

基于改进主从法的并联双向直流电源系统控制

戴豪宇, 金海

(浙江理工大学 信息学院, 杭州 310018)

摘要: 随着各种用电设备容量的增加, 对大功率电源的需求日益迫切; 由于大容量的单体电源技术尚不成熟, 因此多电源模块并联运行技术成为解决当前实际需求的有效手段之一; 对于并联直流电源系统, 提出了一种电源模块基于主从控制的数字均流改进算法; 该算法在主从控制的基础上, 通过限制主模块最大输出电流、电路启动时主模块采用软启动控制等技术, 使输出电压分段上升, 降低了并联电源主从控制中主模块出现故障和系统瘫痪的概率; 针对不同电源模块的电路特性, 设定系统响应时间慢的电源模块为主模块, 并且设置从模块 PWM 调节速率大于主模块, 可以降低 PID 参数对于每个电源模块调节稳定性和均流精度的影响, 减少实际 PID 参数调试时间; 实验结果表明, 改进的算法可以实现较好的系统稳定性且均流精度高, 均流误差低于 1.5%, 而且硬件电路设计简单。

关键词: 直流电源; 主从控制改进算法; 数字信号处理器

System Control of Parallel Bidirectional DC Converter Based on Improved Master—Slave Method

Dai Haoyu, Jin Hai

(Zhejiang Sci—Tech University, Information Institute, Hangzhou 310018, China)

Abstract: As the capacity of various electrical equipment increases, the demand for high—power power supplies becomes more and more urgent. As the large—capacity single—unit power supply technology is not yet mature, parallel operation of multiple power supply modules has become one of the effective means to solve the current practical needs. For parallel DC power systems, it presents an improved digital average current algorithm based on master—slave control of power supply module. Based on the master—slave control, the algorithm limits the maximum output current of the main module and the main module adopts soft—start control when the circuit starts up, so that the output voltage rises step by step, which reduces the failure of the main module in the master—slave control of the parallel power supply, the probability of a system crash. According to the circuit characteristics of different power supply modules, the power supply module with slow system response time is set as the master module, and the PWM adjustment rate of the slave module is set greater than that of the master module, which can reduce the influence of the PID parameter on the stability of each power supply module and can reduce the actual PID parameter debugging time. The experimental results show that the improved algorithm can achieve better system stability and high current sharing accuracy. The average current error is less than 1.5% and the hardware circuit design is simple.

Keywords: DC power supply; master—slave control improvement algorithm; digital signal processor

0 引言

在可靠性要求高的电源供电系统中, 通常采用电源并联向负载供电。与传统的集中式电源相比, 它可通过改变并联电源的数量来满足不同输出功率的需求。而且并联电源具有承受应力小, 冗余性高, 响应速度快等优点。

目前, 在并联均流电源系统中, 主要常见的均流策略

为: 输出阻抗法、主从控制法、平均电流法^[1]、外加均流控制器法、最大均流均流法^[2]、自主均流法^[3]。主从控制法对于参数相近的电源模块, 只要满足输出电压相等, 就能实现均流效果, 其均流机理是适时调整各模块的输出特性, 使其上下平移一致, 控制方法简单, 但其主要缺点是如果主模块发生故障, 系统就无法工作。尤其是系统上电启动瞬间, 电流误差处于最大时容易发生故障。针对其缺点, 本文提出了一种基于主从控制的数字均流^[4]改进算法, 减小系统启动时某一模块负载电流最大值, 极大程度降低主从控制法均流故障概率, 延长了电源模块的使用寿命, 提高了电源系统的稳定性。

1 系统结构及原理

如图 1 所示, 双向 DC—DC 电源并联模块^[5-6]、数字信

收稿日期: 2018-05-14; 修回日期: 2018-06-16。

基金项目: 国家自然科学基金项目(51475435)。

作者简介: 戴豪宇(1997-), 男, 浙江台州人, 本科生, 主要从事开关电源方向的研究。

金海(1970-), 男, 安徽安庆人, 副教授, 硕士生导师, 主要从事电力电子技术及电机驱动等方面的研究。

号控制器 (DSC)、驱动电路、电压电流检测电路、按键电路和 OLED 显示屏等器件构成了均流硬件电路。系统工作时, DSC 首先产生两路互补对称占空比可变的 PWM, 经过驱动电路将 PWM 幅值放大使并联模块输出初始电压电流, 初始状态电流不匹配度^[7]较大。经过电压电流检测电路反馈到 DSC, DSC 采用主从控制^[8-11]数字均流控制算法实时处理反馈信号, 改变 PWM 占空比, 从而改变输出电压电流。一旦出现过流短路现象, 过流保护电路关断驱动信号, 过流后可自动恢复。按键模块改变并流模块输出电流比例。OLED 模块实时显示并联模块输出电压电流及均流比例。

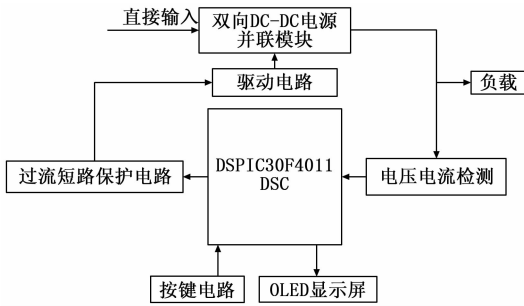


图 1 并联均流电路系统框图

2 系统硬件设计

2.1 并联模块设计

并联模块电源拓扑采用 Buck/Boost 型双向 DC-DC 变换器, 电路如图 2 所示。

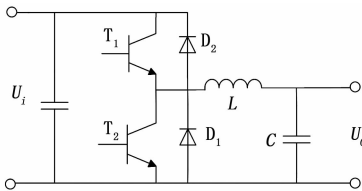


图 2 双向 DC-DC 主电路结构

Buck/Boost 型双向 DC-DC 变换器具有电感电流断续和连续模式下变压比保持不变的特性, 有利于动态调节。

在工程实践中, 一般来说输入电压由 220 V 转 24 V 的变压器进行整流滤波提供, 电压范围在 24~33.9 V 波动。降压后输出给各类高功耗的设备供电, 故本文设计的电路参数: 输入电压为 $U_i = 30$ V, 经过双向 DC-DC 电路斩波, 输出电压 $U_o = 8$ V, 负载电流 $I = 1$ A~5 A, 额定容量是 $P_{out} = 40$ W, PWM 频率 $f_s = 10$ kHz。因为主从控制产生故障的状态一般发生在负载电流较大的情况, 所以需设定较高的负载电流值为 5 A, 测量电路处于最大负载电流工作状态时电路的稳定性和并联均流精度。

电源拓扑器件参数设计过程如下, 由欧姆定律 $R = U_o / I$ 计算得, 负载范围 $R = 8 \sim 1.6 \Omega$ 。根据电感电流处于连续模式及以上指标, 选择合适的电容, 电感。变压比 M 与占空比 D 的关系在电流连续模式下如公式 (1) 所示:

$$M = D = \frac{U_o}{U_i} \quad (1)$$

计算出占空比 $D = 4/15$ 。当输出电流处于最小值时, 电感电流会出现断续模式, 考虑临界负载电流情况, 即 $I = I_{min} = 1$ A, 主从模块均分电流 $I_{min}/2$ 需满足公式 (2):

$$\frac{I_{min}}{2} \geq I_{ob} = \frac{U_o}{2Lf_s}(1-D) \quad (2)$$

公式 (2) 中, I_{ob} 为临界负载电流, L 为电感值。按 $D = 4/15$ 确定实际运行的临界负载电流:

$$L \geq \frac{U_o}{2I_{min}f_s}(1-D) \quad (3)$$

计算得到 $L = 586.7 \mu\text{H}$, 实际电路需留有裕量, 选取 $L = 1$ mH。给定输出电压纹波指标 $\Delta V = \pm 0.2$ V, 计算输出电容 C , 根据纹波计算公式:

$$C \geq \frac{U_o(1-D)}{8I_{min}\Delta Vf_s^2} \quad (4)$$

得出 $C = 73.4$ nF, 为了尽量降低输出纹波, 选取 $C = 470 \mu\text{F}$ ^[12]。

主电路中的开关管 T_1, T_2 选用 IRF1010E, 最大承受电压 $U_{DS} = 60$ V, 导通电阻 $R_{DS} = 12$ m Ω 。 D_2, D_1 选用开关管的内部体二极管, 其最大可通过电流 50 A, 反向恢复时间 73 ns, 满足其最大输出电流和最大输入电压要求。

2.2 电压电流检测模块设计

检测电路结构如图 3 和 4 所示, 电流检测采用电流检测芯片 INA282, 固定增益 G_1 为 50, 具有高共模抑制和极低的增益误差, 反馈精度高。反馈电压 V_{IF} 和检测电流 I 的关系如公式 (5) 所示:

$$V_{IF} = I \times R_4 \times G_1 \quad (5)$$

R_4 为串联在电路中采样电阻。该电路在电流反向流入时, 反馈电压 V_{IF} 为零电压, 确保了电路输出电流正向流出。

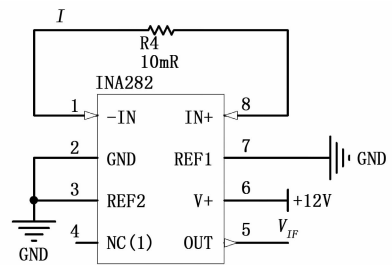


图 3 均流电流检测电路图

电压检测采用高精度增益差分运放 INA143 和仪表放大器 INA128 级联, 增益 G_2, G_3 分别为 0.1 和 $1 + 50 \text{ k}\Omega / R_G$, 其中 R_G 为增益可调电阻, 电压反馈输出电压 V_{F1} 与输出电压关系如下所示:

$$V_{F1} = U_o \times G_2 \times G_3 = U_o \times 0.1 \times (1 + 50 \text{ k}\Omega / R_G) \quad (6)$$

本设计有效地避免了输出电压检测和单片机共地的问题, 为输出电压反馈精度提供了保证, 电压检测电路如图 4 所示。

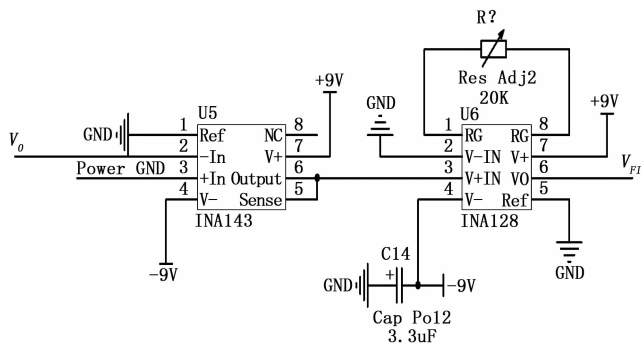


图 4 电压检测电路图

3 系统软件设计

3.1 软件整体设计

软件编程选择 Microchip 公司的 MPLAB XIDE 集成开发环境和 C 编程语言。该软件可在线调试代码，为开发此系统提供了便利。

如图 5 所示，在该系统中软件执行过程为：初始化 OLED 屏显示、开启两路互补对称的 PWM 模块、配置 ADC 和 TIMER0、1 中断和初始化按键 IO 口后，先判断电路是否处于过流状态，若处于过流状态，则进入过流短路子程序，关断 PWM 模块和断开主电路电源。在主函数中开启软启动功能，最后在主循环 while 中实时显示主从模块输出电压电流及均流比例。在 ADC 中断中采集主从模块负载电流和输出电压反馈信号，在 Timer0、1 中断中，分别实现系统数字均流算法和电路软启动功能。

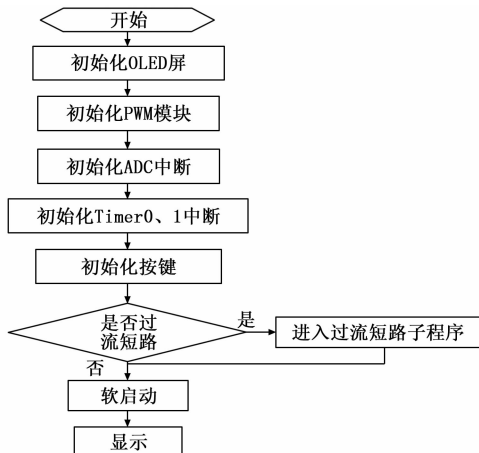


图 5 DSC 系统软件整体配置流程图

3.2 均流算法实现

DSC 均流算法如图 6 所示，配置控制主电源模块的 PWM 为调节输出稳压功能，从模块的 PWM 为跟随主模块电流的均流功能。初始设置主模块占空比略大于从模块，主从电流从初始状态电流不对称开始调节，若输出电压与参考电压 V_{ref} 偏差大于最小稳压精度，则改变主模块的 PWM 占空比调节稳压。与此同时，从模块负载电流与主模块负载电流比较，若从模块电流 I_2 与主模块电流 I_1

偏差大于最小均流精度，则改变从模块的 PWM 占空比实现均流。在调节过程中，均流的稳定性和精度主要取决于主从模块的调节速率和各模块的 PID 参数。另外在电路刚启动时，避免出现主模块负载过重情况，加入了主模块限流功能。

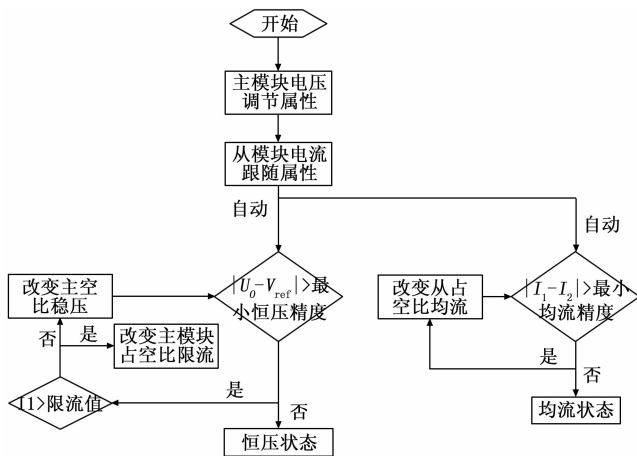


图 6 均流算法流程图

3.3 优化调节速度

主从模块调节速度的设定取决于电路输出电压响应时间和电路效率。因为本实验电路结构相同，器件参数近似，其电流不匹配程度小，响应时间几乎相同，电路效率相近，所以电压响应时间和电路效率基本相近。实验中分别测试主从模块电路在额定功率输出情况下效率为 85.2% 和 86.4%，得出需设置主模块 PWM 波初始占空比略大于从模块，可降低其初始电流不匹配度。要保证均流的稳定性和精度，需确保从模块调节时间小于主模块，即从模块的电流调节速率大于主模块。在代码实现方面，首先开启定时器中断，根据系统对输出电压的响应时间设置合适的中断频率 $f=500\text{ Hz}$ ，在中断中设置分频变量，使主从模块调节占空比的速率为 1:2，即主模块的 PWM 调节速率为 250 Hz，从模块的 PWM 调节速率为 500 Hz。

3.4 设置较低的比例系数和较高的积分环节系数

由于各模块的 PID 参数根据不同的电路参数需要大量时间调试，而且引入较大的比例环节有可能引发电路振荡，所以调试中将比例系数降低到很小，增大其积分环节的系数。为了避免积分误差累加大，设置了饱和上下限，当积分误差累加到上限或下限时，误差不再累加。实验中设置从模块的积分参数和比例参数略大于主模块。因为两个模块调节速率的不同已经能保证跟随的成功率，而 PID 系数的设置是为了降低电源模块差异性对调节稳定性的影响，降低瞬态调节过程中电流的不匹配度，增大改进的主从控制算法的适用范围。

3.5 设置主模块限流保护

在主模块调节的过程中，为了避免一开始主模块 PWM 调节速率过快，导致其负载电流过大。所以根据实际输出需求，限制其最大输出电流为 4A，在主模块负载电流未达

到 4A 前, 主模块调节负载电压保持恒定 8 V, 超过 4A 时, PWM 调节主模块负载电流恒流, 调节使其负载电流维持在 4A。

3.6 使用软启动技术

由于阶跃响应是系统动态性能中最为严峻的工作状态, 在改进控制策略的情况下, 采用软启动技术, 先降低目标参数 V_{ref} , 然后分级逐步增加 V_{ref} 值直到设定的最终值 8 V, 这样可以大大降低超调量过大引发系统振荡的可能性, 程序实现流程如图 6 所示。实验中定时时间根据电路输出电压动态响应时间设置, 实验测量双向 DC-DC 电路支路电流从 0 到满载 2.5 A 电流且输出电压为 8 V 的稳定时间为 62.8 ms。根据测得的稳定时间设置定时累加时间, 使其略大于稳定时间, 可确保系统调节到目标值后稳定, 例如 70 ms。然后将 V_{ref} 从低到高分成几段, 本实验设置为 10 段, 每经过 70 ms, 改变目标参数使其增加 0.8 V, 累加到设定值 8 V 后保持不变。

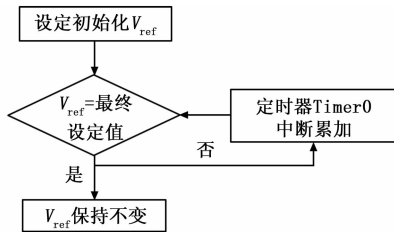


图 7 软启动程序框图

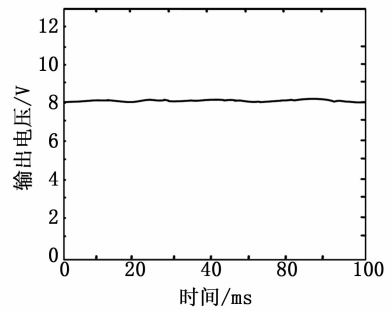
4 实验结果与分析

4.1 实验步骤和方法

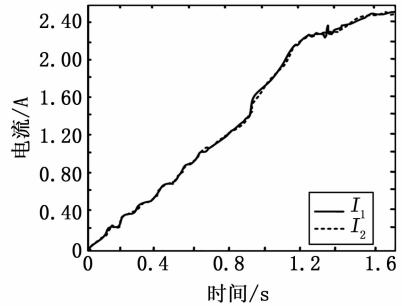
在系统调试过程中, 首先设置 PWM 低调节速率和 PID 低比例环节参数和积分环节参数, 逐步增加主从模块的调节速率和积分环节参数, 调试主要以改变 PWM 调节速率为主, 即改变其定时器中断的频率。测量输出电压稳态波形和精度, 各模块输出电流瞬态和稳态电流变化波形及其电流稳态调节精度。经过参数优化, 实验数据和波形如图 8 所示。

4.3 实验结果分析和不足

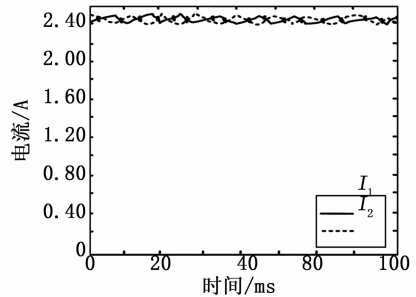
从图 8 (a) 看出, 系统输出电压在 8 V 轻微低频振荡, 振荡幅度小于 0.2 V。图 8 (b) 和 8 (c) 中 I_1 为主模块输出电流, I_2 为从模块输出电流。两但其平均值相同, 稳态均流效果良好, 振荡幅度小于 0.2 A。瞬态输出电流曲线几乎重合, 主从电流偏差小于 0.1 A, 到稳态过程中未出现超调量过大现象, 从而说明系统的瞬态调节稳定。在 0~0.8 s 期间, 电流变化波形呈现分段上升, 在这期间电流偏差小于 0.05 A, 电流不匹配度低, 说明分段上升对使用 PID 调节电路瞬态负载电流具有抑制其振荡的作用。电流从 0 到满载调节时间为 1.6 s, 较为迅速。均流具体实验数据如表 1 所示, 负载总电流 I 变化范围为 0.94~5.55 A, 均流比例为 1:1, 均流精度均小于 1.3%, 输出电压 $U_o = 8 \pm 0.01$ V, 调整率小于 0.3%。



(a) 负载电压



(b) 两个电源模块启动时负载电流



(c) 两个电源模块稳态时负载电流

图 8 均流实验负载电压电流波形

表 1 均流电流 $I_1 : I_2 = 1 : 1$ 实验数据

U_o/V	I_1/A	I_2/A	$I = I_1 + I_2/A$	均流精度/%
8.01	0.4653	0.4765	0.9418	1.19
8.01	0.4987	0.5073	1.006	0.85
8.02	1.7740	1.8053	3.5793	0.88
8.00	2.0108	1.9633	3.9741	1.20
7.99	2.8049	2.7472	5.5521	1.04

其中均流精度计算公式为:

$$\Phi_1 = \left| \frac{I_1 - kI_2}{I_1 + I_2} \right| \times 100\% \quad (8)$$

其中: k 为主从模块负载电流比例。

在均流实验中, 也进行了电流比 0.5 到 2 任意比的并联测量实验, 表 2 为电流比为 2 的实验数据, 负载总电流从

(下转第 212 页)