

机电技术

VIENNA 型三相三电平 PWM 整流器研究

周 奖¹ 陆 翔^{1*} 权运良²

(广西大学¹, 南宁 530004; 华南理工大学电力学院², 广州 510641)

摘 要 分析了 VIENNA 型三相三电平 PWM 整流器的拓扑及其数学模型, 以及三电平变换器的状态空间矢量调制技术 (SVPWM)。提出了基于 PI 控制的双闭环的控制策略 (即电压外环、电流内环), 并引入中点电位因子 r 对中点电压进行平衡控制。为了验证所提控制策略的可行性, 搭建了 VIENNA 型三相三电平 PWM 整流器的仿真平台以及 1.6 kW 的实验样机进行仿真与实验研究。仿真及实验结果表明, 所提出的调制方法及控制策略是可行的。该整流器具有控制简单、易于数字化实现、在稳态条件下谐波畸变率小于 3%、功率因数接近 1 等特点。

关键词 三相三电平 PWM 整流器 状态空间矢量 中点电位平衡
中图分类号 TM461; **文献标志码** A

随着电力电子技术的迅速发展, 电力电子装置越来越多地应用于工业中。随着对用电设备所产生电流谐波含量的严格限制, 以及对变换器工作在宽范围输入电压的需求, 人们提出了许多低电流畸变和单位功率因数的三相 PWM 整流器。其中, 三电平 PWM 整流器以其输入电流谐波含量小、 dv/dt 小等特点而适合于中、大容量的整流场合。

相对于两电平整流器而言, 三电平 PWM 整流器拓扑功率器件的电压应力仅为相同直流母线电压的一半, 而且在相同的开关频率下输入的电流纹波也比两电平 PWM 整流器小。因此, 三电平 PWM 整流器比较适合于电力系统有源滤波、无功补偿、潮流控制、不间断电源以及交直流传动系统等领域。相对于其它类型的三电平整流器, 三相三电平三开关整流器 (VIENNA 整流器) 由于所有开关管数量少, 受到学者及工程师们的广泛关注^[1-6]。

现对 VIENNA 型三相三电平 PWM 整流器 (以

下简称为 VIENNA 整流器) 的拓扑、调制方法、控制策略进行研究。提出整流器的调制技术采用状态空间矢量调制方法; 控制策略采用双闭环控制, 即电压外环、电流内环, 且都采用 PI 控制; 两电容输出电压采用 P 控制的电压中点平衡控制。

1 VIENNA 整流器的数学模型

VIENNA 整流器的主电路及其等效电路分别如图 1(a)、1(b) 所示。

由图 1 可知, VIENNA 整流器的主电路由以下几部分组成: (1) 由 $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$ 组成的整流桥; (2) 三个升压电感 L ; (3) 三个双向功率开关管 S_a, S_b, S_c ; (4) 两组直流母线滤波电容 C_1, C_2 。为了简化分析, 假设电网输入为三相平衡的理想电源, 功率开关管为理想开关, 输入是三相对称电压, 开关频率远远大于交流侧基波的频率。

引入开关函数的概念, 假设 $S_x (x = a, b, c)$ 为第 x 相的开关函数, 则有:

$$S_x = \begin{cases} 1, & S \text{ 关断 } i_x > 0 \\ 0, & S \text{ 导通} \\ -1, & S \text{ 关断 } i_x < 0 \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中, i_x 为第 x 相的电流。

根据 VIENNA 整流器的等效电路, 可以得到:

2013 年 1 月 24 日收到 2 月 20 日修改

广西大学科研基金
(XJZ120282) 资助

第一作者简介: 周 奖 (1969—), 男, 广西崇左人, 硕士, 讲师。研究方向: 电工技术、功率因数校正。E-mail: xdzhoujiang@163.com。

* 通信作者简介: 陆 翔 (1973—), 男, 广西扶绥人, 博士研究生, 高级实验师。E-mail: luxiang@gxu.edu.cn。

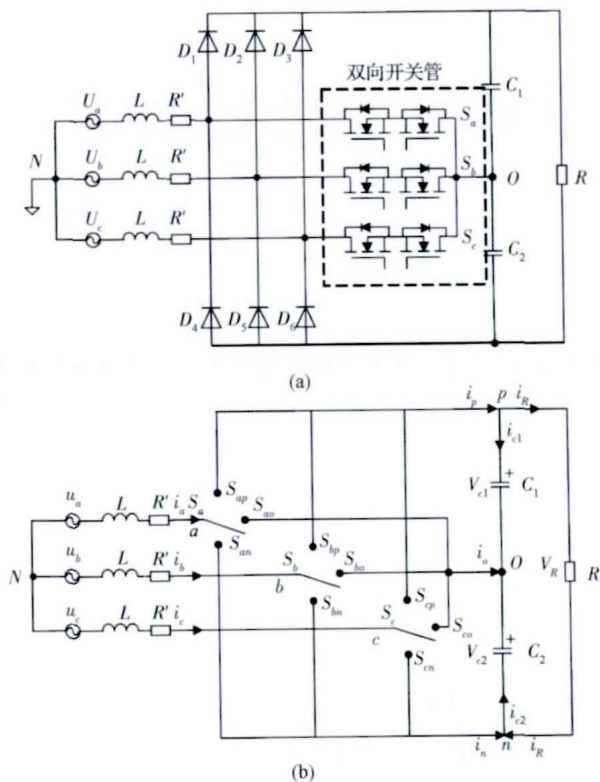


图1 VIENNA 整流器主电路及其等效电路

$$\begin{cases} u_a = L \frac{di_a}{dt} + R' i_a + u_{a\rho} + u_{oN} \\ u_b = L \frac{di_b}{dt} + R' i_b + u_{b\rho} + u_{oN} \\ u_c = L \frac{di_c}{dt} + R' i_c + u_{c\rho} + u_{oN} \end{cases} \quad (2)$$

式(2)中 L 为整流桥交流侧电感, R' 为交流侧等效电阻, u_a 、 u_b 、 u_c 分别为电网三相交流电压, i_a 、 i_b 、 i_c 分别为电网三相交流电流, $u_{a\rho}$ 、 $u_{b\rho}$ 、 $u_{c\rho}$ 分别为整流桥三相桥臂交流输入端对输出电容中点 O 的电压, u_{oN} 为输出电容中点到交流电源中性点 N 的电压。

若将开关函数 S_x 按 a 、 b 、 c 三相分为三类, 即: S_{ap} 、 S_{ao} 、 S_{an} ; S_{bp} 、 S_{bo} 、 S_{bn} ; S_{cp} 、 S_{co} 、 S_{cn} , 且如式(3)关系成立。

$$\begin{cases} S_{ap} + S_{ao} + S_{an} = 1 \\ S_{bp} + S_{bo} + S_{bn} = 1 \\ S_{cp} + S_{co} + S_{cn} = 1 \end{cases} \quad (3)$$

可得 VIENNA 整流器在 abc 坐标中的数学模型为

$$A \frac{dX}{dt} = BX + YE \quad (4)$$

式(4)中, $A = \text{diag}[L \ L \ L \ C_1 \ C_2]$,

$B =$

$$\begin{bmatrix} -R' & 0 & 0 & \frac{-2S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3} & \frac{2S_{an} - S_{bn} - S_{cn}}{3} & 0 \\ 0 & -R' & 0 & \frac{S_{ap} - 2S_{bp} + S_{cp}}{3} & \frac{-S_{an} + 2S_{bn} - S_{cn}}{3} & 0 \\ 0 & 0 & -R' & \frac{S_{ap} + S_{bp} - 2S_{cp}}{3} & \frac{-S_{an} - S_{bn} + 2S_{cn}}{3} & 0 \\ S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} & 0 & 0 & -1 \\ -S_{an} & -S_{bn} & -S_{cn} & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix},$$

$$X = [i_a]^T, Y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$E = [u_a \ u_b \ u_c]^T.$$

2 VIENNA 整流器的 SVPWM 算法原理

由于 SVPWM 技术具有易于数字实现、电压利用率高等特点, 在三电平整流器中得到广泛应用。因此, VIENNA 整流器的调制方法采用 SVPWM 算法。

2.1 VIENNA 整流器 SVPWM 的矢量分布

根据图1所示的 VIENNA 整流器主电路及其等效电路, 以 O 点为参考点电位, 则每相桥臂共有 $+\frac{V_R}{2}$ 、 0 、 $-\frac{V_R}{2}$ 等3种可能的输出电平, 即每相输出分别有正(p)、零(o)、负(n)三种开关状态。因此, VIENNA 整流器一共可以输出25种有效的电平状态组合(与三电平二极管中点钳位电路不同, VIENNA 整流器只有一个零电位输出组合)。

定义电压空间矢量为

$$u = u_\alpha + ju_\beta = \frac{1}{3} V_R (S_a + \alpha S_b + \alpha^2 S_c) \quad (5)$$

由此可得整流器的25组开关状态在 α - β 坐标系上所对应的空间矢量图^[7], 如图2所示。

由图2可知, 三个开关的八个组合可以在不同的区间得到25个向量, 其中 V_0 (ppp)、 (ooo) 、 (nnn)

是零向量; V_{01-} 到 V_{06-} 和 V_{01+} 到 V_{06+} 的模长均为 $\frac{1}{3}V_R$, 是小矢量; V_1-V_6 的模长为 $\frac{2}{3}V_R$, 是长矢量; $V_{12}-V_{61}$ 的模长为 $\frac{\sqrt{3}}{3}V_R$, 是中矢量。 V_1 至 V_6 将整个空间矢量分为六个扇区。

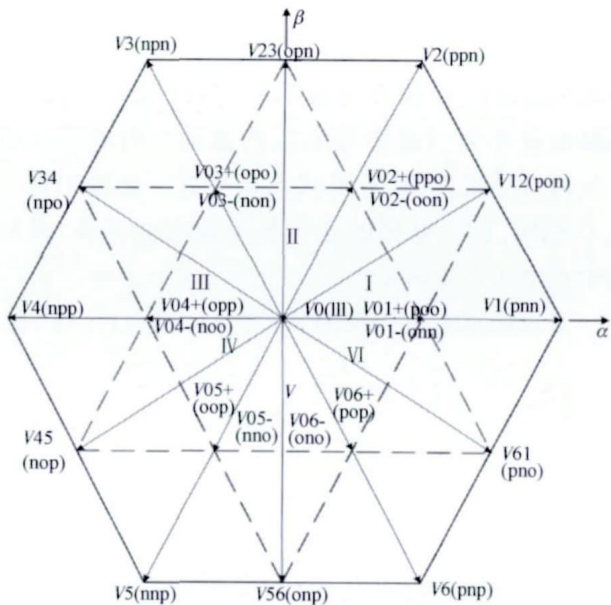


图2 VIENNA 整流器电压空间矢量分布

2.2 VIENNA 整流器 SVPWM 的扇区判断

给定任意的参考矢量 V_{ref} , 经过坐标系变换可以得到静止两相坐标系下的 V_α 和 V_β 的值^[6,7], 并根据三角关系可以求出其在相应的两相邻向量 V_i 和 V_{i+1} 上的投影值 T_X 和 T_Y , 令

$$\begin{cases} X = \frac{2\sqrt{3}}{3} V_\beta \\ Y = V_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{3} V_\beta \\ Z = -V_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{3} V_\beta \end{cases} \quad (6)$$

则可以得出各主扇区内参考矢量在相邻两矢量上的投影。

以主扇区 I 为例, 进行子扇区划分和作用时间的计算, 如图3所示。

令

$$\begin{cases} dx = 3T_X/V_R \\ dy = 3T_Y/V_R \end{cases} \quad (7)$$

由式(8)可判断参考矢量位于主扇区中的哪个小扇区。

$$sub = \begin{cases} A, & dx + dy \leq 1 \\ B, & dx \geq 1 \\ C, & dx \leq 1, dy \leq 1, \text{且 } dx + dy \geq 1 \\ D, & dy \geq 1 \end{cases} \quad (8)$$

如参考矢量 V_{ref} 位于小扇区 C, 则必须满足 $dx \leq 1, dy \leq 1$, 且 $dx + dy \geq 1$ 。

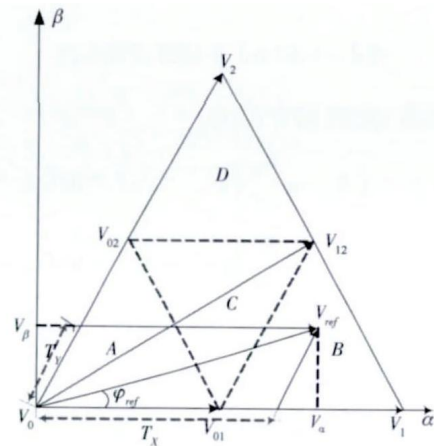


图3 主扇区 I 的矢量合成

当参考矢量 V_{ref} 落在某个小的扇区时, 为了得到相应频率的正弦输入电流波形以及减小谐波含量, 用组成该小扇区三角形的3个矢量合成该参考矢量, 计算方法如下:

$$\begin{cases} U_x t_x + U_y t_y + U_z t_z = V_{ref} T \\ t_x + t_y + t_z = T \end{cases} \quad (9)$$

式(9)中, t_x, t_y, t_z 分别为 U_x, U_y, U_z 在一个采样周期 T 内的持续时间, V_{ref} 为参考电压矢量。

3 控制策略

提出的 VIENNA 整流器的控制策略如图4所示。通过 Park 变换, 将 abc 坐标系变换到 dq 坐标系, 在 dq 坐标系中实现整流器的控制。电压外环、电流内环均采用 PI 控制, 中点电位平衡控制器采用 P 控制。

3.1 电流内环控制器设计

由于 VIENNA 整流器 d, q 轴变量相互耦合, 故采用前馈解耦的控制策略^[8-10], 如图5所示。对于

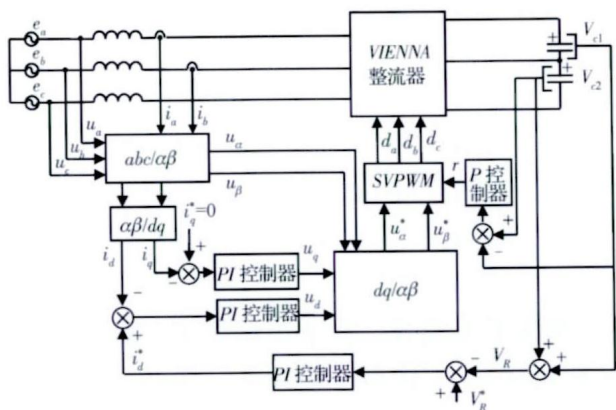


图4 VIENNA 整流器控制框图

电流调节器 其控制方程为

$$\begin{cases} u_{rd} = - \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{S} \right) (i_d^* - i_d) + \omega L i_q + e_d \\ u_{rq} = - \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{S} \right) (i_q^* - i_q) - \omega L i_d + e_q \end{cases} \quad (10)$$

式(10)中, K_{ip} 、 K_{il} 分别为电流内环的比例和积分调节增益, i_d^* 、 i_q^* 分别为 i_d 和 i_q 电流指令值。由于 VIENNA 整流器要求单位功率因数为 1, 故有 $i_q^* = 0$ 。

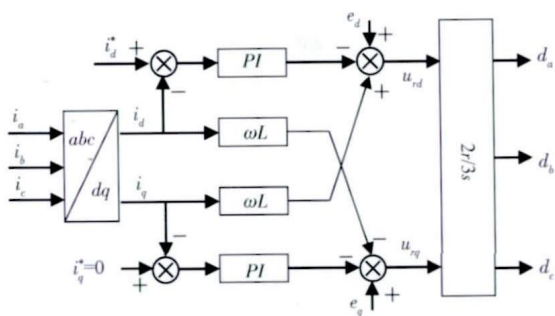


图5 基于电流前馈的电流内环控制框图

3.2 电压外环控制器设计

电压外环的主要作用是稳定直流侧输出电压, 要求具有较好的抗干扰性能^[8], 故按典型 II 型系统设计电压外环控制器。电压外环的控制框图如图 6 所示。

3.3 中点电位平衡控制器设计

对于三电平变换器, 两电容中点电压的平衡是一个必须解决的问题。由三电平变换器空间电压

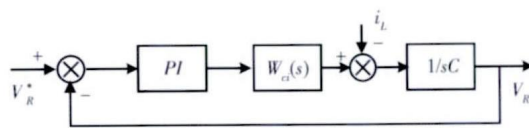


图6 电压外环控制框图

矢量分布^[7, 11, 12]可知, 长矢量所对应的开关状态使三相输出与直流电源的正负极相连, 零矢量使负载三相短接并同时接在电源的正、负极或中点, 故这两种矢量不会引起中点电压的波动。而对于正负小矢量及中矢量, 其开关状态至少有一相输出和中点 O 相连, 且与电源的正负极形成电流回路, 从而使中点电压产生波动。

引入中点电位控制因子^[6, 12] r ($-1 < r < 1$), 有

$$\begin{cases} T_{V_{0X-}} = (1 - r) \frac{T_{V_{0X}}}{2} \\ T_{V_{0X+}} = (1 + r) \frac{T_{V_{0X}}}{2} \end{cases} \quad (11)$$

式(11)中, $T_{V_{0X}}$ 、 $T_{V_{0X+}}$ 、 $T_{V_{0X-}}$ 分别代表矢量 V_{0X} 、 V_{0X+} 、 V_{0X-} 的作用时间。对两电容两端的电压差采用 P 控制可得到 r 。

4 仿真与实验验证

为了验证所提出控制策略的可行性, 建立了基于 Matlab7.1/Simulink 的仿真模型。系统仿真参数为: 输入相电压为 110 V, 输出电压为 400 V, 输入电感 $L = 2.8$ mH, 线路阻抗 $R' = 0.1 \Omega$, 输出电阻 $R = 100 \Omega$, 直流侧电容 $C_1 = C_2 = 470 \mu F$, 额定功率 1.6 kW, 开关频率 $f = 15$ kHz。

图 7 为 B 相输入电压与输入电流波形, 输入电流波形为正弦波且跟随输入电压波形。

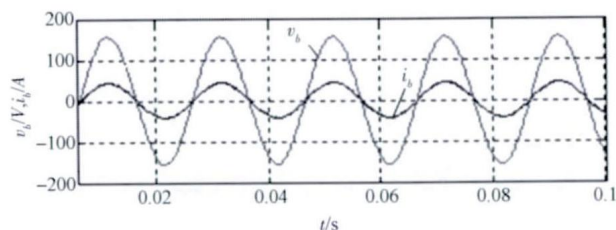


图7 输入电压与输入电流波形

图 8 为 B 相交流侧电压与中性点波形 v_{bn} 。

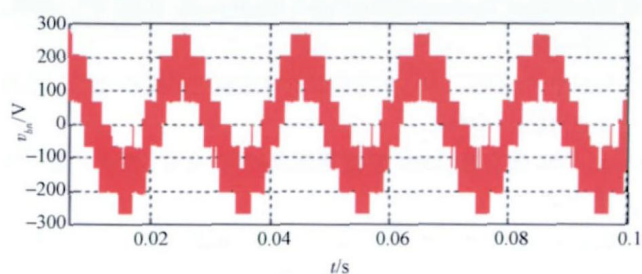
图 8 B 相交流侧电压与中性点波形 v_{bn}

图 9 (a) 为输出电压、上下电容电压波形, 输出电压基本稳定在 400 V; 上下电容的电压基本稳定 200 V, 在电网过零点处有跳变, 但跳变方向正好相反。图 9 (b) 为无中点控制的上下电容电压波形, 两电容电压不能稳定在 200 V。

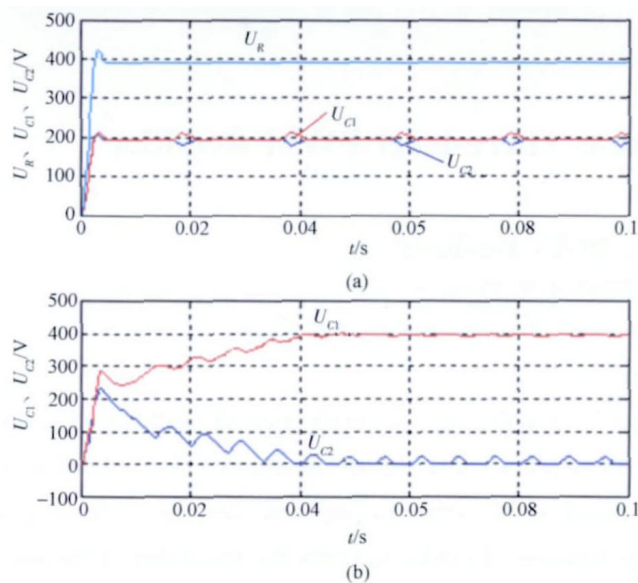


图 9 输出电压、上下电容电压波形

图 10 为谐波含量, 在负载为恒定阻性负载时, THD 小于 3%。

为了进一步验证所提控制策略的可行性, 搭建了实验平台。图 11 为从不控到可控的 B 相输入电流波形及输出电压波形, 图 12 为整流器工作稳定时的 B 相输入电压与输入电流实验波形。

5 结论

分析了 VIENNA 整流器的拓扑结构及三电平整流器的状态空间矢量调制技术, 提出了 VIENNA 整

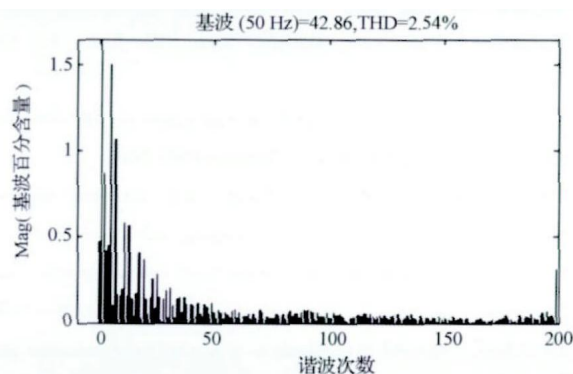


图 10 谐波含量

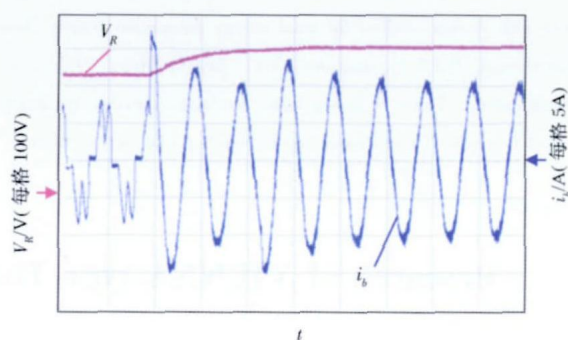


图 11 从不控到可控的输入电流及输出电压波形

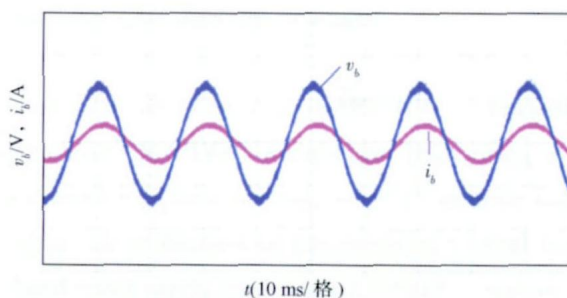


图 12 输入电压与输入电流实验波形

流器的控制策略与实现方法。通过在 Matlab7.1/Simulink 仿真平台搭建了 VIENNA 整流器的仿真模型, 仿真结果表明, 该整流器控制简单, 具有较好的动、静态性能, 实现了单位功率因数, 网侧谐波电流含量少, 直流侧输出电压稳定。实验结果表明所提出的控制策略可行。

参 考 文 献

- 1 Kolar J W, Zach F C. A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier

- modules. the 16th IEEE International Telecommunications Energy Conference , Vancouver , Canada , Oct. 30—Nov. 3 , 1994: 367—374
- 2 Lai Rixin. Analysis and design for a high power density three-phase AC converter using SiC devices. Virginia PHD 2008
 - 3 Youssef , N B H , Al-Haddad K , Kanaan H Y. Real-time implementation of a discrete nonlinearity compensating multi-loops control technique for a 1.5 kW three-phase/switch/level vienna converter. IEEE Transactions on Industrial Electronics , 2008; 55(3) : 1225—1234
 - 4 Hao Chen , Aliprantis D C. Analysis of squirrel-cage induction generator with vienna rectifier for wind energy conversion system. Energy Conversion , IEEE Transactions on , 2011; 26(3) : 967—975
 - 5 Chen Hao , Aliprantis D C. Analysis of squirrel-cage induction generator with vienna rectifier for wind energy conversion system. Energy Conversion , IEEE Transactions , 2011; 26(3) : 967 — 975
 - 6 Alahuhtala J , Tuusa H. Space vector modulation method for unidirectional four-wire Three-Phase/Level/Switch (Vienna) rectifier . 7th International Conference on Power Electronics , ICPE '07 , 2008: 742—748
 - 7 何湘宁,陈阿莲. 多电平变换器的理论和应用技术. 北京: 机械工业出版社, 2006
 - 8 张 兴,张崇巍. PWM 整流器及其控制. 北京: 机械工业出版社 2012
 - 9 孟永庆,沈传文,刘 正,等. 基于 d-q 轴解耦和中点电位控制的高性能三电平 NPC 整流器控制方法. 电工技术学报, 2007; 22(01) : 108—113
 - 10 何礼高,陈鑫兵. 变电感参数三电平不可逆 PWM 整流器的电流 PI 优化控制. 电工技术学报, 2011; 26(7) : 203—209
 - 11 窦真兰,程孟增,李素英,等. 三电平 NPC 整流器控制及中点电位平衡控制技术. 电力自动化设备, 2011; 31(10) : 32—37
 - 12 詹长江,韩 郁,赵良炳,等. 基于电压空间矢量 PWM 脉宽调制方式的新型三电平高频整流器研究. 电工技术学报, 1999; 14(02) : 60—65

Research of VIENNA-type Three-phase Three-level PWM Rectifier

ZHOU Jiang¹, LU Xiang^{1*}, QUAN Yun-liang²

(Guangxi University¹, Nanning 530004, P. R. China;

School of Electric Power, South China University of Technology², Guangzhou 510641, P. R. China)

[Abstract] VIENNA-type three-phase three-level PWM rectifier topology and its mathematical model, and space vector pulse width modulation (SVPWM) technology of the three-level converter are analyzed. Dual closed-loop control strategy (*i. e.* voltage outer loop, current inner loop) based on PI control is proposed, and the midpoint potential factor r is introduced for controlling the midpoint voltage balance. In order to verify the feasibility of the control strategy, VIENNA-type three-phase three-level PWM rectifier simulation platform and 1.6 kW experimental prototype are constructed. The simulation and experimental results show that the proposed modulation method and control strategy are feasible. This PWM Rectifier Based on SVPWM control have advantages as follows: simple control, easy to digital realization, the harmonic distortion less than 3% in the steady-state conditions, the power factor is unit.

[Key words] three-phase three-level PWM rectifier space vector pulse width modulation (SVPWM) midpoint potential balance