

# 电磁搅拌器变频电源 IGBT 驱动 电路设计和应用

汪亮, 刘勇, 李爱武, 解苗, 袁鹏, 邹志强

(湖南中科电气股份有限公司, 湖南 岳阳 414000)

**摘要:** IGBT驱动电路的设计和应用是电磁搅拌器变频电源长期可靠稳定运行的前提条件。采用国产智能IGBT驱动核2FSC0435,以驱动英飞凌公司的IGBT为例,设计一种应用于电磁搅拌器变频电源中逆变部分的IGBT驱动电路。与传统的IGBT驱动电路相比,该驱动电路输出驱动功率大,且具备完善的IGBT过流保护、IGBT的集电极-发射极之间过压保护功能,还带有智能故障管理系统,能够针对不同的故障种类输出不同信号形式的故障信号。实验和应用结果表明,该驱动电路能够满足该专用变频电源中IGBT驱动所要求的各项特需性能。

**关键词:** 电磁搅拌器; 大功率IGBT驱动; 短路保护; 有源钳位; 智能故障管理系统

**中图分类号:** TM402 **文献标识码:** B **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed21256

## Design and Application of IGBT Drive Circuit for Variable Frequency Power Supply of Electromagnetic Stirrer

WANG Liang, LIU Yong, LI Aiwu, XIE Miao, YUAN Peng, ZOU Zhiqiang

(Hunan Zhongke Electric Co., Ltd., Yueyang 414000, Hunan, China)

**Abstract:** The design and application of IGBT drive circuit is the prerequisite for the long-term reliable and stable operation of electromagnetic stirrer variable frequency power supply. The domestic intelligent IGBT drive core 2FSC0435 was adopted to drive the IGBT of infineon as an example to design an IGBT drive circuit applied to the inverter part of the inverter power supply of electromagnetic stirrer. Compared with the traditional IGBT drive circuit, the drive circuit has large output drive power, perfect IGBT over-current protection and IGBT over-voltage protection function between collector and emitter, as well as intelligent fault management system, which can output different fault signals according to different fault types. The test and application results show that the drive circuit can meet the special requirements of IGBT drive in the special variable frequency power supply.

**Key words:** electromagnetic stirrer; high power IGBT drive; short circuit protection; active clamp; intelligent fault management system

绝缘栅双极型晶体管 (insulated gate bipolar transistor, IGBT)是由双极型三极管(bipolar junction transistor, BJT)和绝缘栅型场效应管 (metal oxide semiconductor, MOS)组成的复合全控型电压驱动式功率半导体开关器件,具有电流密度高、集电极-发射极之间耐压高、开关速度快和导通压降低等优点,在电磁搅拌器专用变频电源等电力电子领域得到广泛的应用<sup>[1]</sup>。IGBT作为电磁

搅拌器专用变频电源逆变部分的主要器件,而IGBT驱动电路作为控制电路和主电路功率器件之间的桥梁,是IGBT可靠稳定工作的重要保障。为了能够更好地驱动大功率IGBT,国内学者采用了许多不同方法,目前普遍采用的IGBT驱动方法有以下几种:1)以2SD315A为核心的IGBT驱动电路设计和应用,该模块具有驱动电路简单和驱动功率大的优点,但2SD315A驱动核不具备软

关断和有源钳位功能,对于 IGBT 在短路和过压等极端情况下不能起到很好的保护作用<sup>[2-5]</sup>;2)以 2SC0435T 为核心的 IGBT 驱动电路设计和应用,该模块尽管具有驱动功率大和有源钳位等特点,但该驱动模块不具备软关断功能以及没有引入“智能故障管理系统”,对短路保护、欠压保护、过压保护、过载保护等故障都以单一的形式表现,对故障种类没有区分不同表现形式<sup>[6-8]</sup>;3)以 HC-PL-316J 门极驱动光耦合器为核心的 IGBT 驱动电路设计和应用,该门极驱动光耦合器驱动功率小,一般应用在 100 A 以下的 IGBT 驱动上,对于驱动几百 A 的大功率 IGBT 时,一般采用多个 IGBT 并联驱动的方式,这样大大增加控制部分和驱动电路部分的复杂性,而且 HCPL-316J 门极驱动光耦合器需要两组独立的电源供电<sup>[9-10]</sup>。

本文在前人研究设计应用的基础上,以杭州飞仕得科技有限公司的国产最新智能 IGBT 驱动核 2FSC0435 为核心,利用该驱动模块驱动电流大、工作频率高、具有完善的过压保护、短路保护以及软关断功能、有源钳位功能、电源电压监测以及智能故障管理系统等功能,设计了一种适合电磁搅拌器专用变频电源中的大功率 IGBT 驱动电路,弥补了传统 IGBT 驱动核保护功能不完善的缺陷以及解决采用现有市场上成熟的即插即用 IGBT 驱动板价格昂贵的问题。

## 1 电磁搅拌器变频电源对 IGBT 驱动的要求

电磁搅拌器专用变频电源其主电路如图 1 所示,主电路结构跟普通变频电源差不多,前端采用二极管不可控整流,中间端采用电解电容储能滤波,后端采用 3 组全桥 IGBT 逆变。

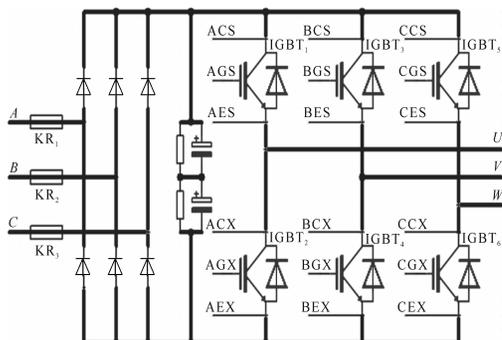


图1 电磁搅拌器专用变频电源其主电路结构

Fig.1 Main circuit structure of inverter power supply for electromagnetic stirrer

电磁搅拌器变频电源因所带的电磁搅拌器

负载特性以及所实际应用的环境不一样,对 IGBT 驱动电路具有如下一些特需的要求:1)电磁搅拌器正常工作时都是采用水循环冷却方式并且应用在连铸生产线上二冷区等潮湿环境中,这样电磁搅拌器中的线圈极易出现对外壳或者铁心绝缘损坏的情况,从而造成电磁搅拌器变频电源输出对外壳短路或变频电源输出相间短路事故,这需要 IGBT 驱动电路能够在频繁过载和短路情况下具有很好的短路保护作用。2)变频电源输出在对外壳短路或相间短路等极端情况下,IGBT 需要关断电流是正常关断电流的几倍或数十倍,IGBT 关断产生  $Ldi/dt$  尖峰电压非常高,极高  $Ldi/dt$  尖峰和直流母线电压叠加后极易造成 IGBT 出现过压情况而造成 IGBT 过压击穿,这需要 IGBT 驱动电路能够在 IGBT 的集电极和发射极之间出现过压情况下具有很好的保护作用。3)电磁搅拌器一般通以二相或三相的低频大电流交流电源,电磁搅拌器变频电源中逆变开关器件一般采用 1 400 A/1 700 V 左右的 IGBT,如此大容量的 IGBT 需要 IGBT 驱动电路具有大功率驱动能力和高压隔离功能。4)随着数字化和智能化技术的发展,要求 IGBT 驱动电路具有多种故障输出形式,然而传统 IGBT 驱动电路或驱动模块故障输出表现形式单一,已经无法满足现代智能化电磁搅拌器变频电源的实际需求。

## 2 2FSC0435 驱动核内部结构和特点

### 2.1 2FSC0435 简介

2FSC0435 驱动核外形结构如图 2 所示。



图2 2FSC0435 驱动核外形结构

Fig.2 Shape structure of 2FSC0435 drive nucleus

2FSC0435 驱动核是基于杭州飞仕得科技有限公司领先的数字技术与强大的硬件设计能力推出的一款“高可靠性,高灵活性以及高智能化的”数字驱动核,是对现有类似驱动产品的一次重大升级,引入了“不会坏的驱动器”和“智能故

障管理系统”两大革命性技术,解决了驱动器自身的可靠性问题与恶劣电磁场环境下的适应性问题。同时,在保留“有源钳位”功能的同时,新增了“软关断”功能,完善了IGBT驱动的保护功能,大大拓展了该驱动核的应用领域。

### 2.2 2FSC0435 内部结构

2FSC0435的内部结构如图3所示,主要由电平转换电路、数字核逻辑芯片、两组光耦PWM信号传递和故障信号传递单元、两组输出单元电路以及DC/DC隔离转换器组成。原边电源输入直流电压15V,通过DC/DC电路供电到副边,保证整个驱动的能量输送;原边输入15V电平的PWM信号输入通过高压隔离光耦传输至副边,经过相关单元电路的处理得到开关器件IGBT或MOSFET的驱动信号。当门极开通时,若没有发生短路故障,则主功率器件饱和导通,IGBT-CE两端电压接近于零,退出饱和时IGBT-CE两端电压接近于母线电压,IGBT-CE检测被置位,相应的软关断电路被启动来保护主功率器件不被损坏,同时故障信号传输至原边;当原边没有PWM信号输入,门极则一直处于负压关断状态。

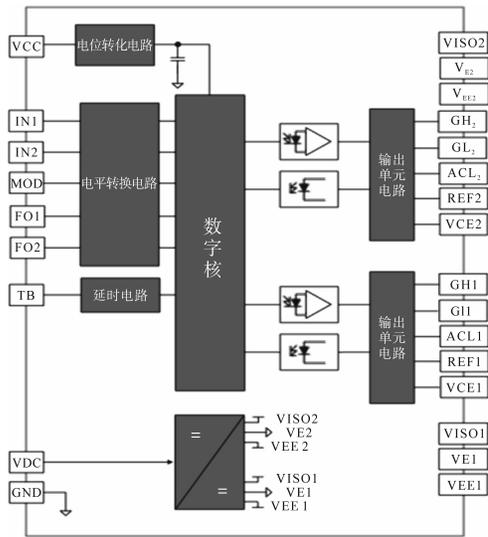


图3 2FSC0435的内部结构

Fig.3 Internal structure of 2FSC0435

### 2.3 2FSC0435主要技术指标

2FSC0435是一款各项性能指标均优异的双通道大功率驱动模块,每个通道输出功率最大可到5.5W,门极最大拉电流和灌电流可达35A,高压侧副边与原边的隔离电压达5000V<sub>RMS</sub>,几乎可以应用于所有电磁搅拌器专用变频电源中的IGBT驱动。2FSC0435的极限技术指标和额定技术

指标分别见表1和表2。

表1 2FSC0435极限情况下绝对最大额定值技术指标表

Tab.1 Technical index of absolute maximum rating under the limit condition of 2FSC0435

符号	定义	参数	单位
$U_{DD}$	原边供电电压	16	V
$U_{IH}$	输入信号电压(高)	16	V
$I_{outPEAK}$	输出峰值电流	$\pm 35$	A
$f_{max}$	最大开关频率	100	kHz
$U_{CE}$	IGBT阻断电压	1 700	V
$U_{isoHO}$	输入输出隔离电压	5 000	V <sub>RMS</sub>
$U_{isoL2}$	通道1和通道2隔离电压	5 000	V <sub>RMS</sub>
$I_{err}$	故障输出灌电流能力	180	mA
$T_{op}$	工作温度	-40 ~ +85	°C

表2 2FSC0435推荐工作条件额定技术指标

Tab.2 2FSC0435 recommended working conditions rated technical indicators

符号	定义	参数			单位
		最小	典型	最大	
$U_{DD}$	原边供电电压	15			V
$IN_x$	$IN_1, IN_2$	15			V
$U_{G(on)}$	门极开通电压	15			V
$U_{G(off)}$	门极关断电压	-7.8			V
$t_{d(on)}$	开通延时时间	850			ns
$t_{d(off)}$	关断延时时间	880			ns
$T_{rst}$	故障后重启时间	90			ms
$C_{ps}$	原副边耦合电容	10			pF

## 3 驱动电路设计

本文选用英飞凌公司型号FF1400R17IP4P(1400A/1700V)的IGBT作为电磁搅拌器专用变频电源的逆变部分主开关器件,在保证散热良好的情况下,以该型号IGBT组成的全桥逆变单元的变频电源可以输出交流有效值为800A的电流,几乎可以驱动所有普通的电磁搅拌器负载。以2FSC0435驱动核为核心,结合上文对电磁搅拌器专用变频电源中IGBT驱动的理论分析,对IGBT驱动电路进行全面系统地设计、试验和应用。

### 3.1 故障信号采集电路设计

2FSC0435驱动核原边内部集成有漏极输出的MOSFET管,正常使用时需要额外接上拉电阻,当没有检测到短路或欠压等故障时,输出为高电平,其中高电平的大小主要由上拉电压值的大小决定;当检测到短路、欠压等故障时,输出低电平;本文采用5V上拉电源,上拉电阻为1.5kΩ。

2FSC0435驱动核实时检测IGBT模块的运行

状态,当 IGBT 模块发生短路或者电源欠压故障时,将故障状态通过 FO1 和 FO2 信号脚及时输出给控制器,2FSC0435 数字智能驱动核可实现对不同种类的故障进行区分,上管短路时,FO1 故障输出低电平时间 20 ms;下管短路时,FO2 故障输出低电平时间 40 ms;当驱动核供电电源发生欠压故障,FO1 和 FO2 故障输出低电平时间 80 ms。控制器通过识别故障信号引脚不同的低电平保持时间来区分不同的故障类型,从而有助于售后服务工程师定位故障种类,参考示意图如图 4 所示。在实际应用过程,为了节省 I/O 口,将 FO1 和 FO2 并联后再输出至施密特触发器输入端,施密特触发器输出端再输入至控制器的 I/O 口。故障信号采集电路如图 5 所示。

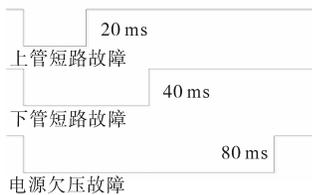


图4 故障信号采集原理

Fig.4 Principle of fault signal acquisition

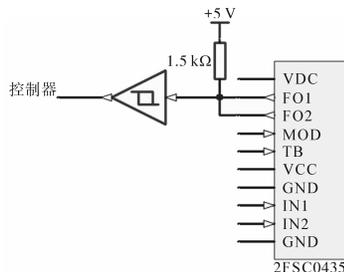


图5 故障信号实际应用电路示意图

Fig.5 Schematic diagram of practical application circuit of fault signal

### 3.2 工作模式选择与死区时间

2FSC0435 智能 IGBT 驱动核具有 2 种工作模式:直接模式和间接模式。当引脚 MOD 直接连接至 GND 时,模块处于直接模式,此时两通道相互独立;当引脚 MOD 通过电阻( $71 \text{ k}\Omega < R_m < 181 \text{ k}\Omega$ )连接至 GND 时,模块处于间接模式,两个通道相互关联。在间接模式下,上管 IGBT 和下管 IGBT 的死区时间最大为  $4.1 \mu\text{s}$  左右,而大功率 IGBT 的栅极电荷都比较大,IGBT 开通和关断延时时间一般都比较长,为了避免上管 IGBT 和下管 IGBT 在正常工作时直通的可能,本文采用 2FSC0435 驱动核的直接工作模式。实际应用电路图如图 6 所示。本文采用驱动核直接模式,两通道之间相互独立,因此死区时间由外部决定。通过对变频

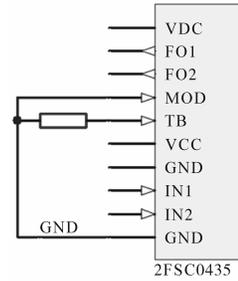


图6 2FSC0435 驱动的直接模式实际电路示意图

Fig.6 Schematic diagram of direct mode actual circuit of 2FSC0435 driver

电源的逆变部分进行仿真分析和实验,采用单个 IGBT 的载波频率为 500 Hz 和上下管之间死区时间为  $24 \mu\text{s}$  的工作方式非常有利于变频电源的高可靠性工作。 $24 \mu\text{s}$  死区产生电路主要由 RC 延时电路和施密特触发器组成。电路原理图如图 7 所示。死区时间计算公式为

$$T = R_1 \times C_1 \times \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{TH,high}}\right) \quad (1)$$

式中: $R_1$ 为电阻  $R_{11}$  或  $R_{12}$  的阻值大小; $C_1$ 为电容  $C_{11}$  或  $C_{12}$  的容值大小; $V_{DD}$ 为施密特触发器芯片供电电源,此处  $V_{DD}=5 \text{ V}$ ;  $V_{TH,high}$  为施密特触发器输入高电平所需的最低输入电压大小,此处  $V_{TH,high}=2 \text{ V}$ 。

经计算,当死区时间为  $24 \mu\text{s}$  时,  $R_{11}=R_{12}=10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_{11}=C_{12}=4700 \text{ pF}$ 。

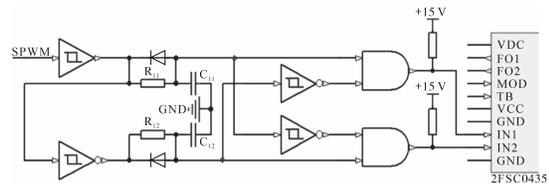


图7 死区产生实际应用电路示意图

Fig.7 Schematic diagram of dead zone generation circuit in practical application

### 3.3 开通和关断电阻设计 and 应用

IGBT 的开通电阻、关断电阻阻值大小与 IGBT 正常工作时动态功耗和 IGBT 续流二极管的关断尖峰密切相关。开通电阻和关断电阻选取过大,尽管开通时  $C_{du}/dt$  和关断时的  $L_{di}/dt$  比较小,但 IGBT 的开通功耗和关断功耗比较大;如果 IGBT 开通电阻和关断电阻阻值太小,尽管 IGBT 动态损耗比较小,但 IGBT 开通时的  $C_{du}/dt$ 、关断时的  $L_{di}/dt$  以及续流二极管的电压尖峰都比较高,极易造成 IGBT 击穿和爆炸,同样也会影响 IGBT 可靠性和稳定性。本文结合 IGBT 数据说明书,选取 IGBT 的开通电阻为  $1.2 \Omega$ ,关断电阻为  $3.3 \Omega$ 。图 8 为开通电阻和关断电阻电路原理图。

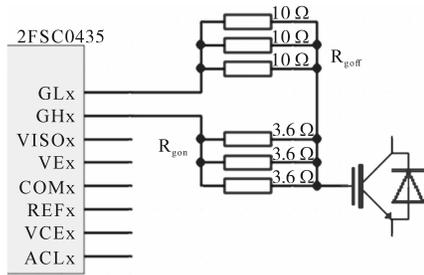


图8 IGBT开通电阻和关断电阻实际应用示意图  
Fig.8 Schematic diagram of IGBT on and off resistance in practical application

### 3.4 短路保护电路设计

IGBT在额定电流情况下关断没有问题,但在短路情况下,流过IGBT的电流大小是正常工作时的4倍甚至更多倍,在Ldi/dt所引起的尖峰电压极高和IGBT流过大电流时热量无法释放等双重因素影响下,极易造成IGBT过压击穿或过流爆炸。因此,良好的过流检测电路和保护电路是解决IGBT在极端情况下击穿和爆炸的最好方式。

#### 3.4.1 过流检测原理分析

2FCS0435驱动核的过流检测原理如图9所示,集电极电压通过高压二极管来检测,当IGBT关断时,驱动核内部MOSFET打开,比较器的正输入端被预充电/放电至负电源电压,比较器不翻转。

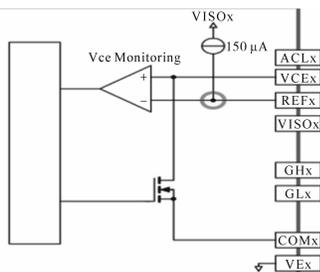


图9 2FCS0435驱动核的过流检测原理

Fig.9 2FCS0435 driver core overcurrent detection principle

过流保护实际应用电路示意图如图10所示。

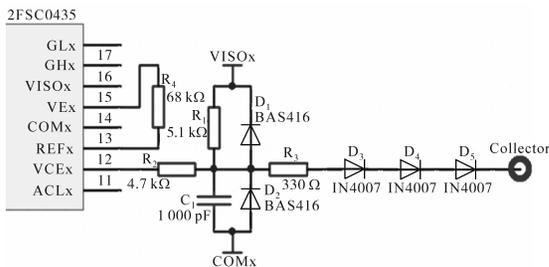


图10 过流保护实际应用电路示意图

Fig.10 Schematic diagram of actual circuit of overcurrent protection

如图10所示,当IGBT进入导通的过程中,内部MOSFET关断,正电源经电阻R<sub>1</sub>向电容C<sub>1</sub>充电;正常开通和关断时负输入端电压值远大于正输入

端V<sub>REF</sub>电压值,当发生短路直通时,IGBT会迅速进入退饱和状态,其两端的电压V<sub>CE</sub>会迅速达到直流母线电压,此时比较器正输入端V<sub>CE</sub>电压大小超过负输入端阈值V<sub>REF</sub>电压大小时,驱动核判定IGBT处于短路状态,同时将故障信号返回给驱动核上的逻辑芯片,驱动核将启动软关断功能。

#### 3.4.2 过流检测电路设计

过流检测方案常用的方案有2种,一种是使用电阻进行检测的退饱和保护,另一种是使用二极管进行检测的退饱和保护。本文在设计IGBT驱动电路时采用后者方案进行过流保护设计。

在IGBT关断状态期间,D<sub>1</sub>和R<sub>1</sub>将VCE<sub>x</sub>引脚设置为COM<sub>x</sub>电位,从而将电容C<sub>1</sub>预充电/放电到负电源电压,该电压相对于VEx大约为-7.8V。在IGBT导通时,电容C<sub>1</sub>通过R<sub>1</sub>充电至最高15V。当IGBT集电极电位降低到某一水平时,C<sub>1</sub>的电压被高压二极管D<sub>1</sub>和D<sub>2</sub>钳住。C<sub>1</sub>两端电压的计算公式如下:

$$V_1 = V_{CEsat} + V_{F(D3)} + V_{F(D4)} + V_{F(D5)} + \left[ 330 \times \frac{(15 - V_{CEsat} - V_{F(D3)} - V_{F(D4)} - V_{F(D5)})}{R_1 + 330} \right] \quad (2)$$

参考电压V<sub>REF</sub>需要高于V<sub>1</sub>,参考电压V<sub>REF</sub>大小通过电阻R<sub>thx</sub>来设置,并通过电流源(典型值为150µA)和参考电阻R<sub>thx</sub>计算得出,一般取电阻R<sub>thx</sub>=68kΩ,即参考电压V<sub>REF</sub>=150µA×R<sub>thx</sub>=10.2V。

#### 3.4.3 过流响应时间

合适的过流保护响应时间值是2FCS0435驱动核可靠的驱动和及时保护的重要保证。如果过流保护响应时间不够长,则可能在IGBT导通时容易误触发过流故障;如果过流保护响应时间过长,发生短路时IGBT中持续通大电流的时间会超过IGBT模块的最大允许短路时间。通过查询IGBT模块数据手册,IGBT模块的最大允许短路时间T<sub>p</sub><10µs,为了保证足够的设计裕量,本文采取响应时间T=8.4µs。根据图10的电路原理图可知,过流保护响应时间的大小主要由电阻R<sub>1</sub>向电容C<sub>1</sub>的充电时间决定,根据响应时间T=8.4µs和C<sub>1</sub>=1000pF可以计算电阻R<sub>1</sub>的实际阻值:

$$R_1 = \frac{1000 \times T}{C_1 \times \frac{15 + |V_{GLx}|}{15 - V_{REF}}} \approx 5.1 \text{ k}\Omega \quad (3)$$

### 3.5 有源钳位电路设计

#### 3.5.1 有源钳位原理分析

有源钳位的目的就是防止 IGBT 集电极和发射极之间的电压过高,一般重载运行或者发生短路时因为电流变化率比正常高出数十倍,所以  $Ldi/dt$  所带来的 IGBT 关断电压尖峰极高,如果超出了 IGBT 集电极和发射极所承受的电压,则会造成 IGBT 过压击穿,所以有源钳位电路就是在重载或者短路时关断 IGBT 免受过压击穿。

有源钳位的原理如图 11 所示。当  $V_{CE}$  电压超过 TVS 的阈值后,TVS 被击穿,电流灌入门极,使得  $V_{GE}$  上升,IGBT 进入线性区,从而将关断电压限制在安全的范围内。为了提升钳位效果,飞仕得科技引入了数控有源钳位,在门极增加了一个“数控电流源”。同高级有源钳位,当  $I_z$  大于某个阈值后,关断 N 管,同时启动“数控电流源”。此时,  $I_z = I_c + I_D$ ,通过数控电流源,将  $I_z$  保持在一个低值,TVS 一直处于微弱的击穿状态,直到关断结束。

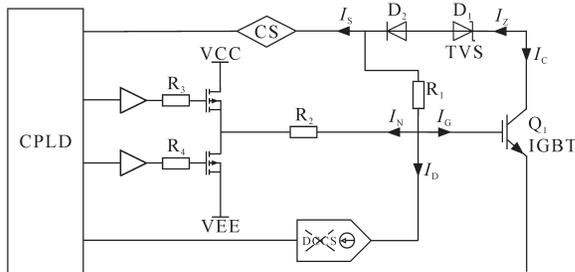


图 11 有源钳位的原理示意图

Fig.11 Schematic diagram of the principle of active clamping

#### 3.5.2 有源钳位电路设计

有源钳位实际应用电路图示意图如图 12 所示。有源钳位是只要集电极与发射极间电压超过预设阈值时,就开通 IGBT 的软开关技术,从而令 IGBT 的集电极-发射极电压得到抑制,保证系统正常线性运行。

2FSC0435 支持高级有源钳位技术,通过 ACLx 引脚反馈到驱动核内;当  $20\ \Omega$  电阻(图 12 中所示)右侧电压约超过  $1.3\ \text{V}$  时,关断 MOS 管进行关断,有效提高有源钳位效率和降低 TVS 的损耗。当  $20\ \Omega$  电阻右侧的电压接近  $20\ \text{V}$  时,关断 MOS 管将完全关断。因为本文选用的是  $1700\ \text{V}$  等级的 IGBT,所以选择 Diotec 公司的 6 个稳压管串联连接,其中包括 5 个  $220\ \text{V}$  的单向 TVS(推荐型号 P6SMB220A)和 1 个  $220\ \text{V}$  的双向 TVS(推荐型号 SMB220CA),在应用中每个通道至少需要 1

个双向 TVS 管,是为了避免负向电流在 IGBT 反并二极管处于正向恢复的开通状态时有电流流过,这样的电流会导致副边电源出现欠压。

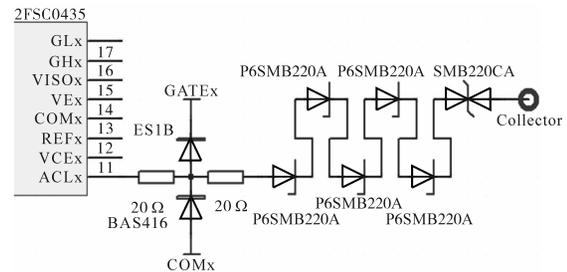


图 12 有源钳位实际应用电路图示意图

Fig.12 Schematic diagram of actual application of active clamp

## 4 实验验证

为了验证本文所设计 IGBT 驱动电路的合理性,采用以 2FSC0435 驱动核为核心设计的电路制作了一款数字智能 IGBT 驱动板,选用英飞凌公司型号为 FF1400R17IP4P( $1400\ \text{A}/1700\ \text{V}$ ) 的 IGBT 作为驱动负载进行试验,各项试验检验合格后应用在湖南中科电气股份有限公司第 5 代电磁搅拌机专用变频电源实际项目中。下面给出部分试验和应用过程的实际波形。

图 13 为以 2FSC0435 驱动核为核心设计的电路制作的一款数字智能 IGBT 驱动板实物图。

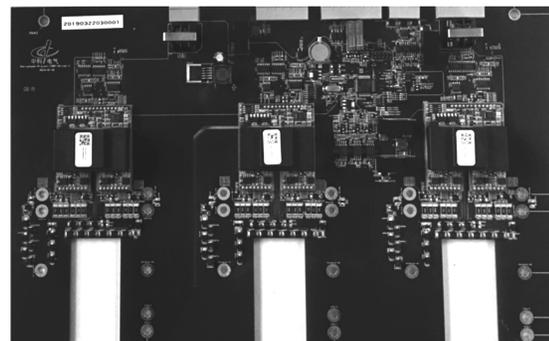


图 13 以 2FSC0435 为核心的 IGBT 驱动板

Fig.13 IGBT drive plate with 2FSC0435 as the core

图 14 为数字智能 IGBT 驱动板安装在电磁搅拌机专用变频电源柜中的实物图,该驱动板直接安装在 IGBT 上,免去了 IGBT 驱动板至 IGBT 之间的连线,大大增强了 IGBT 驱动系统的抗电磁干扰能力。

图 15 为一组桥臂中上、下管 IGBT 之间的死区时间波形,从图中可知死区时间为  $24\ \mu\text{s}$ ,与理论设计的时间相吻合。

图 16 为数字智能 IGBT 驱动板输出至 IGBT 基极和发射极的  $V_{ge}$  驱动脉冲波形图。

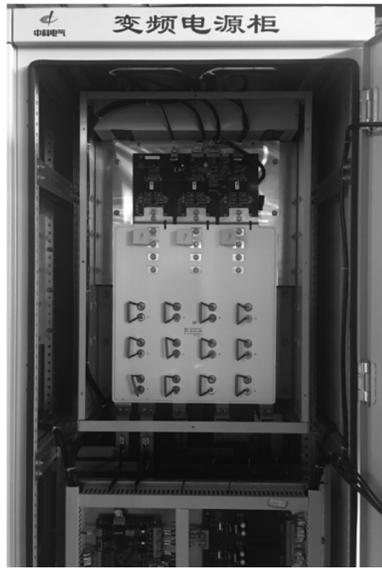


图14 IGBT驱动板安装实物图

Fig.14 IGBT drive plate installation drawing

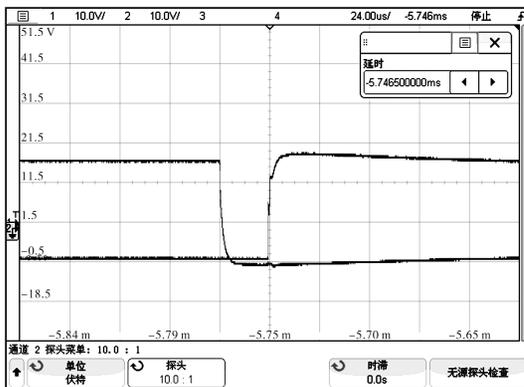


图15 上下桥臂IGBT驱动死区时间示意图  
Fig.15 Schematic diagram of dead zone time driven by upper and lower bridge arms IGBT

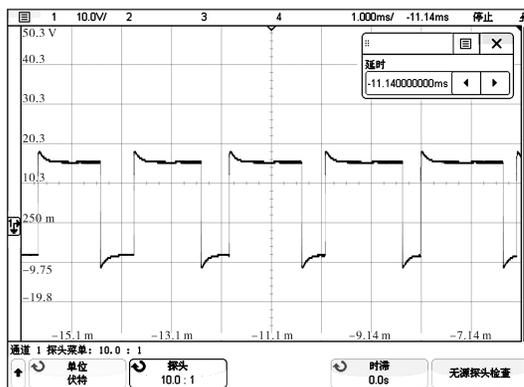


图16 IGBT驱动电路输出至基极和发射极的Vge波形  
Fig.16 IGBT drive circuit output Vge waveform to base and emitter

图17为IGBT在短路时IGBT驱动核输出V<sub>GE</sub>实际电压波形,从波形可以看出V<sub>GE</sub>缓慢降低,事实证实IGBT短路或者过载时驱动核软关断特性好。并且从图中可知,IGBT出现短路故障后,大

约在8.4 μs的响应时间后执行软关断。

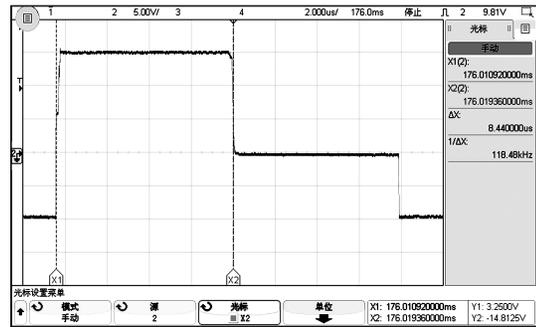


图17 IGBT出现过流故障后驱动电路输出波形  
Fig.17 Drive circuit output waveform after the overcurrent fault of IGBT

图18和图19为采用本文所述的IGBT驱动电路所设计的电磁搅拌器专用变频电源柜输出的三相实际电压波形和三相实际电流波形。图20中通道1为电磁搅拌器专用变频电源输出给负载的实际输出单相电流波形,通道4为电磁搅拌器专用变频电源输出给负载的实际单相电压波形,通道M1为电磁搅拌电源输出单相电压与单相电流乘积的实时功率大小波形。

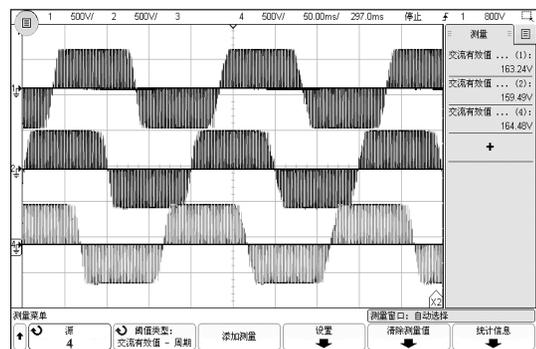


图18 电磁搅拌变频电源输出的三相电压波形  
Fig.18 Three-phase output voltage waveforms of variable frequency power supply of electromagnetic stirrer

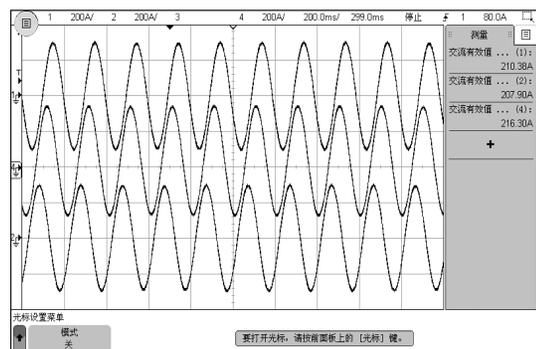


图19 电磁搅拌变频电源输出的三相电流波形  
Fig.19 Three-phase output current waveforms of variable frequency power supply of electromagnetic stirrer

(下转第45页)

制。它通过在滞后桥臂增加续流支路及隔直电容使得在换流时出现振荡过程,放宽了滞后桥臂零电流开通的条件,从而提升了转换效率。最后,通过基于实际电路参数的PSPice仿真进行了验证,具有一定的实用价值。

#### 参考文献

- [1] 刘胜利.现代高频开关电源使用技术[M].北京:电子工业出版社,2001:165-175.
- [2] 崔超,李红梅,张恒果.改进移相全桥DC/DC变换器的建模研究[J].电源技术与应用,2018,44(4):146-148,152.
- [3] 阮新波,严仰光.脉宽调制DC/DC全桥变换器的软开关设计[M].北京:科学出版社,1999:22-36.
- [4] 丁奇,杨海涛,刘聪.平均电流控制型移相全桥DC/DC变换器设计方法的研究[J].电气工程学报,2018,13(9):32-37.
- [5] Gao Y, Yang M. Design and simulation of ZVZCS phase-shifted full bridge PWM converter[C]//2016 International Symposium on Computer, Consumer and Control (IS3C). Xi'an, China: IEEE, 2016: 923-925.
- [6] Modepalli Kumar, Mohammadpour Ali, Li Tao, *et al.* Three-phase current-fed isolated DC-DC converter with zero-current

switching[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(1): 242-250.

- [7] Matsuo H, Yonemori H, Yasaka Y. Phase-shift controlled zero current switching high frequency inverter in the MHz frequency range[C]//The 2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA. Sapporo, Japan: IEEE, 2010: 2213-2218.
- [8] 王鑫.移相全桥软开关变换器的研究和设计[J].电子测试,2016,20:30-31.
- [9] 莫丹丹.一种新型的基于移相控制的四相全桥直流变换器的研究[D].南京:南京航空航天大学,2017:27-30.
- [10] 尚子凡.一种宽范围软开关全桥DC-DC变换器[D].北京:北京交通大学,2017.
- [11] Koo G B, Moon G W, Youn M J. New zero voltage switching phase-shift full-bridge converter with low conduction losses[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(1): 228-235.
- [12] Shi K, Zhang D, Zhou Z, *et al.* A novel phase-shift dual-bridge converter with full soft-switching range and wide conversion range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(11):7747-7760.

收稿日期:2020-01-15

修改稿日期:2020-03-02

(上接第26页)

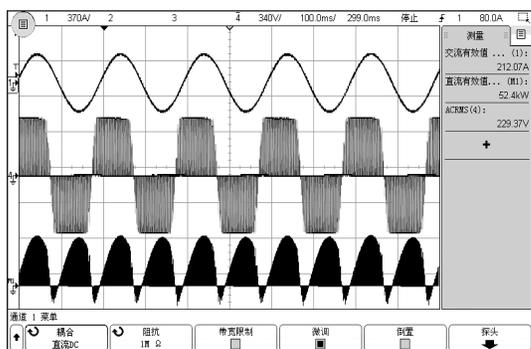


图20 电磁搅拌器变频电源单相输出电压、电流和功率波形

Fig.20 Single-phase output voltage, current and power waveforms of variable frequency power supply of electromagnetic stirrer

## 5 结论

本文以国产的IGBT驱动核设计一款适应电磁搅拌器专用变频电源使用的大功率IGBT驱动电路,并将该驱动电路应用在湖南中科电气第5代专用变频电源柜中。通过一年多的工程应用实践,证明该驱动电路具有较强的大功率驱动能力,而且该IGBT驱动电路具有完善的短路过流保护、有源钳位功能、电源监测功能以及智能故障管理功能,极大提高了功率器件驱动系统的效率和可靠性,是一种非常高效可靠的大功率驱动

电路,在大功率电磁搅拌器变频电源中具有很高的应用价值。

#### 参考文献

- [1] 杨媛,文阳,李国玉.大功率IGBT模块及驱动电路综述[J].高压技术,2018,44(10):3207-3220.
- [2] 郑月非,张爱玲.以2SD315AI为核心的IGBT驱动电路的设计与调试[J].电气技术,2010,11(3):65-67.
- [3] 于瑛.级联高压变频电源功率单元IGBT的驱动和保护[J].西安建筑科技大学学报(自然科学版),2013,45(1):147-152.
- [4] 张显,邢鹏.大功率IGBT驱动模块2SD315的应用关键问题分析[J].电子元器件应用,2008,10(10):36-38,41.
- [5] 鲁通,马建荣,陈峰,等.基于2SD315AI的静电除尘用高频高压电源研制[J].电子设计工程,2013,21(2):104-107.
- [6] 刘攀,布晓萌,雷龙,等.一种IGBT全桥逆变驱动电路的设计[J].信息技术,2014(10):125-128,133.
- [7] 罗志清,刘庆,袁汉祖,等.新型IGBT驱动器2SC0435T的应用[J].舰船电子工程,2012,32(8):137-140.
- [8] 刘革菊.二代大功率IGBT短路保护和有源钳位电路设计[J].山西电子技术,2013(1):20-23.
- [9] 张磊,成恒珍,顾先明.矿用变频器IGBT模块驱动电路的设计[J].科技信息,2014(11):236-237.
- [10] 唐志锋,廖政.新型光耦ACPL-333J在IGBT门极驱动电路中的应用[J].企业科技与发展,2013(13):33-35.

收稿日期:2019-12-14

修改稿日期:2020-01-13