

一种新的多输入全桥变换器

杨东升 阮新波 李艳 刘福鑫

(南京航空航天大学航空电源重点实验室 南京 210016)

摘要 在新能源联合供电系统中, 采用多输入直流变换器代替多个单输入直流变换器, 可以简化电路结构, 降低系统成本。本文提出了一种新颖的多输入全桥变换器, 并且以双输入为例, 通过分析双输入全桥变换器的工作原理及其特性, 提出了多移相控制策略实现开关管的软开关, 及一种实现两输入源功率分配的能量管理方法。最后通过一个 800W 的原理样机验证了理论分析的正确性和能量管理策略的有效性。

关键词: 多输入 全桥变换器 零电压开关 能量管理 新能源联合供电系统

中图分类号: TM46

A New Multiple-Input Full Bridge Converter

Yang Dongsheng Ruan Xinbo Li Yan Liu Fuxin

(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics Nanjing 210016 China)

Abstract In the renewable power system with two or more sources, the application of multiple-input converter (MIC) instead of several single-input converters can simplify the circuit and reduce the cost. A novel multiple-input full bridge converter is proposed in this paper. Taking the two inputs as the example, the operation modes and the characteristics of the double-input full bridge converter are presented. By applying the proposed multiple phase-shift control strategy, the soft-switching technology is accessible. Power management method of the new converter is also introduced. Finally, an 800W prototype is built to verify the theoretical analysis and the effectiveness of the control strategy.

Keywords: Multiple-input, full bridge converter, zero-voltage-switching, energy management, renewable power system

1 引言

随着化石能源的大规模开采和利用, 世界的能源形势日益紧张, 同时化石燃料燃烧时产生大量的废气, 造成了严重的环境污染。由于可再生能源具

等, 但由于受气候条件限制较大, 其电力供应不稳定、不连续, 因此需要将多种新能源发电形式结合起来组成新能源联合供电系统^[1]。

在传统的新能源联合供电系统中, 每种能源形式通常需要一个 DC-DC 变换器, 将各种能源变成直流输出, 并联在公共的直流母线上, 结构较复杂, 且成本较高^[2]。为了简化电路结构, 降低系统成本, 可以用一个多输入直流变换器 (Multiple-Input Converter, MIC) 代替多个单输入直流变换器。MIC 是将多个输入源和单个负载连接在一起的变换器, 它允许多个输入源向单个负载供电, 输入源的性质、幅值和特性可以相同, 也可以不同, 多个输入源可以分别或同时向负载供电。

近年来, 国内外的学者已经提出了一些 MIC 电路拓扑^[3-11]。

新世纪优秀人才支持计划, 江苏省“六大人才高峰”项目计划 (07-E-022), 国家自然科学基金 (50837003) 和青年科学基金 (50807024) 资助项目。

收稿日期 2009-10-15 改稿日期 2010-02-01

有清洁无污染、资源储量丰富、可循环利用等优点, 利用可再生能源发电是解决能源危机和环境污染问题的重要途径。目前应用较多的可再生能源发电形式有光伏发电、风力发电、水力发电、地热发电等

通常多个幅值不等的电压源是不能直接并联的。文献[3-4]提出将多个直流电压源通过串联的开关管并联在一起的方法生成 MIC 电路拓扑。由于电压的钳位, 此类电路拓扑只能分时工作, 即在任一瞬间只允许一路电压源向负载传送能量。为了克服上述电路分时工作的缺点, 文献 [5-7]提出了一类新的电路拓扑, 此类电路将多个输入源通过一个多一次侧单二次侧的变压器连接在一起, 由于变压器的电压钳位作用, 这里的输入源必须为电压源与大电感串联组成的电流源, 因此, 在任一瞬间, 多个输入源既可以单独向负载供电, 也可以同时向负载供电。但是此类电路拓扑存在以下缺点: 电路结构较复杂, 元器件多; 由于是电流型电路拓扑, 控制较复杂。对于不需要隔离的场合, 文献 [8-9]提出了将多个直流电压源串联起来并在每个电压源旁都并联一条旁路支路的方法生成 MIC 电路拓扑。此类电路拓扑结构简单, 属于电压型电路拓扑, 控制灵活, 并且在任一瞬间, 多个输入源既可以单独又可同时向负载供电。

本文将提出一种新的 MIC 电路拓扑: 多输入全桥变换器, 其器件少, 结构简单; 由于是电压型电路拓扑, 控制简单、灵活、易实现; 输入源与负载之间具有电气隔离, 适用于大功率场合。

2 电路拓扑分析

图 1 给出了基本的多输入全桥变换器的电路

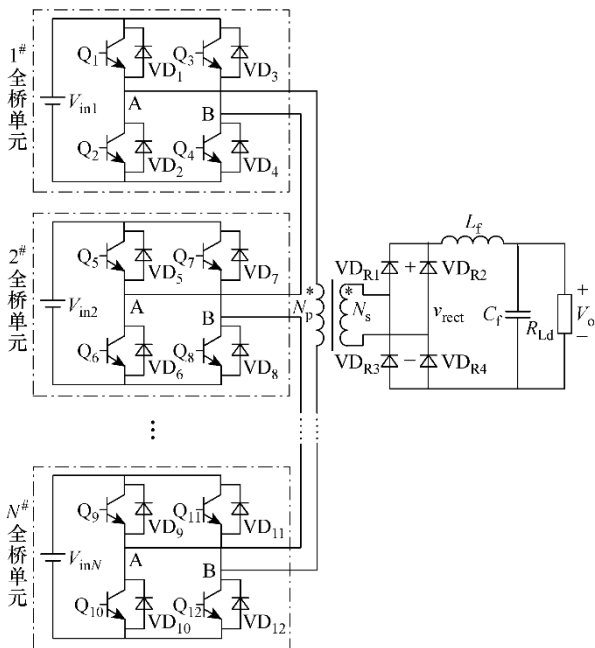


图 1 基本的多输入全桥变换器

Fig.1 Basic multiple-input full bridge converter

图^[10], 它包含多个全桥单元, 其中每个全桥单元均由一个直流源与四个开关管及其反并联二极管组成。输出整流管 $VD_{R1} \sim VD_{R4}$ 组成整流桥, 电感 L_f 和电容 C_f 组成输出滤波器, R_{Ld} 是负载。多个全桥单元的输出串联后接到隔离变压器一次侧。

图 2 给出了该变换器的控制策略, 每个全桥单元工作在移相控制方式。以 1#全桥单元为例, Q_1 和 Q_2 为 180° 互补导通, Q_3 和 Q_4 也为 180° 互补导通, Q_1 和 Q_2 与 Q_3 和 Q_4 移相工作, 相对于 Q_4 和 Q_3 分别超前一个相位 θ_1 。其桥臂中点输出电压 v_{AB} 为脉宽可调的方波, 其脉宽取决于移相角 θ_1 。类似的, $2^\# \sim N^\#$ 全桥单元输出电压的脉宽分别由各自的移相角 $\theta_2 \sim \theta_N$ 决定。

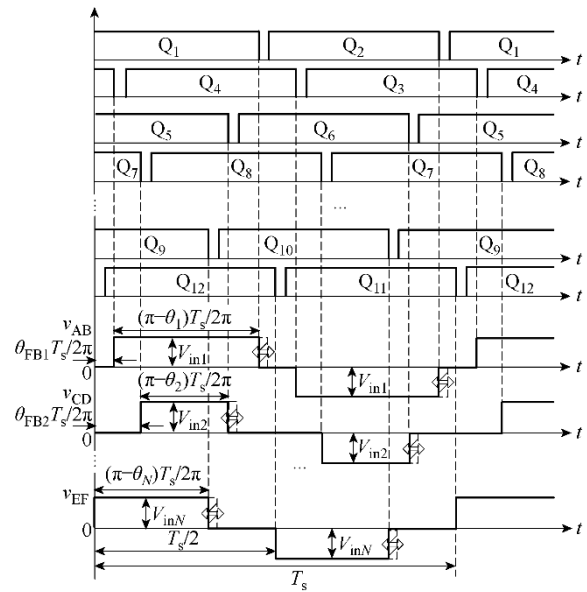


图 2 多移相控制策略

Fig.2 Multiple phase-shift control strategy

以 $N^\#$ 全桥单元的输出电压 v_{EF} 为基准, 将 $1^\#$ 到 $N-1^\#$ 全桥单元的输出电压上升沿与 v_{EF} 上升沿之间的相位差分别定义为 θ_{FB1} 、 $\theta_{FB2} \dots \theta_{FBN-1}$ 。这些相位差不同, 变压器一次侧电压波形也不同。以其中 $1^\#$ 和 $N^\#$ 全桥单元为例, θ_{FB1} 取不同值时, 会出现两种情况: ① v_{AB} 和 v_{EF} 的极性总是相同, 或者其中一个为零, 那么两路输入源的输入电压总是正向叠加, 变换器传输最大功率。② v_{AB} 和 v_{EF} 出现极性相反的情况, 两路输入源输入电压正负抵消。为了避免电源电压正负抵消, 即在任意移相角的条件下, 甚至 θ_1 和 θ_N 为零时仍能满足最大功率传输^[11], 则 θ_{FB1} 必须为零。同理为了保证所有全桥单元之间都不发生电源电压正负抵消的情况, θ_{FB1} 、

$\theta_{FB2} \cdots \theta_{FBN-1}$ 必须都为零, 即所有全桥单元的滞后桥臂开关管的驱动信号都是同步的。为方便阐述, 以下仅以双输入为例, 讨论其工作原理和控制策略。

3 双输入全桥变换器

3.1 电路拓扑的简化

双输入全桥变换器存在两个全桥单元, 含有八只开关管, 电路拓扑结构复杂, 成本高, 需要对其进行简化以适合工程应用。为方便分析, 将双输入全桥变换器的电路重新绘制, 如图 3 所示。可以发现当 θ_{FB1} 为零时, 两个全桥单元的滞后桥臂同步开关, 即 Q_4 和 Q_7 、 Q_3 和 Q_8 分别同时开通、同时关断。因此将其共用以简化电路结构。简化后的电路结构如图 4 所示, 这里画出了各开关管的结电容和变压器的漏感, 即 $C_1 \sim C_6$ 分别为开关管 $Q_1 \sim Q_6$ 的寄生电容, L_r 为谐振电感, 它包含了变压器的一次侧漏感。简化后的电路, 开关管可以减少两只, 控制电路更简单。

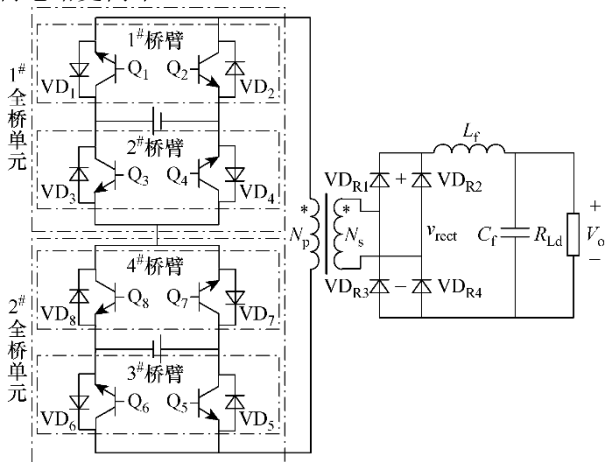


图 3 变形后的基本双输入全桥变换器

Fig.3 Basic double-input full bridge converter with appropriate circuit configuration

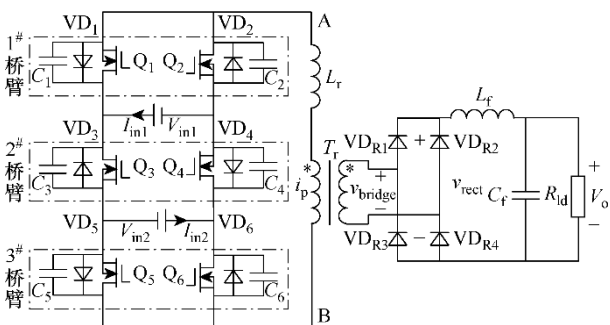


图 4 简化的双输入全桥变换器

Fig.4 Simplified double-input full bridge converter

双输入全桥变换器既可工作在双路源向负载供

电情况, 也可以单路源独立向负载供电。本节将详细分析该变换器在两种模式下的工作原理。在分析之前作以下假设:

(1) 所有开关管、二极管电感、电容和变压器均为理想元器件。

(2) $C_1=C_2=C_5=C_6=C_{lead}$, $C_3=C_4=C_{lag}$ 。

(3) 输出滤波电感 $L_f=L_r/K^2$, K 是变压器一、二次侧电压比。

3.2 双路源同时向负载供电

图 5 给出了该变换器在双路源同时向负载供电时的主要波形。在此模式下, 一个开关周期内有 16 个开关模态, 其等效电路如图 6 所示。下面分析不同开关模态下的电路工作情况。

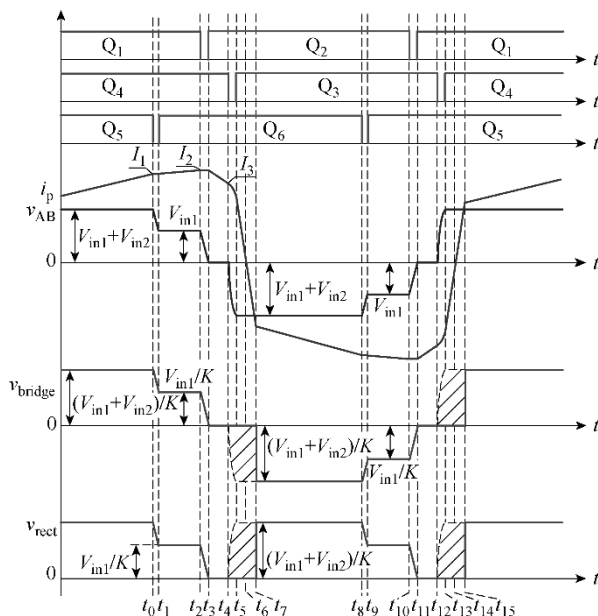


图 5 双路源同时供电时的主要波形

Fig.5 Key waveforms of the converter when double input sources power the load

(1) 开关模态 0 [t_0 时刻之前] (见图 6a): t_0 时刻之前, 开关管 Q_1 、 Q_4 和 Q_5 导通, 两路输入源串联向负载供电。一次电流 i_p 流经 1#输入源、 Q_1 、谐振电感 L_r 、变压器一次绕组、 Q_5 、2#输入源和 Q_4 , 二次侧整流管 VD_{R1} 和 VD_{R4} 导通, 一次侧向二次侧提供能量。变压器一次电流 i_p 等于折算到一次侧的滤波电感电流。 i_p 线性上升, 到 t_0 时刻, i_p 上升到 I_1 。

(2) 开关模态 1 [t_0, t_1] (见图 6b): t_0 时刻关断 Q_5 , i_p 从 Q_5 转移至 C_5 、 C_6 支路中, 给 C_5 充电, 给 C_6 放电。由于 C_5 和 C_6 的存在, Q_5 近似为零电压关断。在此期间, 由于谐振电感 L_r 与输出滤波电感 L_f 是互相串联的, 而且 L_f 很大, i_{Lf} 基本保持不变,

又由于 i_p 等于折算到一次侧的滤波电感电流, 因此 i_p 基本不变, 为 I_1 。 C_5 上的电压线性上升, C_6 上的

电压线性下降。

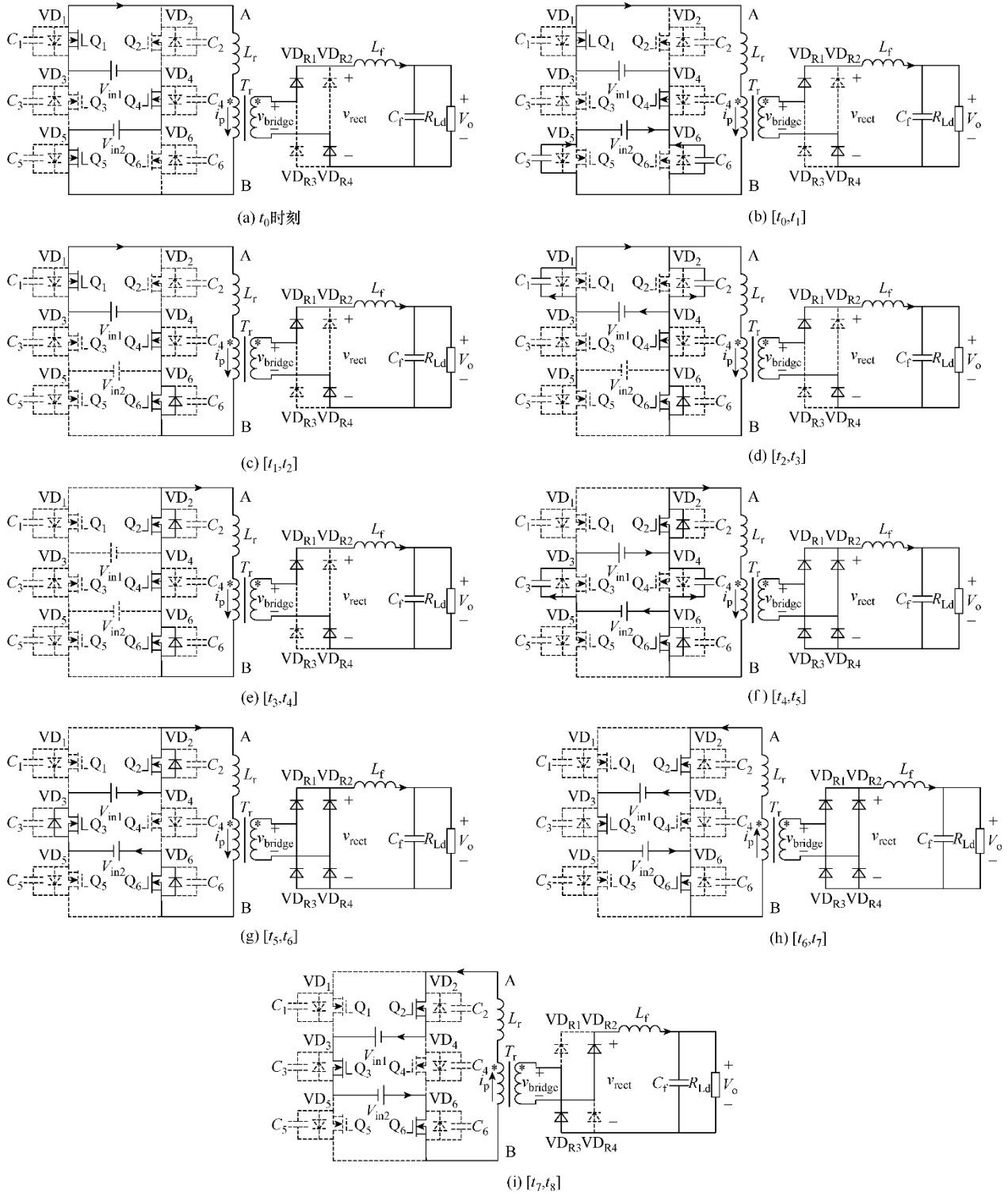


图 6 双路源同时供电时各种开关模式的等效电路

Fig.6 Equivalent circuits of switching mode when double input sources power the load

$$i_p(t) = I_p(t_0) A I_1 \quad (1)$$

$$v_{C5}(t) = \frac{I_1}{2C_{\text{lead}}}(t - t_0) \quad (2)$$

$$v_{C6}(t) = V_{\text{in}2} - \frac{I_1}{2C_{\text{lead}}}(t - t_0) \quad (3)$$

在 t_1 时刻, C_5 上的电压升至 $V_{\text{in}2}$, C_6 上的电压降至零, VD_6 自然导通, 该时段持续时间 t_{01} 为

$$t_{01} = \frac{2C_{\text{lead}}V_{\text{in}2}}{I_1} \quad (4)$$

(3) 开关模式 2 $[t_1, t_2]$ (见图 6c): VD_6 导通后, 将 Q_6 的电压钳在零位, 此时可以零电压开通 Q_6 。 Q_6 开通后, 1#输入源单独向负载供电。若 $V_o < V_{\text{in}1}/K$, i_p 线性上升, 若 $V_o > V_{\text{in}1}/K$, i_p 线性下降。图中以 i_p 线性上升为例, 到 t_2 时刻, i_p 上升到 I_2 。

(4) 开关模式 3 $[t_2, t_3]$ (见图 6d): 在 t_2 时刻, 关断 Q_1 , i_p 从 Q_1 转移至 C_1 、 C_2 支路中, 给 C_1 充电, 给 C_2 放电。由于 C_1 和 C_2 的存在, Q_1 近似为零电压关断。由于 L_r 与 L_f 是互相串联的, 而 L_f 很大, 其电流基本保持不变, 因此 i_p 基本不变。 C_1 上的电压线性上升, C_2 上的电压线性下降。

$$i_p(t) = I_p(t_2) \quad (5)$$

$$v_{C1}(t) = \frac{I_2}{2C_{\text{lead}}}(t - t_2) \quad (6)$$

$$v_{C2}(t) = V_{\text{in}1} - \frac{I_2}{2C_{\text{lead}}}(t - t_2) \quad (7)$$

在 t_3 时刻, C_1 上的电压升至 $V_{\text{in}1}$, C_2 上的电压降为零, VD_2 自然导通, 该时段持续时间 t_{23} 为

$$t_{23} = \frac{2C_{\text{lead}}V_{\text{in}1}}{I_2} \quad (8)$$

(5) 开关模式 4 $[t_3, t_4]$ (见图 6e): VD_2 导通后, 将 Q_2 的电压钳在零位, 此时可以零电压开通 Q_2 。 Q_2 开通后, 两路输入源均不接入电路, 变换器工作在续流状态。在这段时间里, i_p 等于折算到一次侧的滤波电感电流。在 t_4 时刻, i_p 下降到 I_3 。

(6) 开关模式 5 $[t_4, t_5]$ (见图 6f): 在 t_4 时刻, 关断 Q_4 , i_p 给 C_4 充电, 同时通过两路输入源 $V_{\text{in}1}$ 和 $V_{\text{in}2}$ 给 C_3 放电。由于有 C_3 和 C_4 的存在, Q_4 近似为零电压关断。此时 $v_{\text{AB}} = -v_{C4}$, v_{AB} 的极性由零变为负值, 变压器二次绕组电势有下正上负的趋势, 使 VD_{R2} 和 VD_{R3} 导通。由于四只整流二极管同时导通, 变压器二次绕组电压为零, 一次绕组电压也为零, v_{AB} 全部加在 L_r 上。因此这时 L_r 和 C_3 、 C_4 谐振工作。

$$i_p = I_3 \cos[\omega_r(t - t_4)] \quad (9)$$

$$v_{C4}(t) = Z_r I_3 \sin[\omega_r(t - t_4)] \quad (10)$$

$$v_{C3}(t) = (V_{\text{in}1} + V_{\text{in}2}) - Z_r I_3 \sin[\omega_r(t - t_4)] \quad (11)$$

式中, $Z_r = \sqrt{L_r/2C_{\text{lag}}}$, $\omega_r = 1/\sqrt{2L_r C_{\text{lag}}}$ 。

到 t_5 时刻, C_4 上的电压上升至 $V_{\text{in}1} + V_{\text{in}2}$, C_3 上的电压下降到零, VD_3 自然导通, 该模式持续时间 t_{45} 为

$$t_{45} = \frac{1}{\omega_r} \arcsin \frac{V_{\text{in}1} + V_{\text{in}2}}{Z_r I_3} \quad (12)$$

(7) 开关模式 6 $[t_5, t_6]$ (见图 6g): t_5 时刻, VD_3 导通, 将 Q_3 两端的电压钳位在零, 此时可以零电压开通 Q_3 。在此时段中, 二次侧四只整流二极管依旧同时导通, 变压器二次绕组和一次绕组电压均为零, 这样 $V_{\text{in}1} + V_{\text{in}2}$ 加在 L_r 上, i_p 线性下降。

$$i_p(t) = I_p(t_5) - \frac{V_{\text{in}1} + V_{\text{in}2}}{L_r}(t - t_5) \quad (13)$$

到 t_6 时刻, i_p 下降到零, VD_2 、 VD_3 和 VD_6 自然关断。

(8) 开关模式 7 $[t_6, t_7]$ (见图 6h): t_6 时刻, 一次电流 i_p 由正值过零, 且向负方向线性增加, 流经 Q_2 、 Q_3 和 Q_6 。由于此时 i_p 仍不足以提供负载电流, 二次侧整流管依旧同时导通。加在 L_r 上的电压为 $V_{\text{in}1} + V_{\text{in}2}$, i_p 反向线性增加。

$$i_p(t) = -\frac{V_{\text{in}1} + V_{\text{in}2}}{L_r}(t - t_6) \quad (14)$$

在 t_7 时刻, i_p 达到折算到一次侧的负载电流 $-I_L(t_7)/K$, VD_{R1} 和 VD_{R4} 关断, 负载电流全部流过 VD_{R2} 和 VD_{R3} 。

(9) 开关模式 8 $[t_7, t_8]$ (见图 6i): 在这段时间里, 两路输入源串联向负载供电。 t_8 时刻关断 Q_6 , 变换器开始另半个周期的工作, 其工作情况与上述的半个周期类似, 不再赘述。

3.3 单路源单独向负载供电

图 7 给出了该变换器单路源单独向负载供电时的主要工作波形。在此模式下, 电路存在 14 个开关模式, 其中 $[t_0, t_2]$ 时段、 $[t_5, t_8]$ 时段的工作情况与双路源同时向负载供电时的 $[t_2, t_4]$ 时段、 $[t_6, t_9]$ 时段相似, 这里不再重复。下面分析 $[t_2, t_5]$ 时段的工作原理, 图 8 给出了该时段各开关模式的等效电路。

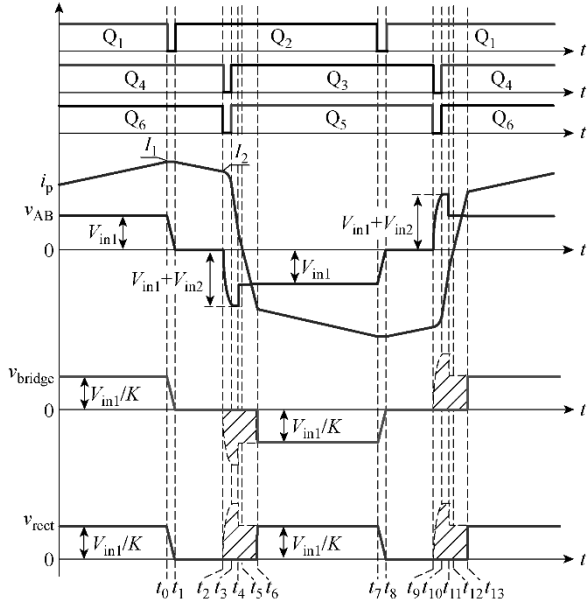


图 7 单路源单独供电时的主要波形

Fig.7 Key waveforms of the converter when one source powers the load

(1) 开关模式 3 $[t_2, t_3]$ (见图 8a): 在 t_2 时刻, 同时关断 Q_4 和 Q_6 , 由于 i_p 从 VD_6 中流过, 因此 Q_6 为零电压关断。同时 i_p 给 C_4 充电, 并通过两路输入

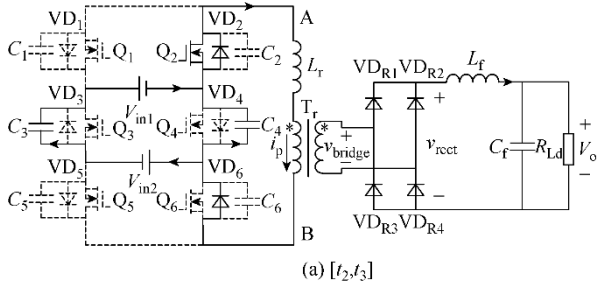
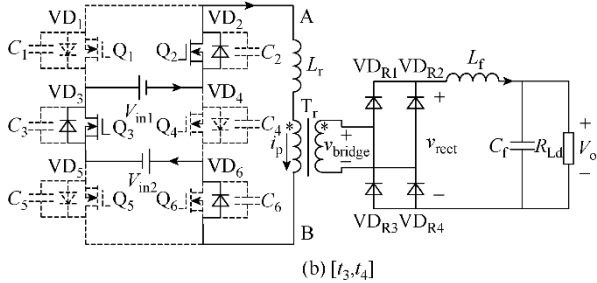
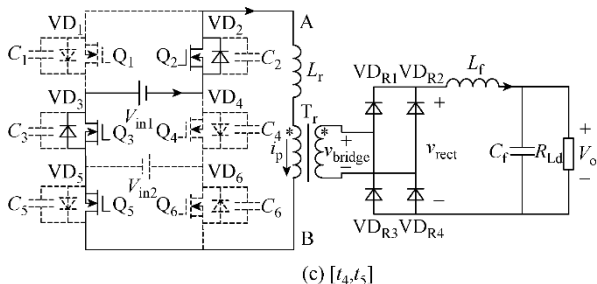
(a) $[t_2, t_3]$ (b) $[t_3, t_4]$ (c) $[t_4, t_5]$

图 8 单路源供电时各种开关模式的等效电路

Fig.8 Equivalent circuits of switching mode when one source powers the load

源 V_{in1} 和 V_{in2} 给 C_3 放电。由于有 C_3 和 C_4 的存在, Q_4 近似为零电压关断, 并且此时 $v_{AB} = -v_{C4}$, v_{AB} 的极性由零变为负值, 变压器二次绕组电势有下正上负的趋势, 使 VD_{R2} 和 VD_{R3} 导通, 由于四只整流二极管同时导通, 变压器二次绕组电压为零, 一次绕组电压也为零, v_{AB} 全部加在 L_r 上。因此这时 L_r 和 C_3 、 C_4 在谐振工作。

$$i_p = I_2 \cos[\omega_r(t-t_2)] \quad (15)$$

$$v_{C4}(t) = Z_r I_2 \sin[\omega_r(t-t_2)] \quad (16)$$

$$v_{C3}(t) = (V_{in1} + V_{in2}) - Z_r I_2 \sin[\omega_r(t-t_2)] \quad (17)$$

式中, $Z_r = \sqrt{L_r/2C_{lag}}$, $\omega_r = 1/\sqrt{2L_rC_{lag}}$ 。

到 t_3 时刻, C_4 上的电压上升至 $V_{in1} + V_{in2}$, C_3 上的电压下降到零, VD_3 自然导通, 该模式持续时间 t_{23} 为

$$t_{23} = \frac{1}{\omega_r} \arcsin \frac{V_{in1} + V_{in2}}{Z_r I_2} \quad (18)$$

(2) 开关模式 4 $[t_3, t_4]$ (见图 8b): t_3 时刻, VD_3 导通, 将 Q_3 两端的电压钳位为零, 此时可以零电压开通 Q_3 。在此时段中, 二次侧四只整流二极管依旧同时导通, 变压器二次绕组和一次绕组电压均为零, 这样 $V_{in1} + V_{in2}$ 加在 L_r 上, i_p 线性下降。

$$i_p(t) = I_p(t_3) - \frac{V_{in1} + V_{in2}}{L_r}(t-t_3) \quad (19)$$

(3) 开关模式 5 $[t_4, t_5]$ (见图 8c): 在 t_4 时刻, 同时开通 Q_3 和 Q_5 , 由于 VD_3 的钳位作用, Q_3 为零电压开通。但是 Q_5 开通前, 其两端的电压仍为 V_{in2} , 因此为硬开通。在此时段中, 这样 V_{in1} 单独加在 L_r 上, i_p 线性下降。

$$i_p(t) = I_p(t_4) - \frac{V_{in1}}{L_r}(t-t_4) \quad (20)$$

到 t_5 时刻, i_p 下降到零, VD_2 和 VD_3 自然关断。

4 变换器的特性

4.1 开关管的电压应力和电流应力

从上面的分析可知, 双输入全桥变换器的三个桥臂的电压应力各不相同。1#桥臂开关管 Q_1 和 Q_2 的电压应力为 1#源的输入电压 V_{in1} ; 3#桥臂开关管 Q_5 和 Q_6 的电压应力为 2#源的输入电压 V_{in2} ; 而

公共滞后桥臂开关管 Q_3 和 Q_4 的电压应力两路输入源的输入电压之和 $V_{in1}+V_{in2}$; $Q_1\sim Q_6$ 电流应力相同, 均为 I_o/K 。

4.2 开关管实现 ZVS 的条件

4.2.1 超前桥臂

在超前管的开关过程中, 输出滤波电感与一次侧漏感相互串联, 用来实现 ZVS 的能量来自输出滤波电感和一次侧漏感。输出滤波电感一般较大, 因此其能量足以保证超前管在宽负载范围内实现 ZVS。

4.2.2 公共滞后桥臂

在滞后管 Q_3 和 Q_4 的开关过程中, 二次侧的整流二极管全部导通, 输出滤波电感电流不能反射到一次侧, 因此输出滤波电感的能量不能用于实现 ZVS, 只能依靠一次侧谐振电感的能量。为了实现滞后管的 ZVS, 双路源同时供电时必须满足

$$\frac{1}{2}L_r\left(\frac{I}{K}\right)^2 \geq C_{lag}(V_{in1}+V_{in2})^2 \quad (21)$$

当第 i 路输入源单独向负载供电时, 需要满足

$$\frac{1}{2}L_r\left(\frac{I}{K}\right)^2 \geq C_{lag}V_{in i}^2 \quad (22)$$

式中, I 是滞后桥臂开关管关断时一次电流的大小。由于谐振电感比折算到一次侧的输出滤波电感要小得多, 因此滞后管实现 ZVS 相对困难。

4.3 占空比丢失

双路源同时供电时, 在 $[t_4, t_7]$ 和 $[t_{12}, t_{15}]$ 时段, 虽然一次侧有正 (或负) 电压方波, 但是一次电流不足以提供负载电流, 因此二次侧整流后的电压依然为零 (见图 5), 这样二次电压就丢失了这部分时间的电压。这部分与开关周期 $T_s/2$ 的比值就是二次侧占空比丢失 D_{loss} 。

考虑到 $[t_4, t_5]$ 时间段很短, 可以忽略, 同时认为该时段中 i_p 近似不变, 可以得到

$$D_{loss-2s} = \frac{t_{47}}{T_s/2} \approx \frac{4L_r I_o}{K(V_{in1}+V_{in2})T_s} \quad (23)$$

同理, 在第 i 路输入源单独供电时, 二次侧丢失了 $[t_2, t_6]$ 和 $[t_9, t_{13}]$ 时段的电压 (见图 7), 由于 $[t_2, t_3]$ 时段, 可以忽略, 且认为在这段时间内 i_p 近似不变, 可以推导出占空比丢失为

$$D_{loss-1s} = \frac{t_{26}}{T_s/2} \approx \frac{4L_r I_o}{KV_{in i} T_s} \quad (24)$$

4.4 输入输出关系

假设两路源对应的移相角分别为 θ_1 和 θ_2 , 则对应的一次侧占空比分别为 $D_{p1}=(\pi-\theta_1)/2\pi$, $D_{p2}=(\pi-\theta_2)/2\pi$ 。考虑到占空比丢失后, 二次侧的占空比, 即有效占空比分别为: $D_{y1}=D_{p1}-D_{loss}$, $D_{y2}=D_{p2}-D_{loss}$ 。由图 2 给出的控制策略可知, 输出电压 V_o 为

$$V_o = \frac{D_{y1}V_{in1} + D_{y2}V_{in2}}{K} \quad (25)$$

假设电感足够大, 电感电流可以看成是一个直流电流, 即负载电流 I_o , 则 I_{in1} 和 I_{in2} 分别为

$$I_{in1} = \frac{D_{y1}I_o}{K} \quad (26)$$

$$I_{in2} = \frac{D_{y2}I_o}{K} \quad (27)$$

5 能量管理

在 MIC 中, 由于存在多个输入源及相应的开关管, 因此可以对多个占空比进行控制, 换言之, 即存在多个控制自由度, 这就为多个输入源的能量管理提供了可能性。那么多输入直流变换器的控制策略需要实现两大功能: ①保证输出电压稳定; ②实现多个输入源的功率分配。

以双输入直流变换器为例, 通过控制其中一路的输入电流即可控制该输入源的输入功率。在氢-光联合供电系统中, 需要优先利用太阳能电池的能量, 因此可以将太阳能电池作为主供电设备 (1#输入源), 燃料电池为后备能源供电设备 (2#输入源)。本文采用主从控制方式分配两路输入源的输入功率^[12], 因此, 负载所需功率尽可能由 1#输入源提供, 剩余功率由 2#输入源提供。

图 9 给出了双输入全桥直流变换器的控制框图, 它由 1#源输入电流闭环和输出电压闭环组成。该变换器存在以下两种工作模式, 各种模式的控制框图如图 10 所示。

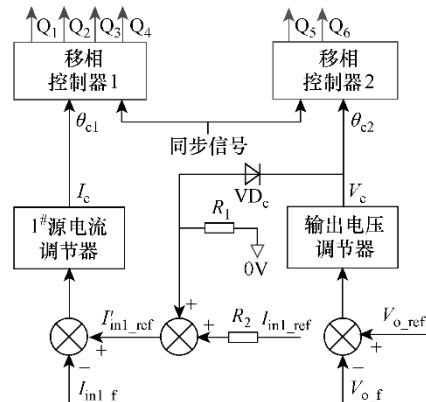


图 9 控制系统框图

Fig.9 Block diagrams of the control circuit

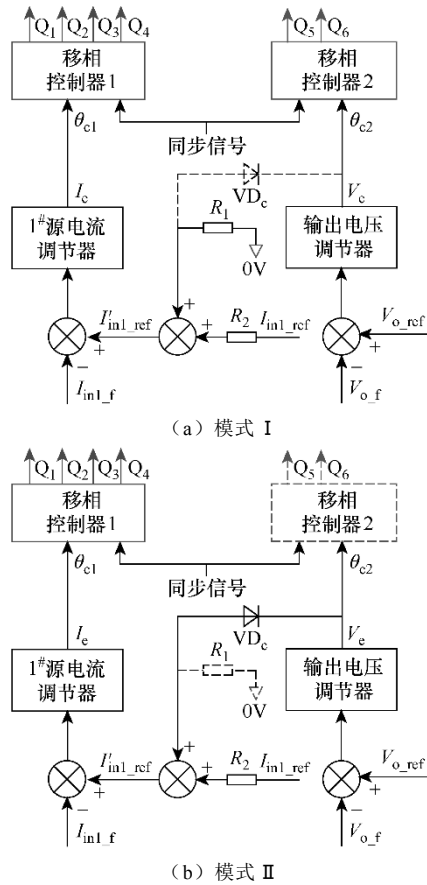


图 10 两种工作模式的控制框图

Fig.10 Block diagrams of the two operation modes

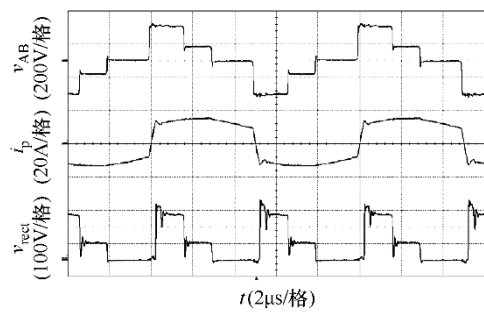
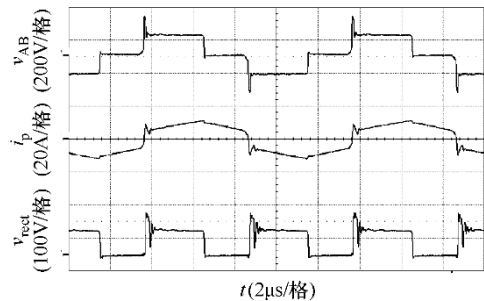
工作模式 I: 当输出功率 P_o 大于 1#源所能提供的功率 P_{in1} 时, 电压调节器输出为正值, 二极管 VD_c 截止, 电压调节器和电流调节器独立工作, 如图 10a 所示。电流调节器的输出控制 1#源的移相角, 其中 $I'_{in1_ref} = I_{in1_ref}$, 电压调节器的输出控制 2#源的移相角, 使得 1#源的输入功率为 P_{in1} , 并且 2#源提供负载剩余功率。

工作模式 II: 当输出功率 P_o 小于 1#源所能提供的最大功率 P_{in1} 。如果保持 $I'_{in1_ref} = I_{in1_ref}$, 则 1#源向负载提供的功率为 P_{in1} , 大于负载功率, 导致输出电压升高。这时电压调节器的输出将为负值, 2#源的移相角为 180° , 2#源关闭, 同时二极管 VD_c 导通, 如图 10b 所示。电压调节器输出将与 I'_{in1_ref} 叠加后作为 I'_{in1_ref} , 电压调节器与电流调节器组成双闭环, 电流环为内环, 电压环为外环, 调节 1#源的移相角使输出电压稳定。

6 实验验证

为了验证双输入全桥变换器的工作原理, 在实验室完成了一台 800W 的原理样机, 实验所用数据为: 输入电压范围: $V_{in1}=110\sim130V$; $V_{in2}=80\sim100V$; 输出电压: $V_o=48V$; 额定输出电流: $I_o=17A$; 1#输入电流参考值: 3.4A (提供 50%的额定输出功率); 变压器一、二次侧电压比: $K=6:4$; 一次侧漏感: $L_{lk}=0.4\mu H$; 谐振电感: $L_r=1.4\mu H$; 输出滤波电感: $L_f=36.2\mu H$; 输出滤波电容: $C_f=470\mu F$; 超前管 (Q_1 、 Q_2 、 Q_5 、 Q_6): IXTH35N30 (35A/300V); 滞后管 (Q_3 、 Q_4): IPW60R045CP (62A/650V); 二极管 ($VD_{R1}\sim VD_{R4}$): DESI30-03A (30A/300V); 开关频率: $f_s=100kHz$ 。

图 11 给出了额定输入电压分别为 $V_{in1}=120V$, $V_{in2}=90V$ 时 AB 间电压、一次电流 i_p 和输出整流电压 v_{rect} 的实验波形。其中图 11a 为输出电流 $I_o=17A$ (满载) 的实验波形, 此时两路输入源同时向负载供电, 调节两个移相角 θ_1 和 θ_2 使得 1#源输入电流稳定在 3.4A, 同时保持输出电压的稳定。图 11b 为输出电流 $I_o=6.7A$ (40%负载) 的实验波形, 此时负载所需的功率小于 1#源提供的额定功率, 2#源调节其移相角 θ_2 为 180° , 使其输入电流为 0, 退出工作; 1#源调节移相角 θ_1 使得输出电压稳定, 单独向负载供电。验证了能量管理的正确性。

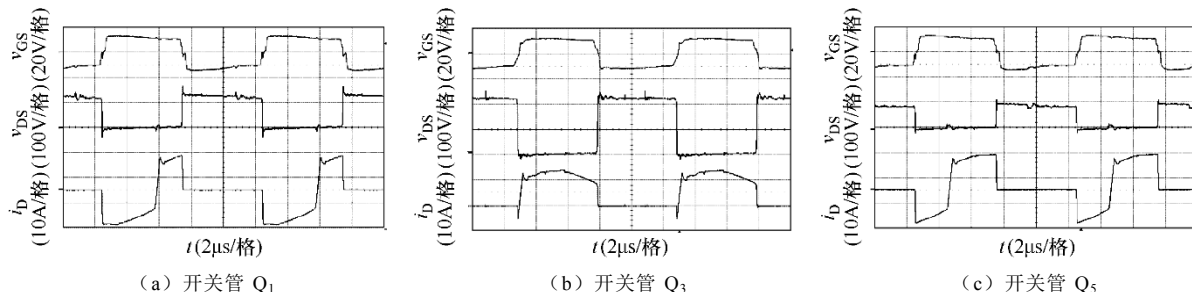
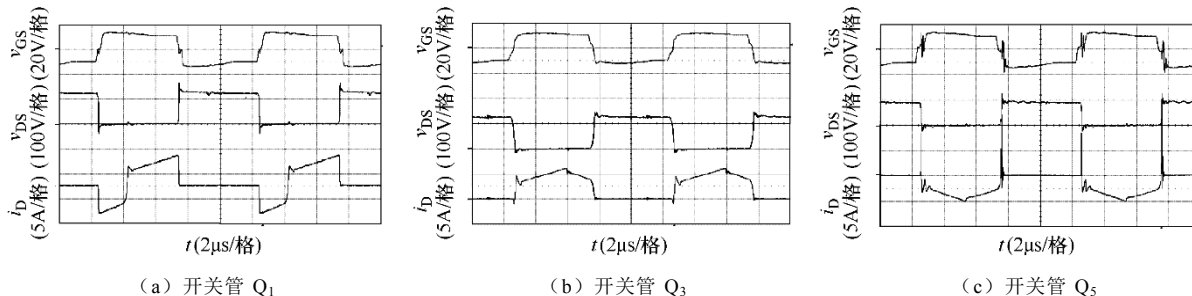
(a) $I_o=17A$ 

(b) $I_o = 6.7A$ 图 11 $V_{in1} = 120V$, $V_{in2} = 90V$ 时的实验波形Fig.11 The experimental waveforms at $V_{in1} = 120V$, $V_{in2} = 90V$

图 12 给出了满载时, 两路源同时工作情况下 Q_1 、 Q_3 、 Q_5 的驱动电压 v_{GS} 、漏源电压 v_{DS} 和漏极电流 i_D 的波形。可见所有的开关管都实现了 ZVS, 并且 Q_1 的电压应力为 V_{in1} ; Q_5 的电压应力

为 V_{in2} ; Q_3 的电压应力为 $V_{in1} + V_{in2}$ 。

图 13 给出了 40%负载时, 1#源单独工作时 Q_1 、 Q_3 、 Q_5 的驱动电压 v_{GS} 、漏源电压 v_{DS} 和漏极电流 i_D 的波形。其中开关管 Q_1 、 Q_3 依然实现了 ZVS, 在单路源工作时, 开关管 Q_5 开通前其结电容的电荷无法转移, 为硬开关, 与理论分析一致。

图 12 $V_{in1} = 120V$, $V_{in2} = 90V$, 满载时各开关管的驱动电压 v_{GS} 、漏源电压 v_{DS} 和漏极电流 i_D 波形Fig.12 The waveforms at of v_{GS} , v_{DS} and i_D at full load and $V_{in1} = 120V$, $V_{in2} = 90V$ 图 13 $V_{in1} = 120V$, $V_{in2} = 90V$, 轻载时各开关管的驱动电压 v_{GS} 、漏源电压 v_{DS} 和漏极电流 i_D 波形Fig.13 The waveforms at of v_{GS} , v_{DS} and i_D at light load and $V_{in1} = 120V$, $V_{in2} = 90V$

7 结论

本文提出了一种新颖的多输入全桥变换器, 该电路拓扑具有结构简单; 元器件数量少; 输入输出具有电气隔离; 采用移相控制策略, 可实现开关管的软开关; 在任一瞬间, 既可单独向负载供电, 又可同时向负载供电等优点。但是由于共用开关管、变压器等元器件, 也必然造成器件应力的增加。本文以双输入为例, 通过分析双输入全桥变换器的工作原理及其特性, 提出了多移相控制策略及能量管理方法, 并通过一个 800W 的原理样机验证了理论分析的正确性和能量管理策略的有效性。

参考文献

[1] Iannone F, Leva S, Zaninelli D. Hybrid photovoltaic and hybrid photovoltaic-fuel cell system: economic and environmental analysis[C]. Proc. IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2005: 1503-1509.

[2] Jiang Z H. Power management of hybrid photovoltaic-fuel cell power systems[C]. Proc. IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2006: 1-6.

[3] Dobbs B G, Chapman P L. A multiple-input DC-DC converter topology[J]. IEEE Power Electronics Letters, 2003, 1(1): 6-9.

[4] Benavides N D, Chapman P L. Power budgeting of a multiple-input Buck-Boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(6): 1303-1309.

[5] Chen Y M, Liu Y C, Wu F Y. Multi-input DC/DC converter based on the flux additivity[C]. Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2001: 1866-1873.

[6] Chen Y M, Liu Y C, Wu F Y. Multi-input DC/DC converter based on the multiwinding transformer for renewable energy applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(4): 1096-1104.

[7] Chiu H J, Huang H M, Lin L W, et al. A multiple-input DC/DC converter for renewable energy

- system[C]. Proc. IEEE Int. Conf. Industrial Technology, 2005: 1304-1308.
- [8] Chen Y M, Liu Y C, Lin S H. Double-input PWM DC/DC converter for high/low voltage sources[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 3(5): 1538-1544.
- [9] Chen Y M, Liu Y C, Hung S C, et al. Multi-input inverter for grid-connected hybrid PV/Wind power system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(3): 1070-1077.
- [10] Li Y, Yang D S, Ruan X B. A systematic method for generating multiple-input dc/dc converter[C]. Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2008: 504-509.
- [11] 马运东, 阮新波, 周林泉, 等. 全桥三电平直流变换器的最佳开关方式 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 111-116.
- Ma Yundong, Ruan Xinbo, Zhou Linqun, et al. The best modulation strategy of the full-bridge three-level converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 111-116.
- [12] 李艳, 杨东升, 阮新波. 一种新的双输入直流变换器[J]. 电工技术学报, 2008, 23(6): 77-82.
- Li Yan, Yang Dongsheng, Ruan Xinbo. A new double-input DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(6): 77-82.

作者简介: 杨东升 男, 1984 年生, 硕士研究生, 研究方向为新能源联合供电系统, 并网发电技术。阮新波 男, 1970 年生, 教授, 博士生导师, 教育部长江学者特聘教授, 研究方向为功率电子变换技术、航空航天供电系统、新能源供电系统和电力电子系统集成。