

数字式逆变埋弧焊机 IGBT 短路保护的试验研究

付炜亮¹ 勾 容¹ 田松亚²

(1. 江苏联合职业技术学院 常州技师分院, 江苏 常州 213022; 2. 河海大学 机电学院, 江苏 常州 213022)

摘要 为提高大功率数字埋弧焊机全桥逆变主电路中 IGBT 短路保护的准确性和焊机的可靠性, 对其逆变主电路中 IGBT 的短路模式进行了分析, 设计了一款 IGBT 驱动器。通过采用抗干扰的 IGBT 短路试验测试方案, 准确、可靠的完成了 IGBT 短路保护测试。与 Concept 公司的 2SC0106T 驱动器短路保护测试结果对比后, 结果表明, 设计的 IGBT 驱动器短路保护功能良好, 保护时间短, 关断电压尖峰小, 抗干扰能力强, 有一定的工程应用价值。

关键词: 逆变埋弧焊机 IGBT 驱动器 短路保护 共模干扰

中图分类号: TG432

0 序 言

数字控制的埋弧焊逆变电源因功率因数高、电源容量大、焊接效果好^[1-2]等特点, 在造船、压力容器、桥梁、起重机械、冶金机械等行业得到了广泛应用。目前弧焊逆变器已成为弧焊电源的主流产品^[3]。以绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 作为逆变回路的主要开关器件, 采用基于脉宽调制 (PWM) 控制技术, 能有效提高弧焊电源的控制精度, 提高系统响应速度, 使焊接效果更好。与常规焊条电弧焊电源、气体保护焊电源相比, 埋弧焊电源输出功率大, 输出电流可高达 1 250 A^[4]。输出电流越大, 逆变回路中通过 IGBT 的电流就会越大, 逆变主回路中流过 IGBT 的电流幅值可达到 250 A。在较大的电流等级下, IGBT 安全运行便成为系统可靠工作的关键。

IGBT 可靠工作除正常的驱动功能外, 必须考虑如何进行 IGBT 短路保护处理。为有效而可靠的解决 IGBT 短路保护问题, 国内外的研究学者和企业也设计出了一些新的驱动保护方案和测试方案^[5-7]。但这些方案大部分都是由分立元件搭建而成, 电路复杂, 大量的器件堆积导致 IGBT 驱动器的体积较大, 空间寄生电容大。因驱动器的副边与 IGBT 直接联系, IGBT 的集电极 C 和发射极 E 之间的电压 U_{ce} 跳变, 会通过驱动器的原副边寄生电容及空间的寄生电容产生共模电流。

在驱动器设计中, 难免会出现电路布局不对称, 参

数精度不一致, 温度升高时元器件参数变化不一致等情况。流经驱动器的共模电流会因此转为差模电流, 影响电路工作状态。共模电流越大, 其转换为差模干扰的幅度就越大, 这会干扰驱动器正常可靠工作或使短路保护失效。

针对上述问题, 对埋弧焊机中全桥逆变回路的 IGBT 短路模式进行了分析, 并针对性的设计出一款 IGBT 驱动器。试验结果验证了该驱动器能可靠的完成 IGBT 短路保护, 有一定的工程应用价值。

1 主电路中 IGBT 短路模式分析

从传统的电压源换流器电路拓扑来看, IGBT 的短路模式主要分为上下桥臂直通、桥臂相间短路和桥臂对地短路 3 种^[8]。当桥臂直通时, 由于 IGBT 模块内部的寄生电感极小, 电感量的大小在 nH 级, 所以短路电流 I_{sc} 上升很快, 短路发生在 IGBT 由关断状态刚进入到开通状态, I_{sc} 迅速上升到一定数值, U_{ce} 由母线电压刚下降一点, 又迅速上升到母线电压, U_{ce} 迅速上升的过程为 IGBT 退饱和的过程, 此类短路为 I 类短路^[8-9]。

I 类短路情况非常恶劣, 在 IGBT 短路及保护的过程中主要有以下危险:

(1) 短路电流很大, 一般为额定电流的 4 倍, 如果过快的关断, 会使电流变化率较高。因母线回路存在杂散电感, 会在 IGBT 两端产生较大的关断尖峰电压, 损坏 IGBT 模块。

(2) 虽然 IGBT 允许最大短路时间有 10 μ s, 如果短路保护的时间过长, 会使得 IGBT 退饱和后的持续时

间延长,导致 IGBT 既承受母线电压,又流过短路电流,热积累会迅速上升,IGBT 内芯存在被热击穿的风险。

(3) 在短路保护关断的过程中,电流的变化率 (dI_{sc}/dt) 很高,IGBT 的集电极 C 和发射极 E 之间的电压变化率 dU_{ce}/dt 也很高。如果驱动器抗干扰能力差,会导致 IGBT 刚关断不久,IGBT 驱动器因受到干扰而发出错误信号,IGBT 又一次被重新开通,出现炸管。

图 1 为大功率逆变埋弧焊机主电路原理图。逆变主电路采用全桥逆变结构,以提供埋弧焊所需的功率。整个电路主要原件由主电容 C_{bus} 、4 个逆变开关管 (IGBT₁, IGBT₂, IGBT₃, IGBT₄)、IGBT 模块驱动器 1 (Driver1)、IGBT 模块驱动器 2 (Driver2)、变压器 T_r 、副边快恢复二极管 (D_1 , D_2) 和负载电感 L 组成。其中, L_s 为原边主回路寄生电感,电感量大小一般为 nH 级。两块驱动器提供全桥逆变电路主开关 IGBT 模块所需的驱动信号。

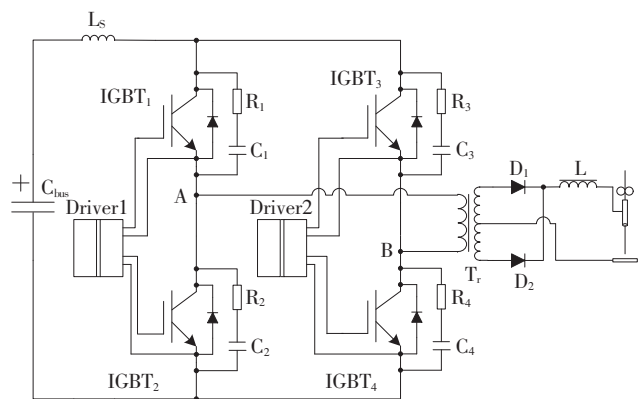


图 1 埋弧焊全桥逆变主电路原理图

在该全桥逆变电路中,若短路发生会存在以下 3 种情况:第一种为上下桥臂直通,即驱动信号发错,导致 IGBT₁ 和 IGBT₂ 直通,或者 IGBT₃ 和 IGBT₄ 直通。此类短路情况属于上述的 I 类短路。

第二种为桥臂中点对地短路,即图 1 中 A 点或者 B 点脱落与机壳搭接,发生短路。此时,变压器原边与主电路脱离,原边绕组呈现为导线,电感量几乎为零。此情况也属于 I 类短路。

第三种情况为相间短路。在实际电路中,若图 1 中逆变桥臂的 A, B 两点被某外界导体直接连接,会发生此种情况。或因为冷却系统故障,焊机机箱内温度迅速升高,埋弧焊原边电流又很大,从而导致变压器磁芯发生饱和,而变压器饱和后绕组相当于导线,即直接连接 A, B 两点。因 IGBT₁ 和 IGBT₄ 的驱动信号存在同时为高电平的时间段,此时 IGBT₁ 和 IGBT₄ 同时开通,

可等效为桥臂的直通。所以此情况仍属于 I 类短路。

通过前述对 I 类短路风险分析及大功率埋弧焊中全桥逆变回路中的短路模式分析可知,在 IGBT 驱动器的短路保护功能设计中,需采取措施减缓短路电流的变化率,降低关断电压尖峰,减小短路保护时间,降低热积累;减小驱动器寄生电容,提高抗干扰性,依此提高 IGBT 的驱动器短路保护能力及整个逆变系统的可靠性。

2 驱动器短路保护与抗干扰设计

2.1 驱动器信号传递与短路保护设计

在驱动信号传递和隔离的设计中,通常会采用变压器和光耦两种方案来完成。文中采用 HCPL-361J 作为信号传递和保护的主要元件,它是一款 IGBT 门极驱动光耦合器,其内部集成电压欠饱和检测电路及故障状态反馈电路^[10],具有 IGBT 退饱和检测与保护功能。文献[11-12]对 IGBT 短路检测提到 6 种方法,文中结合 HCPL-361J 芯片设计退饱和法来检测 IGBT 的短路故障,为驱动电路的可靠性提供了保障。利用该芯片一方面可避免分立元件搭建电路,驱动器体积会减小,从而减小了驱动器与空间的寄生电容;另一方面,HCPL-361J 芯片的输入与输出寄生电容为 1.3 pF,与驱动信号采用变压器的传递方案相比,驱动器的原、副边之间的寄生电容大大减小。整个驱动器的空间寄生电容和原、副边之间的寄生电容都减小后,流过驱动器的共模电流就会减小,从而提高驱动器的抗干扰能力。

图 2 为变流器中 IGBT 模块上管驱动原理图,IGBT 模块下管驱动原理与之相同。图 2 中驱动信号的传输和保护信号的处理,由驱动芯片 HCPL-316J 完成。上管的驱动信号由驱动芯片原边 1 号引脚进入,由副边的 11 号脚输出。输出信号经 NPN 三极管 Q₃ 和 PNP 三极管 Q₄ 组成的推挽放大电路,将其提高至 IGBT 所需的驱动脉冲。放大后的驱动信号,通过由稳压管 ZD₂, ZD₃, 电阻 R₂₇ 所组成的 IGBT 门极驱动电路,控制 IGBT 开通和关断。IGBT 的过流和短路检测信号,由 IGBT 的集电极 C 引出,经过 D₆, R₂₁ 和 C₄₀ 组成的电路,送至 HCPL-361J 的 14 号脚中。逆变器运行中若发生 IGBT 短路,芯片内部的电流源会对电容 C₄₀ 充电,当充电至芯片内部参考电压 7 V 后,芯片自动封闭 PWM 脉冲,同时进行软关断处理,完成 IGBT 的过流检测与保护。当短路被检测到后,故障信号会通过芯片的 6 号脚输出。R₁₃ 为故障信号输出上拉电阻,驱动电路正常工作时 6 号脚输出高电平,一旦检测到短路,则输出低

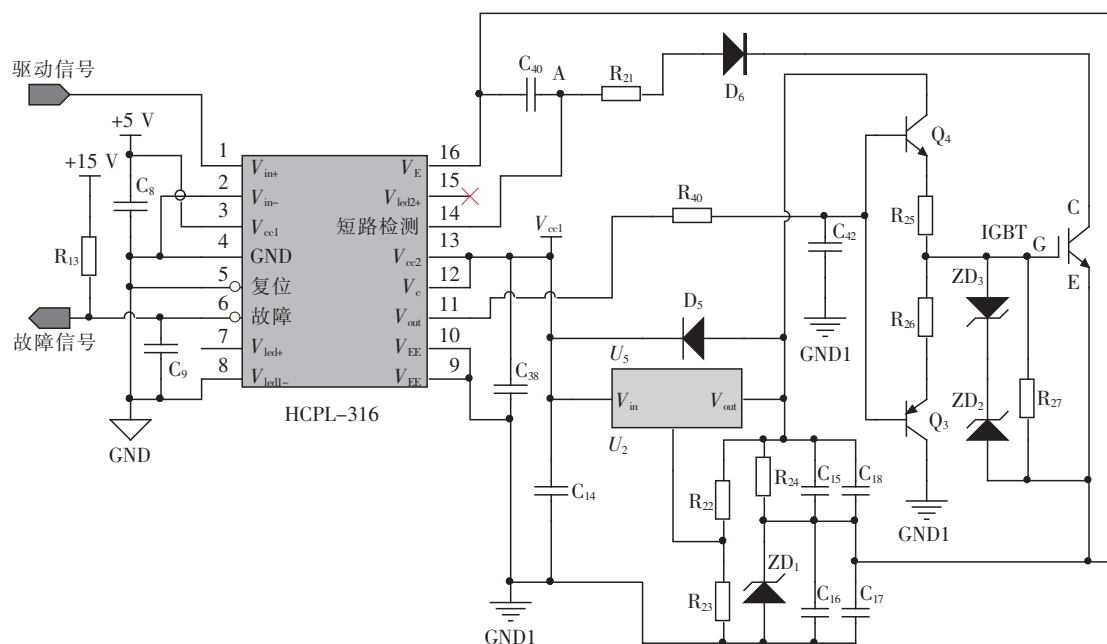


图2 IGBT模块上管驱动原理图

电平信号反馈给控制系统,封锁所有 IGBT 模块的驱动信号。电路中 R_{40} 、 C_{42} 实现 IGBT 软关断功能,保证在短路发生后减小电流变化率,从而减小关断电压尖峰。

在驱动电路中,隔离变压器副边绕组输出的电压 V_{CC2} 提供 HCPL-316J 的工作电压。电压 V_{CC2} 经过电压调整芯片 U_2 , 转换为 IGBT 所需的 +15 V 开通电压和 -10 V 的关断电压,保证 IGBT 模块正常开通和可靠关断。同时,利用芯片自带的欠压保护功能,完成驱动器整体的欠压保护。

2.2 电源隔离变压器设计

在驱动电路设计中,因隔离带来的原副边寄生电容的大小将直接影响驱动器的抗干扰能力和可靠性。其中,驱动器电源变压器的原副边寄生电容占有很大比例。变压器的设计应选择合适的磁芯和合理的绕制工艺,从而减小原副边的寄生电容。

2.2.1 变压器参数计算

针对埋弧焊的大电流特点,设计主电路原边流过功率管的额定电流为 250 A。文中主回路采用 Infineon 公司的 IGBT 模块 (FF450R12ME4) 作为主开关管来设计驱动器的功率,此 IGBT 额定工作电流为 450 A,耐压 1 200 V。对于逆变焊接电源主电路,IGBT 的开关频率一般为 20 kHz。驱动器的输出功率可由以下经验公式计算:

$$P_d = Q_{gate} f \Delta U_{gate} \quad (1)$$

查阅模块数据手册 $Q_{gate} = 3.3 \mu C$ 。文中设计驱动器提供 +15 V, -10 V 的开通和关断电压,则 $\Delta U = 30$ V,代入式(1)得 $P_d = 1.65$ W。

由于驱动电路中其余电路和芯片的正常工作,留出余量后,单路驱动电路功率设计为 3 W,则变压器提供两路驱动功率时输出功率 $P_{out} = 6$ W。因半桥电路具有防止变压器直流偏磁的特点,文中设计原边逆变电路拓扑为半桥结构,输入直流电压 +15 V。考虑到开关电源主电路中开关管压降,变压器初级电压 U_p 设计为 7 V。一般变压器效率 η 取为 0.95,变压器原边输入电流为:

$$I_{in} = \frac{P_{out}}{\eta U} = \frac{6}{0.95 \times 7} = 0.9 \text{ A}$$

设计驱动器供电电源半桥主电路的开关频率 $f = 150$ kHz,主电路中开关管开通的最大占空比 $D = 40\%$ 。考虑到副边驱动侧压降,设计变压器次级输出电压 U_s 为 30 V。则变压器原副边变比 K 值为:

$$K = \frac{N_p}{N_s} = \frac{U_p}{U_s} = \frac{7}{30} \quad (2)$$

取变压器原副边实际变比为 2:9。因半桥电路中变压器传递正负矩形脉冲,其磁化曲线工作在一、四象限,则 $\Delta B = 2B$,得:

$$U_p = \frac{N \Delta \phi}{\Delta T} = \frac{2 N B S}{T_{ON}} = N \mu S \frac{\Delta H}{\Delta T} \quad (3)$$

$$N = \frac{U_p T_{ON}}{2 B S} = \frac{U_p T D}{2 B S} \quad (4)$$

式中, N 为匝数; B 为磁通密度; H 为磁场强度; S 为磁芯截面积; T 为工作周期; D 为占空比; μ 为磁导率。

在保证所需功率和合理参数的前提下, 需选择体积较小, 高磁导率且各参数随温度的升高变化小的磁芯, 减小原副边的匝数, 并且减小原副边寄生电容, 提高驱动电路的抗干扰性。选择 MA070 环形铁氧体磁芯, 其外径为 18 mm, 内径为 10 mm, 厚度为 7 mm。根据数据手册可知, $B_s = 440$ mT, $\mu = 7\,000$, $S = 27.2$ mm², $l_c = 41.5$ mm。取磁通密度 B 为 $1/3 B_s$, 将以上各参数带入式(4), 得 $N = 2.51$, 取原边匝数 N_1 为 3 匝。根据式(2), 副边两组绕组 N_2, N_3 各取为 13 匝。

根据安培环路定律 $Ni = Hl_c$ 和式(3)可得电感:

$$L = \frac{N^2 \mu S}{l_c} = \mu_0 \mu_i \frac{N^2 S}{l_c} \quad (5)$$

式中, μ_0 为真空磁导率 ($4\pi \times 10^{-7}$ H/m), 将各参数带入式(5)得, 原边励磁电感 $L = 52$ μ H。励磁电流为:

$$I_p = \frac{U_p T_{on}}{L} = 0.38 \text{ A} < I_{in} \quad (6)$$

变压器各绕组导线的截面积为:

$$S_w = \frac{I_{rms}}{J} \quad (7)$$

式中, J 为绕组的电流密度; I_{rms} 为根据电流波形计算的绕组电流的有效值。由于传递的是双矩形脉冲, 所以 $I_{rms} = I_{pk} \sqrt{D}$ 。因变压器未灌封, 散热好, 取电流密度 $J = 6$ A/mm², 则导线截面积为:

$$S_w = \frac{I_{in} \sqrt{D}}{J} = \frac{0.9 \times \sqrt{0.4}}{6} = 0.09 \text{ mm}^2 \quad (8)$$

由线径 $d = \sqrt{\frac{4S_w}{\pi}}$, 得 $d = 0.34$ mm。铜导体的穿透

深度 δ 是随温度而变化的, 100 $^{\circ}$ C 时: $\delta = \frac{75}{\sqrt{f}}$, 开关电源

工作频率 $f = 150$ kHz, 算得 $\delta = 0.194$ mm。考虑到集肤效应, 选择导线的直径时, 应使线径小于 2δ 。

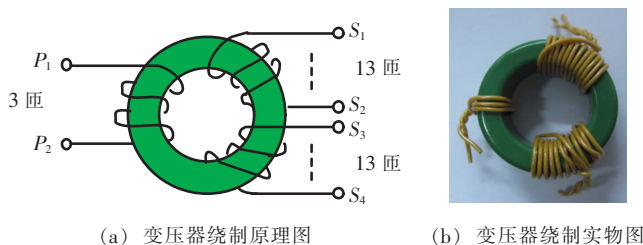
根据上述计算, 选择铜导线线径 d 为 0.35 mm, 外径为 0.55 mm 的三层绝缘线绕制变压器, 其单线耐压等级可到 3 kV。

2.2.2 变压器绕制工艺

电源变压器设计中合理的绕制工艺可提高驱动器的抗干扰性。文献[13]研究表明变压器绕组间寄生电容除了与线圈层间距、层间绝缘材料以及绕线粗细有关外, 与绕组绕制时正对的面积有很大关系。变压器

绕制有很多种方法, 其中交错绕制是比较常用的绕制方法, 此方法原副边紧密耦合能减小漏感, 但原副边绕组正对的面积变大, 致使绕组间产生较大的寄生电容, 寄生电容一般可达到 15 ~ 30 pF^[13-14]。

文中对选择的环形变压器各绕组采用分开绕制的工艺, 图3为环形变压器绕制工艺示意图和实体图。原边绕组 $P_1 \sim P_2$, 副边两组绕组 $S_1 \sim S_2, S_3 \sim S_4$ 各自分开绕制, 各绕组的匝与匝之间紧密绕制。这样可减小正对面积, 增大各绕组之间的距离, 即减小了变压器的原副边寄生电容。经测试, 其大小约为 4 pF 左右。



(a) 变压器绕制原理图

(b) 变压器绕制实物图

图3 环形变压器绕制示意图和实体图

3 试验设计与结果

为了验证驱动器的保护可靠性, 设计了测试方案, 搭建了测试平台, 完成了 IGBT 短路保护测试。图4为 IGBT 短路保护试验测试原理图, 其中, N 为电网的零线; PE 为地线; K 为三相断路器; D_1 为三相整流桥; R_1 为母线电容充电电阻; R_2 为放电电阻; L_s 为直流母排及回路的杂散电感, IGBT 通过直流母排接到电容的正、负端。开关电源给控制器和驱动器供电, 控制器发出短路试验所需的脉冲。

逆变焊接电源工作环境中通常存在大电流、高电压、强电磁干扰等较为恶劣的干扰因素^[15]。准确、可靠的测试是大功率逆变电源系统测试的难点。试验设计通过将示波器经过隔离变压器隔离后, 用差分探头测量 IGBT 的电压 U_{ce} , 普通探头经过一个共模电感后测量 IGBT 门极驱动, 门极驱动信号用双绞线引出。设计方案隔断了示波器与电网地回路的直接连接, 测试表笔中加入了很高的共模阻抗, 使得流经测试系统的共模电流大大减小。此方案能有效的避免因测量方法不合理而带来的 IGBT 损坏, 并可减小共模干扰对测试结果的影响, 提高其准确性。

图5为实际的短路试验平台, 控制器是以 DSP (TMS320F2812) 为主核的控制系统。试验主回路输入电压为三相交流 380 V, 提供能量的主电容 C_{bus} 容量为

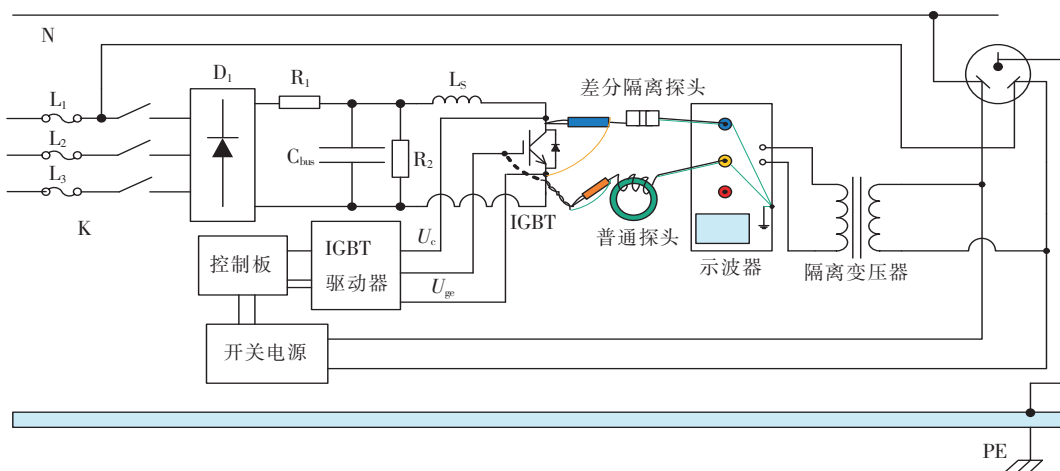


图4 IGBT 短路保护试验测试原理图

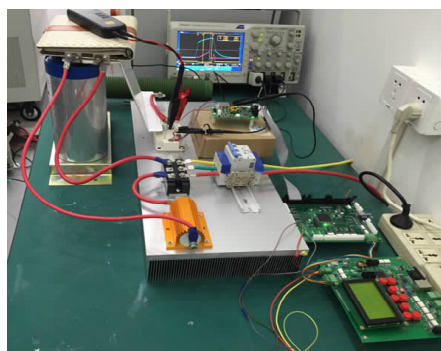


图5 IGBT 短路测试平台

2.5 mF, 耐压 1 000 V, 通过给出 10 μ s 的单脉冲, 完成 IGBT 短路测试。

图 6 为设计的基于 HCPL-361J 的驱动器短路试验波形。图 6 中纵坐标 1, 2, 3 分别为通道 1 (CH1), 通道 2 (CH2), 通道 3 (CH3) 的零线。CH1 为 IGBT 的 U_{ce} 电压波形, CH2 为门极驱动波形, CH3 为过流检测信号电压, 即图 2 中 A 点的电压。在整个测试中, 因为电流探头量程有限, 为避免损坏电流探头, 未对 IGBT 的短路电流进行测量。

t_1 时刻之前, U_{ce} 电压为直流母线电压 540 V; t_1 时

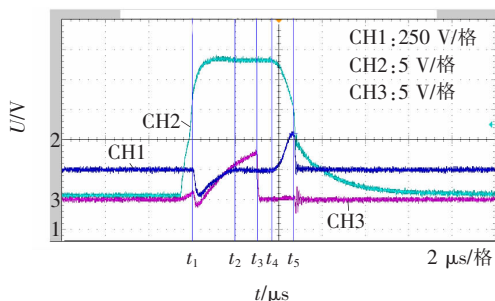


图6 基于 HCPL-361J 的驱动器短路保护试验波形

刻, 驱动脉冲达到 IGBT 的阈值电压时, IGBT 导通; $t_1 \sim t_2$ 之间短路电流迅速上升并达到短路饱和电流, IGBT 迅速退饱和。 t_2 时刻, IGBT 退出饱和区, U_{ce} 电压再一次上升到母线电压, 从 IGBT 开通到 IGBT 退出饱和用时约 2 μ s。在此时间段内, 图 2 中 A 点的电压上升; t_3 时刻, 图 2 中 A 点电压达到参考电压 7 V, 芯片关断输出脉冲, A 点的电压迅速下降到 0; t_4 时刻, 驱动关断脉冲经过一段的延时后, 门极电压开始缓慢下降, 开始完成软关断过程。与此同时 IGBT 的 U_{ce} 产生电压尖峰。原因是短路电流迅速下降, 电流变化率 dI_{sc}/dt 很大, 在回路有杂散电感 L_s 上会感应出右正左负的电, 幅值为 $\Delta U = L_s dI_{sc}/dt$ 并与直流母线电压叠加到 IGBT 上。 t_5 时刻, 门极驱动电压下降到 IGBT 阈值电压以下, IGBT 完全关闭, 电压尖峰也达到最高值, 约 850 V。因为设计中驱动器有软关断功能, $t_4 \sim t_5$ 软关断用时 1 μ s 左右, 因此有效的减小了 IGBT 关断电压峰值。 t_5 时刻之后, IGBT 门极电压缓慢下降到关断的负压, 保证 IGBT 可靠关断。

由整个分析可以看出, 从 t_2 时刻之前 IGBT 退饱和和开始到 t_5 时刻 IGBT 完全关闭, 短路检测、保护过程所用时间为 5 μ s, 远小于 IGBT 允许的 10 μ s 短路时间。 t_4 时刻 IGBT 开始软关断, IGBT 的关断电压尖峰为 850 V, 小于 IGBT 的 1 200 V 电压允许值。

图 7 为 Concept 公司型号为 2SC0106T 驱动器短路保护试验波形。图 7 中纵坐标 1, 2 为通道 CH1, CH2 的零线, 通道 CH1 和通道 CH2 的零线完全重合。通道 CH1 为 IGBT 的 U_{ce} 电压波形, 通道 CH2 为门极驱动波形。由图 7 可以看出, 在 t_1 时刻 IGBT 开通到 t_2 时刻 IGBT 完全退饱和期间, 门极驱动波形发生了轻微的震

荡。 t_2 时刻 IGBT 完全退出饱和区到 t_3 时刻门极开始关断期间, IGBT 的 U_{ce} 电压退饱和至直流母线电压。这一时间段中短路电流(约为额定电流的 4 倍)与母线电压的乘积会导致很大的损耗, IGBT 内芯的温度会很快升高。此段持续时间越长, IGBT 内芯存在被热击穿的风险越大。在关断的 t_3 时刻开始到 t_4 时刻, IGBT 的门极驱动电压下降速度较快, 关断电流的 dI_{sc}/dt 很高, 导致 IGBT 的关断电压尖峰达到 1 000 V。从 t_2 时刻之前 IGBT 退饱和开始到 t_4 时刻 IGBT 完全关闭, 短路检测、保护过程用时 $9\ \mu\text{s}$ 左右, 与 IGBT 允许的 $10\ \mu\text{s}$ 短路时间只有 $1\ \mu\text{s}$ 的裕量。

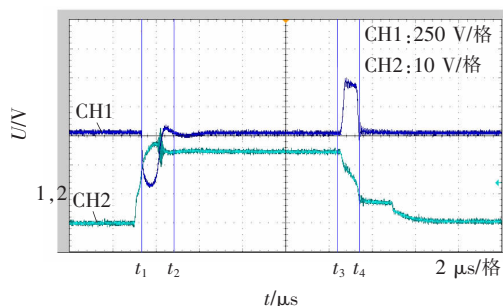


图7 Concept(2SC0106T)驱动器短路保护试验波形

试验分析对比表明:①试验设计能准确、清晰的测量出 IGBT 短路到保护关断的整个过程;②设计的驱动器从 IGBT 短路后退饱和开始到保护结束用时 $5\ \mu\text{s}$ 左右, 关断时间短; U_{ce} 尖峰电压到 850 V, 尖峰小;③IGBT 在短路保护关断之后未发生二次开通现象, 短路保护功能可靠, 驱动器抗干扰能力强。

4 结 论

(1)分析了全桥逆变埋弧焊主回路 IGBT 短路模式, 其三种情况都可等效为桥臂直通。

(2)设计了一款基于 HCPL-316J 芯片的 IGBT 驱动器。该驱动器短路保护时间短, 抗干扰能力强, 简单可靠。

(3)设计了大功率逆变器 IGBT 短路测试方案。该方案可避免因测量方法不合理所带来的 IGBT 损坏风险, 提高测试结果的可靠性和准确性。

参 考 文 献

- [1] 张晨曦, 汪 苏, 梅 寒. 基于逆变埋弧焊电源系统的模型参考自适应控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(1): 128-132.
- [2] 黄石生, 何宽芳, 孙德一, 等. 数字化控制的埋弧自动

焊装备的研制[J]. 焊接学报, 2008, 36(8): 128-132.

- [3] 朱 磊, 王振民. WBG 功率器件及其在弧焊逆变器领域的应用[J]. 焊接, 2016(7): 14-16.
- [4] 柳长青, 孟兆军, 金光日, 等. 大厚度窄间隙埋弧焊设备的研制[J]. 机械制造文摘——焊接分册, 2011(1): 47-49.
- [5] 潘江洪, 苏建徽, 杜雪芳. IGBT 高压大功率驱动和保护电路的应用研究[J]. 电源技术应用, 2005, 8(11): 51-58.
- [6] 李 孟, 王振民, 朱 磊. 中厚板等离子切割电源数字化 PID 调控策略及实验研究[J]. 焊接, 2016(6): 18-21.
- [7] 黄建伟, 刘国友, 余 伟, 等. 新型无损 IGBT 短路耐性测试电路[J]. 半导体检测与设备, 2016, 41(1): 70-75.
- [8] 林 德. 功率半导体——器件与应用[M]. 肖 曦, 李 虹, 李 敏, 等译. 北京: 机械工业出版社, 2009.
- [9] 柳舟洲, 同向前. 大功率 IGBT 短路保护机理的分析[J]. 电气传动, 2015, 45(3): 77-80.
- [10] 任华清, 傅 强, 苏桂国, 等. 高功率密度的 IGBT 驱动电路研究[J]. 机械与电子, 2015(8): 56-58.
- [11] Amit Kumar Jain, Ranganathan V T. VCE sensing for IGBT protection in NPC three level converters causes for spurious trippings and their elimination [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(1): 298-307.
- [12] 李东鹏, 孙耀杰, 林燕丹, 等. 开关管失效与其检测保护手段的研究[J]. 光源与照明, 2015, 4(12): 5-8, 15.
- [13] 杨慧娜, 柏树青. 高频变压器不同绕组结构对分布电容的影响[J]. 华北电力大学学报(自然科学版), 2014, 41(4): 48-55.
- [14] 赵志英, 龚春英, 秦海鸿. 高频变压器分布电容的影响因素分析[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(9): 55-60.
- [15] 蒋清健. 基于卡尔曼预测的逆变焊接电源信号处理方法[J]. 焊接, 2016(4): 62-64.

作者简介: 付炜亮, 1982 年出生, 硕士, 工程师。主要从事逆变切割与焊接电源及其控制、焊接工艺与设备的研究及教学工作, 已发表论文 6 篇, 已授权专利 4 项。