

基于LLC谐振变换器的蓄电池充电控制策略设计

LLC谐振变换器开关频率高,具有较高的控制准确度和功率密度,加上拓扑结构简单,是适合蓄电池充电控制的一种有效拓扑。蓄电池充电控制需要多种充电模式且各模式之间能自动进行切换,输出的电压电流准确度、纹波大小要满足一定要求。针对此要求,通过理论分析、仿真和样机测试进行专门研究,主要工作:①设计了恒压充电、恒流充电和浮充电等充电模式,并实现快捷平滑切换;②采用双单环PI算法,控制策略考虑并机工况;③对浮充电(空载/轻载)进行专门设计,提高全程性能。搭建了仿真模型和一台800 W实验样机,仿真和实验结果均表明,LLC谐振变换器在15 ms内输出即可达到给定值,可自动切换模式对蓄电池充电,空载时仍可稳定输出电压,并机均流度较好。

林志法¹ 窦震海² 宋冬冬^{1,3} 杜海江¹ / 1. 中国农业大学信息与电气工程学院
2. 山东理工大学电气与电子工程学院 3. 河北科技师范学院机电工程学院

0 引言

蓄电池,又被称为二次电池,具有能量密度大、输出响应快、成本低及可进行反复充放电等优点,在无电网供电或事故备用等场合应用较多,如微网建设、新能源汽车、不间断供电电源(UPS)以及变电站直流系统等^[1]。为了保证蓄电池的充电安全和使用寿命,对充放电功率变换器的功能和技术要求包括:充电时要在多种充电模式下进行^[2-3],包括恒压充电、恒流充电、恒功率充电及浮充电等,不同模式之间能够根据工况需求进行自动切换,使充电过程尽可能接近蓄电池充电特性曲线。当蓄电池在充电过程中出现异常状态时,充电电源需迅速进行保护,保证蓄电池安全。

LLC高频谐振变换器是一种高效的功率变换器,全桥、半桥式LLC谐振变换器

分别适合于大功率和中小功率场合。由于具备体积小、功率密度高及自然软开关等优点,广泛应用在电池充电领域^[4]。通过检索文献发现,其应用难点有三个方面:环路控制结构设计;轻载和空载处理;并机控制设计。

文献[5]采用双环控制算法,可以实现恒压和恒流充电的自动切换,但浮充电时,电流变得很小,内环调节的准确度难以保证。文献[6-8]对浮充电进行单独处理,在空载或轻载时均采用间歇发波控制方式,即当电压低于阈值时开始发波,高于阈值时停止发波,此种方式可以维持输出电压在给定值附近,但输出电压会呈锯齿状,波动较大,不易满足蓄电池充电对电压准确度的要求。

并机是提高可靠性和实现大功率的有效途径,从并机策略来看,可将现有的并机方式分为主从式^[9]和对等式。主从式中主机控制直流母线电压,从机控制输出电流,均流效果好,但系统对主机依赖性强;对等式主要有下垂控制法^[10]、最大电流均流控制法^[11]和平均电流均流控制法^[12-13]。下垂控制法各并联单元采集自身数据并独立调节使输出特性趋于一致,从而进行均流,该方法总输出电压纹波较大。最大电流均流控制法和平均电流均流控制法均采用双环控制,并在外环中加入最大电流或平均电流前馈,以消除单元间的电流不均衡。从并机运行数据的获取来看,可分为基于高速通信和基于采样电路方式,如主从并机中,主机可通过通信给从机下发电流给定值,



林志法/硕士研究生

关键词/Keywords

LLC谐振变换器·
蓄电池充电·
双单环控制·
多种充电模式·
并机运行·

也可通过采样电路将总电流送到从机从而获得电流给定值；又如最大电流法和平均电流控制法中，可通过CAN总线得到最大电流或平均电流，也可通过采样电路与模拟电路，建立最大电流母线和平均电流母线。

基于前述工作和经验，设计了电压与电流分离的双单环控制和主从式并机控制策略，并进行仿真和实验验证。

1 拓扑结构

由于蓄电池充电容量多是中小功率，故以下采用半桥式LLC谐振变换器为例进行论述。如图1所示，半桥式LLC谐振变换器可分为功率部分和控制部分，功率部分主要由全桥不控整流电路、逆变电路、隔离电路及全波整流电路等组成。逆变电路由半桥开关电路和谐振电路构成，多个绝缘栅双极性晶体管MOSFET并联构成 Q_1 和 Q_2 ，通过 Q_1 和 Q_2 的交替开关，逆变出单极性的脉冲列，谐振电路由谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 和变压器励磁电感 L_m 组成，通过谐振使开关实现软开通，形成的脉冲列经隔离变压器传输到二次侧，最后通过全波整流电路便得到给蓄电池充电的可调直流电源。控制部分主要由采样模块、调节器和驱动模块组成，采集模块采集功率部分的输出量作为反馈，送到控制器进行运算，并将控制器输出量经过驱动电路作用于开关管，最终形成闭环调节。

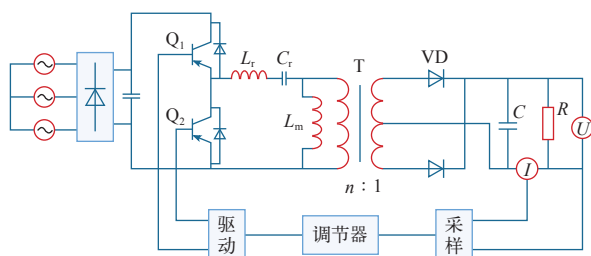


图1 半桥式LLC谐振变换器的电路拓扑图

2 运行增益分析

利用基频分量法对如图1所示的电路拓扑进行分析，可得到变换器的传递函数和输出电压增益与 Q_1 、 Q_2 开关频率的关系。根据串联分压原理，可得传输函数

$$H(j\omega) = \frac{j\omega L_m \parallel R_{eq}}{j\omega(L_m + L_r) + \frac{1}{j\omega C_r}} \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \\ f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_m + L_r)C_r}} \\ f_n = \frac{f}{f_r} \\ k = \frac{L_m}{L_r} \\ Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{eq}} \\ R_{eq} = \frac{8n^2}{\pi^2} R \end{array} \right. \quad (2)$$

利用式(2)对式(1)进行化简整理，可得

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{f_n^2 k} + jQ\left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)} \quad (3)$$

输出电压增益 M 为传递函数的模，即

$$M = |H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{f_n^2 k} + Q^2\left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (4)$$

当隔离变压器电压比为1:1，除负载外其他电路参数不变时，根据输出电压增益曲线的表达式，可得到不同品质因数（负载电阻 R ）和开关频率与输出电压关系图，如图2所示。从图2中可以看出，同一开关频率，品质因数越小（负载电阻越大），输出电压增益越大；同一品质因数，输

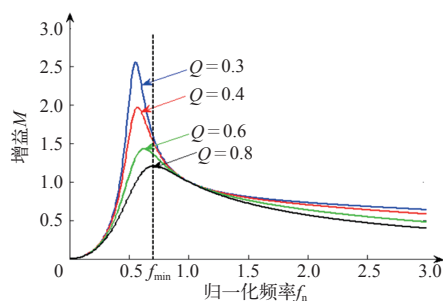


图2 输出电压增益与开关频率关系曲线图

出电压增益随频率的增大先增大后减小。由于设备工作在高频区间,最低频率 $f_{\min}$ 大于所有增益拐点所对应的最大频率,所以输出电压增益与开关频率成反比,根据这一特点,便可通过调节开关频率的大小改变输出蓄电池充电电压。

3 充电控制策略设计

3.1 多种充电模式的自动切换

每个单元上电初始化后,软件进入超循环并启动各中断例程。通过通信获取上位机发来的充电模式指令,依据一定规则设定本机工作模式(单机/并机主机,或从机),若设备单机运行或作为并机主机运行,则以上位机下发的充电模式开始工作,在充电过程中,根据判据向其他充电模式进行迅速切换,达到蓄电池的最佳充电状态。当进行恒流充电时,若输出电压略大于恒压充电电压值时,单元切到恒压充电模式;若恒压模式下充电电流增大,当大于恒流充电值时,再次切回恒流充电模式。蓄电池恒压充电过程中输出电流会随蓄电池充电容量的增加而逐渐减小,当电流小于恒压充电最小电流设定值时,切到浮充电(空载/轻载)模式。浮充电过程中,若电池放电严重导致单元输出电流大于恒压充电最小电流设定值时,返回恒压充电。在任一充电模式中发生短路时,单元会直接进入短路保护,若发生的是瞬时故障,单元会重新恢复到最佳充电模式。当单元作为并机从机运行时,则不会工作在恒压充电模式,只会在恒流充电、浮充电和短路保护之间按以上方式进行切换。

3.2 双单环闭环调节及空载处理

恒压充电和恒流充电采用双单环PI控制算法,如图3所示。将输出电压和电流控制算法分为两个控制环,电压环采集输出电压,与电压给定值做差,经PI运算得到开关频率,再进行正常调制并加入开关管固定死区时间 T_d ,最后得到可触发开关管的脉冲,形成电压单环调节;同理,电流环采集输出电流进行电流单环调节。

蓄电池充满电后,等效负载将变小,电压有

不断升高的趋势,需进行浮充电(空载/轻载)处理。浮充电过程中,电压必须恒定,过高或出现较大纹波均会使蓄电池出现劣化。由于浮充电功率较小,从机单元停止运行并进入待机状态。主机单元进入浮充电模式时,仍通过电压环进行控制,如图3所示,但要进行浮充调制以加入比正常工作更大的固定开关管死区时间 T_{d2} 。加大死区时间后,占空比会随开关频率的增大而变小,开关频率最大时,占空比会减小到零。因此,浮充电结合了调频和调脉宽两种控制方式,使得电源能量更加平滑输出,不仅电压输出准确度高,还可减小电压纹波,满足了蓄电池对浮充电的高要求。

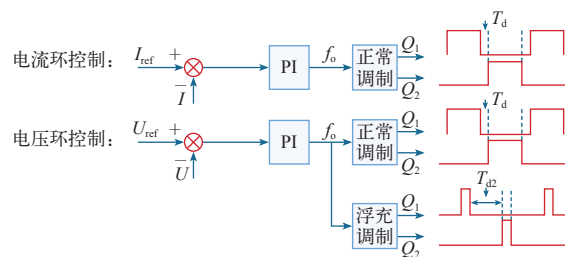


图3 双单环控制图

3.3 并机运行的实现

LLC谐振变换器具有可选的工作模式,以满足扩展和冗余要求。工作模式为单机运行时,设备可在多种充电模式之间进行自动切换。工作模式为并机工作时,采用主从控制,一台为主机单元,其余为从机单元。主机负责与上位机数据交换,并且可工作于定电压模式;从机仅与主机进行数据交换或获取上位机广播指令,不会工作于定电压模式。每台单机除了采样输出电压和本机输出电流,也通过总负载电流传感器二次侧采样总输出电流用于均流控制。具体工作流程按文献[14]提出的有限状态机进行描述,如图4所示。

为保证各单元能够并机运行,设计了一种总电流采样方式的主从控制法。在运行过程中,主机控制母线电压,从机进行均流。从机采集总电流求平均后获得本机的输出电流给定值。如图5所示,在输出总电流的母线上,串入一个4端子的电流型霍尔元件,从信号端子M引出的导线依次通过每个单元采样模块的采样电阻,最后回到信号地端子G,

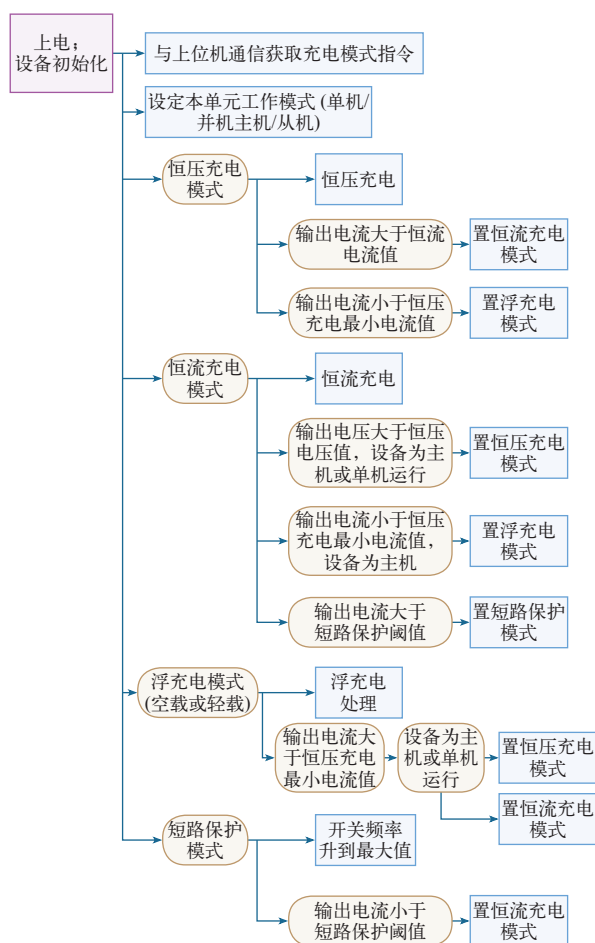


图4 充电过程流程图

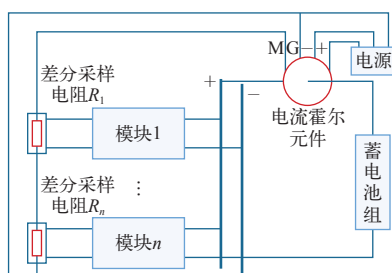


图5 总电流采集示意图

采样电路将采样电阻电压处理后送入控制器，所有单元便通过一个采样元件获得了总电流，简化了硬件结构。主机只需将所有单元数量通过通信线广播给从机，用于从机求取平均电流参考值。

4 仿真和实验验证

为了验证所设计功率回路、控制策略的有效性，设计了仿真和实验平台，实验平台采用半实

物仿真方式，即用dSPACE作为控制器，功率回路用实物搭建。鉴于dSPACE只有一路高频信号输出口，设计了CPLD电路和程序将调节器输出的一路频率信号转换成带死区且死区可调的两路PWM信号以驱动LLC。仿真和实验参数如下表所示，设计了以下两种典型工况，并进行两个单元并机运行测试。

表 仿真和实验电路参数

参数	数值
谐振电感 $L_r/\mu\text{H}$	14
谐振电容 C_r/nF	244
变压器励磁电感 $L_m/\mu\text{H}$	38.5
变压器电压比 n	1
经整流后的输入电压 U_i/V	250
恒压充电电压值 U_c/V	150
恒流充电电流值 I_c/A	5
浮充电电压值 U_f/V	145
正常开关管死区时间 $T_d/\mu\text{s}$	1
空载开关管死区时间 $T_{d0}/\mu\text{s}$	6

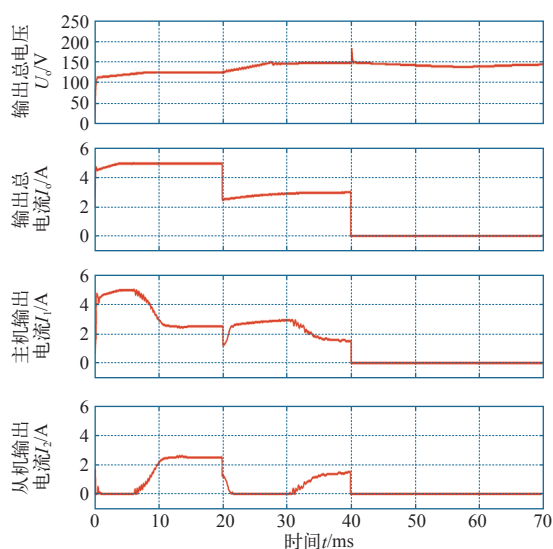
1) 设备开机后进入恒流充电模式，过渡到恒压充电模式，最后进入浮充电模式。

2) 负载输出侧在充电过程中发生短路，设备自动切入短路保护状态。

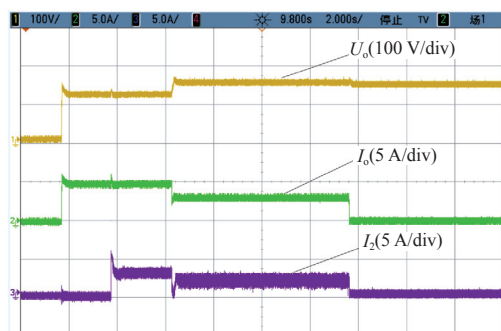
以上工况测试均用电阻模拟蓄电池，通过改变电阻大小促使设备进行不同充电模式的切换。恒流充电时电阻 $25\ \Omega$ ，恒压充电时电阻 $50\ \Omega$ ，浮充电时电阻 $13\ \text{k}\Omega$ ，并用开关将电阻短路模拟蓄电池短路状态。仿真与实验结果如图6、图7所示。

如图6a所示，通过负载电阻的切换，模拟蓄电池充电过程，首先将负载电阻设为 $25\ \Omega$ ，进行恒流充电，输出电流为 $5\ \text{A}$ ；之后将负载电阻切到 $50\ \Omega$ ，电压有瞬间升高趋势，当高于恒压充电电压值 $150\ \text{V}$ 时，自动切到恒压充电，输出电压 $150\ \text{V}$ ；待恒压充电稳定后，将负载电阻切到 $13\ \text{k}\Omega$ ，电流迅速变小，当小于恒压充电最小电流阈值 $500\ \text{mA}$ 时，设备切到浮充电模式，电压稳定在浮充电电压值 $145\ \text{V}$ 。图6b的模拟充电实验过程输出电压和电流的变化趋势与仿真波形图相同。

如图7a所示，在恒流充电时，负载侧发生短路，电流瞬间变大到 $300\ \text{A}$ ，调节器迅速将开关频



(a) 仿真图



(b) 实验图 (1 s/div)

图6 自动切换充电模式波形

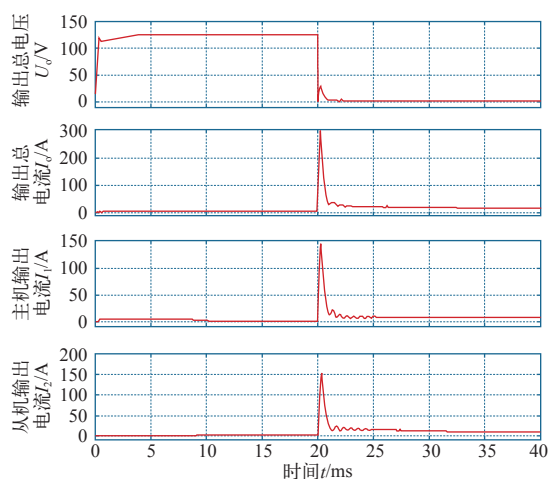
率升高, 到达最大值, 抑制短路电流, 此时电压也随之减小到几毫伏, 电流控制在20 A以下, 短路时输出功率得到控制。如图7b所示, 实验与仿真波形对比, 仿真由于采用理想器件使得短路瞬间电流较大, 其余工况波形基本一致。

5 结束语

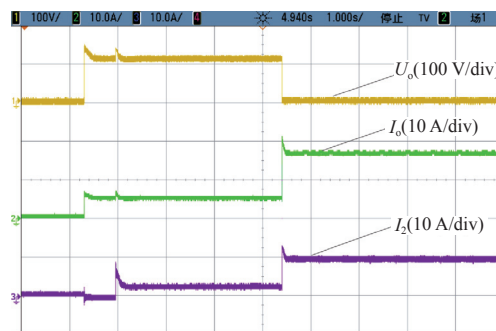
1) 设计了双单环的控制结构, 设备能完成恒压、恒流及浮充等充电模式且可以自动无缝切换。

2) 采用浮充电(空载/轻载)时增大开关管死区时间并正常调频调节的方式, 可有效提高浮充电(空载/轻载)输出电压准确度, 减小纹波。

3) 利用主从式并机方式, 对每个单元获取总电流的方式进行了简化, 实现了两台设备的并行, 均流效果较好。针对典型工况的仿真与实验结果验证了所提方法的有效性。



(a) 仿真图



(b) 实验图 (1 s/div)

图7 负载短路保护仿真图

参考文献

- [1] 向育鹏, 卫志农, 孙国强, 等. 基于全寿命周期成本的配电网蓄电池储能系统的优化配置 [J]. 电网技术, 2015, 39 (1): 264-270.
- [2] 廖金华, 李建黎. 铅酸蓄电池充电技术综述 [J]. 蓄电池, 2010, 47 (3): 132-135.
- [3] Fariborz Musavi, Marian Craciun, Deepak S Gautam, et al. An LLC resonant DC-DC converter for wide output voltage range battery charging applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (12): 5437-5445.
- [4] Dow Y S, Son H I, Hyeoun-Dong Lee. A study on half bridge LLC resonant converter for battery charger on board [C]. 8th International Conference on Power Electronics, 2011: 2694-2698.
- [5] 唐亮, 刘爱忠, 李勇, 等. 基于TMS320F2801数

(下转第64页)

其受影响较小；邻近负载是电压源型非线性负载时，其受影响较大，其谐波发生放大或减小受被补偿负载特性的影响。

3) 当邻近的电压源型非线性负载发生谐波放大时，可以采取改变系统结构和控制策略的方法来抑制谐波放大。

参考文献

- [1] Asiminoaei L, Rodriguez P, Blaabjerg F. Application of discontinuous PWM modulation in active power filters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 (4) : 1692-1706.
- [2] Verma V, Singh B. Design and implementation of a current-controlled parallel hybrid power filter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45 (5) : 1910-1917.
- [3] Gary W Chang, Shin-kuan Chen. An analytical approach for characterizing harmonic and inter-harmonic currents generated by VSI-fed adjustable speed drives [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20 (4) : 2555-2593.
- [4] 赵文强, 梁少华, 徐兵, 等. SAPF安装点的选

择及对邻近负载影响的分析 [J]. 电力电子技术, 2013, 47 (5) : 81-84.

- [5] 戴珂, 刘聪, 李彦龙, 等. 并联型APF对两类非线性负载的谐波补偿特性研究 [J]. 电工技术学报, 2013, 28 (9) : 79-85.
- [6] Zhao Wenqiang, Chen Guozhu. Approaches to shunt active power filter for application with capacitive nonlinear load [C]. Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Seoul, IEEE, 2009: 1835-1840.
- [7] 赵文强, 陈国柱. 并联型APF在容性非线性负载中的应用 [J]. 电力自动化设备, 2009, 29 (12) : 59-64.
- [8] 马永, 蔡建华. APF采样点的选取对滤波效果影响的研究 [J]. 建筑电气, 2013 (3) : 48-52
- [9] 张树全, 戴珂, 谢斌, 等. 多同步旋转坐标系下指定次谐波控制 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30 (3) : 55-62.
- [10] 张树全, 戴珂, 谢斌, 等. 并联型有源电力滤波器指定次无静差控制策略 [J]. 电力电子技术, 2009 (3) : 33-38.

(收稿日期: 2017-03-11) **EA**

(上接第40页)

- 字控制的LLC变换器 [C]. 中国电机工程学会第十三届青年学术会议论文集, 2014: 363-366.
- [6] 陈良亮, 张蓓蓓, 周斌, 等. 电动汽车非车载充电机充电模块的研制 [J]. 电力系统自动化, 2011, 35 (7) : 81-85.
- [7] 耿中星. 基于谐振并联均流模块化高频充电机的研究与设计 [D]. 南京: 南京理工大学, 2014.
- [8] 黄志武, 唐明明. LLC谐振全桥变换器在交流传动电力机车充电机中的应用 [J]. 通信电源技术, 2009, 26 (1) : 1-4.
- [9] 陈新, 姬秋华, 刘飞. 基于微网主从结构的平滑切换控制策略 [J]. 电工技术学报, 2014, 29 (2) : 163-170.
- [10] 吴卫民, 何远彬, 耿攀, 等. 直流微网研究中的

关键技术 [J]. 电工技术学报, 2012, 27 (1) : 98-106.

- [11] 张强, 姚绪梁, 张敬南. 大功率直流电源并联运行的均流控制 [J]. 电力电子技术, 2011, 45 (3) : 73-75.
- [12] 符赞宣, 瞿文龙, 张旭. 平均电流模式 DC/DC变换器均流控制方法 [J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2003, 43 (3) : 337-340.
- [13] 罗伟伟, 李忠志, 王振民, 等. 全数字化特种电源实时并机系统研究 [J]. 电力电子技术, 2012, 46 (6) : 73-76.
- [14] 杜海江, 李玉凯. 小型嵌入式系统的分析方法-IFSM [J]. 单片机与嵌入式系统应用, 2006, 6 (4) : 17-19.

(收稿日期: 2016-09-06) **EA**