

一种改进自适应谐波检测算法研究

何英杰, 邹云屏, 刘 飞, 李 辉, 张玉成
(华中科技大学 电气与电子工程学院, 湖北 武汉 430074)

摘要: 分析了传统定步长最小均方(LMS)算法用于谐波电流检测的不足,采用一种新的变步长LMS自适应算法检测谐波电流:根据误差信号 $e(n)$ 和 $e(n-D)$ 的自相关估计调整步长迭代,当权系数远离最佳权值时,通过增大步长加快对时变系统的跟踪速度;当权系数接近最佳权值时,减小步长获得较小的稳态误差。通过递推公式参数的选择,可对系统的收敛速度与稳态失调进行更灵活的控制。推导出了该方法的理论表达公式,其增加的计算量很小,容易实现。该方法能有效调节步长,不受谐波电流的干扰。仿真结果证明了该谐波电流检测方法的有效性。

关键词: 谐波检测; 自适应滤波; 变步长

中图分类号: TM 76

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2006)09-0023-04

目前,有源电力滤波器(APF)技术可视为最有效和最具潜力的抑制谐波方法。APF的工作性能很大程度上取决于对畸变电流的实时、准确检测。这种检测一般不需要分解出各次谐波分量,而只需检测出除基波有功电流(或基波有功电流的正序分量)之外的总畸变电流。现在有很多谐波电流检测方法。其中自适应谐波检测法具有精确跟踪系统频率和相位,对各次(包括整数和非整数倍)谐波的幅频、相频特性优良,零点极深,检测误差小等优点而备受重视^[1-4]。

本文提出一种改进自适应谐波电流检测方法,并作了仿真研究,证明该方法比传统自适应算法,收敛速度和稳态误差都有明显提高。

1 自适应谐波检测原理

APF的工作原理图如图1所示。

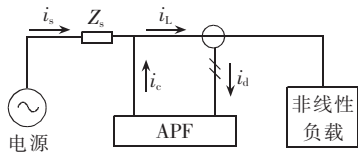


图1 有源电力滤波器工作原理图
Fig.1 Working principle of APF

图中, Z_s 是电源的内阻抗。假设电源电压为 $u_s(t) = U_{sm} \sin \omega t$ (1)
流过非线性负载的周期性非正弦电流可用傅氏级数展开为^[5]

$$i_L(t) = I_1 \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{j=2}^{\infty} I_j \sin(j\omega t + \theta_j) = i_1(t) + i_h(t) \quad (2)$$

式中 i_1, I_1 分别为基波电流及其有效值; i_h, I_j 分别为高次谐波电流及其有效值。

非线性负载电流 i_L 经电流互感器后通过谐波电流检测电路得应补偿的谐波电流期望值 $i_d=i_h$,再控制PWM逆变器得出注入电力系统的谐波电流 $i_c=i_d$ 。

从图1中可以看出, i_L 由电源电流 i_s 和APF输出电流 i_c 共同提供,即 $i_L=i_s+i_c$ 。既然 $i_c=i_h$,电源电流 i_s 只需要提供基波电流 i_1 ,因此补偿以后电网电流成为和电源电压 u_s 频率一致的正弦波,这就是APF的基本工作原理^[5]。可见,如何快速精确地得出应补偿谐波电流 i_d 是APF要解决的关键问题。

用于电网谐波检测的自适应滤波器结构见图2。其中滤波器输入信号 $i_L(n)$ 表示线路上非线性负载电流的采样值,参考输入信号 $x_1(n), x_2(n)$ 分别代表以电源基波电压 u_s 为参考输入、由锁相环(PLL)输出的标准正弦和余弦信号采样值, ω_1, ω_2 分别代表参考输入信号 $x_1(n), x_2(n)$ 的权值, $y(n)$ 为自适应滤波器的输出信号, $e(n)$ 为自适应滤波器的误差反馈信号。

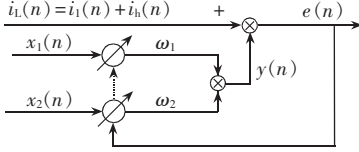


图2 自适应谐波检测原理图
Fig.2 Principle of adaptive harmonic detection

显然有

$$x_1(n) = \sin(2\pi f \Delta t n) \quad (3)$$

$$x_2(n) = \cos(2\pi f \Delta t n) \quad (4)$$

式中 f 为锁相环电路输出正弦波的频率; Δt 为计算步长所代表的时间间隔。

若记 $\omega = [\omega_1 \ \omega_2]^T, X(n) = [x_1(n) \ x_2(n)]^T$, 则有

$$y(n) = \omega^T \cdot X(n) \quad (5)$$

$$e(n) = i_L(n) - \omega^T \cdot X(n) \quad (6)$$

根据LMS误差准则^[6],最佳滤波器权系数 ω^* 应使滤波器的均方误差达到最小,即有目标函数为 $\min E[e^2(n)]$ 。用瞬时输出误差功率梯度 $\nabla_{\omega} e^2(n)$ 近

似 $\nabla_{\omega} E[e^2(n)]$ 以得到权值 ω 的迭代公式:

$$\nabla_{\omega} e^2(n) = -2e(n)X(n) \quad (7)$$

$$\omega(n+1) = \omega(n) + \mu e(n)X(n) \quad (8)$$

式中 μ 是设定步长因子。

在自适应谐波检测中,将 $i_L(n)$ 中基波分量 $i_1(n)$ 视为期望信号,所有谐波的总和 $i_h(n)$ 视为输入干扰信号。误差反馈信号 $e(n)$ 控制权值 ω 的迭代过程,权值 ω 跟踪最佳权系数 ω^* 的变化,此时输出信号 $y(n)$ 也跟踪 $i_1(n)$ 的变化。将 $y(n)$ 从 $i_L(n)$ 中扣除,就可得到谐波电流 $i_h(n)$ 。这就是自适应谐波检测的基本工作原理。

2 改进自适应谐波检测方法

将前述算法用于谐波检测实验中,实验效果不是很理想。仔细分析,发现前述算法有 2 个缺点。缺点 1:传统固定步长 LMS 算法克服不了收敛速度和稳态误差这一对固有矛盾。在收敛的前提下 μ 取得较大,这样收敛速度虽然能得到提高,但稳态误差会随之增大,反之稳态误差能降低但收敛速度就会变慢^[6]。缺点 2:它的权值更新标准均来自受谐波电流 $i_h(n)$ 污染的误差反馈信号 $e(n)$ 。系统在接近最佳权值时,也就是滤波器输出信号 $y(n)$ 接近基波电流 $i_1(n)$,由于谐波电流 $i_h(n)$ 的存在, $\Delta\omega$ 仍旧较大,产生稳态失调。

针对缺点 1,采用变步长 LMS 算法代替传统定步长 LMS 算法,是一种较好的解决方案^[7]。变步长 LMS 算法是基于这样的准则:当权系数远离最佳权值时,通过增大步长加快对时变系统的跟踪速度;当权系数接近最佳权值时,减小步长获得较小的稳态误差。针对缺点 2,在变步长 LMS 算法中,应该找到一种方法从误差反馈信号 $e(n)$ 中得到 $i_1(n) - y(n)$,用 $i_1(n) - y(n)$ 控制步长的迭代。

本文采用一种改进的变步长 LMS 自适应谐波电流检测方法^[8-10]。该方法用当前误差信号 $e(n)$ 和上一次误差信号 $e(n-1)$ 的自相关估计调整步长迭代。自相关时间均值估计被表示为

$$p(n) = \beta p(n-1) + (1-\beta)e(n)e(n-1) \quad (9)$$

在更新 $\mu(n)$ 中使用 $p(n)$ 具有 2 个优点:

- 自相关误差通常接近最佳值的衡量标准;
- 在更新 $\mu(n)$ 时,排除了不相关噪声序列的影响。

在自适应初始阶段,自相关估计误差 $p^2(n)$ 较大,导致较大的步长 $\mu(n)$ 。当接近最佳值时,自相关误差 $p^2(n)$ 接近于零,导致一个较小的步长。由于较大的初始 $\mu(n)$ 值,产生了快速收敛,同时由于后期 $\mu(n)$ 较小,导致在最佳值附近产生较小失调,即使有噪声存在也是如此。因此得出了以下更新步长公式:

$$\mu(n+1) = \alpha \mu(n) + \gamma p(n)p(n) \quad (10)$$

其余递推公式与传统 LMS 算法相同。由文献^[10]知,算法中步长 μ 的选取是有范围的,以保证算法的稳定性。因此,在递推过程中,需要对步长进

行如下限幅:

$$\mu = \begin{cases} \mu_{\max} & \text{if } \mu > \mu_{\max} \\ \mu_{\min} & \text{if } \mu < \mu_{\min} \\ \mu & \text{其他} \end{cases} \quad (11)$$

其中 $0 < \mu_{\min} < \mu_{\max}$, 选择 $\mu_{\max}$ 保证算法的稳定性。综合考虑稳态失调和收敛速度选择 $\mu_{\min}$ 。

如图 3 所示,假定式(9)中的 $e(n)$ 是方差为 5 的零均值白噪声信号。参数 $\beta = 0.99$, 和下文仿真实验一致。图 4 显示式(9)的输出信号 $p(n)$ 。可发现白噪声信号被明显削弱。因此,如果谐波电流 $i_h(n)$ 是不相关噪声信号,式(10)可写成以下形式:

$$\mu(n+1) = \alpha \mu(n) + \gamma \{E[(\omega(n) - \omega^*(n))^T X(n) \times X^T(n-1)(\omega(n-1) - \omega^*(n-1))]\}^2 \quad (12)$$

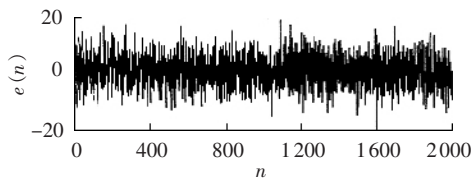


图 3 输入信号 $e(n)$

Fig.3 Input signal $e(n)$

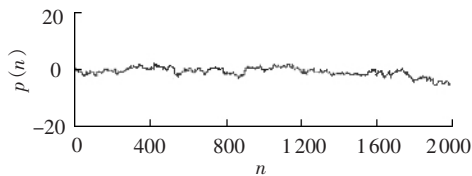


图 4 输出信号 $p(n)$

Fig.4 Output signal $p(n)$

对 $e(n)$ 和 $e(n-1)$ 进行准确的自相关估计,由式(12)可看出检测算法根据当前权值和最优权值的距离调节步长迭代,不受不相关噪声信号的影响。然而,具体到谐波电流检测应用中,大部分谐波电流 $i_h(n)$ 是相关的。在此情况下, $E[i_h(n)i_h(n-1)]$ 这一项不会消失,它将出现在步长迭代式(12)中。该方法在步长迭代过程中,还是受谐波电流的干扰。

在有源滤波器应用中,谐波电流成分有可能很大。但是,由式(2)可看出,不考虑分数次谐波电流,非线性负载电流存在一定规律性,可以利用谐波电流的自相关性提取基波电流信号。流过非线性负载的周期性非正弦电流 i_L 可以看成是由基波正弦电流 i_1 和频率为大于 1 整数倍基波频率的高次谐波正弦电流 i_h 叠加而成。由正弦信号的定义可知,基波正弦电流和各次谐波正弦电流之间是互不相关的,即

$$R_{ij}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T I_i \sin(i\omega t + \theta_i) \times I_j \sin[j\omega(t + \tau) + \theta_j] dt = 0 \quad (13)$$

式中 τ 是时间位移; T 为基波电流周期; $R_{ij}(\tau)$ 为各次谐波电流之间的互相关函数。

因此,非线性负载电流的自相关函数可表示成基波和各次谐波的正弦电流自相关函数之和,即

$$R_L = R_1 + R_h = R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_N \quad (14)$$

式中 R_L 表示负载电流的自相关函数; N 为考虑的

最高次谐波电流次数; $R_j(j=2,3,\cdots,N)$ 负载电流第 j 次谐波电流的自相关函数。

第 j 次高次谐波电流 $i_j(t)=I_j\sin(j\omega t+\theta_j)$ 的自相关函数为

$$R_j=\frac{I_j^2}{2}\cos(j\omega\tau)\tag{15}$$

高次谐波电流 i_h 采样时间间隔为 M ,等值的离散化系统表示为

$$R_j=\frac{I_j^2}{2}\cos(j\omega DM)\tag{16}$$

式中 D 为2个误差信号的采样间隔次数。

可以看出,如果将高次谐波电流表示成正弦信号,则它的自相关函数为余弦信号,且两者频率相同。并且由余弦函数的性质可知,当采样时间间隔较小时,随着谐波次数的增高,谐波电流的自相关性逐渐衰减。而且很明显适当调节非线性负载电流采样间隔次数 D ,即延长自相关性分析中2个谐波电流信号的时间间隔,可以使高次谐波的自相关性衰减更快,使 $E[i_h(n)i_h(n-D)]$ 近似等于零。这样,在一定延时后,高次谐波正弦电流的自相关性将变得很小, $R_h\approx 0$,非线性负载电流的自相关函数近似可以由基波正弦电流的自相关函数表示,即 $R_L\approx R_1$ 。负载电流自相关函数的周期性将反映负载电流中基波电流成分。所以用 $e(n-D)$ 代替式(9)中 $e(n-1)$,新公式能被写成以下形式:

$$p(n)=\beta p(n-1)+(1-\beta)e(n)e(n-D)\tag{17}$$

通过对参数 D 的调节, $E[i_h(n)i_h(n-D)]$ 将不会出现在步长迭代式(10)中,检测算法根据当前权值和最优权值的距离调节步长迭代,能更好地削弱谐波电流对步长迭代的影响。

如果负载电流存在分次谐波电流,以及在最坏的情况下, $E[i_h(n)i_h(n-D)]=E[i_h^2(n)]$,这种算法将和文献[10]提出的方法有相似的行为。它相当于传统定步长 LMS 算法,也能明显提高自适应滤波器的性能。步长递推公式重新被写成以下形式:

$$p(n)=\beta p(n-1)+(1-\beta)e(n)e(n-D)\tag{18}$$

$$\mu(n+1)=\alpha\mu(n)+\gamma p(n)p(n)$$

其余递推公式与传统 LMS 算法相同。

3 仿真结果分析

仿真电路如图 5 所示,用 Matlab 仿真软件进行仿真验证上面理论分析。非线性负载为单相桥式全控晶闸管整流电路后带 RL 负载,触发角为 30° 。负载电感为 $L_1=120\text{ mH}$,负载电阻为 $R_1=15\text{ }\Omega$ 。交流电源电压为 $u_s=220\text{ V}$,电源内阻抗为 $L_s=0.5\text{ mH}$ 。在 0 s 投入谐波检测系统,权系数 ω_1,ω_2 初值均为 0 。

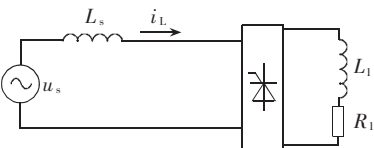


图 5 仿真电路图
Fig.5 Simulation circuitry

检测系统在1个基波周期的迭代次数为 $N=256$ 次。

对本文算法和传统固定步长算法进行比较。传统定步长算法的步长 μ 取 0.01 。通过对本文算法进行多次仿真,可以发现 $\beta=0.99,\alpha=0.9$ 对于任意负载电流都是较好的选择,而参数 γ 须根据负载电流大小进行调整,参数 D 应根据负载电流采样值的自相关性进行调整。在本次仿真中, $\gamma=4.1\times 10^{-6},D=14$,步长选取 $\mu_{\max}$ 为 $0.1,\mu_{\min}$ 为 0.005 ,初始值 μ_0 为 $\mu_{\min}$ 。

图 6 是步长 μ 变化波形。从图中可以看出,当权系数远离最佳权值 ω^* 时,步长比较大,以加快动态响应速度和对时变系统的跟踪速度,当权系数接近最佳权值时,步长比较小,以获得较小的稳态误差。图 7 是检出基波信号 i_1 变化波形,图 7 显示新变步长算法比传统定步长算法有更快的收敛速度。图 8

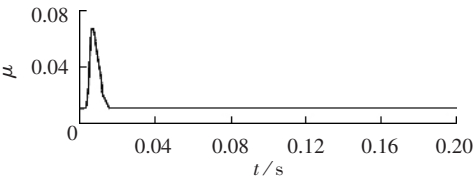
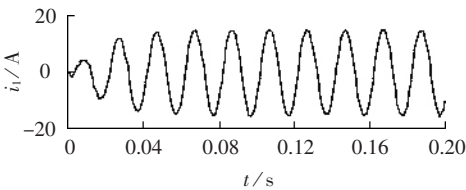
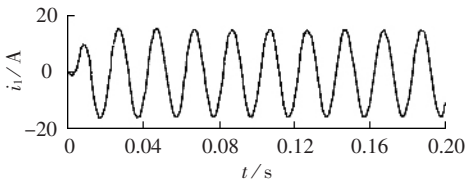


图 6 步长 μ 变化波形

Fig.6 Variation of step-size μ



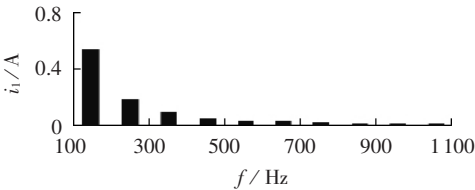
(a) 传统定步长 LMS 算法



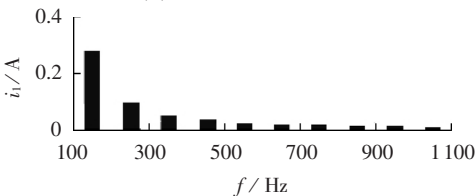
(b) 新的变步长算法

图 7 检出基波信号 i_1 变化波形的比较

Fig.7 Variation comparison of fundamental current component i_1



(a) 传统定步长 LMS 算法



(b) 新的变步长算法

图 8 检出基波信号 i_1 谐波频谱的比较

Fig.8 Harmonic frequency spectrum comparison of fundamental current i_1

是检出基波信号 i_1 的谐波频谱。传统定步长算法检出波形 THD=3.82%, 新变步长算法检出波形 THD=1.91%。明显可以看出新变步长算法有更好的稳态精度, 和理论分析一致。

本算法的关键在于 α 、 β 、 γ 、 D 4 个参数的选取。对于任意谐波负载, 令 $\beta=0.99$ 、 $\alpha=0.9$ 都是较好的选择; 而参数 γ 须根据负载电流大小进行调整, 参数 D 应根据负载电流采样值的自相关性进行调整。

4 结语

本文采用一种新的变步长 LMS 自适应算法检测谐波电流。它根据误差信号 $e(n)$ 和 $e(n-D)$ 的自相关估计调整步长迭代, 通过递推公式参数的选择, 当权系数远离最佳权值时, 通过增大步长加快对时变系统的跟踪速度; 当权系数接近最佳权值时, 减小步长获得较小的稳态误差。克服了定步长 LMS 算法的缺点。该方法谐波电流不出现在步长迭代公式中, 能根据当前权值和最优权值的距离调节步长迭代, 不受谐波电流的干扰。该方法增加的计算量很小, 易实现。仿真结果证明了这种检测方法的有效性。

参考文献:

- [1] LUO S G, HOU Z C. An adaptive detecting method for harmonic and reactive currents[J]. IEEE Trans Industrial Electronics, 1995, 42(1): 85-89.
- [2] 王群, 吴宁, 谢品芳. 一种基于神经元的自适应谐波电流检测法[J]. 电力系统自动化, 1997, 21(10): 13-16.
WANG Qun, WU Ning, XIE Pin-fang. A neuron-based adaptive approach to detection of the harmonic currents[J]. Automation of Electric Power Systems, 1997, 21(10): 13-16.
- [3] 戴朝波, 林海雪, 雷林绪. 两种谐波电流检测方法的比较研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(1): 80-84.
DAI Chao-bo, LIN Hai-xue, LEI Lin-xu. A study on the comparison of two harmonic current detecting methods[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(1): 80-84.
- [4] 王群, 谢品芳, 吴宁, 等. 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.
WANG Qun, XIE Pin-fang, WU Ning, et al. Neuron adaptive detecting approach of harmonic current based on realization of analog circuit[J]. Proceedings of the CSEE, 1999, 19(6): 42-46.
- [5] 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.
 - [6] 龚耀寰. 自适应滤波[M]. 北京: 电子工业出版社, 1981.
 - [7] 覃景繁, 欧阳景正. 一种新的变步长 LMS 自适应滤波算法[J]. 数据采集与处理, 1997, 12(3): 171-174.
QIN Jing-fan, OUYANG Jing-zheng. A new variable step size adaptive filtering algorithm[J]. Data Collecting and Processing, 1997, 12(3): 171-174.
 - [8] 李辉, 李亦斌, 邹云屏, 等. 一种新的变步长自适应谐波检测算法研究[J]. 电力系统自动化, 2005, 29(2): 69-73.
LI Hui, LI Yi-bin, ZOU Yun-ping, et al. A novel adaptive harmonic detecting algorithm based on variable step size LMS[J]. Automation of Electric Power Systems, 2005, 29(2): 69-73.
 - [9] ABOULNASR T, MAYYAS K. A robust variable step-size LMS - type algorithm: analysis and simulations[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(3): 631-639.
 - [10] KWONG R H, JOHNSTON E W. A variable step-size LMS algorithm[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1992, 40(7): 1633-1642.
 - [11] 林海雪. 现代电能质量的基本问题[J]. 电网技术, 2001, 25(10): 5-12.
LIN Hai-xue. Main problems of modern power quality[J]. Power System Technology, 2001, 25(10): 5-12.
 - [12] 李战鹰, 任震, 杨泽明. 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 Zhan-ying, REN Zhen, YANG Ze-ming. Survey on active power filter devices and their application study[J]. Power System Technology, 2004, 28(22): 40-43.

(责任编辑: 康鲁豫)

作者简介:

何英杰(1978-), 男, 河南郑州人, 博士研究生, 研究方向为有源电力滤波器和无功补偿(E-mail: hyj202411@sina.com);

邹云屏(1945-), 男, 湖南祁东人, 教授, 博士研究生导师, 研究方向为新型电力电子电路、装置与系统及应用基础。

Improved adaptive algorithm of harmonic current detection

HE Ying-jie, ZOU Yun-ping, LIU Fei, LI Hui, ZHANG Yu-cheng

(Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: Based on the study of disadvantages of conventional fixed step-size LMS (Least Mean Square) algorithm for harmonic current detection, an adaptive LMS algorithm with variable step-size is provided, which adjusts the step-size according to the autocorrelation estimation between $e(n)$ and $e(n-D)$. When the weight is far away from the optimal value, it increases the step-size to accelerate the tracking of time-variable system, while when the weight is near the optimal value, it decreases the step-size to minish the steady state error. By selecting appropriate parameters, the algorithm allows more flexible control of misadjustment and faster convergence speed. Its theoretical approximate expressions are derived. It is easy to be implemented with little additional calculation. The algorithm can effectively adjust the step-size while maintaining the immunity against harmonic current disturbance. Simulation results illustrate its effectiveness.

Key words: harmonic detection; adaptive filtering; variable step-size