

半桥三端口变换器并联控制

张君君 吴红飞 曹 锋 邢 岩 胡海兵

(南京航空航天大学自动化学院, 南京, 210016)

摘要:介绍了一种半桥三端口变换器并联系统的均流控制策略。为了实现并联系统的稳定、均流运行,要求至少对其中两个端口进行均流控制,另一个端口根据功率平衡实现自然均流。采用一种近似解耦方法,通过设置控制环路带宽和引入解耦控制变量,实现了单个变换器模块控制环路之间的近似解耦,以方便控制环路参数设计。为了实现并联系统较高的稳定度和均流度,采用平均电流均流外环、电压内环的均流控制结构,并对均流环参数进行优化设计。基于 200 W 半桥三端口变换器模块搭建并联系统,实验结果验证了均流控制策略的正确性。

关键词:三端口变换器;解耦控制;均流

中图分类号:TM85

文献标志码:A

文章编号:1005-2615(2014)01-0144-06

Paralleled Control for Half-Bridge Three-Port Converters

Zhang Junjun, Wu Hongfei, Cao Feng, Xing Yan, Hu Haibing

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: A current sharing control strategy for paralleled power system is presented based on half-bridge three-port converter (HB-TPC). To realize the current sharing of the system, current sharing control should be applied to more than two ports simultaneously, and then the third port achieves current sharing naturally. To simplify the close-loop design, decoupling variables are employed and bandwidth of the multiple control loops is set far away to decouple the converter approximatively. To obtain the higher stability and better current equalization degree, a structure with the current sharing outer-loop and voltage regulation inner-loop structure is adopted, and parameters of the control loops are designed optimally. A 200 W HB-TPC prototype is selected as the module to build the paralleled power system. Finally, the analysis and design are verified by experimental results.

Key words: three-port converter; decoupling control; current sharing

航天器供电系统等独立新能源发电系统中,由于太阳能电池等新能源发电装置存在电力供应不稳定、不连续和随环境条件变化等缺点,需要配备储能装置,以提供峰值功率和回收多余能量,保证供电的连续性和可靠性^[1-3]。三端口变换器(Three-port converter, TPC)可以同时实现输入源、储能装置和负载等多个端口的功率管理和控制,具有系统集成度高、效率高、可靠性高、体积成本低等优点,在独立新能源供电系统中得到越来越

广泛的关注^[1-6]。

随着载人航天和空间站技术的发展,未来航天器的功能要求越来越强大、任务越来越复杂,要求航天器内部电源系统的功率等级不断增大。为了解决单个变换器不断增加的电流应力、热应力以及价格昂贵的功率开关器件等问题,多电源模块并联技术得到广泛的应用。另一方面,对于航天器电源系统等对可靠性要求比较高的场合,也需要多个电源模块并联来实现系统的冗余供电。

基金项目:国家自然科学基金(51377083)资助项目;江苏省自然科学基金(BK2012794)资助项目;清华大学电力系统及发电设备控制和仿真国家重点实验室基金(SKLD12KM04)资助项目;江苏省高校优势学科建设工程资助项目。

收稿日期:2013-10-14;**修订日期:**2013-12-23

通信作者:邢岩,女,教授,博士生导师,E-mail: xingyan@nuaa.edu.cn。

在实际应用中,由于各个电源模块的参数不可能完全一致,会使得各个模块所承担的输出功率不均匀。如果不采取措施,可能会导致某个或某些模块因承受较大电流应力而失效。因此,必须对并联运行的电源模块进行均流控制。针对直流变换器的并联均流控制问题,国内外学者进行了大量的研究并取得了一系列结果^[7],包括下垂法和有源均流法,但主要集中在传统的两端口直流变换器。

对于常规的两端口变换器,可以在输入端或者输出端增加均流控制,从而实现整个系统均流。而对于 TPC 而言,传统的一端(输入或输出端)均流控制并不适用,因为即使某一端口实现均流,剩余两个端口仍可能会出现功率分配不平衡。因此,对于并联运行的 TPC,至少需要对其中两个端口进行均流控制,另外一个端口可以自动实现均流。另一方面,由于 TPC 控制系统由多个闭环构成且端口之间相互耦合,属于典型的多输入-多输出的耦合系统,其闭环控制环路的设计较为复杂^[8];加入两个均流环之后,会使得控制环路更加复杂。

文献[9~10]首先采用一种基于“传递函数逆矩阵”的解耦控制方法将三端口变换器解耦,从而方便各个控制环路的独立设计;文献[10~12]采用“电压环和均流环并联”的双环均流控制方法,降低均流环和原有控制环路之间的耦合,实现三端口变换器的并联均流控制。然而,由于传递函数随电压、负载情况等发生变化,上述解耦控制方法不能实现所有工况下的解耦,且逆矩阵计算复杂,解耦控制实现困难。此外,采用电压环和均流环并联的双环均流控制方式,所有并联模块共用一个电压调节器,降低了整个系统的可靠性。

本文基于文献[1]中提出的半桥三端口变换器(Three-port half-bridge converter, TP-HBC)拓扑,采用一种近似解耦方法和均流外环-电压内环的均流控制方法,实现 TPC 并联系统的均流运行。

1 TP-HBC 拓扑及控制

1.1 TP-HBC 工作原理

TP-HBC 电路拓扑及控制框图如图 1 所示,半桥变换器的输入端与主电源相连,输出端与负载相连,分压电容 C_2 与蓄电池并联,分别形成 3 个功率端口。原边开关管 Q_1 和 Q_2 各自独立控制,占空比分别为 d_1 和 d_2 , Q_3 和 Q_4 分别为 Q_1 和 Q_2 的同步整流管。

TP-HBC 稳定工作时,各端口间电压关系为

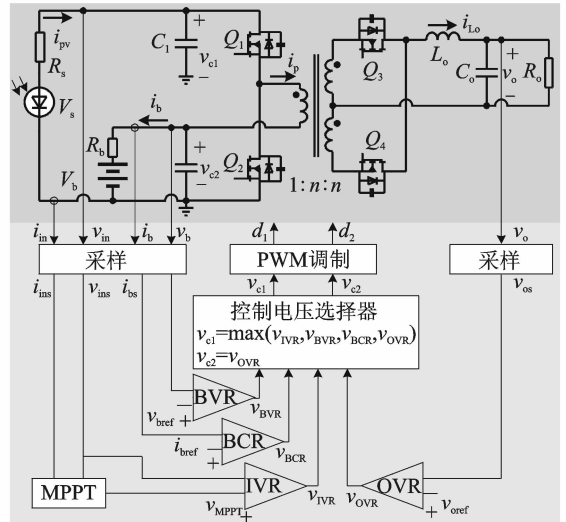


图 1 半桥三端口变换器拓扑及控制框图

Fig. 1 Topology and control structure of TP-HBC

$$\begin{cases} V_{in} = (1 + d_2/d_1)V_b \\ V_o = nd_1V_{in} + n(d_2 - d_1)V_b \end{cases} \quad (1)$$

实际工作时,认为蓄电池端电压 V_b 保持恒定,通过调节 d_2 可以实现输出端电压/电流控制,调节 d_1 可以实现输入端电压/电流控制。

1.2 TP-HBC 功率控制策略

如图 1 所示,TP-HBC 中包括多个控制环路:输入电压调节器(Input voltage regulator, IVR)、输出电压调节器(Output voltage regulator, OVR)、蓄电池电压调节器(Battery voltage regulator, BVR)和蓄电池电流调节器(Battery current regulator, BCR)。控制电压选择器在各调节器的输出电压中选取合适的值分别作为开关管 Q_1 和 Q_2 的调制电压。由上述分析,调节 d_2 可以控制输出电压。因此,OVR 的输出电压作为占空比 d_2 的调制电压,即有 $v_{c2} = v_{OVR}$ 。此外,根据控制电压、比较器和载波的逻辑关系,控制电压选择器自动在等各个调节器的输出中选取最大值作为 d_1 的调制电压,以实现变换器在不同工作状态之间的平滑、无缝切换,即有

$$v_{c1} = \max(v_{IVR}, v_{BVR}, v_{BCR}, v_{OVR}) \quad (2)$$

当输入端功率较大时,TP-HBC 工作在双输出状态,若蓄电池电流和电压未达到设定值,BVR 和 BCR 的输出负饱和,有 $v_{c1} = v_{IVR}$,输入端工作在最大功率点跟踪(Maximum power point tracking, MPPT)控制模式;当蓄电池电流(或电压)达到设定值时,BCR(或 BVR)的输出自动增大取代 v_{IVR} ,蓄电池端处于恒流(或恒压)充电控制模式;随着输

入功率的减小, TP-HBC 进入双输入状态, 此时输入端工作在 MPPT 控制模式, 有 $v_{c1} = v_{IVR}$; 当输入端功率进一步减小时, 有 $v_{c1} = v_{OVR}$, 此时无法实现输入端的控制, TP-HBC 进入单输入单输出状态。

1.3 TP-HBC 解耦控制方法

在控制方面, 由式(1)可知, 被控量(v_{in} , v_o)与控制量(d_1 , d_2)之间并不是一一对应关系, 当 d_1 和 d_2 任意一个发生变化时会同时影响到 v_{in} 和 v_o 。为了提高变换器的稳态和动态性能, 方便各闭环控制的独立优化设计, 需要对其进行解耦控制。

首先采用状态空间平均法对 TP-HBC 进行小信号建模, 变换器以 v_{in} 和 v_o 为被控量, d_1 和 d_2 为控制量, 得到其输出-控制系统为

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{in}(s) \\ \hat{v}_o(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_1(s) \\ \hat{d}_2(s) \end{bmatrix} = \mathbf{G}(s)\mathbf{U}(s) \quad (3)$$

式中: $\mathbf{G}(s)$ 为传递函数矩阵, $G_{12}(s)$ 和 $G_{21}(s)$ 为非零项, 即 \mathbf{G} 为非对角化矩阵, 这表明输入和输出电压控制环路之间存在耦合, 使得两者控制环路的闭环设计变得复杂。

为了实现输入、输出控制解耦, 需要满足

$$G_{12}(s)\hat{d}_2(s) = 0, \quad G_{31}(s)\hat{d}_1(s) = 0 \quad (4)$$

式(4)可以由控制变量的扰动为零或传递函数为零两种方式来实现:

(1) 对于 v_{in} , 若能使 $\hat{d}_2 = 0$ 或 $G_{12}(s) = 0$, 则可以消除输出端控制环路的耦合影响;

(2) 对于 v_o , 若能使 $\hat{d}_1 = 0$ 或 $G_{31}(s) = 0$, 则可以消除输入端控制环路的耦合影响。

考虑到输入端采用 MPPT 控制时调节速度相对于负载的动态响应较慢, 通过对输入端和输出端控制环路设置不同的截止频率, 使得前者控制环路的带宽低于后者且相差 5~10 倍, 则输入端控制变量 d_1 对于输出端来讲相当于直流量, 认为其扰动 $\hat{d}_1 \approx 0$, 近似实现输入端到输出端的控制解耦。

由式(1)可知, 调节 d_2 与 d_1 的比值, 可以控制输入端电压稳定。因此, 考虑把 (d_2/d_1) 作为独立的控制变量来实现输入端的控制。只要所采用的控制方法仍然满足激磁电感的伏秒平衡, 就可以保证输入端电压与蓄电池电压之间的关系。引入解耦控制变量 k_1 , k_2 , 分别为

$$k_1 = \frac{d_1}{d_1 + d_2}, k_2 = d_2 \quad (5)$$

根据式(5), 将 d_1 , d_2 用 k_1 , k_2 表示, 得到

$$d_1 = \frac{k_1 k_2}{1 - k_1}, d_2 = k_2 \quad (6)$$

对增加解耦控制变量后的变换器进行建模, 得

到 $G_{vink1}(s)$, $G_{vink2}(s)$, $G_{vok1}(s)$ 和 $G_{vok2}(s)$, 并得到对应的波特图, 如图 2 所示。解耦后, $G_{vink2}(s)$ 在低频段的增益明显降低, 表明两者之间耦合程度大大降低, k_2 的扰动对 v_{in} 的影响明显变小, 此时有 $G_{vink2}(s) \approx 0$, 近似实现输出端到输入端的控制解耦。

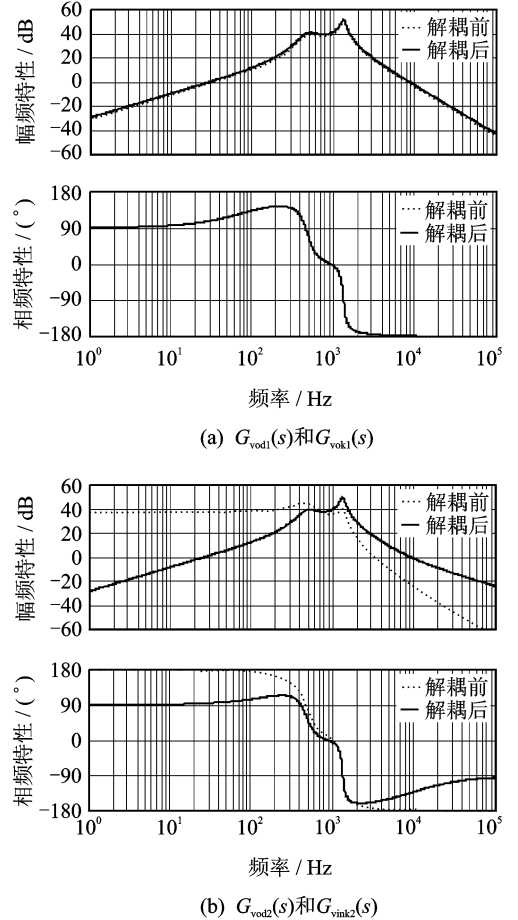


图 2 解耦前、后环路增益函数波特图

Fig. 2 Bode plot for original and decoupled transfer functions

因此, 通过设置控制环路带宽和引入解耦控制变量的解耦过程, 原来的多输入-多输出耦合系统已经解耦成单输入-单输出系统, 即有

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{in}(s) \\ \hat{v}_o(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}^*(s) & 0 \\ 0 & G_{22}^*(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{k}_1(s) \\ \hat{k}_2(s) \end{bmatrix} \quad (7)$$

基于上述解耦过程的变换器闭环控制系统框图如图 3 所示, 其中, $R_{11} \sim R_{22}$ 为解耦矩阵 \mathbf{R} 中的元素, $H_{1(2)}(s)$, $G_{e1(2)}(s)$ 和 $G_{PWM}(s)$ 分别为采样、补偿和调制环节的传递函数。如图 3(a) 所示, 引入解耦控制变量, 将两个闭环调节器的输出分别通过 \mathbf{R} 运算后, 得到占空比, 实现被控对象的控制。由式(7), 解耦后被控对象仅为 $G_{11}^*(s)$ 和 $G_{32}^*(s)$, 如图

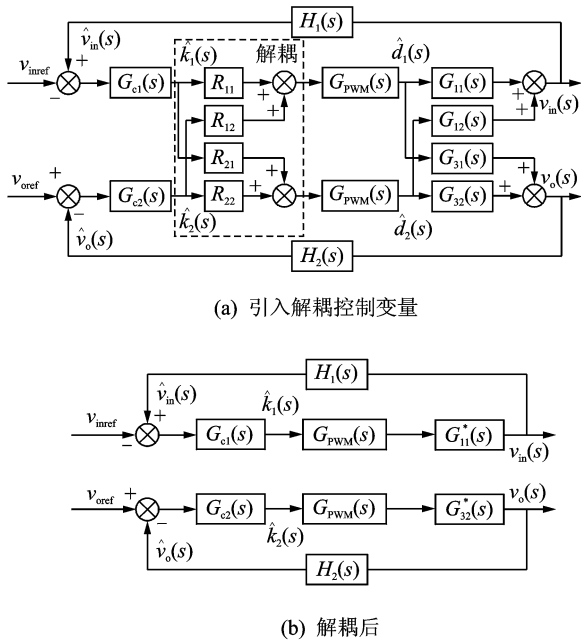


图 3 解耦过程的闭环控制框图

Fig. 3 Diagram configuration of decoupling control

3(b)所示,然后可以独立设计其闭环调节器。

2 均流控制策略

2.1 均流控制方法

常见的有源均流法有两种电路结构:(1)电压外环、均流内环,如图 4(a)所示;(2)电压内环、均流外环,如图 4(b)所示。在电压外环、均流内环的结构中,电压外环调节器(Voltage regulator, VR)的输出作为均流内环(Current sharing, CS)的基

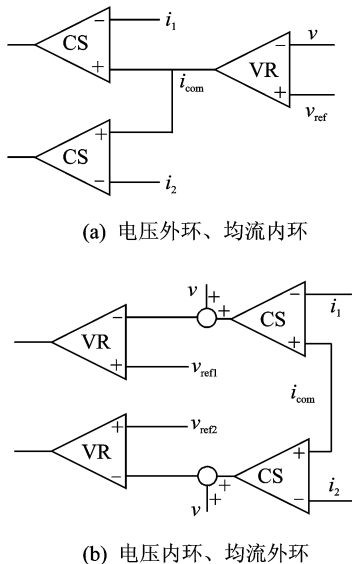


图 4 不同均流方法的电路结构框图

Fig. 4 Diagram of different current sharing methods

准。根据电流采样的不同,其基准可以是平均值,也可以是最大值,分别对应平均电流控制与峰值电流控制,适用于电流型控制应用场合。对于电压内环、均流外环的结构,由于电压内环是均流外环的一部分,在设计时需要考虑电压内环的影响。

如前所述,对于并联运行的 TPC,需要对其中两个端口进行均流控制,结合 1.2 中单个 HB-TPC 控制策略,存在两种均流控制组合:(1)输入端与输出端均流;(2)蓄电池端与输出端均流。不失一般性,本文以蓄电池端和输出端均流为例研究,并联系统均流控制框图如图 5 所示,其中,BCS(Battery current sharing)和 OCS(Output current sharing)分别是蓄电池端和输出端均流调节器, i_{b_bus} 和 i_{o_bus} 分别是蓄电池端和输出端均流母线。均流母线的形成方法可以采用平均法或主从法,本文中采用平均法。

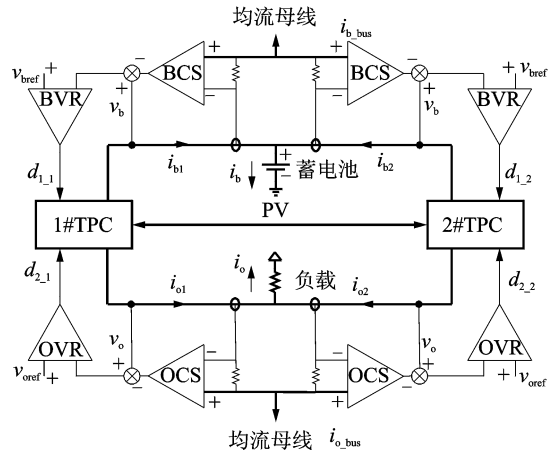


图 5 三端口变换器并联系统控制框图

Fig. 5 Block diagram of TPC paralleling system

2.2 均流环设计

由于采用了解耦控制,在设计均流环时可以当作非耦合系统来进行处理。图 6 为输出端均流控制框图,其中电压内环包括电压补偿器 G_{cv} 、调制模块 F_m 、控制到输出电压传递函数 G_{vd} 和采样系数 F_v 。均流环主要包括电压到电流传递函数 F_r 、电流采样系数 H 和均流环补偿器 G_{cs} 。由于电流采样处于输出电容之后, F_r 即为负载阻抗的倒数 $1/R_o$ 。

由图 6 可以得到均流环的开环传递函数为

$$T_s = \frac{F_m G_{cv} G_{vd}}{1 + F_v F_m G_{cv} G_{vd}} H G_{cs} F_r \quad (8)$$

图 7 为补偿前后均流环的增益函数波特图,可补补偿后均流环的截止频率为 50 Hz,而输出电压

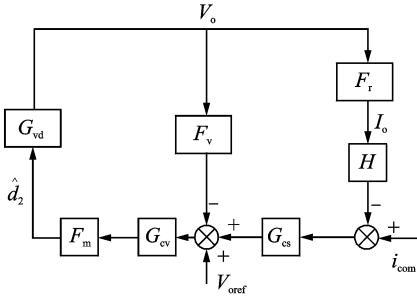


图6 输出端均流环控制框图

Fig. 6 Block diagram of output current sharing control loop

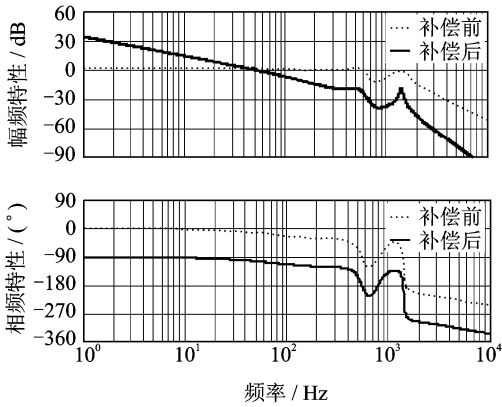


图7 补偿前后均流环路增益函数波特图

Fig. 7 Bode plot of original and compensated loop gains

环路的截止频率为 500 Hz, 两者相差十倍, 可忽略两者之间的影响。对于蓄电池端均流环的设计, 与输出端均流环的设计相同, 此处就不再赘述。

3 实验结果

为了验证上述分析与设计的正确性, 搭建了一台 $2 \times 200 \text{ W}$ 半桥三端口变换器并联系统。光伏输入电压 $40 \sim 60 \text{ V}$, 蓄电池最大充电电流 2 A , 最大充电电压 27 V , 输出电压 28 V , 控制芯片采用 Freescale 公司 MC56F8247。

图 8 为输出负载切换时并联两模块各端口的电流波形, 负载变化范围为 $120 \sim 360 \text{ W}$, 每次变化 60 W 。图中, v_{in} , v_o 分别为输入和输出电压, i_{b1} , i_{b2} 分别为两模块蓄电池端电流 (大于零为充电、小于零为放电), i_{in1} , i_{in2} 分别为两模块输入电流, i_{o1} , i_{o2} 分别为两模块输出电流。

由图中波形可知, 在输出负载较轻时, 系统处于限流充电状态, 输入端退出 MPPT; 随着负载增加, 蓄电池退出限流充电状态, 但仍处于双输出状态; 负载继续增加, 蓄电池开始放电, 与输入源一起

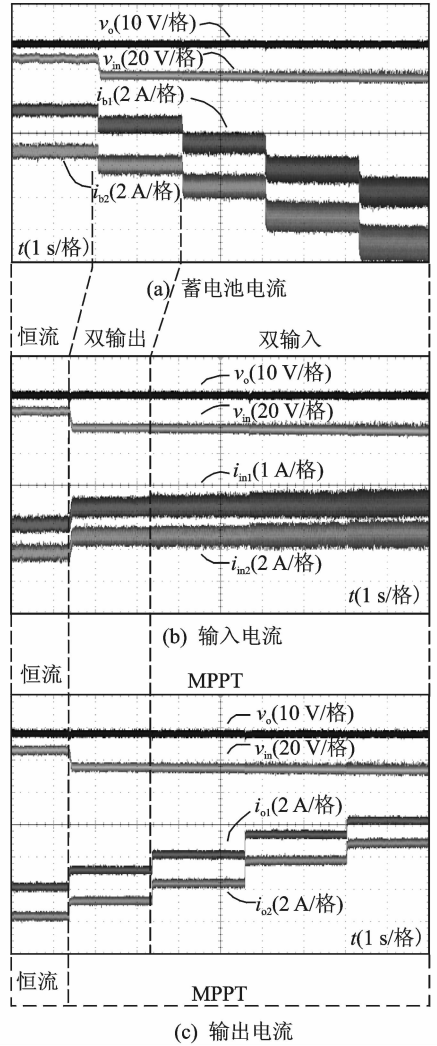


图8 输出负载变化时各端口电压、电流波形
Fig. 8 Experimental results with output load changing

为负载提供功率, 此时系统处于双输入状态; 之后继续增加负载时, 输入功率仍保持不变, 蓄电池功率不断增加, 以平衡系统功率。在这 3 种状态的各个负载情况下, 两个模块各个端口的电流均具有良好的均流度, 且切换瞬间动态性能较好。

以双输出到双输入状态切换为例, 给出切换瞬间动态响应实验波形, 如图 9 所示。由图 9 中实验结果可知, 在负载切换前后, 各端口电流均能实现较好的均流, 且稳态时两模块各端口电流值几乎是一致的, 均流误差较小; 在响应时间方面, 输出电流的动态响应时间较短, 约为 10 ms , 输入端和蓄电池端电流动态响应时间较长, 约为 110 ms , 这与端口控制环路的截止频率存在差异是相一致的。

上述实验结果验证了均流控制策略的可行性和均流环设计的有效性。

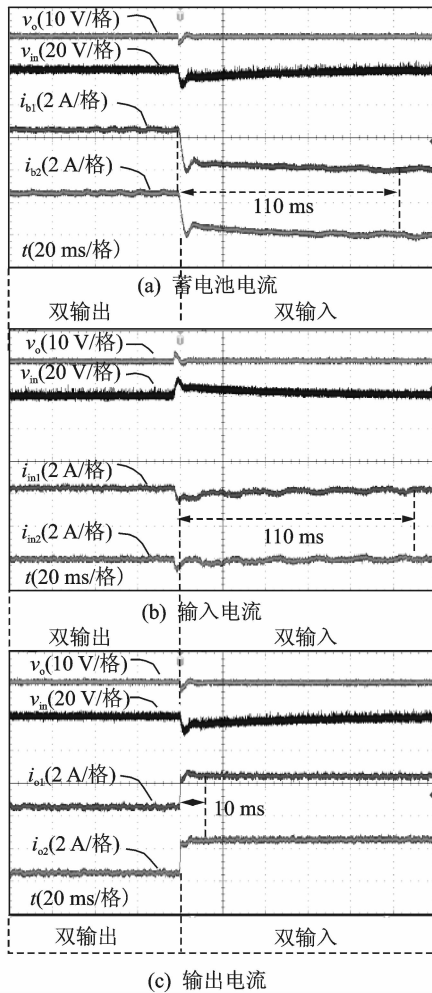


图 9 双输出到双输入切换时动态响应实验波形

Fig. 9 Experimental results with working mode changing

4 结束语

本文以半桥三端口变换器为例,介绍了三端口变换器的一种均流控制策略。并联系系统采用平均电流法以及均流环外环控制结构,易于扩展到多模块。在均流环设计之前,采用解耦控制方法,实现了控制变量在低频段的解耦。在进行均流环参数设计时,可以忽略低频段的耦合,降低了设计的复杂度。实验结果表明,三端口变换器并联系统均流度、稳定性较好,验证了均流控制策略的正确性。

参考文献:

[1] 吴红飞,张君君,邢岩,等. 同步整流式三端口半桥变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(33): 37-43.
Wu Hongfei, Zhang Junjun, Xing Yan, et al. Three-port half-bridge converter with synchronous rectification [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(33): 37-43.

[2] Xie Jun, Zhang Xing, Zhang Chongwei, et al. Research on bi-directional DC-DC converter for a stand-alone photovoltaic hybrid energy storage system [C] // Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference. Chengdu, China; IEEE, 2010: 1-4.

[3] Haimin T, Duarte J L, Hendrix M A M, et al. Multiport converters for hybrid power sources [C] // Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, USA; IEEE, 2008: 3412-3418.

[4] Su Guijia, Tang Lixin. A multiphase, modular, bidirectional, triple-voltage DC-DC converter for hybrid and fuel cell vehicle power systems [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2008, 23(6): 3035-3046.

[5] Wu Hongfei, Chen Runruo, Zhang Junjun, et al. A family of three-port half-bridge converters for a stand-alone renewable power system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(9): 2697-2706.

[6] 吴红飞,邢岩,胡海兵,等. 副边调整式三端口半桥 DC-DC 变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(30): 1-6.
Wu Hongfei, Xing Yan, Hu Haibing, et al. Three-port half-bridge DC-DC converter with post regulation scheme [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(30): 1-6.

[7] 张军明,谢小高,吴新科,等. DC/DC 模块有源均流技术研究 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(19): 31-36.
Zhang Junming, Xie Xiaogao, Wu Xinke, et al. Research on active current-sharing methods for DC/DC converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(19): 31-36.

[8] Qian Zhijun, Abdel-Rahman O, Reese J, et al. Dynamic analysis of three-port DC-DC converter for space applications [C] // Applied Power Electronics Conference. Washington, USA; IEEE, 2009: 28-34.

[9] Wang Lei, Wang Zhan, Li Hui. Asymmetrical duty cycle control and decoupled power flow design of a three-port bidirectional DC-DC converter for fuel cell vehicle application [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2012, 27(2): 891-904.

[10] Qian Zhijun, Abdel-Rahman O, Al-Atrash H, et al. Modeling and control of three-port DC-DC converter interface for satellite applications [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2010, 25(3): 637-649.

[11] Qian Zhijun, Abdel-Rahman O, Elmes J, et al. Fault-tolerant current sharing for integrated three-port DC/DC converters [J]. International Journal of Integrated Energy Systems, 2009, 1(1): 71-77.

[12] Qian Zhijun, Abdel-Rahman O, Pepper M, et al. Analysis and design for paralleled three-port DC/DC converters with democratic current sharing control [C] // IEEE ECCE2009. San Jose, USA; IEEE, 2009: 20-24.

