

交直流共用主电路及其控制方法在双输出航空静变电源中的应用^{*}

孙兴法¹, 聂子玲¹, 朱俊杰¹, 韩一¹, 高飞²

(1. 海军工程大学 舰船综合电力技术国防科技重点实验室, 湖北 武汉 430033;

2. 中国船舶工业系统工程研究院 航空系统研究所, 北京 100094)

摘要: 详细介绍一种通过交直流变换共用主电路实现同一电源双路分时输出的方法, 给出了交直流共用主电路的拓扑结构及其工作原理, 分析了交流变换五电平载波移相及直流变换级联移相控制策略。为了在三相交流变换电路的基础上实现大功率直流输出, 并兼顾各相功率均衡, 提出了一种相位角同步的均流控制策略。最后通过试验实现了同一电源分时输出交流 115 V/400 Hz/100 kVA 和直流 270 V/80 kW, 验证了所述拓扑结构和控制策略的合理性与可行性。

关键词: 航空静变电源; 交直流共用主电路; 调制策略; 均流

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2017)12-0006-06

Application of AC/DC Electrical Source Sharing the Same Main Circuit and Its Control Method in Double-Output Aeronautical Power Supply^{*}

SUN Xingfa¹, NIE Ziling¹, ZHU Junjie¹, HAN Yi¹, GAO Fei²

(1. National Key Laboratory for Vessel Integrated Power System Technology, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China;

2. Aviation System Research Dept. of System Engineering Research Institute, Beijing 100094, China)

Abstract: A method to achieve the time-sharing output of the same power based on AC/DC electrical source sharing the same main circuit was introduced. The topology of main circuit and its working principle were given. The five-level carrier phase-shifting modulating strategy of AC transform and the cascaded phase-shifting control strategy of DC transform were analysed. A phase-angle-synchronous current balancing control strategy was proposed, in order to realize high power DC output and the balance of the power of each phase on the basis of three-phase AC converter. Experimental results were obtained with time-sharing 115 V/400 Hz/100 kVA AC output and 270 V/80 kW DC output based on the same power supply, which verified the rationality and feasibility of the topology and control strategy.

Key words: aeronautical static variable power supply; AC and DC shared main circuit; modulation strategy; current balance

0 引言

目前, 航空供电系统主要分为两大类: 一类是 115 V/400 Hz 的中频交流供电系统, 现在广泛应

用于各种大型民用客机, 如波音公司的 737、747、777 等; 另一类是 270 V 的高压直流供电系统, 现已被美国的 F-22、F-35 等战斗机以及波音 787 等民用飞机大规模采用。然而, 目前航空供电系

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51407189)

作者简介: 孙兴法(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

聂子玲(1975—), 男, 教授, 研究方向为电力电子与电力传动。

朱俊杰(1984—), 男, 副教授, 研究方向为电力电子与电力传动。

统的供电方式主要是不同电制电能独立供电,因此为满足不同用电设备的需求,所配有的航空电源数量和种类都比较多,导致装置体积大、供电方案复杂,不利于整个系统的稳定运行。

从理论上分析,直流变换器的电能变换可与交流变换器相结合,即在逆变部分与交流变换器共用同一电路,双路分时输出交流和直流电能,互不影响,实现交直流电源的一体化。这样通过一套电源设备提供两种电能,能够大大提高电能变换的功率密度和装置的集成度,减小整个供电系统的体积^[1-4]。基于此,本文提出一种交直流共用主电路的双输出航空静变电源装置,给出交直流共用主电路的拓扑结构和工作原理,详细分析交流变换五电平载波移相及直流变换级联移相控制策略,提供一种基于相位角同步的并联均流控制策略,在实现大功率直流输出的同时,兼顾各相功率均衡,保证直流并联输出的均流特性。最后通过 Simulink 仿真和试验实现同一电源交流 115 V/400 Hz/100 kVA 和直流 270 V/80 kW 的分时输出,验证了所述交直流共用主电路拓扑结构和控制策略的正确性与可行性。

1 交直流共用主电路双输出电源工作原理

1.1 双输出电源拓扑结构

如图 1 所示为交直流共用主电路的双输出航空静变电源拓扑结构,主要功率单元包括输入高频整流单元、逆变单元、输出整流单元。交流变换拓扑是通过双 H 桥在变压器一次绕组侧级联,可通过五电平调制策略减小输出谐波含量,二次侧三相四线制输出,各相之间独立控制,可增强电源带不平衡负载能力。直流变换拓扑采用经典的隔离式 DC-DC 变换电路,变压器及一次侧电路与交流共用,双 H 桥级联输出电压叠加,可在输入

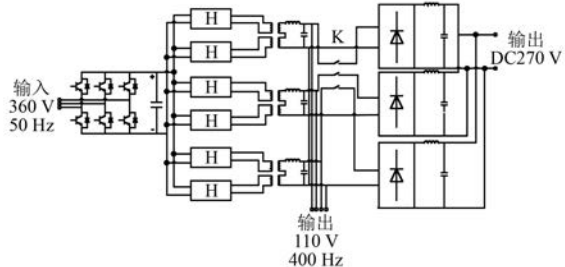


图 1 双输出电源拓扑结构

不控整流的工况下达到直流输出的电压等级,变压器二次侧采用二极管全桥整流,三相并联输出,可减小单相开关管的电流应力,并且满足电源两倍过载输出的要求。

1.2 交流拓扑结构分析

交流变换拓扑结构如图 2 所示。假设 R_A 、 R_B 和 R_C 为各相变压器等效电阻, L_A 、 L_B 和 L_C 为各相变压器等效漏感, C_A 、 C_B 和 C_C 为各相滤波电容, I_{LA} 、 I_{LB} 和 I_{LC} 为各相电感电流, I_{AN} 、 I_{BN} 和 I_{CN} 为各相输出电流, U_{AN} 、 U_{BN} 和 U_{CN} 为各相输出电压, U_{TA} 、 U_{TB} 和 U_{TC} 为各相 PWM 输出电压。根据基尔霍夫定律可得:

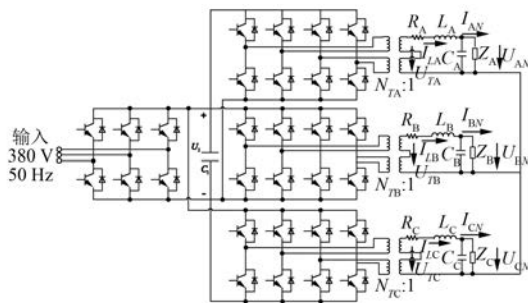


图 2 交流输出拓扑结构

输出相电压方程

$$\begin{cases} U_{AN} = U_{TA} - R_A I_{LA} - L_A \frac{dI_{LA}}{dt} \\ U_{BN} = U_{TB} - R_B I_{LB} - L_B \frac{dI_{LB}}{dt} \\ U_{CN} = U_{TC} - R_C I_{LC} - L_C \frac{dI_{LC}}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

输出相电流方程

$$\begin{cases} I_{AN} = I_{LA} - C_A \frac{dU_{AN}}{dt} \\ I_{BN} = I_{LB} - C_B \frac{dU_{BN}}{dt} \\ I_{CN} = I_{LC} - C_C \frac{dU_{CN}}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

假设 M_A 、 M_B 和 M_C 为各相 PWM 输出电压的调制比, N_{TA} 、 N_{TB} 和 N_{TC} 为各相变压器的变压比。不考虑谐波分量,则各相 PWM 输出电压表达式:

$$U_{Ti} = 2 \frac{M_i}{N_{Ti}} U_1 \sin(\omega_0 t) \quad (i = A, B, C) \quad (3)$$

在此基础上,以输出相电压和电感电流作为状态变量,可得三相四线制中频静止电源系统的状态方程表达式:

$$\begin{cases} \frac{dU_{iN}}{dt} = \frac{1}{C_i}I_{Li} - \frac{1}{C_i}I_{iN} \\ \frac{dI_{Li}}{dt} = -\frac{R_i}{L_i}I_{Li} - \frac{1}{L_i}U_{iN} + \frac{2M_i}{N_{Ti}L_i}U_i \sin(\omega_0 t) \end{cases} \quad (i = A, B, C) \quad (4)$$

由式(4)可知,三相四线制逆变器输出相电压相互独立,每一相的输出电压仅与该相输出电流、变压器参数、滤波电容及控制信号有关,与其他相不存在耦合关系,验证了每一相可独立控制的良好性能,从而有效解决了负载不平衡问题。

1.3 直流拓扑结构分析

为实现同一电源交直流双路分时输出,直流输出与中频部分共用主电路拓扑,如图1所示。其中,变压器及其一次侧与中频输出共用,变压器二次侧每相增加全桥整流,实现隔离式DC-DC变换中经典的移相全桥电路。此电路共用方案极大程度减小了航空静变电源装置的体积和重量,提高了电源的功率密度。

变压器一次侧采用双H桥级联,输出电压幅值叠加,二次侧通过全桥整流后三相并联输出,可以达到270V直流输出的效果。并联输出提高了电源的功率等级,同时也减小了开关管所承受的电压和电流应力。

2 调制策略

2.1 五电平载波移相PWM调制策略

中频输出采用单极性倍频SPWM调制的思想。单极性SPWM具有消除低次谐波、使谐波分量高频化的特点,在不提高每个桥臂开关频率的前提下,将最低次谐波频率提高到两倍载波频率附近,更容易滤除。

如图3所示为中频静止电源逆变部分单相拓扑结构。两个400Hz的H桥逆变器分别连接到相同的变压器 T_1 和 T_2 ,并通过变压器二次侧串联,实现电压幅值的叠加。在每个H桥内部采用单极性倍频SPWM调制策略,两个H桥逆变器的载波互差 90° ,输出电压幅值叠加后达到4倍频工作的效果,得到五电平相电压波形。这样在保证较低开关频率的同时,有效降低了输出电压的

谐波含量,提高了供电质量。图3中S1~S8为IGBT开关器件, C_1 为直流侧支撑电容, C 和 L 分别为交流侧滤波电容和变压器等效漏感。记 U_1 为直流侧电压, N_T 为变压器的变压比, B_1 、 B_2 、 B_3 和 B_4 分别为上下H桥的左右桥臂。根据单极性倍频SPWM调制策略的原理,对于上H桥,用一组相位相反的等腰三角波作为左右桥臂的载波,与正弦调制波相比较,生成两组两两互反的PWM调制信号,驱动上H桥的4个开关器件即IGBT;而对于下H桥,将上H桥的载波平移 90° 后与正弦调制波相比较,生成对应的PWM调制信号,驱动下H桥的4个开关器件。其中 U_{c1} 、 U_{c2} 、 U_{c3} 和 U_{c4} 分别为 B_1 、 B_2 、 B_3 和 B_4 桥臂的载波, U_r 为调制波。此时,每个H桥的输出为三电平(U_1 、0、 $-U_1$)PWM波形,两个H桥输出相加后生成五电平PWM波形。如图4所示,上图为载波和参考波波形,下图为五电平PWM调制波形。

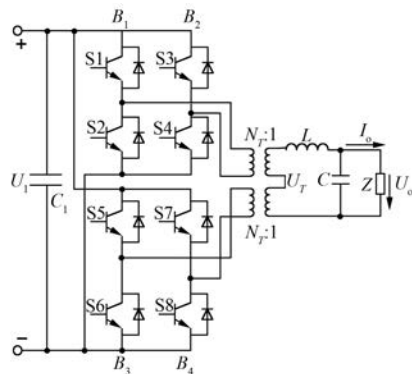


图3 中频静止电源逆变部分单相拓扑结构

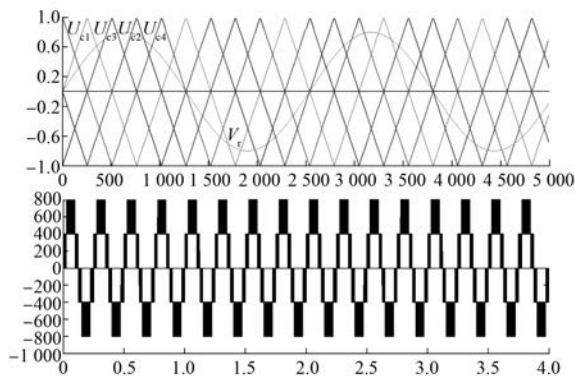


图4 五电平载波移相PWM调制波形图

下面以桥臂 B_1 为例,分析五电平载波移相PWM输出电压的表达式。如图5所示,采用对称

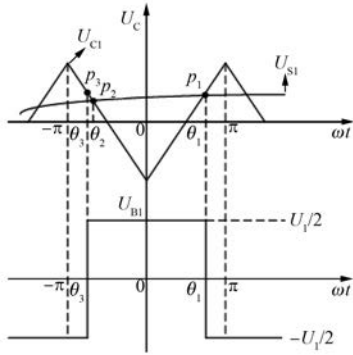


图5 对称规则采样

规则采样,采样角频率等于载波角频率 ω_s 。假设参考波表达式为

$$U_{s1} = U_M \sin(\omega_0 t) \quad (5)$$

式中: U_M ——参考波幅值;

ω_0 ——参考波角频率。

桥臂 B_1 的载波表达式为

$$U_{c1} = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \left(\omega_s t - \frac{\pi}{2} \right) U_c, & 2k\pi \leq \omega_s t < 2k\pi + \pi \\ -\frac{2}{\pi} \left(\omega_s t - \frac{\pi}{2} \right) U_c, & 2k\pi - \pi \leq \omega_s t < 2k\pi \end{cases} \quad (6)$$

式中: U_c ——载波幅值;

ω_s ——载波角频率。

根据图5计算可得对称采样点:

$$\theta_1 = -\theta_3 = \frac{\pi}{2} + \frac{1}{2} \pi M \sin(\omega_0 t) \quad (7)$$

其中, $M = \frac{U_M}{U_c}$ 为调制比。

因此可得桥臂 B_1 输出电压表达式:

$$U_{B1} = \begin{cases} \frac{U_1}{2}, & \theta_3 \leq \omega_s t < \theta_1 \\ -\frac{U_1}{2}, & \omega_s t \leq \theta_3 \text{ 或 } \omega_s t > \theta_1 \end{cases} \quad (8)$$

对 U_{B1} 进行傅里叶展开^[5],可得

$$U_{B1} = \frac{U_1}{2} M \sin(\omega_0 t) + \frac{U_1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \cdot \sin \left[\frac{Mn\pi}{2} \sin(\omega_0 t) + \frac{n\pi}{2} \right] \cos(n\omega_s t) \quad (9)$$

由于在H桥中采用的是单极性倍频SPWM调制方法,此时左右桥臂载波相位互差 180° ,若

固定载波相位不变,相当于参考波反相,由此可得桥臂 B_2 输出电压为

$$U_{B2} = U_{B1}(\omega_0 t - \pi) \quad (10)$$

上H桥输出电压为

$$U_{HT} = U_{B1} - U_{B2} \quad (11)$$

由于级联H桥之间采用载波移相控制技术,上下H桥载波相位互差 90° ,由此可得下H桥输出电压为

$$U_{HB} = U_{HT} \left(\omega_s t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (12)$$

上下H桥输出在变压器二次侧串联实现叠加,可得PWM输出电压为

$$U_T = \frac{U_{HB} + U_{HT}}{N_T} \quad (13)$$

根据上述公式推导可得

$$U_T = \frac{2U_1}{N_T} M \sin(\omega_0 t) + \frac{2U_1}{N_T} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n\pi} \cdot \sin[2Mn\pi \sin(\omega_0 t)] \cos(4n\omega_s t) \quad (14)$$

2.2 移相角同步并联均流控制策略

对于直流输出,其逆变部分采用载波移相控制的思想。如图6所示为直流输出单相拓扑结构,现以其逆变部分单相的上H桥为例,分析移相全桥逆变电路的工作原理。根据传统方波控制理论可知,同一桥臂上下两个开关管的驱动信号是互反的,并且S1、S4同时导通时输出电压 U_{AB} 为 $+U_1$,S2、S3同时导通时输出电压 U_{AB} 为 $-U_1$,S1、S3同时导通或S2、S4同时导通时输出电压 U_{AB} 为0。也就是说,只有对管(成对角线的两个开关管)同时导通时,H桥才有非零输出。因此,在一个开关周期内,如果改变占空比,并且保持对管同时导通的时间不变,那么逆变桥的输出不会发生变化;只有改变对管导通的重叠时间,才能使逆变桥开关管导通的有效占空比发生变化,从而改变输出电压。因此,可以通过控制对管开通时

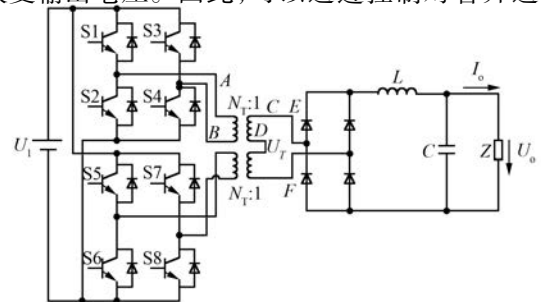


图6 直流输出单相拓扑结构

的相位差来改变对管同时导通所对应的相位角,从而改变逆变桥的输出电压,即移相控制^[6-7]。移相控制减小了逆变桥开关器件所受的电压和电流应力,降低了开关损耗,提高了电源效率,并且输出平波电感及滤波电容的体积和重量也大大减小。

对于如图 6 所示的直流输出单相拓扑, 逆变桥由超前桥臂 (开关管 S1 和 S2、开关管 S5 和 S6) 和滞后桥臂 (开关管 S3 和 S4、开关管 S7 和 S8) 组成, 超前桥臂超前于滞后桥臂的相位角为 α , α 即移相角, 通过控制移相角来改变开关管的开通时刻, 改变对管同时导通的相位角, 从而调节逆变桥输出电压的大小, 最终实现对直流输出的调节。其逆变部分工作波形如图 7 所示, 从上到下依次对应图 6 中的 U_{AB} 、 U_{CD} 和 U_{EF} 。可以看出, H 桥移相控制输出交流方波电压, 经过变压器降压后幅值降低, 两个 H 桥级联后幅值叠加。

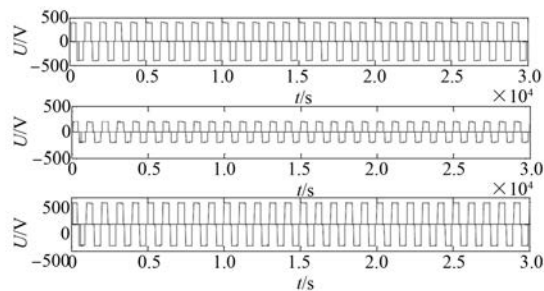


图 7 直流输出逆变部分单相工作波形

为实现大功率输出,同时兼顾双输出航空静变电源所采用器件的功率等级,直流输出部分采用三相并联,即逆变器三相输出分别与三个全桥整流模块相连接,得到三相直流的并联输出。考虑到直流变换器并联可能会因为各支路元器件参数和接线差异等原因导致分流不均,使得某一支路所承受的电流过大,承受功率超过其额定功率,造成器件损坏甚至更严重的事故,本文提出了一种基于移相角同步的均流控制策略。如图 8 所示,A 相控制器采集干路输出电流并反馈给 B 相控制器和 C 相控制器,该电流值作为 B 相和 C 相均流环的参考电流。同时,A 相控制器将闭环控制所产生的移相角反馈给 B 相控制器和 C 相控制器,实现相位角的同步即输出电压均衡。这样,相位同步和均流环同时作用,保证了直流并联输出良好的均流特性。

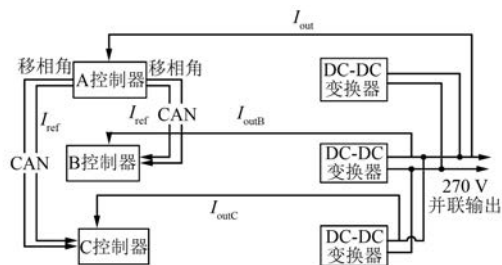


图 8 移相角同步均流控制策略流程图

3 双输出航空静变电源样机试验

根据上述双输出航空静变电源装置的原理,设计并搭建 100 kVA 的双输出航空静变电源样机,该样机主要模块包括:输入整流模块、逆变模块、变压器模块、全桥整流模块、LC 滤波模块和负载模块。通过该样机进行试验,验证上述交直流共用主电路的双输出电源原理的正确性和工程的可行性。

3.1 115 V/400 Hz 交流输出试验

输入 380 V/50 Hz 交流电,采用 PWM 高频整流获得直流母线电压,以保证在规定范围内输入电压的变化下,保持稳定的额定电压输出;直流母线电压连接至双 H 桥级联型的逆变器;控制器执行五电平载波移相 PWM 调制策略,以获得期望的中频输出,同时通过多重 PR 控制算法^[8]抑制交流输出的谐波含量;逆变器输出通过变压器二次侧接至 LC 滤波器。如图 9 所示为交流试验的输出波形,突加负载时,瞬态电压跌落 60 V,电压

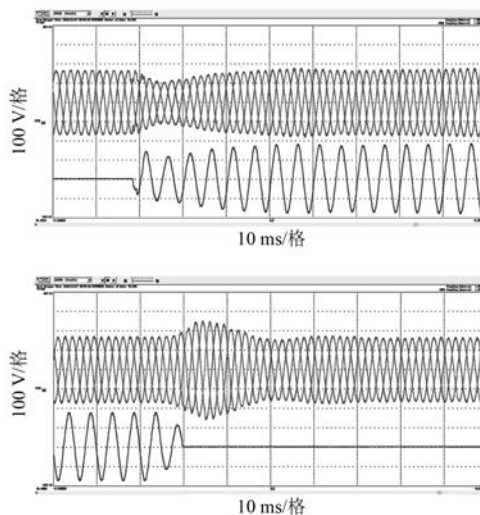


图9 交流试验负载突加突卸输出波形

恢复时间为 15 ms; 突卸负载时, 瞬态电压升高 70 V, 电压恢复时间为 10 ms。可以看到, 交流输出具有良好的瞬态特性, 突加突卸负载时, 电压波形比较稳定, 且瞬态电压恢复时间很短。

如图 10 所示为交流输出的谐波特性。可以看到, 输出电压总谐波失真 $\text{THD} = 0.8\%$ 。这说明五电平载波移相 PWM 调制策略和多重 PR 控制算法对抑制谐波是非常有效的, 达到了工程设计的要求。

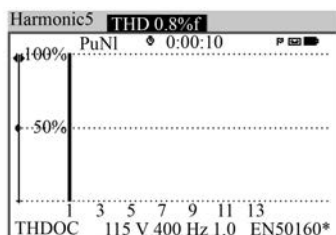


图 10 交流输出谐波特性

3.2 270 V 直流输出试验

输入 380 V/50 Hz 交流电, 采用 PWM 高频整流获得直流母线电压; 直流母线电压连接至双 H 桥级联型的逆变器; 控制器执行移相 PWM 调制策略, 以获得期望的直流输出; 逆变器输出经变压器二次侧连接至二极管不控整流模块; 整流输出经 LC 滤波后三相并联输出, 提高电源功率等级, 减小元器件所受的电压电流应力; 控制器执行基于移相角同步的并联均流控制策略, 解决直流并联分流不均的问题。图 11 所示为试验输出波形: 突加负载时, 瞬态电压跌落 57 V, 电压恢复时间为 20 ms; 突卸负载时, 瞬态电压升高 27 V, 电压恢复时间为 40 ms。可以看到, 直流输出电压脉动小, 突加突卸负载时, 瞬态恢复时间较短, 并且具有较强的过载能力。

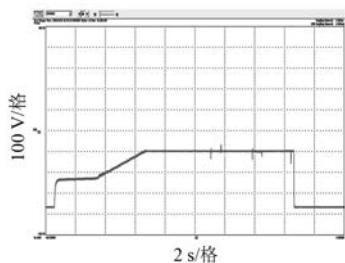


图 11 直流试验起动负载突加突卸输出波形

4 结 语

交直流共用主电路的双输出航空静变电源能够实现交直流电源的一体化, 大大减小了航空静变电源的体积和重量, 提高了电源的功率密度。本文给出交直流共用主电路的双输出电源拓扑结构, 详细分析其工作原理, 对中频输出和交流输出分别给出了较优的调制策略, 针对直流并联所带来的均流问题设计了并联均流控制策略。最后通过仿真和试验验证了理论上的正确性和可行性, 实现了航空静变电源的交直流双路分时输出。

【参考文献】

- [1] CHEN Y L, ZHANG W. Analysis of application situation and development trend of aerial ground power supply. Dual-use goods and technology [J]. Dual Use Technologies & Products, 2011(9): 55-56.
- [2] HYDER A K. A century of aerospace electrical power technology [J]. Journal of Propulsion and Power, 2003, 19(6): 1155-1179.
- [3] ANDREW M B Eng. A review of active rectification in aviation AC systems. Goodrich Power Systems, 2009.
- [4] DOERRY H N. Next generation integrated power systems (NGIPS) for the future fleet [C] // IEEE Electric ship Technologies Symposium, April, 2009: 1-27.
- [5] 刘春喜. 大容量 400 Hz 中频逆变器拓扑和数字控制技术 [D]. 杭州: 浙江大学, 2010.
- [6] FLORES D R L, GOMEZ J L D, SALCEDO R H, et al. Analysis and Design of a Simple Digital Control Algorithm for a Phase-Shift Full-Bridge DC-DC Power Converter [C] // Power Electronics Congress, 2010: 205-212.
- [7] KIM Y D, CHO K M. Wide-Range ZVS Phase-shift Full-Bridge Converter with Reduced Conduction Loss Caused by Circulating Current [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(7): 3308-3316.
- [8] ZHU J, NIE Z, MA W, et al. Dual-Loop PR Control for Collapsed H-Bridge Single-Phase 400 Hz Power Supply [C] // Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, 2012: 1-6.

收稿日期: 2017-05-03