「电力系统」

基于M57962L的IGBT驱动电路系统的研究与设计

文/铜川职业技术学院基础部　张风彦
铜川市第一中学　李　强
北京理工大学机械与车辆学院　张风奇

选用三菱公司生产的集成驱动芯片M57962L，设计了IGBT驱动电路系统。包括M57962供电电源电路、故障保护电路、隔离电路和吸收电路。通过计算选择了各种电路参数并进行了优化。通过试验测试了驱动输出波形以及负载波形，试验证明，驱动电路系统设计合理、工作可靠，特别是输入信号为高频信号时，系统工作稳定且具有很强的抗干扰性。

目前，随着电力电子技术的迅速发展，高电压、大功率的电力电子功率器件相继出现。绝缘栅双极型晶体管（IGBT）应运而生，并被广泛应用到铁路、汽车和风力发电等领域，作为整流、逆变的开关功率器件，如和谐号动车组的牵引变流器均采用了IGBT作为功率开关器件。绝缘栅双极型晶体管结合了MOSFET和GTR两者的优点，具有通态损失小、开关频率高和饱和压降低的优点。

绝缘栅双极型晶体管是电压型全控电力电子器件，通过施加栅极电压，控制其导通和关断。因此，IGBT驱动电路应具备如下功能：

1）产生合适的导通和关断栅极电压，导通栅极电压一般为12～15 V，关断栅极电压一般为－9 V。

2）实现输入控制信号与驱动电路的电气隔离。

3）故障检测与保护电路，实现过热、短路、过电压的检测与保护。

驱动电路系统的整体设计

系统设计中，采用了三菱公司生产的厚膜集成芯片M57962L，与其他驱动芯片相比，如富士电机公司生产的EXB841、惠普公司生产的HCPL316J，它为双电源供电，一般为＋15 V、－9 V，能够使IGBT可靠关断，且具有过电流保护自动闭锁功能，并采用模块化设计，尽量减少输入电源的种类，整个驱动电路只需要＋5 V和＋12 V电源。

M57962L的工作原理

M57962L为14脚直插式封装，1脚为故障检测输入端，4脚和6脚为双电源供电端，5脚为电压输出端，8脚为故障输出端，13脚为控制信号输入端，14脚为＋5 V供电端，其余引脚为空引脚，不使用。

M57962L内部具有短路保护电路，当故障检测端1脚为15 V高电平时，即判定为IGBT短路，立即启动门极关断电路，使5脚输出低电平，关断IGBT，同时，使故障输出端8脚置为低电平，以驱动外接保护电路工作，经过1～2 ms延时后，如果检测到13脚为高电平，则芯片复位至初始位。

当IGBT模块过载（过电压、过电流）时，即其集电极电压上升至15 V以上，1脚电位为15 V，M57962L使5脚置为低电平，IGBT截止，同时，8脚输出低电平，光耦合器工作，以驱动4011使控制信号输入端13脚置为高电平。驱动电路如图1所示。

驱动电路各部分电路设计及参数选取

1．供电电源电路

由于M57962L采用双电源供电，需要为其提供＋15 V、－9 V两种电源，又考虑实际使用需求，设计中应满足以下要求。

1）在应用M57962L驱动电路驱动全桥IGBT时，要求其供电电源输入与输出隔离。

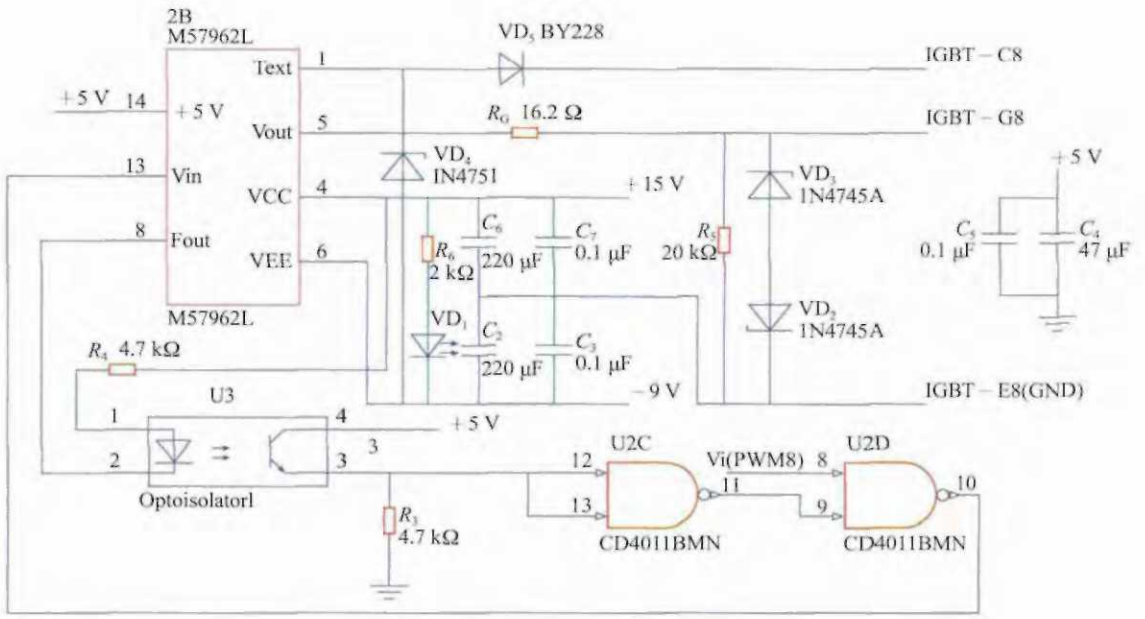


图1 驱动电路

2）能够提供+15 V、−9 V两种电源，电源容量满足M57962L功率要求。

设计中，选用了广州金升阳科技有限公司的电源模块QA02，应用电路如图2所示，C_5、C_6、C_7为47 μF/63 V的钽电容，可以为M57962L提供两种电源，满足了设计要求，实际运行良好。

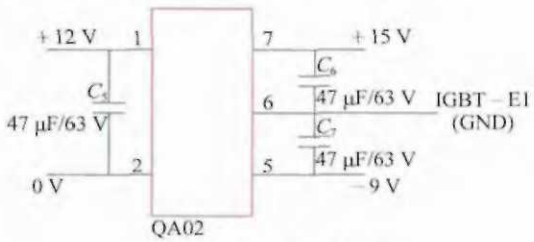


图2 供电电源电路

2．故障保护电路

由于IGBT在运行过程中，可能发生过电流、过电压的现象，因而设计故障保护电路是至关重要的。该电路由两部分组成，一是故障输出信号与外部驱动电路的隔离，利用光耦合器实现，型号为TLP521－1；二是电平转换部分，选择了CD4011芯片，+5 V供电。

无故障输出时，4011的12、13脚为低电平，经与非门，11脚输出高电平。

有故障输出时，M57962L的8脚输出低电平，光耦合器工作，4011的12、13脚为高电平，经与非门，11脚输出低电平，此时，无论控制信号是高电平还是低电平，10脚输出总是高电平。故障保护电路如图3所示。光耦U4的2脚接M57962L的8脚。

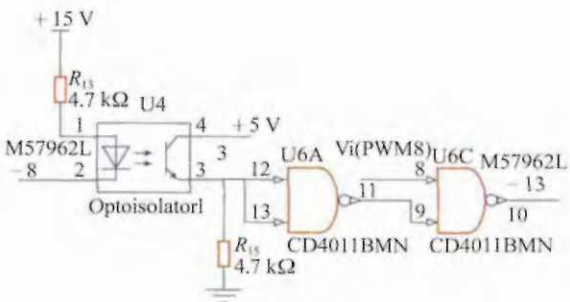


图3 故障保护电路

3．高速光耦隔离电路

由于M57962L应用在高压场合，为了保护DSP控制板不受损坏，使控制信号与M57962L实现电气隔离，且控制信号为高频信号，故要选择高速光耦合器，选用6N137，高速光耦隔离电路如图4所示。

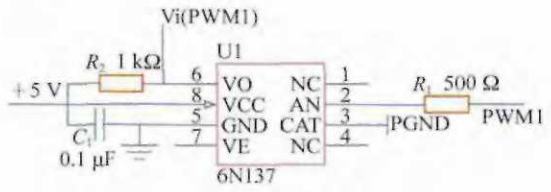


图4 光耦隔离电路

4．吸收电路

实验过程中，没有设计吸收电路时，通过示

波器观察IGBT两端电压的波形，在IGBT关断时会产生较大的尖峰电压，该尖峰电压可能会导致IGBT误导通，当IGBT开关频率较高时，还会对整个系统的通信产生干扰，因此为了抑制IGBT关断时产生的尖峰电压，要设计IGBT的吸收电路，常用的吸收电路有三种，如图5所示。

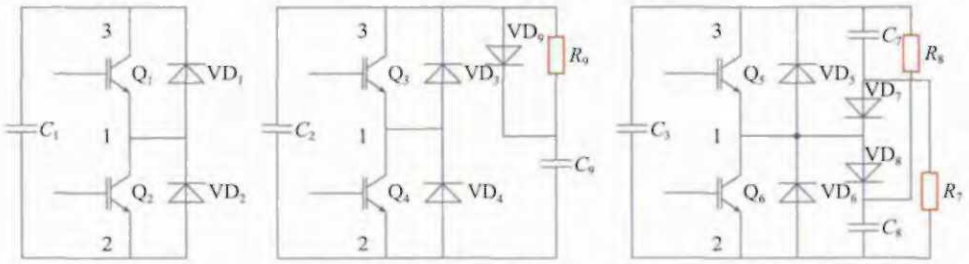


图5 吸收电路

图5a为最简单的C型吸收电路，IGBT模块两端并联一个无感电容，结构简单，对抑制瞬变电压非常有效，但随着IGBT功率增大，可能与直流母线寄生电感产生振荡，常应用在小容量IGBT模块中。

图5b为RC型吸收电路，这种电路利用快速恢复二极管可以钳位瞬变电压，抑制谐振的发生，但当IGBT模块功率进一步增大，回路中的寄生电感增大，以致不能有效抑制振荡，故仅适用于中等功率的IGBT模块。

图5c为RCD型吸收电路，这种电路结构复杂，但吸收效果好，可以有效抑制振荡，并且回路的寄生电感小，常应用在大容量的IGBT模块和高频场合。

综合上述三种电路的优点，并根据实际应用的IGBT容量等级，采用图5c的吸收电路，R_7、C_7、VD_7、R_8、C_8和VD_8参数选择如下：

1）根据缓冲电容的推荐值，选择$C_7=C_8=2.2\ \mu F$。

2）根据

$$R_8=R_7\leqslant\frac{1}{2.3C_7f}$$

式中，C_7为缓冲电容值，F；f为交换频率，Hz。

当$f=1$ kHz时，

$$R_8=R_7\leqslant\frac{1}{2.3\times2.2\times10^{-6}\times1\times10^{3}}=197.6\ \Omega$$

R_7、R_8选取190 Ω。

当$f=10$ kHz时，

$$R_8=R_7\leqslant\frac{1}{2.3\times2.2\times10^{-6}\times10\times10^{3}}=19.76\ \Omega$$

R_7、R_8选取19 Ω。

由于缓冲电路的电流振荡，IGBT开通时集电极电流峰值会增加，故在满足上式时尽量设定为高值。

3）缓冲二极管的选择，缓冲二极管的瞬态正向压降下降是IGBT关断时发生尖峰电压的原因之一。

另外，缓冲二极管的方向恢复时间过长，高频交换时缓冲二极管产生的损失就越大；缓冲二极管反向恢复急剧，则二极管的反向恢复时IGBT的C－E间电压大幅度增加，因此，应选择瞬态正向电压低、反向恢复时间短且反向恢复平顺的二极管。最终选择VD_7、VD_8的型号为FR308。

5．栅极电阻R_g选择

栅极电阻R_g的大小影响IGBT的开通，关断特性。R_g较大时，可以抑制栅极脉冲前后沿的陡度和防止振荡，减小集电极的尖峰电压，减小开关时的di/dt，但会使IGBT开关时间延长，开关损耗增加；R_g较小时，可以减少IGBT开关时间，减少开关损耗，但R_g太小，使IGBT开关时的di/dt增加，引起IGBT关断时的尖峰电压，易损坏IGBT。因此，选择一个合适的栅极电阻，可以使IGBT安全、可靠地工作。

根据IGBT模块的电流大小、电压等级和开关频率选择R_g值。栅极电阻值初选时可根据表1的推荐值选择，试验时再进行调整。

一般在IGBT模块的技术资料会给出R_g的推荐值，如本文所用的IGBT模块为BSM200GB120DN2，R_g推荐值为4.7 Ω。

栅极电阻的功率P根据以下公式计算

$$P=fUQ$$

式中，f为开关频率，Hz；U为驱动输出电压的峰

表1　不同IGBT额定电流值对应的栅极电阻值范围

IGBT额定电流值/A	栅极电阻值范围/Ω
50	10～20
100	5.6～10
200	3.9～7.5
300	3～5.6
600	1.6～3
800	1.3～2.2
1 000	1～2
1 500	0.8～1.5

峰值，V；Q为栅极电荷，C。由IGBT参数手册可知。

本文中，$f=10$ kHz，$U=24$ V，$Q=1.6$ μC。

$$P=fQU=10\times10^{3}\times1.6\times10^{-6}\times24=0.384\ \text{W}$$

根据试验测试及调整，最终确定$R_g=6.2$ Ω，选择6.2 Ω、2 W的栅极电阻。

试验结果及分析

通过搭建半桥试验电路，测试所设计的IGBT驱动电路是否具有优良的性能，试验中，负载电阻R选择51 Ω、50 W，吸收电容C_3选择0.1 μF，外接24 V直流，测试Q5两端波形。本文试验中，PWM信号由DSP控制板产生，因为TMS320F2812的事件管理器可以方便地产生互补且带有死区时间的PWM波形。图6为M57962L的驱动输出波形，试验测试电路图如图5c所示。

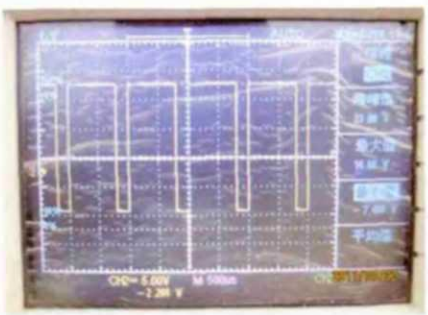
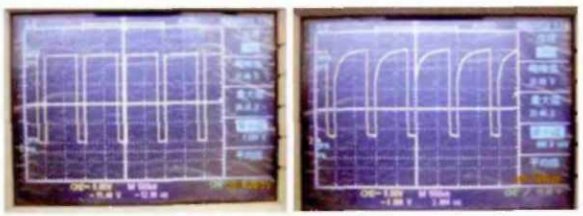


图6　驱动输出波形

以下波形测试端为图5c的3、1两端，测试的波形均为电压波形。

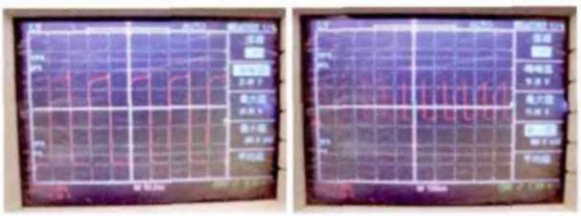
图7a和图7b为开关频率为1 kHz时的电压波形，图8a、图8b、图9a和图9b为开关频率为10 kHz时的电压波形。

图7a、图7b、图8a和图8b是驱动信号频率分别为1 kHz、10 kHz时，没有加入RCD吸收电路与加入RCD吸收电路测试波形，可以看到，加入RCD吸收电路后IGBT关断变得平缓，图9a，图9b是驱动信号为10 kHz时，没有加入吸收电容与加入吸收电容的测试波形，明显看到，加入了吸收电容C3和RCD吸收电路后，IGBT两端的关断波形得到明显改善，抑制了关断时的尖峰过电压。



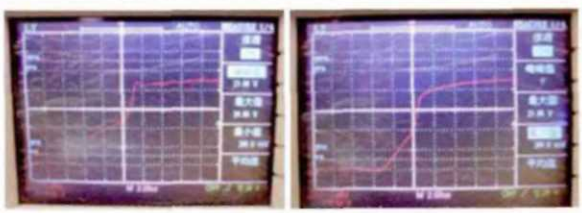
(a) 未加入RCD吸收电路波形　(b) 加入RCD吸收电路波形

图7　开关频率为1 kHz时的电压波形



(a) 未加入RCD吸收电路波形　(b) 加入RCD吸收电路波形

图8　开关频率为10 kHz时的电压波形



(a) 未加吸收电容波形　(b) 加入吸收电容波形

图9　开关频率为10 kHz时的电压波形

结束语

通过实测波形，可以看到，整个电路设计合理且成本低，具有高压隔离功能，参数选择正确，满足了项目要求。应用在高频信号驱动时，驱动电路工作稳定、可靠，对关断时的尖峰过电压抑制效果更加明显。并已经应用在逆变电源的功率开关驱动中，效果良好。**EA**

(收稿日期：2014.12.25)

[责任编辑：刘群喜]