

基于输出电压校正的混合有源滤波器控制策略

徐永海, 温从溪

(华北电力大学 电气与电子工程学院, 北京 102206)

摘要: 提出了一种基于输出电压校正的混合有源滤波器(APF)控制策略。将 APF 控制成电压源, 在比例控制的基础上, 以系统剩余谐波电流作为反馈量, 计算得到一个正弦信号作为 APF 输出电压的校正信号, 以比例控制信号和校正信号之和作为 APF 输出电压的参考信号, 实现 APF 输出电压校正, 达到减小剩余系统谐波电流的目的。利用滑窗离散傅里叶变换方法检测系统剩余谐波电流的幅值和初相位, 并给出了控制策略的参数确定方法和校正信号的计算方法。分别仿真分析了不同控制参数下、有无背景谐波情况下和负载不同变化剧烈程度下的滤波效果, 并通过并联 5 次无源滤波器改善了负载变化剧烈时的动态滤波效果。仿真结果表明, 所提出的方法参数选择简单有效, 对负载谐波变化的响应速度快, 谐波滤除率高, 在系统含有背景谐波的情况下能够达到较好的滤波效果。

关键词: 有源滤波器; 比例控制; 输出电压校正; 谐波分析; 背景谐波

中图分类号: TM 461

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.05.006

0 引言

电力电子装置在电力系统中的应用越来越广泛, 由此引起的谐波问题日益严重。安装滤波装置是最常用的减小谐波的方式。混合滤波器结合了无源滤波器(PF)与有源滤波器(APF)各自的优点, 具有良好的应用前景^[1-7]。

文献[8]提出了一种混合电力滤波器结构, 其中 PF 与负载并联, APF 与 PF 的滤波电抗器并联, 该结构能够抑制系统谐振^[9-10], 有效减小 APF 容量, 容量减小效果优于 APF 与 PF 直接串联的结构^[11], 能够有效地应用于大容量场合。针对这种结构的混合滤波器, 文献[8]利用比例控制, 以系统谐波电流的倍数作为 APF 输出电压的参考值, 文献[9]则将系统电流的倍数作为 APF 输出电流的参考值, 但这 2 种方法均存在滤波效果与系统稳定性之间相互矛盾的缺陷。文献[11]提出了一种广义积分控制方法, 使 APF 有选择性地滤波, 提高了谐波滤除率, 但动态响应时间较长; 文献[12]结合文献[8]和文献[11]给出了一种基于模型的控制方法, 相当于是一种广义的比例积分(PI)控制, 但控制环节中的 PI 参数不易确定; 文献[13-14]提出了一种有源调谐方法, 只采样混合滤波器电流, 而不采样系统电流, 虽然 APF 控制不依赖于滤波系统本身之外的电压、电流信息, 但对背景谐波的抑制作用较小。

本文提出了一种基于输出电压校正的混合 APF 控制策略, 将 APF 控制成电压源, 在比例控制的基础上, 从系统剩余谐波与谐波源产生谐波的相量关系出发, 根据系统剩余谐波电流的幅值和初相位, 计算

出一个正弦信号对 APF 输出电压参考信号进行校正。采用滑窗迭代离散傅里叶变换(DFT)方法^[15]检测系统电流的谐波的幅值和初相位, 计算出 APF 输出电压校正信号的幅值和初相位, 仿真证明所提方法参数选择简单有效, 具有响应快速、控制误差小的优点, 谐波滤除率较高, 同时能够在系统中含有背景谐波时达到较好的滤波效果。

1 混合 APF 的比例控制^[8]分析

混合 APF 结构如图 1 所示, 系统电流 h 次剩余谐波电流 I_{sh} 可分为谐波源(系统谐波电压和负载谐波电流)产生的 h 次谐波电流 I_{sh0} 和 APF 产生的 h 次补偿谐波电流 I_{shAPF} , 如图 2 和式(1)所示。

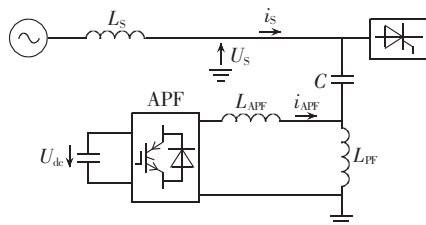


图 1 混合 APF 结构

Fig.1 Structure of hybrid APF

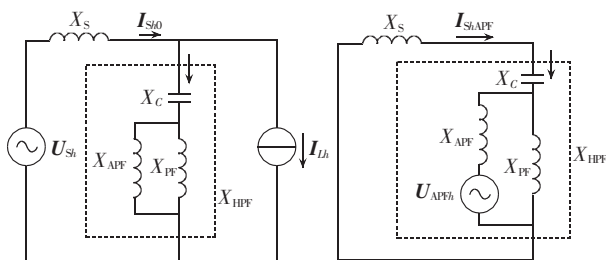


图 2 混合滤波器 h 次谐波等效电路

Fig.2 h -order harmonic equivalent circuit of hybrid APF

$$I_{Sh} = I_{Sh0} + I_{ShAPF} \quad (1)$$

$$I_{ShAPF} = -\frac{U_{APFh} X_{PF}}{X_{APF}(X_{PF} + X_C + X_S) + X_{PF}(X_C + X_S)} \quad (2)$$

文献[8]提出的比例控制方法是将被 APF 输出谐波电压控制为系统谐波电流的 k 倍,即给 APF 的输出电压指令为:

$$U_{APFh} = k I_{Sh} \quad (3)$$

忽略系统电抗、PF 和 APF 输出电感中电阻的影响,假设对于 h 次谐波,APF 输出谐波电压和其产生的补偿谐波电流之间的阻抗呈容性,记式(2)中的阻抗值 $\left| \frac{X_{APF}(X_{PF} + X_C + X_S) + X_{PF}(X_C + X_S)}{X_{PF}} \right|$ 为 Z_{Ash} ,则根据式(2)和式(3)可得:

$$I_{ShAPF} = \frac{k I_{Sh}}{Z_{Ash}} e^{-j\pi/2} \quad (4)$$

根据式(1)可得:

$$I_{Sh0} = I_{Sh} - I_{ShAPF} \quad (5)$$

根据式(3)~(5),以逆时针为正方向,可以画出 U_{APFh} 、 I_{Sh} 、 I_{ShAPF} 、 I_{Sh0} 之间的相量关系如图 3 所示。

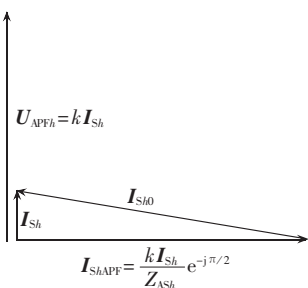


图 3 各电流、电压的相量关系

Fig.3 Phasor diagram of voltage and currents

根据图 3 可以计算得到,比例控制下的系统剩余谐波电流满足:

$$I_{Sh} = \frac{Z_{Ash}}{\sqrt{k^2 + Z_{Ash}^2}} I_{Sh0} e^{-j\arctan(k/Z_{Ash})} \quad (6)$$

同理可得,在 APF 输出谐波电压和其产生的补偿谐波电流之间的阻抗呈感性时,比例控制下的系统剩余谐波电流满足:

$$I_{Sh} = \frac{Z_{Ash}}{\sqrt{k^2 + Z_{Ash}^2}} I_{Sh0} e^{j\arctan(k/Z_{Ash})} \quad (7)$$

式(6)和式(7)仅在电流方向上有区别,对下文的分析没有影响,因此下文均以式(6)为例分析。从式(6)可以看出,在比例控制下,系统 h 次剩余谐波的大小取决于比例控制参数 k 、阻抗值 Z_{Ash} 和谐波源产生谐波电流 I_{Sh0} 的大小,在一定范围内增大比例控制参数 k 能够减小系统剩余谐波电流,但 k 增大会使系统稳定性变差;阻抗值 Z_{Ash} 和谐波源产生的谐波电流是无法改变的。

因此,在比例控制的基础上若能控制 APF 再产生一个与式(6)相匹配的注入供电系统的谐波电流,

则能够进一步减小系统剩余谐波电流。

2 基于输出电压校正的混合 APF 控制策略

2.1 输出电压校正原理分析

在上述分析的基础上,本文提出了基于输出电压校正的控制策略,在比例控制的基础上,在每个工频周期内,以系统剩余谐波电流作为反馈量,计算出一个正弦信号作为下个工频周期 APF 输出电压的校正信号,以比例控制信号和校正信号之和作为 APF 输出电压的参考信号,进一步提高系统谐波滤除率。记比例控制信号为 U_{APFh1} ,校正信号为 U_{APFh2} ,则由 U_{APFh1} 和 U_{APFh2} 产生的补偿谐波电流为:

$$I_{ShAPF1} = \frac{U_{APFh1}}{Z_{Ash}} e^{-j\pi/2}$$

$$I_{ShAPF2} = \frac{U_{APFh2}}{Z_{Ash}} e^{-j\pi/2} \quad (8)$$

记 $I'_{Sh0} = I_{Sh0} + I_{ShAPF2}$,则式(1)可以转化为:

$$I_{Sh} = I'_{Sh0} + I_{ShAPF1} \quad (9)$$

比例控制信号是随着系统电流谐波的变化而变化的,调节速度快,而校正信号在一个控制周期内是不变的,其产生的 APF 输出电压相当于一个稳定的正弦电压源,因此 I_{Sh} 与 I'_{Sh0} 之间也满足式(6)关系,即:

$$I_{Sh} = \frac{Z_{Ash}}{\sqrt{k^2 + Z_{Ash}^2}} I'_{Sh0} e^{-j\arctan(k/Z_{Ash})} \quad (10)$$

若能够以系统剩余谐波电流 I_{Sh} 作为反馈信号,调整校正信号使得 I'_{Sh0} 减小,则系统剩余谐波电流将能够进一步减小。

以 APF 投运时刻为 0 时刻, $U_{APFh2(i)}$ 、 $I_{ShAPF2(i)}$ 和 $I_{Sh(i)}$ 分别表示第 i 时刻的 APF 输出电压校正信号、由 $U_{APFh2(i)}$ 产生的补偿谐波电流和第 i 时刻的系统剩余谐波电流。记 $I'_{Sh0(i)} = I_{Sh0} + I_{ShAPF2(i)}$,由于第 i 时刻的系统剩余谐波电流 $I_{Sh(i)}$ 是第 $i-1$ 时刻 APF 输出电压作用的结果,因此将式(10)转化成离散形式为:

$$I_{Sh(i)} = \frac{Z_{Ash}}{\sqrt{k^2 + Z_{Ash}^2}} I'_{Sh0(i-1)} e^{-j\arctan(k/Z_{Ash})} \quad (11)$$

在 APF 投运时,令 $U_{APFh2(0)} = 0$,则 $I'_{Sh0(0)} = I_{Sh0}$,利用 I_{Sh} 作为反馈量对 U_{ShAPF2} 进行调节,调节方法如式(12)所示。

$$U_{APFh2(i+1)} = U_{APFh2(i)} + m I_{Sh(i+1)} \quad (12)$$

其中,校正参数 m 为标量常数。结合式(8)、式(11)和式(12)可得:

$$I_{ShAPF2(i)} = \frac{U_{APFh2(i)}}{Z_{Ash}} e^{-j\pi/2} = I_{ShAPF2(i-1)} - \frac{m}{\sqrt{k^2 + Z_{Ash}^2}} I'_{Sh0(i-1)} e^{j[\pi/2 - \arctan(k/Z_{Ash})]} \quad (13)$$

式(13)左右均加上 I_{Sh0} 可得:

$$I'_{Sh0(i)} = I'_{Sh0(i-1)} - \frac{m}{\sqrt{k^2 + Z_{ASh}^2}} e^{j[\pi/2 - \arctan(k/Z_{ASh})]} I'_{Sh0(i-1)} = \left\{ 1 - \frac{m}{\sqrt{k^2 + Z_{ASh}^2}} e^{j[\pi/2 - \arctan(k/Z_{ASh})]} \right\} I'_{Sh0(i-1)} = f I'_{Sh0(i-1)} \quad (14)$$

其中, $f = 1 - \frac{m}{\sqrt{k^2 + Z_{ASh}^2}} e^{j[\pi/2 - \arctan(k/Z_{ASh})]}$ 。只要 $|f| < 1$ 就可以实现在 i 增大的过程中 I'_{Sh0} 逐渐减小, 系统剩余谐波也逐渐减小, 最终趋近于 0。

2.2 控制参数的确定

比例控制参数 k 和校正参数 m 的选择一方面要考虑滤波效果, 另一方面要考虑系统的稳定性。

滤波效果主要从 $|f|$ 的大小体现, $|f| < 1$ 就能达到滤除谐波的目的, 同时 $|f|$ 越小则谐波滤除的动态效果越好。设 $m' = m/Z_{ASh}$, $k' = k/Z_{ASh}$, 则:

$$f = 1 - \frac{m'}{\sqrt{k'^2 + 1}} e^{j(\pi/2 - \arctan k')} \quad (15)$$

经计算得 $|f| = \sqrt{(m' - k')^2 + 1} / \sqrt{k'^2 + 1}$, 则 $|f| < 1$ 的充要条件为 $|m' - k'| < k'$, 即 $0 < m < 2k$; 若 k' 不变, $m' = k'$ 时 $|f|$ 最小; 若 $m' = k'$, k' 越大则 $|f|$ 越小。因此, 从滤波效果上看, k 越大越好, 同时应取 $m = k$ 。

系统稳定性主要受到比例控制参数 k 的影响, 由于 $|f| < 1$ 时就可以实现系统剩余谐波最终趋近于 0, 所以在选择参数 k 的取值时, 可首先考虑系统稳定性的要求, 而不必过分强调谐波衰减倍数而使稳定裕量变小或导致失稳。比例控制作用下, 系统剩余谐波电流与谐波源之间的关系如式(16)所示。

$$I_{Sh}(s) = G_{SS}(s)U_{Sh}(s) + G_{SL}(s)I_{Lh}(s) \quad (16)$$

其中, $G_{SS}(s)$ 为系统背景谐波与系统剩余谐波之间的传递函数; $G_{SL}(s)$ 为负载谐波电流与系统剩余谐波之间的传递函数。

$$G_{SS}(s) = (X_{APF}(s) + X_{PF}(s)) / [(X_S(s) + X_C(s))(X_{APF}(s) + X_{PF}(s)) + X_{APF}(s)X_{PF}(s) + kk_d(s)X_{PF}(s)] \quad (17)$$

$$G_{SL}(s) = [X_C(s)(X_{APF}(s) + X_{PF}(s)) + X_{APF}(s)X_{PF}(s)] \div [(X_S(s) + X_C(s))(X_{APF}(s) + X_{PF}(s)) + X_{APF}(s)X_{PF}(s) + kk_d(s)X_{PF}(s)] \quad (18)$$

其中, $k_d(s)$ 为检测和控制过程中的延时, 用延时环节 $e^{-\tau s}$ 表示^[16]。通过式(17)和式(18)的奈奎斯特图^[16]可以判断取不同 k 值时系统的稳定性。在保证足够的系统稳定裕量的前提下, 选取合适的 k 值, 从而确定 m 的取值, 即 $m = k$ 。

2.3 校正信号的计算

根据式(12)可以通过相量计算得出第 i 时刻 $U_{APFh2(i)}$ 的幅值 A_{hi} 和初相位 θ_{hi} 的表达式如下:

$$A_{hi} = \sqrt{x_{hi}^2 + y_{hi}^2} \quad (19)$$

$$\theta_{hi} = \begin{cases} \arctan(y_{hi}/x_{hi}) & x_{hi} > 0 \\ \arctan(y_{hi}/x_{hi}) + \pi & x_{hi} < 0 \end{cases}$$

其中, x_{hi} 和 y_{hi} 如式(20)所示。

$$\begin{aligned} x_{hi} &= A_{i-1} \cos \theta_{i-1} + dA_i \cos(d\theta_i) \\ y_{hi} &= A_{i-1} \sin \theta_{i-1} + dA_i \sin(d\theta_i) \\ dA_i &= m a_{hi} \\ d\theta_i &= \varphi_{hi} \end{aligned} \quad (20)$$

其中, a_{hi} 和 φ_{hi} 分别为第 i 时刻系统 h 次剩余谐波电流的幅值和初相位。

因此, APF 输出电压校正信号 U_{APFh2} 的计算过程中需要检测系统剩余谐波电流的幅值和初相位, 利用文献[15]提出的滑窗迭代 DFT 方法能够有效地检测电流中任意次谐波, 且具有检测快速、计算量小的优点, 该方法对系统 h 次剩余谐波检测的计算原理如图 4 所示, 图中 S_{ah} 、 S_{bh} 方程如式(21)所示, 幅值和初相位计算方程分别如式(22)和式(23)所示。

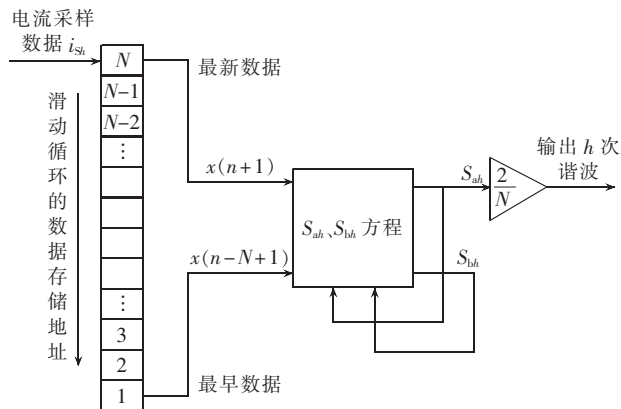


图 4 滑窗 DFT 谐波检测原理

Fig.4 Principle of sliding window DFT harmonic detection

$$S_{ah}(n+1) = \cos \frac{2\pi h}{N} S_{ah}(n) + \sin \frac{2\pi h}{N} S_{bh}(n) + x(n+1) - x(n-N+1) \quad (21)$$

$$S_{bh}(n+1) = \cos \frac{2\pi h}{N} S_{bh}(n) - \sin \frac{2\pi h}{N} S_{ah}(n)$$

其中, N 为一个工频周期电流的采样点数; S_{ah} 和 S_{bh} 为滑窗 DFT 的 2 个迭代过程量; $\{x(n)\}$ 为实时采样数据; $S_{ah}(1) = x(1)$; $S_{bh}(1) = 0$ 。

在用文献[15]提出的滑窗迭代 DFT 方法求出 S_{ah} 和 S_{bh} 的基础上, 利用式(22)和式(23)可以计算出系统 h 次剩余谐波电流的幅值 a_{hi} 和初相位 φ_{hi} 。需要说明的是, 系统 h 次剩余谐波电流的幅值 a_{hi} 和初相位 φ_{hi} 只需要在每个控制周期计算一次。

$$a_{hi} = \frac{2\sqrt{S_{ah}^2 + S_{bh}^2}}{N} \quad (22)$$

$$\varphi_{hi} = \begin{cases} \arctan(S_{ah}/S_{bh}) - (h\omega_0 t) \bmod (2\pi) & S_{bh} > 0 \\ \arctan(S_{ah}/S_{bh}) + \pi - (h\omega_0 t) \bmod (2\pi) & S_{bh} < 0 \end{cases} \quad (23)$$

其中, $\bmod$ 表示取余运算; ω_0 为工频角速度。

因此,根据式(19)—(23)可以计算出 APF 输出电压校正信号。

2.4 控制策略框图

图 5 给出了并联混合 APF 的控制系统框图,包括谐波控制和直流电容电压控制。

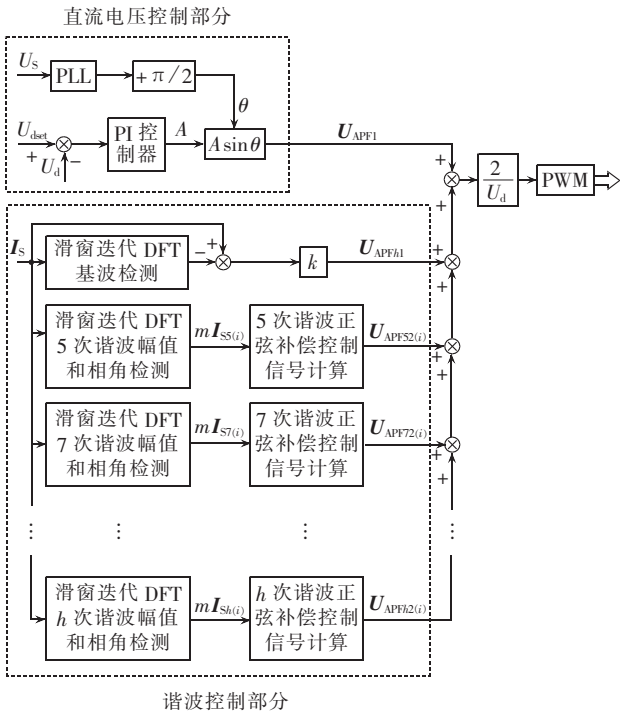


图 5 并联混合 APF 的控制系统框图
Fig.5 Block diagram of shunt hybrid APF control system

谐波控制部分包括比例控制信号的计算和校正信号的计算:比例控制信号 U_{APFh1} 通过将系统电流与基波电流相减所得谐波电流乘以 k 倍之后得到;APF 输出电压校正信号 U_{APFh2} 利用式(19)—(23)计算得到。

直流电容电压控制部分的输入为电网电压 U_s 和电容电压 U_d 。从文献[10]可以知道 APF 输出的有功电流仅与 APF 输出电压中与电网电压相位相差 $\pi/2$ 的分量有关,利用直流侧电压与设定值之间的差值通过 PI 控制器调节这一分量的大小,从而实现直流侧电压的稳定调节。

3 仿真及结果分析

从文献[15]中可知滑窗迭代 DFT 方法检测响应时间约为滑窗宽度,本文选择滑窗宽度为 1 个工频周期,因此以 20 ms 作为控制周期进行控制。利用 PSCAD 仿真软件,根据图 5 建立仿真模型,仿真参数:系统线电压有效值 380 V,系统电感 $L_s=0.22$ mH;负载为三相整流二极管;PF 调谐在 4.75 次谐波处, $C=300$ μ F, $L_{PF}=1.5$ mH, $R_{PF}=0.0471$ Ω , 品质因数为

50;APF 直流侧电容 $C_d=10000$ μ F,直流电压设定值为 150 V,APF 输出电感 $L_{APF}=1.41$ mH,电阻为 $R_{APF}=0.05$ Ω ;电流采样频率和 PWM 载波频率为 12800 Hz。

3.1 控制参数取值验证

以 5 次谐波为例, τ 取 100 μ s,选择比例控制参数 k 分别为 15、25、35 和 45 时, $G_{ss}(s)$ 和 $G_{sl}(s)$ 的奈奎斯特图如图 6 所示。从图 6 中可看出只有 $k=45$ 时系统不稳定。为了保证足够的稳定裕量,选择比例参数 $k=25$ 进行仿真,同时计算得到满足 $|f|<1$ 的校正参数 m 的取值为 $[0,50]$,因此分别取 m 为 0、5、10、15、20、25、30、35、40、45 进行仿真,比较系统电流 5 次谐波有效值的变化情况, $m=0$ 表示仅加入比例控制。

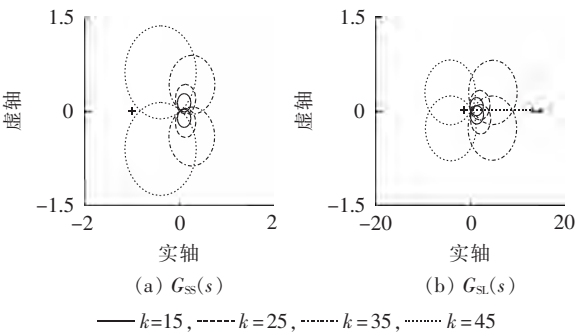


图 6 $G_{ss}(s)$ 和 $G_{sl}(s)$ 的奈奎斯特图
Fig.6 Nyquist diagram of $G_{ss}(s)$ and $G_{sl}(s)$

仿真时序为:0 s 时投运 5 次 PF,0.5 s 时投运 APF,1.5 s 时负载电阻从 10 Ω 变为 5 Ω 。负载为 5 Ω 时,负载电流波形及其频谱如图 7 所示,其主要谐波的含量如表 1 所示。

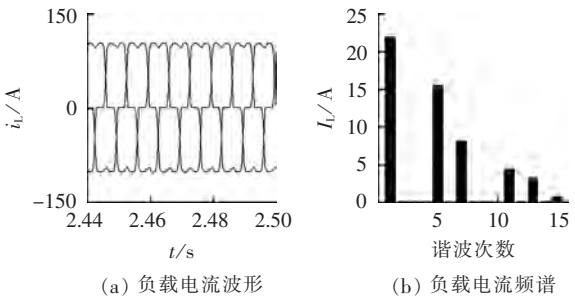


图 7 负载电流波形及频谱
Fig.7 Waveform and spectrum of load current

表 1 负载电流主要谐波含量			
Table 1 Main harmonic contents of load current			
谐波次数	有效值/A	谐波次数	有效值/A
基波	77.53	11 次	4.49
5 次	15.49	13 次	3.20
7 次	8.17		

系统 5 次剩余谐波电流有效值变化曲线如图 8 所示,2.5 s 时系统 5 次谐波电流含量和滤除率如表 2 所示。

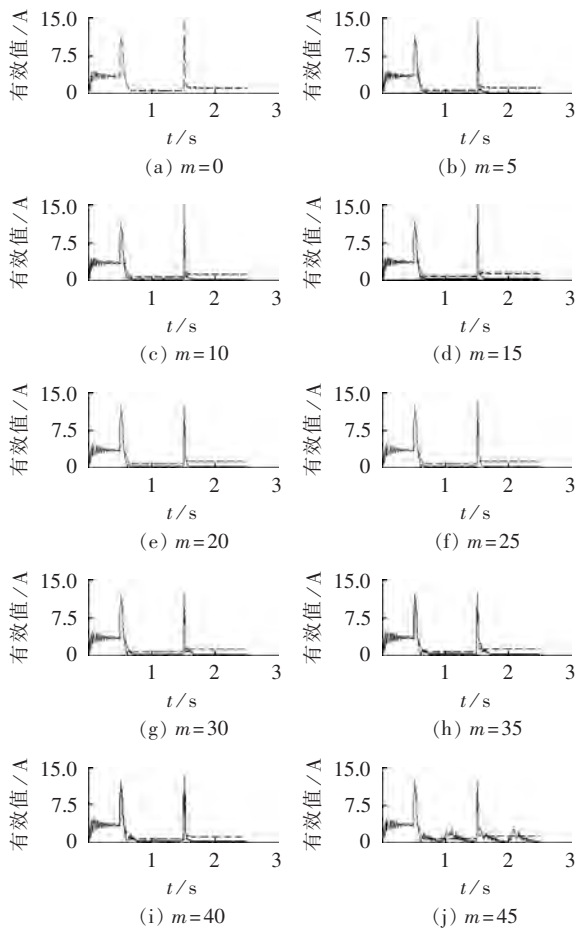


图 8 参数 m 取不同值时系统 5 次谐波电流有效值曲线

Fig.8 RMS curve of system 5th harmonic current for different m values

表 2 系统 5 次谐波电流有效值及其滤除率
Table 2 RMS and filtration rate of system 5th harmonic current

m	有效值/A	滤除率/%	m	有效值/A	滤除率/%
0	1.300	91.6	25	0.051	99.7
5	0.027	99.8	30	0.098	99.4
10	0.030	99.8	35	0.029	99.8
15	0.020	99.9	40	0.037	99.8
20	0.049	99.7	45	0.150	99.0

从图 8(b)——(i)可以看出,若 m 在 $[5,40]$ 内取值,谐波发生突变时,系统谐波电流能够迅速下降,最终趋近于 0,说明所提出方法具有响应快速、控制误差小的优点;从图 8(j)中可以看出,当 m 接近于上限时,谐波曲线出现波动,充分说明了上述理论分析得到的 m 的取值范围是正确的。从表 2 中可以看出,对于 $m \in [5,40]$,谐波滤除率都较高,2.5 s 时 APF 输出电压校正信号的幅值和初相位已经收敛于一个稳定值,使得系统剩余谐波电流接近于 0,体现了所提方法的有效性和正确性。基于仿真结果和理论分析,建议 m 取值略低于 k 。

3.2 对背景谐波抑制作用的验证

取 $m=20$,分别在不加入背景谐波和加入 3% 的 5 次谐波电压、2% 的 7 次谐波电压、1% 的 11 次谐波电压 2 种情况下进行仿真。仿真时序如下:0 s 时投运 5 次 PF,0.5 s 时投运 APF,1.5 s 时负载电阻从 $10\ \Omega$ 变为 $5\ \Omega$ 。

滤波后系统电流波形如图 9 所示,各次谐波含量的变化曲线如图 10 所示,各次谐波的含量和谐波滤除率如表 3 所示。从图 9 中可以看出有、无背景谐波 2 种情况下,系统电流最终的波形都接近于正弦波;加入背景谐波后,在负载发生突变时谐波减小的速度变慢,但最终都趋近于 0;从表 3 中可看出,有、无背景谐波 2 种情况下,系统电流各次谐波滤除率都较高,有背景谐波时各次谐波电流的滤除率略低于无背景谐波时的谐波电流滤除率。仿真说明背景谐波会使滤波的动态效果变差,但对稳态效果影响不大。

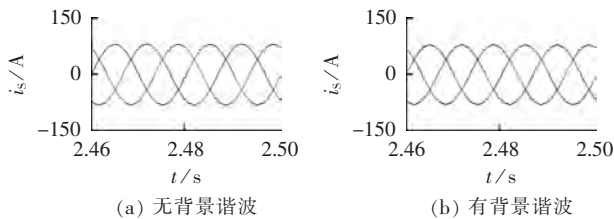


图 9 系统电流波形

Fig.9 Waveforms of system current

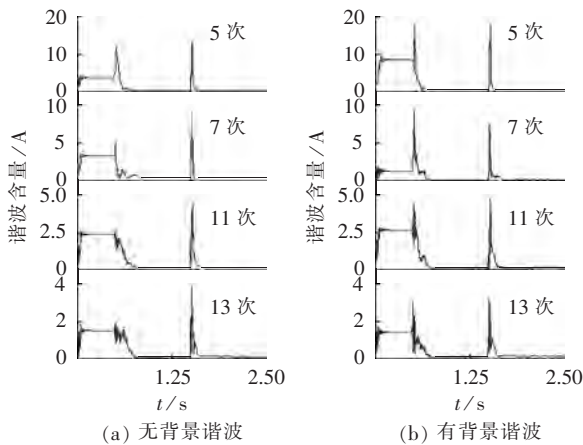


图 10 背景谐波对滤波效果的影响

Fig.10 Impact of background harmonic on filtering effect

表 3 系统电流各次谐波含量及其滤除率

Table 3 System current harmonic content and corresponding filtration rate for different orders

谐波次数	无背景谐波		有背景谐波	
	有效值/A	滤除率/%	有效值/A	滤除率/%
5	0.030	99.8	0.042	99.7
7	0.061	99.2	0.083	99.0
11	0.051	98.9	0.082	98.2
13	0.088	97.3	0.079	97.5

实际情况中,负载变化不会太剧烈,因此仿真分

析负载变化较小时的滤波情况,仿真时序为:0 s 时投运 5 次 PF,0.5 s 时投运 APF,1.5 s 时负载电阻从 10 Ω 变为 9 Ω。

滤波后系统电流波形如图 11 所示,各次谐波含量的变化曲线如图 12 所示,各次谐波的含量和谐波滤除率如表 4 所示。从图 11 中可以看出有、无背景谐波 2 种情况下,系统电流最终的波形都接近于正弦波;从图 12 中可以看出有、无背景谐波 2 种情况下,负载发生较小突变时,系统谐波升高的幅度较小,且在较短时间内会降低到接近于 0;从表 4 中可以看出,有、无背景谐波时,系统电流各次谐波滤除率都较高,有背景谐波时各次谐波电流的滤除率略低于无背景谐波时的谐波电流滤除率。

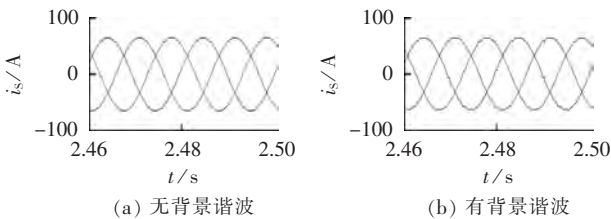


图 11 系统电流波形
Fig.11 Waveforms of system current

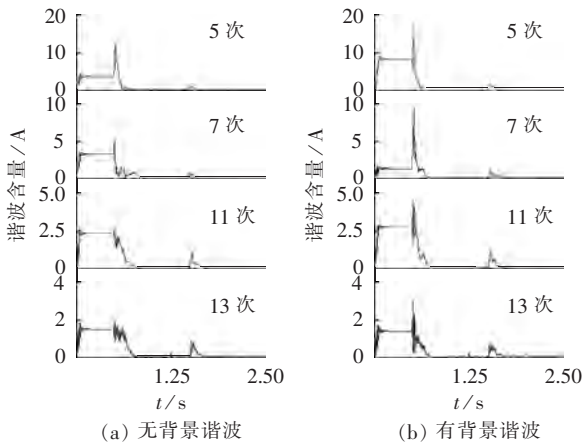


图 12 背景谐波对滤波效果的影响
Fig.12 Impact of background harmonic on filtering effect

表 4 系统各次谐波含量及其滤除率
Table 4 System current harmonic content and corresponding filtration rate for different orders

谐波次数	无背景谐波		有背景谐波	
	有效值/A	滤除率/%	有效值/A	滤除率/%
5	0.014	99.8	0.042	99.5
7	0.013	99.7	0.047	99.0
11	0.013	99.5	0.036	98.5
13	0.051	97.1	0.095	94.6

3.3 动态效果改善

负载发生剧烈变化时的滤波动态效果主要体现在谐波电流有效值下降的速度和谐波电流上升的最高值。

从图 10 中可以看出,负载发生剧烈变化时,各次系统谐波有效值均突然上升,但都会在 30 ms 左右下降到较小值,如 5 次谐波有效值最高上升到 18 A,30 ms 内下降到 2 A;7 次谐波在 30 ms 内下降到约 1 A,11 次谐波在 30 ms 内下降到 0.8 A,13 次谐波在 30 ms 内下降到 0.8 A。因此,谐波电流有效值的下降速度较快。

负载发生剧烈变化时各次系统谐波有效值突然上升是不可避免的,其中 5 次谐波有效值上升最高,影响动态滤波效果,一方面是因为负载 5 次谐波含量较高,另一方面是因为 APF 输出电感和混合 APF 无源部分结合等效于一个调谐次数大于 5 次的 PF,造成系统 5 次谐波对负载电流的变化很敏感。在公共连接点(PCC)并联一个 5 次 PF 可以为负载电流中的 5 次谐波提供低阻抗通路,减小系统 5 次谐波对负载电流的变化的敏感程度,同时也能一定程度上改善 7、11、13 次谐波的滤波效果,从而改善负载动态变化频繁、剧烈场合的应用效果。PCC 并联一个 5 次 PF 后系统的拓扑如图 13 所示。

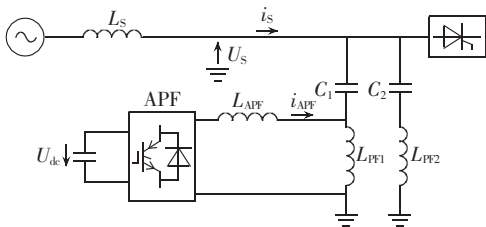


图 13 改进的混合 APF 系统结构
Fig.13 Structure of advanced hybrid APF system

根据图 13 进行仿真,取 $C_1=300\text{ }\mu\text{F}$, $C_2=100\text{ }\mu\text{F}$, 2 组 PF 均调谐在 4.75 次谐波处,品质因数为 50,其他条件不变,分别在有背景谐波和无背景谐波下仿真,仿真时序为:0 s 时投运 5 次 PF,0.5 s 时投运 APF,1.5 s 时负载电阻从 10 Ω 变为 5 Ω。仿真结果如图 14 和图 15 所示。

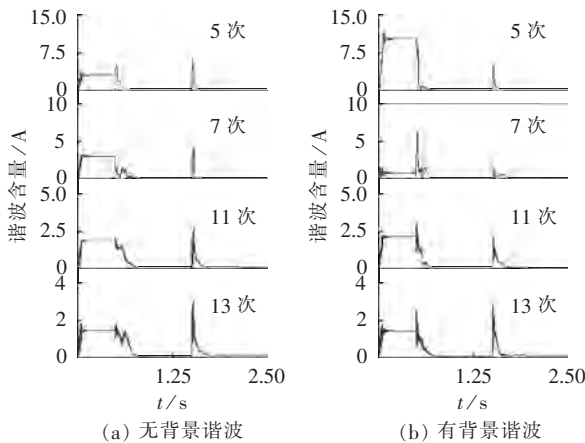


图 14 并联 5 次 PF 后的滤波效果
Fig.14 Filtering effect,with parallel 5th PF

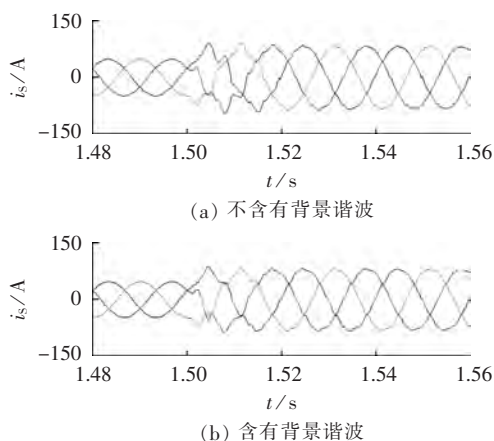


图 15 负载突变期间系统电流时域波形

Fig.15 Time-domain waveform of system current during sudden change of load

对比图 10 和图 14 可以看出并联 5 次 PF 后,负载发生剧烈突变时,系统 5 次谐波电流有效值的最大值由原来的 18 A 变为 6 A,7 次谐波电流上升的最大值由原来的 8 A 变为 5 A 左右,11 和 13 次谐波电流的滤波效果在并联 5 次 PF 后也有一定的改善,说明并联 5 次 PF 能够改善负载发生剧烈突变时整体的动态滤波效果。因此建议在负载变化剧烈、频繁的场所,并联一组 5 次 PF。

需要说明的是,在含有背景谐波的情况下,APF 接入时系统 7 次谐波电流突然升高到较大值,是因为 APF 输出电感和 PF1 构成接近 7 次的 PF,在系统 7 次背景谐波的作用下产生较大的 7 次谐波电流。但是 APF 稳定工作后,不会再出现 7 次谐波较大的情况。

图 15 给出了负载发生突变期间系统电流的时域仿真波形,从波形中可以看出系统电流波形仅在短暂时间内畸变,负载发生突变 1 个工频周期后系统电流波形就接近于正弦波形。

4 结论

本文提出了一种基于输出电压校正的混合 APF 控制策略,在比例控制的基础上,给 APF 输出电压一个确定幅值、相位的正弦校正信号,达到滤除谐波的目的。给出了控制策略的参数确定方法以及校正信号幅值相位的计算方法,通过并联 5 次 PF 改善了负载剧烈变化时的动态滤波效果。仿真结果表明,所提出的方法参数选择简单有效,在负载变化时和系统含有背景谐波的情况下都有较好的动态特性和滤波效果。

参考文献:

[1] 周雪松,田程文,马幼捷,等. 基于 LADRC 的 SHAPF 模型及其电流跟踪控制策略[J]. 电力自动化设备,2013,33(4):49-54.

ZHOU Xuesong,TIAN Chengwen,MA Youjie,et al. SHAPF model based on LADRC and its current tracking control [J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(4):49-54.

[2] 吴敬兵,罗安. 混合有源滤波器的新型电流迭代学习控制[J]. 电力自动化设备,2011,31(8):58-61.

WU Jingbing,LUO An. Iterative learning control for current tracking of hybrid active power filter [J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(8):58-61.

[3] 黎燕,罗安,方璐,等. 高电压等级新型混合型有源滤波器[J]. 电工技术学报,2013,28(6):147-157.

LI Yan,LUO An,FANG Lu,et al. A novel hybrid active power filter at high-voltage rank[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2013,28(6):147-157.

[4] 汤赐,罗安,李建奇,等. 注入式混合型有源滤波器研究[J]. 电力自动化设备,2007,27(12):21-27.

TANG Ci,LUO An,LI Jianqi,et al. Study of injection-type hybrid active power filter[J]. Electric Power Automation Equipment,2007,27(12):21-27.

[5] 杜少通,伍小杰,魏琛,等. 新型无变压器型并联混合型有源滤波器[J]. 电工技术学报,2013,28(12):1-7.

DU Shaotong,WU Xiaojie,WEI Chen,et al. New transformerless-shunt hybrid active power filters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2013,28(12):1-7.

[6] 张宸宇,梅军,郑建勇,等. 无负载侧谐波检测的有源滤波器自适应预测算法[J]. 电力自动化设备,2014,34(6):55-61.

ZHANG Chenyu,MEI Jun,ZHENG Jianyong,et al. Adaptive forecasting algorithm without load-side harmonic detection for active power filter control[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(6):55-61.

[7] 洪磊,陈晓,陈国柱,等. 基于重复控制的并联型混合型有源滤波器高性能控制策略[J]. 电力自动化设备,2012,32(10):94-98.

HONG Lei,CHEN Xiao,CHEN Guozhu,et al. High-performance control strategy based on repetitive control for SHAPF [J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(10):94-98.

[8] PARK S,SUNG J,NAM K. A new parallel hybrid filter configuration minimizing active filter size[C]//30th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference. South Carolina,USA: IEEE,1999:400-405.

[9] DETJEN D,JACOBS J,de DONCKER R W,et al. A new hybrid filter to dampen resonances and compensate harmonic currents in industrial power systems with power factor correction equipment[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2001,16(6):821-827.

[10] CURI BUSARELLO T D,VENDRUSCULO E A,ANTENOR POMILIO J,et al. Analysis of a derivative hybrid power filter in distorted voltage grid [C]//2013 IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies. Sao Paulo,Brazil:IEEE,2013:1-5.

[11] ASIMINOAEI L,WIECHOWSKI W,BLAABJERG F,et al. A new control structure for hybrid power filter to reduce the inverter power rating [C]//32nd IEEE Industrial Electronics Annual Conference. Paris,France:IEEE,2006:2712-2717.

[12] VALDEZ A A,ESCOBAR G,MARTINEZ-MONTEJANO M F. A model-based controller for a hybrid power filter to compensate harmonic distortion in unbalanced operation [C]//IEEE Power

- Electronics Specialists Conference. Rhodes, Greece:IEEE,2008: 3861-3866.
- [13] DENG Yaping,TONG Xiangqian. Modeling and control strategy of active tuned hybrid power filter[C]//IEEE Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference. Shanghai,China:IEEE,2012: 1-4.
- [14] 邓亚平,同向前,赵小利. 有源调谐型混合滤波器的稳定性分析[J]. 电力电子技术,2013,47(4):100-102.
- DENG Yaping,TONG Xiangqian,ZHAO Xiaoli. Stability analysis of active tuned hybrid power filter[J]. Power Electronics,2013, 47(4):100-102.
- [15] 郁祎琳,徐永海,刘晓博. 滑窗迭代 DFT 的谐波电流检测方法[J]. 电力系统保护与控制,2011,39(13):78-82.
- YU Yilin,XU Yonghai,LIU Xiaobo. Study of harmonic current detection based on sliding-window iterative algorithm of DFT [J]. Power System Protection and Control,2011,39(13):78-82.
- [16] 时晓洁,王智强,张军明,等. 单调谐并联混合有源电力滤波器控制策略研究[J]. 电机与控制学报,2012,16(4):64-71.
- SHI Xiaojie,WANG Zhiqiang,ZHANG Junming,et al. Study on the control strategy for single-tuned hybrid active power filters [J]. Electric Machines and Control,2012,16(4):64-71.

作者简介:



徐永海

徐永海(1966—),男,河南新野人,教授,博士研究生导师,博士,研究方向为电力系统谐波、电力电子、电能质量分析与控制技术(**E-mail**:yonghaixu@263.net);

温从溪(1989—),男,浙江温州人,硕士研究生,研究方向为电能质量分析与控制技术。

Hybrid active filter control based on output voltage correction

XU Yonghai,WEN Congxi

(School of Electrical and Electronic Engineering,North China Electric Power University,
Beijing 102206,China)

Abstract: A hybrid APF(Active Power Filter) control strategy based on output voltage correction is proposed, which controls APF as a voltage source. Based on the proportional control and with the residual system harmonic current as the feedback variable,a sinusoidal signal is calculated and taken as the APF output voltage correction signal. The sum of the proportional control signal and the correction signal is used as the reference signal of APF output voltage to realize the APF output voltage correction and reduce the system residual harmonic currents. The sliding window discrete Fourier transform is applied to detect the amplitude and initial phase of the system residual harmonic currents. The method for determining the control parameters and the method for calculating the correction signal are given. The filtering performance is simulated and analyzed for different control parameters,different background harmonics and different load change conditions. A parallel 5th passive filter is applied to improve the dynamic filtering effect when load changes significantly. The simulative results show that,with the proposed methods and control strategy,the parameter selection is simple and effective,the response to load harmonic variation is quick,the harmonic filtration rate is high and the filtering effect is good when system contains background harmonic.

Key words: active filters; proportional control; output voltage correction; harmonic analysis; background harmonic