

混合型有源电力滤波器的改进解耦型分频控制

马伏军, 罗安, 帅智康, 方璐, 吴敬兵, 杨翠翠, 刘玉苹

(湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南省 长沙市 410082)

Improved Divided-Frequency Decoupling Control of Hybrid Active Power Filter

MA Fujun, LUO An, SHUAI Zhikang, FANG Lu, WU Jingbing, YANG Cuicui, LIU Yuping
(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, Hunan Province, China)

ABSTRACT: To improve power quality of enterprise power network, a control method for hybrid active power filter is researched. In allusion to cross-coupling occurred during harmonic suppression by common fuzzy generalized integral control, an improved fuzzy decoupling divided-frequency control method, which effectively integrates the advantage of fuzzy control with that of divided-frequency control to verily implement fuzzy PI control of harmonics in various orders, is proposed. The correctness of the proposed control method is verified by simulation and experiments.

KEY WORDS: hybrid active power filter; mathematical model; generalized integral; cross-coupling; fuzzy divided-frequency control

摘要: 为提高企业配电网电能质量, 研究了一种混合型有源滤波器的控制方法。针对一般模糊广义积分控制器对谐波调节的交叉耦合现象, 提出了一种改进解耦型模糊分频控制方法, 有效结合模糊控制与分频控制的优点来真正实现对各次谐波的模糊 PI 控制。最后通过仿真和实验验证了所提方法的正确性, 并提高了装置的鲁棒性。

关键词: 混合型有源滤波器; 数学模型; 广义积分; 交叉耦合; 模糊分频控制

0 引言

随着社会经济的发展, 各种非线性、大功率整流电力电子负载在工况企业中得到了大量运用, 由此带来的无功和谐波也越来越严重, 大量的谐波和无功不仅造成了电能的损耗, 同时降低了电能质量并影响电力系统安全运行^[1-4]。为了改善企业配电网

电能质量, 研究一种既能实现无功补偿, 又能实现谐波电流补偿的混合型有源滤波装置^[5-10](hybrid active power filter, HAPF)得到了普遍赞同。

该装置结合了有源滤波器与无源滤波器的优点, 可以实现无功与谐波的动态补偿, 改善了电网的电能质量。由于控制结构的复杂性, 合适的控制方法一直都是该混合装置研究的重点。为了改善各次谐波补偿效果和提高控制系统的性能, 已有相关文献提出了一种广义分频控制的方法^[11-13], 对各次谐波分频控制, 具有很好的补偿效果。文献[14]为提高分频控制的动态性能, 采用了一种模糊的广义积分控制方法, 根据总的跟踪误差来统一模糊调节各次谐波的控制参数。考虑到负载电流变化的随机性, 这种模糊规则的调节具有盲目性, 并使得各次谐波的补偿控制存在交叉耦合的现象。为了改善文献[14]的不足, 结合模糊控制与分频控制的优点, 提高控制系统动态性能与鲁棒性能, 本文提出一种改进解耦型模糊分频控制方法, 即根据瞬时电流检测原理检测到的各次谐波含量为依据来分别调整各次谐波控制器参数来实现各次谐波的实质解耦, 并提高了 HAPF 的闭环控制性能。

本文首先分析混合型有源滤波器的数学模型及控制策略; 然后具体描述改进解耦型模糊分频控制方法的实现, 对各次谐波分别进行 PI 控制; 最后通过仿真和实验验证本文所提出控制方法的正确性。

1 HAPF 综合调节装置结构及其控制策略

混合型有源滤波器的控制原理框图如图 1 所示。电压型逆变器通过输出电抗器和耦合变压器与基波串联谐振电路并联, 然后与固定连接的 5 次、7 次和二阶高通滤波器串联, 构成混合型混合有源滤波器。由于固定连接的无源滤波器(passive filter,

基金项目: 国家 863 高技术基金项目(2008AA05Z211); 国家重点基础研究发展计划项目(973 项目)(2009CB219706); 国家自然科学基金资助项目(60474041, 60774043)。

The National High Technology Research and Development of China 863 Program (2008AA05Z211); The National Basic Research Program of China (973 Program) (2009CB219706); Project Supported by National Natural Science Foundation of China (60474041, 60774043).

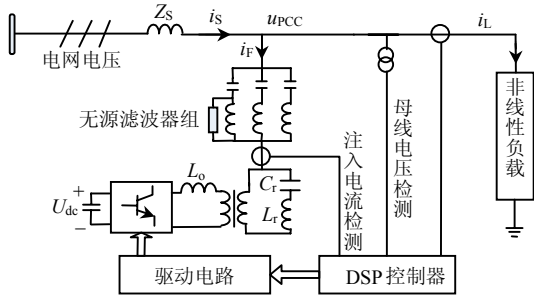


图1 HAPF综合补偿装置控制结构
Fig. 1 The structure diagram of HAPF

PF)提供固定的容性无功功率,由有源部分和无源部分共同抑制谐波,由此将谐波治理和无功补偿完整的结合起来。

为了充分将负载产生的谐波电流 i_{Lh} 滤除,将HAPF的有源部分控制为一个电流源。根据文献[10],选择 $i_c = -i_{Lh}$ 。对于负载谐波电流而言,相当于在电网支路串联了一个阻抗 Z_{Rh} 。然而 Z_{Rh} 是基波串联谐振电路的谐波阻抗,远远大于无源滤波器的谐波阻抗 Z_{Fh} 。因此由谐波源产生的谐波电流将被有源滤波器有效消除,使注入电网的谐波电流接近于0。

$$I_{sh} = \frac{Z_{Fh} I_{Lh}}{Z_{Fh} + Z_{Sh} + Z_{Rh}} \quad (1)$$

式中 Z_{Sh} 为电网阻抗。

2 HAPF 控制方法分析

2.1 改进解耦型模糊分频控制

由于有源滤波器(active power filter, APF)本身是个电压型逆变器,为了具体分析 APF 在此种结构下的控制与运行原理,建立其频域的电电压源等效电气模型,如图2所示。

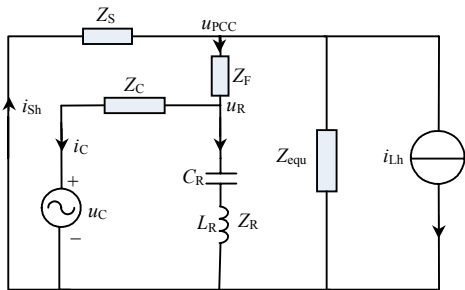


图2 HAPF的单相等效电路
Fig. 2 The single phase equivalent circuit of HAPF

图2中: i_{Lh} 为负载谐波电流; Z_C 、 Z_S 分别为输出滤波器以及耦合变压器折算到变压器副绕组的等效阻抗值; i_c 为流入耦合变压器的电流; u_c 为折算到耦合变压器副边绕组的逆变器输出电压; Z_{equ} 为负载阻抗等效阻抗且 $Z_{equ} \gg Z_S$, 故 Z_{equ} 支路视为开路, 其中 $Z_C = sL_C + R_C$ 。根据前面的回路分

析法,可以得到

$$I_C(s) = \frac{U_C(s)}{Z_C + Z_R // (Z_F + Z_S)} + \frac{Z_S Z_R I_{Lh}(s)}{[Z_C // Z_R + (Z_F + Z_S)](Z_C + Z_R)} \quad (2)$$

故令

$$G_1(s) = \frac{I_C(s)}{U_C(s)} = \frac{1}{Z_C + Z_R // (Z_F + Z_S)} \quad (3)$$

$$G_2(s) = \frac{I_C(s)}{I_{Lh}(s)} = \frac{Z_S}{[Z_C // Z_R + (Z_F + Z_S)]} \cdot \frac{Z_R}{(Z_C + Z_R)} \quad (4)$$

根据混合型装置的结构特性和闭环控制中指令信号的交流特性,很多文献采用一种广义积分频控制的方法来分次对频率信号的幅值进行积分来消除稳态误差,并改善对各次谐波的补偿性能。为了提高分频控制的动态性能与鲁棒性能,文献[14]采用了一种模糊算法根据总的跟踪误差来对广义积分控制器的比例系数与积分系数进行统一调节。考虑到工况企业负荷的非线性、随机性和强扰动性,负载电流随时都在变化且各次谐波幅值的变化并不是按比例线性的增加与减少,可能某次谐波变化剧烈而其它谐波变化微小,显然这种统一的参数模糊调节对各次谐波的补偿控制具有盲目性和局限性。当某一次谐波含量突然变化而其他谐波含量变化微小时,通过检测增大的误差,然后通过控制器同时调整各次谐波的控制参数,就有可能引起某次谐波的合理调节而其他次谐波的不合理调节,这种对某次谐波控制参数的不合理调节就可能引起该次谐波的超调与振荡,在闭环反馈控制中存在失控的危险,这样各次谐波相互耦合交叉调节就降低了分频控制的效果与性能。

为改进文献[14]中控制算法的不足和消除各次谐波控制之间的耦合性,使模糊调节更加具有目的性,并增加控制系统的鲁棒性能,本文提出了一种改进解耦型模糊分频控制的方法对电网中超过标准的特定次数谐波进行分频检测和控制,即分别对各次谐波量进行PI控制,HAPF控制系统整体框图如图3所示。

图3中的 n 次谐波模糊分频PI控制部分,通过基于鉴相原理的瞬时电流检测法^[15],实时从输入信号 $r(t)$ 检测出 n 次谐波电流信号幅值来进行比例积分控制,并且各次谐波都有自己的PI控制器,这样就实现了对各次谐波的分频控制。

由于负载谐波的随机性和扰动性,为了增强控

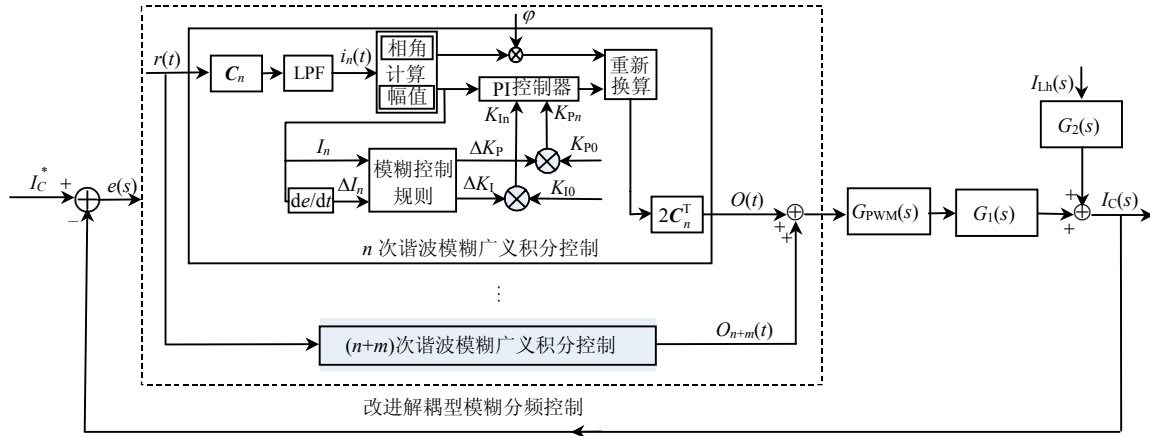


图3 HAPF 闭环控制系统框图

Fig. 3 Close-loop control block diagram of HAPF

制系统的动态性能，引入模糊控制对谐波控制器 \$K_P\$、\$K_I\$ 参数在线调整，优化控制性能。为了使模糊调节更加具有针对性和有效性，模糊调节的输入信号为 \$n\$ 次谐波电流的幅值 \$I_n\$ 和前后 2 次幅值变化 \$\Delta I_n\$。这样结合了分频控制与模糊控制的优点，有效提高了控制系统的补偿性能与动态性能。

\$n\$ 次谐波瞬时检测原理如下：首先把电流信号 \$i\$ 分别乘以 \$n\$ 次谐波电流的单位电压有功信号与无功同步信号，可得 \$n\$ 次谐波瞬时有功电流分量 \$i_{pn}\$ 和瞬时无功电流分量 \$i_{qn}\$ 分别为

$$\begin{cases} i_{pn} = i \sin(nw_0t) \\ i_{qn} = i \cos(nw_0t) \end{cases} \quad (5)$$

令 \$C_n = \begin{bmatrix} \sin(nw_0t) \\ \cos(nw_0t) \end{bmatrix}\$，则式(5)可写为

$$\begin{bmatrix} i_{pn} \\ i_{qn} \end{bmatrix} = C_n i \quad (6)$$

将式(6)得到的瞬时有功电流分量 \$i_{pn}\$ 和瞬时无功电流分量 \$i_{qn}\$ 通过低通滤波器后获得它们的直流分量，分别定义为 \$\bar{i}_{pn}\$ 和 \$\bar{i}_{qn}\$，则有

$$\begin{cases} \bar{i}_{pn} = I_n \cos \phi_n / 2 \\ \bar{i}_{qn} = I_n \sin \phi_n / 2 \end{cases} \quad (7)$$

式(7)包含了要检测 \$n\$ 次频率分量的幅值和相位信息。故可以反推求得 \$n\$ 次谐波电流为

$$\begin{aligned} i_n(t) &= I_n \sin(nw_0t + \phi_n) = 2 \left[\frac{I_n}{2} \cos \phi_n \sin(nw_0t) + \right. \\ &\quad \left. \frac{I_n}{2} \sin \phi_n \cos(nw_0t) \right] = 2 \left[\bar{i}_{pn} \sin(nw_0t) + \right. \\ &\quad \left. \bar{i}_{qn} \cos(nw_0t) \right] = 2C_n^T \begin{bmatrix} \bar{i}_{pn} \\ \bar{i}_{qn} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

并且可以推得

$$\begin{cases} \phi_n = \arctan(\bar{i}_{qn} / \bar{i}_{pn}) \\ I_n = 4\sqrt{\bar{i}_{pn}^2 + \bar{i}_{qn}^2} \end{cases} \quad (9)$$

这样通过 DSP 控制器采取上述的检测算法，可以实时检测 \$n\$ 次谐波分量来进行分频 PI 控制。考虑到有源电力滤波器的输出电流经过输出滤波器和注入支路注入到电网之前会产生一定的相位偏差，通过采用相位偏差补偿的方法，可有效地解决这一问题，达到精确地实时检测和补偿的目的。

2.2 模糊推理

为了提高控制系统的动态性能和鲁棒性，采用模糊推理算法快速调整。根据图 2 所示的模糊推理器框图，谐波控制器参数 \$K_P\$、\$K_I\$ 为模糊推理器的输出。整个推理步骤如下。

根据专家控制经验，采用单变量二维模糊推理器的结构形式。设 \$I_n\$、\$\Delta I_n\$、\$\Delta K_P\$、\$\Delta K_I\$ 的模糊集 \$E\$、\$E_C\$、\$U_1\$、\$U_2\$ 均为 \$\{NB, NM, NS, O, PS, PM, PB\}\$，\$E\$、\$E_C\$、\$U_1\$、\$U_2\$ 的论域为 \$\{-6, -5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6\}\$。为了适应企业负载的波动性与随机性，文中采用 S 型隶属度函数，其具有灵敏度低、鲁棒性强的特点。隶属度函数如图 4 所示。

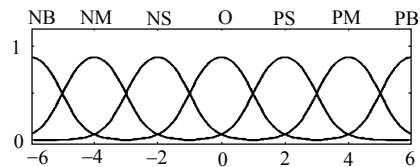


图4 隶属度函数

Fig. 4 Diagram of membership function

比例环节作用是使控制器立即产生控制作用，迅速减少误差，积分环节主要用于提高系统的无差度，对应点误差进行积分。根据参考文献[16]所述，可以推得 \$\Delta K_P\$ 和 \$\Delta K_I\$ 的控制规则如表 1 和表 2 所示。

表 1 ΔK_p 参数调整规则

Tab. 1 Rules of ΔK_p parameter adjustment

I_n	ΔI_n						
	NB	NM	NS	O	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	PS	PS	O
NM	PB	PB	PM	PS	PS	O	NS
NS	PM	PM	PM	PS	O	NS	NS
O	PM	PM	PS	O	NS	NM	NM
PS	PS	PS	O	NS	NS	NM	NM
PM	PS	O	NS	NM	NM	NM	NB
PB	O	O	NM	NM	NM	NB	NB

表 2 ΔK_i 参数调整规则

Tab. 2 Rules of ΔK_i parameter adjustment

I_n	ΔI_n						
	NB	NM	NS	O	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NM	NS	O	O
NM	NB	NB	NM	NS	NS	O	O
NS	NB	NM	NS	NS	O	PS	PS
O	NM	NM	NS	O	PS	PM	PM
PS	NM	NS	O	PS	PS	PM	PB
PM	O	O	PS	PS	PM	PB	PB
PB	O	O	PS	PM	PM	PB	PB

模糊推理算法步骤如下:

1) 模糊化。

$$\begin{cases} E = \langle \lambda_1 I_n(k) \rangle \\ E_C = \langle \lambda_2 \Delta I_n(k) \rangle \end{cases} \quad (10)$$

2) 模糊推理。根据 E 、 E_C 查询模糊控制表得到模糊调节输出 $U_1(k)$ 、 $U_2(k)$ 。

3) 反模糊化。

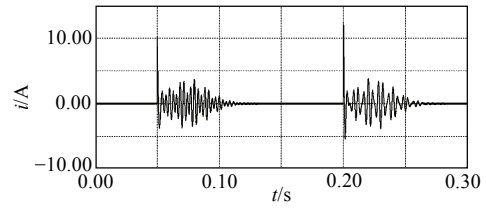
$$\begin{cases} K_p(k) = K_{p0} + \lambda_3 U_1(k) \\ K_i(k) = K_{i0} + \lambda_4 U_2(k) \end{cases} \quad (11)$$

式中: $\langle x \rangle$ 表示对 x 取整; λ_1 、 λ_2 为模糊化因子; λ_3 、 λ_4 为反模糊化因子; K_{p0} 、 K_{i0} 为 K_p 和 K_i 参数初始值。根据负载情况分别对各次谐波的上述参数选取一个合理值, 由于模糊规则的通用性, 各次谐波的参数调节可以共用一个模糊规则库。

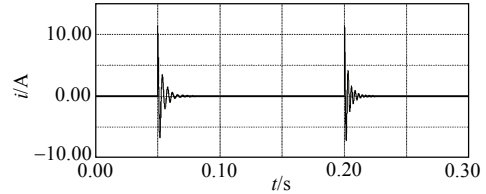
3 仿真研究与实验结果

3.1 解耦型模糊分频控制仿真

为验证本文所提的改进型模糊分频控制算法的优越性, 即对各次谐波电流分别进行 PI 调节, 真正实现对各次谐波的解耦控制, 并根据各次谐波含量变化情况, 实时调整各次谐波控制器参数提高控制系统的动态响应性能。首先在 0.05 s 处给一个指令信号 $r(t)=10 \sin(5\omega_0 t)+1.5 \sin(7\omega_0 t)$, 然后在 0.2 s 处再给一个 $\Delta r(t)=1.5 \sin(5\omega_0 t)+10 \sin(7\omega_0 t)$, 通过观察闭环系统的跟踪误差来对比 2 种控制算法的性能, 其结果如图 5 所示。



(a) 采用文献[14]中的控制方法时的误差电流波形



(b) 采用解耦型广义分频控制方法时的误差电流波形

图 5 2 种控制算法的性能比较

Fig. 5 Performance comparison of two kinds of control algorithm

从图 5(a)可以看到, 当采用文献[14]所述的方法对各次谐波的比例积分参数进行统一调整时, 在 0.05 s 处 5 次谐波引起跟踪误差剧增, 通过模糊推理同时增大 5 次和 7 次广义 K_p 参数, 5 次谐波通过调节跟踪误差急剧下降, 然而 7 次谐波由于参数调节不合理, 引起了该次谐波输出过大与超调。由于 7 次谐波误差的变化再次引起控制器参数统一调整, 进而引起对 5 次谐波的偏优调节, 从而使 5 次谐波补偿误差跟随变化。由此各次谐波相互耦合交叉调节, 使闭环跟踪系统对各次谐波的补偿控制出现超调与振荡现象。同理, 在 0.2 s 处 7 次谐波为起因, 由于模糊调节器对谐波控制参数调节的盲目性与统一性, 会使系统出现一段失控时间。然而采用改进解耦型分频控制时, 能真正实现对谐波的解耦分频控制, 能实时监测各次谐波的变化并根据这种变化在线模糊调整各自的控制器参数, 使各次谐波的跟踪误差迅速减小而不相互影响。由图 5(b)可知, 5 次与 7 次谐波控制真正解耦, 控制系统跟踪误差迅速减小至稳态, 控制系统动态性能与鲁棒性能大大提高。

3.2 补偿装置仿真结果

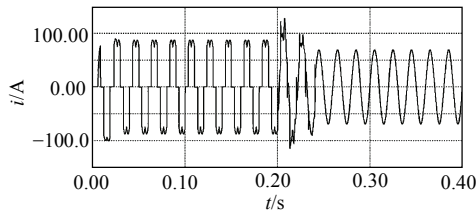
为了验证混合型有源滤波器控制方法的正确性, 搭建 HAPF 综合补偿系统仿真模型如图 1 所示, 负载由带阻感负载的三相可控整流源模拟。电网线电压有效值为 380 V, 频率为 50 Hz。开关模式都采用三角波调制方法获取, 三角载波频率为 10 kHz。HAPF 参数如表 3 所示。

图 6(a)和 6(b)分别表示了系统在 0.2 s 处投入 HAPF 补偿系统时 A 相的电网电流变化波形和注入支路电流变化波形。

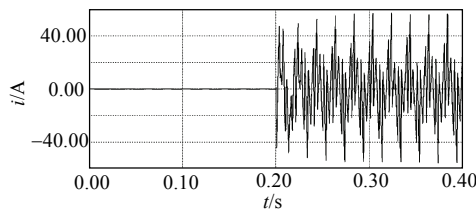
表 3 HAPF 参数

Tab. 3 Parameters of HAPF

参数名称	数值
5 次滤波器	$L_5=1.4\text{ mH}; C_5=294.21\text{ }\mu\text{F}$
7 次滤波器	$L_7=1.4\text{ mH}; C_7=146.88\text{ }\mu\text{F}$
高通滤波器	$L_H=1.4\text{ mH}; C_H=294.21\text{ }\mu\text{F}; R_H=0.7$
电网阻抗	$L_S=0.05\text{ mH}; R_S=0.01$
输出滤波阻抗	$L_C=0.4\text{ mH}; R_C=0.2$
基波谐振支路	$L_R=25.71\text{ mH}; C_R=394.5\text{ }\mu\text{F}$
耦合变压器变比	$N=10:1$



(a) 采用 HAPF 补偿前后电网电流波形



(b) HAPF 补偿前后注入支路电流的波形

图 6 采用 HAPF 补偿前后电流变化波形

Fig. 6 The current waveforms before and after HAPF compensation

从图 6 可以看到，在投入 HAPF 装置后，大约经过 2 个电网周期后系统趋于稳定。通过无源滤波器组补偿一定的无功功率，电网功率因数从 0.81 迅速上升到稳态值 0.90。HAPF 综合补偿装置采用了改进解耦型模糊广义分频控制，对各次谐波真正实现广义 PI 控制，有效抑制了各次谐波补偿控制之间耦合而引起的超调与振荡，电流总的畸变率(total harmonic distortion, THD)从原来的 29.5%下降到 3.3%，具体谐波抑制效果如表 4 所示。

表 4 补偿前后谐波电流幅值及总谐波畸变率

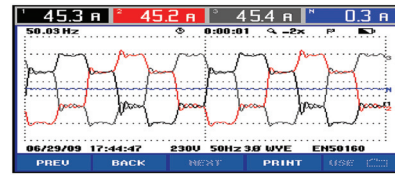
Tab. 4 Amplitude and THD of harmonic pre-compensated and after compensated

情形	谐波电流幅值/A							总谐波畸变率/%
	基波	5 次	7 次	11 次	13 次	17 次	19 次	
治理前	92.72	21.14	10.62	8.45	5.72	5.03	4.07	28.2
系统投运后	84.40	2.51	2.02	1.45	1.10	0.82	0.95	3.6

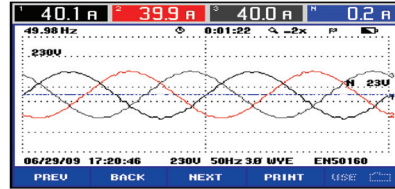
3.3 实验结果

为了验证 HAPF 的无功补偿和谐波电流抑制能力，在实验室搭建了混合型有源滤波器硬件平台，系统参数如前所述。采用前面所叙述的改进解耦型广义分频控制方法。

图 7 为 FLUKE 示波器所采集的电流波形及其频谱，给出了 HAPF 在实验室的运行情况。图 7(a) 为补偿前的电网电流波形，从图 7 中可以看到，补



(a) 补偿前负载电流波形



(b) 采用 HAPF 补偿后电网电流波形

图 7 HAPF 补偿前后电网电流波形

Fig. 7 The grid current waveforms and spectrums before and after HAPF compensation

偿前电网电流 THD 较大为 25%，此时功率因数为 0.86；图 7(b)为采用 HAPF 装置补偿后电网电流波形，从图 7 可以看到，电网电流波形变成平滑的正弦波形，THD 进一步下降变为 4.2%，功率因数上升到 0.95。

4 结论

为结合模糊控制与分频控制的优越性，克服一般模糊广义积分控制对谐波调节的交叉耦合现象，本文提出一种解耦型模糊分频控制方法。根据各次谐波含量来动态调整其相应的控制器参数来真正实现特定谐波的分次模糊 PI 控制。采用本文所提出的控制方法进行仿真和实验表明，供电系统的功率因数和畸变率都得到极大的改善，并且有效抑制了各次谐波调节之间存在的交叉耦合现象，提高了混合型有源滤波器的谐波补偿效果与动态性能。

参考文献

- [1] 罗安. 电网谐波治理和无功补偿技术及装备[M]. 北京: 中国电力出版社, 2006: 1-10.
- [2] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京: 机械工业出版社, 1998: 1-8.
- [3] 李战鹰, 任震, 杨泽明, 等. 有源滤波装置及其应用研究综述[J]. 电网技术, 2004, 28(22): 40-43.
Li Zhanying, Ren Zhen, Yang Zeming, et al. Survey on active power filter devices and their application study[J]. Power System Technology, 2004, 28(22): 40-43(in Chinese).
- [4] 朱燕, 谢品芳, 周维维. 分布式有源电力滤波系统[J]. 电网技术, 2006, 30(8): 65-67.
Zhu Yan, Xie Pinfang, Zhou Luowei. Research on distributed active power filter system[J]. Power System Technology, 2006, 30(8): 65-67(in Chinese).
- [5] 王成, 肖先勇. 基于控制延迟补偿的混合有源滤波器的研究[J]. 电网技术, 2006, 30(7): 59-63.
Wang Cheng, Xiao Xianyong. A hybrid active power filter with control delay compensation[J]. Power System Technology, 2006,

- 30(7): 59-63(in Chinese).
- [6] Detjen D, Jacobs J, Rik W D, et al. A new hybrid filter to dampen resonances and compensate harmonic currents in industrial power systems with power factor correction equipment[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2001, 16(6): 821-827.
- [7] 肖湘宁, 徐永海, 刘昊. 混合型有源电力补偿技术与实验研究[J]. 电力系统自动化, 2002, 26(3): 39-44.
Xiao Xiangning, Xu Yonghai, Liu Hao. Analysis of hybrid power compensator and its experimental study[J]. Automation of Electric Power Systems, 2002, 26(3): 39-44(in Chinese).
- [8] Akagi H. Control strategy and site selection of a shunt active power filter damping of harmonic propagation in power distribution systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1997, 12(1): 354-363.
- [9] Zhang Dinghua, Gui Weihua, Yang Chunhua, et al. A power quality combined compensation system and its application on three-phase large-power and impulse loads[C]//27th Chinese Control Conference. Kunming: Chinese Control Conference, 2008: 15-19.
- [10] 涂春鸣, 帅智康, 李慧, 等. 谐振阻抗型混合有源滤波器的原理及其补偿特性[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(25): 146-152.
Tu Chunming, Shuai Zhikang, Li Hui, et al. Principle and compensation characteristics of resonant impedance type hybrid active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(25): 146-152(in Chinese).
- [11] Yuan X, Merk W, Stemmler H, et al. Stationary frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(2): 523-532.
- [12] Luo An, Shuai Zhikang, Zhu Wenji, et al. Development of hybrid active power filter based on the adaptive fuzzy dividing frequency-control method[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24(1): 424-432.
- [13] Tang Xin, Zeng Xiangjun, Liu Qiao, et al. A novel ternary variable structure control method based on an iterative generalized integrator control and automation[C]//IEEE International Conference on Control and Automation. Jinan: IEEE, 2007: 2163-2166.
- [14] 范瑞祥, 罗安, 涂春鸣. 并联混合型有源滤波器的分频控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(5): 108-113.
Fan Ruixiang, Luo An, Tu Chunming. The frequency dividing control research based on shunt hybrid active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(5): 108-113(in Chinese).
- [15] 徐敏, 吴越涛, 赵剑锋. 基于鉴相原理的新型单相电路谐波检测方法[J]. 电工电气, 2009(1): 50-52.
Xu Min, Wu Yuetao, Zhao Jianfeng. Novel detection method for harmonic current in single-phase circuit based on the principle of phase discrimination[J]. Electrotechnics Electric, 2009(1): 50-52(in Chinese).
- [16] 唐欣, 罗安, 谭甜源. 有源滤波器的比例递推积分控制[J]. 控制理论与应用, 2004, 21(4): 631-634.
Tang Xin, Luo An, Tan Tianyuan. Active power filter with a proportional recursive integral controller[J]. Control Theory & Applications, 2004, 21(4): 631-634(in Chinese).



马伏军

收稿日期: 2010-06-17。

作者简介:

马伏军(1985), 男, 博士研究生, 主要从事电力系统高电能质量控制技术研究, E-mail: mafujun2004@163.com;

罗安(1957), 男, 博士, 教授, 主要从事电力有源滤波、无功补偿和控制理论和技术、大型工业企业电气节能新技术等方面的教学与科研工作;

帅智康(1982), 男, 讲师, 主要从事有源电力滤波器和无功补偿技术的研究。

(责任编辑 王晔)