

基于 DSP+FPGA 的再生制动能量吸收装置控制系统

周 成, 陈洁莲, 陶洪亮, 张 敏, 周立明

(株洲变流技术国家工程研究中心有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘 要: 设计了一种以 DSP+FPGA 为控制核心的高性能数字控制系统, 用以提高再生制动能量吸收装置的动态响应速度及稳态精度。简述了制动能量吸收装置的主电路及其工作原理, 重点介绍了基于 DSP+FPGA 的控制系统的硬件和软件的设计。全功率试验和现场运行效果表明, 该系统响应速度快, 控制精度高, 实现了实时、准确地稳定电网电压的功能。

关键词: 再生制动; 能量吸收; 控制系统; 网压

中图分类号: U231.8

文献标识码: A

文章编号: 1671-8410(2011)05-0009-04

Control System of Regenerative Braking Energy Absorption Device Based on DSP and FPGA

ZHOU Cheng, CHEN Jie-lian, TAO Hong-liang, ZHANG Min, ZHOULi-ming

(Zhuzhou National Engineering Research Center of Converters Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: In order to improve dynamic response speed and static control precision of regenerative braking energy absorption device, a high-performance digital control system based on DSP and FPGA is designed. It describes main circuit and operation principle of the device, stresses the design of hardware and software for control system based on DSP and FPGA. Results of full power test and field operation show that the system has fast dynamic response speed and high control precision, which can realize stability of the grid voltage in real-time.

Key words: regenerative braking; energy absorption; control system; power network voltage

0 引言

城市轨道交通列车在制动时会向牵引网回馈能量, 致使牵引网电压上升, 影响系统中电站设备和车辆的稳定运行, 所以需要设置能量吸收装置来维持牵引网电压的稳定。目前国外再生制动能量吸收装置类型主要包括电阻耗能型、电容储能型、飞轮储能型和逆变回馈型 4 种。电阻消耗型方案具有控制相对简单、工作可靠、综合投资较低等优点^[1], 故国内普遍采用该方案。

近年来, 越来越多的轨道交通系统采取将能量吸收装置置于地面、并联于牵引变电所的直流母线的模

式, 以减少车载电阻设备, 抑制隧道内温度的升高, 提升环保效应^[2]。能量吸收装置主要由系统主电路及控制系统两部分组成, 本文主要介绍一种基于 DSP+FPGA 的高性能控制系统。

1 装置主电路

装置主电路方案设计主要依据列车再生制动电流对速度的典型关系曲线, 同时考虑列车工作时的系统条件及技术参数、列车的运行规律等因素。

1.1 主电路构成

系统主电路如图 1 所示, 由高速断路器、电动隔离开关、避雷器、直流接触器、充放电单元、滤波单元、IGBT 斩波单元、能量吸收电阻单元及电压和电流检测单元等组成。当车辆工作的直流网压额定值为 1 500 V

收稿日期: 2011-06-10

作者简介: 周成(1983-), 男, 硕士, 主要从事变流技术的研究工作。

时,能量吸收电阻单元中RY1~RY12才投入使用;当车辆工作的直流网压额定值为750 V时,需手动操作吸收电阻切换开关(QS1~QS12)使吸收电阻RY1~RY12短接而不投入系统使用。主电路中其他器件的参数选型须兼顾750 V及1 500 V两种电压制式下的使用要求。

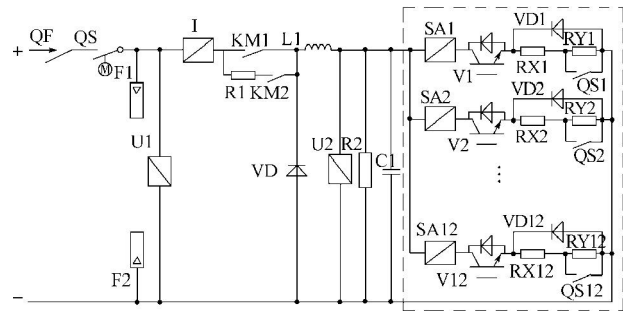


图1 制动能量吸收装置主电路图

Fig. 1 Main circuit of the braking energy absorption device

1.2 工作原理

为了保证能量吸收装置的准确投入和撤出,控制系统需采集直流网压信号(由电压传感器检测后转换计算得到)交流侧供电电压对应到直流侧的电压归算值以及直流侧母线电流信号(分别由电压传感器和电流传感器检测后转换计算得到),从而对列车的运行状态进行准确判断。一旦判断并确认列车处于再生制动状态并需要吸收能量时,立即投入能量吸收装置,同时根据再生制动时直流母线电压的变化实时调节斩波器的占空比,改变电阻单元的吸收功率,从而稳定直流网压^[1,3]。因装置吸收功率与吸收支路数成正比,每套装置设计12个独立的吸收支路,每条支路由一个IGBT斩波支路控制,构成12相不重恒压吸收控制系统,从而在增加吸收功率的同时,也提高了总的斩波频率,改善了吸收效果。

2 控制系统

控制系统采用双微机系统模式(图2),其可靠性和稳定性直接影响整个装置的工作性能。下位机为控制系统的核心部分,其控制器采用DSP和FPGA芯片,主要完成数据采集、逻辑译码、PI调节运算、多相PWM脉冲输出、故障判断及处理、系统通信等工作^[4-5]。上位机是控制系统的人机交互工具,采用PLC(可编程逻辑控制器)和触摸屏相结合的形式,主要实现控制系统的监控管理,并通过RS485总线完成与SCADA(数据采集与监视控制系统)以及下位机的通信。

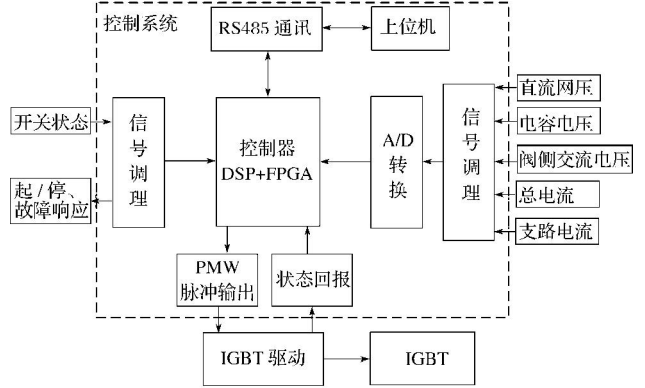


图2 控制系统框图

Fig. 2 Block diagram of the control system

2.1 硬件设计

下位机是以标准6U插件为基本形式,以“双DSP+双FPGA”为控制核心的全数字高速实时控制器。控制器机箱使用6U电磁兼容机箱,所有插件都安装在机箱内的标准插槽上,通过背板完成插件之间的信号连接,从而构建完整的系统。该控制器机箱能够实现的功能主要包括:24路PWM脉冲输出、16路数字量输入、8路数字量输出、24路模拟量输入、4路模拟量输出、56路可选光纤输入及输出;同时控制平台配置了包含485接口、USB接口、CAN接口(1Mbps)、以太网接口(10/100M自适应)及光纤通信口等完备的通信接口,以满足系统集成和联网的要求。

下位机控制机箱所含各种插件的功能如下:

(1) 电源插件

该插件主要为控制机箱内各插件及主电路传感器提供+5 V、±15 V、+24 V工作电源。电源电路采用高精度的开关电源模块,输入电压范围宽;同时设计了电源滤波及抗干扰外围电路,保证了电源的稳定可靠输出。

(2) 模拟量采集插件

该插件设置了12路模拟量采样通道,各通道输入信号有0~+10 V、-10 V~+10 V、0~5 V及4~20 mA等4种标准可选,输出为0~5 V电压。传感器检测到的直流网压和支路电流等信号经过低噪声精密高速运放和精密电阻采集后进行RC滤波处理,保证了采样的精确度和可靠性。

(3) 数字量输入/输出插件

该插件主要完成断路器、隔离开关及接触器等开关器件控制回路的驱动功能以及对应的开关状态的收集。其中,数字量输出电路将逻辑电平信号转换成开关量信号,从而控制继电器的动作;数字量输入电路采集外部DC 24 V开关量信号,经光电隔离后转换为5 V逻辑电平信号。

(4) CPU插件

该插件是整个下位机控制器的核心,主控芯片由双DSP(TMS320F2812)和双FPGA(EP3C25)组成。TMS320F2812为TI公司面对工业应用的32位高速全数字信号处理器;EP3C25是ALTERA公司最新推出的Cyclone III系列低功耗、高性能FPGA,其逻辑单元可达120 kB、具有4 MB嵌入式存储器和288个嵌入式乘法器。高性能主控芯片的应用确保了控制系统的快速性、准确性及可靠性。

(5) 光纤输入和输出插件

光纤输入插件具备14路光纤接口,可选用HFBR1412型和HFBR1521型光纤发送器,将CPU插件调制输出的PWM脉冲转换为光信号,以提高信号传输过程中的稳定性。

光纤输出插件输入点数为14路,可选用HFBR2412型和HFBR2521型光纤接收器。该插件用于监测IGBT状态,以实现驱动模块的电源欠压和IGBT短路等故障的保护。

2.2 软件设计

整个控制系统的控制算法和策略均通过软件来实现。本控制系统使用的软件平台采用TI公司的集成编译环境CCS,以汇编语言和高级语言(C语言)二者相结合的方式编程,从而使控制系统的程序具有代码精简、效率高、易调试和可读性强等特点^[6]。控制系统软件程序主要由主程序和中断处理程序组成。

主程序首先对系统进行初始化,包括系统寄存器、看门狗和时钟的设置及定时器、A/D转换器、中断寄存器和I/O等的初始化;接着开放所有需要的中断,等待FPGA工作正常;接着开放所有需要的中断,等待中断的到来并进行处理,等FPGA正常之后再读取系统状态并作出相应的输出处理;最后综合判断并进行故障的处理,其流程如图3所示。

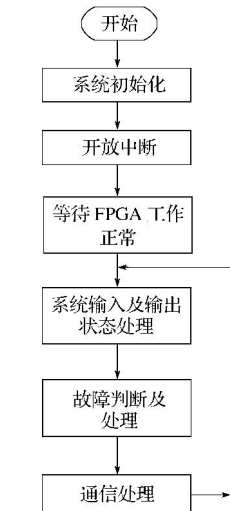


图3 主程序流程图
Fig. 3 Flowchart of the main program

绪,则封锁脉冲,执行数字量输出后退出中断;而一旦就绪,则根据上位机人机界面的设置,判断系统当前所处的运行模式。为测试模式时,根据外部给定的占空比直接发出相应的PWM脉冲,而处在运营模式时,则根据A/D采样读取的网压实际值以及阀侧交流电压归算值与给定斩波直流网压值进行比较,综合判断是否需要投入斩波器吸收能量。若需要,则进行PID计算得到当前的IGBT占空比,然后由PWM模块按照计算的占空比产生相应的PWM脉冲;若不满足投入斩波器的条件,则封锁PWM脉冲。最后根据系统所处的模式和状态,给出数字量输出并退出中断。

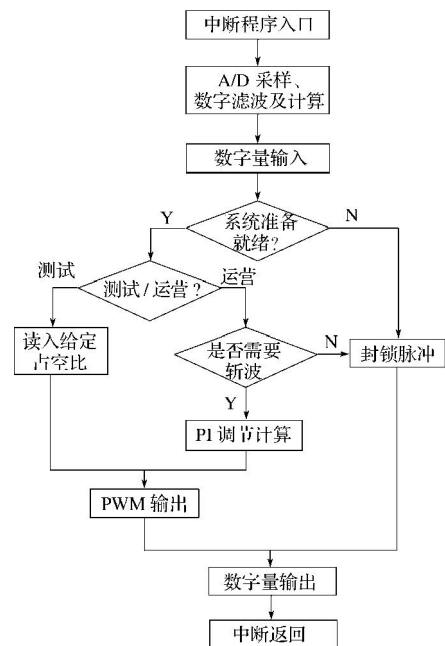


图4 中断处理程序流程图

Fig. 4 Flowchart of the interrupt process program

3 试验结果

为了检验系统设计方案的可行性,同时对控制系统的设计方法进行完善,在装置硬件平台的基础上进行软件开发和系统调试工作。

3.1 出厂试验

主电路上电之前,检测控制机箱输出的PWM波形。图5示出由CPU插件DSP发出、经电平转换后的PWM波形。图中,第二、三、四通道的脉冲分别为第一、二、三斩波支路脉冲,其幅值为5 V,占空比为40%,每一路脉冲滞后前一路脉冲1/12个周期。图6示出脉冲经过IGBT驱动模块后直接施加到IGBT栅极和发射极间的驱动信号。可以看出,PWM信号的脉宽精度较准确,且前沿陡度及其波形幅值都满足设计要求。

高电压和大电流试验时,提供可调的直流电压用以模拟轨道列车制动过程中网压的升高,从而对装置各部

中断处理程序流程图

如图4所示。首先进行A/D采样,对采样结果加以数字滤波处理,进而将多次采样得到的转换值进行累加,在使用时取平均值,以提高采样的精度。接着采集数字量的输入,解析所读数据以获取各个开关的状态。之后判断系统是否准备就绪,未就

分的性能进行考核。图7示出测试模式下直流网压为1 700 V且外部给定占空比为60%时吸收电阻两端的波形。

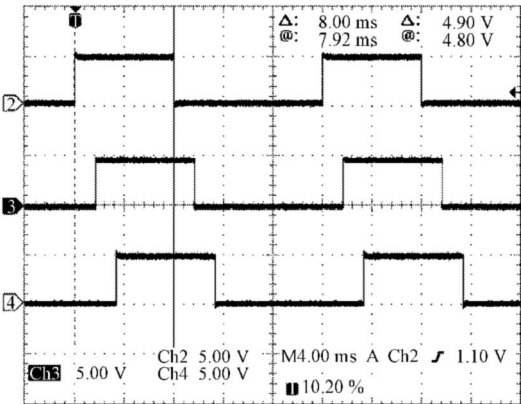


图5 CPU 插件发出的脉冲
Fig. 5 Pulse from CPU board

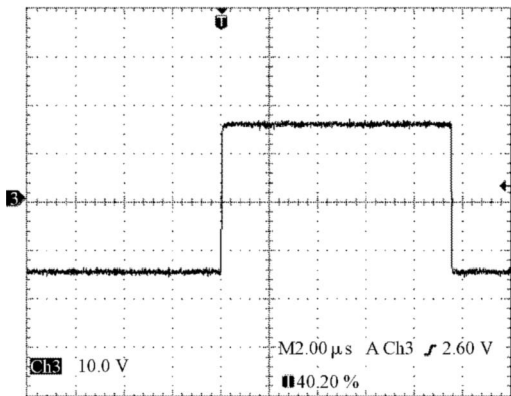


图6 驱动模块的脉冲
Fig. 6 Pulse from drive module

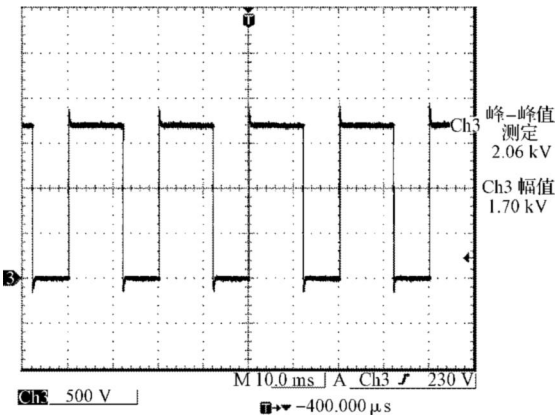


图7 吸收电阻两端电压波形
Fig. 7 Voltage waveform of absorption resistor

3.2 现场运行

对装置进行现场运行考核。图8示出系统响应时间波形,通道3为直流网压波形,通道4为第1条斩波支路电阻单元两端电压的波形。可以看出,从直流电网电压达到设定值到装置投入斩波运行,其响应时间小于1 ms。图9示出斩波过程中电网电压波形(此时直流网压额定值为750 V,设定斩波值为880 V),当电网电压升

高至设定值时,斩波器迅速投入工作;当电网电压降至810 V时,斩波器退出工作,整个斩波过程约持续20 s。图10示出斩波过程中电网电压波形局部展开图,可以看出,该过程中电网电压最大值为930 V,峰-峰值约为60 V,网压的波动得到了有效的抑制。试验结果表明,控制系统能够保证装置的准确投入,通过吸收轨道列车制动时回馈的能量,使电网电压稳定在给定值。

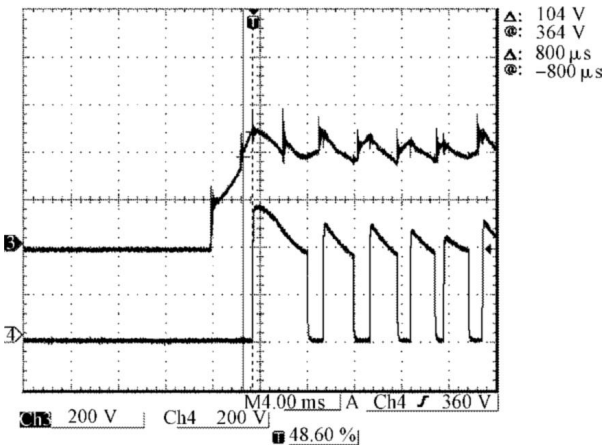


图8 响应时间波形
Fig. 8 Waveforms of response time

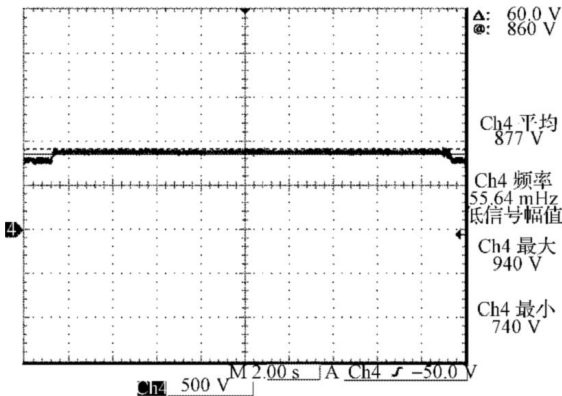


图9 斩波过程中网压波形
Fig. 9 Grid voltage waveform in the process of chopping

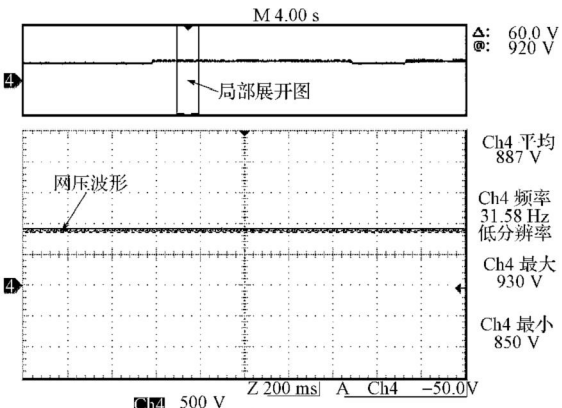


图10 网压波形局部展开图
Fig. 10 Part expanded waveform of grid voltage

因篇幅有限,对[4,4,5]、[3,5,5]等情况所做仿真波形不再列出,相关数据如表2~表4所示。[4,5,5]或[4,4,5]情况下,若不采用中性点漂移技术,则常规的做法是将正常工作相其中一个功率单元旁路,变成[4,4,4]的情况,对应的仿真结果为表5中 $N=4$ 对应的数据。同理 [3,5,5]时若不采用中性点漂移技术,对应的仿真结果为表5中 $N=3$ 对应的数据。

表2 [4,5,5]时仿真结果
Tab.2 Simulation resultswhen [4,5,5]

	U_{AB}/U_{dc} 基波幅值	THD (U_{AB}/U_{dc})/%	U_{BC}/U_{dc} 基波幅值	THD (U_{BC}/U_{dc})/%
方法1	8.032	9.84	8.023	9.97
方法2	8.043	10.09	8.03	9.88

表3 [4,4,5]时仿真结果
Tab.3 Simulation resultswhen [4,4,5]

	U_{AB}/U_{dc} 基波幅值	THD (U_{AB}/U_{dc})/%	U_{BC}/U_{dc} 基波幅值	THD (U_{BC}/U_{dc})/%
方法1	7.442	10.49	7.424	10.76
方法2	7.442	10.49	7.438	10.56

表4 [3,5,5]时仿真结果
Tab.4 Simulation resultswhen [3,5,5]

	U_{AB}/U_{dc} 基波幅值	THD (U_{AB}/U_{dc})/%	U_{BC}/U_{dc} 基波幅值	THD (U_{BC}/U_{dc})/%
方法1	7.359	10.58	7.343	11.73
方法2	7.375	10.76	7.376	11.15

表5 未采用中性点漂移技术的仿真结果
Tab.5 Simulation resultswithout neutral point drifting

	U_{AB}/U_{dc} 基波幅值	THD(U_{AB}/U_{dc})/%
$N=3$	5.199	14.94
$N=4$	6.924	12.27

比较表5和表2~表4可以看出,与常规方法相比,中性点漂移技术在电压输出能力和降低THD方面具有明显的优势。通过表2~表4中两种方法的仿真结果可以看出,与传统的中性点漂移技术相比,本文提出的基于相同线电压谐波频带的中性点漂移技术可以使输出的线电压具有相同的谐波频带,同时提高电压输出能力,降低THD。

5 结语

在对功率单元输出性能分析的基础上,本文提出了一种基于相同线电压谐波频带的中性点漂移技术。该技术通过相关参数的优化实现了输出线电压谐波频带的一致,同时输出性能也有一定的提升,为开发性能更好的变频器奠定了基础。

参考文献：

[1] 南永辉,罗仁俊,伍海林.基于级联型多电平高压变频器的异步电机控制策略[J]. 变流技术与电力牵引,2008(5):11-15.
[2] 徐振. 中性点漂移技术在级联型高压变频器中的应用研究[D]. 长沙:湖南大学,2011.
[3] 汪伟,蔡慧,陈卫民,等. 单元串联式高压变频器功率单元故障处理技术的研究[J]. 电气传动,2010,40(12):12-16.
[4] 谭甜源,罗安,唐欣,等. 大功率并联混合型有源电力滤波器的研制[J]. 中国电机工程学报,2004,24(3):41-45.
[5] 李建林,林平,王长永,等. 基于载波相移SPWM技术的电流型有源电力滤波器的研究[J]. 中国电机工程学报,2003,23(10):99-103.
[6] 江友华,曹以龙,龚幼民. 基于载波相移角度的级联型多电平变频器输出性能的研究[J]. 中国电机工程学报,2007,27(1):76-81.

.....

(上接第12页)

4 结语

本文重点研究了基于DSP+FPGA的能量吸收装置控制系统的硬件和软件设计,并在能量吸收装置的硬件平台上进行了系统整体功能调试和现场运营考核。结果表明,该控制系统具有稳态控制精度高、实时响应速度快等性能优点,能保证能量吸收装置准确而迅速的投入,满足现场稳定可靠运行的要求,为轨道列车制动能量吸收装置的广泛应用及其控制系统的进一步研究提供了一定的借鉴作用和技术积累。

参考文献：

[1] 曾建军,林知明,郭万岭. 地铁再生制动能量吸收装置[J]. 电气铁道,2008(6):44-47.
[2] 刘培栋,王卫东,容仕宽. 再生制动吸收装置在重庆轻轨中的应用[J]. 都市快轨交通,2006,19(3):84-86.
[3] 浣喜明,姚为正. 电力电子技术[M]. 北京:高等教育出版社,2004.
[4] 万山明. TMS320F281xDSP原理及应用实例[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2007.
[5] 朱正伟. EDA技术及应用[M]. 北京:清华大学出版社,2005.
[6] 苏奎峰,吕强,常天庆,等. TMS320X281xDSP原理及C程序开发[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2008.