

## 基于三相综合补偿的四桥臂逆变器控制

刘秀翀, 褚恩辉, 张化光  
(东北大学 信息科学与工程学院, 辽宁 沈阳 110004)

**摘要:** 针对四桥臂逆变器, 提出了基于三相综合补偿的四桥臂控制方法。分析了四个桥臂在逆变过程中的作用, 形成了三相综合补偿策略。该补偿策略用第四桥臂补偿输出不平衡因素, 形成第四桥臂和各相桥臂综合补偿相电压的模式, 发挥出四桥臂结构的优势, 在阻性(或感性)不平衡负载条件下, 增强了控制能力。基于三相综合补偿策略, 文中针对电感电流为正弦波的特征, 采用积分算法逼近电感电压, 构造闭环控制结构, 并给出四个桥臂的控制方法。该控制方法避免了微分算法引入的高频干扰和通用滤波算法引入的相位偏移, 确保了输出电压收敛于理想波形。仿真结果验证了四桥臂综合控制方法的有效性。

**关键词:** 四桥臂逆变器; 三相综合补偿; 综合控制方法

**中图分类号:** TM 464      **文献标志码:** A      **文章编号:** 1007-449X(2010)08-0038-07

## A control scheme for four-leg inverter based on three-phase integrated compensation

LIU Xiu-chong, CHU En-hui, ZHANG Hua-guang  
(School of Information Science and Engineering, North-eastern University, Shenyang 110004, China)

**Abstract:** A control scheme based on three-phase integrated compensation is proposed for four-leg inverter. The functions of four legs are analyzed in the power conversion process, and the integrated compensation strategy for three-phase voltages is formed. In the proposed compensation strategy, unbalanced factor is compensated by the fourth leg, and phase voltages are synthetically compensated by the fourth leg and every phase legs, so that the advantage of the four-leg topology is exerted and the control ability is increased under the resistance and inductance unbalance loads. Based on the integrated compensation strategy, an integral algorithm is proposed to approach inductor voltage according to the property that inductor current is sine-wave, a closed-loop control structure is constructed, and an integrated control scheme is proposed for four legs. The proposed control scheme avoids high frequency interference introduced by the differential algorithm and the phase difference made by additional filters, and makes output voltages converge on the ideal waveform. The effectiveness of the proposed control scheme is verified by simulation results.

**Key words:** four-leg inverter; three-phase integrated compensation; integrated control scheme

收稿日期: 2009-03-27

基金项目: 国家 863 高技术基金资助项目(2006AA04Z183)

作者简介: 刘秀翀(1970—), 男, 博士, 讲师, 研究方向为电力电子与电力传动;

褚恩辉(1965—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子与电力传动;

张化光(1959—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为控制科学与应用。

## 0 引言

随着新能源战略的实施,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。作为该系统的输出单元,四桥臂逆变器决定了系统的最终输出电能质量<sup>[1]</sup>。

针对四桥臂逆变结构,国际上主流的控制方法是三维空间矢量调制(3DSVM),其基础是构建三维矢量空间<sup>[2-5]</sup>。Michael J. Ryan 等人<sup>[6]</sup>通过对四桥臂结构的研究指出:三维矢量空间是桥臂电压所在四维矢量空间投影形成的,而这一投影关系可以通过一个坐标变换矩阵来描述。这一描述暗示:在设计四桥臂控制的过程中,需要根据系统的结构特征建立一种新的约束关系(如确定的投影关系)。

在设计四桥臂控制的过程中,建立新的约束关系的必要性由四桥臂逆变结构决定。通过对四桥臂逆变结构的研究,不难发现:1)因为4个桥臂电压分别由各桥臂开关状态决定,所以系统存在4个控制;2)因为4个桥臂连接了负载供电电路,所以系统存在3个独立方程。由此可见:要想确定4个桥臂的控制,必须构建新的约束关系<sup>[7-10]</sup>。

文献[11]通过分析系统的耦合原因,揭示了构建这一约束关系的最朴素思想——解耦,并揭示了这一约束关系的本质为满足三相负载中点电压为零<sup>[11-12]</sup>。不难发现:这类解耦方案对三相不平衡因素的补偿完全通过三相桥臂实现,并没有充分发挥四桥臂结构优势。文献[1]提出了一种新的构建约束关系的思想,即通过第四桥臂对负载产生的不平衡因素进行补偿的思想,但该文献缺乏对三相桥臂控制的深入研究,因此系统控制性能并不理想。

借鉴第四桥臂对负载产生的不平衡因素进行补偿的思想,文中分析了三相桥臂在逆变过程中的作用,形成三相综合补偿策略。以该补偿策略为基础,本文进一步提出了基于三相综合补偿的四桥臂控制方法。该控制方法采用积分算法逼近三相电感电压,达到了不产生波形失真的滤波效果,并解决了文献[1]中采用三相开环控制所存在的稳态误差问题,确保输出电压收敛于理想状态。

## 1 四桥臂逆变结构模型

图1给出了四桥臂逆变电路结构,其中四个桥臂电压为 $u_a, u_b, u_c, u_f$ ,输出电压为 $u_{AG}, u_{BG}, u_{CG}$ ,桥臂电流为 $i_a, i_b, i_c, i_f$ 。

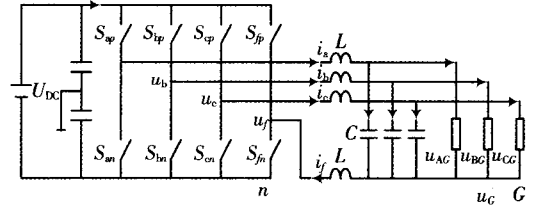


图1 四桥臂逆变电路

Fig. 1 Structure of four-leg inverter circuit

以直流母线中点为参考电平,定义开关函数为

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

其中 $i$ 为 $\{a, b, c, f\}$ ,则开关状态-1和1对应桥臂电压为 $-0.5U_{DC}$ 和 $0.5U_{DC}$ 。因此桥臂电压可以表示为

$$\begin{bmatrix} u_a & u_b & u_c & u_f \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} 0.5U_{DC}S_a & 0.5U_{DC}S_b & 0.5U_{DC}S_c & 0.5U_{DC}S_f \end{bmatrix}^T, \quad (2)$$

其中 $U_{DC}$ 为直流母线电压。根据图1,采用状态空间平均法,可以得到四桥臂逆变结构的数学描述

$$C \begin{bmatrix} 2Z_A i''_A + Z_B i''_B + Z_C i''_C \\ Z_A i''_A + 2Z_B i''_B + Z_C i''_C \\ Z_A i''_A + Z_B i''_B + 2Z_C i''_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2i'_A + i'_B + i'_C \\ i'_A + 2i'_B + i'_C \\ i'_A + i'_B + 2i'_C \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -Z_A i_A + u_a - u_f \\ -Z_B i_B + u_b - u_f \\ -Z_C i_C + u_c - u_f \end{bmatrix} \quad (3)$$

和各物理量的关系

$$\left. \begin{aligned} & [u_a - u_f \quad u_b - u_f \quad u_c - u_f] = \\ & L [i'_a + i'_f \quad i'_b + i'_f \quad i'_c + i'_f] + [u_{AG} \quad u_{BG} \quad u_{CG}], \\ & i_f = i_a + i_b + i_c, \\ & [i_a \quad i_b \quad i_c] = [Cu'_{AG} + i_A \quad Cu'_{BG} + i_B \quad Cu'_{CG} + i_C], \\ & [i_A \quad i_B \quad i_C] = \begin{bmatrix} u_{AG} & u_{BG} & u_{CG} \\ Z_A & Z_B & Z_C \end{bmatrix}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中: $i_A, i_B, i_C$ 为三相负载电流; $Z_A, Z_B, Z_C$ 为负载。

## 2 三相综合补偿策略

分析四桥臂逆变器结构发现:第四桥臂的引入是为了解决负载不平衡因素的影响,因此第四桥臂在逆变过程中应发挥补偿负载不平衡因素的作用。文献[1]给出了第四桥臂电压的理想值

$$u_f^* = -\frac{4L}{3} i'_f. \quad (5)$$

由式(4),可得

$$u_a + u_b + u_c - 3u_f = 4Li_f' + u_{AC} + u_{BC} + u_{CC} \quad (6)$$

将式(5)中  $u_f^*$  作为  $u_f$  代入式(6), 可得

$$u_a + u_b + u_c = u_{AC} + u_{BC} + u_{CC} \quad (7)$$

根据式(7), 为了使三相输出电压  $u_{AC}$ 、 $u_{BC}$ 、 $u_{CC}$  保持理想的三相对称状态, 应满足

$$u_a + u_b + u_c = 0 \quad (8)$$

由于三相桥臂需要的电压是在三相理想输出电压的基础上加入补偿量, 根据式(8), 三相补偿量之和时时为零。与解耦方案中各相电压独立补偿不同, 相电压补偿是由第四桥臂和各相桥臂综合补偿完成的, 因此称为三相综合补偿策略。

下面以实例阐述三相平衡补偿策略的优势。在A相加载且另两相空载条件下, 对比负载中点电压为零的解耦控制和三相综合补偿, 可知: 1) 在解耦控制中,  $u_a = Li_a' + u_{AC}$ ; 2) 在三相平衡补偿中,  $u_a = \frac{2Li_a'}{3} + u_{AC}$ 。当直流电压一定时, 根据式(1)、(2), 三相桥臂电压最大允许幅值是固定的, 则三相桥臂实际需要的电压幅值越小, 系统控制能力越强; 因此不难得出结论: 在阻性(或感性)不平衡负载条件下, 采用三相综合补偿, 系统控制能力更强。由于感性负载条件下所需桥臂电压大于阻性(或容性)负载条件下所需桥臂电压, 因此在系统控制能力相同的条件下, 三相平衡补偿策略有更强的负载适用性。

### 3 综合补偿控制方法

#### 3.1 控制结构

尽管式(5)给出了第四桥臂电压的理想值, 但直接作为控制显然存在缺点, 主要表现为: 1) 由于高频开关动作使第四桥臂电流  $i_f$  含有丰富的高次谐波, 采用式(5)描述的微分算法会使系统性能变坏; 2) 对第四桥臂电流  $i_f$  的处理缺少滤波过程, 而采用通用滤波方法将影响其基频成分的相位, 无法真实反映  $i_f$ 。为了克服以上缺点, 需要设计评估第四桥臂电感电压的实用方法, 形成第四桥臂控制。

对于正弦量  $i_f$ , 一定存在  $i_f' = -\omega^2 \int i_f dt$ , 其中  $\omega$  为角速度, 因此第四桥臂控制可以构造为

$$u_f = \frac{4L}{3}\omega^2 \int_{nT}^t (i_A + i_B + i_C) d\tau + \Delta_1 \quad (9)$$

式中:  $T$  为正弦量的周期;  $\Delta_1$  为偏差补偿项。

设第四桥臂电压理想值与实际控制的误差  $\Delta u_f$ 、输出电压误差  $e_1$ 、 $e_2$ 、 $e_3$  分别为

$$\Delta u_f = -\frac{4L}{3}i_f' - u_f \quad (10)$$

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= (U_R - U_A) \sin(\omega t), \\ e_2 &= (U_R - U_B) \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \\ e_3 &= (U_R - U_C) \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right), \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

式中:  $U_R$  为理想输出电压幅值;  $U_A$ 、 $U_B$ 、 $U_C$  分别为三相输出电压  $u_{AC}$ 、 $u_{BC}$ 、 $u_{CC}$  的幅值。根据式(4)、(9), 可得

$$\begin{aligned} \Delta u_f &= \frac{4L}{3} \left[ \left( \frac{e_1'}{Z_A} + \frac{e_2'}{Z_B} + \frac{e_3'}{Z_C} \right) + C(e_1'' + e_2'' + e_3'') \right] + \\ &\quad \frac{4L\omega^2}{3} \int_{nT}^t \left( \frac{e_1}{Z_A} + \frac{e_2}{Z_B} + \frac{e_3}{Z_C} \right) d\tau - \\ &\quad \frac{4L\omega U_R}{3} \left( \frac{\cos 0}{Z_A} + \frac{\cos \frac{2\pi}{3}}{Z_B} + \frac{\cos \frac{4\pi}{3}}{Z_C} \right) - \Delta_1 \quad (12) \end{aligned}$$

由于第四桥臂控制的设计应保证  $\Delta u_f$  收敛于零, 根据式(12),  $\Delta_1$  可构造为

$$\Delta_1 = -\frac{4L\omega^2 U_R}{3} \int_{t-T}^t \int_{nT}^{\tau} \left( \frac{i_A}{U_A} + \frac{i_B}{U_B} + \frac{i_C}{U_C} \right) d\xi d\tau + f_1 \quad (13)$$

其中  $f_1$  为  $e_1$ 、 $e_2$ 、 $e_3$  的函数。

综上所述, 第四桥臂控制构造为

$$\begin{aligned} u_f &= \frac{4L}{3}\omega^2 \int_{nT}^t (i_A + i_B + i_C) d\tau + f_1 - \\ &\quad \frac{4L\omega^2 U_R}{3T} \int_{t-T}^t \int_{nT}^{\tau} \left( \frac{i_A}{U_A} + \frac{i_B}{U_B} + \frac{i_C}{U_C} \right) d\xi d\tau \quad (14) \end{aligned}$$

则第四桥臂电压理想值与实际控制的误差为

$$\begin{aligned} \Delta u_f &= \frac{4LC}{3} (e_1'' + e_2'' + e_3'') + \frac{4L}{3} \left( \frac{e_1'}{Z_A} + \frac{e_2'}{Z_B} + \frac{e_3'}{Z_C} \right) + \\ &\quad \frac{4L\omega^2}{3} \int_{nT}^t \left( \frac{e_1}{Z_A} + \frac{e_2}{Z_B} + \frac{e_3}{Z_C} \right) d\tau - f_1 \quad (15) \end{aligned}$$

借鉴第四桥臂的控制结构并遵循三相综合补偿原则, 三相控制结构可构造为

$$\begin{aligned} u_a &= f_a(t) + L\omega^2 \int_{nT}^t \left( k_1 i_A + \frac{1}{3} i_B + \frac{1}{3} i_C \right) d\tau + \\ &\quad \frac{L\omega^2 U_R}{T} \int_{t-T}^t \int_{nT}^{\tau} \left( -\frac{k_1 i_A}{U_A} - \frac{i_B}{3U_B} - \frac{i_C}{3U_C} \right) d\xi d\tau \quad (16) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_b &= f_b(t) + L\omega^2 \int_{nT}^t \left( \frac{1}{3} i_A + k_1 i_B + \frac{1}{3} i_C \right) d\tau + \\ &\quad \frac{L\omega^2 U_R}{T} \int_{t-T}^t \int_{nT}^{\tau} \left( -\frac{i_A}{3U_A} - \frac{k_1 i_B}{U_B} - \frac{i_C}{3U_C} \right) d\xi d\tau \quad (17) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_c &= f_c(t) + L\omega^2 \int_{nT}^t \left( \frac{1}{3} i_A + \frac{1}{3} i_B + k_1 i_C \right) d\tau + \\ &\quad \frac{L\omega^2 U_R}{T} \int_{t-T}^t \int_{nT}^{\tau} \left( -\frac{i_A}{3U_A} - \frac{i_B}{3U_B} - \frac{k_1 i_C}{U_C} \right) d\xi d\tau \quad (18) \end{aligned}$$

其中  $k_1$ 、 $f_a(t)$ 、 $f_b(t)$ 、 $f_c(t)$  待定。

### 3.2 控制的确定

根据输出误差收敛于零的原则,可以确定  $f_1$ ,  $f_a(t)$ ,  $f_b(t)$ ,  $f_c(t)$ ,  $k_1$ 。由式(3)、(4)、(10)、(14)、(15),可得

$$LC \begin{bmatrix} Z_A i_A'' \\ Z_B i_B'' \\ Z_C i_C'' \end{bmatrix} + L \begin{bmatrix} i_A' \\ i_B' \\ i_C' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z_A i_A \\ Z_B i_B \\ Z_C i_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_a - g_1 \\ u_b - g_1 \\ u_c - g_1 \end{bmatrix} = 0, \quad (19)$$

式中:

$$g_1 = \frac{L\omega^2}{3} \int_{nT}^t (i_A + i_B + i_C) d\tau - \frac{L\omega^2 U_R}{3T} \int_{1-T}^t \int_{nT}^{\tau} \left( \frac{i_A}{U_A} + \frac{i_B}{U_B} + \frac{i_C}{U_C} \right) d\xi d\tau + \Delta_2; \quad (20)$$

$$\Delta_2 = -LC(e_1'' + e_2'' + e_3'') - L \left( \frac{e_1'}{Z_A} + \frac{e_2'}{Z_B} + \frac{e_3'}{Z_C} \right) - L\omega^2 \int_{nT}^t \left( \frac{e_1}{Z_A} + \frac{e_2}{Z_B} + \frac{e_3}{Z_C} \right) d\tau + f_1. \quad (21)$$

由式(4),(11),可得

$$\left. \begin{aligned} i_A &= \frac{(U_R \sin(\omega t) - e_1)}{Z_A}, \\ i_B &= \frac{[U_R \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - e_2]}{Z_B}, \\ i_C &= \frac{[U_R \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) - e_3]}{Z_C}. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

将式(16)、(17)、(18)、(20)、(21)、(22)代入式(19),可得系统误差方程

$$LC \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1'' \\ e_2'' \\ e_3'' \end{bmatrix} = -L \begin{bmatrix} \frac{2}{Z_A} & \frac{1}{Z_B} & \frac{1}{Z_C} \\ \frac{1}{Z_A} & \frac{2}{Z_B} & \frac{1}{Z_C} \\ \frac{1}{Z_A} & \frac{1}{Z_B} & \frac{2}{Z_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1' \\ e_2' \\ e_3' \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} - L\omega^2 \begin{bmatrix} \frac{(\frac{4}{3} - k_1)}{Z_A} & \frac{1}{Z_B} & \frac{1}{Z_C} \\ \frac{1}{Z_A} & \frac{(\frac{4}{3} - k_1)}{Z_B} & \frac{1}{Z_C} \\ \frac{1}{Z_A} & \frac{1}{Z_B} & \frac{(\frac{4}{3} - k_1)}{Z_C} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \int_{nT}^t e_1 d\tau \\ \int_{nT}^t e_2 d\tau \\ \int_{nT}^t e_3 d\tau \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_1 \\ f_1 \\ f_1 \end{bmatrix} + \Delta_3, \quad (23)$$

其中

$$\Delta_3 = \begin{bmatrix} -LC\omega^2 U_R \sin(\omega t) + U_R \sin(\omega t) + \frac{L\omega U_R \cos(\omega t)}{Z_A} \left( k_1 + \frac{2}{3} \right) - f_a(t) \\ -LC\omega^2 U_R \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + U_R \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{L\omega U_R \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)}{Z_B} \left( k_1 + \frac{2}{3} \right) - f_b(t) \\ -LC\omega^2 U_R \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + U_R \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{L\omega U_R \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)}{Z_C} \left( k_1 + \frac{2}{3} \right) - f_c(t) \end{bmatrix}. \quad (24)$$

若要保证三相输出电压收敛于理想值,输出电压误差  $e_1, e_2, e_3$  应收敛于零。而若要  $e_1, e_2, e_3$  收敛于零,式(23)描述的系统应确保零动态,即

$$\Delta_3 = 0. \quad (25)$$

由于负载是任意的,式(25)成立的条件为

$$\left. \begin{aligned} f_a(t) &= U_R \sin(\omega t) - LC\omega^2 U_R \sin(\omega t), \\ f_b(t) &= U_R \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - LC\omega^2 U_R \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \\ f_c(t) &= U_R \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) - LC\omega^2 U_R \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right), \\ k_1 &= -\frac{2}{3}. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

将式(25)代入式(23),可简化系统误差模型为

$$C \begin{bmatrix} e_1'' \\ e_2'' \\ e_3'' \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{e_1'}{Z_A} \\ \frac{e_2'}{Z_B} \\ \frac{e_3'}{Z_C} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} - \omega^2 \begin{bmatrix} \int_{nT}^t \frac{e_1}{Z_A} d\tau \\ \int_{nT}^t \frac{e_2}{Z_B} d\tau \\ \int_{nT}^t \frac{e_3}{Z_C} d\tau \end{bmatrix} + \frac{\Delta_4}{4L} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (27)$$

其中  $\Delta_4 = f_1 + (e_1 + e_2 + e_3)$ 。

为实现三相误差解耦,根据式(27),可设计

$$f_1 = -e_1 - e_2 - e_3, \quad (28)$$

则系统误差模型可简化为

$$LC \begin{bmatrix} e_1'' & e_2'' & e_3'' \end{bmatrix} = -L \begin{bmatrix} \frac{e_1'}{Z_A} & \frac{e_2'}{Z_B} & \frac{e_3'}{Z_C} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_1 & e_2 & e_3 \end{bmatrix} - L\omega^2 \begin{bmatrix} \int_{nT}^t \frac{e_1}{Z_A} d\tau & \int_{nT}^t \frac{e_2}{Z_B} d\tau & \int_{nT}^t \frac{e_3}{Z_C} d\tau \end{bmatrix}. \quad (29)$$

综上所述,四桥臂控制描述为

$$u_f = \frac{4L}{3}\omega^2 \int_{nT}^t (i_A + i_B + i_C) d\tau - (e_1 + e_2 + e_3) - \frac{4L\omega^2 U_R}{3T} \int_{t-T}^t \int_{nT}^{\tau} \left( \frac{i_A}{U_A} + \frac{i_B}{U_B} + \frac{i_C}{U_C} \right) d\xi d\tau, \quad (30)$$

$$u_a = -L\omega^2 \int_{nT}^t \left( \frac{2}{3}i_A - \frac{1}{3}i_B - \frac{1}{3}i_C \right) d\tau + \frac{L\omega^2 U_R}{T} \int_{t-T}^t \int_{nT}^{\tau} \left( \frac{2i_A}{3U_A} - \frac{i_B}{3U_B} - \frac{i_C}{3U_C} \right) d\xi d\tau + U_R \sin(\omega t) - LC\omega^2 U_R \sin(\omega t), \quad (31)$$

$$u_b = L\omega^2 \int_{nT}^t \left( \frac{1}{3}i_A - \frac{2}{3}i_B + \frac{1}{3}i_C \right) d\tau - \frac{L\omega^2 U_R}{T} \int_{t-T}^t \int_{nT}^{\tau} \left( \frac{i_A}{3U_A} - \frac{2i_B}{3U_B} + \frac{i_C}{3U_C} \right) d\xi d\tau + U_R \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - LC\omega^2 U_R \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (32)$$

$$u_c = L\omega^2 \int_{nT}^t \left( \frac{1}{3}i_A + \frac{1}{3}i_B - \frac{2}{3}i_C \right) d\tau - \frac{L\omega^2 U_R}{T} \int_{t-T}^t \int_{nT}^{\tau} \left( \frac{i_A}{3U_A} + \frac{i_B}{3U_B} - \frac{2i_C}{3U_C} \right) d\xi d\tau + U_R \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) - LC\omega^2 U_R \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right). \quad (33)$$

根据式(30)、(31)、(32)、(33)描述的控制可知:1)第四桥臂控制 $u_f$ 由2个环节构成,即积分评估算法(等式后积分项)和算法偏差补偿(等式后偏差项);2)三相控制 $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$ 由3个环节构成,即积分评估算法(等式后积分项)、算法偏差补偿(等式后最后一项)和给定基准(等式后第三项)。

控制环节的原理图在仿真部分给出。在四桥臂控制中,由于被积分的物理量采用负载电流,而不是各桥臂的电流,因此对积分算法进行偏差补偿是必要的。在四桥臂控制中,积分算法由一重积分和二重积分两部分构成,其中:采用周期积分形式,避免

了积分累积误差;采用二重积分形式,消除了由积分初值引入的直流偏置。

### 3.3 系统稳定性分析

根据式(29),不难得出误差收敛于零的充分必要条件:①式(29)中各项系数为正;② $\frac{(1-LC\omega^2)}{LC} > 0$ 。

在实际应用中,电感 $L$ 和电容 $C$ 必然大于零且不会无限大,角速度 $\omega$ 大于零。因此系统稳定的前提是满足以下3点:①适当设计电感和电容的值,满足 $1-LC\omega^2 > 0$ ;②在滤波电容处并联一个大负载,确保各相负载不是无穷大;③供电范围限于能耗特性负载。

## 4 仿真结果

图2给出系统仿真结构,图3给出控制环节的仿真结构。该仿真完全按照实际系统进行构建。为了研究不平衡负载条件下系统的性能,负载采用以下形式:A相电阻(10 k $\Omega$ ),B相电阻(6  $\Omega$ )串联电容(2.5 mF),C相电阻(3  $\Omega$ )串联电感(2 mH)。

通过仿真研究发现:四桥臂逆变系统如果完全采用图1给出的滤波结构,系统的动态性能并不理想;而采用图2所示滤波结构(滤波电感为1 mH,滤波电容为60  $\mu$ F,滤波电容串联的电阻为2  $\Omega$ ),系统的动态性能明显改善,这也是美国CAPSTONE公司的相关产品采用这一结构的原因。

图4给出负载不平衡条件下的仿真结果。由图4(a)可知,三相输出电压波形完美,波形的畸变率(THD)小于1.5%。由图4(b)可知,三相负载电流呈不对称状态,体现出负载不平衡特性。由图4(c)可知,在高频开关的作用下,第四桥臂电流存在高频毛刺,但波形总体呈正弦趋势。表1给出本文仿真结果与文献[1]的比较,体现出所提方法的优越性。

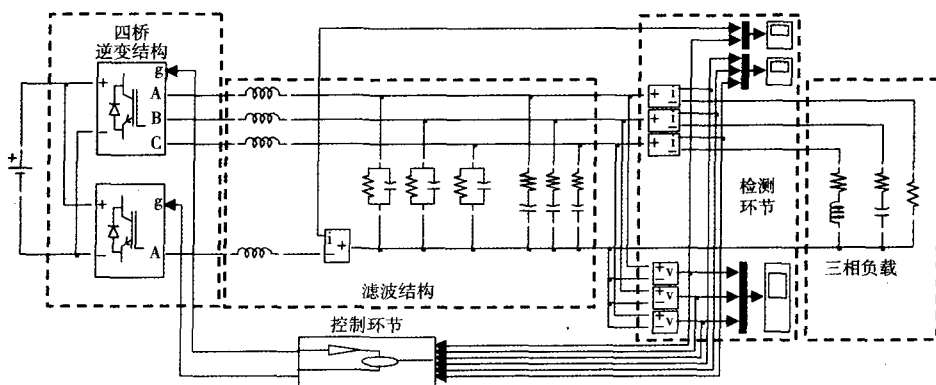


图2 四桥臂逆变器仿真系统

Fig. 2 Simulation system of four-leg inverter

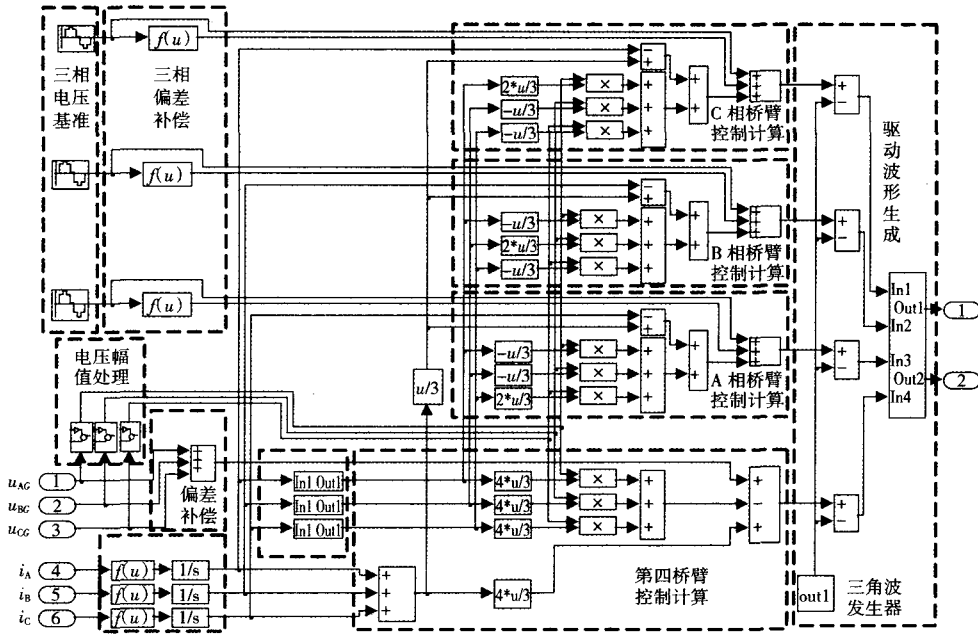


图 3 控制环节

Fig. 3 Control unit

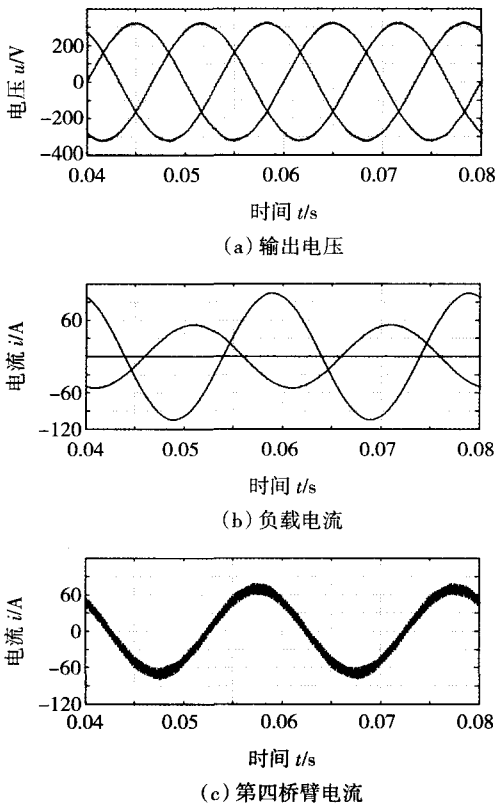


图 4 不平衡负载波形

Fig. 4 Waveforms under the unbalanced load

表 1 不同方法仿真结果比较

Table 1 Comparison of the control methods

本文所提方法		文献[1]的方法	
波形畸变率(%)	稳态误差	波形畸变率(%)	稳态误差
1.5	无	3	有

### 5 结论

针对四桥臂逆变器,提出了基于三相综合补偿的控制方法。该控制方法包含两方面内容:三相综合补偿策略;四桥臂控制方法。

三相综合补偿策略在阻性(或感性)不平衡负载的条件下,将三相控制幅度合理压缩,提高了系统的控制能力,使系统具有更强的负载适用性。四桥臂控制方法采用积分算法评估电感电压,达到了不产生电流波形失真的滤波效果。该算法采用周期积分形式,将一重积分和二重积分有机结合,既避免了积分累积误差,又消除了由积分初值引入的直流偏置,更容易推广到四桥臂逆变器的工程应用中。

### 参考文献:

[1] 刘秀翀,张化光,陈宏志. 四桥臂逆变器中第四桥臂的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(33): 87-92.  
 LIU Xiuchong, ZHANG Huaguang, CHEN Hongzhi. Control strategy of fourth leg in four-leg inverter [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2007, 27(33): 87-92.

[2] RYAN M J, DONCKER R W D, LORENZ R D. Decoupled control of a four-leg inverter via a new  $4 \times 4$  transformation matrix [J]. *IEEE Trans Power electronics*, 2001, 16(5): 694-701.

[3] 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): 124-130.  
 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

- 130.

- [4] 龚春英, 熊宇, 郦鸣, 等. 四桥臂三相逆变电源的三维空间矢量控制技术[J]. 电工技术学报, 2004, 19(12): 29-36.  
GONG Chunying, XIONG Yu, LI Ming, et al. Study of space vector modulation of four-legged three-phase inverter [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2004, 19(12): 29-36.
- [5] 吴睿, 谢少军. 基于 abc 坐标系空间矢量控制的三相四桥臂电压源型逆变器研究[J]. 电工技术学报, 2005, 20(12): 47-52.  
WU Rui, XIE Shaojun. Research on the four-leg voltage source inverters base on space vector modulation in abc coordinates [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2005, 20(12): 47-52.
- [6] RYAN M J, LORENZ R D, DONCKER R W D. Modeling of sinewave inverters; A geometric approach [C]//24th Annual IEEE IECON. Aachen: IEEE Xplore, 1998: 396-401.
- [7] 林金燕, 王正仕, 陈辉明, 等. 一种高性能三相四桥臂逆变器控制器的设计[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(22): 101-105.  
LIN Jinyan, WANG Zhengshi, CHEN Huiming, et al. High performance controller design for three-phase four-leg inverters [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2007, 27(22): 101-105.
- [8] JANGHWAN K, SEUNGKI S. A carrier-based PWM method for three-phase four-leg voltage source converters [J]. *IEEE Trans Power electronics*, 2004, 19(1): 66-75.
- [9] 孙驰, 鲁军勇, 马伟明. 一种新的三相四桥臂逆变器控制方法[J]. 电工技术学报, 2007, 27(19): 57-63.  
SUN Chi, LU Junyong, MA Weiming. A novel control method for three-phase four-leg inverter [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2007, 27(19): 57-63.
- [10] 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.  
ZHANG Fanghua, DING Yong, WANG Huizhen, et al. The SHE control strategy on three-phase four-leg inverter [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2007, 27(7): 82-87.
- [11] 陈宏志, 刘秀琳. 四桥臂三相逆变器的解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(19): 74-79.  
CHEN Hongzhi, LIU Xiuchong. Decoupling control of three-phase four-legged inverter [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2007, 27(19): 74-79.
- [12] 官二勇, 宋平岗, 叶满园. 基于三次谐波注入法的三相四桥臂逆变电源[J]. 电工技术学报, 2005, 20(12): 43-46.  
GUAN Eryong, SONG Pinggang, YE Manyuan. Three-phase inverter with four bridge legs based on three harmonic injection method [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2005, 20(12): 43-46.

(编辑:张静)