

从 10[#] ~ 15[#] 脚输出, 如外接 3DK4 或 2DG27 作功率放大器, 可得到 800mA 的触发脉冲电流。本形成器还具有控制脉冲封锁功能, 当 7[#] 脚接地或处于低电位时, 开关管 V_7 截止, 各路可正常输出脉冲。当 7[#] 脚接高电位或悬空时, V_7 饱和导通, 各路无脉冲输出。

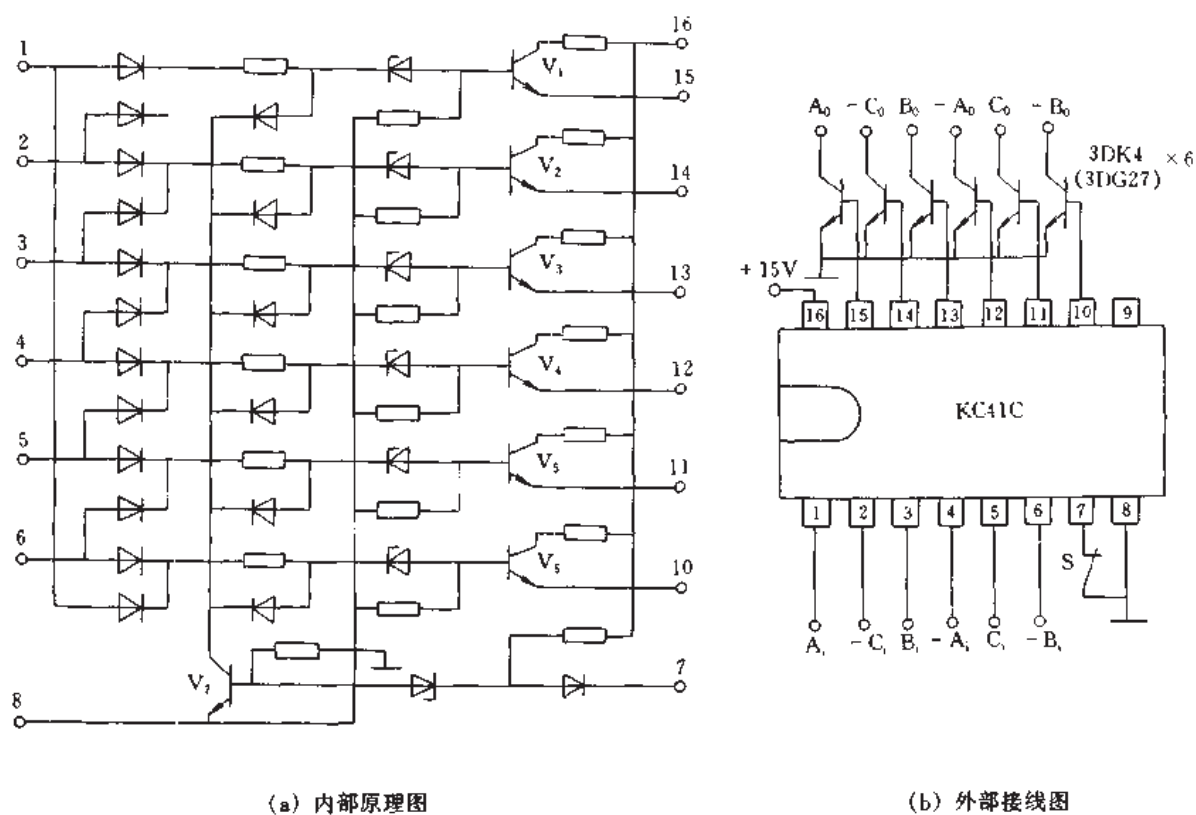


图 2.3.29 六路双脉冲形成器

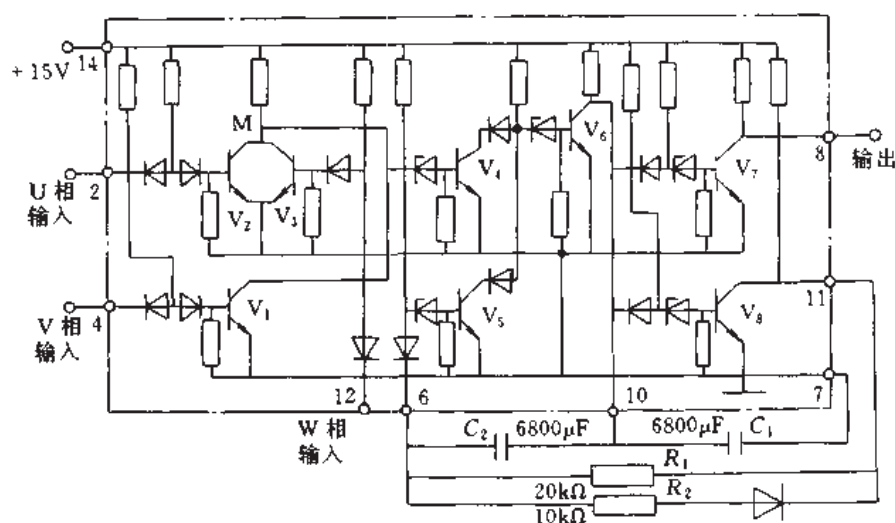


图 2.3.30 KC42 电气原理图

3. KC42 脉冲列调制形成器

在大功率晶闸管触发电路中,为了减小触发电源功率与脉冲变压器体积,提高脉冲前沿陡度,常采用脉冲列式触发器。KC42 为脉冲列调制电源,具有脉冲占空比可调性好、频率调节范围宽、触发脉冲上升沿可与调制信号同步等优点。KC42 也可作为可控的方波发生器用于其他场合,其电气原理如图 2.3.30 所示。

以三相全控桥式电路为例,来自三块 KC04 触发器 13# 脚的脉冲信号分别送入 KC42 的 2#、4#、12#。 V_1 、 V_2 、 V_3 构成“或非”电路,只要三个触发器中任意一个有输出,则 M 点为低电平, V_4 管截止,使 V_5 、 V_6 、 V_8 组成的环形振荡器起振;三个触发器都没有输出时,M 点高电平, V_4 导通,环形振荡器停振。10# 脚电位及经 V_7 整形放大由 8# 脚输出的波形如图 2.3.32 所示。

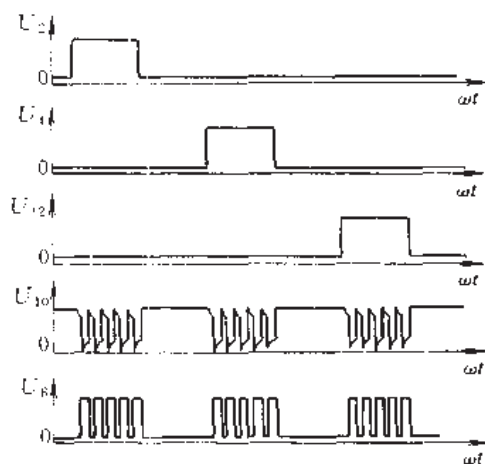


图 2.3.32 KC42 各点波形

4. KCZ6 集成化六脉冲触发组件

本组件是由三块 KC04、一块 KC41 与一块 KC42 集成,用于要求较高的三相桥式全控变流器的触发,输出脉冲能可靠驱动大功率晶闸管。组件线路见图 2.3.31。

本组件有以下功能和特点:

- ① 同步电压经 RC 滤波电路,不受电网电压波形畸变和换流缺口的干扰,且电位器 RP_5 、 RP_6 、 RP_7 可微调各相同步电压的相位,保证六相脉冲间隔均匀;
- ② 同步电压值范围较宽且只需三相同步电压;
- ③ 输出是脉冲列式的双脉冲,脉冲变压器体积小,可采用型号为 GU30 的罐形锰锌铁氧体;
- ④ 能方便地与调节系统匹配,只需调节输入信号的上下限,即可调整整流与逆变角;
- ⑤ 具有脉冲输出控制端 (A_{18}),用以控制脉冲的输出,并在正反组可逆系统中作逻辑切换控制;

⑥ 体积小,调整维修方便。线路稍加修改,可用于双向晶闸管或反并联晶闸管的三相交流调压电路。

第五节 电力晶体管 (GTR)

一、GTR 结构与原理

1. 单管 GTR

GTR 为电子和空穴两种载流子导电的双极型器件。电力双极晶体管与小信号晶体管不同,它主要工作在开关状态而不是放大状态。由于 GTR 的开关电流和功率损耗较大,出现了基区大注入效应、基区扩展效应和发射极电流集边效应。为了削弱上述三种效应的影响,必须在结构上采取多元胞集成的办法,一个 GTR 由许多多元胞并联而成。

2. 达林顿 GTR 与 GTR 模块

达林顿 GTR 已在本篇第一章第九节中介绍。达林顿 GTR 有以下特点:

- ① 共射极电流增益 β 值 (或 h_{FE} 值) 大,一般在 100 至 20000 之间;
- ② 由于输出极的管子永远不会处于饱和状态,所以达林顿 GTR 饱和压降 U_{ces} 较高;
- ③ 由于达林顿 GTR 的整个关断时间是由各级管子的关断时间组成,所以它的关断速度较慢。

目前广泛采用达林顿 GTR 模块,它将达林顿晶体管、各种二极管的芯片以及一些无源器件,集成在同一硅片上成为一个器件,从而实现了 GTR 的模块化。图 2.3.33 为两极达林顿 GTR 模块的一个等效电路示例。

二、GTR 基本参数

基本参数分额定值和特性值两种。

1. 单管 GTR

表 2.3.19 给出了单管 GTR 的系列产品型号及主要参数。单管 GTR 基本参数的额定值和特性值分别由表 2.3.20 和表 2.3.21 给出 (以 DT63 系列 GTR 为例)。

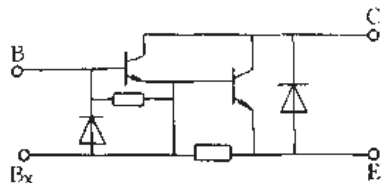


图 2.3.33 达林顿 GTR 模块的等效电路

表 2.3.19 单管 GTR 系列产品型号及主要参数

单管 GTR 产品系列	最大峰值 集电极电流 I_{CM}/A	集电极-发射极 电压 $T_C = 125^\circ C$ U_{CEX}/V	直流正向电流 增益 $T_C = 125^\circ C$ h_{FE}/\min	集电极-发射极 饱和电压 $T_C = 125^\circ C$ $U_{CE(SAT)}/V$	结-外壳/(或散热器)热阻 $R_{th(j-c)}/R_{th(j-hs)}/(^\circ C/W)$
TCD30/U	20	100	35	2.0	1.0/0.65
TC1	2	800	8	0.5	35
TC15	30	100	10	1.0	1.0
DT34	150	1050	8	0.6	0.05/0.02
DT46	200	1200	9	0.4	0.055/0.025
DT63	450	500	11	1.25	0.13/0.075
DT100	300	1200	5	1.0	0.085/0.05
DT500	800	1000	7	1.5	0.04
DT800	1200	400	7	1.0	0.04

表 2.3.20 DT63 系列 GTR 的额定值参数

参 数	符 号	DT63-500	DT63-400	DT63-300
集电极-发射极电压	U_{CEX}/V	500	400	300
发射极-基极电压	U_{EBO}/V	8	8	8
集电极连续电流	$I_{C(cons)}/A$	400	400	400
基极连续电流	$I_{B(cons)}/A$	70	70	70
集电极峰值电流	I_{CM}/A	450	450	450
功率损耗	P_{TOT}/kW	1.7	1.7	1.7
结壳热阻(双面冷却)	$R_{th(j-c)}/(^\circ C/W)$	0.05	0.05	0.05
散热器热阻(双面冷却)	$R_{th(j-hs)}/(^\circ C/W)$	0.02	0.02	0.02
最高结温	$T_{j\max}/^\circ C$	150	150	150
工作和存储温度	$T_{stg}/^\circ C$	-55 ~ 150	-55 ~ 150	-55 ~ 150

注: U_{CEX} 的测试条件为 $U_{BE} = -1.5V$ 。

表 2.3.21 DT63 系列 GTR 的特性参数

项 目	符 号	测试条件	DT63-500	DT63-400	DT63-300	备注
静态特性参数	集电极-发射极维持电压	$U_{CEX(max)}/V$ $I_C = 500mA$ $I_B = 0$	350	300	250	除特别说明外 $T_C = 125^\circ C$
	集电极-发射极维持电压	$U_{CER(max)}/V$ $I_C = 500mA$ $R_{BE} = 10\Omega$	400	350	300	
	发射极-基极电压	$U_{EBO(min)}/V$	8	8	8	
	集电极截止电流	$I_{CEX(max)}/mA$ 在额定 U_{CEX} 时 $U_{BE} = -1.5V$	10	10	10	
	发射极截止电流	$I_{EBO(max)}/mA$ $U_{EB} = 8V$	100	100	100	
动态特性参数	集电极-发射极饱和电压(最大值)	$U_{CE(sat)}/V$ $I_C = 200A$ $I_B = (I_C/h_{FE})1.5A$	1.25	1.25	1.25	在脉冲条件下 $T_C = 125^\circ C$ 时测试
	发射极-基极饱和电压(最大值)	$U_{BE(sat)}/V$ $I_C = 200A$ $I_B = (I_C/h_{FE})1.5A$	1.75	1.75	1.75	
	直流电流增益	h_{FE} $I_C = 200A$ $U_{CE} = 2V$	11	12	12	
开关特性参数	存储时间	$t_s(max)/\mu s$ $I_C = 200A$	3	3	3	钳位电感 负载时测试 $T_C = 125^\circ C$
	下降时间	$t_f(max)/\mu s$ $U_{CER} = U_{CER(max)}$ $I_B = (I_C/h_{FE})1.5A$	0.8	0.8	0.8	

2. 达林顿 GTR 模块

表 2.3.22 给出了国外部分 GTR 模块的型号和参数。

表 2.3.22 国外部分 GTR 模块的型号和参数

参 数 型 号	最 大 额 定 值						电 气 特 性				
	晶体管部分					二极管部分	晶体管部分				二极管部分
	$V_{CEX(SUS)}$ /V	I_C /A	I_B /A	P_C /W	T_j /°C	$-I_C$ /V	h_{FE}	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	$-V_{CEO}$ /V
晶体管模块 (双臂分开中间抽头)											
QM30CY-H	600	30	1.8	250	150	30	75	2.0	1.5	14	1.85
QM50CY-H	600	50	3	310	150	50	75	2.0	1.5	15	1.75
QM75CY-H	600	75	4.5	350	150	75	75	2.0	2.5	15	1.85
QM100CY-H	600	100	6	620	150	100	75	2.0	2.0	15	1.75
QM150CY-H	600	150	9	690	150	150	75	2.0	2.5	15	1.85
晶体管模块 (双臂串接内部连接)											
QM15DX-H	600	15	0.9	100	150	15	50	2.0	1.5	11	1.5
QM20DX-H	600	20	1	160	150	20	75	2.0	1.5	14	1.5
QM30DY-H	600	30	1.8	250	150	30	75	2.0	1.5	15	1.85
QM30DY-HB	600	30	1.8	250	150	30	750	2.5	2.5	12	1.8
QM50DY-H	600	50	3	310	150	50	75	2.0	1.5	15	1.75
QM50DY-HB	600	50	3	310	150	50	750	2.5	2.0	11	1.8
QM75DY-H	600	75	4.5	350	150	75	75	2.0	2.5	15	1.85
QM75DY-HB	600	75	4.5	350	150	75	750	2.5	2.0	11	1.8
QM100DY-HK	600	100	6	620	150	100	75	2.0	2.0	15	1.75
QM100DY-HBK	600	100	6	620	150	100	750	2.5	2.5	12	1.8
QM150DY-HK	600	150	9	690	150	150	75	2.0	2.5	15	1.85
QM150DY-HBK	600	150	9	690	150	150	750	2.5	2.5	12	1.8
QM200DY-HK	600	200	12	1040	150	200	75	2.0	2.0	15	1.75
QM200DY-HB	600	200	12	1240	150	200	750	2.5	2.5	12	1.8
QM300DY-HB	600	300	18	1380	150	300	750	2.5	2.5	12	1.8
QM15DX-2H	1000	15	1	150	150	15	75	2.5	2.5	18	1.5
QM30DY-2H	1000	30	2	310	150	30	75	2.5	2.5	18	1.8
QM50DY-2H	1000	50	3	400	150	50	75	2.5	2.5	18	1.8
QM50DY-2HB	1000	50	3	400	150	50	750	4.0	2.5	18	1.8
QM75DY-2H	1000	75	4	500	150	75	75	2.5	2.5	18	1.8
QM75DY-2HB	1000	75	4	500	150	75	750	4.0	2.5	18	1.8
QM100DY-2HK	1000	100	5	800	150	100	75	2.5	3.0	18	1.8
QM100DY-2HBK	1000	100	5	800	150	100	750	4.0	2.5	18	1.8
QM150DY-2HK	1000	150	8	1000	150	150	75	2.5	3.0	18	1.8
QM150DY-2HBK	1000	150	8	1000	150	150	750	4.0	2.5	18	1.8
QM200DY-2H	1000	200	10	1560	150	200	75	2.5	3.0	18	1.8
QM200DY-2HB	1000	200	10	1560	150	200	750	4.0	2.5	18	1.8
QM300DY-2H	1000	300	16	1980	150	300	75	2.5	3.0	18	1.8
QM300DY-2HB	1000	300	16	1980	150	300	750	4.0	2.5	18	1.8
QM15DX-24	1200	15	1	150	150	15	75	3.0	2.5	18	1.5

续表

参 数 型 号	最 大 额 定 值						电 气 特 性				
	晶 体 管 部 分					二 极 管 部 分	晶 体 管 部 分				二 极 管 部 分
	$V_{CEX(SUS)}$ /V	I_C /A	I_B /A	P_C /W	T_j /°C		$-I_C$ /V	h_{FE}	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} /μs	
QM30DY-24	1200	30	2	310	150	30	75	3.0	2.5	18	1.8
QM50DY-24	1200	50	3	400	150	50	75	3.0	2.5	18	1.8
QM50DY-24B	1200	50	3	400	150	50	750	4.0	2.5	15	1.8
QM75DY-24	1200	75	4	500	150	75	75	3.0	2.5	18	1.8
QM75DY-24B	1200	75	4	500	150	75	750	4.0	2.5	18	1.8
QM100DY-24K	1200	100	5	800	150	100	75	3.0	3.0	18	1.8
QM100DY-24BK	1200	100	5	800	150	100	750	4.0	2.5	18	1.8
GM150DK-24K	1200	150	8	1000	150	150	75	3.0	3.0	18	1.8
QM150DY-24BK	1200	150	8	1000	150	150	750	4.0	2.5	18	1.8
QM200DY-24	1200	200	10	1560	150	200	75	3.0	3.0	18	1.8
QM200DY-24B	1200	200	10	1560	150	200	750	4.0	2.5	18	1.8
QM300DY-24	1200	300	16	1980	150	300	75	3.0	3.0	18	1.8
QM300DY-24B	1200	300	16	1980	150	300	750	4.0	2.5	18	1.8
QM40DY-3H	1400	40	4	400	150	40	100	3.0	3.0	23	1.8
QM80DY-3H	1400	80	8	800	150	80	100	3.0	3.0	23	1.8
QM150DY-3H	1400	150	16	1500	150	150	100	3.0	3.0	23	1.8

三、GTR 驱动电路

图 2.3.34 所示电路为专用 IC 构成的容量为 30 ~ 75A GTR 驱动电路。该驱动电路中元器件规格型号见表 2.3.23。

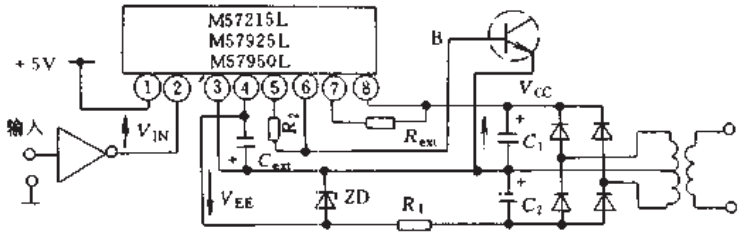


图 2.3.34 30~75A 晶体管驱动电路

表 2.3.23 图 2.3.34 中元器件规格型号表

型号 符号	晶 体 管 型 号					
	QM30DY-H	QM30DY-HB	QM50DY-H	QM50DY-HB	QM75DY-H	QM75DY-HB
V_{CC}/V	10					
V_{EE}/V	-3					
V_{IN}/V	4 ~ 5					
R_{em}/Ω	12	100	7.5	62	5.1	56
R_2/Ω	2.2		1.0		0.68	
R_1/Ω	150					
ZD	MZ303 (3V 稳压管)					
$C_{em}/\mu F$	33		47		68	
$C_1/\mu F$	3300	680	4700	1000	6800	1500
$C_2/\mu F$	330		470		680	
f/kHz	2					

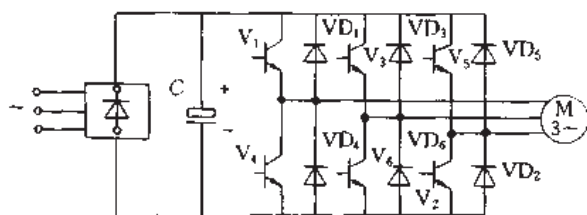


图 2.3.35 VVVF 逆变器的基本电路

(2) 开关浪涌电压产生的机理 在逆变电路中, 有两种浪涌电压存在, 其一为在续流二极管反向恢复时, 其二为大功率晶体管关断时。

① 续流二极管反向恢复时的浪涌电压。图 2.3.36 所示为逆变器电路中负载电流的路径, 用它来说明续流二极管反向恢复时产生浪涌电压的机理。

状态 1: V_1 和 V_6 处开通状态; V_3 与 V_4 为关断状态。负载电流通过 V_1 和 V_6 。

状态 2: V_6 关断, 负载电流在 V_1 与 VD_3 内流动。

状态 3: V_6 再次开通, 由 VD_3 — V_6 —直流电源的路径形成短路电路, VD_3 反向恢复。

状态 4: VD_3 的反向恢复电流达到最大值后, 开始迅速减少。 VD_3 的反向恢复电流衰减时产生急剧的电流变化, 由于主电路上电感的作用, 感生浪涌电压。该浪涌电压加在 V_3 上, 如图 2.3.37 所示。

② 功率晶体管关断时产生的浪涌电压。图 2.3.38 所示为功率晶体管关断时的工作波形。在 I_c 下降期间, 由于集电极电流迅速变化和在电路中有电感作用, 感生出浪涌电压。

功率晶体管关断过程中的工作轨迹如图 2.3.39

所示。为了缩短关断时间, 加反向偏置基极电流。此时, 关断时的动作轨迹不会超出 RBSOA 之外。吸收电路可使关断时的工作轨迹落在 RBSOA 以内。理想的吸收电路的工作轨迹如图中虚线所示, 但实际电路中如实线那样, 右肩突起。该突起部分接近 RBSOA。所以, 吸收电路的设计关键是④部分的 V_{CEP} 和 V_{CESP} , 两者都不能超出 RBSOA。

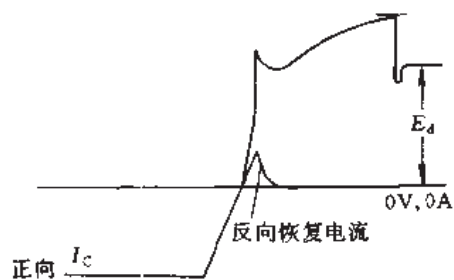


图 2.3.37 续流二极管反向恢复时的工作波形

而且频率越高, 损耗越大。阻止放电型 RCD 电路没有这一缺陷, 所以是使用最普遍的一种吸收电路。阻止放电型 RCD 电路不具有抑制 di/dt 的效应, 在组合时, 必须采用宽 RBSOA 的功率晶体管。

2. 过电流的产生与保护

(1) 过电流产生的原因 在 VVVF 逆变器中, 电动机起动时的冲击电流和由于配线失误引起输出短路等, 都可能使功率晶体管产生过电流。其中, 电动机起动冲击电流为电流变化较慢的过电流, 与普通晶闸管一样, 可用 PI 调节器等限流电路进行保护。

表 2.3.25 给出了 VVVF 逆变器中短路发生过电流的各种原因。

四、GTR 保护

1. 过电压的产生与保护

(1) 过电压产生的原因 图 2.3.35 所示为 VVVF 逆变器的电路构成。在该电路中, 交流输入电压上升和电动机制动时吸收再生能量, 提高了中间直流电路 (U_c) 的电压, 器件的开关动作产生浪涌电压, 这三者是造成功率晶体管产生过电压的主要原因。

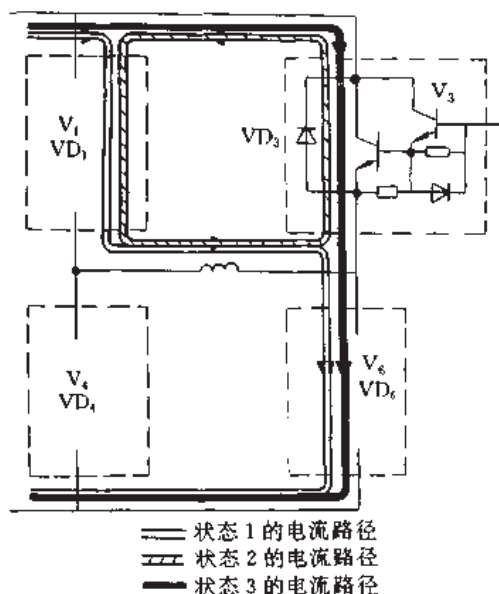


图 2.3.36 逆变器电路的工作状况

③ 吸收电路的种类。典型的吸收电路及其特性如表 2.3.24 所示。RC 吸收电路适用于小容量功率晶体管; 充放电型 RCD 和阻止放电型 RCD 吸收电路, 适用于大容量功率晶体管。由于充放电型 RCD 电路具有抑制关断时 di/dt 的效应, 所以是具有狭窄 RBSOA 的功率晶体管的有效吸收电路。但它的缺点是, 在吸收电容中储存的电荷放电时产生损耗,

而且频率越高, 损耗越大。阻止放电型 RCD 电路没有这一缺陷, 所以是使用最普遍的一种吸收电路。阻止放电型 RCD 电路不具有抑制 di/dt 的效应, 在组合时, 必须采用宽 RBSOA 的功率晶体管。

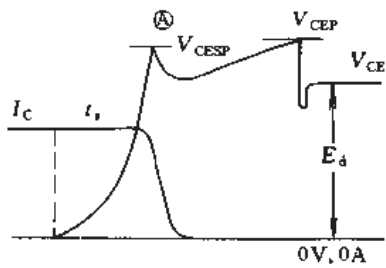


图 2.3.38 功率晶体管关断时的工作波形

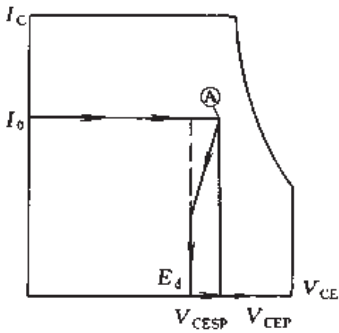


图 2.3.39 关断时的工作轨迹与RBSOA

表 2.3.24 典型的吸收电路及其特性

项目	RC 吸收电路	充放电型 RCD 吸收电路	阻止放电型 RCD 吸收电路
接线方式			
通断时的工作轨迹			
通断时工作波形			

注：-----理想的吸收电路；——实际的吸收电路。

表 2.3.25 过电流产生的原因

短路的路径	原因	短路的路径	原因
桥臂短路 	晶体管或二极管损坏	输出短路 	配线等工作人为出错及负载绝缘的损坏
串联臂短路 	控制电路、驱动电路的故障，或由于干扰而引起的误动作	对地短路 	

(2) 过电流的检测方法 过电流检测有电阻和电流互感器等方法。

① 电流检测与比较器组合。在小容量的装置中，电阻作为电流检测器；在中大容量的装置中，用交流互感器 ACCT 和直流互感器 DCCT 等来检测电流。

图 2.3.40 和表 2.3.26 给出了电流检测器的接入位置和检测内容。根据电流检测器接入位置不同，所得到的过电流种类是不同的。保护对象和范围完全由接入的位置来决定。图 2.3.41 给出 VVVF 逆变器的过电流保护的例子。在逆变器输出线上接电流检测器，可对输出短路和接地短路进行保护。

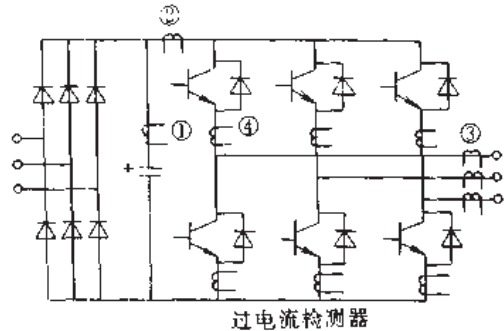


图 2.3.40 逆变器中电流检测器接入法

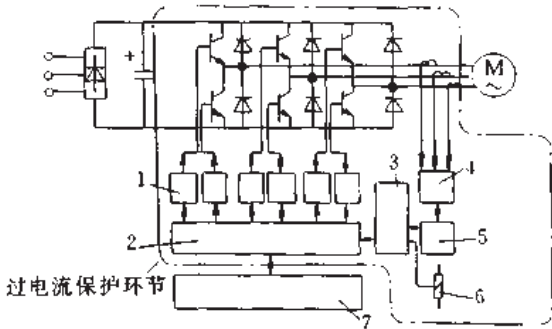


图 2.3.41 VVVF 逆变器过电流保护电路举例

1—驱动电路；2—脉冲分配管；3—比较器；4—整流波形合成；5—干扰滤波器；6—过电流设定；7—PWM 控制电路

表 2.3.26 电流检测器接入位置与检测的内容

检测器接入位置	特 点	检 测 内 容
与平滑电容器串联	① 可采用 ACCT ② 检测精度低	① 臂短路 ② 串桥臂短路
输入端接至逆变器	① 必须采用 DCCT ② 检测精度低	③ 输出短路 ④ 接地短路
接至逆变器的输出端	① 在高频输出的装置上可采用 ACCT ② 检测精度高	① 输出接地 ② 接地短路
与各功率晶体管串接	① 必须采用 DCCT ② 检测精度高	① 臂短路 ② 串桥臂短路 ③ 输出短路 ④ 接地短路

② 间接检测：在导通情况下，功率晶体管的集电极-发射极间的电压一般只在几伏以下。与此相反，在过电流状态下，功率晶体管不能维持饱和和工作状态，集电极-发射极间的电压急剧增加。尽管供给正常的基极电流，而集电极-发射极间的电压却非常高，因而可以判断流过的是过电流。

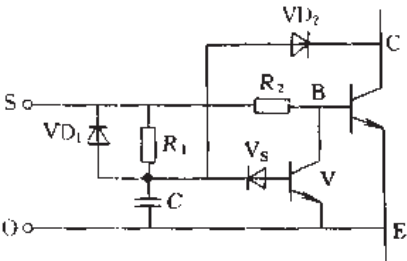


图 2.3.42 间接检测过电流方法

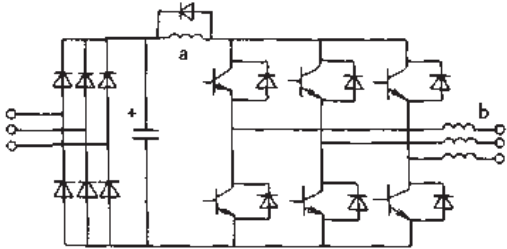


图 2.3.43 抑制过电流的扼流圈接入法

图 2.3.42 所示为应用该原理的过电流检测电路。由 R_1 和 C 组成的定时器起保护作用。这种方法具有快速保护的特点，但过电流的保护作用不经过控制电路时，必须有从各个过电流保护电路向控制电路进行信号反馈的环路。

③ 过电流峰值抑制法。功率晶体管的耐短路能力不足，需要抑制过电流的峰值，可在主电路内接入扼流

圈,如图 2.3.43 所示。

在逆变器输入侧插入扼流圈或电抗器 a。该方法对所有短路事故的过电流峰值都有抑制效果。如桥臂短路,串桥臂短路、输出短路、接地短路等。为了不使吸收电路的体积过大,必须把环流用的二极管并联在扼流圈或电抗器上。

在逆变器输出侧接入电抗器或扼流圈 b。该方法对桥臂短路、串桥臂短路无效果,但不需连接环流用二极管。由于电抗器的电压降,使得装置的输出容量降低,所以,不能接入太大的电抗器。

新开发的功率晶体管模块的短路能力都很大,可以不接入电抗器或扼流圈。

第六节 电力场效应管 (MOSFET)

一、MOSFET 结构与原理

功率 MOSFET 按结构可分为 V 形槽垂直导电型 (VVMOS)、横向导电双扩散型 (LDMOS) 和垂直导电双扩散型 (VDMOS) 等三种,其中以 VDMOS 场控晶体管最为普遍。按沟道导电类型又可分为 N 沟和 P 沟两种。由于电子迁移率高于空穴迁移率,一般多采用 N 沟器件。N 沟道型器件的外形、管脚及电符号见图 2.3.44。其中 D 表示漏极, S 表示源极, G 表示栅极或叫门极,箭头表示电子流动的方向。二极管称为漏源二极管,也叫反向二极管。该二极管具有快速恢复二极管的正反向特性,在变流电路中可起续流二极管的作用,它与 VDMOS 晶体管有相同的连续电流和脉冲电流额定值。

VDMOS 晶体管是多数载流子导电的器件,它靠沟道的开启和关闭控制漏源极间的电流。对 N 沟 VDMOS 晶体管来说,若漏极端接高电位,源极端接低电位,并在栅源极之间,施加一个适当极性和大小的电压时,可以控制沟道开启程度,进而控制漏极电流的大小。

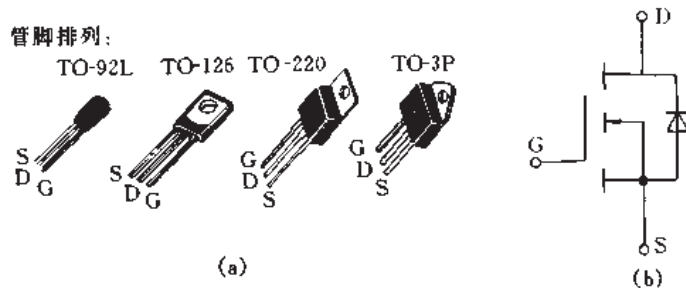


图 2.3.44 VDMOS 功率场效应晶体管外形、管脚及电符号图

二、MOSFET 基本参数

1. 静态参数

(1) 漏极电流 I_D 漏源两极之间的电流称为漏极电流,它表示 VDMOS 晶体管承受电流的能力。其测量条件规定为:栅源电压 U_{GS} 为 10V,漏源电压 U_{DS} 为某个适当数值,既要使漏极电流达到饱和,又要保证晶体管的功耗不致过大而烧毁。

(2) 漏源击穿电压 $U_{(BR)DS}$ $U_{(BR)DS}$ 表征漏源间所加电压的极限值,在参数表中, $U_{(BR)DS}$ 规定为 U_{GS} 等于零时产生一个小漏极电流所需要的小漏源电压。

(3) 栅源击穿电压 $U_{GS(max)}$ $U_{GS(max)}$ 表征栅源间能承受的最高电压。主要由栅氧化层的质量和厚度来决定。

(4) 阈值电压 (开启电压) $U_{GS(th)}$ $U_{GS(th)}$ 是流过一定量的漏极电流时的最小栅源电压,通常规定它是漏极电流达 1mA 时所对应的栅源电压。

(5) 直流漏源导通电阻 $R_{DS(on)}$ $R_{DS(on)}$ 表征漏极电流从漏极流向源极所遇到的总电阻。

(6) 零栅压时的漏极电流 I_{DSS} I_{DSS} 表征 VDMOS 晶体管在关断状态时漏源间的泄漏电流。 I_{DSS} 过大说明该器件为软击穿特性。

2. 动态参数

(1) 正向跨导 g_{FS} g_{FS} 表征 VDMOS 晶体管的放大性能,定义为饱和的漏极电流的小变化量与相应的栅源电压的小变化量之比,用下式表示:

$$g_{FS} = \frac{\Delta I_{D(sat)}}{\Delta U_{GS}}$$

式中 $\Delta I_{D(sat)}$ 为饱和漏极电流的小变化量。

(2) 器件内部电容 内部电容是一个重要的动态参数,它直接影响器件的开关速度。VDMOS 晶体管的内部电容有两种类型:一是与 MOS 结构有关的 MOS 电容;二是与 PN 结有关的结电容。 C_{GS} 和 C_{GD} 分别表示与 MOS 结构有关的栅源电容和栅漏电容, C_{DS} 表示漏源之间的寄生电容,其中 C_{GS} 和 C_{GD} 不随电压和温度而变化。

对于共源线路,器件电容的连接使输入和输出呈容性阻抗,这些合成电容是:

反馈电容

$$C_{\text{rss}} = C_{\text{GD}}$$

共源输入电容

$$C_{\text{iss}} = C_{\text{GD}} + C_{\text{GS}}$$

共源输出电容

$$C_{\text{oss}} = C_{\text{GD}} + C_{\text{DS}}$$

VDMOS 晶体管的开关速度受这些电容的充放电所必需的时间所限制。

(3) 开关时间 开关时间包括导通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 。其中 t_{on} 又包含导通延迟时间 $t_{\text{d(on)}}$ 和上升时间 t_{r} , t_{off} 又包含关断延迟时间 $t_{\text{d(off)}}$ 和下降时间 t_{f} 。器件结温的变化不影响其开关时间,因而开关损耗也不随结温而变化。

3. 主要参数

表 2.3.27 给出了国产 VDMOS 功率场效应晶体管主要参数。

表 2.3.27 国产 VDMOS 功率场效应晶体管主要参数

型号	V_{DS} /V	I_{D} /A	$R_{\text{DS(on)}}$ / Ω	P_{D} /W	$V_{\text{GS(th)}}$ /V	g_{FS} /mhos	封装	对 应 型 号
KWP3N35	350	3	3	75	2~4.5	1.5	TO-220	BUZ76A, 1RF711, 1RF723, MTP3N35, SDT76, SFN723, TX125
KWP3N40	400	3	3	75	2~4.5	1.5	TO-220	BUZ76A, 1RF710, 1RF722, 1RF723, MTP3N40, SDT76, SFN722, TX126
KWP4N40	400	4	1.8	75	2~4.5	2	TO-220	BUZ76, MTP4N40
KWP4N45	450	4	1.8	75	2~4.5	2	TO-220	BUZ41A, BUZ42, 1RF831, 1RF833, MTP4N45, SDT41A, SFN833, TX4N45P, TX137, VN4502D
KWP4N50	500	4	1.8	75	2~4.5	2	TO-220	BUZ41A, BUZ42, 1RF830, 1RF832, MTP4N50, SDT41A, SDT42, SFN832, TX4N50P, TX138, VN5002D
KWP5N35	350	5	1	75	2~4.5	2	TO-220	BUZ60B, 1RF731, 1RF733, MTP5N35, SDT60, SFN733, TX135, VN3501D
KWP8N35	350	8	0.55	125	2~4.5	3	TO-220	1RF743, MTP8N35
KWH8N35	350	8	0.55	150	2~4.5	3	TO-3P	BUZ351, D88FQ1, D88FQ2, 1RFF341, MTH8N35
KWP8N40	400	8	0.55	125	2~4.5	3	TO-220	1RF742, MTP8N40
KWH8N40	400	8	0.55	150	2~4.5	3	TO-3P	BUZ351, D88FQ2, 1RFF340, MTH8N40
KWP8N45	450	8	0.8	125	2~4.5	4	TO-220	MTP8N45, UFN841, YTF841
KWH8N45	450	8	0.8	150	2~4.5	4	TO-3P	MTH7N45
KWP8N50	500	8	0.8	125	2~4.5	4	TO-220	MTP8N50, UFN840, YTF840
KWH8N50	500	8	0.8	150	2~4.5	4	TO-3P	BUZ331, BUZ354, CHMO1C - 1M155 (A), MTH8N50
KWP10N05	50	10	0.28	75	2~4.5	2.5	TO-220	BUZ71A, D84CK1, 1RF521, 1RFZ10, MTP10N05, SDT10A,
KWP10N06	60	10	0.28	75	2~4.5	2.5	TO-220	BUZ72A, D84CK2, 1RF521, 1RF533, MTP10N06, TX131
KWP10N08	80	10	0.33	75	2~4.5	2.5	TO-220	D84CL1, 1RF510, MTP10N08, VN0801D
KWP10N10	100	10	0.33	75	2~4.5	2.5	TO-220	BUZ72A, D84CL2, 1RF510, 1RF520, 1RF533, MTP10N10, SDT20, SFN520, TX132

表 2.3.28 给出了国外厂家部分 MOSFET 模块的型号和参数。

表 2.3.28 国外厂家部分 MOSFET 模块的型号和参数

参数 型号	最大额定值					电气特性				
	MOSFET 部分				二极管部分	MOSFET 部分			二极管部分	
	V_{DS} /V	I_D /A	P_D /W	T_{ch} /°C	$-I_D$ /A	R_{DS} (ON)/Ω	t_{on} /ns	t_{off} /ns	V_{SD} /V	t_{rr} /ns
FM15BF-6	250.300	15	125	150	15	0.28	740	340	2.5	130
FM30TF-10S	500	30	310	150	30	0.2	1100	700	2.5	170
FM30DY-9, 10	450.500	30	250	150	30	0.3	170	150	2.5	120
FM50DY-9, 10	450.500	50	310	150	50	0.2	200	175	2.5	120
FM50DY-10S	500	50	350	150	50	0.15	300	240	2.5	120
FM50DZ-9, 10	450.500	50	420	150	50	0.12	300	250	2.5	160
FM75HA-9, 10	450.500	75	500	150	75	0.11	420	300	2.5	160
FM100HY-9, 10	450.500	100	650	150	100	0.10	700	450	2.5	160

注：钳位二极管特性不适用于 MOSFET 寄生二极管。

三、MOSFET 驱动电路

采用晶体管作驱动元件，一般都采用脉冲变压器或光耦合器进行电隔离式传输信号，所以，信号电路与 VDMOS 的电源系统是两个完全无公共点的电源系统。这种驱动方式十分有用。图 2.3.45 为 VDMOS 的晶体管驱动电路。

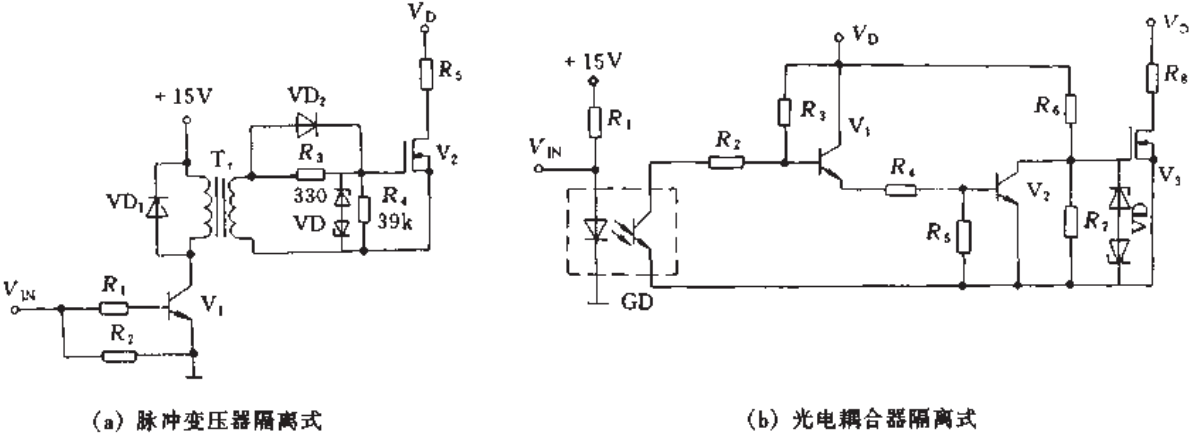


图 2.3.45 VDMOS 的晶体管驱动电路

图中 VDMOS 场效应晶体管栅极与源极间并接齐纳管的作用是：若场效应管漏极是电感性负载，则管子从导通突变到截止时，负载电感两端将产生感应电动势，使漏源电压波形出现高于电源电压的过电压尖峰，该尖峰电压会通过栅漏和栅源间电容分压出现在栅源之间，此值将超过栅源间绝缘层的耐压值（20V），而栅源间并接齐纳二极管一类的限压器件，以限制栅源电压低于 $\pm 20V$ 。

四、MOSFET 保护

1. 过电压保护

加在 MOSFET 上的浪涌电压有三种形式：

- ① 由于开关或其他 MOSFET 等外部原因引起的浪涌电压；
- ② MOSFET 本身在关断时发生的浪涌电压；
- ③ MOSFET 内部二极管通电后施加电压换向时，通过二极管的反向恢复特性所产生的浪涌电压。

情况①是由外部施加的过电压，需要将它抑制在额定的漏-源极间电压以下；情况②应把浪涌电压抑制在反偏置 SOA 内，尽管 MOSFET 的反偏置 SOA 很宽，最好还是把浪涌电压抑制在额定电压以下；情况③是抑制浪涌电压的峰值，使之接近于额定电压，与此同时，二极管部分的电流减少率或漏电压的上升率也应限制。下面说明采用的对策。

图 2.3.46 所示电路为过电压保护用的基本电路。图 (a) 是采用 RC 回路来吸收浪涌电压的回路。图 (b) 为在 RC 吸收回路上加一个二极管 VD, 它把较大的浪涌电压抑制下来, 为防止浪涌电压振荡, 希望 VD 采用快速型的。图 (c) 是用雪崩二极管或齐纳二极管对浪涌电压进行钳位。图 (d)、(e) 为当浪涌电压一超过规定的值时, 使 MOSFET 开通以保护它不受过电压击穿。图 (f)、(g) 用于逆变器中, 将电容连接在正负母线间来吸收浪涌电压, 特别是图 (g), 用它来吸收超过电源电压以上的浪涌电压很有效, 吸收回路损耗小。图 (h) 相对于感性负载 L 连接钳位二极管 VD, 是一种不产生来自负载浪涌电压的方案。图 (i) 所示是通过连接到栅极上的电阻 R_G 并选择栅极反向电压 V_{GS} 的最佳值来延缓关断时间, 以抑制浪涌电压的方法。

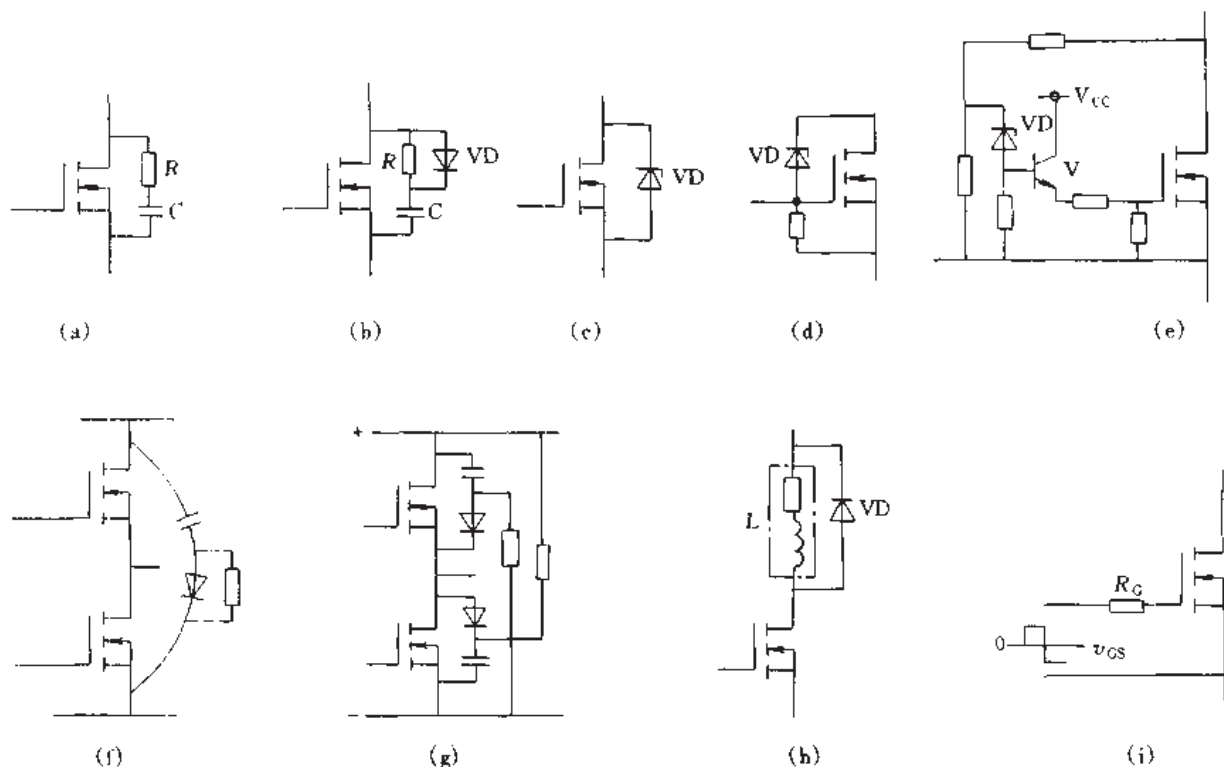


图 2.3.46 各种浪涌电压保护电路

无论采用哪种保护电路, 过电压抑制回路的配线都应尽量短, 并且应当贴近 MOSFET 的电极来布线。而且, 主回路的配线也要尽可能短, 并用粗线, 有时用绞合扭线, 或用平行的棒材配置, 这样来减少电感是非常必要的。

2. 二极管换流时应注意的事项

在使用逆变器驱动电机时, 在 MOSFET 内部的二极管流过电流后, 立即有反向电压, 即正电压施加于漏-源极之间。该换流条件 di/dt 、 du/dt 若苛刻的话, MOSFET 往往被损坏。为防止这种损坏, 或采用图 (i) 所示那种方案, 在栅极上串接一个电阻来延迟开通速度, 用来抑制 di/dt 或 du/dt ; 或者采用如图 (a) 或 (b) 那种吸收回路来抑制 du/dt 。

在换流条件苛刻的应用场合下, 采用图 2.3.47 所示电路, 与 MOSFET 串联一个二极管, 防止电流逆向流过。特别是在高压大容量的应用中这种方法更有效。此外, 作为防止逆向电流用的二极管, 应使用肖特基势垒的快速二极管。

3. 过电流保护

MOSFET 的过电流损坏的原因有:

- ① 负载短路;
- ② 由于过载等异常过大电流流过。

器件耐短路破坏能力受电源电压、温度和栅极条件等影响。因此, 在检测到短路电流到器件损坏的时间之前, 是把栅电压变为零或负值来切断短路呢? 还是采用光降低栅极正电压来限流, 其后再切断电路呢? 两种办法皆有效。

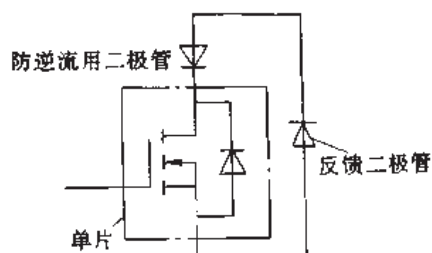


图 2.3.47 提高换流时的耐损坏能力

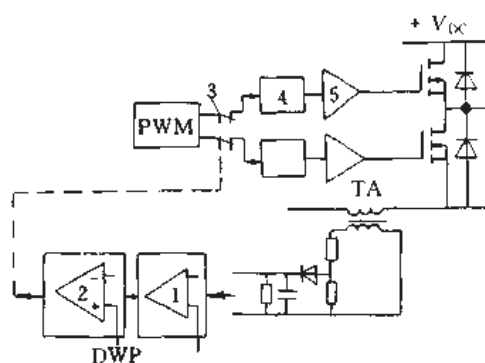


图 2.3.48 过电流保护电路

1—PWM 比较器；2—差动放大器；3—半导体开关；
4—光隔离；5—门极放大

对于②项的过载电流来说，要让加在 MOSFET 上的电压、电流时间不超出正向偏置的安全工作区 SOA，必须切断过电流。一般仅检测过电流，之后，采取诸如切断栅极信号、使栅极脉冲宽度变窄、让通过电流减少等措施。

图 2.3.48 给出了过电流保护的基本电路。通过电流互感器 TA 检测出的过流电流来关断 MOSFET 的栅极信号。

第七节 绝缘门极晶体管 (IGBT)

一、IGBT 结构与原理

IGBT 是在 VDMOS 晶体管的基础上发展起来的，两者结构十分类似。其不同之处是 IGBT 多一个 P^+ 层发射极，并由此引出漏极，而门极和源极与 VDMOS 晶体管相类似。从等效电路来看，IGBT 相当于一个带有寄生晶闸管由 MOSFET 驱动的厚基区 GTR，正常工作时它的简化等效电路如图 2.3.49 所示。电阻 R_{Mon} 是厚基区内的调制电阻。由此可知，IGBT 是以 GTR 为主导元件，MOSFET 为驱动元件的达林顿电路结构，其中 GTR 为 PNP 晶体管，MOSFET 为 N 沟道场控晶体管。为此，这种结构称为 N-IGBT，即 N 沟 IGBT。

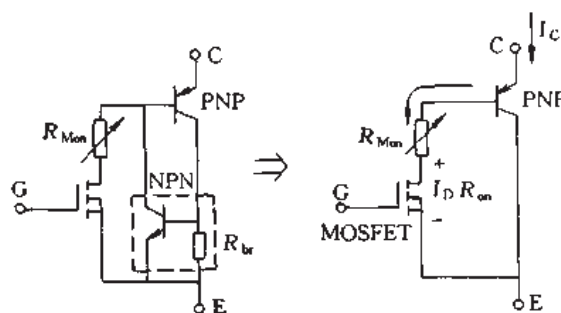


图 2.3.49 IGBT 的简化等效电路

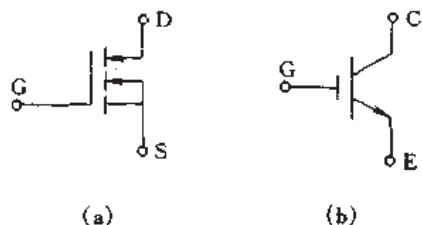


图 2.3.50 IGBT 的图形符号

IGBT 的图形符号有两种，如图 2.3.50 所示。其中图 2.3.50 (a) 为 N-IGBT 的图形符号，它与 MOSFET 的图形符号相似，不同之处是漏极增加一个向内的箭头，表示注入空穴。P-IGBT 的符号则把此箭头方向相反即可。有时也用图 (b) 作为 IGBT 的图形符号。在这里漏极和源极分别改称为集电极和发射极。

IGBT 的开通和关断是由门极电压来控制的。门极电压加以正电压，MOSFET 内形成沟道并为 PNP 晶体管提供基极电流，使 IGBT 开通。IGBT 有电子和空穴两种载流子导电，所以它属双极型器件。在门极加以反向电压后，MOSFET 的沟道消除，PNP 晶体管的基本电流被切断，IGBT 即被关断。由此可知，IGBT 与 MOSFET 一样均为电压控制型器件。

二、IGBT 基本参数

由于 IGBT 是介于 GTR 和功率 MOSFET 之间的一种新型复合器件，它的基本参数与 GTR 和功率 MOSFET 各有异同，见表 2.3.29 和表 2.3.30。表 2.3.31 给出了国外厂家部分 IGBT 模块的型号和参数。

表 2.3.29 东芝 MG25N2S1 型 IGBT 的最大额定值 ($T_c = 25^\circ\text{C}$)

项 目		符号	额定值	项 目	符号	额定值
集电极-发射极电压		U_{CES}/V	1000	结温	$T_j/^{\circ}C$	125
门极-发射极电压		U_{GES}/V	± 20	储存温度	$T_{stg}/^{\circ}C$	-40 ~ 125
集电极电流	DC	I_C/A	25	绝缘耐压	U_{ISOL}/V	2500 (AC, 1min)
	1ms	I_{CP}/A	50	紧固力矩(端子安装)/(10N·cm)		20/30
集电极损耗		P_C/W	200			

表 2.3.30 东芝 MG25N2S1 型 IGBT 的电气特性参数 ($T_c = 25^\circ\text{C}$)

项 目		符 号	测 试 条 件	最小	标准	最大
门极漏电流		I_{GES}/nA	$U_{\text{GE}} = \pm 20\text{V}, U_{\text{CE}} = 0$	—	—	± 500
集电极漏电流		I_{CES}/mA	$U_{\text{CE}} = 1000\text{V}, U_{\text{GE}} = 0$	—	—	1
集电极-发射极电压		U_{CES}/V	$I_{\text{C}} = 10\text{mA}, U_{\text{GE}} = 0$	1000	—	—
门极-发射极电压		$U_{\text{GE(off)}}/\text{V}$	$U_{\text{GE}} = 5\text{V}, I_{\text{C}} = 25\text{mA}$	3	—	6
集电极-发射极饱和压降		U_{CES}/V	$I_{\text{C}} = 25\text{A}, U_{\text{GE}} = 15\text{V}$	—	3	5
输入电容		C_{ies}/pF	$U_{\text{CE}} = 10\text{V}, U_{\text{GE}} = 0, f = 1\text{MHz}$	—	3000	—
开关时间	上升时间	$t_{\text{r}}/\mu\text{s}$	$U_{\text{GE}} = \pm 15\text{V}$ $R_{\text{g}} = 51\Omega$ $U_{\text{OC}} = 600\text{V}$ 负载电阻 24Ω	—	0.3	1
	开通时间	$t_{\text{on}}/\mu\text{s}$		—	0.4	1
	下降时间	$t_{\text{f}}/\mu\text{s}$		—	0.6	1
	关断时间	$t_{\text{off}}/\mu\text{s}$		—	1	2
反向恢复时间		$t_{\text{rr}}/\mu\text{s}$	$I_{\text{F}} = 25\text{A}, U_{\text{GE}} = -10\text{V},$ $\text{di}/\text{dt} = 100\text{A}/\mu\text{s}$	—	0.2	0.5
热阻	晶体管部分	$R_{\text{th(j-c)}}/({}^{\circ}\text{C}/\text{W})$		—	—	0.625
	二极管部分	$R_{\text{th(j-c)}}/({}^{\circ}\text{C}/\text{W})$		—	—	1

表 2.3.31 国外厂家部分 IGBT 模块的型号和参数

参 数	最 大 额 定 值					电 气 特 性				
	IGBT 部分				二极管部分	IGBT 部分			二极管部分	
	V_{CES} /V	I_C /A	P_C /W	T_j /°C	I_E /A	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	V_{EC} /V	t_{rr} /ns
型 号										
CM50E3Y-12E	600	50	250	150	50	3.5	0.45	0.75	2.5	200
CM75E3Y-12E	600	75	310	150	75	3.5	0.45	0.75	2.5	200
CM100E3Y-12E	600	100	400	150	100	3.5	0.45	0.75	2.5	200
CM150E3Y-12E	600	150	600	150	150	3.5	1.1	0.95	2.5	200
CM200E3Y-12E	600	200	780	150	200	3.5	1.1	1.05	2.5	200
CM300E3Y-12E	600	300	1100	150	300	3.5	1.1	1.15	2.5	200
CM50E3Y-24E	1200	50	400	150	50	4.0	0.3	0.6	2.5	300
CM75E3Y-24E	1200	75	600	150	75	4.0	0.7	0.9	2.5	300
CM100E3Y-24E	1200	100	780	150	100	4.0	0.7	0.9	2.5	300
CM150E3Y-24E	1200	150	1100	150	150	4.0	0.7	0.9	2.5	300
CM200E3Y-24E	1200	200	1500	150	200	4.0	0.95	0.9	2.5	300
CM300HA-12H	600	300	1100	150	300	2.8	0.95	0.65	2.8	110
CM400HA-12H	600	400	1500	150	400	2.8	0.95	0.65	2.8	110
CM600HA-12H	600	600	2100	150	600	2.8	—	—	2.8	110
CM200HA-24H	1200	200	1500	150	200	3.4	0.65	0.65	3.5	250
CM300HA-24H	1200	300	2100	150	300	3.4	0.75	0.7	3.5	250
CM400HA-24H	1200	400	2800	150	400	3.4	0.8	0.7	3.5	250

参 数 型 号	最 大 额 定 值					电 气 特 性				
	IGBT 部分				二极管部分	IGBT 部分				二极管部分
	V_{CES} /V	I_C /A	P_C /W	T_i /°C	I_E /A	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	V_{EC} /V	t_{rr} /ns
CM600HA-24H	1200	600	4200	150	600	3.4	1.0	0.8	3.5	250
CM400HA-28H	1400	400	2800	150	400	4.0	—	—	3.7	300
CM600HA-28H	1400	600	4100	150	600	4.0	—	—	3.7	300
CM50DY-12H	600	50	250	150	50	2.8	0.5	0.5	2.8	110
CM75DY-12H	600	75	310	150	75	2.8	0.42	0.5	2.8	110
CM100DY-12H	600	100	400	150	100	2.8	0.42	0.5	2.8	110
CM150DY-12H	600	150	600	150	150	2.8	0.75	0.6	2.8	110
CM200DY-12H	600	200	780	150	200	2.8	0.75	0.6	2.8	110
CM300DY-12H	600	300	1100	150	200	2.8	0.95	0.65	2.8	110
CM400DY-12H	600	400	1500	150	400	2.8	0.95	0.65	2.8	110
CM50DY-24H	1200	50	400	150	50	3.4	0.28	0.5	3.5	250
CM75DY-24H	1200	75	600	150	75	3.4	0.5	0.65	3.5	250
CM100DY-24H	1200	100	780	150	100	3.4	0.6	0.65	3.5	250
CM150DY-24H	1200	150	1100	150	150	3.4	0.6	0.65	3.5	250
CM200DY-24H	1200	200	1500	150	200	3.4	0.65	0.7	3.5	250

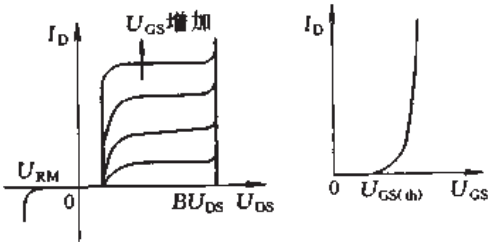
三、IGBT 基本特性

1. 输出特性与转移特性

(1) 输出特性 N-IGBT 的输出特性示于图 2.3.51 (a)。由图可知, IGBT 与 GTR 的输出特性基本相似, 不同之处是, 控制参数是门源电压 U_{GS} 而不是基极电流。输出特性分饱和区、放大区和击穿区。输出电流由门源电压控制, U_{GS} 越高输出电流 I_D 越大。IGBT 因结构不同, 有承受反压与不承受反压两种类型, 图 2.3.51 (a) 给出了承受反压的特性示意图。

与功率 MOSFET 相比, IGBT 的通态压降要小得多, 比如 1000V 的 IGBT 约有 2~3V 的通态压降。

(2) 转移特性 IGBT 的转移特性示于图 2.3.51 (b), 它与功率 MOSFET 的转移特性相同。在大部分漏极电



(a) 输出特性 (b) 转移特性

图 2.3.51 输出特性与转移特性

流范围内, I_D 与 U_{GS} 呈线性关系, 只有当门源电压接近开启电压 $U_{GS(th)}$ 时才呈非线性关系, 此时漏极电流已相当小。当门源电压 U_{GS} 小于 $U_{GS(th)}$ 时, IGBT 处于关断状态。加在门源间的最高电压由流过漏极的最大电流所限定, 一般取 $U_{GS} = 10V$ 左右。

2. 开关特性

IGBT 的开通与关断特性如图 2.3.52 所示。IGBT 的导通特性主要由 MOSFET 结构决定, 当门源电压上升至 MOSFET 的阈值电压时, MOSFET 迅速开通, 进而使 IGBT 中的 PNP 晶体管开通。其开通时间由开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 和上升时间 t_r 组成, 开通速度与具有相同输入电容的功率 MOSFET 迅速开通, 进而使 IGBT 中的 PNP 晶体管开通。其开通时间由开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 和上升时间 t_r 组成, 开通速度与具有相同输入电容的功率 MOSFET 相近。

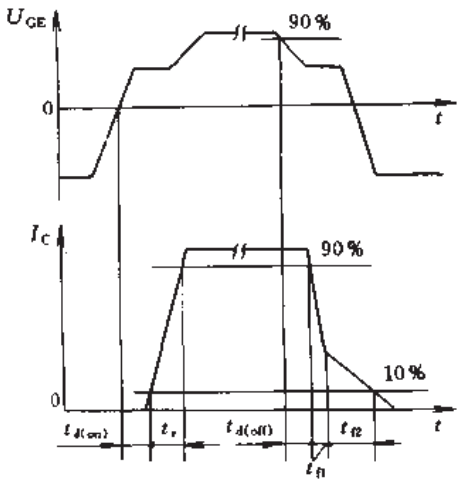


图 2.3.52 开关特性

IGBT 的关断过程较复杂, 其关断时间是指关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 以及两段下降时间 t_{f1} 和 t_{f2} 。即下降时间 t_f 包括 t_{f1} 和 t_{f2} 两部分。其中 t_{f1} 为栅漏电容的放电时间, 它与驱动电路中的串联电阻有关。 t_{f2} 为 PNP 晶体管中少数载流子的复合时间, 它与驱动电路的参数无关。

3. 擎住效应与安全区

(1) 擎住效应 擎住效应是 IGBT 的一种特殊性能, 它影响器件的正常工作。图 2.3.49 为较为复杂的 IGBT 等效电路。由图可知, IGBT 内存在一个由 PNP 和 NPN 两个晶体管组成的寄生晶闸管结构和一个体电阻 R_{br} 。在导通状态时, 若由于 IGBT 的漏极电流过大, 会在电阻 R_{br} 上产生足以使 NPN 寄生晶体管开通, 进而使寄生晶闸管导通的电压。寄生晶闸管一旦导通擎住, IGBT 即会失去控制, 造成极大的漏极电流, 这就是所谓的擎住效应。IGBT 所允许的最大漏极电流以及相应的最大栅源电压正是由此限定的。在 IGBT 进行关断时, 若漏源极间承受很大的 du_{DS}/dt 应力, 也会因为结电容产生的位移电流过大, 致使 R_{br} 上出现足以产生擎住现象的电压, 为此 IGBT 的使用中应限制关断时的 du_{DS}/dt 。

(2) 安全区 IGBT 也分正向偏置安全区 (FBSOA) 和反向偏置区 (RBSOA) 两种, 具体如图 2.3.53 所示, 其中图 (a) 为 FBSOA, 图 (b) 为 RBSOA。

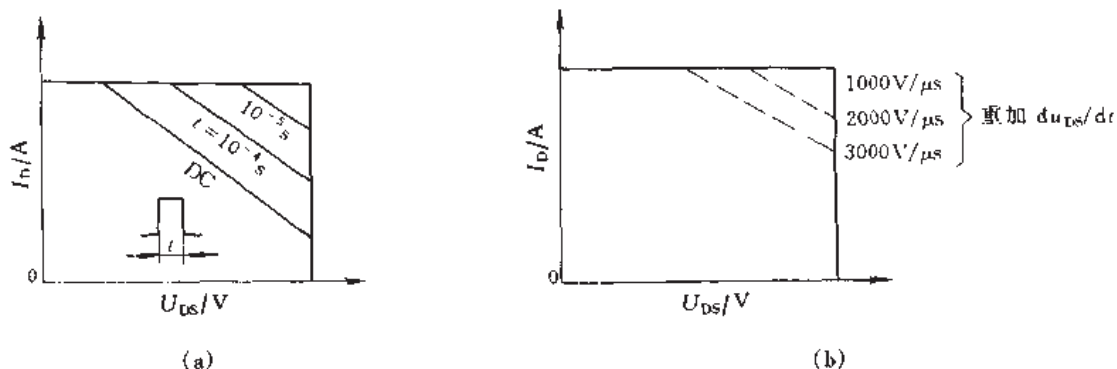


图 2.3.53 安全工作区

IGBT 的 FBSOA 与功率 MOSFET 相似, 它与导通时间密切相关。IGBT 的 RBSOA 与关断时 IGBT 承受的重加 du_{DS}/dt 密切相关, 这一特性又与晶闸管和 GTO 等器件相似。

表 2.3.32 IGBT 驱动电路的应用电压电流

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

四、IGBT 驱动电路

下面介绍目前应用很广的用于 IGBT 的混合 IC 驱动器。

1. IGBT 驱动电路的应用电压电流 (见表 2.3.32)

2. 混合 IC 驱动器 EXB 系列功能方框图 (见图 2.3.54)

表 2.3.33 为该系列管脚的表示法。

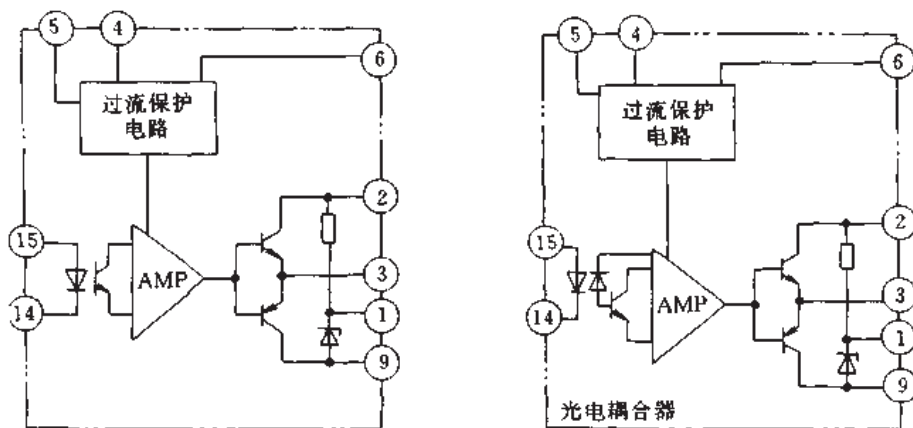


图 2.3.54 EXB 系列功能方框图

表 2.3.33 全部 EXB 系列管脚表示法

脚 码	说 明
①	连接用于反向偏置电源的滤波电容器
②	电源 (+20V)
③	驱动输出
④	用于连接外部电容器, 以防止过流保护电路误动作 (绝大部分场合不需要电容器)
⑤	过流保护输出
⑥	集电极电压监视
⑦ ⑧	不接
⑨	电源 (0V)
⑩ ⑪	不接
⑬ ⑮	驱动信号输入 (-)
	驱动信号输入 (+)

3. 参数

最大绝对额定值见表 2.3.34, 推荐的运行条件见表 2.3.35, 电气特性见表 2.3.36。

表 2.3.34 最大绝对额定值 ($T_a = 25^{\circ}\text{C}$)

项 目	符 号	条 件	额 定 值	
			EXB850, EXB840 (中容量)	EXB851, EXB841 (大容量)
供电电压	V_{CC}/V		25	
光耦合器 输入电流	I_I/mA		10	
正向偏置 输出电流	I_{of}/A	$PW = 2\mu\text{s}$, 占空比为 0.05 或更短	1.5	4.0
反向偏置 输出电流	I_{or}/A	$PW = 2\mu\text{s}$, 占空比为 0.05 或更短	1.5	4.0
输入/输出 隔离电压	V_{iso}/V	AC 50/60Hz, 1min	2500	
工作表面温度	$T_C/^{\circ}\text{C}$		$-10 \sim +85$	
存储温度	$T_{\text{stg}}/^{\circ}\text{C}$		$-25 \sim +125$	

表 2.3.35 推荐运行条件

项 目	符 号	推 荐 工 作 条 件			
		标 准 型		高 速 型	
		EXB850	EXB851	EXB840	EXB841
供电电压	V_{CC}/V	20 ± 1			
光耦合器输入电流	I_I/mA	5		10	

表 2.3.36 电气特性

项 目	符 号	条 件	额 定 参 数					
			EXB840, EXB841 (高速)			EXB850, EXB851 (中速)		
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
导通时间	$t_{\text{on}}/\mu\text{s}$	$V_{CC} = 20\text{V}$, $I_F = 5\text{mA}$			1.5			2.0
关断时间	$t_{\text{off}}/\mu\text{s}$	$V_{CC} = 20\text{V}$, $I_F = 5\text{mA}$			1.5			4.0
过流保护电压	V_{ocp}/V	$V_{CC} = 20\text{V}$, $I_F = 5\text{mA}$		7.5			7.5	
过流保护延迟	$t_{\text{ocp}}/\mu\text{s}$	$V_{CC} = 20\text{V}$, $I_F = 5\text{mA}$			10			10
报警延迟	$t_{\text{ALM}}/\mu\text{s}$	$V_{CC} = 20\text{V}$, $I_F = 5\text{mA}$			1			1
反向偏置 电源电压	V_{RB}/V	$V_{CC} = 20\text{V}$		5			5	

4. EXB850 外接电路的接法 (见图 2.3.55)

表 2.3.37 为 EXB850 推荐的栅电阻 R_G 和电流 I_{CC} 损耗值。

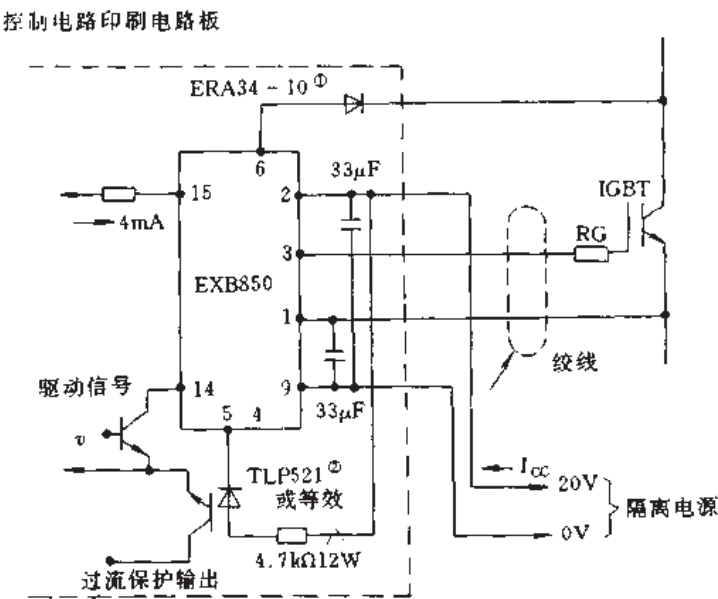


图 2.3.55 EXB850 外接电路的方法
① 快速恢复二极管; ② 光电耦合器

表 2.3.37 EXB850 推荐的栅电阻和电流损耗

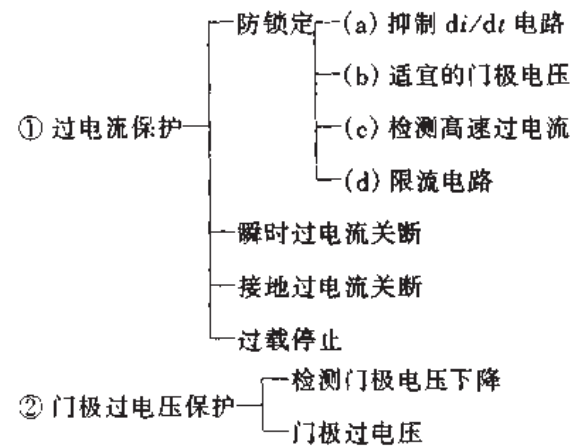
IGBT 额定值	600V	10A	15A	30A	50A	75A	100A	150A
	1200V	—	8A	15A	25A	—	50A	75A
R_G		250Ω	150Ω	82Ω	50Ω	33Ω	25Ω	15Ω
I_{CC}	5kHz	24mA			24mA			26mA
	10kHz				25mA			29mA
	15kHz	25mA			27mA			32mA

五、IGBT 保护

1. 保护电路

IGBT 的保护电路与双极型晶体管或 MOSFET 的保护电路基本相同。IGBT 的安全工作区介于双极型晶体管与 MOSFET 之间。不过, 由于它比双极型晶体管的开关速度快, 所以, 浪涌电压也容易产生。因此, 在进行配、布线和配置元器件时, 必须很好地采取减少分布电感的措施。

IGBT 的保护项目如下:



- ③ 安全工作区 — 电压钳位
— 吸收电路
- ④ 过电压保护 — DC 母线过电压
- ⑤ 超温保护 — 散热器温升

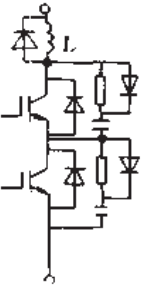

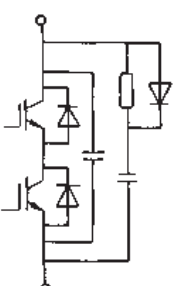
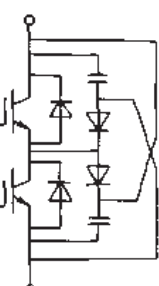
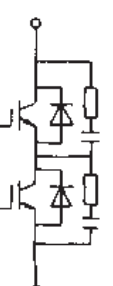
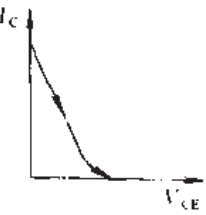
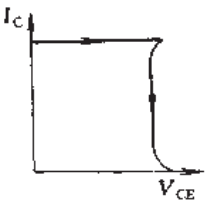
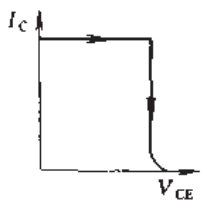
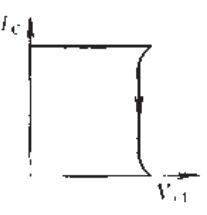
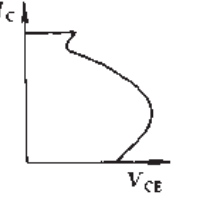
在过电流保护当中, 应注意采取防 IGBT 锁定的保护措施。锁定电流的值可以认为是由 PNP-NPN 构成的晶闸管中的最大可控电流。早期生产的 IGBT 产品, 其锁定电流比较小, 与 GTO 晶闸管一样, 在器件回路中串联电感, 或在电源回路中串接电感来限制电流上升率; 也可在达到锁定电流前把电流值检测出来, 通过门极电路把事故电流切断。但是, 也有些产品把门极电压维持或限定在规定值之下, 这样避免发生锁定现象。但如果门极电压超过规定范围, 也能产生锁定现象。若门极电压降低, 集电极-发射极间电压 $V_{CE(sat)}$ 增大, 正常导通损耗增加。因此, 希望门极驱动电源要稳定。

IGBT 用在逆变器情况下, 它的短路 SOA 在高压范围内要比双极型晶体管的宽, 但芯片面积却比双极型晶体管 and MOSFET 的小。因此, 希望在 $10\mu s$ 左右快速检出过电流状态, 然后迅速把它切断。

IGBT 与 MOSFET 同属电压驱动的器件, 应当直接或间接地测试门极电压是否超过或不足的情况。一般情况下, 给门极电源施加稳定化措施的同时, 要设置投入电源时或瞬间停电时的互锁保护措施。

IGBT 的安全工作区比较宽, 是一种容易使用的功率半导体器件。但由于开关速度快, 容易产生浪涌电压, 因此, 设置吸收电路是其中一项关键。表 2.3.38 给出几种典型的吸收电路。这些吸收电路与双极型晶体管的或 MOSFET 的是相同的。选择哪种电路应考虑到 IGBT 的容量、布线分布电感、使用的电源电压高低、有无串并联器件、负载端短路的危险程度等因素。

表 2.3.38 吸收电路及其特性

项目	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)
电路方式					
工作波形					
特征	① 吸收效果好 ② 吸收回路损耗大 ③ 需串接电感	① 易振荡 ② 最简单 ③ 吸收回路损耗小	① 有振荡抑制效果 ② 吸收回路损耗大	① 吸收回路损耗小 ② 适宜在大容量上使用	吸收效果好, 但如增大效果, 则吸收回路损耗大

在切断负载短路事故等大电流场合下, 建议采用电路 (c), 通过二极管与电容的串联组成大的能量吸收回路, 对于高速浪涌来说, 直接将高频电容接在直流电源上。

在大容量的变换器内, 由于布线分布电感增加, 采用电路 (d) 比较有效。电路 (e) 也属于最基本的吸收电路, 如果提高其效果, 吸收回路损耗也变大。在实际应用时, 最好的办法是通过实验来确定其参数。

2. IGBT 模块在逆变器中使用的保护技术

(1) 过电压保护

① 过电压发生的原因。IGBT 在 VVVF 逆变器中应用的例子如图 2.3.56 所示。IGBT 在关断过程中的工作波形如图 2.3.57 所示。

IGBT关断时, 由于主回路电流急剧变化, 在主回路的分布电感上出现高电压, 即浪涌电压。

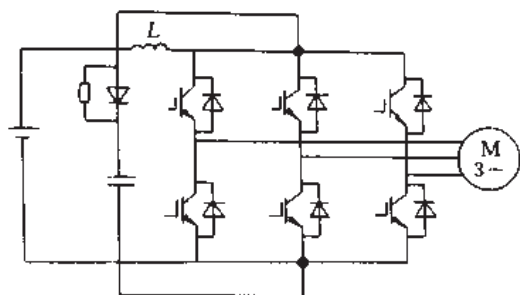


图 2.3.56 VVVF 逆变器中 IGBT 的应用
L—主回路配线电感

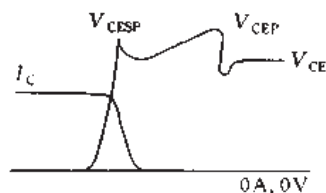


图 2.3.57 IGBT 在关断过程中的工作波形

② 吸收电路。图 2.3.58 所示为 IGBT 反向偏置下的安全工作区 RBSOA。由于上述开关浪涌电压的出现, 关断时动作轨迹如超出 RBSOA, 则会损坏器件。吸收电路的作用就是抑制开关的浪涌电压, 使得它的工作轨迹落入 RBSOA 以内。

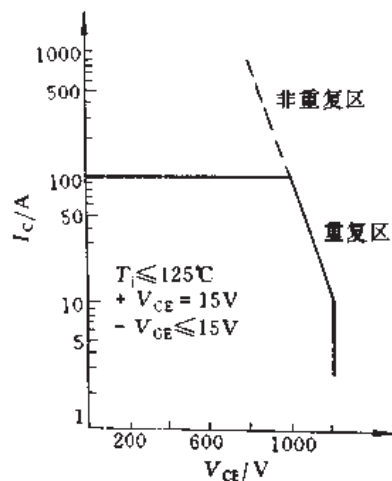


图 2.3.58 IGBT (2MB150-120) 的 RBSOA

③ 吸收电路的基本设计方法。最简单的 IGBT 吸收电路就是阻止放电型吸收电路。下面以它为例进行参数计算。

a. 吸收电容 C_s

$$C_s = \frac{L_0^2}{(V_{CEP} - E_d)^2}$$

式中 L ——主回路内的分布电感;

I_0 ——IGBT 关断时的集电极电流;

V_{CEP} ——吸收电路中电容上最终达到的电压值 (容许的 V_{CEP} 根据电流不同有所不同);

E_d ——直流电源电压。

b. 吸收电阻 R_s 。要求吸收电阻的功能是, IGBT 在进行下次关断动作之前, 将吸收电容上面储存的电荷进行放电。下面以关断动作之前, 把储存的 90% 电荷进行放电为条件来计算 R_s :

$$R_s \leq \frac{1}{6C_s f}$$

式中 f 为开关频率。

但是, 如果吸收电阻取得太小, 则吸收电路的电流振荡, IGBT 开通时集电极电流尖头也增大。因此, 在满足上式的范围内, 把 R_s 值选得大些为好。

吸收电路中吸收电阻所产生的功耗与电阻值无关, 可按下面的公式计算:

$$P_s = \frac{L_s I_0^2 f}{2}$$

式中 L_s ——吸收电路中分布电感。

c. RBSOA 的分析方法。IGBT 关断过程中的尖峰电压 V_{CEP} 可以用下面给的公式求出:

$$V_{CEP} = E_d + V_{FM} + L_s di/dt$$

式中 di/dt ——下降期间集电极电流变化率;

V_{FM} ——吸收电路中二极管的过渡正向压降 (一般情况下, 600V 档时 $V_{FM} = 20 \sim 30V$, 1200V 档时 $V_{FM} = 40 \sim 60V$)。

必须将 V_{CEP} 落在 RBSOA 内。为了有效地使用 IGBT, 必须抑制 V_{CEP} 。这就需要选用过渡正向压降小而又快速的二极管。为了减小吸收电路的电感, 必须充分注意配布线方式。

(2) 过电流保护

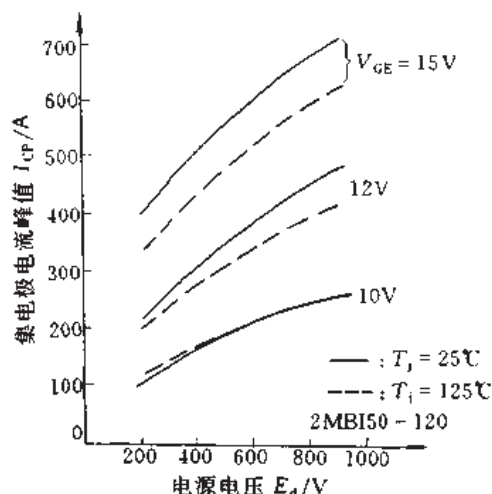


图 2.3.59 短路时的输出特性

① 过电流产生的原因。使用 VVVF 逆变器时, 由于电动机在起动时的冲击电流, 或控制电路、驱动电路等的误动作、误配线等引起桥臂短路、输出短路等事故, 在 IGBT 中有过电流发生。

在逆变器中出现的短路现象可归纳为桥臂短路、串接短路、输出短路、对地短路。

下面以 2MBI50~120IGBT 为例, 对各个短路耐量和保护方法进行分析。

② IGBT 的短路耐量。逆变器电路中, 直流电源电压可以写作:

$$E_d = V_{ac} \times 1.1\sqrt{2} = 1.56V_{ac}$$

式中, 电源波功率为 10%。

1200V 的 IGBT 适用于交流输入为 480V, 直流电源电压为 747V 的场合。在这个电压下即使发生短路, 器件也不应损坏。

a. 桥臂短路。图 2.3.59 所示为直流电源电压与短路电流的变化情况。当 $E_d = 750V$ 时, 集电极电流尖峰值可达 600A, 这是额定电流的 12 倍。

b. 串接短路。桥的上下臂两个管子发生短路, 如图 2.3.60 所示, 根据各个器件的输出特性 V_d 被分压为 V_{CE1} 和 V_{CE2} , 即使流过集电极电流, 也比桥臂短路情况时低。

c. 输出短路。在发生输出短路时, 根据输出线的长度与短路情况, 短路电流路径上的分布电感是不同的。

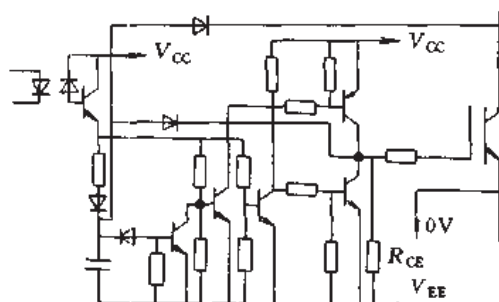


图 2.3.62 短路保护电路

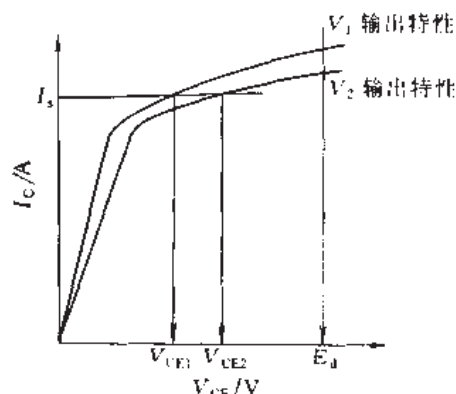


图 2.3.60 串接短路时 IGBT 的输出特性

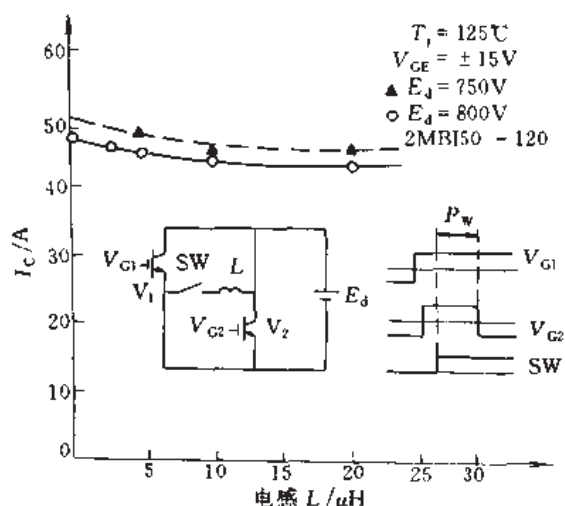


图 2.3.61 模拟输出短路时的短路耐量与电感的关系

因此, 短路电流上升率 di/dt 不能恒定不变。图 2.3.61 所示为 IGBT 输出短路耐量与电感的关系曲线。可以认为, IGBT 耐量不受电感的影响。此外, 用达到破坏的时间来比较, 其耐量是桥臂短路时耐量的 4 倍。

d. 对地短路。出现对地短路时, 在电动机上的反电动势 E_d 与直流电源电压 E_{dc} 一起加到 IGBT 上, 这是短路现象中最为严重的情况。

③ 保护电路举例。图 2.3.62 电路为图腾柱输出形式, 在输出发生短路时将两个管同时关断。由于门极-发射极间接有比较大的电阻 R_{CE} , 从而使 IGBT 进行低速关断。

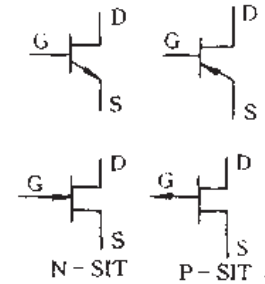
(3) 具有过电流保护的混合 IC 驱动器 具有过电流保护的混合 IC 驱动器已在前面介绍过。

第八节 静电感应晶体管 (SIT)

较大功率的静电感应晶体管分为两类，一类是常开型器件，简称功率 SIT；另一类是常闭型器件，简称 BSIT (BI-Polar Static Induction Transistor)，也称双极型静电感应晶体管。

一、常开型静电感应晶体管

SIT 是一种只有非饱和输出特性的多子导电型器件，具有输出功率大、失真小、输入阻抗高、开关特性好、热稳定性好、抗辐射能力强等一系列优点。它易于实现多胞合成，因而适合制造高电压大电流器件，代替传统的真空三极管。



1. 结构与原理

SIT 的结构分为平面栅型、隐埋栅型和准平面栅型三大类。该器件在沟道内存在多数载流子的势垒，因而控制势垒的高低，即可控制从漏极到源极电流的大小。沟道势垒不但受门极电压的控制，而且也受漏源电压的控制。这种通过门极和漏极电压可以控制势垒高低的机理，与真空三极管中的静电感应现象十分类似，故得名静电感应晶体管。

SIT 按沟道的不同，又可分为 N 沟 SIT 和 P 沟 SIT，其图形符号如图 2.3.63 所示。图中箭头表示门源结为正偏时门极电流的方向。

2. 基本参数

表 2.3.39 和表 2.3.40 分别给出了 SIT 产品的基本电气参数和主要应用领域。

表 2.3.39 SIT 的基本电气参数

项 目	2SK180	2SK181	2SK182	2SK183
漏-栅间电压 U_{DGO}/V	600	800	600	800
栅-源间电压 U_{GSO}/V	80	80	80	80
漏-栅漏电流 $I_{DGO}/\mu A$	10	10	10	10
漏极电流 $I_{D(max)}/A$	20	20	60	60
容许功耗 $P_T (T_C = 25^\circ C) /W$	300	300	1000	1000
栅极电流 I_G/A	0.1	0.1	0.1	0.1
电压放大系数 μ	10	10	10	10
导通电阻 $r_{DS(on)}/\Omega$	1.5	3	1	2
导通时间 t_{on}/ns	200	200	200	200
结温 $T_j/^\circ C$	150	150	150	150

表 2.3.40 SIT 的主要型号及应用领域

外 形	型 号	功 耗 /W	漏极电压 /V	漏极电流 /A	开关速度 /ns	主要用途
平面底座	2SK180	300	600	20	250	超声波设备、大功率开关电源
	2SK181	300	800	20	250	
	2SK182E	500	600	60	250	
	2SK183E	500	800	60	250	
	2SK183HE	500	1200	60	250	
扁平管壳	2SK181VE	500	1500	60	250	高频大功率振荡器感应加热等
	2SK182	1000	600	60	250	
	2SK183	1000	800	60	250	
	2SK183H	1000	1200	60	250	
	2SK183V	1000	1500	60	250	
	TS-300	3000	600	200	350	
	TS-300H	3000	1200	180	350	
高速型 平面底座	THF-50	400	450	30	50	广播设备：MHz 带大功率振荡器
	THF-51	400	600	30	50	
	THF-52	400	800	30	50	
	THF-53	400	1000	30	50	
电路模块	TMI (D) -M	600 × 2	600	60	250	开关电源、小型转换器
	TMI (D) -N	500 × 2	800	60	250	
	TMI (D) -H	500 × 2	1200	60	250	

3. 基本特性

功率 SIT 的输出特性与真空三极管相似, 如图 2.3.64 (a) 所示。由图可知, 当门源电压 U_{GS} 为零时, SIT 处于导通状态; 当 U_{GS} 在负值方向上增加时, 以 U_{GS} 为参变量, 可以做出 $I_D \sim U_{DS}$ 特性曲线。

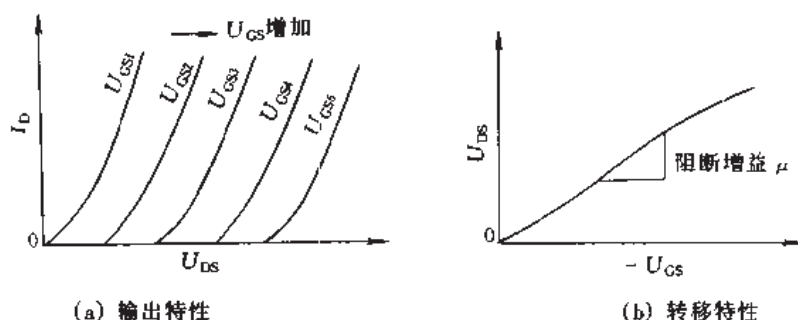


图 2.3.64 N 沟功率 SIT 的输出特性与转移特性

当漏源电压一定时, 对应于漏极电流近于零时的门极电压 U_{GS} , 称为 SIT 的夹断电压 U_P , 不同的漏极电压 U_{DS} , 对应看不同的夹断电压 U_P 。

当门极电压 U_{GS} 一定时, 随着漏极电压 U_{DS} 的增加, 漏极电流 I_D 线性地增加, 其大小由 SIT 的通态电阻决定。

图 2.3.64 (b) 所示为 SIT 的转移特性, 它表明 U_{DS} 与 U_{GS} 的关系。 $U_{DS} \sim U_{GS}$ 特性曲线的斜率定义为阻断增益 μ , 其值由下式表示:

$$\mu = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta U_{GS}}$$

由此式可知, 漏极电压的增量与门极电压增量之比, 即为阻断增益的真正含义。最大的漏极电压 U_{DSM} 与最大的门极电压 U_{DSM}/μ 相对应, 也即漏极电压的极限受 SIT 门极电压所限制。

二、常闭型静电感应晶体管

1. 结构与原理

BSIT 为全控型器材, 不论是隐埋栅结构, 还是表面栅结构, 均可以通过适当工艺制成 BSIT, 目前 BSIT 多采用平面栅结构。BSIT 的沟道比 SIT 更窄, 在零栅压偏置时, 栅区的多子已经耗尽, 因而虽然有漏源电压存在, BSIT 仍处于阻断状态。当栅源极加以正电流信号时, BSIT 即可开通, 此时由门极注入的载流子产生电导调制效应, 使其具有与双极型晶体管一样的性能。为此 BSIT 被称为双极型晶体管。BSIT 的源、栅和漏三极, 相当于双极型晶体管的发射极、基极和集电极, 其使用方法两者很类似。

2. 特性与参数

由于 BSIT 的结构介于 SIT 与双极晶体管之间, 所以它具有低输入阻抗、负的电导温度系数 (大电流时) 和全控性能等三大特点, 是一种电流型大功率开关器件。BSIT 的电流放大系数很大, 而且随温度的变化很小, 因而具有良好的热稳定性。此外 BSIT 还具有很高的抗二次击穿能力和快速开关性能。典型 BSIT 的主要参数如表 2.3.41 所示。

BSIT 的输出特性如图 2.3.65 所示。由图可知, BSIT 的输出特性与双极晶体管和真空五极管很相似。

表 2.3.41 BSIT 的主要参数

漏极电压 /V	漏极电流 /A	功 耗 /W	开关速度 /ns
450	10	100	700
450	20	200	900

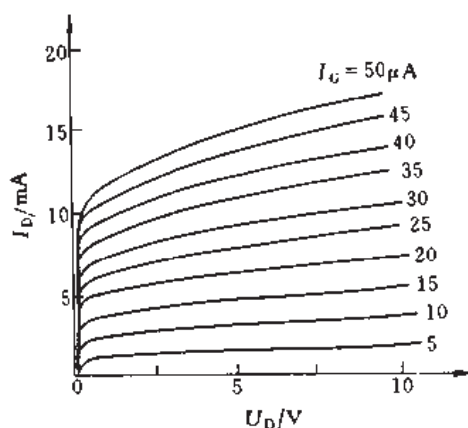


图 2.3.65 BSIT 的输出特性 (示例)

第九节 MOS 栅控晶闸管 (MCT)

一、MCT 工作原理

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

现以 P-MCT 为例, 说明 MCT 的工作原理。P-MCT 元胞结构表示在图 2.3.66。一个 MCT 内至少集成了约 10 万个元胞。其等效模型及符号示于图 2.3.67。

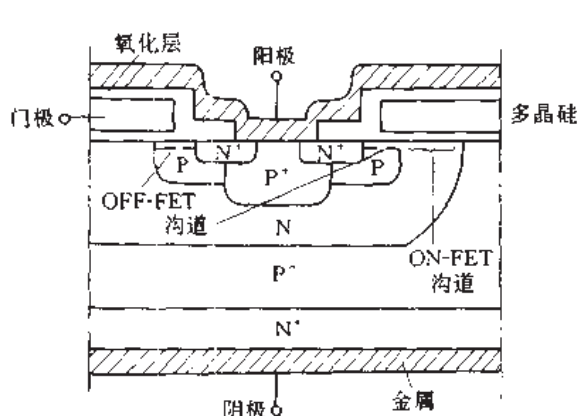


图 2.3.66 MCT 元胞结构 (P-MCT)

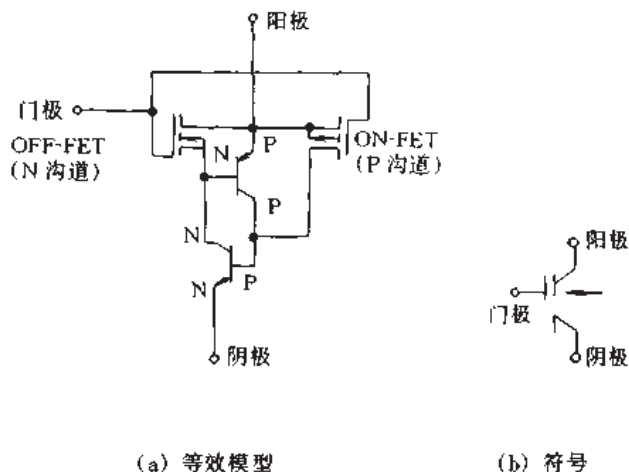


图 2.3.67 MCT 的等效模型及符号

当门极相对阳极加负脉冲信号时, 靠近门极 SiO_2 氧化层下面的 N 表面层反型成 P 型 (P 沟道), 于是小的阳极电流流入 P^+ 层, 经过 P 层和 P 沟道, 流向 P-N^+ 结, 最后从 N^+ 层流出, 即 ON-FET 被接通 (OFF-FET 被关闭)。该电流恰好为 NP-N^+ 晶体管提供了基极电流, 使该晶体管的集电极电流增加。 NP-N^+ 的集电极正好又是 $\text{P}^+ \text{NP}^+$ 晶体管基极电流, 从而引起晶闸管内部的正反馈机制, 最后导致 MCT 导通。MCT 中晶闸管部分一旦导通。其通道电阻比原先激励通道的电阻小得多, 因此, 主电流由晶闸管部分承担, 而原先的激励通道只维持很小的激励电流。

当门极相对于阳极加上正脉冲信号时,即启动 OFF-FET,使其转入通态,同时关闭 ON-FET,于是门极 SiO_2 层下面的 P 表面层反型为 N 型,形成 N 沟道,则将 P^+NP^- 晶体管的基-射极 (PN) 短路,也就是说,这时 P^+N 结非但不发射空穴,反而使 N 基区中储存的载流子被抽走,从而使 P^+NP^- 晶体管进入关断过程,最后导致晶闸管部分因不能维持导通条件 ($d_1 + d_2 \geq 1$) 而关断。

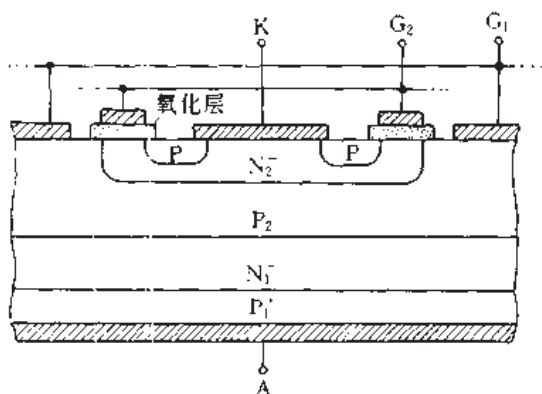


图 2.3.68 N-MCT 元胞结构

从上述分析可知, P-MCT 是通过激活 P 沟道来导通晶闸管, 通过激活 N 沟道来关断晶闸管。当 P-MCT 各区的半导体材料, 用相反导电类型材料代替它们时, 则成为 N-MCT 结构, 此时图 2.3.66 中上方的阳极变成阴极, 而下方的阴极变成阳极。当门极相对阴极加正脉冲信号时, MCT 导通, 反之则关断 MCT, 其元胞结构示于图 2.3.68。

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

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

二、MCT 特点

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

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

这种器件是 80 年代后期刚开发出来的，其结构和工艺都还在不断完善过程中。尽管如此，由于它的优越性能，人们对它产生了极大的兴趣。现将 MCT 产品列于表 2.3.42 供参考。

表 2.3.42 GE 公司的 MCT 产品主要参数

参 数	TA9789A	TA9789B	TA9836A	TA9836B
击穿电压/V	500	1000	500	1000
无吸收回路的 SOA/V	300	600	300	600
峰值可控电流/A	50	50	100	100
峰值电流/A	500	500	1000	1000
芯片尺寸/mil ^①	170×227	170×227	260×390	260×390
U_{on}/V	1.1	1.1	1.1	1.1
输入电容/pF	7000	7000	14000	14000
$\frac{di}{dt}/(A \cdot \mu s^{-1})$	2000	2000	2000	2000
$\frac{du}{dt}/(V \cdot \mu s^{-1})$	20000	20000	20000	20000
导通时间/ns	200	200	200	200
储存时间/ns	500	500	500	500
关断时间/ns	2000	2000	2000	2000
门极-阳极电压/V				
最大值 U_{Gon}	20	20	20	20
导通 U_{Gon}	-5 ~ -10	-5 ~ -15	-5 ~ -15	-5 ~ -15
关断 U_{Goff}	+10 ~ +15	+10 ~ +15	+10 ~ +15	+10 ~ +15
外壳	5 引线 TO-218			

① 1mil=0.025mm。

三、门极驱动电路

控制 MCT 的电路应当满足以下几项要求：

- ① 门极驱动电压可达 $\pm 20V$ ；
- ② 门极电压信号的上升与下降时间应 $< 200ns$ ；
- ③ 峰值电流可达 2A；
- ④ 考虑散热措施时，除了门极电流对频率的关系外，还要附加直流损耗；
- ⑤ 信号的接口通常采用磁或光的隔离方法；
- ⑥ 电源隔离。

1. 采用双 FET 驱动器组成的门极驱动电路

采用双 FET 驱动器组成的门极驱动电路如图 2.3.69 所示，其中内部主要元件有两个双 15~18V 标称的 FET 驱动 IC 芯片和两个分立 FET 功率器件。该驱动器电路产生 MCT 所需要的 +20V 门极关断信号。在电路的 2 号端子上输入信号，经电平变换后，去驱动上和下功率反相器，它们依次又去驱动场效应晶体管 V_1 与 V_2 ，而这些晶体管的电压能力应超过 MCT 要求的 26V 范围。VD₁-R₃ 与 VD₂-R₄ 延迟组合元件，是为防止流过 V_1 与 V_2 交迭的短路电流而设置的。电阻 R_{11} 用来缓冲门极电压， R_1 与 R_2 为分压电阻，电容器 C_1 与 C_2 为母线滤波器，

并为 MCT 门极电容提供必要的峰值电流。

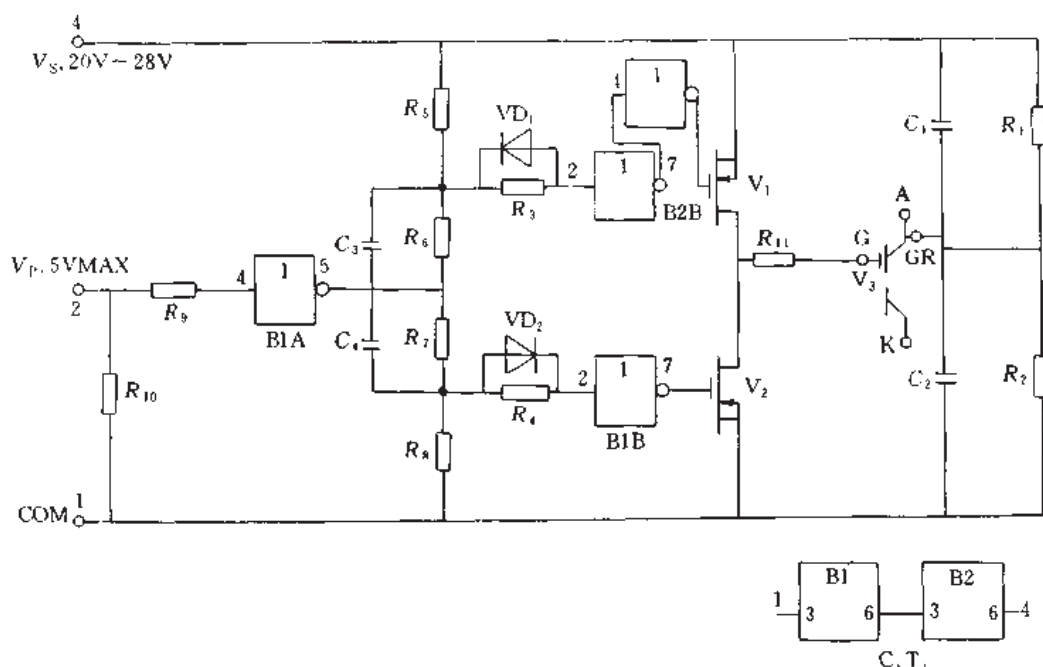


图 2.3.69 采用双 FET 驱动器组成的门极驱动电路

$$R_1 = 6.7k \quad R_2 = 3.3k \quad R_3 = 3k \quad R_4 = 3k \quad R_5 = 15k \quad R_6 = 15k$$

$$R_7 = 15k \quad R_8 = 15k \quad R_9 = 100 \quad R_{10} = 1000 \quad R_{11} = 0.15$$

$$C_1 = 10\mu F, 25V \quad C_2 = 10\mu F, 25V \quad C_3 = 100pF \quad C_4 = 100pF$$

$$B1: ICL7667 \quad B2: ICL7667$$

$$V_1: IRFD9113R \quad V_2: IRFD113R \quad V_3: MCT$$

该电路具有两个优点：其一，电路工作时能抗住母线电压波动的影响；其二，通过减少 V_1 与 V_2 的 $R_{DS(ON)}$ ，电路可驱动并联的 MCT。该电路的缺点是在驱动单个 MCT 时，显得相对复杂。

2. 采用功率驱动器 IC 的门极驱动电路

图 2.3.70 所示为一个门极驱动电路，它使用一个 35V 标称值的 FET 功率驱动器，产生 MCT 所需要的 +20V 门极电压信号。功率驱动器需要的 26V 电源电压，是通过变压器与整流二极管产生的。输入端与多种类型的光电接收器相容。电阻 R_3 对门极电压波形进行缓冲。电阻 R_1 与 R_2 为分压电阻，电容 C_1 与 C_2 用于滤波。该驱动电路具有内部热锁定功能，即当温度超过 +155℃ 时，驱动器输出为低，这将使 MCT 导通。

该电路优点为电路简单，只需使用几个元件；输出电流较大。缺点主要是内部热锁定 (+155℃)，控制 MCT 导通。

3. MCT 专用驱动器 IC 芯片

MCT 驱动器 IC 芯片具有许多功能，其内部所包括的主要部分有功率电路、主要的 MCT 通/断通道和辅助比较器等，具体内容如图 2.3.71 所示。

IC 芯片由内部钳位在 12V 的负电源 (7~12V)，或者中间抽头电源 (-P→PA→+P)、或者由单端电源 (-P→+P) 来供电。当使用负电源时，内部电荷泵给 +P 端供电。-4.7V 的基准电源能灌入 30mA 的电流，并能直接给光电接收器或其他控制电路供电。该 IC 芯片不工作时，所消耗的电流小于 5mA。

所有进入到 IC 内部去的信号皆通过比较器，比较器仅需要几毫伏的输入信号。共模范围包括 PA 端与 -4.7V 的基准电压端，而后者允许几伏的噪声控制。主导通通道控制门极输出，它可驱动 4 个门极并联连接的 MCT 功率器件。导通通道包括最小导通时间和最小关断时间的功能，它们是可编程的，由用户采用外接电容的办法来完成。例如，这些功能可用来提供足够的吸收电路的复位时间。

该专用 IC 芯片包括一个欠电压禁止和一个闩锁。当设备或仪器需强制导通通道以使 MCT 关断时要闩住。

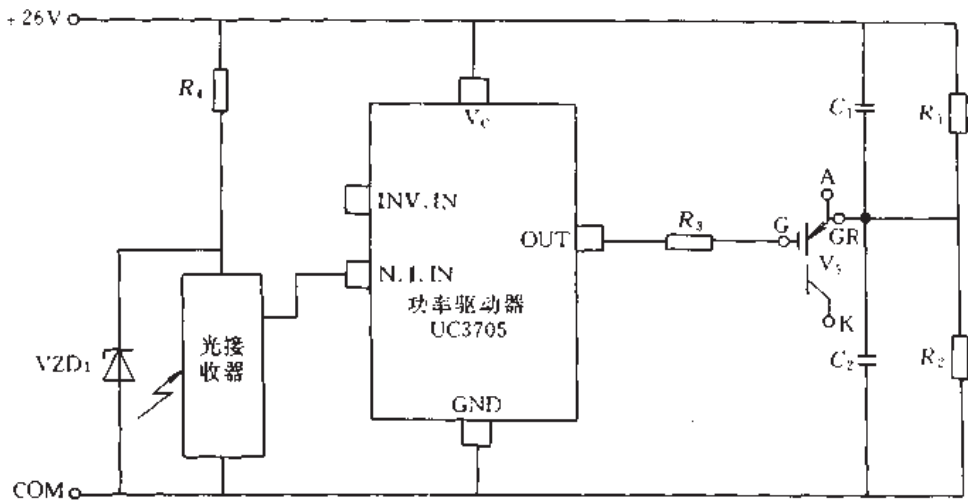


图 2.3.70 采用功率驱动器 IC 的门极驱动电路

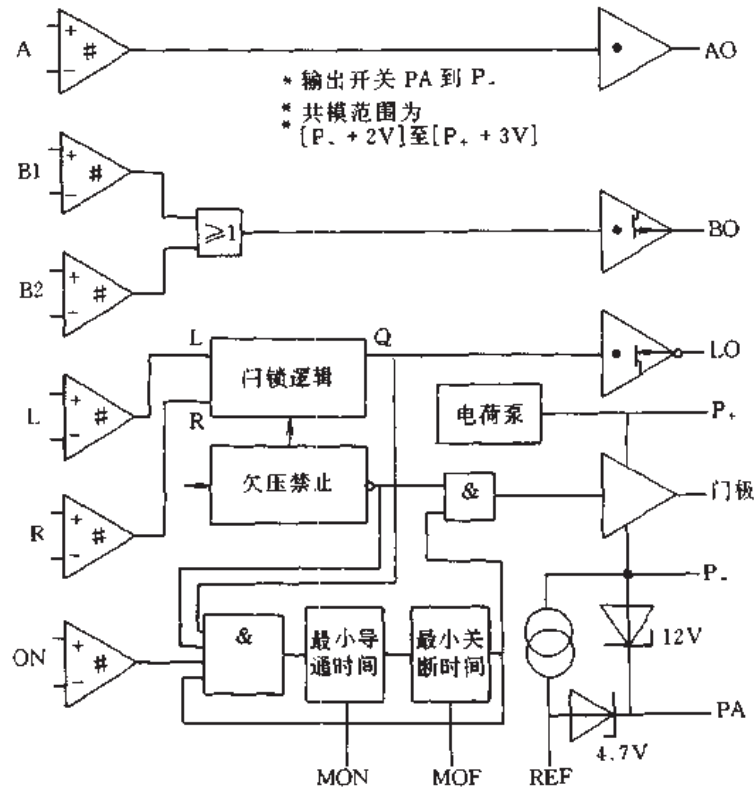


图 2.3.71 MCT 驱动器方块图

门锁是由 L 比较器来设置的，复位是由 R 比较器进行。在设置门锁情况下，LO 输出能灌入 20mA 的电流，可以用于 LED 的驱动。通过这些带比较的输入端，用户能实现过电流或过温封锁。

该芯片也包括两个自由的比较器通道，“A”通道具有图腾柱输出“AO”，它有驱动 20mA 的电流能力；“B”通道有两个比较器输入端，通过“线或”连在一起，其输出“BO”具有 20mA 的拉电流能力，可用来驱动 LED。这些自由通道可用检测、定时和逻辑运算等。

采用该芯片驱动 MCT 的参考电路，如图 2.3.72 所示。REF 端用于光电接收器供电，并为比较器的输入端提供基准电压。在该电路中 $R_1 R_2$ 与 $C_1 C_2$ 为确立加在 MCT 门极上的母线电压部分。IC 芯片由 R_3 提供电源，电阻 R_4 用于缓冲门极电压。

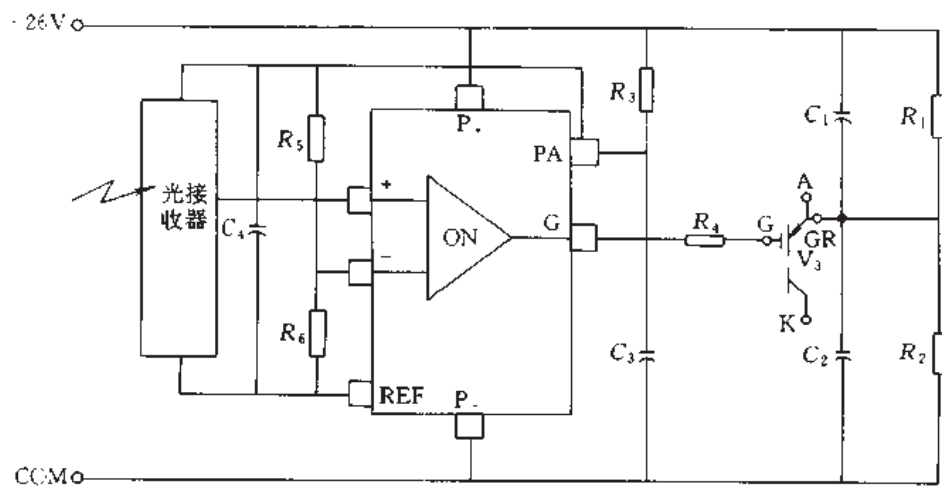


图 2.3.72 采用 HARRIS 专用 IC 组成的 MCT 门极驱动电路

采用这个芯片去驱动 MCT 时, 门极上的电压 + 或 - 的幅度, 可通过电源电压和 R_1 与 R_2 调节的希望的值得。

第三篇 可编程序控制器 (PLC) 技术

第一章 PLC 的基本组成及选用

第一节 概 述

可编程序控制器 (Programmable Controller) 简称 PLC, 它是以微型计算机技术为基础的新型工业控制装置, 不仅具有逻辑控制的功能, 而且还具备运算、数据传递和处理等功能。目前 PLC 已成为工业控制的标准设备, 是自动化的三大技术支柱 (PLC 技术、机器人、CAD/CAM) 之一, 其应用领域非常广泛, 表 3.1.1 中列出了部分工业应用领域, 表 3.1.2 中列出了部分典型 PLC 的应用。

表 3.1.1 典型应用 PLC 的工业

石化工业	能源工业	空间计划	包装工业	玻璃工业	天然气工业
航空工业	金属工业	石油工业	纸浆和造纸工业	煤炭工业	橡胶工业
娱乐产品工业	汽车制造业	机器工具制造业	木材制造业	运输业	食品饮料工业
罐头工业	塑料工业	材料处理工业			

表 3.1.2 典型 PLC 的应用

锯木厂控制	配料控制	容器灌注控制	地质钻探控制	批量处理过程控制
罐头封装控制	机械加工钻孔控制	热处理控制	传送装置控制	管线控制
计量控制	材料加工处理控制	团球产品压制控制	燃烧炉火嘴控制	矿藏生产处理控制
水处理控制	填料控制	夹板安装控制	废物加工处理控制	煤加工处理控制

PLC 一般按 I/O 点数和结构形式来分类。按点数可分类为小型、中型和大型; 按结构形式可分为整体式 (又称单元式或箱体式) 和模块式。表 3.1.3 列出了常见 PLC 的有关型号和性能。

表 3.1.3 常见 PLC 性能一览表

公 司	型 号	最大 开关量 I/O	最大 模拟量 I/O	扫描 速度 /(ms/K 步)	程序存 储容量 /B	数据存 储容量 /B	高级 语言	运动 控制	PID 功能
A-B	SLC-500	72	4	8	1K	4K		•	
	PLC-2/02	128	128	12.5	2K	2K	•	•	•
	PLC-3	8192	4096	2.5	2M	2M	•	•	•
	PLC-5/10	512	256	2	6K	6K	•	•	•
	PLC-5/40	2048	2048	0.5	48K	48K	•	•	•
	PLC-5/250	4096	4096	1	384K	384K	•	•	•
GE FANUC 通用电气	GE ONE/E	112	24	12	1.7K		•		
	GE-90 20/211	28		18	1K	256			
	GE-90 30/311	80	96	18	3K	512			•
	GE-90 30/331	512	192	0.4	8K	2K	•		•
	GE-90 70/771	2048	1024	0.4	256K	16K	•	•	•
	GE-90 70/781	12K	4K	0.4	256K	16K	•	•	•
MITSUBISHI 三菱	F1	120		12	1K	128		•	
	FX2	256		0.74	8K	3308		•	
	A1S	256		1	8K			•	
	A2C	512		1.25	8K			•	
	A3M	2048		0.2	30K		•	•	•
	A3A	2048		0.15	60K			•	•