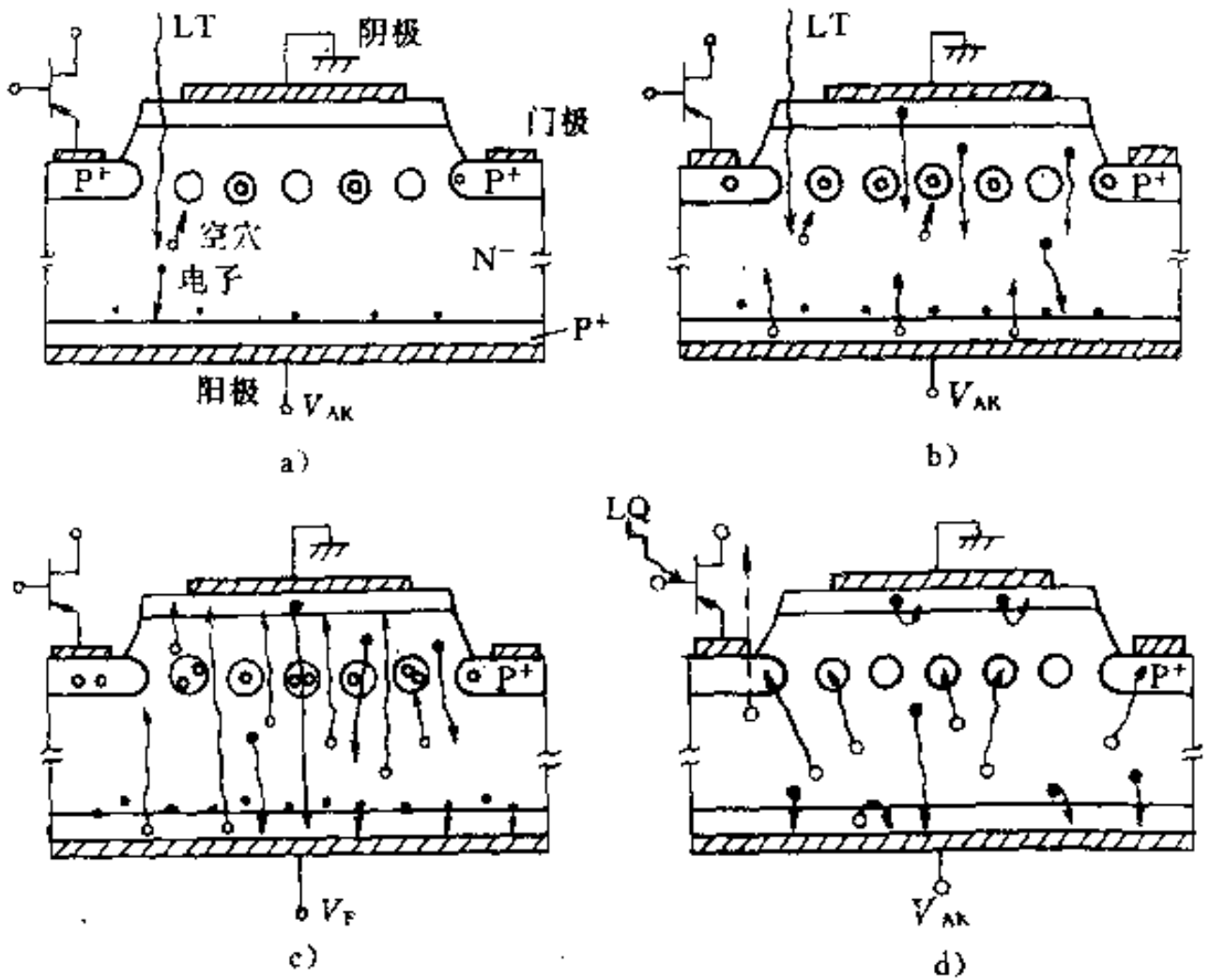


图 5-17 LTQSITH 开关机理示意图

于 P^+ 门极区，光生电子被储存于靠近 P^+ 阳极区的 $N^- - P^+$ 结附近的 N^- 区，如图 5-17a 所示。随之，LTSITH 的门极电压开始由反偏压向正偏压增加，沟道中势垒高度下降，电子开始从阴极区注入；另外，储存于 P^+ 阳极附近的电子可加速势垒高度的下降，使空穴从阳极高速注入，如图 5-17b 所示。经此自锁操作，LTSITH 开通。器件在通态时，同其他类型 SITH 一样，电子电流和空穴电流都通过沟道区流动，如图 5-17c 所示。LTQSITH 的关断很容易，将关断光脉冲照射 SIPT 表面，SIPT 的门极电压由反偏压经延迟变为正偏压，空穴电流通过 SIPT 管，使 LISITH 的门极电压由正偏置转为初始状态的反向偏置，从而导致了 LTQSITH 的关断，如图 5-17d 所示。

图 5-18 为 LTQSITH 的阳极电压 V_{AK} 、门极电流 I_G 以及光触发脉冲 LT 及光关断脉冲 LQ 的典型开关波形。开通延迟时间 T_{don} 的值由开通时的门极电位响应时间决定，它与光触发功率 P_{LT} 的强度成反比，即 $t_{don} \propto 1/P_{LT}$ 。而开通上升时间则与光触发功率无关。关断储存时间与光关断功率 P_{LQ} 的强度成反比，其值由关断时 SIPT 的门极电位响应决定。LTQSITH 的上升时间 T_r 、下降时间 T_f 及尾部时间 T_{tail}

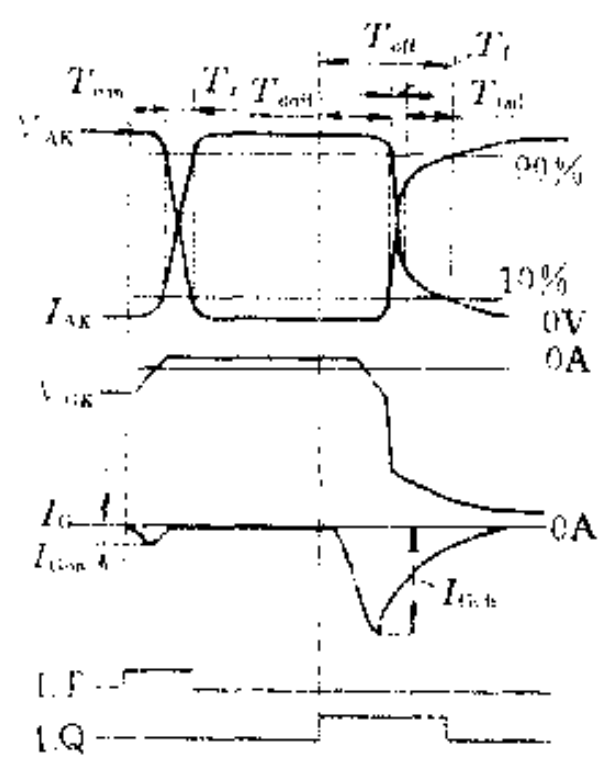


图 5-18 LTQSITH 的开关波形

由门极触发和门极关断电路控制。门极触发电流 I_G 和门极关断电流 I_{Gmin} 分别随光触发功率 P_{LT} 和光关断功率 P_{LQ} 的增加成比例地增加。

LTQSITH 的光关断增益与传统光触发晶闸管相比要优越得多。因为传统光触发晶闸管不能用光学的方法关断。另外，集成 LTQSITH 的 LTSITH 和 SIPT 的 SH 门极结构具有很高的光灵

敏度，因此可用很低功率的光能关断大直流功率。

由图 5-18 波形可以看出，对于 LTQSITH 的关断过程，尾部时间 T_{tail} 所占成分很大。为了减小尾部时间，进一步提高关断增益，LTSITH 可采用阳极-发射极短路结构或复式门极结构。现已研制出 10A/1000V 级阳极-发射极短路型 SIPT——达林顿集成 LTQSITH。

5.5.6 二极管-晶闸管-晶体管型 SITH

二极管-晶闸管-晶体管型 SITH 简称 DTT-SITH。图 5-19a、b 为 DTT-SITH 单元胞的阴极面及截面示意图。由图 5-19 可知， $P_E-N^-N-N_E$ 二极管区由具有小维持电流的 $P_E-N^-P-N-N_E$ 晶闸管所包围，并与 $N^-N^-P-N-N_E$ 晶体管相互并联在硅片内组成 SITH。

DTT-SITH 具有表面门极结构，因此可快速阻断比通常掩埋门极器件大的阳极电流， dv/dt 耐量比 GTO 大一个数量级。

P_E 发射极的周围部分由 N^- 区代替，使 P_E 发射极缩短了。这可以使由阳极注入到 N^- 区的空穴受到抑制，电子由 N^- 区通过短 P_E 发射极扫向阳极，导致了无掺杂寿命限制的快速关断作用。2.5kV

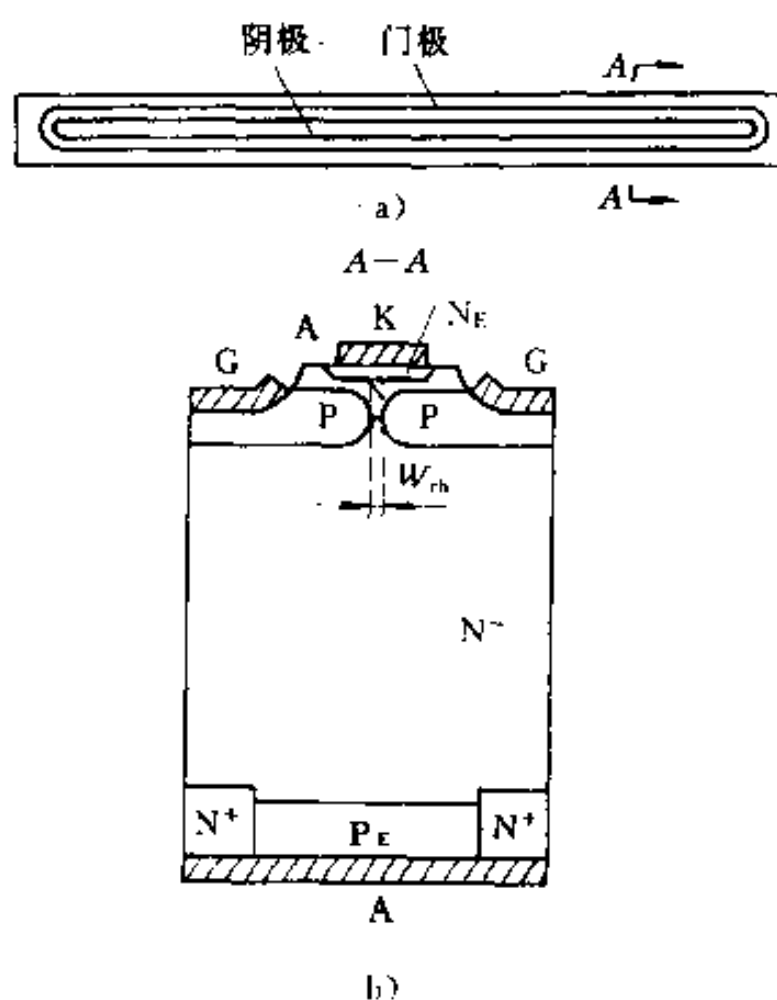


图 5-19 DTT-SITH 结构示意图
a) 单元胞的阴极面 b) 单元胞的截面示意图

DTT-SITH 的关断时间约是同等级 GTO 的 1/7。另外, DTT-SITH 在高温下仍具有小的漏电流。

DTT-SITH 中的导电沟道被具有小维持电流的 $P_E-N^- - P-N-N_E$ 晶闸管变窄了, 所以可用低门极反偏压阻断高阳极电压。在开通时, 阳极电流通过晶闸管区流通, 由此, DTT-SITH 可实现高额定电压、大额定电流。

此器件通态时具有低通态电压 V_T , 而且 V_T 随 P 门极区的最大掺杂浓度的增加而增加, 随已被缩短的 P_E 发射极宽度 (N^- 宽度) 的增加而增加, 而与沟道的宽度无关。另外, 还可以通过改变 P 门区的最大杂质浓度和沟道宽度实现通态电压与开关特性之间的良好折衷。

5.5.7 高性能 SITH

高性能 SITH 用质子辐照技术制造, 图 5-20 为其单胞结构示意图。

由图 5-20 可知, 此器件最突出的结构特点就是在 N^- 高阻漂移区两侧有对应的两个低载流子寿命区, 这两个区域的载流子寿命分别由阴极表面和阳极表面的质子辐照而降低, 从而大大提高了器件的开关速度, 所以这种器件又称为快速 SITH。

一般来说, 降低载流子寿命会使开通电流增益 I_A/I_G 减少, 通态电压增加, 通态损耗也相应增加。但高性能 SITH 采用了表面门极结构, 这使得它仍具有高开关增益, dv/dt 耐量也大。另外, 由于其开关速度快, 所以开关损耗小。尤其在高频时, 与未辐照的器件相比, 这一点更为明显。因此, 高性能 SITH 极适用于高开关频率 (大于 10kHz) 情况。

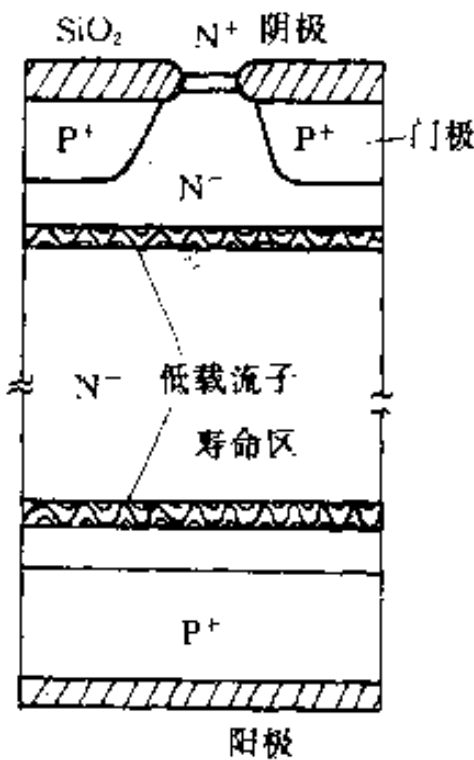


图 5-20 高性能 SITH 结构示意图

高性能 SITH 的每个沟道都与双层铝金属电极线焊接区域连接，以使在整个范围内门极和阴极区域的电位分布为最小，沟道中电流可均匀流动，从而使器件具有高的 di/dt 和高控制电流能力(最大可控电流密度可超过 $1600A/cm^2$)。

器件的开关速度可通过质子辐照剂量控制，另外，其阻断增益高且具有反向阻断能力，因此可用于多种控制拓扑的电力控制设备中。另外，此 N 沟道的 SITH 与 P 沟道的高性能 SITH 组合，可实现一个具有高频控制拓扑的互补电路。

高性能 SITH 为常关型器件，关断时，使门极和阴极短路，门极偏压为 0，即可快速关断，所以它的门极驱动电路较简单，如图 5-21 所示。此电路中，常关型 SIT 连接在 SITH 的门极和阴极之间，以便

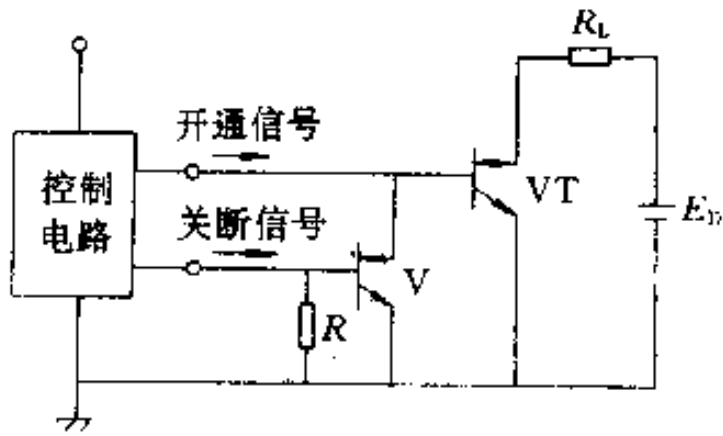


图 5-21 高性能 SITH 驱动电路

关断时短接 SITH 的门极和阴极。为了方便起见，SITH 和 SIT 可装在同一管壳中构成一个组件。

5.5.8 电压源 SITH 和电流源 SITH

SITH 作为大功率器件，以它优良的性能，被用于电压源逆变器、电流源逆变器等设备中。SITH 在应用电路中的不同工作方式和不同控制要求，其功率损耗将发生很大变化。如在图 5-22 有源滤波器的主电路中，SITH 作为负载电流的开关器件用于电压源方式(PWM 电路)，开关电流较大。

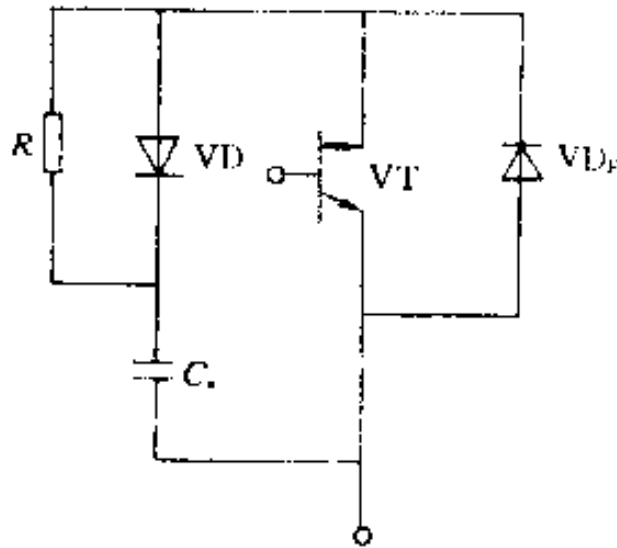


图 5-22 有源滤波器的主电路

在其开通时，由于器件外部电路的影响，反并联二极管 VD_r 的反向恢复电流和缓冲电容器 C_r 的放电电流流入 SITH，将产生很大的开通损耗。因此，降低 SITH 的开关损耗（首先是开通损耗，其次是关断损耗）就显得尤其重要。而 SITH 用于电流源逆变器工作于电流源方式时，它在低电流范围内关断，因此，减少其导通损耗比减少开关损耗更重要。

鉴于上述原因，为了提高设备的转换效率，近年来研制和开发出了适用于电压源和电流源两种不同工作方式的 300A/1600V SITH。

如前所述，对 SITH 来说，存在着载流子有效寿命对通态电压与关断时间，尾部电流之间，开通时间与电压增益（沟道面积、沟道宽度）之间的折衷关系。因此，这两种器件在结构上没有大的不同，都类似于阳极-发射极晶闸管，只是 P^+ 阳极区被 N^+ 区缩短的面积较小，约占 10%。另外，器件中采用了新的金扩散法实现对载流子的寿命控制，从而调整特性间的平衡。两者的区别在于，电流源器件通过增加沟道面积和载流子有效寿命。达到了降低通态电压和开通时间以及开通损耗和漏电流的目的，而其电压增益、关断时间及减小尾部电流和关断损耗方面则不及电压源器件。

通过对两种器件的实验可知，电压源器件用 -8V 的门极偏压阻断 1600V 的额定电压，阻断增益为 200；而电流源器件需用 -20V 门极偏压才能阻断 1600V 阳极电压，阻断增益为 80。在额定电压、结温为 125℃ 时，前者漏电流为 14mA，后者为 9mA。在阳极电压为 800V、阳极电流为 300A、结温为 125℃ 条件下，电压源器件的开断时间为 1.25μs，电流源器件为 1.5μs，但在开通损耗方面，电流源器件则降低到电压源器件的 59%，通态电压在阳极电流为 300A 时减少到后者的 74%。

不难看出，利用改变沟道面积和载流子寿命的方法制成的这两种 SITH，满足了两种不同的工作方式和控制要求，这对扩展 SITH 应用开辟了更广阔的途径。

5.6 SITH 的应用

上述各种类型 SITH 器件,有些已经商品化,有的还处于开发之中。对于 SITH 的应用:目前虽还未形成大规模工业化,但其应用面已初步展开。SITH 器件除在 GTO、GTR 应用领域都能使用外,在高频应用领域更是显示了其绝对优势。比如,在高频高性能 PWM 控制的传动系统、高频逆变器、转换器中,大容量脉冲开关电路以及高性能的电源装置、高频交流电机调速系统等方面的应用,都已引起世人的注目。用 SITH 制做的逆变装置应用于照明灯具,节能效果达 30%。下面列举几个 SITH 的应用实例。

5.6.1 控制三相感应电动机用的 PWM 逆变器

图 5-23 为控制三相感应电动机用的 PWM 逆变器主电路。逆变器中 SITH 工作于电压源方式,选用了六个高性能 SITH 器件,无缓冲电路,快速恢复二极管的阻断电压为 180V,恢复时间为 60 μ s,电路中施加电压 V_b 设置为 150V。

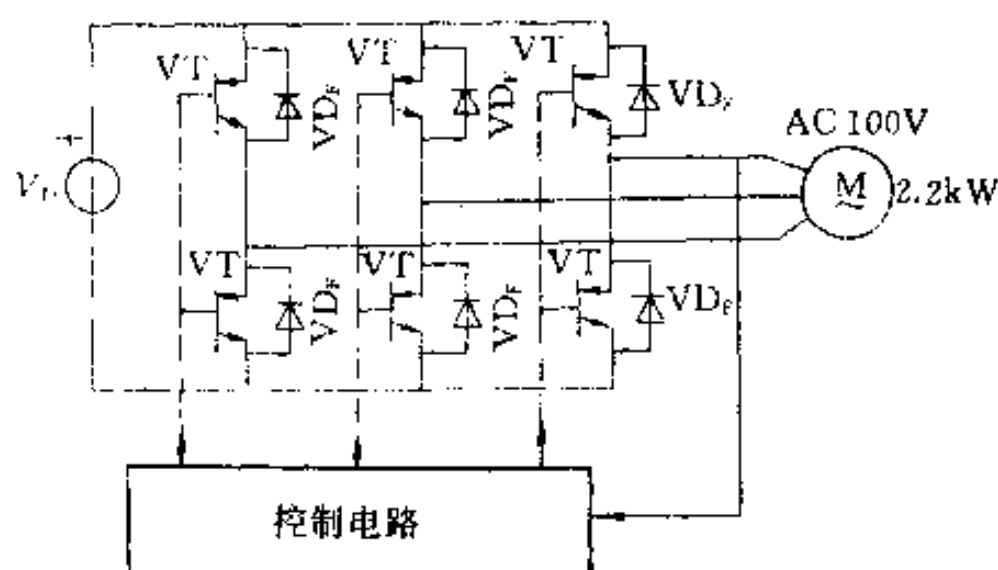


图 5-23 控制三相感应电动机用的 PWM 逆变器主电路

如前所述,高性能 SITH 具有高开关速度和高电流控制能力。图 5-24 示出的是 SITH 逆变器与双极型晶体管(BJT)逆变器电流控制能力的比较。从图可以看出,在大于 10kHz 高频时,高性能 SITH 逆变器远比双极型晶体管(BJT)逆变器优越。

该逆变器工作于15kHz的高频时，可使系统的总损耗减到最小，并有效地消除电动机的磁噪声。

由于SITH的高开关速度，因此控制电路具有快速响应能力，电动机的电流响应为台阶响应。这种电流控制电路的时间响应非常快，也可用于机器人用逆变器及诸如需要快速时间响应的逆变器。

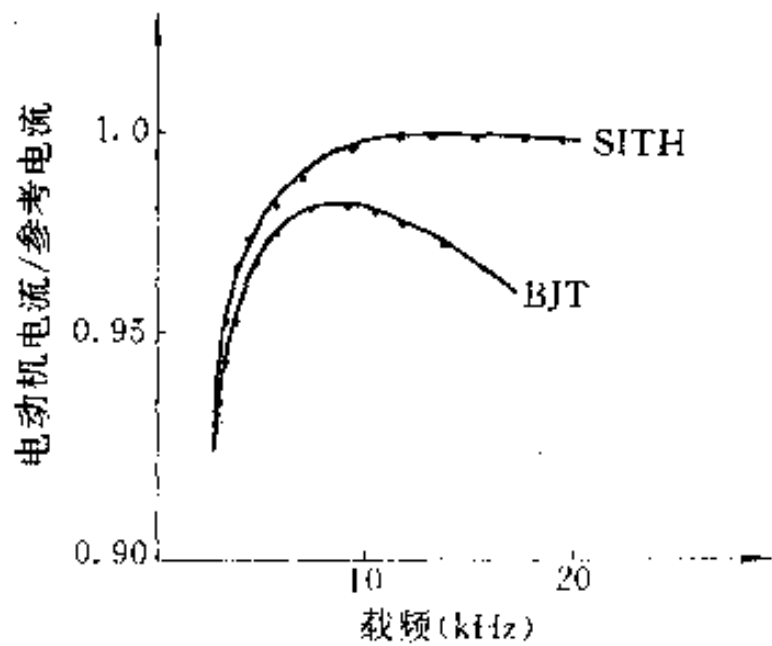


图 5-24 SITH 逆变器与 BJT 逆变器控制能力的比较

5.6.2 感应加热用的可控电压串联谐振逆变器

用于感应加热的 SITH 逆变器系统由三部分组成：晶闸管转换部分、SITH 逆变器部分及系统控制部分。为了简化控制电路并保证系统的准确运行，除使用了高电压、大电流、性能优越的 SITH 组成逆变器外，其他控制将由晶闸管转换器实现。

1. SITH 逆变器部分 图 5-25 为 SITH 逆变器的主电路图。由图可知，SITH 逆变器由三个相同的逆变器单元组成，如图中虚线框部分所示。每个逆变器单元使用了四个 300A/1200V 阳极-发射极短路型 SITH，组成三相电压反馈全桥电路。

在感应加热设备中，负载和电源通常相互分离很远，为了减小传输损耗，有效地给负载提供功率，必须采用几千伏的高压传输或一台升压变压器。在此逆变器中，采用了匹配电容与负载串联，产生串联谐振，这可使输出电压提高几十倍，从而省却了为获得高电压所需的升压变压器。因此，此逆变器称为串联谐振逆变器。

在大功率开关中，器件的开关损耗，包括缓冲电路的损耗将

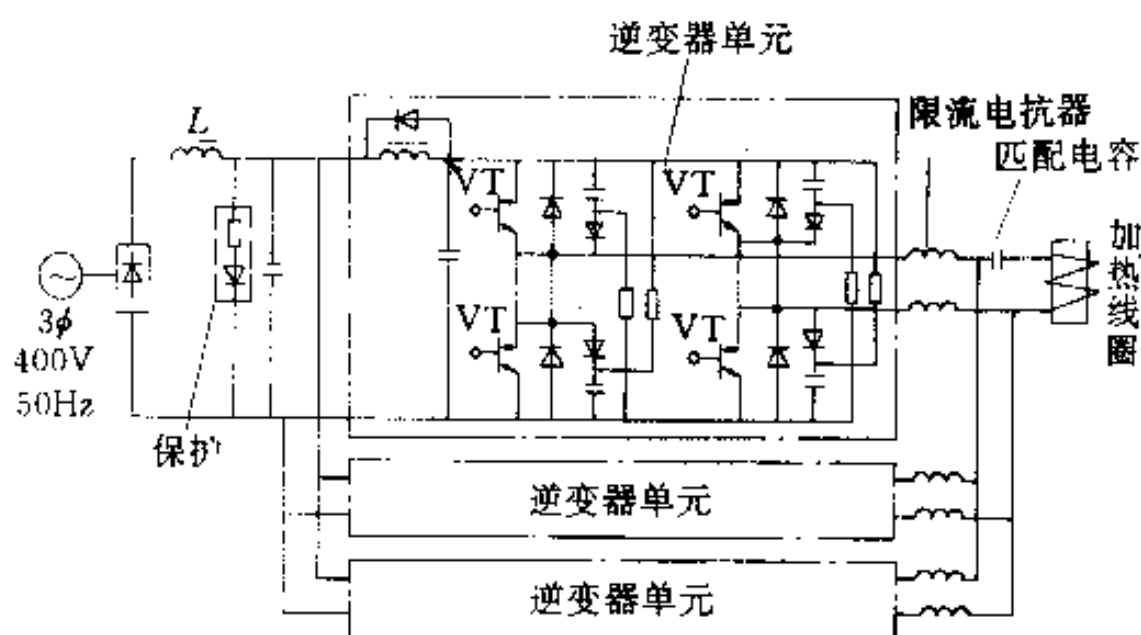


图 5-25 SITH 串联谐振逆变器系统主电路

随频率的升高而增加。此电路中采用了高频电压钳位电路取代了缓冲电路，这不仅降低了高频情况下的损耗，而且还可成功地消除异常情况时产生的浪涌电压。

对于电压源高频逆变器，SITH 反并联二极管的特性是非常重要的。目前选用大电流高速度的二极管还存在不少困难，这里采用了高速度、性能优越的小容量二极管，同时利用具有稍微滞后功率因数的运转逆变器，以减轻二极管的工作负担。

2. 门极控制 选用的 300A/1200V SITH，在没有门极信号时可以开通，加一个小的正向门极电压可改善其开通特性。另外，此器件的门极-阴极间反向耐压很高，利用大的门极反偏压可实现快速关断。考虑到关断时门极-阴极间感生的浪涌电压，此逆变器系统使用了图 5-26a 所示的门极控制电路，图 5-26b 为门极信号波形。

3. 控制系统 图 5-27 为控制系统框图。在回火中，当工件温度通过居里点时，金属的可透性大大地改变，这将引起负载等效电感的突然改变。谐振电路的谐振频率也要发生较大的变化。就是在这种情况下，也必须总是保持谐振，以便适当地驱动逆变器。为此，可采用一结构，在此结构中逆变器驱动频率跟随输出谐振

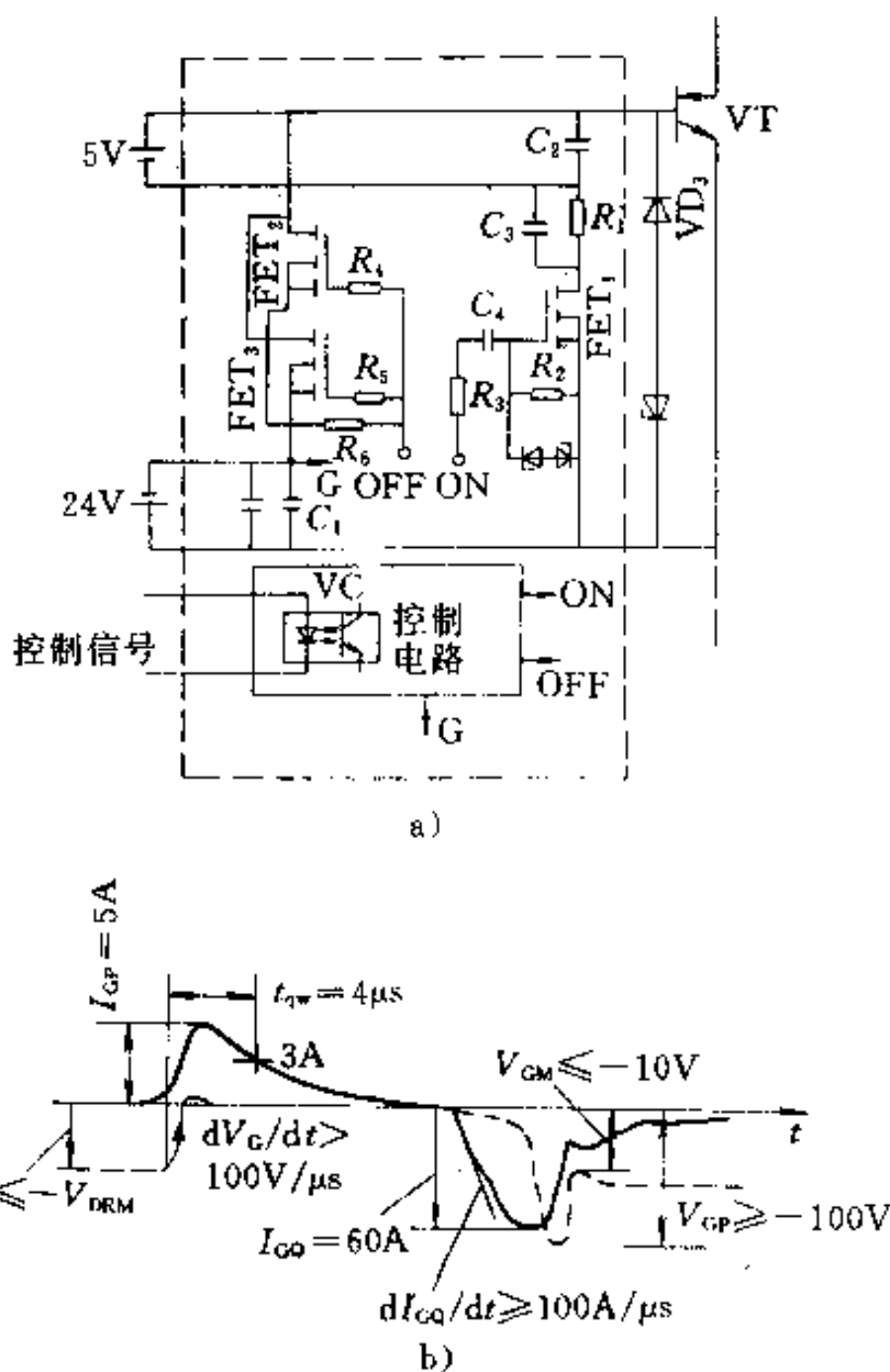


图 5-26 门极控制电路及门极信号波形

a) 门极控制电路 b) 门极信号波形

频率。如图 5-27 所示，逆变器输出电流与指令电压的相位进行比较，而比较输出馈送到锁相环电路，以控制逆变器频率。

4. 保护系统 负载短路或其他事故经常发生在回火中，对这些事故的保护是最基本的。与电流源逆变器比较，电压源逆变器不容易处理这些问题。为此，在每个逆变器单元提供了一个限流电抗器 L ，串接于全桥单元和匹配负载之间，参看图 5 25。当电流传感器检测到异常电流时，所有 SITH 都同时开通，然后在几微秒内关断。当所有 SITH 开通时，在直流侧为滤波器电容放电的晶

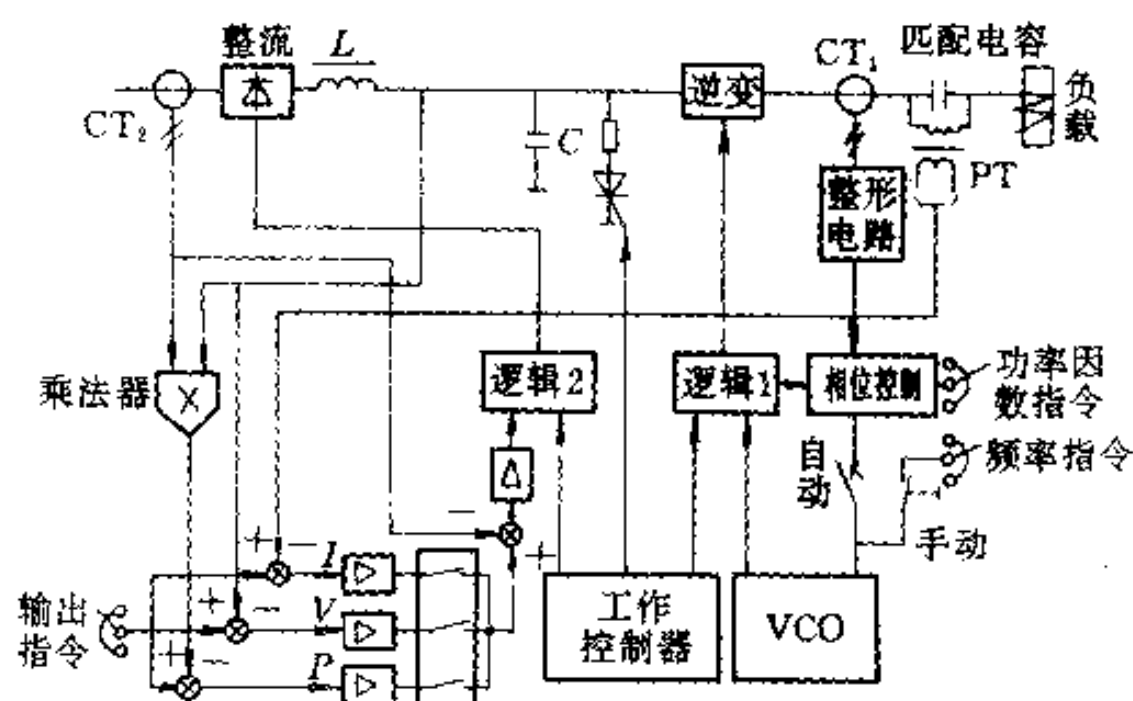


图 5-27 控制系统框图

闸管被触发，转换器停止工作。另外，由于 SITH 具有所谓正常开启特性，所以对电源的失效也要多加注意。如果电源连续失效 10ms 或更长时间，转换器便停止工作，放电晶闸管被触发，使设备停止工作。等恢复之后，设备才能重新启动。

综上所述，此逆变器系统具有高频、高效、高输出的优良特性。当其工作频率为 30kHz 时，输出直流功率为 150kW (50kW/单元)，效率达 96%，工作频率为 60kHz 时，输出功率为 100kW (33.3kW/单元)，效率达 91%；100kHz 时，输出功率为 50kW，效率为 86%；与传统的由真空管构成的逆变器系统相比，效率高 30%。

另外，这种 SITH 高频逆变器，还可用于金属表面淬火、半导体工业以及其他方面。

5.6.3 高频电流并联谐振逆变器

高频电流并联谐振逆变器即控制电路中的负载与匹配电容并联，产生并联谐振，以取得高效节能效果。

图 5-28 为高频电流并联谐振逆变器主电路。它由四个 SITH 逆变器组成单相全桥电路。逆变器中的 SITH 选用 300A/1600V 电流型器件，由 5.5.8 节可知，此 SITH 具有低的通态电压和高的

开通速度。为防止反向电压的作用，在 SITH 上串联了二极管和反向并联了小功率二极管。

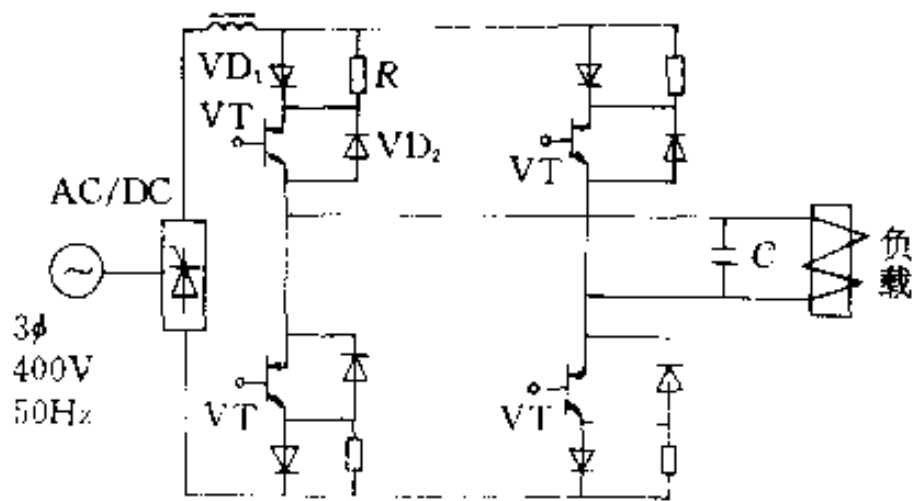


图 5-28 SITH 高频电流并联谐振逆变器主电路

在控制系统中，变流器部分控制输出功率，逆变器部分控制工作相位。另外，还可通过减小开关损耗和抑制 SITH 的浪涌电压，获得高效无吸收电路的转换。

5.6.4 高效 AC-DC 变流器

采用 SITH 组成的 AC-DC 变流器，可用于高压直流输电系统。其结构如图 5-29 所示。

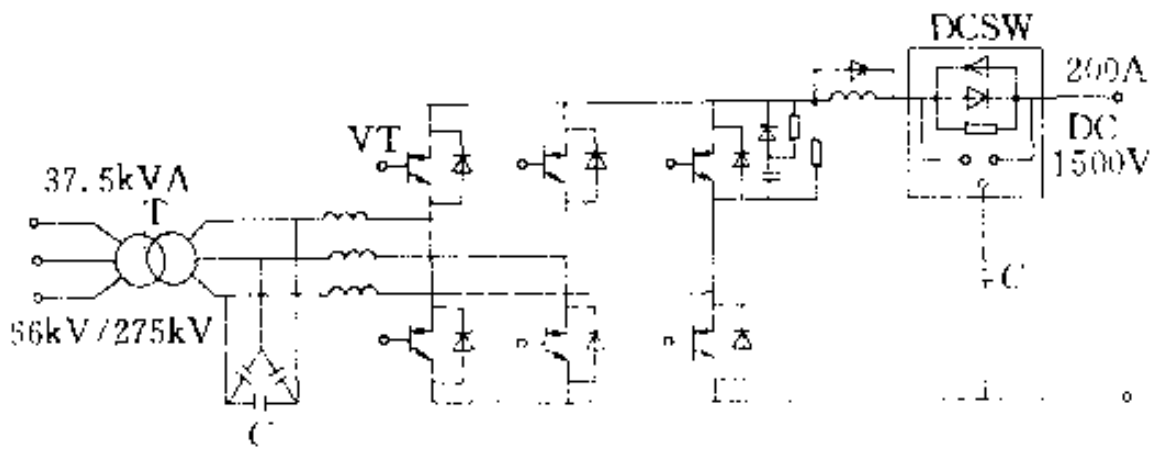


图 5-29 SITH 变流器结构图

通常的高压直流输电变流器是电网换相型的，要消耗大量的无功功率。因而，必须在变流站提供一个可靠的无功功率补偿器。此外，还必须注意由电网换相变流器引起的诸如电压不稳定、过电压、由谐振电流引起波形畸变等问题。而采用 SITH 自换相变流

器可克服上述问题。SITH 变流器中采用高开关速度 SITH，其控制频率可达 2kHz 以上。

SITH AC-DC 变流器主电路由单端三相桥组成，用高频 PWM 控制。为了在 AC-DC 网络故障时维持直流电压，在直流侧采用晶闸管可控直流开关，该直流开关对 DC 电容器的初始充电有斩波作用。

控制电路对 PWM 脉冲指令进行计算，以便从无向量信号得到合适的 P 、 Q 输出。

第 6 章 MOS 控制晶闸管(MCT)

MOS 控制晶闸管(MCT---Mos Controlled Thyristor)是 80 年代末出现的一种新型电力电子器件。它属于单极型和双极型器件组合而成的复合器件。它的输入侧为 MOSFET 结构,而输出侧为晶闸管结构,因此兼有 MOSFET 的高输入阻抗、低驱动功率和快速开关,以及晶闸管的高压大电流特性。同时,它又克服了晶闸管开关速度慢且不能自关断以及 MOSFET 通态电压大的缺点,因而是近几年来国内外重点开发的器件之一。目前,MCT 产品的击穿电压范围为 500~1000V,峰值可控制电流范围为 50~100A, di/dt 耐量达 2000A/ μ s, dv/dt 耐量达 20000V/ μ s,关断时间为 2 μ s。预计,随着 MCT 的制造工艺和结构的进一步完善,制造成本的不断下降,MCT 将在诸多应用领域内取代电力晶体管和晶闸管,并与 IGBT 形成竞争。

6.1 基本结构和工作原理

6.1.1 基本结构

MCT 是在 SCR 结构中集成一对 MOSFET,使 MCT 导通的 MOSFET 称为 ON-FET(开通场效应晶体管);使其阻断的称为 OFF-FET(关断场效应晶体管)。根据 ON-FET 的沟道类型,MCT 又分为 P-MCT 和 N-MCT。目前,MCT 产品多为 P-MCT,故本章重点放在 P-MCT 上。

MCT 是采用 DMOSFET 集成电路工艺制成的。一个 MCT 大约有 10^5 个单胞,每个单胞含有一个宽基区 NPN 晶体管和一个窄基区 PNP 晶体管以及一个 OFF-FET,OFF-FET 接在 PNP 晶体管的基极与发射极之间。在少量单胞中(约 4%)还含有 ON FET,它接在 PNP 晶体管的发射极与集电极之间。这两个 MOSFET 的

栅极连接在一起,构成MCT的门极。图6-1a示出P-MCT单胞的基本结构剖面图,图6-1b为相应的等效电路。

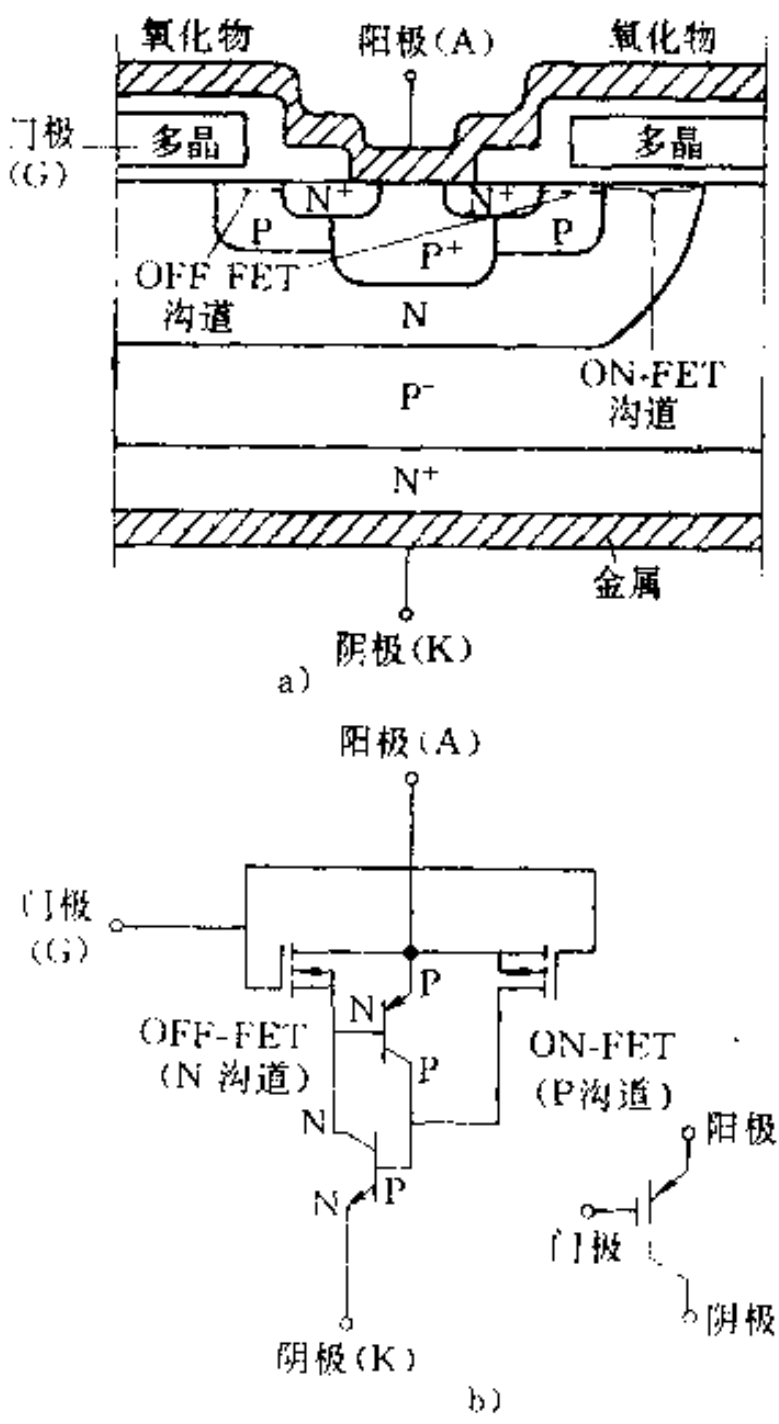


图 6-1 P-MCT

a)单胞基本结构 b)等效电路和电路图形符号

由图6-1a可知,MCT的电极 为阳极A、阴极K和门极G。作为P-MCT,两个主电极之间的基本结构为P⁻NP⁺N⁺,ON-FET为P沟道MOSFET,OFF-FET为N沟道MOSFET。如果是N-MCT,则主电极之间为N⁻PN⁻P⁺四层结构,ON FET为N沟道,OFF FET为P沟道。

图6-1b中还示出P-MCT的电路图形符号。如果是N-MCT,

电气图图形符号中的箭头方向应相反。

6.1.2 工作原理

MCT 与熟知的晶闸管有两点明显的不同。①MCT 是电压控制型器件，而晶闸管是电流控制型器件；②MCT 的控制信号以阳极为基准，晶闸管的控制信号以阴极为基准。

对于 P-MCT，当门极 G 相对于阳极 A 加一负脉冲电压时，ON-FET 导通，它的漏极电流使 NPN 晶体管导通，后者的集电极电流使 PNP 晶体管导通，而 PNP 管的集电极电流反过来又维持 NPN 晶体管的导通。于是，通过晶闸管的正反馈作用，使 $\alpha_{\text{PNP}} + \alpha_{\text{NPN}} > 1$ ，MCT 得以保持导通状态。

当门极相对于阳极加正脉冲时，OFF-FET 导通，PNP 晶体管的基极电流经 OFF-FET 流向阳极，使 PNP 管截止，从而破坏了晶闸管的正反馈，使 MCT 关断。由此可见，MCT 是通过 MOSFET 控制发射结短路实现关断的。

一般说来， $-5 \sim -15\text{V}$ 脉冲电压可使 MCT 导通， $+10\text{V}$ 脉冲电压可使 MCT 关断。

6.2 主要特性和参数

6.2.1 主要特性

1. 静态正向特性 MCT 实质上是一个 MOS 门极控制的晶闸管。在静态时，其内含的 MOSFET 不起作用，MCT 相当于晶闸管，因此具有高的阻断电压和低的通态压降。图 6-2 示出几种器件的正向特性的对比。由图可知，同为反向耐压 600V 的开关器件，当通态压降为 1V 时，MCT 的电流密度是达林顿晶体管的 30 倍，MOSFET 的 100 倍。因此，对给定的通态压降，MCT 可具有最高的电流密度，而在同样的电流密度下，MCT 具有最低的通态压降。

图 6-3 示出 MCT 的正向伏安特性随温度改变的情况。由图可见，当结温由 25°C 增至 150°C 时，对于不同的正向电流值，通态电压都是降低的。但是，随着电流的增加，这个负的温度系数

将逐渐减小。

理论上, MCT 的最低工作温度可达 100°C , 但是如图 6-3 所示, 在低温下的通态压降明显升高, 因此当温度太低时, 实际上器件已无法正常工作。温度升高时, 同其他半导体器件一样, MCT 的反向漏电流将随之增大, 大致是温度每升高 $10\sim 12^{\circ}\text{C}$, 漏电流增加一倍。因此, MCT 的实际工作温度范围为 $-55\sim 150^{\circ}\text{C}$ 。

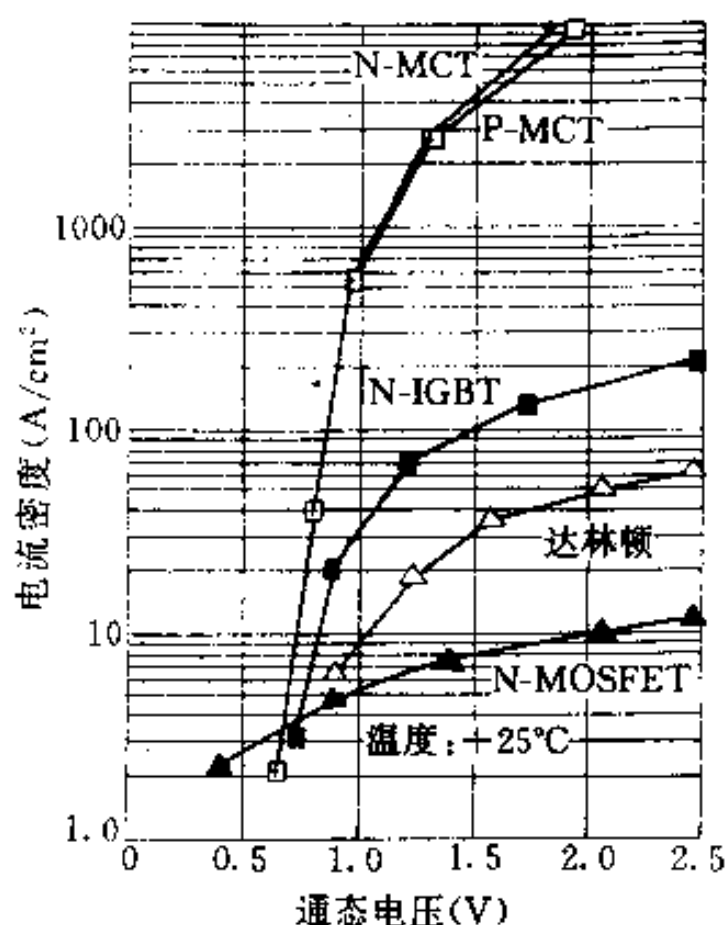


图 6-2 几种 600V 功率器件的正向特性对比

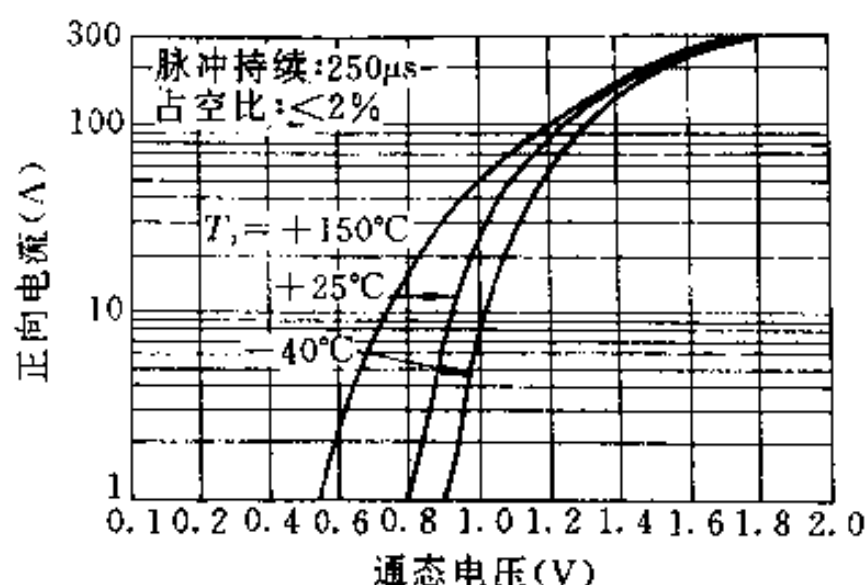


图 6-3 MCT 正向特性随温度的变化

MCT 的正向特性类似于二极管, 在很大的电流下, 通态电压仅有一定程度的增加, 这使得它十分适合于大电流场合。MCT 又是双注入器件, 不像 IGBT 那样, 随着阻断电压的上升, 通态电压

会相应升高，所以在高压领域内它更具有优势。

2. 开关特性 MCT 由内含的 MOSFET 控制开通和关断，开关机理与晶闸管不同。特别是在 MCT 中，无论是开通或关断，都是在芯片各个部分同时进行的，不像晶闸管那样受等离子区扩展的限制。因此，与晶闸管相比，MCT 具有较快的开关速度。图 6-4 示出典型的 MCT 感性开关电路及相应的开关波形。

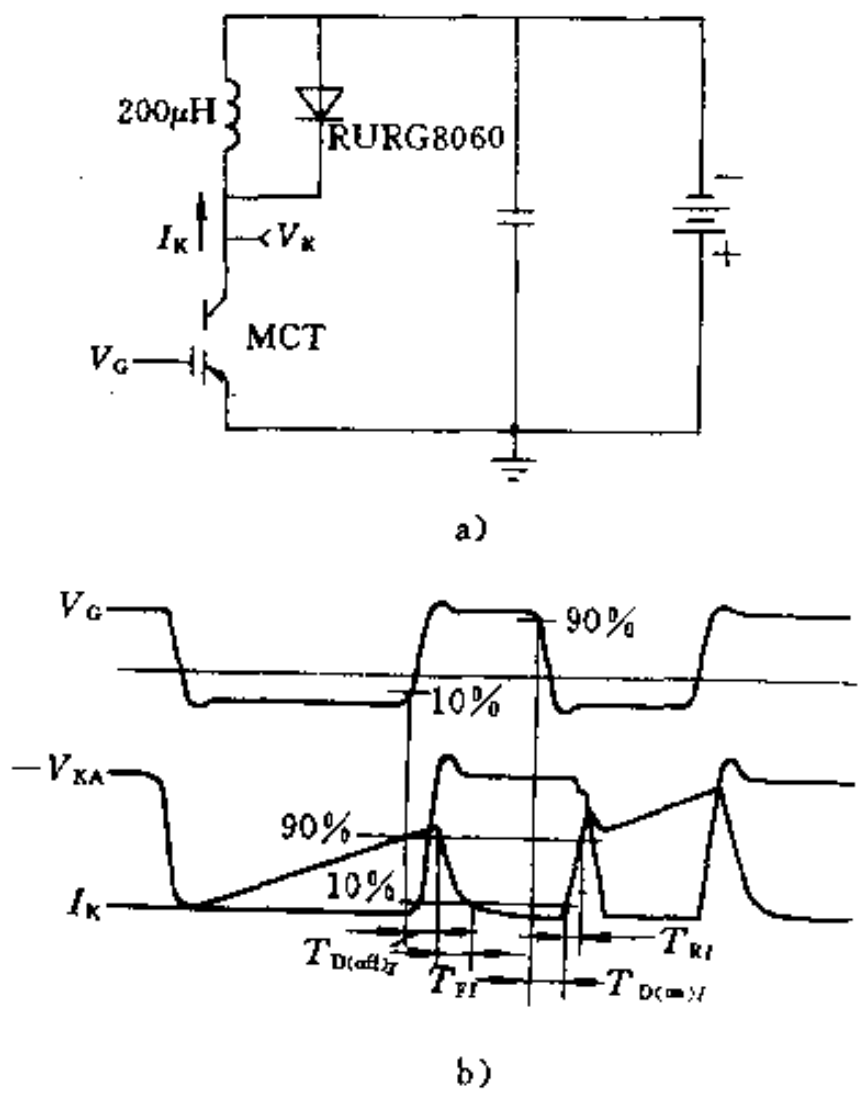


图 6-4 MCT 的开通和关断

a) 典型的感性开关电路 b) 开关波形

MCT 的关断有两个过程：先破坏晶闸管的擎住条件，然后使器件两个基区中的过剩载流子复合。表征关断过程的参数主要是关断时间和关断损耗。关断时间由关断延迟时间 $T_{D(off)I}$ 和关断电流下降时间 T_{FI} 组成，如图 6-4b 所示。关断损耗 E_{off} 的定义则是，从 V_G 上升变化 10% 的时刻起到 $I_K=0$ 的时间内，瞬时功耗 $V_{KA}I_K$

对时间的积分。

关断特性与阴极电流有关。图 6-5~图 6-7 分别示出关断延迟时间 $T_{D(off)I}$ 、关断电流下降时间 T_{FI} 和关断损耗 E_{off} 与阴极电流 I_K 的关系。

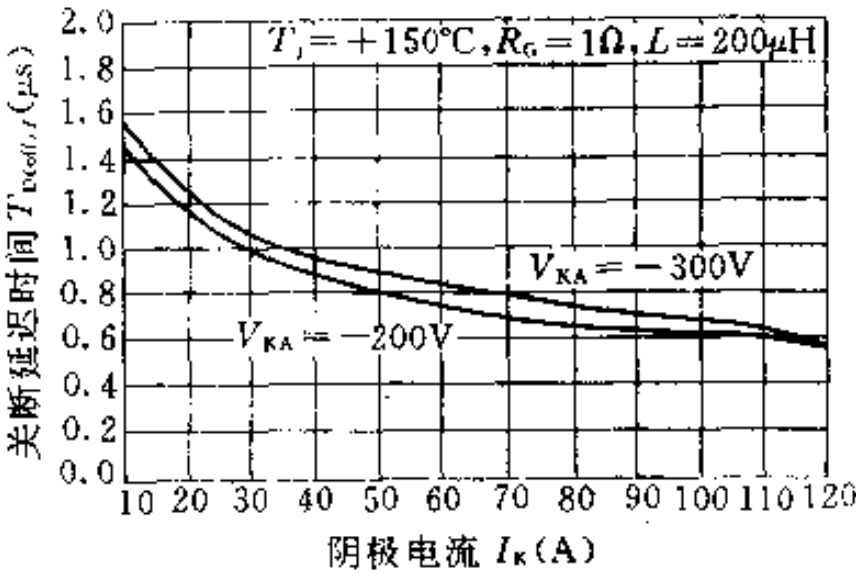


图 6-5 关断延迟时间与阴极电流的关系

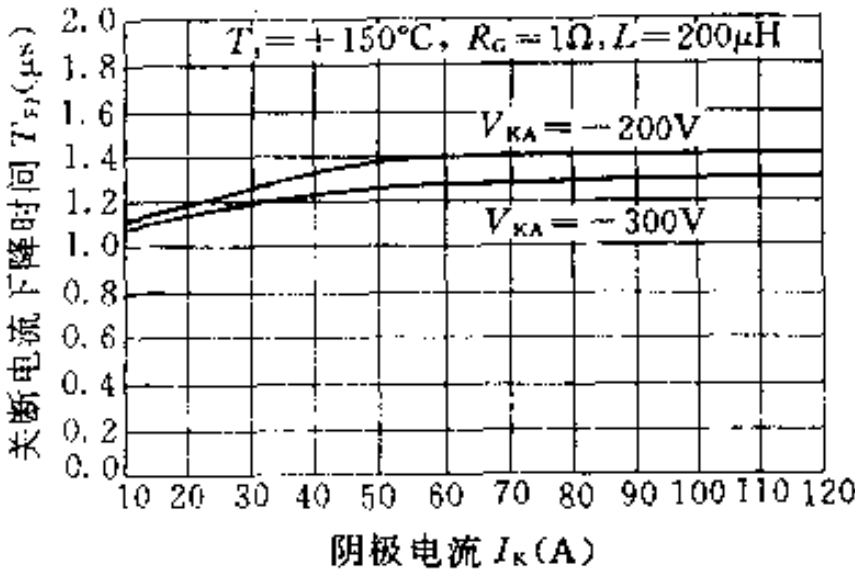


图 6-6 关断电流下降时间与阴极电流的关系

关断特性还与温度有关，如图 6-8 所示。由图可见，当温度由 $25^\circ C$ 增至 $130^\circ C$ 时，关断损耗 E_{off} 增加将近 40%。同时，在较高温度下，温度对 T_{FI} 的影响比对 $T_{D(off)I}$ 的影响要大得多。

MCT 开通时的参数变化远不如关断时那样剧烈。在阴极电流上升的同时，阳-阴极间电压是在减小的，因而可避免开通过程中

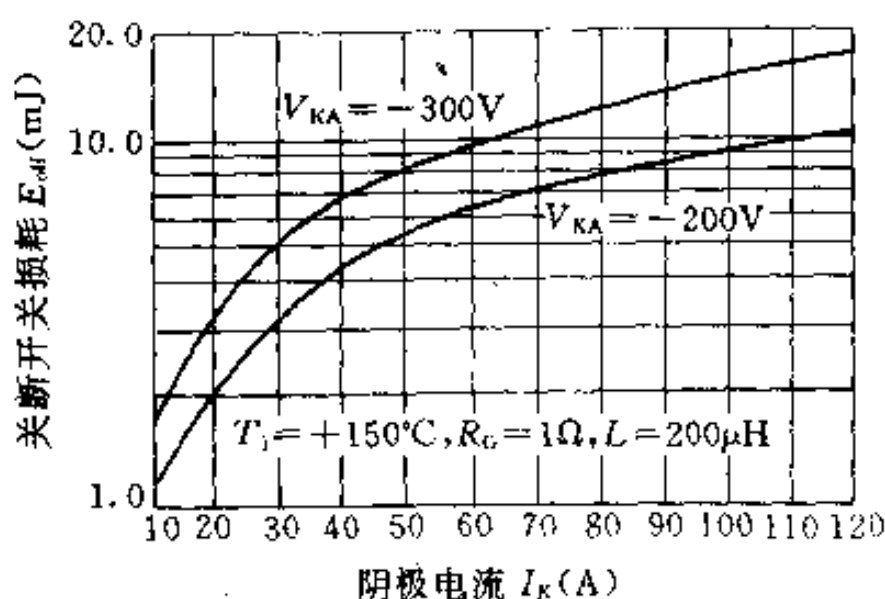


图 6-7 关断损耗与阴极电流的关系

同时产生峰值电流和峰值电压，并使开通损耗很小。这一点得益于 MCT 中的晶闸管结构。

表征开通特性的参数主要是开通延迟时间 $T_{D(ON)I}$ 、开通电流上升时间 T_{RI} 和开通损耗 E_{ON} 。 $T_{D(ON)I}$ 和 T_{RI} 的意义如图 6-4b 所示。而 E_{on} 定义为从 V_G 下降变化 10% 的时刻起到 $V_{KA} = -V_{TM}$ 的时间内，瞬时功耗 $V_{KA}I_K$ 对时间的积分。

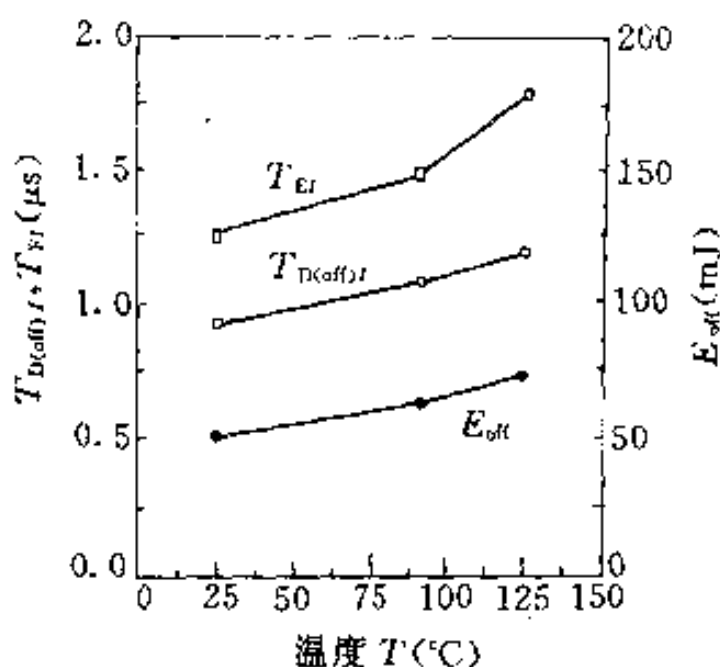


图 6-8 温度对 MCT 关断特性的影响

开通特性也与阴极电流有关，图 6-9~图 6-11 分别示出开通延迟时间 $T_{D(ON)I}$ 、开通电流上升时间 T_{RI} 和开通损耗 E_{ON} 与阴极电流 I_K 的关系。

应该强调，MCT 是由无数单胞并联而成，它相当于具有最密集交叉指状结构和密集短路点的晶闸管，因此有很高的 di/dt 和 dv/dt 耐量，目前水平为， di/dt 可达 $2kA/\mu s$ ， dv/dt 可达

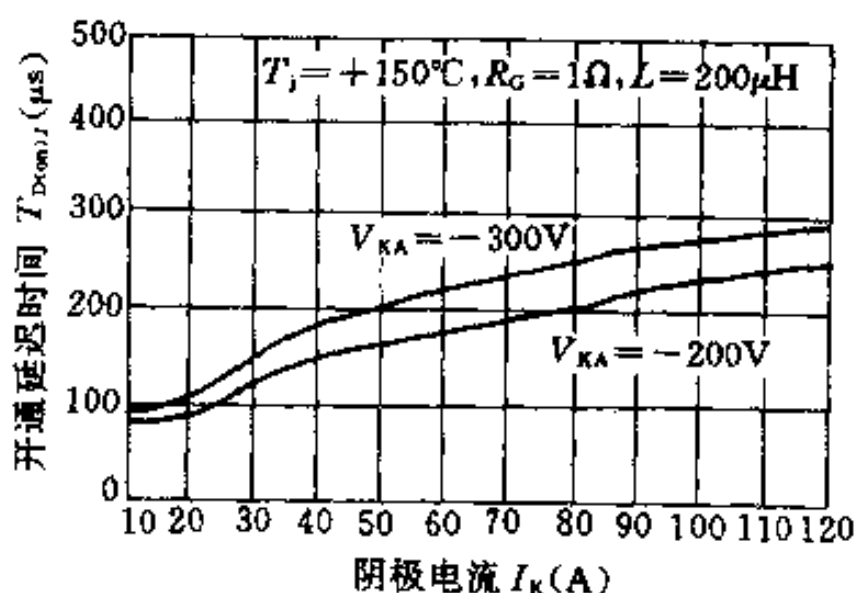


图 6-9 开通延迟时间与阴极电流的关系

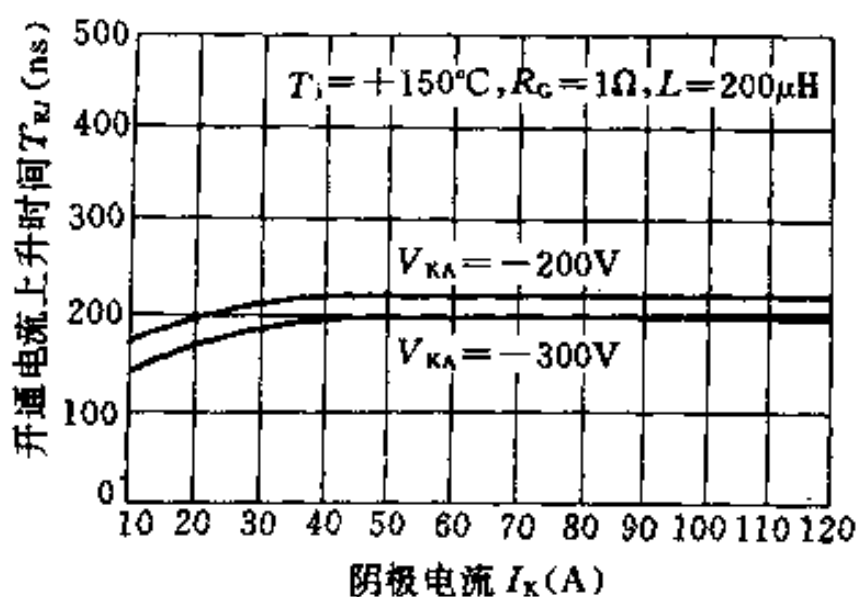


图 6-10 开通电流上升时间与阴极电流的关系

20kV/ μs 。

3. 安全工作区 MCT 无正偏安全工作区。图 6-12 示出 MCT 在没有吸收电路时的反偏安全工作区，即 MCT 关断时的电压和电流极限容量。它们与结温、电流和工作周期有关。当工作电压超出安全工作区时，MCT 可能失效。但是当峰值可控电流超出安全工作区时，MCT 不会像 GTO 那样损坏，而只是不能用门极信号关断而已。这一性能特点说明 MCT 的短路保护比较容易。

最早的 MCT 产品，其 SOA 为额定击穿电压的 50%，现在已提高到 60% 左右。

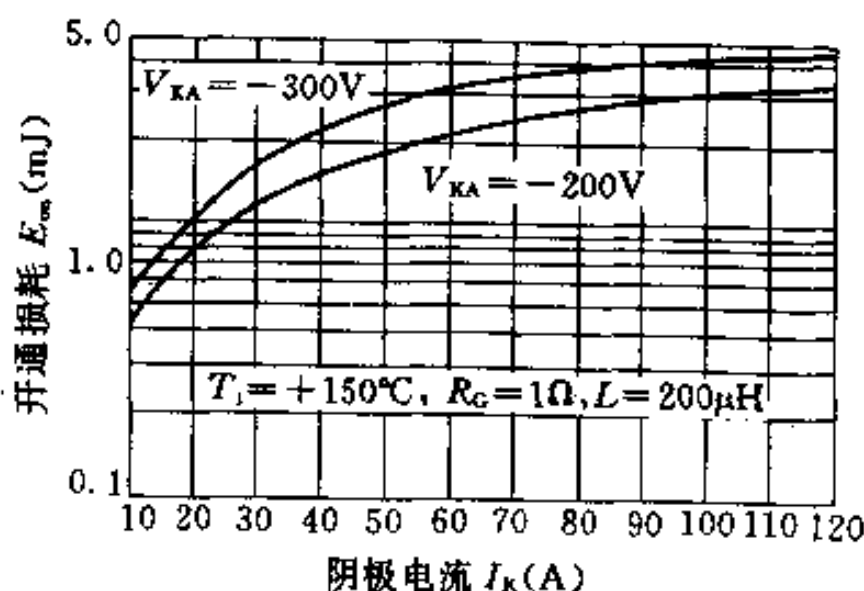


图 6-11 开通损耗与阴极电流的关系

门极信号对安全工作区也有很大影响，这一点将在门极驱动部分介绍。

4. 并联连接 由于 MCT 采用 DMOSFET 工艺制作，其胞状结构的可实现水平限制了单个器件的最大芯片尺寸。所以在在大电流场合，MCT 只能通过多个芯片并联来实现。MCT 并联匹配的最有效判据是通态压降。必须选择通态压降相同以及关断时间相近的芯片来并联，并尽可能使其杂散电感对称。研究表明，只要匹配得当，多个芯片并联可有效地实现大电流的开关，而电流额定值仅比单个芯片稍有降低($<10\%$)。

6.2.2 特性参数

MCT 的特性参数也分为两类，即绝对最大额定值和电特性值。对于前者，在任何情况下都不能超越，否则器件将损坏。对于后者，一般以最小值、典型值、最大值的形式给出，它们与测

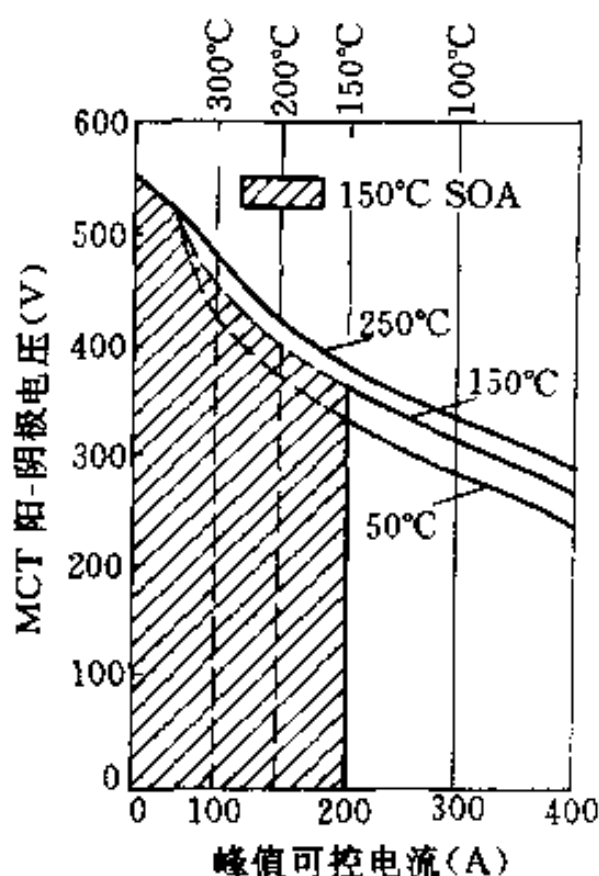


图 6-12 MCT 的安全工作区

试方法和应用条件密切相关。实际应用中,若超出特性值运用,器件本身不一定损坏,但如果电路裕度不足,可能导致电路的工作失常。

表 6-1 示出美国 Harris 公司生产的型号为 MCTG35P60F1 的 MCT 器件的最大额定值。表中的断态峰值电压 V_{DRM} 为最大允许的阴极与阳极间电压,它又称击穿电压。 V_{DRM} 与温度和 dv/dt 有关。当温度超过 150°C 时, V_{DRM} 将小于额定值,图 6-13 则示出典型的 V_{DRM} 与 dv/dt 的关系。

表 6-1 MCTG35P60F1 的最大额定值

参 数	符 号	数 值	备 注
断态峰值电压	V_{DRM}	$\sim 600\text{V}$	除非特别注明, $T_{\text{j}}=25^{\circ}\text{C}$
反向峰值电压	V_{RRM}	$+5\text{V}$	
阴极连续电流 $T_{\text{c}}=25^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{c}}=115^{\circ}\text{C}$	$I_{\text{K}25}$ $I_{\text{K}115}$	60A 35A	
阴极非重复峰值电流	I_{TSM}	800A	最大脉宽 $200\mu\text{s}$ (正弦半波),假设 $T_{\text{j起始}}=90^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{j最后}}=T_{\text{j最大}}=150^{\circ}\text{C}$
峰值可控制电流	I_{TC}	50A	
门-阳极电压(连续)	V_{GA}	$\pm 20\text{V}$	
门-阳极电压(峰值)	V_{GAM}	$\pm 25\text{V}$	
电 流 变 化 率	di/dt	$800\text{A}/\mu\text{s}$	
最大 功 耗	P_{T}	178W	
线性降额因子		$1.43\text{W}/^{\circ}\text{C}$	
工作和储存温度	$T_{\text{j}}, T_{\text{stg}}$	$-55\sim 150^{\circ}\text{C}$	
最大引线焊接温度	T_{L}	260°C	

MCT 从设计上说是非反向阻断器件,因此反向峰值电压 V_{RRM} 很低,但是可与 IGBT 一样使用反并联二极管。

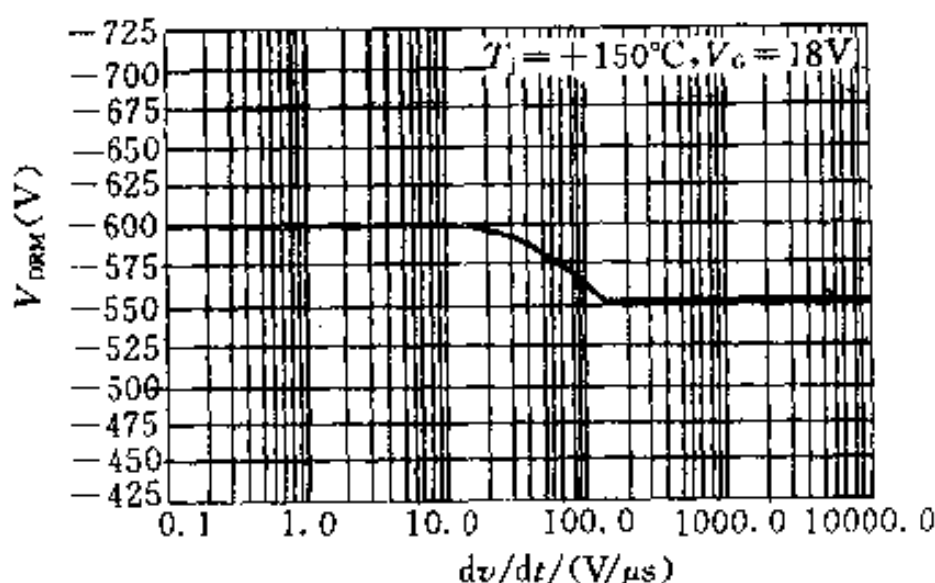


图 6-13 断态峰值阻断电压与 dv/dt 的关系

阴极非重复峰值电流 I_{TSM} 是通态脉宽下所允许的流过器件的最大电流。限制允许峰值电流和脉宽的是结温。

当 MCT 通过门极信号换向时，额定关断的最大阴极电流称为峰值可控制电流 I_{TC} 。电路中的电流在给定的手册数据以内时，器件的关断是有保证的。企图关断大于 I_{TC} 的电流，有可能造成毁坏器件。

表 6-2 示出 MCTG35P60F1 的电特性参数。

表 6-2 MCTG35P60F1 的电特性参数

参 数	符 号	测试条件		数 值		
				最小	典型	最大
断态峰值电流 (mA)	I_{DRM}	$V_{KA} = -600V$	$T_C = 150^{\circ}C$	—	—	1.5
		$V_{GA} = +18V$	$T_C = 25^{\circ}C$	—	—	0.05
反向峰值电流 (mA)	I_{RRM}	$V_{KA} = +5V$	$T_C = 150^{\circ}C$	—	—	2
		$V_{GA} = +18V$	$T_C = 25^{\circ}C$	—	—	0.05
通态压降 (V)	V_{TM}	$I_K = I_{K15}$	$T_C = 150^{\circ}C$	—	—	1.35
		$V_{GA} = -20V$	$T_C = 25^{\circ}C$	—	—	1.4
门-阳极漏电流(nA)	I_{GAS}	$V_{GA} = \pm 20V$		—	—	100

(续)

参 数	符 号	测试条件	数 值		
			最小	典型	最大
输入电容 (nF)	C_{iss}	$V_{KA} = -20V, T_j = 25^\circ C$ $V_{GA} = +18V$	—	5	—
开通电流延迟时间(ns)	$T_{D(on)I}$	$L = 200\mu H$ $I_K = I_{K115}$ $R_G = 1\Omega$ $V_{GA} = +18V, -7V$ $V_{KA} = -300V$ $T_j = +125^\circ C$	—	140	—
开通电流上升时间(ns)	T_{RI}		—	180	—
关断电流延迟时间(ns)	$T_{D(off)I}$		—	640	—
关断电流下降时间(μs)	T_{FI}		—	1.1	1.4
关断损耗(mJ)	E_{off}		—	5.6	—
热 阻($^\circ C/W$)	$R_{\theta jc}$		—	0.6	0.7

6.2.3 MCT 与 IGBT 的比较

MCT 和 IGBT 都是绝缘门(栅)极场控器件,两者都是双极/MOS 结构,且均可用于 600V 以上的功率开关电路,所以对两者进行比较将是十分恰当的。

从结构上看,MCT 和 IGBT 虽同样有四层结构,但两者存在质的差别。IGBT 不能看作是 PNP 器件,恰恰相反,在设计 IGBT 时要尽可能使 PNP 不工作。实际上,IGBT 只是一个二极管连着一个 VDMOS 器件,它是用这个二极管(PN 结)注入空穴到长基区,产生电导调制来解决 VDMOS 中高阻层所引起的高通态电阻问题。MCT 则确确实实是 PNP 器件。这也是 MCT 在通态电阻方面大大低于一般场效应器件的原因。

表 6-3 归纳了 MCT 与 IGBT 主要的性能比较。由表可见,MCT 在通态压降方面具有明显优势,一般为 IGBT 的 $1/3 \sim 1/2$,而 IGBT 在开关速度和反偏安全工作区方面略胜一筹。因此,应该根据实际应用的不同条件来选择合适的器件。例如,对于谐振、软开关或零电流开关电路,由于减少了开关的关断损耗,关断安全工作区不是这类应用的主要要求,而通常又包含有较高的峰值开关电流,MCT 将是首选器件。至于硬开关或 PWM 电路,可能更

适合于采用 IGBT。尤其是开关频率高于 10kHz 时, IGBT 较低的开关损耗所带来的益处将胜过 MCT 较低的通态损耗。

表 6-3 MCT 与 IGBT 的比较

器 件	MCT	IGBT
通态压降(100A/cm ² 下) (V)	1.2	1.8
阻断电压 (V)	1200	1200
电流下降时间 (ns)	1000	200
可控制电流 (A/cm ²)	200	1000
短路时间 (μs)	<2	>10
反偏安全工作区	I_{max} 在 50% BV 下	I_{max} 在 80% BV 下

6.3 门极驱动

MCT 具有 MOS 门极, 因而门极驱动较易实现。门极电容的典型值为 10nF, 在开关动作期间基本上没有 Miller 效应的电容电流, 使门极的驱动要求进一步简化。

6.3.1 门极驱动波形

MCT 的额定性能对门极驱动波形在幅值和上升时间两方面都有一定的要求。图 6-14 示出 MCT 门极波形的边界极限。在 MCT 开通或关断的门极脉冲期间, 门极波形应处于稳态极限之内。在门极波形变换过程中, 门极波形应处于阴影线所示范围内。

- 1、负电压幅值 在 MCT 的门极上施加相对于阳极为负值的门极电压时, MCT 开通。由于 MCT 中晶闸管的内部再生作用, 一旦阴极电流超过器件的维持电流(毫安级), 器件将完全进入通态。-7V 的稳态开通极限电压将保证 MCT 开通, 且具有适当的延时。-20V 稳态极限电压将保证门极不会因过高的电压而损坏。
- 2. 电压的负转换过程 MCT 与其他 MOS 门极器件相比, 有一个明显的不同, 即它的门极不能用来控制开关时间。当转换时间缩短时, 门极位移电流将使 MCT 开始导通, 而门极电压仍为正。边界极限允许门极电压在负转换过程中有过冲。

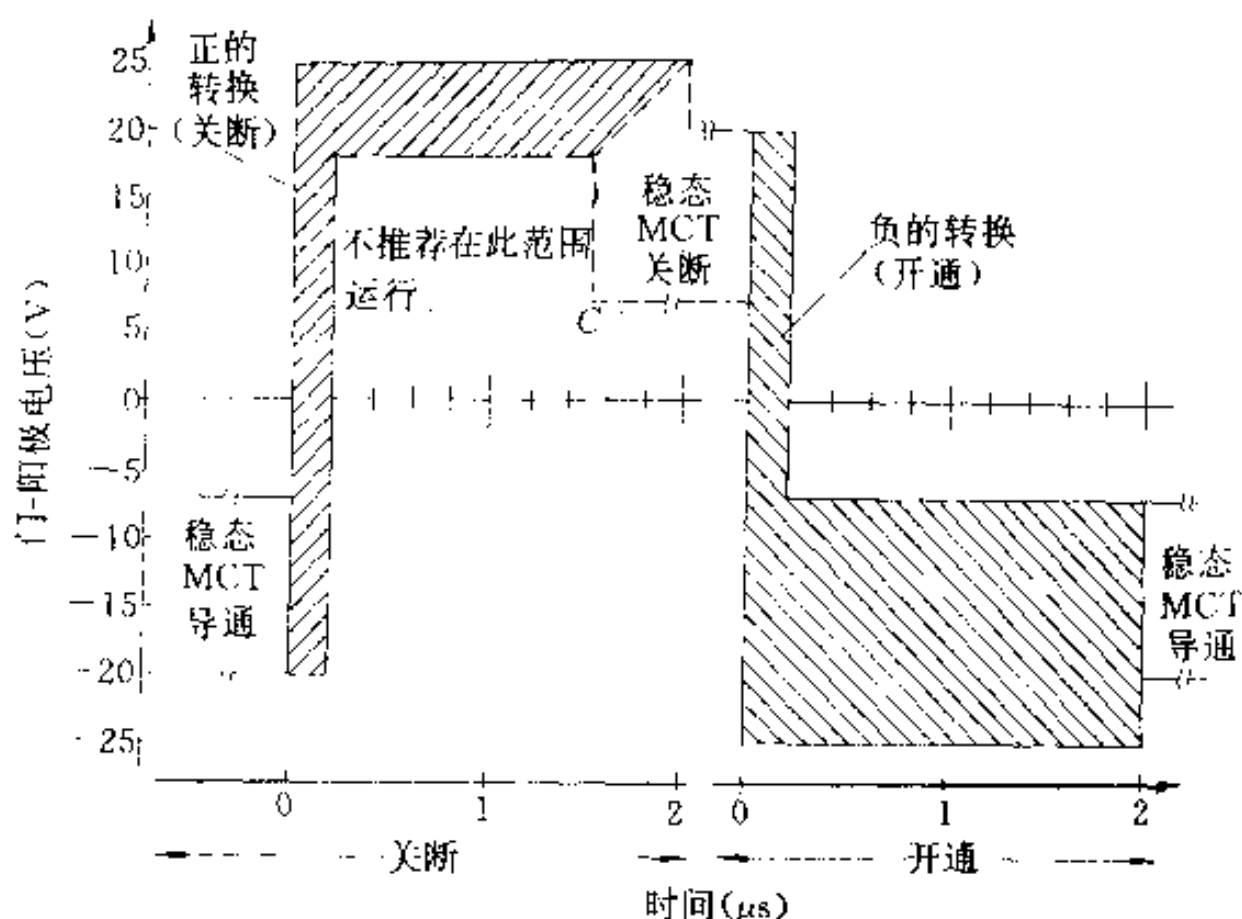


图 6-14 推荐的 MCT 门极电压驱动波形

3. 正电压幅值 当相对于 MCT 的阳极加正的门极电压时，MCT 关断或维持断态。持续时间大于 $1.5\mu\text{s}$ 的 18V 电压是关断电压的极限，它保证 MCT 能在 150°C 下关断额定电流。 $+20\text{V}$ 的稳态电压极限保证了门极不会因过电压而损坏，但是也允许 $20\sim 25\text{V}$ 的瞬时电压过冲。

4. 电压的正转换过程 MCT 是通过内部 MOSFET 短路 PNP 晶体管的基射结实现关断的。为了实现最大关断容量，短路的 FET 必须均匀而快速地开通，以保证所有的 MCT 关断相同的电流。如果门极电压上升较慢，电流有可能在单胞中重新分配，使某些单胞中的电流超过可关断值，这就要求有 200ns 的正转换极限时间。门极电压允许瞬时达到 $\pm 25\text{V}$ 。

MCT 门极电压驱动波形的边界极限可归纳如下：

(1) 由于 MCT 内部 MOSFET 的高温直流阻断能力，限定了 $+20\text{V}$ 和 -20V 的直流电压极限。

(2) 持续 $1.5\mu\text{s}$ 的最小为 $+18\text{V}$ 的电压使电流流过内部

OFF-FET 时，其阻抗很小，从而保证了额定的关断容量。

(3) MCT 关断时最小为 +7V 的电压是 OFF-FET 阈值电压的 2~3 倍，保证了器件不会因 dv/dt 或漏电流而开通。

(4) 200ns 的上升和下降时间保证了所有单胞像一个整体，否则性能会下降。

(5) $\pm 25V$ 瞬态峰值电压取决于器件的重复瞬态击穿电压，典型值至少为 40V。

(6) -7V 的最小值是 MCT 内部 ON FET 阈值电压的几倍，能保证良好的开通。

6.3.2 门极驱动对关断电流的影响

图 6-15 和图 6-16 示出门极驱动条件与可关断电流之间的关系。由图可以看出：

(1) 在 MCT 完全关断之前，门极电压必须达到并维持推荐值，如果降低正的最小稳态门极电压，则 MCT 的关断能力下降。

(2) 如果增大正的门极电压转换时间，MCT 的关断能力将减低。

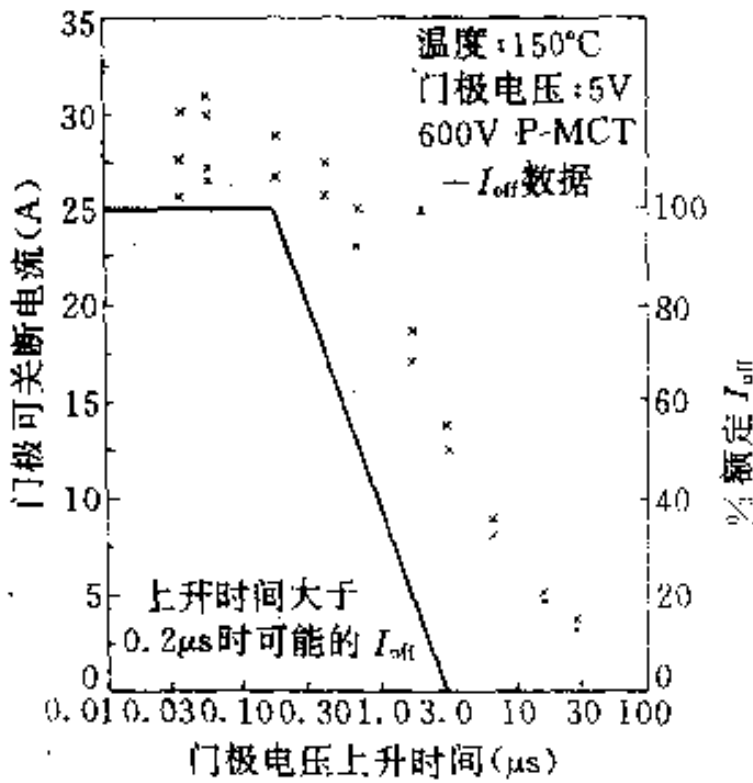


图 6-15 I_{off} 与门极电压上升时间的关系

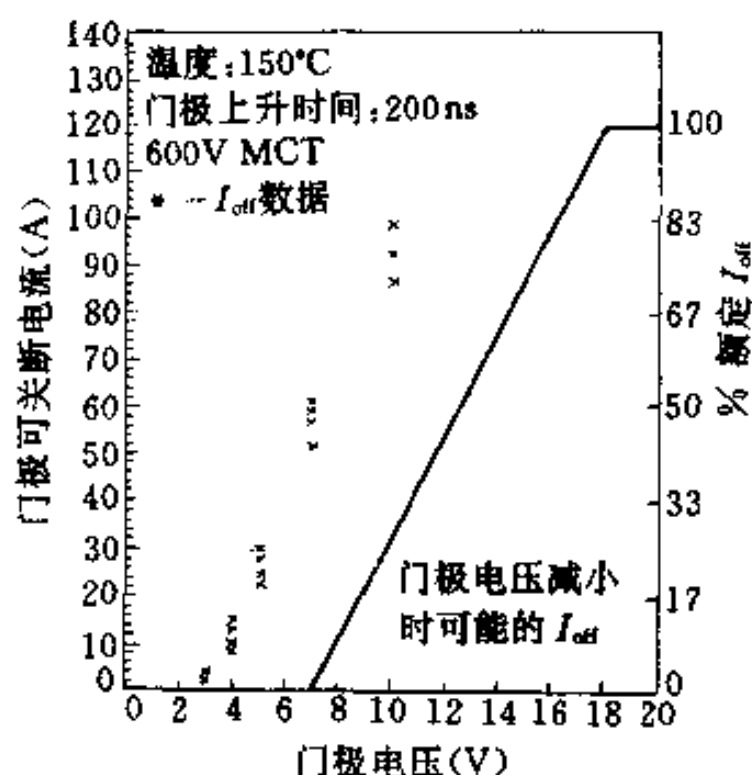


图 6-16 I_{off} 与门极电压的关系

这两个图中的实线是推荐的极限，用它可以估算因非理想的门极电压波形而减少的 I_{off} 容量。若同时增加上升时间或减小门极电压，则应将它与降额因子相乘。

6.3.3 门极驱动电路实例

1. 采用双 FET 驱动器的电路 图 6-17 为 MCT 门极驱动电路中的一种。它采用两个额定值为 15~18V 的双 FET 集成电路驱动器和分立的 FET 来产生 +20V MCT 门极关断信号。电源变压器的二次侧产生 $\pm 13V$ 的电压，驱动连接在变压器中线和各端线间的两个双功率逆变器。端子 2 的输入信号是电平转换，驱动轮流触发 FET 管 VF_1 和 VF_2 的上、下功率逆变器。这些 FET 的电压容量必须超过 MCT 所要求的 26V 的范围。 VD_1-R_3 和 VD_2-R_4 提供不同的延迟，以避免重叠的短路电流流过 VF_1 和 VF_2 。电阻 R_{11} 提供门极电压波形衰减。电阻 R_1 和 R_2 使施加到 MCT 门极的电压在正、负之间分压。电容 C_1 和 C_2 提供母线滤波和转换 MCT 门极电压所需的峰值电流。

该电路的优点是：电路运行过程中允许母线电压变化；通过减小 VF_1 和 VF_2 的通态电阻，该电路可用于驱动并联的 MCT；有

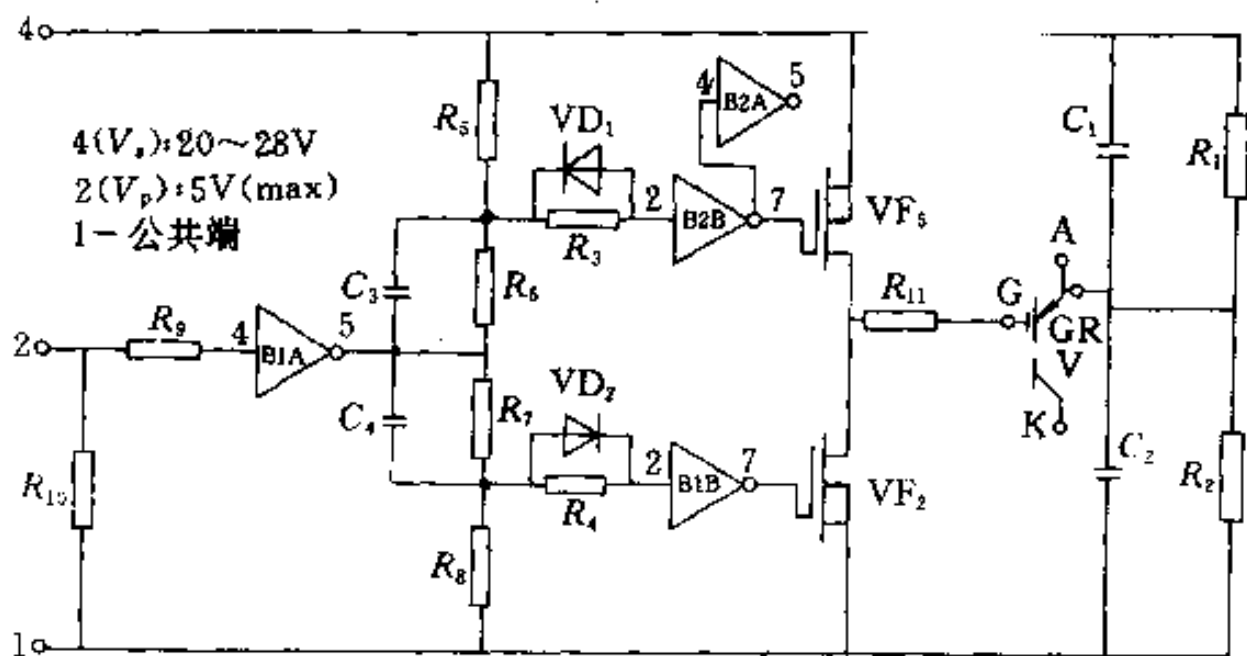


图 6-17 采用双 FET 驱动器的 MCT 门极驱动电路

$$R_1=6.7\text{k}\Omega \quad R_2=3.3\text{k}\Omega \quad R_3=3\text{k}\Omega \quad R_4=3\text{k}\Omega$$
$$R_5=15\text{k}\Omega \quad R_6=15\text{k}\Omega \quad R_7=15\text{k}\Omega \quad R_8=15\text{k}\Omega$$
$$R_9=100\Omega \quad R_{10}=1k\Omega \quad R_{11}=0.15\Omega \quad R_{12}=1k\Omega$$
$$C_1=10\mu\text{F}, 25\text{V} \quad C_2=10\mu\text{F}, 25\text{V} \quad C_3=100\mu\text{F}$$

C₄—100pF VF₁—IRFD9113R VF₂—IRFD113R

V-MCT B1-ICL7667 B2-ICL7667

多个电源。不足之处是对于驱动单个 MCT 而言, 该电路较为复杂。

2. 采用 IC 驱动器的电路 图 6-18 示出另一种 MCT 门极驱动电路。它采用一个额定电压为 35V 的 FET 驱动器来产生 MCT 门极触发所需的 +20V 信号。变压器和二极管产生所需的 26V 电压, 直接提供给驱动器。电阻 R_3 提供门极电压波形衰减。电阻 R_1 和 R_2 使施加到 MCT 门极的电压在正、负电压之间分压。电容 C_1 和 C_2 提供滤波和 MCT 门极电容所需的峰值电流。值得注意的是, 该电路有内部热关闭特点。当温度超过 155°C 时, 它会自动降低输出, 造成 MCT 误开通。这是不希望出现的。

该驱动电路的特点是，驱动电路所用的元器件较少；驱动器可提供较大的输出电流。缺点是内部热关闭可能会使 MCT 导通。

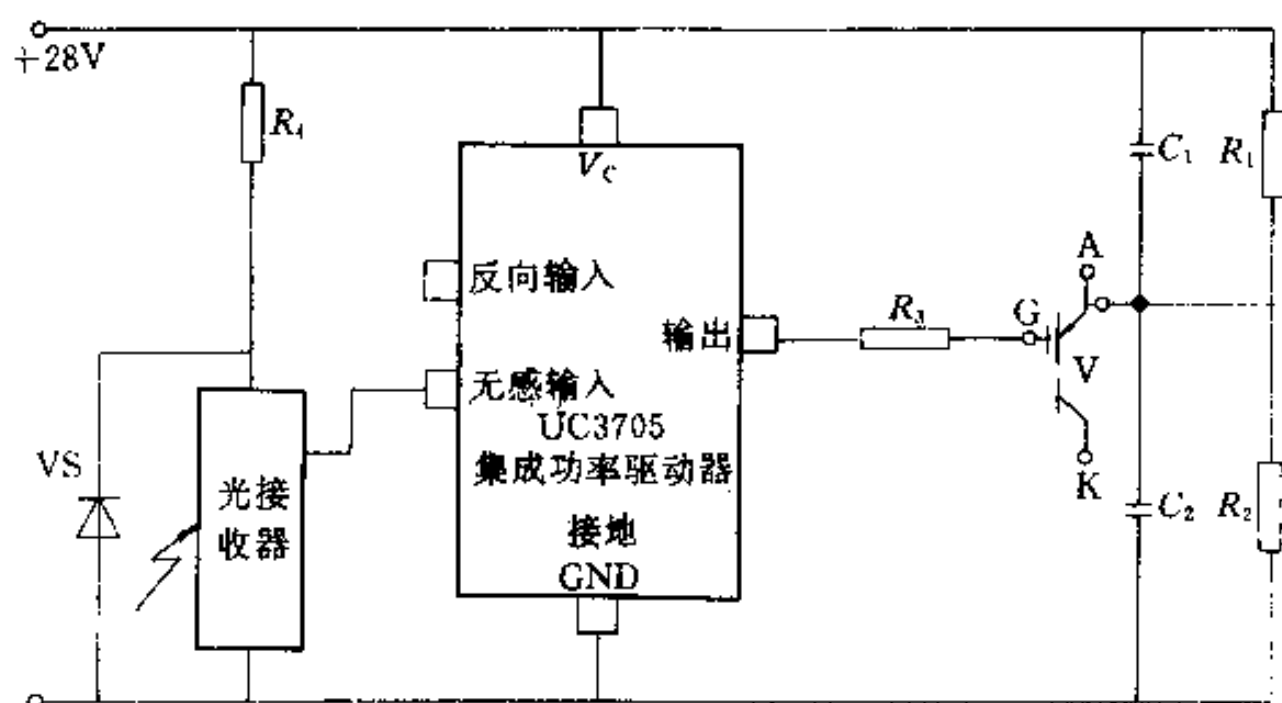


图 6-18 采用功率 IC 的 MCT 门极驱动电路

3. 专用的 MCT 门极驱动器 图 6-19 是一种 MCT 专用的集成电路驱动器简图。该驱动器由三个主要部分组成：电源电路、主 MCT 开通/关断电路和辅助比较器。电路中所有电压均以 PA 端为参考点，它通常与 MCT 的阳极相连。

该专用驱动器可由负电源（ $-7 \sim -12\text{V}$ ）供电，或由中间抽头电源（ $P^- - \text{PA} - P^+$ ）或单侧电源（ $P^- - P^+$ ）供电。当采用负电源时，内部充电泵使 P^+ 端升压， -4.7V 参考电压可提供 30mA 电流，直接用于光接收器或其他控制电路的供电，IC 的备用电流小于 5mA 。

所有的控制信号均通过只需几毫伏输入信号的比较器再进入 IC。公用部分是 PA 端和 -4.7V 参考端。主开通通路控制门极输出，该输出可驱动六个并联连接的 10nF 的 MCT 门极。开通通路包括最短开通时间和最短关断时间控制。当电路需用缓冲器时，这些控制可用来提供足够的缓冲器复位时间。

驱动器含有欠电压抑制和闭锁功能。闭锁是通过元件 L 设置的，复位则是通过元件 R 设置的。利用这些输入，使用者可实现过电流或过热的自锁功能。

IC 驱动器还含有两个独立的比较器通路。A 通路有一个图腾

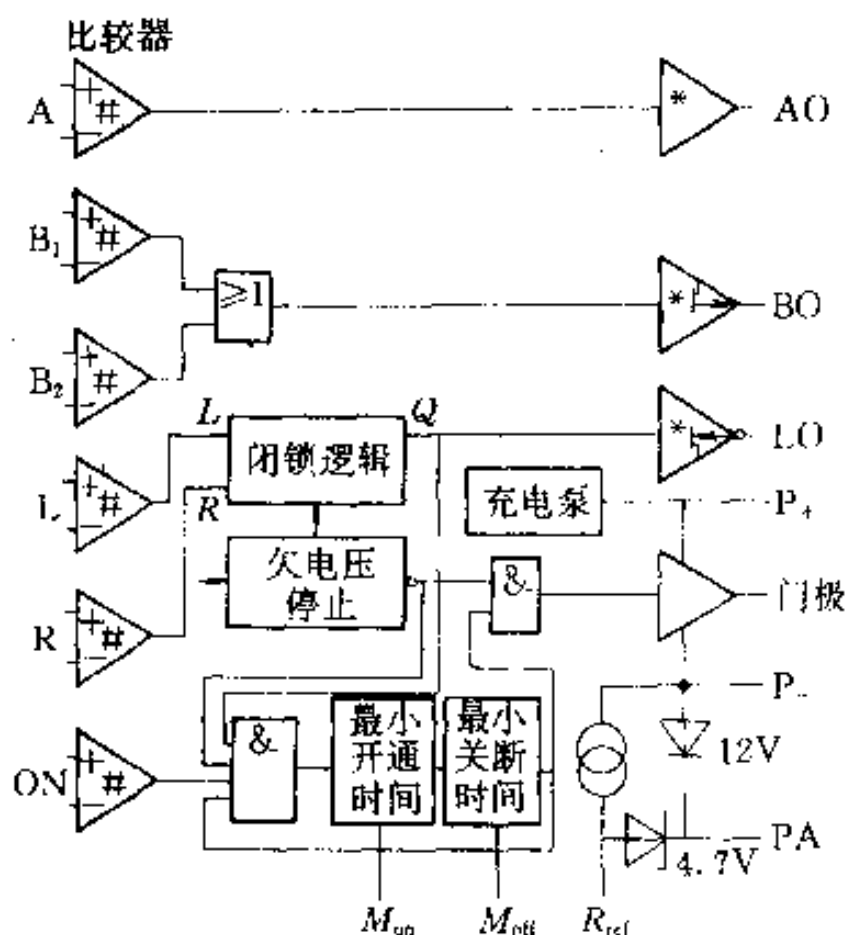


图 6-19 专用的 MCT 门极驱动器简图

级输出，AO 能提供 20mA 驱动。B 通路有两个比较器输入，它们按逻辑或运算组合，驱动 BO 输出。这些独立的通路可用于检测、定时和逻辑功能。

图 6-19 中，用 * 号表示输出幅度为 PA 至 P⁺；用 # 号表示同相范围为 P⁻(+2V)至 P⁺(+3V)。

6.4 MCT 的应用

MCT 可作为功率开关用于以大电流、低通态损耗为主要要求的领域。典型的应用是逆变器、变流器、电机驱动和脉冲电路等。

6.4.1 硬开关电路

硬开关电路使 MCT 在开关过程中同时承受大的电压和电流，产生大的瞬态功耗。许多功率变换电路以这种方式工作。

在图 6-20 中，由 MCT 开关感性脉冲电流。图中，电感 L_{1a} 和 L_{1b} 是杂散电感， L_2 是主要的负载阻抗，限制脉冲期间的电流。二极管 VD_1 使 MCT 的电压钳位于电源母线电压，并在 MCT 不导

通时为 $L_1 (=L_{1a} + L_{1b})$ 提供电流通路。 R_2 - VD_2 - C_2 形成缓冲器, 在某些运行条件下, 它可用来控制 MCT 的过电压或维持电流-电压开关轨迹在允许的安全工作区范围内。

当 MCT 的门极采用图 6-20 波形 a 时, 可测出 I_{OFF} 。当门极开通时, 电流经电感 L_2 达到设计的峰值电流。适当选择开通时间和负载阻抗, 可使电流在 $50\mu s$ 时间内达到预定值。当 MCT 门极关断时, 流过 MCT 的电流维持恒定, 而电压逐渐增加, 直至二极管 VD_1 开通, 使 MCT 阴极电压钳位于负的母线电压。在这一瞬变过程中, MCT 承受大的峰值功耗。当负载电流给 MCT 的等效电容 ($30nF$) 充电时, MCT 的电压迅速上升, 变化率的典型值为 $1000V/\mu s$ 。

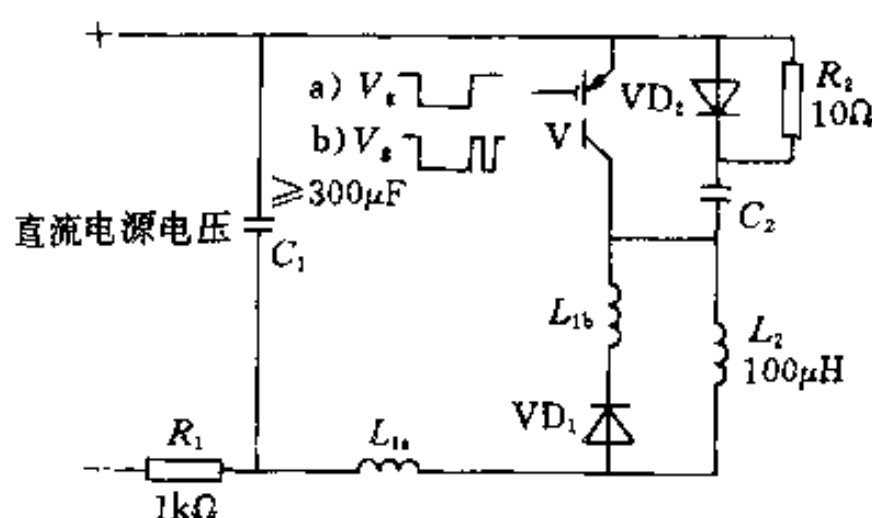


图 6-20 MCT 硬开关电路

当开关关断时, MCT 的电压和电流的瞬时值必须在安全工作区范围内。这个安全工作区的最大电流极限是 MCT 所能关断的最大电流, 它取决于内部 OFF-FET 的电阻。在开关关断, 电压快速瞬变时, 杂散电感 L_2 使 MCT 上的电压瞬时超过电源电压。对于小的杂散电感, 过电压可以由 MCT 的电容来限制, 对于大的杂散电感, 必须采用缓冲电路 (如 C_2 - VD_2 - R_2) 限制过电压。

MCT 的关断损耗与器件的电流、峰值电压和结温有关。在功率电路中, 必须加缓冲电路来保证 MCT 的电压-电流开关轨迹在安全工作区范围内。此外, 缓冲电容也可用来降低过电压。图 6-21 示出 75P60 600V MCT 在 $75^\circ C$ 时的典型关断损耗。这些曲线

包括一定的峰值电压、缓冲电容和电流范围，可用于估算使用条件下的关断损耗。

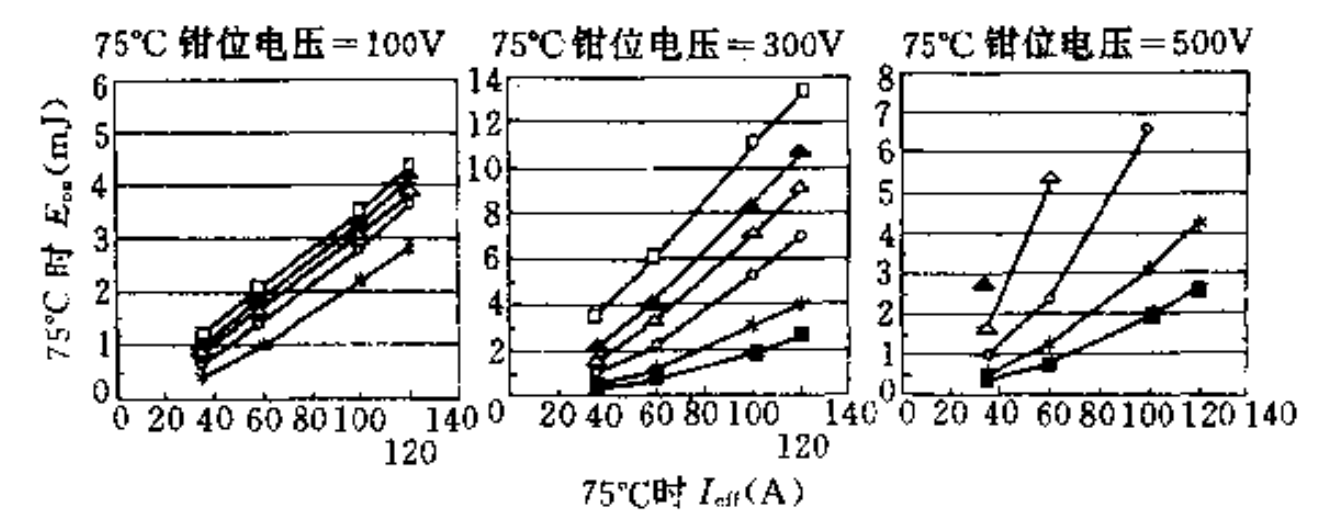


图 6-21 感性负载时的 MCT 关断损耗

$\square$ — $C_s=0$ $\blacktriangle$ — $C_s=0.05\mu F$ $\triangle$ — $C_s=0.1\mu F$
 $\circ$ — $C_s=0.2\mu F$ $*$ — $C_s=0.5\mu F$ $\blacksquare$ — $C_s=1.0\mu F$

在硬开关电路中，当门极采用图 6-20 中的波形 b 时，MCT 转入开通。刚开通时，电流首先由电感产生，经 $5\mu s$ 关断周期(MCT 完全恢复阻断)，MCT 再一次开通。在第二次开通过程中，MCT 可承受高的 dv/dt ，而二极管恢复阻断。

杂散电感 L_1 的存在，使 MCT 在电流传输过程中电压下降，减小了二极管恢复电流的峰值。但这与用减小杂散电感限制过电压和开关损耗的要求相矛盾。事实上，过电压是更重要的限制因素，因此减小杂散电感是设计的主要目标。采用快速恢复二极管可使 MCT 的开通损耗减小。图 6-22 示出 200V 和 300V 两种 MCT 的开通

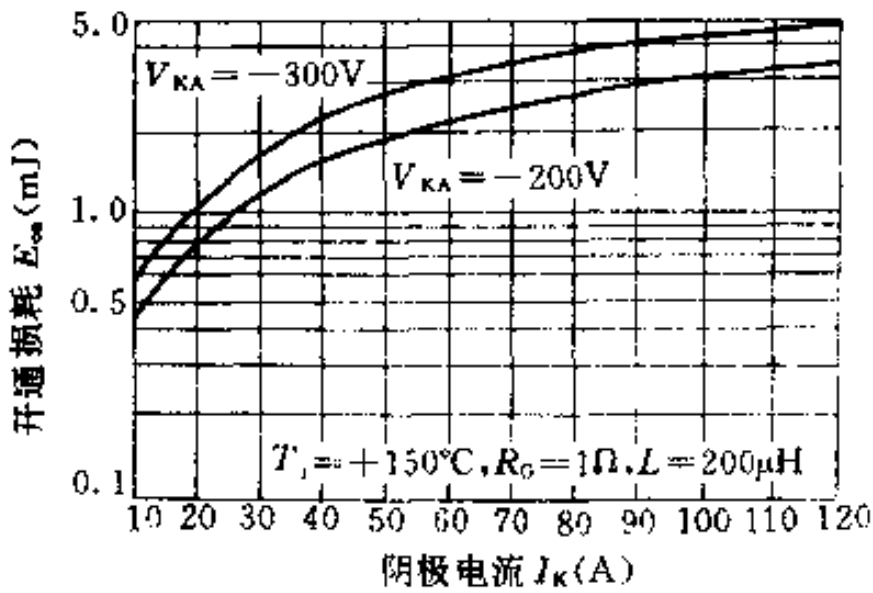


图 6-22 感性负载时 MCT 的开通损耗

损耗随阴极电流变化的典型关系。在二极管恢复期间, MCT 的电流可达几百安, 处于其浪涌容量之内。当开通过程中的 di/dt 达到 $6000 \sim 8000 \text{ A}/\mu\text{s}$ 时, 器件将损坏。

6.4.2 软开关电路

软开关和谐振电路, 对减小开关损耗和功率器件的电应力, 进而提高工作频率而言, 是一种行之有效的方法, 因而正被越来越多地采用。限制功率器件电应力的电路拓朴有多种, 在这些拓朴中, 功率开关器件通常都接成 LC 网络的一部分, 它或者与电感串联运行, 或者与电容并联运行。图 6-23 就是使 MCT 承受软开关电应力的一种电路。需要指出, 对于高的 di/dt 和小的谐振电容, MCT 有适度的关断电压“尖峰”。

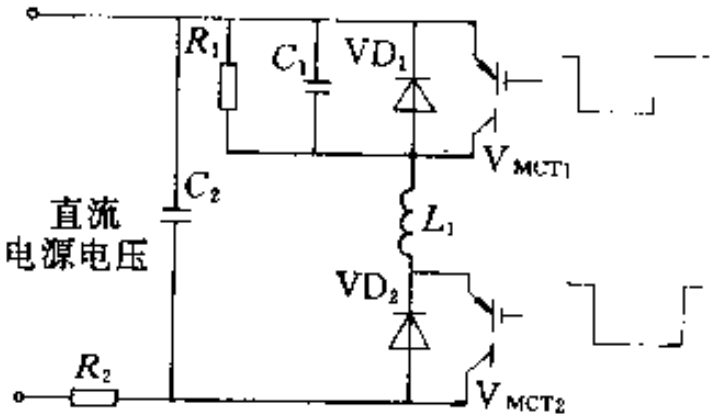


图 6-23 MCT 在软开关电路中的应用

在图 6-23 中, 电容 C_1 与 MCT 管 V_{MCT1} 并联。开关过程中, 当电容电压接近零时, V_{MCT1} 按软开关动作。只是由于在 MCT 开通前需要少量电荷流入 MCT, 所以理想的软开关开通有所退化, 于是在 MCT 开通前有一个电压尖峰。图 6-24 曲线可用来估算这一开通电压的尖峰, 该图示出了开通尖峰电压与流入电容和 MCT 并联回路的

电流变化率 di/dt

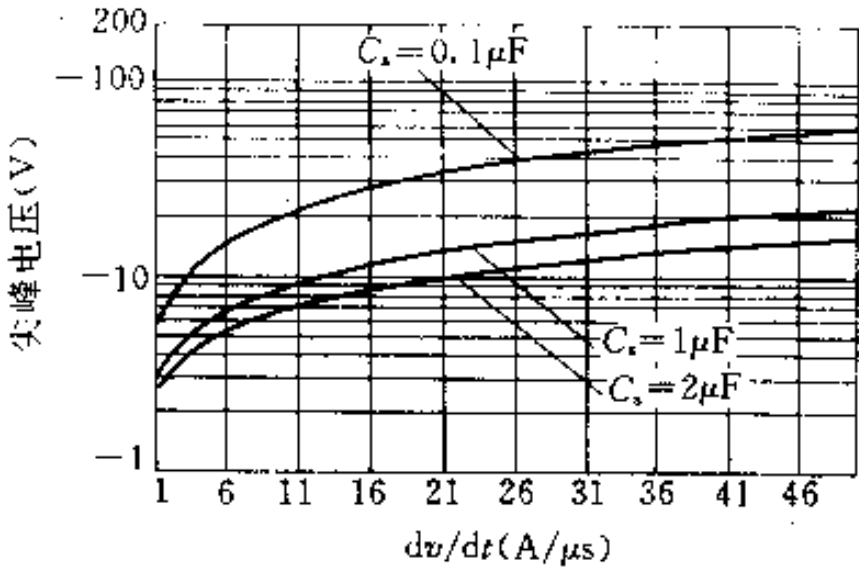


图 6-24 MCT 的开通尖峰电压与 di/dt 的关系
 $T_j = +25^\circ\text{C}$

的关系。图中曲线表明,当开关频率由 1kHz 提高到 100kHz 时,开通尖峰电压由几伏上升至几十伏。

当 MCT 开通时,电容放电,产生一个功率损耗。图 6-25 示出 MCT 的开通损耗与流入电容、MCT 并联回路的电流变化率 di/dt 的关系。MCT 的这一损耗主要来自电容达到峰值电压前流过 MCT 的电流以及电容放电。

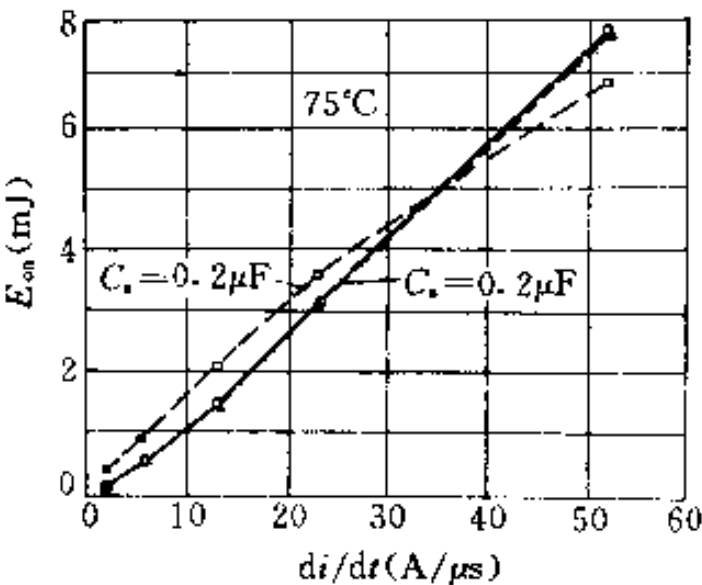


图 6-25 MCT 的开通损耗与 di/dt 的关系
 C_s 缓冲电容

在关断过程中,并联电容起旁路作用,使电流由 MCT 流入电容,于是 MCT 的开关损耗得以降低。

6.4.3 直流断路器

固态直流断路器也是 MCT 的应用领域之一,而且采用普通的 MCT 门极驱动 IC 可实现控制逻辑。在这一应用中,采用了新开发的 N 型 MCT,它只有 10~20A 的门极可关断电流能力。

图 6-26 是直流紧急跳闸断路器的电路。其中, V_{MCT1} 传导负载电流, V_{MCT2} 以及电容 C_1 和电感 L_1 组成换相电路, C_1 由隔离电源维持充电。当负载分路电流过大时, V_{MCT2} 触发开通,换相电流由 C_1 流过 L_1 、 VD_1 和 V_{MCT2} 。当 VD_1 导通时, V_{MCT1} 被反偏关断。随着换相电流下降, V_{MCT1} 两端的电压上升,直到无功负载能量转换至变阻器。采用这种电路结构, MCT 可传导其热额定值(75A)的稳态电流,可切断 1000A 以上的故障电流。

由于 MCT 可在几微秒时间内恢复原样,所以换相电流脉冲可以很短,换相电容可以很小。 V_{MCT2} 可关断峰值为 1700A 的换相脉冲电流。两个 MCT 在反偏或传导小电流时总是处于关断状态。

图 6-27 是断路器控制电路的框图。三个信号(故障电流、关闭

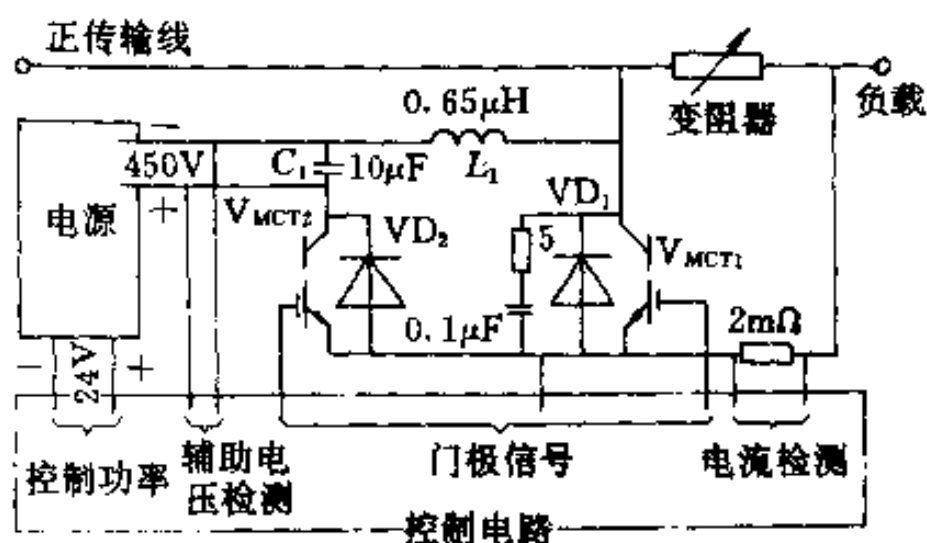


图 6-26 直流紧急跳闸断路器

指令和换相电压)送至 V_{MCT1} 和 V_{MCT2} 的门极, 三个 LED 指示器提供状态显示。所有的电路控制由两个驱动 IC 来实现。

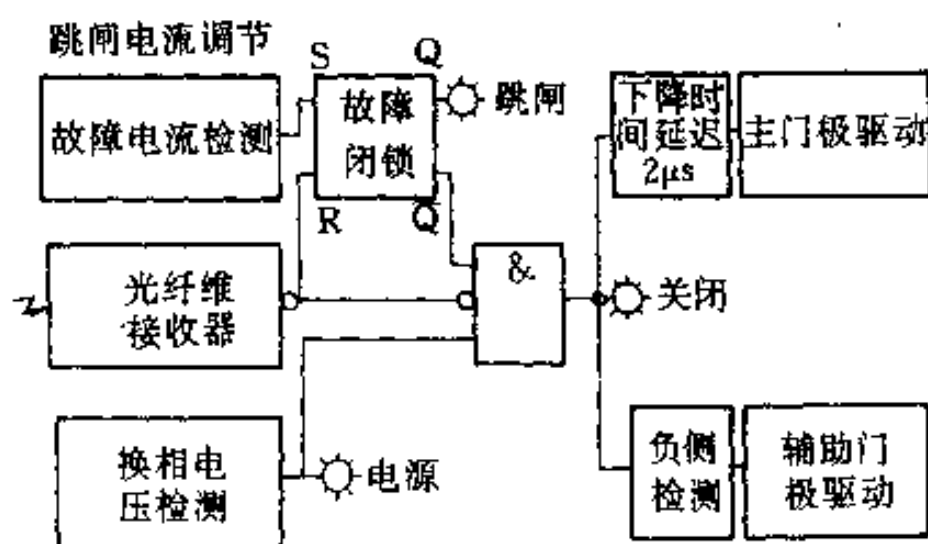


图 6-27 直流紧急跳闸断路器的控制框图

6.4.4 交流开关

图 6-28 示出由两个 MCT 和两个二极管组成的交流开关。其中采用一个驱动电路来驱动两个 MCT。如果要检测通过开关的电流, 电路中的 R_1 将提供电流信号, 并用来显示开关的与/或控制。

图 6-29 示出由一个 P-MCT 和一个 N-MCT 组成的交流开关。其中, 电阻 R_1 用来向门极电路提供电流信号, 非线性电阻 RV_1 用来限制瞬态电压。

图 6-30 是采用 P-MCT 和 N-IGBT 组成的直流桥臂。这种组合使每个桥臂可以采用独立的门极电路和电源。门极电路必须提供适当的门极延迟，避免短路电流流过两个功率器件。电阻 R_1 则为门极电路提供电流信号。

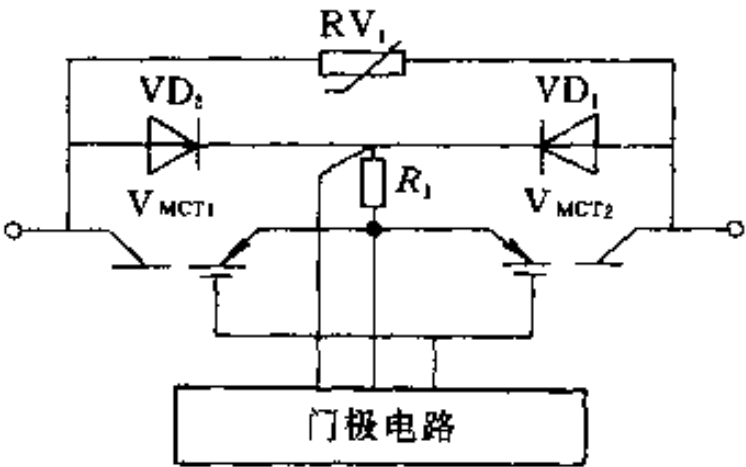


图 6-28 由 MCT 组成的交流开关

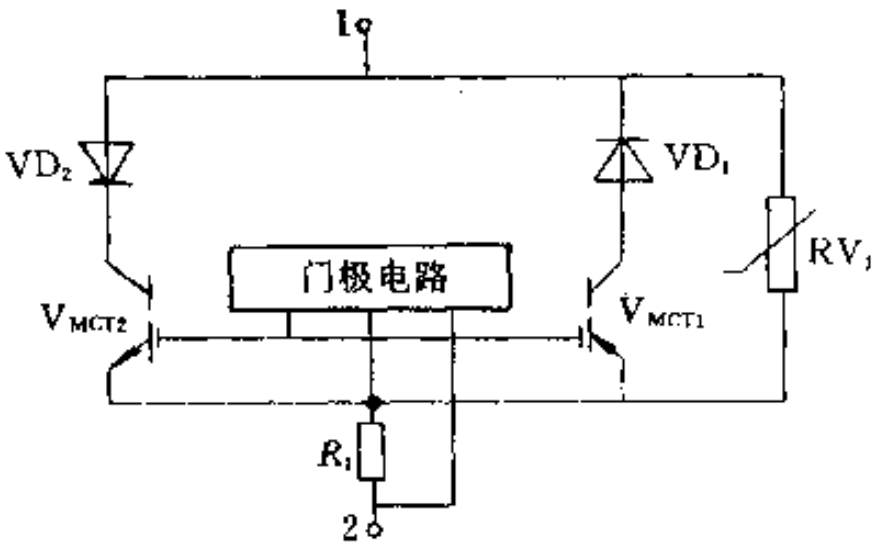


图 6-29 由 P-MCT 和 N-MCT 组成的交流开关

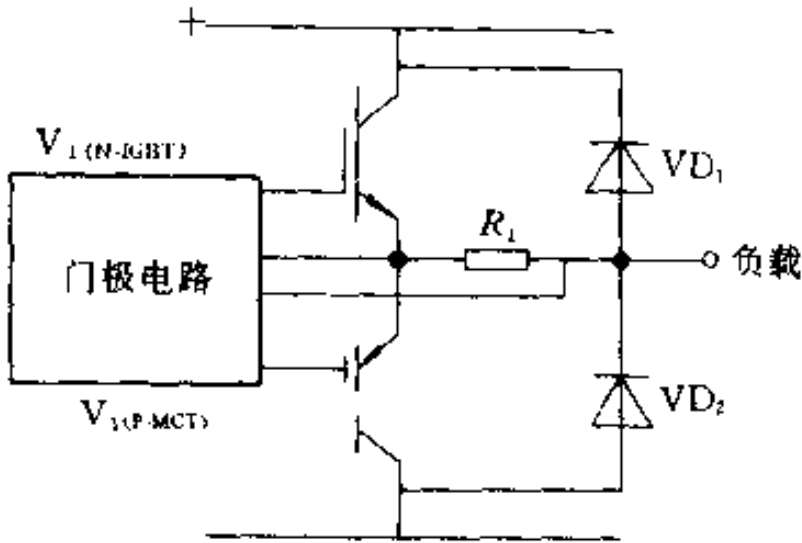


图 6-30 由 P-MCT 和 N-IGBT 组成的直流桥臂

除了上述应用之外，美国西屋电气公司采用 MCT 开发出 10kW 高频串联/并联谐振 DC-DC 变流器；美国军用电子技术实验室研制出 MCT 高频电容电源，目的是开发 10kW(空气冷却)至 100kW(液体冷却)电源，接受中等直流电压，并有效地转换成 20~30kV，用来给电子枪电容堆充电。据报导，采用 MCT 制成的 PWM 逆变器，其功率耗散仅为 GTR 或 IGBT 的 56%。总之，MCT 的应用正在全面展开，实用化已为期不远。

第7章 功率集成电路

7.1 概述

功率集成电路(PIC——Power Integrated Circuit)是电力电子技术与微电子技术相结合的产物,是指功率在1W以上,具有逻辑、控制、保护、传感、检测、自诊断等功能的集成电路。

PIC可分为两类:一类是高压集成电路(HVIC——High Voltage IC),它是横向高压器件与逻辑或模拟控制电路的单片集成;另一类是智能功率集成电路(SPIC——Smart Power IC),它是纵向功率器件与逻辑或模拟控制电路以及传感器、保护电路的单片集成。无论是哪一类,其所采用的电力电子器件有双极型器件(如晶体管、晶闸管)和单极型器件(如MOSFET),也有复合器件,控制电路大部分采用MOS技术。

当前PIC的开发和研究主要着重于中小功率应用,如电视机、音响等家用电器,计算机、复印机等办公设备,汽车、飞机等交通工具,大面积荧光屏显示和机器人中的电力变换及控制等。PIC的工作电压目前为50~1200V,工作电流通常为1~100A。

从电流、电压容量来分,PIC可分成三个应用领域:

(1) 低压大电流PIC:主要用于汽车点火、开关电源、线性稳压电源、同步发电机等。

(2) 高压小电流PIC:主要用于平板显示、交换机等。

(3) 高压大电流PIC:主要用于电机控制、家用电器等。

由于PIC实现了集成电路功率化、功率器件集成化,使功率和信息相统一,成为机电一体化的接口,因此它正以10%以上的速度快速发展,产品品种越来越多,所含功能日益增多,正在进入实用化。

7.2 智能功率集成电路实例

功率集成电路的智能化主要表现在控制功能、接口功能和保护功能。控制功能的作用是：自动检测某些外部参量并调整功率器件的运行状态，以补偿外部参量的偏离。接口功能的作用是：接收并传递控制信号。保护功能的作用是：当出现过载、短路、欠电压、过电压、过热等非正常运行状态时，能测取相关信号，并能进行调整保护，以使功率器件始终工作在安全区范围内。

智能功率集成电路的产品种类很多，现举例如下：

1. 智能功率开关 BTS-412A 是 Siemens 公司生产的一种外壳为五引线 TO-220 型的智能式单片功率开关。它具有高压侧开关能力，电流额定值为 12A，工作电压在 7~35V 之间，可用于 12V 和 24V 两种情况，并能满足汽车应用电路中接地回路的要求。图 7-1 示出其结构框图，这种输出功率开关可接成源极跟随

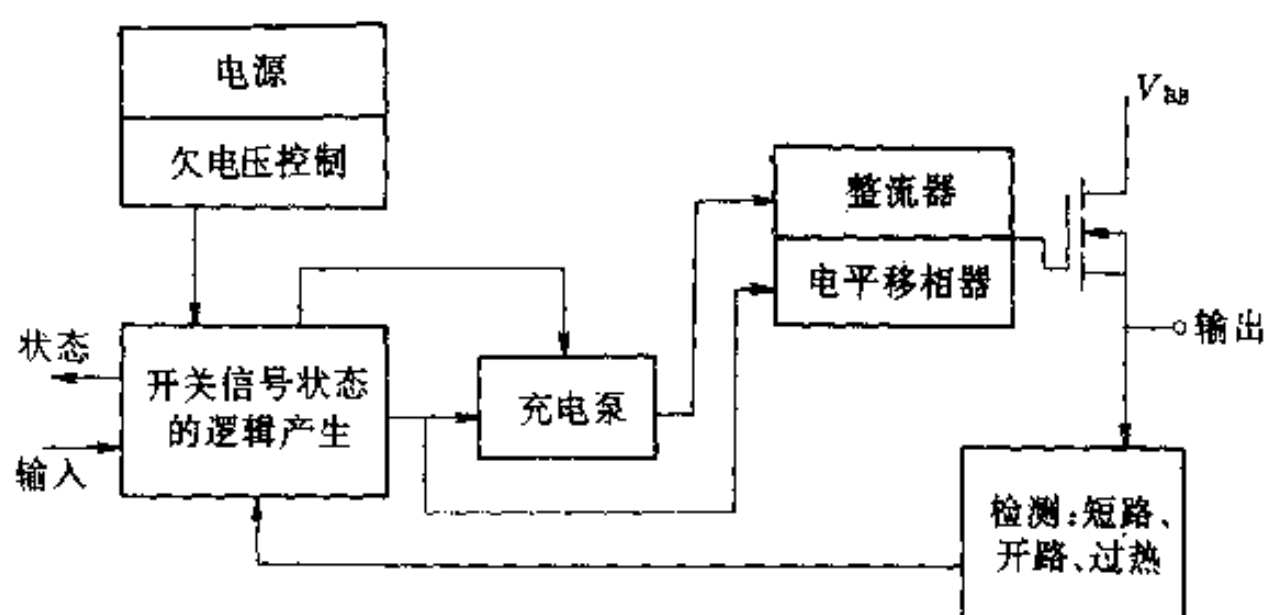


图 7-1 BTS-412A 型智能式单片功率开关的结构框图

器，用内部充电泵可使栅极电压始终保持比正电源电压高 6V。栅极电阻决定着器件的开关速度。内部逻辑电路采用低压 CMOS，充电泵电路采用高压 CMOS。

BTS-412A 的特点是具有多种保护功能：当出现短路时，大约 40μs 后电流就被切断；在过载情况下，当温度超过 150℃ 时，温度敏感元件就将器件关断；欠电压时，器件会立即关断。BTS-412A

另一个附加的保护功能是输出端接有 10V 的齐纳二极管，在器件关断时帮助感性负载释放能量。这种器件还有一个状态管脚引线，通过此引线为逻辑系统或微处理机系统提供故障信息。

与 BTS-412A 智能功率开关相类似的还有美国 Motorola 公司生产的 MPC1510 智能型高压开关，其工作电流为 12A，工作电压低于 18V，外壳为五引线 TO-220 型。保护功能有：短路限流、热停机、感性负载钳位和状态诊断。该器件的输入来自 CMOS 或 TTL 逻辑输出的指令或直接来自微处理器输出的指令。

2. 步进电动机智能控制电路 L6217 是意大利 SGS 公司生产的一种电动机用智能功率控制电路。它采用先进的高密度双极工艺制造，芯片的数字部分采用集成注入逻辑(I²L)。它共有 44 个管脚，由一个 8~16V 的电动机电源供电，可向负载输出数瓦的功率。其结构框图如图 7-2 所示。

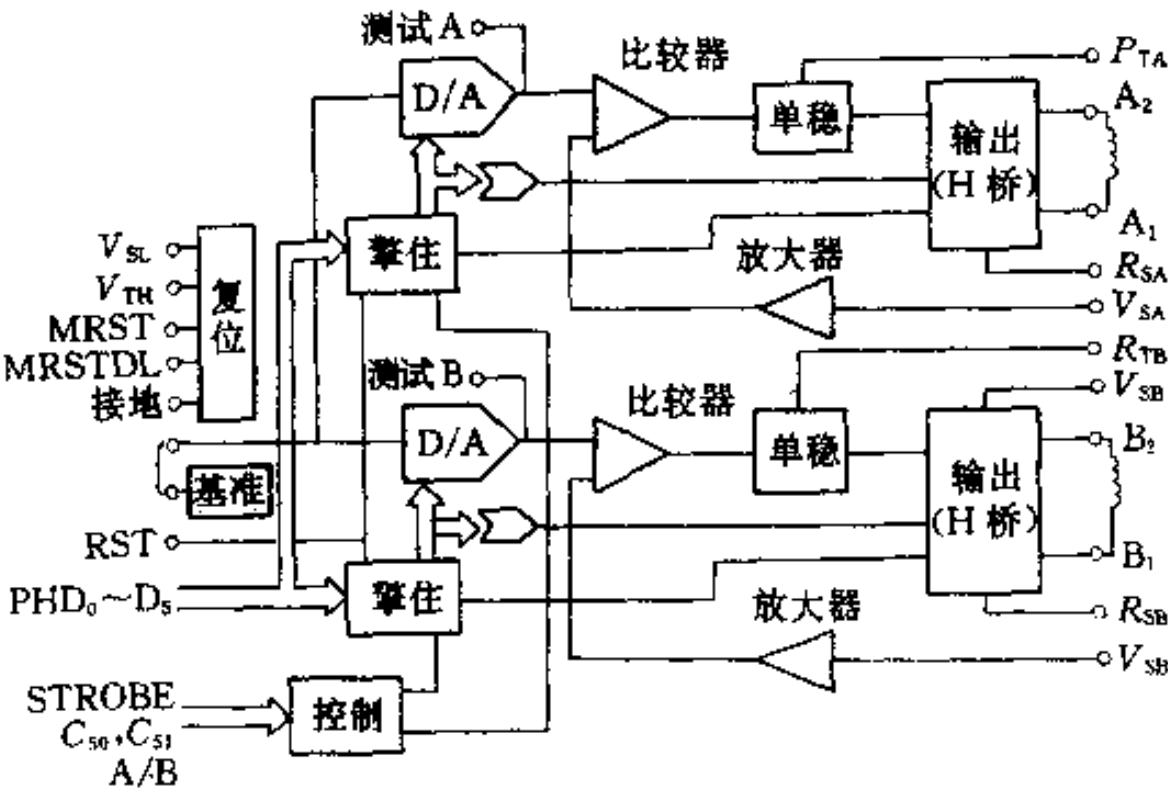


图 7-2 L6217 型步进电动机控制电路的结构框图

L6217 可驱动双极步进电动机的两组绕组，每相最大电流为 400mA。这种电路对相电流进行 PWM 控制。双重 6 位 D/A 转换器为每相电流编程，并实现满步、半步和微步用途。D/A 转换器的

输入锁定和可选相位输入使它与微处理器的接口变得十分简单。

L6217 的功率部分是一个双重 H 桥驱动电路，其内部的钳位二极管用于电流环流。该电路自带测量功能，并将电动机电流与 D/A 转换器的输出进行比较，以维持微步用途所需的精确度。外部的 RC 网络为内部的单稳电路编程，以便设定电动机电流衰减时间。

3. 智能励磁器 TLP609 是美国 Texas 公司生产的一种大电流、双重磁通可调的励磁器，可以开关双端负载。其结构框图如图 7-3 所示。输出电流可达 2.5A，电源电压为 30~60V。在标准 TTL 或 CMOS 输入信号的控制下，它可对两个独立的通道进行磁通调节。磁通与感性负载电压的积分成正比，它是负载总电流及其磁场的函数。当调节磁通时，负载电流将变化，以补偿工作期间的磁心饱和、温度变化和负载电感的变化。

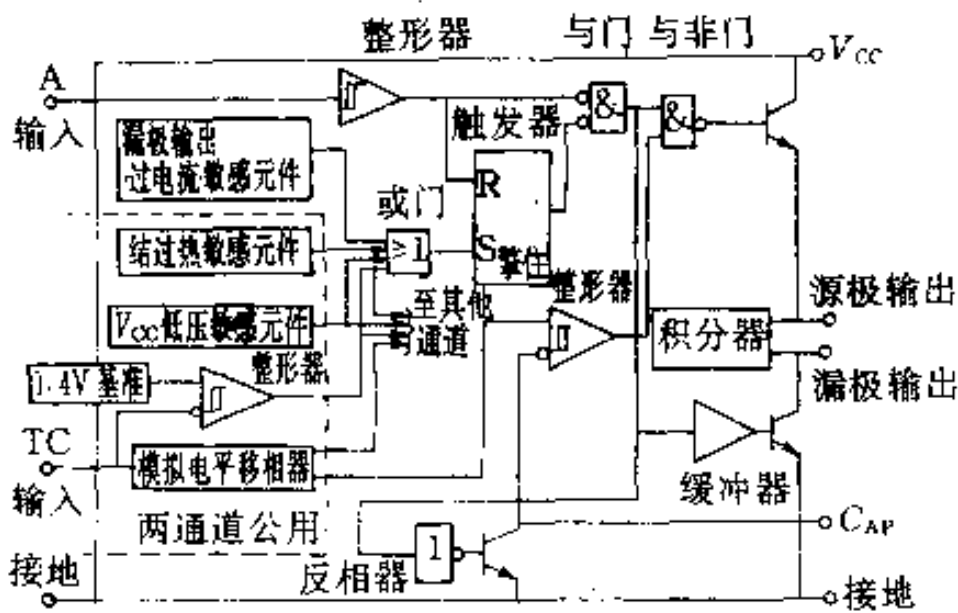


图 7-3 TLP609 型励磁器的结构框图

器件的每个通道有各自的漏极输出和源极输出，以驱动感性负载的每个端子。内部的反馈电路由一个积分器和一个电压比较器组成，通过源极输出的斩波式运行对磁通进行调节。积分器为电容器端子提供与每个通道的漏极、源极输出间的差分电压成正比的电流。电容器端子对地的电压与源-漏极负载电压的积分成正比。比较器的滞后控制着电容器端的充放电电压幅值，从而控制

源极输出斩波器的通断时间。

TLP609 的保护功能有：热停机、漏极输出短路保护、内部静电放电保护、低压探测和抑制电感性瞬变。

4. 无刷直流电机专用 PIC 美国 SPRAGUE 半导体集团生产的驱动无刷直流电动机的专用 PIC 原理简图如图 7-4 所示。该

电路是用来给仪表电扇的两个电动机绕组供电，其输出功率虽不大，但功能较齐全。通过施密特触发电路和控制与转换逻辑，可以对两个功率晶体管进行控制。过电流信号、过热信号均通过控制逻辑电路闭锁其输出信号，强迫晶

体管关断。电路还通过霍尔电路的集成，提供电动机转速自动检测和信息输出，以调节转速。由于霍尔元件对机械应力和热应力十分敏感，用此电路还可对电动机的安装条件和运行条件进行监控。

5. 逆变器用功率集成电路 日本三菱电机公司开发出采用 IGBT 作功率器件，驱动和保护电路随之一体集成化的 500V、10~20A 新型智能功率集成电路。该功率集成电路分两个系列：①内含三相二极管桥作为 AC/DC 整流器的三相 200V 线路用系列——PM10TAA050/PM15TAA050/PM20TAA050；②内含单相二极管桥的单相 220V 线路用以及单相 100V 倍压整流用系列——PM10QAA050/PM15QAA050/PM20QAA050。

在这种功率集成电路中，其逆变器用器件采用的是自身带电流传感器的 IGBT，还带有整流器和输入输出隔离、驱动和保护电路。这种功率集成电路只要接上电源并输入来自微机的最高载频为 5kHz 的 PWM 信号，就可实现功率为 1kW 左右的三相电动机的转速控制。

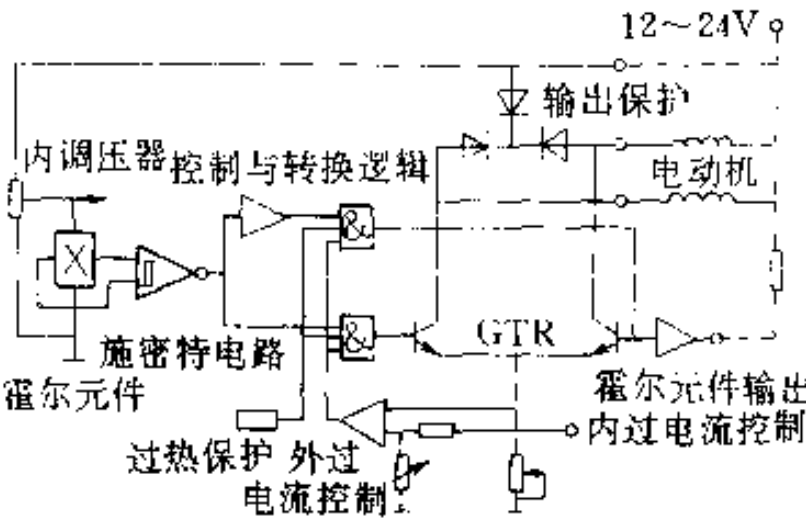


图 7-4 无刷直流电动机专用 PIC 的原理图

图 7-5 是控制集成电路的功能框图。来自微机的输入信号通过输入输出隔离用光耦合器输入到控制集成电路。输入信号触发控制集成电路中的驱动器部分，使之输出 IGBT 栅极驱动信号，同时它使对每个脉冲都进行保护的闭锁电路复位。由

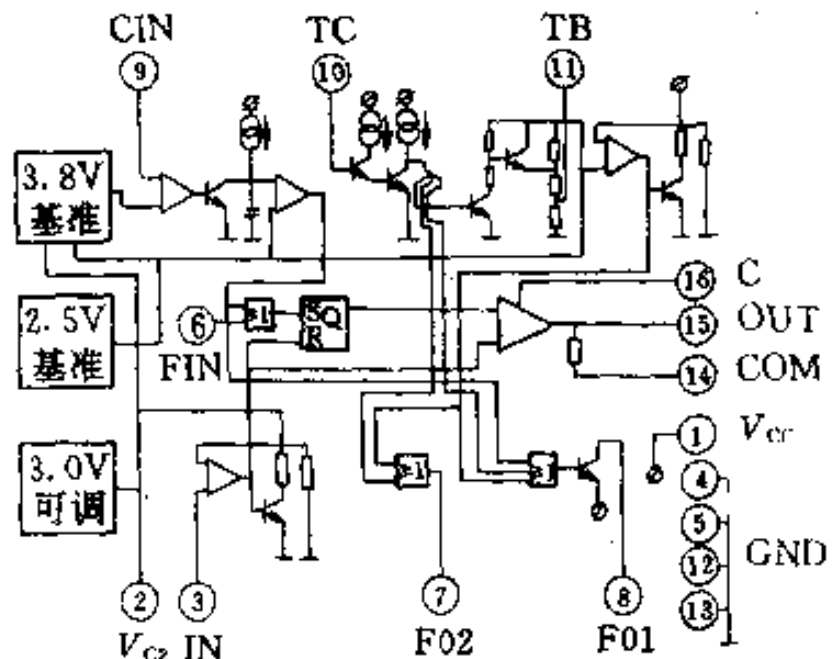


图 7-5 控制集成电路的功能框图

IGBT 电流检测端子检测到的集电极电流被检测电阻转换成电压输入到控制集成电路，为防止因续流二极管恢复电流引起的误动作，过电流检测电路设有一定的延时，当过电流信号的作用时间一旦超过延时，就使对每个脉冲都进行保护用的闭锁电路置位而关断 IGBT 的栅极驱动信号。

过热和控制电源欠电压的保护过程是：各自的保护电路一旦检测出异常状况，就使闭锁电路置位而关断 IGBT 的栅极驱动信号。另外，为同时关断下臂的 IGBT，过热及控制电源欠电压的异常信号还要从控制集成电路输出，送至其他相控制集成电路中的闭锁电路，并经过过电流检测电路的输出和或门电路而关断 IGBT。在检测出过电流、过热及控制电源欠电压等异常状况而关断 IGBT 栅极信号的同时，驱动光耦合器向外输出异常信号。

此外，还设有两个检测过电流、过热及控制电源欠电压用的基准电压电路，以及防止 IGBT 的栅极因 dv/dt 误动作的栅极反偏置电路和接口用光耦合器的电源稳压电路。为防止 IGBT 的栅极因 dv/dt 而产生误动作和静电损坏，在 IGBT 的栅极和发射极的端子之间接有电阻。

7.3 高压集成电路实例

1. 300V 全桥 HVIC 图 7-6 示出的是 300V 全桥高压集成电路，其中高压开关器件为功率 MOSFET，它的导通电阻均为 5Ω 。为了保证同一桥臂中的两个器件能够在一个器件完全关断之后再开通另一个器件，采用 $5k\Omega$ 串联电阻和输入电容构成的电路来延迟开通时间，用旁路二极管来加速关断过程。图中 VF_5 和 VF_6 构成反相器，保证同一桥臂中的两只器件处于相反的工作状态。

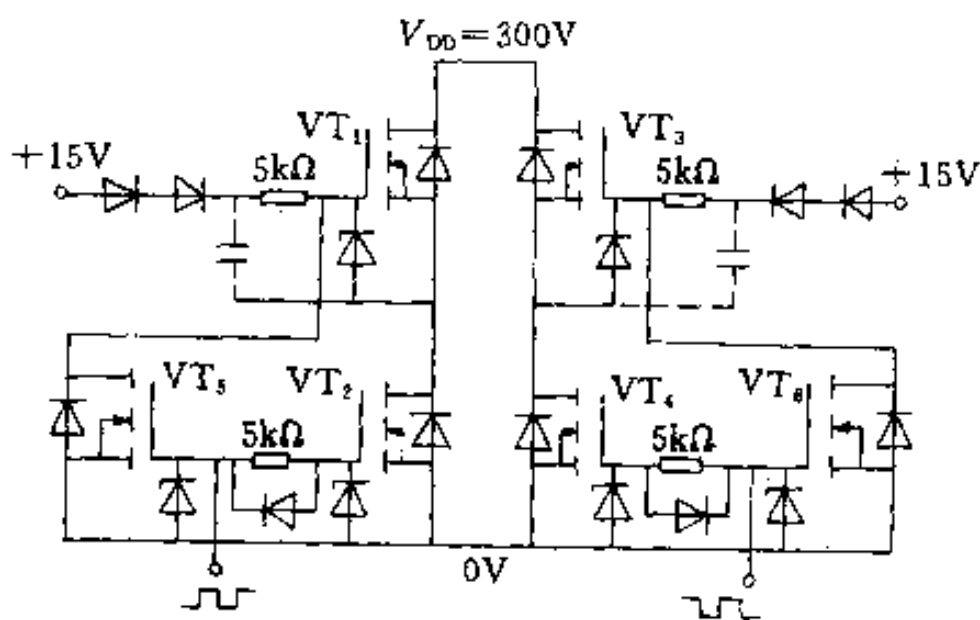


图 7-6 300V 全桥 HVIC

2. 300V 视频放大器 HVIC 图 7-7 是电视机用 300V 视频放大器 HVIC。该芯片为高质量的 200/250V 8MHz 电视机用视频输出放大器电路，在 100V(峰-峰值)时带宽为 6MHz。电路分低压和高压两部分。低压部分采用双极型晶体管和低压 MOSFET 作为输入信号放大、基准参考源和恒流源电路。高压部分采用横向 DMOS 和扩展漏区的 PMOS 作共基-共射放大器，电流流经负载和互补的输出电路。芯片还包含高达 10A 的显像管跳火放电用的高压保护二极管。

3. SP600HVIC 图 7-8 所示的是美国 Harris 生产的型号为 SP600 的 HVIC。该电路的主要功能是驱动图腾极结构中 N 沟道

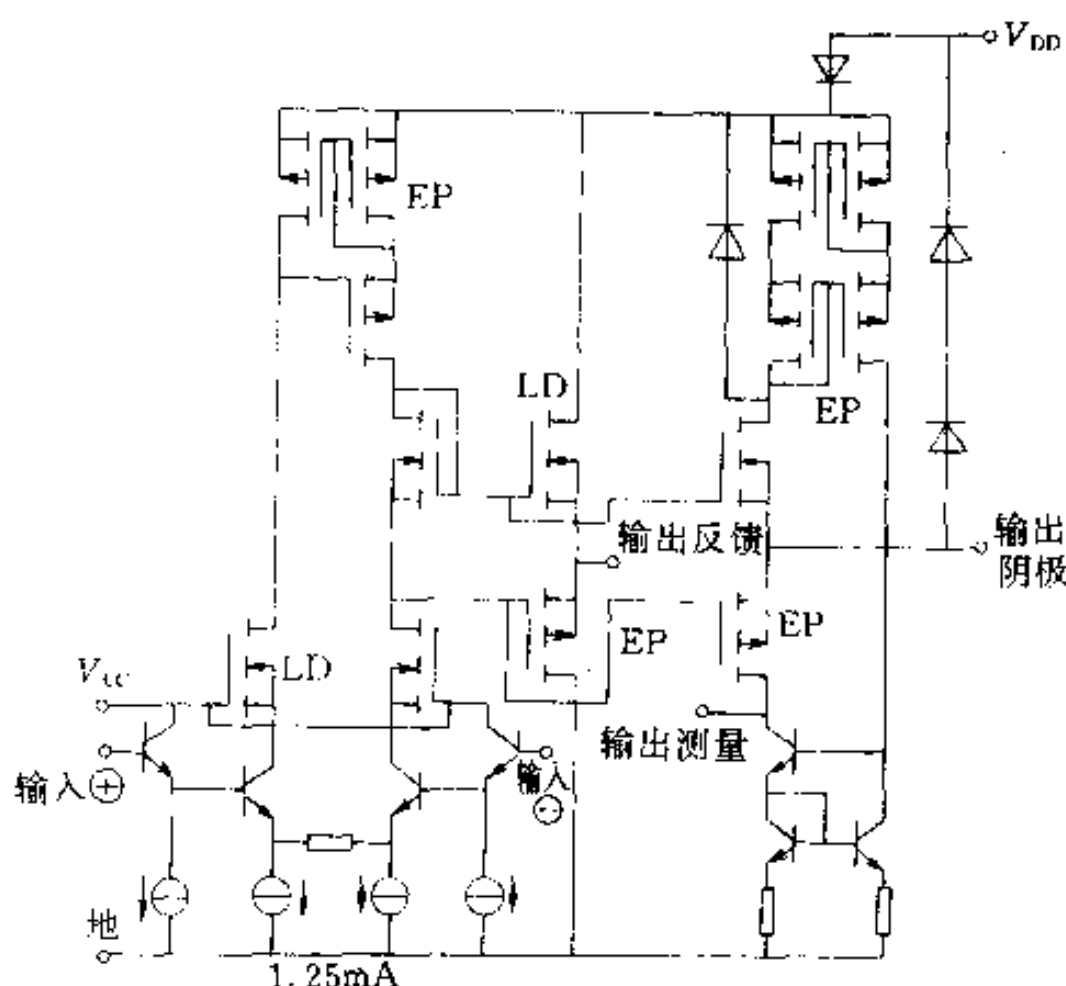


图 7-7 300V 视频放大器 HVIC

EP—栅极电压 LD—线路激励器

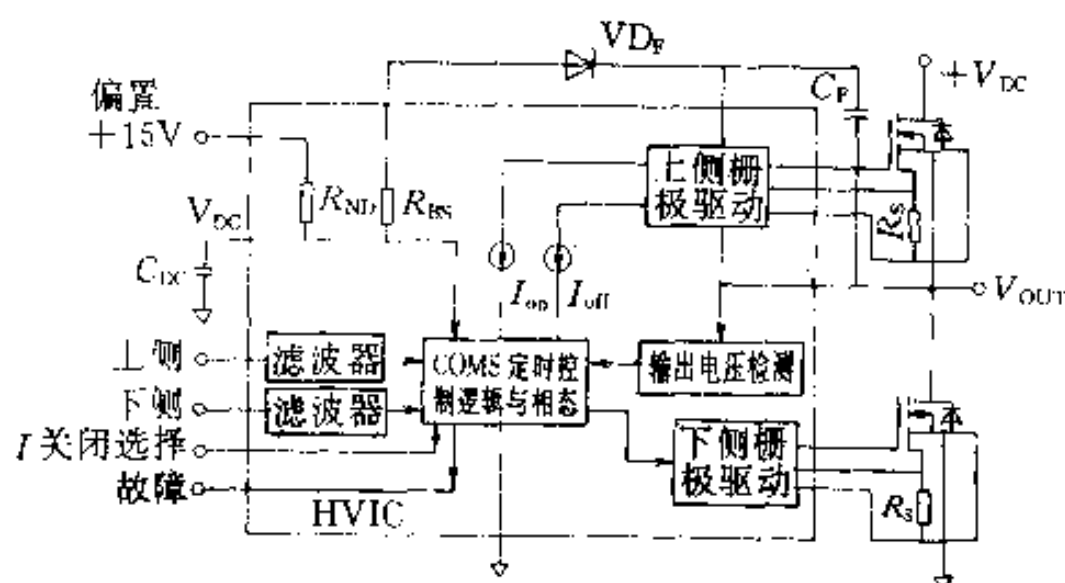


图 7-8 SP600 HVIC 框图

的 MOSFET 和 IGBT，同时还具备过电流关闭、防同时导通以及欠电压闭锁等功能。

SP600 可工作于 130kHz 以上的频率，并能承受高的 dv/dt 。其设计的灵活性使它在很宽的范围内适用于单相和多相应用。

SP600 的特点可归纳如下：

- (1) 能产生和处理 15V 直流电源。
- (2) 能够连接和驱动标准的 N 沟道 MOSFET 和 IGBT。
- (3) 含贯穿保护。
- (4) 含过电流保护。
- (5) 含欠电压闭锁。
- (6) 与 CMOS 逻辑电平输入相容。
- (7) 标准的双管脚 DIP 封装。

图 7-9 是该 HVIC 更详细的功能图。

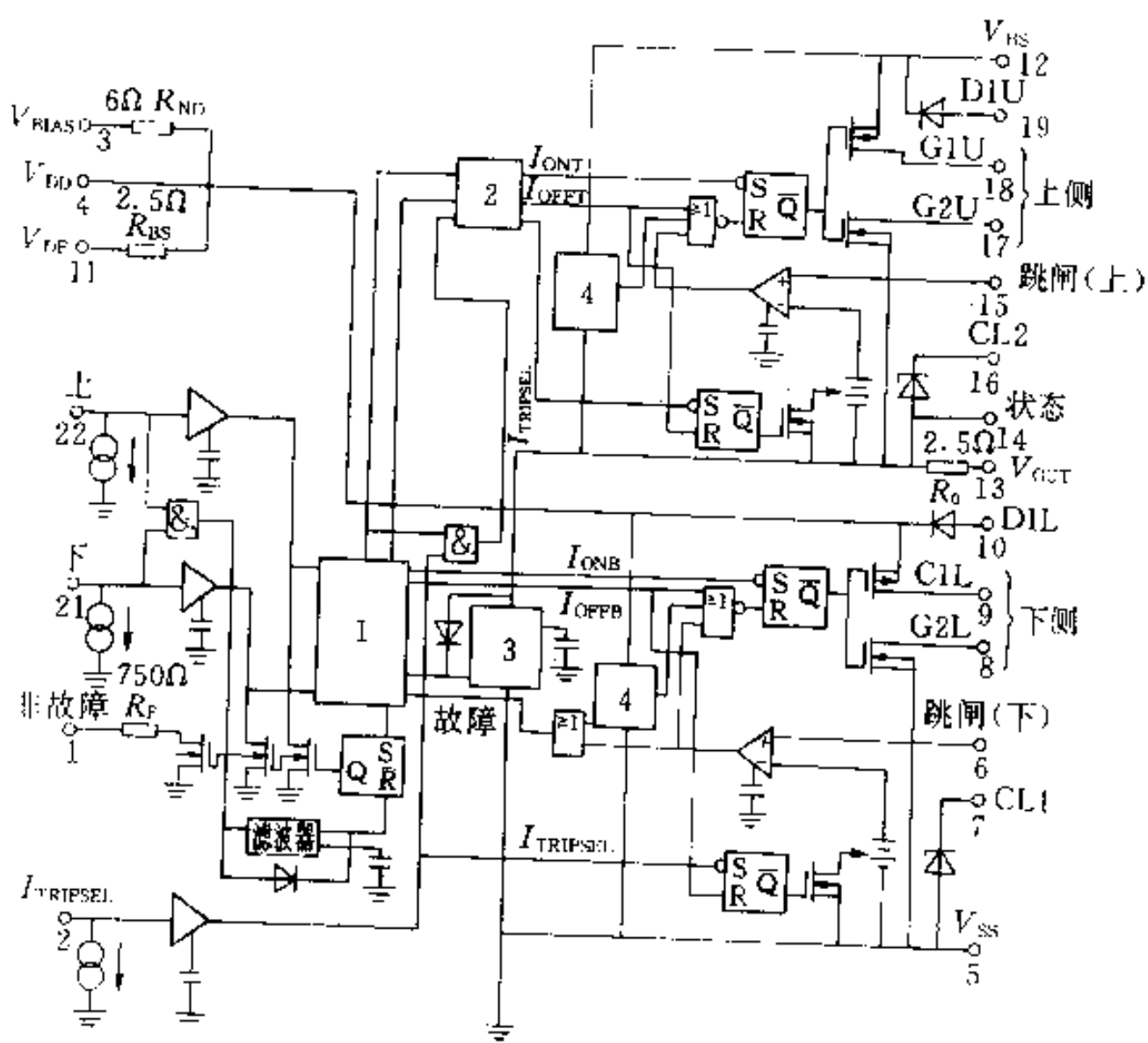


图 7-9 SP600 HVIC 的功能图
1—CMOS 定时和控制 2—电平变换
3—过流检测和滤波 4—欠电压闭锁输出

第8章 快速二极管及其他配套器件

电力电子电路的高频化是一项综合性很强的高技术课题。它不仅对有源(可控)器件提出了多方面的技术要求,同时也对各种无源器件,包括二极管、电阻器、电容器、电感线圈和变压器等,提出了一系列新的要求。

以电阻器为例,传统的用螺线管绕法制作的线绕电阻和用螺旋刻槽法制作的薄膜电阻,存在螺线管的电感效应。它对高频脉冲将产生显著的感应电动势,从而限制了高频脉冲边沿的电压和电流的变化率。因此,在高频电力电子电路中常常采用无感电阻。薄膜电阻的无感结构是用高电阻率材料沿整个载体圆筒表面均匀涂布,使电流全部沿轴向流通。线绕电阻则可采用双线并绕或左右旋交叉绕法,使电感效应相互抵消。

总之,采用快速开关器件以后,还必须注意与之相配套的其他元器件,才能实现电力电子电路的高频化。

相对而言,电阻器的高频化比较容易实现,其他无源元器件的问题则要复杂得多。本章将从开关二极管的高频化开始逐一加以讨论。

8.1 快速二极管

在电力电子电路中,二极管也是基本的开关器件。除了整流二极管外,常见的还有吸收二极管和续流二极管等。

二极管在正向偏置时呈低阻状态,它的正向管压降很低,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。普通功率二极管的反向恢复时间较长，约为 $4\sim 5\mu\text{s}$ ，不能适应高频开关电路的要求。为此专门研究和生产了具有快速恢复性能的二极管，这就是本节讨论的快速二极管。

8.1.1 二极管的高频等效电路

PN 结工作于小注入状态时，空间电荷区可近似看作耗尽层。其中的正、负电荷分别由电离施主和电离受主所构成。它们分处于界面两侧，好像平板电容器的两块极板一样。

当 PN 结处于正偏状态时，正向注入的多数载流子将分别与正、负空间电荷中和一部分，使空间电荷减少。这种情形如同把载流子存放在空间电荷区，称为载流子的存储效应。它类似于平板电容器的充电过程。反偏状态下的 PN 结有对少数载流子的反向抽取作用，它可以看成载流子的负向存储效应，使空间电荷量相应增加，与平板电容器的放电过程相似。上述空间电荷区电荷量随外加电压的改变而发生的变化，可表示为一个电容量，称为势垒电容 C_b 。势垒电容与 PN 结的截面积成正比，因而功率二极管的势垒电容较大。

PN 结上施加正向电压时，在 N 区和 P 区的中性区内，存在着分别由 P 区和 N 区注入的非平衡载流子。这些非平衡载流子随正向电压的增加而加多。以进入 P 区的电子而论，在距离耗尽区较近的范围内，它们不可能与那里的空穴立即复合，而只能是一面不断扩散，一面不断与空穴复合而消失。若 P 区足够长，进入 P 区的电子的浓度最终将减为零。但在靠近耗尽层的区域内，由于扩散速度的限制，将形成电子的积聚。为保持该区的电中性，P 区内的空穴将在漂移运动推动下增加相应数量，即出现非平衡多数载流子。如果正向电压随时间的变化比较缓慢，非平衡载流子将能够达到稳态分布，即形成稳定的扩散区。在扩散区内的两种载流子将同时随正向电压而变化。虽然这两种电荷不是分别处于两个不同的区域，而是混合存在于同一区内，但是它们随正向电压的

变化，仍可看作一种电容效应。这种发生在空间电荷区以外，并与注入载流子的扩散运动有关的电容效应，可用所谓扩散电容 C_d 来表示。

在低频下工作时，二极管的电容效应可不必考虑。在高频电路中，由于电压变化率提高，与电容效应对应的电荷量变化将形成不可忽略的电容性电流。也就是说，高频下的二极管已不再是单纯的电阻性器件。

进一步考虑到芯片和引线可能具有的电感，二极管的高频等效电路将如图 8-1 所示。其中， r_j 为 PN 结电阻，它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； C_b 和 C_d 分别为势垒电容和扩散电容； L_c 为芯片电感； L_s 为引线电感； C_c 为管壳电容。

应该说明，图 8-1 中的电容 C_d 和 C_b 也是非线性的，即与 PN 结电压有关。不仅如此，这里的电容值还随着载流子在半导体内的移动而变化，因此它们还是时变的，特别是与电流对时间的变化率有关。再有，在讨论高频开关电路时，二极管的外施电压不是高频正弦交流电压而是高频脉冲电压，讨论的重点不在正弦稳态解而在开关过程。因此，图 8-1 所示等效电路只是提供了进一步分析问题的思路以及一种粗略的定性说明。

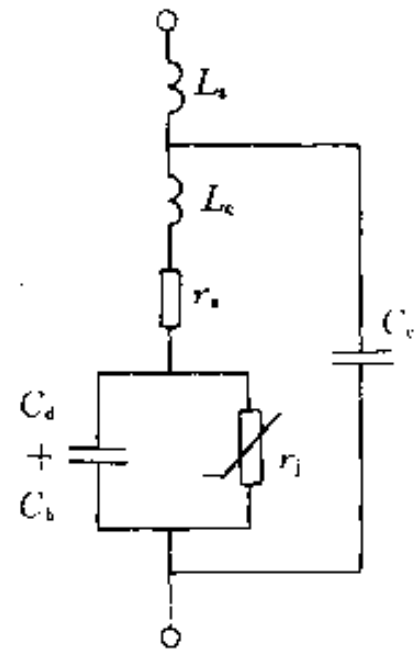


图 8-1 二极管的高频等效电路

8.1.2 二极管的恢复过程

如前所述，PN 结在不同的稳定偏置状态之间转换时必然经历一定的过渡过程。在这个过程中，PN 结及其两侧的半导体区域要花费一定的时间来调整它们的带电状态，于是二极管的电压-电流特性相应地随时间而改变。讨论这个问题时，非平衡载流子的产生和复合起着决定性作用，因而经常要用到少数载流子寿命 τ 这个半导体参数。所谓少数载流子寿命是指注入的非平衡载流子

(通常只是少数载流子)在复合之前经历的生存时间的平均值, 它的倒数即是单个载流子在单位时间内的复合概率。少数载流子寿命 τ 对二极管的恢复过程有重大影响, 它的数值则是由半导体材料本身所决定的。

8.1.2.1 正向恢复过程

PN 结由零偏置向正偏置的转变, 首先有两个电容性过程。一是与势垒电容对应的吸收电荷减薄空间电荷层的过程; 另一个是与扩散电容对应的少数载流子积聚过程。正向电流的出现, 意味着有少数载流子的注入。开始时, 单位时间内少数载流子的注入量大于因复合而消失的数量, 因此少数载流子因积聚而逐渐增多。于是单位时间内因复合而消失的少数载流子越来越多, 最终将与注入量达到平衡。这时积聚过程终止, PN 结进入稳定的正偏状态。流过 PN 结的正向电流 I_F 越大, 半导体材料的少数载流子寿命越长, 积聚的电荷越多。

功率二极管通常有 P^+NN^+ 的断面, 其中 P^+ 与 N 形成 PN 结, 而 N^+ 用于引出电极。在刚开始正向导通时, 二极管呈现的电阻主要是中央区, 即掺杂浓度较低的 N 区的欧姆电阻, 因而管压降随正向电流升高。随着正向电流的建立, N 区中的少数载流子因积聚而逐渐增多, 使电阻率明显下降, 欧姆电阻值减小。这称为电导调制效应。由于这样的电阻性过程, 在正向电流上升过程中, 管压降在上升到某个峰值后因中央区电阻变小而逐渐下降, 并趋于稳定的较低数值。

最后, 硅片电感和电极引线电感等还会引起电感性的过渡过程。在正向电流建立过程中, 正向电流的上升率 di_F/dt 将在这些电感上引起正向电压降, 阻碍正向电流的上升。直到正向电流趋于稳定后, 电感引起的正向压降才趋于零。

很明显, 电阻性过程和电感性过程都要在正向恢复过程中形成一个正向峰值电压 V_{FP} 。其中, 电感性过程直接与电流上升率有关, 所以 di_F/dt 越大, V_{FP} 也越大。电阻性过程同样与电流上升率有关。如果少数载流子的积聚比电流增长慢, 将出现电流已经加

大而 N 区电阻还没有来得及减小的情况，这必然会造成 V_{FP} 的升高。

图 8-2 是二极管正向恢复过程的一个示例。图中， t_{FR} 是正向电压降从零经 V_{FP} 又降至接近稳态压降的某个值（例如 2V）所需要的时间，它就称为正向恢复时间。

在实际电路中，二极管正向电流的上升率常常要受二极管以外电路的电感量的制约，因此，二极管在不同电路中可能有不同的正向电流上升率。图 8-3 给出了正向恢复时间 t_{FR} 和正向恢复峰值电压 V_{FP} 随正向电流上升率 di_F/dt 变化的一个实例。

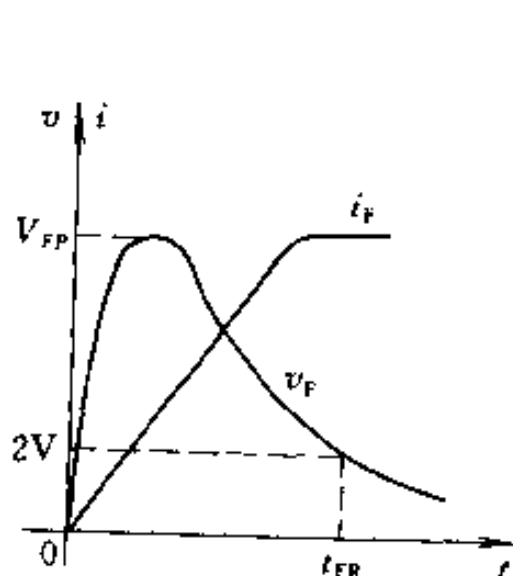


图 8-2 二极管的正向恢复过程

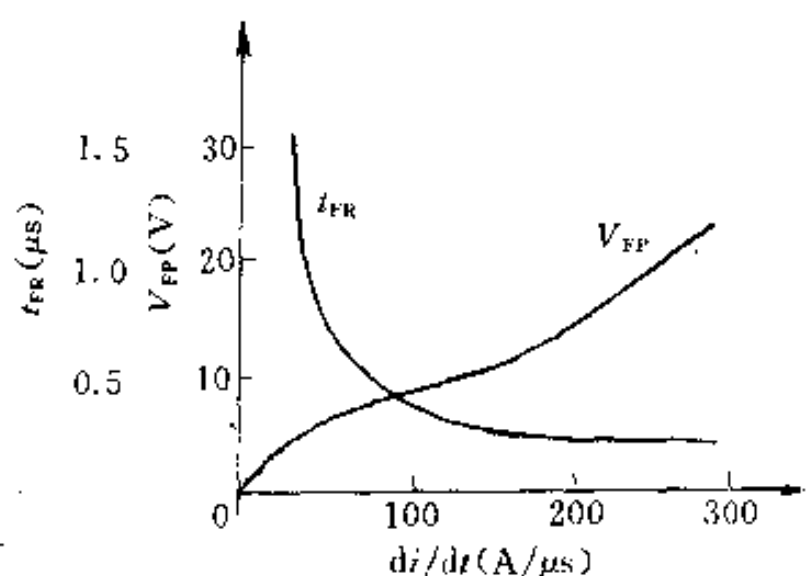


图 8-3 di_F/dt 对正向恢复过程的影响

同功率器件的其他许多特性一样，结温升高会使正向恢复过程的动态特性变坏，即 t_{FR} 和 V_{FP} 都会增大。开通之前的预偏置对过程也有影响，轻微的正向预偏置比反向预偏置较为有利。

8.1.2.2 反向恢复过程

同正向恢复过程一样，反向恢复过程也有电容性、电阻性和电感性过程三个方面。下面先考察电容性过程，然后再作全面的分析。

1. 反向恢复过程的初步分析 若在 PN 结处于稳定的正偏状态时突然将偏压反向，则 N 区中已经积聚起来的少数载流子

(空穴)将被空间电荷区的强电场抽回 P 区。由于这些空穴的密度远高于 N 区的平衡空穴密度,因而在偏压反向瞬间将有很大的反向电流 I_R 出现。直到 N 区中积聚的空穴减到一定程度后,反向电流值才逐渐减小,并最终趋于反向饱和电流 I_0 。图 8-4 示出以上过程。图中,刚反向偏置后的一段时间内反向电流基本保持不变,这段时间称为存储时间 t_s 。从反向电流开始明显下降直至降到其初值的 1/10 所经历的时间 t_f 称为下降时间。 t_s 与 t_f 之和就是二极管的关断时间 t_{off} 。

显然,对于存储在 N 区中的空穴来说,它的寿命越长,空穴在抽取过程中因复合而消失的过程就越慢,因而 t_s 越长。如果原有的正向电流 I_F 较大,而反偏后的反向电流 I_R 较小,或者说有较大的 I_F/I_R 比值,则意味着反向电场对存储电荷的抽取率较低,因此 t_s 也会延长。

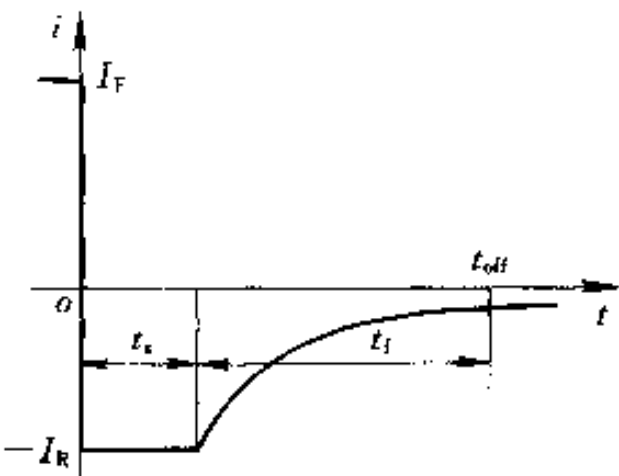


图 8-4 PN 结关断过程中的电流变化

对于功率二极管中 N 区

较长的 P⁺N 结,理论推导可得,在 I_F/I_R 较大时,关断时间近似为

$$t_{off} = t_s + t_f \approx \frac{\tau_p}{2} \left(\frac{I_F}{I_R} \right) \tag{8-1}$$

式中, τ_p 为空穴在 N 区中的寿命。此结果表明,为了适应高频化的需要,少数载流子寿命应尽可能短。

2. 二极管反向恢复过程的完整分析 考虑电阻性和电感性过程时,二极管关断过程中电流和电压的典型波形将如图 8-5 所示。图中,实线为电流波形,虚线为电压波形。由图可见,二极管电压从正向的 V_F 变为反向的 V_R 要经过一定的时间。或者说,必须经过一定时间后二极管才能获得反向阻断能力。在此之前,会有显著的反向电流出现,并伴随有明显的反向电压过冲。

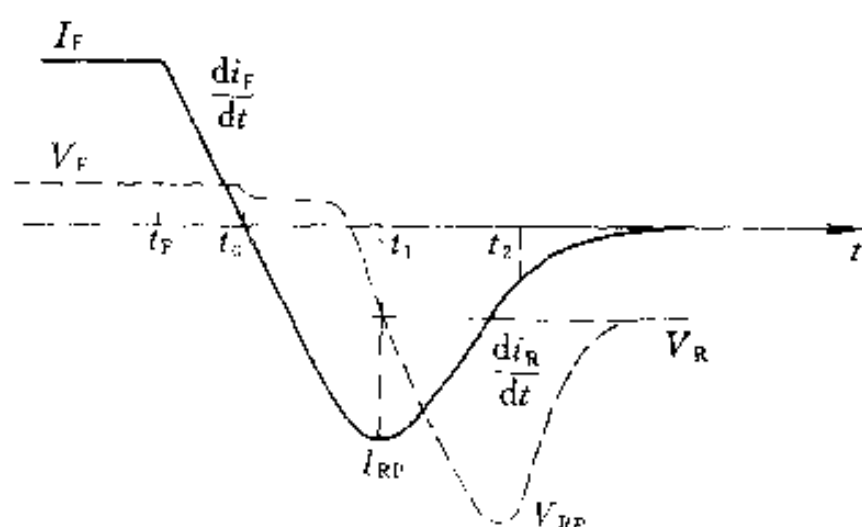


图 8-5 二极管的反向恢复过程

在图 8-5 中，关断过程自 t_F 时刻开始。在该瞬间偏置电源的极性反转，使正向电流以 di_F/dt 速率下降。这个速率由 PN 结以外的电感 L 和反向电源电压 V_R 所决定：

$$\frac{di_F}{dt} = \frac{V_R}{L}$$

对 P^+N 结型二极管而言，存储在高阻 N 区的空穴将随通过二极管的电流下降而逐渐减少。于是 N 区的电阻相应加大(电导调制效应)，加上器件内部电感的感应电压，二极管的正向压降将继续保持原先正向导通时的数值 V_F 。即使在电流过零的时刻 t_0 ，二极管压降仍为正向，且只比 V_F 略有减小。实际上，只要 N 区中额外空穴的密度还保持越靠近空间电荷区越高的态势，管压降的正极性就不会改变。在这一段时间内，反向偏置电源电压 V_R 只是与 di_F/dt 在电感 L 上产生的电压降相平衡。

在 t_0 以后，通过二极管的电流反向，但电流的变化率仍维持原先的 di_F/dt 。随着反向电流值越来越大，先是空间电荷区附近的额外空穴逐渐抽尽。此后，反向电流要靠离空间电荷区较远处的空穴来维持，但是那里的空穴密度很低，因而反向电流值的增长减缓，管压降也转变为负极性。在 t_1 时刻，反向电流达到其峰值 I_{RP} ，电流的增长率为零，对应的电感电压也为零，反向偏置电压 V_R 直接加在二极管两端。在 t_1 之后，反向电流的数值开始减小，即二极管电流又出现正的变化率 di_R/dt ，因此电感将产生一反向

自感电动势，使管压降不能停留在 V_R 而出现反向过冲。这一期间，空间电荷层展宽，二极管恢复反向阻断能力。最终，反向电流变化趋缓，自感电动势渐减，管压降又恢复到反向偏置电源电压 V_R ，反向恢复过程结束。

通常，以反向电流值减到其峰值 I_{RP} 的 $1/4$ 的时刻 t_2 作为反向恢复过程的终止点，并把 $t_{RR} = t_2 - t_0$ 称为二极管的反向恢复时间。在反向恢复时间内，反向电流波形与时间轴所围的面积，对应于反偏置电源抽走的电荷量，称为反向恢复电荷 Q_{RR} 。

为了进一步对反向恢复过程中的一些数量关系作近似估算，将反向电流的波形近似成图 8-6 所示三角波。图中， $t_a = t_1 - t_0$ 为反向电流直线增长期， $t_b = t_2 - t_1$ 为直线衰减期，两者之和即为反向恢复时间 t_{RR} 。根据图中的几何关系，反向电流峰值可表示为

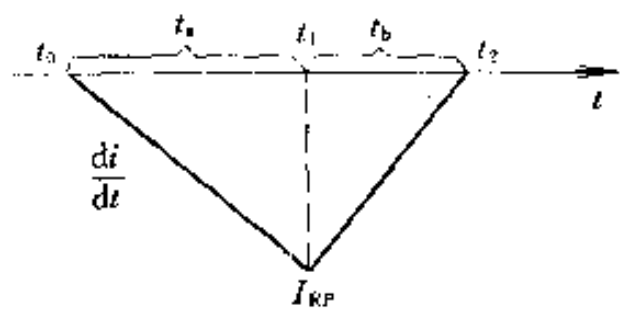


图 8-6 反向电流的近似波形

$$I_{RP} = t_a \frac{di}{dt}$$

反向恢复电荷为

$$Q_{RR} = \frac{1}{2} I_{RP} (t_a + t_b) = \frac{1}{2} I_{RP} t_{RR}$$

如果取 $t_b/t_a = 2/3$ ，则有 $t_a = 0.6 t_{RR}$ 。于是可作以下近似估算：

$$I_{RP} = 0.6 t_{RR} \frac{di}{dt}$$

$$Q_{RR} = 0.3 t_{RR}^2 \frac{di}{dt}$$

图 8-7 给出 I_{RP} 和 Q_{RR} 随 di/dt 变化的曲线，它是 IR 公司的 R23AF6(300A，600V)快速恢复二极管的手册数据。图中曲线的参变量是反向恢复过程开始前的正向电流 I_F 。由图可见，对于一定的 I_F 值， I_{RP} 和 Q_{RR} 都近似与 di/dt 成正比。也就是说，反向恢复时间与 di/dt 基本上无关。同时，对应一定的 di/dt ， I_{RP} 和 Q_{RR} 都随

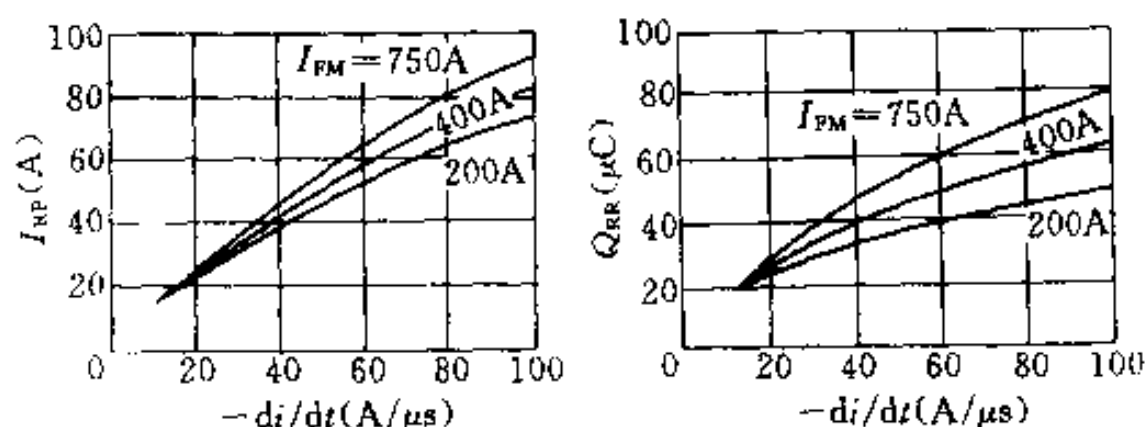


图 8-7 反向电流峰值和反向恢复电荷与 di/dt 的关系

I_F 的加大而增加。这意味着，原先的正向电流 I_F 较大时，反向恢复电流峰值 I_{RP} 和反向恢复时间 t_{RR} 都将有所增加。以上结果与式 (8-1) 是一致的，即反向恢复时间只随原先的正向电流和半导体材料的少数载流子寿命而增加。

图 8-6 中的时间 t_b 对二极管的关断特性有很重要的意义，它是决定反向峰值电压 V_{RP} 的重要因素。 t_b 很小时，反向电流衰减很快，电感性过程所造成的高值反向电压有可能损坏二极管本身或电路中的其他器件。有时还会引起寄生振荡，造成严重的电磁干扰。

总之，减小 t_b 虽能使反向恢复时间有所缩短，但将带来一系列严重的不良后果。通常把 t_b 较小的恢复过程称为硬恢复，而 t_b 较大时为软恢复，并定义反向恢复特性的软度 (softness) 或快捷度 (snappiness) S_r 为

$$S_r = \frac{t_b}{t_s} = \frac{t_2 - t_1}{t_1 - t_0}$$

图 8-8 分别示出了 $S_r = 0.3$ 的硬特性器件和 $S_r = 0.8$ 的软特性器件的反向恢复电流波形。

8.1.3 PN 和 PIN 型快速恢复二极管

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 (FRD——Fast Recovery Diode)。

从半导体物理和工艺方面来考察，改进二极管快速性的主要问题之一是缩短少数载流子寿命 τ ，使正向导通时储存的非平衡

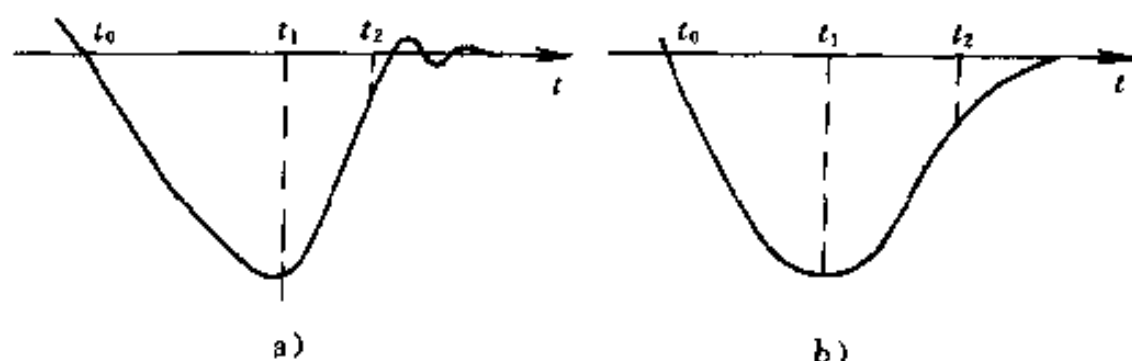


图 8-8 反向恢复特性的不同情况

a) 硬恢复 $S_r = 0.3$ b) 软恢复 $S_r = 0.8$

载流子总量减少，从而减少反向恢复电荷 Q_{RR} 。对于硅材料，掺入金、铂、铜和铁等深能级杂质，可有效地提高少数载流子的复合概率，降低少数载流子寿命。此外，通过射线辐照，人为造成晶体缺陷，也能达到类似效果。

目前，在制作结构上仍为 PN 结型的快速恢复二极管时，掺金已得到广泛应用。但是单纯用掺金有不少副作用，包括加大泄漏电流、降低反向耐压和增加正向压降等。因此采用掺金时必须兼顾到其他方面。

对于 PN 结型二极管，缩短其 N 区的厚度也是改进开关性能的一种途径。但是 N 区的厚度必须与二极管所应承受的电压成正比，因此这种方法受到显著的限制。

对于 PIN 结构的二极管，允许有比对应的 PN 结构更薄的中央区，因而对改进开关性能十分有利。这种结构以往曾成功地应用于高频小功率场合，现在也移用到了大功率器件上，制成 PIN 型快速恢复二极管。

理想的 PIN 结构是由不含任何杂质的本征材料夹在 P 掺杂层与 N 掺杂层之间构成的。实际制作时，总是用高阻的 N 型材料代替本征材料，因而实际结构为 PN-N 型。在同样的反向条件下，PIN 二极管所用的硅片可以比 PN 二极管薄得多。因此，在同样采用掺金等控制少数载流子寿命的措施后，PIN 二极管能有更好的反向恢复性能，并且有较低的正向压降。

制作 PIN 快速恢复二极管可以采用单纯的扩散工艺，这时其

断面结构如图 8-9a 所示, 它的 N^- 层不可能做得很薄, 因此要使正向压降在 1.1V 以下是难以做到的。这种二极管只适于高压大功率电路。采用外延生长法形成 N^- 层, 可以做到像图 8-9b 那样, N^- 层在耐压许可范围内尽可能薄。有的文献上把这种二极管称为 FRED, 即快速恢复外延二极管。它的正向压降比扩散型减小约 20%, 为 0.9V 左右。图 8-9c 所示是一种改进结构的 PIN 二极管, 其特点是在原有的 P^+N^- 之间插入很薄的一层 P 型材料。这是因

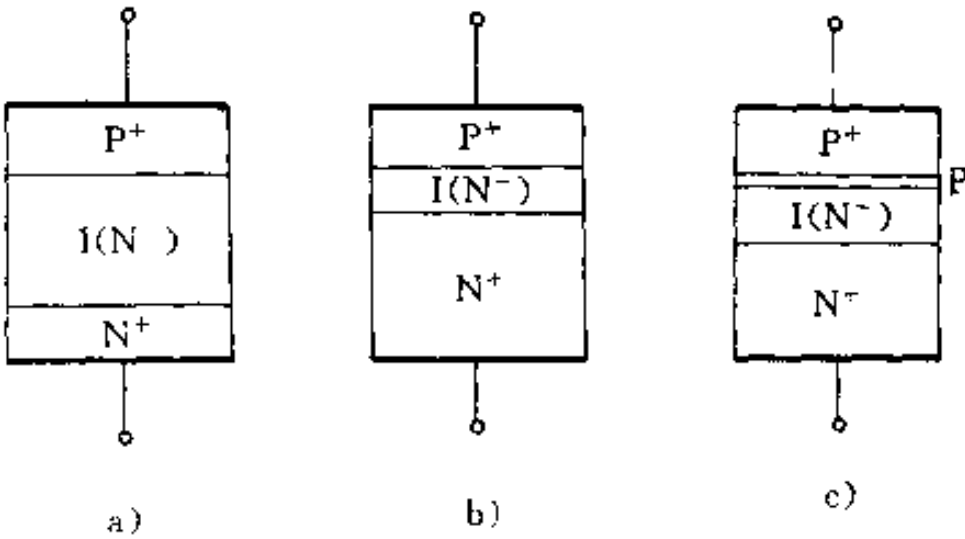


图 8-9 PIN 快速恢复二极管的不同断面结构
 a)扩散型 b)外延型 c)低耗型

为减小 PN^- 界面 P 型侧的杂质总量可抑制注入到 N^- 层的载流子量, 使得反向恢复过程中载流子减少的速度更快, 反向恢复时间更短。这种结构同时还能使正向压降减小到 0.65V 左右, 因而被称为是低损耗型的。目前, 额定电压在 400V 以上的快速恢复二极管常采用扩散结构, 而电压 400V 以下时都采用外延结构。

与 PIN 二极管相比, PN 结快速恢复二极管的恢复特性较软。不过, 经过不断改进, 外延结构的 PIN 二极管也能做到具有较软的反向恢复特性。

目前市场上供应的快速恢复二极管并不强调区分 PN 或 PIN 结构, 而是从性能上分为快速恢复和超快速恢复两个等级。前者的反向恢复时间为几百纳秒或更长, 后者则为 100ns 以下, 最短的只有 25~30ns。

8.1.4 功率肖特基二极管

在制作半导体器件时，大多要通过金属与半导体表面的欧姆接触引出电极。所谓欧姆接触是指其接触电阻很小，且阻值不随外加电压或通过的电流而变化的接触现象。但是，并非任何金属与任何半导体表面的接触都是欧姆接触。许多情况下，金属与半导体表面的接触也会形成势垒，呈现类似于PN结的非线性特性。肖特基在1938年首先对此现象作出了理论分析，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，减少电路噪声。

目前，功率SBD主要用铬、钼、钨、铂等金属与N型低阻硅制成，其结构示意图如图8-10所示。图中，在空间电荷区的边缘，有一层绝缘氧化物，它起着保护圈的作用。这个保护圈通过削弱硅片表面的电场，限制离子的迁移，并使反向恢复特性变得更好。即

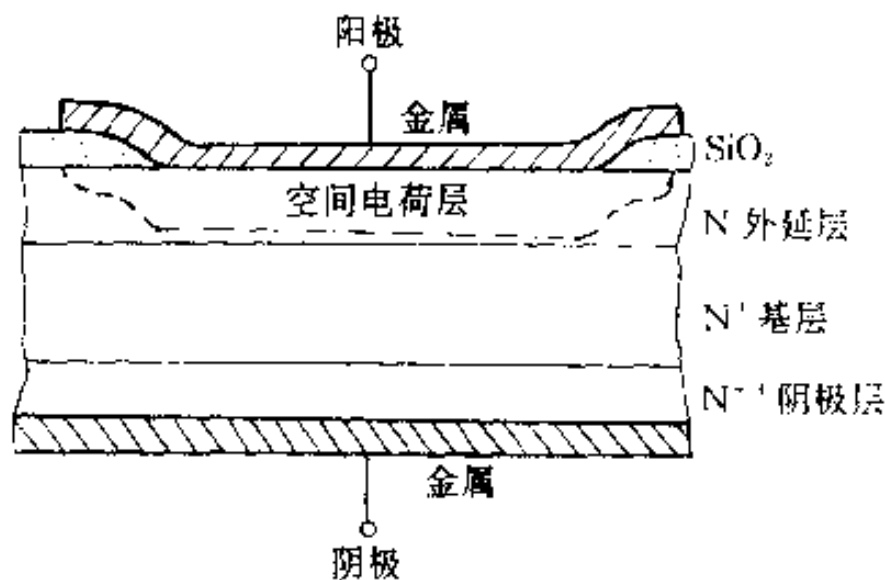


图 8-10 肖特基势垒二极管(SBD)的结构

即使是电压突然变化，也不会有使空间电荷区消失而导致器件故障的电流聚集。

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，由于金属中没有空穴，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，将形成从硅流向金属的电子流，由于这时硅中电子的势能升高，有利于这一方向的电子流，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。但是与PIN二极管相比，SBD的反向饱和电流密度要大得多，并且随温度升高而急剧上升。

与传统的以PN结为基础的二极管相比，SBD的突出优点是反向恢复时间短和功率损耗小。

前已说明，PN结型二极管的正向电流中有少数载流子的参与。当二极管以正偏状态转入反偏时，少数载流子的存储效应使开关速度受到极大限制。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。因此，它的反向恢复时间将取决于二极管以外的电路状况，而不是由与导电机理有关的内在过程所决定。有一种SBD，在不同条件下的反向恢复时间：对于150A、50 μ s的正向脉冲电流，为2.5 μ s；对于100A、2.5 μ s的脉冲电流，为175 μ s；对于2.5A、0.5 μ s的脉冲电流为150 μ s。

在正向恢复特性方面，由于没有少数载流子存储效应所带来的电导调制现象，SBD的正向恢复过程中不会有明显的电压过冲和尖峰。

图8-11示出同一厂家制造的相同规格的(16A, 100V)SBD和FRD的正向特性对比，由图可见，SBD的开启电压和正向压降明显低于FRD的。在更低耐压的情况下，SBD的正向压降更小，例

如为耐压 20V 设计的 SBD，其正向压降只有 0.45V。

SBD 有较低的正向压降，因此它的正向导通损耗可比一般快速二极管低 1/3 左右。又由于它的恢复时间短，所以开关损耗也很小。与一般 FRD 相比，每周期的开关损耗可能低两个数量级。有的文献曾报导，当工作频率由 1kHz 升高到 100kHz 时，由 SBD 组成的整流器的效率只变化约 0.1%，而 FRD 整流器的效率将下降 6%。

限制 SBD 发展的一个重要原因是，它的正向压降与反向耐压有密切关系。因为要承受较高的反向电压，必须增加外延层的电阻率和厚度。在低耐压条件下，外延层的正向压降所占比重不很大，因而有以上所说的低正向压降的优良特性。随着耐压水平的提高。外延层压降所占比重越来越大，最终将使 SBD 的正向压降高于一般二极管。图 8-12 给出一组正向特性对比。很明显，对于耐压 200V 的 SBD，正向压降值已不能满足要求。因此，目前 SBD 只用于低耐压的场合。

反向漏电流较大也是 SBD 的一个弱点，特别是它还对温度很

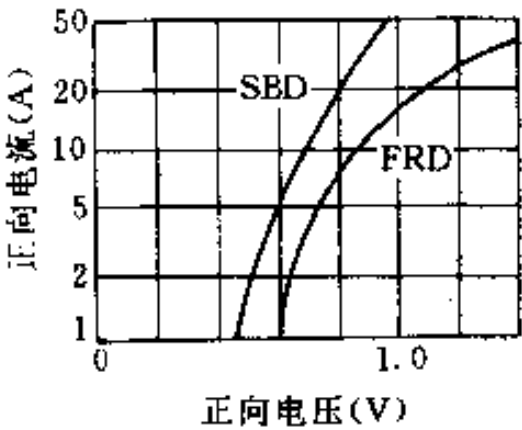


图 8-11 SBD 与 FRD 的正向特性对比

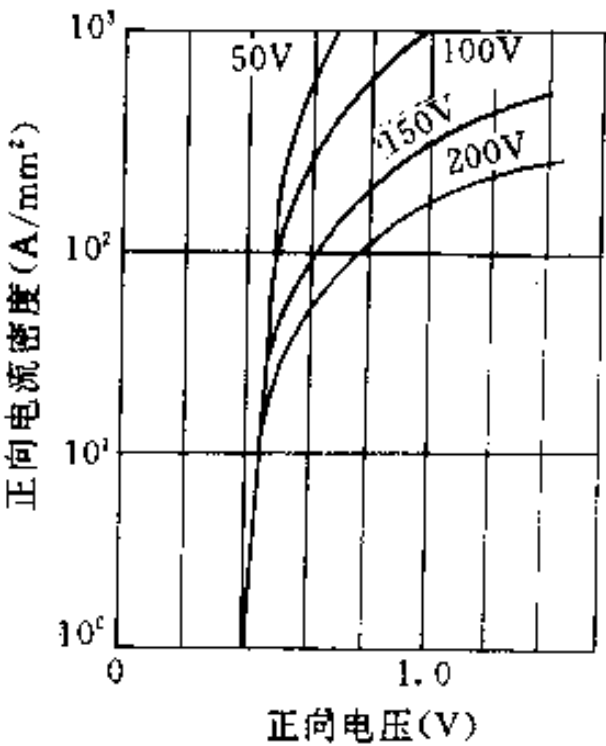


图 8-12 不同耐压下的 SBD 正向特性对比

敏感。由于反向漏电流较大，反向功率损耗不能忽略。工作温度升高时，正向导通电阻会有所下降，正向损耗也随之减小，但是反向漏电流以及相应的反向功率损耗却逐渐加大。在温度较低时，反向损耗还不小，总功耗随温度上升而有所下降。但是，当超过一定的临界温度后，反向损耗占有主要地位，而总功耗将随温度上升而不断增加。图 8-13 示出了总功耗随温度变化的典型曲线。显然，超过临界温度后，总功耗和温度将互相促进，因而存在热崩溃的危险。为此，必须限制 SBD 的工作温度。

不仅如此，SBD 的反向漏电流与正向压降也有密切关系。因为减小正向压降的途径之一是降低肖特基势垒，而势垒较低时，反向漏电流在低温下就急剧增加，因此为了达到较高的工作温度，必须在总功

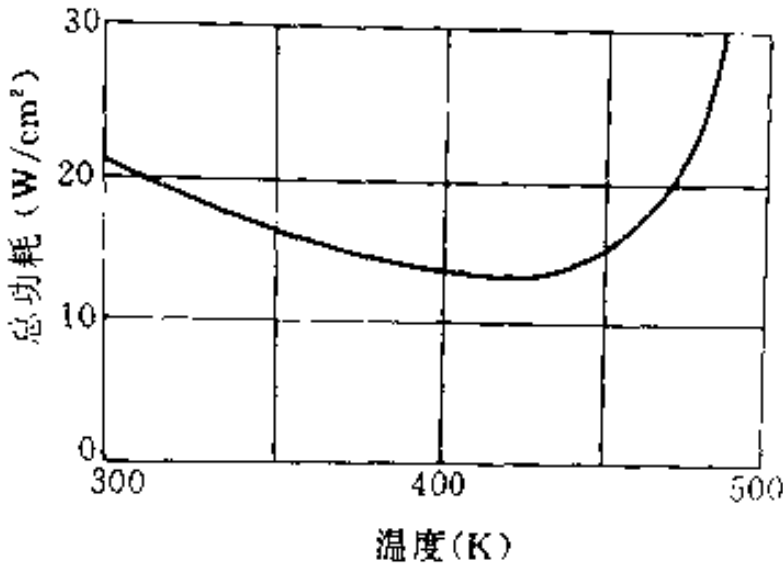


图 8-13 SBD 的总功耗与温度的关系

耗可以接受的前提下，适当增高肖特基势垒。这一因素使得在总的正向压降不能过高的条件下，分配给外延层的压降更有限，进而又更加限制了耐压水平的提高。

目前，功率 SBD 产品的大体水平是耐压在 150V 以下；平均电流大多在 100A 以下，个别厂家能做到 400A；反向恢复时间在 10~40ns，价格上与同等级的超快恢复二极管相近。应用 in 高频低压电路中，无疑是很理想的。

8.1.5 快速二极管的应用问题

在介绍了二极管的恢复过程和具有快速恢复特性的几种二极管之后，再择要讨论几个应用方面问题。

8.1.5.1 反向恢复特性的影响

反向恢复特性对电路工作情况的影响是显而易见的。

第一个例子是，在一个工作频率为 20kHz 的整流电路中，如果使用反向恢复时间为 5μs 的二极管，由于在电源电压变换极性后二极管不能及时关断，输出波形将如图 8-14 所示。对于这样的

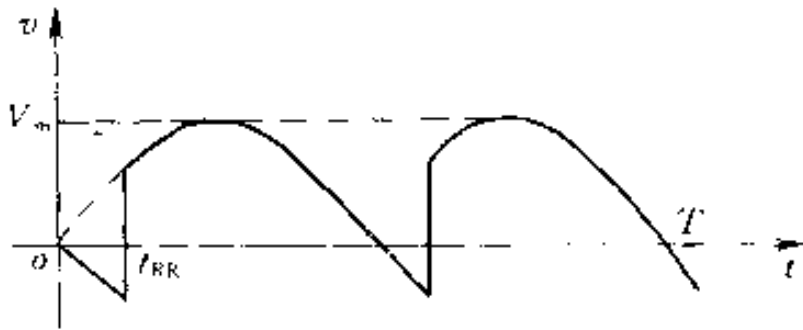


图 8-14 反向恢复时间对整流波形的影响

波形，不难得出反向恢复过程造成的输出电压平均值的下降为

$$V_{RR} = \frac{2}{T} \int_0^{t_{RR}} (V_m \sin \omega_s t) dt = \frac{V_m}{\pi} (1 - \cos \omega_s t_{RR})$$

式中， ω_s 为交流电源电压的角频率。将 ω_s 和 t_{RR} 的值代入上式，即得 $V_{RR} = 0.061V_m$ 。

由熟知的整流电压公式，可求得不考虑反向恢复过程时输出电压的平均值应为 $V = 2V_m/\pi = 0.637V_m$ 。于是可得，反向恢复时间为 5μs 的二极管用于 20kHz 的整流电路时，将使输出电压平均值下降约 10%。显然，当工作频率更高时，例如在 200kHz 下，即使是反向恢复时间为 500ns 的快速二极管也不能认为是理想的整流器件。

以下再考察图 8-15a 所示斩波电路。图中， R 和 L 为感性负载， L_s 为限制电流上升速率 di/dt 的电感， VD_m 为续流二极管。假定开关 S 原先已闭合足够长时间，电路已进入稳态而有 $I_L = V_s/R$ 流经负载，且续流二极管 VD_m 为反向关断。如果开关 S 在时间 t_1 断开，则 VD_m 导通并流过负载电流 I_L 。现在再设在时间 t_2 开关 S 重新闭合，这时 VD_m 尚未恢复反向阻断，它近似于短路器件，因此流经开关 S 的电流 i_1 以及二极管 VD_m 的电流 i_2 将迅速变化。由于串联电感 L_s 的限制， i_1 的增长率和 i_2 的下降率同为

$$di_1/dt = -di_2/dt = V_s/L_s$$

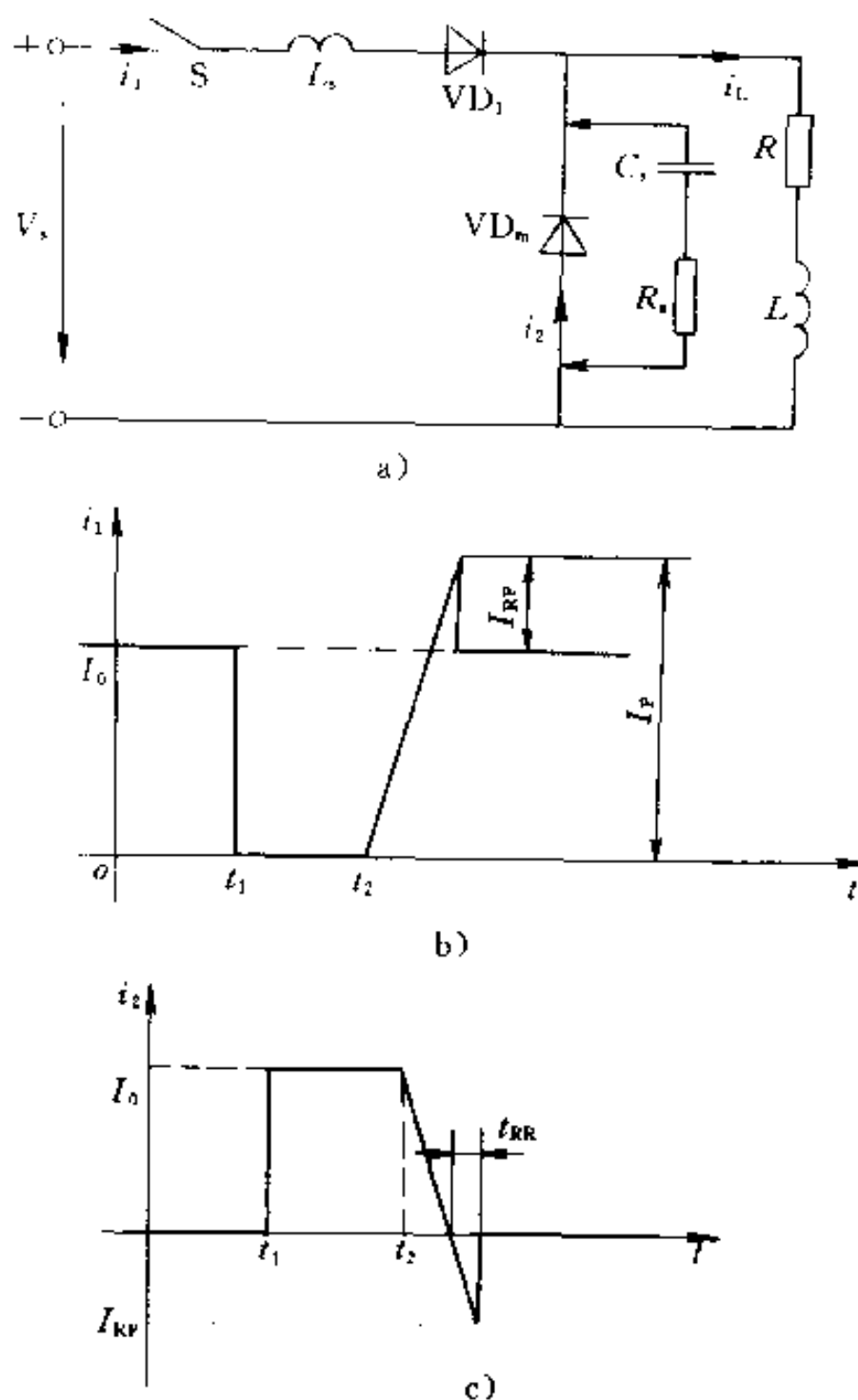


图 8-15 斩波电路中续流二极管的反向恢复过程

a) 斩波电路 b) 开关电流波形 c) 续流二极管电流波形

按照 8.1.2.2 节中所述, 二极管 VD_m 在反向恢复过程出现的反向峰值电流可估算为

$$I_{RP} = t_{RR} \frac{di}{dt} = t_{RR} \frac{V_s}{L_s}$$

而通过电感的电流, 即 i_1 的峰值为

$$I_P = I_0 + I_{RP} = I_0 + t_{RR} \frac{V_s}{L_s}$$

假设在电感电流达到峰值 I_P 的瞬时, VD_m 结束反向恢复过程而关断, 则 i_1 和 i_2 的波形将如图 8-15b、c 所示。在 VD_m 关断后, 电流 I_P 要流向负载, 但是由于负载电感的存在, 负载电流不可能由 I_0 突变为 I_P 。这种情况下, 存储在电感 L_s 中的多余能量将感应很高的电压, 可能导致二极管 VD_m 的反向击穿。

以上讨论说明, 二极管反向恢复过程中出现的反向峰值电流, 会影响到整个电路的运行状况, 并造成损坏器件的严重后果。

在图 8-15 的例子中, 为了保护 VD_m , 应在其两端并联一个电容支路, 以吸收因反向恢复结束而引起的多余能量。根据以上的分析, 可估算多余能量为

$$W_R = \frac{1}{2} L_s [(I_0 + I_{RP})^2 - I_0^2]$$

可吸收多余能量的电容器 C_s 的电容量应为

$$C_s = \frac{2W_R}{V_R^2}$$

式中, V_R 为二极管 VD_m 的允许反向电压。为了防止 L_s 和 C_s 可能引起的高频振荡, C_s 应串联一个电阻 R_s 。

对于一个输入电压为 200V、负载电流为 400A 的斩波电路, 若电流限速电感为 $4\mu\text{H}$, 续流二极管 VD_m 的反向峰值电流为 50A, 允许反向电压为 350V, 则由以上各式不难求得, VD_m 关断瞬间电感 L_s 中的多余能量为 0.085J, 需要配置的吸收电容应为 $1.5\mu\text{F}$ 。同时还可以计算出, VD_m 在反向恢复过程中的电流下降率为 $50\text{A}/\mu\text{s}$, 完成反向恢复所需要的时间为 $9\mu\text{s}$ 。

8.1.3.2 正向恢复过程的影响

二极管的正向恢复过程常常容易被忽视, 特别是在正向恢复过程中可能出现相当高的瞬时正向峰值电压, 对很多使用者是一种新的概念。

在像缓冲电路中的吸收二极管这种应用场合, 对于正向峰值

电压的出现，显然应该得到足够的重视。如果工作频率很高，而二极管的快速性不够，不能迅速进入低阻的导通状态，就不能及时起到吸收作用，使缓冲电路失去应有的效果。

另外一个例子是，如果把一个耐压较高因而中央区较厚的二极管接入电源电压较低的电路中，则在电路刚接通时，二极管中央区的电阻很大，因此在低电源电压作用下只会出现不大的电流。又由于电流不大，向中央区注入少数载流子的速度很慢，中央区电阻也就不可能很快降下来。结果，二极管的正向恢复进行得很缓慢，其电压和电流的波形如图 8-16a 所示。在高频应用场合，这种导通迟缓的现象可能造成很大的问题。

解决上述问题的最好办法，是在低压电路选用中央区很薄的、专门为低正向压降设计的 FRED。这时，电路接通时的电压和电流波形可恢复正常，如图 8-16b 所示。

由以上讨论可知，以快速性出发，在低压电路中不要使用高耐压的二极管，即使是用快速恢复二极管，也应遵循这一原则。尤其是对 5V 开关电源这样的工作电压很低的电路，更应注意这类问题。当然，在这种电路中最好是采用功率 SBD。

8.1.5.3 快速二极管的损耗功率

快速二极管在高频脉冲电路中工作时的功率波形如图 8-17 所示。为便于讨论，图中同时用虚线和点划线分别表示出相应的电压和电流波形。

在一个周期内，功率损耗可分成四个阶段讨论。 $t_0 \sim t_1$ 为正向

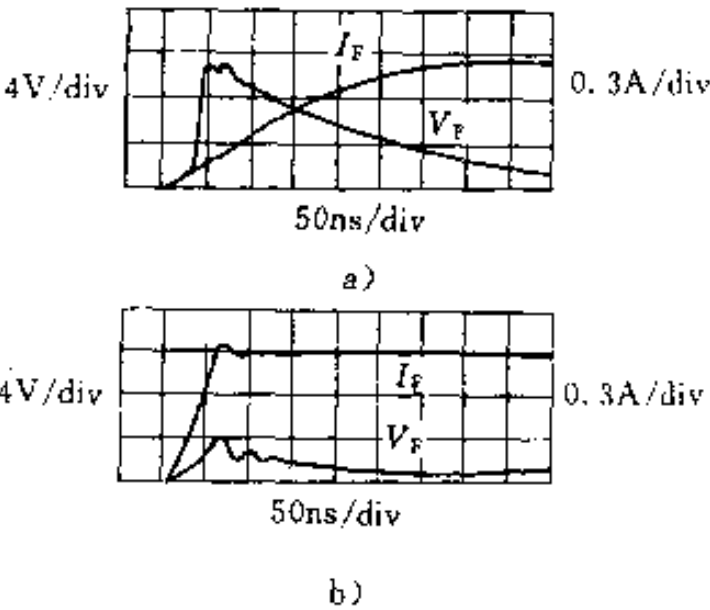


图 8-16 低压电路中正向恢复过程的影响
a)高耐压管 b)低耐压管

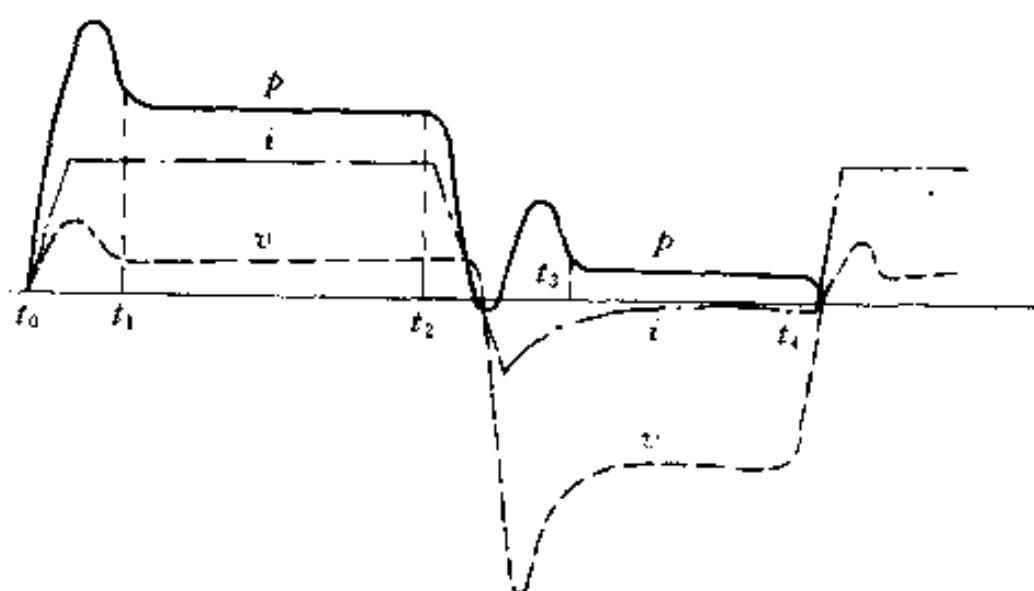


图 8-17 快速二极管的功率损耗

恢复时期，这一时期的平均功率损耗称为正向开通损耗 P_{FD} ； $t_1 \sim t_2$ 为正向稳态时期，其损耗为正向稳态损耗 P_{FS} ； $t_2 \sim t_3$ 为反向恢复时期，其损耗为反向关断损耗 P_{RD} ； $t_3 \sim t_4$ 为反向稳态时期，其损耗为反向稳态损耗 P_{RS} 。

正向稳态损耗可用下式表示：

$$P_{FS} = I_{FP} V_{FAV} t_w f$$

式中， I_{FP} 为正向电流幅值； V_{FAV} 为正向电压平均值； t_w 为脉冲宽度； f 为工作频率。

在正向恢复过程中，由于二极管的压降高于其稳态值而电流低于其稳态值，因而可近似归并在正向稳态损耗之中，不作单独计算。

反向稳态损耗取决于反向漏电流，有

$$P_{RS} = I_R V_R (1 - t_w f)$$

式中， I_R 为外加反向电压 V_R 时的反向漏电流。

反向恢复过程中的反向电流和反向电压与稳态有很大差别，因而反向关断损耗必须单独计算，它可近似为

$$P_{RD} = (Q_{RR} V_R) f$$

式中， $(Q_{RR} V_R)$ 为反向恢复过程中外加反向电压 V_R 抽走反向恢复

电荷 Q_{RR} 时所作的功。

下面举一个具体数字的例子。已知 R23AF6 快速恢复二极管有如下技术参数：额定平均电流为 300A，额定电压为 600V，在额定电压下的反向漏电流为 35mA，开启电压为 1V，正向动态电阻为 $0.7\text{m}\Omega$ 。该管工作在 10kHz、50% 占空比的脉冲电路中，电源电压为 600V，负载电流为 600A，电路中的电感量为 $12\mu\text{H}$ 。现在分别计算各项功率损耗。

工作频率为 10kHz，占空比为 50%，因此脉冲宽度为

$$t_w = \frac{1}{10 \times 10^3} \times 50\% = 5 \times 10^{-5} \text{s} = 50\mu\text{s}$$

通过 600A 电流时的管压降为

$$V_F = 1 + 600 \times 0.7 \times 10^{-3} = 1.42\text{V}$$

因而正向功率损耗为

$$P_{FS} = 600 \times 1.42 \times 50 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 426\text{W}$$

反向稳态损耗为

$$P_{RS} = 600 \times 35 \times 10^{-3} \times (1 - 50 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3) = 21\text{W}$$

反向恢复过程中反向电流增长率为

$$di/dt = V_R/L_s = 600/12 = 50\text{A}/\mu\text{s}$$

由图 8-7 查得对应的反向恢复电荷为 $50\mu\text{C}$ ，于是反向关断损耗为

$$P_{RD} = 50 \times 10^{-6} \times 600 \times 10 \times 10^3 = 300\text{W}$$

总功率损耗为

$$P = P_{FS} + P_{RS} + P_{RD} = 426 + 21 + 300 = 747\text{W}$$

上述例子表明，对于 PN 结或 PIN 型的快速恢复二极管，反向稳态损耗在总损耗中的比重很小，而反向关断损耗的比重相当大。影响关断损耗的电路参数是电感量。加大电感量可使反向电流增长率下降，从而减少反向恢复电荷和关断损耗。但是反向电流增长率与正向电流的衰减率是一致的，所以这个电流变化率如果过低的话，正向导通到反向关断间的转换时间将延长到不能允许的数值。实际上，在上述例子中， $50\text{A}/\mu\text{s}$ 的电流变化率将使正向电流从幅值 600A 衰减到零的时间为 $12\mu\text{s}$ ，再加上 R23AF6 的

反向恢复时间约 $1\mu\text{s}$ ，实现转换的总时间约为 $13\mu\text{s}$ ，而脉冲宽度为 $50\mu\text{s}$ ，转换时间所占比例已经很大，不能再延长了。

应该指出，对于功率 SBD，由于反向漏电流较大，反向稳态损耗占有相当的比重。特别当结温较高、占空比较小时，反向稳态损耗甚至会超过正向稳态损耗。

8.1.5.4 快速二极管的高频噪声

高频开关电源的优点是体积小，重量轻，效率高，而缺点主要是易产生高频噪声。这也是由二极管的过渡特性所引起的，特别是快速二极管的反向恢复会带来噪声。在反向恢复电荷全部释放后，快速二极管便恢复其反向阻断能力。这期间反向电流由其峰值很快减小到接近零，这样的电流急变必然引起电感性的过电压，并且由于电路电感与结电容的同时存在，反向电压还会出现高频振荡，成为一种噪声源。

即使是在简单的整流电路中，如图 8-18 中所示，因为反向恢复过程使二极管延时关断，而在关断瞬间反向电压又有很高的上升率，它本身也是一种高频噪声源。

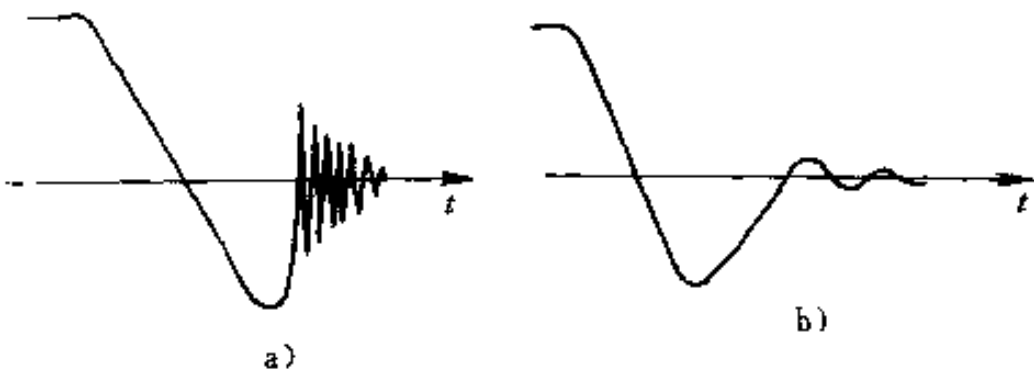


图 8-18 硬恢复与软恢复的高频振荡

a)硬恢复时的强振荡 b)软恢复时的弱振荡

实验结果表明，硬恢复特性极容易产生频率很高的强振荡。软恢复时若存在寄生电感也可能出现振荡，只是频率较低，幅度较小。图 8-18 分别示出这两种振荡的情况。

一般说来，耐压较高的二极管中央区较厚，电阻率较高，对应的二极管等效电容小而串联电阻大。反之，低压二极管的等效电容大而串联电阻小。不难想像，某些二极管，特别是低压二极

管关断时,由于寄生电感与二极管电容间的能量交换,将产生振荡现象。图 8-19 示出耐压不同的二极管的反向恢复过程对比。由图可见,与高压二极管相比,低压二极管有明显的振荡倾向。

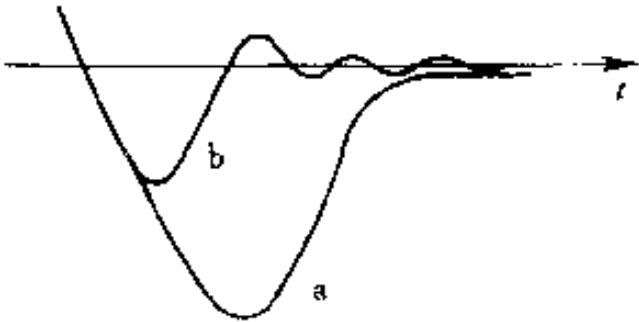


图 8-19 高压管与低压管的对比
a—高压管不易振荡 b—低压管较易振荡

避免上述高频噪声的主要方法是：①使用反向恢复电流小的二极管；②使用软恢复特性的二极管；③在二极管的阳极与阴极间并接电容，以减小电压变化率。

8.1.5.5 快速恢复二极管串联时的动态均压

在实际使用中,有可能遇到二极管的串并联问题。二极管并联时的均流与恢复过程关系不大,这里不作讨论。

多个快速恢复二极管串联时,由于各个二极管的反向恢复电荷不可能完全相同,其中反向恢复电荷最少的将最早实现关断,并且这个最先关断的二极管势必承担全部外加的反向电压。为了避免先关断的二极管因反向电压过高而被击穿,必须采用动态均压措施。

动态均压的基本方法是采用并联电容器,如图 8-20 所示。这个电路中,假定所有二极管原已导通,现通过开关 S 向二极管串施加反向电压 V_s ,强迫所有二极管关断。

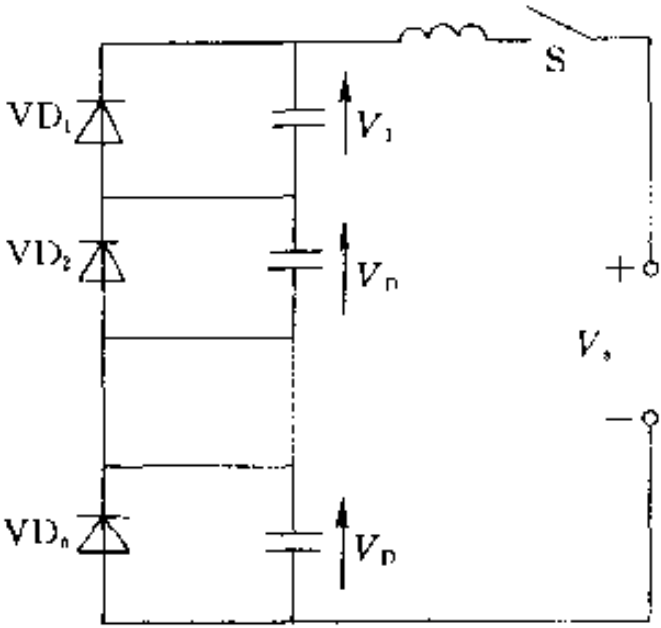


图 8-20 快速恢复二极管的动态均压

因为每个二极管上都并联有电容器,而电容电压不能突变,因反向恢复电荷较少而先关断的二极管将把电流

转移到并联电容上,使这个二极管上的电压只能以较低的速率缓慢建立。这样,便可使各二极管的电压都不会突然升得很高而保持基本一致的上升速度,以满足动态均压的需要。

在最坏情况下,设二极管 VD_1 的反向恢复电荷小到接近 0,其余 $n-1$ 个二极管都有反向恢复电荷 Q_{RR} 。由于反向恢复电荷的差别, VD_1 将比其余二极管多承受反向电压,即 $V_1 = V_p + \Delta V$,而 $\Delta V = Q_{RR}/C$ 。配接的并联电容 C 越大,电压差 ΔV 越小,电压分配越均匀。

考虑到

$$\begin{aligned} V_s &= V_1 + (n-1)V_D \\ &= V_1 + (n-1)(V_1 - \Delta V) \\ &= nV_1 - (n-1)\Delta V \\ &= nV_1 - (n-1)\frac{Q_{RR}}{C} \end{aligned}$$

因此有

$$V_1 = \frac{V_s + (n-1)Q_{RR}/C}{n}$$

为使 VD_1 所承受的反向电压 V_1 不超过允许值 V_B , 应该使

$$C \geq \frac{(n-1)Q_{RR}}{nV_B - V_s}$$

例如,有 10 个快速恢复二极管串联,单个管子的耐压为 200V,电源电压为 1500V,根据电路工作条件,由手册数据求得的反向恢复电荷量为 $6\mu C$ 。将它们代入上式可得

$$C \geq \frac{(10-1) \times 6 \times 10^{-6}}{10 \times 200 - 1500} = 0.108 \times 10^{-6} = 0.108\mu F$$

考虑到电容量有 10%~20% 的负公差,并联电容的容量标称值应选为 $0.15\mu F$ 。

8.2 高频电力电子电路中的铁心材料

电力电子电路中的电感性元件主要有变压器和电感线圈两大类。变压器按功率大小和功用的不同可分为主变压器、驱动变压

器、隔离变压器、电流互感器等；电感线圈有储能电感、直流滤波电感、交流滤波电感及抑制电磁干扰电感等。这些电感性元件在整个装置中所占比重很大，与变流器的性能密切相关，尤其是对效率、体积和重量有显著影响。特别是大功率的主变压器和滤波电感，更有举足轻重的影响。

根据电磁感应定律，提高频率后，只需幅值较小的交变磁通，便足以感应所要求的交变电压。这预示着高频化可使铁心的体积和重量有明显的减少。但是，工作频率的提高将使材料的磁导率下降，可用磁感应强度减小以及损耗加大，特别是铁心中的涡流损耗因与频率的平方成正比而显著加大。因此，真正要达到使高频电力电子变流器的效率提高，体积缩小，重量减轻，必须要有适合于高频工作的铁心材料。

坡莫合金，即含镍量为 30%~90% 的软磁镍铁合金，曾经是高频铁心材料的重要品种。但是坡莫合金的成本很高，对制备工艺和生产设备的要求都很苛刻，而其高频性能并不理想，难以适应 10kHz 以上的工作频率，因此它的应用受到许多限制。目前在高频电力电子电路中得到广泛应用的铁心材料，主要是性能经过改进的铁氧体以及 70 年代以来发展起来的新型材料——非晶态软磁合金。

8.2.1 电源铁氧体

通常所说的铁氧体(ferrite)是以铁为主要成分的一种或几种金属元素的复合氧化物。例如磁铁矿的主要成分四氧化三铁含有三个铁离子，其中有一个铁离子为正二价，另两个为正三价，因此四氧化三铁可写成 $\text{Fe}^{2+}\text{Fe}_2^{3+}\text{O}_4^{2-}$ ，这就是一种复合氧化物。用与铁离子半径相近的另一种金属离子代换四氧化三铁中的铁离子，可以生成类似的复合氧化物。以 Mn^{2+} 代换 Fe^{2+} ，形成的是 $\text{Mn}^{2+}\text{Fe}_2^{3+}\text{O}_4^{2-}$ ；同时以 Zn^{2+} 和 Mn^{2+} 代换 Fe^{2+} ，可形成 $\text{Mn}_{0.6}^{2+}\text{Zn}_{0.4}^{2+}\text{Fe}_2^{3+}\text{O}_4^{2-}$ 。上述复合氧化物都属于铁氧体， MnFe_2O_4 为锰铁氧体， $\text{Mn}_{0.6}\text{Zn}_{0.4}\text{Fe}_2\text{O}_4$ 为锰锌铁氧体，而 Fe_3O_4 也可称为铁铁氧体。

应该强调，铁氧体并不是几种氧化物的混合物，而是由几种

氧化物形成的一种新的复合氧化物。在制备时，通常是将一定比例的几种氧化物充分混和，再在高温下使离子间相互扩散和渗透成固溶体(烧结)。因此铁氧体的性能与原始的氧化物有显著差别。在铁氧体中，氧离子除了将正离子隔开外，同时又使相邻正离子产生相互影响，使它们的磁矩相互成反平行排列，因而相邻正离子的磁矩相互抵消。不过不同离子的磁矩抵消的结果并不为零，而是仍有一定的合成磁矩。所以说铁氧体属于亚铁磁性材料。

与硅钢等合金软磁材料相同，铁氧体内部也可以观察到磁畴结构。当然，由于亚铁磁材料中反平行排列形成的合成磁矩明显低于铁磁性材料中由平行排列形成的合成磁矩，所以铁氧体的饱和磁感应强度 B_s 总是低于合金软磁材料。另一方面，由于氧离子的存在，铁氧体的电阻率远高于金属材料，通常都在 $10^{-2}\Omega \cdot \text{cm}$ 以上，甚至高达 $10^{10}\Omega \cdot \text{cm}$ 。材料的电阻率越高，交变磁化时的涡流损耗越小。这正是铁氧体适合高频电力电子电路的主要原因。

需要指出，含锌的铁氧体在锌含量增加时可使饱和磁感应强度提高；磁晶各向异性降低，因而有较低的矫顽力和较高的初始磁导率。多数软磁铁氧体都含锌，正是由于这一原因。

8.2.1.1 电源铁氧体材料

电力电子变流器要求铁心材料能在温度较高、磁感应强度变化幅度较大的工作条件下，仍有高频下的低损耗。因此，用于电力电子电路的铁氧体，与用于信号处理的在常温小信号下工作的传统铁氧体有明显的不同。这一类铁氧体常称为电源铁氧体或功率铁氧体。

对于电源铁氧体，首先要求有较高的饱和磁感应强度 B_s 和电阻率 ρ ，目的在于减小磁心截面和涡流损耗，使电路中的电感性元件实现小型化和高效化。为了降低激磁功率，还希望材料有较高的振幅磁导率 μ_a 。为此，要求铁氧体有较高的初始磁导率 μ_i 以及较高的 μ_a/μ_i 比值(通常在 2 左右)。

磁性材料的饱和磁感应强度 B_s 是随温度而变化的，铁氧体的 B_s 值随温度的变化尤为明显。图 8-21 示出纯铁 Fe 和锰铁氧体

MnFe_2O_4 的 B_s 与 T 的关系。由图可见, $T=0\text{K}$ 时有最高的 B_s 。随着温度的上升, B_s 逐渐减小, 且在某一温度下减为零, 即材料不再具有磁化能力。这个特征温度就是磁性材料的居里温度 T_c , 其值随材料而异。锰铁氧体的居里温度不到 600K (约 325°C), 且在通常的使用温度范围 ($300\sim 400\text{K}$, 即约 $25\sim 125^\circ\text{C}$) 内有明显的变动。显然, 作为电源铁氧体材料, 为了保持在高温下工作时仍有较高的 B_s 值, 材料的居里温度应尽可能高些。

70 年代以来, 国外一些铁氧体厂商纷纷投入力量研制电源铁氧体。至 80 年代初推出其第二代产品, 最高实用频率达 150kHz , 且有良好的综合指标。代表牌号有日本 TDK 公司的 H7C1, 德国西门子公司的 N27, 荷兰飞利浦公司的 3C85 等, 它们在 25kHz 、 0.2T 、 100°C 条件

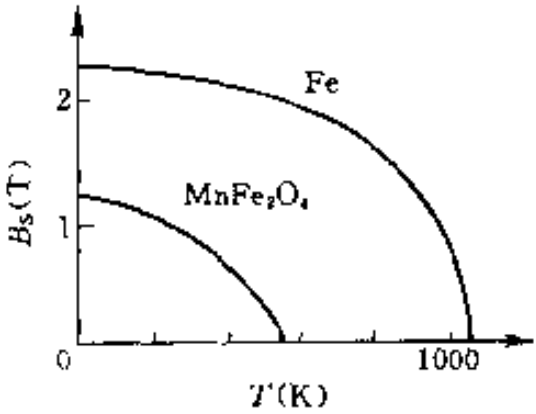


图 8-21 饱和磁感应强度随温度的变化

下测试的比损耗约为 $100\text{mW}/\text{cm}^3$ 。80 年代末又有第三代产品推出, 例如 TDK 公司的 H7C4, 其高频功耗又有明显下降, 在 100kHz 、 0.2T 、 100°C 条件下测试的比损耗减到 $400\sim 500\text{mW}/\text{cm}^3$ 。因此, 实用频率继续提高, 一般可达 300kHz , 个别品种高达 1MHz 。目前, 电源铁氧体的性能还在不断改进, 新一代材料首推 TDK 公司的 H7F, 它在 500kHz 、 0.05T 、 80°C 条件下的比损耗只有 $70\text{mW}/\text{cm}^3$ 。

国内一些厂家现在已能生产相当于国外第二代材料的电源铁氧体, 例如, 北京 798 厂生产的 R2KB1, 南京 898 厂的 R2KG (R2KBD), 天津 754 厂的 R2K5F 等。这些牌号中各部分的含义是, R 代表软磁, 2K 代表初始(相对)磁导率为 $2000\sim 2500$, F 和 G 代表高频, B 代表高饱和磁感应强度。

表 8-1 列举了国内外几种有代表性的电源铁氧体的磁性能参

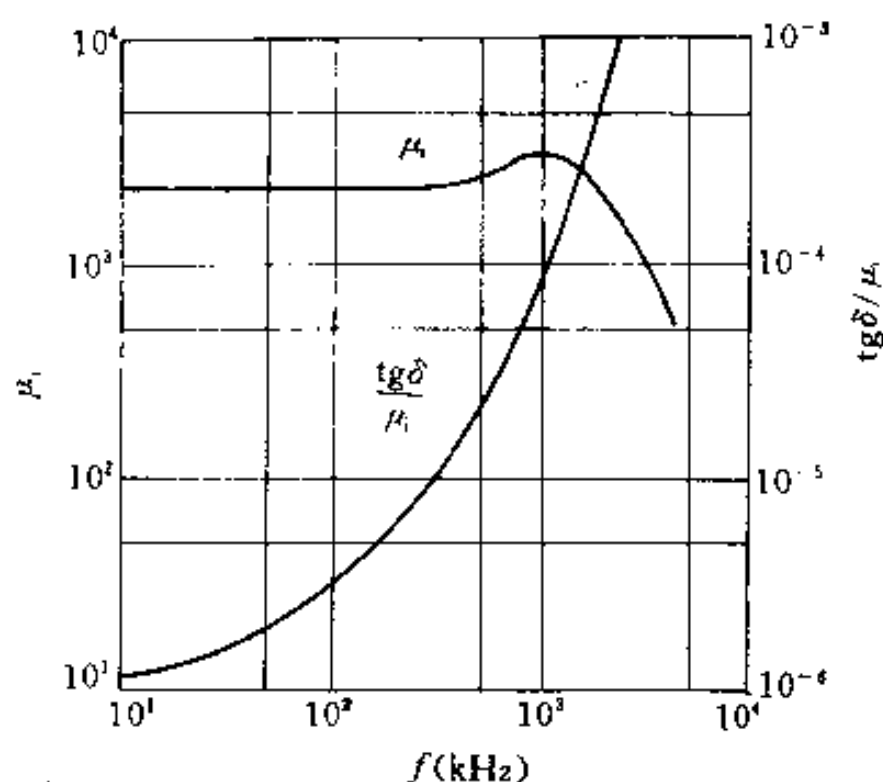
数，它们都是锰锌铁氧体。

在讨论电源铁氧体材料的电磁性能时，还常常用到一个参数，称为比损耗因数或相对损耗系数，它实际上是损耗角正切 $\text{tg}\delta$ 与初始(相对)磁导率 μ 的比值，即 $\text{tg}\delta/\mu$ 。在规定的磁场强度和频率下测量绕在铁氧体样品上的线圈的损耗等值电阻和电抗，这两者之比就是所谓损耗角正切 $\text{tg}\delta$ 。不难看出， $\text{tg}\delta$ 也就是线圈工作时的损耗(有功)功率与电感性无功功率之比。因而，比损耗因数是一个相对意义上的反映磁心功率损耗的参数。 $\text{tg}\delta/\mu$ 越小，对应着材料的比损耗 P_L 也越低。

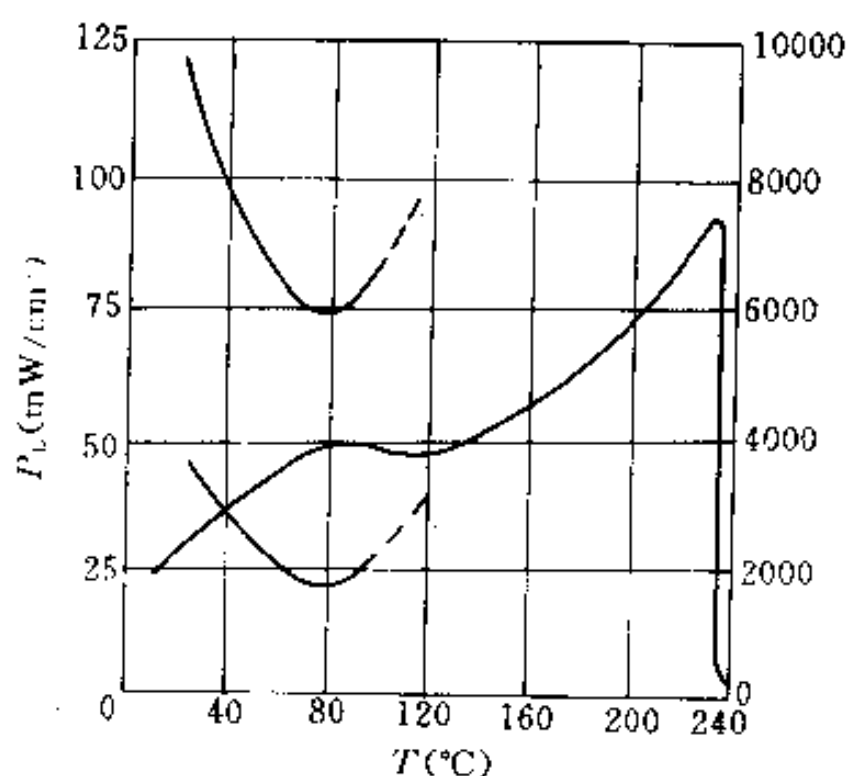
应该指出，铁氧体的磁性能参数是频率和温度的函数。图 8-22a 示出了 TDK 公司的 H7C4 的 μ - f 和 $\text{tg}\delta/\mu$ - f 两条曲线。由图可见，频率在 500kHz 以下时，初始磁导率保持常数，超过 500kHz 后略有升高，而在 2MHz 以上时明显下降。比损耗因数在 10~100kHz 间只增长 2~3 倍，而在 100kHz~1MHz 间增长 40~50 倍。因此，这种材料的使用频率范围不超过 500kHz，并且最好工作在 300kHz 以下。

表 8-1 电源铁氧体的磁性能参数

牌 号	μ	B_s (mT)	B_r (mT)	T_c (℃)	T_p (℃)	ρ ($\Omega \cdot \text{cm}$)	f_{max} (kHz)	$P_{1.2\text{K}}$ (mW/cm ²)	制造厂
R2KB1	2500	510	117	—	—	300	300	≤ 100	北京 798 厂
R2K5F	2500	510	127	>230	—	—	200	≤ 160	天津 754 厂
R2KG	2500	510	117	>230	80	1000	150	≤ 160	南京 838 厂
H7C1	2500	510	117	>230	80	1000	150	≤ 155	日本 TDK 公司
H7C4	2300	510	95	>215	90	650	500		日本 TDK 公司
N21	2600	510	—	>220	80	300	150	155	德国西门子公司
3C85	2000	500	—	≥ 200	—	—	200	≤ 140	荷兰飞利浦公司
3F3	2000	500	—	≥ 200	—	—	500	≤ 90	荷兰飞利浦公司



a)



b)

图 8-22 频率和温度对铁氧体性能的影响

a) μ , $\text{tg}\delta/\mu$ f b) μ , P_L T

图 8-22b 示出国产 R2KG 铁氧体的初始磁导率和比损耗随温度变化的曲线。初始磁导率在温度超过 230°C 后迅速减少为零, 表明这种材料的居里温度在 230°C 左右。铁氧体材料的 P_L - T 曲线上

有一个特别值得注意的极值点，如 R2KG 铁氧体在 80℃ 左右出现比损耗的极小值。出现极小值的这个温度，称为最低比损耗温度 T_p 。当材料工作在最低比损耗温度以下时，损耗温度系数为负值，因而当温度受外界干扰而升高时，磁心功耗有所下降，促使温度回落，磁心温度趋于稳定。一旦超过了最低比损耗温度，损耗温度系数变为正值。这时，温度升高将引起损耗增加，而损耗增加又促使温度继续上升，这样的恶性循环很容易造成热崩溃的严重后果。由此可知，铁氧体磁心的最高工作温度必须低于材料的最低比损耗温度 T_p 。这一结论对于设计、制造和使用带有铁氧体磁心的电力电子设备有很重要的意义。

8.2.1.2 电源铁氧体磁心

在改善铁氧体材料磁性能的同时，对于电力电子电路的大功率铁氧体磁心的形状结构也再三更新。在传统的 EI、EE 和 GU 之外，先是将 E 型磁心的中心柱改作圆形成为 EC 型，随后又推出 PM 和 RM 型。这三种新型磁心的形状结构示于图 8-23。

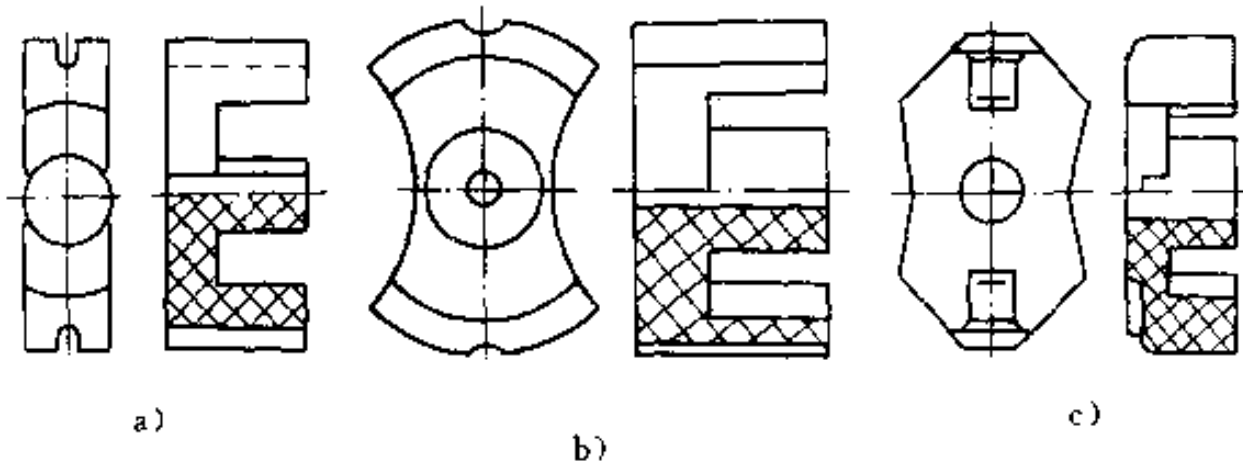


图 8-23 新型电源铁氧体磁心
a) EC 型 b) PM 型 c) RM 型

磁心中心柱由矩形改成圆形或椭圆形之后，不仅容易绕线，而且在相同磁路截面积条件下的导线长度有所缩短，可以降低铜损约 10%，并且漏感也较小。采用图 8-23a 所示 EC 型铁氧体磁心做成的高频变压器漏磁较小，铜损较低，引出线及安装很方便，因

而得到广泛应用。

传统的罐型磁心的线圈间耦合紧密，漏磁极少，但绕组多时引出线较困难，且散热条件较差，只适用于小功率场合。经改进的PM型磁心，其两侧有较大开口，与GU型相比，引线和散热条件都有很大改善。RM型则有比PM型更大的两侧开口。这两种磁心都适合于大功率的变压器和电感线圈。国产PM型磁心的磁路截面积最大已做到 1730mm^2 ，可用于制作功率达 3kW 的高频变压器。

气隙对电源铁氧体磁心有重要意义。用在推挽电路中作开关电源变压器时，一次回路中直流分量磁动势彼此抵消，因此可采用环形闭合磁心，使磁导率保持较高水平。但是在单向脉冲变压器中使用时，磁心工作在其磁滞回线第一象限的一侧，这种情况下，磁感应强度变化量 ΔB 稍为取得大一些，就容易使磁感应强度的峰值 B_m 接近饱和值 B_s 。于是，在设备与供电电源接通或断开的瞬间，当浪涌电流突然流向线圈时，由于磁心很快进入饱和，对浪涌电流的电感量显著下降，使一次电流有可能猛增，以致造成开关功率管烧坏。为了使电感量在整个工作范围内的波动减小，常常要在铁氧体磁心中设置气隙。据报导，R2KB铁氧体闭合磁心在单向磁化时的剩余磁感应强度达 0.1T ，而用R2KB铁氧体制作的EI型磁心，尽管无人为设置的气隙，但是由于磁心的E和I两部分的接触面间仍有某些缝隙，将使剩余磁感应强度下降到 0.03T 。考虑到两种情况下的饱和磁感应强度 B_s 都在 0.35T ，缝隙的存在显然有利于选择更高的 ΔB 值，获得更大的输出功率。同时，缝隙的存在使有效磁导率下降，因而引起饱和所需的磁场强度大为增加，这有利于避免上述浪涌电流的危害。

实验结果还表明，气隙对磁心的比损耗也有影响。在仅仅存在接触缝隙时，单向磁化的比损耗和振幅磁导率与闭合磁心的交变磁化基本相似。但是当设置较大气隙时，比损耗将随气隙的增加而增加。图8-24示出一组实验结果，图中 $\Delta L/L$ 为气隙 ΔL 与磁路长度 L 之比。

以上事实提醒我们，将气隙开得恰到好处是开关电源变压器设计中极为重要的一件事情。气隙的设置，一般取决于电感量和直流叠加的技术要求。电感量通常可由多绕几圈得到满足，因此大功率铁氧体磁心所开气隙都偏大。为了尽可能减小气隙而又能满足使用要求，在气隙中加入特高矫顽力铁氧体塑性永磁片，是一项行之有效的办法。加入永磁片，不但可以将工作起始点从磁滞回线的第一象限移到第三象限，增加磁感应强度变化量 ΔB ，而且因为永磁片本身电阻率很高，不会因此增加功率损耗。相反，由于气隙减小后磁导率增加，线圈匝数可以减少，总功耗将有所降低，形成良性循环。

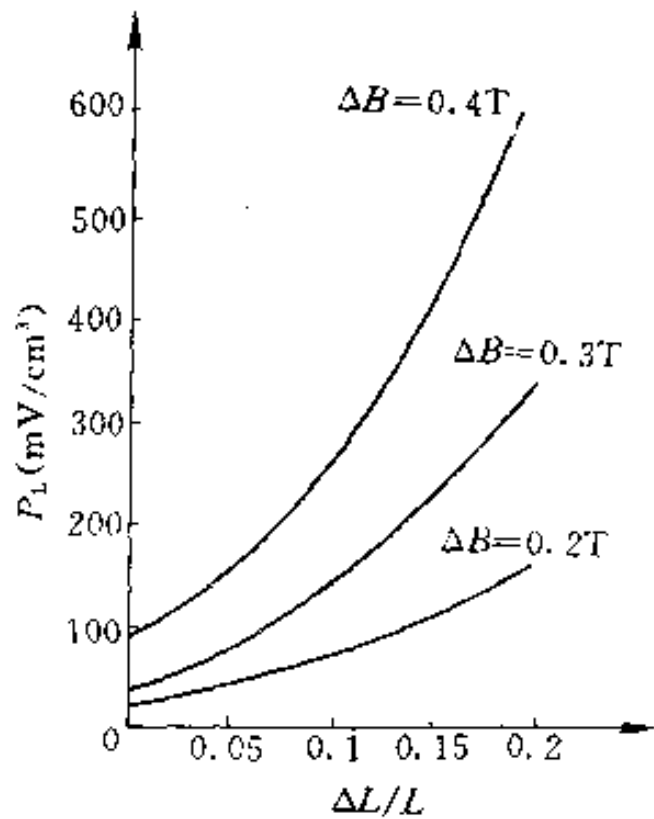


图 8-24 比损耗随气隙变化的实验结果

8.2.2 非晶态软磁合金

上节所述的电源铁氧体，虽然得到了许多改进，但是由它的亚铁磁性所决定，磁导率和饱和磁感应强度都不可能再有很大提高，作为用量很大的电力电子变流器中的磁性材料仍不够理想。

针对这种情况，非晶态软磁合金的使用受到普遍重视。这种合金由于它的微观结构上的特点，具有良好的电磁、力学和化学性能。它的商品牌号是从 1973 年以后才出现的，先后有美国联合公司的 METGLAS，德国真空熔炼公司的 VITROVAC，日本东北大学金属材料研究所的 AMOMET 等。我国冶金部钢铁研究总院和上海钢铁研究所等单位也已开始批量生产，冶金部的统一命名牌号为 1K…。

8.2.2.1 非晶态软磁合金的性能特点

一般金属的熔融液体在凝固时由于晶核的形成和长大，最终将获得晶态的固体。晶态材料内部具有各种规则的晶体结构。如果熔融金属的冷却速度极快，使晶核来不及形成和长大，就可以得到非晶态的固体。可以想像，它的内部结构就像液态结构的冻结。

制备非晶态合金的一个根本原则是尽快冷却。为达到足够高的冷却速度，材料至少有一个方向的尺寸非常小，以便在尽可能短的时间内将热量散出。作为制作铁心用的非晶态软磁合金，工业生产时都采用薄带的形式。图 8-25 所示为一种制取非晶态金属薄带的装置。其工艺过程是：钢液从喷嘴 1 以平面流形式喷出，在线速度高达 $20\sim 30\text{m/s}$ 的冷却辊 2 上以 $10^5\sim 10^6\text{ }^\circ\text{C/s}$ 的冷却速率凝固为厚度 $30\mu\text{m}$ 左右的薄带。它经压紧辊 3 后移至剥离嘴 4 处。剥离嘴所喷射的高压气体相切于冷却辊，使薄带与辊分离，并被抓取到卷取轮 5 上。

上述由液相急冷制取非晶态金属的工艺称为急冷或快淬，而非晶态金属有时也称为快淬金属。不过，严格说来，快淬金属应该还包括微晶合金。这是一种对快速冷却过程加以适当控制而获得的晶粒直径仅为几微米的合金材料。

附带指出，由于非晶态合金既具有金属性质，同时又像玻璃那样是非晶态的固体，所以它又称为金属玻璃。具有铁磁性的非晶态合金也称为磁性玻璃或铁磁玻璃。国外的商品牌号 METGLAS 便是由金属和玻璃两个英文词拼成的。

非晶态金属的微观结构，在较大尺度范围内是无规则的，但在小尺度范围 ($1.5\sim 2.0\text{nm}$) 内仍有一定的规则。这在金属学上称

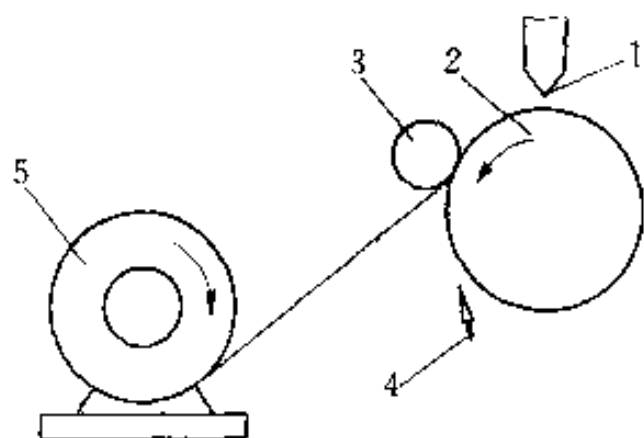


图 8-25 液相急冷制取非晶态金属薄带

1—喷嘴 2—冷却辊 3—压紧辊

4—剥离嘴 5—卷取轮

为长程无序而短程有序。物质的磁性正是由近邻原子间的相互影响所引起，因此在非晶态金属内部，依靠原子磁矩的短程有序排列，仍可以具有铁磁性。图 8-26 是这种结构的示意图，其中小圆表示原子，各原子的相对位置无规则可言，但是由于近

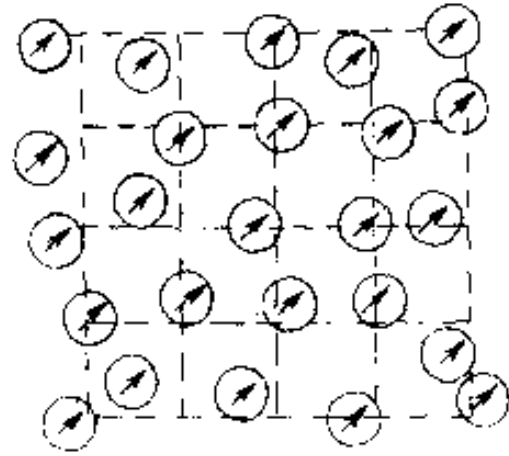


图 8-26 非晶态磁性材料的磁有序

邻影响，在一个小范围内原子磁矩的排列仍表现出磁有序性。非晶态金属的这种微观结构特点，决定了它同晶态金属相似，可形成磁畴，显示强铁磁性。

另一方面，非晶态软磁合金由于没有晶体结构，也就不存在磁晶各向异性。同时，因为不会有晶界等结构缺陷等对畴壁运动的障碍，非晶态软磁合金有可能达到比晶态合金更高的磁导率和更小的矫顽力。目前生产的非晶态合金的静态最大磁导率一般为 $625 \sim 1000 \text{mH/m}$ 。经热处理的铁钴硅硼系合金的 μ_m 高达 2500mH/m ，此数值已超过了性能最好的高镍坡莫合金 ($\mu_m = 1687.5 \text{mH/m}$)。但是非晶态合金的初始磁导率 μ_i ，一般不超过 $12.5 \sim 25 \text{mH/m}$ (相对磁导率为 $1000 \sim 2000$)，比晶态高镍坡莫合金低。非晶态软磁合金的矫顽力范围在 $0.16 \sim 10 \text{A/m}$ ，最低值为 0.072A/m ，优于高镍坡莫合金的 $0.096 \sim 0.144 \text{A/m}$ 。

非晶态软磁合金的矩形比 B_r/B_s 可在很宽范围内变化。当用纵向磁场处理时，可获得矩形比达 $0.98 \sim 0.99$ 的矩磁特性，而用横向磁场处理时，矩形比可低于 0.1 。

非晶态合金中原子的排列无规则，并且大多添加有硅、硼等类金属，因此它的电阻率 ρ 比晶态合金高 $2 \sim 3$ 倍。这对于降低交流应用中的涡流损耗十分有利。目前，在工频高磁感应强度下的铁损，非晶态软磁合金约为最好的取向硅钢的 $1/3 \sim 1/5$ ；高频损耗也比高镍坡莫合金小。同时，在低磁感应强度下的振幅磁导率，

最好的非晶态合金已超过坡莫合金。特别是在频率达几百千赫以上时，大多数非晶态软磁合金都有较高的振幅磁导率。

实验结果还表明，非晶态软磁合金在兆赫级以下的频率上的磁性能优于铁氧体。图 8-27 示出一种高导磁非晶态合金的磁滞回线与铁氧体磁滞回线的对比。显然，无论是磁导率和饱和磁感应强度，非晶态软磁合金都可远高于铁氧体。图 8-28 又示出两种软磁材料的铁损随频率变化的对比。应该特别注意的是，在同一工作

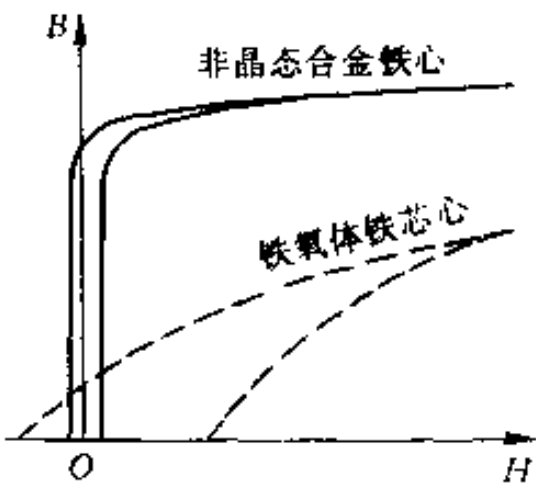


图 8-27 非晶态合金与铁氧体的磁滞回线对比

磁感应强度下，在频率较低时非晶态合金的铁损低于铁氧体的铁损，随着频率的升高，两者逐渐接近，而当频率高于某个临界值后，非晶态合金的铁损将高于铁氧体的铁损。并且，随着工作磁感应强度的提高，临界频率逐渐增高。当 $B=0.2\text{T}$ 时，非晶态合金在 50kHz 以下的铁损低于铁氧体； $B=0.3\text{T}$ 时，这一临界频率提高到接近 80kHz 。表 8-2 还给出了国外用两种材料制作的 10kHz 开关电源的数据对比。可以看到，用非晶态软磁材料制作时，不仅有较高的 B 值，而且有较低的激磁功率和铁损，开关电源的体积和重量也大大减少。

表 8-2 由两种软磁材料制作的开关电源对比

材 料	总体积(cm^3)	总重量(g)	$B(\text{T})$	铁损(W)	激磁功率(VA)
非晶态合金	200	520	0.55	5.4	7.6
铁氧体	300	1000	0.25	76.3	72.7

非晶态软磁合金在实际应用中的一个重要不足之处是，添加类金属元素后它的饱和磁感应强度比晶态的硅铁合金低 $10\%\sim 15\%$ ，而且由于带薄，使铁心的填充系数下降 $10\%\sim 15\%$ 。这些

都对进一步减小铁心尺寸不利。当然,对于高频应用,薄带有利于降低铁损,可以弥补以上不足。

在机械性能方面,非晶态合金也有许多优点,它可以比晶态合金和铁氧体有更高的强度和硬度。因为不存在因晶体缺陷导致的“腐蚀源”,如果再加入少量耐蚀元素可形成致密的钝化膜,非晶态合金的抗腐蚀能力可以远胜于晶态合金钢。

最后必须指出,非晶态在本质上属于亚稳态,它有向更稳定的晶态转变的倾向。这样的转变将在温度升高时出现,它分为两个阶段。第一阶段是向某种内能更低的亚稳态转变。这时非晶态材料内部的原子分布有所调整,但仍维持长程无序的特点,即并未出现结晶,只是微观上发生了结构的松弛。这种从原有的经快速冷却得到的亚稳态向另一种亚稳态的转变,称为弛豫。当温度更高时,将会出现第二阶段——晶化过程,即开始向稳定的晶态转变。非晶态向晶态转变的临界温度称为晶化温度,它是非晶态材料的一项重要指标。晶化温度较高的材料,能够比较稳定地维持其非晶态。晶化温度主要取决于材料本身的组成,同时外界因素也会对它产生影响,例如中子辐照可以提高某些非晶态合金的晶化温度。

晶化温度以及与其相关的稳定性,是非晶态材料使用中十分引人注目的问题。合金一旦转变为晶态,它在非晶态下所具有的

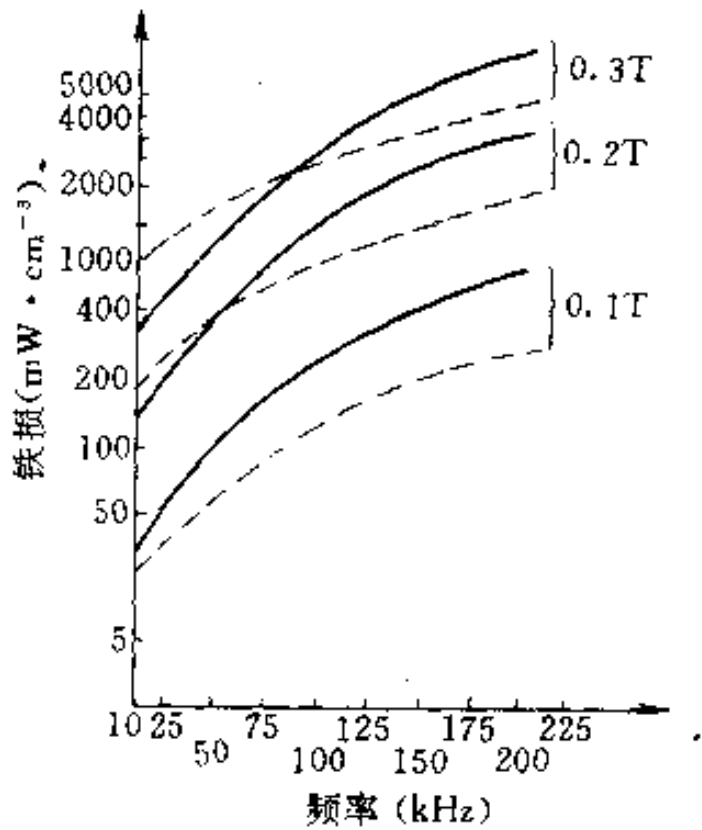


图 8-28 非晶态合金与铁氧体的铁损对比
——非晶态 $\text{Fe}_{82}\text{B}_{13.5}\text{S}_{3.5}\text{C}_2$ --- 铁氧体

优异性能将全部恶化。目前实际应用的非晶态软磁合金的晶化温度都为 $300\sim 500^{\circ}\text{C}$ ，它们在室温附近的温度下应用时发生晶化的可能性极小。按理论推算，即使在 200°C 下工作，维持非晶态的寿命仍可达 25 年。有报导说， 100kHz 的开关电源用非晶态铁心在 120°C 下连续工作 10000h 后特性仍无恶化。不过非晶态软磁合金投入实际使用的时间不长，对它的长时工作稳定性，特别是在较低温度下的情况，了解还是不很充分。

8.2.2.2 非晶态软磁合金的多种

从应用角度考虑，只有晶化温度足够高的非晶态合金才有意义。作为软磁合金，目前得到研究的主要是由过渡金属(TM，如 Fe、Co、Ni 及 V、Cr、Mn 等)，与类金属(M，常用 P、B、C 或 Si)组成的非晶态合金。类金属在这里的作用是阻止结晶形成。经验表明，当 TM 和 M 都包括多于一种元素时，比较容易形成非晶态，它们的晶化温度一般都高于 500K 。

按照合金中主要成分的不同，TM-M 型非晶态软磁合金可分为铁基、铁镍基和钴基三大类。其中铁基非晶态软磁合金具有较高的饱和磁感应强度 B_s ，但磁致伸缩系数 λ 较大，高频性能较差，因而主要用于低频配电变压器等。当然，对于大功率的脉冲工作状态的变压器，因为要求较大的磁感应强度变化量 ΔB ，也可选用铁基非晶态材料。

到目前为止，已研制出的具有零磁致伸缩系数的适合高频使用的非晶态合金，有实用价值的基本上是钴基合金，包括 Co-Fe、Co-Mn 以及 Co-Fe-Ni 基的非晶态合金。表 8-3 为非晶态软磁合金与晶态软磁材料和铁氧体的磁性能综合比较。显然，钴基非晶态合金的高频性能是最好的。

图 8-29 给出了非晶态 $\text{Fe}_{47}\text{Co}_{70.3}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$ 钴基合金的振幅(相对)磁导率与频率的关系。尽管磁导率也随频率升高而有所下降，但是在高频下的磁导率仍高于晶态合金(包括常用的坡莫合金和铁硅铝合金)。

表 8-3 各类软磁材料特性比较

材 料	主要成分	B_s (T)	H_c (A/m)	λ_s ($\times 10^{-6}$)	ρ ($\mu\Omega \cdot \text{cm}$)	P_{2-20K} (mW/cm ²)
晶态	50Ni-Fe	1.5	8.9	25	45	300
	80Ni-Fe	0.82	0.4	≈ 0	60	70
	硅钢	2.0	40	4	50	—
非晶态	铁基	1.58	8.0	30	125	100
	钴基	0.7	0.4	≈ 0	130	40
	铁镍基	0.88	1.2	12	160	150
铁氧体	Mn-Zn	0.4	20	14	3×10^5	100
	Ni-Zn	0.48	16	—	10^{12}	80

注： λ_s ——饱和磁致伸缩系数

上述钴基非晶态合金在 100kHz 时的磁滞回线同 1J50 坡莫合金 (50Ni-Fe) 在 20kHz 时的归一化磁滞回线比较如图 8-30 所示。由图可见，钴基非晶态合金的动态矫顽力和损耗等，都优于铁镍晶态合金。

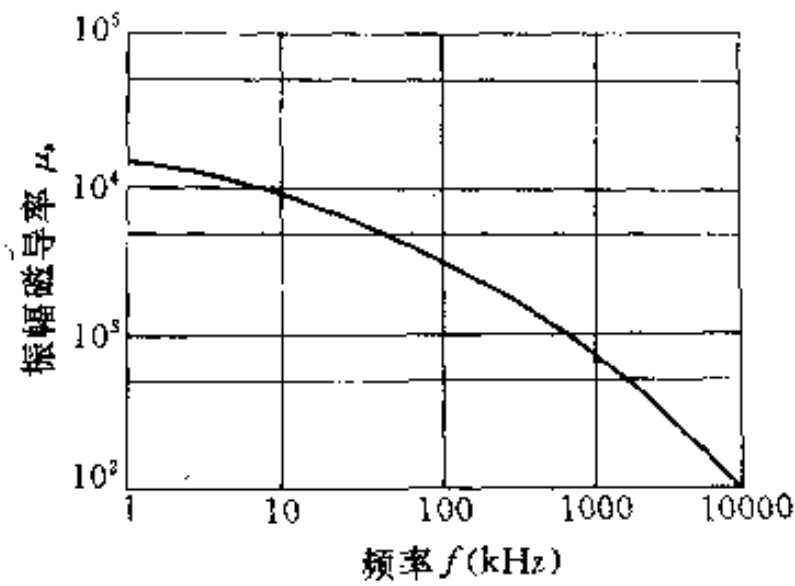


图 8-29 钴基非晶态软磁合金的 μ 、 f 关系

铁镍基非晶态合金，在性能上可视为介于铁基和钴基非晶态合金之间。一般而言，其静态软磁性能高于铁基而低于钴基：饱和磁感应强度低于铁基而高于钴基，为 0.7~1.4T；动态性能方面，如动态磁导率、矫顽力、损耗等又是高于铁基而低于钴基；并且，在价格方面也是介于两者之间。

表 8-4 列举了几种钴基和铁镍基非晶态软磁合金的商品牌号和主要性能。

表 8-4 非晶态高频软磁合金的磁化性能

牌 号	成 分	B_s (T)	H_s (A/m)	μ_{50} (mH/m)	λ_s ($\times 10^{-6}$)	ϵ ($\mu\Omega \cdot \text{cm}$)	P (W/kg)
中 国	1K201	0.8	1.5	1000	10	180	
	1K202	1.2	2	250	11	160	
	1K301	0.6	0.24	613	≈ 0	120	
	1K404	0.68	0.32	1890	0.3	135	$P_{0.2, 20K} \approx 33$
	1K405	0.78	0.16		0.1	126	$P_{0.5, 20K} = 16$
	1K407	0.7	0.16	1512	≈ 0		
美 国	METGLAS2705X	1.0	1.43			115	
	METGLAS2826MB	0.88	1.2	940	9	160	$P_{0.2, 10K} \approx 96$
德 国	VITROVAC6025F	0.55	0.32	380	0.5	135	$P_{0.2, 20K} \approx 6$
	VITROVAC4040R	0.8	1.51	250	8	135	$P_{0.2, 20K} = 10$
日 本	AMOMETB	0.84	0.16		1-0.1	180	

由于工艺上的原因，由薄带卷绕而成的非晶态软磁合金铁心，形状只有环形(OD型)、矩形(CD型)和C型几种。以上海钢铁研究所快淬金属分所的产品为例，OD型的内外径比有1.25、1.6和2三级，最大外径可做到100mm，取内外径比为2时，有效铁心截面积

可达406mm²。CD型的最大截面尺寸为40mm×80mm，有效铁心截面积为2080mm²，最大窗口尺寸为64mm×200mm。该所还生产切口环形铁心，切口尺寸即气隙长度为0.4~3mm。

非晶态软磁合金具有矫顽力小、损耗低、电阻率高等一系列优点，特别适合于20~500kHz的各种电力电子电路中的电感性元件。与高镍坡莫合金或铁氧体相比，它可使激磁电流和温升下降，输出功率加大，效率提高，体积缩小，重量减轻，而且对绝缘的要求也可下降。尽管目前价格偏高，个别性能还不很理想，并且由于非晶态属于亚稳态，产品性能的稳定性、一致性还不能说很有把握，但是从它问世以来短短20年所取得的进展看，相信它将成为高频电力电子装置中磁性元件的最佳材料。

8.3 高频电力电子电路中的电容器

新型电力电子器件的开关时间已经缩短到只有几十纳秒。与此相对应，电路的实际工作频率将达到10MHz的数量级。电容器在这样的频率下工作时，它不再是以纯容抗的形式出现，而是兼有电阻和电感。其中电感的影响更为突出，它将明显限制电容器的充放电速度，有时还可能引起振荡，产生危及电容器和主电路

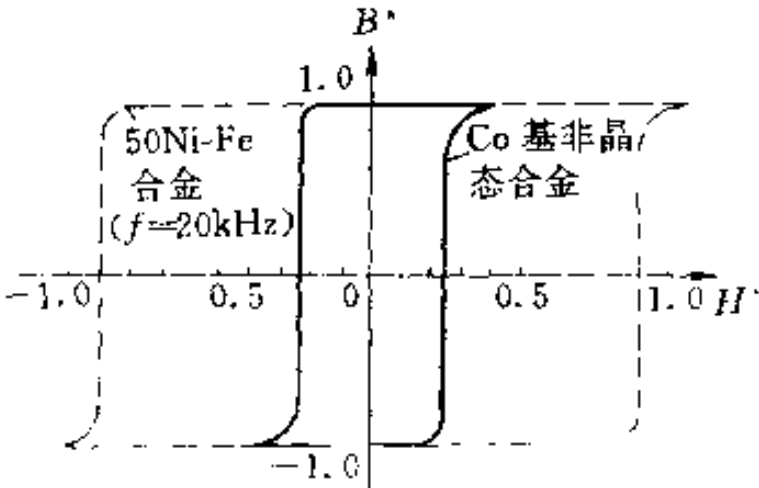


图 8-30 钴基非晶态合金与坡莫合金的磁滞回线比较
注：B*、H*均指标么值。

其他器件安全的瞬时高压。

因此，对于高频电力电子电路中使用的电容器，应有较深入的了解。

8.3.1 电容器的等效电路和阻抗频率特性

在忽略外壳和保护层的影响后，电容器的等效电路可表示成图 8-31 的形式。其中 C 为电容器芯子的电容量； r 为电容器芯子中介质的介质损耗的等效电阻； L_s

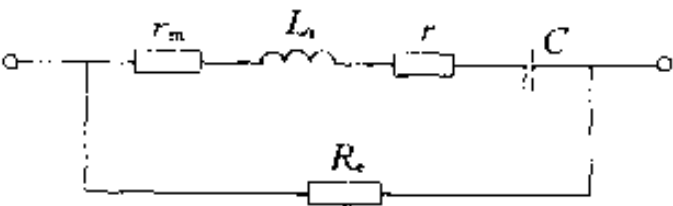


图 8-31 电容器的等效电路

为金属部分，包括极板和引出线的电感； r_m 为金属部分电阻，包括极板电阻、引出线电阻以及它们之间的接触电阻； R_e 为漏导电阻，包括电容器表面漏导电阻和介质的体积漏导电阻。

对于非电解型电容器， R_e 在电容量较大时主要取决于介质的性能，在电容量较小时主要取决于电容器的表面状态。对于电解电容器，构成电容器介质的是金属氧化膜，虽然它有很高的介电强度，但氧化膜并非完美无缺，在它的表面或多或少存在一些孔洞、疵点、裂纹，在施加电压后将会出现通过这些缺陷的电子电流和离子电流，因此电解电容器的漏导电阻 R_e 相对较低。

如果漏导电阻的影响可以忽略，则电容器的等效电路将是简单的 RLC 串联电路。其中的电感，即图 8-31 中的 L_s ，称为等效串联电感(ESL)；图 8-31 中的 r 和 r_m 合起来构成其中的电阻，称为等效串联电阻(ESR)。由这样的等效串联电路不难推得，电容器的总阻抗将是频率的函数，而其阻抗频率特性具有图 8-32 所示形状。在纯电容的理想情况下，阻抗频率特性应是一条双曲线，

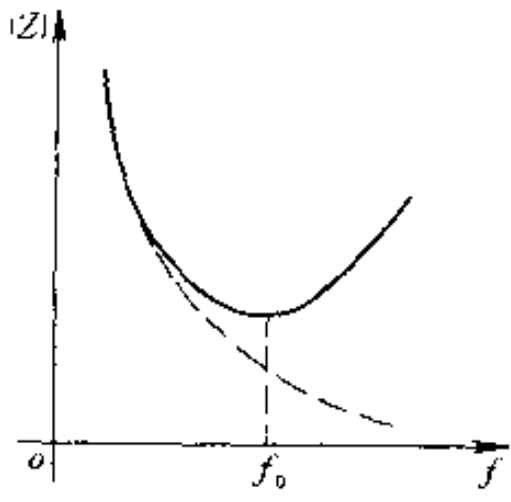


图 8-32 电容器的阻抗频率特性

如图中虚线所示。由于存在 ESR，电容器总阻抗随频率增高而下降的趋势将逐渐减缓。继续升高频率，电感的作用逐渐显现，且在频率 f_0 上发生串联谐振。电感越大，谐振频率 f_0 越低；电阻越大，则阻抗频率特性的谷底越高且越平坦。显然，当工作频率接近谷底时，电容器已不能作为电容元件正常工作。在频率超过 f_0 后，电容器甚至表现为电感抗，即完全失去作为电容元件的功能。因此，电容器的实际工作频率应远低于 f_0 。

在高频开关电路中，如开关频率比电容器的谐振频率 f_0 低得多，可不考虑 ESL 的影响。这时电容器两端电压的交流成分由两部分叠加而成。一部分为电容性电压 $(1/C) \int i_c dt$ ，另一部分为电阻性电压 $R i_c$ 。若电容量 C 足够大，则交流成分主要由 R ，即 ESR 决定。但是，在开关换接瞬间，由于电流出现突然性变化，其中包含了远高于开关频率的谐波，它们的频率可能远远超过 f_0 。这时，由于 ESL 的影响，电容器对这些高次谐波不再有吸收作用。同理，对于抗高频干扰用的电容器，电感作用较强时，也将无法实现高频电流的旁路。综上所述可知，应用于高频电路的电容器应该有尽可能小的 ESL 和 ESR。

减小 ESL 的主要手段是改进电容器的内部结构。例如，对于卷绕式电容器芯子，如果在两个极板沿芯子宽度方向各伸出少许，并从两侧引出接线（见图 8-33），则通过电容器的电流不再是沿卷绕方向而缩短为沿宽度方向，便可使电感量大为降低。这种结构形式就是所谓无感式。

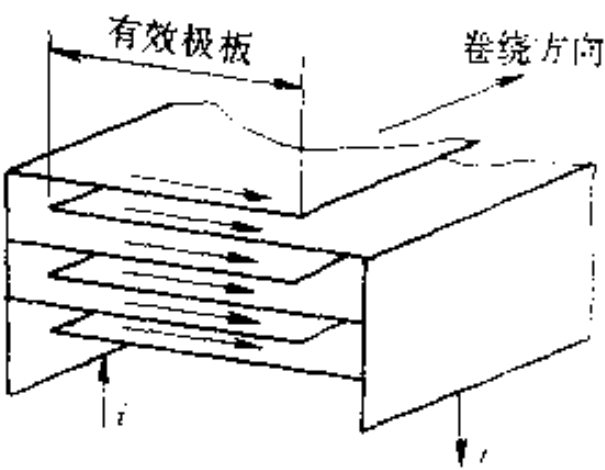


图 8-33 无感式电容器芯子

一般非电解型电容器的 ESR 常用介质损耗角正切 $\tan \delta$ 表示。

地表示。 $\text{tg}\delta$ 定义为在一定的工作频率和电压下，电容器的损耗功率与无功功率之比，即

$$\text{tg}\delta = \frac{I^2 R_s}{I^2 X_c} = \frac{R_s}{X_c} = \omega C R_s$$

手册上给出的电容器的 $\text{tg}\delta$ 值，测试频率常为 1kHz。

电容器的 $\text{tg}\delta$ 将随频率而变化。图 8-34a 示出非极性介质电

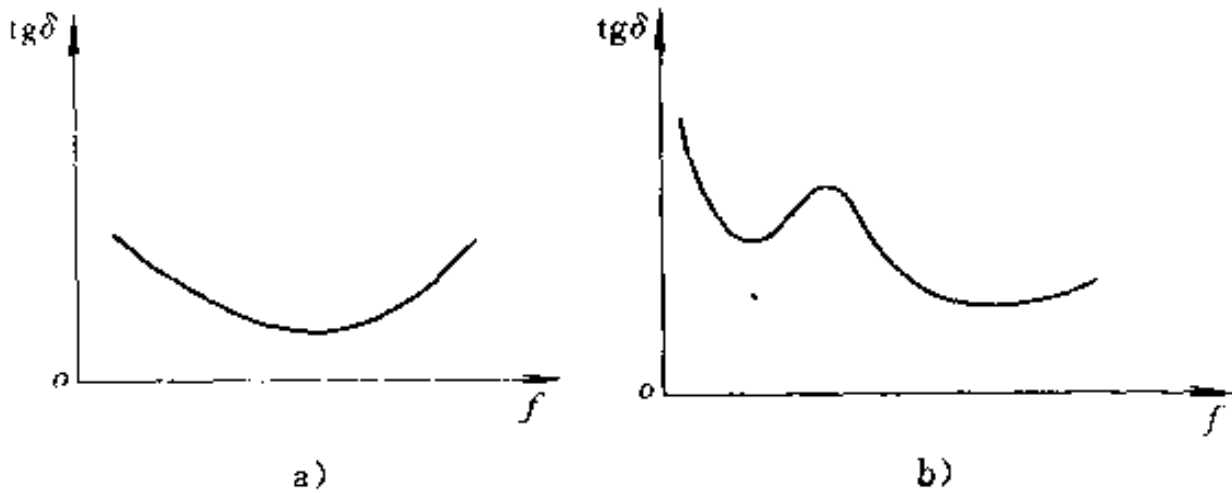


图 8-34 电容器的 $\text{tg}\delta$ - f 关系
a) 非极性介质 b) 极性介质

容器的 $\text{tg}\delta$ - f 关系，低频时其 $\text{tg}\delta$ 主要由介质的电导损耗决定，当频率高于某一数值时，金属部分的损耗就成为 $\text{tg}\delta$ 的主要影响因素。对于极性介质电容器，在频率很低时， $\text{tg}\delta$ 仍由介质电导损耗决定；频率稍高时，介质极化损耗占有主要地位；在高频下，金属部分的损耗功率逐渐突出。因此，极性介质电容器的 $\text{tg}\delta$ - f 关系比较复杂，如图 8-34b 所示。

还应指出，电容器的 $\text{tg}\delta$ 也随温度而变化。图 8-35 示出几种有机介质电容器的 $\text{tg}\delta$ 温度曲线。在高温下，由于介质电导损耗以及金属部分损耗功率都随温

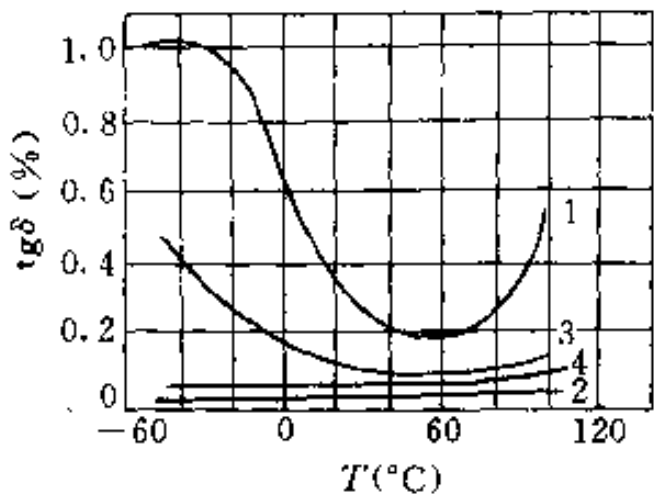


图 8-35 有机介质电容器的 $\text{tg}\delta$ 温度曲线
1—涤纶 2—聚苯乙烯
3—聚碳酸酯 4—聚丙烯

度而上升,因此 $\text{tg}\delta$ 增长迅速。这是限制电容器工作的一项重要因素。

不难看出,用于高频开关电路的电容器应优先选用非极性介质,并在结构上设法减少金属部分的功率损耗。例如,图 8-33 所示的无感式芯子中,电流的流通路径由一般绕法的长度方向变为宽度方向,使路程大为缩短,相当于一般绕法的芯子的引出片数目为无穷多,因此损耗可大大降低。

8.3.2 有机薄膜介质电容器

作为电容器介质的有机薄膜,一般为高分子量的带状薄膜,机械强度较高,适合采用卷绕式结构。同时可在薄膜介质上蒸发金属化极板,其厚度仅为 $0.1\mu\text{m}$ 。这些特点都使有机薄膜电容器的体积大为缩小。不仅如此,薄膜电容器还可以兼顾到有较大的单芯电容量,较小的 $\text{tg}\delta$ 以及较高的耐压和绝缘电阻。有机薄膜介质还有较宽的工作温度范围,非极性介质在 85°C 以下,极性介质在 $100\sim 120^\circ\text{C}$,最高可达 $200\sim 260^\circ\text{C}$ 。由于以上这些综合优点,有机薄膜介质电容器广泛用作高频电力电子电路中非电解型电容器。

8.3.2.1 薄膜电容器的品种

目前国内已能生产多种薄膜电容器,如聚酯(涤纶)类(CL)、聚碳酸酯类(CLS)、聚苯乙烯类(CB)、聚丙烯类(CBB)和漆膜类(CQ)。

1. 聚酯(涤纶)电容器 “涤纶”是外文商品名的音译,它是由对苯二甲酸及乙二醇缩聚而得,学名为聚对苯二甲酸二酯。涤纶虽是极性高聚物,但其绝缘性能优良,甚至在较高频率下电性能仍能满足要求,是聚酯类材料中目前最好的绝缘材料。涤纶电容器是目前薄膜电容器中产量较大、应用最广泛的一种。由于涤纶膜耐高温、机械强度高而具有韧性,适用于在其上真空镀膜得到金属电极,且可利用单层介质,因此涤纶电容器的电容量很宽,从 100pF 一直到几十微法。涤纶膜还有很高的击穿电场强度,制成的电容器耐压可高达上万伏。但是涤纶电容器的 $\text{tg}\delta$ 较大,且随

频率升高而明显变化(图 8-34), 所以它多用于对 $\text{tg}\delta$ 要求不高, 频率较低的直流及脉动电路中。在高频变流器中通常只在直流侧采用涤纶电容器。

2. 聚碳酸酯电容器 聚碳酸酯薄膜在较宽的温度范围内和在潮湿条件下仍具有优良的电性能。它的介电常数在室温至 125°C 内几乎不变, 因此这类电容器的精度可做到 1%, 特殊用途可达 0.25%。作为极性介质, 聚碳酸酯薄膜有较大的介电常数, 所以能制造电容量较大而体积较小的电容器。在极性介质中, 聚碳酸酯薄膜是极化损耗最小的一种。聚碳酸酯电容器还具有负值 $\text{tg}\delta$ 温度系数, 例如在 0°C 时, $\text{tg}\delta$ 约为 17×10^{-4} , 而在 100°C 时, 可降压至 10×10^{-4} 以下。聚碳酸酯电容器的电容量和 $\text{tg}\delta$ 随频率的变化都较小, 因此可用在交流电路中。目前一般多用于低压交直流情况下。

3. 聚苯乙烯电容器 聚苯乙烯薄膜具有极好的绝缘性能, 极化损耗小, 绝缘电阻高, 且介电常数和 $\text{tg}\delta$ 很少随温度和频率而改变。它的主要弱点是耐热性低, 一般不超过 80°C , 这就使它的应用受到很大的限制。聚苯乙烯电容器目前多用作高频线路中的精密电容, 最高精度达 $\pm 0.1\%$ 。这种精密电容器常采用“孪生式”电容量匹配法, 即选用两个芯子并联, 其一的电容量偏高于标称容量的一半, 另一则偏低, 从而保证整个电容器的电容量偏差在很小范围内。

4. 聚丙烯电容器 聚丙烯薄膜发展较晚, 但它除了具有可与聚苯乙烯薄膜相比的优良电性能外, 还有较好的耐热性和较低的成本, 因此受到广泛重视。由于聚丙烯薄膜的击穿强度较聚苯乙烯薄膜的高, 在同样耐压水平下可选用较小的厚度, 因此聚丙烯电容器的体积比同容量的聚苯乙烯电容器小。在绝缘电阻、 $\text{tg}\delta$ 对频率的稳定性等方面, 聚丙烯电容器都优于聚酯和聚碳酸酯电容器, 而仅次于聚苯乙烯电容器。因此可以说, 聚丙烯电容器是高频电力电子电路中首选的薄膜电容器品种。

5. 漆膜电容器 漆膜电容器是以很薄的漆膜作介质, 用蒸发

金属膜作电极，其性能主要取决于所用的漆膜材料。目前大量采用聚碳酸酯作为漆膜材料。漆膜电容器具有高可靠性，常应用于要求高可靠、小体积的低压大电容量场合。

8.3.2.2 薄膜电容器的无感式绕法结构

如前所述，为了适应高频应用，需要采用无感式的结构。有机介质薄膜电容器都采用卷绕式工艺，其无感结构的示意已在图8-43中示出，而利用无感式绕法的电容器芯子又有箔式电极、金属化电极(单面)和双面金属化电极等结构形式。

箔式电极大多采用铝箔或铅锡箔，目前使用的铝箔厚度为 $5\sim 16\mu\text{m}$ ，铅锡箔为 $7\mu\text{m}$ 左右。为了在极板两侧喷金属焊引线，金属箔极板与介质薄膜稍有错开，如图8-36中所示。用作极板的箔带要有一定的抗拉强度，保证在卷绕过程中不致断裂。箔面应光滑平整、无皱纹、无裂缝，箔两侧边缘应整齐、无毛刺、无裂口。极板箔不能受潮，避免有氧化物生成。

单面金属化极板无感绕法结构如图8-37所示。金属化极板是

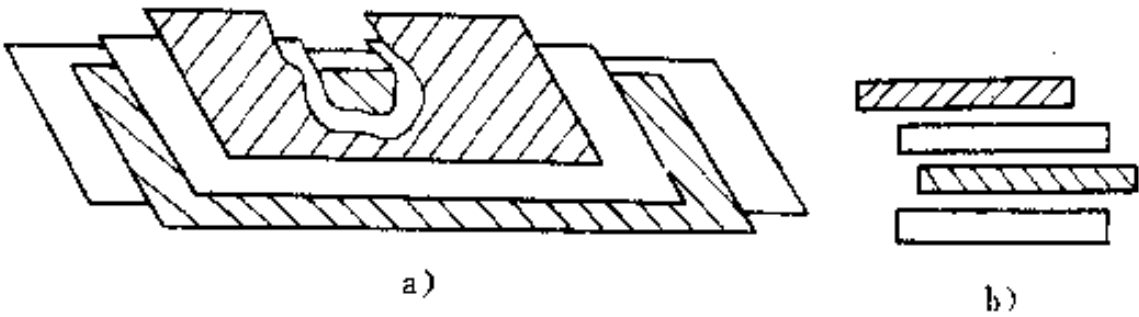


图 8-36 箔式电极无感绕法结构
a) 芯子展开图 b) 芯子断面图

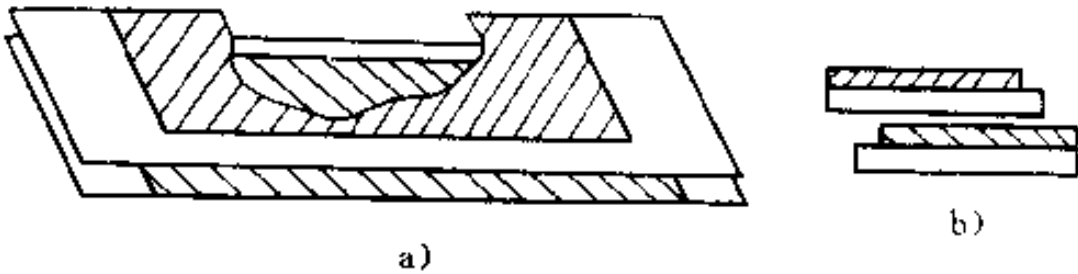


图 8-37 单面金属化无感绕法结构
a) 芯子展开图 b) 芯子断面图

在介质上真空蒸发一层导电的金属膜，材料通常为铝，厚度在 $0.1\mu\text{m}$ 左右。在绕芯子时无需放接触片，而是在卷绕后在两侧露出的极板上喷涂相应的金属，并将引出线直接焊在喷涂的金属上。

双面金属化芯组结构有两种形式。一种是将金属蒸发在某种载体(如电容器纸)上，但载体不作为介质，如图 8-38 所示。另一种是载体就是作为介质的有机薄膜，这时在蒸发金属时必须考虑留边，其结构类似于单面金属化。

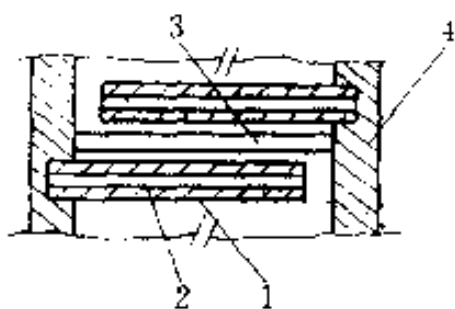


图 8-38 双面金属化

无感绕法结构

- 1--金属化电极
- 2--电容器纸载体
- 3--聚丙烯介质
- 4--喷涂金属引出极

箔式和双面金属化结构都可以达到较高的无感化。国产的这两种结构的聚丙烯电容器的自身电感量都可以做到 10nH 左右。只是金属化结构中金属极板厚度很薄，依靠喷涂金属引出时，承受瞬时大电流的能力远低于箔式。另外，箔式结构的极板有较大的厚度，可使金属部分损耗较低，电容器的 $\text{tg}\delta$ 较小。国产 CBB111 型电容器在 10kHz 下测试的 $\text{tg}\delta$ 值不大于 5×10^{-4} 。双面金属化结构的一个重要优点是自愈性好，因为在电容器自愈过程中，金属层的烧毁是在载体层上进行的，对作为介质的聚丙烯薄膜的破坏作用很小。单面金属化结构中极板厚度很小，使金属部分损耗大为增加，电容器的 $\text{tg}\delta$ 明显加大。例如，国产 CBB24 型单面金属化聚丙烯电容器在 1kHz 下测试的 $\text{tg}\delta$ 即达 10×10^{-4} 。但是极板厚度的缩减，对减小电容器的体积和重量极为有利。以同为 400V 、 $0.33\mu\text{F}$ 规格的电容器相比较，单面金属化的 CBB24 型的外形尺寸(mm)为 $8.5 \times 17 \times 26.5$ 而双面金属化的 CBB23 型的外形尺寸(mm)为 $11 \times 20 \times 26.5$ 。因此在要求不是很高的场合，可以考虑选用单面金属化结构的薄膜电容器。

8.3.3 高频电解电容器

电解电容器的介质是一层金属氧化膜，厚度一般只有 $10^{-3} \sim$

$10^{-3}\mu\text{m}$, 这是任何其他实体介质不可能达到的。因此电解电容器的单位体积电容量比一般介质电容器高几百倍。电解电容器中生长有氧化膜的金属为阳极, 使用时它必须与电路中的正极相接。这一点正与电力电子电路中整流滤波器的工作条件一致, 因此在大电容量的滤波电路中得到广泛应用。

电解电容器的另一个电极是电解质, 它可以是液态的、半液态(糊状)的或固态的。为了使电解质与外电路连通, 需要有一金属体与电解质相接触, 起引出作用。习惯上, 常常把引出用金属体称作阴极, 并将它与金属外壳连在一起。电解电容器中用电解质作为电极, 是保持作为介质的金属氧化膜所必需的。但是电解质的导电性能较差, 使电解电容器的功率损耗大增, 并且工作温度范围有限, 一般水平为 $-55\sim 85^{\circ}\text{C}$ 。

电解电容器有铝、钽两大系列。钽电解电容器有较高的谐振频率, 高频性能较好, 电容量的稳定性也较高。但是由于成型工艺上的困难, 目前钽电解电容器的最大电容量不超过 $10000\mu\text{F}$, 一般只有几百微法, 而且工作电压在 125V 以下, 不能满足大功率电力电子电路的需要。钽电解电容器的价格也要高得多。因此, 目前电力电子电路的滤波电容器仍以铝电解电容器为主。

8.3.3.1 电解电容器的高频化结构

铝电解电容器的基本结构是箔式卷绕, 图 8-39 是其示意图。其中, 阳极箔是经电化学处理形成氧化膜的铝箔, 它与未经处理的阴极箔和衬垫纸一起卷绕成电容器芯子。待芯子成形干燥后浸渍工作电解质, 形成实际的阴极, 然后封装。

由于氧化膜和电解质的存在, 铝电解电容器不可能直接采用图 8-39 那样的无感结构。为了尽量减小电容器的内部电感, 必须从其他方面采取措施。目前已得到应用的有以下几种方式。

1. 四端引出式 在阳极箔和阴极箔两端分别引出两组输入和输出接线端, 即共有四个引出端。从成本和使用方便考虑, 四个引出端都处于同一侧, 因而有单向四端式的称谓。为了减小互感, 两对引出片装配成互隔 90° , 如图 8-40 所示。

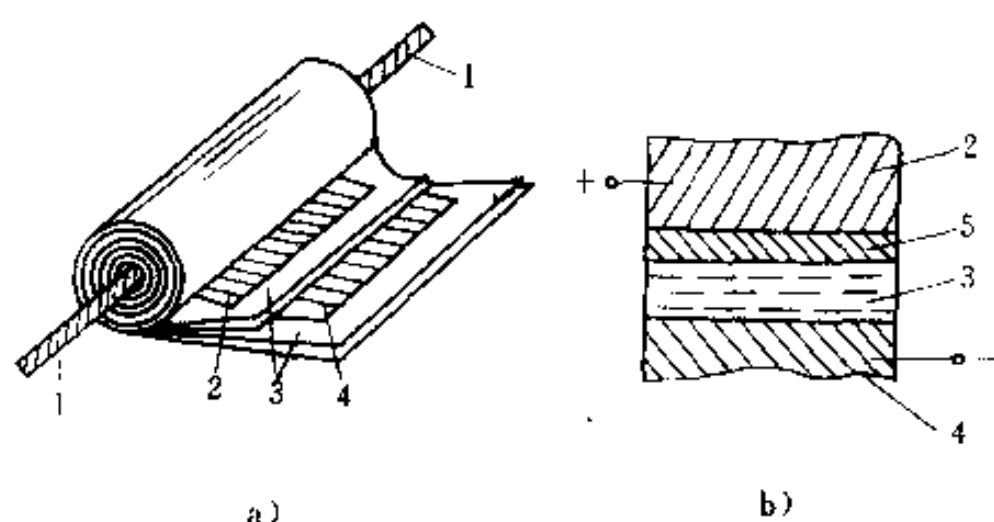


图 8-39 卷绕式铝电解电容器

a) 卷绕方式 b) 断面

1 引出极 2 阳极箔 3 含电解质的衬垫纸 4 阴极箔 5 氧化膜

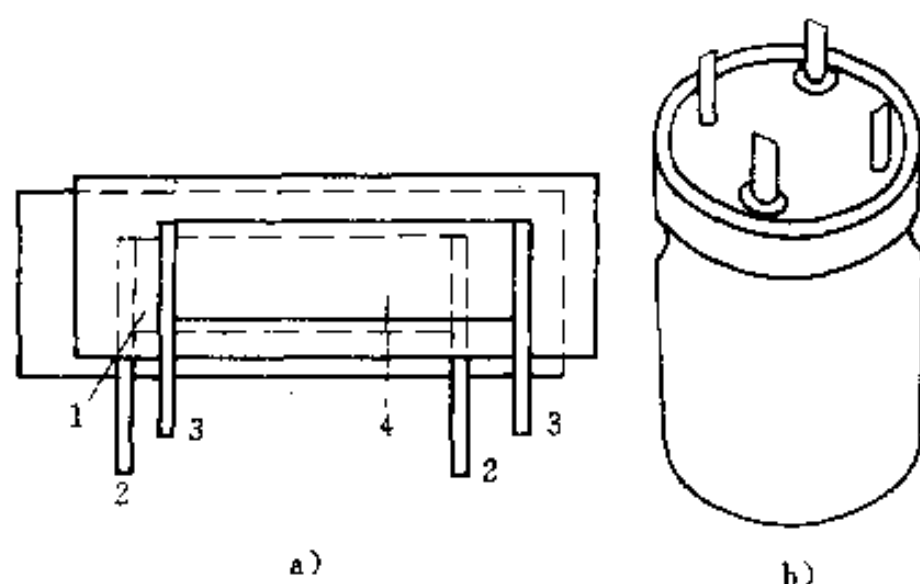


图 8-40 四端式电解电容器

a) 卷绕结构 b) 外形

1 阴极箔 2 阴极引出线 3 阳极引出线 4 阳极箔

四端式电解电容器在使用时的接法和等效电路如图 8-41 所示。图中点划线内为电容的等效电路。不难看出，采用四端结构后，电容器的电极箔各段的电阻和电容的组合，相当于多级滤波电路，因此这种电容器的滤波效果很好。

四端式结构的缺点是，电流的直流分量也沿卷绕芯子的长度方向流通，因此极板电阻较大，相应的功率损耗和内部温升也较高。解决的办法是在上下极板上分别并联一个扼流圈，如图 8-41

中虚线所示。这个扼流圈的直流电阻应低于电极箔电阻，以使电流的直流分量不流向电极箔。

图 8-42 示出四端式电解电容器的谐振频率可达到 150kHz，并且与相同规格的两端式电解电容器

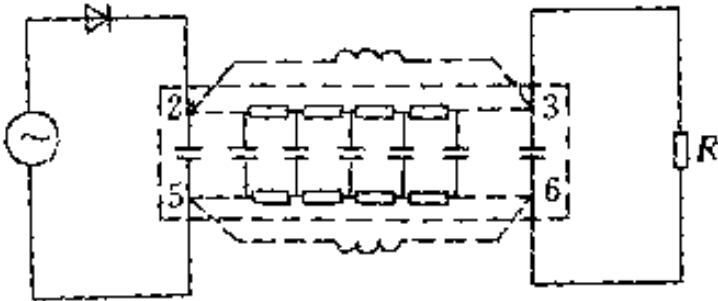


图 8-41 四端式电解电容器的接法和等效电路

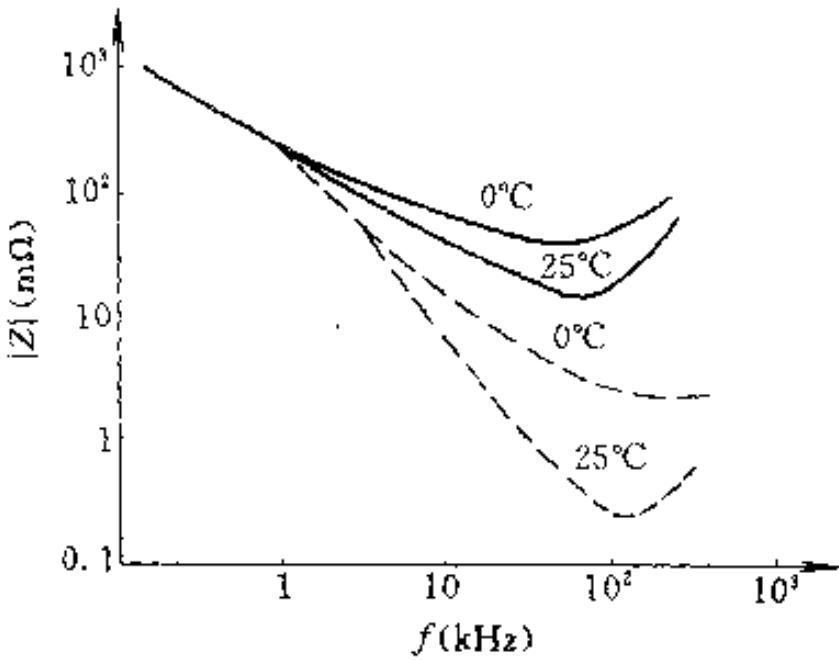


图 8-42 四端与二端电解电容器的阻抗频率特性对比
—— 两端式电解电容器， ---- 单向四端式电解电容器

相比，它的谐振阻抗要低两个数量级。

2. 穿心式 这种结构类似于单向四端式，不同点在于两个极板的引出条都置于箔片中央，且贯通芯子而引出，如图 8 43 所示。

采用这种方式时，引出条两侧极板上电流的方向，

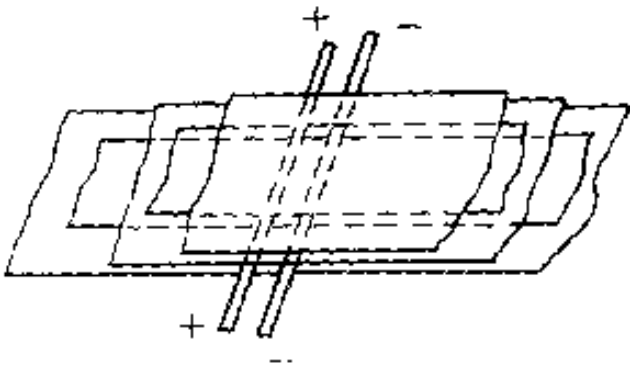


图 8 43 穿心式结构

正好使阳极箔周围与阴极箔周围的磁场相抵消。只有两引出条之间的一小段,因上下极箔中电流方向一致,才形成一定的电感。这将使整个卷绕芯子只有很小一点电感。

穿心式电解电容器的联接方式与单向四端式相似,它 also 具有良好的滤波效果。

3. 四芯子式 将四个穿心四端引出的电容器芯子,分别焊接到垂直组装的两个引出板上,然后由引出板单向地引出四个端头,便形成四芯子式的结构,如图 8-44 所示。

在四芯子式电解电容器中,由于每个芯子都是穿心式结构,又互相并联在一起,所以整个电容器的 ESL 和 ESR 都很小。这种电解电容器在 1MHz 时的阻抗值仍然很低。同时因为它通过引出板引出电流,引线电阻小,散热条件好,所以允许的纹波电流较大。只是由于引出板尺寸较大,使整个电容器的体积增加。但是与单向四端式相比,可以不必再接并联扼流圈,使用上更加方便。

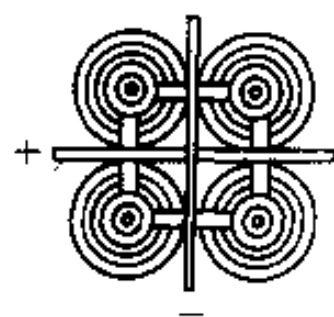


图 8-44 四芯子式结构

4. 多对引出片式 采用很多对引出片,电极箔与引出片间以及引出片与引出环间用冷焊法连接,再用螺杆由引出环引出到外部。这种结构也可以大大减小 ESL 和 ESR,其 ESL 约为 20~20nH,谐振频率在 100kHz 左右,谐振阻抗约为 0.1Ω。

8.3.3.2 电解电容器承受纹波电压的能力

电解电容器主要工作在带有纹波电压的直流电压下,因而它承受纹波电压的能力对安全运行有密切的关系。纹波电压就是叠加在直流电压上的交流电压,电解电容器对它的承受能力要从耐压和发热两方面考虑。

从耐压角度考虑,一方面电容器上所承受的直流电压与交流电压幅值之和不应超过它的额定工作电压 V_w ,另一方面由于电解电容器都要求在一定极性下工作,即存在允许反向电压 V_r 的限

制，所以直流电压与交流电压幅值之差不应超过 V_w ，也就是交流分量在负峰值附近时，电容器上也不会出现过大的反向电压。

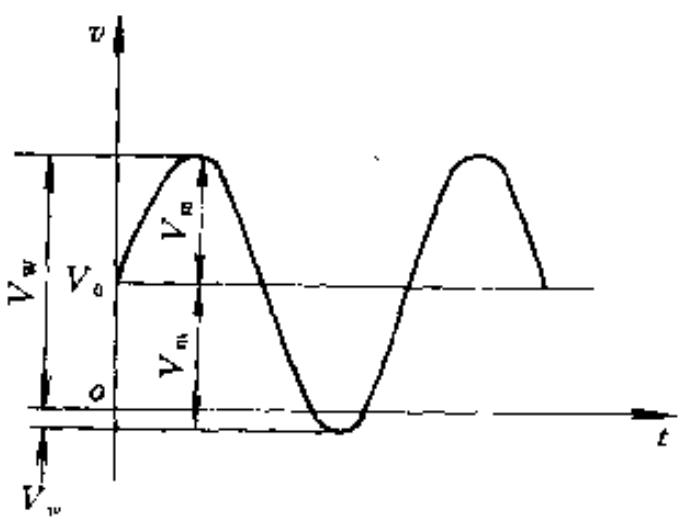


图 8-45 电解电容器的脉动电压极限

假定电容器处于这样的脉动电路中，其中的交流成分为正弦波，且其正负峰值恰好达到电容器的极限工作条件(见图 8-45)，即

$$V_0 + V_m = V_w \text{ 且 } V_m - V_0 = V_{iv}$$

不难推得，纹波电压应满足

$$V = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \leq \frac{V_w + V_{iv}}{2\sqrt{2}}$$

同时要求

$$V_0 = V_w - V_{iv}$$

如果允许的反向电压为额定工作电压的 5%，则可求得，电容器上必须施加 $0.475V_w$ 的直流电压，才能承受有效值为 $0.525V_w$ 的交流分量(即纹波电压)。允许的反向电压越低，对纹波电压的限制越严。

箔式电解电容器承受反向电压的能力主要取决于阴极箔上氧化膜的状态。低压电容器的阴极箔上氧化膜的厚度接近于阳极氧化膜，它承受反向电压的能力相对较大些。 $10 \sim 64V$ 的电解电容器一般可耐纯交流电压 $1V$ 。高压电容器的阴极箔上氧化膜较阳极氧化膜薄得多，承受反向电压的能力差些。

最后，从发热角度考察电解电容器承受纹波电压的能力。按照电容器的电性能参数可得出，在频率 f 下，若施加的交流电压有效值为 V ，则电容器损耗的有功功率为

$$P = V^2 2\pi f C \tan \delta$$

由此可知,在损耗功率 P 、电容量 C 和介质损耗角正切 $\tan\delta$ 都不随频率变化的条件下,允许的纹波电压有效值将与频率的平方根成反比。因此,如果已知电容器技术条件规定的50Hz条件下允许的纹波电压有效值为 V_1 ,则当频率为100Hz时,允许纹波电压将为 $0.7V_1$,100Hz时为 $0.35V_1$,1000Hz时为 $0.22V_1$,……。以上这些系数0.7、0.35、0.22、…,称为允许电压的减额因数。它说明,随着频率的升高,允许的纹波电压越来越小。实际上,电容器的 $\tan\delta$ 在频率高于100Hz后是随频率增加的。因此100Hz以后的减额系数还应适当降低。不难想像,一个按50~100Hz纹波电压设计的电解电容器用于20kHz的高频整流滤波电路时,从发热角度考虑,它所能承受的高频纹波电压是极有限的。这也是在高频电力电子电路中选配电解电容器时不可忽略的因素。

8.4 快速电流传感器

在高频电力电子电路中,无论是控制检测环节或者短路保护环节,都需要检测高频非正弦电流的波形和数值。这就需要具有快速反应能力的电流传感器。无感电阻、脉冲互感器和霍尔电流传感器都可以用作快速型电流检测元件。

无感电阻是采用无感绕法的低值线绕电阻,它的用法很简单,只需串接入待测回路中,并由其两端引出与电流成正比的电压信号接向测试仪器或测控电路。但是,电阻的接入势必产生明显的附加压降和损耗,因而只有在要求不严格的场合才采用电阻传感器。另外,电阻传感器的两端既接在待测回路中,又接向测试仪器或测控回路,两者在电气上没有隔离。必要时需通过线性光耦合器实现强电回路与弱电回路之间的隔离。

8.4.1 脉冲电流互感器

脉冲电流互感器与一般的电流互感器工作原理相同,也是通过磁耦合传递信号,其结构如图8-46所示。

脉冲电流互感器的铁心不能用硅钢片制作,而需采用高频性能优良且有较高磁导率的铁氧体磁心,例如,采用MXO 2000环

形铁氧体。这样就可以减小磁路中的功率损耗，以免插入传感器对主回路产生不良影响。

互感器工作时，待测电流作为它的一次电流 i_1 ，而二次电流 i_2 通过电阻 R 转换成电压信号输出。理想情况下，脉冲电流互感器是一个比例环节。但是铁心中存在磁滞和涡流损耗，绕组中存在导线电阻和漏磁通，所以它

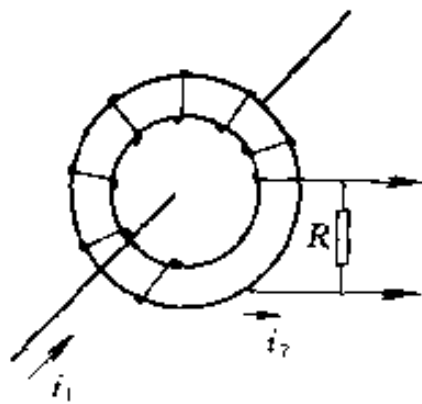


图 8-16 脉冲电流互感器

实际是一个比例积分环节。这将使测量结果不仅在幅值上有一定误差，而且在相位上也有一些误差。信号传送的响应速度也因此受到限制。此外，铁氧体的饱和磁感应强度不高，当待测电流脉冲较宽时，磁心很容易饱和，使宽脉冲波形的传送出现失真。总之，电流互感器型的电流传感器还不能达到满意的效果。

8.4.2 霍尔电流传感器

在电力电子技术中，霍尔电流传感器是比较理想的快速电流检测元件。它的物理基础是半导体的霍尔效应，即当处于磁场中的半导体有电流通过时，在垂直于电流的方向上将出现电位差。

专为利用霍尔效应而制作的半导体器件称为霍尔元件，它的本体是厚度为 d 的半导体基片。如图 8-47 所示，将霍尔元件基片放在垂直于基片平面的磁场中，并沿纵向通过引线 1 和 2 引入电流 I_c ，则在基片两个长边间将出现电压 V_H ，其值为

$$V_H = K_H B I_c$$

式中， B 为磁场的磁感应强度； K_H 称为霍尔常数，它的数值与半导体材料的状况和基片厚度有关。在厚度相同的条件下，霍尔常数与半导体材料的载流子迁移率和电阻率成正比，所以霍尔元件都用电阻率和迁移率大的砷化镓和锑化铟制作。

霍尔效应产生的电压 V_H 可用引线 3 和 4 接出。通常，电流 I_c 的引线 1 和 2 称为电流极，电压引线 3 和 4 称为霍尔输出极。按图 8-47 所示正方向，当 I_c 为正值时， V_H 也为正值。单独使磁感

应强度 B 或电流 I_c 反向, V_H 将随之反向。霍尔电压一般是毫伏级的。例如, 国产的 HZ-1 型霍尔元件, 它的霍尔常数 $K_H \geq 1.2 \times 10^{-1} \text{mV}/(\text{mA} \cdot \text{T})$ 。按此计算, 当 I_c 为 10mA , B 为 0.1T 时, $V_H \geq 12\text{mV}$ 。

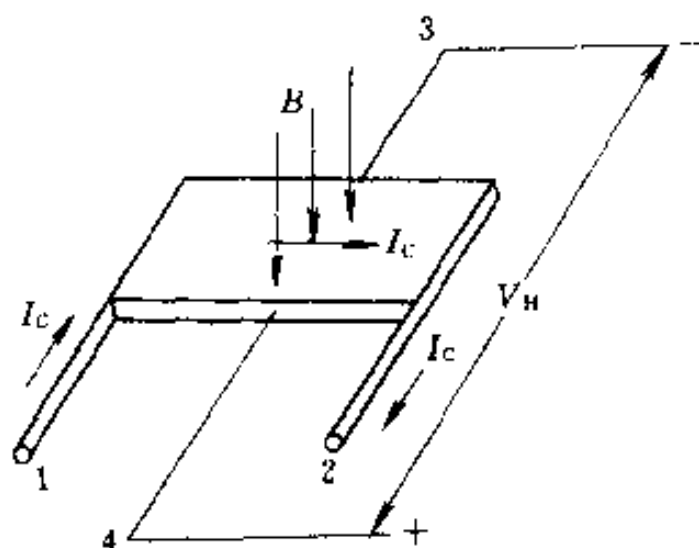


图 8-47 霍尔效应和霍尔元件

直接式霍尔电流传感器的组成如图 8-48 所示。待测直流电流 I_d 通过绕在聚磁环上的绕组, 产生与 I_d 成正比的磁感应强度 B (图上未画出磁路部分), 作用于 HZ-1 霍尔元件上。电流 I_c 由辅助恒流电源供给, 它保持为一常数。因此, 霍尔元件产生的电压 V_H 将正比于待测电流 I_d 。这个毫伏级的 V_H 经运算放大器放大后即成为 4V 左右的输出电压 V_o 。

霍尔元件有较宽的工作频带, 可用于检测从直流到数百千赫的交流信号。按照图 8-48 所示结构, 流过霍尔元件的电流 I_c 由独立的辅助电源供给, 输出电压 V_H 和 V_o 所在的电路也

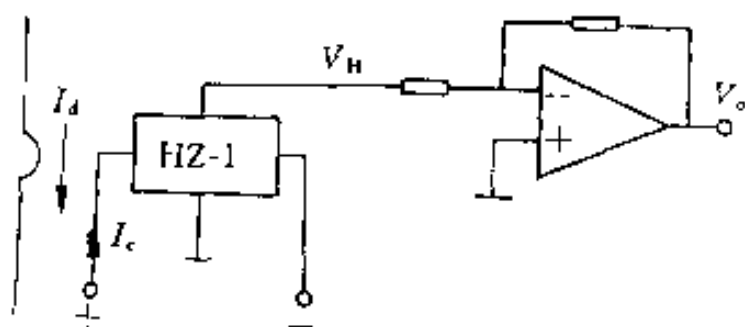


图 8-18 霍尔电流传感器的组成

与待测电流 I_d 的回路分离, 因此在输入 (I_d) 与输出 (V_o) 之间实现了良好的电隔离。此外, 霍尔元件传感器还有良好的线性。所有这些都使霍尔电流传感器受到普遍重视。目前, 国内已有一些单位开始成批生产。

使用霍尔电流传感器时应特别注意, 霍尔元件对外界电磁干扰比较敏感, 应采取必要的预防措施, 以免带来附加误差。

8.4.3 磁平衡式霍尔电流传感器模块

霍尔电流传感器的进一步发展是采用磁平衡系统。由于这种系统的结构比较复杂,通常是以传感器模块的形式提供给使用者。在国外产品中,LEM 是磁平衡式霍尔电流传感器模块中最有影响的商品牌号,因此有些文献中把 LEM 模块作为这种霍尔电流传感器的代称。LEM 模块在国内有引进技术的产品。另外也有一些单位已开始生产自行开发的磁平衡式模块。

磁平衡式霍尔电流传感器模块的基本组成如图 8-49 所示。其中, HZ 是有恒定电流 I_c 通过的铈化钢霍尔元件基片。与图 8-48 的情况的根本区别在于, HZ 在这个系统中只起零磁通指示作用。

当待测电流 i_1 通过聚磁环对霍尔元件形成磁感应强度 B_1 时,霍尔效应产生的电压 V_H 经过运算放大器和互补射极输出器在匝数很多的二次绕组 W_2 中产生电流 i_2 ,并形成逆向磁感应强度 B_2 。运算放大器有足够高的放大倍数,因此微小的霍尔电压就足以产生与待测电流磁场 B_1 相平衡的二次电流磁场 B_2 。并且,只要两者尚未平衡,霍尔元件就有或正或负的输出,其作用方向总是要使磁场达到平衡。

一次与二次磁场平衡时,二次绕组的安匝数应与一次安匝数相等,即

$$[i_1N_1 = i_2N_2]$$

式中, N_1 、 N_2 为一次绕组 W_1 和二次绕组 W_2 的匝数。因此,二次电流 i_2 将与一次电流 i_1 ,也就是待测电流成正比。例如,能测量 100A 的 LT-100-P 型 LEM 模块,其二次绕组是 1000 匝。当一次绕组为 1 匝、通过电流为 100A 时,为平衡磁场所需的二次电流为

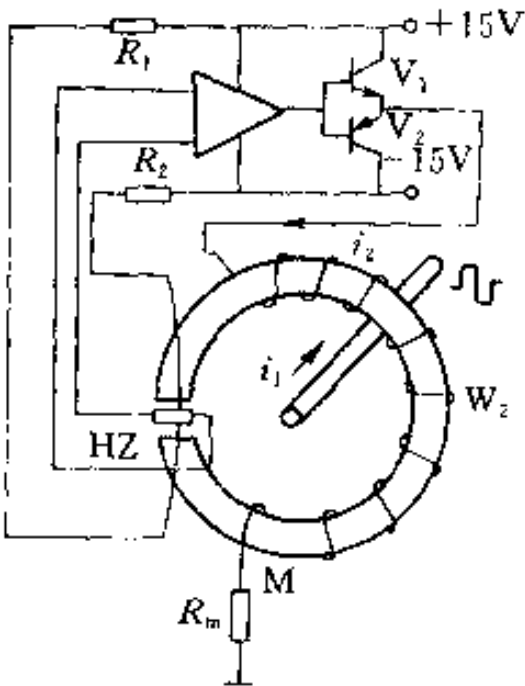


图 8-49 磁平衡式霍尔电流传感器模块的组成

100mA。二次绕组的输出信号为电流形式，而负载是电阻 R_m 。它可以做成直接指示 i_2 的指示仪表，也可以只是一个采样电阻，用来提供与 i_2 成正比，也就是与待测电流成正比的电压输出。

由于采用了闭环反馈的磁平衡系统，图 8-49 所示模块具有平衡式测量系统的一系列优点。它能消除温度和辅助恒流源 I_0 对测量结果的影响，还可大为削弱测量结果对外界电磁干扰的敏感性。同时，由于其中的铁心始终处于零磁通状态，保证了静态精度不受磁环的磁饱和特性的影响，也不受霍尔元件的磁非线性影响，它的线性误差可低于 0.1%。

磁平衡模块的动态性能也很好，输出电流能如实地反映出一次电流的波形。它的反应时间小于 $1\mu s$ ， di/dt 跟踪性能优于 $50A/\mu s$ ，可以测量各种波形，也可以测量瞬态峰值，在 $0\sim 100kHz$ 范围内的测量精度为 1%。

整个模块封装在塑料绝缘壳内，其中填充有硅橡胶，因此它可以用于高压回路的测量和监控。一次(待测)电路与二次(仪表或计算机控制系统)电路之间的绝缘耐压，一般为 $2\sim 12kV$ ，特殊要求可达 $20\sim 50kV$ 。

磁平衡式霍尔传感器还有一个宝贵的优点是具有自保护能力。由图 8-49 可知，输出电流的最大值取决于辅助电源通过射极输出器所能提供的最大电流。由于磁路和晶体管的饱和特性，模块的输出电流不会超过正常值很多，从而不致于损坏元器件。即使待测电流过载 20 倍，模块也不会损坏。

磁平衡式模块也可用于测量电压。这时，它的一次为多匝线圈，通过一个无感倍压电阻 R_v 接到待测电压 u_x 上，以形成一次电流 i_1 ，如图 8-50 所示。LEM 模块的系列产品，其

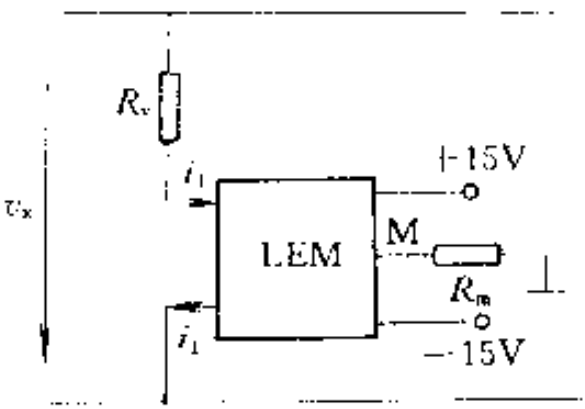


图 8-50 用磁平衡式模块测量电压

測量电流可从 0.5A 到 250kA, 电压可从 100V 到 6400V。

霍尔电流传感器模块用于保护时, 模块的一次侧接在被保护器件的出口处。由于模块的响应时间小于 $1\mu\text{s}$, 在发生过载或短路故障时, 大功率器件尚未达到极限温度之前, 模块便发出保护信号, 切断电流。由此可使昂贵的大功率器件避免因过热而毁坏。

参 考 文 献

- 1 张立等, 现代电力电子技术, 北京: 科学出版社, 1992
- 2 陈治明, 电力电子技术基础, 北京: 机械工业出版社, 1992
- 3 黄俊等, 电力电子自关断器件及电路, 北京: 机械工业出版社, 1991
- 4 林谓勋等, 电力电子技术基础, 北京: 机械工业出版社, 1990
- 5 李中江, VMOS 功率场效应晶体管及其应用, 北京: 人民邮电出版社, 1988
- 6 陈星剑, 功率 MOSFET 与高压集成电路, 南京: 东南大学出版社, 1990
- 7 丁道宏, 电力电子技术, 北京: 航空工业出版社, 1992
- 8 王会宗等, 磁性材料及其应用, 北京: 国防工业出版社, 1989
- 9 天津大学无线电材料与元件教研室, 电容器, 北京: 中国标准出版社, 1981
- 10 赵代作, 新型电力电子器件, 北京: 兵器工业出版社, 1994
- 11 Baliga, Modern Power Device, 1987
- 12 Williams, Power Electronics, 1987
- 13 Rashid, Power Electronics, 1985
- 14 梁春广, 新型电力电子器件及其应用, 半导体情报, 1989(3)
- 15 Bose, Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters, IEEE Trans. Industry Applications, 1992, 28(2)
- 16 Bose, Power Electronics and Motion Control Technology Status and Recent Trends, IEEE Trans. Industry Applications, 1993, 29(5)
- 17 蔡晓等, 功率 MOSFET 的驱动电路, 电力电子技术, 1990(1)
- 18 叶豪全, LM3521 集成电路, 电力电子技术, 1993(1)
- 19 赵冬林, 脉冲宽度调制式直流电焊机, 电力电子技术, 1993(1)
- 20 陈立考, 功率 MOS 场效应管车载开关组合电源, 电力电子技术, 1993(3)

- 21 陈耀华等. 120kHz PWM 型开关电源. 电力电子技术. 1993(3)
- 22 Severns. dv/dt Effects in MOSFET and Bipolar Junction Transistor Switches. PESC-81
- 23 卢红等. IGBT 驱动保护与应用技术. 电力电子技术. 1993(2)
- 24 王志强等. 绝缘门极双极晶体管的弧焊逆变器. 焊接学报. 1992(1)
- 25 Baliga. The dv/dt Capability of Field-Controlled Thyristors. IEEE Trans. ED-30, 1983(6)
- 26 Baliga. The di/dt Capability of Field-Controlled Thyristors. Solid State Electronic. 1982, 25
- 27 Baliga. Breakover Phenomena in Field-Controlled Thyristors. IEEE Trans. ED-29, 1982
- 28 Baliga. Temperature Dependence of Field-Controlled Thyristor Characteristics. IEEE Trans. ED-28, 1981
- 29 Nishizawa, et al. A Double Gate Type Static Induction Thyristor. IEEE Trans ED-34, 1987
- 30 Nishizawa, et al. Fabrication and Optical-Switching Results on the Integrated Light-Triggered and Quenched Static Induction Thyristor. IEEE Trans. ED-33, 1986
- 31 Terasawa, et al. A 2.5kV Static Induction Thyristor Having New Gate and Shorted P-emitter structures. IEEE Trans. ED-33, 1986
- 32 Baliga. The Asymmetrical Field-Controlled Thyristor. IEEE Trans. ED-27, 1980
- 33 Wessels, Baliga. Vertical Channel Field-Controlled Thyristors with High Gain and Fast Switching Speed. IEEE Trans. ED-25, 1978
- 34 Nishizawa, et al. 60kHz, 100kW Static Induction Thyristor Type Voltage-Controlled Series Resonant Inverter for Induction Heating. PESC, 1987
- 35 Tadano, et al. High Performance SI-Thyristor and Its Application to PWM Inverter. PESC, 1988
- 36 Johns, et al. Circuit Utilization Characteristics of MCT. IEEE Trans. Industry Application. 1991(3)
- 37 Temple, et al. MOS-Controlled Thyristor Power Switch-Part II: Gate Drive and Applications. PCIM. 1993(1)
- 38 Temple, et al. MOS-Controlled Thyristor Power Switch-Part III: Switch,

Application and the Future. PCIM. 1993(2).

- 39 Goodenough. MOS-Controlled Thyristor Turns off 1MW in $2\mu\text{s}$. Electronic Design. 1988(10)
- 40 郑宗瀚等. 电源铁氧体磁特性研究. 磁性材料及器件. 1991(2)

·《电气自动化新技术丛书》

目 录

- 三相全桥整流电路交流调速及矢量控制 马小亮著 已出版
- 可编程控制器及其应用 台经中、王燕生等编 已出版
- 电气传动的脉宽调制控制技术 吴子箴、臧英杰著 已出版
- 智能控制系统及其应用 王顺见、舒迪前编著 已出版
- 异步电动机直接转矩控制 李夙编 已出版
- 模糊控制原理与应用 诸静等著 已出版
- 开关型磁阻电动机调速控制技术 王宏华编著 已出版
- 滑模变结构控制 王士尧编著 已出版
- 系统最优化及控制 符曦编著 已出版
- 通用变频器及其应用 满永奎、韩安荣、吴成东编著 已出版
- 计算机辅助设计技术与应用 杨竞衡主编 已出版
- 预测控制系统及其应用 舒迪前编著 已出版
- 直流无刷电动机原理及应用 张琛编著 已出版
- 电力电子场效应器件及其应用 张立、黄两一等编著 已出版
- 同步电动机调速系统 李志民、张遇杰编著 预计 1996 年 7 月出版
- 现代计算机数字系统 冯勇、在勇进编著 预计 1996 年 7 月出版
- 交流调速系统 顾伯时、杨敏超编著 预计 1996 年 10 月出版
- 交流伺服系统原理及应用 徐殿国、高皮、王久编著 预计 1996 年 10 月出版
- 现代电力电子器件应用导则 王正元编著 预计 1996 年 10 月出版
- 电力电子器件及其应用 李序保、赵永健编著 预计 1996 年 10 月出版
- 执行电动机 王季秋、曲家骥编著 预计 1996 年 12 月出版
- 神经网络控制 王永骥、涂健编著 预计 1996 年 12 月出版
- 电控设备可靠性工程技术 徐平、李全灿编著 预计 1996 年 12 月出版
- 直流调速系统全数字控制 叶土、皮壮行、马济泉、余锡仁编著 预计 1996 年 12 月出版
- 机器人控制技术 孙迪生、王炎编著 预计 1996 年 12 月出版

- 交流步进拖动系统 孙鹤旭编著 预计 1996 年 12 月出版
- 现代矿井提升机电控系统 王清灵、龚幼民编著 预计 1996 年 12 月出版
- 带钢热连轧计算机控制 刘玠、孙一康编著 预计 1997 年 3 月出版
- 伺服控制系统中的传感器 曲家骥、王季秩编著 预计 1997 年 10 月出版

注：电气自动化新技术丛书由机械工业出版社出版，新华书店发行、经售。在新华书店购不到时，可与中国自动化学会电气自动化专业委员会邮购部(300180 天津市津塘路 171 号)联系购买。

[G e n e r a l I n f o r m a t i o n]

书名=电力电子场控制器件及其应用

作者= B E X P

页数= 2 7 7

下载位置= <http://202.118.180.121/ebook/sjy01/diskdl/dl18/28/!00001.pdg>