

DOI: 10.7667/PSPC161084

# 基于复合控制的三电平 APF 的研究

付瑞清

(中国大唐集团科学技术研究院有限公司华中分公司, 河南 郑州 450000)

**摘要:** 有源电力滤波器(APF)的被控量为高频谐波及无功电流, 传统的 PI 闭环控制已不能实现无静差的跟踪被控信号。为了提高 APF 的补偿精度及动态响应速度, 引入复合控制器对 APF 输出电流进行控制。针对数字控制引入的延时问题, 分析了延时对电流补偿效果的影响, 并提出了谐波电流预测控制的解决方法。最后在对三电平 APF 模型分析的基础上, 搭建了基于三电平空间矢量调制(SVPWM)的 Matlab 仿真模型, 并在一台 50 kVA 的样机上对上述算法进行了验证。仿真分析和实验结果显示基于复合控制的电流跟踪控制相比于传统的 PI 控制能够有效地提高 APF 电流内环的稳态精度。

**关键词:** 三电平; 复合控制器; 预测控制; SVPWM

## Research on three-level active power filter based on composite control

FU Ruiqing

(Datang Central China Electric Power Test Research Institute, Zhengzhou 450000, China)

**Abstract:** Traditional PI control algorithm has been unable to track control signal without static error, as the controlled variable of the active power filter is high frequency harmonic and reactive current. This paper introduces the composite controller which is used to control the output current of APF, in order to improve the accuracy of steady state and dynamic response speed. As for the delay problem introduced by digital control, the effect of delay on current compensation is analyzed, and the solution of harmonic current prediction control is put forward. Based on the analysis of three-level APF model, a Matlab simulation model based on three level space vector modulation (SVPWM) is built, and the algorithm is verified on a 50 kVA prototype. Simulation analysis and experimental results show that composite control based current tracking control can improve the steady state accuracy of APF current inner-loop compared to traditional PI control.

**Key words:** three level; composite controller; predictive control; SVPWM

## 0 引言

电力系统中的电力电子装置的广泛应用给电力系统引入了大量的谐波和无功。大量的谐波和无功会降低电力系统的稳定性及可靠性。大容量、高精度补偿的有源电力滤波器的需求越来越大<sup>[1]</sup>。在功率器件制造技术的限制下, 为了提高 APF 的容量及电磁兼容能力, 多电平技术成为了良好的解决方案。本文将基于二极管钳位的三电平拓扑应用于 APF 之中, 采用 SVPWM 控制策略, 降低了开关损耗, 提高了电磁兼容能力<sup>[2]</sup>。

APF 的基本原理是产生与负载等值反向的谐波及无功电流, 从而使网侧的电流正弦化、功率因数单位化。APF 的工作原理如图 1 所示。因此 APF 可以被看作一个受控电流源或谐波电流发生器。这就

对 APF 的动态响应和稳态精度提出了很高的要求。由此也产生了很多种控制方法: 滞环控制、无差拍控制、滞后一拍控制、单周控制、重复控制、滑模变结构控制等。本文提出了采用由 PI 控制器和重复控制器组成的复合控制器来控制三电平 APF 的方法<sup>[3-5]</sup>。

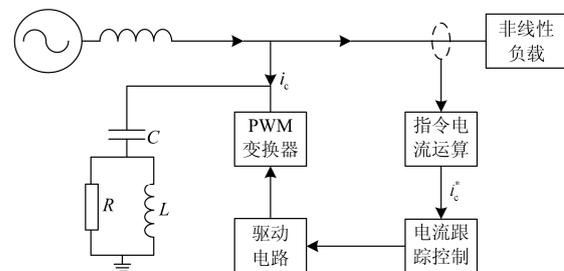


图 1 APF 的系统组成

Fig. 1 Structure of APF

PI 调节器对于低频信号有很高的跟踪精度，但是对于高频信号的抑制跟踪能力比较弱。而对于 APF 来说，APF 控制跟踪的指令是各次谐波电流，在  $dq$  轴坐标系下，该指令电流是不同频率的交流分量，所以 PI 调节器无法实现无静差的跟踪。指令信号频率越高，PI 调节器跟踪越困难。

虽然重复控制可以保证跟踪周期信号的精度，但是动态响应比较慢。而 PI 控制器虽然对于正弦周期信号的跟踪精度差，但是动态响应较重复控制来说速度很快<sup>[6-8]</sup>。所以本文采用由 PI 和重复控制构成的复合控制器，实现动态性能与稳态性能的最优化。

## 1 原理与设计

### 1.1 三电平 APF 的数学模型

图 2 为三电平 APF 的系统结构图。如图 2 所示，三电平 APF 由二极管钳位的三电平拓扑和 LCL 滤波器组成。每相由 4 只 IGBT 组成，负载由二极管整流带阻感负载，APF 与电网之间接 LCL 滤波器。LCL 滤波器电容上的电阻用于限制电容上的电流。定义  $S_i(i=a, b, c)$  为分别为 a, b, c 三相上开关管对应的开关函数，如式(1)。

$$S_i = \begin{cases} 1 (T_{i1}, T_{i2} \text{导通}, T_{i3}, T_{i4} \text{截止}) \\ 0 (T_{i2}, T_{i3} \text{导通}, T_{i1}, T_{i4} \text{截止}) \\ -1 (T_{i3}, T_{i4} \text{导通}, T_{i1}, T_{i2} \text{截止}) \\ i \text{分别为} a, b, c \end{cases} \quad (1)$$

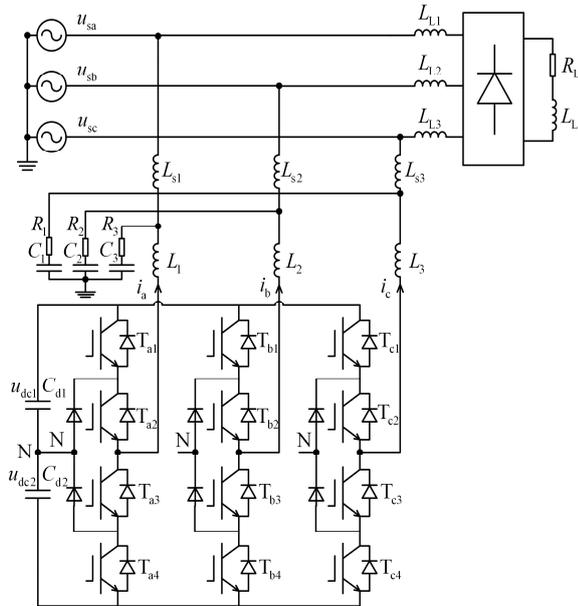


图 2 三电平 APF 的拓扑

Fig. 2 Topology of three-level APF

为了便于描述，定义  $T_{i1}$ 、 $T_{i2}$  的开关函数为  $S_{i1}$ ，

当  $T_{i1}$ 、 $T_{i2}$  导通时  $S_{i1}=1$ ，当  $T_{i1}$ 、 $T_{i2}$  关断时  $S_{i1}=0$ 。类似地定义  $T_{i3}$ 、 $T_{i4}$  的开关函数为  $S_{i2}$ ， $T_{i2}$ 、 $T_{i3}$  的开关函数为  $S_{i3}$ 。由此可得式(2)。

$$\begin{cases} \text{当} S_i = 1 \text{时, } S_{i1} = 1, S_{i2} = 0, S_{i3} = 0 \\ \text{当} S_i = 0 \text{时, } S_{i1} = 0, S_{i2} = 0, S_{i3} = 1 \\ \text{当} S_i = -1 \text{时, } S_{i1} = 0, S_{i2} = 1, S_{i3} = 0 \\ i \text{分别为} a, b, c \end{cases} \quad (2)$$

对基于二极管钳位的三电平拓扑分析可知，每一相上每一时刻总有两只开关管导通，那么开关管存在如式(3)的约束关系。

$$\begin{cases} S_{i1} + S_{i2} + S_{i3} = 1 \\ S_{ik} = 0 \text{或} 1, k = 0, 1, 2 \\ i \text{分别为} a, b, c \end{cases} \quad (3)$$

由于网侧的 LCL 滤波器的 RC 支路上流过的基波电流很小，主要用于滤除 APF 输出的高频谐波，所以在进行建模时，可以完全可以忽略 LCL 的 RC 支路。

在忽略网侧 LCL 滤波器的 RC 支路时，根据基尔霍夫电压定律可以得到式(4)。

$$\begin{cases} L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + u_{ca} = e_a \\ L_b \frac{di_b}{dt} + R_b i_b + u_{cb} = e_b \\ L_c \frac{di_c}{dt} + R_c i_c + u_{cc} = e_c \\ L_a = L_1 + L_{s1} \\ L_b = L_2 + L_{s2} \\ L_c = L_3 + L_{s3} \end{cases} \quad (4)$$

式中： $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  为三相电源的相电压； $u_{ca}$ 、 $u_{cb}$ 、 $u_{cc}$  和  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  分别为 APF 输出的电压和电流； $R_a$ 、 $R_b$ 、 $R_c$  为电感的等效电阻。

结合式(3)和式(4)可得式(5)。

$$\begin{cases} u_{ca} = S_{a1} U_{dc1} - S_{a2} U_{dc2} \\ u_{cb} = S_{b1} U_{dc1} - S_{b2} U_{dc2} \\ u_{cc} = S_{c1} U_{dc1} - S_{c2} U_{dc2} \end{cases} \quad (5)$$

根据基尔霍夫电流定律可得式(6)。

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{dc1}}{dt} = S_{a1} i_a + S_{b1} i_b + S_{c1} i_c \\ C_2 \frac{dU_{dc2}}{dt} = -S_{a2} i_a + S_{b2} i_b + S_{c2} i_c \end{cases} \quad (6)$$

### 1.2 重复控制器设计原理

基于内模的概念，在控制器内植入一个与指令同频的正弦信号模型就可以实现对正弦指令的无静差跟踪<sup>[9-10]</sup>。

$$G_m(s) = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (7)$$

式中,  $\omega$  为正弦指令的角频率。

对于谐波补偿系统有源电力滤波器来说, APF 的指令信号为一系列基波频率整数倍的谐波, 若要对这些频率均实现无静差跟踪, 那么需要设置一系列的内模。

对 APF 的指令信号的分析可知: 在稳态情况下, 该指令信号在每个基波周期内都以完全相同的波形重复出现。由此, 前述内模控制可以采用另一种不同形式的“重复信号发生器”内模<sup>[11]</sup>。

$$G_m(s) = \frac{1}{1 - e^{-Ls}} \quad (8)$$

$L$  为电网基波周期。该内模为一个周期延迟正反馈环节, 只要输入信号波形以基波周期重复出现, 该内模的输出就是对输入信号的逐周期累加。即使输入信号衰减到 0 后, 该内模依然会逐周期输出与上周期波形一致的信号。

重复控制器的离散形式为

$$G_m(z) = \frac{1}{1 - z^{-N}} \quad (9)$$

式中,  $N$  为每个基波周期内的采样次数。离散化的重复控制器的控制流程图如图 3 所示<sup>[12-13]</sup>。

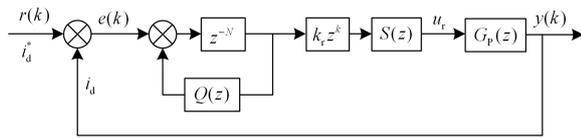


图 3 重复控制器的结构图

Fig. 3 Structure diagram of repetitive controller

### 1.3 重复控制器稳态误差分析

由图 3 可知重复控制器的输入输出关系为

$$e(z) = \frac{z^N - Q(z)}{z^N + k_r z^k S(z) G_p(z) - Q(z)} i_d^*(z) \quad (10)$$

设  $H(z) = Q(z) - k_r z^k S(z) G_p(z)$ , 那么系统稳定的充分条件是:

$$h(j\omega) = Q(z) - k_r z^k S(z) G_p(z) \Big|_{z=e^{j\omega T}} < 1 \quad (11)$$

在理想情况下, 令  $Q(z) = 1$ , 在 APF 中稳态情况下,  $i_d^*$  波形以电网基波周期为周期重复, 有结论如式(12)。

$$z^N i_d^* = i_d^* \quad (12)$$

联合式(10)、式(11)、式(12), 可得

$$z^N e(z) = H(z) \cdot e(z) \quad (13)$$

式(13)表明,  $H(z)$  决定了重复控制器的误差收

敛速度, 姑且称之为谐波收敛因子。那么  $|H(j\omega T)|$  反映了第  $n = \omega/\omega_0$  次谐波的收敛速度<sup>[14]</sup>。那么 APF 补偿谐波的稳态误差为

$$|e(e^{j\omega T})| = \left| \frac{1 - Q(e^{j\omega T})}{1 - H(e^{j\omega T})} \right| \cdot |i_d^*(e^{j\omega T})| \quad (14)$$

### 1.4 复合控制器的结构及设计

由于重复控制器的输出总是滞后于输入一个基波周期, 动态响应很慢, 所以工程应用时需结合快速的控制器。工程上将 PI 控制器和重复控制器结合应用, PI 控制器用于瞬时调节, 重复控制器用于稳态调节, 从而实现动态性能与稳态性能的最优化。复合控制器的离散化结构如图 4 所示。

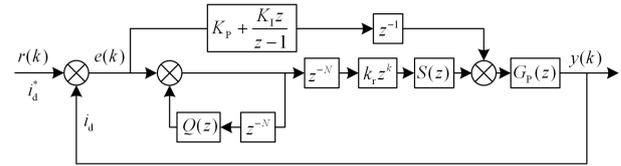


图 4 复合控制器的结构图

Fig. 4 Structure diagram of the composite controller

复合控制器各部分的功能如下。

1)  $K_p + \frac{K_I z}{z-1}$  为 PI 控制器的离散模型。

2) 低通滤波环节  $Q(z)$ 、周期延迟环节  $z^{-N}$  组成重复控制器。 $Q(z)$  决定了重复控制器的稳定与否, 通常情况下将  $Q(z)$  取为小于 1 的常数。本实验中取为 0.96。

3)  $k_r z^k$  为超前  $k$  拍相位校正环节, 系数  $k_r$  用于维持重复控制器的稳定。

4)  $S(z)$  为负载补偿环节, 该补偿器是针对被控对象  $G_p(z)$  的特性而设计的, 该环节直接决定了重复控制器的性能<sup>[15-16]</sup>。

### 1.5 谐波电流的检测环节

谐波电流检测环节采用  $i_p - i_q$  法, 如图 5 所示。

其中  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  取自负载侧电流,  $i_{ah}$ 、 $i_{bh}$ 、 $i_{ch}$  为待补偿的谐波指令电流,  $i_{a1}$ 、 $i_{b1}$ 、 $i_{c1}$  为补偿后网侧的基波指令电流。负载侧电流减去网侧的基波指令电流就等于待补偿的谐波指令电流。但是考虑到数字控制器的采样及指令电流计算时间延时, 导致指令电流滞后一个采样周期  $T_s$ 。当由于控制延时而引入的补偿电流相位偏差角  $60^\circ < \alpha < 300^\circ$  时, APF 投入后网侧谐波电流和 APF 未投入运行时相比更加严重<sup>[17]</sup>。本设计采用三阶牛顿插值法来预测下一采样周期的指令电流值, 从而补偿由于数字控制器带来的延时, 如式(15)所示。

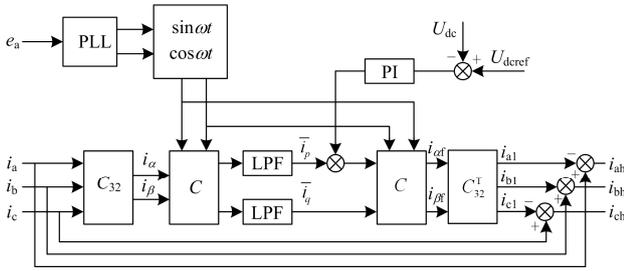


图 5  $i_p-i_q$  运算方式进行谐波检测的原理图

Fig. 5 Schematic of  $i_p-i_q$  algorithm for harmonic detection

$$i_d^*(k+1) = 4i_d^*(k) - 9i_d^*(k-1) + 9i_d^*(k-2) - 3i_d^*(k-3) \quad (15)$$

### 1.6 三电平 SVPWM 调制环节设计

如图 6 所示, 显示了采用 SVPWM 控制的矢量分布图。其中, 长矢量共 6 个, 分别表示三相均接正电平或者负电平; 中矢量共有 6 个, 这 6 个电压矢量的特点是三相分别接在正电平、负电平和零电平上; 短矢量共有 12 个共 6 对, 短矢量是成对存在的, 表示三相分别接在正电平和零电平或者负电平和零电平上; 矢量长度为 0 的是零矢量, 分别表示逆变器三相交流输出同时接正电平、零电平或负电平<sup>[18]</sup>。

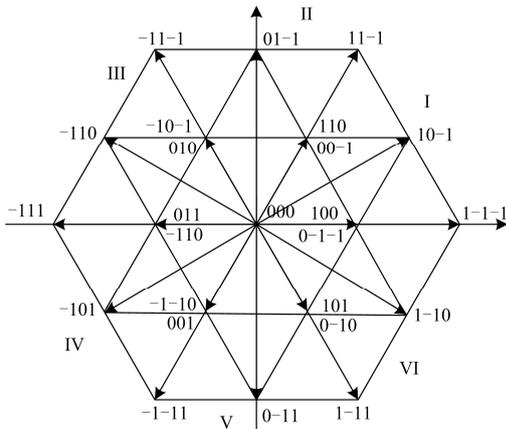


图 6 矢量分布图

Fig. 6 Vector distribution map

中点电压的平衡与否直接影响着 APF 的补偿效果和各个开关管的耐压是否均压。电容中点电压的不平衡对 APF 的安全运行造成隐患。对每种开关矢量对电容中点电压的影响做了详细的分析, 由此可以得出以下结论:

- 1) 长矢量的作用不影响电容中点电压的漂移, 但是影响直流侧电压。
- 2) 中矢量的作用影响电容中点电压的漂移, 并且不存在与之互补的电压矢量来平衡这种不平衡的趋势。
- 3) 短矢量虽然也影响电容中点电压, 但是基本

空间矢量中存在与之相互补的电压矢量来抵消这种不平衡的趋势。

4) 电容中点电压的不平衡的方向是由电容中点电流的方向决定的, 所以根据电容中点电流的方向选取合适的空间电压基本矢量就可以维持中点电压的稳定。

本文中指令电压矢量分为 6 个大区, 每个大区再细分为 6 个小区, 采用七段式 SVPWM 调制。指令电压矢量由其所在小区的两个相邻的电压矢量合成, 依据中点电压偏差的闭环控制在每个开关周期内选择合适的短矢量维持直流侧电容中点电压控制的平衡<sup>[19-20]</sup>。

## 2 仿真及实验

本实验主电路如图 2 所示。实验样机开关频率为 12.8 kHz, 直流侧电压为 700 V, 交流网侧电压为 380 V, 容量为 50 kVA。

图 7 至图 14 为仿真波形分析, 负载采用不控整流负载。图 7 为负载侧电流波形, 也即 APF 投入之前的网侧电流波形。图 8 为负载侧电流波形的 FFT 分析。从图 8 中可以看出, 在投入 APF 补偿之前, 电流畸变率(THD)达到了 29.4%, 谐波次数主要分布在奇数次谐波, 不含有偶数次谐波。

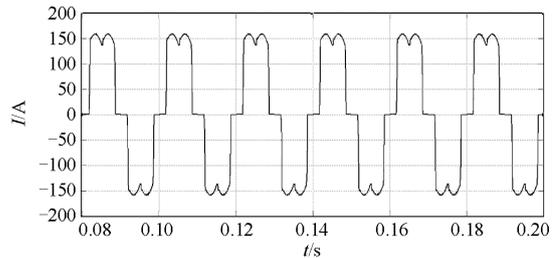


图 7 畸变的负载电流波形

Fig. 7 Distortion load current waveform

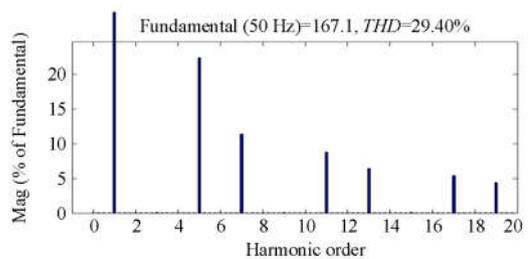


图 8 负载畸变电流的 FFT 分析

Fig. 8 FFT analysis of load current

图 9 为当 APF 电流跟踪控制采用 PI 控制时, 投入 APF 之后的网侧电流波形, 图 10 为其网侧电流的 FFT 分析。由图 10 可以看出, 当电流跟踪控制采用 PI 控制时, 投入 APF 后网侧电流的 THD 由

29.4%降低为 10.23%。图 11 为当采用 PI 控制时指令电流信号波形与 APF 实际输出电流波形的对比, 仿真波形显示只采用 PI 控制跟踪谐波指令电流信号时存在比较大的稳态误差。

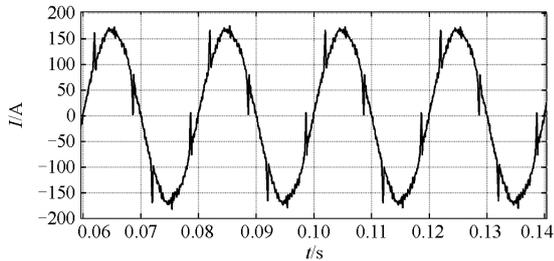


图 9 采用 PI 控制时补偿后的网侧电流波形  
Fig. 9 Waveform after compensation using PI control of the grid side current

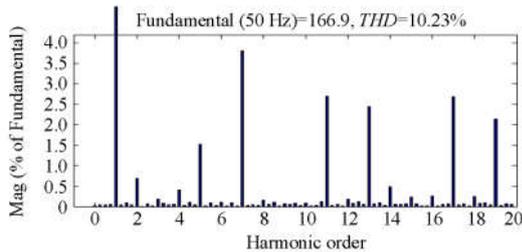


图 10 PI 控制补偿后网侧电流波形的 FFT 分析  
Fig. 10 FFT analysis of the grid side current after compensation using PI control

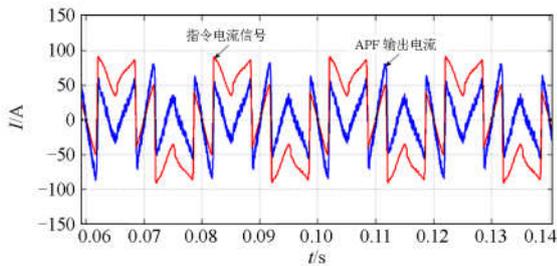


图 11 采用 PI 控制时指令电流与 APF 输出电流的对比  
Fig. 11 Comparison of the instruction current and APF output current using PI control

图 12 所示为 APF 电流跟踪控制采用复合控制时, 投入 APF 之后的网侧电流波形, 图 13 为其 FFT 分析。采用 PI 控制投入 APF 之后, 网侧电流的 THD 由 29.4%降低为 3.99%。图 14 为当采用复合控制时指令电流信号波形与 APF 实际输出电流波形的对比, 仿真波形显示采用复合控制后 APF 的输出电流能比较好地跟踪谐波指令电流信号, 稳态误差相对于采用 PI 控制时减小很多。

图 15 至图 18 为采用 PI 电流跟踪控制时, 投入 APF 试验样机后实测波形。图 15 为采用 PI 控制时,

DSP 内部实时计算的谐波指令电流  $i_{ah}^*$  与 DSP 实测 APF 的输出电流  $i_{ah}$  波形, 从图中可以看出, 采用 PI 控制时,  $i_{ah}$  与  $i_{ah}^*$  之间存在较大误差。图 18 为采用 PI 控制时投入 APF 补偿后网侧电流  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  的谐波分析, 网侧电流的 THD 下降到 8.4%。

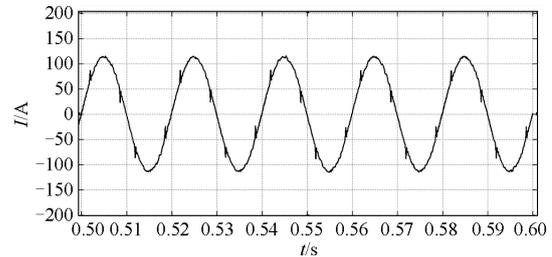


图 12 采用复合控制时补偿后网侧电流波形  
Fig. 12 Waveform after compensation using composite control algorithm of the grid side current

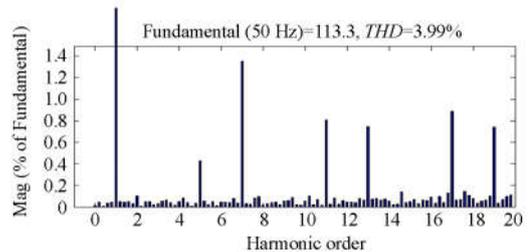


图 13 采用复合控制时补偿后电流波形的 FFT 分析  
Fig. 13 FFT analysis of the grid side current after compensation using composite control algorithm

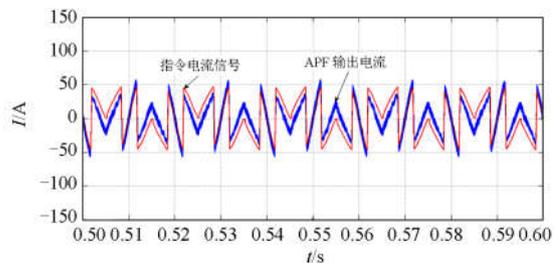


图 14 采用复合控制时指令电流与 APF 输出电流对比  
Fig. 14 Comparison of the instruction current and APF output current using composite control algorithm

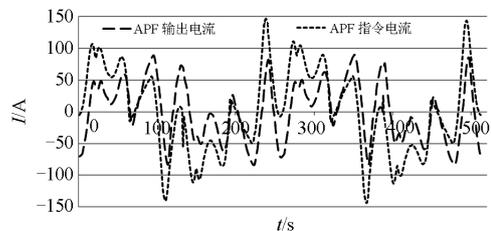


图 15 PI 控制时 DSP 实测指令电流与 APF 输出电流  
Fig. 15 DSP measured the instruction current and output current of APF using PI control

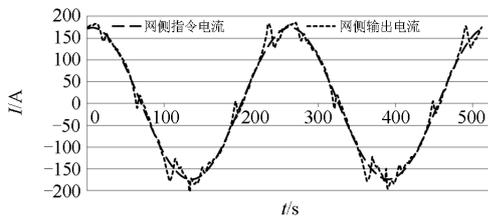


图 16 PI 控制时 DSP 实测网侧有功指令电流与网侧电源输出电流

Fig. 16 DSP measured the instruction current and output current of the grid side power source using PI control

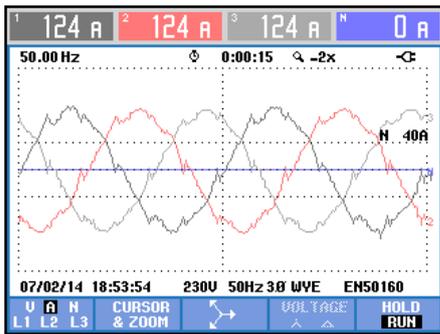


图 17 采用 PI 控制时投入 APF 后 Fluke 实测网侧电流波形  
Fig. 17 Current waveform in the line side after putting into APF using PI control measured by Fluke

谐波表格				
Amp	L1	L2	L3	N
THD% <sub>f</sub>	8.4	8.2	7.0	240.3
H3% <sub>f</sub>	0.6	0.9	0.8	56.4
H5% <sub>f</sub>	1.4	1.8	1.8	54.9
H7% <sub>f</sub>	5.5	5.6	4.0	61.3
H9% <sub>f</sub>	1.1	1.5	1.0	54.6
H11% <sub>f</sub>	3.9	4.0	3.3	62.6
H13% <sub>f</sub>	2.6	2.3	2.7	58.8
H15% <sub>f</sub>	0.7	0.5	0.5	57.7

图 18 采用 PI 控制时网侧电流谐波分析

Fig. 18 Harmonic analysis of the grid side current after compensation using PI control measured by Fluke

图 19 至图 22 为采用复合电流跟踪控制时，投入 APF 试验样机后实测波形分析。图 19 所示，APF 的输出电流比较好地跟踪上了指令电流。通过图 20 与图 16 对比看出，采用复合电流跟踪控制方法之后相比于采用 PI 电流跟踪控制，APF 的补偿精度得到了很大提高，网侧电流波形也有了很大改善。补偿后网侧电流的谐波畸变率 THD 由采用 PI 控制时的 8.4% 下降到了 3.4%。

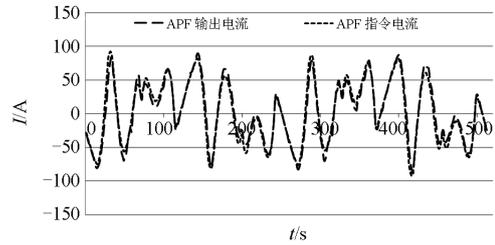


图 19 复合控制时 DSP 实测指令电流与 APF 输出电流  
Fig. 19 DSP measured the instruction current and output current of APF using Composite control algorithm

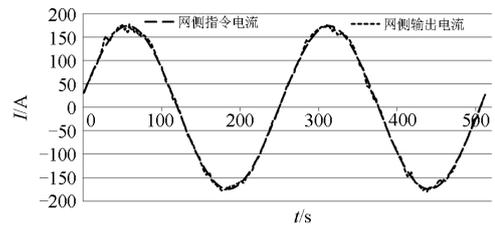


图 20 复合控制时 DSP 实测网侧指令电流和实测网侧电源输出电流对比  
Fig. 20 DSP measured the instruction current and output current of the grid side power source using composite control algorithm

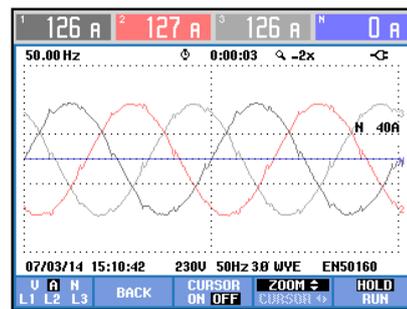


图 21 采用复合控制时投入 APF 后 Fluke 实测网侧电流波形  
Fig. 21 Current waveform after putting into APF using composite control algorithm measured by Fluke

谐波表格				
Amp	L1	L2	L3	N
THD% <sub>f</sub>	3.4	3.2	2.9	289.6
H3% <sub>f</sub>	0.4	0.6	0.5	66.2
H5% <sub>f</sub>	1.4	1.4	1.3	63.9
H7% <sub>f</sub>	1.1	1.0	1.1	60.4
H9% <sub>f</sub>	0.4	0.5	0.5	70.9
H11% <sub>f</sub>	1.9	1.8	1.6	56.3
H13% <sub>f</sub>	1.0	0.7	1.0	58.7
H15% <sub>f</sub>	0.4	0.4	0.3	63.3

图 22 采用复合控制时投入 APF 后 Fluke 实测网侧电流谐波分析

Fig. 22 Harmonic analysis of the grid side current after putting into APF using composite control algorithm measured by Fluke

通过上述波形对比分析, 实验结果比较好地吻合了仿真算法。当采用 PI 电流跟踪控制方法时跟踪误差比较大, 尽管通过增大比例环节可以适当地减小误差, 但不能无静差地跟踪谐波指令电流信号<sup>[21]</sup>; 当采用复合控制方法时, APF 输出电流很好地跟踪上了谐波指令电流信号。理论上采用复合控制方法可以实现无静差地跟踪谐波指令电流, 实验中仍存在误差是由于在设计重复控制器时为了避免重复积分饱和取  $Q(z)$  为 0.96 而不是 1。

### 3 结论

本文建立了三电平有源电力滤波器的数学模型, 并分别将 PI 控制和基于 PI 和重复控制构成的复合控制方法用于 APF 的电流跟踪控制。针对 PI 控制和基于 PI 和重复控制构成的复合控制分别建立了仿真模型。针对数字控制引入的延时问题, 引入了三阶牛顿插值预测算法。最后设计了一台 50 kVA、380 V 的三电平 APF 实验样机, 并在样机上验证了上述算法的有效性。

仿真分析和实验结果显示基于复合控制的电流跟踪控制相比于传统的 PI 控制能够有效地提高 APF 电流内环的稳态精度。

### 参考文献

- [1] 王兆安, 杨君, 刘进军, 等. 谐波拟制和无功功率补偿 [M]. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [2] 何英杰, 邹云屏, 林磊, 等. 三电平有源电力滤波器直流侧电压控制方法[J]. 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 active filter with a three-level NPC inverter[J]. High Voltage Engineering, 2006, 32(6): 79-83.
- [3] 张文嘉, 卢惠辉, 苏成悦, 等. 基于神经网络的电力谐波检测方法[J]. 陕西电力, 2015, 43(6): 67-70. ZHANG Wenjia, LU Huihui, SUN Chengyue, et al. Power harmonic detection approach based on neural network[J]. Shaanxi Electric Power, 2015, 43(6): 67-70.
- [4] 杜雄, 王国宁, 孙鹏菊, 等. 两相静止坐标系下消除不对称和谐波影响的同步信号提取方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(4): 250-256. DU Xiong, WANG Guoning, SUN Pengju, et al. Synchronization signal extraction method in two-phase stationary reference frame for eliminating imbalance and harmonic effects[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(4): 250-256.
- [5] 曹武, 刘康礼, 赵剑锋. 有源滤波输出限幅的需求分析和实现策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 405-411. CAO Wu, LIU Kangli, ZHAO Jianfeng. The analysis of the conditions in which APF need output-limitation and its implementation scheme[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(14): 405-411.
- [6] 武健, 何娜, 徐殿国. 重复控制在并联有源电力滤波器中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(18): 66-72. WU Jian, HE Na, XU Dianguo. Application of repetitive control technique in shunt active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(18): 66-72.
- [7] 宋冲, 仇志凌, 陈国柱. 有源电力滤波器重复控制设计及调试[J]. 电力电子技术, 2008, 42(7): 17-18. SONG Chong, QIU Zhiling, CHEN Guozhu. Repetitive control design and debugging in active power filter[J]. Power Electronics, 2008, 42(7): 17-18.
- [8] 汪玉凤, 李玲雪, 单锦宁, 等. SHPF-TCR 联合控制补偿系统的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(23): 78-83. WANG Yufeng, LI Lingxue, SHAN Jinning, et al. Research of SHPF-TCR compensation system with combination control[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(23): 78-83.
- [9] 张凯, 康勇, 熊健, 等. 基于状态反馈控制和重复控制的逆变电源研究[J]. 电力电子技术, 2000, 34(5): 9-11. ZHANG Kai, KANG Yong, XIONG Jian, et al. Study on all Inverter with state feedback control and repetitive control[J]. Power Electronics, 2000, 34(5): 9-11.
- [10] 魏学良, 戴珂, 方欣, 等. 三相三线并联型有源电力滤波器补偿电流性能分析与改进[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(28): 113-119. WEI Xueliang, DAI Ke, FANG Xin, et al. Performance analysis and improvement of output for three phase shunt active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(28): 113-119.
- [11] 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 Yingjie, LIU Jinjun, WANG Zhaoan, et al. A deadbeat control algorithm based on repetitive predictor theory for three-level active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(2): 114-120.
- [12] 刘建华, 朱蓓蓓, 张亚健, 等. 有源电力滤波器相电流互感器容错控制[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(20): 90-96.

- LIU Jianhua, ZHU Beibei, ZHANG Yajian, et al. Fault-tolerant control of phase current transformer for active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(20): 90-96.
- [13] SALO M, TUUSA H. A new control system with a control delay compensation for a current-source active power filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(6): 1616-1624.
- [14] 张兴, 汪杨俊, 余畅舟, 等. 采用 PI+重复控制的并网逆变器控制耦合机理及其抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(30): 5287-5295.
- ZHANG Xing, WANG Yangjun, YU Changzhou, et al. mechanism of the control coupling and suppression strategy using PI and repetitive control in grid-connected inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(30): 5287-5295.
- [15] SAAD S, ZELLOUMA L. Fuzzy logic controller for three-level shunt active filter compensating harmonics and reactive power[J]. Electric Power Systems Research, 2009, 79(10): 1337-1341.
- [16] 张超, 马小平, 张义君, 等. 间谐波环境下并联有源电力滤波器系统设计[J]. 电工技术学报, 2015, 30(20): 118-127.
- ZHANG Chao, MA Xiaoping, ZHANG Yijun, et al. System design of shunt active power filter for inter-harmonics[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(20): 118-127.
- [17] 马草原, 孙富华, 朱蓓蓓, 等. 神经网络算法的改进及其在有源电力滤波器中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(24): 142-148.
- MA Caoyuan, SUN Fuhua, ZHU Beibei, et al. Study on algorithm improvement of BP neural networks and its application in active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(24): 142-148.
- [18] 邹学渊, 王京, 张勇军. 三电平电压型 PWM 整流器的 SVPWM 算法研究[J]. 电气传动, 2010, 40(6): 28-31.
- ZOU Xueyuan, WANG Jing, ZHANG Yongjun. SVPWM algorithm research of three-level voltage-type PWM rectifier[J]. Electric Drive, 2010, 40(6): 28-31.
- [19] 聂振宇, 郭小斌. NPC 三电平逆变器电压平衡研究[J]. 电工电能新技术, 2013, 32(1): 43-46.
- NIE Zhenyu, GUO Xiaobin. Research on balance of voltage of neutral point clamped three-level inverter[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2013, 32(1): 43-46.
- [20] 叶宗彬, 谭国俊, 景巍, 等. 三电平整流器中性点平衡控制策略的研究[J]. 电力电子技术, 2010, 44(9): 18-20.
- YE Zongbin, TAN Guojun, JING Wei, et al. Research of the neutral-point balancing strategy for three-level rectifier[J]. Power Electronics, 2010, 44(9): 18-20.
- [21] 易皓, 卓放, 翟灏. 基于矢量谐振调节器的有源电力滤波器网侧电流检测控制方法研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(7): 72-79.
- YI Hao, ZHUO Fang, ZHAI Hao. Research on source current detection type APF control scheme based on vector resonant regulator[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(7): 72-79.

---

收稿日期: 2016-07-15; 修回日期: 2017-06-08

作者简介:

付瑞清(1988—), 男, 通信作者, 硕士, 助理工程师, 研究方向为电能质量治理及大功率电力电子装置及系统。

E-mail: frqrainrain@163.com

(编辑 魏小丽)