

延时补偿的APF改进预测无差拍重复控制

宋炜博¹, 陈宇航²

(1. 新疆油田公司采油一厂, 新疆 克拉玛依 834000; 2. 东北电力大学电气工程学院, 吉林 吉林 132012)

摘要: 为进一步提升有源电力滤波器 (Active Power Filter, APF) 性能, 提出一种考虑延时补偿的 APF 预测无差拍重复控制算法。首先, 根据奇数次谐波进行 dq 坐标变换后为偶次频率分量的特点, 通过计算谐波周期的最小公倍数实现快速的指令电流周期预测。同时, 采用延时信号消除算法 (Delay Signal Elimination, DSE) 与低通滤波器 (Low Pass Filter, LPF) 相结合提取基波分量, 有效提高了指令电流提取效率。然后, 提出通过固定延时后启动 AD 采样的方法降低无差拍控制下采样前端延时对系统的影响。进而, 引入重复控制, 并给出了考虑鲁棒性约束下重复控制参数选取方法。最后, 通过 MATLAB 仿真和实际物理实验验证了所提改进控制算法的正确性和有效性。

关键词: 有源电力滤波器; 快速指令电流提取; 延时补偿; 预测无差拍控制; 重复控制

Improved predictive deadbeat repetitive control for APF with delay compensation

SONG Weibo¹, CHEN Yuhang²

(1. No.1 Oil Production Plant, Xinjiang Oilfield Company, Karamay 834000, China;

2. School of Electrical Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China)

Abstract: To further improve the performance of active power filter (APF), an APF predictive deadbeat repetitive control algorithm considering delay compensation is proposed. First, according to the characteristic of even frequency component after the dq coordinate transformation of odd harmonic, the command current cycle prediction is realized quickly by calculating the least common multiple of the harmonic cycle. At the same time, the delay signal elimination (DSE) algorithm combined with a low pass filter (LPF) to extract the fundamental component, which effectively improves the efficiency of command current extraction. Then, a method of starting AD sampling after a fixed delay is proposed to reduce the impact of deadbeat control down-sampling front-end delay on the system. Furthermore, repetitive control is introduced, and a parameter selection method of repetitive control under consideration of robust constraints is given. Finally, the correctness and effectiveness of the proposed improved control algorithm are verified by MATLAB simulation and practical physics experiments.

Key words: APF; fast current reference extraction; delay compensation predictive deadbeat control; repetitive control

0 引言

针对配电网中各种各样非线性负载造成谐波污染, 三相有源电力滤波器 (Active Power Filter, APF) 是公认的治理谐波问题的有效手

段^[1-2]。对于APF的控制策略设计, 应重点关注以下两个方面。

1) 指令电流提取作为APF重要的一环, 其响应的快速性与准确性是重要的评价标准。常用

国家电网公司总部科技项目 (5108-202299258A-1-0-ZB)。

的指令电流提取方式主要有滑窗迭代离散傅里叶变换 (Discrete Fourier Transform, DFT) 谐波检测方法和基于瞬时无功理论的谐波检测方法。以文献[3]为代表的 dq 坐标系下滑窗迭代 DFT 算法, 可以实现各次谐波、不平衡分量和无功的独立补偿, 其响应时间约 10 ms, 算法准确性高, 但每个频率分量均需低通滤波器 (Low Pass Filter, LPF) 计算, 计算量较大。文献[4]提出的基于瞬时无功理论的谐波检测方法, 在 dq 坐标系下采用 LPF 筛出直流分量, 算法的准确度对频率波动不敏感, 但在快速性和准确性上难以兼得。在此基础上, 文献[5]提出了谐波独立补偿方法, 考虑到控制延时的影响, 给出了相应的相位补偿, 但由于每个频率分量均需坐标变换与反变换, 计算量增大。总之, 在谐波分量集体预测与加快响应速度方面仍存在改进空间。

2) 无差拍控制是一种实时控制, 具有响应速度快、无超调算法简单等特点^[6-7]。文献[8]通过电流预测并对预测误差进行补偿, 提高了无差拍控制算法的准确度, 也增大了计算量。文献[9]提出的预测无差拍控制考虑了控制延时的影响, 对控制准确度与鲁棒性方面进行了均衡。文献[10-12]提出将无差拍控制响应的快速性与重复控制响应的高准确度结合, 提高了系统的综合性能。但上述文献中均未提及采样前端带来的延时对系统的影响及其补偿手段。

针对上述两方面问题, 本文提出了快速指令电流提取方法和采样前端延时补偿的 APF 预测无差拍重复控制, 设计了 dq 坐标系下的周期预测算法, 并结合延时谐波消除算法, 有效缩短了指令电流提取时间。分析了无差拍控制的延时因素, 在预测无差拍电流控制算法的基础上, 分析了采样前端延时对系统的影响, 并进行了延时补偿。引入重复控制, 并给出了鲁棒性约束下的重复控制参数选取方法。最后, 通过基于 MATLAB 软件的仿真实验, 验证了所提方法的正确性和有效性。

1 APF 拓扑与控制系统

三相三线制两电平 APF 拓扑与控制系统如图 1

所示。控制系统主要由直流电压外环和电流内环构成。为防止电压外环影响电流内环控制效果, 在 PI 控制算法前加入移动平均滤波算法, 只提取直流分量。采用不平衡锁相环 (PLL), 可有效地跟踪基波正序分量。图 1 中, u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 为三相电网电压; i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} 为网侧电流; i_{la} 、 i_{lb} 、 i_{lc} 为负荷电流; i_a 、 i_b 、 i_c 为流入 APF 的电流; u_{inva} 、 u_{invb} 、 u_{invc} 为 APF 交流电压; 带*物理量为相应的指令电流; L_1 为 APF 侧滤波电感, R_1 为滤波电感 L_1 的寄生电阻; L_2 为网侧滤波电感, R_2 为滤波电感 L_2 的寄生电阻; C_1 和 R_3 分别为滤波电容和滤波电容的寄生电阻; C_{dc} 为直流侧电容; U_{dc} 为直流电压; $\bar{u}_{sabc}$ 为无差拍前馈电压; θ 为 PLL 角度; i_{dc0} 、 i_{dcd} 分别为 PI 输出电流零序分量和有功分量。

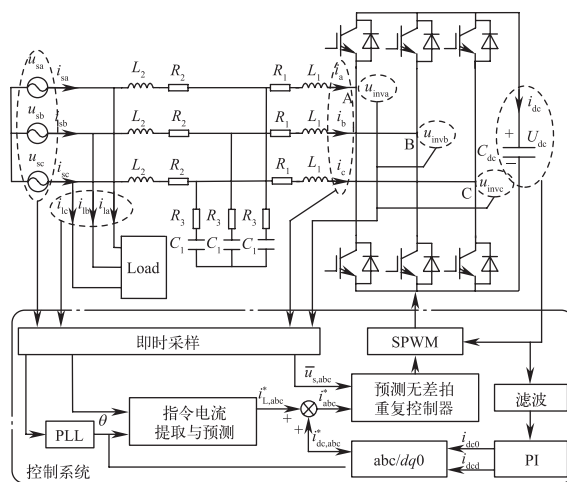


图 1 三相 APF 拓扑与控制系统

Fig. 1 Three-phase APF topology and control system

2 快速指令电流提取与预测

2.1 APF 的无差拍控制的延时因素分析

APF 的无差拍控制算法具有数字实现简单、响应速度快和无超调等优点。数学表达式为

$$u_s(k) - u_{inv}(k) = L \frac{i_{ref}(k+1) - i(k)}{T_s} \quad (1)$$

式中, $L = L_1 + L_2$; T_s 为采样周期; $i_{ref}(k+1)$ 为 k 时刻指令电流。

APF 无差拍控制的延时因素主要来源于以下两方面: ① 采样前端延时, 是指电压电流信号从

传感器到AD模拟输入通道所经过的硬件电路产生的延时总和；②数字控制延时，是指采用规则采样法后，当前控制周期内计算出的PWM更新值不能立即更新，要等到PWM波形发生器的计数器过零才会导入，由此出现的一拍延时。此外，输出PWM环节延时一般为百纳秒级别，可忽略不计。如图2所示，以第 k 拍为例说明上述延时过程。图2中，AD采样时刻为 t_k ，采样前端延时为 Δt ，实际第 k 拍采样结果为 $f(t_k - \Delta t)$ ，不是理想的 $f(t_k)$ 。数字控制延时使得 $u(k)$ 在第 $k+1$ 拍才起作用，上述延时影响电流控制准确度以及闭环控制系统稳定性。

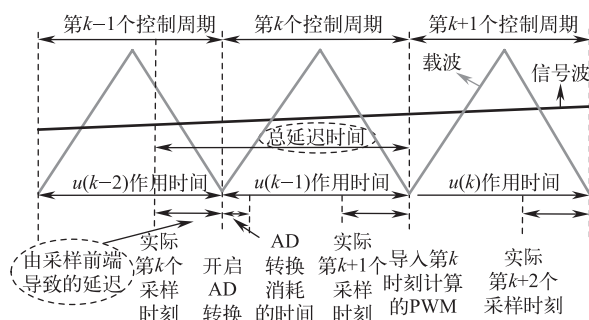


图2 无差拍控制延时原理
Fig. 2 Deadbeat control delay principle

2.2 快速指令电流提取与预测算法

对APF的无差拍电流控制而言，由于数字控制带来差一拍的延时，使得在第 k 个控制周期，采样电流 $i(k)$ 对应的指令电流为 $i(k+2)$ ，故需要预测指令电流。为了缩短指令电流提取时间，采用 $abc \rightarrow dq$ 坐标系下的快速指令电流提取与预测算法，如图3所示。图3中 $\bar{i}_{p+}$ 、 $\bar{i}_{q+}$ 、 $\bar{i}_{p-}$ 、 $\bar{i}_{q-}$ 分别代表正序基波的有功、无功分量和负序基波的有功、无功分量； $\Delta\theta$ 为超前相位补偿，当采样频率为10 kHz时，对应的 $\Delta\theta$ 约为0.062 8 rad； T 为基波周期； T_{d1} 为谐波周期的最小公倍数； n 为延时信号消除（Delay Signal Elimination, DSE）谐波次数。该算法包括两个关键部分：一是周期延时预测算法；二是采用DSE与LPF相结合的方式提取基波分量。显然，算法响应时间由这两部分计算耗时较长者决定。此外，控制S1、S2、S3和S4开关组合，可以实现无功、不平衡和谐波分量独立

补偿。由于直流分量没有周期，周期预测算法不考虑直流分量。另外，由文献[13]可知，在基波正序（或负序） dq 坐标系下正序分量对应频率降低一倍基频，负序分量对应频率提高一倍基频。而且在 dq 坐标下谐波频率全为偶次分量。

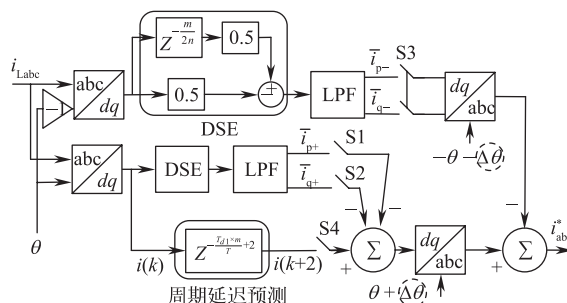


图3 快速指令电流提取算法框图

Fig. 3 Block diagram of fast command current extraction algorithm

3 延时补偿的预测无差拍控制

为克服前述由数字控制带来的差一拍延时，本文采用文献[9]所提出的预测无差拍控制。预测无差拍控制数学模型为

$$\frac{L}{2T_s} [i_{\text{ref}}(k+2) - i(k)] = u_s(k) - u_{\text{inv}}(k) \quad (2)$$

式中， $i(k+2)$ 为 k 时刻指令电流。

控制结构如图4所示。

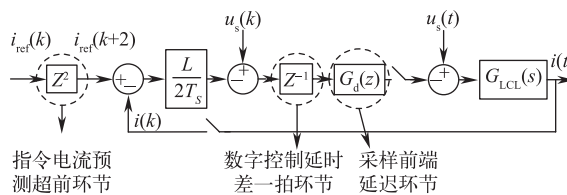


图4 预测无差拍控制结构图

Fig. 4 Predictive deadbeat control structure diagram

对于APF而言，补偿频率一般在21次及其以下，有效信号频率段在0~1 050 Hz之间。图4中， $G_{\text{LCL}}(s)$ 在该频段由于电容阻抗较大，可以近似等效为 $1/sL$ ，则等效的 z 域传递函数为

$$G_{\text{LCL}}(z) = \frac{T_s}{(z-1)L} \quad (3)$$

延时 T_d 环节的传递函数表示为 $e^{-T_d s}$ ，通过泰勒级数展开近似为 $1/(T_d s + 1)$ 。故采样前端延时环节的 z 域传递函数为

$$G_d(z) = \frac{1/k_T}{z(1-1/k_T)} \quad (4)$$

式中, T_d 为延时时间; 采样前端延时比例系数 $k_T = T_d/T_s$ 。

则控制系统的闭环传递函数为

$$G(z) = \frac{\frac{\hat{L}}{2T_s} z^{-1} G_d(z) G_{LCL}(z)}{1 + \frac{\hat{L}}{2T_s} z^{-1} G_d(z) G_{LCL}(z)} \quad (5)$$

式中, 电感比例系数 $k_L = \hat{L}/L$; $\hat{L}$ 为设定电感量。

为分析系统参数变化对闭环控制系统稳定性的影响, 以 k_L 为参变量, 确定 k_T 取不同值时式

(5) 的 z 域根轨迹曲线簇, 如图 5a 所示。图 5 中标记了单位圆边界对应的 k_L 大小。令 $k_L = 1$, 确定 k_T 取不同值时式 (5) 的 bode 图如图 5b 所示。

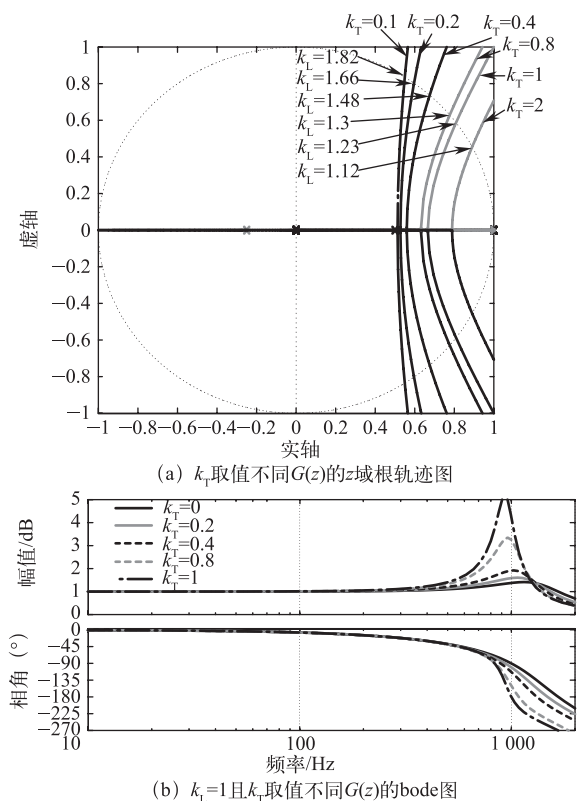


图 5 不同 k_T 取值的 $G(z)$ 稳定性分析

Fig. 5 Stability analysis of $G(z)$ with different k_T values

根据 z 域稳定判据, 要保持系统的稳定, 对应的极点必须落在单位圆内。由图 5a 可知, 单位圆边界 k_L 的大小随着 k_T 增大而变小, 由此表明 k_T 增大, 系统稳定裕度减小。由图 5b 可知, 随着 k_T

增大, 系统补偿频率为 300 Hz 以上的谐波时, $G(z)$ 的幅值与相角开始愈加偏离 1 和 0° , 即实际输出电流与指令电流偏差增大, 因此系统控制准确度随之下降, 说明采样前端延时的影响不可忽略。仅从 $G(z)$ 的角度来看, 采样前端延时越小, 越有利于系统稳定和控制准确度。

采样前端电路一般包括传感器、信号调理电路与 LPF 电路, 而各部分延时中, LPF 延时占主导地位。此时要注意提高 LPF 截止频率, 虽能降低采样前端延时, 但过高的截止频率 f_c 导致实际信号对高频分量衰减不够。故要克服采样前端延时, 一要选择适当的 LPF 硬件电路截止频率; 二要在软件算法上加入延时补偿。常用的一阶和二阶巴特沃斯 LPF 延时时间 T_d 与频率之间的关系分别表示为

$$T_d = \frac{\arctan(f/f_c)}{2\pi f} \quad (6)$$

$$T_d = \frac{\arctan \frac{1.414 f / f_c}{1 - (f / f_c)^2}}{2\pi f} \quad (7)$$

由式 (6) 和式 (7) 画出取不同 f_c 时 LPF 引起的信号延时时间与频率关系曲线, 如图 6 所示。由图 6 可见, 设置截止频率 ≥ 4 kHz, 在有效信号频段 0~1 050 Hz 内, LPF 产生的延时基本保持不变。故本文提出依靠软件延时采样补偿采样前端延时, 在第 k 个采样时刻, 根据图 6 计算出 T_d , 由定时器延时 T_d 后启动 AD 采样, 在实际有延时情况下保证第 k 个采样结果接近理想值, 将延时时间缩短至 1 拍, 由此提高预测无差拍控制的稳定裕度 ($0 < k_L < 2$) 与控制准确度。过程如图 7 所示。

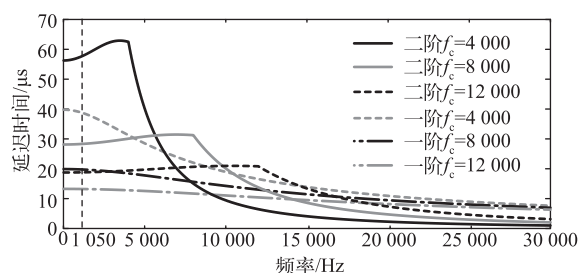


图 6 不同 f_c 取值 LPF 引起的延时与信号频率关系

Fig. 6 Relation between delay caused by LPF with different f_c values and signal frequency

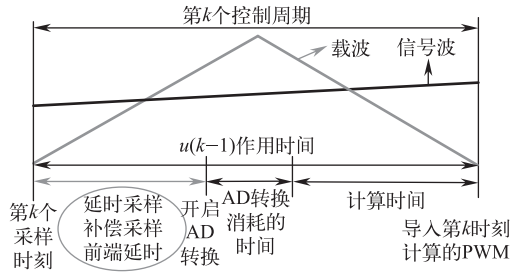


图7 采样前端延时补偿执行过程

Fig. 7 Sampling front-end delay compensation execution process

4 预测无差拍重复控制

预测无差拍控制高频段的补偿准确度比低频段差，且实际系统参数随着老化或温度、电流和电压等物理量变化而变化，导致系统存在呈现周期性变化的稳态误差，而重复控制能够很好地消除稳态周期误差^[14-15]。因此，本文通过进一步引入重复控制来提升APF的整体控制效果，控制结构如图8所示。其中 $D(t)$ 为系统扰动信号。

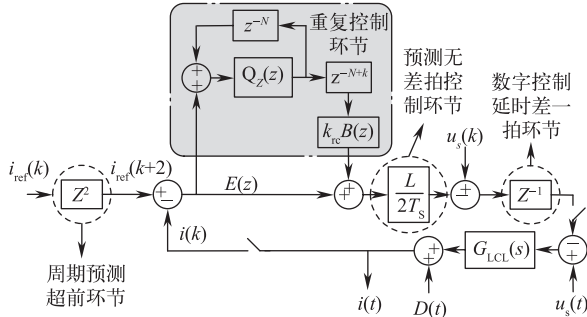


图8 预测无差拍重复控制结构图

Fig. 8 Predictive deadbeat repetitive control structure diagram

重复控制的传递函数表示为

$$G_{rc}(z) = k_{rc} \frac{Q(z)z^{-N}}{1 - Q(z)z^{-N}} z^k B(z) \quad (8)$$

式中， k_{rc} 为重复控制比例系数； $Q(z)$ 为内模系数； z^k 为超前补偿； $B(z)$ 为系统的补偿函数。

系统的误差传递函数 $E(z)$ 表示为

$$E(z) = \frac{1 - Q(z)z^{-N}}{1 - [1 - k_{rc} z^k B(z) G(z)] Q(z) z^{-N}} \times \underbrace{\{ [i_{ref}(k+2) - D(z)] \frac{1}{1 + G_0(z)} \}}_{E_D(z)} \quad (9)$$

式中， $G_0(z) = z^{-1} G_{LCL}(z) L / (2T_s)$ ；分母表示预测无差拍重复控制系统的闭环特征方程，其中 $E_D(z)$ 为未加入重复控制之前的误差传递函数， $E_r(z)$ 为加入重复控制之后的附加项。

只有同时满足如下条件时才能保证系统稳定：① $E_D(z)$ 特征方程解均在单位圆内（2.2节已证）；② $E_r(z)$ 特征方程解均在单位圆内，对此分析如下。

$E_r(z)$ 的特征方程为

$$1 - [1 - k_{rc} z^k B(z) G(z)] Q(z) z^{-N} = 0 \quad (10)$$

根据小增益定理，要保持系统稳定，须有

$$\left| (1 - k_{rc} z^k B(z) G(z)) Q(z) \right| < 1 \quad (11)$$

式（9）表明，在有效信号频段 $0 \sim 1050$ Hz内， $|E_r(z)|$ 尽可能接近于0，有利于获得较高控制准确度。故取 $Q(z)$ 尽可能接近于 $1 + j0$ ， $|k_{rc} z^k B(z) G(z)|$ 适当放大，且已知 k_{rc} 越大，系统控制准确度越高。在高频段，由于系统参数的不确定性反映在 $G(z)$ 上，故又需要限制 $B(z)$ 和 $Q(z)$ 的增益，以防出现使式（11）不成立的情况，因此引入 $\hat{G}(z)$ 以最大限度弱化或消除 $G(z)$ 项对式（11）左侧数值的影响，并令 $B(z)$ 为

$$B(z) = P(z) / \hat{G}(z) \quad (12)$$

式中， $\hat{G}(z)$ 为代入给定系统参数的 $G(z)$ 。

为便于分析实际电感量偏移的影响，定义 $R(z)$ 为

$$R(z) = \frac{G(z)}{\hat{G}(z)} = \frac{2z(z-1)+1}{\frac{2}{k_L} z(z-1)+1} \quad (13)$$

设 $P(z)$ 和 $Q(z)$ 均为零相移LPF，有

$$P(z) = Q(z) = \frac{1}{z} (0.25z^2 + 0.5z + 0.25) \quad (14)$$

将式（12）~式（14）代入式（11），得到 k_{rc} 的取值范围约束条件为

$$0 \leq k_{rc} \leq \min \left[\frac{0.5 \cos \omega T_s + 1.25}{(0.5 \cos \omega T_s + 1.25)^2} \times \sqrt{\frac{9 - 12 \cos \omega T_s + 4 \cos \omega T_s}{\frac{8}{k_L^2} - \frac{12}{k_L} \cos \omega T_s + \frac{4}{k_L} \cos 2\omega T_s + 1}} \right] f(\omega, k_L) \quad (15)$$

式中, $0 \leq \omega \leq \pi/T_s$; $0 \leq k_L \leq 2$ 。

由式 (15) 可以说明 k_{rc} 的取值受限于 ω 与 k_L 。 k_L 取不同的定值时, 得到 $f(\omega, k_L)$ 关于 ω 的关系曲线簇如图9所示。

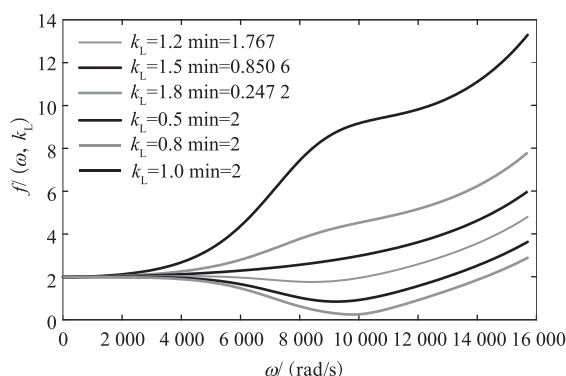


图9 不同 k_L 取值时 $f(\omega, k_L)$ 关于 ω 的关系曲线簇

Fig. 9 Relationship curve cluster of $f(\omega, k_L)$ with respect to ω at different k_L values

因此, 在允许的 k_L 波动范围和由图9确定的 $\min f(\omega, k_L)$ 基础上, 留有一定裕度的情况下, 根据式 (15) 确定 k_{rc} 的取值。

当取 $k_L=1$ 、 $T_s=100 \mu s$ 、 $k_{rc}=0.4$ 时, 预测无差拍重复控制系统误差传递函数 $E(z)$ 的幅频特性曲线如图10所示。由图10可见, 对应峰值位置为基频和倍频电流分量, 它们的控制误差大大下降, 因此可以说明本文所设计的预测无差拍重复控制能够有效提高整个控制系统的控制准确度。

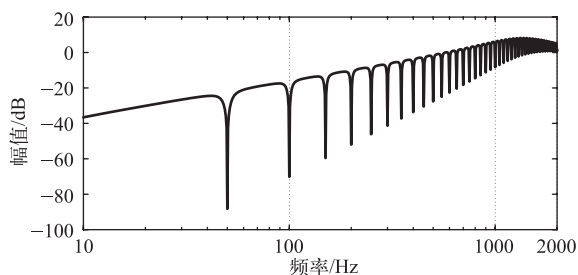


图10 $E(z)$ 的幅频特性曲线

Fig. 10 Amplitude-frequency characteristic curve of $E(z)$

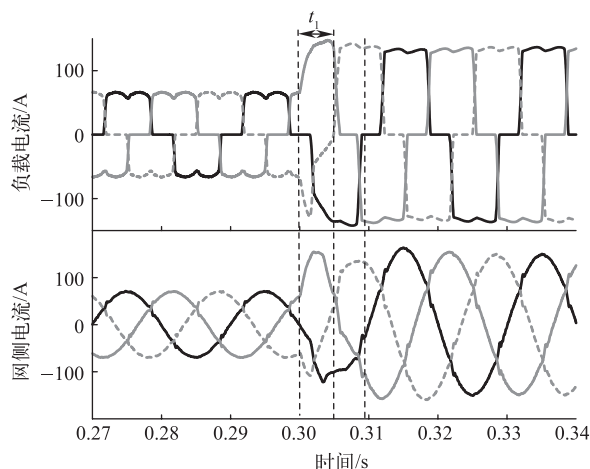
5 实验结果与分析

5.1 仿真实验

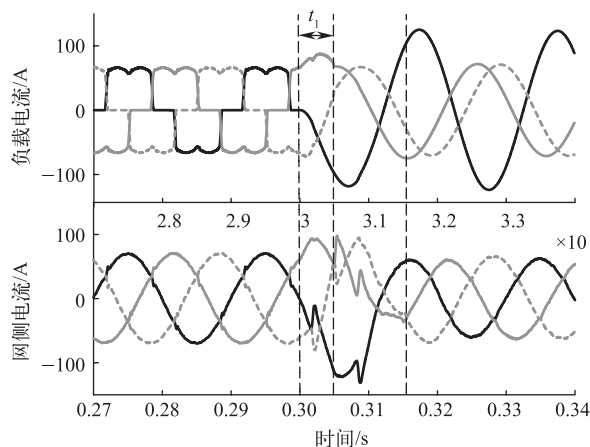
(1) 指令提取算法的快速性验证

在MATLAB仿真软件上搭建了三相APF仿真

模型, 设置 $t=0.3$ s 时, 一组三相平衡非线性负载发生阶跃变化, 另一组负载从平衡非线性突变为不平衡线性, 得到电流响应波形如图11所示。其中 t_1 为负载突变的暂态过程时间。由图11可见, 快速指令电流提取算法对两种负载突变情况的响应时间分别为4 ms和10 ms左右, 与理论分析一致。图11a中网侧电流波形多毛刺是由于采样频率为10 kHz, 其为指令电流周期预测中3.33 ms的非整数倍延时造成的。



(a) 平衡非线性负载阶跃响应波形



(b) 负载由平衡非线性突变为不平衡线性的响应波形

图11 负载变化的系统响应波形

Fig. 11 System response waveforms of load change

(2) 采样前端延时补偿算法有效性验证

仿真中采样前端采用截止频率8 kHz的二阶巴特沃斯LPF, 负载为平衡非线性负载。负载电流和采样前端延时补偿前后网侧电流波形如图12所示。由图12可见, 延时补偿之后的网侧电流波

形毛刺有所减少，THD从2.83%降至2.30%，下降了18.73%，提高了电流控制准确度。

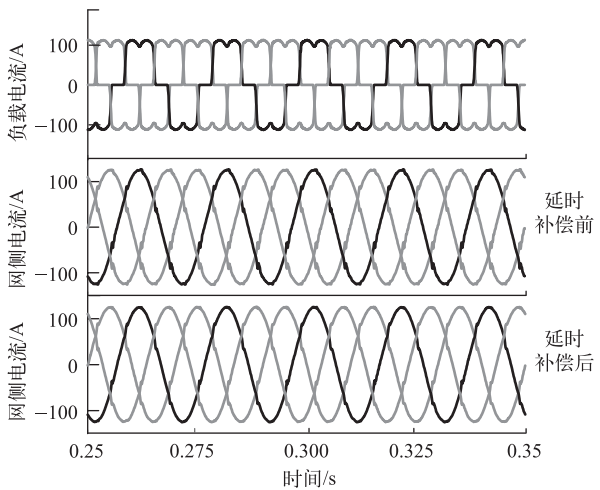


图 12 延时补偿前后的电流波形对比

Fig. 12 Current waveforms comparison before and after delay compensation

(3) 附加重复控制的有效性验证

设置系统分别采用预测无差拍控制和采用预测无差拍重复控制补偿基波与11次谐波时，得到实际电流跟踪指令电流的对比波形如图13所示。由图13可知，未加入重复控制时，实际电流相位滞后于指令电流；当加入本文所设计的重复控制后，实际电流和指令电流基本重合，有效提高了控制准确度。

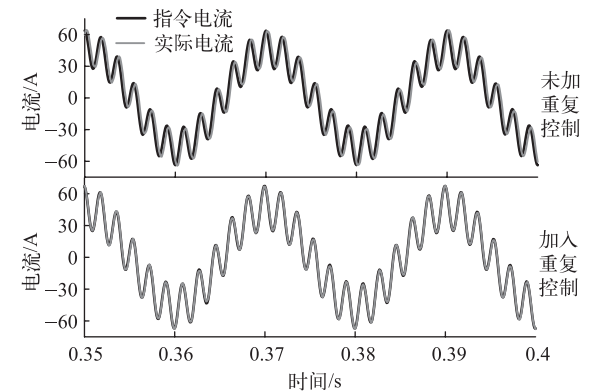


图 13 有无重复控制时电流跟踪波形对比

Fig. 13 Comparison of current tracking waveform with and without repetitive control

5.2 物理样机实验

为了进一步验证整体控制策略的有效性，

搭建了5 kV·A三相APF样机进行实验验证。实验场景如图14所示。其中，主控制板以TMS320F28335为核心。



图 14 三相 APF 样机实验场景

Fig. 14 Three-phase APF prototype experiment scene

APF交流接口由380 V交流电网经三相自耦变压器降压接入；使用三相不控整流桥连接 Chroma 63803单相可编程交直流电子负载和一个单相电阻器模拟平衡非线性负载，另一个单相电阻器用于模拟不平衡负载；使用泰克MSO56示波器观察和记录波形；使用Fluke 435II电能质量分析仪获取谐波分析结果。被试样机参数见下表。

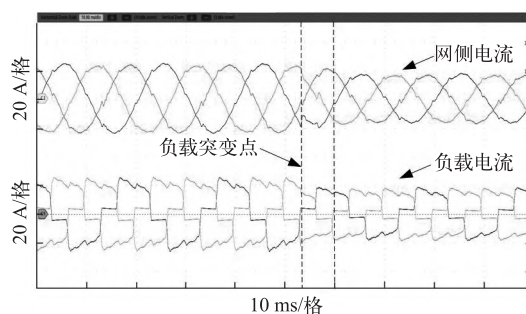
表 三相 APF 实验样机参数

Tab. Parameters of three-phase APF experimental prototype

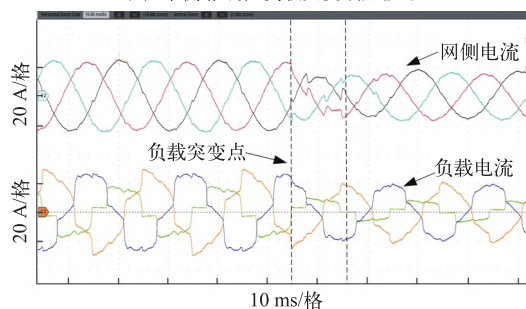
样机参数	数值
直流电压/V	360
额定容量/kV·A	5
额定线电压/V	180
额定电流/A	16
直流电容 $C_{dc}/\mu\text{F}$	7 000
逆变器侧电感 L_1/mH	0.7
网侧电感 L_2/mH	0.14
滤波电容 $C/\mu\text{F}$	30
采样频率 f_s/kHz	10

为了验证快速指令电流提取算法的有效性，

对平衡非线性负载与不平衡非线性负载的情况进行负载突变实验，响应波形如图15所示。由图15可见，在平衡负载与不平衡负载突变时，被试样机响应时间分别为6 ms和12 ms左右，这与理论的4.167 ms和10.25 ms比较，响应时间有所延长。原因在于负载突变时直流电压暂态调整过程和重复控制降低了系统的响应速度。证实了快速指令电流提取算法的有效性。



(a) 平衡非线性负载突变响应波形



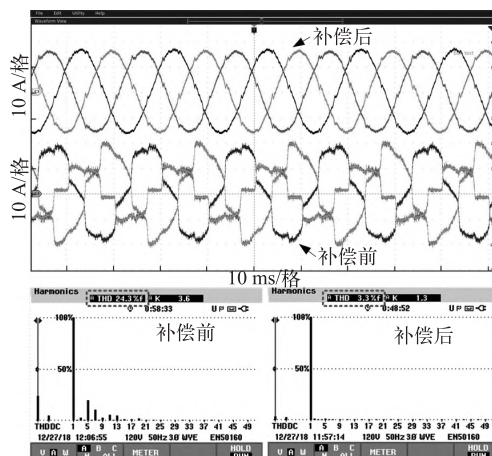
(b) 不平衡非线性负载突变响应波形

图 15 负载突变响应波形

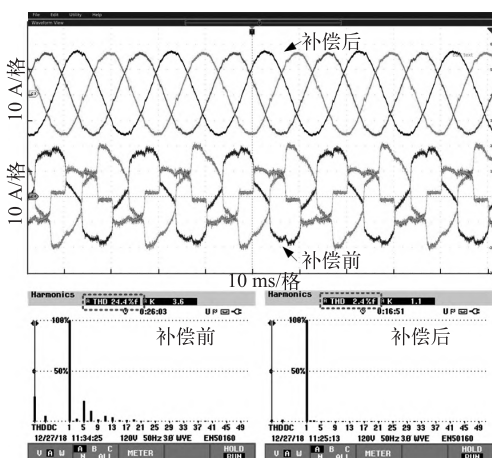
Fig. 15 The response waveforms of load sudden change

被试样机的采样前端滤波电路是截止频率为 8 kHz 的一阶巴特沃斯低通滤波器。图16给出了补偿低通滤波延迟的网侧电流和负载电流波形以及对应的THD值。由图16可见，系统加入采样前端延时补偿后，网侧电流THD值从3.3%下降到2.4%，波形毛刺进一步减少，提高了控制准确度，证实了该算法的有效性。

为了验证系统加入重复控制的有效性，记录加入重复控制时的电流波形和THD值，如图17所示。比较图17与图16b可知，网侧电流THD值从2.4%下降到2.2%，由此证明重复控制进一步提高了算法的控制准确度，改善了波形质量。



(a) 未补偿采样前端延迟的电流波形与THD值



(b) 补偿采样前端延迟的电流波形与THD值

图 16 有无补偿采样前端延迟的效果对比

Fig. 16 Comparison of effects of sampling front-end delay with or without compensation

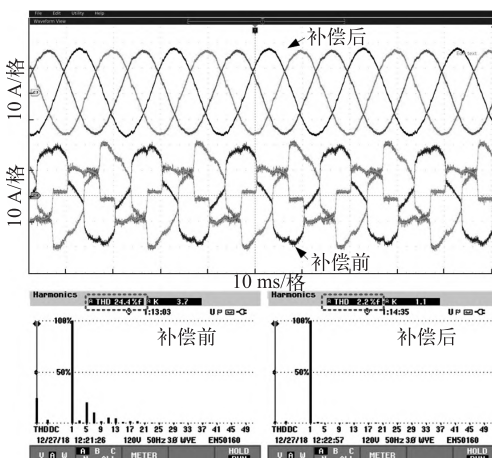


图 17 加入重复控制时的补偿波形与 THD 值

Fig. 17 Compensation waveforms and THD value when adding repetitive control

6 结束语

本文针对三相并联型APF提出了一种考虑延时补偿的预测无差拍重复控制算法,并通过MATLAB仿真和实际物理实验得到如下结论:

1) 根据abc坐标系与 dq 坐标系下的电流频率映射关系,采用DSE与LPF相结合的方式提取基波分量,能够将指令电流提取的响应时间控制在10 ms左右或更短。

2) 为克服采样前端延时对预测无差拍控制系统的影响,建议采样前端硬件滤波电路的截止频率设置在4~10 kHz范围内,并在算法上采用对应的固定延时采样,以改善控制准确度。

3) 给出了考虑鲁棒性约束下的重复控制器参数选取方法,有效提升了电流跟踪准确度及APF的整体控制效果。

参考文献

- [1] NGUYEN D T, GORO F. PV-active power filter combination supplies power to nonlinear load and compensates utility current[J]. IEEE Power and Energy Technology Systems Journal, 2015, 2(1): 32-42.
- [2] SWN B, JOCHEN S, HEINRICH S. Predictive current control for an active power filter with LCL-filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(6): 4943-4952.
- [3] 陈晓. 高性能APF若干关键技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2016.
- [4] 宋辉. LCL型有源电力滤波器的模型预测控制策略研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2018.
- [5] 曹武, 江楠, 刘康礼, 等. 改进谐波分次检测结合集中电流环的APF谐波独立控制实现[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 387-396.
- [6] JUNE H L, KYO B L. A dead-beat control for bridgeless inverter systems to reduce the distortion of grid current[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(1): 151-164.
- [7] SIMONE B, TOMMASO C, DANILO I B. Dead-beat current controller for voltage-source converters with improved large-signal response[J]. IEEE Industry Applications Society, 2015, 52(2): 1588-1596.
- [8] 姜卫东, 汪磊, 马炜程, 等. 一种电流跟踪误差补偿的三相有源电力滤波器的无差拍控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(20): 5605-5615.
- [9] 杨立永, 杨烁, 张卫平, 等. 单相PWM整流器改进无差拍电流预测控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(22): 5842-5850.
- [10] 谭翠兰, 陈启宏, 张立炎, 等. 三相四桥臂并网逆变器的无差拍重复控制[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(18): 142-154.
- [11] 梁莹玉, 刘建政, 李治艳. 有源电力滤波器改进无差拍-重复控制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(19): 4573-4582.
- [12] 张宸宇, 梅军, 郑建勇, 等. 基于内置重复控制器改进无差拍的有源滤波器双滞环控制方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(22): 124-132.
- [13] 王振浩, 赵东争, 庞丹, 等. 用于电能质量治理的三电平变流器预测无差拍重复控制优化及性能分析[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(6): 121-127.
- [14] 张兴, 汪杨俊, 余畅舟, 等. LCL并网逆变器改进型重复控制策略[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(20): 101-107.
- [15] ZHAO Q, YE Y, XU G, et al. Improved repetitive control scheme for grid-connected inverter with frequency adaptation[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(5): 883-890.

作者简介

宋炜博(1984—), 男, 工程师, 研究方向为电力设备运行管理、节能降损技术等。

陈宇航(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为配电网运行控制与节能技术。

(收稿日期: 2023-03-20)