

H 桥斩波电源的小信号数学模型 及其数字化控制器的实现

王进军^{1,2} 陈又新^{1,2} 高大庆¹ 周忠祖¹ 闫怀海¹ 夏佳文¹

1 (中国科学院近代物理研究所 兰州 730000)

2 (中国科学院研究生院 北京 100049)

摘要 概括了加速器 H 桥非隔离式电源的运行原理与特点, 在简化运行方式基础上建立了理想状态下电源连续工作模式的数学模型, 并给出了仿真分析结果, 介绍了基于 TMS320F2808MCU 实现的数字化电源控制器结构。

关键词 H 桥, DC-DC, BUCK, 小信号模型, TMS320F2808

中图分类号 TL503.5

基于 H 桥拓扑的开关电源可运行于多种模式, 处于逆变状态的移相全桥控制是常见的一种^[1]。当 H 桥运行于斩波工作状态时可以输出双极性的直流/脉冲电流波形, 很适合加速器系统四极铁、六极铁等运行的需要。

1 电路的拓扑结构与运行原理

电路拓扑采用斩波非隔离式结构, 工作于倍频 PWM(pulse-width modulation)方式(图 1)。

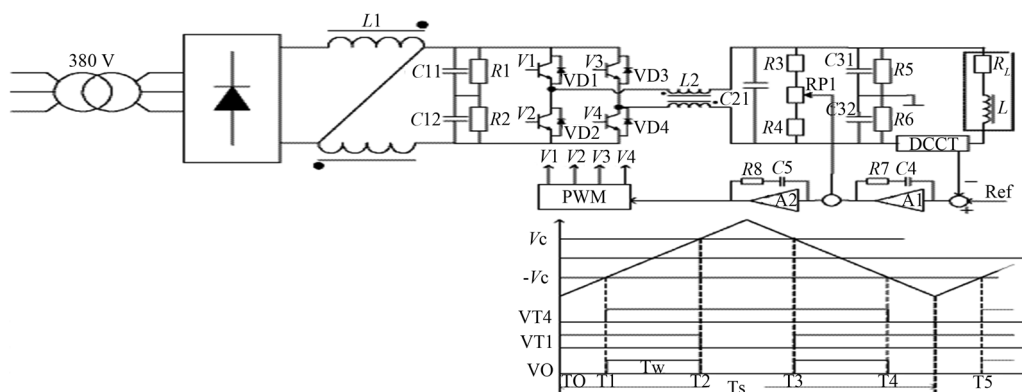


图 1 电路拓扑与工作原理
Fig.1 Circuit topology and operation principles.

该电路在倍频斩波的工作模式^[2]中无上下桥臂直通问题, 开关工作于 F_s 频率, 而等效实际输出脉冲频率却 $2F_s$ 。用数字方式实现, 以 H 桥对角线上 1、4 管斩波的实现为例作如下说明。普通 BUCK 电路的占空比在计数值为 $0-T_p$ (T_p 为计数器计数周期值) 范围内产生 $0-1$ 的调节范围, 而此计数器以 UP-DOWN 方式计数, PWM 的产生、调节范围不一样。H 桥对角线上 1 管的 PWM 在 $0.5 T_p-T_p$ 范围内比较产生匹配时, 翻转为低; 4 管的 PWM 在 $0-0.5 T_p$ 范围内比较产生匹配时, 翻转为高, 由此产生图 1 的

PWM 倍频效果。由于 1、4 管的 PWM 比较范围被限制在 $0.5 T_p$, 数字器件的 DPWM 分辨率对应损失了一半, 若要满足加速器特种电源的高精度、高分辨率要求, 对数字器件的 DPWM 分辨率能力要求很苛刻。

将二极管整流桥以及整流桥口的二阶 LC 滤波网络构成的前级电源视为一台理想电压源, 假定 H 桥对角线上 1、4 管斩波工作时流入负载的电流方向为正极性, 2、3 管斩波工作时负载的电流方向为负极性, 那么拓扑可等效为两个反方向并联的 BUCK 斩波电路(图 2)。

第一作者: 王进军, 男, 1979 年出生, 2005 年于中国科学院近代物理研究所获硕士学位, 工程师, 现为该所博士研究生, 研究方向: 电力电子与特种电源

收稿日期: 2009-03-06, 修回日期: 2009-03-30

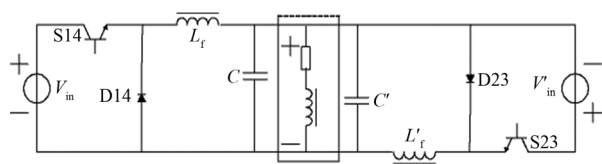


图2 等效工作电路

Fig.2 Equivalent circuit of the converter.

图中 V_{in} 为等效的二极管整流桥口输出电压, $S14$ 和 $D14$ 分别为 H 桥对角线 1、4 管斩波时整个电路的等效开关管和等效续流二极管, L_f 和 C 分别是 H 桥口的等效二阶 LC 滤波网络元件。假定整个电路参数对称, 2、3 管斩波工作时, 有对应的等效元件 V'_{in} 、 $S23$ 、 $D23$ 、 L'_f 和 C' 。

2 小信号数学模型

图 2 以负载为中心左右两边的等效电路并不同时工作, 可把 H 桥电路倍频斩波的工作过程转换为 BUCK 电路带大电感负载时的情况。以 1、4 管斩波工作时为例, 考虑滤波电感 L_f 的等效串联电阻 R_f , 滤波电容 C 等效串联电阻 R_c , 负载电感 L 的等效串联电阻 R 等寄生参数, 利用状态空间平均法求解图 2 的数学模型, 令 $x=[i_f \ i_L \ v_c]^T$, $u=[V_{in} \ i_{inj}]^T$, 可得式(1):

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + Bu; \\ y = CX + Eu; \end{cases} \quad (1)$$

其中:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f + R_c}{L_f} & \frac{R_c}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{R_c}{L} & -\frac{R + R_c}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{d}{L_f} & \frac{R_c}{L_f} \\ 0 & -\frac{R_c}{L} \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

$$C = [R_c \ -R_c \ 1]$$

$$E = [0 \ -R_c]$$

暂不考虑输入电压波动、电源输出阻抗等系统参数与性能, 令 $V_{in}=U_{in}$, $i_{inj}=I_0$, 各状态量与变量用稳态分量和扰动分量表示, 即 $i_f = I_f + \hat{i}_f$, $i_L = I_L + \hat{i}_L$, $v_c = U_c + \hat{v}_c$, $d = D + \hat{d}$, $v_o = U_o + \hat{v}_o$, 由式(1)可得直流电路模型和交流小信号模型, 即式(2)、式(3):

$$\begin{cases} I_f = I_L + I_o \\ U_o = U_c = RI_L \\ U_o = U_{in}D - R_f I_f \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} L_f \frac{d\hat{i}_f}{dt} = -(R_f + R_c)\hat{i}_f + R_c\hat{i}_L - \hat{v}_c + U_{in}\hat{d} \\ L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = R_c\hat{i}_f - (R + R_c)\hat{i}_L + \hat{v}_c \\ C \frac{d\hat{v}_c}{dt} = \hat{i}_f - \hat{i}_L \\ \hat{v}_o = R_c\hat{i}_f - R_c\hat{i}_L + \hat{v}_c \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)得占空比 $\hat{d}(s)$ 与负载电流 $\hat{i}_L(s)$ 的开环传递函数(即式(4)), 以及 $\hat{d}(s)$ 对输出电压 $\hat{v}_o(s)$ 的传递函数(式(5)):

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{U_{in}(sR_cC + 1)}{s^3L_fLC + s^2C[L_f(R + R_c) + L(R_f + R_c)] + s(L_f + L + RR_fC + R_cR_fC + RR_cC) + R + R_f} \quad (4)$$

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{U_{in}(sL + R)(sR_cC + 1)}{(sL + R)(sR_cC + 1) + (sL_f + R_f)[s^2LC + s(R + R_c)C + 1]} \quad (5)$$

若忽略 L_f 的等效串联电阻 R_f , 并将负载换成纯电阻, 则式(4)、(5)与文献[3]中用状态平均法得到的连续工作模式数学模型完全相同; 与文献[4]中忽略

开关器件导通电阻, 并将负载换成纯电阻条件下使用电路平均法得到的连续工作模式数学模型, 也是一致的。

实验参数为 $L_f=0.68\text{ mH}$ 、 $R_f=1\text{ m}\Omega$ 、 $C=30\text{ }\mu\text{F}$ 、 $R_c=0.1\text{ m}\Omega$ 、 $R=0.766\text{ }\Omega$ 、 $L=0.34\text{ mH}$ (实验负载为电抗器串联电阻), 电源开关频率为 15 kHz ; 并使用 MATLAB 对模型进行仿真分析, 结果如图 3。占空比 $\hat{d}(s)$ 与负载电流 $\hat{i}_L(s)$ 的传递函数阶跃响应实际测量波形如图 4, 阶跃响应实验与仿真结果的数据对比如图 5。

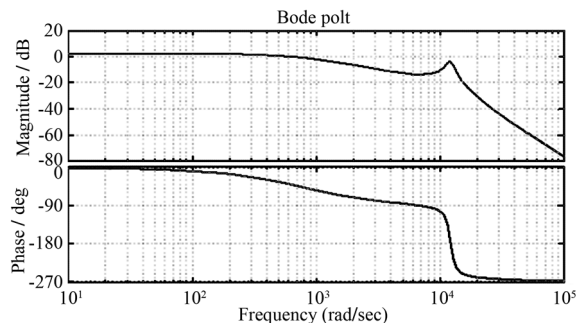


图 3 占空比与负载电流的开环传递函数伯德图
Fig.3 $\hat{d}(s)$ to $\hat{i}_L(s)$ transfer function.

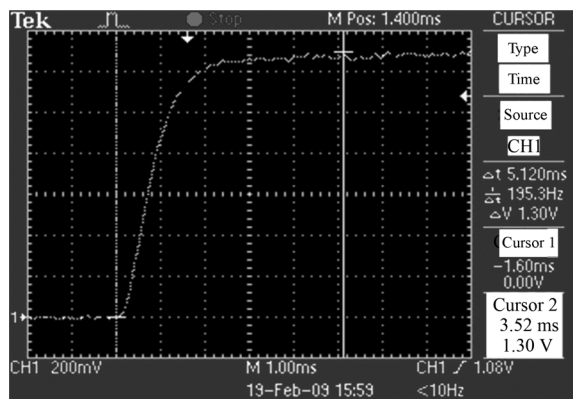


图 4 占空比与负载电流的传递函数阶跃响应
Fig.4 Measured $\hat{d}(s)$ to $\hat{i}_L(s)$ transfer function transient response.

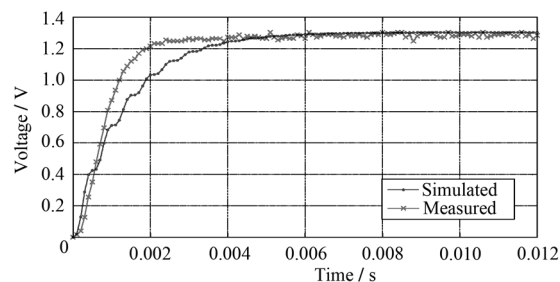


图 5 实验与仿真结果的数据对比
Fig.5 Comparison between the measurement and simulation.

测量用电流反馈器件为 ABB LEM 电流传感器 EL50P1, 采样电阻为 $75\text{ }\Omega$, 示波器为泰克 TPS2024。但其并无扫描捕捉功能, 利用其触发功能难以捕捉

到系统的阶跃响应。故利用数字电源的给定可编程特点, 编程使用长周期小占空比的门信号序列来替代阶跃给定信号, 便可用 TPS2024 的普通触发功能捕捉到系统电流的阶跃响应。因为电路中双管倍频斩波与单管斩波的差异, 另外样机的机箱结构导致滤波电抗器 L_f 与 C 的实际高频参数难以准确测量, 实验与仿真数据不完全一致。实验测量数据显示系统的实际动态性能比仿真结果稍快, 但整体动态响应特性基本相符, 证明该电源数学模型基本准确。

3 基于 TMS320F2808 的数字化实现

因为加速器对数字电源有高速和高精度的特殊要求, 数字器件除了要进行高速、高精度 PI 调节运算外, 还必须要有高分辨率的 DPWM 和高精度 ADC, 而一般数字器件上的片上 PWM 生成器和片内 ADC 无法满足这些要求。

本文通过选择 TMS320F2808 MCU 辅助于外扩高速高精度 ADC 解决上述问题。TMS320F2808 是 TI 新推出的高性能 32 位定点 MCU, 属哈佛结构, 具有 100 MIPS 的处理能力, 可完成单周期 32×32 位乘法, TI 的专利 HRPWM® 技术使 TMS320F2808 拥有 150 ps 的绝对 PWM 分辨率, 能很好完成数字电源的高速、高精度运算任务, 还能将运算结果转化为高精度的 PWM 输出, 实现数字电源的高精度调节。数字电源调节器的硬件框图见图 6。

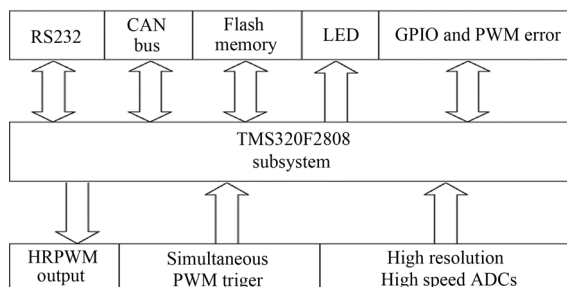


图 6 调节器的硬件框图
Fig.6 The hardware block diagram of MCU.

使用 TMS320F2808 的 SCI 和 CAN 扩展了 RS232 和 CAN 总线通讯设备用于本地和远程的人机交互界面, 扩展了大容量非易失的 FLASH 数据存储用于存储电源脉冲运行时的高精度波形数据, 扩充必须的 LED 方便运行和调试。系统闭环运行时, MCU 从外扩的 18 位高速 ADC 采集电源的反馈电流, 经量程刻度并转换为 PU 值后作为反馈值保存在反馈变量中, 中断服务程序在经过一些状态量的检查和判断(是否需要电源软启动服务以及电源的开闭环运行状态)切换到闭环 PI 调节器代码

运行, 闭环 PI 调节器子程序根据载入的电流反馈值及电流的数字给定值计算误差并完成 PI 调节, 使用 MCU 的 4 个高分辨率脉冲宽度调制(HRPWM)管脚按照倍频方式为 1、4 管或 2、3 管生成图 1 所示的

PWM 脉冲, 输出后实现电源的高精度数字调节。电源数字 PI 调节器的功能框图如图 7, 系统软件流程图见图 8。

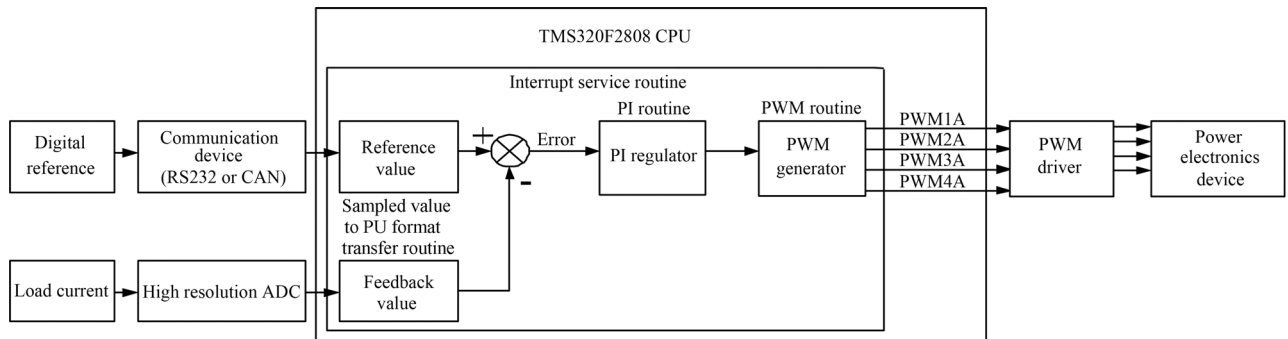


图 7 数字 PI 调节器的功能框图
Fig.7 Digital PI regulator block diagram.

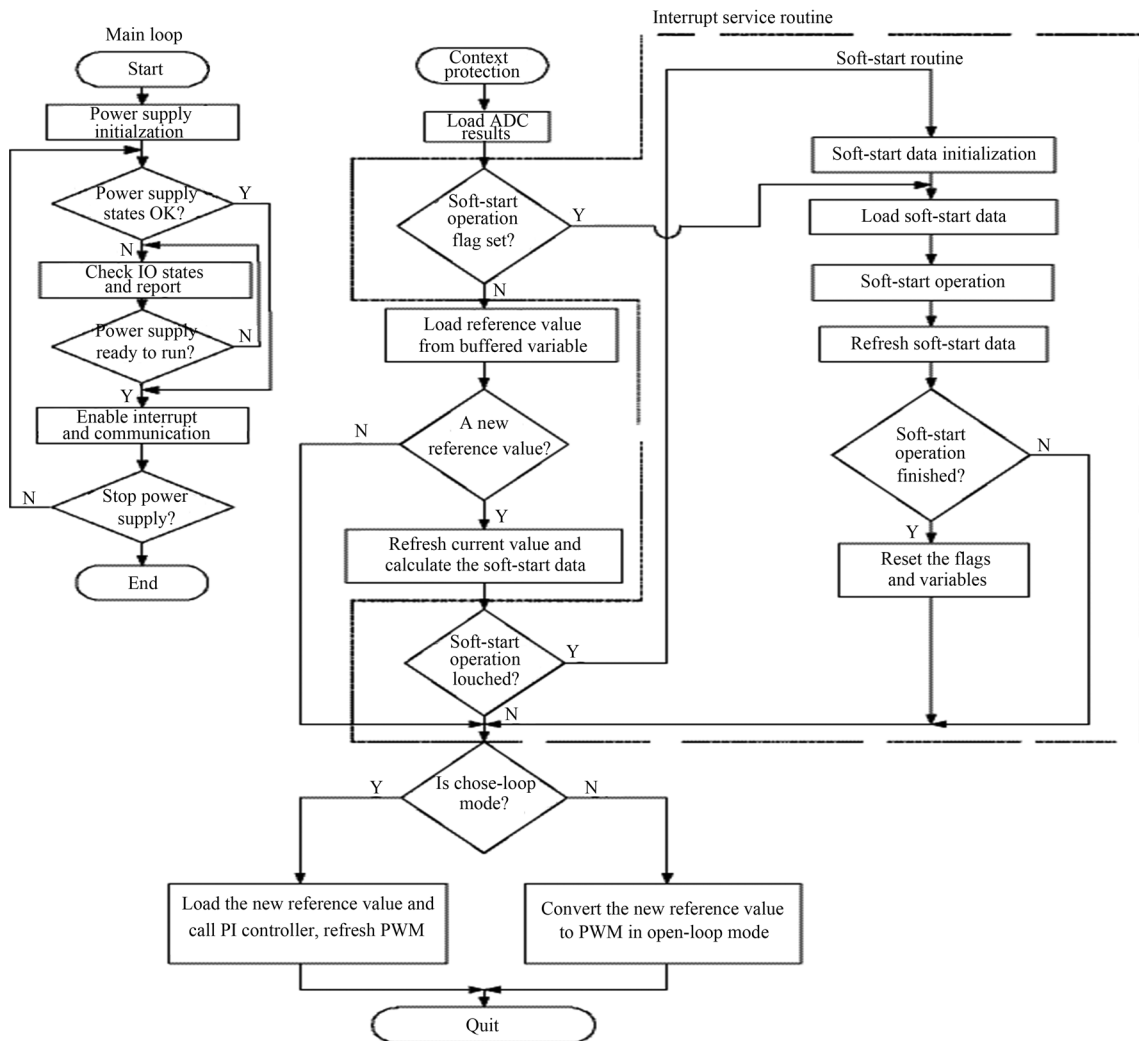


图 8 软件流程图
Fig.8 Software flow chart.

4 结论

本文建立了理想条件下 H 桥斩波非隔离式电源带大感性负载的数学模型, 给出了仿真分析与实验数据, 表明该电源数学模型基本准确。介绍了基于 TMS320F2808 的加速器电源数字化实现方法, 给出了硬件框图和软件流程。第一台数字电源样机已完成实验调试和测试, 该类型数字电源已小批量生产, 主要设计指标为稳定度 $< 5 \times 10^{-4}/8 \text{ h}$, 电流纹波 $< 2 \times 10^{-4}$, 预计将于 2009 年下半年完成调试并投入运行。

参考文献

- 1 孙铁成, 王高林, 汤平华, 等. 中国电机工程学报, 2005, **25**(18): 46–50
SUN Tiecheng, WANG Gaolin, TANG Pinghua, *et al.* Proc CSEE, 2005, **25**(18): 46–50
- 2 高大庆, 武 荣, 周忠祖, 等. 电力电子技术, 2003, **37**(2): 15–16, 14, 22
GAO Daqing, WU Rong, ZHOU Zhongzu, *et al.* Power Electron, 2003, **37**(2): 15–16, 14, 22
- 3 Bengt Johansson. DC-DC converters-dynamic model design and experimental verification, Doctoral Dissertation in Industrial Automation, Department of Industrial Electrical Engineering and Automation, Lund University, 2004
- 4 欧阳长莲. DC-DC 开关变换器的建模分析与研究. 南京航空航天大学, 博士学位论文, 2004
Ouyang Changlian. Analysis and study on modeling of DC-DC switching converter, doctoral dissertation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2004

Small signal model for H bridge chopper power supply and digital controller realization based on TMS320F2808

WANG Jinjun^{1,2} CHEN Youxin^{1,2} GAO Daqing¹ ZHOU Zhongzu¹ YAN Huaihai¹ XIA Jiawen¹

¹ (Institute of Modern Physics, Chinese Academy of Sciences, Lanzhou 730000, China)

² (Graduate School of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstracts A brief summary of H bridge non-isolated DC-DC converter and operation principles is presented in this paper. A small signal model of the ideal converter in continuous current mode is proposed and simulation results of the converter are given. The hardware structure of digital power supply controller based on TMS320F2808 MCU is introduced.

Key words H bridge, DC-DC, BUCK, Small signal model, TMS320F2808

CLC TL503.5