

# IGBT 驱动与保护电路的应用研究

绝缘门极双极型晶体管(Isolated Gate Bipolar Transistor,简称 IGBT),也称绝缘门极晶体管。由于 IGBT 内具有寄生晶闸管,所以也可称作绝缘门极晶闸管,它是上世纪 80 年代中期发展起来的一种新型复合器件。由于它将 MOSFET 和 GTR 的优点集于一身,既具有输入阻抗高、速度快、热稳定性好和驱动电路简单的优点,又有通态电压低、耐压高的优点,因此技术发展很快,倍受厂商和用户欢迎。在电机驱动、中频和开关电源以及要求快速、低损耗的领域,IGBT 有取代 MOSFET 和 GTR 的趋势。但在 IGBT 实际应用中,要重点考虑的一个问题是 IGBT 的保护问题,在此自行设计了一种简单又适用的保护电路,并取得了很好的效果。

## IGBT 驱动要点

### 1、IGBT 栅极驱动电压 $U_{ge}$

IGBT 的驱动条件与 IGBT 的特性密切相关。在设计栅极驱动电路时,当栅极驱动电压大于阈值电压时 IGBT 即可开通,一般情况下阈值电压  $U_{ge(th)}=5 \sim 6V$ 。这样就可以使 IGBT 在开通时完全饱和,通态损耗最小,又可以限制短路电流。因此栅极驱动电压  $U_{ge}$  需要选择一个合适的数值,以保证 IGBT 的可靠运行。栅极电压增高时,有利于减小 IGBT 的开通损耗和导通损耗,但同时将使 IGBT 能承受的短路时间变短( $10\mu s$  以下),使续流二极管反向恢复过电压增大,所以务必控制好栅极电压的变化范围,一般  $U_{ge}$  可选择在  $-10 \sim +15V$  之间,关断电压为  $-10V$ ,开通电压为  $+15V$ 。因此通常选取栅极驱动电压  $U_{ge} \geq D \times U_{ge(th)}$ ,系数  $D=1.5、2、2.5、3$ 。当阈值电压  $U_{ge(th)}$  为  $6V$  时,栅极驱动电压  $U_{ge}$  则分别为  $9V、12V、15V、18V$ , $12V$  最佳。使 IGBT 在关断时,栅极加负偏压,以提高抗负载短路能力和  $du/dt$  引起的误触发等

问题。

## 2、IGBT 栅极电阻 $R_g$

选择适当的栅极串联电阻  $R_g$  对 IGBT 驱动相当重要。当  $R_g$  增加时,将使 IGBT 的开通与关断时间增加,使开通与关断能耗均增加,但同时,可以使续流二极管的反向恢复过电压减小,同时减少 EMI 的影响。而门极电阻减少,则又使  $di/dt$  增大,可能引发 IGBT 误导通,当  $R_g$  减小时,减小 IGBT 开关时间,减小开关损耗;但  $R_g$  太小时,可导致 g、e 之间振荡,IGBT 集电极  $di/dt$  增加,引起 IGBT 集电极尖峰电压,使 IGBT 损坏。因此,应根据 IGBT 电流容量和电压额定值及开关频率选取  $R_g$  值,如  $10\Omega$ 、 $15\Omega$ 、 $27\Omega$ 等,建议 g、e 之间并联数值为  $10k\Omega$ 左右的  $R_{ge}$ ,以防止栅极损坏。

## 保护电路

### 1、设计思路

在负载持续短路时,这些驱动集成电路有可能使 IGBT 重复承受数毫秒的大电流脉冲。短路期间强大的电流脉冲威胁 IGBT 的安全并有可能导致其不可恢复性损坏。因此一旦发生负载短路,必须尽可能地减少 IGBT 短路过电流的工作时间,这就必须通过外电路闭锁输入驱动信号,防止 IGBT 连续通过大电流脉冲。单靠驱动集成电路本身不足以完全保护 IGBT,必须外加辅助保护电路切断输入驱动信号。

### 2、硬件保护电路组成

本文通过 LM358 和 LS373 能有效地实现过流和短路保护功能。其电路主要由一个 LM358、两个二极管、一个地址锁存器 LS373、两个参考电压等组成。

#### a) LS373 芯片的特性

LS373 为三态输出的八 D 透明锁存器,其外部管脚及逻辑如图 1 所示。

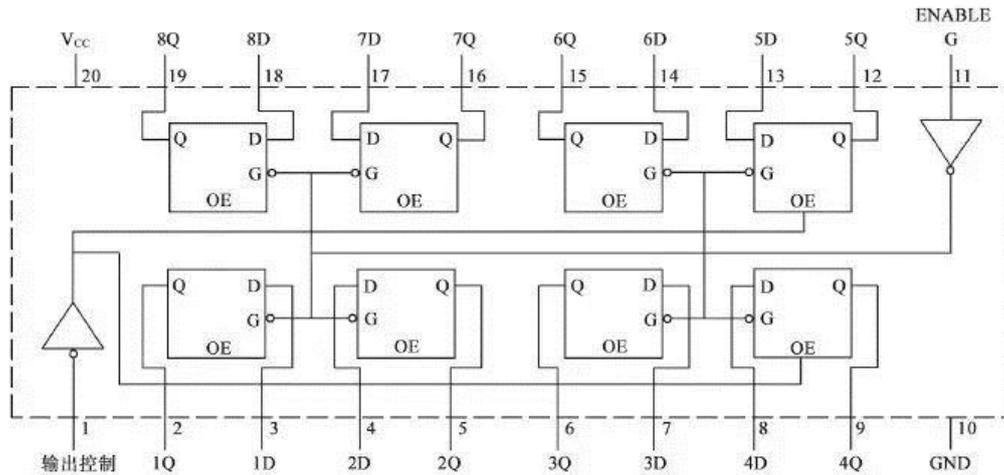


图1 LS373外部管脚及逻辑图

LS373 的输出端 1Q~8Q 可直接与总线相连。当三态允许控制端 OE 为低电平时,1Q~8Q 为正常逻辑状态,可用来驱动负载或总线。当 OE 为高电平时,1Q~8Q 呈高阻态,既不驱动总线,也不是总线的负载,但锁存器内部的逻辑操作不受影响。当锁存允许端 LE 为高电平时,Q 随数据 D 而变。当 LE 为低电平时,Q 被锁存在已建立的数据电平。当 LE 端施密特触发器的输入具有滞后作用,可使交流和直流噪声抗扰度被改善 400mV。引出端符号:1D~8D 为数据输入端,OE 三态允许控制端(低电平有效),LE 锁存允许端,1Q~8Q 为输出端。真值表如表 1 所示。

表1 真值表

输出控制	使能端 G	D	输出
L	H	H	H
L	H	L	L
L	L	×	Q
H	×	×	Z

b) 硬件保护电路分析

连接方法如图 2 所示,

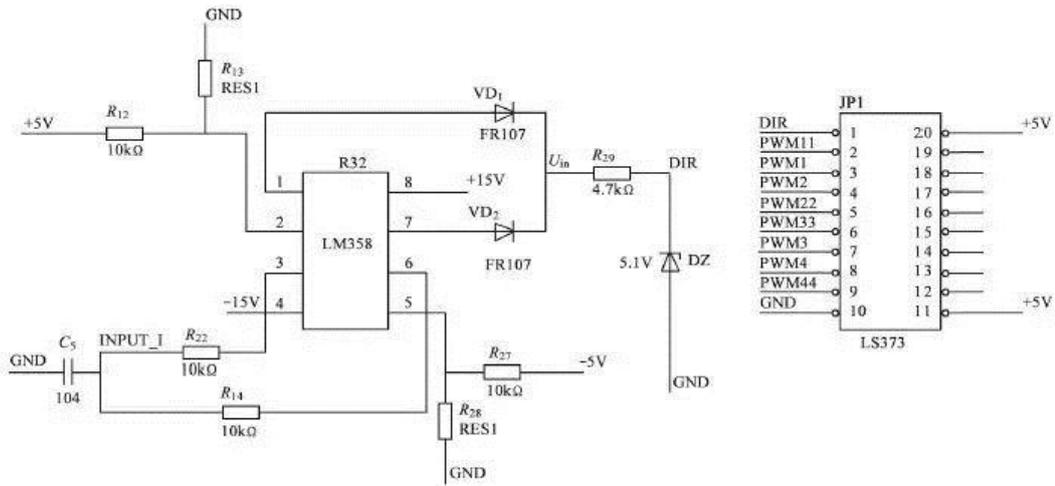


图2 硬件保护原理图

也称为双限比较器。参考电压为+5V 和-5V,当输入电压  $U_{INPUT} < -5V$  时,运放 LM358 输出-15V,这时二极管 VD1 截止,VD2 导通, $U_{in}=12.96V$ , $U_{DIR}=5V$ ,根据真值表,LS373 的输出为高阻态,从硬件上封锁 PWM 的输出, $U_{DIR}=0V$ ,光耦导通(见图 3),

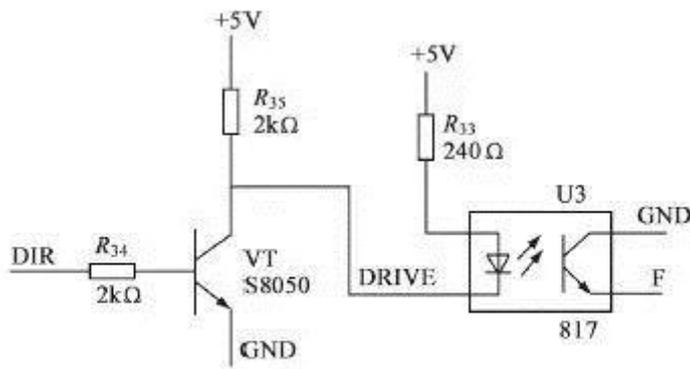


图3 软件保护原理图

F 为低电平;当输入电压为  $-5V < U_{INPUT} < +5V$  时,运放 LM358 输出-15V,VD1 截止,VD2 截止, $U_{in}=0V$ , $U_{DIR}=0V$ ,由于 LS373 的 ENABLE 为高电平,所以输入信号与输出信号一致, $U_{DIR}=5V$ ,光耦截止,F 为高电平;当输入电压  $U_{INPUT} > +5V$  时,运放 LM358 输出+12.95V,VD1 导通,VD2 截止, $U_{in}=12.96V$ , $U_{DIR}=5V$ ,同理, LS373 的输出为高阻态,封锁了 PWM。 $U_{DIR}=0V$ ,光耦导通,F 为低电平。

### c) 软件保护电路分析

通常采取的过流保护措施有硬件关断和软件关断两种。硬件关断指在检测出过流和短路信号时,LS373 的 1 脚输出为高电平,迅速封锁栅极信号,使 IGBT 关断。但是,由于硬件关断一旦检测到过流信号就关断,使得 PWM11 ~ PWM66 输出不断地发生跳变,很容易发生误动作。为了提高保护电路的抗误动作能力,在硬件短路保护信号之后添加一个软件封锁,即通过 F 信号来实现(见图 3)。当 UDIR

为高电平时,LS373 直接封锁 PWM11 ~ PWM66 的信号,实现硬件封锁信号,同时 UDRIVE 变为低电平,将 F 信号拉低,通过 DSP 软件来封锁 PWM1 ~ PWM6 信号,从而起到软件保护的作用。

### 3、保护过程

信号变化过程如图 4 和图 5 所示,

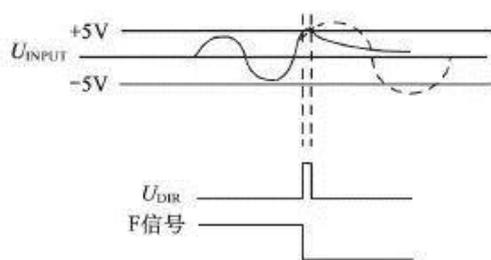


图4 正向保护

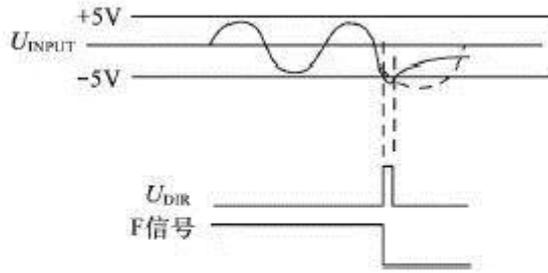


图5 反向保护

当电压信号  $-5V < U_{INPUT} < +5V$  时,  $U_{DIR}=0V$ , F 信号为高电平, 硬件不保护, 软件也不保护; 当电压信号  $U_{INPUT} > +5V$  时,  $U_{DIR}=5V$ , 硬件保护, 封锁 PWM, 同时,  $U_{DIRVE}=0V$ , 光耦导通, F 为低电平, DSP 将从软件上封锁 PWM。随着电流的减小, 电压信号  $U_{INPUT}$  将小于  $+5V$ , 硬件保护  $U_{DIR}=0V$ , 但此时软件将一直封锁 PWM 直到重新上电。同理, 当电压信号  $U_{INPUT} < -5V$  时,  $U_{DIR}=5V$ , 硬件保护, 封锁 PWM, 同时,  $U_{DIRVE}=0V$ , 光耦导通, F 为低电平, DSP 将从软件上封锁 PWM。随着电流的减小, 电压信号  $U_{INPUT}$  将小于  $+5V$ , 硬件保护  $U_{DIR}=0V$ , 这种过流保护, 一旦动作后, 要通过复位才能恢复正常作。

## 实验结果

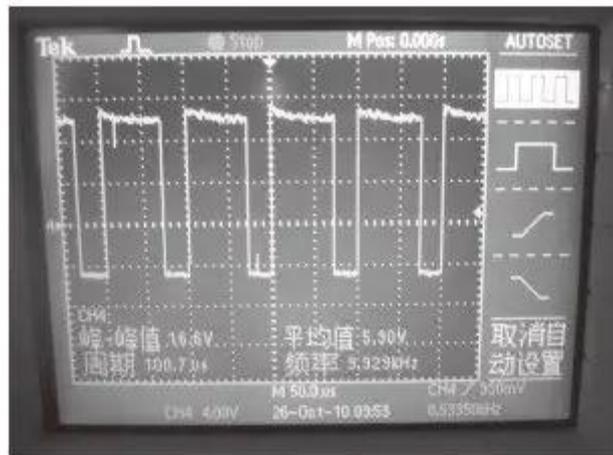


图6 IGBT驱动图

图 6 显示的是当电流信号使电压为+4.9V,即小于参考电压 5V 时,没有硬件保护,F 信号也为高电平,PWM 输出的电压为 15V 左右,即为 IGBT 的驱动电压。图 7 显示的是当电流信号使电压为 5.1V,即大于参考电压 5V 时,UDIR=5V,硬件电路保护,F 信号为低电平,封锁 PWM,使得 PWM 输出的电压为 0V,即 IGBT 无驱动电压。实验表明:当实际电压为小于-5V 时,IGBT 驱动电压也为 0V。因此,利用 LM358 和 LS373 地址寄存器能有效地保护 IGBT。

### 结束语

(1)通过 LS373 封锁 PWM 脉冲实现硬件保护,能够对 IGBT 实施可靠保护,延长 IGBT 的使用寿命。

(2)在硬件保护的同时,通过三极管和光耦将 F 信号拉低,实现 DSP 软件保护,提高了 IGBT 保护可靠性。

(来源：UPS 应用)