

同步整流式三端口半桥变换器

吴红飞, 张君君, 陈润若, 邢岩, 胡海兵, 葛红娟

(江苏省新能源发电与电能变换重点实验室(南京航空航天大学), 江苏省 南京市 210016)

Three-port Half-bridge Converter With Synchronous Rectification

WU Hongfei, ZHANG Junjun, CHEN Runruo, XING Yan, HU Haibing, GE Hongjuan

(Jiangsu Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion (Nanjing University of Aeronautics and Astronautics), Nanjing 210016, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: A three-port half-bridge converter for stand-alone renewable power system was proposed. The topology of proposed converter was the same as half-bridge converter with synchronous rectifier and the battery was in parallel with one of the voltage dividing capacitors. The magnetizing inductor of the transformer was used as an inductor. The synchronous rectification circuit provided a free-wheeling path for the current of inductor-transformer and power control of the three ports was implemented by independent control of the two switches in primary side. Single stage power conversion between any two of the three ports was achieved. The operational states and principles of the proposed converter were analyzed and verified with experimental results. Furthermore, the topology generation and control method of the proposed three-port half-bridge converter was extended to some other novel three-port and multi-port half-bridge converter topologies was proposed.

KEY WORDS: three-port converter; half-bridge converter; DC converter; synchronous rectification; renewable power system

摘要: 提出一种适用于独立新能源供电系统的同步整流式三端口变换器拓扑。该拓扑形式与同步整流半桥变换器相同, 蓄电池并联于分压电容, 变压器同时用作储能电感, 同步整流支路为此电感-变压器的电流提供续流回路; 原边两开关管相互独立控制, 实现三个端口之间的功率控制, 并且任意两端口之间均为单级功率变换; 详细分析变换器的工作状态、原理和电路模式, 实验验证了拓扑及理论分析的正确性。将拓扑构成和控制思想推广, 进一步提出其它形式的三端口和多端口半桥变换器。

关键词: 三端口变换器; 半桥变换器; 直流变换器; 同步整流; 新能源供电系统

基金项目: 国家自然科学基金项目(51077071)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (51077071).

0 引言

航天卫星供电系统等独立新能源供电系统中, 由于太阳能等新能源发电设备存在电力供应不稳定、不连续和随环境条件变化等缺点, 系统中必须配备一定容量的储能装置起到能量平衡和支撑作用, 以保证供电的连续性和可靠性, 使发电设备在输出功率或负载功率波动较大时, 仍能够保持良好的稳定性^[1-4]。

包含储能环节的独立新能源供电系统中, 采用单向变换器和双向变换器组合能够有效的实现系统能量管理与控制^[1], 但变换器数量多、体积重量较大, 且存在多级功率变换, 系统效率较低等问题。三端口变换器(three-port converter, TPC)是随着新能源发电技术的发展而提出的一类新型变换器。在独立新能源发电系统中, 利用一个 TPC 来实现主电源(u_m)、蓄电池(u_b)和负载(u_o)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^[5-18]。应用 TPC 的独立光伏发电系统如图 1 所示, 光伏电池作为主电源仅向系统输入功率, 负载仅接收功率, 蓄电池用来平衡系统功率, 既可以输入也可以输出功率。TPC 从提出至今获得了极大关注, 国内外学者对 TPC 拓扑、调制以及系统功率管理等关键技术开展了深入的研究^[5-18], 并将其

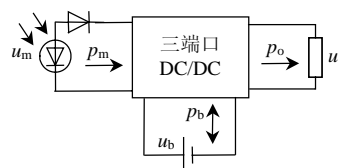


图 1 应用 TPC 的独立光伏发电系统

Fig. 1 Stand-alone photovoltaic power system with TPC

应用于燃料电池发电系统^[8-9]、独立光伏发电系统^[10]、混合储能系统^[11]、混合动力汽车^[12]、航天卫星供电系统^[13-14]等领域。

半桥变换器(half-bridge converter, HBC)是一类基本的直流变换器,将其电容桥臂的一个电容与蓄电池相并联,发展出了一系列TPC^[14-18]。由于TPC需要同时实现两个端口电压(或电流)的控制(第三个端口平衡系统功率关系),要求系统中至少存在两个独立的控制量,也即至少有两个开关管的占空比可以独立调节。文献[14-17]提出在原边引入自由续流支路实现原边两主开关管的解耦控制,得到一种三端口半桥变换器(three-port half-bridge converter, TP-HBC);文献[18]采用类似的方法,提出了一种四端口半桥变换器。上述在变压器原边引入续流支路构成TP-HBC的方式需要在HBC的基础上额外加入开关管及二极管,使用的器件数量较多。在低压输出HBC中采用同步整流技术,是提高变换效率的有效手段^[19],文献[14,17-18]的TP-HBC也采用了同步整流来提高变换效率。

本文通过利用HBC副边同步整流电路,在控制上实现了原边主开关管的解耦,不需要增加任何器件,构成了满足系统功率控制需求且结构简洁、控制简单的同步整流式TP-HBC。

1 拓扑与工作状态分析

1.1 同步整流式TP-HBC拓扑

本文提出的同步整流式TP-HBC拓扑如图2所示,将同步整流HBC原有的输入端与主电源相连,输出端与负载相连,分压电容 C_2 与蓄电池直接并联,变压器的激磁电感同时用作储能-滤波电感,完成主电源和蓄电池之间的功率变换,则构成了TP-HBC。图2中所示TP-HBC中,原边主开关 S_1 与 S_2 的占空比各自独立控制, S_3 作为 S_1 的同步整流管,与 S_2 互补导通; S_4 作为 S_2 的同步整流管,与 S_1 互补导通。当 S_1 与 S_2 都关断时, S_3 与 S_4 同时导通,为电感电流和变压器激磁电感电流提供续流

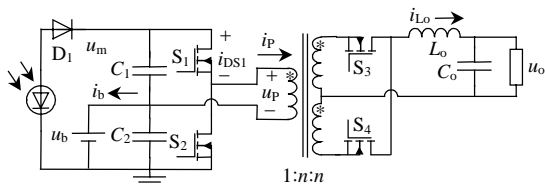


图2 同步整流式TP-HBC

Fig. 2 TP-HBC with synchronous rectification

通路,进而可以实现 S_1 与 S_2 的解耦控制。

1.2 工作状态分析

理想情况下,根据能量守恒定律,主电源输入功率 p_m 、蓄电池功率 p_b 和输出功率 p_o 满足:

$$p_m = p_b + p_o \quad (1)$$

根据 p_m 和 p_o 的瞬时功率关系,变换器有3种不同的工作状态:双输出状态、双输入状态和单输入单输出状态。

1) 双输出状态。

当 $p_m > p_o$ 时, u_m 向 u_o 供电,同时多余的功率向蓄电池充电,即 u_b 和 u_o 都是 u_m 的输出,变换器工作于双输出状态,根据图2所示 i_b 正方向及式(1),此时 p_b 为正。双输出状态下, u_m 向 u_o 及 u_b 的等效功率传输电路分别如图3(a)、(b)所示。

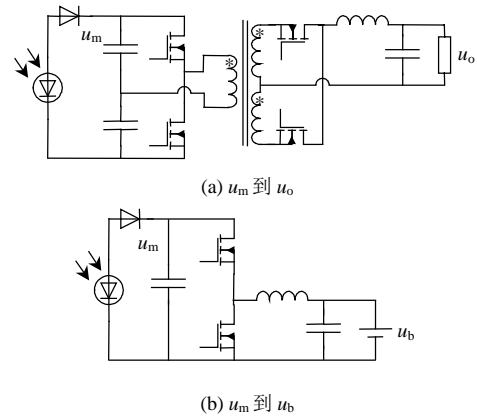


图3 端口间等效功率传输电路

Fig. 3 Equivalent power transmission circuits between ports

由图3(a)可知, u_m 到 u_o 的等效功率传输电路为HBC,即以 u_m 为输入端、 u_o 为输出端时,变换器等效于HBC;同理,由图3(b)可知,以 u_m 为输入端、 u_b 为输出端时,变换器等效于Buck,其中,Buck变换器的滤波电感等于变压器原边绕组激磁电感,即同步整流式TP-HBC采用电感-变压器复用方式实现了 u_m 、 u_o 和 u_b 三者之间的功率传输。

假设图2中变压器原副边匝比为 $1:n:n$, S_1 与 S_2 的占空比分别为 d_1 、 d_2 ,根据变压器及输出滤波电感的伏秒平衡关系,可以得到双输出状态下变换器稳态工作时 U_m 、 U_b 及 U_o 之间的电压关系:

$$U_b = \frac{d_1}{d_1 + d_2} U_m \quad (2)$$

$$U_o = n[d_1(U_m - U_o) + d_2 U_b] = 2nd_2 U_b \quad (3)$$

变换器实际工作时,可以认为蓄电池端电压

U_b 恒定，则由式(2)和式(3)可知，调节 d_2 可以实现输出端电压(或电流)的控制，调节 d_1 可以实现主电源端电压(或电流)的控制，也即可以实现主电源输入功率的控制。

2) 双输入状态。

当 $p_m < p_o$ 时， p_m 全部用于向 u_o 供电，同时不足的功率由蓄电池补充，即 u_m 和 u_b 都是 u_o 的输入，变换器工作于双输入状态。双输入状态下， u_m 到 u_o 的等效功率传输电路与图 3(a)相同， u_b 到 u_o 的等效功率传输电路如图 4 所示。

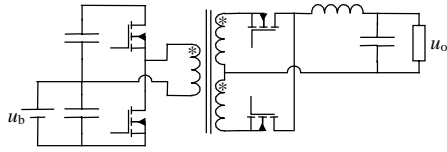


图 4 u_b 向 u_o 传输功率时的等效功率传输电路
Fig. 4 Equivalent power transmission circuits from u_b to u_o

由图 4 可知，以 u_b 为输入端、 u_o 为输出端时，变换器等效于正反激变换器 (forward-flyback converter, FFC)^[20]，即 u_b 与 u_o 之间的功率传输是通过 FFC 完成的。变换器在双输入状态下工作时， $p_b < 0$ ，蓄电池放电。

根据变压器及输出滤波电感的 V·s 平衡关系，得到双输入状态下，变换器端口之间的稳态电压关系仍满足式(2)及式(3)，即输出端电压(或电流)及主电源端输入功率的控制与双输入状态完全相同。双输入状态和双输出状态的区别在于变压器激磁电流 i_M 平均值 I_M 的方向，也即蓄电池的充放电状态：双输出状态时，蓄电池充电， I_M 为正值；双输入状态时，蓄电池放电， I_M 为负值。变换器工作于双输入及双输出状态时，变换器同时与 u_m 、 u_b 和 u_o 这 3 个端口相连，将上述两种工作状态统称为三端口状态。

3) 单输入单输出状态。

当 $p_m = 0$ 时， u_b 单独向 u_o 供电，变换器工作于单输入单输出状态，此时 TP-HBC 等效电路与图 4 相同，该状态是双输入状态的极端情况，即 p_o 完全由 u_b 通过 FFC 提供。该状态下，开关管 S_1 与 S_2 互补导通，变换器工作方式与 FFC 相同^[17]，端口电压关系仍满足式(2)及式(3)，但由于 S_1 与 S_2 互补导通，即 $d_1 + d_2 = 1$ ， U_m 及 U_b 的电压关系可进一步简化为

$$U_m = \frac{1}{1-d_2} U_b \quad (4)$$

由式(4)可知，此时 U_m 不再独立控制，而是由 U_b 和 d_2 决定。

通过上述工作状态的分析可知，同步整流式 TP-HBC 中存在半桥、Buck 和正反激 3 种功率传输模式，能够在各种工作状态下实现系统功率控制，且 u_m 、 u_b 和 u_o 任意两者之间均为单级功率变换。

2 工作模态分析

同步整流式 TP-HBC 在单输入单输出状态下的工作原理与正反激变换器一致^[17]，本文不再展开叙述，下面详细分析同步整流式 TP-HBC 在三端口状态下的工作原理。

根据第 1 节变换器工作状态的分析可知，变换器在双输入和双输出状态下的电压关系、控制方式完全相同，事实上，两种工作状态下电路的工作模态、状态方程也完全相同，本文仅以双输出状态为例，分析变换器的具体工作原理。

变换器在一个开关周期内共有 3 种工作模态，图 5 为变换器在双输出状态下的主要工作波形，图 6 为变换器在各工作模态的等效电路。

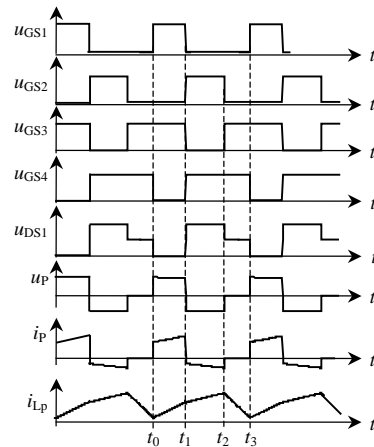


图 5 三端口状态主要工作波形

Fig. 5 Main waveforms in three-port interfacing state

模态 1 ($t_0 \sim t_1$)，如图 6(a)所示， t_0 时刻之前， S_1 、 S_2 关断， S_3 、 S_4 导通，变压器激磁电流和输出滤波电感电流通过 S_3 及 S_4 续流， t_0 时刻， S_1 导通， S_4 关断，原边电流 i_P 和滤波电感电流 i_{L_o} 满足：

$$i_P = i_M + n i_{L_o} \quad (5)$$

$$\frac{di_M}{dt} = \frac{u_m - u_b}{L_M} \quad (6)$$

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{n(u_m - u_b) - u_o}{L_o} \quad (7)$$

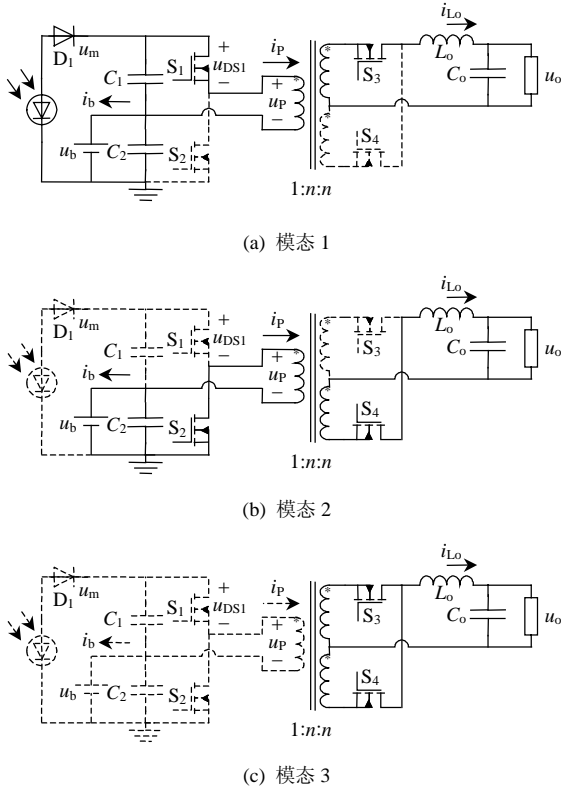


图6 不同工作模式等效电路

Fig. 6 Equivalent circuits of different modes

式中： i_M 为变压器原边绕组中的激磁电流； L_M 为变压器原边绕组的激磁电感。

模式 2($t_1 \sim t_2$)，如图 6(b)所示， t_1 时刻， S_1 、 S_3 关断， S_2 、 S_4 导通， i_p 和 i_{L_o} 满足：

$$i_p = i_M - n i_{L_o} \quad (8)$$

$$\frac{d i_M}{d t} = -\frac{u_b}{L_M} \quad (9)$$

$$\frac{d i_{L_o}}{d t} = \frac{n u_b - u_o}{L_o} \quad (10)$$

模式 3($t_2 \sim t_3$)，如图 6(c)所示， t_2 时刻， S_2 关断、 S_3 导通，变压器激磁电流和输出滤波电感电流通过 S_3 及 S_4 续流， i_p 和 i_{L_o} 满足：

$$i_p = 0 \quad (11)$$

$$\frac{d i_M}{d t} = 0 \quad (12)$$

$$\frac{d i_{L_o}}{d t} = \frac{-u_o}{L_o} \quad (13)$$

变换器实际工作时，通过设置合适的死区时间，同步整流管 S_3 与 S_4 均能够自然实现零电压开通；在模式 2，若由式(8)得到的原边绕组电流 i_p 大于零，

在 S_1 关断后、 S_2 开通前的死区时间内， i_p 通过 S_2 的体二极管续流，则 S_2 也能实现零电压开通。

双输入状态与双输出状态工作波形的不同，仅在于蓄电池工作电流(图 5 中 i_p 的平均值)为负值，即蓄电池工作于放电状态。

3 实验结果与分析

采用图 2 所示同步整流式 TP-HBC 拓扑，搭建了一台以卫星供电系统为应用背景的原理样机，系统参数： $u_{in}=25 \sim 35 \text{ V}$ ， $u_o=28 \text{ V}$ ， $u_b=12 \text{ V}(10 \sim 14 \text{ V})$ ，输入端最大功率 200 W，输出功率 120 W；样机参数： $C_1=C_2=330 \mu\text{F}$ ， $S_1 \& S_2$ ：IPP024N06N3； $S_3 \& S_4$ ：PHP45NQ15T；变压器原副边匝比 1:2.5:2.5；原边激磁电感 $L_m=85 \mu\text{H}$ ；输出滤波电感 $L_o=66 \mu\text{H}$ ；开关频率 100 kHz。

图 7—9 分别为变换器在双输出状态、双输入状态及单输入单输出状态下的实验波形。

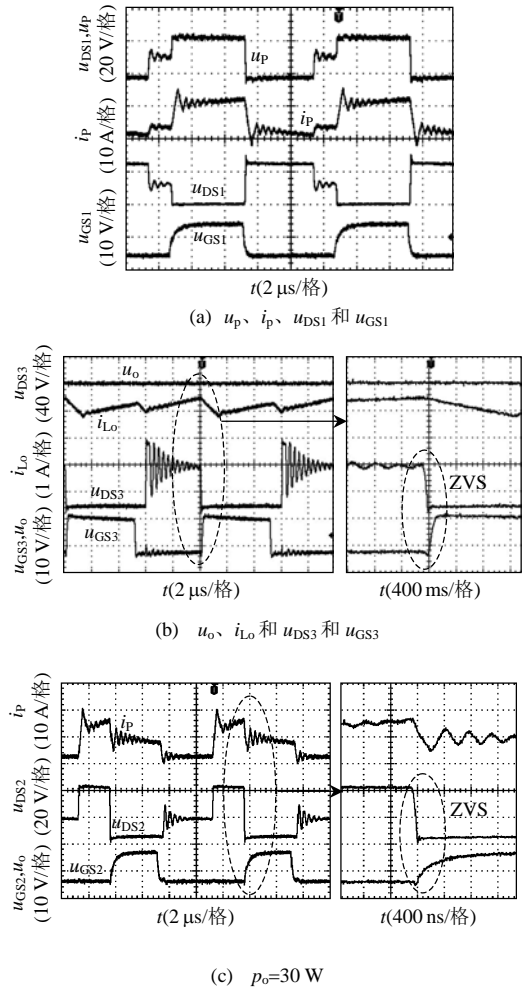


图7 双输出状态实验波形

Fig. 7 Experimental waveforms in dual output state

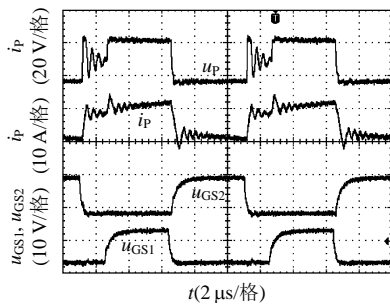


图 8 双输入状态实验波形

Fig. 8 Experimental waveforms in dual input state

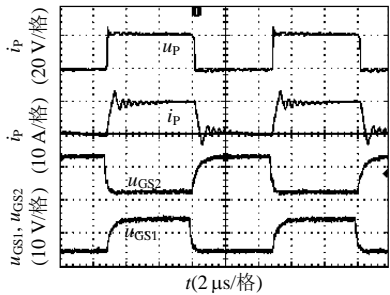


图 9 单输入单输出状态实验波形

Fig. 9 Experimental waveforms in single-input single-output state

图 7(a)和图 7(b)波形对应变换器的工作状态相同，由图 7 可知，双输出状态下，变压器原边电流 i_p 平均值为正，即变压器激磁电流为正值，蓄电池充电；同步整流管能够实现零电压开通， S_3 关断时漏源电压的高频震荡是由电路寄生参数(变压器漏感、开关管寄生电容等)引起的；图 7(c)为变换器在双输出状态下，输出轻载(30W)时的实验波形，由实验结果可知，此时原边电流 i_p 一直为正值，开关管 S_2 能够实现零电压开通。由图 8 可知，双输入状态下，原边电流 i_p 平均值为负值，即变压器激磁电流为负值，蓄电池放电。由图 9 可知，单输入单输出状态下，蓄电池单独向负载供电，开关管 S_1 与 S_2 互补导通，变换器完全以正反激变换器的方式工作。

变换器输出满载时，效率随蓄电池端功率变化曲线如图 10 所示。图 10 中， P_o 为蓄电池端功率， η 为效率，蓄电池功率小于零表明蓄电池工作于放电状态，蓄电池功率大于零表明蓄电池工作在充电状态。

从效率测试曲线可以看出：主电源以 HBC 方式向负载供电和以 Buck 方式向蓄电池充电时的效率，要明显优于蓄电池以正反激模式向负载供电时的效率，这是由于变换器以正反激模式工作时，变

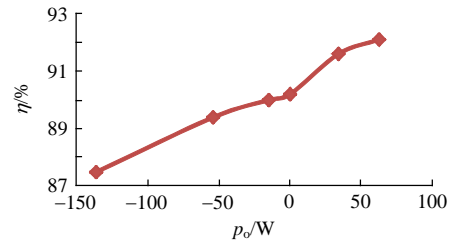


图 10 输出满载时效率随蓄电池端功率变化曲线

Fig. 10 Efficiency curve vs. battery power under full load

压器磁芯损耗较大，且正反激模式下， S_1 与 S_2 电流应力不一致，开关管导通损耗也较大。本文实验原理样机主要用于验证变换器的基本工作原理，对于变换器各部分的损耗、变压器及开关器件等未进行优化。

4 拓扑推广

上述同步整流式 TP-HBC 构成及控制思想可进一步推广应用于全桥整流、倍流整流等各种整流电路，图 11 分别给出了采用全桥整流和倍流整流电路的同步整流式 TP-HBC 拓扑。图 11(a)与图 11(b)分别为采用全桥整流电路和倍流整流电路的同步整流式 TP-HBC 拓扑，如图 11(a)所示，采用全桥整流电路时，只需要两个同步整流开关管就可以为变压器激磁电流提供续流支路。不同类型的整流电路适用于不同的应用场合，如全桥整流电路适用于输出高电压场合，倍流整流电路适用于输出大电流场合。

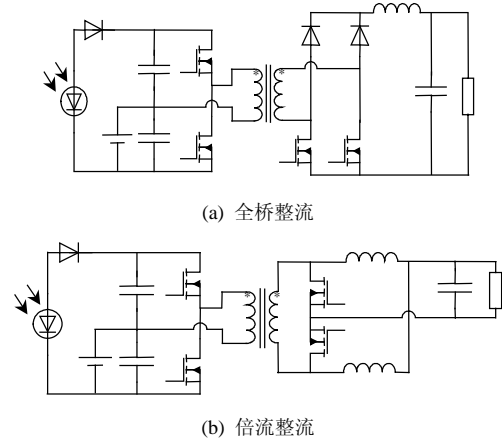


图 11 两种同步整流式 TP-HBC 拓扑

Fig. 11 Two types of TP-HBC with synchronous rectification

同步整流式 TP-HBC 的构成和控制方法也可用于包含多个主电源输入端的多端口半桥变换器的构成。如图 12 所示的多端口半桥变换器中，存在多个主电源输入端，其中输入源 u_{m1} 的电压为所有

输入源电压中的最大值。图 12 中的多个输入源可以通过分时供电的方式向负载或蓄电池供电^[15], 适用于包含储能环节的多种新能源联合供电的独立新能源供电系统。

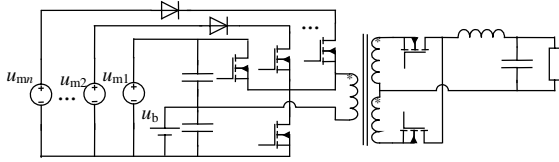


图 12 同步整流式多端口半桥变换器

Fig. 12 Multi-port half-bridge converter with synchronous rectification

5 结论

提出的同步整流式三端口半桥变换器, 其拓扑形式与同步整流半桥变换器相同, 而蓄电池并联于分压电容; 采用电感-变压器复用及主开关管独立控制的方式实现三个端口之间的功率控制及单级功率变换; 拓扑简洁、功率密度高。分析和实验证明了所提出拓扑的优越性。

推广同步整流式三端口变换器拓扑构成和控制思想, 得到了采用其它整流电路的三端口半桥变换器以及包含多个主电源输入端的多端口半桥变换器拓扑, 表明了本文方法具有一定的可推广性。

参考文献

- [1] 廖志凌, 阮新波. 独立光伏发电系统能量管理控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(21): 46-52.
Liao Zhiling, Ruan Xinbo. Energy management control strategy for stand-alone photovoltaic power system [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(21): 46-52(in Chinese).
- [2] Kobayashi K, Matsuo H, Sekine Y. An excellent operating point tracker of the solar-cell power supply system [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2006, 53(2): 495-499.
- [3] 吴理博, 赵争鸣, 刘建政, 等. 独立光伏照明系统中的能量管理与控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(2): 68-72.
Wu Libo, Zhao Zhengming, Liu Jianzheng, et al. A novel energy management and control for stand-alone photovoltaic lighting system[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(22): 68-72(in Chinese).
- [4] Shane M, Robert G. Design, construction and control of a stand-alone energy-conditioning system for PEM-type fuel cells [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2010, 25(10): 2496-2506.
- [5] Haimin T, Duarte J L, Hendrix M A M. Multiport converters for hybrid power sources[C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference. USA: IEEE, 2008: 3412-3418.
- [6] Zhao Chuanhong, Round S D, Johann W. An isolated three-port bidirectional DC-DC converter with decoupled power flow management[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2008, 23(5): 2443-2453.
- [7] Falcones S, Ayyanar R. Simple control design for a three-port DC-DC converter based PV system with energy storage[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference. California, USA, 2010: 2149-2153.
- [8] Jorge L D, Marcel H, Marcelo G M. Three-port bidirectional converter for hybrid fuel cell systems [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2007, 22(2): 480-487.
- [9] Tao Haimin, Duarte J L, Marcel A M. Three-port triple-half-bridge bidirectional converter with zero-voltage switching[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2008, 23(2): 782-792.
- [10] Haribaran K, Mohan N. Three-port series-resonant DC-DC converter to interface renewable energy sources with bidirectional load and energy storage ports[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2009, 24(10): 2289-2297.
- [11] Liu Danwei, Li Hui. A ZVS bi-directional DC-DC converter for multiple energy storage elements[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2006, 21(5): 1513-1517.
- [12] 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.
- [13] Qian Z, Abdel-Rahman O, Reese J, et al. Dynamic analysis of three-port DC-DC converter for space applications[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference. Washington, USA, IEEE, 2009: 28-34.
- [14] Zhijun Q, Abdel-Rahman O, Al-Atrash H, et al. Modeling and control of three-port DC/DC converter interface for satellite applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(3): 637-649.
- [15] Hussam A, Tian Feng, Batarseh I. Tri-modal half-bridge converter topology for three-port interface[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2007, 22(1): 341-345.
- [16] Qian Zhijun, Abdel-Rahman O, Hu Haibing, et al. Multi-channel three-port DC/DC converters as maximum power tracker, battery charger and bus regulator[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference. California, USA: IEEE, 2010: 2073-2079.

- [17] Qian Zhijun, Abdel-Rahman O, Hu Haibing, et al. An integrated three-port inverter for stand-alone PV applications[C]//Proceedings of IEEE Conference on Energy Conversion Congress & Expo. Atlanta, USA: IEEE, 2010: 1471-1478.
- [18] Qian Zhijun, Abdel-Rahman O, Batarseh I. An integrated four-port DC/DC converter for renewable energy applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(7): 1877-1887.
- [19] 顾亦磊, 黄贵松, 章进法, 等. 一种适用于模块并联的同步整流驱动电路[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(4): 25-29.
Gu Yilei, Huang Guisong, Zhang Jinfa, et al. A synchronous rectifier driving circuit for modules in parallel[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(4): 25-29(in Chinese).
- [20] Jitaru I D, Ivascu A. Quasi-integrated magnetic an avenue for higher power density and efficiency in power converters[C]//Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference. Atlanta, USA: IEEE, 1997: 395-402.



吴红飞

收稿日期: 2011-04-20。

作者简介:

吴红飞(1985), 男, 博士研究生, 主要研究方向为电力电子与电力传动, wuhongfei@nuaa.edu.cn;

张君君(1986), 男, 博士研究生, 主要研究方向为电力电子与电力传动, zhangjunjun@nuaa.edu.cn。

(责任编辑 吕鲜艳)