

## IGBT 模块驱动及保护技术

蒋怀刚, 李乔, 何志伟

(华南理工大学雅达电源实验室, 广东 广州 510641)

摘要: 对 IGBT 栅极驱动特性、栅极串联电阻及其驱动电路进行了探讨。提出了慢降栅压过流保护和过电压吸收的有效方法。

关键词: 开关电源; 绝缘栅双极晶体管; 驱动保护

## Technology of Drive & Protection Circuit for IGBT Module

JIANG Huai-gang, LI Qiao, HE Zhi-wei

Abstract: The gate drive characteristic, the gate series resistance and the drive circuit of IGBT are discussed, and the technique of overcurrent protection by reducing gate voltage slowly is presented. It is also given that effective protective method of overvoltage.

Keywords: Switching power supply; IGBT; Driving protection

中图分类号: TN386 文献标识码: A 文章编号: 0219-2713(2003)04-0132-05

## 1 引言

IGBT 是 MOSFET 与双极晶体管的复合器件。它既有 MOSFET 易驱动的特点, 又具有功率晶体管电压、电流容量大等优点。其频率特性介于 MOSFET 与功率晶体管之间, 可正常工作于几十 kHz 频率范围内, 故在较高频率的大、中功率应用中占据了主导地位。

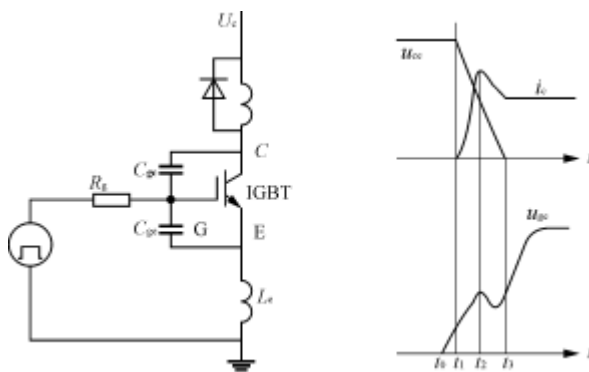
IGBT 是电压控制型器件, 在它的栅极-发射极间施加十几 V 的直流电压, 只有  $\mu\text{A}$  级的漏电流流过, 基本上不消耗功率。但 IGBT 的栅极-发射极间存在着较大的寄生电容 (几千至上万 pF), 在驱动脉冲电压的上升及下降沿需要提供数 A 的充放电电流, 才能满足开通和关断的动态要求, 这使得它的驱动电路也必须输出一定的峰值电流。

IGBT 作为一种大功率的复合器件, 存在着过流时可能发生锁定现象而造成损坏的问题。在过流时如采用一般的速度封锁栅极电压, 过高的电流变化率会引起过电压, 为此需要采用软关断技术, 因而掌握好 IGBT 的驱动和保护特性是十分必要的。

## 2 栅极特性

IGBT 的栅极通过一层氧化膜与发射极实现电隔离。由于此氧化膜很薄, 其击穿电压一般只能达到 20~30V, 因此栅极击穿是 IGBT 失效的常见原因之一。在应用中有时虽然保证了栅极驱动电压没有超过栅极最大额定电压, 但栅极连线的寄生电感和栅极-集电极间的电容耦合, 也会产生使氧化层损坏的振荡电压。为此。通常采用绞线来传送驱动信号, 以减小寄生电感。在栅极连线中串联小电阻也可以抑制振荡电压。

由于 IGBT 的栅极-发射极和栅极-集电极间存在着分布电容  $C_{ge}$  和  $C_{gc}$ , 以及发射极驱动电路中存在有分布电感  $L_e$ , 这些分布参数的影响, 使得 IGBT 的实际驱动波形与理想驱动波形不完全相同, 并产生了不利于 IGBT 开通和关断的因素。这可以用带续流二极管的电感负载电路 (见图 1) 得到验证。



(a) 等效电路

(b) 开通波形

图 1 IGBT 开关等效电路和开通波形

在  $t_0$  时刻，栅极驱动电压开始上升，此时影响栅极电压  $u_{ge}$  上升斜率的主要因素只有  $R_g$  和  $C_{ge}$ ，栅极电压上升较快。在  $t_1$  时刻达到 IGBT 的栅极门槛值，集电极电流开始上升。从此时开始有 2 个原因导致  $u_{ge}$  波形偏离原有的轨迹。

首先，发射极电路中的分布电感  $L_e$  上的感应电压随着集电极电流  $i_c$  的增加而加大，从而削弱了栅极驱动电压，并且降低了栅极-发射极间的  $u_{ge}$  的上升率，减缓了集电极电流的增长。

其次，另一个影响栅极驱动电路电压的因素是栅极-集电极电容  $C_{gc}$  的密勒效应。 $t_2$  时刻，集电极电流达到最大值，进而栅极-集电极间电容  $C_{gc}$  开始放电，在驱动电路中增加了  $C_{gc}$  的容性电流，使得在驱动电路内阻抗上的压降增加，也削弱了栅极驱动电压。显然，栅极驱动电路的阻抗越低，这种效应越弱，此效应一直维持到  $t_3$  时刻， $u_{ce}$  降到零为止。它的影响同样减缓了 IGBT 的开通过程。在  $t_3$  时刻后， $i_c$  达到稳态值，影响栅极电压  $u_{ge}$  的因素消失后， $u_{ge}$  以较快的上升率达到最大值。

由图 1 波形可看出，由于  $L_e$  和  $C_{gc}$  的存在，在 IGBT 的实际运行中  $u_{ge}$  的上升速率减缓了许多，这种阻碍驱动电压上升的效应，表现为对集电极电流上升及开通过程的阻碍。为了减缓此效应，应使 IGBT 模块的  $L_e$  和  $C_{gc}$  及栅极驱动电路的内阻尽量小，以获得较快的开通速度。

IGBT 关断时的波形如图 2 所示。 $t_0$  时刻栅极驱动电压开始下降，在  $t_1$  时刻达到刚能维持集电极正常工作电流的水平，IGBT 进入线性工作区， $u_{ce}$  开始上升，此时，栅极-集电极间电容  $C_{gc}$  的密勒效应支配着  $u_{ce}$  的上升，因  $C_{gc}$  耦合充电作用， $u_{ge}$  在  $t_1 - t_2$  期间基本不变，在  $t_2$  时刻  $u_{ge}$  和  $i_c$  开始以栅极-发射极间固有阻抗所决定的速度下降，在  $t_3$  时， $u_{ge}$  及  $i_c$  均降为零，关断结束。

由图 2 可看出，由于电容  $C_{gc}$  的存在，使得 IGBT 的关断过程也延长了许多。为了减小此影响，一方面应选择  $C_{gc}$  较小的 IGBT 器件；另一方面应减小驱动电路的内阻抗，使流入  $C_{gc}$  的充电电流增加，加快了  $u_{ce}$  的上升速度。

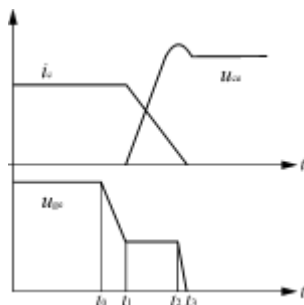


图 2 IGBT 关断时的波形

在实际应用中，IGBT的 $u_{ge}$ 幅值也影响着饱和导通压降： $u_{ge}$ 增加，饱和导通电压将减小。由于饱和导通电压是IGBT发热的主要原因之一，因此必须尽量减小。通常 $u_{ge}$ 为15~18V，若过高，容易造成栅极击穿。一般取15V。IGBT关断时给其栅极—发射极加一定的负偏压有利于提高IGBT的抗骚扰能力，通常取5~10V。

### 3 栅极串联电阻对栅极驱动波形的影响

栅极驱动电压的上升、下降速率对 IGBT 开通关断过程有着较大的影响。IGBT 的 MOS 沟道受栅极电压的直接控制，而 MOSFET 部分的漏极电流控制着双极部分的栅极电流，使得 IGBT 的开通特性主要决定于它的 MOSFET 部分，所以 IGBT 的开通受栅极驱动波形的影响较大。IGBT 的关断特性主要取决于内部少子的复合速率，少子的复合受 MOSFET 的关断影响，所以栅极驱动对 IGBT 的关断也有影响。

在高频应用时，驱动电压的上升、下降速率应快一些，以提高 IGBT 开关速率降低损耗。

在正常状态下 IGBT 开通越快，损耗越小。但在开通过程中如有续流二极管的反向恢复电流和吸收电容的放电电流，则开通越快，IGBT 承受的峰值电流越大，越容易导致 IGBT 损坏。此时应降低栅极驱动电压的上升速率，即增加栅极串联电阻的阻值，抑制该电流的峰值。其代价是较大的开通损耗。利用此技术，开通过程的电流峰值可以控制在任意值。

由以上分析可知，栅极串联电阻和驱动电路内阻抗对 IGBT 的开通过程影响较大，而对关断过程影响小一些，串联电阻小有利于加快关断速率，减小关断损耗，但过小会造成  $di/dt$  过大，产生较大的集电极电压尖峰。因此对串联电阻要根据具体设计要求进行全面综合的考虑。

栅极电阻对驱动脉冲的波形也有影响。电阻值过小时会造成脉冲振荡，过大时脉冲波形的前后沿会发生延迟和变缓。IGBT的栅极输入电容 $C_{ge}$ 随着其额定电流容量的增加而增大。为了保持相同的驱动脉冲前后沿速率，对于电流容量大的IGBT器件，应提供较大的前后沿充电电流。为此，栅极串联电阻的电阻值应随着IGBT电流容量的增加而减小。

### 4 IGBT 的驱动电路

IGBT 的驱动电路必须具备 2 个功能：一是实现控制电路与被驱动 IGBT 栅极的电隔离；二是提供合适的栅极驱动脉冲。实现电隔离可采用脉冲变压器、微分变压器及光电耦合器。

图 3 为采用光耦合器等分立元器件构成的IGBT驱动电路。当输入控制信号时，光耦VLC导通，晶体管 $V_2$ 截止， $V_3$ 导通输出+15V驱动电压。当输入控制信号为零时，VLC截止， $V_2$ 、 $V_4$ 导通，输出-10V电压。+15V和-10V电源需靠近驱动电路，驱动电路输出端及电源地端至IGBT栅极和发射极的引线应采用双绞线，长度最好不超过 0.5m。

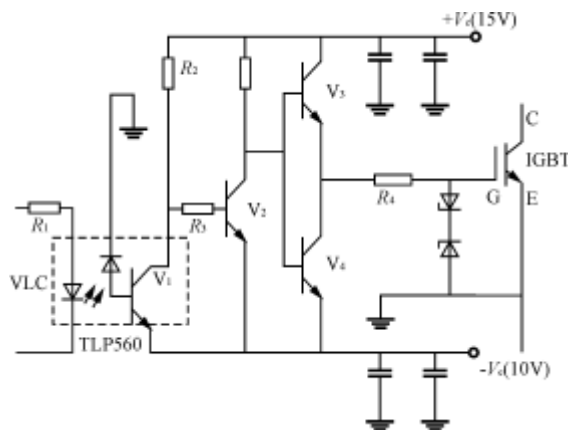


图 3 由分立元器件构成的 IGBT 驱动电路

图 4 为由集成电路 TLP250 构成的驱动器。TLP250 内置光耦的隔离电压可达 2500V，上升和下降时间均小于  $0.5\mu s$ ，输出电流达 0.5A，可直接驱动 50A/1200V 以内的 IGBT。外加推挽放大晶体管后，可驱动电流容量更大的 IGBT。TLP250 构成的驱动器体积小，价格便宜，是不带过流保护的 IGBT 驱动器中较理想的选择。

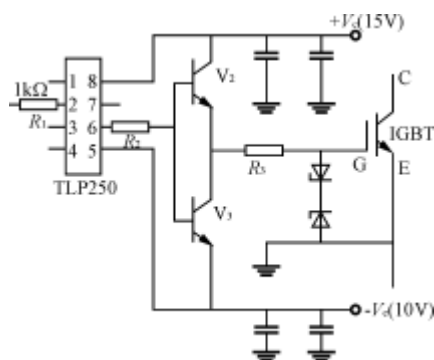


图 4 由集成电路 TLP250 构成的驱动器

## 5 IGBT 的过流保护

IGBT 的过流保护电路可分为 2 类：一类是低倍数的（1.2~1.5 倍）的过载保护；一类是高倍数（可达 8~10 倍）的短路保护。

对于过载保护不必快速响应，可采用集中式保护，即检测输入端或直流环节的总电流，当此电流超过设定值后比较器翻转，封锁所有 IGBT 驱动器的输入脉冲，使输出电流降为零。这种过载电流保护，一旦动作后，要通过复位才能恢复正常工作。

IGBT 能承受很短时间的短路电流，能承受短路电流的时间与该 IGBT 的导通饱和压降有关，随着饱和导通压降的增加而延长。如饱和压降小于 2V 的 IGBT 允许承受的短路时间小于  $5\mu s$ ，而饱和压降 3V 的 IGBT 允许承受的短路时间可达  $15\mu s$ ，4~5V 时可达  $30\mu s$  以上。存在以上关系是由于随着饱和导通压降的降低，IGBT 的阻抗也降低，短路电流同时增大，短路时的功耗随着电流的平方加大，造成承受短路的时间迅速减小。

通常采取的保护措施有软关断和降栅压 2 种。软关断指在过流和短路时，直接关断 IGBT。但是，软关断抗骚扰能力差，一旦检测到过流信号就关断，很容易发生误动作。为增加保护电路的抗骚扰能力，可在故障信号与启动保护电路之间加一延时，不过故障电流会在这个延期内急剧上升，大大增加了功率损耗，同时还会导致器件的  $di/dt$  增大。所以往往是保护电路启动了，器件仍然坏了。

上述降栅压的方法只考虑了栅压与短路电流大小的关系,而在实际过程中,降栅压的速度也是一个重要因素,它直接决定了故障电流下降的 $di/dt$ 。慢降栅压技术就是通过限制降栅压的速度来控制故障电流的下降速率,从而抑制器件的 $dv/dt$ 和 $u_{ce}$ 的峰值。图5给出了实现慢降栅压的具体电路。



当电路发生过流和短路故障时,  $V_{1s}$  上的  $u_{ce}$  上升,  $a$  点电压随之上升, 到一定值时,  $VZ_1$  击穿,  $VT_1$  开通,  $b$  点电压下降, 电容  $C_1$  通过电阻  $R_1$  充电, 电容电压从零开始上升, 当电容电压上升到约 1.4V 时, 晶体管  $VT_2$  开通, 栅极电压  $u_{gs}$  随电容电压的上升而下降, 通过调节  $C_1$  的数值, 可控制电容的充电速度, 进而控制  $u_{gs}$  的下降速度; 当电容电压上升到稳压二极管  $VZ_2$  的击穿电压时,  $VZ_2$  击穿,  $u_{gs}$  被钳位在一固定的数值上, 慢降栅压过程结束, 同时驱动电路通过光耦输出过流信号。如果在延时过程中, 故障信号消失了, 则  $a$  点电压降低,  $VT_1$  恢复截止,  $C_1$  通过  $R_1$  放电,  $d$  点电压升高,  $VT_2$  也恢复截止,  $u_{gs}$  上升, 电路恢复正常工作状态。

关断 IGBT 时, 它的集电极电流的下降率较高, 尤其是在短路故障的情况下, 如不采取软关断措施, 它的临界电流下降率将达到数  $\text{kA}/\mu\text{s}$ 。极高的电流下降率将会在主电路的分布电感上感应出较高的过电压, 导致 IGBT 关断时将会使其电流电压的运行轨迹超出它的安全工作区而损坏。所以从关断的角度考虑, 希望主电路的电感和电流下降率越小越好。但对于 IGBT 的开通来说, 集电极电路的电感有利于抑制续流二极管的反向恢复电流和电容器充放电造成的峰值电流, 能减小开通损耗, 承受较高的开通电流上升率。一般情况下 IGBT 开关电路的集电极不需要串联电感, 其开通损耗可以通过改善栅极驱动条件来加以控制。

充放电型有  $RC$  吸收和  $RCD$  吸收 2 种。如图 6 所示。

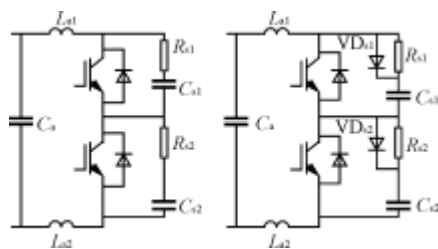
(a) *RC* 型(b) *RCD* 型

图 6 充放电型 IGBT 缓冲吸收电路

*RC* 吸收电路因电容  $C$  的充电电流在电阻  $R$  上产生压降，还会造成过冲电压。*RCD* 电路因用二极管旁路了电阻上的充电电流，从而克服了过冲电压。

图 7 是三种放电阻止型吸收电路。放电阻止型缓冲电路中吸收电容  $C_s$  的放电电压为电源电压，每次关断前， $C_s$  仅将上次关断电压的过冲部分能量回馈到电源，减小了吸收电路的功耗。因电容电压在 IGBT 关断时从电源电压开始上升，它的过电压吸收能力不如 *RCD* 型充放电型。

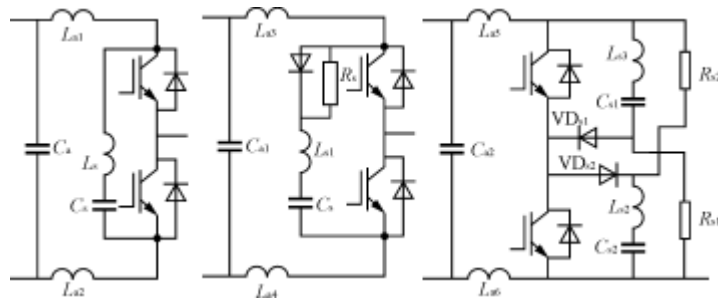
(a) *LC* 型(b) *RLCD* 型(c) *RLCD* 型

图 7 三种放电阻止型吸收电路

从吸收过电压的能力来说，放电阻止型吸收效果稍差，但能量损耗较小。

对缓冲吸收电路的要求是：

- 1) 尽量减小主电路的布线电感  $L_s$ ；
- 2) 吸收电容应采用低感吸收电容，它的引线应尽量短，最好直接接在 IGBT 的端子上；
- 3) 吸收二极管应选用快开通和快软恢复二极管，以免产生开通过电压和反向恢复引起较大的振荡过电压。

## 8 结语

本文对 IGBT 的驱动和保护技术进行了详细的分析，得出了设计时应注意几点事项：

——IGBT 由于有集电极—栅极寄生电容的密勒效应影响，能引起意外的电压尖峰损害，所以设计时应让栅极电路的阻抗足够低以尽量消除其负面影响。

——栅极串联电阻和驱动电路内阻抗对 IGBT 的开通过程及驱动脉冲的波形都有很大影响。所以设计时应综合考虑。

——应采用慢降栅压技术来控制故障电流的下降速率，从而抑制器件的 $dv/dt$ 和 $u_{ce}$ 的峰值，达到短路保护的目的。

——在工作电流较大的情况下，为了减小关断过电压，应尽量减小主电路的布线电感，吸收电容器应采用低感型。

#### 参考文献

- [1] Trivedi M., John V., Lipo T. A., Shenai K.. Internal dynamics of IGBT under fault current limiting gate control[C]. *Industry Applications Conference 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, 2000, 5:2903—2908.
- [2] Du T. Mouton H., Enslin, J. H. R. A resonant turn-off snubber for high power IGBT converters[C]. *Industrial Electronics, 1998, Proceedings ISIE' 98. IEEE International Symposium on*, 1998, 2:519—523.
- [3] 王志良. 电力电子新器件及其应用技术[M]. 北京:国防工业出版社, 1995.
- [4] 李爱文, 张承慧. 现代逆变技术及其应用[M]. 北京:科学出版社, 2000.
- [5] 丁浩华. 带电流和短路保护的 IGBT 驱动电路研究[J]. 电力电子技术[J], 1997, 31(1).

#### 作者简介

蒋怀刚(1975—)，男，硕士研究生，主要研究方向为逆变电源及电力电子技术。

李乔(1977—)，女，硕士研究生，主要研究方向为电源及电力电子技术

何志伟(1954—)，男，教授，主要研究方向为高频开关电源及电力电子技术。

收稿日期：2002—12—05