

[APF]

民用建筑电力谐波检测及治理

文/梁雪维¹ 张健² 王野¹

1. 天津津贝尔建筑工程试验检测技术有限公司; 2. 西藏新城悦物业服务股份有限公司天津分公司

民用建筑电力谐波问题严重，导致电网电流不稳定，增加电能损耗传统APF难以应对民用建筑电网复杂多变的工况。为提高采样环节检测精度，采用瞬时无功功率的 i_p-i_q 谐波检测法；为解决控制环节一拍延迟问题，提出无差拍联合重复电流预测控制的优化策略。在多种工况下，通过MATLAB仿真对比，验证提出方法的有效性，结果显示该方法能有效抑制民用建筑电力谐波。

民用建筑中众多电子产品因其非线性特性会产生大量谐波，以负载型谐波源为例（包括变频空调、汽车充电桩和LED灯等），呈现出负载投切频率高、谐波干扰性强的特点，易增加电能损耗、导致绝缘性能降低。在民用建筑电气行业进行谐波治理，既实现电力节能，又符合国家“双碳”目标的要求，对行业发展有重要研究意义。

有源电力滤波器（Active Power Filter, APF）作为动态抑制谐波的设备，在市场上备受青睐，其性能依赖于内部谐波检测与控制算法。在谐波检测方面，傅里叶同步变换法检测准确度高，但计算量大、周期长。小波变换法噪声鲁棒性强、实时性好，但检测误差较高。在谐波抑制方面，旋转坐标变换谐波检测法联合PI控制器，实现对特定次谐波控制，但采样和控制环节的两拍延迟仍无法解决。为提高APF的动态响应速度和精度，本文采用基于瞬时无功功率的 i_p-i_q 谐波检测法、无差拍联合重复预测控制策略，为解决民用建筑谐波问题提供解决思路。

瞬时无功功率谐波检测

基于瞬时无功功率 i_p-i_q 法可保证检测电流不受电压畸变的影响，其原理图如图1所示（电流单位A，电压单位V）。

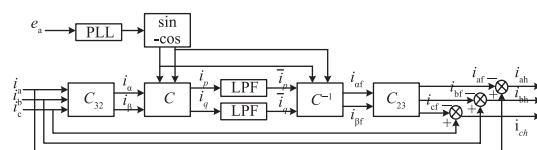


图1 i_p-i_q 谐波检测法原理图

由图1知，三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c ，通过 C_{32} 变换得到 α - β 坐标系下电流 i_α 、 i_β ，即

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\text{其中, } C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

锁相环PLL锁定A相电压 e_a ，利用正余弦发生器产生正余弦信号 $\sin\omega t$ 、 $\cos\omega t$ ， i_α 、 i_β 通过 C 变换得到有功、无功电流 i_p 、 i_q ，即

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\text{其中, } C = \begin{bmatrix} \sin\omega t & -\cos\omega t \\ -\cos\omega t & -\sin\omega t \end{bmatrix}$$

i_p 、 i_q 通过低通滤波器得到有功、无功电流直流分量 $\bar{i}_p$ 、 $\bar{i}_q$ ，通过 C^{-1} 变换、 C_{23} 变换得到三相电流基波分量 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} ，其中， $C^{-1}=C$ ， $C_{23}=C_{32}^T$ ，即

$$\begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = C_{23} \begin{bmatrix} C^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{i}_p \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (3)$$

最后将三相电流减去基波分量，即得三相电流谐波分量 i_{ah} 、 i_{bh} 、 i_{ch} 为

$$\begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \\ i_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} \quad (4)$$

APF的谐波抑制策略研究

1. APF的工作原理

以并联型APF为例，包括指令电流计算、跟踪控制、驱动和主电路。指令电流计算电路将检测出的谐波分量作为指令参考电流输入信号；其余电路实时跟踪指令电流并输出等大反向补偿电流。并联型APF电路如图2所示。

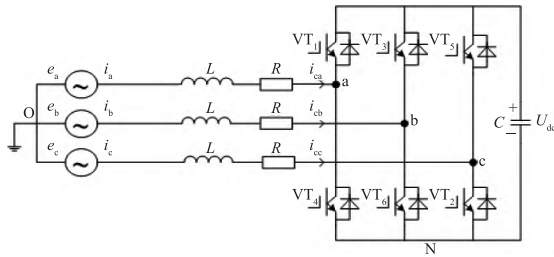


图2 并联型APF主电路结构图

根据图2，利用基尔霍夫定律建立APF的数学模型为

$$\begin{cases} u_a = e_a + L \frac{di_{ca}}{dt} + Ri_{ca} \\ u_b = e_b + L \frac{di_{cb}}{dt} + Ri_{cb} \\ u_c = e_c + L \frac{di_{cc}}{dt} + Ri_{cc} \end{cases} \quad (5)$$

式中， u_a 、 u_b 、 u_c 为a、b、c点电压，V； e_a 、 e_b 、 e_c 为电源电压，V； i_{ca} 、 i_{cb} 、 i_{cc} 为补偿电流，A； L 为主电路交流侧输出电感，H； R 为主电路交流侧等效电阻， Ω 。

2. APF控制策略分析

本文APF电流内环采用无差拍重复预测控制，电压外环采用PI控制，提升系统整体的可靠性、稳定性。APF系统控制策略如图3所示。

(1) 无差拍控制方法

无差拍控制能根据输入值与当前值计算下一拍

输出值，实现快速动态响应，原理图如图4所示。

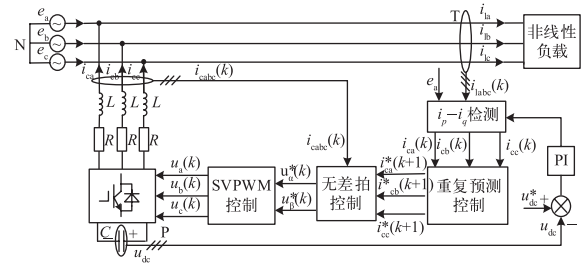


图3 APF系统控制策略

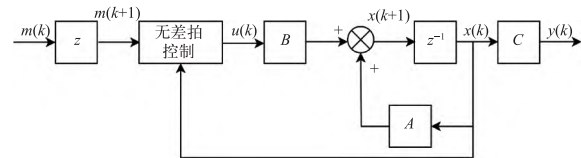


图4 无差拍控制原理图

由图4知无差拍控制输出变量可由系统状态量表示，即

$$y(k+1) = CAx(k) + CBu(k) \quad (6)$$

式中， $x(k)$ 为第 k 周期的状态变量； $y(k+1)$ 为第 $k+1$ 周期的输出变量； $u(k)$ 为第 k 周期的控制变量； A 、 B 、 C 为参数变量。

假设下一拍指令 $m(k+1)=y(k+1)$ ，只要选定合适的 $u(k)$ ，就可以使之成立。

设采样周期为 T_s ，等效电阻 R 忽略不计，将式(5)进行 α - β 坐标系变换，并进行离散化，整理得APF的数学模型公式为

$$\begin{cases} u_\alpha(k) = e_\alpha(k) + \frac{L}{T_s} [i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k)] \\ u_\beta(k) = e_\beta(k) + \frac{L}{T_s} [i_\beta(k+1) - i_\beta(k)] \end{cases} \quad (7)$$

式中， T_s 为采样周期，s； $e_\alpha(k)$ 、 $e_\beta(k)$ 为 α - β 坐标系下 k 时刻电源电压，V； $u_\alpha(k)$ 、 $u_\beta(k)$ 为 α - β 坐标系下 k 时刻补偿电压，V； $i_\alpha(k)$ 、 $i_\beta(k)$ 为 α - β 坐标系下 k 时刻电流，A； $i_\alpha(k+1)$ 、 $i_\beta(k+1)$ 为 α - β 坐标系下 $k+1$ 时刻补偿电流，A。

设第 $k+1$ 时刻的指令电流为 $i_\alpha^*(k+1)$ ，将此值代替式(7)中的 $i_\alpha(k+1)$ ，结合无差拍控制理论，可得指令电流值可替代电流补偿值，即得

$$\begin{cases} u_\alpha^*(k) = e_\alpha(k) + \frac{L}{T_s} [i_\alpha^*(k+1) - i_\alpha(k)] \\ u_\beta^*(k) = e_\beta(k) + \frac{L}{T_s} [i_\beta^*(k+1) - i_\beta(k)] \end{cases} \quad (8)$$

式中, $u_{\alpha}^*(k)$ 、 $u_{\beta}^*(k)$ 为 α - β 坐标系下 k 时刻补偿电压参考值, V; $i_{\alpha}^*(k+1)$ 、 $i_{\beta}^*(k+1)$ — α - β 坐标系下 $k+1$ 时刻指令电流, A。

(2) 指令电流预测方法

无差拍控制延时的原因有2种: 采样前端延时(系统电路中的电信号在硬件电路通过时产生的延时)、数字控制延时(系统采用设定的控制算法, 当前时刻得到的PWM计算值不会及时更新, 系统产生一拍延时)。电流跟踪延时情况会影响数据的准确性及整个闭环系统的稳定性。为减少延时带来的影响, 在第 k 时刻进行第 $k+1$ 时刻的指令电流预测尤为必要。本文采用重复控制器来实现指令电流的预测, 其结构图如图5所示。

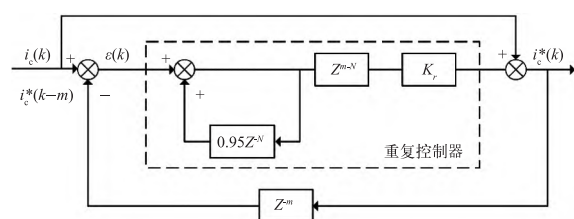


图5 重复控制器结构图

图5中, $i_c^*(k)$ 为 k 时刻的指令电流, A; $i_c^*(k-m)$ 为重复控制器在 m 周期前预测得到的指令电流, A; $i_c(k)$ 为 k 时刻实测负载电流, A。为保证该控制器的稳定性, 采用定值 $0.95z^{-N}$ 进行高频噪声的衰减。若使 $i_c^*(k-m)$ 无限趋近 $i_c(k)$, 可直接输出, $i_c^*(k)$ 作为 $i_c(k)$ 的可靠预测值。若不符合条件, 则需将误差 $\varepsilon(k)$ 带入模型重新计算, 公式为

$$\begin{cases} \varepsilon(k) = (1 - z^{-m})i_c(k) & \text{去除控制器} \\ \varepsilon(k) = \frac{1 - 0.95z^{-N}}{1 - 0.95z^{-N} + K_r z^{-N}}(1 - z^{-m})i_c(k), & \text{采用控制器} \end{cases} \quad (9)$$

式中, 令 $K_r=1.5$ 、 $N=200$, 衰减值为 <-30 dB, 则表明重复控制器可以降低预测误差, 得到有效的预测值。

系统仿真及结果分析

为验证上述控制策略的可行性, 本文利用MATLAB软件中Simulink模块进行建模分析, 仿真参数见表1。

1. i_p - i_q 谐波电流检测法仿真

为模拟民用建筑电网中复杂工况, 将A相电压设置为200 V, 添加10 V的5次谐波, 验证 i_p - i_q 检测

法的可靠性与准确性。仿真结果如图6、图7所示。

表1 系统仿真参数

参数		数值
电源相电压/V		220
电源频率/Hz		50
谐波源	电阻/ Ω	5
	电感/mH	1
有源滤波器	交流侧电感/mH	3
	直流侧电容/ μ F	2 000
	直流侧电压/V	800
仿真时间/s		0.1
采样频率/kHz		10

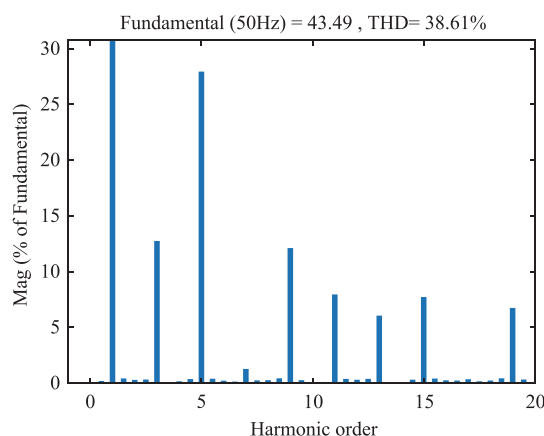


图6 A相负载电流频谱图

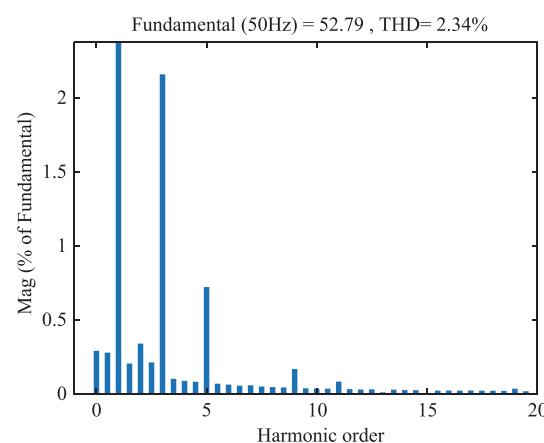


图7 i_p - i_q 法测得基波电流频谱图

由图6、图7可知, 在该工况下, i_p - i_q 法分离得到的基波电流畸变率为2.34%, 符合国家标准要求, 表明该检测方法稳定、检测准确度高, 不易受外界环境干扰。

2. APF控制系统仿真及结果分析

建立APF模型, 并在2种工况下验证系统的稳定

性及结果的准确性，仿真结果如图8~10所示。

(1) 突加负载且电网畸变

为模拟民用建筑中负载投切情况，以及电网不稳定情况，本文在非线性负载侧0.04 s时加入5 Ω 电阻、1 mH电感，且在电源A相侧加入幅值为7 V的5次谐波和幅值为3 V的7次谐波。

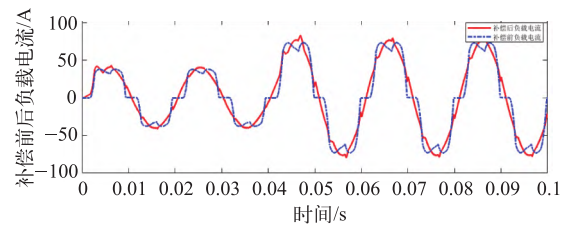


图8 补偿前后负载电流

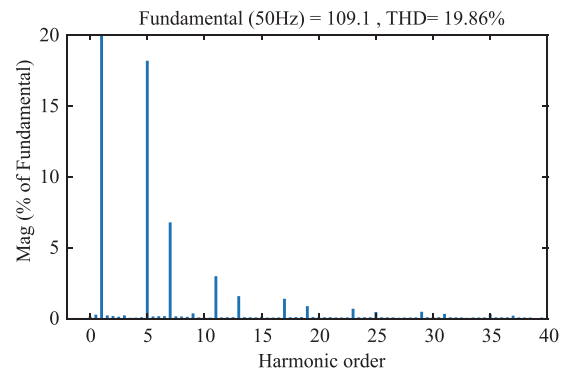


图9 A相负载电流频谱图

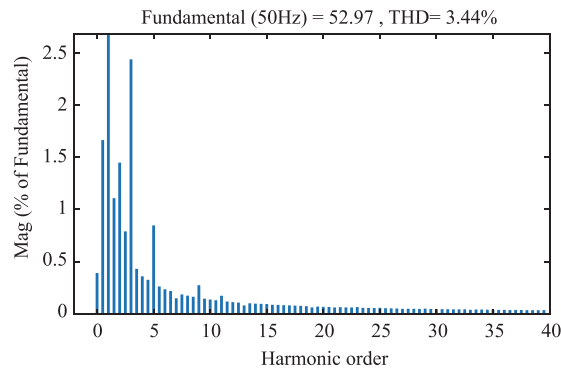


图10 APF投入后负载电流频谱图

A相电压畸变后，在0.04 s时并联等大负载，谐波电流变为原来的2倍，此时畸变率达到19.86%；当APF投入后，电源电流畸变率降为3.44%，符合国家标准GB/T14549—2008《电能质量公用电网谐波》的要求，说明本文APF控制策略不受电网电压畸变和突加负载的影响，能保证系统数据的准确性与检测时效性。图8可看出参考电流实时跟踪补偿

电流，且系统在0.01 s以后基本稳定，由此证明无差拍重复预测控制策略可行有效，提高动态响应速度，解决“一拍”延迟问题。

(2) 无差拍重复预测控制与三角波控制比较

为论证两种方法的差异，在电压畸变的工况下，比较其控制效果，其中电压畸变情况同上述(1)工况一致。投入后效果见表2。

表2 APF投入后不同方法效果比较

谐波次数 n	无差拍重复预测控制谐波畸变率 (%)	三角波控制谐波畸变率 (%)
3	0.58	1.82
5	0.96	0.39
7	0.71	0.73
9	0.25	0.59
总畸变率 T (%)	3.37	8.15
系统稳定开始时间/s	0.01	0.02

无差拍重复预测控制补偿后，电流畸变率为3.37%，且系统在0.01 s后达到稳定状态，不受电网畸变的影响；而采取三角波控制补偿方法，补偿后电流畸变率为8.16%>5%，不符合国家标准要求，且系统在0.02 s后才能达到稳定状态。因此，无差拍重复预测控制策略要优于传统三角波控制，提高动态响应速度，减少延迟。

结束语

针对民用建筑电力系统中的谐波问题，本文采用基于瞬时无功功率的 i_p-i_q 谐波检测法联合无差拍重复预测控制法的APF进行精准治理。根据民用建筑电网的特点设定复杂工况，通过MATLAB仿真，结果表明， i_p-i_q 法不受电网电压畸变、突加负载影响，分离出基波分量畸变率为2.34%；APF无差拍重复预测控制策略性能稳定，投入后畸变率从19.86%降为3.44%，且能在0.01 s后实时跟踪谐波电流，与传统控制方法比较，优化响应速度、控制准确度等。因此，该方法适用于民用建筑电力谐波的治理，为电网谐波治理后续研究提供数据支撑。EA

(收稿日期：2024-12-05)

参考文献

[1] 童涛，张新燕，刘博文，等. 基于傅里叶同步挤压变换和希尔伯特变换的谐波间谐波检测分析[J]. 电网技术，2019，43(11): 4200-4208.