

基于 ACPL-32JT 输出电源电压偏差的 解决方案研究

丁祥根^{1,2}, 钱如峰²

(1. 上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200444;

2. 上海汽车变速器有限公司, 上海 201807)

摘要: 针对 ACPL-32JT 隔离光耦驱动芯片高集成度所带来的驱动隔离电源输出电压偏差大、不可调的问题, 对其实际应用的电路参数进行了修正。通过对绝缘栅双极型晶体管(IGBT)门极驱动导通电压的测试验证, 证明了修正后的电路能够有效地解决输出电压偏差大的问题, 使电机控制器在批量生产过程中的稳定性与可靠性得到了有效的保障。

关键词: 驱动芯片; 绝缘栅双极型晶体管; 导通电压; 门极驱动

中图分类号: TM571 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd22280

Research on the Solution of Output Power Voltage Deviation Based on the ACPL-32JT

DING Xianggen^{1,2}, QIAN Rufeng²

(1. School of Mechatronic Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200444, China;

2. Shanghai Automobile Gear Works, Shanghai 201807, China)

Abstract: In order to solve the problems of large variation range and non-adjustable of the output voltage while the isolated optocoupler driver chip ACPL-32JT is highly integrated in drive circuit, a modification strategy was proposed by optimizing the circuit parameters for practical application. Through the test on the turning-on voltage of insulated gate bipolar transistor (IGBT), it is proved that the modified circuit can effectively solve the problem of large output voltage deviation, the stability and reliability of motor controller in mass production were effectively guaranteed.

Key words: driver chip; insulated gate bipolar transistor(IGBT); turning-on voltage; gate drive

绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)作为新一代全控型电力电子器件,在交流变频器、伺服驱动器、大功率开关电源、电子逆变焊机及不间断电源(uninterruptible power supply, UPS)等设备上得到了广泛的应用。IGBT模块利用电压驱动,具有驱动功率小、饱和导通电压低及工作可靠等优点,驱动电源对保证IGBT工作的可靠性起着关键性作用。近年来,随着电力电子技术的发展,各领域对IGBT驱动电源的体积、重量、效率等方面都提出了更高的要求。ACPL-32JT隔离光耦驱动芯片集成了隔离电源驱动功能,与传统的单端反激式变换电路相比较,具有体积更小、重量更轻、线路更简单及所

占空间更小等优点。

本文针对 ACPL-32JT 隔离光耦驱动芯片输出电压偏差大的问题,分析了其对 IGBT 门极驱动的影响以及在恶劣工况下损坏 IGBT 的风险,然后通过外围电路的优化,给出了具体的产品问题解决方案。

1 IGBT 门极驱动的要求

IGBT 模块驱动电源的性能主要取决于 IGBT 模块的开关特性和驱动电路的工作环境。IGBT 模块的开关特性以及对驱动电源的要求主要有以下几点^[1]:导通电压、关断电压、门极驱动功率、峰值驱动电流、电气隔离能力和适应工作环境温

度的能力。

1.1 导通电压

由于IGBT栅极的特点^[2],门极驱动电压不能大于20 V。当门极开通电压大于20 V时,会导致IGBT的门极击穿,造成器件永久性损坏。IGBT的门极驱动电压在达到10 V时,IGBT便可实现开通,但10 V的门极开通电压并不能实现IGBT高效率的开关。因此,IGBT门极开通电压的正常取值范围在10~20 V之间。当门极开通电压偏低时,容易导致IGBT无法实现高效开关,IGBT的开关损耗与导通损耗均会增大,不仅增加了IGBT的实际损耗,还会影响IGBT导通后的电流输出能力;当门极开通电压偏高时,会导致短路电流增大,能够承受的短路时间变短,短路保护的难度加大。因此,为了得到优异的开通性能,一般IGBT的开通电压选择在15(1±0.05)V范围内。

1.2 关断电压

为了保证IGBT模块可靠关断,同时减小开关损耗和增加对 du/dt 的抗干扰能力,一般使用负压作为反向偏置关断电压。在进行高电压、大功率IGBT模块的驱动设计时,由于高电压下的开关会导致 du/dt 变大,IGBT栅极会通过栅-源极寄生电容耦合开关噪声,与IGBT内部串连的电阻并联而形成回路,并且米勒效应也会导致当电流流过电路内部电阻时,IGBT芯片门极电压升高,引起IGBT误导通,所以IGBT的工作电压越高、电流越大,关断所需的反向偏置电压便要求越高。

1.3 门极驱动功率

IGBT模块进行开关工作时,模块所需能量全部来自于门极的驱动电源。IGBT在开关过程中所需能量主要由IGBT的开关频率、开关偏置电压和门极电荷所决定。故而IGBT驱动电源所需提供的最小平均驱动电流函数为

$$I_{avs} = Q_G \times f_s \quad (1)$$

式中: I_{avs} 为平均驱动电流; Q_G 为门极充电总量,其数值可以从IGBT数据手册中门极充电曲线上获得; f_s 为开关频率。

IGBT驱动电源所需提供的最小驱动功率函数为

$$P_s = I_{avs} \times \Delta U_G \quad (2)$$

式中: P_s 为平均驱动功率; ΔU_G 为开关电压压差。

1.4 峰值驱动电流

IGBT模块栅极具有电容效应,虽然其平均驱

动功率很小,但是为了使IGBT模块快速开通,需要较大的峰值驱动电流。理想情况下,峰值电流的计算函数为

$$I_{G(\text{peak})} = \Delta U_G / R_G \quad (3)$$

式中: $I_{G(\text{peak})}$ 为栅极峰值驱动电流; R_G 为栅极驱动电阻。

1.5 电气隔离能力

逆变器或电机驱动器通常采用全桥电路,具有电压高、电流大等特点。位于桥臂上的IGBT模块处于浮动地点,上桥臂开关器件的电位随着器件开关而变化,因此驱动电源必须具有隔离控制电路与功率电路的能力。这种隔离在隔离点需承受在IGBT应用中出现的最高电压(即尖峰电压)^[3]。

1.6 适应工作环境温度的能力

采用IGBT作为功率器件的各类控制器,在不同的应用场合,其工作环境也存在较大差异。在环境温度较低时,需要保证驱动电源能正常启动工作,而在环境温度较高时,需要保证驱动电源的输出功率、温升等均能满足IGBT的实际需求。

2 基于ACPL-32JT的反激稳压电源

ACPL-32JT是Avago公司于2014年在中国大陆推出的一款高集成度的驱动芯片,在传统的IGBT驱动隔离芯片的基础上,集成了IGBT驱动隔离电源的驱动与控制功能。该芯片的最高工作温度为125℃,达到了汽车级要求,在汽车用电机控制器的应用中,由于其更高的功能集成度,使IGBT驱动电路在小型化、模块化设计中得到了广泛应用;能够在逆变器功率相同的情况下,做到更小的产品体积和更高的功率密度。

2.1 ACPL-32JT芯片的介绍

ACPL-32JT^[4]是Avago公司推出的一款驱动电流可达到2.5 A的门极驱动光耦,适用于汽车级的逆变器、DC/DC控制器、AC/DC控制器等的IGBT门极驱动电路,具备了欠压保护、IGBT故障保护、欠压锁定(under voltage lock out, UVLO)、软关断、故障保护信息反馈等功能。主要应用于电力牵引列车逆变器、电源转换器、电池充电器、空调和油泵马达驱动器、混合动力汽车(hybrid electrical vehicle, HEV)和电动汽车等。其内部组成框图如图1所示。

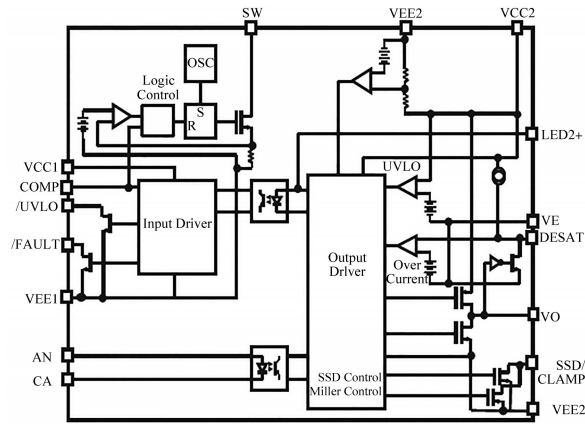


图1 ACPL-32JT内部组成框图

Fig.1 Internal composition block diagram of ACPL-32JT

2.2 ACPL-32JT芯片的典型应用

ACPL-32JT的驱动电路主要由原边电路、DC/DC隔离电源电路^[5]、驱动信号推挽放大电路、IGBT退饱和检测电路、IGBT门极驱动米勒电流

嵌位电路等几部分组成,其数据手册推荐的典型应用电路如图2所示。

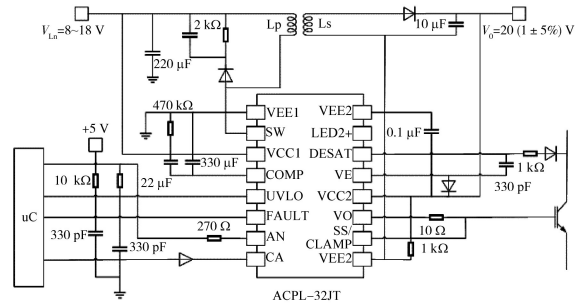


图2 ACPL-32JT典型应用电路

Fig.2 Typical application circuit of ACPL-32JT

2.3 基于ACPL-32JT的IGBT驱动实际应用电路

参照ACPL-32JT数据手册所推荐的典型应用电路,根据所选IGBT的实际工作电压、门极电荷、开关特性、驱动功率等要求,进行IGBT驱动电路设计,如图3所示。

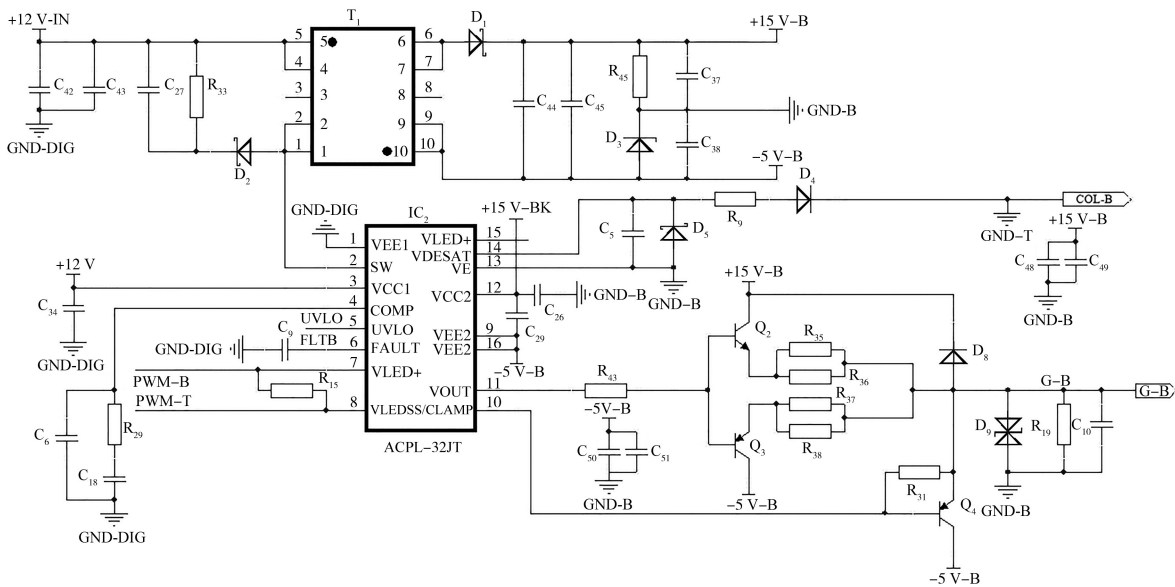


图3 ACPL-32JT IGBT驱动电路

Fig.3 IGBT drive circuit of ACPL-32JT

根据ACPL-32JT的数据手册可知,集成在该芯片的隔离电源DC/DC的原边驱动功率管的功率为2W,故而在隔离变压器的选型设计时,采用了日立公司生产的一款功率为2W的隔离电源变压器。通过该变压器可以为副边驱动信号提供功率为2W的隔离电源,副边电源采用稳压管与分压电阻串联的方式,将电源输出电压分为了2段,采用了1个NPN及1个PNP的三极管对IGBT的驱动信号进行放大,采用高压二极管与电阻串联接到IGBT的C极,实现对IGBT退饱和行为的检测。

3 基于ACPL-32JT的隔离电源输出特性对比分析

3.1 与LM3478的隔离电源输出电压误差对比

ACPL-32JT用于控制外部隔离电源变压器输出电压的反馈电路,集成在了ACPL-32JT芯片内部,因此采用ACPL-32JT作为驱动芯片的驱动隔离电源,其输出电压误差完全由驱动芯片自身决定。ACPL-32JT未设计外部的调节手段来修正隔离电源的输出电压,从而达到IGBT门极驱动期望的电压值。由ACPL-32JT的数据手册可

知,芯片的正常输出电压范围在18~22 V之间,额定输出电压为20 V,其输出电压的误差精度控制在±10%。

单端反激电源控制芯片LM3478^[6]的输出电压采用的是外置采样电路,可完全根据客户的实际需要进行电压输出的自我调节。由数据手册可知其反馈电源的电压范围在1.228~1.292 V,额定电压为1.26 V,可得输出电压的误差精度控制在±2.539%。

对比采用ACPL-32JT与采用LM3478作为反激电源的控制芯片,在隔离电源输出电压上,芯片本身的误差接近4倍。

3.2 量产产品隔离电源输出电压误差对比

实际量产产品中,采用ACPL-32JT驱动芯片,在隔离电源输出电压上的实际偏差较大。在实际生产中,选取了15块驱动板,对IGBT门极驱动电路的开通电压和上、下桥臂之间的开通电压偏差进行对比计算,实测数据表如表1所示。

对以上实际测试数据进行对比分析,发现同相IGBT的上、下桥开通电压偏差较大,其中编号9的驱动板U相上、下桥之间的开通电压偏差为2.29 V。IGBT门极导通时间的计算公式为

$$t = -RC \cdot \ln\left(1 - \frac{U}{U_m}\right) \quad (4)$$

式中: t 为导通时间; R 为开通电阻; C 为IGBT的G极和E极间容值; U 为导通电压,值为10 V; U_m 为门极电压。

按式(4)计算编号9的驱动板U相上、下桥之间导通时间偏差百分比 η 如下:

$$\eta = \frac{t_2 - t_1}{t_1} = \frac{1.40RC - 1.03RC}{1.03RC} \cdot 100\% = 35.9\% \quad (5)$$

可见,编号9的驱动板U相上、下桥之间的门极开通时间偏差达到了35.9%。门极开通时间的偏差不仅影响死区时间,过大的死区时间会影响输出电压与输出电流,导致IGBT控制不稳定,而且较长的开通时间还会增大IGBT的开通损耗,给系统散热带来更大的负担。

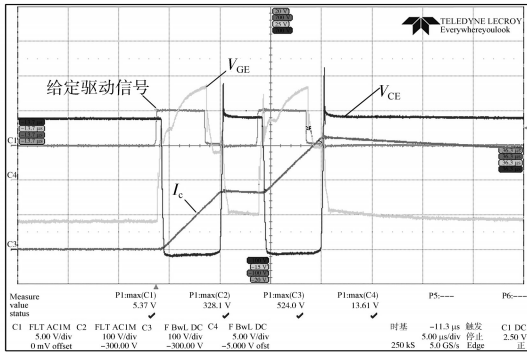
3.3 隔离电源输出电压偏差对IGBT控制的影响分析

针对实际生产中门极开通电压偏差较大的问题,对隔离电源输出电压偏差所引起的IGBT特性进行了相同工况下的双脉冲测试,其测试波形如图4所示。

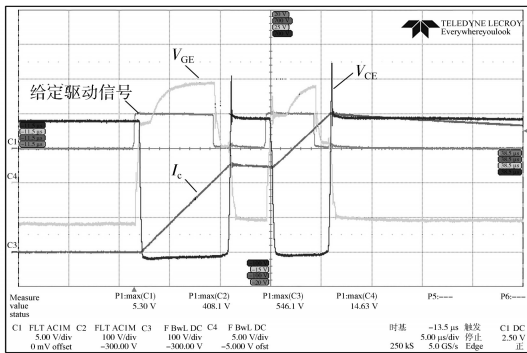
表1 IGBT门极驱动开通电压实测数据表

Tab.1 Measured data sheet of IGBT gate drive turn-on voltage

编号	测试项目	开通电压/V	测试项目	开通电压/V	误差/V
1	U_T-GND_T	14.65	U_B-GND_B	13.86	0.79
	V_T-GND_T	14.12	V_B-GND_B	14.05	0.07
	W_T-GND_T	14.09	W_B-GND_B	15.03	-0.94
2	U_T-GND_T	14.75	U_B-GND_B	14.17	0.58
	V_T-GND_T	14.86	V_B-GND_B	14.71	0.15
	W_T-GND_T	13.78	W_B-GND_B	15.26	-1.48
3	U_T-GND_T	14.51	U_B-GND_B	14.34	0.17
	V_T-GND_T	14.21	V_B-GND_B	14.38	-0.17
	W_T-GND_T	14.32	W_B-GND_B	14.47	-0.15
4	U_T-GND_T	14.41	U_B-GND_B	14.62	-0.21
	V_T-GND_T	14.31	V_B-GND_B	15.53	-1.22
	W_T-GND_T	14.91	W_B-GND_B	13.86	1.05
5	U_T-GND_T	14.65	U_B-GND_B	13.36	1.29
	V_T-GND_T	15.32	V_B-GND_B	14.05	1.27
	W_T-GND_T	14.37	W_B-GND_B	15.21	-0.84
6	U_T-GND_T	14.51	U_B-GND_B	14.34	0.17
	V_T-GND_T	14.21	V_B-GND_B	14.38	-0.17
	W_T-GND_T	14.32	W_B-GND_B	14.47	-0.15
7	U_T-GND_T	14.5	U_B-GND_B	14.17	0.33
	V_T-GND_T	14.16	V_B-GND_B	14.21	-0.05
	W_T-GND_T	13.82	W_B-GND_B	14.46	-0.64
8	U_T-GND_T	15.41	U_B-GND_B	14.62	0.79
	V_T-GND_T	14.31	V_B-GND_B	15.23	-0.92
	W_T-GND_T	14.31	W_B-GND_B	13.56	0.75
9	U_T-GND_T	15.55	U_B-GND_B	13.26	2.29
	V_T-GND_T	14.36	V_B-GND_B	14.75	-0.39
	W_T-GND_T	13.77	W_B-GND_B	15.21	-1.44
10	U_T-GND_T	13.91	U_B-GND_B	14.62	-0.71
	V_T-GND_T	14.87	V_B-GND_B	15.53	-0.66
	W_T-GND_T	15.41	W_B-GND_B	14.26	1.15
11	U_T-GND_T	14.57	U_B-GND_B	14.82	-0.25
	V_T-GND_T	14.87	V_B-GND_B	15.03	-0.16
	W_T-GND_T	15.31	W_B-GND_B	14.36	0.95
12	U_T-GND_T	14.66	U_B-GND_B	15.42	-0.76
	V_T-GND_T	14.61	V_B-GND_B	15.33	-0.72
	W_T-GND_T	13.91	W_B-GND_B	14.86	-0.95
13	U_T-GND_T	14.91	U_B-GND_B	13.82	1.09
	V_T-GND_T	14.67	V_B-GND_B	14.53	0.14
	W_T-GND_T	14.54	W_B-GND_B	13.66	0.88
14	U_T-GND_T	14.41	U_B-GND_B	14.62	-0.21
	V_T-GND_T	14.87	V_B-GND_B	14.53	0.34
	W_T-GND_T	13.71	W_B-GND_B	14.26	-0.55
15	U_T-GND_T	15.55	U_B-GND_B	15.32	0.23
	V_T-GND_T	13.97	V_B-GND_B	14.96	-0.99
	W_T-GND_T	13.41	W_B-GND_B	13.76	-0.35



(a) 门级驱动电压13.61 V



(b) 门级驱动电压14.63 V

图4 门极开通电压偏差1.02 V条件下的双脉冲

Fig.4 Double pulse under the condition of gate turn-on voltage deviation of 1.02 V

在同一块驱动印制电路板 (printed circuit board, PCB) 上进行了门极开通电压为 13.61 V 与 14.63 V 的双脉冲对比波形测试;由实际测试的数据波形可知:

1) 门极驱动电压为 13.61 V 时,在 IGBT 开通过程中, V_{GE} 电压上升至米勒平台处时,电压有明显的跌落;而门极驱动电压为 14.63 V 时,IGBT 开通过程中在米勒平台处驱动波形良好;

2) 门极驱动电压为 13.61 V 时,IGBT 的电流波形与 V_{CE} 的电压波形相交之前存在上升现象;门极驱动电压为 14.63 V 时,在电流波形与 V_{CE} 的电压波形相交之前,无明显上升。

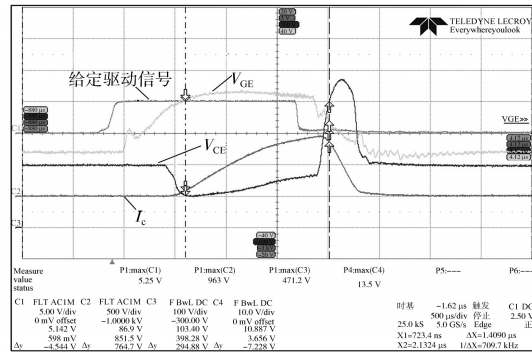
由以上现象分析可得以下两点:

1) 驱动电压为 13.61 V 时,在 IGBT 开通过程中,其门极驱动的稳定性的存在潜在风险^[7];

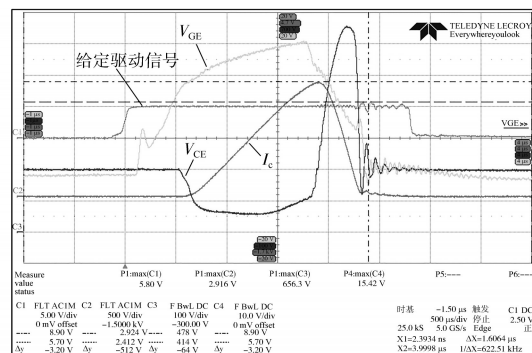
2) 驱动电压为 13.61 V 与 14.63 V 相比,前者的 IGBT 实际开通损耗略大于后者。

对隔离电源输出电压偏差所引起的 IGBT 特性进行了相同工况下的短路测试,其波形如图 5 所示。

在同一块驱动 PCB 板上进行了门极开通电压为 13.56 V 与 15.42 V 的短路波形测试。由实际测试的数据波形可知:门极驱动电压为 13.56 V,



(a) 门级驱动电压13.56 V



(b) 门级驱动电压15.42 V

图5 门极开通电压偏差1.86 V条件下的短路测试

Fig.5 Short circuit test under the condition of gate turn-on voltage deviation of 1.86 V

IGBT 的最大导通电流为 963 A, IGBT 的 V_{CE} 导通电压随导通电流的增大几乎成线性增大;门极驱动电压为 15.42 V 时, IGBT 的最大导通电流为 2 916 A, 在导通电流小于 IGBT 额定电流 2.5 倍之前, IGBT 的 V_{CE} 导通电压基本无增大的趋势。

对以上现象分析可知:与驱动电压为 15.42 V 时相比,驱动电压为 13.56 V 时,在 IGBT 的导通损耗更大,由此引起的 IGBT 温升也更高。

4 解决方案

针对 IGBT 门极驱动电源输出电压偏低引起的 IGBT 损耗偏差较大问题,基于 ACPL-32JT 驱动芯片的驱动方案,在实际应用中对其反馈的回路进行了优化设计修改,其修改后的电路如图 6 所示。

在原有的电路基础上,增加了一个 1210 封装的 0R 电阻 R_{S8} , 在生产过程中, R_{S8} 正常焊接。在 PCBA 的功能测试 (functional circuit test, FCT) 阶段,当发现驱动电源的上、下桥臂之间门极电压偏差过大时,根据实际偏差的电压大小,将 R_{S8} 拆下更换导通压降为 0.3 V 的锗二极管或 0.7 V 的硅二极管,通过二极管的管压降,在电源反馈电压不变的情况下,增加其前一级的实际输出电压^[8],

达到有效控制上、下桥臂之间门极驱动电压偏差的目的,从而提高产品的稳定性和可靠性。

在实际生产过程中对于电压偏差较大的PCB板进行反馈调节后的测试对比数据如表2所示。

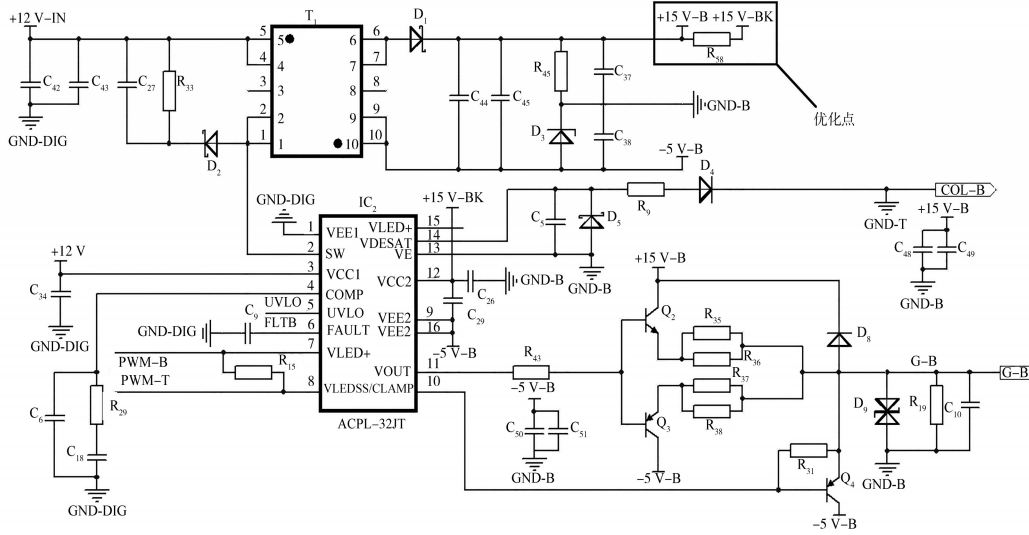


图6 优化反馈回路后的驱动电路图

Fig.6 The drive circuit diagram after optimizing the feedback loop

表2 IGBT 门极驱动开通电压修正实测数据表

Tab.2 Measured data table of IGBT gate actuated open voltage correction

编号	误差/V	调节对象	调节后的开通电压/V	调节后误差/V
1	0.79	U_B-GND_B	14.56	0.09
	0.07	/	/	/
2	-0.94	W_T-GND_T	14.78	0.25
	0.58	U_B-GND_B	14.87	0.12
3	0.15	/	/	/
	1.05	W_T-GND_T	14.41	0.5
4	0.17	/	/	/
	-0.17	/	/	/
5	1.06	W_B-GND_B	14.46	0.36
	-0.21	/	/	/
6	-1.12	V_T-GND_T	15.01	0.42
	0.05	/	/	/
7	1.03	U_B-GND_B	14.56	0.33
	1.07	V_B-GND_B	14.74	0.38
8	-0.84	W_T-GND_T	15.06	0.15

从表2可知,进行反馈调节后,在选出的5块驱动板中,驱动板上、下桥之间的开通电压偏差最大只有0.5 V,通过式(4)计算可知,门极开通时间偏差仅为6.3%。因此,对基于ACPL-32JT驱动芯片的反馈回路进行优化后,驱动板上、下桥之间的开通电压一致性较好,有效地避免了因门极开通时间不一致带来的IGBT控制不稳定、开通损耗大等不良后果。

5 结论

在IGBT驱动电路的设计中,IGBT驱动的门极电源对IGBT驱动的开通时间、开通损耗、关断时间、关断损耗^[9]、上下桥的死区时间等均有较大影响^[10]。IGBT驱动隔离电源对电压输出精度、上下桥臂之间的电压偏差及相与相之间的电压偏差要求均较高,在实际产品生产过程中如何有效地通过最小的设计优化达到提高产品稳定性、可靠性与合格率的要求,更能反映一个工程师的实际价值。通过试验测试与分析,在对电源反馈回路节点进行优化后,基于ACPL-32JT驱动芯片的驱动方案的输出电压偏差问题得到了有效解决,使控制器在批量生产过程中的稳定性与可靠性得到了有效保障。

参考文献

[1] 许路. 中高压大功率IGBT驱动技术研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2019.
 Xu Lu. Research on high-power IGBT drive technology for medium and high voltage[D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2019.

[2] 韩朋乐. IGBT栅极驱动电阻的选择和计算[J]. 通信电源技术, 2019, 36(3): 36-38.
 Han Pengle. Selection and calculation of IGBT gate drive resistance[J]. Telecom Power Technologies, 2019, 36(3): 36-38.

[3] 周雅夫, 侯克哈, 连静. 车用电机控制器IGBT驱动板隔离电源优化设计[J]. 汽车实用技术, 2019(9): 87-90.
 Zhou Yafu, Hou Kehan, Lian Jing. Design of automotive IGBT

drive power supply[J]. *Automobile Technology*, 2019(9):87-90.

[4] 夏一帆,王征宇,陈建明,等. 基于ACPL-32JT的电动汽车电机控制器IGBT驱动电路设计[J]. *大功率交流技术*, 2015(3):54-57.
Xia Yifan, Wang Zhengyu, Chen Jianming, *et al.* IGBT drive circuit design of electric vehicle motor controller based on ACPL-32JT[J]. *High Power Converter Technology*, 2015(3):54-57.

[5] 韩猛,陈昭,张玮麟. 新型电动汽车双向隔离型DC-DC变换器控制策略[J]. *电机与控制应用*, 2020, 47(7):29-34.
Han Meng, Chen Zhao, Zhang Weilin. Control strategy for a new type of electric vehicle bi-directional isolated DC-DC converter[J]. *Electric Machines & Control Application*, 2020, 47(7):29-34.

[6] 朱斌. 电动汽车用永磁同步电机模型预测控制及快速开发平台研究[D]. 镇江:江苏大学, 2019.
Zhu Bin. Model predictive control and rapid development platform of permanent magnet synchronous motors for electric vehicles[D]. Zhenjiang: Jiangsu University, 2019.

[7] Adapa A K, Venkatramanan D, John V. Auxiliary subsystems of a general-purpose IGBT stack for high-performance laboratory power converters[J]. *Sādhanā*, 2017, 42(8):1-8.

[8] Jin-Hong Kim, Joon Sung Park, Bon-Gwan Gu, *et al.* Turn-on loss reduction for high voltage power stack using active gate driving method[J]. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2017, 12(2):632-642.

[9] 王倩,施荣,刘丽,等. 适用于大功率绝缘栅双极型晶体管的两段式有源门极关断技术的研究[J]. *电气传动*, 2018, 48(10):75-78.
Wang Qian, Shi Rong, Liu Li, *et al.* Research on two-stage active gate closing technology which is suitable for high power insulated gate bipolar transistor[J]. *Electric Drive*, 2018, 48(10):75-78.

[10] Luo Haoze, Francesco Iannuzzo, Paula Diaz Reigosa, *et al.* Modern IGBT gate driving methods for enhancing reliability of high-power converters—an overview[J]. *Microelectronics & Reliability*, 2016, 58:141-150.

收稿日期:2020-08-10

修改稿日期:2020-09-01

(上接第61页)

[14] 姜山. 基于支持向量机的高压线路故障原因辨识[D]. 北京:华北电力大学, 2016.
Jiang Shan. Fault cause identification of high voltage transmission lines based on support vector machine[D]. Beijing: North China Electric Power University, 2016.

[15] 李离南. 高压交流输电线路故障特征挖掘与故障原因辨识[D]. 济南:山东大学, 2017.
Li Linan. Fault feature mining and fault cause identification of high voltage AC transmission lines[D]. Jinan: Shandong University, 2017.

[16] 彭向阳,李鑫,张国清. 输电线路故障辨识电磁暂态仿真研究[J]. *高压电器*, 2013(8):8-15.
Peng Xiangyang, Li Xin, Zhang Guoqing. Electromagnetic transient simulation on fault identification lines[J]. *High Voltage Apparatus*, 2013(8):8-15.

[17] 彭向阳,李鑫,姚森敬,等. 基于行波电流暂态特性的输电线路故障原因辨识[J]. *南方电网技术*, 2012, 6(5):43-47.
Peng Xiangyang, Li Xin, Yao Senjing, *et al.* The identification of the fault cause of overhead transmission lines based on the transient characteristics of travelling wave current[J]. *China Southern Power Grid technology*, 2012, 6(5):43-47.

[18] 陈学伟. 500 kV输电线路精确故障定位技术研究[D]. 济南:山东大学, 2013.
Chen Xuewei. Research on accurate fault location technology of 500 kV transmission line[D]. Jinan: Shandong University, 2013.

[19] Behvandi A, Seifossadat S G, Saffarian A. A new method for discrimination of internal fault from other transient states in power transformer using Clarke's transform and modified hyperbolic S-transform[J]. *Electric Power Systems Research*, 2020, 178:106023.

[20] Derrien T, Johnson R, Bussotti G, *et al.* Wavelet speech enhancement based on the Teager energy operator[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2001, 8(1):10-12.

收稿日期:2020-08-03

修改稿日期:2020-09-23