

doi: 10.7690/bgzdh.2020.10.010

基于 DSP 的多电飞机双向直流变换系统

卢建华¹, 郝凯敏², 李飞¹, 顾鸿贇¹

(1. 海军航空大学航空基础学院, 山东 烟台 264001;

2. 中国人民解放军 92283 部队, 上海 201900)

摘要: 为克服传统飞机双向直流变换系统能量传输换向慢、体积大的缺点, 设计一种适用于多电飞机电源系统的双向直流变换系统。该系统以 DSP 为控制核心, 以双向全桥直流变换器为主电路, 介绍其软硬件设计。在实验室条件下制成 25 V-5 V 的双向直流变换系统, 并对其进行测试。测试结果表明: 该系统能实现双向全桥直流变换器的数字化控制, 且具有结构简单、电气隔离、体积小、重量轻等特点。

关键词: 双向全桥直流变换器; DSP; 硬件设计; 软件设计

中图分类号: TP273 **文献标志码:** A

Bidirectional DC Conversion System for Multi-electric Aircraft Based on DSP

Lu Jianhua¹, Hao Kaimin², Li Fei¹, Gu Hongyun¹

(1. College of Basic Science for Aviation, Navy Aviation University, Yantai 264001, China;

2. No. 92283 Unit of PLA, Shanghai 201900, China)

Abstract: In order to overcome the shortcomings of slow energy transfer and large volume of the traditional aircraft bidirectional DC conversion system, a bidirectional DC conversion system suitable for the power supply system of multi-electric aircraft is designed. This system takes DSP as the control core and bidirectional full-bridge DC converter as the main circuit, and introduces its software and hardware design. Under laboratory conditions, a two-way DC conversion system of 25 V-5 V is made and tested. The test results show that the system can realize the digital control of the bidirectional full-bridge DC converter, and has the characteristics of simple structure, electrical isolation, and small volume and weight.

Keywords: bidirectional full-bridge DC converter; DSP; hardware design; software design

0 引言

近几十年来, 随着微处理器技术、机电技术以及容错技术的发展^[1], 越来越多的机载设备采用电能取代传统飞机上的液压能、气压能以及机械能, 多电飞机也因此得到了长足的发展^[2-3]。在采用 270 V 高压直流电源系统的多电飞机中, 双向直流变换器连接着 270 V 高压直流汇流条及 28 V 低压直流汇流条, 是飞机直流电源系统中能量传输的桥梁^[4]。

在以往的多电飞机中, 通常采用单向直流变换器反向并联的形式实现能量双向传输, 存在体积及质量大、能量传输换向慢^[4]的缺点。随着电力电子技术的发展, 双向直流变换器成为研究热点, 而且在电动汽车、微电网、太阳能发电、航空航天电源等领域已经有所应用^[5-6]。其中双向全桥直流变换器由于具有控制方法简单、器件数目少、能量密度大、电气隔离等优点^[7-9], 备受各国研究人员关注。

随着数字信号处理器(digital signal processor, DSP)技术的发展, 双向全桥直流变换器的数字化控

制成为可能^[10]。笔者基于双向全桥直流变换器, 以 TMS320F2812 型 DSP 为控制核心, 设计了双向直流变换系统, 详细介绍其核心软硬件设计, 并在实验室条件下搭建实验样机, 测试效果良好。

1 双向全桥直流变换器

双向全桥直流变换器拓扑结构如图 1(a)所示, 其中, S_1 - S_4 组成原边全桥, Q_1 - Q_4 组成副边全桥, C_1 、 C_2 分别为输入、输出滤波电容, 变压器匝数比为 $N:1$ 。当能量正向传输时, 直流电压源 U_1 经过原边全桥电路逆变、高频变压器传输以及副边全桥电路整流给负载 R 供电, 负载两端电压为 U_2 。

双向全桥直流变换器的基本控制方法为移相控制, 其中双重移相控制是目前较热门的控制方式^[11]。双重移相控制方式下原、副边侧全桥开关管的驱动信号如图 1(b)所示。从图 1(b)可以看出, 驱动双向全桥直流变换器正常工作共需要 4 组两两互补的脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)波。在理想情况下, 每路驱动信号占空比都为 50%,

收稿日期: 2020-05-19; 修回日期: 2020-06-07

作者简介: 卢建华(1970—), 男, 江苏人, 硕士, 教授, 从事航空自动化与无人机应用工程研究。

同一桥臂上 2 个开关管的驱动信号互补。假设双向全桥直流变换器工作周期为 $2T_{hs}$ ，定义移相比为驱动信号移相时间与变换器半工作周期 T_{hs} 之比。从图 1(b)可以看出：双重移相控制方式下，桥内移相比为 D_1 ，桥间移相比为 D_2 。双重移相控制就是通过调节 D_1 、 D_2 ，达到调节双向全桥直流变换器输出电压以及控制变换器功率传输方向的目的。

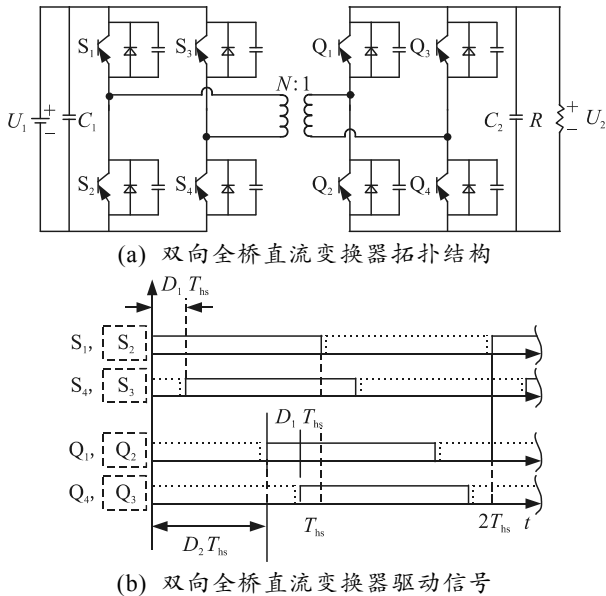


图 1 双向全桥直流变换器拓扑结构及驱动信号

2 双向直流变换系统设计

2.1 总体方案设计

当双向直流变换系统的输入电压或负载有变化时，会影响到直流变换系统输出电压的稳定，为调节输出电压，需设计闭环反馈系统对双向直流变换器的输出电压进行调节^[12]。双向直流变换系统闭环反馈系统的总体方案如图 2 所示。硬件部分由双向全桥直流变换器电路、信号采样调理电路和驱动电路组成；软件部分由主程序、死区控制程序和移相 PWM 生成程序等组成。

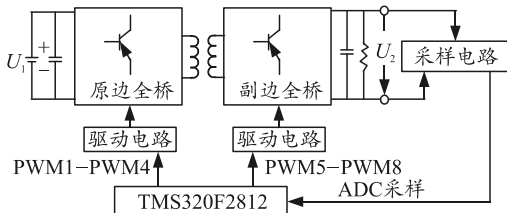


图 2 双向直流变换系统总体方案

双向直流变换系统基本原理：F2812 的 ADC 模块采集双向全桥直流变换器输出的电压信号，经过 F2812 内部 EV 模块处理后，经 GPIO 模块的 PWM1-8 接口输出移相比可调的 PWM 波，通过驱

动电路放大后，驱动双向全桥直流变换器，最终达到调节输出电压的目的。

2.2 硬件电路设计

2.2.1 双向全桥直流变换器电路

在实验室搭建 25 V-5 V 双向直流变换系统，双向全桥直流变换器电路如图 1(a)所示。考虑到双向直流变换系统的可靠性，选取开关管时，应将最大漏-源极电压 V_{DS} 留有一定裕量，且尽可能选取导通电阻小的开关管。综合对比开关管性能参数，选用 SL60N06 型 MOS 管作为原、副边开关管，其性能参数为 $V_{DS}=60\text{ V}$ ， $I_D=60\text{ A}$ ， $R_{DS(ON)}<11.5\text{ m}\Omega$ 。

2.2.2 信号采样调理电路

变换器输出电压为 5 V，而 F2812 的 ADC 采样模块允许输入最大电压为 3 V；因此，在对变换器输出电压信号采样时，需对其进行调理。笔者设计的信号采样调理电路如图 3 所示。

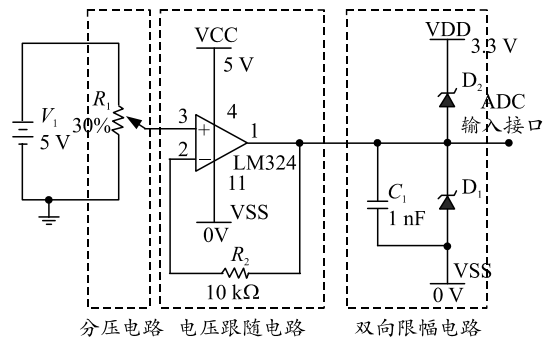


图 3 信号采样调理电路

信号采样调理电路由分压电路、电压跟随电路和双向限幅电路组成。为方便调试，分压电路中 R_1 采用 $10\text{ k}\Omega$ 可调电阻，电压跟随器采用 LM324 运算放大器，运放供电电源取自 BASIC2812 的 B 组电机编码盘接口 1、5 引脚。由于 F2812 的 ADC 采样模块比较脆弱，对外界输入的模拟电压有着严格的要求；因此，需将输入电压进行限幅，采用双向限幅电路，确保 ADC 输入接口电压在 $0\sim 3\text{ V}$ 。BASIC2812 在正常工作时，输出电压高电位为 3.3 V 。为设计方便，限幅电路 VDD 端连接 BASIC2812 的 J7 口的第 11 引脚，通常情况下，其输出高电位为 3.3 V ，限幅电路 VSS 端连接 J7 口第 16 引脚的数字地。

2.2.3 驱动电路

BASIC2812 输出 PWM 高电位为 3.3 V ，而驱动 SL60N06 型 MOS 管需要 10 V 以上电压，为可靠导通 MOS 管，一般采用 15 V 的 PWM 波进行驱动。

考虑到 BASIC2812 的安全，需将 PWM 波输出端与 MOS 管栅极之间进行电气隔离。利用运放进行隔离放大，会导致波形畸变太大，因此，改用光耦进行隔离驱动。光耦采用 ICPL3120，其最高工作频率为 50 kHz，最大延迟时间为 500 ns，工作电压范围为 15~30 V。

图 4 给出了驱动电路。其中， C_2 为滤波电容， R_4 为限流电阻，其阻值大小影响 MOS 管导通速率，结合 MOS 管导通电流特性，取 $R_4=15 \Omega$ 。ICPL3120 型光耦输入电流范围为 7~16 mA，经计算，限流电阻 R_3 取 200 Ω 。

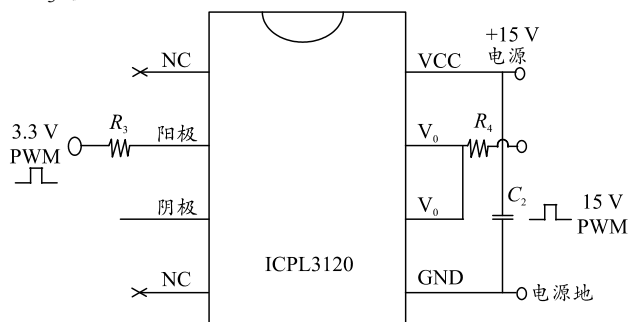


图 4 驱动电路

需要说明的是：双向全桥直流变换器的 8 个开关管需要 8 路驱动电路，而与直流电源负极相连的 4 个 MOS 管 S_2 、 S_4 、 Q_2 、 Q_4 的驱动电路可以共用 2 路独立电源供电，则 8 路驱动电路至少需要 6 路独立供电电源。实验室条件下，供电电源采用 220 V AC-15V DC 模块供电。

2.3 软件设计

在双向全桥直流变换器的实际控制过程中，为避免同一桥臂上的开关管同时导通导致变换器短路，驱动信号之间应设置死区时间；因此，需要设计带有死区控制的 PWM 程序。

F2812 在通常情况下输出相位固定，占空比可调的 PWM 波；而双向全桥直流变换器需要占空比固定，相位可调的驱动信号，又还需设计生成移相 PWM 的程序。

双向直流变换系统的软件部分利用 CCS8.0 软件编写，通过控制 F2812 寄存器，可以生成带有死区控制的移相 PWM 波。

2.3.1 主程序

根据闭环系统总体方案，设计软件的主程序流程如图 5 所示。其中初始化主要完成功能模块的使能、变量的定义及赋值，以及功能单元的设置。与死区控制相关寄存器的赋值是在初始化阶段完成。

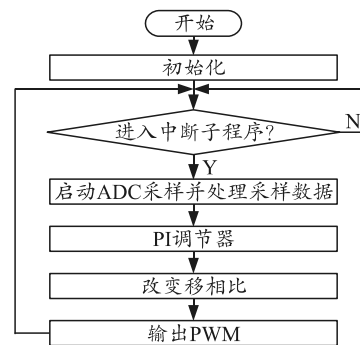


图 5 主程序流程

需要说明的是：F2812 在 ADC 采样过程中，难免会受外界干扰造成采样结果不准确。为使采样值能准确反映实际值，需将采样结果进行滤波处理。系统的滤波算法采用中值平均法。

2.3.2 带死区控制的 PWM 程序

为使变换器可靠工作，设置死区时间为双向全桥直流变换器工作周期的 2%。实验室搭建的双向直流变换系统的开关频率为 10 kHz，即周期为 100 μs ；因此，设置死区时间为 2 μs 。F2812 死区时间与寄存器值之间关系为：

$$t_{bd} = m \times 2^p \times t_{HSPCLK}$$

其中： t_{HSPCLK} 为高速时钟 HSPCLK 的时钟周期，高速时钟频率一般取 75 MHz；死区定时周期寄存器 m 取 10；死区定时器预定标因子寄存器 p 取 4。

2.3.3 移相 PWM 程序

当 F2812 计数器工作在连续增/减模式下，且比较匹配事件发生时，F2812 执行比较中断程序。在比较中断程序中令比较寄存器 $CMPRx = T1PR - CMPRx$ ，可使 GPIO 模块输出占空比固定，相位改变的 PWM 波。需要说明的是，比较寄存器 $CMPRx$ 的值是 PI 控制器根据采样的输出电压信号而实时控制。生成移相 PWM 如图 6 所示。

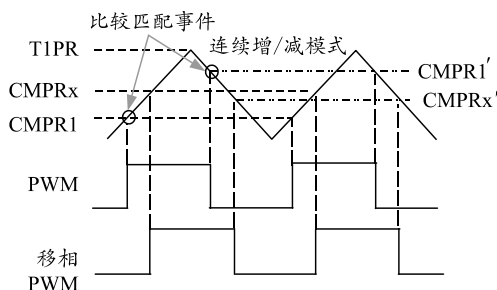
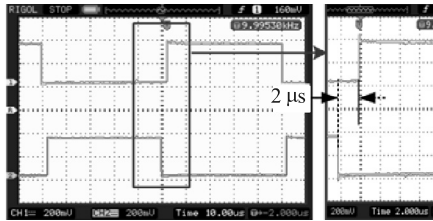


图 6 生成移相 PWM

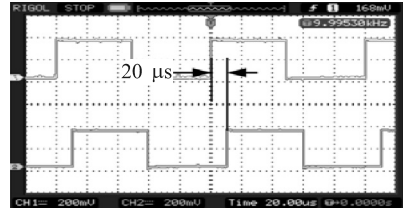
3 系统集成与测试

为验证所设计软件的有效性，利用示波器读取 BASIC2812 输出的 PWM 波，双向全桥直流变换器

驱动信号波形如图 7 所示。其中：图 7(a)为带有死区控制的 PWM 波，从中可以看出，两两互补的 PWM 之间死区时间为 $2\ \mu\text{s}$ ，与预期效果一致；图 7(b)为移相 PWM 波，可以看出通道 1 及通道 2 的 PWM 波占空比相等，通道 2 的 PWM 波延迟于通道 1 的 PWM 波 $20\ \mu\text{s}$ 。



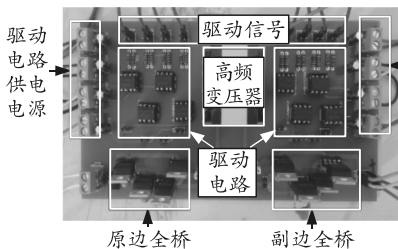
(a) 带死区控制的 PWM 波



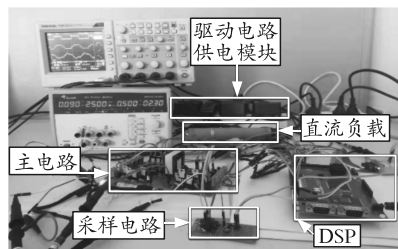
(b) 移相 PWM 波

图 7 驱动信号波形

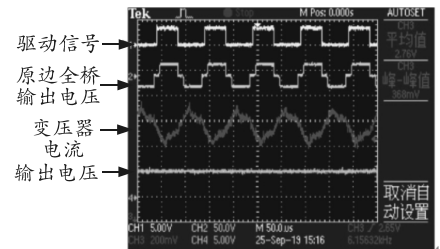
根据设计的硬件电路，制成图 8(a)所示双向直流变换器主电路板，在实验室搭建 $25\ \text{V}-5\ \text{V}$ 双向直流变换系统样机，如图 8(b)所示，采用文献[11]提出的控制策略可得到图 8(c)所示的双向直流变换系统工作波形。



(a) 主电路板



(b) 双向直流变换系统



(c) 双向直流变换系统工作波形

图 8 双向直流变换系统样机及工作波形

从图 8(c)可以看出：双向直流变换系统可以输出稳定的直流电压，符合设计预期。

4 结束语

笔者基于双向全桥直流变换器完成了双向直流变换系统的软硬件设计，并以 TMS320F2812 为控制核心，在实验室条件下搭建 $25\text{V}-5\text{V}$ 试验样机。该系统具有结构简单、电气隔离、体积小、质量轻等特点。笔者对该系统进行制作及调试，测试效果良好。

参考文献：

[1] 严仰光, 秦海鸿, 龚春英, 等. 多电飞机与电力电子[J]. 南京航空航天大学学报, 2014, 46(1): 11-18.
 [2] 秦海鸿, 严仰光. 多电飞机的电气系统[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2016: 20-23.
 [3] 卢建华, 郝凯敏, 赵学远, 等. 一种数字式飞机高压直流发电机的电压调节器设计[J]. 自动化与仪表, 2019, 34(9): 66-70.
 [4] 李熙. 全电飞机新型双有源桥双向 DC-DC 变换器的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017: 6-8.
 [5] YING C, HOU R, MALYSZ P, et al. Improved combined

modulation strategy for dual active bridge converter in electrified vehicles[C]. Chicago: in Transportation Electrification Conference & Expo., 2017: 101-107
 [6] HEGAZY O, VAN MIERLO J, LATAIRE P. Analysis, Modeling, and Implementation of a Multidevice Interleaved DC/DC Converter for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4445-4458.
 [7] SHILADRI C, SOUVIK C. A Dual-Active-Bridge-based Novel Single-stage Low Device Count DC-AC Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018(99): 106-132.
 [8] 安峰, 宋文胜, 杨柯欣. 电力电子变压器的双有源全桥 DC-DC 变换器模型预测控制及其功率均衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(13): 3921-3929, 4034.
 [9] 顾卫钢. 手把手教你学 DSP: 基于 TMS320X281X[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2015: 23-25.
 [10] 沙广林. 电力电子变压器中双有源桥 DC-DC 变换器的研究[D]. 北京: 中国矿业大学, 2016: 28-36.
 [11] 胡欣, 魏龙, 陈怡君, 等. 基于 FPGA 的雷达后端电路设计与实现[J]. 兵工自动化, 2019, 38(9): 39-43.
 [12] 傅仕航, 侯庆会, 岳奥飞, 等. 基于第二类双重移相控制的双有源桥 DC-DC 变换器[J]. 浙江大学学报(工学版), 2018, 52(6): 1167-1176.