

# 绝缘栅双极晶体管的并联应用及保护技术

湖南省长沙市河西银盆岭一村二号(410013) 汤灿明

**摘要:** 叙述了绝缘栅双极晶体管的概况、特性及并联应用的栅驱动设计、均流、散热设计应考虑的问题。介绍了几种并联应用时采用的栅驱动电路、均流措施、过压过流保护电路。

**关键词:** 绝缘栅双极晶体管 并联应用 保护技术

绝缘栅双极晶体管(IGBT)是八十年代发展迅速的具有功率晶体管(GTR)低饱和电压特性及功率场效应管(VDMOS)高速开关和电压驱动特性的单芯片型电力半导体器件。因其输入阻抗高、驱动功率小、开关损耗小、工作频率高、饱和电压低等特点得到日趋广泛的应用,在变换器或逆变器电路中有取代功率场效应管和功率晶体管的趋势。在IGBT的实际应用中因要求大输出功率容量,需并联IGBT扩大电流容量达到设计要求。在并联应用中由于IGBT兼具功率晶体管和功率场效应管的特性,所以栅驱动设计、均流、散热设计、过压过流保护等成为最重要的工作。笔者在调研及实验的基础上给出上述工作的设计考虑。

## 1 IGBT 特性

当前美国、日本等国家 IGBT 的生产已系列化,电流容量为(10~400)A,电压等级为(500~1200)V。国际整流器(IR)公司推出的第二代 T0-247 或 T0-220 型管壳封装 IGBT,按工作频率可分为三个等级:常规器件 0~1kHz;高速器件(3~8)kHz;超速器件(10~50)kHz。工作电流为(10~70)A,饱和电压为(1.6~3.5)V。IR 公司制造的 IGBT 为非对称型的 IGBT,其正向压降低,关断时间短且尾拖电流小。开通时间一般为(0.5~1.0) $\mu$ s,关断时间为(1.5~3.5) $\mu$ s。

图 1 为 IRG-PC40F(49A600V)器件的静态输出特性曲线。IGBT 栅射间加 + $V_{GE}$  时开通,无信号或加 - $V_{GE}$  时关断。正向导通时 PN 结向基区 N<sup>-</sup>注入空穴,产生基区电导调制效应,因此通态压降低。当  $V_{GE}$  为 15V,  $I_C$  为 40A 时,IGBT 饱和电压仅为 2.0V 左右。由曲线可见,饱和电压  $V_{CES}$  随输出电流  $I_C$  值增加而迅速增加。当  $I_C$  为 100A 时,  $V_{CES}$  达 3.0V; 当  $I_C$  达 120A 时,  $V_{CES}$  竟高达 8.0V,由此可见,检测饱和电压  $V_{CES}$  可检测过流信号。

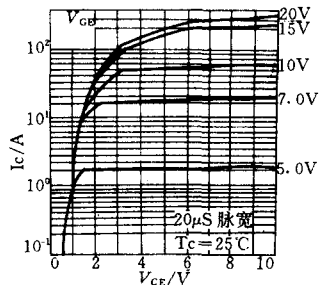


图 1 IRGPC40F 静态输出特性曲线

IGBT 的  $V_{CE}$  电压与过载能力密切相关。图 2 为栅极电压  $V_{GE}$  与短路电流  $I_{SC}$  和短路时间  $t_{sc}$  的关系曲线。由图可见,当  $V_{GE}$  为 15V 时,该器件承受 250A 过电流的时间仅为 4 $\mu$ s; 当  $V_{GE}$  降为 10V 时,该器件承受 100A 过电流时间约 10 $\mu$ s。因此合理选择  $V_{GE}$  对 IGBT 承受负载过电流至关重要。

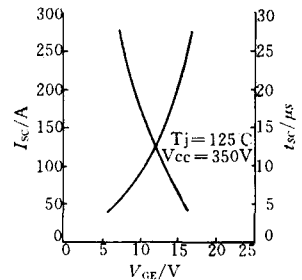


图 2  $V_{GE}$  与短路电流  $I_{SC}$  和短路时间  $t_{sc}$  的关系曲线

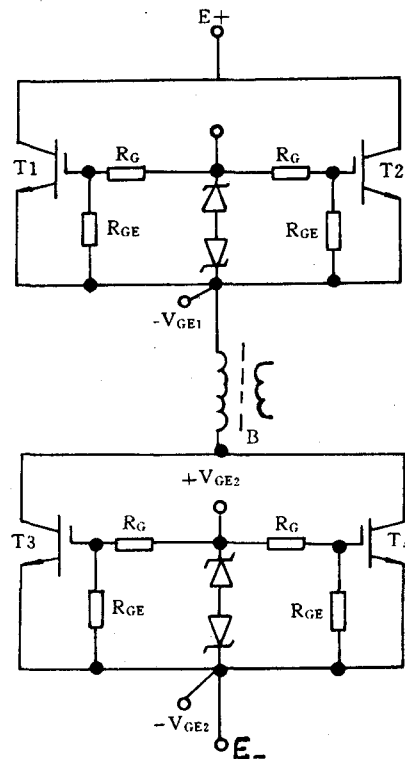


图 3 IGBT 并联应用栅极电路

## 2 并联应用的栅驱动设计

IGBT 并联运行时,栅驱动电路的元件布局及参数设计要求尽可能地保证对称的开关特性,达到最佳的并联均流效果。实践证明,并联 IGBT 的栅极采用非直接耦合方式可达到较好的动态均流效果,电路图参见图 3。IGBT 并联运行时采用同一驱动信号作栅驱动可进一步保证其对称的开关特性。

### 2.1 栅驱动电压 $V_{GE}$

我们知道,当栅射电压  $V_{GE}$  小于阈值电压  $V_{GE(th)}$  时器件的集电极电流为零,处于截止状态。 $V_{GE}$  上升到使 PN 结导通,即  $V_{GE}$  大于  $V_{GE(th)}$  时  $I_C$  开始流过器件,其大小由  $V_{GE}$  值决定。 $V_{GE(th)}$  是器件本身电导调制效应所需的最小栅射电压,并将随温度上升而下降。在 +25℃ 时,实测  $V_{GE(th)}$  值一般约 (3~5)V, 实际设计时应使  $V_{GE}$  大于 2.0 倍  $V_{GE(th)}$ 。当  $V_{GE}$  增加时,导通状态下的  $V_{CES}$  下降,开通损耗也减小,但在负载过程时集电极电流  $I_C$  增加。因此, + $V_{GE}$  的选择应综合考虑,一般取 1.5V 为最佳。

当 IGBT 关断时,集射间承受很高  $dv/dt$ ,集栅电

容的充电可能使栅射电压瞬间超过  $V_{GE(th)}$ ,导致 IGBT 误导通产生擎住效应损坏 IGBT。因此,关断时最好在栅射极间加一 (5~10)V 的关栅电压防止 IGBT 误导通。如图 3 中  $V_{GE}$  由稳压管限制为 +15V 的驱动电压和 -8V 的关栅电压。

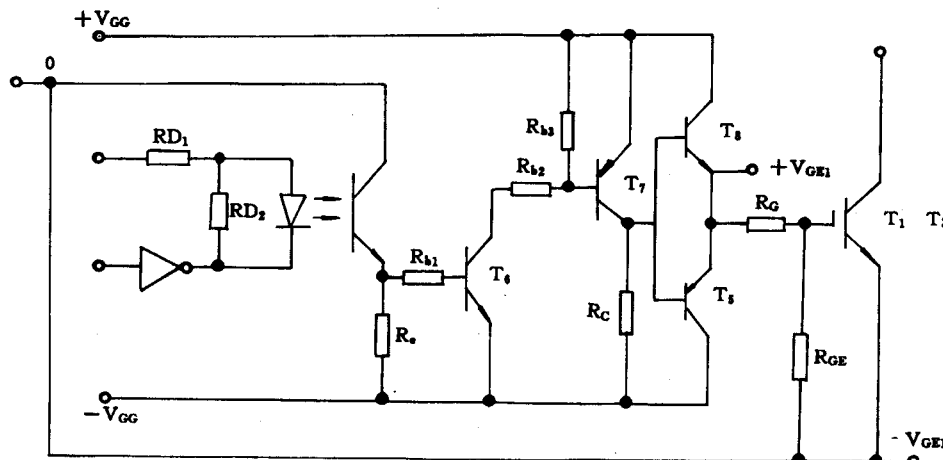
### 2.2 栅极电阻 $R_G$ 及栅射电阻 $R_{GE}$

IGBT 的输入阻抗高达 ( $10^{10} \sim 10^{11}$ ) 欧姆,静态几乎不消耗功率,为改善驱动脉冲的前后沿陡度和防止振荡,在并联的每个 IGBT 的栅极串入一个栅极电阻  $R_G$ ,以减小 IGBT 关断时的集射间的  $dv/dt$  上升率。当  $R_G$  过小时,会使集电极  $di/dt$  过大,易损坏 IGBT。当  $R_G$  增大时,开关时间增大,开关功耗增大。实践证明  $R_G$  选用 (10~100) $\Omega$  为宜,且引线愈短愈好。在并联的每个 IGBT 栅射间并联一只栅射电阻  $R_{GE}$ ,其值取 (100~5000) $R_G$ ,可防止 IGBT 关断时集射间产生的高  $dv/dt$  干扰栅射电压超过  $V_{GE(th)}$  引起器件误导通。

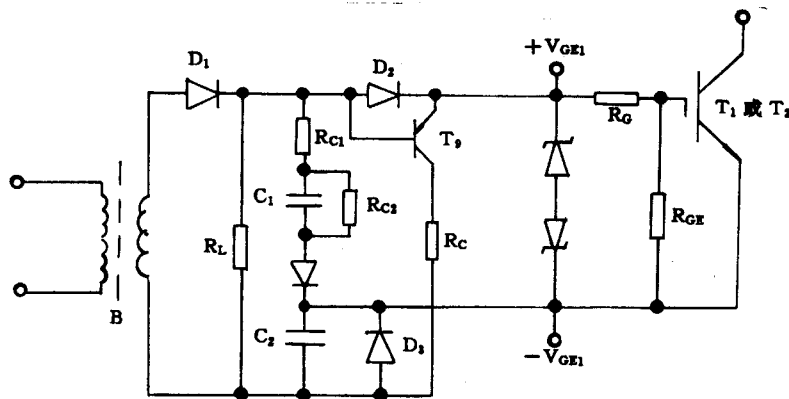
### 2.3 栅驱动信号的耦合方式

栅驱动电路通常要求不同电位的电路之间功能上

相耦合,为达到不同电路电流隔离的目的,采用光电耦合器或脉冲变压器耦合的设计颇多。具体电路如图 4 (a)(b) 所示。由于功率回路工作电压高,而前极控制电路 IC 工作电压一般为 (5~12)V,因此瞬间电压会损坏 IC 功能。IGBT 的高速开关导致电压的突变,尽管电位隔离的设计合理化,仍有干扰及噪声存在。由于光耦器件具有大的耦合电容和接触电阻,而脉冲变压器对噪



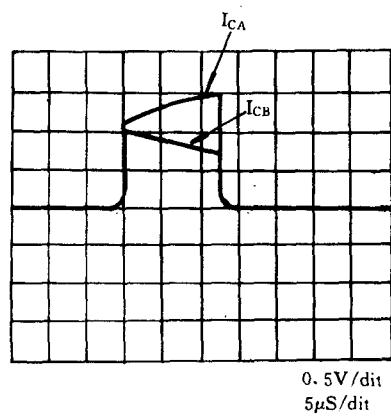
(a) 光电耦合的栅驱动电路(双电源)



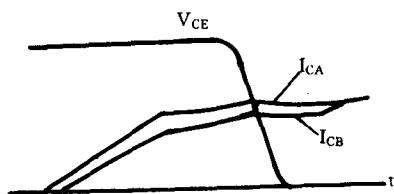
(b) 脉冲变压器耦合栅驱动电路(单电源)

图 4 栅驱动电路

声及干扰的灵敏度低且具有较高的绝缘电压,所以脉冲变压器更适用于传输驱动信号,但其开关工作频率比光耦器件低。



(a)  $V_{CES}$  不一致的波形



(b)  $V_{GE(th)}$  不一致的波形  
 $V_{GE(th)A} < V_{GE(th)B}$

图5 非直接耦合栅驱动电路  $V_{CES}$  和  $V_{GE(th)}$  不一致的波形

### 3 IGBT 的关联均流

为了增大整机的电流容量,IGBT 可以并联运行。在 IGBT 的并联运行中,并联支路的电流不平衡将导致单管过流有损坏的危险,为此,必须解决并联运行的静态和动态均流问题。并联运行中静态均流的最重要参数是饱和电压  $V_{CES}$  和栅极阈值电压  $V_{GE(th)}$ 。并联 IGBT 的动态均流可由以下几方面重点考虑:由于 IGBT 模块中芯片采用并联连接方式,对开关损耗的均衡分布及芯片均热效果要求严格;栅极驱动电路的设计对并联运行 IGBT 的开关损耗能否均衡有很大影响;并联运行的 IGBT 的开关时间、跨导、阈值电压等参数要求一致性。

#### 3.1 并联运行的静态均流

并联运行的静态均流措施一般为两种:元件选配法和串联均流法。

##### 3.1.1 元件选配法

通过选择饱和电压  $V_{CES}$  和阈值电压  $V_{GE(th)}$  相近的 IGBT 并联运行。选配 IGBT 的电流失配率愈小愈好。其定义由下式表示:

《电子技术应用》1995 年第 4 期

$$P_1 = (1 - \frac{I_E}{nI_{cm}}) \times 100$$

式中  $I_E$ ——并联电路总电流

$I_{cm}$ ——单个 IGBT 的额定电流

$n$ ——并联个数

由于  $V_{CES}$  和  $V_{GE(th)}$  选配不一致而不均流的波形见图 5(a)(b)。

实际选配应用时,饱和电压  $V_{CES}$  的测试可在壳温 25℃ 和壳温 80℃ (应加装散热器) 两种情况分别测试,观察 IGBT 的输出特性曲线,选配时应尽可能相近。电流测试点愈多曲线愈重叠,可更好地保证小电流  $I_C$  到大电流  $I_C$  的均流效果。壳温 25℃ 时输出特性曲线见图 1。

#### 3.1.2 串联均流法

通过在并联 IGBT 的每管的集电极回路中串联功率电阻(或熔断电阻)来解决由于静态饱和电压  $V_{CES}$  不同而造成电流不平衡问题。实践证明:当串联电阻压降约为 (0.5~1.0) 倍管压降时,并联 IGBT 的电流分配可大大改善,并可以使管压降大的 IGBT 串联较小的电阻,管压降小的 IGBT 串联较大的电阻以达到均流的目的。但缺点是电阻功耗大且对动态均流作用小。

### 3.2 IGBT 并联运行的动态均流

动态均流的最重要的参数是关断时间(存储时间  $t_{doff}$  + 下降时间  $t_f$ )、阈值电压  $V_{GE(th)}$  及跨导  $g_m$ 。

#### 3.2.1 关断时间对均流的影响

IGBT 的开关频率高,开关损耗较大。开通时间和关断时间与集电极电流  $I_C$ 、栅极电阻  $R_G$  及结温等参数密切相关。关断时间的波形见图 6。选择关断时间相近的 IGBT 并联运行可确保每只 IGBT 关断损耗接近一致。IR 公司的产品 IRGPC50S 器件的结温 25℃ 时,关断时间为 2.1μs,当结温为 150℃ 时,关断时间增大

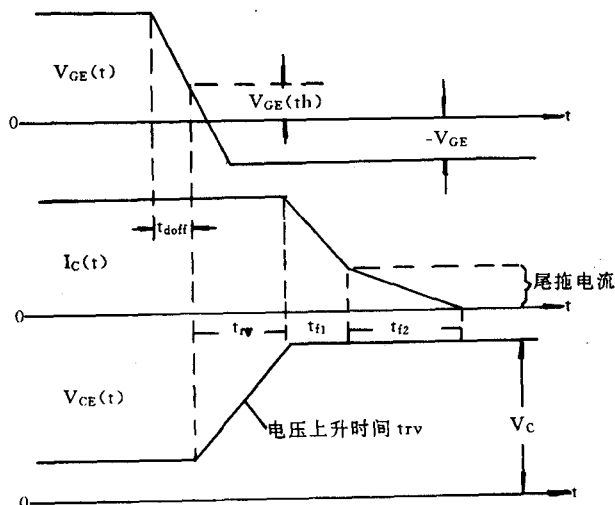


图6 关断时间的电流电压波形

为  $3.3\mu\text{s}$ 。当关断时间选配不一致或由于壳温上升关断时间增值不一致使 IGBT 关断时,关断时间较小的 IGBT 先关断,全部负载电流将由关断时间较大的 IGBT 供给,导致后者关断损耗增加,并可能超出反偏安全工作区(RBSOA)造成 IGBT 的损坏。

### 3.2.2 跨导 $g_m$ 和阈值电压 $V_{GE(th)}$ 对均流的影响

跨导  $g_m$  反映了集电极电流  $I_C$  的变化随栅射电压  $V_{GE}$  变化的关系。实际并联应用时跨导  $g_m$  曲线测绘较难,通常采用测试阈值电压  $V_{GE(th)}$  与集电极电流  $I_C$  的关系来进行选配,IGBT 的阈值电压  $V_{GE(th)}$  决定开通延迟时间  $t_{don}$  的大小,通过选择开通延迟时间一致的 IGBT 并联运行达到较均衡的开关损耗以利于 IGBT 的动态均流。

### 3.3 主回路布局对均流的影响

虽然关断时间、跨导和阈值电压对 IGBT 并联均流起至关重要的作用,但主回路的元器件布局、引线对均流亦有较大的影响。设计时器件位置应尽量对称,引线长短一致,并尽量短而粗,引线最好采用多股线。电流的进口、出口应尽量使各并联支路的分布电感一致,并尽可能减小分布电感、互感及电磁力相互作用。注重结构设计、严格装配工艺,以确保 IGBT 并联均流运行。

## 4 并联应用的散热设计

IGBT 并联应用要求有非常接近的静态和动态参数,IGBT 在相同载流能力下,芯片尺寸仅为功率晶体管的 70%,因此满载工作时将产生较高的功率损耗密度。散热设计要求将功耗转化的热量迅速而可靠地从芯片传送到散热器散热,并确保 IGBT 的最高运行结温  $T_{jm}$  不超过额定结温  $T_j$ 。实践证明,并联运行 IGBT 为确保动态参数尽可能一致,每管独立设计考虑为宜。

IR 公司产品 IRGPC40F 内热阻  $R_{QJC}$  为  $0.77^\circ\text{C}/\text{W}$ ,其他产品内热阻约为  $(0.5\sim 1.2)^\circ\text{C}/\text{W}$ 。随着器件体积增大内热阻得到改善而减小。散热要求器件与散热器的接触热阻  $R_{QCS}$  尽可能小,T0-247(T0-3)和 T0-220 型管壳封装的接触热阻见表 1,供设计时参

考。

表 1 两种封装形式的接触热阻  $R_{QCS}$

封装形式	绝缘垫圈	$R_{QCS}(^\circ\text{C}/\text{W})$	
		有硅油	无硅油
T0-3	无绝缘垫圈	0.1	0.3
	云母( $50\sim 100\mu\text{m}$ )	0.50~0.70	1.20~1.50
T0-220	无绝缘垫圈	0.30~0.50	1.50~2.00
	云母( $50\sim 100\mu\text{m}$ )	2.00~2.50	4.00~6.00

IGBT 的散热设计以 IGBT 的耗散功率和额定结温确定散热器的热阻及热阻抗。散热器的热阻可由结温与热阻关系式(5-1)求出。

$$T_j = T_a + P(R_{QJC} + R_{QSA} + R_{QCS}) \quad (5-1)$$

式中  $T_j$ ——额定结温

$T_a$ ——环境温度

$R_{QSA}$ ——散热器热阻

$P$ ——耗散功率

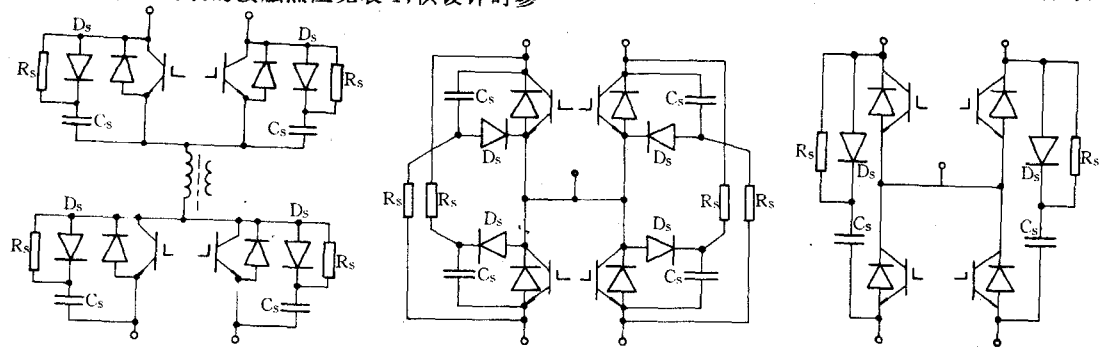
由式(5-1)求出散热器热阻  $R_{QSA}$ ,查散热器手册选定散热器型号及尺寸。选用散热器的热辐射系数越高越好,并应考虑采取强迫风冷措施提高散热效果。

## 5 IGBT 保护技术

### 5.1 过压保护

IGBT 开关时,由于主回路电流的突变,引线电感将产生很高的尖峰电压,该尖峰电压是 IGBT 过压损坏的主要原因。防止过电压一般通过合理布线减小电感及设置吸收电路来实现。IGBT 并联运行时,由于器件布局,引线电感的原因,以每管单独设置吸收电路为宜,并尽可能靠近 IGBT。IGBT 并联应用的几种吸收电路如图 7(a)(b)(c)所示。

RCD 吸收电路是传统应用的吸收电路。当 IGBT 关断时,主电流流过二极管  $D_s$  对电容  $C_s$  进行充电,电容电压随时间而增加,有效地限制关断时的  $dv/dt$  过高,降低关断损耗,对在特定的反偏安全工作区的 IGBT 工作可靠提供改善。IGBT 吸收电路的电容  $C_s$  应采用每管单独使用,以确保并联 IGBT 的关断时间不



图(a)有极性吸收电路

(b)复合型电压吸收电路

(c)直流侧过压吸收电路

图 7 吸收电路

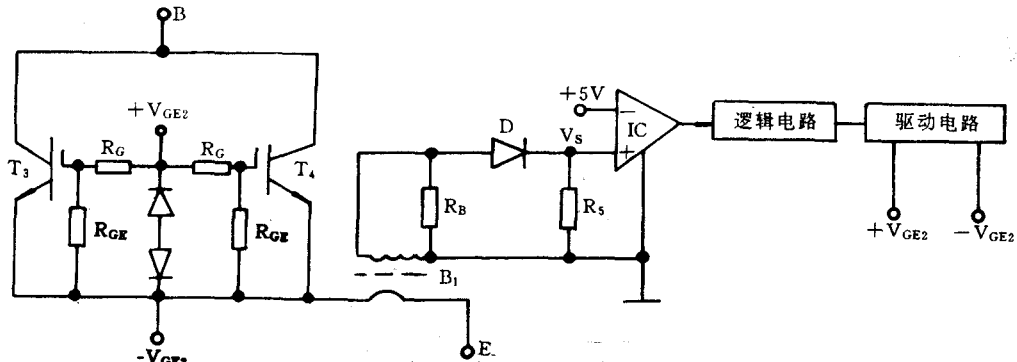


图8 电流互感器检测过流电路

一致时过压吸收效果。图7(a)所示的吸收电路吸收效果最佳,但其电容 $C_s$ 的放电流对满载工作的IGBT开通时间电流叠加冲击很大,易造成 $di/dt$ 过量损坏IGBT,这一点在设计时应注意考虑。

### 5.2 过流保护

在IGBT并联应用时,由于输出短路、元件损坏、支路短路等多种原因,将导致IGBT内部流过很大的电流。由图2可知,IGBT承受过电流的时间非常短,极易造成损坏,因此要求快速检测过电流,在IGBT损坏前有效地保护IGBT。

#### 5.2.1 电流互感器检测电路

在IGBT的发射极串入电流互感器,由于工作频率较高,要求采用快速的电流互感器,图8是电流互感器检测过流原理图。

经理论设计和实验确定次级匝数(一般为几十~几百匝)和电阻 $R_B$ (一般为几十~几百)的大小。次级电流在 $R_B$ 上形成电压作为电流检测电压。正常时,该电压经整流在 $R_S$ 上形成的直流电压 $V_S$ 低于+5V,与+5V基准比较的结果使比较器输出为“0”,控制逻辑电路使指令驱动电路输出驱动信号。当由于各种原因造成IGBT过流时,通过电流互感器反应到次级电阻 $R_B$ 上的电压上升,该电压信号经整流后的直流电压 $V_S$ 将高于+5V,比较器IC输出为“1”,控制逻辑电路使指令驱动电路切断驱动信号,关断IGBT,达到保护IGBT的作用。该检测方法的缺点是不能精确检测并联运行IGBT每管中的过流情况。

#### 5.2.2 $V_{CES}$ 监测法

该方法的原理是根据IGBT的饱和压降 $V_{CES}$ 随负载电流增大而增加的关系曲线来检测IGBT的过载情况。其电原理图见图9。

正常时,+ $V_{GE}$ 为15V,IGBT饱和导通而且 $V_{CES}$ 很低。 $V_C$ 点电位由于 $D_2$ 的箝位作用拉得很低,稳压管 $DW_1$ 截止,比较器 $IC_1$ 及 $IC_2$ 输出为“0”,控制逻辑电路使指令驱动电路提供+15V的驱动信号。当发生过流情况时,IGBT的饱和电压 $V_{CES}$ 电压上升较高(参见图1曲线),二极管 $D_2$ 不再起箝位作用,由 $R_1, D_1, C_1$ 构成的延时电路工作, $V_C$ 随电容 $C_1$ 充电而上升,当过流连续(2~3) $\mu s$ 时,电压 $V_C$ 使 $DW_1$ 导通,在 $IC_2$ 比较器的同相输入端形成电压 $V_D, V_D$ 与 $IC_2$ 的反相输入端电压基准比较使 $IC_2$ 输出为“1”,控制逻辑电路使指令驱动电路输出驱动信号+ $V_{GE}$ 降为10V。当过流连续(5~8) $\mu s$ 时,识别出真实过流情况, $V_D$ 电压的上升与

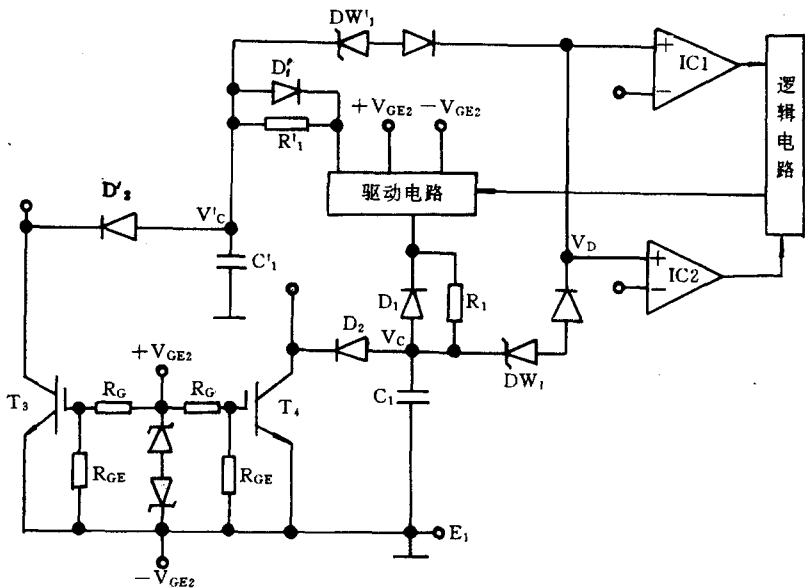


图9  $V_{CES}$ 监测过流电路

(下转第46页)

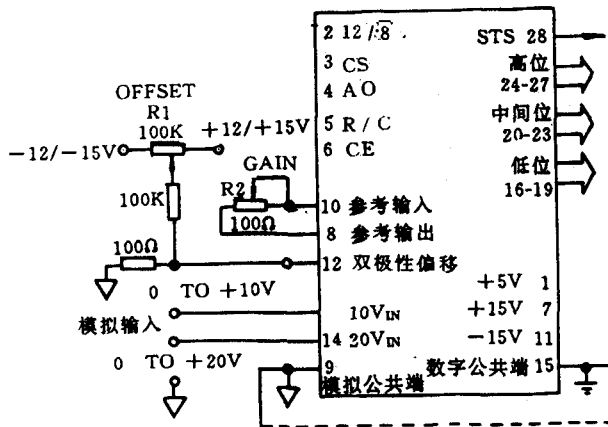


图2 AD574、AD574A、AD674A、AD674B、AD774B及AD1674单极性输入时接线方法原理图

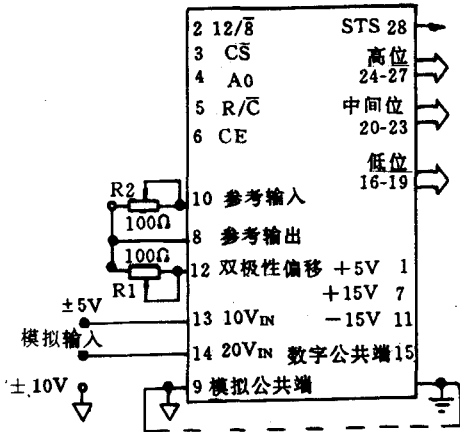


图3 AD574、AD574A、AD674A、AD674B、AD774B及AD1674双极性输入时接线方法原理图

干扰,有利于系统性能的提高。其余产品在使用时应外接

(上接第43页)

比较器 IC<sub>1</sub> 反相输入端电压基准比较的结果使 IC<sub>1</sub> 输出为“1”,控制逻辑电路使指令驱动电路关断驱动信号,达到关断 IGBT 实现过流保护的作用。其中 IC<sub>2</sub> 控制保护为可恢复式控制;IC<sub>1</sub> 控制保护为不可恢复式控制。同时,过流检测动作时间依据 IGBT 的短路电流与短路时间及 V<sub>GE</sub> 的关系曲线设定。本检测方法可有效地实现并联运行 IGBT 每管过流检测及保护控制。

## 6 总结

①栅驱动电路的栅射电压 V<sub>GE</sub>、栅极电阻 R<sub>G</sub> 及栅射电阻 R<sub>GE</sub> 的合理选择可有效地防止 IGBT 因 di/dt 或 dv/dt 过高而损坏。

— 46 —

采样保持放大器,参考型号:AD1154、AD385 等。

## 2.2 转换时间 t<sub>c</sub> 的差异

AD574 系列产品在模拟/数字信号的转换过程中,所需要的转换时间应是不同的。各产品的最大转换时间列于表 1 中,其中 AD1674 的最大转换时间为 10μs,它包含了采样保持放大器的转换时间。

## 2.3 封装形式的改进及工作温度范围的差别如表 1 所示

## 3 结束语

AD 公司生产的 AD574 系列产品是不断发展的。由于 AD574 早已停产,AD574A 生产量大,因此,AD574A 仍属保留产品,但不久也要停产,不是 AD 公司的推荐产品。在今后生产的老产品中,凡用 AD574 产品的场合,完全能够用 AD674A、AD674B、AD774B 直接替代,电子线路及调试工艺不需任何改动。另一方面,AD1674 的性能价格比要比 AD574 好得多,同时也要比 AD674A、AD674B 及 AD774B 好。因此,新设计产品时,建议采用 AD1674。维护老设备时,只要将 AD674A、AD674B、AD774B 直接插入 AD574A 的对应位置,进行直接更换即可。

由于篇幅所限,有关 AD674A、AD674B、AD774B、及 AD1674 的产品详细说明可在订货前向模拟器件天地的各成员公司索取。四川英世模拟器件有限公司地址:成都市一环路南二段天歌大厦 302 室,邮编 610041,电话 5586784。西安英世模拟器件有限公司地址:西安市高新路 A-7 楼二层,邮编 710068,电话 8225266。北京世健商业有限公司:北京东城区工体路北春秀路一号华夏宾馆 509 室,邮编 100027,电话 4654901。北京英斯泰克电气工程有限公司:海淀区白石桥路甲 24 号,邮编 100080,电话 2572849 2550195

(收稿日期:1994-12-12)

②饱和电压 V<sub>CES</sub>和阈值电压 V<sub>GE(th)</sub>的选配一致性及集电极串联电阻对 IGBT 的并联运行静态均流有良好的效果。

③非直接耦合式栅驱动电路及良好的散热设计对 IGBT 并联运行的动态均流有较好的效果。

④关断时间 t<sub>off</sub>,跨导 gm 及阈值电压 V<sub>GE(th)</sub>等参数一致性对 IGBT 并联运行的开关损耗均衡是十分重要的。

⑤采用电流互感器检测过流或监测 V<sub>CES</sub>检测过流的电路可有效地实现 IGBT 并联运行的过流保护控制。

(收稿日期:1994-09-26)

《电子技术应用》1995 年第 4 期