

高频耦合 AC-AC 变压器的研究

张方华, 严仰光

(南京航空航天大学自动化学院, 江苏省 南京市 210016)

RESEARCH ON HIGH-FREQUENCY-LINKED AC-AC TRANSFORMER

ZHANG Fang-hua, YAN Yang-guang

(Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, Jinagsu Province, China)

ABSTRACT: Three types of high-frequency-linked AC-AC transformer were proposed. The “DC transformer” is the high-frequency-linked converter, which can be used in turning a DC voltage into another proportional DC voltage. In the high-frequency linked power converter situations, the low frequency AC voltage can be viewed as the DC voltage that changes slowly. So the concept of the “DC transformer” can be applied in the high frequency linked AC-AC transformer. The AC-AC transformers reduce the volume and the weight of the power system, are suitable for all low frequency input voltage and all types of loads.

KEY WORDS: Power electronics; Bi-directional converter; Transformer

摘要: 提出了三种 AC-AC 变压器结构。直流变压器可实现一种直流电压到与之成正比的另一种或多种直流电压的变换。相对于直流变压器电路中的高频斩波频率来说, 低频交流电压可视为缓慢变化的直流电压。因此结合直流变压器电压变换的概念, 采用直流变压器的串联和并联结构, 可实现交流电能的比例变换。该文研究了 AC-AC 变换的电路结构和控制方案, 并进行了仿真和试验验证。该 AC-AC 变压器方案的优点是: 可对各种形状的低频电压进行比例变换、实现全部功率开关的 ZVS 开关、变换效率和功率密度高、宽频带、适用于各种负载性质。

关键词: 电力电子; 双向变换器; 变压器

1 引言

DC-DC变换器有输出稳压的DC-DC变换器和输出电压不调节的直流变压器(direct current transformer, DCT)两种基本类型。DCT通过高频斩波-变压器隔离-高频整流来实现一种直流电压到与之成正比的另一种或多种直流电压的变换^[1-4], 可用于功率传输和电压检测等场合。直流变压器具有

输入输出电压成比例、频带宽、易于实现ZVS开关、功率密度高等优点。

近年来隔离式AC-AC直接变换的研究较多^[3-10], AC-AC直接变换方案存在的缺陷在于开关管换流时存在较大的电压尖峰, 这个电压尖峰是能量回馈过程中内在的隔离型Boost变换器引起的, 较难抑制^[11]。本文根据DCT概念, 提出了AC-AC变压器(AC-AC transformer, ACT)方案。这种变换方案不进行电压调节, 占空比 $D \approx 1$, 无需滤波电感/升压电感, 因此无内在的电压尖峰问题。

相对于 DCT 电路中的高频斩波频率来说, 低频交流电压可视为缓慢变化的直流电压。因此利用 DCT 的概念可以实现一种低频交流到另一种同频交流的比例变换, 实现交流变压器的功能。本文提出了 3 种通过 DCT 的串并联合成的 ACT 结构: ① 原边并联副边串联; ② 原边串联副边串联; ③ 采用双向可控开关。研究了其控制方案, 并进行了仿真和试验验证。

2 AC-AC 变压器的三种结构

2.1 原边并联副边串联一方案①

图 1(a)为ACT实现原理框图。交流输入电压经过二极管 D_1 和 D_2 整流成两个互差 π 的半波正弦, 然后通过直流变压器 DCT_1 和 DCT_2 变换成与之成比例的正弦半波, 输出经反串组合成与输入电压 V_{in} 成正比的正弦波 V_{out} 。图 1(b) 为采用全桥电路和变换方案①构成的ACT电路拓扑。

图 2 为仿真Saber波形。仿真参数为: $V_{in}=24V/50Hz$, $V_{out}=48V/50Hz$, $L=0.3\mu H$, $C_{21}=C_{22}=2.2\mu H$, $R=10\Omega$ 开关频率 100kHz。图中波形依次为: 变压器绕组 W_{p1} 电压 V_{p1} , 变压器绕组 W_{p2} 电压 V_{p2} ,

输出电压 V_{out} 。

每个 DCT 处理输入电压的半个周期, 变压器绕组上电压为高频脉冲, 体积小重量轻, 系统频带宽, 输出电压波形失真度小。方案①的特点是: ①保留了 DCT 体积小重量轻、响应速度快, 易于实现开关管 ZVS 开通等优点; ②直接利用 DCT 即可构成, 易于模块化; ③能量单向传输, 适用于阻性负载应用场合。

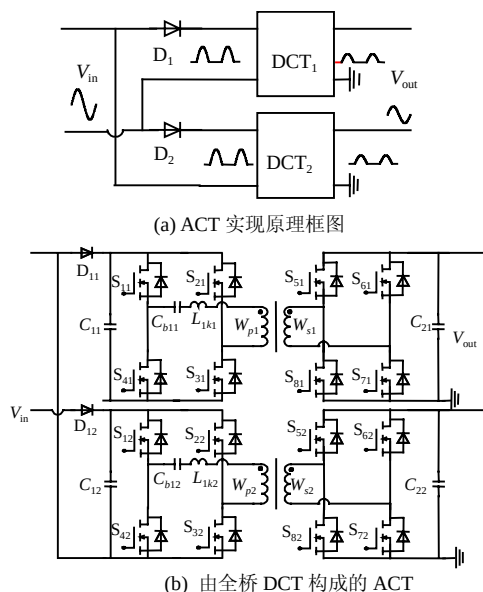


图1 原边并联副边串联构成的 ACT 电路

Fig.1 ACT structure with paralleled primary windings and series-wound secondary windings

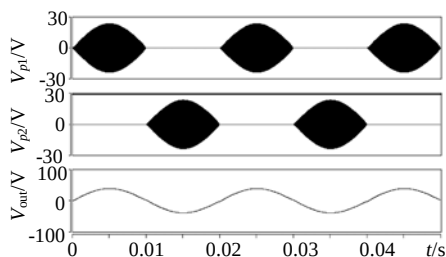


图2 原边并联副边串联方案 ACT 仿真波形

Fig.2 The simulate waveforms of structure 1

2.2 原边串联副边串联方案②

(1) 工作模式

图 3(a)为原边串联副边串联的构成方案电路图 (采用全桥电路)。这种方案省去了整流二极管, 利用有源开关的寄生反并联二极管的顺向导通构成回路, 正负半周各有一个 DCT 工作, 输出合成整个正弦波。图 3(b)为工作原理波形 (设负载电流滞后输出电压 $\pi/6$ 电角度), 其中 V_{gs1} 为 S_{11} 、 S_{31} 、 S_{51} 、 S_{71} 的驱动电压, V_{gs2} 为 S_{21} 、 S_{41} 、 S_{61} 、 S_{81} 的驱动电

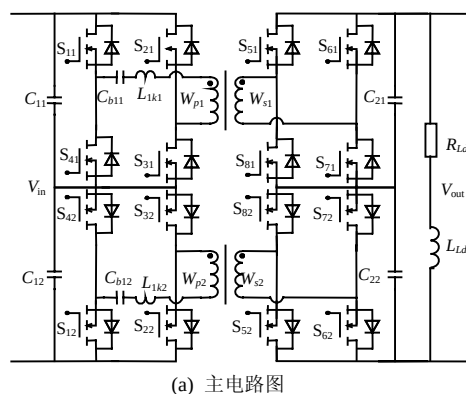
压, V_{gs3} 为 S_{12} 、 S_{32} 、 S_{52} 、 S_{72} 的驱动电压, V_{gs4} 为 S_{22} 、 S_{42} 、 S_{62} 、 S_{82} 的驱动电压。 V_{in} 为输入电压 (实线), I_{out} 为输出负载电流 (虚线)。该 ACT 的工作有 4 种模式:

1) 模式 A $[0, \pi/6]$ 在此种模式下, 因输入电压 $V_{in} > 0$, S_{12} 、 S_{22} 、 S_{32} 、 S_{42} 的寄生反并联二极管顺向导通, 而 S_{52} 、 S_{62} 、 S_{72} 、 S_{82} 由驱动信号 V_{gsDCT2} 驱动导通, 直流变压器 DCT_1 的开关管高频工作, 由于电感电流为负值, 能量回馈到输入电源 V_{in} 。输出电压 V_{out} 正比于 V_{in} 。

2) 模式 B $[\pi/6, \pi]$ 由于此种模式下输入电压 $V_{in} > 0$, 工作模式和模式 A 类似, 只是电感电流为正, 能量由 V_{in} 流向 V_{out} 。

3) 模式 C $[\pi, 5\pi/6]$ 在此种模式下, 因输入电压 $V_{in} < 0$, S_{11} 、 S_{21} 、 S_{31} 、 S_{41} 的寄生反并联二极管顺向导通, 而 S_{51} 、 S_{61} 、 S_{71} 、 S_{81} 由驱动信号 V_{gsDCT1} 驱动导通, 直流变压器 DCT_2 的开关管高频工作, 电感电流为正值, 输出电压为负值, 能量回馈到输入电源 V_{in} 。

4) 模式 D $[5\pi/6, 2\pi]$ 由于此种模式下输入电压 $V_{in} < 0$, 工作模式和模式 C 类似, 只是电感电流为负值, 能量由 V_{in} 侧流向 V_{out} 侧。



(a) 主电路图



(b) 原理波形

图3 原边串联副边串联的 ACT 电路和原理波形
Fig.3 ACT structure with series-wound primary windings and series-wound secondary windings

(2) 控制方式

除了采用图 3(b)所示的开关管驱动方式外, 还可以采用下面两种控制方式:

1) 同步 DCT1 和 DCT2 的开关管驱动信号。即开关管 S_{11} 、 S_{31} 、 S_{51} 、 S_{71} 、 S_{12} 、 S_{32} 、 S_{52} 、 S_{72} 同步驱动, 其余开关管同步驱动。采用此种方式的优点在于: 控制信号容易产生、驱动信号的隔离放大容易实现; 缺点是增加了驱动损耗。

2) 增加低频开关管。图 4(a)即为增加低频开关管 S_{51} 和 S_{52} 的 ACT 电路, 该 ACT 电路采用推挽正激电路 (push-pull forward, PPF) 构成, 其工作原理和采用全桥电路的 ACT 基本相同。在该电路中, 开关管 S_{51} 和 S_{52} 的驱动信号和由输入电源电压和 0 比较得到, 为低频开关。开关管 S_{51} 和 S_{52} 的作用是构成负载回路。这种做法虽然增加了开关管, 但工作在低频开关状态, 驱动损耗和开关损耗小, 并且控制电路比前两种方案都简单。

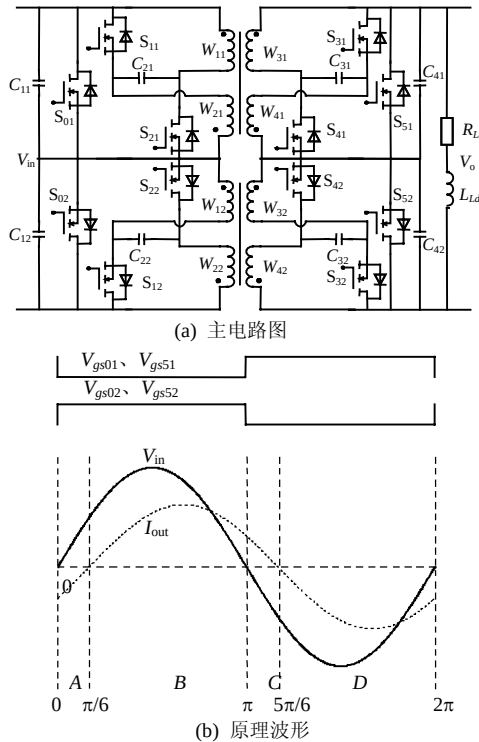
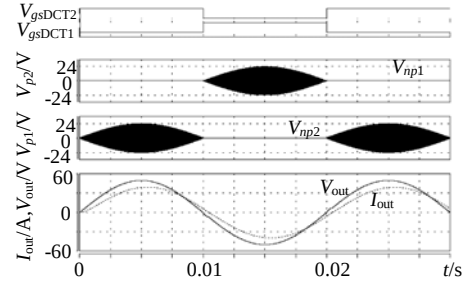


图 4 原边串联副边串联的推挽正激 ACT 电路和原理波形
Fig. 4 The schematic and waveforms of PPF ACT with structure 2

图 5 为其 Saber 仿真波形, 所用参数为: $V_{in}=24V/50Hz$; $V_o=48V/50Hz$; $L_{lk}=0.3\mu H$; $C_{21}=C_{22}=0.5\mu H$; $C_{31}=C_{32}=0.33\mu H$; $C_{41}=C_{42}=2.2\mu H$; $R_{Load}=12\Omega$; $L_{Ld}=36mH$, 开关频率 100kHz。图中波形依次为: 开关管 S_{52} 和 S_{51} 的驱动电压 V_{gsDCT2} , V_{gsDCT1} , 变压器绕组 W_{12} 电压 V_{p2} , 变压器绕组 W_{11} 电压 V_{p1} , 输出电

压 V_{out} , 输出电流 I_{out} 。方案②的特点是: ①保留了 DCT 体积重量轻、响应速度快, 易于实现开关管 ZVS 开通等优点; ②直接利用 DCT 即可构成, 易于模块化; ③高频整流环节的开关管控制工作在低频开关状态, 开关损耗小; ④能量双向传输, 适用于任意负载应用场合。



注: 原边串联副边串联方案

图 5 用 PPF 构成的 ACT 仿真波形

Fig.5 The simulate waveforms of PPF ACT with structure 2

2.3 双向可控开关方案③

图 3 (方案②) 中, 每个 DCT 工作半个低频周期, 变压器利用率较低。文献[5]研究了电压源高频交流环节 AC-AC 变换器电路拓扑, 采用双向可控开关, 实现 AC-AC 的直接变换。该族拓扑可实现双向能量流动和输出电压调节功能。在能量回馈阶段, 其工作原理为隔离型 Boost 变换器, 因此存在由变压器漏电感引起的较大的开关管电压尖峰。和 DCT 的工作原理一样, 在 ACT 中由于系统占空比 $D \approx 1$, 因此无需输出滤波电感。省去输出滤波电感后构成的 ACT 拓扑, 其开关管电压小, 能量仍可双向流动, 只是输出电压无调节能力。DCT 中的高频逆变/整流电路和高频整流/逆变电路中的开关管换成双向可控开关, 并给出一定的驱动信号, 即可构成此类 ACT。图 6 为采用双向可控开关的全桥式 ACT 拓扑及其原理波形。其中 V_{gs1} 为 S_{11} 、 S_{31} 、 S_{51} 、 S_{71} 的驱动电压, V_{gs2} 为 S_{21} 、 S_{41} 、 S_{61} 、 S_{81} 的驱动电压, V_{gs3} 为 S_{12} 、 S_{32} 、 S_{52} 、 S_{72} 的驱动电压, V_{gs4} 为 S_{22} 、 S_{42} 、 S_{62} 、 S_{82} 的驱动电压。其工作原理和方案②相似, 不再赘述。

图 7 为基于图 6 所示 ACT 电路的 Saber 仿真波形。仿真参数为: $V_{in}=24V/50Hz$; $V_{out}=48V/50Hz$; $L=0.3\mu H$; $C_{11}=1\mu H$; $C_{22}=2.2\mu H$; $R_{Ld}=12\Omega$; $L_{Ld}=36mH$; 开关频率 100kHz。图中波形依次为: 桥臂驱动电压 V_{gs1} 、 V_{gs2} 、 V_{gs3} 、 V_{gs4} , 变压器绕组 W_p 电压 V_p 输出电压 V_{out} , 输出电流 I_{out} 。此种方案采用双向可控开关, 使高频变压器在输入电压的整个周期中都参与

工作,节省了一个高频变压器。方案③的特点是:
①保留了DCT体积小、响应速度快,易于实现开关管ZVS开通等优点;②高频变压器在输入电压的整个周期中都参与工作,进一步减轻了体积重量;③能量双向传输,适用于任意负载应用场合;④需要较复杂的驱动控制。

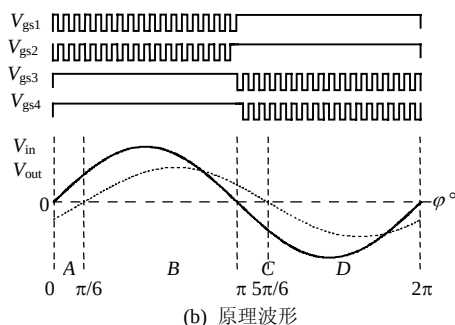
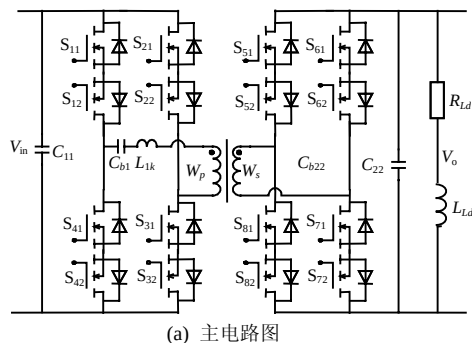


图6 采用双向可控开关的ACT电路图和原理波形
Fig. 6 ACT structure 3 with bi-directional switches

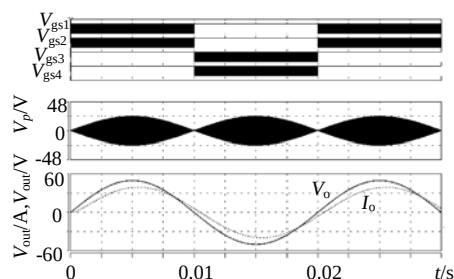


图7 双向可控开关方案ACT仿真波形

Fig. 7 The simulated waveforms of ACT structure 3 with bi-directional switches

3 试验验证

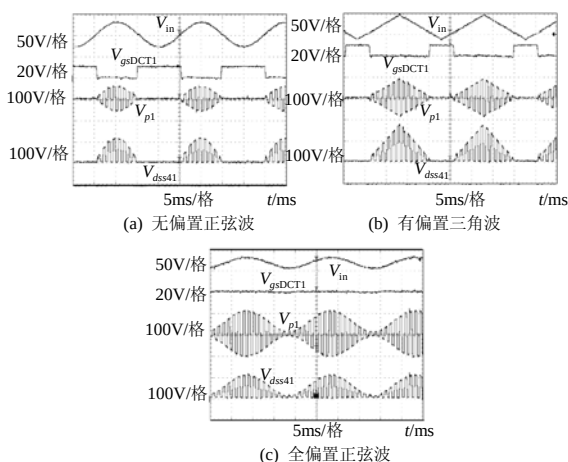
3.1 样机规格

本文给出的3种ACT结构,采用全桥电路为例进行了原理分析,实际上半桥电路、推挽电路、推挽正激电路都可以实现本文的ACT功能。由于推挽正激电路中箝位电容的良好箝位作用,本节在原有的推挽正激DCT试验平台基础上^[2],利用图4(a)所示的推挽正激ACT电路构造试验样机。样机规格为:输入电压峰值 $|V_{inmax}|$: 40V, 输出电压峰值

$|V_{outmax}|$: 80V, 输出电流: $I_{out} < 8A$ 。输入频率范围: 0-400Hz, 输出电压THD: $< 5\%$, 功率因数: 0-1 滞后。试验参数为: $C_{11}=C_{12}=1\mu F$; $C_{21}=C_{22}=0.8\mu F$; $C_{31}=C_{32}=0.33\mu F$; $C_{41}=C_{42}=2.2\mu F$, S_{11} 、 S_{21} 、 S_{12} 、 S_{22} 、 S_{51} 、 S_{52} 选取IRF150N, S_{31} 、 S_{41} 、 S_{32} 、 S_{42} 选取IRF250N, DCT开关管的开关频率为 100kHz, S_{01} 、 S_{02} 、 S_{51} 、 S_{52} 的开关频率和输入电压与 0V 比较得到的方波电压频率一致。

3.2 高频斩波波形

图8中的4个通道的波形依次为:输入电压 V_{in} 、开关管 S_{01} 、 S_{51} 的驱动电压 V_{gsDCT1} 、变压器绕组 W_{11} 上的电压 V_{p1} 、开关管 S_{41} 的漏源电压 V_{dss41} 。其中(a):输入电压为无偏置正弦波情况下的波形;(b):输入电压为有偏置的三角波;(c)输入电压为全偏置正弦波。在3种情况下,开关管 S_{51} 的驱动电压信号 V_{gs51} 与由输入电压和 0V 比较得到的方波电压一致。当变换器的输入电压为全偏置的波形时(如图8(c)),ACT中DCT₂不再工作,而由DCT₁变换整个周期的输入电压。能够变换有偏置的电压是ACT的一个显著优点。



注:试验波形中的第3和第4通道电压波形的频率为 100kHz, 显示的频率较低是TDS420示波器带宽等原因造成的

图8 推挽正激ACT试验波形

Fig. 8 The key experimental waveforms of push-pull forward ACT

3.3 阻性负载试验波形

图9分别为输入电压24V, 输出电压48V, 输出电流5A, 3Hz(方波)、50Hz(三角波)、400Hz(正弦波), 在阻性负载下的输入电压、输入电流、输出电压、输出电流波形。其中三角波输入电压有8V的直流偏置, 400Hz 正弦波输入电压THD为0.3%, 输出电压的THD为0.8%。可见, 该ACT对输入电

压波形、偏置量没有选择性。0~400Hz 波形的高质量变换, 说明该变换器的频带很宽。

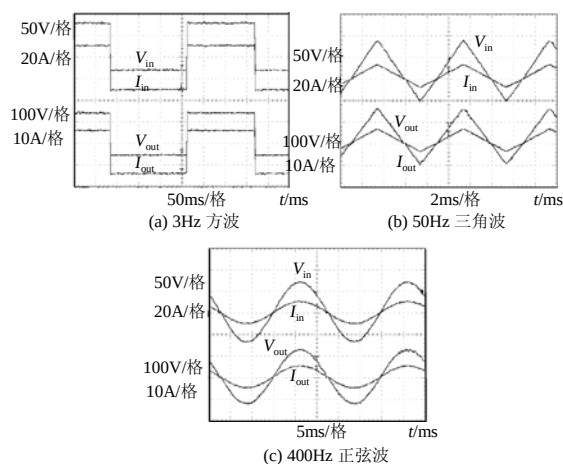


图 9 推挽正激 ACT 输入输出电压电流波形 (阻性负载)

Fig. 9 The output waveforms of PPF ACT with resistive loads

3.4 感性负载试验波形

图 10 为感性负载下的试验波形, 3 张图的 4 个通道分别为: 输入电压、输入电流、输出电压、输出电流。3 张图的输出和负载情况依次为: 6Hz 方波(2°滞后), 200Hz 三角波(53.9°滞后), 400Hz 正弦波(74.6°滞后)。ACT 可以带有感性负载。

变换器在 24V 50Hz 正弦波输入, 48V/5A(阻性负载)情况下的变换效率为 92.8%。

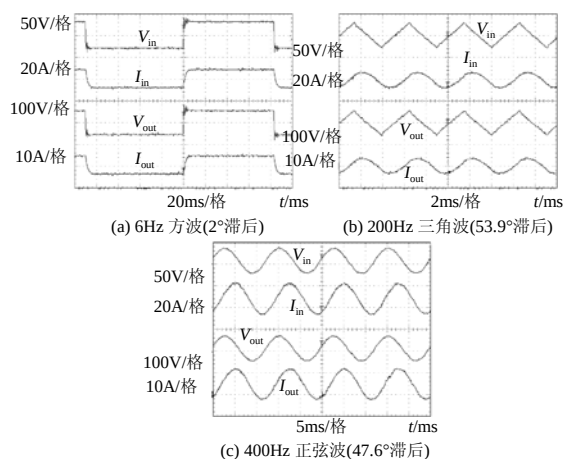


图 10 推挽正激 ACT 输入输出电压电流波形

Fig. 10 The output waveforms of PPF ACT with inductive loads

4 结论

本文研究的 ACT 是在 DCT 的基础上进行拓展, 提出了 3 种变换结构, 进行了仿真分析, 并采用推挽正激 ACT 进行了试验验证。ACT 具有下面

的特点: ①体积小、重量轻, 功率密度高; ②具有宽频带; ③可以对各种形状低频功率电压进行比例变换; ④系统惯性小, 动态响应快; ⑤能量可以双向流动, 可以带各种性质负载。

参考文献

- [1] 张占松. 高频开关稳压电源[M]. 广州: 广东科技出版社, 1992: 81-93.
- [2] 张方华, 严仰光. 推挽正激整流及其应用[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(4): 168-173.
Zhang Fang-hua, Yan Yang-guang. The push-pull forward rectifier and its application[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(4): 168-173.
- [3] 周文良. 一种正交变压器的实现方法及应用[J]. 电子技术应用, 2002, 28(7): 38-40.
- [4] 邢岩, 黄立培, 孙晓东. 组合式前端 DC-DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(6): 157-161.
Xing Yan, Huang Lipai, Sun Xiaodong. A combined topology with back-up boost and asymmetrical half bridge for front end DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(6): 157-161.
- [5] Apap M, Clare J C, Wheeler P W *et al.* Analysis and comparison of AC-AC matrix converter control strategies [C]. IEEE PESC 2003. Mexico, 2003, 1287-1292.
- [6] Müller S, Ammann U, Rees S. New modulation strategy for a matrix converter with a very small mains filter[C]. IEEE PESC 2003. Mexico, 2003: 1275-1280.
- [7] 陈道炼, 李磊, 张海涛, 等. 单极性移相控制电压源高频交流环节 AC/AC 变换器研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 29-32.
Chen Daolian, Li Lei, Zhang Haitao *et al.* Research on the uni-polarity phase-shifted controlled voltage mode AC/AC converters with high frequency AC link[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(11): 29-32.
- [8] 陈道炼, 李磊, 等. 双极性移相控制电压源高频交流环节 AC/AC 变换器研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(9): 69-73.
Chen Daolian, Li Lei *et al.* Research on the bi-polarity phase-shifted controlled voltage mode AC/AC converters with high frequency AC link[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(9): 69-73.
- [9] 陈希有, 陈学允. 矩阵式电力变换器的无功功率分析[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(11): 5-9.
Chen Xi-you, Chen Xueyun. The analysis of reactive power for matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 1999, 19(11): 5-9.
- [10] 张志学, 马浩. 矩阵变换器的电流控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 61-66.
Zhang Zhixue, Ma Hao. Current control strategies for matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 61-66.
- [11] 张方华, 严仰光. 一族正反激组合式双向 DC-DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 157-162.
Zhang Fanghua, Yan Yangguang. A family of forward-flyback hybrid bi-directional DC-DC converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 157-162.

收稿日期: 2004-12-17。

作者简介:

张方华(1976-), 男, 博士, 讲师, 研究方向为功率电子变换技术;
严仰光(1935-), 男, 教授, 博士生导师, 研究领域为航空电源系统。