

基于三维空间矢量中 γ 分量控制的三相四桥臂逆变器

张晓勇, 王 军, 李 川, 王 英

(西华大学 电气信息学院, 四川 成都 610039)

摘要: 提出了一种性能优良、设计简单的三相四桥臂控制器及其设计方法, 该方法通过对三相输出电压的静止坐标变换, 在各种线性与非线性、平衡与不平衡负载的分析比较中, 得出了 γ 分量是影响三相输出电压不平衡的关键因素; 通过分析四桥臂逆变器的控制规律和研究第 4 桥臂的作用, 前 3 个桥臂由二维空间矢量控制, 第 4 桥臂通过 γ 分量的控制对负载产生的不平衡进行全补偿, 使得在三相不平衡负载下, 输出的三相电压达到一个平衡状态。仿真结果验证了该方法的可行性; 与现有的方法相比, 三相电压和电流中谐波含量显著减少。

关键词: 三相四桥臂逆变器; 空间矢量调制; 不平衡和非线性负载; 脉宽调制

中图分类号: TM 464

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2010)12-0070-04

0 引言

三相四桥臂逆变器是在传统的三相桥式逆变器的基础上, 增加一个桥臂输出作为三相负载的中性点。通过适当的控制^[1-9], 使其具有了带不平衡负载的能力。本文提出一种针对 γ 分量控制的方法, γ 分量是通过三维空间矢量变换解耦得来。结合 PI 控制, 通过对 γ 分量的控制产生第 4 桥臂的 PWM, 使得四桥臂逆变器具有带不对称负载的能力。由仿真结果分析知, 该方法简单可行, 并且输出的电压、电流谐波的含量均显著减少。

1 空间电压矢量分析

在三相电路中, 设三相电压为 u_a, u_b, u_c , 三相电压的表达式如下:

$$\begin{cases} u_a = U_1 \cos \omega t \\ u_b = U_2 \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \\ u_c = U_3 \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (1)$$

当三相负载平衡时, $U_1 = U_2 = U_3$ 。 $u_a + u_b + u_c = 0$, 则三相电压对应的空间矢量为

$$\mathbf{U} = u_a + \alpha u_b + \alpha^2 u_c, \quad \alpha = e^{j2\pi/3} \quad (2)$$

由 abc 坐标系到 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系的变换式为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_\gamma \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc/\alpha\beta\gamma} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中,

$$\mathbf{T}_{abc/\alpha\beta\gamma} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4)$$

通过坐标变换, 可得 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系的电压分量为

$$\begin{cases} u_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(u_a - \frac{1}{2} u_b - \frac{1}{2} u_c \right) \\ u_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} u_b - \frac{\sqrt{3}}{2} u_c \right) \\ u_\gamma = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{u_a}{\sqrt{2}} + \frac{u_b}{\sqrt{2}} + \frac{u_c}{\sqrt{2}} \right) \end{cases} \quad (5)$$

由于 $u_a + u_b + u_c = 0$, 所以 $u_\gamma = 0$ 。因此, 在传统的三相三桥臂逆变器中, 带三相对称负载, 输出三相对称电压, 通过坐标变换, abc 坐标系转换成 $\alpha\beta\gamma$ 复平面坐标系, 其空间矢量轨迹只位于二维空间内, 为一个圆形轨迹。而在三相四桥臂逆变器中, 由于带不对称负载, 使得三相四桥臂逆变器的空间矢量轨迹位于三维空间内^[10-11]。模拟二维空间矢量调制, 在三维空间内有静止的电压矢量来合成所需的 $\mathbf{U}$, 与二维空间矢量调制不同的是, $\mathbf{U}$ 从原来的二维空间变成了三维空间内的轨迹。对于不平衡负载, 其轨迹为椭圆; 对于非线性负载, 轨迹为不规则图形。而原来在三相平衡负载中, γ 分量为 0; 在不对称负载中, 由于三相输出电压不对称, γ 分量并不为 0。

2 逆变器系统分析

在如图 1 所示的三相三桥臂平衡系统中, 根据 3 个桥臂开关管的导通情况, 三桥臂系统共有 8 种开关导通的方式。

$$S_k = \begin{cases} 1 & \text{上管导通、下管关断} \\ 0 & \text{上管关断、下管导通} \end{cases} \quad (k = a, b, c)$$

收稿日期: 2010-03-18; 修回日期: 2010-08-20

基金项目: 四川省重点学科基金资助项目 (SZD0503-09-0);

四川省教育厅重点项目基金资助项目 (07ZA108,

09ZA112)

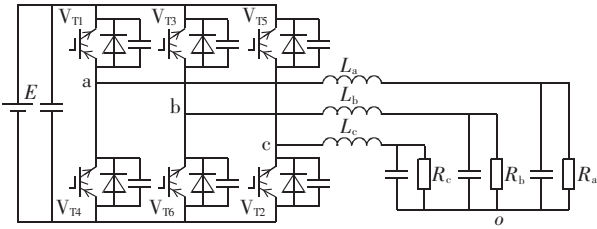


图 1 三桥臂逆变器拓扑图
Fig.1 Topology of three-leg inverter

各个不同的开关状态对应的空间电压矢量如图 2 所示,此时共有 8 种开关状态,其中包括 2 个零矢量和 6 个非零矢量,由上述各式推导可知,6 个非零矢量的模长相等,均为 $2E/3$,其空间矢量轨迹只位于二维空间内。空间电压矢量中 $u_\alpha, u_\beta, u_\gamma$ 的变化情况如表 1 所示,其中 u_γ 分量为 0。

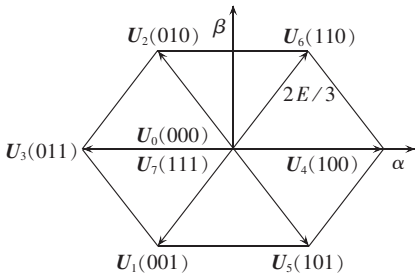


图 2 三桥臂逆变器的空间矢量图
Fig.2 Space vector chart of three-leg inverter

表 1 三桥臂中开关组合与对应的空间电压矢量
Tab.1 Switch states of three-leg inverter and corresponding space voltage vectors

空间矢量 序号 (U_i)	开关状态 ($S_a S_b S_c$)	空间电压矢量		
		u_α	u_β	u_γ
0	000	0	0	0
1	001	$-E/3$	$-E/\sqrt{3}$	0
2	010	$-E/3$	$E/\sqrt{3}$	0
3	011	$-2E/3$	0	0
4	100	$2E/3$	0	0
5	101	$E/3$	$-E/\sqrt{3}$	0
6	110	$E/3$	$E/\sqrt{3}$	0
7	111	0	0	0

在如图 3 所示的三相四桥臂主电路中,由于有 4 个桥臂,每个桥臂具有 2 种开关状态。那么三相四桥臂逆变器具有 16 种开关状态,三相四桥臂具有 16 个静止电压矢量。各开关状态与相对应的各矢量分量如表 2 所示。每一种开关模式对应的空间电压矢量如图 4 所示^[12-13]。

$$S_k = \begin{cases} 1 & \text{上管导通、下管关断} \\ 0 & \text{上管关断、下管导通} \end{cases} \quad (k=a, b, c, n)$$

在表 1 和表 2 中,空间电压矢量的 α, β 分量相同。所不同的是表 1 中 γ 分量为 0,表 2 中 γ 分量随着第 4 桥臂的开关状态不同而不同。在图 2 和图 4 比较分析中,图 2 是图 4 在 $\alpha\beta$ 平面上的投影。

通过对三相三桥臂逆变器系统与三相四桥臂逆变器系统的分析比较可以看出,负载的不平衡并不影响空间电压矢量的 α, β 分量,所不同的是在三相平

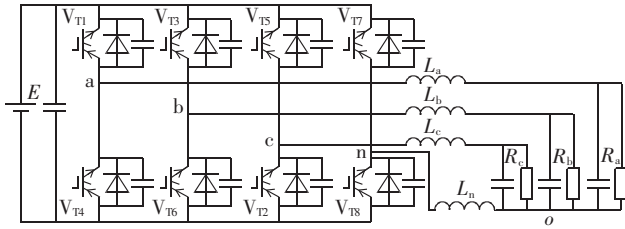


图 3 四桥臂逆变器的电路结构图
Fig.3 Structure of four-leg inverter

表 2 四桥臂系统中开关状态与对应的各电压值
Tab.2 Switch states of four-leg inverter and corresponding space voltage vectors

空间矢量 序号 (U_i)	开关状态 ($S_a S_b S_c S_n$)	空间电压矢量		
		u_α	u_β	u_γ
0	0000	0	0	0
1	0001	0	0	$-E$
2	0010	$-E/3$	$-E/\sqrt{3}$	$E/3$
3	0011	$-E/3$	$-E/\sqrt{3}$	$-2E/3$
4	0100	$-E/3$	$E/\sqrt{3}$	$E/3$
5	0101	$-E/3$	$E/\sqrt{3}$	$-2E/3$
6	0110	$-2E/3$	0	$2E/3$
7	0111	$-2E/3$	0	$-E/3$
8	1000	$2E/3$	0	$E/3$
9	1001	$2E/3$	0	$-2E/3$
10	1010	$E/3$	$-E/\sqrt{3}$	$2E/3$
11	1011	$E/3$	$-E/\sqrt{3}$	$-E/3$
12	1100	$E/3$	$E/\sqrt{3}$	$2E/3$
13	1101	$E/3$	$E/\sqrt{3}$	$-E/3$
14	1110	0	0	E
15	1111	0	0	0

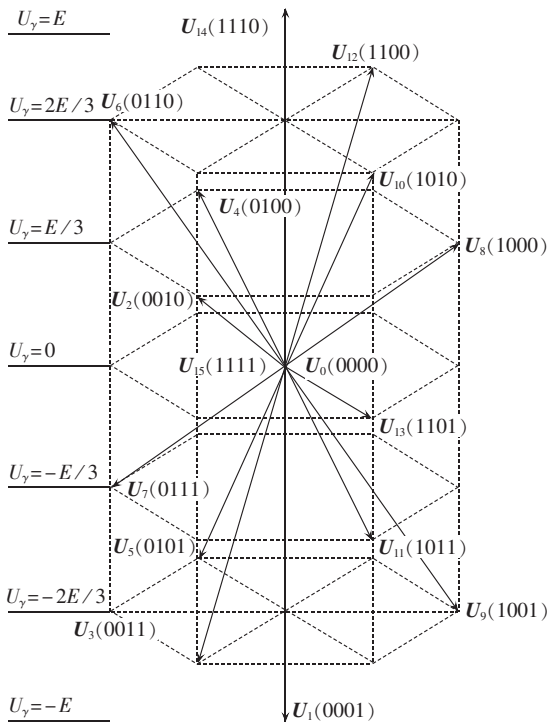


图 4 四桥臂逆变器系统中空间矢量
Fig.4 Space vector chart of four-leg inverter

衡负载系统中 γ 分量为 0,而在四桥臂不平衡负载系统中,每一种开关组合都有一个 γ 值与之对应,因此在不对称负载情况下,控制 γ 分量为控制该系统

输出对称相电压分量关键所在。

3 基于 γ 分量控制方法

三相四桥臂逆变器系统在对称负载的情况下与三相三桥臂逆变器的情况一样,比较不对称负载与对称负载的情况可见,空间电压矢量中的 α 、 β 分量无变化,受影响的只有 γ 分量,而影响 γ 分量的只有第 4 桥臂的开关管,前 3 个桥臂开关管只影响空间电压矢量的 α 、 β 分量,因此,控制电路可以分为前 3 个桥臂和第 4 桥臂 2 个独立的部分。前 3 个桥臂采用传统的三相三桥臂的控制方法,通过第 4 桥臂的控制使得负载不平衡或非线性影响得到完全补偿^[14]。

对前 3 个桥臂的控制,本文采用的是电压空间矢量(SVM)控制。采用电压空间矢量产生 PWM 已经是一项很成熟的技术,其主要目标是生成相应的 PWM 信号,使增量磁链矢量的轨迹逼近于圆。对于开环的空间矢量控制一般可以分为 2 步:第 1 步是通过给定的三相基准电压选择开关向量,并计算出每一个开关向量持续的时间;第 2 步是确定基准开关向量的顺序,产生 PWM 波,如图 5 所示。

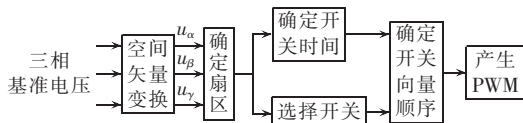


图 5 前 3 个桥臂控制框图

Fig.5 Block diagram of front three leg control

在第 4 桥臂的控制中,由于需要提取关键变量 γ ,因此首先需要进行空间矢量变换,再分离出 γ 分量,其表达式为

$$u_{\gamma} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} u_{u0} + \frac{1}{\sqrt{2}} u_{b0} + \frac{1}{\sqrt{2}} u_{c0} \right) \quad (6)$$

γ 分量的来源是由不对称负载产生的,而对称的情况下 γ 分量为零,因此针对 γ 分量的控制主要是抑制或减少 γ 分量,达到控制的目的。

控制 γ 分量常用的方法是滞环控制法和比较控制法^[15]。在三相四桥臂逆变器系统中,本文采用比较控制法,它具有控制准确性高、抗噪音能力强和实现简单方便等优点,而且在实现过程中,所要求的开关频率比较低。图 6 给出了实现 γ 分量控制产生 PWM 的结构图。通过载波三角波与控制命令比较,产生 PWM 波,驱动第 4 桥臂的 2 个开关管。

由于采用的比较控制法,为了克服比较控制带来的缺点,如系统的动态响应慢,可提高负载的适应性,减少输出波形的 THD,使控制更精确。在反馈

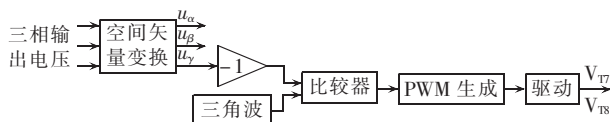


图 6 第 4 桥臂控制框图

Fig.6 Block diagram of 4th leg control

信号上引入 PI 调节器,这样可以减少输出电压信号的扰动。在仿真过程中,取 $K_p=0.4$, $K_i=100$ 。

4 仿真结果与分析

将上述控制策略应用于三相四桥臂逆变器,采用 Matlab/Simulink 对整个逆变器系统进行仿真,不考虑开关管死区、管压降、电路分布阻抗等因素的影响。系统仿真参数为:输出电压频率 50 Hz,输入直流电压 530 V,前 3 个桥臂采用 SVM 控制,第 4 桥臂三角载波的频率为 10 kHz,滤波电感 $L=0.013$ H,滤波电容 $C=55 \mu\text{F}$ 。

表 3 是各种典型负载条件下的输出电压 U_o (U_o 为输出各相电压的峰值)、输出电压的 THD。负载 1 为 20 Ω ;负载 2 为 40 Ω ;负载 3 为阻感负载,其中电阻 60 Ω ,电感 20 mH。表中 A1B2C3 代表 A 相负载为 20 Ω 电阻,B 相负载为 40 Ω 电阻,C 相负载为 60 Ω 电阻串联 20 mH 的电感,其他负载类型的情况以此类推。

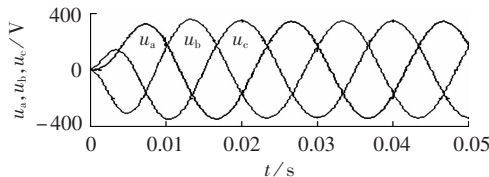
表 3 三相四桥臂逆变器的输出

Tab.3 Outputs of three-phase four-leg inverter

负载	A 相		B 相		C 相	
	U_o/V	THD/%	U_o/V	THD/%	U_o/V	THD/%
A1B1C1	295.2	0.30	295.2	0.30	295.2	0.30
A2B2C2	295.5	0.25	295.5	0.25	295.5	0.25
A3B3C3	295.7	0.80	295.7	0.80	295.7	0.80
A1B1C2	295.2	0.30	295.2	0.30	295.5	0.25
A1B1C3	295.2	0.30	295.2	0.30	295.7	0.80
A1B2C2	295.2	0.30	295.5	0.25	295.5	0.25
A1B3C3	295.2	0.30	295.7	0.80	295.7	0.80
A1B2C3	295.2	0.30	295.3	0.25	295.7	0.80

图 7 是在负载为 A2B2C2 时的波形,图 7(a)为三相输出电压波形,图 7(b)为三相负载电流波形,图 7(c)为第 4 桥臂的电流波形。图 8 是负载为 A1B2C3 时的波形,图 8(a)为三相输出电压波形,图 8(b)为三相负载电流波形,图 8(c)为第 4 桥臂的电流波形。

由仿真结果知当负载为对称负载时,第 4 桥臂电流非常小,在 $-1 \sim 1$ A 之间。三相负载电流的谐波含量也特别少。当负载为不对称负载时,输出的相电压基本相同,且电压、电流的谐波含量均非常少。这样在实际中,使用这种控制方法的三相四桥臂逆变器可以连接对谐波电压、电流要求非常高的负载,这也是这种方法与其他控制方法相比最大的优点,第 4 桥臂电流随着负载的不对称程度不同而不同,不对称程度越高,电流越大,当负载为 A1B2C3 时,第 4 桥臂上的电流峰值约为 10 A。



(a) 三相输出电压波形

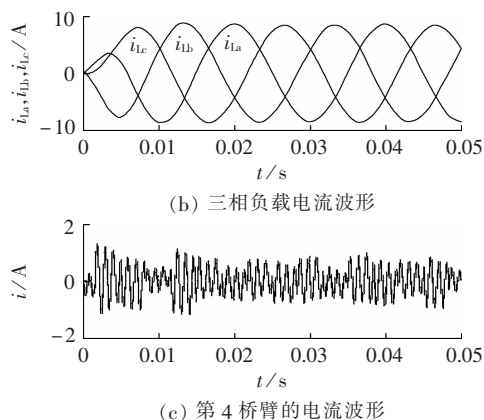


图 7 三相四桥臂逆变器带对称负载波形

Fig.7 Waveforms of three-phase four-leg inverter with balanced load

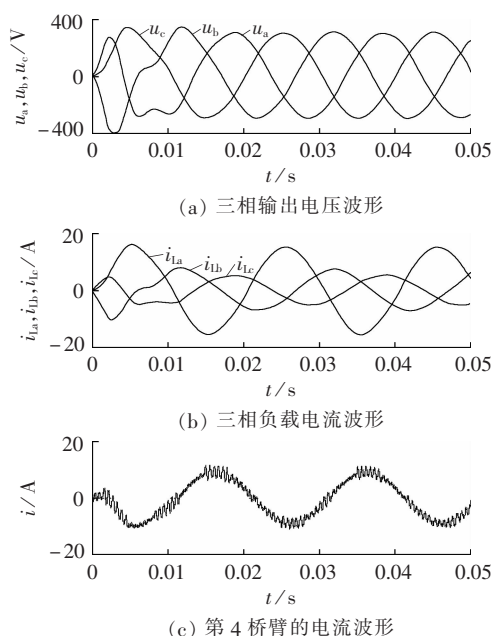


图 8 三相四桥臂逆变器带不对称负载波形

Fig.8 Waveforms of three-phase four-leg inverter with unbalanced load

5 结论

针对三相四桥臂逆变器在不对称负载的情况下,提出了一种基于 γ 分量控制的方法, γ 分量是三相电压通过空间坐标变换得来的,通过分析和推导得出对 γ 分量控制的可行性和针对性,该方法设计简单,控制方便易行。最后通过仿真,证明了在不平衡负载和非线性负载时输出三相电压的平衡性好,畸变小,不仅使三相电压的谐波小,而且三相负载的电流也得到了有效的控制,保证了输出电能高质量、高可靠性,使得逆变器对负载的适用范围特别广。

参考文献:

- [1] 乐健. 基于统一数学模型的三相四线有源电力滤波器的电流滞环控制策略分析[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(10): 85-90.
- [2] 刘秀翀, 张化光, 陈宏志. 四桥臂逆变器中的第四桥臂的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(33): 87-92.
- [3] 杨晓波, 邹伟扬. 四桥臂逆变器输出电压负序分量抑制研究[J]. 电力电子技术, 2007, 41(5): 22-23.
- [4] 林金燕, 王正仕, 陈辉明, 等. 一种高性能三相四桥臂逆变器的控制器的设计[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(22): 101-105.
- [5] 杜俊波, 吴庆彪, 伍帅. 基于三维空间矢量算法的三相四桥臂逆变器的研究[J]. 通信电源技术, 2007, 24(3): 21-23.
- [6] 张晋颖. 基于重复控制和 PI 双闭环控制的三相四桥臂逆变器 [D]. 秦皇岛: 燕山大学电气工程学院, 2006.
- [7] 张方华, 丁勇, 王慧贞, 等. 四桥臂三相逆变器的特定谐波消除控制[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(7): 82-87.
- [8] 雷鹏, 周林, 周莉, 等. 基于单周控制的三电平三相四线制有源电力滤波器[J]. 电力自动化设备, 2007, 27(1): 26-30.
- [9] WANG Xiaogang, XIE Yunxiang, SHUAI Dingxin. Three-phase four-leg active power filter based on nonlinear optimal predictive control[C]//The 27th Chinese Control Conference. Kunming, China: IEEE, 2008: 217-222.
- [10] KIM J, SUL S. A carrier-based PWM method for three-phase four-leg voltage source converters [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2003, 19(1): 23-27.
- [11] MENDALEK N, AL-HADDAD K, KANAAN H Y, et al. Sliding mode control of three-phase four-leg shunt active power filter [C]//Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, Greece: IEEE, 2008: 4362-4367.
- [12] 徐德宏. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 150-181.
- [13] 张国新, 丁祖军. 新型空间矢量控制策略在 APF 中的应用与优化[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(12): 44-47.
- [14] 杨宏, 阮新波, 严仰光. 采用 SVM 控制的四桥臂三相逆变器[J]. 电气传动, 2003(2): 32-34.
- [15] CAO Yu, SHEN Songhua, WANG Yong. Space vector modulation (下转第 87 页 continued on page 87)

and current regulation of the four-leg voltage-source inverter[C]
//The Eighth International Conference on Electrical Machines
and Systems. Nanjing, China:IEEE,2005:1323-1326.
(编辑:李 玲)

为电能质量检测与控制(E-mail:dfzj39@126.com);
王 军(1966-),女,四川绵阳人,教授,博士,研究方向
为电能质量的检测与应用研究、智能控制;
李 川(1985-),男,山东淄博人,硕士研究生,研究方向
为电力系统无功优化;
王 英(1980-),男,甘肃酒泉人,硕士研究生,研究方向
为电能质量检测与控制。

作者简介:

张晓勇(1986-),男,湖南常德人,硕士研究生,研究方向

Three-phase four-leg inverter based on γ component control
in three-dimensional space vector

ZHANG Xiaoyong, WANG Jun, LI Chuan, WANG Ying

(School of Electrical and Information Engineering, Xihua University, Chengdu 610039, China)

Abstract: A three-phase four-leg controller with excellent performance and simple design is proposed. The comparison of output voltage vectors among linear, non-linear, balanced and unbalanced loads shows that the γ component is the key influencing factor on the unbalance of three-phase output voltage. According to the control law of four-leg inverter and the function of its fourth leg, the proposed design method is to control three legs by two-dimensional space vector modulation and the fourth leg by γ component, which compensates completely the unbalance caused by unbalanced loads. Simulative results validate the feasibility of the proposed method. Compared with the existing method, the harmonic components of three-phase output currents and voltages are significantly reduced.

This work is supported by the Research Fund of Sichuan Provincial Key Discipline of Power Electronics and Electric Drive (SZD0503-09-0) and the Importance Research Fund of Sichuan Provincial Education Department (07ZA108, 09ZA112).

Key words: three-phase four-leg inverter; space-vector modulation; unbalanced and nonlinear load; PWM