

IGBT高压大功率驱动和保护电路的设计方案

- IGBT在以变频器及各类电源为代表的电力电子装置中得到了广泛应用。IGBT集双极型功率晶体管和功率MOSFET的优点于一体，具有电压控制、输入阻抗大、驱动功率小、控制电路简单、开关损耗小、通断速度快和工作频率高等优点。

但是，IGBT和其它电力电子器件一样，其应用还依赖于电路条件和开关环境。因此，IGBT的驱动和保护电路是电路设计的难点和重点，是整个装置运行的关键环节。

为解决IGBT的可靠驱动问题，国外各IGBT生产厂家或从事IGBT应用的企业开发出了众多的IGBT驱动集成电路或模块，如国内常用的日本富士公司生产的EXB8系列，三菱电机公司生产的M579系列，美国IR公司生产的IR21系列等。但是，EXB8系列、M579系列和IR21系列没有软关断和电源电压欠压保护功能，而惠普生产的HCLP—316J有过流保护、欠压保护和IGBT软关断的功能，且价格相对便宜，因此，本文将对其进行研究，并给出1700V，200~300A IGBT的驱动和保护电路。

1 IGBT的工作特性

IGBT是一种电压型控制器件，它所需要的驱动电流与驱动功率非常小，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的导通与关断是由栅极电压 U_{GE} 来控制的，当 U_{GE} 大于开启电压 $U_{GE(th)}$ 时IGBT导通，当栅极和发射极间施加反向或不加信号时，IGBT被关断。

IGBT与普通晶体三极管一样，可工作在线性放大区、饱和区和截止区，其主要作为开关器件应用。在驱动电路中主要研究IGBT的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 IGBT驱动电路要求

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退出饱和和导通区而进入线性放大区域，使IGBT过热损坏；使用中选 $12V \leq U_{GE} \leq 18V$ 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 HCPL-316J 驱动电路

3.1 HCPL-316J 内部结构及工作原理

HCPL-316J 的内部结构如图 1 所示，其外部引脚如图 2 所示。

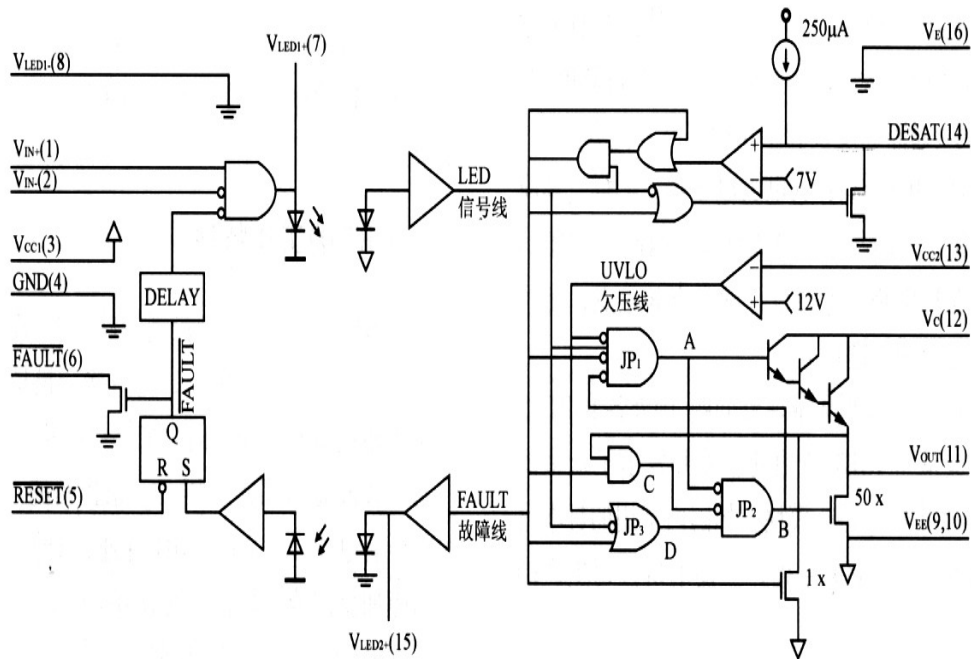


图1 HCPL-316J的内部原理图

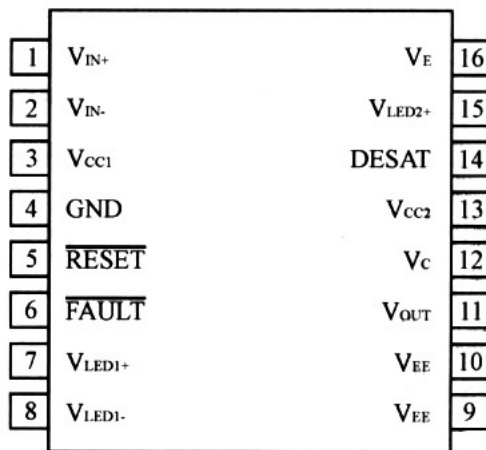


图2 HCPL-316J外部引脚图

从图1可以看出，HCPL-316J可分为输入IC（左边）和输出IC（右边）二部分，输入和输出之间完全能满足高压大功率IGBT驱动的要求。

各引脚功能如下：

脚1（VIN+）正向信号输入；

脚 2 (VIN-) 反向信号输入;

脚 3 (VCG1) 接输入电源;

脚 4 (GND) 输入端的地;

脚 5 (RESERT) 芯片复位输入端;

脚 6 (FAULT) 故障输出, 当发生故障 (输出正向电压欠压或 IGBT 短路) 时, 通过光耦输出故障信号;

脚 7 (VLED1+) 光耦测试引脚, 悬挂;

脚 8 (VLED1-) 接地;

脚 9, 脚 10 (VEE) 给 IGBT 提供反向偏置电压;

脚 11 (VOUT) 输出驱动信号以驱动 IGBT;

脚 12 (VC) 三级达林顿管集电极电源;

脚 13 (VCC2) 驱动电压源;

脚 14 (DESAT) IGBT 短路电流检测;

脚 15 (VLED2+) 光耦测试引脚, 悬挂;

脚 16 (VE) 输出基准地。

其工作原理如图 1 所示。若 VIN+ 正常输入, 脚 14 没有过流信号, 且 VCC2-VE=12v 即输出正向驱动电压正常, 驱动信号输出高电平, 故障信号和欠压信号输出低电平。首先 3 路信号共同输入到 JP3, D 点低电平, B 点也为低电平, 50×DMOS 处于关断状态。此时 JP1 的输入的 4 个状态从上至下依次为低、高、低、低, A 点高电平, 驱动三级达林顿管导通, IGBT 也随之开通。

若 IGBT 出现过流信号 (脚 14 检测到 IGBT 集电极上电压=7V), 而输入驱动信号继续加在脚 1, 欠压信号为低电平, B 点输出低电平, 三级达林顿管被关断, 1×DMOS 导通, IGBT 栅射集之间的电压慢慢放掉, 实现慢降栅压。当 VOUT=2V 时, 即 VOUT 输出低电平, C 点变为低电平, B 点为高电平, 50×DMOS 导通, IGBT 栅射集迅速放电。故障线上信号通过光耦, 再经过 RS 触发器, Q 输出高电平, 使输入光耦被封锁。同理可以分析只欠压的情况和即欠压又过流的情况。

3. 2 驱动电路设计

驱动电路及参数如图 3 所示。

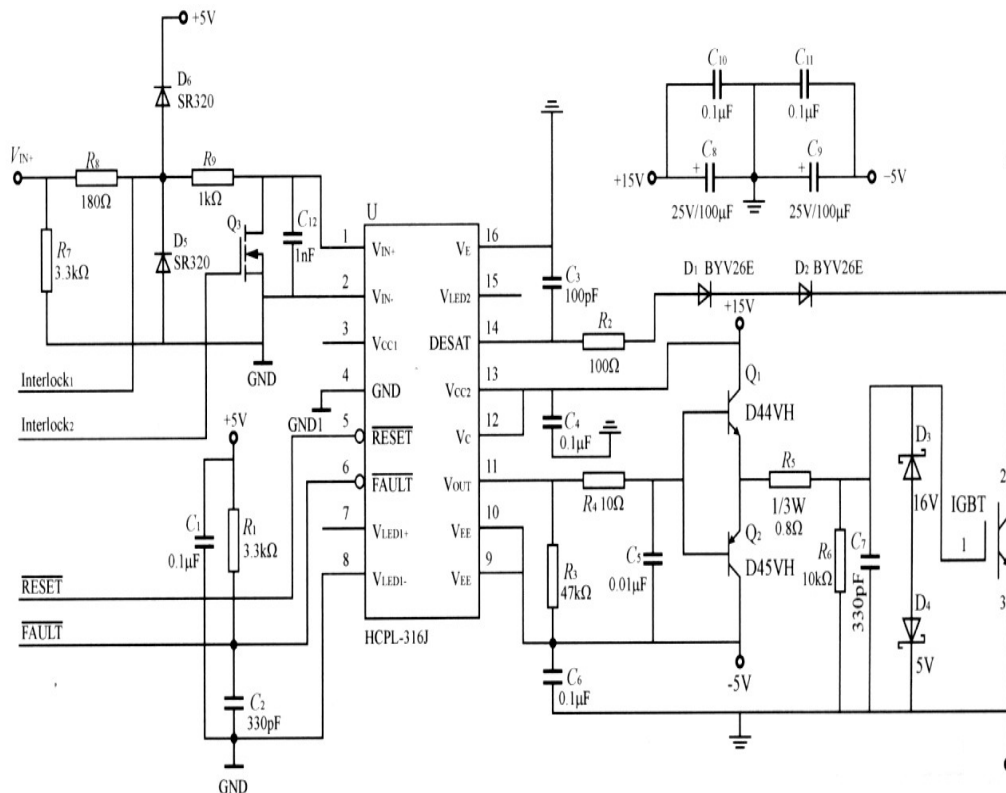


图 3 HCPL-316J 驱动电路

HCPL-316J左边的VIN+, FAULT和RESET分别与微机相连。R7, R8, R9, D5, D6和C12 起输入保护作用,防止过高的输入电压损坏IGBT,但是保护电路会产生约 1 μ s延时,在开关频率超过 100kHz时不适合使用。Q3 最主要起互锁作用,当两路PWM信号(同一桥臂)都为高电平时, Q3 导通,把输入电平拉低,使输出端也为低电平。图 3 中的互锁信号 Interlock, 和Interlock2 分别与另外一个 316J Interlock2 和Interlock1 相连。R1 和C2 起到了对故障信号的放大和滤波,当有干扰信号后,能让微机正确接受信息。

在输出端, R5 和 C7 关系到 IGBT 开通的快慢和开关损耗,增加 C7 可以明显地减小 di/dt 。首先计算栅极电阻: 其中 ION 为开通时注入 IGBT 的栅极电流。为使 IGBT 迅速开通,设计, IONMAX 值为 20A。输出低电平 VOL=2v。可得

$$\begin{aligned}R_5 &= R_G \\ &= [V_{CC2} - 1 - (V_{OL} + V_{EE})] / I_{ONMAX} \\ &= [15\text{ V} - 1\text{ V} - (2\text{ V} + (-5\text{ V}))] / 20\text{ A} \\ &= 0.8\ \Omega\end{aligned}$$

C3 是一个非常重要的参数，最主要起充电延时作用。当系统启动，芯片开始工作时，由于 IGBT 的集电极 C 端电压还远远大于 7V，若没有 C3，则会错误地发出短路故障信号，使输出直接关断。当芯片正常工作以后，假使集电极电压瞬间升高，之后立刻恢复正常，若没有 C3，则也会发出错误的故障信号，使 IGBT 误关断。但是，C3 的取值过大会使系统反应变慢，而且在饱和情况下，也可能使 IGBT 在延时时间内就被烧坏，起不到正确的保护作用，C3 取值 100pF，其延时时间

$$\begin{aligned}t &= C_3 \times U / I \\ &= 100\text{ pF} \times (7 - 2 \times 0.6)\text{ V} / 250\ \mu\text{A} \\ &= 2.32\ \mu\text{s}.\end{aligned}$$

在集电极检测电路用两个二极管串连，能够提高总体的反向耐压，从而能够提高驱动电压等级，但二极管的反向恢复时间要很小，且每个反向耐压等级要为 1000V，一般选取 BYV261E，反向恢复时间 75 ns。R4 和 C5 的作用是保留 HCLP-316J 出现过流信号后具有的软关断特性，其原理是 C5 通过内部 MOSFET 的放电来实现软关断。图 3 中输出电压 VOUT 经过两个快速三极管推挽输出，使驱动电流最大能达到 20A，能够快速驱动 1700v、200-300A 的 IGBT。

3. 3 驱动电源设计

在驱动设计中，稳定的电源是 IGBT 能否正常工作的保证。如图 4 所示。电源采用正激变换，抗干扰能力较强，副边不加滤波电感，输入阻抗低，使在重负载情况下电源输出电压仍然比较稳定。

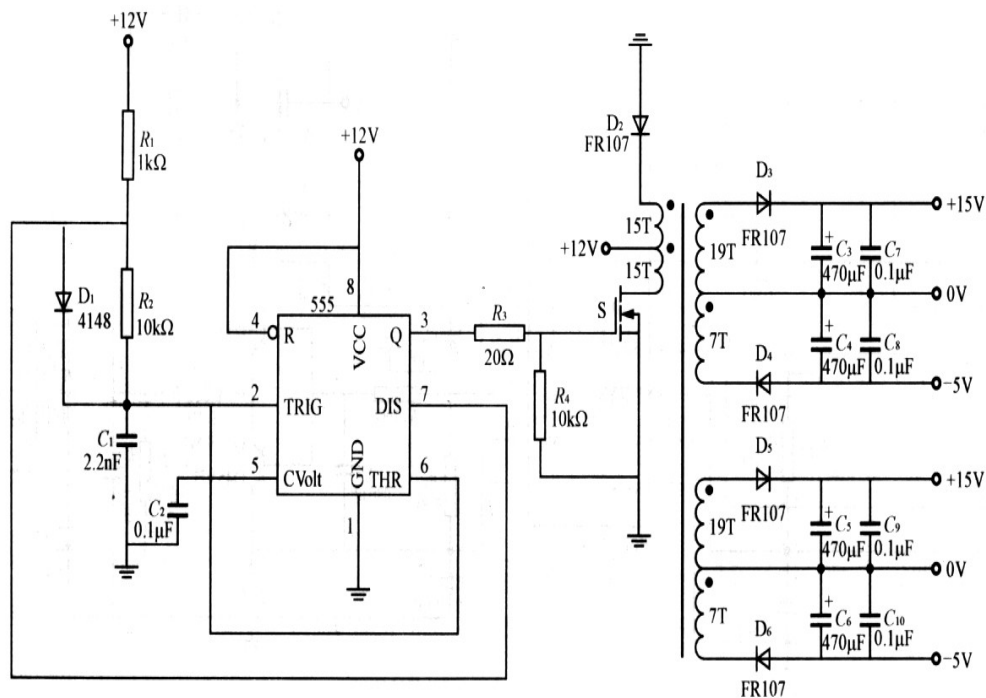


图 4 555 正激驱动电源

当 s 开通时，+12v（为比较稳定的电源，精度很高）电压便加到变压器原边和 S 相连的绕组，通过能量耦合使副边经过整流输出。当 S 关断时，通过原边二极管和其相连的绕组把磁芯的能量回馈到电源，实现变压器磁芯的复位。555 定时器接成多谐振荡器，通过对 $C1$ 的充放电使脚 2 和脚 6 的电位在 4~8v 之间变换，使脚 3 输出电压方波信号，并用方波信号来控制 S 的开通和关断。+12v 经过 $R1$ 、 $D2$ 给 $C1$ 充电，其充电时间 $t_1 \approx R1C2 \ln 2$ ；放电时间 $t_2 = R2C1 \ln 2$ ，充电时输出高电平，放电时输出低电平。所以占空比 $= t_1 / (t_1 + t_2)$ 。

变压器按下述参数进行设计：原边接+12v，频率为 60kHz，工作磁感应强度 B_w 为 0.15T，副边+15v 输出 2A，-5v 输出 1A，效率 $\eta = 80\%$ ，窗口填充系数 K_m 为 0.5，磁芯填充系数 K_c 为 1，线圈导线电流密度 d 为 3 A/mm²。则输出功率

$$P_T = (15 + 0.6) \times 2 \times 2 + (5 + 0.6) \times 1 \times 2 = 64W。$$

变压器磁芯参数

$$A_p = A_e \times A_w = P_T \times 10^6 / (2 \eta f B_w d k_m k_c) = \\ 64 \times 10^6 / (2 \times 0.8 \times 60 \times 10^3 \times 1500 \times 3 \times 0.5 \times 1) \\ = 0.30 \text{ cm}^2$$

所以，选择 EE 系列的 E25 磁芯，并可查到 $A_e = 0.445 \text{ mm}^2$ 。

原边匝数 $n_p = V_s \times t_{on} \times 10^8 / (B_w A_e) = 15$ 匝，其中取 t_{on} 为最大导通时间。副边 +15 V 绕组匝数 $= n_p \times V_{o1} / V_s = 19$ 匝。副边 -5 V 绕组匝数 $= n_p \times V_{o2} / V_s = 7$ 匝。

由于带载后驱动电源输出电压会有所下降，所以，在实际应用中考虑提高频率和占空比来稳定输出电压。

4 结语

本文设计了一个可驱动 1700V, 200~300A 的 IGBT 的驱动电路。硬件上实现了对两个 IGBT（同一桥臂）的互锁，并设计了可以直接给两个 IGBT 供电的驱动电源。