DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.7.81 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

有源电力滤波器混合预测无差拍电流跟踪控制

韩 伟[1](中国电源学会会员)，李云路[2]，周立丽[1]，陈玉芳[1,3]
(1.内蒙古民族大学物理与电子信息学院，通辽 028000；2.沈阳工业大学电气工程学院，沈阳 110870；3.东北电力大学电气工程学院，吉林 132012)

摘要：在工程化实现过程中，常规无差拍电流跟踪控制实际上演变为差一拍控制，导致有源电力滤波器谐波补偿性能下降。在分析系统延时对数字控制影响的基础上，综合采用自适应前向线性预测和重复预测算法提前2个采样时刻预测谐波补偿参考电流，以系统动态是否发生为依据，设定2种预测算法切换的判别条件。为了提前一拍预测逆变器输出电流，同时有效抑制测量噪声，逆变器电流预测环节同时使用待补偿谐波参考电流和输出电流历史数据作为输入。无差拍控制高度依赖主电路数学模型，对模型准确性高度敏感，抗噪声干扰能力较差，为此分析了主电路输出滤波电感和电阻参数发生偏移情况下所提预测型无差拍控制的稳定性，进一步分析了电流和电压测量噪声在系统中的传递情况。最后，对三种预测型无差拍控制进行了仿真和实验对比研究，验证了本文所提混合预测型无差拍控制算法的有效性。

关键词：无差拍控制；鲁棒稳定性；测量噪声抑制；混合预测；硬件在环测试平台

Mixed Current Prediction-based Dead-beat Control for Active Power Filters

HAN Wei[1], *Member*, *CPSS*, LI Yunlu[2], ZHOU Lili[1], CHEN Yufang[1,3]
(1. College of Physics and Electronics and Information, Inner Mongolia Minzu University, Tongliao 028000, China; 2.School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China; 3.School of Electrical Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China)

Abstract: In the process of engineering implementation, the dead-beat current tracking control actually evolves into a one-beat lag control, which leads to the decline of harmonic compensation performance of active power filters. On the basis of analyzing the influence of system delay on digital control, adaptive forward linear prediction and repetitive prediction algorithms are prehensively used to predict the harmonic compensation reference current two sampling times in advance, and discriminant conditions for the switching of the two prediction algorithms are set based on whether the system dynamics occurs. In order to predict the output current of the inverter at one sampling times in advance and effectively suppress the measurement noise, the inverter current prediction link uses both the harmonic reference current to be compensated and the historical data of the output current as inputs. Therefore, the stability of the proposed predictive dead-beat control is analyzed when the output filter inductance and resistance parameters of the main circuit are deviated, and the transmission of current and voltage measurement noise in the system is further analyzed. Finally, simulation and experimental comparison studies on three types of predictive dead-beat control are conducted to verify the effectiveness of the mixed current prediction-based dead-beat control algorithm proposed.

Keywords: Dead-beat control; robust stability; noise suppression; mixed current prediction; hardware in loop test platform

收稿日期：2024-08-12；**修回日期**：2024-10-03；**录用日期**：2024-10-18；**网络首发日期**：2024-11-22
基金项目：国家自然科学基金资助项目(51467017)；内蒙古自然科学基金资助项目(2025LHMS05012)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China (NSFC) under the grant 51467017; Inner Mongolia Natural Science Foundation under the grant 2025LHMS 05012

电网中非线性负载和电力电子变换器数量的增加，导致的电能质量问题引起广泛关注[1-3]。负载电流畸变和不对称会导致接入点电压畸变、设备额定工作点偏移、继电保护误动作，进而影响电力系统安全运行。有源电力滤波器 APF (active power filters)因具有较高的补偿性能和灵活性，近年来被广泛用于谐波治理和无功补偿，其补偿性能取决于谐波电流检测和电流跟踪控制 2 个环节[4-5]。就电流跟踪控制来说，常规比例积分 PI(proportion integral)控制不适用于包含多次谐波成分的交流参考电流的跟踪。比例谐振 PR(proportional resonant)控制和重复预测控制对谐波参考电流有良好的稳态跟踪性能[6-7]，但动态性能较差[8]。为了追求更高的补偿性能，引入了矢量比例积分 VPI(vector proportion integral)控制，VPI 控制可以消除 PR 控制在闭环响应中的峰值延迟，但它对网侧频率偏移也较敏感。当出现频率波动或偏移时，谐振频率点的振幅增益会急剧下降，从而降低谐波补偿的精度[9-11]。为了提高 VPI 控制的频率自适应性能，可以适当增加控制频率的有效带宽，使其在较小的频率偏移范围内获得良好的鲁棒性。文献[12]采用 PR 控制实现谐波分频率补偿，但治理效果不理想，当负载突变时需要多个工频周期才能达到稳态。

基于被控对象数学模型的无差拍控制，因其高带宽和高动态响应而受到广泛关注[13-16]，但在数字控制系统实现过程中，电流电压采样保持环节和脉冲宽度调制 PWM(pulse width modulation)开关信号输出及驱动环节均会引入时延，导致无差拍控制实际上成为差一拍控制。文献[17]中重复预测型无差拍控制为提高系统在动态情况下的反应速度引入电流预测，在加快动态响应的同时减小了系统稳态误差，参考补偿电流进行“两拍预测”，解决了电流控制及采样的各一拍延时问题，进一步在电流控制环内嵌入重复控制，消除了补偿电流的周期性控制误差，然而无差拍控制具有较高的模型依赖性，对参数存在不确定时的鲁棒性并没有讨论。文献[18]提出一种基于准比例谐振控制的无差拍预测电流谐波补偿方法，以抑制附加的高阶谐波电流，该文献结论中指出，未来的研究工作将集中在被控对象参数的变化及电流采样误差等因素对电流谐波电压补偿的计算稳定性与精度影响方面。文献[19]提出了一种混合预测型无差拍电流跟踪控制，但仍然未讨论系统鲁棒稳定性，也未分析测量噪声传播问题。文献[20]研究了一种基于自适应线增强器的无差拍控制，证明了其在模型误差、测量噪声和其他未知干扰下的鲁棒稳定性，但未分析具体未知干扰类型及其带来的影响，进而验证系统的鲁棒稳定性。

文献[21]构建了鲁棒状态观测器，以估计输出滤波电路中电感 L 和电容 C 参数的偏差，从而实现参数不确定下的鲁棒控制。文献[8]提出一种改进的无差拍控制，通过历史双采样数据校正补偿数字延迟，分析证明了输出滤波电感参数在 0.8~1.2 倍标称值的不确定范围时具有鲁棒稳定性，并且通过实验证明了在 0.9~1.1 倍标称值的不确定范围时，采用该方法时的稳态补偿性能优于常规的无差拍控制方法。综上所述，当前无差拍电流跟踪控制领域的研究主要集中在提升系统的动态响应性能、增强鲁棒稳定性和提高抗噪声干扰能力等方面[17-21]。

本文提出一种基于混合预测的改进型无差拍控制，在分析鲁棒稳定性和抗噪声干扰能力的基础上，通过仿真和实验验证其稳态和动态电流跟踪控制性能、参数偏离时的谐波电流跟踪性能及抗测量噪声干扰的能力。

1 无差拍控制原理及其改进

1.1 无差拍控制原理

电压并联型 APF 系统结构如图 1 所示。在该系统中，u_{sa}、u_{sb} 和 u_{sc} 分别为三相电网电压；i_{fa}、i_{fb}、i_{fc} 分别为 APF 输出的三相电流；L_f 为变换器的输出滤波电感；R 为系统内阻。电压并联型 APF 系统主要由以下几个关键部分组成：

(1)参考电流给定模块，在综合考虑待补偿谐波电流和维持直流侧电压的基础上计算给出参考电流；

(2)电流跟踪控制模块，利用电流偏差信号通过控制算法输出 PWM 信号；

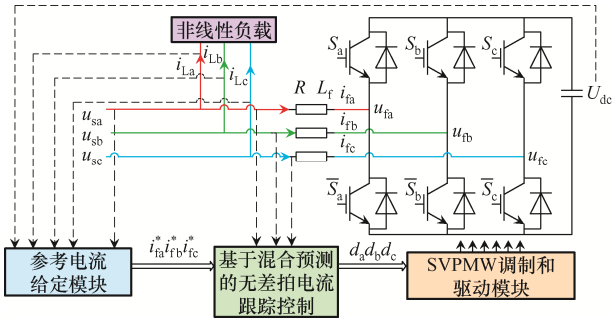


图 1　并联型 APF 系统

Fig. 1 The shunt APF system

(3)驱动模块，接受 PWM 信号，输出信号驱动 IGBT 开关器件动作，同时具有过流、过压保护逻辑；

(4)逆变电路，使用的是电压源型逆变技术。

根据参考文献[19]，图 1 所示的主电路部分的动态方程为

$$\begin{bmatrix} u_{sa}-L_f\dfrac{di_{fa}}{dt}-Ri_{fa} \\ u_{sb}-L_f\dfrac{di_{fb}}{dt}-Ri_{fb} \\ u_{sc}-L_f\dfrac{di_{fc}}{dt}-Ri_{fc} \end{bmatrix}=\boldsymbol{K}\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}U_{dc} \tag{1}$$

式中，$\boldsymbol{K}=\begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix}$ 为开关变换矩阵；S_x(x=a,b,c)为 IGBT 门级驱动信号；U_{dc} 为逆变电路直流侧电容两端的电压。当 S_x=1 时，意味着变换器的相应相位支路的上桥臂处于导通状态，下桥臂处于关闭状态；相反地，若 S_x=0，则表示上桥臂和下桥臂的开关导通与关闭状态互换。

设采样周期为 T_s，对式(1)进行离散化变换得

$$\hat{i}_{fx}(k+1)=\alpha i_{fx}(k)+\beta[u_{sx}(k)-v_x(k)]\quad x=a,b,c \tag{2}$$

式中：$\alpha=1-RT_s$；$\beta=T_s/L_f$；$v_x(k)$为无差拍的控制量输出。令 $\boldsymbol{v}(k)=[v_a(k)\ v_b(k)\ v_c(k)]^T$ 表示周期 T_s 内的输出平均电压；设 $i_{fx}(k)$ 为 k 时刻逆变器的输出相电流，参考电流为 $i_{fx}^*(k)$，二者存在偏差 $\Delta i_{fx}(k)$，则有

$$\Delta i_{fx}(k)=i_{fx}^*(k)-i_{fx}(k) \tag{3}$$

k+1 时刻的偏差可表示为

$$\Delta i_{fx}(k+1)=i_{fx}^*(k+1)-i_{fx}(k+1) \tag{4}$$

将式(3)和式(4)代入式(2)中，按照无差拍的控制思想，应在 k+1 时刻跟踪上参考电压，即 $\Delta i_{fx}(k+1)=0$，则有

$$v_x(k)=u_{sx}(k)-\frac{1}{\beta}\left[i_{fx}^*(k+1)-\alpha i_{fx}^*(k)\right]+\frac{\alpha}{\beta}\Delta i_{fx}(k) \tag{5}$$

理论上如果能准确地预测出 k+1 时刻的电流 $i_{fx}^*(k+1)$，则使 k+1 时刻的跟踪误差为 0，即实现准确跟踪，此时控制系统理论上具有无限宽的带宽。

1.2 改进的预测型无差拍控制

3 种控制方式的信号时间序列如图 2 所示。在理想控制方式下，信号时序如图 2(a)所示，式(5)定义的 $v_x(k)$ 确保补偿电流在 $k+1$ 时刻跟踪误差为 0，实现对参考电流信号的准确跟踪。然而，在实际操作中，由于电流和电压信号采样、输出占空比计算更新、电感滤波等环节存在延时，因此上述过程变为在 k 时刻开始进行电流和电压采样、处理计算及 $i_{fx}^*(k+1)$ 插值预测，然后计算 $v_x(k)$，整个过程耗时 $\lambda_1 T_s(\lambda_1<1)$，因此在 $k+1$ 时刻才给出平均电压信号 $v_x(k)$，如图 2(b)所示。这导致实际输出通过逆变器在 $k+1\sim k+2$ 时刻完成，比理想情况延迟一拍，形成差一拍控制，从而降低了控制系统的带宽，跟踪精度下降。在某些极端情况下，输出电感和电阻参数的不确定可能导致系统不稳定[18-19]。

若将式(5)的计算提前至一个采样周期，并在 k 时刻到来之际迅速进行输出，便能实现“真正无差拍”的控制。为此需要在 k 时刻进行计算，具体为

$$v_x(k+1)=u_{sx}(k+1)-\frac{1}{\beta}[i_{fx}^*(k+2)-\alpha i_{fx}(k+1)] \tag{6}$$

由式(6)可知，计算 $v_x(k+1)$依赖于在 k 时刻均不能测量得到的 $i_{fx}(k+1)$ 和 $i_{fx}^*(k+2)$ 的值，实现上述控制律的前提是能对它们进行准确地预测，并且预测的准确性将直接决定谐波补偿性能。

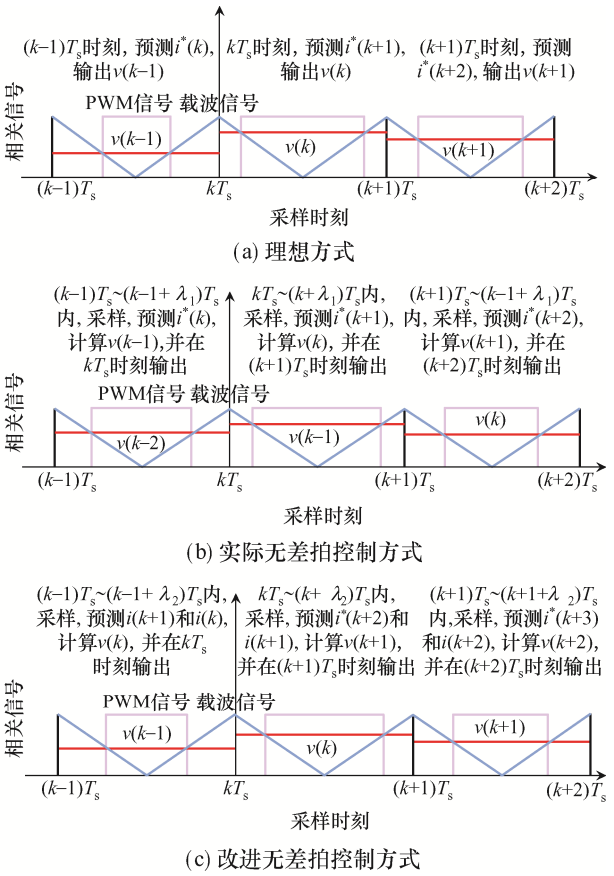


图 2 3 种控制方式的信号时间序列

Fig. 2 Signal timing diagrams of three control methods

1.3 电流预测

1.3.1 逆变器输出电流预测

通过测量电压和电流可以预测逆变器输出电流，但测量数据会引入噪声，影响无差拍控制的谐波电流补偿效果。本文提出一种预测方法，设预测参考电流为 $\hat{i}_{\mathrm{fx}}^{*}(k+1)$，则下一采样时刻逆变器输出电流预测值为

$$\hat{i}_{\mathrm{fx}}(k+1)=i_{\mathrm{fx}}(k)+[\hat{i}_{\mathrm{fx}}^{*}(k+1)-i_{\mathrm{fx}}^{*}(k)]+[\hat{i}_{\mathrm{fx}}^{*}(k+1)-\hat{i}_{\mathrm{fx}}(k+1)] \tag{7}$$

式(7)中的首项指的是 k 时刻逆变器输出的电流值，假定逆变器按照接近预测参考电流的增速进行线性输出变化，那么中间项反映的是输出电流的增加量。若预测出现固有误差，则通过末项进行进一步修正，具体为

$$\hat{i}_{\mathrm{fx}}(k+1)=\hat{i}_{\mathrm{fx}}^{*}(k+1)-0.5\Delta i(k) \tag{8}$$

式中，$\Delta i(k)=i_{\mathrm{fx}}^{*}(k)-i_{\mathrm{fx}}(k)$，参考电流预测的准确性对式(8)的预测结果至关重要。$0.5\Delta i(k)$ 项有助于减少预测对测量噪声的敏感性。

1.3.2 参考电流的混合预测

在负载的稳态条件下，谐波电流呈现出周期性特征，这使得重复预测方法的适用性得以凸显。为了进一步提高稳态精度，本文以周期 N 为采样间隔，通过递归求和的方式进行修正，其原理与积分环节相似。然而，此类积分环节的引入可能会对算法的动态性能产生不利影响。鉴于此，本文又引入了自适应前向线性预测方法，以强化负载动态变化期间的预测动态特性。根据式(6)预测参考电流的计算需要提前 2 个采样周期，同时，滤波器的输入数据向量是通过每隔 $2T_{\mathrm{s}}$ 选取 M 个谐波参考电流数据来构建的，即 $i_{\mathrm{fx}}^{*}(k), i_{\mathrm{fx}}^{*}(k-2), \cdots, i_{\mathrm{fx}}^{*}[k-2(M-1)]$，设定

$$\begin{cases} x(k-1)=i_{\mathrm{fx}}^{*}(k) \\ x(k-2)=i_{\mathrm{fx}}^{*}(k-2) \\ \quad\vdots \\ x(k-M)=i_{\mathrm{fx}}^{*}[k-2(M-1)] \end{cases} \tag{9}$$

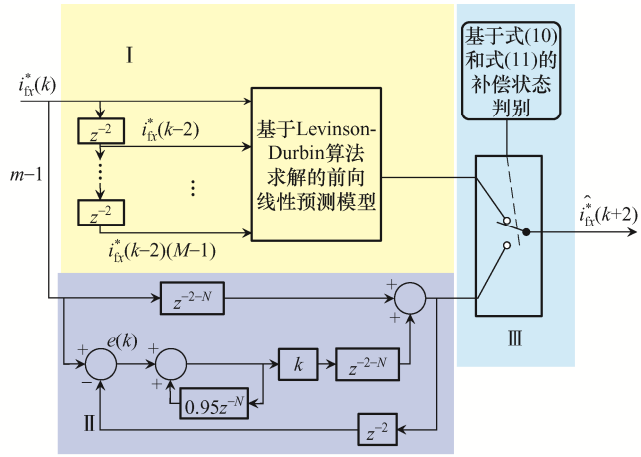
令 $\hat{x}(k)=\hat{i}_{\mathrm{fx}}^{*}(k+2)$ 为预测输出量，$x(k)=i_{\mathrm{fx}}^{*}(k+2)$ 为响应真值，采用 Levinson-Durbin 算法求解维纳-霍夫方程更新 m 阶自适应 FIR 滤波器的系数，如图 3(a)中 I 区所示，其中 Levinson-Durbin 算法滤波器系数更新算法如图 3(b)所示。其中：$p_0=r(0)$、$a_1(1)=-r(1)/r(0)$、$p_1=p_0[1-a_1^2(1)]$ 为迭代初始值；i 为迭代序次；$r(k)$为输入序列自相关函数。当算法中 $M=8$、$N=256$ 时，理论上预测滤波器仅引入了 $T_{\mathrm{s}}/16$ 的延迟，具有优秀的动态响应特征。但计算复杂度限制了滤波器阶数，导致预测的稳态精度不足。然而，通过采用混合预测切换策略，系统在负载动态变化时使用前向线性预测，在稳态时切换到重复预测控制，保证了参考电流的预测精度。

混合预测要充分发挥上述 2 种预测算法的优势，实现二者的高效切换，负载动态和稳态的判别至关重要。负载稳态条件下，设定动态触发阈值为 $e_{\max}$，若满足判别式(10)，则切换为负载动态工作条件，具体为

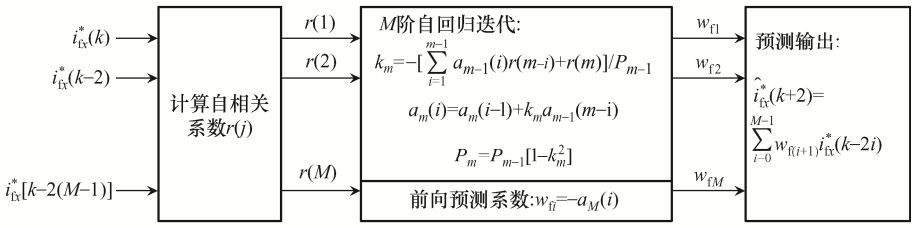
$$e_{\text{judd}}(k)=\left|i_{\text{fx}}^{*}(k)-i_{\text{fx}}^{*}(k-N)\right|\geqslant e_{\max} \tag{10}$$

式中，$e_{\text{judd}}(k)$ 为当前采样时刻与前一工频周期相应采样时刻的参考电流值之差的绝对值。负载动态条件下，连续计算 n 个差值的绝对值之和，若其值小于预设阈值 $e_{\min}$，则判定为收敛过程已完成，并相应地切换至负载稳态模式，具体为

$$e_{\text{juds}}(k)=\sum_{i=0}^{n}\left|i_{\text{fx}}^{*}(k-i)-i_{\text{fx}}^{*}(k-N-i)\right|\leqslant e_{\min} \tag{11}$$



(a) 总体框图



(b) Levinson-Durbin算法框图

图 3　混合预测框图

Fig. 3 Block diagram of mixed prediction

合理的选择 $e_{\max}$ 和 $e_{\min}$ 可以使预测算法进行有效地切换，如图 3(a)中的Ⅲ区所示。从算法复杂程度方面来看，负载稳态预测主要依靠重复控制方法，只有在负载动态情况下采用前向线性自适应预测，因此它的稳态精度要求不高，可以采用较低的阶次，算法复杂程度较单独使用高阶前向线性自适应预测时大大降低。综上所述，所提混合预测方法的算法复杂程度较重复控制有显著增加，但较单独采用前向线性自适应预测时没有增加。

2　鲁棒稳定性与噪声敏感分析

2.1　鲁棒稳定性的分析

本文所提控制方法严格来说是一种切换控制，稳定性证明通常要基于 Lyapunov 第二法，采用第 1.3 节所述切换条件下的稳定性证明将会非常困难。考虑到正常工作时，切换控制机制决定重复控制和自适应预测环节不会频繁切换，电流预测环节和电流跟踪控制环节解耦，因此系统稳定性近似认为是电流预测环节和电流跟踪环节各自的稳定性共同决定的，2 种电流预测算法的稳定性很多文献已经论及，本文将证明所提无差拍控制环节的鲁棒稳定性。无差拍控制依赖于模型结构和参数，是一种基于数学模型的控制，一旦控制参数设定完成，它们将保持不变。然而，APF 主电路元件参数会随时间变化，电网阻抗未知且时变，导致 APF 输出滤波电感和电阻值都存在漂移。为研究系统鲁棒稳定性，假设谐波预测误差可忽略，因为它是基于已知数据提前预测的。本文关注 APF 输出滤波电感 L_{f} 和等效电阻 R_{f} 的不

确定性对控制的影响，引入乘性不确定性 Δ_L 和 Δ_R，设定实际系统输出电感和电阻分别为 $L_{\mathrm{f}}'=\Delta_L L_{\mathrm{f}}$ 和 $R'=\Delta_R R$，由式(6)可得

$$v_x^*=\frac{u_{sx}(k+2)+u_{sx}(k+1)}{2}-\frac{\Delta_L\cdot L_{\mathrm{f}}}{T_{\mathrm{s}}}\cdot\left[\hat{i}_{\mathrm{fx}}^*(k+2)-\left(1-\frac{\Delta_R\cdot R}{\Delta_L\cdot L_{\mathrm{f}}}\cdot T_{\mathrm{s}}\right)\hat{i}_{\mathrm{fx}}^*(k+1)\right] \tag{12}$$

在分析控制律执行时，用式(12)中的 $\frac{u_{sx}(k+2)+u_{sx}(k+1)}{2}$ 项替换式(6)中的电网电压 $u_{sx}(k+1)$。考虑到电网电压在采样周期内的变化，采用其平均值来代表真实值。实际测量时，结合 k 时刻和 $k-1$ 时刻的电网电压值，进行线性预测，则有

$$u(k+1)=2u_{sx}(k)-u_{sx}(k-1) \tag{13}$$

$$u_{sx}(k+2)=3u_{sx}(k)-2u_{sx}(k-1) \tag{14}$$

由式(5)可得

$$v_x(k-1)=u_{sx}(k-1)-\frac{L_{\mathrm{f}}}{T_{\mathrm{s}}}\left[i_{\mathrm{fx}}(k)-\left(1-\frac{R}{L_{\mathrm{f}}}\right)i_{\mathrm{fx}}(k-1)\right] \tag{15}$$

将式(8)代入式(12)中，经过整理可以得到一个关于中间变量 $v_x(k-1)$ 的方程，具体为

$$\begin{aligned}v_x(k-1)=&\frac{u_{sx}(k)+u_{sx}(k-1)}{2}-\frac{\Delta_L\cdot L_{\mathrm{f}}}{T_{\mathrm{s}}}\cdot\left[\hat{i}_{\mathrm{fx}}^*(k)-\left(1-\frac{\Delta_R\cdot R}{\Delta_L\cdot L_{\mathrm{f}}}\cdot T_{\mathrm{s}}\right)\hat{i}_{\mathrm{fx}}^*(k-1)+0.5\left(1-\frac{\Delta_R\cdot R}{\Delta_L\cdot L_{\mathrm{f}}}\cdot T_{\mathrm{s}}\right)\hat{i}_{\mathrm{fx}}^*(k-2)\right]+\\&0.5\frac{\Delta_L\cdot L_{\mathrm{f}}}{T_{\mathrm{s}}}\left(1-\frac{\Delta_R\cdot R}{\Delta_L\cdot L_{\mathrm{f}}}\cdot T_{\mathrm{s}}\right)i_{\mathrm{fx}}(k-2)\end{aligned} \tag{16}$$

结合式(15)和式(16)，消去 $v_x(k-1)$，以 $\hat{i}_{\mathrm{fx}}^*(k+2)$ 为输入、$i_{\mathrm{fx}}(k)$ 为输出，将 $u_{sx}(k)$ 作为扰动输入，得到离散方程为

$$\begin{aligned}&\left[i_{\mathrm{fx}}(k)-\left(1-\frac{R}{L_{\mathrm{f}}}\cdot T_{\mathrm{s}}\right)i_{\mathrm{fx}}(k-1)+0.5\Delta_L\left(1-\frac{\Delta_R\cdot R}{\Delta_L\cdot L_{\mathrm{f}}}\cdot T_{\mathrm{s}}\right)i_{\mathrm{fx}}(k-2)\right]\\&=\frac{-u_{sx}(k)+u(k-1)}{2}+\Delta_L\left[\hat{i}_{\mathrm{fx}}^*(k)-\left(1-\frac{\Delta_R\cdot R}{\Delta_L\cdot L_{\mathrm{f}}}\cdot T_{\mathrm{s}}\right)\hat{i}_{\mathrm{fx}}^*(k-1)+0.5\left(1-\frac{\Delta_R\cdot R}{\Delta_L\cdot L_{\mathrm{f}}}\cdot T_{\mathrm{s}}\right)\hat{i}_{\mathrm{fx}}^*(k-2)\right]\end{aligned} \tag{17}$$

将离散方程式(17)取 Z 变换并整理得

$$\begin{aligned}I_{\mathrm{fx}}(z)=&\frac{-\frac{1}{2}+\frac{1}{2}z^{-1}}{1-\left(1-\frac{R}{L_{\mathrm{f}}}\cdot T_{\mathrm{s}}\right)z^{-1}+0.5\Delta_L\left(1-\frac{\Delta_R}{\Delta_L}\frac{R}{L_{\mathrm{f}}}\cdot T_{\mathrm{s}}\right)z^{-2}}\cdot\\&\frac{T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{f}}}\cdot U_{sx}(z)+\\&\frac{\Delta_L\cdot\left[1-\left(1-\frac{\Delta_R}{\Delta_L}\frac{R}{L_{\mathrm{f}}}\cdot T_{\mathrm{s}}\right)z^{-1}+0.5\left(1-\frac{\Delta_R}{\Delta_L}\frac{R}{L_{\mathrm{f}}}\cdot T_{\mathrm{s}}\right)z^{-2}\right]}{1-\left(1-\frac{R}{L_{\mathrm{f}}}\cdot T_{\mathrm{s}}\right)z^{-1}+0.5\Delta_L\left(1-\frac{\Delta_R}{\Delta_L}\frac{R}{L_{\mathrm{f}}}\cdot T_{\mathrm{s}}\right)z^{-2}}\cdot\\&\hat{I}_{\mathrm{fx}}^*(z)\end{aligned} \tag{18}$$

由式(18)电流跟踪控制算法得闭环传递函数为

$$\begin{aligned}\frac{I_{\mathrm{fx}}(z)}{\hat{I}_{\mathrm{fx}}^*(z)}=&[\Delta_L L_{\mathrm{f}}-(\Delta_L L_{\mathrm{f}}-\Delta_R RT_{\mathrm{s}})z^{-1}+\\&0.5(\Delta_L L_{\mathrm{f}}-\Delta_R RT_{\mathrm{s}})z^{-2}]/L_{\mathrm{f}}-\\&(L_{\mathrm{f}}-RT_{\mathrm{s}})z^{-1}+0.5\cdot(\Delta_L L_{\mathrm{f}}-\Delta_R RT_{\mathrm{s}})z^{-2}\end{aligned} \tag{19}$$

则系统的闭环特征方程为

$$\begin{aligned}&L_{\mathrm{f}}z^2-(L_{\mathrm{f}}-RT_{\mathrm{s}})z^1+0.5\Delta_L L_{\mathrm{f}}-0.5\cdot\Delta_R\cdot\\&RT_{\mathrm{s}}=0\end{aligned} \tag{20}$$

进一步通过根轨迹分析方法探讨乘性不确定性 Δ_L 与 Δ_R 变化对闭环稳定性的影响。将 Δ_L 与 Δ_R 作为闭环特征方程的可变参数，利用参数根轨迹分析法对特征方程进行形式变换得

$$1+kG_0(z)=0 \tag{21}$$

式中，k 为广义根轨迹参数，具体分别选取 Δ_L 和 Δ_R 为广义根轨迹参数，特征方程式(20)可分别表示为

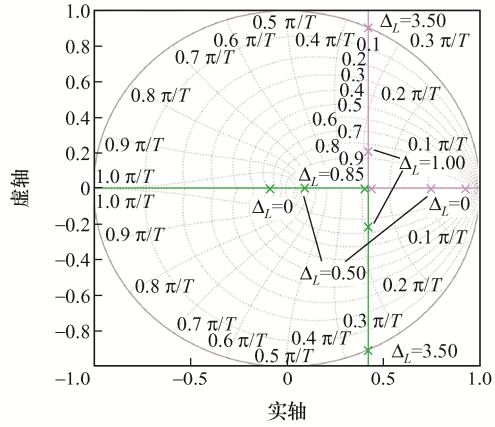
$$1+\Delta_L\cdot\frac{0.5L_{\mathrm{f}}}{L_{\mathrm{f}}z^2-(L_{\mathrm{f}}-RT_{\mathrm{s}})z-0.5\Delta_R RT_{\mathrm{s}}}=0 \tag{22}$$

$$1+\Delta_R\cdot\frac{-0.5RT_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{f}}z^2-(L_{\mathrm{f}}-RT_{\mathrm{s}})z+0.5\Delta_L L_{\mathrm{f}}}=0 \tag{23}$$

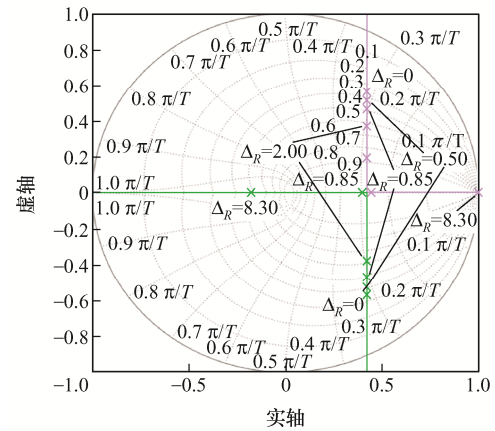
选取传递函数中的参数 L_{f}、R 和 T_{s} 后，分析闭环系统根轨迹特性随 Δ_L 和 Δ_R 参数变化的情况。分析 Δ_L 的影响时，Δ_R 设为 1；分析 Δ_R 的影响时，Δ_L 设为 1。根轨迹曲线分析结果如图 4 所示。

图 4(a)显示，当 Δ_L 在 0~3.50 范围内变化时，闭环系统根轨迹都在单位圆内，说明输出滤波电感实际值发生显著变化时系统仍然稳定。特别是 $\Delta_L=1.00$ 时，闭环极点位置如图 4(a)所示，此时闭

环传递函数零点也在相同位置，理论上带宽无限大；但当Δ_L超过 2.00 并增加时，闭环极点与单位圆距离缩短，系统相对稳定性降低，Δ_L大于 3.50 时系统失稳。这表明系统对输出电感值变化具有鲁棒性。



(a) Δ_L变化时



(b) Δ_R变化时

图 4　闭环根轨迹分析

Fig. 4 Closed-loop root locus analysis

图 4(b)显示，电阻不确定性Δ_R在 0~2.00 范围内时，闭环系统的根轨迹均在单位圆内，位置变化不大。即使不确定性达到 100%，系统性能仍保持稳定。当Δ_R为 1.00 时，闭环极点与零点位置相同，但当Δ_R增至 8.30 时，极点接近单位圆边缘，继续增加则系统不稳定。这说明系统对输出等效电阻变化具有较强的鲁棒性。

2.2 噪声敏感分析

高带宽系统对噪声敏感，工程应用中，采样噪声通常表现为随机信号。假定噪声信号遵循零均值高斯分布，平均处理环节能有效减少噪声干扰。实质上，该控制方法是通过改变闭环极点位置降低了系统对噪声的敏感度。为分析噪声对系统性能的影响，所提控制律可由式(5)、式(13)和式(14)推导得出，具体为

$$v_x(k+1)=\frac{5u_{sx}(k)-3u_{sx}(k-1)}{2}-\frac{1}{\beta}[\hat{i}^*_{fx}(k+2)-\alpha\hat{i}^*_{fx}(k+1)-0.5\cdot\alpha(i^*_{fx}(k)-i_{fx}(k))] \tag{24}$$

根据文献[15]可得无差拍控制的控制律为

$$v_x(k+1)=\left(\frac{5}{2}+\alpha\right)\cdot u_{sx}(k)-\frac{3}{2}\cdot u_{sx}(k-1)-\frac{1}{\beta}[\hat{i}^*_{fx}(k+2)-\alpha^2 i_{fx}(k)]-\alpha v_x(k) \tag{25}$$

为了探究噪声的传播情况，本文引入了表征随机噪声相对强度的参数$\Delta_1(k)$与$\Delta_2(k)$。设在实验中测得的含有噪声的电压值为$u'_{fx}(k)$，电流值为$i'_{fx}(k)$，则可建立关系为

$$u'_{sx}(k)=(1+\Delta_1(k))u_{sx}(k) \tag{26}$$

$$i'_{fx}(k)=(1+\Delta_2(k))i_{fx}(k) \tag{27}$$

在本文所提出的无差拍控制方法中，电压测量噪声$\Delta_1 u_{sx}(k)$和电流测量噪声$\Delta_2 u_{sx}(k)$对控制作用的影响，也就是对控制电压输出信号的干扰，可以分别用Δ_{v1}和Δ_{v2}来表示，具体为

$$\Delta_{v1}=\sqrt{\left(\frac{5}{2}\cdot\Delta_1(k)u_{sx}(k)\right)^2+\left(\frac{3}{2}\cdot\Delta_1(k-1)u_{sx}(k-1)\right)^2} \tag{28}$$

$$\Delta_{v2}=\frac{1}{2}\cdot\frac{\alpha}{\beta}\Delta_2(k)i_{fx}(k) \tag{29}$$

在应用常规无差拍控制方法的过程中，由测量噪声导致的控制干扰信号可表述为

$$\Delta_{v1}=\sqrt{\left[\left(\frac{5}{2}+\alpha\right)\cdot\Delta_1(k)u_{sx}(k)\right]^2+\left(\frac{3}{2}\cdot\Delta_1(k-1)u_{sx}(k-1)\right)^2} \tag{30}$$

$$\Delta_{v2}=\frac{\alpha^2}{\beta}\Delta_2(k)i_{fx}(k) \tag{31}$$

为比较两者对噪声传递抑制的影响，系统采用 3.2 节中表 1 所示参数进行计算，$\alpha=0.084$，$\beta=0.015\,625$，代入式(28)和式(29)分别得到

$$\Delta_{v1}=\sqrt{6.25\cdot(\Delta_1(k)u_{sx}(k))^2+2.25\cdot(\Delta_1(k-1)u_{sx}(k-1))^2} \tag{32}$$

$$\Delta_{v2}=26.88\cdot\Delta_2(k)i_{fx}(k) \tag{33}$$

同样的参数代入式(30)和式(31)分别有

$$\Delta_{v1}=\sqrt{11.2\cdot(\Delta_1(k)u_{sx}(k))^2+2.25\cdot(\Delta_1(k-1)u_{sx}(k-1))^2} \tag{34}$$

$$\Delta_{v2}=45\cdot\Delta_2(k)i_{fx}(k) \tag{35}$$

经比较分析，本文采用的控制方法在测量噪声传递增益方面，仅相当于常规无差拍控制方法的一半。因此，所提方法对系统测量噪声的敏感度较低，进而能够实现更优的谐波补偿效果。

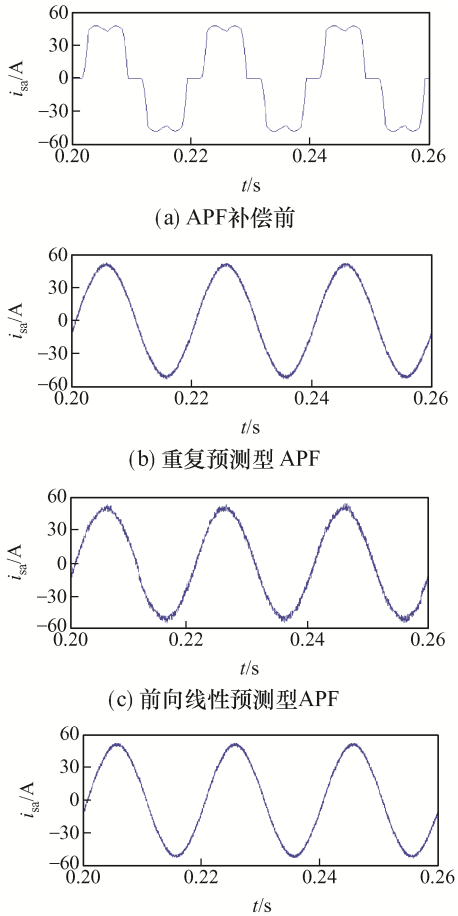
3 仿真和实验验证

3.1 仿真分析

为验证所提控制方法的准确性和有效性，本文构建了一个基于 Simulink 的仿真平台，其核心参数配置为：网侧为三相对称电源，线电压为 380 V，频率为 50 Hz，APF 输出滤波电感标称值为 5 mH，等效电阻标称值为 10 Ω，数字控制器的采样频率为 12.8 kHz，系统数字控制部分的采样步长为 78.125 μs。仿真解算器采用固定步长离散求解模型，离散仿真步长为 0.781 25 μs。

图 5 显示了 a 相电流波形的补偿效果。APF 谐波补偿投入前的 a 相稳态电流曲线如图 5(a)所示，而图 5(b)、(c)和(d)分别显示了 3 种不同预测型无差拍控制的 APF 补偿后的 a 相稳态电流曲线。比较图 6 中的频谱，3 种方法都能有效补偿谐波，但本文所提混合预测型和重复预测型无差拍控制方法效果更佳，谐波补偿效果相近，均优于前向线性预测型无差拍控制方法。

本文通过设置 2 个参数相同的负载来对比分析不同方法在动态跟踪性能上的表现。初始只有一个负载并入电网，并在系统达到稳态补偿后，于 t=0.4 s 时刻并入第 2 个相同的负载。负载的成倍变化导致谐波电流相应地成倍增加。图 7 显示了加载



(a) APF补偿前

(b) 重复预测型 APF

(c) 前向线性预测型APF

(d) 混合预测型APF

图 5 a 相电网电流曲线对比

Fig. 5 Comparison of a-phase grid current curves

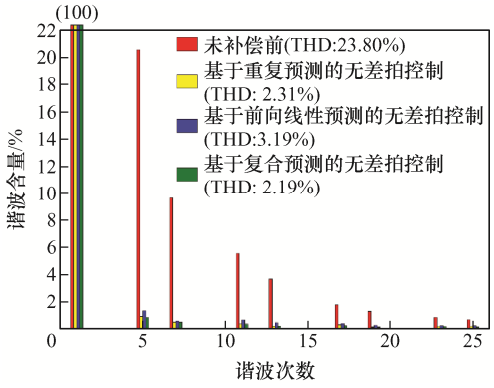
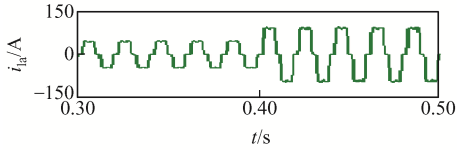


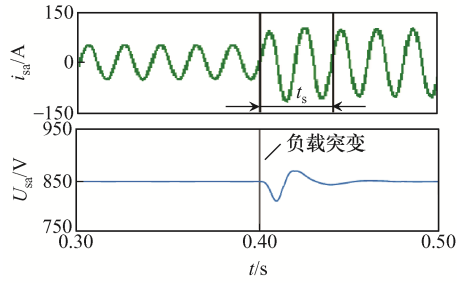
图 6 a 相电网电流频谱对比

Fig. 6 Comparison of a-phase grid current spectra

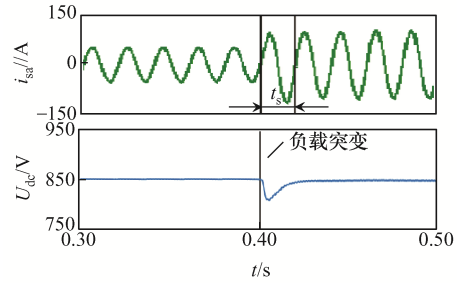
过程中的动态补偿效果，包括负载电流曲线和不同控制方法下 a 相电流及直流侧电压的过渡过程。设 T = 20 ms 为工频周期，通过对比不难发现，重复预测型无差拍控制方法需要 2.6T 达到新稳态，直流侧电压恢复至设定值需要近 3.0T。而本文提出的



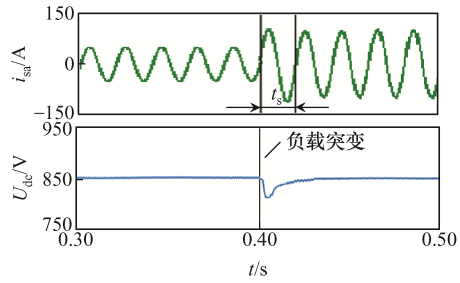
(a) 非线性负载电流



(b) 重复预测型APF



(c) 前向线性预测型APF



(d) 混合预测型 APF

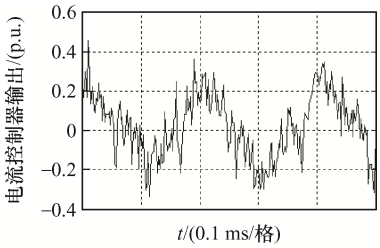
图 7　动态补偿特性的对比

Fig. 7 Comparison of dynamic compensation characteristics

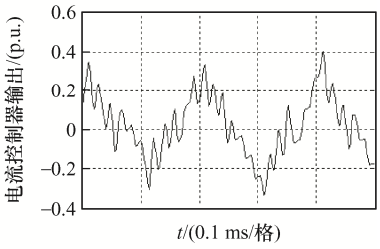
控制方法和前向线性预测型无差拍控制方法都仅需约 1.0T，动态响应速度显著提升。

基于上述分析，可以得出本文提出的混合预测型无差拍控制方法在谐波电流补偿过程中展现出了较好的动态性能与稳态性能。具体而言，其动态补偿性能与前向线性预测型无差拍控制方法相当，而稳态补偿性能则与重复预测型无差拍控制方法相近。

为验证逆变器输出电流预测方法的噪声抑制能力，在采样环节中引入高斯白噪声进行仿真。图 8(a)为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 8(b)为基于本文所提控制方法的控制器输出归一化曲线。通过对比发现，本文



(a) 常规逆变器电流预测方法



(b) 基于本文所提控制方法

图 8　控制器输出曲线对比

Fig. 8 Comparison of controller output curves

所提控制方法的控制器输出抖动幅度较低，表现出更好的噪声抑制效果。这归功于预测表达式中的修正项 $0.5\Delta i(k)$，它降低了预测方法对噪声的敏感度。

在主电路输出滤波环节，电感标称值设为 $L_f = 5$ mH。实际应用中，电感值 L_f' 可能与标称值 L_f 有偏差。为评估控制方法对电感波动的适应性，在 L_f' 为 $0.8L_f$、$1.0L_f$、$1.2L_f$ 条件下进行仿真测试，结果如图 9 所示，电感值在 0.8~1.2 倍标称值范围内，APF 能稳定跟踪参考电流。稳态下，补偿后的电流曲线接近理想正弦波，THD 分别为 2.63%、2.19%和 2.40%。25 次以下谐波被有效滤除，滤波

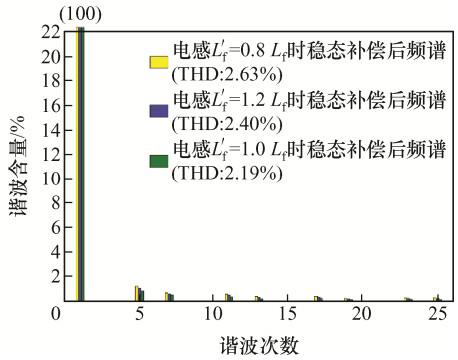


图 9　电感参数不确定时稳态补偿结果

Fig. 9 Steady-state compensation results under uncertainty of inductance parameters

效果显著。因此，该控制方法对电感参数变化具有较强的鲁棒性。

同理，假设输出滤波电阻的标称阻值为 10 Ω，并在实际电阻值分别为 8 Ω、10 Ω、12 Ω 的条件下进行仿真测试，以验证控制方法对电阻变化的适应性，仿真结果如图 10 所示，在上述条件下 APF 均能稳定跟踪参考电流，稳态时网侧电流接近理想正弦曲线。电网电流的总谐波失真 THD(total harmonic distortion)分别为 2.54%、2.19%和 2.51%。电阻变化在 0.8~1.2 倍范围内变动时，补偿效果差异小，说明控制方法对电阻参数变化具有较好的鲁棒性。

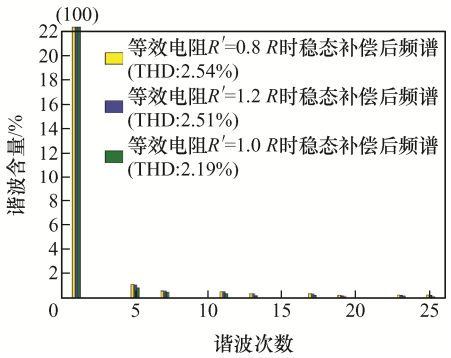


图 10 电阻参数不确定时稳态补偿结果

Fig. 10 Steady-state compensation results under uncertainty of resistance parameters

3.2 实验验证

本文建立了半实物仿真测试平台，用于评估 APF 控制系统的性能，其组成如图 11 所示。平台包括以下组件：

(1)实时控制处理模块(RCP)，搭载了 Kintex-7 FPGA 核心板，最高采样速率为 1 MS/s，执行控制算法；

(2)主电路及接口电路，包含三相逆变电路、非线性负载、霍尔效应传感器和 IGBT 驱动电路，负责采集和传输信号，驱动逆变器输出谐波补偿电流；

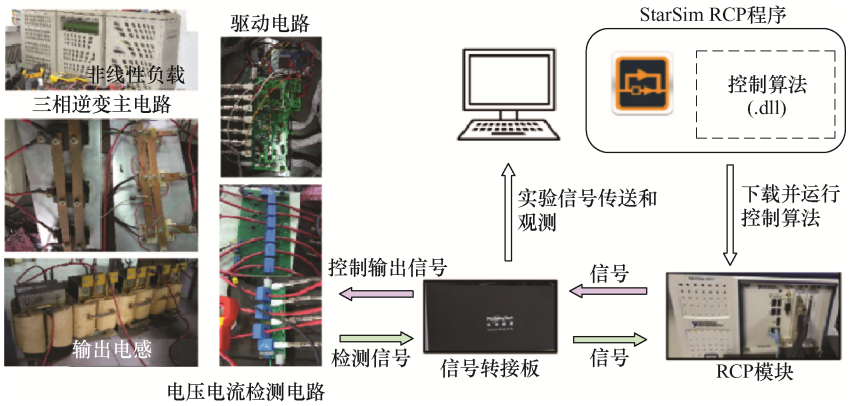


图 11 并联型 APF 半实物仿真平台

Fig. 11 Semi-physical shunt APF simulation platform

(3)信号传输板，连接(1)和(2)部分组件，实现观测信号引出；

(4)主机，通过 RCP 上位机软件将 MATLAB/Simulink 中的控制器算法下载到 RCP 模块。

实验系统参数见表 1。实验结果表明，在 12.8 kHz 的控制采样频率下，系统能够较好地完成所提混合预测和改进型无差拍控制算法，算法的复杂程度在允许范围内。图 12 为谐波稳态补偿的实验结果。图 12(a)为未采用 APF 进行谐波补偿时的三相电网侧电流曲线，呈现非正弦状态且显著畸

表 1 APF 半实物仿真平台参数

Tab. 1 Parameters of semi-physical APF simulation platform

参数	数值
额定容量/kVA	60
网侧线电压/V	380
网侧频率/Hz	50
开关频率/kHz	12.8
直流侧电容/μF	2 000
直流侧电压/V	850
交流输出电感/mH	5
IGBT 死区时间/μs	3

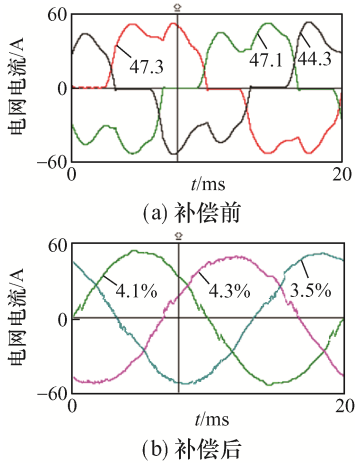


图 12　稳态补偿网侧电流

Fig. 12 Grid-side current of steady-state compensation

变，三相电流的 THD 约为 23.0%。图 12(b)为采用所提控制方法后，APF 装置投入运行并达到稳态时电网侧三相电流的波形，三相电流的 THD 降至约 4.0%。进一步对比 3 种不同控制方法的稳态补偿性能，结果见表 2。由表可知本文所提控制方法与重复预测型无差拍控制在稳态补偿性能上均表现出优越性，补偿后网侧电流 THD 维持在约 4.2%，低于前向线性预测型无差拍控制方法下的 4.7%，与前面的仿真结论吻合。

表 2　3 种控制方法的谐波补偿性能对比

Tab. 2 Performance comparison among three control methods

预测环节方法	谐波稳态补偿结果 THD/%			负载突变过渡过程
	a 相	b 相	c 相	
补偿前	23.0	23.3	23.4	—
重复预测型	4.2	4.4	4.1	2.5*T*
前向线性预测型	4.7	4.8	4.4	1.4*T*
混合预测型	4.1	4.3	3.9	1.5*T*

为验证所提无差拍控制方法动态性能的优越性，设计了负载突变实验，实验结果如图 13 所示。在稳态补偿后的某一时刻另一个相同的负载接入(增加负载电流)，补偿前的三相负载电流如图 13(a)所示，负载切入后，负载电流迅速翻倍；图 13(b)为经过补偿后的网侧三相电流波形，过渡过程持续约 1.5*T*。负载突变时，直流侧电压下降小于 50 V，如图 13(c)所示，约 1.0*T* 恢复至参考值。为比较本文所提控制方法与重复预测型无差拍控制及前向预测型无差拍控制方法的动态性能，进行了负载突变补偿实验，结果见表 2。重复预测型无差拍控制的过渡过程持续 2.5*T*，而前向线性预测型无差拍控制持续约 1.5*T*。可见，本文提出的混合预测型无差拍控制方法的动态响应速度与前向线性预测型相近，明显优于重复预测型。

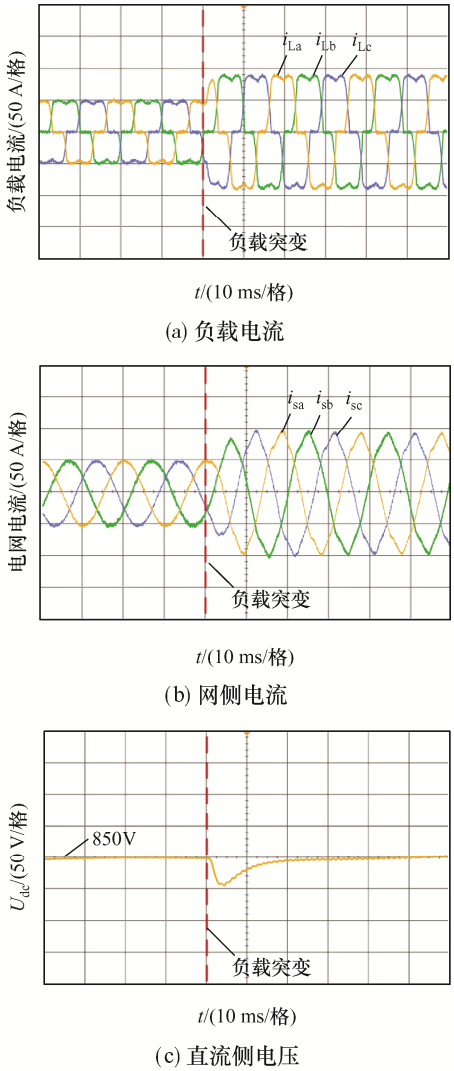


图 13　动态谐波补偿实验结果

Fig. 13 Experimental results for the dynamic-state harmonic compensation

综上所述，稳态补偿实验和动态性能对比实验证明所提混合预测型无差拍控制方法结合了重复预测控制和前向线性预测控制的优点。具体来说，在系统稳定时，该控制方法的补偿效果与重复预测型无差拍控制相近，且优于前向线性预测型无差拍

控制；而在负载动态变化的情况下，其补偿效果与前向线性预测型无差拍控制相当，明显强于重复预测型无差拍控制。

4 结语

本文提出了一种混合预测型无差拍电流跟踪控制方法。该方法在参考电流预测环节中，综合运用自适应前向线性预测与重复预测算法，实现了对谐波补偿参考电流的提前 2 个采样周期的预测。同时，利用逆变器输出电流的历史数据与谐波补偿参考电流数据，实现了对逆变器输出电流的提前 1 个采样周期的预测，从而确保了控制的“无差拍”特性。采用该控制方法的 APF 系统，不仅具备较高的动态性能，同时也展现了优异的稳态补偿特性。通过根轨迹法的分析法论证了输出滤波电路中电感和电阻参数存在不确定性的情况下，控制系统仍具有较强的鲁棒稳定性。仿真研究表明，即使在输出滤波电路的电阻和电感参数存在 80%~120%的标称值偏离时，系统仍能保持稳定运行，并维持良好的稳态补偿性能。此外，本文基于数学模型进一步分析了测量误差在系统中的传递特性，仿真结果揭示了相较于常规无差拍控制系统，本文提出的控制方法对系统测量噪声具有更低的敏感度，具有更强的抗测量噪声干扰能力。实验证明了所提混合预测型无差拍控制方法在稳态及负载突变情况下，均能实现高性能的谐波补偿。

参考文献：

[1] Karbasforooshan M S, Monfared M. Adaptive self-tuned current controller design for an LCL-filtered LC-tuned single-phase shunt hybrid active power filter [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022, 37(4): 2747-2756.

[2] 李建闽, 曹远远, 姚文轩, 等. 基于自适应移频滤波的电力系统谐波分析方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(13): 4015-4024.
Li Jianmin, Cao Yuanyuan, Yao Wenxuan, et al. Power system harmonic analysis method based on adaptive frequency-shift filtering [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(13): 4015-4024. (in Chinese)

[3] 胡立聪, 卢闻州, 王尉, 等. 非理想电网下并网变换器频率自适应特定次谐波重复控制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 114-122.
Hu Licong, Lu Wenzhou, Wang Wei, et al. Frequency self-adaptive and selective-order harmonic repetitive control strategy for grid-connected converter under non-ideal grid conditions [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 114-122. (in Chinese)

[4] Hogan D J, Gonzalez-Espin F J, Hayes J G, et al. An adaptive digital-control scheme for improved active power filtering under distorted grid conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(2): 988-999.

[5] 佘东, 胡中玉. 带 LCL 滤波器的 APF 新型预测电流控制策略[J]. 电源学报, 2022, 20(3): 179-186.
She Dong, Hu Zhongyu. Novel predictive current control strategy for APF with LCL filter [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(3): 179-186. (in Chinese)

[6] Pandove G, Singh M. Robust repetitive control design for athree-phase four wire shunt active power filter [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(5): 2810-2818.

[7] Chen Jikai, Shao Hui, Liu Chuang. An improved deadbeat control strategy based on repetitive prediction against grid frequency fluctuation for active power filter [J]. IEEE Access, 2021, 9: 24646-24657.

[8] Karbasforooshan M S, Monfared M. An improved reference current generation and digital deadbeat controller for single-phase shunt active power filters [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(6): 2663-2671.

[9] Gong Cheng, Sou W K, Lam C S. Design and analysis of vector proportional-integral current controller for LC-coupling hybrid active power filter with minimum DC-link voltage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 9041-9056.

[10] Trinh Q N, WangPeng, Choo F H. An improved control strategy of three-phase PWM rectifiers under input voltage distortions and DC-offset measurement errors [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(3): 1164-1176.

[11] 何黎鹏, 郭强, 肖蕙蕙, 等. 含负载前馈补偿的电流型

PWM 整流器改进无差拍控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 501-513.
He Lipeng, Guo Qiang, Xiao Huihui, et al. Improved deadbeat control of current-source PWM rectifiers with load feed-forward compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 501-513. (in Chinese)

[12] Herman L, Papic I, Blazic B. A proportional-resonant current controller for selective harmonic compensation in a hybrid active power filter [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(5): 2055-2065.

[13] 王本斐, 张荣辉, 冯国栋, 等. 基于事件触发的直流微电网无差拍预测控制[J]. 自动化学报, 2024, 50(3): 475-485.
Wang Benfei, Zhang Ronghui, Feng Guodong, et al. Event-triggered deadbeat predictive control for DC microgrid [J]. Acta Automatica Sinica, 2024, 50(3): 475-485. (in Chinese)

[14] 胡梦宇, 沈艳霞. 三电平 APF 谐波电流及中点电位平衡控制[J]. 电源学报, 2020, 18(5): 180-188.
Hu Mengyu, Shen Yanxia. Control of harmonic current and neutral-point potential balance for three-level APF [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(5): 180-188. (in Chinese)

[15] Odavic M, Biagini V, Zanchetta P, et al. One-sample-period-ahead predictive current control for high-performance active shunt power filters [J]. IET Power Electronics, 2011, 4(4): 414-423.

[16] Sou W K, Choi W H, Chao Chiwa, et al. A deadbeat current controller of LC-hybrid active power filter for power quality improvement [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(4): 3891-3905.

[17] 李样, 冯润波, 尹涛, 等. T 型三电平 400 Hz 三相 APF 预测无差拍重复控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(4): 34-42.
Li Yang, Feng Runbo, Yin Tao, et al. Predictive deadbeat repetitive control based on T-type three-level 400 Hz three-phase active power filter [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(4): 34-42. (in Chinese)

[18] Du Chao, Yang Shuang, Qiu Lin, et al. A deadbeat predictive current harmonics suppression method for IPMSM based on quasi proportional resonant control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(11): 14909-14922.

[19] 韩伟, 王大志, 李云路. 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[J]. 控制与决策, 2014, 29(6): 991-996.
Han Wei, Wang Dazhi, Li Yunlu. Improved dead-beat control algorithm of shunt active power filter based on mixed prediction strategy [J]. Control and Decision, 2014, 29(6): 991-996. (in Chinese)

[20] Zhang Chenyu, Yuan Xiaodong, Shi Mingming. A deadbeat control algorithm based on adaptive prediction theory for active power filter [C]// 2018 2nd IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2). Beijing, China, 2018: 1-5.

[21] Nguyen H T, Al Sumaiti A S, AlHosani K, et al. Enhanced performance of charging stations via converter control under unbalanced and harmonic distorted grids [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2021, 36(6): 3964-3976.



韩伟

作者简介：

韩伟(1981—)，男，中国电源学会会员，博士，副教授。研究方向：电力电子系统的建模、分析与控制，现代信号处理理论及应用。E-mail：dr_whan@163.com。

李云路(1986—)，男，博士，副教授。研究方向：智能电网稳定与控制，新能源并网技术。E-mail：liyunlu@sut.edu.cn。

周立丽(1980—)，女，通信作者，博士，讲师。研究方向：电能质量控制，功率变换与控制。E-mail：zhoulili.red@163.com。

陈玉芳(1981—)，女，博士，讲师。研究方向：电力系统优化运行。E-mail：139487532052@163.com。

(责任编辑：孙美菊)