

LIMA

劉 成

Sales Engineer

S.Z. Mobile: 136-8239-6505

MSN: szlima@hotmail.com

QQ: 778174600

AVAGO 光耦一级代理商
TECHNOLOGIES

利瑪電子(新加坡)有限公司

Add: 深圳市華強北電子科技大廈A座3908室

Tel: 0755-8250 8350 Fax: 0755-8836 4656

E-mail: lima@limaic.com

Website: www.limaic.com

**Optocoupler
World**



I GBT 驱动保护及典型应用

摘 要

IGBT（绝缘栅双极晶体管）是一种复合了功率场效应管和电力晶体管的优点而产生的一种新型复合器件,它同时具有 MOSFET 的高速开关及电压驱动特性和双极晶体管的低饱和电压特性，易实现较大电流的能力，既具有输入阻抗高、工作速度快、热稳定性好和驱动电路简单的优点，又具有通态电压低、耐压高和承受电流大的优点。近年来 IGBT 成为电力电子领域中尤为瞩目的电力电子器件，并得到越来越广泛的应用。

本文主要介绍了 IGBT 的基本结构、工作原理、驱动电路，同时简要概括了 IGBT 模块的选择方法和保护措施等，最后对 IGBT 的实际典型应用进行了分析介绍，通过对 IGBT 的学习，来探讨 IGBT 在当代电力电子领域的广泛应用和发展前景。

关键词：IGBT；绝缘栅双极晶体管；驱动电路；保护电路；变频器；电力电子器件

目 录

引 言	1
1、 IGBT 的基本结构	1
2、 IGBT 的工作原理	3
2.1 IGBT 的工作特性	3
3、 IGBT 的驱动	5
3.1 驱动电路设计要求	5
3.2 几种常用 IGBT 的驱动电路	6
4、 IGBT 驱动保护	7
4.1 驱动保护电路的原则	7
4.2 IGBT 栅极的保护	8
4.3 IGBT 的过电流保护	9
4.3.1 驱动过流保护电路的驱动过流保护原则	9
4.3.2 IGBT 过流保护电路设计	9
4.3.3 具有过流保护功能的 IGBT 驱动电路的研究	11
4.4 IGBT 开关过程中的过电压保护	13
4.5 IGBT 的过热保护	15
4.6 IGBT 驱动保护设计总结	15
5.IGBT 专用集成驱动模块 M57962AL 介绍	16
6. IGBT 在变频器中的典型应用	19
结 论	20
参考文献	21

引 言

随着国民经济各领域与国防工业对于电能变换和处理的要求不断提高,以及要满足节能与新能源开发的需求,作为电能变换装置核心部件的功率半导体器件也起着越来越重要的作用。

IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor, 绝缘栅双极型晶体管) 自 1982 年由 GE 公司和 RCA 公司宣布以来, 引起世界许多半导体厂家和研究者的重视, 伴随而来的是 IGBT 的技术高速发展, 其应用领域不断扩展它不仅工业应用中取代了 MOSFET 和 GTR (Giant Transistor, 巨型晶体管), 甚至已扩展到 SCR (Silicon Controlled Rectifier, 可控硅整流器) 和 GTO (Gate Turn-Off Thyristor, 门控晶闸管) 占优势的大功率应用领域, 还在消费类电子应用中取代了 BJT 和 MOSFET 功率器件的许多应用领域 IGBT 额定电压和额定电流所覆盖的输出容量已达到 6MVA, 商品化 IGBT 模块的最大额定电流已达到 3.6 kA, 最高阻断电压为 6.5kV, 并已成功应用在许多中、高压电力电子系统中。另一方面, 由于 IGBT 具有电导调制效应, 电流密度比 MOSFET 的大, 因而在同等容量下, 其成本比 MOSFET 低。一种短拖尾电流的高频类 600V 的 IGBT 分离器件已面世, 其硬开关频率可达 150 kHz, 已进一步扩展到功率 MOSFET 的应用领域。

1、IGBT 的基本结构

绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 本质上是一个场效应晶体管, 只是在漏极和漏区之间多了一个 P 型层。根据国际电工委员会的文件建议, 其各部分名称基本沿用场效应晶体管的相应命名。

IGBT 的结构剖面图如图 1-1 所示, IGBT 在结构上类似于 MOSFET, 其不同点在于 IGBT 是在 N 沟道功率 MOSFET 的 N⁺ 基板 (漏极) 上增加了一个 P⁺ 基板 (IGBT 的集电极), 形成 PN 结 j₁, 并由此引出漏极、栅极和源极则完全与 MOSFET 相似。

正是由于 IGBT 是在 N 沟道 MOSFET 的 N⁺ 基板上加一层 P⁺ 基板, 形成了四层结构,

由PNP—NPN晶体管构成IGBT。但是，NPN晶体管和发射极由于铝电极短路，设计时尽可能使NPN不起作用。所以说，IGBT的基本工作与NPN晶体管无关，可以认为是将N沟道MOSFET作为输入极，PNP晶体管作为输出极的单向达林顿管。

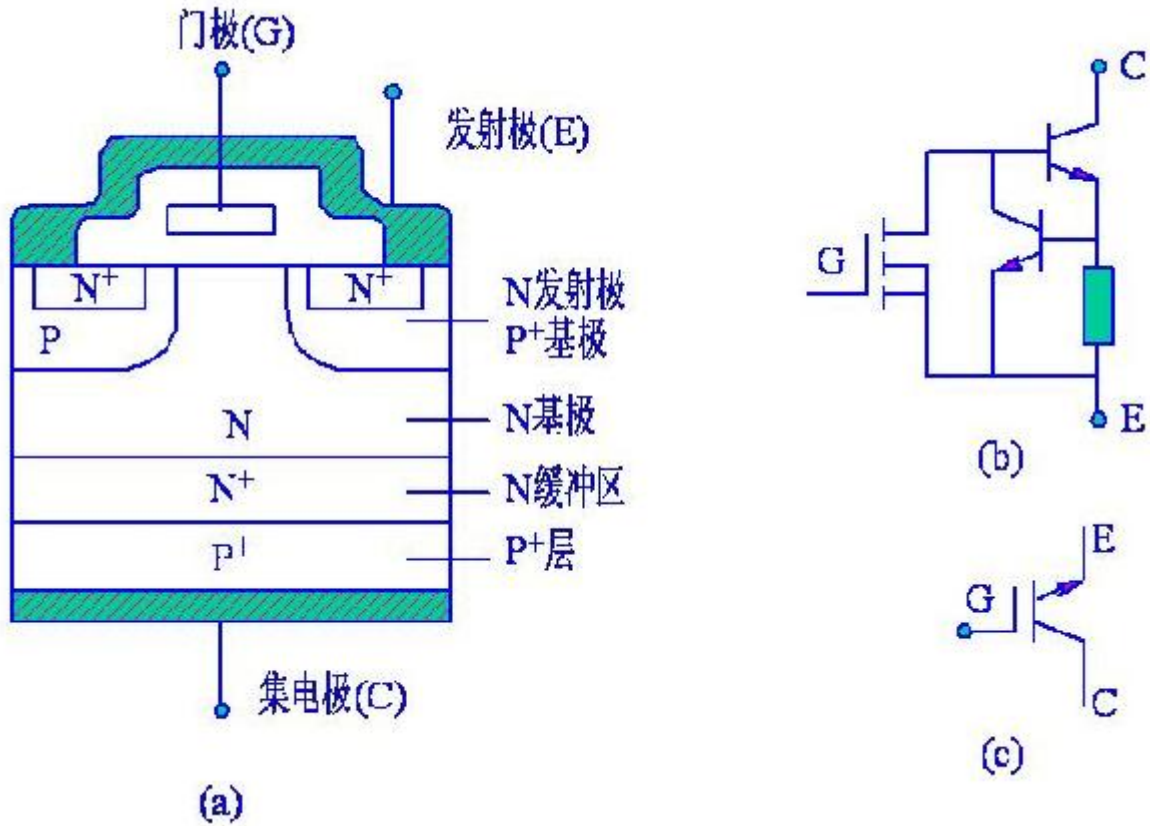


图 1-1 IGBT 的结构剖面图

由图 1-1(a)可以看出，IGBT 相当于一个由 MOSFET 驱动的厚基区 GTR，其简化等效电路如图 1-2(b)所示。图中 R_{rr} 是厚基区 GTR 的扩展电阻。IGBT 是以 GTR 为主导件、MOSFET 为驱动件的复合结构。若在 IGBT 的栅极和发射极之间加上驱动正电压，则 MOSFET 导通，这样 PNP 晶体管的集电极与基极之间成低阻状态而使得晶体管导通；若 IGBT 的栅极和发射极之间电压为 0V，则 MOSFET 截止，切断 PNP 晶体管基极电流的供给，使得晶体管截止。

IGBT 的安全可靠与否主要由以下因素决定：

- IGBT 栅极与发射极之间的电压；
- IGBT 集电极与发射极之间的电压；
- 流过 IGBT 集电极—发射极的电流；
- IGBT 的结温。

如果 IGBT 栅极与发射极之间的电压，即驱动电压过低，则 IGBT 不能稳定正常地工作，如果过高超过栅极—发射极之间的耐压则 IGBT 可能永久性损坏；同样，如果加在 IGBT 集电极与发射极允许的电压超过集电极—发射极之间的耐压，流过 IGBT 集电极—发射极的电流超过集电极—发射极允许的最大电流，IGBT 的结温超过其结温的允许值，IGBT 都可能会永久性损坏。

IGBT 的开通和关断是由栅极电压来控制的。当栅极加正电压时，MOSFET 内形成沟道，并为 PNP 晶体管提供基极电流，从而使 IGBT 导通，此时，从 P+区注到 N 一区进行电导调制，减少 N 一区的电阻 R_{dr} 值，使高耐压的 IGBT 也具有低的通态压降。在栅极上加负电压时，MOSFET 内的沟道消失，PNP 晶体管的基极电流被切断，IGBT 即关断。

2、IGBT 的工作原理

IGBT 是一种电压型控制器件，它所需要的驱动电流跟驱动功率都非常小，可直接与模拟或数字功能块相接而不须加任何附加接口电路。IGBT 的导通和关断是由栅极电压 U_{GE} 来控制的，当 U_{GE} 大于 $U_{GE(th)}$ 时 IGBT 导通。当栅极和发射极施加反向或不加信号时，IGBT 被关断。

IGBT 和普通三极管一样，可工作在线性放大区、饱和区和截止区，起主要作为开关器件应用。在驱动电路主要研究饱和导通和截止两个状态，使其开通上升沿和关断下降沿都比较陡峭。

2.1 IGBT 的工作特性

1 . 静态特性 IGBT 的伏安特性是以栅射电压 U_{GE} 为参变量时，集电极电流 I_C 和集射电压 U_{CE} 之间的关系曲线。IGBT 的伏安特性也可分为饱和区、放大区和击穿区三个部分。在正向导通的大部分区域内， I_C 与 U_{CE} 呈线性关系，此时 IGBT 工作于放大区内。对应着伏安特性明显弯曲部分，这时 I_C 与 U_{CE} 呈非线性关系，此时 IGBT 工作于饱和区。开关器件 IGBT 常工作于饱和状态和阻断状态，若 IGBT 工作于放大状态将会增大 IGBT 的损耗。

IGBT 的转移特性是指集电极电流 I_c 与栅射电压 U_{GE} 之间的关系曲线。如图

2-1(b)所示,它与MOSFET的转移特性相同,当栅射电压小于开启电压 $U_{GE(th)}$ 时,IGBT处于关断状态。当 $U_{GE} > U_{GE(th)}$ 时,导通IGBT在IGBT导通后的大部分漏极电流范围内, I_c 与 U_{GE} 呈线性关系。

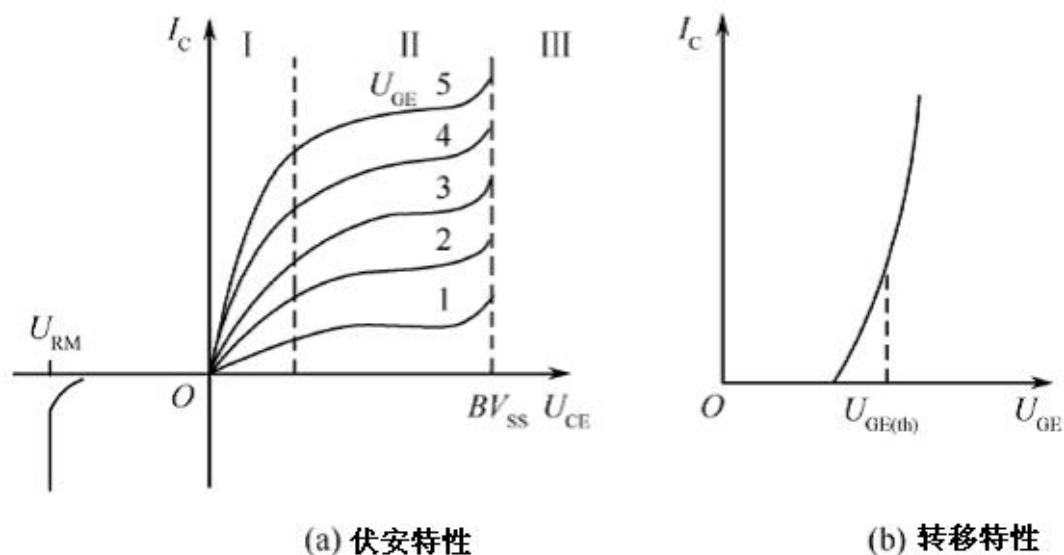


图2-1 IGBT的伏安特性和转移特性

(2) 动态特性 图2-1是IGBT开关过程的波形图。IGBT在开通过程与电力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。如图所示,从驱动电压 U_{GE} 的前沿上升至其幅值的10%的时刻,集电极的电流 i_c 上升到其幅值的10%的时刻止,这段时间为开通延时时间 t_{don} ,而 i_c 从10% I_{cm} 上升至90% I_{cm} 所需的时间为电流的上升时间 t_r 。同样,开通时间 t_{on} 为开通延时时间与上升时间之和。开通时,极射电压 U_{ce} 的下降过程由 t_{fu1} 和 t_{fu2} 两段。前者为IGBT中MOSFET单独工作的电压下降过程;后者为MOSFET何PNP晶体管同时工作的电压下降过程。由于 U_{ce} 下降时IGBT的MOSFET栅漏电容增加,而且IGBT中的PNP晶体管由放大状态转入饱和状态也需要一个过程,因此, t_{fu1} 段电压下降过程变缓。只有在 t_{fu2} 段结束时,IGBT才完全进入饱和状态。

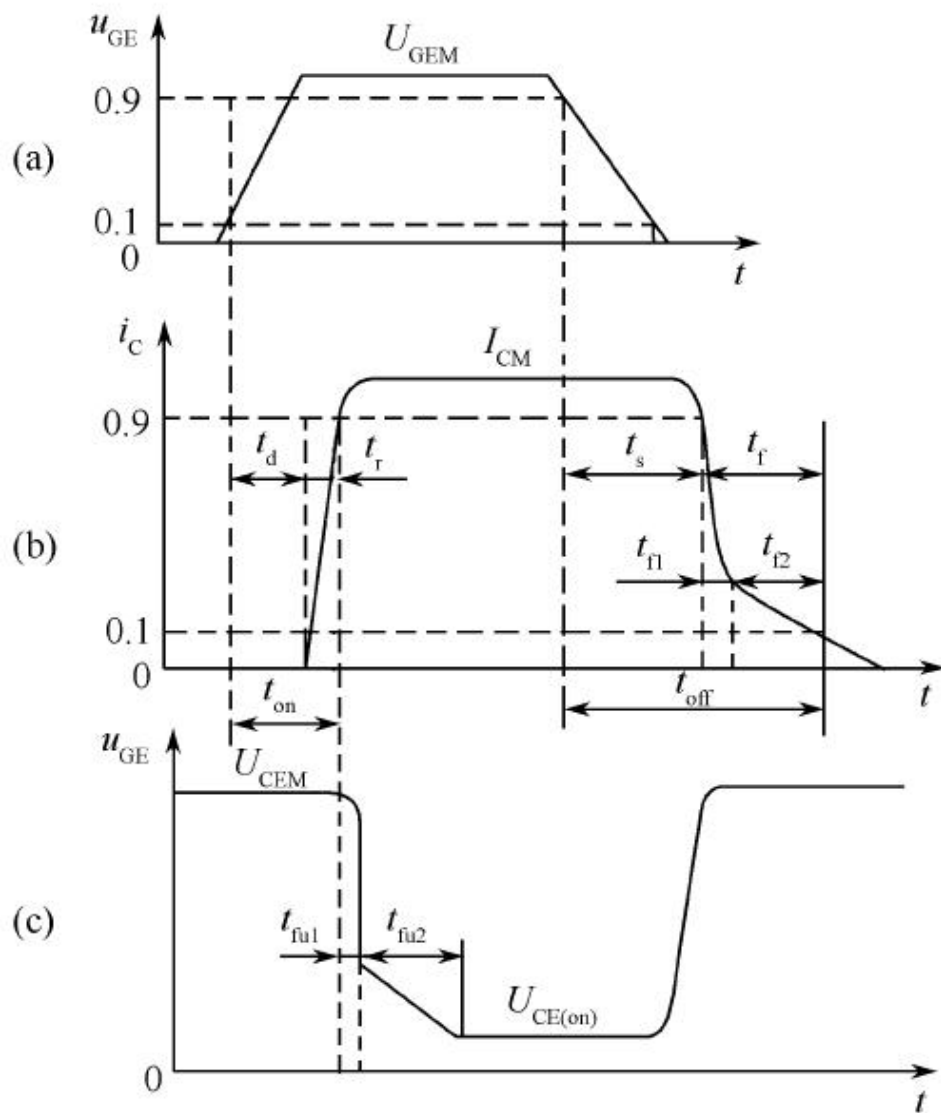


图2-2 IGBT的开关过程

3、IGBT 的驱动

3.1 驱动电路设计要求

在设计 IGBT 驱动时必须注意以下几点。

1) 栅极正向驱动电压的大小将对电路性能产生重要影响, 必须正确选择。当正向驱动电压增大时, IGBT 的导通电阻下降, 使开通损耗减小; 但若正向驱动电压过大则负载短路时其短路电流 I_c 随 U_{GE} 增大而增大, 可能使 IGBT 出现擎住效应, 导致门控失效, 从而造成 IGBT 的损坏; 若正向驱动电压过小会使 IGBT 退出饱和导通区而进入线性放大区域, 使 IGBT 过热损坏; 使用中选 $12V < U_{GE} < 18V$ 为好。栅极负偏置电压可防止由于关断时浪涌电流过大而使 IGBT 误导通, 一般负偏置电压选 $-5V$ 为宜。另外, IGBT 开通后驱动电路应提供足够的电压和电流

幅值，使 IGBT 在正常工作及过载情况下不致退出饱和导通区而损坏。

2) IGBT 快速开通和关断有利于提高工作频率，减小开关损耗。但在大电感负载下 IGBT 的开关频率不宜过大，因为高速开通和关断时，会产生很高的尖峰电压，极有可能造成 IGBT 或其他元器件被击穿。

3) 选择合适的栅极串联电阻 R_G 和栅射电容 C_G 对 IGBT 的驱动相当重要。 R_G 较小，栅射极之间的充放电时间常数比较小，会使开通瞬间电流较大，从而损坏 IGBT； R_G 较大，有利于抑制 dV_{CE}/dt 但会增加 IGBT 的开关时间和开关损耗。合适的 C_G 有利于抑制 di_c/dt ， C_G 太大，开通时间延时， C_G 太小对抑制 di_c/dt 效果不明显。

4) 当 IGBT 关断时，栅射电压很容易受 IGBT 和电路寄生参数的干扰，使栅射电压引起器件误导通，为防止这种现象发生，可以在栅射间并接一个电阻。此外，在实际应用中为防止栅极驱动电路出现高压尖峰，最好在栅射间并接两只反向串联的稳压二极管，其稳压值应与正负栅压相同。

3.2 几种常用 IGBT 的驱动电路

(1) 阻尼滤波门极驱动电路：为了消除可能的振荡现象，IGBT 的栅射极间接上 RC 网络组成阻尼滤波器且连线采用双绞线。

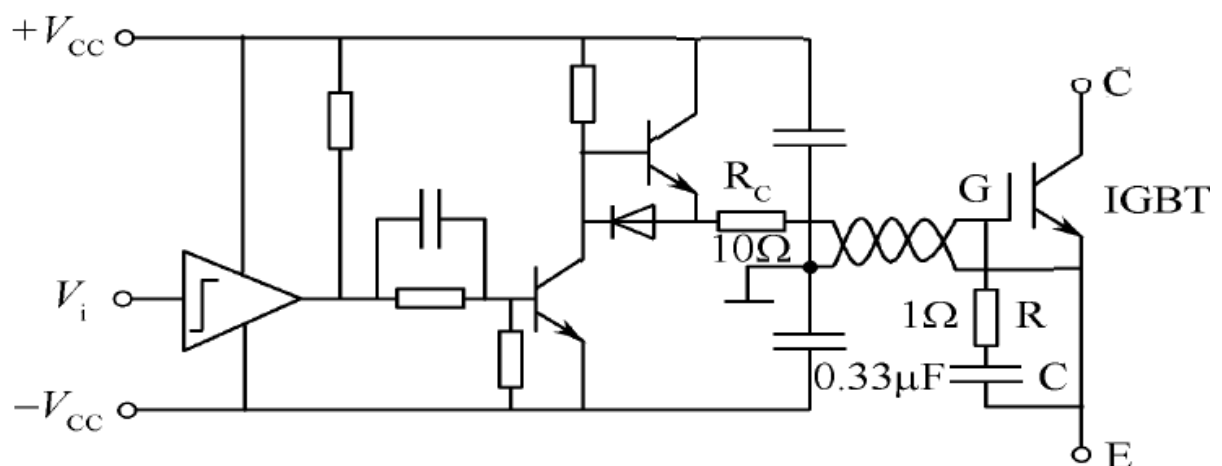


图 3-1 阻尼滤波电路

(2) 光耦合器门极驱动电路：驱动电路的输出级采用互补电路的型式以降低驱动源的内阻，同时加速 IGBT 的关断过程。

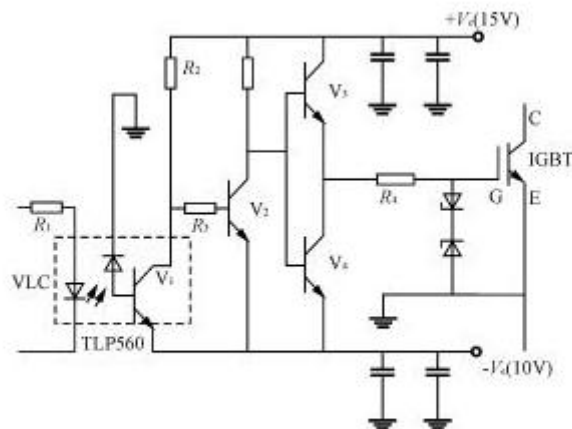


图 3-2 光耦合器电路

(3) 脉冲变压器直接驱动IGBT的电路：由于是电磁隔离方式，驱动级不需要专门直流电源，简化了电源结构。

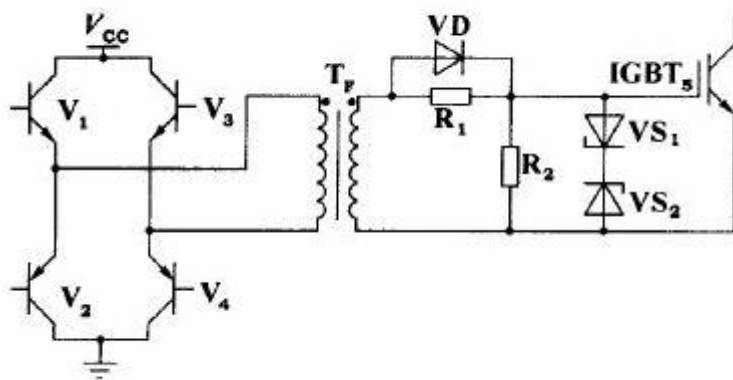


图 3-3 脉冲变压器驱动电路

4、IGBT 驱动保护

4.1 驱动保护电路的原则

由于 IGBT 是电压控制型器件，因此只要控制 IGBT 的栅极电压就可以使其开通或关断，并且开通时维持比较低的通态压降。研究表明，IGBT 的安全工作区和开关特性随驱动电路的改变而变化。因此，为了保证 IGBT 可靠工作，驱动保护电路至关重要。

IGBT 驱动保护电路的原则如下：

- (1)动态驱动能力强，能为栅极提供具有陡峭前后沿的驱动脉冲；
- (2)开通时能提供合适的正向栅极电压12V—15V，关断时可以提供足够的反向关断栅极电压(-5V)；
- (3)尽可能少的输入输出延迟时间，以提高工作效率；
- (4)足够高的输入输出电气隔离特性，使信号电路与栅极驱动电路绝缘；
- (5)出现短路、过流的情况下，具有灵敏的保护能力。

目前，普遍使用驱动与保护功能合为一体的 IGBT 专用的驱动模块。

4.2 IGBT 栅极的保护

IGBT 的栅极—发射极驱动电压 V_{GE} 的保证值为 $\pm 20V$ ，如果在它的栅极与发射极之间加上超出保证值的电压，则可能会损坏 IGBT，因此，在 IGBT 的驱动电路中应当设置栅压限幅电路。另外，若 IGBT 的栅极与发射极间开路，而在其集电极与发射极之间加上电压，则随着集电极电位的变化，由于栅极与集电极和发射极之间寄生电容的存在，使得栅极电位升高，集电极—发射极有电流流过。这时若集电极和发射极间处于高压状态时，可能会使 IGBT 发热甚至损坏。如果设备在运输或振动过程中使得栅极回路断开，在不被察觉的情况下给主电路加上电压，则 IGBT 就可能会损坏。为防止此类情况发生，应在 IGBT 的栅极与发射极间并接一只几十 $k\Omega$ 的电阻，此电阻应尽量靠近栅极与发射极。如图 4-2 所示。

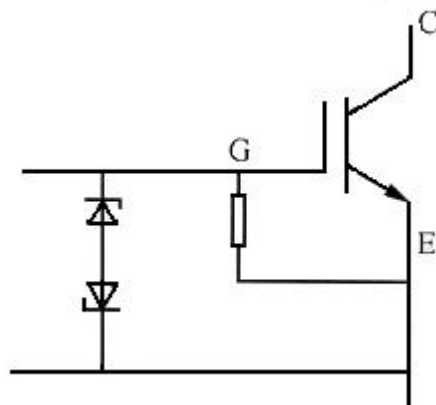


图 4-1 栅极保护电路

4.3 IGBT 的过电流保护

IGBT 因其饱和压降低和工作频率高等优点而成为大功率开关电源等电力电子装置的首选功率器件, 但 IGBT 和晶闸管一样, 其抗过载能力不高。因此, 设计 IGBT 的驱动过流保护电路, 使之具有完善的驱动过流保护功能, 是必须考虑的问题。

4.3.1 驱动过流保护电路的驱动过流保护原则

IGBT 的技术资料表明, IGBT 在 $10\mu\text{S}$ 内最大可承受 2 倍的额定电流, 但是经常承受过电流会使器件过早老化, 故 IGBT 的驱动过流保护电路的设计原则为:

- 一、当过电流值小于 2 倍额定电流值时, 可采用瞬时封锁栅极电压的方法来实现保护;
- 二、当过电流值大于 2 倍额定电流值时, 由于瞬时封锁栅极电压会使 di/dt 很大, 会在主回路中感应出较高的尖峰电压, 故应采用软关断方法使栅极电压在 $2\mu\text{S}\sim 5\mu\text{S}$ 的时间内降至零电压, 至最终为 -5 伏的反电压;
- 三、采用适当的栅极驱动电压. 基于上述思想, 驱动过流保护电路现分为分离元件驱动过流保护电路和模块驱动过流保护电路。

4.3.2 IGBT 过流保护电路设计

IGBT 的过流保护电路可分为 2 类: 一类是低倍数的 ($1.2\sim 1.5$ 倍) 的过载保护; 一类是高倍数 (可达 $8\sim 10$ 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 $5\mu\text{s}$, 而饱和压降 3V 的 IGBT 允许承受的短路时间可达 $15\mu\text{s}$, $4\sim 5\text{V}$ 时可达 $30\mu\text{s}$ 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。

降栅压旨在检测到器件过流时，马上降低栅压，但器件仍维持导通。降栅压后设有固定延时，故障电流在这一延时期内被限制在一较小值，则降低了故障时器件的功耗，延长了器件抗短路的时间，而且能够降低器件关断时的 di/dt ，对器件保护十分有利。若延时后故障信号依然存在，则关断器件，若故障信号消失，驱动电路可自动恢复正常的工作状态，因而大大增强了抗骚扰能力。

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 4-2 给出了实现慢降栅压的具体电路。

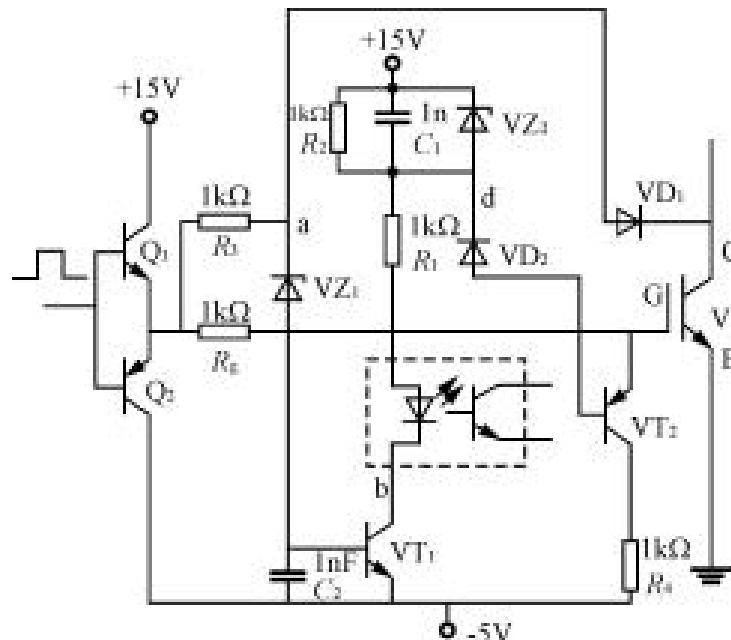


图 4-2 实现慢降栅压的电路

正常工作时, 因故障检测二极管 VD_1 的导通, 将 a 点的电压钳位在稳压二极管 VZ_1 的击穿电压以下, 晶体管 VT_1 始终保持截止状态。V₁ 通过驱动电阻 R_q 正常

开通和关断。电容 C_2 为硬开关应用场合提供一很小的延时, V_1 使得开通时 U_{CE} 有一定的时间从高电压降到通态压降, 而不使保护电路动作。

当电路发生过流和短路故障时, V_1 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_{ge} 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_{ge} 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_{ge} 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_2 放电, d 点电压升高, VT_2 也恢复截止, U_{ge} 上升, 电路恢复正常工作状态。

4.3.3 具有过流保护功能的 IGBT 驱动电路的研究

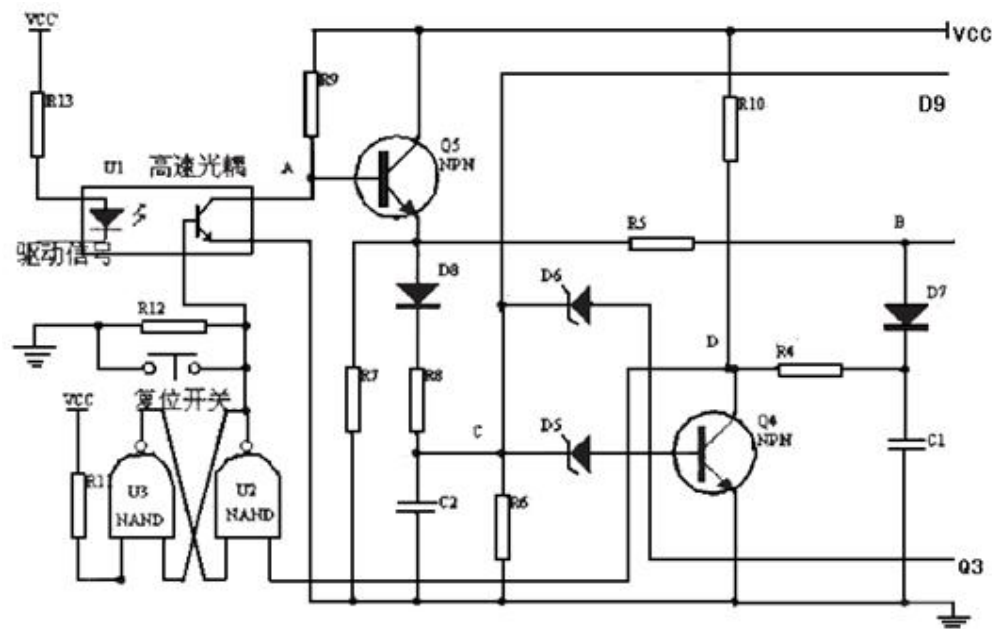
根据以上所述 IGBT 过流保护的要求, 设计了一种具有过流保护功能的隔离式 IGBT 驱动电路, 如图 4-4 (a)、(b) 所示。

该电路具有以下特点:

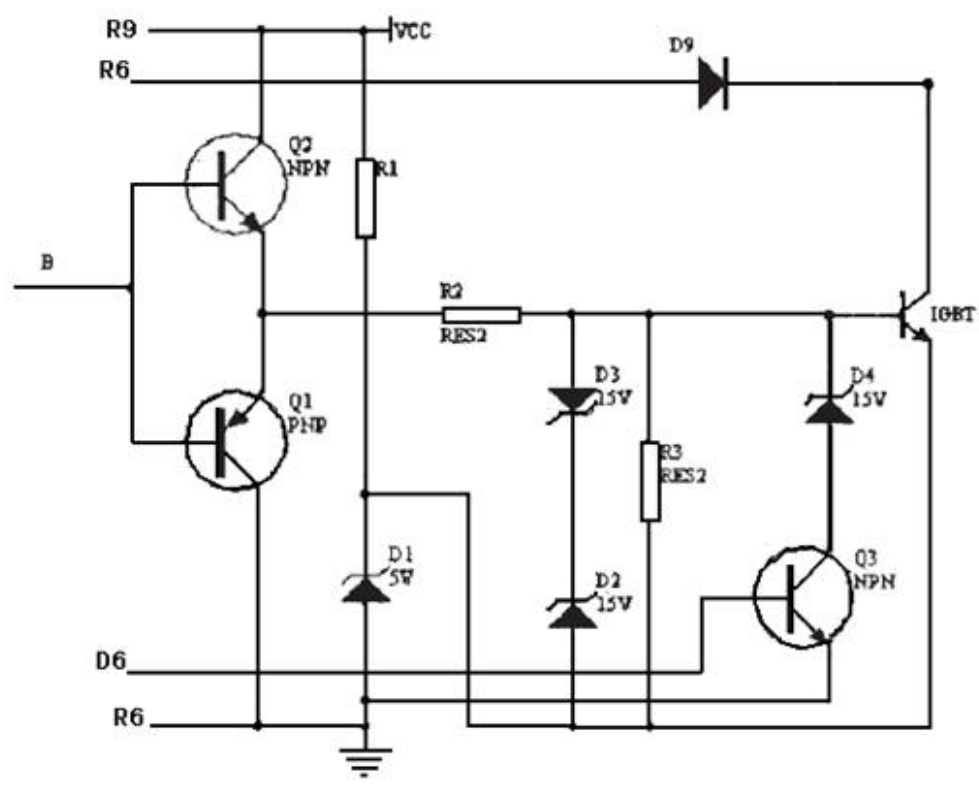
- (1) 该电路采用单电源 24V (图 4-3 中 (a) $V_{cc}=24V$ 供电, 能够产生 15V 和 -5V 的驱动电压, 保证了 IGBT 的可靠导通与关断;
- (2) 该电路采用高速光耦以实现控制电路与主电路的隔离;
- (3) 该电路具有 IGBT 过电流慢关断保护功能, 能够有效地保护 IGBT;
- (4) 该电路采用推挽式输出方式, 从而降低了驱动电路的输出阻抗, 提高了驱动能力。

正常工作时 Q_3 、 Q_4 均处于截止状态。当驱动信号为高电平时高速光耦截止, A 点电位为高电平 Q_5 导通, B 点电位为高电平 Q_2 导通, Q_1 截止, IGBT 的 G-E 两端电压经 Q_2 、 R_1 、 D_1 、 D_2 、 D_3 钳位在 +15V, IGBT 够快速导通。由 R_3 、 C_2 组成的延时电路使 Q_4 保持截止状态, 经约 1.5 μ s 的信号传输时间后, 虽然 C_2 的端电压按充电规律上升, 但由于 IGBT 已饱和导通, 且导通压降很低, 通过 D_3 的钳位作用 C 点电位为低电平, 所以在 IGBT 正常导通时 Q_3 、 Q_4 总处于截止状态。当驱动信号为低电平时告诉光耦导通, A 点点位为低电平, Q_5 截止; B 点电位为低电平 Q_2 截止, Q_1 导通, IGBT

的G-E两端电压经Q₁、R₁、D₁钳位在-5V, 使IGBT快速关断。此时D₉反向关断, 阻止主电路高压串入控制回路。在IGBT关断期间C₂上电压通过R₆放电, 使C点电平更低, 所以在IGBT关断期间Q₃、Q₄总处于截止状态。



(a)



(b)

图4-3 IGBT驱动和过流保护电路

当发生过流时IGBT的G-E 两端的电压升高, 此时D₉反向关断, 于是C点电压随

C_1 充电电压的上升而增加,当过流现象持续发生15 μ s左右时,C点电压使稳压管 D_5 导通, Q_3 随之导通,经 Q_3 、 D_4 、 D_1 将IGBT的G-E两端电压降至10V左右。若C点电压在10 μ s之内又恢复到低电平,则为假过流现象, Q_3 截止,电路恢复到正常工作状态。若过电流现象发生时间10 μ s以上,即出现真过流故障,则C点电压继续上升,从而使稳压管 D_5 导通 Q_4 立即导通,D点电位为低电平, Q_1 导通,由于 C_1 的放电作用,所以IGBT慢速关断,同时E点电位经由两个与非门组成的RS锁存器锁定在高电平,高速光耦一直处于导通状态。通过以上分析可知,此时IGBT的G-E 两端电压将被锁定为-5V,IGBT处于可靠的关断状。过流保护后,只有将故障排除,通过复位开关来重新启动驱动电路。

4.4 IGBT 开关过程中的过电压保护

关断IGBT时,它的集电极电流下降率较高,极高的下降率将引起集电极过电压,并且由于电路中的杂散电感与负载电感的作用,将在IGBT的c、e两端产生很高的浪涌尖峰电压 $u_{ce}=L_{di c}/dt$,加之IGBT的耐过压能力较差,这样就会使IGBT击穿,因此,其过压保护也是十分重要的。降低IGBT集-射极间电压 U_{ce} 的方法通常有两种:一种是增大栅极电阻 R_g ,但 R_g 的增大将减缓IGBT的开关速度,从而增加开关损耗,此方法不太理想;还有一种就是采用缓冲吸收电路。

所以过压保护可以从以下几个方面进行:

(1)尽可能减少电路中的杂散电感。作为模块设计制造者来说,要优化模块内部结构(如采用分层电路、缩小有效回路面积等),减少寄生电感;作为使用者来说,要优化主电路结构(采用分层布线、尽量缩短联接线等),减少杂散电感。另外,在整个线路上多加一些低阻低感的退耦电容,进一步减少线路电感。所有这些,对于直接减少IGBT的关断过电压均有较好的效果。

(2)采用吸收回路。吸收回路的作用是:当IGBT关断时,吸收电感中释放的能量,以降低关断过电压。常用的吸收回路如图4-3所示。对于电路中元件的选用,在实际工作中,电容C选用高频低感圈绕聚乙烯或聚丙烯电容,也可选用陶瓷电容,容量为2F左右。电容量选得大一些,对浪涌尖峰电压的抑制好一些,但过大会受到放电时间的限制。电阻R选用氧化膜无感电阻,其阻值的确定要满足放电时间明显小于主电路开关周期的要求,可按 $R \leq T/6C$ 计算,T为主电路的

开关周期。二极管 V 应选用正向过渡电压低、逆向恢复时间短的软特性缓冲二极管。

为了使 IGBT 关断过电压能得到有效的抑制并减小关断损耗，通常都需要给 IGBT 主电路设置关断缓冲吸收电路。IGBT 的关断缓冲吸收电路分为充放电型和放电阻止型。

充放电型有 RC 吸收和 RCD 吸收 2 种。如图 4-3(a)、4-3(b) 所示。

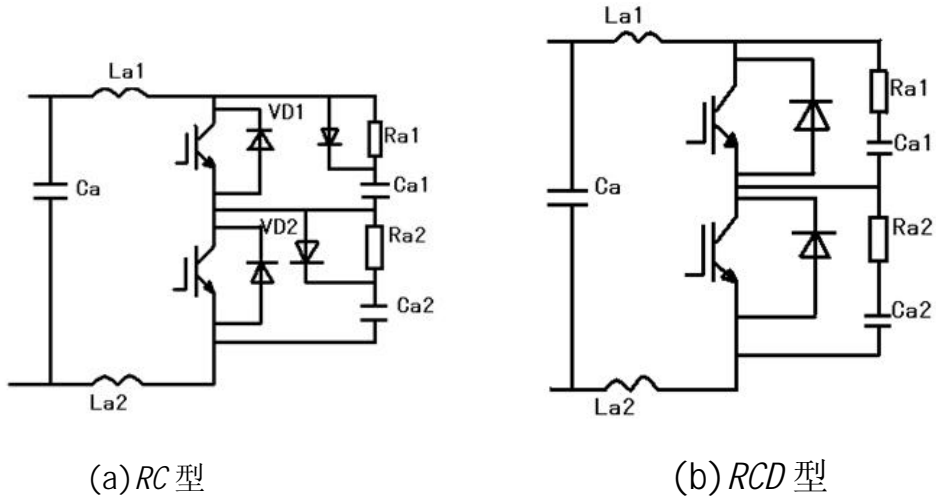
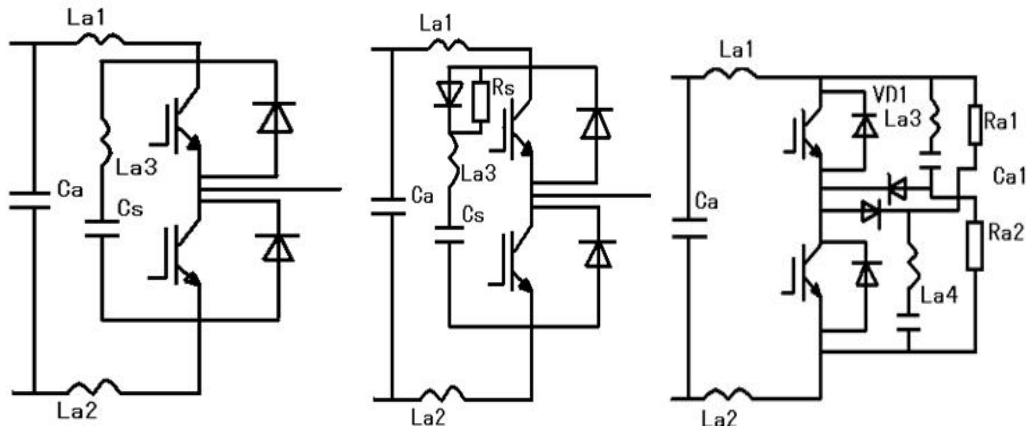


图 4-5 充放电型 IGBT 缓冲吸收电路

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 4-4 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 Cs 的放电电压为电源电压，每次关断前，Cs 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 4-6 三 种 放 电 阻 止 型 吸 收 电 路

4.5 IGBT 的过热保护

IGBT 的损耗功率主要包括开关损耗和导通损耗，前者随开关频率的增高而增大，占整个损耗的主要部分；后者是 IGBT 控制的平均电流与电源电压的乘积。由于 IGBT 是大功率半导体器件，损耗功率使其发热较多(尤其是 R_g 选择偏大时)，加之 IGBT 的结温不能超过 125°C ，不宜长期工作在较高温度下，因此要采取恰当的散热措施进行过热保护。

散热一般是采用散热器(包括普通散热器与热管散热器)，并可进行强迫风冷。散热器的结构设计应满足：

$$T_j = P\Delta(R_{jc} + R_{cs} + R_{sa}) < T_{jm}$$

式中： T_j —IGBT 的工作结温； $p\Delta$ —损耗功率； R_{jc} —结—壳热阻；

R_{cs} —壳—散热器热阻； R_{sa} —散热器—环境热阻； T_{jm} —IGBT 的最高结温。

在实际工作中，我们采用普通散热器与强迫风冷相结合的措施，并在散热器上安装温度开关。当温度达到 $75^{\circ}\text{C} \sim 80^{\circ}\text{C}$ 时，通过关闭信号停止对 PMW 发送控制信号，从而使驱动器封锁 IGBT 的开关输出，并予以关断保护。

4.6 IGBT 驱动保护设计总结

以上篇幅对 IGBT 的驱动保护做了详细的分析，得出了设计时应注意的几点事项：

(1) IGBT 由于集电极—栅极的寄生电容的密勒效应的影响，能引起意外的电压尖峰损害，所以设计时应让栅极的阻抗足够低，以尽量消除其负面影响；

(2) 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的影响，所以设计时要综合考虑；

(3) 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 du/dt 和 U_{ge} 的峰值，达到短路保护的目；

(4) 在工作电流较大的情况下，为了减小关断过电压，应尽量减少主电路的布

线电感，吸收电容应采用低感或无感型；

(5) IGBT 与 MOSFET 都是电压驱动，都具有一个 $2.5 \sim 5V$ 的阈值电压，有一个容性输入阻抗，因此 IGBT 对栅极电荷非常敏感故驱动电路必须很可靠，要保证有一条低阻抗值的放电回路，即驱动电路与 IGBT 的连线要尽量短；

(6) 用内阻小的驱动源对栅极电容充放电，以保证栅极控制电压 U_{ge} ，有足够陡的前后沿，使 IGBT 的开关损耗尽量小。另外，IGBT 开通后，栅极驱动源应能提供足够的功率，使 IGBT 不退出饱和而损坏；

(7) 驱动电平 U_{ge} 也必须综合考虑。 U_{ge} 增大时，IGBT 通态压降和开通损耗均下降，但负载短路时的 I_c 增大，IGBT 能承受短路电流的时间减小，对其安全不利，因此在有短路过程的设备中 U_{ge} 应选得小些，一般选 $12 \sim 15V$ ；在关断过程中，为尽快抽取 PNP 管的存储电荷，须施加一负偏压 U_{ge} ，但它受 IGBT 的 G、E 间最大反向耐压限制，一般取 $1 \sim 10V$ ；

(8) 在大电感负载下，IGBT 的开关时间不能太短，以限制出 di/dt 形成的尖峰电压，确保 IGBT 的安全；

(9) 由于 IGBT 在电力电子设备中多用于高压场合，故驱动电路与控制电路在电位上应严格隔离；

(10) IGBT 的栅极驱动电路应尽可能简单实用，最好自身带有对 IGBT 的保护功能，有较强的抗干扰能力。

5. IGBT 专用集成驱动模块 M57962AL 介绍

IGBT 专用驱动模块 M57962 AL 适于驱动大功率器件，可根据其内部的自保护功能对其应用电路进行安全可靠设计。该模块采用双电源驱动，有过流过压检测电路和保证 IGBT 可靠通断电路。总之，能够安全地驱动开关、变频器中的大功率 IGBT。

5.1 M57962AL 的内部电路及其特点

5.1.1 M57962AL 的引脚及特点

LM57962AL 是厚模单列直插式封装，其引脚图如图5-1所示，是从左至右依次编

号。各引脚功能如表1:

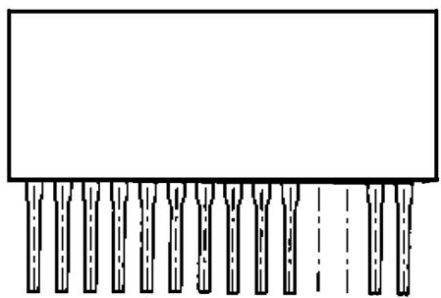


图 5-1 LM57962AL 引脚图

引脚号	引出接线端	引脚号	引出接线端
1	接 IGBT 集电极故障检测输入端	6	接直线电源负端
2	接短路保护扛干扰电容	8	接输出保护光耦负端
4	接直流电源正端	13	接输入信号负端
5	接栅极电阻	14	接输入信号正端

表 1

注: M57962AL 的 3、7、9、10 脚用于芯片测试, 在应用时禁止链接。

5.1.2 M57962AL 的特点

三菱公司的 M57962AL 驱动器具有如下特点:

- (1)采用高速光偶隔离, 输入输出隔离绝缘强度高 ;
- (2)输入输出电平与 TTL 电平兼容, 适于单片机控制;
- (3)内部有定时逻辑短路保护电路, 同时具有延时保护特性;
- (4)具有可靠通断措施(采用双电源供电);
- (5)驱动功率大, 可以驱动600A/600V 或400A/1200V 的 IGBT 模块。

基本参数的选取:

(1) V_{CC} 、 V_{EE} 的选取

由于 IGBT 导通后的管压降与所加正向栅压有关, 在漏源电流一定的情况下,

正向栅压增加时，通态压降下降，器件导通损耗减小。但若发生过流或短路，正向栅压越高，则电流幅值越高，IGBT 越易损坏。对集电极额定电流200A 的 IGBT 来说，VCC 选择+12V~+15V 比较合适，在这一点通态接近饱和值，是 IGBT 工作的最佳点。而为使 IGBT 在关断期间可靠截止，给处于截止状态的 IGBT 外加-10V 左右的反向栅压 VEE 比较合适。

(2)稳压管 D 的合理选择

驱动器 M57962AL 通过检测 IGBT 的通态饱和压降（即 1 脚的电压 U_1 ）来判断是否过流，当检测出 IGBT 的栅极和源极同为高电平时就判断为过流，此时降低栅极驱动电压。并通过光耦向控制电路发出故障信号。IGBT 正常工作时的通态压降一般为 2.5V~3.0V。而 M57962AL 的过流检测端的阈值电压 U_{CS} 设计为 10V。虽然如此高的阈值电压对诸如桥臂直通、负载短路等情况有一定的保护作用。但动作非常迟缓，甚至起不到保护作用。因此必须降低过流保护阈值，方法是在检测端串联一稳压管 D2，通过实验来确定稳压管的稳压值。它们之间满足如下关系：

$$U_1 = V_{CE} + V_{D1} + V_{D2}$$

当芯片1脚的电压 U_1 达到过流检测端的阈值电压 U_{CS} ，M57962AL 采用软降栅压，同时发出故障信号。 V_{D2} 选取越大则允许的 V_{CE} 越小，IGBT 允许流过的电流值亦越小。在本课题研究中，设定的管压保护值为4.2V，对应的保护电流值为300A，所以采用的稳压管 D2 的压降为

$$V_{D2} = U_1 - V_{CE} - V_{D1}$$

(3)抗干扰电容 C 的选择

M57962AL 利用引脚 2，4 之间的电容 C 可以对短路保护检测时间进行调整，应用比较灵活。若 2 脚悬空，短路保护检测时间为 2.6 μ s，保护动作非常迅速，但短路反应太灵敏常常引起误动作。为此 M57962A 通过调节 2--4 间的电容 C 来调节保护时间。图 6-3 为 $V_{CC}=15V$ 、 $V_{EE}=-10V$ ， $T_m=25^\circ C$ 时短路检测反应时间与抗干扰电容 C 之间的关系，对此保护动作时间应小于 10 μ s，考虑从采样短路信号到实施动作延时，在做实验时选取 1000pF 左右的电容，保护时间大约为 3 μ s。若

保护仍然过于敏感，可改用 3300pF 的电容，此时保护时间约为 $6\mu\text{s}$ 选用。

(4) 故障保护输出光耦的选用

故障保护输出信号经光电耦合器传递给上级控制电路，光耦参数选择不合理常常引起误动作，如在实验中，曾选用 4N25，常出现干扰保护信号，后采用快速光耦 pc817 后工作正常。

(5) 栅极电阻 R_g 的选择

栅极电阻的选择对 IGBT 驱动相当重要，其影响着开通与关断的性能。 R_g 小时，可减少开关时间与开关损耗，但浪涌电压高。 R_g 大时，则相反。一般先根据厂家手册上推荐的数据，在 1 倍与 10 倍之间选取。然后，经实验波形来分析确定。在开关频率较低时，可选偏大些的，这里选择的是 5 倍的推荐值。

6. IGBT 在变频器中的典型应用

交流调速传动方式中，采用改变电动机的定子频率实现调速，变速系统已广泛应用于工业、交通运输、家用电器等各个领域，变频调速技术也是有效的节能技术之一。

变频器由整流器和逆变器构成。电压型逆变器的中间环节为大电容，逆变器的输入近似为一个电压源，如图 7.2 所示。若整流器采用 PWM 整流器，这样变频器中的整流器和逆变器都用 PWM 变流器实现。对于你不电动机的定子频率控制方式，有恒压频比（V/f）控制、转差频率控制、矢量控制、直接转矩控制等。

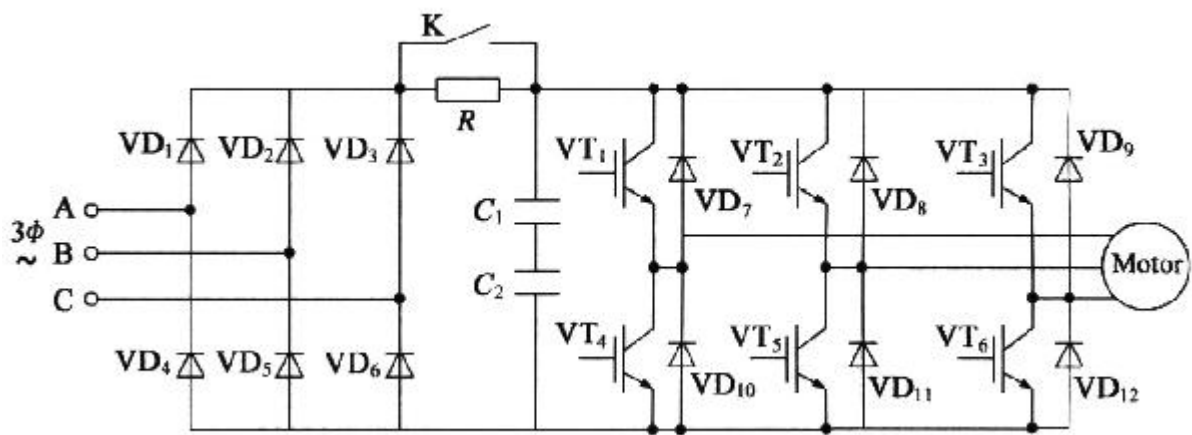


图 6.1 典型的 VVVF 变频器原理图

为实现电动机的正、反转，给定信号应可正可负，但电动机的专项由变频器输出电压的相序决定，而频率和电压给信号不需要反应极性，因此采用绝对值变换器，输出绝对值信号，经电压频率控制环节处理之后，得出电压及频率的指令信号，经 PWM 生成环节形成控制逆变器的 PWM 信号，再经过驱动电路控制变频器中 IGBT 的通断，使得变频器输出所需频率、相序和大小交流电压，从而控制交流电动机的转速和转向。

结 论

本文首先谈论了 IGBT 的驱动电路的基本要求和过流保护分析，然后运用 IGBT 集电极退饱和原理，提供了一个采用分立元件构成的 IGBT 驱动电路和过流保护电路。

综上所述，在设计电路时，应清楚地了解各种驱动器的特点，根据实用需要进行正确选择，减少盲目性。对于变频器一类输出对输入有直接电联系的设备，由于逆变器对地直接短路的危险性比较大，而且 IGBT 关断等待时间比较长，故采用光耦隔离式驱动器比较合适。而对于一般的开关电源（如逆变焊机、通信电源等），由于其采用的 IGBT 直接对地短路的可能性很小，因此只要能保证不发生逆变电路桥臂直通，并采用电流互感器进行过流保护，IGBT 就不会受到过流威胁。此类

设备一般工作频率都比较高,因此从技术、经济上综合考虑,采用变压器驱动器比较合适。

参考文献

- [1] 王兆安,黄俊,电力电子技术,北京:机械工业出版社 2000.
- [2] 刘志刚,叶斌,梁晖,电力电子学,北京:清华大学出版社,2004.
- [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] 刘星平,李炎斌,IGBT 驱动电路的研究,电气开关,2002.
- [5] 田健,郭会军等.大功率 IGBT 瞬态保护研究.电力电子技术.2004.
- [6] 王永,沈饶华.一种简单的 IGBT 驱动和过流保护电路[J].电测和仪表,2004.