

四桥臂逆变器中第四桥臂的控制策略

刘秀翀, 张化光, 陈宏志

(东北大学信息科学与工程学院, 辽宁省 沈阳市 110004)

Control Strategy of Fourth Leg in Four-leg Inverter

LIU Xiu-chong, ZHANG Hua-guang, CHEN Hong-zhi

(School of Information Science and Engineering North-eastern University, Shenyang 110004, Liaoning Province, China)

ABSTRACT: Four-leg inverters are used to supply three-phase balanced voltages under an unbalanced/nonlinear load condition. As the fourth leg exists in the inverters, the control of the inverter is coupled and very complex. In many papers the decoupling transformation matrix is given and a decoupled control method is proposed, but the essence of the control law for four-leg inverters is not discovered. In this paper, based on analyzing the function of the fourth leg and studying the control law for four-leg inverters, a control idea based on compensating unbalanced effect completely by the fourth leg is proposed. The proposed idea discovers the essence of the decoupling transformation matrix for four-leg inverter. Based on the idea, a control method for four-leg inverters is proposed. The designed controller based on the idea of entire compensation by the fourth leg is very simple and effective, which realizes the independent modulations for four legs. The simulation study was carried out on different load conditions and the effectiveness of the controller is verified by simulation results.

KEY WORDS: inverter; three-phase four-leg; PWM; control of the fourth leg

摘要: 四桥臂逆变器的作用是针对三相不平衡或非线性负载提供三相对称输出电压。逆变器中由于第四桥臂的存在, 各桥臂控制之间存在一定的耦合关系, 逆变器的控制变得非常复杂。鉴于多数文献只根据解耦变换矩阵给出了一种解耦方案, 并未深入揭示四桥臂逆变器控制规律的本质。该文在分析第四桥臂作用和研究四桥臂逆变器控制规律基础上, 提出了通过第四桥臂对负载产生的不平衡因素进行全补偿的思想。所提控制思想揭示了针对四桥臂逆变器的解耦变换矩阵

的本质。在这一控制思想的基础上, 该文给出了四桥臂逆变器的控制方法。所构造的控制方法简单实用, 实现了四个桥臂的独立调节。针对不同的负载条件进行仿真, 结果证明了控制方案的有效。

关键词: 逆变器; 三相四桥臂; 脉宽调制; 第四桥臂控制

0 引言

随着第二代能源系统的发展, 以微型燃机为核心的热、电、冷联产系统展现出良好的发展前景。在这一背景下, 国家“863”计划支持了微型燃机发电系统的研究。四桥臂逆变器作为该系统的输出单元, 决定了系统的最终输出电能质量。

针对三相四线制供电, 传统逆变方案多采用图 1 所示拓扑结构。其缺点已被多数学者所认可^[1-2]。自 20 世纪 70 年代, 四桥臂拓扑结构以晶闸管模式被提出之后^[3], 这种结构已广泛应用于主动滤波^[4]和三相逆变中。四桥臂结构针对三相不平衡或非线性负载能有效地为零序分量提供释放通道。

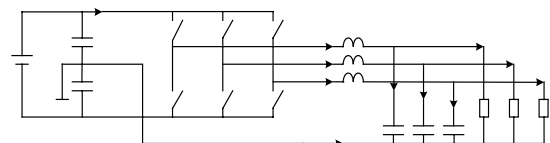


图 1 3 个半桥逆变结构

Fig. 1 The structure of three half-bridges inverter

图 2 给出四桥臂逆变器电路拓扑结构, G 点为三相负载的中点。与图 1 相比增加了第四桥臂和中性线电感, 这一变化使系统完全耦合, 控制变得复杂。很多学者针对这一结构进行深入研究, 其控制策略大体分为以下 4 类: ①解耦方案^[2,5]; ②SVM 控制^[1,6-10]; ③载波 PWM 控制^[11-12]; ④误差判断法^[13]。其中很多学者在中性线电感 $L_n=0$ 的基础上进行分析^[5-6,11-13], 但中性线电感的引入可以消除第四桥

基金项目: 国家自然科学基金项目(60325311); 国家 863 高技术基金项目(2002AA503020)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (60325311) and The National High Technology Research and Development of China(863 Programme) (2002AA503020).

臂开关动作产生的谐波对三相输出的影响,设计为零并不合理。近年来学者对带有中性线电感的拓扑结构提出了控制方案^[1-2,8-10]。

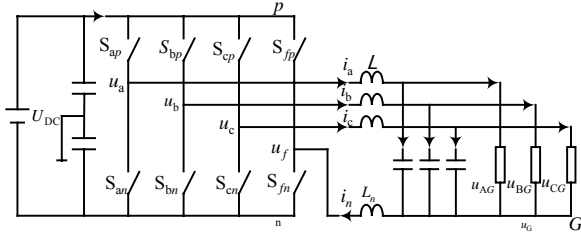


图2 四桥臂逆变结构

Fig. 2 The structure of four-leg inverter

目前国际上较流行的方法是应用著名的解耦变换矩阵,对控制矢量进行合成,并分解到以定义的开关状态矢量上,控制开关动作。这类方法引入三维空间矢量概念,无论在控制方法上,还是在实现手段上都比较复杂。针对四桥臂逆变器,其控制的本质并不在于通过复杂的坐标变换得到数学意义上的解耦,而在于将第四桥臂控制从与其他桥臂控制的耦合中分离出来。只要实现这一解耦,就实现了四桥臂逆变器的有效控制。

本文针对上述问题提出了通过第四桥臂对不平衡或非线性的影响进行近似全补偿的思想,分离四桥臂控制功能,使第四桥臂充分发挥在不平衡或非线性负载条件下调节三相输出不平衡的作用。仿真实验验证了所提出控制思想的正确和有效。

1 系统分析

图2为桥臂逆变器拓扑结构。以直流母线电容中点为参考0电平,开关函数状态定义为

$$S_i = \begin{cases} 1 & S_{ip} \text{ 闭合, } S_{in} \text{ 断开} \\ 0 & S_{ip} \text{ 断开, } S_{in} \text{ 闭合} \end{cases} \quad (1)$$

其中: $i \in \{a, b, c, f\}$ 。则开关函数状态0和1对应桥臂输出端电压为 $-0.5U_{DC}$ 和 $0.5U_{DC}$ 。因此桥臂端输出电压 u_a 、 u_b 、 u_c 和 u_{af} 、 u_{bf} 、 u_{cf} 可以表示为

$$\begin{bmatrix} u_{af} & u_{bf} & u_{cf} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} u_a - u_f & u_b - u_f & u_c - u_f \end{bmatrix}^T = [(S_a - S_f)U_{DC} \quad (S_b - S_f)U_{DC} \quad (S_c - S_f)U_{DC}]^T \quad (2)$$

根据平均电流模型可以得到

$$\begin{bmatrix} u_{af} \\ u_{bf} \\ u_{cf} \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} di_a/dt \\ di_b/dt \\ di_c/dt \end{bmatrix} + L_n \begin{bmatrix} di_n/dt \\ di_n/dt \\ di_n/dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{AG} \\ u_{BG} \\ u_{CG} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$i_n = i_a + i_b + i_c \quad (4)$$

式中: i_a 、 i_b 、 i_c 为三相桥臂端电流; i_n 为第四桥臂端电流; L 为三相滤波电感; L_n 为中性线电感; u_{AG} 、

u_{BG} 、 u_{CG} 为逆变器输出电压,表示为

$$\begin{bmatrix} u_{AG} & u_{BG} & u_{CG} \end{bmatrix}^T = [U_1 \sin \omega t \quad U_2 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad U_3 \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})]^T \quad (5)$$

从式(2)、(3)可以得到最简单的解耦方案为 $U_f = -L_n di_n/dt$,其控制目标的本质为 $u_G = 0$ 。基于这一控制方案,系统可以描述为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} di_a/dt \\ di_b/dt \\ di_c/dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{AG} \\ u_{BG} \\ u_{CG} \end{bmatrix} \quad (6)$$

可以看出这一控制方案,稳态时 u_{AG} 、 u_{BG} 、 u_{CG} 为三相对称正弦条件下:对于平衡阻性负载,控制命令 u_a 、 u_b 、 u_c 的轨迹为圆;对于不平衡负载,控制命令的轨迹为椭圆;对于非线性负载,控制命令的轨迹为不规则图形。综上所述:这一解耦方案中,第四桥臂并未完全补偿负载的不平衡或非线性的影响,没有充分发挥四桥臂结构的优势。

2 第四桥臂控制原理

设三相桥臂端电压为

$$\begin{cases} u_a = M_1(t) \sin(\omega t - \theta) \\ u_b = M_2(t) \sin(\omega t - 2\pi/3 - \theta) \\ u_c = M_3(t) \sin(\omega t - 4\pi/3 - \theta) \end{cases} \quad (7)$$

式中: $M_1(t)$ 、 $M_2(t)$ 、 $M_3(t)$ 为时间 t 的函数; θ 为相角; ω 为角速度。由式(7)可得

$$u_a + u_b + u_c = [M_1(t) - M_3(t)] \sin(\omega t + \theta) + [M_2(t) - M_3(t)] \sin(\omega t - 2\pi/3 + \theta) \quad (8)$$

如果 $M_1(t) = M_2(t) = M_3(t)$ 不成立,则 $u_a + u_b + u_c$ 不恒为零。所以对于式(7)表示的控制命令,如果存在 $u_a + u_b + u_c$ 恒为零,稳态时由电路结构决定了 $M_1(t)$ 、 $M_2(t)$ 、 $M_3(t)$ 不会突变,所以必有 $M_1(t) = M_2(t) = M_3(t)$ 成立,即控制命令轨迹为圆。等效的结论是:如果存在控制 u_f 、 u_a 、 u_b 、 u_c 使逆变器输出电压三相对称,并满足 $u_a + u_b + u_c = 0$,则 u_f 控制可以完全消除负载不平衡或非线性的影响,充分发挥四桥臂结构的优势。

由式(2)、(3)可得

$$\begin{cases} u_a = L di_a/dt + u_{AG} + u_G \\ u_b = L di_b/dt + u_{BG} + u_G \\ u_c = L di_c/dt + u_{CG} + u_G \\ u_f = u_G - L_n di_n/dt \end{cases} \quad (9)$$

令 $L_n = L$ 由式(9)可推出

$$u_a + u_b + u_c = L \frac{di_n}{dt} + (u_{AG} + u_{BG} + u_{CG}) + 3(u_f + L \frac{di_n}{dt}) \quad (10)$$

如果 $u_a + u_b + u_c = 0$ ，则有

$$4L \frac{di_n}{dt} + (u_{AG} + u_{BG} + u_{CG}) + 3u_f = 0 \quad (11)$$

若第四桥臂控制 u_f 设计为

$$u_f = -\frac{4}{3}L \frac{di_n}{dt} \quad (12)$$

则有

$$u_{AG} + u_{BG} + u_{CG} = 0 \quad (13)$$

将式(12)代入式(9)可得

$$u_G = -\frac{1}{3}L \frac{di_n}{dt} \quad (14)$$

与前面讨论相同，由式(13)可得输出电压三相对称。在实际控制 u_f 中加入 $k(u_{AG} + u_{BG} + u_{CG})$ 项对出现的三相不对称进行快速调节。

综上所述，第四桥臂采用这种控制方案具有以下特点：

(1) 第四桥臂控制使负载不平衡或非线形影响得到完全补偿。

(2) 第四桥臂不仅补偿中性线电感引起的电压损失，而且补偿部分相电感引起的电压损失，成为主调制；三相控制只需补偿相电感引起的部分电压损失，成为辅助调制。

(3) 三相控制完全对称，在负载不平衡条件下，增加了调节范围，使母线电压得到充分利用。

(4) 三相控制命令轨迹为圆，即采用这一方案形成 3DSVM 的控制轨迹在 γ 轴 0 平面投影为圆 ($U_G = 0$ 时，不平衡线性负载条件下，控制轨迹投影为椭圆)。

根据这些特点可以得出结论：这一控制方案的实质是在稳态条件下对三相电感引起的电压降矢量求取对称中点作为 G 点电位，形成 u_f 控制。

3 控制器

对于功率 $P=30\text{kW}$ 的逆变器，限制各相功率因数在 0.8 以上，则单相电流有效值的最大值为

$$I_{\max} = \frac{P}{3 \times 0.8U} = \frac{30000}{3 \times 0.8 \times 230} \approx 54.35 \text{ A} \quad (15)$$

若相电感设计为 $L=300 \mu\text{H}$ ，则相电感电压损失为

$$\Delta U_\phi = \omega L I_{\max} = 100 \times 3.14 \times 0.3 \times 10^{-3} \times 54.35 \approx 5.12 \text{ V} \quad (16)$$

输出电压幅值误差百分比近似值为

$$e\% = \Delta U_\phi / U = 5.12 / 230 \approx 2.23\% \quad (17)$$

由式(17)得出结论：即使三相采用开环控制，输出电压也能满足 $e\% < 3\%$ 的要求。所以第四桥臂采用前述控制方法，三相控制命令采用三相对称基准正弦给定，其形式为

$$\begin{cases} u_a = 320 \sin \omega t \\ u_b = 320 \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ u_c = 320 \sin(\omega t - 4\pi/3) \\ u_f = -\frac{4}{3}L \frac{di_n}{dt} + k(u_{AG} + u_{BG} + u_{CG}) \end{cases} \quad (18)$$

将式(18)代入到式(10)可得

$$(1+3k)(u_{AG} + u_{BG} + u_{CG}) = 0 \quad (19)$$

可以看出：只要 $k \neq -1/3$ ，输出电压总是三相对称的。采用式(18)描述的控制器控制逆变器从初始状态进入到三相对称输出状态的过渡过程中， k 的取值将影响过渡过程的动态特性。

注意到第四桥臂控制命令的获得需要计算 i_n 的微分，这在理论上可行，但在实际应用中并不可行，因为实际系统中由于开关动作引起的扰动将被微分计算放大，使调节出现混乱，出现系统不稳定。同时对反馈量的任何滤波处理将影响该物理量的相位使控制达不到预期效果，这使微分控制难以实现。

稳态条件下由式(4)可得

$$i_n \approx u_{AG} / Z_A + u_{BG} / Z_B + u_{CG} / Z_C \quad (20)$$

其中 Z_A 、 Z_B 和 Z_C 为三相负载。在 u_{AG} 、 u_{BG} 、 u_{CG} 中基波占主要成份，三相负载随时间变化保持常数时， di_n/dt 与 $\int i_n dt$ 相位近似互差 180° ，幅值比例关系近似为 ω^2 。这样第四桥臂控制设计可采用 $4\omega^2 L \int i_n dt / 3$ 替代 $-(4/3)L di_n/dt$ 项，则实际控制器为

$$\begin{cases} u_a = 320 \sin \omega t \\ u_b = 320 \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ u_c = 320 \sin(\omega t - 4\pi/3) \\ u_f = (3/4)\omega^2 L \int i_n dt + k(u_{AG} + u_{BG} + u_{CG}) \end{cases} \quad (21)$$

当负载随时间变化不保持常数，如图 3 所示负载形式，则 $(4/3)\omega^2 L \int i_n dt$ 与 $-(4/3)L di_n/dt$ 存在差值，这一差值将造成三相输出的不平衡，而式(21)中 $k(u_{AG} + u_{BG} + u_{CG})$ 项将实时进行调节恢复输出的三相平衡。

图 4 给出了控制器结构， U_R 为基准正弦幅值取为 320 V，输出正弦电压频率为 50 Hz，载频三角波频率为 9600 Hz， $1/s$ 为积分算法，载频三角波与控制命令比较，经过滞环处理形成开关状态。其中，

积分算法采用不定积分 $4\omega^2 L \int_0^t i_n d\tau / 3$ 减去其直流分量的方式实现, k 取2。就控制本质而言, 这种PWM与SVPWM并无多大区别^[14-16], 所以采用SVPWM方式也不失为一种好的实现手段。

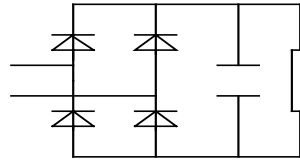


图3 非线性负载形式

Fig. 3 Form of nonlinear load

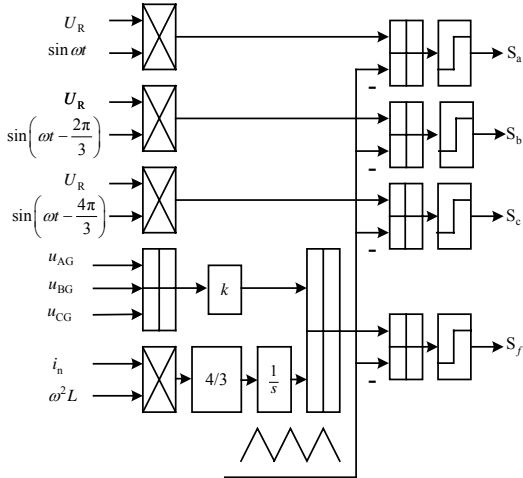


图4 控制器

Fig. 4 Controller

4 仿真结果

4.1 平衡负载

采用Matlab软件中Simulink软件包对本文提出的控制方案进行仿真实验, 表1给出了四桥臂逆变器的参数, 图5给出了逆变器中一相滤波器的结构。

图6给出了平衡负载条件下的仿真结果, 负载条

表1 四桥臂逆变器参数

Tab. 1 Four-leg inverter parameters

参数	数值
输出功率/kW	30
输出电压(有效值)/V	230
输出频率/Hz	50
开关频率/kHz	9.6
滤波电感/ μ H	300
滤波电容/ μ F	40
滤波电容串联电阻/ Ω	4
滤波电容并联电阻/k Ω	10
调节系数 k	2

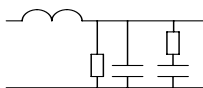


图5 一相滤波器结构

Fig. 5 Form of one phase filter

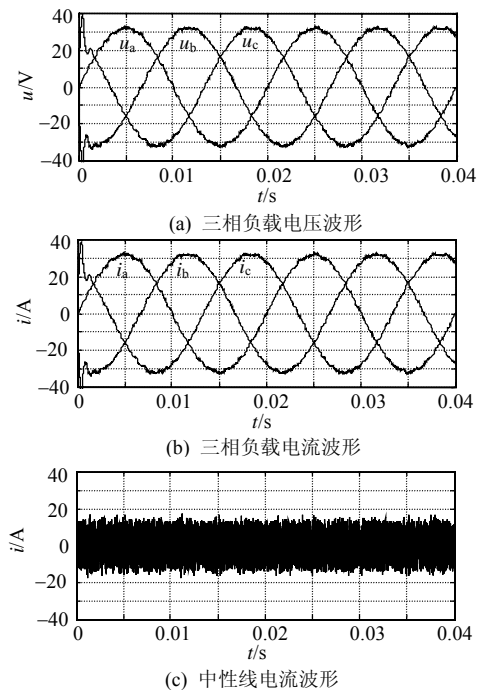


图6 平衡负载波形

Fig. 6 Waveforms under the balanced load

件为: A、B、C三相电阻 10Ω 。图6(a)给出了输出电压波形, 上电约1.5个周期后A相、B相和C相的 η_{THD} 分别为2.4%、2.2%和2.3%。图6(b)和(c)给出了负载电流和中性线电流波形。

4.2 不平衡负载

图7给出了不平衡负载条件下的仿真结果, 负载

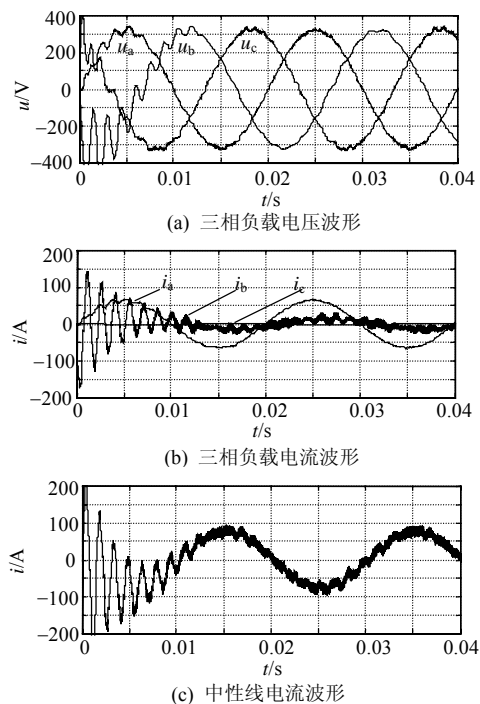


图7 不平衡负载波形

Fig. 7 Waveforms under the unbalanced load

条件为：A相电阻为 $5\ \Omega$ 、B相电容 $140\ \mu\text{F}$ 、C三相电阻 $1000\ \Omega$ 。图7(a)给出了输出电压波形，上电约1.5个周期后A相、B相和C相的 η_{THD} 分别为2.4%、3%和2.7%。图7(b)和(c)给出了负载电流和中性线电流波形，对于启动电流过大问题可通过设计一个逐渐增加电压的启动过程解决。

4.3 突加负载

图 8 给出了突变负载条件下的仿真结果，负载条件为：A相电阻由空载突加到 $5\ \Omega$ 、B相电阻为 $50\ \Omega$ 、C三相电阻为 $50\ \Omega$ 。图 8(a)给出了输出电压波形，突加负载A相 η_{THD} 变大，恢复后 η_{THD} 为2.4%，B相 η_{THD} 为2.5%，C相 η_{THD} 为2.6%。图 8(b)和(c)给出了负载电流和中性线电流波形。

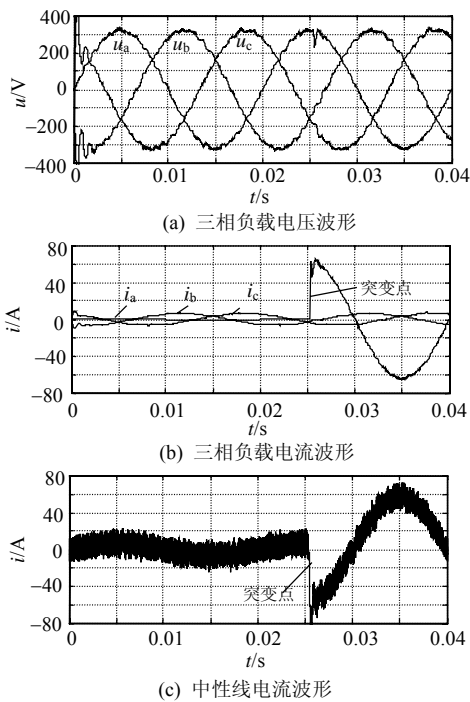


图 8 突加负载波形
Fig. 8 Waveforms under the saltation load

4.4 非线性负载

图 9 给出了非线性负载条件下的仿真结果，负载条件为：A相负载如图 3 所示，其中电容为 $1000\ \mu\text{F}$ ，电阻为 $50\ \Omega$ ；B相电阻为 $10\ \Omega$ ；C三相电阻为 $10\ \Omega$ 。图 9(a)给出了输出电压波形，上电约1.5个周期后A相、B相和C相的 η_{THD} 分别为4%、2.3%和2.5%。图 9(b)和(c)给出了负载电流和中性线电流波形，对于A相第一周期电流过大，实际应用中可对图3中电容第一次充电有限流措施。从图9(a)可见A相电压波形失真较大，为了改善波形可适当减小相电感值，增加滤波电容值。

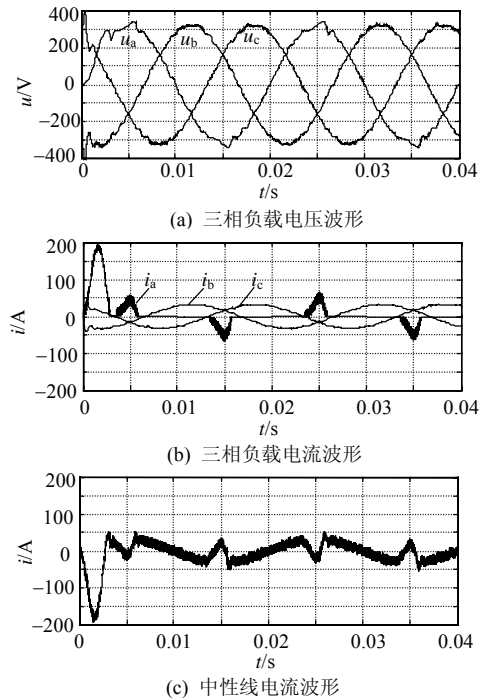


图 9 非线性负载波形

Fig. 9 Waveforms under the nonlinear load

5 结论

本文针对四桥臂逆变器提出了通过第四桥臂对不平衡因素进行全补偿的思想，所设计控制方案简单、易行。由于本文着重第四桥臂控制的讨论，所以三相控制方法比较简单。以第四桥臂全补偿思想为基础，进行四桥臂逆变器控制方案研究尚有很大发展空间。同时采用积分电流的控制方法，改变了以往四桥臂逆变器控制方案无法消除检测环节中引入干扰的困境，具有较强的实用性。

目前，电力变换的研究较为侧重实现手段，尚缺乏严格的理论论证，这必将制约这一领域的发展。对于电力电子装置，通过建立精确数学模型，进行严格的系统稳定性论证和动态过程理论分析，必将促进该领域的发展，具有广阔的前景。

参考文献

- [1] Zhang R, Prasad V H, D Boroyevich, et al. Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, 17(3): 314-326.
- [2] 孙驰, 毕增军, 魏光辉. 一种新颖的三相四桥臂逆变器解耦控制的建模与仿真[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 124-129. Sun Chi, Bi Zengjun, Wei Guanghui. Modeling and simulation of a three-phase four-leg inverter based on a novel decoupled control technique[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(1): 124-129(in Chinese).
- [3] stefanovic V. Power factor improvement with a modified phase-controlled converter[J]. IEEE Trans. on Industry

- Applications, 1979, 15(2): 193-201.
- [4] Quinn C A, Mohan N, Mehta H. A four-wire current-controlled converter provides harmonic neutralization in three-phase four-wire systems[C]. in Proc. IEEE-APEC Conf., San Diego, CA, 1993.
- [5] Ryan M J, De Doncker R W, Lorenz R D. Decoupled control of a four-leg inverter via a new 4×4 transformation matrix[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2001, 16(5): 694-701.
- [6] Prasad V H, Boroyevich D, Zhang R. Analysis and comparison of space vector modulation schemes for a four-leg voltage source inverter[C]. in Proc. IEEE-APEC Conf., Atlanta, GA, 1997.
- [7] Ryan M J, Lorenz R D, De Doncker R W. Modeling of sinewave inverters: A geometric approach[J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 1999, 46: 1183-1191.
- [8] Ojo O, Kshirsagar P M. Concise modulation Strategies for four-leg voltage source inverters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2004, 19(1): .
- [9] 陈新, 龚春英, 酃鸣, 等. 应用于三相变换器的三维空间适量调制[J]. 南京航空航天大学学报, 2002, 34(2): 148-153.
Chen Xin, Gong Chunying, Li Ming, et al. 3-D space vector modulation in three-phase inverter[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2002, 34(2): 148-153(in Chinese).
- [10] 万山明, 吴芳, 黄声华. 三相四桥臂电压源高频链逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(1): 47-51.
Wan Shanming, Wu Fang, Huang Shenghua. Three phase four-leg voltage source high frequency link inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(1): 47-51(in Chinese).
- [11] Kim J H, Sul S K. A carrier-based PWM method for three-phase four-leg voltage source converter[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, 19(1): 66-75.
- [12] 杨宏, 阮新波, 严仰光. 四桥臂三相逆变器的 PWM 控制[J]. 南京航空航天大学学报, 2002, 34(6): 575-579.
Yang Hong, Ruan Xinbo, Yan Yangguang. PWM control of a four-leg three-phase inverter[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2002, 34(6): 575-579(in Chinese).
- [13] 阮新波, 严仰光. 四桥臂三相逆变器的控制策略[J]. 电工技术学报, 2000, 15(1): 61-64.
Ruan Xinbo, Yan Yangguang. The control strategy for three-phase inverter with four bridge legs[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2000, 15(1): 61-64(in Chinese).
- [14] 孔雪娟, 王荆江, 彭力. 基于内模原理的三相电压源型逆变器的波形控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 67-70.
Kong Xuejuan, Wang Jingjiang, Peng Li. The control scheme of three-phase voltage-source inverter output waveform based on internal model theory[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(7): 67-70(in Chinese).
- [15] 周卫平, 吴国正, 唐劲松, 等. SVPWM 的等效算法及 SVPWM 与 SPWM 的本质联系[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(2): 133-137.
Zhou Weiping, Wu Guozheng, Tang Jinsong, et al. A novel algorithm of SVPWM and study on the essential relationship between SVPWM and SPWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(2): 133-137(in Chinese).
- [16] 明正峰, 钟彦儒. SVPWM 技术在直流母线零电压过渡三相逆变器中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(6): 56-61.
Ming Zhengfeng, Zhong Yanru. Research on SVPWM method applied in Dc-rail zero-voltage-transition three-phase inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(6): 56-61(in Chinese).

收稿日期: 2007-03-21.

作者简介:

刘秀翀(1970—), 男, 辽宁沈阳人, 博士研究生, 讲师, 研究方向为电力电子与电力传动、综合电气化与自动化;

张化光(1959—), 男, 吉林省吉林市人, 教授, 博士生导师, 长江学者, 研究方向为控制科学与应用;

陈宏志(1964—), 男, 辽宁锦州人, 硕士, 讲师, 研究方向为电力电子与电力传动、电力系统自动化。

(编辑 王彦骏)