

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2018.3.48

中图分类号: TM461

文献标志码: A

# 基于 IHPWM 的三电平 VIENNA 整流器 中点电位平衡策略

申 兴, 王久和

(北京信息科技大学自动化学院, 北京 100101)

**摘要:** 针对三电平 VIENNA 整流器固有的中点电位波动问题, 详细分析了中点电位平衡控制的可控和不可控区域, 提出了一种改进型混合调制 IHPWM(improved hybrid pulse width modulation)策略, 即在可控区域采用空间矢量脉宽调制 SVPWM(space vector pulse width modulation)策略, 在不可控区域采用虚拟空间矢量脉宽调制 VSVPWM(virtual SVPWM)策略。仿真实验表明, 改进型混合调制方法能够有效地降低低频脉动, 更好地平衡中点电位。

**关键词:** VIENNA 整流器; 中点电位平衡; SVPWM; VSVPWM; 混合调制策略

## IHPWM Based Neutral-point Voltage Balance Strategy for Three-level VIENNA Rectifier

SHEN Xing, WANG Jiuhe

(School of Automation, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100101, China)

**Abstract:** Considering the inherent fluctuation problem of neutral-point in the three-level VIENNA rectifier, the controllable and uncontrollable regions under neutral-point voltage balance control strategy are analyzed in detail, and an improved hybrid pulse width modulation(IHPWM) strategy is proposed, i.e., space vector pulse width modulation(SVPWM) is used in the controllable region, while virtual space vector pulse width modulation(VSVPWM) is used in the uncontrollable region. Simulation results show that the improved hybrid modulation strategy can reduce the low-frequency ripple effectively and balance the neutral-point voltage better.

**Keywords:** VIENNA rectifier; neutral-point voltage balance; SVPWM; VSVPWM; hybrid modulation strategy

三电平 VIENNA 整流器具有功率因数高, 输入电流总谐波畸变 THD(total harmonic distortion)低, 开关器件少, 开关应力低等优点, 因而被广泛应用于能量单向流动的中大功率场合<sup>[1]</sup>。中点电位波动是三电平变换器的固有问题, 会增加注入电网电流的谐波分量, 电压严重偏离时会导致开关器件以及

直流侧电流承受过高电压而损坏。针对中点电位平衡问题, 众多学者提出多种平衡控制策略。文献[2]分析了调制度和功率因数角对中点电位的影响, 并给出了中点电流波动的数学模型; 文献[3]阐述了非线性负载情况下, 电流的奇次谐波会导致中点电位的低频波动, 而偶次谐波会造成中点电位的偏移; 基于空间矢量脉宽调制 SVPWM 的平衡策略, 多使用最近三矢量 NTV(nearest three vector)合成方法, 该算法简单实用, 有效降低开关频率, 输出波形较好且受电磁干扰影响小<sup>[4]</sup>; 但在较高调制度和较低的功率因数角时, 会出现低频振荡, 存在中点电位平衡的不可控区域<sup>[5]</sup>; 文献[6]对中点电位的低频振荡进行分析, 给出了抑制低频振荡的控制策略, 但

收稿日期: 2016-05-05; 修回日期: 2018-02-10

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51477011, 51777012); 北京市自然科学基金重点资助项目(KZ201511232035); 北京市高创教学名师项目(PXM2017\_014224\_000025)

Project Supported by National Natural Science Foundation of China(51477011, 51777012); the Program of Beijing Natural Science Foundation(KZ201511232035); Famous Teacher of Beijing High-level Innovative and Entrepreneurial Talent Support Plan(PXM2017\_014224\_000025)

忽略了该算法对负载电流谐波的作用,使电流谐波畸变率上升;文献[7]提出的 VSPWM 调制策略,是一种非最近三矢量 non-NTV 合成方法,能够在全范围内处理中点电压偏移问题,但存在开关次数较多,谐波特性较差的问题,且当直流侧电容存在容差时,仍然存在中点电位不平衡问题<sup>[8]</sup>。因此中点电位的平衡控制应是抑制电位波动,开关损失及输出电流 THD 的折衷<sup>[9]</sup>。

本文详细分析了传统 SVPWM 调制时中点电位的可控和不可控区域,提出了改进型混合调制策略。在可控区域内采用 SVPWM 调制策略;在不可控区域,利用合成虚拟中矢量的方法,削弱较高调制制度时中矢量对中点电位的影响作用,保证在每个周期内中性点电流为 0。由于保留了中矢量的作用,能够保证矢量的光滑过渡,不会导致输出电压畸变。

### 1 VIENNA 整流器拓扑结构

VIENNA 整流器拓扑结构如图 1 所示。图 1 中  $u_a, u_b$  和  $u_c$  为三相交流电压;  $i_a, i_b$  和  $i_c$  为三相交流电流;  $R, L$  为输入滤波电阻和电感;  $C_1, C_2$  为直流侧上、下电容;  $u_{C1}, u_{C2}$  分别为两电容上的电压;  $i_{mp}$  为中性点电流;  $u_{DC}$  为直流母线端电压,  $u_{DC}=u_{C1}+u_{C2}$ ;  $\Delta u_{DC}$  为直流母线中点电位波动,  $\Delta u_{DC}=u_{C1}-u_{C2}$ 。  $SW_i(i=a, b, c)$  为双向开关,由单可控管 IGBT 和二极管构成。  $SW_i=1$  时,双向开关导通;  $SW_i=0$  时,双向开关关断。在进行 SVPWM 调制时,定义其开关状态  $S_i$  为

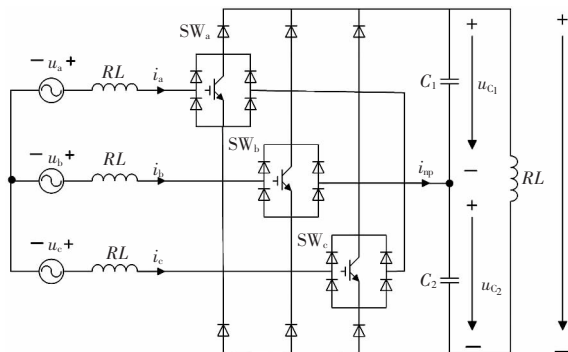


图 1 VIENNA 整流器拓扑

Fig.1 Topology of VIENNA rectifier

$$S_i = \begin{cases} p & SW_i = 0, i_i > 0 \\ o & SW_i = 1 \\ n & SW_i = 0, i_i < 0 \end{cases} \quad i = a, b, c \quad (1)$$

根据拓扑结构的特点,不会出现 **ppp** 和 **nnn** 的情况,将开关状态转换到两相静止坐标系中可以产生 25 个电压空间矢量,如图 2 所示。

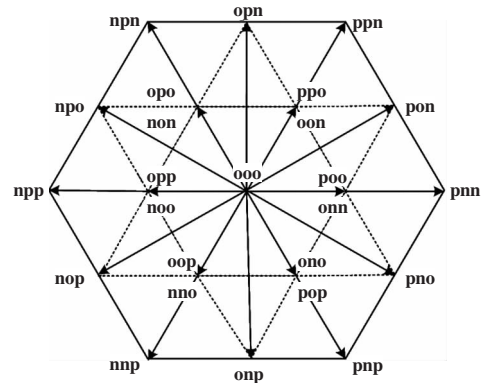


图 2 三电平 VIENNA 整流器空间矢量

Fig.2 Space vectors of three-level VIENNA rectifier

### 2 中点电位不可控区域分析

中性点电流对直流侧电容充放电,造成了两电容上电压的不平衡。不同的矢量作用对中性点电流的影响不同,通过分析可知,只有中矢量和小矢量会造成不为零的中性点电流<sup>[10]</sup>,如图 3 所示。

令  $i_{mp}(V)$  表示对应的空间矢量  $V$  所产生的中性点电流。若  $i_M$  表示一个周期内中矢量产生的平均电流,则

$$i_M = d_M i_{mp}(M) \quad (2)$$

式中,  $d_M$  为一个周期内中矢量  $M$  的占空比。

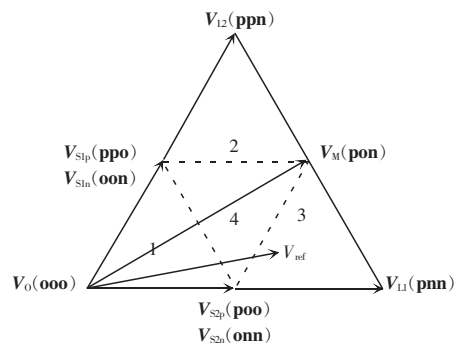


图 3 60° 扇区矢量分析

Fig.3 Vector analysis in 60° sectors

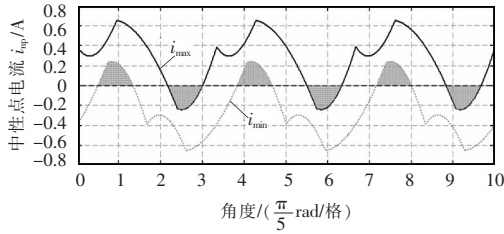


图 4 平衡因子极限情况下的中性点电流

Fig.4 Neutral-point current in the limiting case of balance factor

由于在一个  $60^\circ$  扇区内有两组小矢量, 且每组小矢量都含有极性相反的正、负小矢量。设  $f, k$  分别为两组矢量的分配因子,  $f, k \in (-1, +1)$  则

$$\begin{aligned} d_{S1p} &= d_{S1} \frac{1+f}{2}, d_{S1n} = d_{S1} \frac{1-f}{2} \\ d_{S2p} &= d_{S2} \frac{1+k}{2}, d_{S2n} = d_{S2} \frac{1-k}{2} \end{aligned} \quad (3)$$

则可得一个周期内小矢量产生的平均电流为

$$i_s = f d_{S1} i_{np}(S_{1p}) + k d_{S2} i_{np}(S_{2p}) \quad (4)$$

因此, 中性点电流可以表示为

$$i_{np} = i_s + i_M \quad (5)$$

考虑 4 种极限情况, 当小矢量的分配因子为  $-1$  和  $+1$  时, 可得到 4 种电流, 分别为

$$\begin{cases} i_1 = d_{S1} i_{np}(S_{1p}) + d_{S2} i_{np}(S_{2p}) + d_M i_{np}(M) \\ i_2 = d_{S1} i_{np}(S_{1p}) - d_{S2} i_{np}(S_{2p}) + d_M i_{np}(M) \\ i_3 = -d_{S1} i_{np}(S_{1p}) + d_{S2} i_{np}(S_{2p}) + d_M i_{np}(M) \\ i_4 = -d_{S1} i_{np}(S_{1p}) - d_{S2} i_{np}(S_{2p}) + d_M i_{np}(M) \end{cases} \quad (6)$$

由此可得到中性点电流的最大和最小值分别为

$$\begin{cases} i_{\max} = \max(i_1, i_2, i_3, i_4) \\ i_{\min} = \min(i_1, i_2, i_3, i_4) \end{cases} \quad (7)$$

如果极限情况下的最大、最小电流在任何调制度和功率因数下均满足条件

$$i_{\max} \geq 0, i_{\min} \leq 0 \quad (8)$$

那么, 通过调节平衡因子, 在一个开关周期内可使中性点电流完全被控制为 0, 而不影响中点电位的平衡, 即中点电位平衡的可控区域。然而事实表明<sup>[1]</sup>, 在高调制度和低功率因数情况下, 中性点电流主要由中矢量产生, 而仅靠分配冗余小矢量的方法不能完全抵消中矢量的影响。即使在极限情况也不能使中性点电流为 0, 即中点电位平衡的不可控区

域。文献[11]给出了在调制度  $m=1$ 、功率因数角为  $\pi/6$  时, 中性点电流的最大和最小值情况, 如图 4 所示。阴影区域是不满足式(8)条件的区域, 即不可控区域。

### 3 混合调制策略

在可控性区域内时(满足式(8)条件), 则中点电位完全可控, 可根据传统 SVPWM 调制方法, 分配冗余小矢量的作用时间, 使中点电位达到平衡。以第 1 扇区为例说明。当参考向量  $V_{ref}$  在图 3 位置时, 根据最近三矢量合成原则, 应选用  $V_M, V_{L1}, V_{S2}$  来合成参考矢量。由于小矢量的冗余性, 分配正负小矢量的作用时间, 令

$$\begin{cases} t_+ = \frac{(1+k)}{2} T \\ t_- = \frac{(1-k)}{2} T \end{cases} \quad (9)$$

式中:  $t_+$  为正小矢量作用时间;  $t_-$  为负小矢量作用时间。基于电荷平衡控制方法<sup>[10]</sup>, 可得平衡因子  $k$  为

$$k = \frac{C \Delta u_{Dc}}{-i_{np} T} \quad -1 < k < 1 \quad (10)$$

重新分配矢量作用时间, 可使中点电位达到平衡, 即

$$\begin{cases} V_{ref} T = V_{S2p} T_{S2} \frac{(1+k)}{2} + V_{S2n} T_{S2} \frac{(1-k)}{2} + V_M T_M + V_L T_L \\ T = T_{S2} + T_M + T_L \end{cases} \quad (11)$$

此时开关序列为 **poo-pon-pnn-onn-pnn-pon-poo**。

在不可控区域时(不满足式(8)条件), 由于中矢量的作用, 即使在冗余矢量的极限位置, 还是无法将中性点电流控制为 0, 中点电位依旧有波动。这时采用 VSVPWM 策略, 用小矢量和中矢量代替原来的中矢量, 减小中矢量的作用, 控制中性点电位的波动。以第 1 扇区为例分析, 如图 5 所示。

图 5 中,  $V_{VM}$  是合成的虚拟中矢量。为保证合成的虚拟矢量对中性点电流无影响, 且保留中矢量的作用, 选择中矢量 **pon**( $i_b$ )、小矢量 **oon**( $i_c$ ) 和 **poo**( $i_a$ ) 来合成虚拟矢量, 即

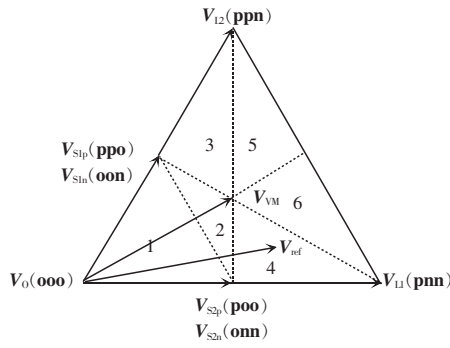


图 5 合成虚拟中矢量

Fig.5 Synthesis of virtual medium-sized vector

$$V_{VM} = \frac{1}{3} (V_{S1p} + V_{S2n} + V_M) \quad (12)$$

由于  $i_a + i_b + i_c = 0$ , 3 个矢量作用时间相等, 则每个采样周期内流入中点的电流始终为 0。虚拟矢量位于扇区中心, 将扇区划分为 6 个部分, 在每个部分仍然根据伏秒平衡原理, 可求各个矢量的作用时间, 当参考矢量在图 5 位置时, 合成矢量应为  $V_{VM}$ 、 $V_{S2}$ 、 $V_{L1}$ 。由于虚拟中矢量和长矢量不会对中性点电流造成影响, 只有小矢量对中性点电流产生影响, 则应平均分配正负小矢量的作用时间, 使流入和流出中性点的电流相等, 即

$$\begin{cases} V_{ref} T = V_{S2} T_{S2} + V_{VM} T_{VM} + V_L T_L \\ T = T_{S2} + T_{VM} + T_L \\ T_{S2p} = T_{S2n} = \frac{1}{2} T_{S2} \end{cases} \quad (13)$$

得到  $T_{VM}$  后将其平均分到  $V_{S1p}$ 、 $V_{S2n}$ 、 $V_M$  上, 即

$$T_{S1p} = T_{S2n} = T_M = \frac{1}{3} T_{VM} \quad (14)$$

则此时的开关序列为 **ppo-poo-pon-pnn-onn-pnn-pon-poo-ppo**, 与传统 SVPWM 七段式开关序列相比, VSPWM 为九段式开关序列, 每个周期增加了 2 个开关状态, 开关频率增加了 1/3。但其可在不可控区域使中性点电位平衡, 降低了低频脉动, 达到性能要求。

### 4 仿真实验研究

为了验证本文提出的分段式中点电位平衡策略的可行性, 用 MATLAB/Simulink 软件搭建仿真平

台。仿真结构框图如图 6 所示, IHPWM 算法流程如图 7 所示。仿真实验参数为: 交流侧使用三相正弦电源, 相电压有效值 220 V, 工频 50 Hz; 直流侧上下电容均为 2 200  $\mu$ F; 负载选为阻感负载, 电阻 50  $\Omega$ , 电感 5 mH, 调制频率为 5 kHz。

该混合调制策略, 不影响 VIENNA 整流器的正常工作, 交流侧 a 相电压、电流波形如图 8 所示, 可见电压电流基本同相位, 实现整流器的单位功率运行。由于采用 VSVPWM 策略, 输出电压会有一些的谐波, 但在可接受范围内, 如图 9 所示。

为比较混合调制策略在抑制中点电位低频振荡的有效性, 进行了对比实验。图 10 是未加中点平衡算法的中点电位波形。由图可见, 中点电位波动

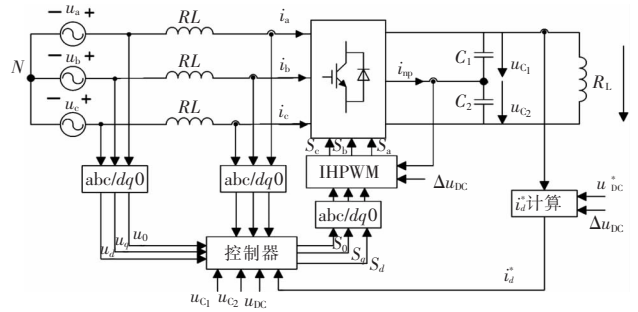


图 6 IHPWM 仿真结构框图

Fig.6 Block diagram of simulation model using IHPWM

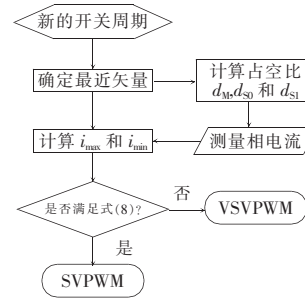


图 7 IHPWM 模块工作流程

Fig.7 Flow chart for the operation of IHPWM module

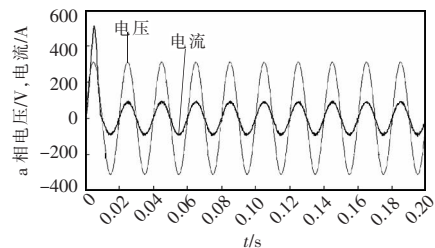


图 8 a 相电压与电流波形

Fig.8 Waveforms of voltage and current in phase a

严重,不能达到平衡效果,会对整个整流器装置产生严重的影响,甚至损坏器件。图 11 是采用传统 SVPWM 电荷平衡控制算法得到的中点电位波形,该方法可以快速使中点电位平衡,但是无法消除低频脉动。图 12 是混合调制策略平衡算法的中点电位,在保证中点电位平衡的同时,可以有效降低低频脉动。

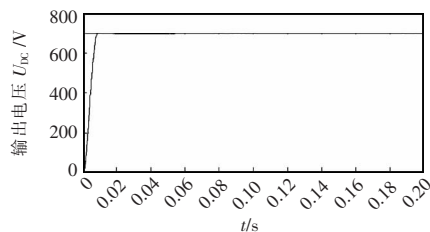


图9 输出电压波形

Fig.9 Waveform of output voltage

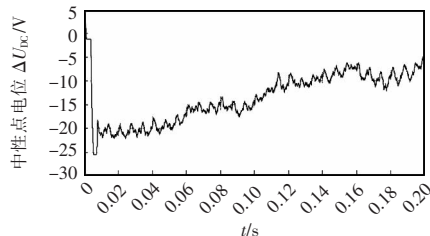


图 10 未加中点平衡控制算法的中点电位波形

Fig.10 Waveform of neutral-point voltage without using the neutral-point balance control algorithm

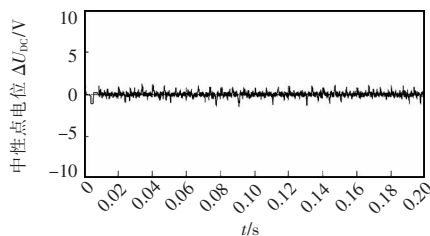


图 11 传统 SVPWM 电荷平衡控制算法的中点电位波形

Fig.11 Waveform of neutral-point voltage using traditional SVPWM balance control algorithm

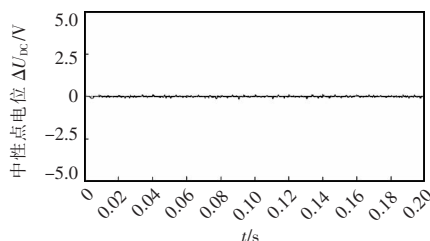


图 12 混合调制平衡算法的中点电位波形

Fig.12 Waveform of neutral-point voltage using IHPWM balance algorithm

## 5 结语

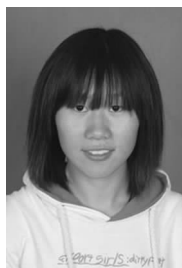
本文针对三电平 VIENNA 整流器固有的中点电位不平衡问题,分析了中点电位的可控和不可控区域,提出了改进型的混合调制策略 IHPWM。在可控区域采用传统 SVPWM,在不可控区域采用 VSVPWM,并进行了仿真研究。结果表明,该策略能快速有效地抑制中点电位的波动和低频振荡。

### 参考文献:

- [1] Kolar J W, Friedli T. The essence of three-phase PFC rectifier systems[C]. 2011 IEEE 33rd international Telecommunications Energy Conference. Amsterdam, Netherlands, 2011: 1-27.
- [2] Soeiro T B, Kolar J W. Analysis of high-efficiency three-phase two- and three-level unidirectional hybrid rectifiers [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60 (9): 3589-3601.
- [3] Kedjar B, Kanaan H Y, Al-Haddad K. Vienna rectifier with power quality added function[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(8): 3847-3856.
- [4] Lai Rixin, Wang Fei, Burgos R, et al. Average modeling and control design for VIENNA-Type rectifiers considering the DC-link voltage balance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11): 2509-2522.
- [5] 姜卫东, 王群京, 史晓锋, 等. 中点箝位型三电平逆变器在空间矢量调制时中点电位的低频振荡[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 49-55.  
Jiang Weidong, Wang Qunjing, Shi Xiaofeng, et al. Low frequency oscillation of NPV of neutral-point-clamped three-level VSI under SVPWM control[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(3): 49-55(in Chinese).
- [6] Jiang Weidong, Du Shaowu, Chang Liu-chen, et al. Hybrid PWM strategy of SVPWM and VSVPWM for NPC three-level voltage-source inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(10): 2607-2619.
- [7] 姜卫东, 杜少武, 史晓锋, 等. 中点箝位型三电平逆变器空间矢量与虚拟空间矢量的混合调制方法[J]. 中国电机工程报, 2009, 29(18): 47-53.



- Jiang Weidong, Du Shaowu, Shi Xiaofeng, et al. Hybrid PWM strategy of SVPWM and VSVPWM for neutral point-clamped three-level voltage source inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(18): 47-53(in Chinese).
- [8] Orfanoudakis G I, Yuratic M A, Sharkh S M. Hybrid modulation strategies for eliminating low-frequency neutral point voltage oscillations in the neutral-point-clamped converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 3653-3658.
- [9] Li Xiong, Akin B, Rajashekara K. A new hybrid SVPWM strategy to minimize the neutral point voltage ripple of a three-level T-type converter[C]. 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Dallas, TX, USA, 2014: 4115-4121.
- [10] 宋文祥, 陈国呈, 武慧, 等. 一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 95-100.  
Song Wenxiang, Chen Guocheng, Wu Hui, et al. A novel SVPWM strategy and its implementation considering neutral-point potential balancing for three-level NPC inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(12): 95-100(in Chinese).
- [11] Zaragoza J, Pou J, Ceballos S, et al. A comprehensive study of a hybrid modulation technique for the neutral point clamped converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(2): 294-304.



#### 作者简介:

申兴(1989-),女,通信作者,硕士研究生,研究方向:电能变换器及其控制,E-mail:shenxing\_1991@126.com。

王久和(1959-),男,教授,博士生导师,研究方向:电能变换器控制,电能质量控制及微电网,E-mail:wjyhrwm@163.com。

申兴

(上接第 35 页)

- 22(7): 98-102.
- Li Hongzhu, Hao Wenhui, Yang Yugang. Application of changeable coupling degree array integrated magnetics with no air gap to staggered-shunt converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(7): 98-102 (in Chinese).
- [9] Liang T J, Chen S M, Yang L S, et al. Ultra-large gain step-up switched-capacitor DC-DC converter with coupled inductor for alternative sources of energy[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2012, 59(4): 864-874.
- [10] Ho N M, Breuninger H, Petterson S, et al. A comparative performance study of an interleaved boost converter using commercial Si and SiC diodes for PV applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 289-299.
- [11] 马杰, 杨玉岗, 马云巧. 交错并联双向 DC/DC 变换器 Buck 模式下的耦合电感设计规则[J]. 电源学报, 2014, 12(3):80-86.  
Ma Jie, Yang Yugang, Ma Yunqiao. Coupled inductor design rule for interleaving bidirectional DC/DC converter in Buck mode[J]. Journal of Power Supply, 2014, 12(3): 80-86(in Chinese).



#### 作者简介:

杨玉岗(1967-),男,中国电源学会高级会员,博士,教授,研究方向:电力电子技术及其磁集成技术,E-mail:yangyugang21@126.com。

张书淇(1992-),女,通信作者,硕士研究生,研究方向:电力电子技术及其磁集成技术,E-mail:sqzhang2010@163.com。

苗闯(1986-),男,博士,讲师,研究方向:工程机械智能控制系统,E-mail:cmiao2005@163.com。

王金海(1993-),男,硕士研究生,研究方向:电力电子技术及其磁集成技术,E-mail:307178117@qq.com。

李秀菊(1977-),女,硕士,高级工程师,研究方向:继电保护,E-mail:358327569@qq.com。

杨玉岗