

基于混合预测策略的改进型并联有源电力滤波器无差拍控制

韩伟^{1,2}, 王大志¹, 李云路¹

(1. 东北大学 电力系统与电力传动研究所, 沈阳 110004;

2. 内蒙古民族大学 物理与电子信息学院, 内蒙古 通辽 028043)

摘要: 针对传统的无差拍电流跟踪控制受时延影响实际上是差一拍控制, 提出一种改进的无差拍控制. 该方法提前两个采样周期预测出有源电力滤波器(APF)指令电流, 提前一个采样周期预测出逆变器输出电流, 从而实现真正意义上的无差拍控制. 同时, 提出一种综合考虑负载谐波电流稳态和动态过程的混合预测策略, 使上述预测过程更加准确、快速. 仿真实验结果表明, 基于该方法的APF在负载稳态和变化时均具有良好的补偿效果.

关键词: 混合预测策略; 改进的无差拍控制; 自适应前向线性预测

中图分类号: TM46

文献标志码: A

Improved dead-beat control algorithm of shunt active power filter based on mixed prediction strategy

HAN Wei^{1,2}, WANG Da-zhi¹, LI Yun-lu¹

(1. Institute of Electric Power System and Motor Drives, Northeastern University, Shenyang 110004, China; 2. College of Physics and Electronic Information, Inner Mongolia University for Nationality, Tongliao 028043, China.

Correspondent: HAN Wei, E-mail: dr_wan@163.com)

Abstract: An improved dead-beat control algorithm is proposed for the problem that the conventional dead-beat control is actually an one-step-delay control affected by the time delay. The algorithm predicts the active power filter (APF) current reference two sample instants in advance with respect to the measurement instant and the inverter output current one sample instant in advance, and then the "real" dead-beat control is achieved. A mixed prediction strategy is also proposed considering both the steady and dynamic conditions of the load harmonic current, which makes the above prediction process more accurate and more rapid. The simulation experiment shows that the mixed prediction dead-beat control based APF can compensate the harmonic very effective both in the steady and dynamic conditions.

Key words: mixed prediction strategy; improved dead-beat control; adaptive forward linear prediction

0 引言

有源电力滤波器(APF)以其良好的动态响应速度和补偿精度, 在电网的谐波治理和无功补偿方面引起了人们越来越浓厚的兴趣. 与无源滤波器相比, APF具有能够对负载谐波进行可控抑制、避免与电网发生谐振、动态抑制负载所产生的谐波等优点^[1-3]. 实时、准确地检测出负载产生的谐波电流是提高补偿效果的重要环节^[4-6], 参考指令电流的跟踪控制是另外一个关键环节, 典型的控制方法包括PI调节加三角波调制跟踪控制、滞环电流控制和PI调节加空间矢量调制等. 由于数字实现过程产生的固有时延限制了系

统的带宽, 这些方法不能很好地跟踪高次谐波电流分量. 为此, 学者们研究了很多其他的电流跟踪控制方法, 包括无差拍控制、滑模变结构控制和自适应控制等非线性控制方法^[7-11].

无差拍控制是基于被控对象数学模型的控制方法, 理论上具有无限的带宽和较高的动态响应速度, 近年来得到了广泛的关注和研究^[12-15], 但是受信号采样、处理和执行等过程时延的影响, 实际上是差一拍控制. 文献[12]提出了一种基于重复预测原理的无差拍电流控制, 根据负载稳态时谐波电流的周期特性, 使用一个周期以前的历史谐波数据预测谐波指令数

收稿日期: 2013-06-04; 修回日期: 2013-09-03.

基金项目: 国家211计划项目(28110514); 内蒙古自然科学基金项目(2013MS0922); 内蒙古民族大学科学研究基金项目(NMD1307).

作者简介: 韩伟(1981-), 男, 讲师, 博士生, 从事电能质量控制、电机及驱动控制的研究; 王大志(1963-), 男, 教授, 博士生导师, 从事电力系统与电力传动等研究.

据. 然而, 当负载突变时, 指令数据会有较大偏差, 要经过较长时间才能达到新的平衡, 因此动态特性较差. 文献[13]采用基于外推多项式法预测谐波指令电流的无差拍电流跟踪控制, 预测的准确性取决于所取阶次, 阶次越高预测得越准确, 所需计算量也大, 因此如何在这对矛盾中选取适当的阶次较为困难. 此外, 当负载突变时, 特定阶次的外推多项式预测也存在着动态特性差的问题.

本文采用混合预测策略提前两个采样周期预测谐波参考电流, 使谐波电流的预测具有较好的稳态精度和动态收敛特性, 并通过抗噪声能力较强的线性平均预测方法预测逆变器电流下一个采样时刻的值. 在 Simulink 动态集成仿真环境下, 对系统和控制方法进行仿真分析, 并在基于 DSP TMS320F28335 控制系统的 APF 实验样机上进行验证, 仿真实验结果验证了所提出控制方法的有效性和正确性.

1 原理和改进的无差拍方法

本文研究的并联型 APF 结构如图 1 所示. 由电压型逆变器主电路、谐波检测模块、谐波补偿控制模块和驱动模块组成, L_f 和 R_f 分别为逆变器输出滤波电感及其内阻. 为了讨论传统无差拍控制的原理和缺陷, 首先进行主电路部分的数学建模.

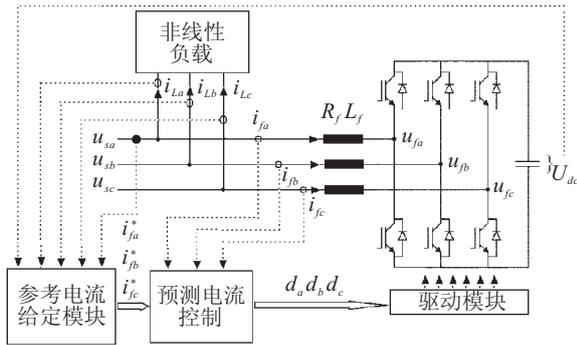


图 1 并联型有源电力滤波器系统结构

1.1 系统建模

采用机理建模法, 将调制驱动模块和逆变器一起作为被控对象, 根据基尔霍夫电压定律有

$$u_{sx} - L_f \frac{di_{fx}}{dt} - Ri_{fx} = u_{xo}, \quad x = a, b, c. \quad (1)$$

对于主电路有

$$u_{xo} = u_{xn} + u_{no}, \quad x = a, b, c; \quad (2)$$

$$u_{no} = -\frac{1}{3}(u_{an} + u_{bn} + u_{cn}). \quad (3)$$

由式(2)和(3)可得

$$\begin{bmatrix} u_{ao} \\ u_{bo} \\ u_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

其中 $K = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix}$. 定义桥臂开关信号 S_x , $S_x = 1 (x = a, b, c)$ 表示上桥臂开关管导通, 下面关断; $S_x = 0 (x = a, b, c)$ 表示上断下通. 则有

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} U_{dc}. \quad (5)$$

将式(4)和(5)代入(1), 可得

$$\begin{bmatrix} u_{sa} - L_f \frac{di_{fa}}{dt} - Ri_{fa} \\ u_{sb} - L_f \frac{di_{fb}}{dt} - Ri_{fb} \\ u_{sx} - L_f \frac{di_{fx}}{dt} - Ri_{fx} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} U_{dc}. \quad (6)$$

式(6)即为逆变器模拟形式的数学模型.

1.2 传统的无差拍电流跟踪控制

无差拍控制是指根据被控对象的差分方程、输出反馈电流和下一时刻参考电流计算出合适的控制量, 当下一时刻到达时跟踪上输入参考电流. 对式(6)进行离散化变换, 得

$$\begin{aligned} \hat{i}_{fx}(k+1) &= \alpha i_{fx}(k) + \beta(u_{sx}(k) - v_x(k)), \\ x &= a, b, c. \end{aligned} \quad (7)$$

其中: $\alpha = 1 - RT_s/L_f$, $\beta = T_s/L_f$, $v(k) = [v_a(k), v_b(k), v_c(k)]^T$ 为采样周期内输出的平均电压. 忽略信号的采样、计算和执行过程产生的时延, 设 k 时刻逆变器输出电流为 $i_{fx}(k)$, 对应参考电流为 $i_{fx}^*(k)$, 假设两者存在偏差 $\Delta i_{fx}(k)$, 则有

$$\Delta i_{fx}(k) = i_{fx}^*(k) - i_{fx}(k). \quad (8)$$

对于 $k+1$ 时刻, 有如下类似关系:

$$\Delta i_{fx}(k+1) = i_{fx}^*(k+1) - i_{fx}(k+1). \quad (9)$$

施加适当的控制作用使输出电流在 $k+1$ 时刻跟踪上参考电流, 即 $\Delta i_{fx}(k+1) = 0$. 在此条件下, 将式(8)和(9)代入(7), 有

$$v_x(k) = u_{sx}(k) - [i_{fx}^*(k+1) - \alpha i_{fx}(k)]/\beta, \quad (10)$$

$$v_x(k) = u_{sx}(k) - [i_{fx}^*(k+1) - \alpha i_{fx}^*(k)]/\beta + \alpha \Delta i_{fx}(k)/\beta. \quad (11)$$

$v_x(k)$ 便是无差拍的控制量输出, 在 k 时刻开始计算, 但是需要 $k+1$ 时刻的参考电流 $i_{fx}^*(k+1)$, 因此要通过某种预测进行给定. 传统的办法是进行线性插值预测, 形式如下所示:

$$i_{fx}^*(k+1) = 2i_{fx}^*(k) - i_{fx}^*(k-1). \quad (12)$$

1.3 具有延迟补偿功能的无差拍控制方法

实际上, 式(11)中不仅参考电流 $i_{fx}^*(k+1)$ 在 k 时刻无法获得, 而且 $i_{fx}^*(k)$ 和 $i_{fx}(k)$ 也无法精确获得.

以本文系统为例, 电流采样、A/D转换和信号处理过程引起的时延, 经过实验波形测定, 总和为 $58.8 \mu\text{s}$, 采样周期为 $78.125 \mu\text{s}$, 延时几乎达到一个采样周期. 此时, 传统的无差拍控制实际上成为差一拍控制, 结果是导致系统的稳态误差增大, 甚至造成系统的不稳定.

为了克服上述影响, 可提前在 $k-1$ 时刻开始 $v_x(k)$ 的计算, k 时刻到来时直接输出控制量 $v_x(k)$ 并开始 $v_x(k+1)$ 的计算, 在 $k+1$ 时刻直接输出 $v_x(k+1)$, 从而补偿了时延的影响, 有

$$v_x(k+1) = u_{sx}(k+1) - [i_{fx}^*(k+2) - \alpha i_{fx}(k+1)]/\beta. \quad (13)$$

k 时刻计算 $v_x(k+1)$, 需要 $i_{fx}(k+1)$ 和 $i_{fx}^*(k+2)$ 的值, 而它们在该时刻不能直接测得, 因此要进行预测.

2 逆变器输出电流预测

文献[7]采用基于模型的预测方法, 根据式(7)预测逆变器输出电流, 这种方法鲁棒性不好, 模型参数发生变化, 预测会存在固有的误差, 对测量噪声也较为敏感.

本文通过当前时刻逆变器电流值并参考指令电流的预测值预测逆变器下一时刻输出电流值, 该方法不依赖于模型和参数. 设 $\hat{i}_{fx}(k+1)$ 为逆变器下一时刻输出电流预测值, 则预测电流为

$$\hat{i}_{fx}(k+1) = i_{fx}(k) + (\hat{i}_{fx}^*(k+1) - \hat{i}_{fx}^*(k)) + (\hat{i}_{fx}^*(k+1) - \hat{i}_{fx}(k+1)), \quad (14)$$

其中 $\hat{i}_{fx}^*(k+1)$ 为预测参考电流. 式(14)中各项可作如下解释, 假设稳态时逆变器输出电流在一个采样间隔时间的增长是线性的, 且近似等于预测参考电流在该采样间隔的增量, 则输出电流的估计值可由式(14)中前两项近似表示. 如果由于死区时间、建模不准等因素, 前两项预测出现固有预测误差, 则该误差一定会导致逆变器输出估计值与指令电流估计值不符, 即 $(\hat{i}_{fx}^*(k+1) - \hat{i}_{fx}(k+1)) \neq 0$. 因此, 将该差值作为一项加入公式作和, 实现修正. 由式(14)得

$$\hat{i}_{fx}(k+1) = \hat{i}_{fx}^*(k+1) - 0.5\hat{i}_{fx}^*(k) + 0.5i_{fx}(k), \quad (15)$$

$$\hat{i}_{fx}(k+1) = \hat{i}_{fx}^*(k+1) - 0.5\Delta i(k), \quad (16)$$

其中 $\Delta i(k) = i_{fx}^*(k) - i_{fx}(k)$. 这种预测的准确性依赖于参考电流预测的准确性, 式(15)的引入使这种预测对测量噪声更加不敏感.

3 参考电流预测

上述逆变器输出电流的预测方法依赖于参考电流的准确预测. 事实上, 负载稳态时, 谐波电流是周期性重复的, 因此参考电流也应该是重复出现的, 由此特点可以采用重复预测, 但是当负载动态变化时, 重复预测算法动态特性较差. 自适应线性预测算法相对

简单, 动态特性较好, 适合于上述负载动态变化发生的情况. 因此, 可以通过某种设定条件判断出当负载发生动态变化时, 参考电流预测算法能够切换到自适应预测法. 下面分别讨论两种预测算法和负载动态变化发生的判定.

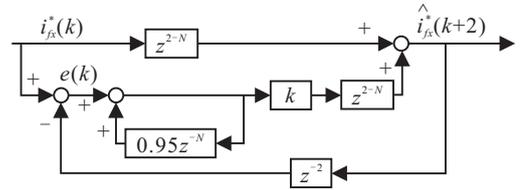
3.1 重复预测

每个电网周期采样 N 次, 稳态时 $\hat{i}_{fx}^*(k+2)$ 可由上一周期对应的参考电流值给出, 即

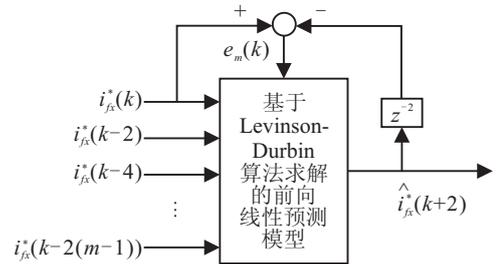
$$\hat{i}_{fx}^*(k+2) = i_{fx}^*(k+2-N), \quad (17)$$

其中 $i_{fx}^*(k)$ 为 k 时刻谐波电流参考值. 这种预测方法虽然简单, 但是当参考电流 $i_{fx}^*(k+2-N)$ 存在误差时, 会导致 $\hat{i}_{fx}^*(k+2)$ 存在同样的误差, 因此可以首先计算当前时刻估计误差 $e(k) = i_{fx}^*(k) - \hat{i}_{fx}^*(k)$, 然后保存, 直接对下个周期对应估计值进行修正补偿. 为了提高估计的精度, 消除稳态误差, 本文没有直接对估计值进行修正, 而是对 $e(k)$ 进行了递归求和计算, 得到新的误差信号 $e_r(k) = k(1 + 0.95z^{-N})e(k)$ 修正式(17), 如图2(a)所示, 即

$$\hat{i}_{fx}^*(k+2) = (i_{fx}^*(k) + e_r(k))z^{2-N}. \quad (18)$$



(a) 递推重复预测



(b) 自适应前向线性预测模块

图2 递归重复预测和前向线性预测算法

3.2 自适应前向线性预测

自适应前向线性预测动态特性较好, 具有较强的自调整能力, 适合负载动态变化发生时给定参考电流的预测, 其结构如图2(b)所示.

参考电流的预测需提前两拍, 以 $2T$ 大小等间隔地选取若干个历史参考电流数据, 加上当前数据进行预测. 为了构成 m 阶前向线性预测滤波器, 选取 $i_{fx}^*(k), i_{fx}^*(k-2), \dots, i_{fx}^*(k-2(m-1))$ 作为输入, 令

$$\begin{aligned} x(k-1) &= i_{fx}^*(k), \quad x(k-2) = i_{fx}^*(k-2), \dots, \\ x(k-m) &= i_{fx}^*(k-2(m-1)). \end{aligned} \quad (19)$$

若令 $\hat{x}(k) = \hat{i}_{fx}^*(k+2)$ 为预测输出量, $x(k) = i_{fx}^*(k+2)$ 为响应真值, 则可以构造线性预测滤波器

$$\hat{x}(k) = \sum_{n=i}^m a_{mn} x(k-i), \quad (20)$$

$$e_m(k) = x(k) - \hat{x}(k) = x(k) - \sum_{n=i}^m a_{mn} x(k-i). \quad (21)$$

其中: a_{mn} 为线性预测滤波器系数; $e_m(k)$ 为预测误差, 使其均方值最小的最佳预测系数需满足维纳-霍夫方程

$$r(n) - \sum_{k=1}^m a_{mk} r(n-k) = 0, \quad n = 1, 2, \dots, m, \quad (22)$$

$r(n)$ 为滤波器输入预测响应的互相关向量. 采用 Levinson-Durbin 算法求解方程 (22), 滤波器系数的阶更新方程和最小预测误差更新方程分别为

$$a_{mi} = a_{m-1,i} + k_m a_{m-1,m-i}^*, \quad n = 1, 2, \dots, m; \quad (23)$$

$$\varepsilon_m = E\{e_m^2(n)\} = \varepsilon_{m-1}(1 - |k_m|^2); \quad (24)$$

其中 k_m 为反射系数. 采用 Levinson-Durbin 算法求解时, 计算量与滤波器阶次的平方成正比, 阶次越大预测误差越小, 因此滤波器阶次要适当, 经过折衷综合考虑, 本文选取的阶次为 8.

3.3 混合预测策略

重复预测方法适用于负载稳态时, 具有较高的精度, 而不适合于负载动态变化发生时; 自适应预测具有较强的自适应调整能力, 动态发生时, 能够快速准确地预测出参考电流. 因此, 参考电流的混合预测策略就是要发挥两者的优点, 稳态和动态时两者可以进行有效的切换, 关键是系统能够有效地判断负载动态的发生, 对于数字系统, 这一过程易于实现. 动态过程的发生可以通过下式判断:

$$e_{judd}(k) = |i_{fx}^*(k) - i_{fx}^*(k-256)| \geq e_{\max}. \quad (25)$$

$e_{judd}(k)$ 表示采样时刻相邻周期指令差值绝对值, 当它大于某一个阈值 e_{\max} 时, 判定动态发生. 判断是否达到稳态, 不能通过 k 时刻相邻周期指令差值的绝对值进行判断, 因为差值可能存在动态过程中的近零点, 所以连续取样若干个值的和进行判断, 本文取 8 个, 如下所示:

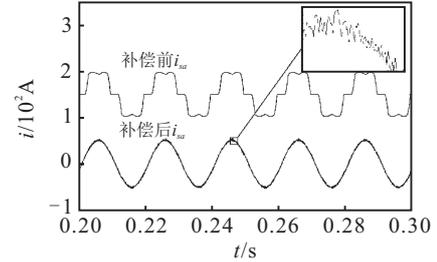
$$e_{judd}(k) = \sum_{i=0}^7 |i_{fx}^*(k-i) - i_{fx}^*(k-256-i)| \leq e_{\min}. \quad (26)$$

4 仿真实验

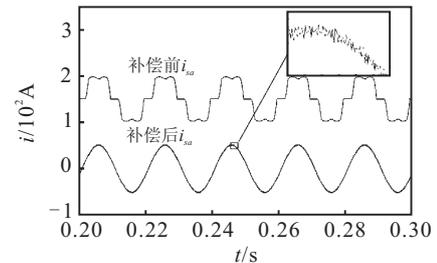
4.1 仿真对比研究

为了验证本文所提出控制策略的正确性和有效性, 通过 Simulink 建立系统模型并进行仿真. 电源是频率为 50 Hz 的三相 380 V 交流电, 负载是两个相同

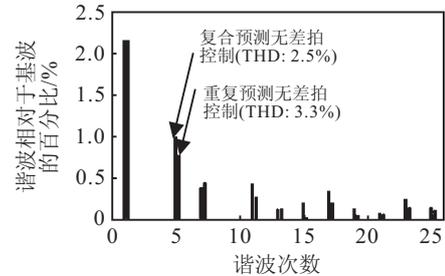
的二极管整流桥加阻感型负载构成的非线性负载, 电阻电感分别为 10 Ω 和 5 mH. 仿真过程模拟 DSP 实现过程, 采用离散、定步长计算模式, 根据采样频率 12.8 kHz, 设置步长为 0.000 078 125 s. 稳态时, 只有一个非线性负载接入, 补偿结果见图 3(a) 和图 3(b).



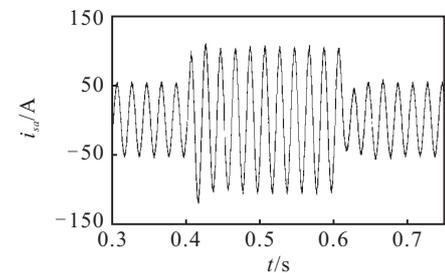
(a) 基于重复预测的传统无差拍控制



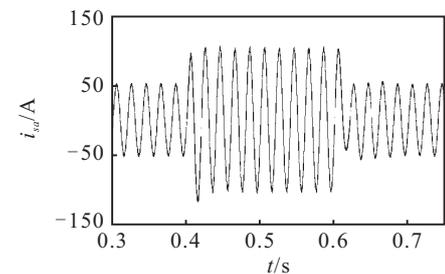
(b) 基于混合预测策略的改进无差拍控制



(c) 补偿后的 a 相电网电流频谱



(d) 基于重复预测的传统无差拍控制



(e) 基于混合预测策略的改进无差拍控制

图 3 两种谐波电流补偿方法补偿效果的对比

由图3可见, 本文方法补偿后的谐波含量小于基于重复预测的传统无差拍控制方法, 由图3(c)进一步可知, 本文方法补偿后的谐波畸变率为2.3%, 上述传统方法为3.1%, 因此本文方法稳态补偿效果更好。

为了验证动态性能, 先接入一个负载, 补偿过程达到稳态后, 在 $t = 0.4\text{s}$ 时再接入另一个相同的负载, 再次稳态后, 在 $t = 0.6\text{s}$ 时断开这个负载, 该过程谐波电流会成倍地变化, 从而可以考察两种控制方法的动态响应性能, 仿真结果如图3(d)和图3(e)所示。可见, 在 0.4s 负载突变时, 基于重复预测的传统无差拍方法大约需要2.5个电网周期达到新的稳态补偿(如图3(d)中阴影部分所示), 本文方法仅用了近1个电网周期。卸载动态过程, 两者分别用了与加载过程同样的时间。可见, 本文所提出算法在动态响应过程的速度具有明显的提高。

实际系统中, 在测量环节一定会存在噪声, 从而引起采样误差。为了验证本文采用的逆变器输出电流预测方法比基于模型的预测方法具有更好的鲁棒性, 在系统采样环节加入均值为0且对称分布的标准白噪声, 这势必对控制器输出产生不利影响。图4(a)为采用基于模型的逆变器输出电流预测时, 控制器输出的归一化曲线, 图4(b)为采用本文方法的逆变器输出电流预测时, 电流控制器输出曲线。可见, 后者的控制器输出曲线相对平稳, 抖动较小, 具有更好的测量噪声抑制能力。原因是本文采用的逆变器输出电流预测表达式(15)中有修正项的存在, 除以2后再进行修正, 起到平滑作用, 因此对测量噪声更加不敏感。

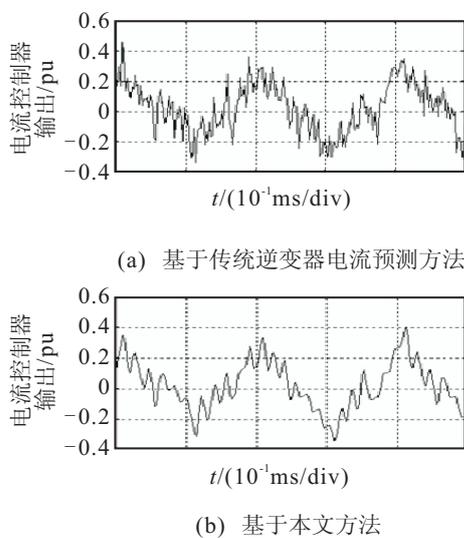


图4 两种方法电流控制器输出曲线

4.2 实验结果

为了验证算法有效性, 搭建一台三相并联型 APF 样机进行实验。样机主要由信号采样模块、驱动和保护模块、控制模块、逆变主电路模块等部分组成。电

流传感器采用 LA150-P 型莱姆电流传感器, 采样电路采用两片 AD7656 型芯片, 控制模块以 DSPTMS320 F28335 为核心, PLL 驱动模块输出频率为 12.8kHz 。主电路交流侧电感为 2mH 、直流侧电容为 2000F 的电容器组, 直流侧电容电压设定为 850V , 交流输入相电压有效值为 380V , 负载为三相不控整流桥加阻感型负载构成的非线性负载, 测试设备主要有 CA8334 型电能质量分析仪和 TDS1012 型数字示波器。

实验结果如图5所示。图5(a)为未进行谐波补偿时测得的三相电网侧电流波形, 波形为非正弦波形, 符合三相不控整流带电阻负载的特征, 含有大量谐波分量, 三相的谐波畸变率在23%左右。图5(b)为补偿后测得的三相电网侧电流波形, 基本上接近正弦波形, 仅在过零点或峰值处有些小的畸变, 三相补偿后的电源侧 THD 分别为 4.1%、4.3% 和 3.5%。相同条件下, 传统的无差拍控制方法补偿后三相谐波畸变率分别为 4.3%、4.4% 和 3.9%。这表明, 采用本文所提控制方法的 APF 能够有效补偿负载产生的谐波电流, 其稳态补偿性能能够达到并超过传统的无差拍控制。当突然增加一个相同负载时, 实验测得的动态响应时间如表1所示, 传统的无差拍控制由于采用重复预测, 需要3个电网周期才能达到新的平衡状态, 而本文所提出的无差拍控制方法仅用了1.5个电网周期, 动态响应性能有明显的提升。

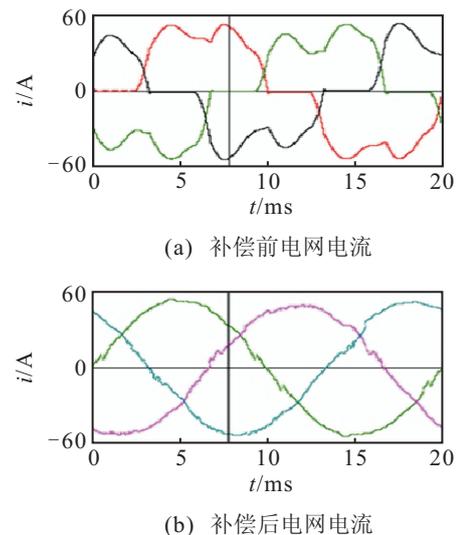


图5 补偿前后电网电流

表1 两种谐波补偿方法的结果对比

	稳态时电源端 THD/%			动态过渡时间
补偿前	23.8	23.0	22.5	-
传统无差拍控制方法	4.3	4.4	3.9	3T
本文所提方法	4.1	4.3	3.5	1.5T

5 结论

本文分析时延对传统无差拍控制的影响, 提出了一种基于混合预测策略的改进型无差拍控制, 实现

了“真正的”电流跟踪无差拍控制,并讨论了谐波指令电流和逆变器输出电流的预测方法及其优点.通过仿真实验验证了所提出的控制方法在负载稳态和变化时均具有良好的补偿效果.

本文采用的控制方法具有如下优点:

1) 采用参考指令电流提前两个采样周期进行预测,逆变器输出电流提前一个采样周期进行预测,然后提前一拍进行无差拍计算,做到真正的无差拍,因此具有更好的补偿性能.

2) 参考电流的预测考虑了非线性负载产生的谐波电流有稳态和动态之分,采用了一种重复预测与前向线性预测相结合的混合预测策略,并给出二者切换的条件,因此具有较好的稳态特性和动态特性.

3) 逆变器输出电流的预测依赖于当前逆变器电流值和预测的参考电流值,不依赖于模型和参数,鲁棒性较好,对测量噪声不敏感.

参考文献(References)

- [1] Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi. The unified power quality conditioner: The integration of series and shunt-active filters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1998, 13(2): 315-322.
- [2] 陈国柱, 吕征宇, 钱照明. 有源电力滤波器的一般原理与应用[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(9): 17-21.
(Chen G Z, Lv Z Y, Qian Z M. The general principle of active filter and its application[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(9): 17-21.)
- [3] Mattavelli P, Marafao F P. Reactive-based control for selective harmonic compensation in active power filters[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2004, 51(5): 1018-1024.
- [4] Avik B, Chandan C. A shunt active power filter with enhanced performance using ANN-based predictive and adaptive controllers[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2011, 58(2): 421-428.
- [5] JoséM M, JoséA R, Antonio G. Reference current computation for active power filters by running DFT techniques[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2010, 25(3): 1986-1995.
- [6] 粟梅, 王莉娜, 张泰山, 等. 基于自适应滤波器的电网谐波电流预测法[J]. 控制与决策, 2004, 12(19): 1429-1432.
(Su M, Wang L N, Zhang T S, et al. Harmonic prediction method based on adaptive filter[J]. Control and Decision, 2004, 12(19): 1429-1432.)
- [7] 高吉磊, 黄先进, 林飞, 等. 基于重复观测器的PWM整流器无差拍控制[J]. 电工技术学报, 2010, 25(6): 47-54.
(Gao J L, Huang X J, Lin F, et al. Deadbeat control strategy for PWM rectifiers based on repetitive observer[J]. Trans of China Electro Technical Society, 2010, 25(6): 47-54.)
- [8] JoséM, Luis G V, Jaume M. Feedback linearization of a single-phase active power filter via sliding mode control[J]. IEEE Trans on Power Electronic, 2008, 23(1): 116-125.
- [9] 薛花, 姜建国. 并联型有源滤波器的自适应无源性控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(25): 114-118.
(Xue H, Jiang J G. Study on adaptive passivity-based control strategies of shunt active filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(25): 114-118.)
- [10] 乐江源, 谢运祥, 张志, 等. 三相有源电力滤波器精确反馈线性化空间矢量PWM复合控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(15): 32-39.
(Le J Y, Xie Y X, Zhang Z, et al. Space vector PWM control of three-phase active powerfilter using exact feedback linearization[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(15): 32-39.)
- [11] 李俊, 王大志. 基于谐波线性化的滞环电流优化控制[J]. 控制与决策, 2010, 5(25): 748-752.
(Li J, Wang D Z. Harmonic current optimal control based on harmonic linearization[J]. Control and Decision, 2010, 5(25): 748-752.)
- [12] 何英杰, 刘进军, 王兆安, 等. 基于重复预测原理的三电平APF无差拍控制方法[J]. 电工技术学报, 2010, 25(2): 114-120.
(He Y J, Liu J J, Wang Z A, et al. A deadbeat control algorithm based on repetitive predictor theory for three-level active power filter[J]. Trans of China Electro Technical Society, 2010, 25(2): 114-120.)
- [13] Odavic M, Biagini V, Zanchetta P, et al. One sample period ahead predictive current control for high-performance active shunt power filters[J]. The Institution of Engineering and Technology, 2011, 4(4): 414-423.
- [14] Allmeling J H. A control structure for fast harmonics compensation in active filters[J]. IEEE Trans on Power Electronic, 2004, 19(2): 508-514.
- [15] Jiabing H. Improved dead-beat predictive DPC strategy of grid-connected DC-AC converters with switching loss minimization and delay compensations[J]. IEEE Trans on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 728-738.

(责任编辑: 郑晓蕾)