

混合集成门极驱动器 QP12W05S-37 应用手册

一、概述.....	2
二、原理框图.....	2
三、外围电路.....	2
四、模块功能及元器件具体选择.....	4
4.1 DC/DC 变换器输入功率要求.....	4
4.2 信号输入电路及输入限流电阻的选择.....	4
4.3 电源输出滤波电容 C2 和 C3 的选择.....	5
4.4 门极驱动电阻(Rg)的选择.....	6
4.5 短路保护盲区时间调节及 Ctrip 的选择.....	6
4.6 短路保护软关断速度调节及 Cf 和 Rf 的选择.....	8
4.7 故障输出电路.....	8
五、典型应用.....	9
六、特别说明.....	9
6.1 启动需要低电平的说明.....	9
6.2 易保护的说明.....	9
6.3 测试判定驱动器是否正常.....	10
七、应用注意事项.....	10

三、外围电路

图 3 为 QP12W05S-37 混合集成电路的典型应用实例，其外部只须少量元件就可以构成完全隔离的门极驱动电路。由于内置隔离型 DC/DC 变换器，无需外接隔离驱动电源。

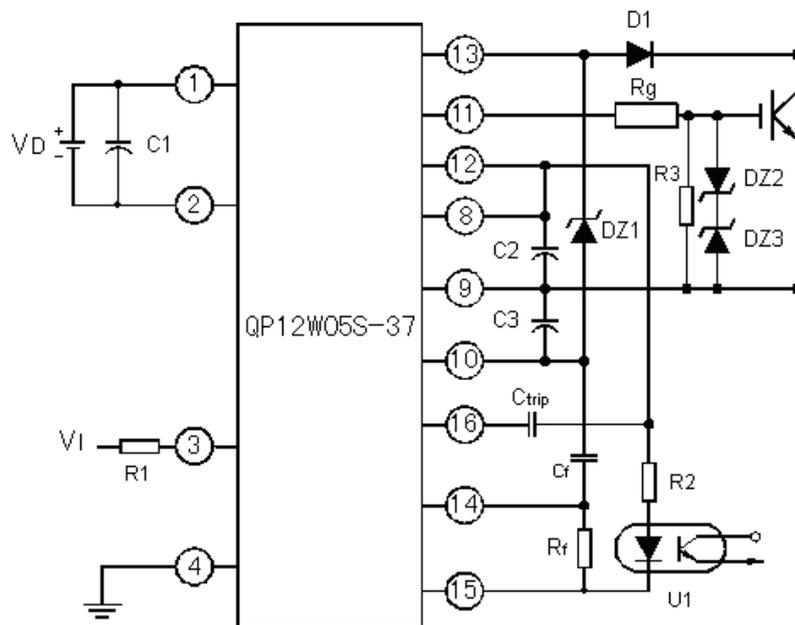


图 3: QP12W05S-37 外围推荐电路

元件选择:

符号	推荐规格	描述
D1	1A	V_{CE} 检测二极管 — 快恢复, D1 的 V_{RRM} 需大于所驱动 IGBT 的 V_{CES} (备注 1)
DZ1	30V, 0.5W	防护浪涌电压, 保护驱动器检测脚 (备注 2)
DZ2, DZ3	18V, 0.5~2W	防护浪涌电压, 保护驱动器门极, 型号如 ONSEMI 的 1SMA5931BT3G, 参考 4.4。
C1	100-1000 μ F/35V	V_D 电源滤波电容, 长寿命, 低阻抗, 105 $^{\circ}$ C (备注 3), 参考 4.1
C2, C3	100-1000 μ F/35V	输出滤波电容—电解电容, 长寿命, 低阻抗, 105 $^{\circ}$ C (备注 3,4)
Cf	0-10 nF	软关断时间调节—多层陶瓷电容或薄膜电容, 参考 4.6
Ctrip	0-4.5nF	盲区时间调节—多层陶瓷电容或薄膜电容, 参考 4.5
Rg	2-20 Ω	门级驱动电阻, 参考 4.4
Rf	$\geq 100\Omega$	软关断时间调节, 参考 4.6
R1	0-1000 Ω	驱动信号输入限流电阻, 参考 4.2
R2	1K~4.7K Ω ,	故障反馈光耦输入侧灌电流限流电阻, 根据光耦控制所需电流选取。
R3	10K~47K Ω	GE 并联电阻, 10K~47K Ω 之间阻值都可以。
U1	TLP521	故障反馈信号隔离用光耦

备注:

(1) V_{CE} 检测二极管 D1 的反向阻断电压必须不能小于所驱动 IGBT 的最高集射极电压 V_{CES} , 如 1 个二极管耐压不够, 也可选择 2 个相同型号的二极管串联使用, 2 个二极管的反向阻断电压之和需大于 1.2 倍所驱动 IGBT 的最高集射极电压 V_{CES} ; 为防止高压加到驱动器的 13 端, D1 的反向恢复时间应该低于 200ns。

D1 参考型号: PANJIT 的 UF1010 (1000V/1A), VISHAY 的 UF4007 (1000V/1A), ST 的 STTH110 (1000V/1A),
Fairchild 的 UF4007 (1000V/1A), VISHAY 的 BYV26E (1000V/1A), DIODES 的 US1M (1000V/1A)
ONSEMI 的 MUR1100E (1000V/1A), VISHAY 的 US1M (1000V/1A), ST 的 STTH112 (1200V/1A)

(2) 由于 D1 的反向恢复特性会造成较高的浪涌电压，为保护驱动器过流保护检测脚 13 脚，必须设置 DZ1；DZ1 推荐使用 TVS 管，如 P4KE33A 或 ONSEMI 的 P6SMB30AT3G。

(3) DC/DC 变换器的输入滤波电容 C1 与输出滤波电容 C2/C3 必须尽可能靠近驱动器的端子安装，同时最好在 C1/C2/C3 上分别并联 1 个 1uF~10uF 的高频去耦瓷片电容。

(4) 为适应 IGBT 驱动大电流输出，电源的输出滤波电容 C2/C3 必须具有低 ESR 与较高的纹波电流能力，降低电容 ESR 可以采用并联低内阻陶瓷电容的方法。一般应用中 C2/C3 选择 220uF 容值已足够，具体取值参考下文 4.3 所示。

四、模块功能及元器件具体选择

4.1 DC/DC变换器输入功率要求

QP12W05S-37 驱动器要求外接 15V 控制电源 (V_D) 为内部电路提供电源，15V 电源连接到内置 DC/DC 变换器的输入引脚 1 端与 2 端，控制电源必须外接滤波电容 C1，并尽量靠近驱动器端子。要求电容 C1 为内部 DC/DC 变换器提供稳定的输入电压。所选择的滤波电容必须具有足够高的额定纹波电流。图 3 中采用 100μF 低阻抗电解电容作为输入滤波电容，对于大多数应用已经足够。由于所驱动 IGBT 的容量与开关频率不同，15V 电源所需功率在 1W-3W 之间，电源输入端需提供充足的功率给驱动器。具体的计算方法如下：

(1) 确定驱动器输出平均电流 (I_{drive})

IGBT 驱动器的输出平均电流由开关频率、门极开通与关断输出电压的压差以及 IGBT 的总门极电荷共同决定。门极输出电流平均值可由下式计算：

$$I_{drive} = Q_G \times f$$

其中：Q_G 为 IGBT 门极电荷，f 为开关频率。

可以通过 IGBT 的数据手册得到其总的门极电荷，假设 IGBT 的门极电压从 0V 上升到 +15V，门极电荷为 3000nC；而门极电压从 0V 下降为 -8V 时，门极电荷为 1600nC，开关频率为 20kHz，要求的驱动平均电流为：

$$I_{drive} = (3000\text{nC} + 1600\text{nC}) \times 20\text{kHz} = 92\text{mA}$$

(2) 计算驱动器输出功率

QP12W05S-37 内部 DC/DC 变换器驱动输出功率为：

$$P_G = I_{drive} \times (V_{CC} + |V_{EE}|)$$

其中 V_{CC} 和 V_{EE} 是 DC/DC 变换器的双路输出的正负电压，对于典型应用，V_{CC} = +15V，V_{EE} = -8V。得到要求的门极驱动功率为：

$$P_G = 92\text{mA} \times (15\text{V} + |-8\text{V}|) = 2.12\text{W}$$

(3) 计算 15V 控制电源的输入功率

由于 QP12W05S-37 的效率约为 80%。15V 电源的输入功率 (P_T) 如下式计算：

$$P_T = P_G / \text{Eta} = 2.12\text{W} / 0.8 = 2.65\text{W}$$

4.2 信号输入电路及输入限流电阻的选择

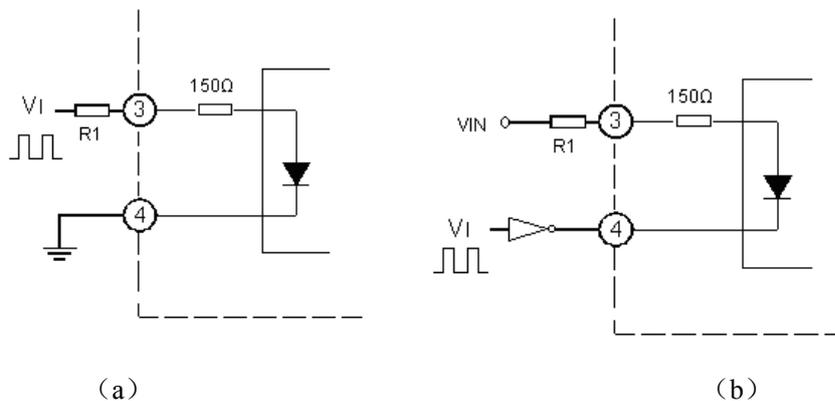


图 4

在驱动器的驱动控制信号输入端（端子3与端子4）之间，集成有高速光耦的LED和与之串联的150Ω电阻。当输入控制信号VI高电平为5V以上，且能提供16mA以上的输出电流时，图4（a）或（b）所示电路均可采用，在图4（a）中，假设光耦二极管的正向压降约为1.7V，外部限流电阻R1的阻值为：

$$R1 = (VI - 1.7V) / 16mA - 150\Omega$$

如果VI高电平为5V， $R1 = (5V - 1.7V) / 16mA - 150\Omega = 56\Omega \approx 51\Omega$

当输入控制信号VI高电平为3.3V（DSP I/O口输出电压为3.3V），或VI不能提供16mA的输出电流时，则只可选择图4（b）所示的电路，VI通过COMS缓冲器将端子4接地输出开通信号（门极输出低电平），缓冲器（74HC04或其它类似元件）至少应具备16mA的输出灌电流能力。关断状态下缓冲器输出高电平，使端子4电平被有效拉高，从而确保输入电路有足够的噪声抗扰性。

在图4（b）所示电路中，假设缓冲器输出级导通压降为0.6V，控制电源电压为15V，限流电阻R1计算如下：

$$R1 = (15V - 1.7V - 0.6V) / 16mA - 150\Omega = 644\Omega \approx 620\Omega$$

功率为 $P_{R1} = 620\Omega * 16mA * 16mA = 0.159W$ ，需至少选择0.25W以上功率的电阻。

4.3 电源输出滤波电容C2和C3的选择

QP12W05S-37内置隔离DC/DC变换器为驱动级提供+15V（V_{CC}）电源，经端子8输出，以及-8V（V_{EE}）电源，经端子10输出，两路输出的公共地端由端子9引出。15V控制电源（V_D）与门极驱动级之间的电源变压器可以提供4000V_{RMS}的隔离电压耐量。驱动级与输入侧完全隔离的浮地状态使QP12W05S-37适用于半桥应用中高、低端IGBT门极驱动。门极驱动电源滤波电容采用低阻抗电解电容C2和C3。此电容要求有足够低的等效内阻和充足的纹波电流容量，能提供足够的门极驱动峰值电流。QP12W05S-37最小门极电阻为2.0Ω，标准的100uF电解电容具有1Ω或更大的等效内阻，将限制门极驱动电流峰值达到预期水平。因此，要提高门极驱动输出电流峰值，必须使用低阻抗的滤波电容。

除此以外，由于内部热效应，电解电容具有最大允许纹波电流。如果实际纹波电流超出电容纹波电流最大值，电容的使用寿命就会明显减小。为了评估电容的纹波电流指标，有必要测量或计算门极驱动电流的有效值。由于门极驱动电流为窄脉冲，必须采用高速采样的仪器才有可能准确测量其有效值，因此，精确测量其有效值是很困难的。门极驱动电流有效值可以通过图5中所示波形进行估算。假如门极开关脉冲近似为矩形脉冲，可以通过下式近似计算驱动电流有效值：

$$i_{RMS} = i_p \sqrt{\frac{t_p \times f}{3}}$$

其中： i_p 为门极电流峰值， t_p 为电流脉冲宽度， f 为开关频率

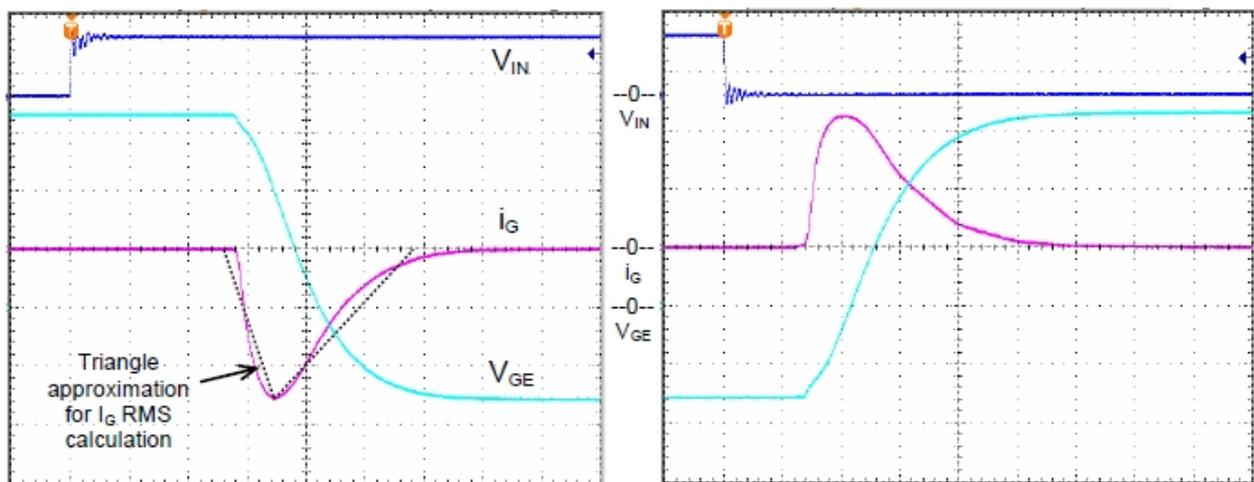


图5：典型门极驱动电流和电压波形

由图3可知，正向导通门极脉冲电流由C2提供，而反向关断门脉冲电流由C3提供。在大多数应用中门极驱动电

流峰值远大于DC/DC变换器的输出平均电流，因此，可以假定滤波电容的纹波电流有效值近似等于门极驱动电流的有效值。滤波电容(C2, C3)上的纹波电流有效值可根据上式计算，假设关断脉冲电流峰值为 $i_{p(off)}=5A$ ，脉冲宽度为 $t_{p(off)}=1500ns$ ，开关频率 $f=20KHz$ ，相应的C3纹波电流有效值近似为：

$$i_{G(off)}(RMS) = i_{p(off)} \sqrt{\frac{t_{p(off)} \times f}{3}} = 5 \sqrt{\frac{1500n \times 20k}{3}} = 0.5A$$

通常选择电容的额定最大纹波电流应高于以上计算值（对于0.5A的电流，可选择电容容值为220uF/35V）。如果开关频率比较低或者说门极峰值电流较小（门极电阻Rg较大），可以适当减小滤波电容C2 和 C3 的容量。选择具有更大的额定纹波电流的大容量电容可以有效延长电容的使用寿命，因此，可优先选择大容量的滤波电容。但是，应用中必须在电容容量与成本之间寻求平衡点。

4.4 门极驱动电阻(Rg)的选择

驱动输出级的供电电源 V_{EE} 和 V_{CC} 经驱动器引脚 11 向外输出驱动功率。可以通过门极电阻(Rg)调节门极驱动电流大小，选择合适的门极电阻 Rg 为 IGBT 模块提供驱动。Rg 越小，IGBT 的开关速度越快，开关损耗越低，Rg 越大，IGBT 的集电极电压过冲越小，开关噪声越小。通常，IGBT 容量越大，要求 Rg 阻值越小，相反，小容量的 IGBT 模块要增大 Rg 的阻值。初试可如下选取：

IGBT 额定电流(A)	50	100	200	300	600
Rg 阻值范围(Ω)	10~20	5.6~10	3.9~7.5	3~5.6	2~3

不同品牌的 IGBT 模块可能有各自的特定要求，可在其参数手册的推荐值附近调试。需注意 QP12W05S-37 的门极电阻 Rg 的最小取值为 2.0 Ω，选择低于 2.0Ω的门极电阻将使最大门极电流超过 5A。

在开关频率较高时，驱动大容量 IGBT 模块，门极电阻 Rg 的功耗较大。假定开通脉冲电流与关断脉冲电流相等。 $i_{G(on)}=i_{G(off)}$ ，门极驱动电流的有效值近似计算公式为：

$$i_{G(RMS)} = i_p \sqrt{\frac{2 \times t_p \times f}{3}}$$

门极电阻 Rg 的功耗为：

$$P = i_{G(RMS)}^2 R = \left(5 \sqrt{\frac{2 \times 1500n \times 20k}{3}} \right)^2 \times 5 = 2.54W$$

大多数时候我们可能不会去测试 Rg 的电流，此时电阻 Rg 的功率可通过如下方式计算：

$$P = QUf = (3000 + 1600)nC \times (15 + 8)V \times 20KHz = 2.12W$$

上述示例中，门极电阻至少要求 3W 的功率。门极驱动电路设计还要考虑到门极电阻所产生的热量不至于使周围元件过热。

图 3 中的齐纳二极管 DZ_2 和 DZ_3 的作用是防止门极电压过冲，并为米勒电容的位移电流提供回路，从而控制短路电流。这两只齐纳二极管必须能承受较大的瞬时脉冲电流，因此，驱动电流 5A 以下时建议用 2W 稳压管，2A 以下用 1W 稳压管，1A 以下用 0.5W 稳压管即可。

4.5 短路保护盲区时间调节及 Ctrip 的选择

大多数 IGBT 可以承受持续 10μs 的短路电流。为了充分利用这种特性，通常要求驱动电路具有快速保护功能。驱动电路实现保护功能比通过控制器来实现短路保护的响应时间更快。QP12W05S-37 通过检测 IGBT 导通时集电极之间电压来实现过流保护的。这种保护方式通常被称为“欠饱和检测”，保护电路工作原理如下。

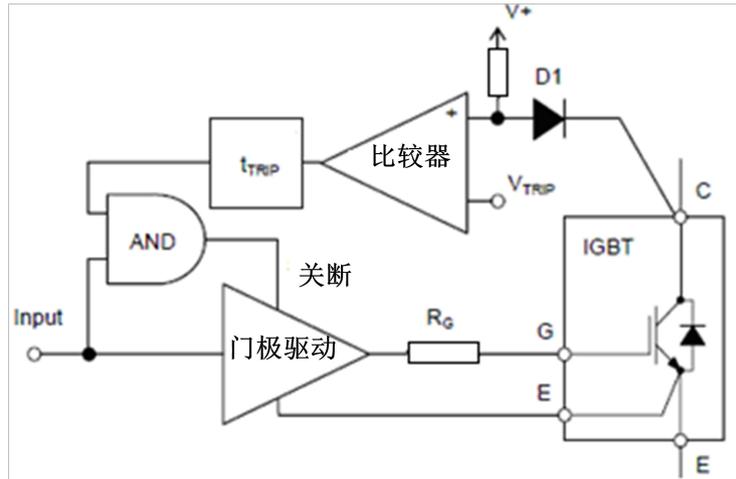
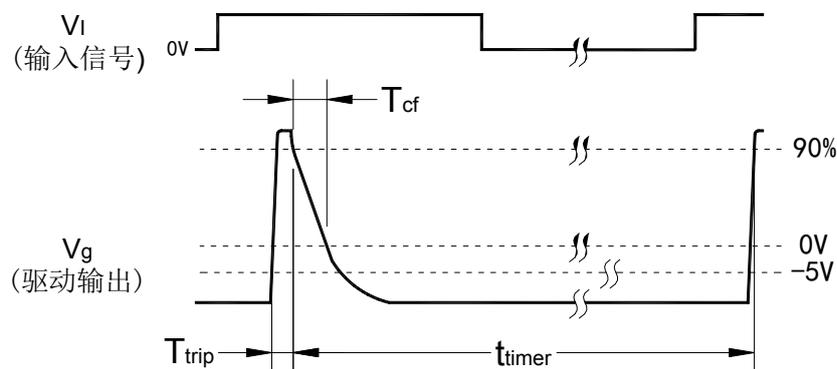


图 6: 短路保护电路

图 6 为典型的欠饱和检测的原理图，在此电路中，高压快恢复二极管(D₁) 连接到 IGBT 的集电极以便监测集射极之间的电压。当 IGBT 关断时， V_{CE} 电压很高，D₁ 反偏。D₁ 关断时，比较器的同相端(+)上拉到门极驱动电源正电压端(V+)，通常其电平为+15V。当 IGBT 导通时，比较器的同相端(+)被 D₁ 下拉到 IGBT 的导通压降 $V_{CE(sat)}$ 。比较器的反相端接固定电平(V_{TRIP})。在正常开通时，比较器的同相端电位小于反相端电位 V_{TRIP} ，比较器输出低电平。在正常关断时，比较器的同相端电位高于反相端电位 V_{TRIP} ，比较器输出高电平。如果 IGBT 发生短路，短路电流将造成 IGBT 在开通状态下的集电极与发射极之间电压上升并超过反相端电位 V_{TRIP} ，通常将 IGBT 在导通状态下 V_{CE} 电压过高的非正常状态称为欠饱和。欠饱和状态可以通过驱动器的输入信号和比较器输出相与来实现检测。当与门输出高电平，表示检测到短路状态。与门输出高电平后驱动器将关断 IGBT，保护 IGBT 不至于短路损坏。当比较器输出高电平时，在 IGBT 导通初期必须设计一段延迟时间(T_{trip})，即盲区时间，如图 7 所示，为了保证在 IGBT 开通初期， V_{ce} 电压未下降到基准电平 V_{TRIP} 以下时，延迟时间可以防止保护电路错误检测短路状态。如果延迟时间 T_{trip} 设置太短，将导致错误的欠饱和检测。最大延迟时间是 IGBT 最大耐受短路的时间，典型应用中设定最大延迟时间与关断时间之和不能超过 10 μ s。

QP12W05S-37 采用如上所述的欠饱和检测方法实现短路保护。短路保护波形示意图如图 7 所示。当检测到欠饱和时驱动器将对 IGBT 进行软关断，并且启动(t_{timer})1.4ms 的封锁定时。软关断可以减小由于短路保护时快速关断短路电流造成的 IGBT 集电极电压过冲。在封锁期间，故障输出端 15 输出低电平，指示故障状态。当封锁时间结束后，驱动器将恢复正常状态。

图 7: T_{trip} 盲区和软关断示意图

QP12W05S-37 默认的短路检测延时(T_{trip})大约为 1.6 μ s。1.6 μ s 的延迟时间对于大多数应用都是合适的，因此，没有必要调节此延迟时间。然而，在低频应用时，为了减小开关噪声，限制关断电压过冲，通常选择阻值较大的门极电阻。为了防止短路保护误动作，可以通过调节端子 16 与端子 8 之间的电容(C_{trip})来调节延迟时间 T_{trip} 。电容与

延迟时间之间的关系如图 8 所示。增加延迟时间要注意不要超出 IGBT 的短路承受时间。本驱动器盲区时间不可超过 $3.5\mu\text{s}$ 。

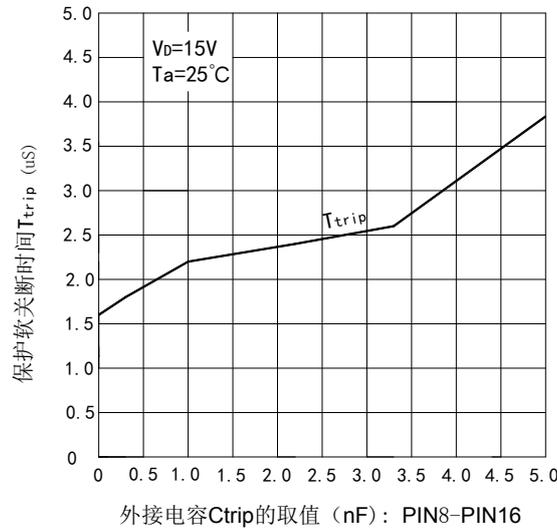


Figure 8: 短路抑制(盲区)时间与 C_{trip} 关系的参考曲线

4.6 短路保护软关断速度调节及 C_f 和 R_f 的选择

如上所述，当 IGBT 发生短路时，为了减小由于快速关断短路电流引起过高的集电极电压过冲，QP12W05S-37 具有软关断功能。默认的关断时间为 $4.5\mu\text{s}$ ，对于大多数应用都是适合的，因此可不接 C_f 和 R_f。在驱动大容量 IGBT 模块或并联模块时，要求延长短路保护软关断时间，降低关断速度，从而减小电压过冲。可以通过在端子 14 与端子 8 之间外部电容 C_f 来实现，参数如图 9 所示。同时在驱动较小容量的 IGBT 模块时，由于电压较低或电流较小，希望提高关断速度和保护灵敏度，可以通过在端子 14 与端子 15 之间外接电阻 R_f 来适当减小关断时间，参数如图 10 所示。**在应用中不可同时接 C_f 与 R_f。**为了保证 IGBT 的安全工作，其最大软关断时间为 $10\mu\text{s}$ ，最小软关断时间为 $2.5\mu\text{s}$ 。

在某些应用中要求屏蔽驱动器的短路保护功能，QP12W05S-37 可以通过在 13 端与 9 端之间连接一只 4.7k 的电阻来实现。13 端将被强迫变为低电平，欠饱和检测功能将无效。在此情况下，图 3 中的二极管 D₁ 与齐纳管 DZ₁ 也可以省去。屏蔽短路保护功能可以应用于电路初期评估，当短路保护无效时，即使驱动器不接 IGBT，驱动器也会响应控制输入信号，输出驱动信号。

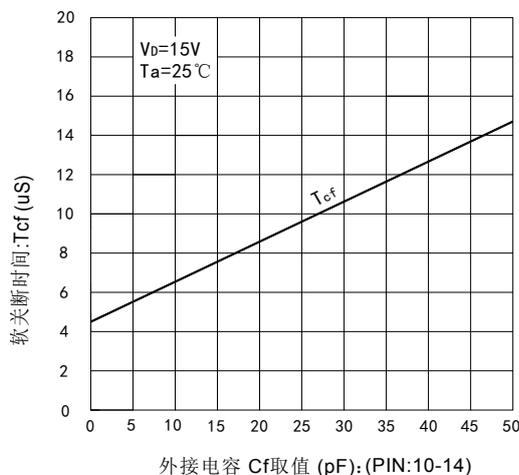


图 9: 保护软关断时间(T_{cf})与C_f关系参考曲线

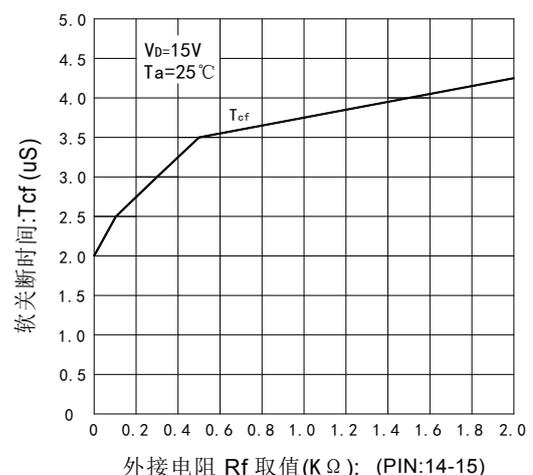


图 10: 保护软关断时间(T_{cf})与R_f关系参考曲线

4.7 故障输出电路

如果门极驱动保护生效，驱动器将立即关断 IGBT，同时引脚 15 端将输出低电平，表示故障状态。电流从 V_{CC} (8 端) 经过故障隔离光耦 (U1) 的 LED 到 15 端，光耦 (U1) 中的三极管导通，将控制侧的故障指示信号端拉低。光耦输出的故障信号可用于控制器判别故障状态，当短路保护功能处于无效时，可以省略故障输出相关元件 U_1 和 R_2 ，并将 15 端开路。

五、典型应用

IGBT 一般应用在全桥及半桥逆变电路中，上下桥的 IGBT 动作时需要设立死区时间，以防止直通；对于 QP12W05S-37 来讲，每一个 IGBT 模块对应一个驱动器，所以驱动器本身并没有死区时间，死区时间需要客户自己在 IGBT 驱动器输入信号之前设置。

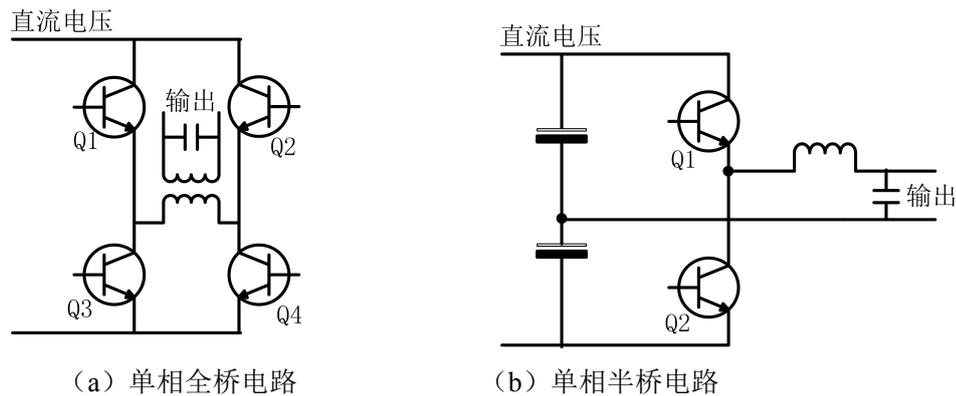


图 11: 全桥及半桥逆变电路

对于 QC962 这种不带隔离电源的 IGBT 驱动器，最好每一个 IGBT 模块都用一个隔离电源，在半桥及全桥电路中，上下桥的中点是浮地的，其电位随着 IGBT 的开通和关断剧烈变化，存在很高的共模干扰电压，所以对隔离电源的隔离电容和隔离电压有较高的要求，隔离电容越小越好，隔离电压需至少超过 3000Vdc (可根据需要选择本公司的 QA01-QA04, QAW01-QAW02)。不过为了降低成本，在图 11(a)所示全桥电路中，Q3 和 Q4 的 E 极是连在一起的，所以可共用一个隔离电源，但一个隔离电源驱动两个 IGBT 模块须注意其功率需求。

六、特别说明

6.1 启动需要低电平的说明

启动需要低电平为低压保护的一个功能。当电源供电系统出现异常，导致供电电压不足，这时驱动器的驱动电压也不能满足 IGBT 饱和导通的要求。因此需要将 IGBT 驱动器的驱动电压输出锁定在低电平状态以保护 IGBT。

驱动器供电电源电压建立的过程中存在电压缓慢上升的过程，这个过程中驱动器的供电电压低于正常电压，满足低压保护要求。

IGBT 关断是不会损坏的，导通则可能损坏，因此控制 IGBT 导通的只能是一个确定的控制时序。电源电压建立是一个不确定的时间点，供电电压恢复到正常也是一个不确定的时间点。如果驱动器在这个不确定的时间点退出低电平锁定并输出高电平就会导致 IGBT 在一个不确定的时间导通，这就有可能损坏 IGBT。因此要想 IGBT 驱动器真正退出低电平锁定必须还要保证驱动器的输入控制信号是低电平。也就是说电压正常后只有控制信号输入低电平之后再输出高电平才能使驱动器输出高电平。

6.2 易保护的说明

易保护指驱动器的故障检测功能容易误报而使驱动器误保护。由于 IGBT 控制功率很大，对驱动器的检测有一定干扰。在 IGBT 导通时可能存在脉冲电流导致 IGBT 管压降波动。以上各种原因导致驱动器检测到的故障信号并

不是一个理想的电压信号，而是一个叠加了很大的纹波噪声的信号。这就会导致检测到的电压信号整体并不达到故障保护阈值电压但是信号中的脉冲尖峰达到了故障保护阈值电压而使驱动器误认为 IGBT 短路而误保护。

防止驱动器误保护的一般方法是为驱动器设置故障检测抑制时间。故障检测抑制时间是指当检测到故障信号后并不立即关断 IGBT，而是抑制一段时间再关断 IGBT。在这个时间内如果检测到的故障信号消失则不关断 IGBT。由于脉冲尖峰维持的时间都很短，这就可以有效的防止误保护。

对于我们的 QP 和 QC 驱动器，由于故障检测信号的电流很小，很容易受干扰，在临近保护时容易提前出现保护。另外驱动器的检测信号传输的过程中有储存效果，即当次的故障信号在抑制时间内消失后驱动器内部传输的信号不能立即清零，会减小下一次故障信号的抑制时间。这就类似于将干扰信号整流后留下的信号都成了高电平信号，导致驱动器误保护。

对于驱动器易保护的解决方案一般就是调大故障保护抑制时间和控制信号干扰。信号干扰的控制需要客户自己布板走线解决。抑制时间有专门的调节脚。为了防止误保护，一般先将抑制时间调大，即使用 10nF 电容是电路正常工作后再考虑减小。

6.3 测试判定驱动器是否正常

电路接线见图 3 QP12W05S-37 外围推荐电路，测试时需屏蔽驱动器的保护功能，故将驱动器 13 脚（短路及过流保护检测脚）通过一 4.7K 接至驱动器 9 脚（驱动器副边公共地端）。

1. 检测驱动器供电电源是否正常工作

给驱动器加供电电源 VD（QP12W05S-37 输入电压范围 14.5V-15.5V，典型值 15V），测试驱动器输出端正负电源电压值是否符合要求，8，9 脚为正输出 Vcc，输出电压范围 14.5V—18V，9，10 脚为负输出 Vee，输出电压范围 -7V—-10V。若测试出电压 Vcc 和 Vee 稍偏高或者偏低输出电压范围 0.5V 以内是能正常工作的，但弱偏高或者偏低 0.5V 以上时，则模块供电电压可能存在异常，建议禁止使用该模块。

2. 检测驱动信号是否正常

在供电电压 VD 测试正常以后加入驱动信号 Vi 测试驱动器信号隔离放大功能是否正常，驱动器加供电电源 VD，同时在驱动器信号输入脚 3 脚加入一符合要求的驱动信号（具体参见 4.2），同时监测输入信号波形，测试驱动器驱动信号输出脚 11 输出信号波形，并比较输入输出驱动器波形，测量以下几个参数（测试信号频率为 20KHz）：

- A、输入输出驱动信号延时，分别测试输入输出驱动信号开通和关断延时，开通延时最大 1.0 μ S，关断延时最大 1.3 μ S。
- B、输出驱动信号电压幅值，正向幅值范围 14.5V-15.5V，负向范围 -7V—-10V，且同输入信号波形一致，包括占空比和频率；
- C、测试输出驱动信号开通上升和关断下降时间，开通上升和关断下降最大值 1 μ S；

3. 检测保护是否正常

断开驱动器过流及短路功能脚 13 脚对地连接，将其悬空，测试驱动信号输出脚 11 信号，判断其是否进入保护状态，其保护波形是否同图 7 波形一致，且同时测试保护复位时间，其一般值为 1.4ms，最大值 2ms。再将 13 脚对地连接，测试输出驱动信号能否恢复正常。

七、应用注意事项

- 1) 内建 DC/DC 隔离电源仅为本驱动器内部使用，不可外接使用；
- 2) 驱动器到 IGBT 门极和发射极的连线要尽量短，最长不超过 1 米；
- 3) 驱动器到 IGBT 门极和发射极的连线建议采用双绞线；
- 4) 为减小 IGBT 关断瞬间在集电极产生的高电压尖峰，可以适当增加门极电阻；
- 5) 对于需要调节软关断时间及盲区时间的，外接电容或电阻需尽量靠近驱动器，同时需注意取值不可超出建议最大值；
- 6) 滤波电容要尽量选用低内阻的电解电容同时要尽可能的靠驱动器放置；
- 7) 13 端连接到 IGBT 集电极的快恢复二极管 D1 的耐压值必须高于 IGBT 关断时集电极所承受的峰值电压；

- 8) 由于 D1 的反向恢复特性, 当其反向恢复时间较长时, 13 端可能承受较高的电压, 从而损坏驱动器。因此, 有必要在 PIN13 与 PIN10 端加入起保护作用的 30V 稳压管 DZ1;
- 9) 如不需短路或过流保护电路, 可以在 PIN13 与 PIN9 之间接 4.7K Ω 电阻(D1 与 DZ1 在此电路中不需要)。
- 10) 未接限流电阻时输入信号高电平电压不宜超过 5.25V, 若输入电压过大导致输入信号电流过大时可调节限流电阻以满足输入信号电流的要求。信号输入端之间电路为高速光耦的 LED 和 150 Ω 电阻串联而成。所以外部限流电阻可根据下列公式计算:

$$R = \frac{\text{输入电压} - 1.7V}{16\text{mA}} - 150\Omega$$

广州金升阳科技有限公司

地址: 广东省广州市萝岗区科学城科学大道科汇发展中心科汇一街 5 号

官网: <http://www.mornsun.cn>

电话: 400-1080-300

传真: 86-20-38601272

E-mail: fae@mornsun.cn