

基于模糊自适应谐波与无功电流检测方法的研究

将改进的LMS算法引入到调整自适应滤波器的权值中,提出了直接检测谐波与无功电流的自适应检测方法。为了进一步提高该检测算法的稳态性能,提出了模糊自适应的谐波与无功电流检测的方法,通过模糊理论对算法中的步长因子进行自适应调整,以提高自适应滤波器的整体性能。最后对提出的方法进行了仿真验证,仿真结果表明模糊自适应谐波与无功检测方法具有更好的动态和稳态特性。

刘 帅 刘 鑫 李维娜/国网威海供电公司

0 引言

目前,随着电力电子装置在企业中的广泛使用,企业配电网电能质量因电力系统中的谐波污染与无功问题而日益严重,每年给企业经济造成了巨大损失。混合型有源电力滤波器能够有效地治理配电网的谐波与无功问题,而确保有源电力滤波器性能的关键是能够有效地对谐波与无功电流进行检测^[1-4]。

近年来,广大学者针对电网谐波与无功电流检测提出了许多方法,主要有基于瞬时无功率的 pq 变换谐波检测法^[5]、基于Fryze时域传统功率的谐波检测法^[6]、带阻滤波器谐波检测法^[7]、傅里叶变换的谐波检测法^[8]、基于小波变换的谐波检测法^[9]以及基于神经网络的谐波检测法^[10]等。而瞬时无功率的 pq 变换法在变换过程中因采用锁相环以获得同步的旋转角,难免会生成延时误差,从而影响滤波器性能;傅里叶变换的检测方法只能用在平稳电流信号检测中,而在配电网系统中由于外部或者内部因素的干扰会导致电网中电流出现波动;基于

神经网络的谐波检测方法由于收敛速度慢,此外还可能产生局部极小值问题;基于小波变换谐波检测法则不能直接获取电网谐波中的频率和幅值等具体参数;此外自适应的谐波检测法在配电网谐波电流检测中被广泛使用,在文献[11-12]中提出了一种自适应噪声对消的谐波检测方法,该方法对电网系统参数的变化具有自适应性。但该方法中的步长因子选择难度较大,需要综合考虑收敛速度以及稳态准确度。

本文在传统的LMS算法理论上提出了改进的LMS算法。将改进后的LMS算法引入到调整自适应滤波器的权值中,提出了直接检测谐波与无功电流的自适应检测方法。针对该方法具有较好的动态响应特性且稳态准确度差的特点,提出了模糊自适应的谐波与无功电流检测的方法,通过模糊理论对算法中的步长因子进行自适应调整,以提高自适应滤波器的整体性能,最后对本文提出的方法进行了仿真验证。

1 改进LMS算法

在滤除噪声信号时通常采用传统的LMS算法调整滤波器系统的权值,使滤波器中的输出信号 $z'(k)$ 与输入中的噪声信号 $z(k)$ 相互吻合。

$$\text{LMS算法表示为}^{[13]} \\ w_i(k+1) = w_i(k) + 2\mu x_i(k)y(k) \quad i=0,1,\dots,N-1 \quad (1)$$

式中, μ 为步长因子。

当参考输入信号较大时,传统LMS



刘 帅/工程师

关键词/Keywords

LMS算法 ·
模糊理论 ·
自适应 ·
动态和稳态特性 ·

方法滤波器会遇到梯度噪声放大,在此通常采用归一化LMS方法对滤波器权值进行自适应调整。

归一化LMS算法表达式为

$$W(k+1) = W(k) + \frac{2\hat{\mu}}{\|X(k)\|} X(k)y(k) \quad (2)$$

式中, $\hat{\mu}$ 为自适应步长因子; $\|X(k)\|$ 为范数, 且

$$\|X(k)\|^2 = |x_0(k)|^2 + |x_1(k)|^2 + \dots + |x_{N-1}(k)|^2 \quad (3)$$

本文在传统LMS算法基础上,对传统LMS算法进行改进,并对滤波器的权值进行自适应调整,以检验企业配电网中的谐波与无功电流。

将式(2)另写为

$$W(k+1) = W(k) + 2\hat{\mu} \frac{X(k)y(k)}{\|X(k)\|^2} \quad (4)$$

式(4)说明 $X(k)y(k)$ 对向量 $X(k)$ 的二次方欧式范数做了归一化处理。

由于 $\|X(k)\|^2 = |x_0(k)|^2 + |x_1(k)|^2 + \dots + |x_{N-1}(k)|^2 > |x_{\max}|^2$, 当 $X(k)y(k) > 0$ 时, 则

$$\frac{X(k)y(k)}{\|X(k)\|^2} < \frac{X(k)y(k)}{|x_{\max}|^2} \quad (5)$$

式中, $|x_{\max}|$ 为数据绝对值的最大估计。

由此提出的算法为

$$W(k+1) = W(k) + 2\hat{\mu} \frac{X(k)y(k)}{|x_{\max}|^2} \quad (6)$$

式(6)可以改写为

$$W(k+1) = W(k) + 2 \frac{\hat{\mu}}{|x_{\max}| |x_{\max}|} X(k)y(k) \quad (7)$$

假设 $\mu' = \frac{\hat{\mu}}{|x_{\max}|}$, 则

$$W(k+1) = W(k) + 2\mu' \frac{X(k)}{|x_{\max}|} y(k) \quad (8)$$

式中, μ' 为改进后的步长因子。

2 改进LMS算法的自适应谐波与无功电流检测

在自适应噪声滤除理论基础上,提出了一种自适应谐波与无功检测方法,该方法用于检测配电网系统结构的谐波与无功电流,如图1所示。自适应滤波器的权值用归一化LMS算法进行调整,其中 i_{La} 、 i_{Lb} 和 i_{Lc} 分别为配电网中三相负载电流;

i_{Lha} 、 i_{Lhb} 和 i_{Lhc} 分别为配电网中三相负载谐波的无功电流。

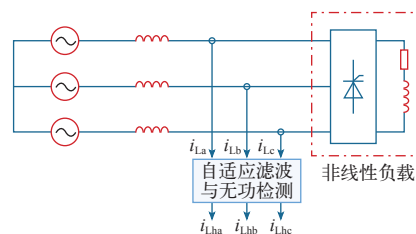


图1 配电网系统结构

配电网电源电压为

$$u_s(k) = U_s \sin \omega k \quad (9)$$

非线性负载电流 $i_L(k)$ 用傅里叶级数展开

$$\begin{aligned} i_L(k) &= I_1 \sin(\omega k + \varphi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega k + \varphi_n) \\ &= I_1 \sin \omega k \cos \varphi_1 + I_1 \cos \omega k \sin \varphi_1 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega k + \varphi_n) \\ &= i_{1p}(k) + i_{1q}(k) + i_h(k) \end{aligned} \quad (10)$$

式中, $i_{1p}(k)$ 为基波有功电流; $i_{1q}(k)$ 为基波无功电流; $i_h(k)$ 为高次谐波电流。

设 $i_{Lh}(k) = i_{1q}(k) + i_h(k) = I_1 \cos \omega k \sin \varphi_1 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega k + \varphi_n)$, 为需要滤除的电网谐波与无功电流。因此有

$$i_L(k) = i_{1p}(k) + i_{Lh}(k) \quad (11)$$

改进LMS算法的自适应谐波与无功电流检测实现框图如图2所示。图中,负载电流 $i_L(k)$ 为自适应滤波器的输入信号;基波有功分量 $i_{1p}(k)$ 被视为输入噪声信号;谐波分量 $i_{Lh}(k)$ 被视为有用信号部分。电源电压信号通过锁相环后得到正弦信号 $\sin \omega k$ 以及余弦信号 $\cos \omega k$, $\sin \omega k$ 、 $\cos \omega k$ 作为系统的参考输入,经过处理后,自适应滤波器的输出 $i'_{1p}(k)$ 以最

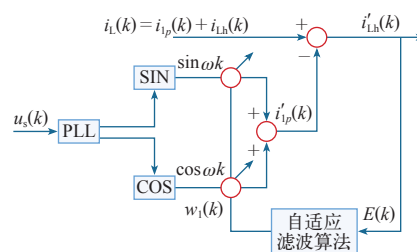


图2 改进LMS算法的自适应谐波与无功电流检测实现框图

小均方误差形式最终逼近 $i_{lp}(k)$ ，然后与 $i_{lh}(k)$ 相减，系统输出 $i'_{lh}(k)$ 同样以最小均方误差的形式逼近需要检测的负载谐波电流 $i_{lh}(k)$ 。

由图2可知，滤波器输出可以表示为

$$i_{lp}(k) = w_0(k) \sin \omega k + w_1(k) \cos \omega k = W^T(k) X(k) \quad (12)$$

式中， $W^T(k) = (w_0(k), w_1(k))$ ； $X(k) = (\sin \omega k, \cos \omega k)$ 。

系统输出为

$$\begin{aligned} E(k) &= i'_{lh}(k) = i_{lp}(k) + i_{lh}(k) - i'_{lp}(k) = i_{lh}(k) + (i_{lp}(k) - i'_{lp}(k)) \\ &= \left[I_1 \cos \omega k \sin \varphi_1 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega k + \varphi_n) \right] \\ &\quad + \left[I_1 \sin \omega k \cos \varphi_1 - w_0(k) \sin \omega k - w_1(k) \cos \omega k \right] \end{aligned} \quad (13)$$

在最小均方误差下，当有 $w_1(k) \equiv 0$ 且 $\lim_{k \rightarrow \infty} w_0(k) = I_1 \cos \varphi_1$ 时，那么 $W(k) = w_0(k)$ ， $E(k) = i_{lh}(k)$ ，因此对自适应谐波检测简化后的框图如图3所示。

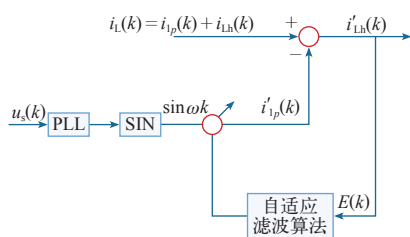


图3 改进LMS算法的自适应谐波与无功电流检测简化框图

滤波器的权值调整公式为

$$W(k+1) = W(k) + 2u'(k) \frac{\sin(\omega k)}{\delta} i'_{lh}(k) \quad (14)$$

式中， $\delta = \max \{ \sin(\omega k), \sin[\omega(k-1)], \dots, \sin[\omega(k-M+1)] \}$ 。

由式(14)可以看出，当 $\delta = 1$ 时，则

$$W(k+1) = W(k) + 2u'(k) \sin(\omega k) i'_{lh}(k) \quad (15)$$

3 模糊自适应的谐波与无功电流检测

为了进一步提高上述算法的稳态性能，本文在上述算法基础上又提出了一种基于模糊自适应的谐波与无功电流检测方法。

为了进一步提高自适应滤波器系统整体性能，对式(14)进行修正，将步长因子修正为变步长 $u'(k)$ ，则可以得到

$$W(k+1) = W(k) + 2u'(k) \frac{\sin(\omega k)}{\delta} i'_{lh}(k) \quad (16)$$

为此，式(13)能够调整为

$$\begin{aligned} E(k) &= i'_{lh}(k) = i_{lp}(k) + i_{lh}(k) - i'_{lp}(k) \\ &= i_{lh}(k) + (i_{lp}(k) - i'_{lp}(k)) \\ &= \left[I_1 \cos \omega k \sin \varphi_1 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega k + \varphi_n) \right] + \\ &\quad (I_1 \cos \varphi_1 - w_0) \sin \omega k \\ &= i_{lh}(k) + E'(k) \end{aligned} \quad (17)$$

由式(17)可以看出，滤波器真正跟踪的误差信号并非 $E(k)$ ，而是 $E'(k)$ 。为了从 $E(k)$ 中提取 $E'(k)$ ，将式(17)两端都乘以电源相位信号 $\sin \omega k$ ，得

$$\begin{aligned} E(k) \sin \omega k &= \frac{(I_1 \cos \varphi_1 - w_0)}{2} - \frac{(I_1 \cos \varphi_1 - w_0) \cos 2\omega k}{2} + \\ &\quad \left[I_1 \cos \omega k \sin \varphi_1 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega k + \varphi_n) \right] \sin \omega k \\ &= \frac{(I_1 \cos \varphi_1 - w_0)}{2} + \left\{ \left[I_1 \cos \omega k \sin \varphi_1 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega k + \varphi_n) \right] \sin \omega k - \frac{(I_1 \cos \varphi_1 - w_0) \cos 2\omega k}{2} \right\} \\ &= E'' + \zeta \end{aligned} \quad (18)$$

由式(18)可以看出，直流分量 E'' 能够反映出系统最终的跟踪误差 $E'(k)$ ， ζ 则被看作是干扰信号。利用 E' 与 E'' 的等式关系

$$E' = 2E'' \sin \omega t \quad (19)$$

则可以求出滤波器中真正的跟踪误差信号 E' 。

定义模糊推理的输入为误差信号 E' 与误差变化率 $\Delta E'$ ，输出为 μ' 和 $\Delta \mu'$ 。 E' 、 $\Delta E'$ 对应5个语言值，分别为{(负大)NB, (负小)NS, (零)ZO, (正小)PS, (正大)PB}；输出为 μ' 、 $\Delta \mu'$ 对应9个语言值，分别为{(负较大)NVB, (负大)NB, (负中)NM, (负小)NS, (零)ZO, (正小)PS, (正中)PM, (正大)PB, (正较大)PVB}。

模糊规则如表1所示。 E' 与 $\Delta E'$ 、 μ' 和 $\Delta \mu'$ 的论域均为 $[-4, 4]$ 。

迭代步长 $\mu'(k)$ 与变化量 $\Delta \mu'(k)$ 由模糊推理系统得到，此外还要满足

表1 模糊规则

E'	NB	NS	ZO	PS	PB
NB	NVB	NB	NM	NS	ZO
NS	NB	NM	NS	ZO	PS
ZO	NM	NS	ZO	PS	PM
PS	NS	ZO	PS	PM	PB
PB	ZO	PS	PM	PB	PVB

$$u'(k+1) = u'(k) + m \operatorname{sgn}(\Delta E'(k)) \Delta u'(k) \quad (19)$$

式中, m 为很小的正数, 主要作用是对迭代步长进行自适应控制; $\operatorname{sgn}()$ 为符号函数, 且满足

$$\begin{cases} \operatorname{sgn}(\Delta E'(k)) = 1 & \text{当 } \Delta E'(k) > 0 \\ \operatorname{sgn}(\Delta E'(k)) = -1 & \text{当 } \Delta E'(k) < 0 \end{cases} \quad (20)$$

4 仿真分析

为了验证本文所提出的模糊自适应谐波与无功电流检测方法的有效性, 将本文的方法应用到混合有源电力滤波器中进行仿真研究, 并将本文所提算法与传统LMS算法进行仿真对比, 仿真参数如表2所示。

表2 仿真参数

参数	R/Ω	L/mH	$C/\mu\text{F}$
等效阻抗	0.05	0.1	
负载	$R_s = 2.5$	$L_s = 2.5$	
注入电容			$C_F = 70$
5次无源滤波器	$R_s = 0.06$	$L_s = 1.18$	$C_s = 70$

图4为采用本文算法下的谐波动态治理效果, 图5为传统LMS算法下谐波动态治理效果。其中 V_s 为电源电压, I_L 为负载电流, I_{Lh} 为负载谐波电流,

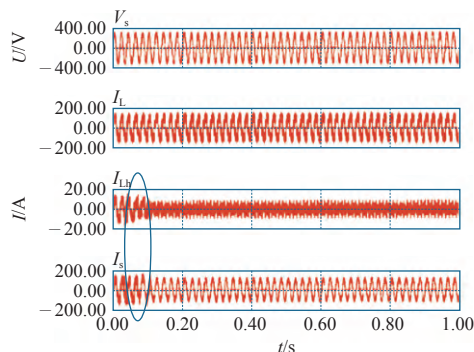


图4 模糊自适应的谐波动态治理效果

I_s 为电网电流。从图4可以看出在 $0 \sim 0.09$ s 时, 负载谐波电流不断减小, 但变化较小, 在 0.09 s 之后, 负载谐波电流波形基本处于稳定状态, 表明系统获得了较为稳定的参考电流信号。而从图5可以看出, 传统的算法下是在 0.11 s 之后负载谐波电流波形才处于稳定状态。

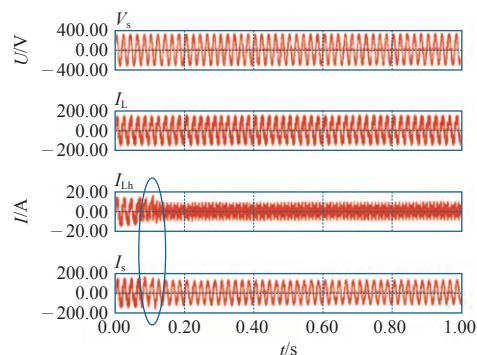


图5 传统算法下谐波动态治理效果

图6为本文算法下的谐波治理稳态效果, 图7为传统LMS算法下谐波治理的稳态效果。通过对比发现模糊自适应检测方法谐波治理后的电流波形正弦曲线更加明显, 电网中电流谐波含量明显减小。

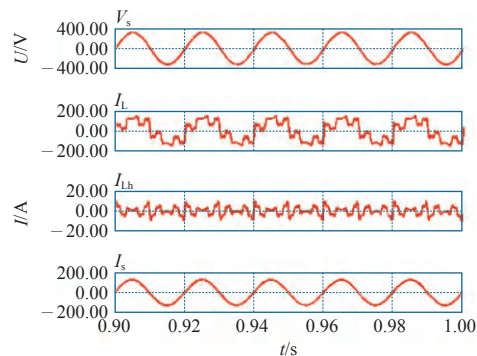


图6 模糊自适应的谐波稳态治理效果

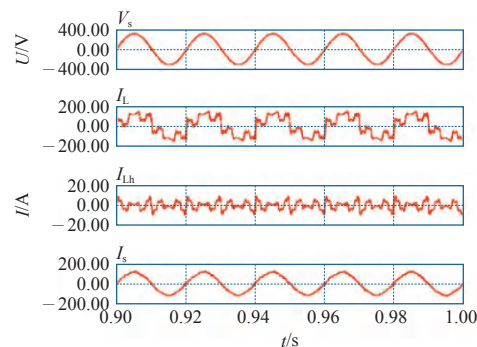


图7 传统算法下谐波稳态治理效果

5 结束语

本文在归一化LMS算法中对传统LMS算法进行了改进,提出了一种基于定步长的自适应谐波与无功电流检测的方法。考虑到所提出的自适应谐波与无功检测算法中步长因子是定长值,其具体取值影响着滤波器系统的谐波补偿性能,在此基础上采用模糊优化方法对步长因子进行了在线优化。通过仿真结果可知,使用模糊自适应谐波与无功电流检测方法的滤波器系统具有良好的动态及稳态性能。

参考文献

- [1] Feilat E A. Detection of voltage envelope using prony analysis-Hilbert transform method [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, 21 (4) : 2091-2093.
- [2] Shukla S, Mishra S, Singh B. Empirical-mode decomposition with Hilbert transform for power-quality assessment [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24 (4) : 2159-2165.
- [3] 常亮亮,涂春鸣,罗安,等.新型注入式混合有源滤波器的检测与控制策略 [J].电力系统及其自动化学报,2010,22 (6) : 17-22.
- [4] 赵曙光,王宇平,焦李成,等.基于自适应遗传算法的无源滤波器综合优化方法 [J].中国电机工程学报,2004,24 (7) : 173-176.
- [5] Herrera R S, Salmeron P, Kim H. Instantaneous reactive power theory applied to active power filter compensation; different approaches, assessment,

and experimental results [J]. IEEE Transactions Industrial Electronics, 2008, 55 (1) : 184-196.

- [6] 李圣清,朱英浩,周有庆,等.电网谐波检测方法的综述 [J].高电压技术,2004,30 (3) : 39-42.
- [7] Kim H, Blaabjerg F. Instantaneous power compensation in Three-phase systems by using p-q-r theory [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17 (5) : 701-710.
- [8] 祁才君,王小海.基于插值FFT算法的间谐波参数估计 [J].电工技术学报,2003,18 (1) : 92-95.
- [9] 王建畴,冉启文,纪延超,等.基于小波变换的时变谐波检测 [J].电力系统自动化,1998,22 (8) : 52-55.
- [10] Gupta N, Singh S P, Dubey S P. Neural network based shunt active filter for harmonic and reactive power compensation under non-ideal mains voltage [C]. 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Taichung, 2010: 370-375.
- [11] Tey L H, So P L, Chu Y C. Improvement of power quality using adaptive shunt active filter [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20 (2) : 1558-1568.
- [12] 王群,谢品芳.模拟电路实现的神经元自适应谐波电流检测方法 [J].中国电机工程学报,1999,19 (6) : 42-46.
- [13] Simon Haykin. 自适应滤波器原理 [M].郑宝玉,等译.北京:电子工业出版社,2003.

(收稿日期:2015-12-30) **EA**

更正启事

《电气应用》2016年第5期第26页刊登的《电动两轮车用永磁同步电动机矢量控制器的研制》一文中,由于编辑部排版的疏忽,作者及单位刊登有误,正确的作者顺序及单位应为:任志斌 温伟平 李家良 童稳康/江西理工大学电气工程与自动化学院。特此更正,并向作者及读者表示诚挚的歉意!