三相四线制有源滤波器的新型无差拍控制

唐 健[1,2]，王 翔[3]，何英杰[1]，王成智[1]，邹云屏[1]
（1.华中科技大学电气与电子工程学院，湖北省武汉市 430074；2.电子科技大学机电学院，四川省成都市 610054）
（3.湖南省电力公司，湖南省长沙市 410007）

摘要： 建立了三相四线制有源滤波器的完整数学模型。针对三相四线制有源滤波器，提出了一种基于重复预测型谐波电流观测器的新型无差拍控制方案，以改善有源滤波器的动态性能。详细阐述了新型无差拍控制的原理、控制系统的离散化模型、重复预测型谐波电流观测器的工作原理及保证其稳定工作的充分条件。基于MATLAB/Simulink的有源滤波器控制系统仿真分析表明，所提出的新型无差拍控制方案在保证系统稳态精度良好的同时有效改善了系统的动态响应。

关键词： 有源滤波器；无差拍控制；三相四线制；三电平

中图分类号： TM76；TN713.8

0 引言

三相四线制系统在工厂供电和城市供电等系统中应用广泛。大量单相非线性负载的存在使得大量谐波电流注入电网，过多的零序电流流过中线还会导致中线过载。因此，研究利用三相四线制有源滤波器对系统谐波、中线电流和三相不平衡电流进行补偿具有重要意义[1-5]。将有源滤波器用于大容量谐波补偿时，存在着器件开关频率与补偿容量之间的矛盾[6-10]，基于二极管钳位的多电平拓扑是解决该矛盾的一种有代表性的方案[7-8,11]。该方案可以保证在较低开关频率下也能获得较好的输出波形。

有源滤波器能否准确跟踪指令信号的变化是决定系统补偿效果的关键因素。无差拍控制作为一种近年兴起的控制方法具有数学推导严密、跟踪无过冲、动态性能好等优点[12]。文献[6]针对三相三线制系统，提出了一种以上一基波周期的谐波电流值作为当前周期的谐波电流预测值的无差拍控制策略。该方案稳态精度好，但将其应用于三相四线制系统中时，若负载突变则电源电流畸变严重。

本文针对三相四线制有源滤波器，提出了利用重复预测型谐波电流观测器预测谐波电流的 $d,q,0$ 分量来改进无差拍控制效果的控制方案。

1 工作原理和数学模型

三相四线制三电平三桥臂有源滤波器的主电路结构如图1所示。其工作原理为：实时检测三相非线性负载的瞬时电流值，将其送入谐波检测电路检测出其中的谐波电流值，由有源滤波器输出相应的补偿值以滤除谐波电流。

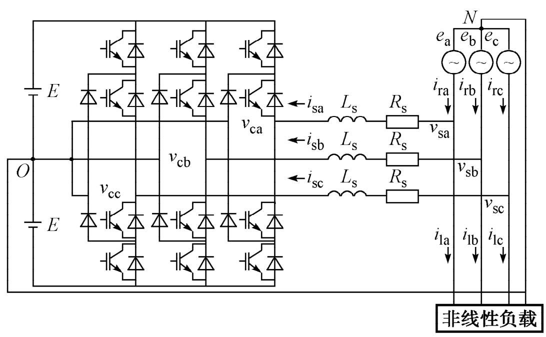

图1 三相四线制三电平三桥臂有源滤波器的主电路
Fig.1 Main circuit of three-level three-leg inverter based three-phase four-wire active power filter

由图1可知，有如下电流关系成立：

$$\boldsymbol{I}_r = \boldsymbol{I}_s + \boldsymbol{I}_l \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{I}_r$ 为电源电流，$\boldsymbol{I}_r=[i_{ra},i_{rb},i_{rc}]^T$，$i_{ra}$，$i_{rb}$ 和 i_{rc} 为其三相分量；$\boldsymbol{I}_s$ 为有源滤波器输出电流，$\boldsymbol{I}_s=[i_{sa},i_{sb},i_{sc}]^T$，$i_{sa}$，$i_{sb}$ 和 i_{sc} 为其三相分量；$\boldsymbol{I}_l$ 为负载电流，$\boldsymbol{I}_l=[i_{la},i_{lb},i_{lc}]^T$，$i_{la}$，$i_{lb}$ 和 i_{lc} 为其三相分量。

$\boldsymbol{I}_l$ 为负载基波电流的正序分量 $\boldsymbol{I}_1$ 与负载谐波电流及基波零、负序电流之和 $\boldsymbol{I}_h$ 的总和，即有：

$$\boldsymbol{I}_l = \boldsymbol{I}_1 + \boldsymbol{I}_h \tag{2}$$

式中：$\boldsymbol{I}_1=[i_{1a},i_{1b},i_{1c}]^T$，$i_{1a}$，$i_{1b}$ 和 i_{1c} 为 $\boldsymbol{I}_1$ 的三相分量；$\boldsymbol{I}_h=[i_{ha},i_{hb},i_{hc}]^T$，$i_{ha}$，$i_{hb}$ 和 i_{hc} 为 $\boldsymbol{I}_h$ 的三相分量。

可见，只要使有源滤波器的输出电流 $\boldsymbol{I}_s$ 准确跟踪 $-\boldsymbol{I}_h$，就能保证电源只向负载提供与电源电压同频率的基波正序电流 $\boldsymbol{I}_1$，从而使电网电流成为与电源电压同频率的正弦波。

收稿日期：2007-02-02；修回日期：2007-04-26。
国家自然科学基金资助项目（50277017）。

三相四线制有源滤波器在 abc 坐标系下的数学模型为：

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{X} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{U} \tag{3}$$

式中：$\boldsymbol{A}=\mathrm{diag}\{-R_s/L_s,-R_s/L_s,-R_s/L_s\}$，$L_s$ 和 R_s 分别为有源滤波器滤波电感和交流电抗等效电阻；$\boldsymbol{B}=\mathrm{diag}\{1/L_s,1/L_s,1/L_s\}$；$\boldsymbol{X}=[i_{sa},i_{sb},i_{sc}]^{\mathrm{T}}$，$i_{sa}$，$i_{sb}$ 和 i_{sc} 为三相并联型有源滤波器输入电流；$\boldsymbol{U}=[u_{sa}-v_{ca},u_{sb}-v_{cb},u_{sc}-v_{cc}]^{\mathrm{T}}$，$u_{sa}$，$u_{sb}$ 和 u_{sc} 为三相电网输入电压，v_{ca}，v_{cb} 和 v_{cc} 为三电平逆变器输出电压。

为了便于控制系统的设计，将以上模型转换到 $dq0$ 坐标系下，变换矩阵为：

$$\boldsymbol{T}_{\mathrm{abc}/dq0}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}\cos\theta & \cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right)\\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right)\\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}}\end{bmatrix} \tag{4}$$

省略中间推导过程，可以得到三相四线制有源滤波器在 $dq0$ 坐标系下的数学模型为：

$$\dot{\boldsymbol{X}}' = \boldsymbol{A}'\boldsymbol{X}' + \boldsymbol{B}'\boldsymbol{U}' \tag{5}$$

式中：

$$\boldsymbol{U}'=[u_{sd}-v_{cd},u_{sq}-v_{cq},u_{s0}-v_{c0}]^{\mathrm{T}}$$

$$\boldsymbol{X}'=[i_{sd},i_{sq},i_{s0}]^{\mathrm{T}}$$

$$\boldsymbol{A}'=\begin{bmatrix}-\frac{R_s}{L_s} & \omega & 0\\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & 0\\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s}\end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{B}'=\mathrm{diag}\left\{\frac{1}{L_s},\frac{1}{L_s},\frac{1}{L_s}\right\}$$

u_{sd}，u_{sq} 和 u_{s0} 为三相电网输入电压；i_{sd}，i_{sq} 和 i_{s0} 为三相并联型有源滤波器输入电流；ω 为电网电压角频率；v_{cd}，v_{cq} 和 v_{c0} 为逆变器输出电压。

2 无差拍控制系统

2.1 控制系统基本原理

无差拍控制系统的基本原理如图 2 所示。设当前时刻为 kT_s（T_s 为数字控制系统的采样周期，kT_s 在下文中简写为 k），根据电流传感器检测到的当前时刻有源滤波器的输出电流，采用基于瞬时无功理论的谐波检测算法[1]检测出当前时刻的谐波电流值 $i_{hd}(k)$，$i_{hq}(k)$，$i_{h0}(k)$，由重复预测型谐波电流观测器根据当前时刻的谐波电流值预测出下一拍的谐波电流 $\hat{i}_{hd}(k+1)$，$\hat{i}_{hq}(k+1)$，$\hat{i}_{h0}(k+1)$，从而得到下一拍的指令电流值，再根据系统电压 $u_{sd}(k)$，$u_{sq}(k)$，$u_{s0}(k)$，由无差拍控制算法生成变换器的电压指令 $v_{cd}^*(k)$，$v_{cq}^*(k)$，$v_{c0}^*(k)$，通过基于 abc 坐标系的三电平三维空间矢量调制算法选择、计算出三维空间矢量，再由驱动电路驱动主电路开关器件动作[7,12]。

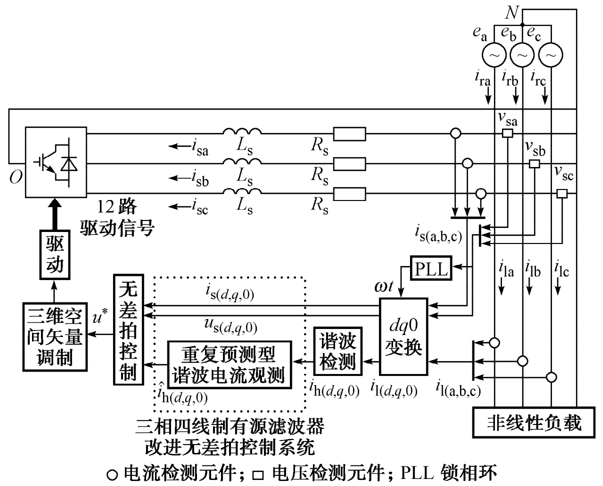

图 2 三相四线制有源滤波器控制系统框图

Fig. 2 Block diagram of control system of three-phase four-wire active power filter

2.2 控制系统离散化模型

为了对指令电流进行无差拍跟踪控制，需将有源滤波器的状态方程在 $dq0$ 坐标系下离散化。已知有源滤波器在 $dq0$ 坐标系下的状态方程如式(5)所示，对该组微分方程求解，采用加零阶保持器离散化的方法，经过一系列推导，得到控制系统的离散化模型如下：

$$\begin{cases} v_{cd}(k)=u_{sd}(k)+\dfrac{i_{sd}(k+1)}{m}-g\dfrac{i_{sd}(k)}{m}-\omega L_s i_{sq}(k)\\ v_{cq}(k)=u_{sq}(k)+\dfrac{i_{sq}(k+1)}{m}-g\dfrac{i_{sq}(k)}{m}+\omega L_s i_{sd}(k)\\ v_{c0}(k)=u_{s0}(k)+\dfrac{i_{s0}(k+1)}{m}-g\dfrac{i_{s0}(k)}{m}\end{cases} \tag{6}$$

将其写为矩阵形式：

$$\boldsymbol{X}(k+1)=\boldsymbol{G}\boldsymbol{X}(k)+\boldsymbol{H}\boldsymbol{U}(k) \tag{7}$$

式中：

$$\boldsymbol{X}(k)=[i_{sd}(k),i_{sq}(k),i_{s0}(k)]^{\mathrm{T}}$$

$$\boldsymbol{G}=\begin{bmatrix} g & \omega L_s m & 0\\ -\omega L_s m & g & 0\\ 0 & 0 & g\end{bmatrix},\boldsymbol{H}=\begin{bmatrix} m & 0 & 0\\ 0 & m & 0\\ 0 & 0 & m\end{bmatrix}$$

$\boldsymbol{U}(k)=[v_{cd}(k)-u_{sd}(k),v_{cq}(k)-u_{sq}(k),v_{c0}(k)-u_{s0}(k)]^{\mathrm{T}}$，$g=\mathrm{e}^{-\frac{R_s}{L_s}T_s}$，$m=1/(R_s h)$，$h=1/(g-1)$。

用电流指令代替式(7)中 $k+1$ 时刻的有源滤波器输出电流 $i_{sd}(k+1)$,$i_{sq}(k+1)$,$i_{s0}(k+1)$,则可计算出 k 时刻变换器的输出电压指令值 $v_{cd}^*(k)$,$v_{cq}^*(k)$,$v_{c0}^*(k)$。

2.3 重复预测型谐波电流观测

谐波电流的准确预测是实现无差拍控制的关键。对于三相四线制系统的谐波补偿控制问题,若采用不预测谐波电流的控制方式(差一拍控制),则经频谱分析发现,补偿之后电源电流的低次谐波含量较高[6]。本文采用对平推算法做周期积分校正的方法来预测后一拍的谐波电流。平推算法的基本原理为:将 k 时刻的谐波电流采样值不加任何处理平推到下一拍或下几拍,直接作为下一拍或下几拍的预测值,供超前控制算法使用。事实上,平推算法并未进行任何实质上的预测,但是由于谐波电流的出现具有重复性和周期性,平推算法的预测值与实际值之间的误差也将以固定的波形重复出现。重复预测型谐波电流观测器的作用就是消除这个平推误差。

重复预测型谐波电流观测器的结构框图如图 3 所示。其原理为在一个基波周期中对谐波电流进行 M 次采样,对每个采样点设置一个误差存储单元,共设置 M 个误差存储单元 $E(k)$,$k\in[1,M]$。每个 $E(k)$ 都独立地为相应采样时刻服务,k 时刻的实测谐波电流值 $i_h(k)$ 加上经过上一基波周期调节过的误差量 $E(k-M)$ 与因子 k_2 的乘积即为当前基波周期中 $k+1$ 时刻的谐波电流预测值 $\hat{i}_h(k+1)$,即

$$\hat{i}_h(k+1)=i_h(k)+k_2E(k-M) \tag{8}$$

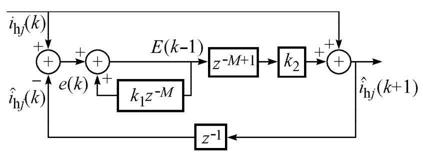

图 3 重复预测型谐波电流观测器结构
Fig. 3 Structure of repetitive predictor for harmonic current prediction

将 $\hat{i}_h(k+1)$ 与 $k+1$ 时刻的实测谐波电流值 $i_h(k+1)$ 的偏差量累加到 $E(k-M)$ 可得到 $E(k)$,$E(k)$ 即为下一基波周期中由 $i_h(k)$ 预报 $\hat{i}_h(k+1)$ 的补偿量。事实上,为了防止系统振荡,在积分环节中设置了乘积因子 k_1。

根据图 3 可以得到重复预测型谐波电流观测器的误差传递函数为:

$$e(z)=i_{hj}(z)\frac{(1-z^{-1})(1-k_1z^{-M})}{1-k_1z^{-M}+k_2z^{-M}} \quad j=d,q,0 \tag{9}$$

利用误差传递函数可将图 3 所示重复预测型谐波电流观测器等效表示为以误差 e 为输出量的形式,如图 4 所示。

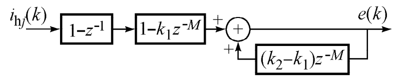

图 4 重复预测型谐波电流观测器等效结构
Fig. 4 Equivalent structure of repetitive predictor for harmonic current prediction

由最小增益原理[12],若反馈回路的开环传递函数的增益恒小于 1,则系统必然稳定。所以,对于 $(k_2-k_1)z^{-M}$,进行 $z=e^{j\omega T_s}$ 代换,可以得到重复预测型谐波电流观测器稳定的充分条件为:

$$|(k_2-k_1)e^{-j\omega T_sM}|<1 \quad \omega\in\left[0,\frac{\pi}{T_s}\right] \tag{10}$$

可见,只要满足 $|k_2-k_1|<1$,重复预测型谐波电流观测器就能稳定。实际系统中,由于各种因素的影响,即使在稳态情况下,谐波电流在每基波周期也总会有少许变化,不可能完全复现上一周期的波形。为此,积分环节中设置积乘因子 $k_1=0.9$,起到削弱积分的作用,可以避免因不能完全消除积分误差而导致补偿量的无限制增加。另外 k_2 适当取小可以减少补偿量,使校正作用更平缓。

3 仿真分析

为了验证本文所述控制方法的正确性,采用 MATLAB/Simulink 软件对三相四线制有源滤波器系统进行仿真。仿真系统主要参数如下:三相交流电源额定电压 220 V,额定频率 50 Hz,有源滤波器直流侧电压 760 V,三相连接电抗 2 mH,有源滤波器输出交流电抗等效电阻 0.5 Ω,控制系统采样/开关频率 10 kHz,$k_1=0.9$,$k_2=1.05$。仿真电路结构如图 1 所示,有源滤波器主电路为三电平三桥臂中点分开变换器。

根据文献[13],两相平衡负载加单相不平衡负载是三相四线制系统中最为极端的一种负载形式。为了考察有源滤波器对谐波电流、中线电流和三相不平衡电流的补偿能力,设计了一种极端负载工况,即负载 b,c 两相平衡,a 相不平衡,a,b,c 三相负载均为单相不控整流阻容性负载,其电流具有不连续性和尖峰电流高的特点,线电流的总谐波畸变率(THD)可达到 40%～130%[13]。为了考察控制系统的动态性能,在 0.1 s 时将 b,c 两相负载突加至峰值 120 A 左右,a 相负载保持不变,三相负载仍然保持两相平衡加单相不平衡的形式。

图 5 为三相不对称负载在 0.1 s 突变时 a,b,c 三相负载电流和负载中线电流的波形。图 6 为负载突变后 b 相负载电流的谐波频谱。由图 5 和图 6 可

知,负载突变后,负载电流 i_{la},i_{lb},i_{lc} 的 THD 分别为 50.41%,41.22%和 41.22%,中线电流正、负峰值分别为+117 A 和−115 A。

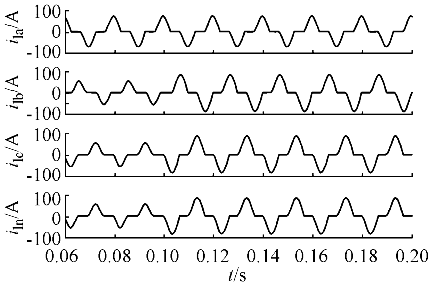

图 5 负载电流波形

Fig. 5 Waveform of load currents

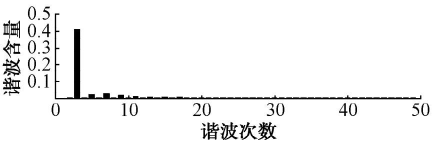

图 6 b 相负载电流谐波频谱

Fig. 6 Spectrum of load current of phase b

经有源滤波器补偿后的电源电流波形如图 7 所示。由图 7 可知,补偿后系统电源电流 i_{sa},i_{sb},i_{sc} 的 THD 分别降低至 2.18%,2.01%和 2.06%,中线电流正、负峰值分别为+7 A 和−5 A。

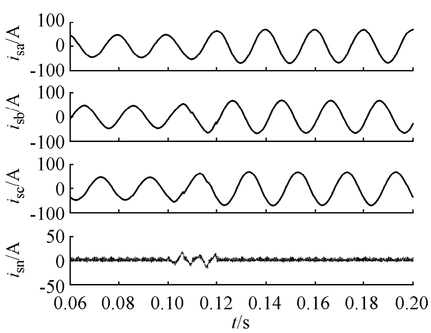

图 7 补偿后的电源电流波形

Fig. 7 Waveform of source currents after compensation

负载突变时,由于重复预测型谐波电流观测器对谐波电流的预测存在约 1 个周期(0.02 s)的时延,加之谐波检测环节设置的截止频率为 20 Hz 的巴特沃思二阶低通滤波器的影响,使谐波检测也有约 1 个周期的延迟,因此在此期间,电源电流必然出现一定程度的畸变。对补偿后的 b 相电源电流谐波进行频谱分析,如图 8 所示。可以看出:突变后的第 1 个周期,电源电流的 THD 达到 15.40%,谐波频谱如图 8(a)所示;第 2 个周期 THD 迅速降低至 3.71%,谐波频谱如图 8(b)所示;之后各周期的 THD 稳定在 2%附近,系统重新进入稳态,谐波频谱如图 8(c)所示。可见,采用新型无差拍控制策略的有源滤波器稳态精度高,动态响应也较好。

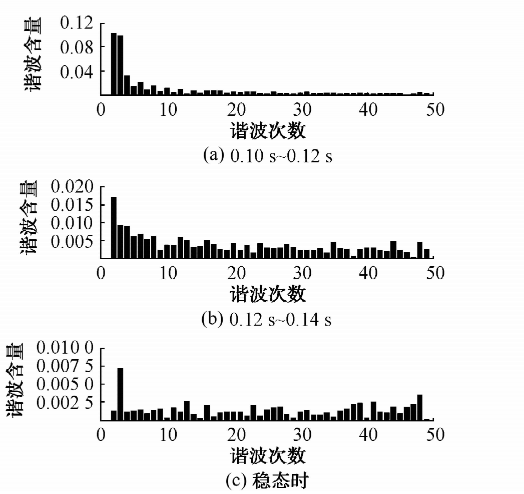

图 8 补偿后的 b 相电源电流谐波频谱

Fig. 8 Spectrum of compensated source current of phase b

4 结语

本文针对三相四线制有源滤波器,提出了一种基于重复预测型谐波电流预测技术的新型无差拍控制方案。推导并得出了保证重复预测型谐波电流观测器稳定的充分条件。理论分析及仿真研究表明,采用该新型无差拍控制方案的三相四线制有源滤波器不但稳态补偿效果好,同时还具有比较理想的动态响应,非常适合于大型现代化建筑的谐波电流、中线电流和三相不平衡电流补偿。

附录见本刊网络版(http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx)。

参 考 文 献

[1] 王兆安,杨君,刘进军.谐波抑制和无功功率补偿.北京:机械工业出版社,1998.
WANG Zhao'an, YANG Jun, LIU Jinjun. Harmonic control and VAR compensating. Beijing: China Machine Press, 1998.

[2] 卓放,周新,李可,等.模块化 PWM 主电路实现的大容量有源电力滤波器.电力系统自动化,2002,26(16):45-47.
ZHUO Fang, ZHOU Xin, LI Ke, et al. Large volume active power filter based on modularized PWM main circuit. Automation of Electric Power Systems, 2002, 26(16): 45-47.

[3] 乐健,姜齐荣,韩英铎.三相四线制并联型 APF 的电流滞环控制策略分析.电力系统自动化,2006,30(17):70-75.
LE Jian, JIANG Qirong, HAN Yingduo. Analysis of hysteresis current control strategy of three-phase four-wire shunt APF. Automation of Electric Power Systems, 2006, 30(17): 70-75.

[4] 王轩,姜新建,朱东起.治理三相四线制配电网谐波电流的新技术.电力系统自动化,2004,30(17):44-46.

WANG Xuan, JIANG Xinjian, ZHU Dongqi. New technology for mitigating harmonic current in three-phase four-wire electric distribution system. Automation of Electric Power Systems, 2004, 30 (17): 44-46.

[5] 陈东华,吴睿,谢少军,等.基于FPGA的三相四线有源滤波器的电流控制方案.电力系统自动化,2006,30(3):56-60.
CHEN Donghua, WU Rui, XIE Shaojun, et al. A current controller for three-phase four-wire active power filter based on FPGA. Automation of Electric Power Systems, 2006, 30(3): 56-60.

[6] 韩郁,詹长江,赵良炳,等.三电平并联型电能质量调节器的控制技术研究.清华大学学报,2000,40(3):40-43.
HAN Yu, ZHAN Changjiang, ZHAO Liangbing, et al. Control of tri-level shunt power quality conditioners. Journal of Tsinghua University, 2000, 40(3): 40-43.

[7] PRATS M M, FRANQUELO L G, LEÓN J I, et al. A SVM-3D generalized algorithm for multilevel converters// Proceedings of the 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society: Vol 1, Nov 2-6, 2003, Roanoke, VA, USA. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2003: 24-29.

[8] WONG Manchong, TANG Jing, HAN Yingduo. Cylindrical coordinate control of 3-D PWM technology in 3-phase 4-wire tri-level inverter. IEEE Trans on Power Electronics, 2003, 18(1): 208-220.

[9] 王长永,张仲超.级联型相移SPWM变流器及其在有源电力滤波器中的应用.电力系统自动化,2001,25(1):28-30.
WANG Changyong, ZHANG Zhongchao. Phase-shifted SPWM technique based cascade converter and its application to active power filter. Automation of Electric Power Systems, 2001, 25(1): 28-30.

[10] 王庚,李永东,游小杰.级联式并联有源电力滤波器的控制.电工电能新技术,2004,23(4):51-55.
WANG Geng, LI Yongdong, YOU Xiaojie. A novel control algorithm for cascaded shunt active power filter. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2004, 23(4): 51-55.

[11] 何英杰,邹云屏,林磊,等.三电平有源滤波器直流侧电压控制方法.高电压技术,2006,32(6):79-83.
HE Yingjie, ZOU Yunping, LIN Lei, et al. Research on the control algorithm of DC voltage for an active filter with three-level NPC inverter. High Voltage Engineering, 2006, 32(6): 79-83.

[12] 张凯.基于重复控制原理的CVCF-PWM逆变器波形控制技术研究[D].武汉:华中理工大学,2000.
ZHANG Kai. Study on repetitive control theory based waveform correction technique for CVCF-PWM inverters [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2000.

[13] BHATTACHARYA S, DIVAN D. Active filter solutions for utility interface of industrial loads// Proceedings of the IEEE International Conference on Power Electronics, Drives & Energy Systems for Industrial Growth: Vol 2, Jan 8-11, 1996, New Delhi, India. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1996: 1078-1084.

唐 健(1982—),男,博士研究生,从事多电平技术、电能质量控制的研究。E-mail: jianaways@163.com

王 翔(1971—),男,工程师,从事电力系统自动化相关研究工作。

何英杰(1978—),男,博士研究生,从事多电平技术、有源电力滤波器的研究。

A Novel Deadbeat Control Scheme for Three-phase Four-wire Active Power Filters

TANG Jian[1,2], *WANG Xiang*[3], *HE Yingjie*[1], *WANG Chengzhi*[1], *ZOU Yunping*[1]

(1. Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

(2. University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

(3. Hunan Province Electric Power Company, Changsha 410007, China)

Abstract: The complete mathematical model is established for three-phase four-wire active power filters (APF). A novel deadbeat control scheme based on repetitive harmonic predictor is proposed to improve the dynamic performance of three-phase four-wire APFs. The principle of the novel deadbeat control scheme, the discrete time model of the control system and the working principle of the repetitive harmonic predictor are presented in detail. The sufficient condition for keeping the repetitive harmonic predictor stable is also discussed in the paper. The MATLAB/Simulink based simulation analysis of the APF control system shows that the dynamic response of the control system is effectively improved and the steady state accuracy is good enough by implementing the novel deadbeat control scheme.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 50277017).

Key words: active power filter; deadbeat control; three-phase four-wire; three-level

附录 A

A1 三维空间矢量合成

在三相四线制系统中，由于零序分量的存在，三电平变换器发出的三相电压矢量需要在三维空间中进行指令电压矢量的合成，如图A1 所示。用三维空间矢量（3-Dimension Space Vector, 3-DSV）泛化调制算法来对三电平三桥臂有源滤波器(APF)进行三维空间矢量调制，具有算法容易实现、计算量小的优点。采用无差拍算法得到的指令电压$v^*_{cd}(k)$, $v^*_{cq}(k)$, $v^*_{c0}(k)$由反变换矩阵$T_{\mathrm{dq0/abc}}$变换到abc正交坐标系下形成电压指令矢量，通过 3-DSV泛化调制算法选择出用于合成该指令矢量的 4 个临近矢量并且计算出各个矢量的作用时间t_1 ~ t_4，由控制器发出空间矢量，原理如图A1 所示。图中:矢量$v_1 \sim v_4$便是用于合成指令电压矢量$v_c(k)$的电压矢量。

图A1所示的立方体由8个小立方体组成，每个小立方体都可按图中所示方法分割成6个四面体，$v_c(k)$所在四面体的4个顶点对应的矢量便是用于合成$\vec{v}_c(k)$的矢量$v_1 \sim v_4$。

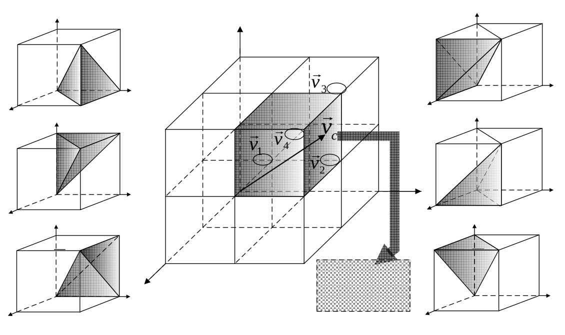

图 A1 三维空间矢量分布

Fig.A1 Distribution of 3-dimension space vectors

A2 重复预测型谐波电流观测器稳定性仿真分析

图A2(a) 是重复预测型谐波电流观测器(k_1=0.9, k_2=1.05)的输入输出波形,点划线为q轴电流的实际波形,实线为q轴电流的预测波形。可以看出重复预测型谐波电流观测器精确的预测出了下一拍的谐波电流。图A2(b)是重复预测型观测器当k_1=0.9, k_2=1.95 时的实际电流波形和预测电流波形，因为$|k_1 - k_2|>1$，所以,此情况下观测器不稳定,从图A2(b)可以明显看出此参数下谐波电流观测器发生振荡。

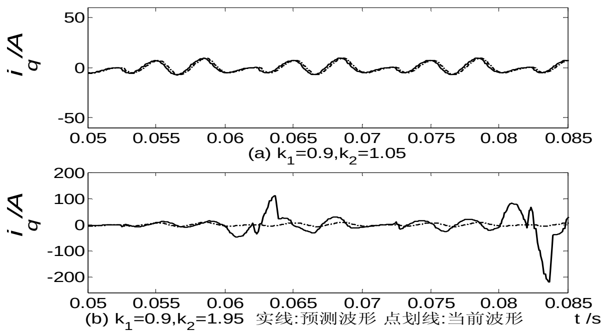

图 A2 重复预测型谐波观测器 *q* 轴输入输出波形

Fig.A2 Input and output waveform of repetitive harmonic predictor on axis *q*

A3 利用前一周期谐波电流值作为当前周期预测值的无差拍控制仿真分析

图A3 和图A4 分别为采用上一基波周期$k+1$ 时刻的谐波电流值作为当前周期k时刻的谐波电流预测值控制方式下（以下简称为该控制方式）补偿后的电源电流的波形和频谱。突加过程结束后系统电源电流i_{sa}，i_{sb}，i_{sc}的谐波畸变率（THD）分别为2.26%,2.12%和 2.03%，中线电流正、负峰值降为＋7 A和-6 A, 由图A4(c)频谱分析可见，该控制方式和新型无差拍控制方式的稳态补偿效果相近。但在负载突变时，由于该控制方式直接利用上一周波的谐波电流值作为当前周波谐波电流的预测值，故当负载突变尤其是大幅突变时电源电流严重畸变，中线电流正、负峰值分别达到+104 A和-99 A。图A4（a）、（b）为该控制方式下负载突加过程中补偿后的b相电源电流谐波频谱分析。突变后的第 1 个周波b相电源电流的THD达到 37. 30%，第 2 个周波为 13. 42%，由此不难发现该控制方式下动态过程中电源电流的THD明显高于新型无差拍控制。

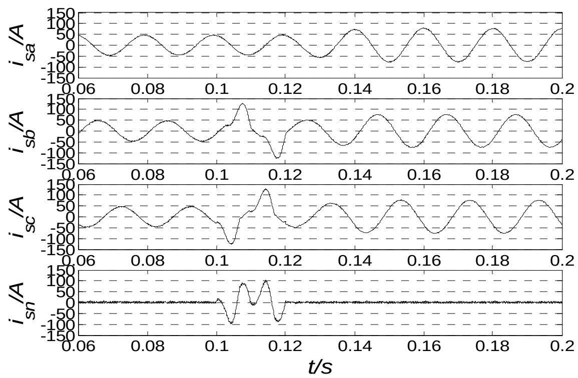

图 A3 利用前一周期谐波电流值作为当前周期预测值控制方式下补偿后的电源电流波形

Fig.A3 Waveform of source currents with control of currents prediction with harmonic of last period

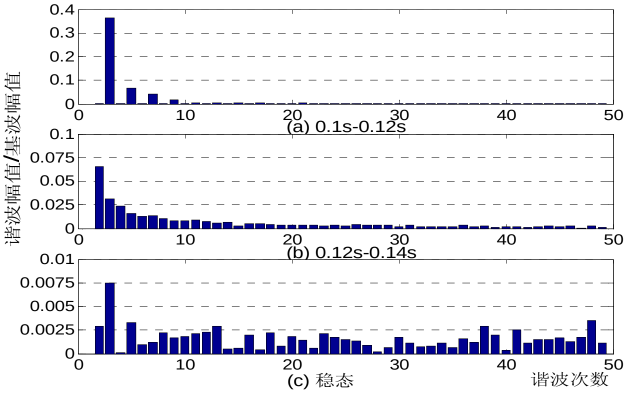

图 **A4**　负载突加时补偿后的 **b** 相电源电流谐波频谱

Fig.A4　Spectrum of compensated source current of phase b when the load current suddenly increases