

有源电力滤波器的动态因子 LMS 谐波检测方法

王俊杰¹, 郑益慧¹, 姚 钢², 王 昕¹, 徐清山³, 郝常汕⁴

(1. 上海交通大学 电工与电子技术中心, 上海 200240;

2. 上海交通大学 电气系, 上海 200240; 3. 吉林省电力有限公司, 吉林 长春 130021;

4. 吉林省电力有限公司 四平供电公司, 吉林 四平 136000)

摘要: 针对自适应谐波电流检测方法收敛速度与稳态精度需折中考虑的问题, 采用单相并联有源电力滤波器(APF)作为硬件平台。基于自适应噪声对消技术, 提出一种用于 APF 谐波检测的动态因子最小均方(LMS)算法。通过引入动量项, 并利用误差信号在相邻时刻的时间均值估计来控制步长更新, 极大加快了算法的收敛速度。采用动态因子项对误差再次进行调解, 并对该算法进行了性能分析。仿真和 APF 动态模拟实验分析表明, 该算法不仅具有较快的动态响应速度, 而且在低信噪比情况下的稳态失调大幅减小, 增强了对噪声的抗干扰性。

关键词: 有源电力滤波器; 动态因子; 最小均方; 自适应噪声对消

中图分类号: TM 713⁺.8

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2011)04-0091-05

0 引言

近年来大量变流型负荷的广泛应用造成了电网谐波污染, 对用户设备的安全运行构成威胁。有源电力滤波器 APF(Active Power Filter)是一种能有效抑制谐波污染的主动式补偿装置^[1]。其性能的好坏很大程度上取决于对谐波电流实时、精确的检测, 因此它所采用的谐波电流检测方法具有重要的意义。现有的谐波电流检测方法主要有快速傅里叶变换法^[2]、瞬时无功功率理论^[3]、小波变换和自适应^[4]等, 但是各自的缺陷限制了这些方法的进一步应用。

在 APF 的谐波检测中, 基于自适应噪声对消技术的定步长算法跟踪精度较高, 但算法收敛速度太慢^[5], 不能满足实时跟踪的要求。为了提高定步长最小均方(LMS)算法的收敛速度, 一些文献提出了变步长最小均方 VSSLMS(Variable Step Size Least Mean Square)算法^[6-10]及动量项最小均方 MLMS(Momentum Least Mean Square)算法^[11], 使得算法的收敛速度有了很大的提高, 但在低信噪比的情况下其跟踪的基波会产生一定的稳态失调, 而且当负载突变情况下, 会造成跟踪精度的降低。

本文提出一种动态因子最小均方 DFLMS(Dynamic Factor Least Mean Square)谐波检测算法。该算法以误差信号的自相关估计作为权值调整的依据, 通过引入动态因子用以降低对瞬时误差自相关

值的敏感性, 从而减小了低信噪比情况下的稳态失调, 增强了算法对噪声的抗干扰性。该算法对均方误差的时间平均进行限幅以及通过动态因子对步长进行微调, 加快了动态响应速度, 减少了稳态失调。通过仿真给出算法的性能分析。实验结果表明该方法不但加快了算法的跟踪速度, 而且提高了跟踪精度, 减小了稳态误差, 具有较好的自适应能力。

1 自适应谐波检测

1.1 自适应噪声对消法原理

自适应噪声对消技术是 Widrow 在信号处理中提出的一种信号处理方法, 该方法具有自适应和自学习能力, 可以把一个期望信号 s 从加性噪声 n_0 中分离出来, 使检测系统始终工作在最优状态, 其工作原理如图 1 所示。检测系统有 2 个输入: 原始输入 $s+n_0$ 和参考输入 n_1 。其中 s 和 n_0 、 n_1 都是不相关的, 而 n_1 和 n_0 是相关的。自适应滤波器通过所采用的算法自动调整自身参数, 使得滤波器输出 n_0^* 无限接近噪声信号 n_0 , 从而使误差信号 e 逼近期望信号 s , 达到抵消噪声 n_0 的作用。可以证明当自适应滤波器调节完成后, 其输出信号 n_0^* 是噪声信号 n_0 的最小方差估计。该方法无需信号和噪声的先验知识, 通过对消技术减去噪声, 可获得更好的期望信号 s ^[12-13]。

1.2 APF 工作原理

APF 工作原理如图 2 所示。

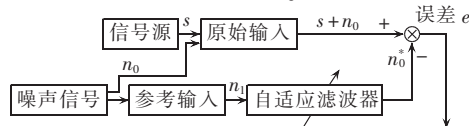


图 1 自适应噪声对消原理图

Fig.1 Schematic diagram of adaptive noise cancellation

收稿日期: 2010-06-15; 修回日期: 2010-11-16

基金项目: 国家高技术 863 发展计划(2008AA04Z129); 国家自然科学基金资助项目(60504010)

Project support by the High Technology Research and Development Program of China(2008AA04Z129) and the National Natural Science Foundation of China(60504010)



图 2 APF 工作原理图

Fig.2 Working principle of APF

APF 通过谐波检测电路检测非线性负载电流 $i_L(t)$, 并计算出应补偿的电流期望值 $i_c^*(t)$ 。然后采用适当的控制方法通过功率逆变器产生相应的补偿分量 $i_c(t)$ 并注入电网中, 以达到消除谐波的目的。对流过非线性负载的周期性非正弦电流 $i_L(t)$ 进行傅里叶分解:

$$i_L(t) = I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) = i_1(t) + i_h(t) \quad (1)$$

其中, $i_1(t)$ 为基波电流; $i_h(t)$ 为谐波电流总量。这里, 谐波检测电路无需检测出各次谐波分量, 只需检测除基波电流、基波有功电流之外的谐波电流总量 $i_h(t)$ 即可。

1.3 APF 的自适应谐波检测

将自适应噪声对消技术用于 APF 谐波检测, 结构如图 3 所示。

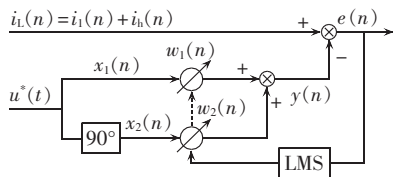


图 3 自适应谐波电流检测方法

Fig.3 Adaptive harmonic current detection

其中, 滤波器输入信号 $i_L(n)$ 表示非线性负载电流的采样值, 参考输入 $x_1(n)$ 、 $x_2(n)$ 分别表示系统电压经锁相环后得到的正、余弦信号, $w_1(n)$ 、 $w_2(n)$ 分别表示参考输入 $x_1(n)$ 、 $x_2(n)$ 的权值, 权值大小根据算法进行在线调节, $y(n)$ 为自适应滤波器的输出, $e(n)$ 为用于权值调节的误差反馈信号。

在 APF 自适应谐波检测中, 将 $i_L(n)$ 中的基波分量 $i_1(n)$ 视为期望信号, 所有谐波电流总量 $i_h(n)$ 视为噪声信号。根据误差反馈信号 $e(n)$ 控制权值 $\mathbf{W}(n)$ 的迭代, 使得权值 $\mathbf{W}(n)$ 逼近最佳权系数 $\mathbf{W}_{opt}$ 。当 $\mathbf{W}(n)$ 达到最佳权系数时, 输出 $y(n)$ 即逼近基波分量 $i_1(n)$, 从而得到谐波电流总量 $i_h(n)$ 。根据 LMS 算法原理, 记 $\mathbf{W}(n) = [w_1(n) \ w_2(n)]^T$, $\mathbf{X}(n) = [x_1(n) \ x_2(n)]^T$, 则迭代公式为

$$\begin{cases} y(n) = \mathbf{W}^T(n) \mathbf{X}(n) \\ e(n) = i_L(n) - y(n) \\ \mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) + 2\mu e(n) \mathbf{X}(n) \end{cases} \quad (2)$$

2 动态因子 LMS 算法

当采用式(2)定步长 LMS 算法求取加权系数 $\mathbf{W}(n)$ 时, 由于步长选取一定, 因此在权值迭代过程

中, 为了保证跟踪精度, 势必影响权值 $\mathbf{W}(n)$ 的收敛速度。为此, 本文提出动态因子 LMS 算法, 在保持跟踪精度的基础上, 极大加快权值的收敛速度, 并提高了其稳定性。具体算法如下:

$$\begin{cases} \mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) + \mu(n)e(n)\mathbf{X}(n) + k[\mathbf{W}(n) - \mathbf{W}(n-1)] \\ \mu(n+1) = \alpha\mu(n) + \gamma p^2(n) \\ p(n+1) = [1 - \beta(n)]p(n) + \beta(n)e(n)e(n-1) \\ \beta(n+1) = \eta\beta(n) + \lambda e^2(n) \\ 0 < \alpha, \beta, \gamma, \eta < 1 \end{cases} \quad (3)$$

其中, k 为动量系数 ($0 < k < 1$), $k[\mathbf{W}(n) - \mathbf{W}(n-1)]$ 为在权值迭代中引入的动量项, 用以加速权值收敛。 $\mu(n)$ 为设定步长, 其大小与 $p(n)$ 有关, 并随着收敛过程进行自动调整。 $p(n)$ 为自相关误差信号在 n 和 $n+1$ 时刻的时间均值, 其引入不但排除了不相关噪声序列的影响, 而且可以作为接近最佳权值的衡量标准。但 $p(n)$ 对瞬时误差自相关值相当敏感, 特别是在算法收敛阶段, 会产生稳态失调, 降低算法的稳定性。为此, 本文引入动态因子 $\beta(n)$, 用以控制 $p(n)$ 对瞬时误差自相关值的敏感性。 $\beta(n)$ 为均方误差信号的时间均值, 表示瞬时误差信号的功率。在自适应初始阶段, 瞬时误差信号功率增加, $\beta(n)$ 值较大, 因而可以产生较大的步长 $\mu(n)$, 加快权值的收敛速度。在自适应收敛阶段, 因为瞬时误差自相关函数的敏感度由瞬时误差信号的功率决定, 当算法收敛时, 瞬时误差信号的功率变小, $\beta(n)$ 值较小, 导致误差信号的自相关值对瞬时误差不敏感。特别当权矢量 $\mathbf{W}(n)$ 接近最佳权系数矢量时, 此时 $\beta(n)$ 值接近于零, 因而产生一个微小的步长, 提高了跟踪精度, 避免了较大的失调, 从而达到在保持精度的基础上, 加快权值收敛速度, 提高算法稳定性的目的。为了保证算法的稳定性, 需对步长 $\mu(n)$ 及动态因子 $\beta(n)$ 进行限幅:

$$\beta(n) = \begin{cases} \beta_{\max} & \beta > \beta_{\max} \\ \beta_{\min} & \beta < \beta_{\min} \\ \beta & \text{其他情况} \end{cases} \quad (4)$$

$$\mu(n) = \begin{cases} \mu_{\max} & \mu > \mu_{\max} \\ \mu_{\min} & \mu < \mu_{\min} \\ \mu & \text{其他情况} \end{cases} \quad (5)$$

其中, $\beta_{\max}$ 限定了最大收敛速度, 其选取应保证算法的稳定性, 通常为一大正数; $\beta_{\min}$ 保证了算法收敛阶段较小的稳态误差, 其选取应兼顾稳态失调和收敛速度的要求, 通常为一大接近于零的较小正数; 而 $\mu_{\max}$ 、 $\mu_{\min}$ 步长选取与 $\beta_{\max}$ 、 $\beta_{\min}$ 类似, 一般情况下 $\mu_{\max}$ 可选取为接近定步长 LMS 算法的临界稳定步长值^[14]。

3 DFLMS 算法性能分析

DFLMS 的性能包括动态因子和步长的稳定性、算法的收敛性。

3.1 动态因子和步长的稳定性

由式(3)可知:

$$E[\mu(n+1)] = \alpha E[\mu(n)] + \gamma E[p^2(n)] \quad (6)$$

将权系数矢量及动态因子迭代式(3)写成另一种形式:

$$\mathbf{V}(n+1) = \left[\mathbf{I} - \frac{\mu(n)}{1-k} \mathbf{X}(n) \mathbf{X}^T(n) \right] \mathbf{V}(n) \quad (7)$$

$$\beta(n) = \eta^n \beta(0) + \lambda \sum_{k=0}^{n-1} \eta^{n-1-k} e^2(k) \quad (8)$$

其中, $\mathbf{V}(n) = \mathbf{W}(n) - \mathbf{W}_{\text{opt}}$ 为权误差矢量。因此式(7)(8)的均值可写为

$$E[\mathbf{V}(n+1)] = \left[\mathbf{I} - \frac{E[\mu(n)] \mathbf{R}}{1-k} \right] E[\mathbf{V}(n)] \quad (9)$$

$$E[\beta(n)] = \eta^n \beta(0) + \lambda \sum_{k=0}^{n-1} \eta^{n-1-k} \xi(k) \quad (10)$$

其中, $\mathbf{R} = E[\mathbf{X}(n) \mathbf{X}^T(n)]$ 为输入信号矢量 $\mathbf{X}(n)$ 的自相关矩阵, $\xi(k) = E[e^2(k)]$ 为均方误差。

设均方误差 $\xi(k) < \xi_{\text{max}}$, 则动态因子均值的稳定条件为 $E[\beta(\infty)] = \lambda \xi_{\text{max}} / (1-\eta)$ 。

若步长和权矢量及输入信号矢量是统计独立的, 则步长均值的稳定性条件为 $E[\mu(\infty)] < 2(1-k) \div \lambda_{\text{max}}$ 。式中, λ_{max} 为输入信号矢量自相关矩阵 $\mathbf{R}$ 的最大特征值。

3.2 算法收敛性

在稳定性条件下, 很明显 $E[\mathbf{V}(\infty)] = 0$ 。则由滤波器输出及误差反馈量, 均方误差可表示为

$$\xi(n) = E[e^2(n)] = \text{tr}\{E[\mathbf{V}(n) \mathbf{V}^T(n)] \mathbf{R}\} \quad (11)$$

其中, 符号 $\text{tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹, 为矩阵主对角线元素代数之和。因此分析均方误差即分析权矢量矩阵 $\mathbf{V}(n)$ 的收敛性, 则

$$\begin{aligned} E[\mathbf{V}(n+1) \mathbf{V}^T(n+1)] &= E[\mathbf{V}(n) \mathbf{V}^T(n)] - \\ &\frac{1}{1-k} E[\mu(n)] E[\mathbf{V}(n) \mathbf{V}^T(n)] \mathbf{R} - \\ &\frac{1}{1-k} E[\mu(n)] \mathbf{R} E[\mathbf{V}(n) \mathbf{V}^T(n)] + \\ &\left(\frac{1}{1-k} \right)^2 E[\mu^2(n)] \{ 2 \mathbf{R} E[\mathbf{V}(n) \times \\ &\mathbf{V}^T(n)] \mathbf{R} + \mathbf{R} \text{tr}\{ \mathbf{R} E[\mathbf{V}(n) \mathbf{V}^T(n)] \} \} \end{aligned} \quad (12)$$

考虑到矩阵 $\mathbf{R}$ 为 Toplize 阵, 且 $\mathbf{R} = \mathbf{Q} \mathbf{A} \mathbf{Q}^{-1}$, 式中 $\mathbf{A} = \text{diag}\{\lambda_1, \dots, \lambda_N\}$ 为对角矩阵, λ_i 为自相关矩阵 $\mathbf{R}$ 的第 i 个特征值。则式(10)可写为

$$\begin{aligned} E[\hat{\mathbf{V}}(n+1) \hat{\mathbf{V}}^T(n+1)] &= E[\hat{\mathbf{V}}(n) \hat{\mathbf{V}}^T(n)] - \\ &\frac{1}{1-k} E[\mu(n)] E[\hat{\mathbf{V}}(n) \hat{\mathbf{V}}^T(n)] \mathbf{R} - \\ &\frac{1}{1-k} E[\mu(n)] \mathbf{R} E[\hat{\mathbf{V}}(n) \hat{\mathbf{V}}^T(n)] + \\ &\frac{2}{(1-k)^2} E[\mu^2(n)] \mathbf{A} E[\hat{\mathbf{V}}(n) \hat{\mathbf{V}}^T(n)] \mathbf{A} + \\ &E[\mu^2(n)] \mathbf{A} \text{tr}\{ \mathbf{R} E[\hat{\mathbf{V}}(n) \hat{\mathbf{V}}^T(n)] \} \end{aligned} \quad (13)$$

其中, $\hat{\mathbf{V}}(n) = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{V}(n)$ 。

由上可得, 最小均方误差 ξ_{MSE} 收敛即表示矩阵

$\mathbf{V}(n)$ 收敛, 即对角线的总和收敛。而

$$\mathbf{V}(n+1) = \left\{ \mathbf{I} - \frac{2}{1-k} E[\mu(n)] \mathbf{A} + \frac{2}{(1-k)^2} \times \right. \\ \left. E[\mu^2(n)] \mathbf{A}^2 + E[\mu^2(n)] \mathbf{G} \mathbf{G}^T \right\} \mathbf{V}(n) \quad (14)$$

其中, $\mathbf{G} = [\lambda_1, \dots, \lambda_N]^T$ 。由上可知:

$$\xi_{\text{MSE}} = E[e^2(n)] = \mathbf{G}^T \mathbf{V}(n) \quad (15)$$

所以 ξ_{MSE} 收敛条件是 $\mathbf{G}$ 中特征值全部在单位圆内。

4 仿真分析

初始收敛速度及稳态失调是衡量自适应滤波算法性能优劣的重要技术指标, 本文从这两方面对定步长算法及 DFLMS 算法进行仿真分析。图4为仿真电路,

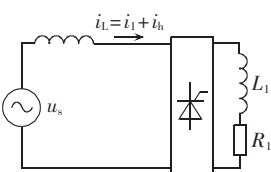
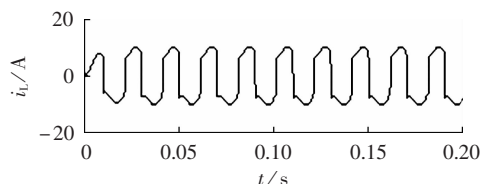


图4 仿真电路

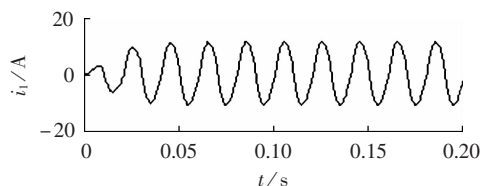
Fig.4 Simulation circuit

非线性负载为单项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 $L_1 = 100 \text{ mH}$, 负载电阻 $R_1 = 15 \Omega$ 。交流电压源电压 $u_s = 220 \text{ V} / 50 \text{ Hz}$, 电源内电感 $L_s = 0.5 \text{ mH}$ 。

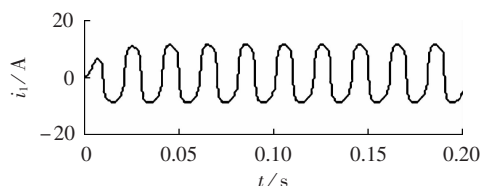
在 0 s 投入谐波检测系统, 权系数 w_1, w_2 初值均为 0 , 检测系统在一个基波周期的迭代次数 $N = 2000$ 。首先对传统定步长 LMS 算法仿真。图5(a)所示为非线性负载电流 i_L 的仿真波形。图5(b)(c)所示为在相同的非线性负载电流条件下步长 $\mu = 0.001$ 和 $\mu = 0.006$ 时检出的基波电流的仿真波形。



(a) 非线性负载电流



(b) $\mu = 0.001$ 基波电流



(c) $\mu = 0.006$ 基波电流

图5 定步长 LMS 仿真结果

Fig.5 Simulative results of fixed-step LMS

由图5可见定步长 LMS 算法的内在固有缺陷带来性能上的矛盾: 选取小的 μ 值, 可以确保稳态时具有小的失调, 但算法收敛速度偏慢。选取大的 μ 值, 可以使收敛速度加快, 跟踪能力更强, 但是具有

更大的稳态误差。

针对图 4 所示的电路,采用定步长算法(LMS)、变步长算法(VSSLMS)、动量项变步长算法(MLMS)及动态因子 LMS 算法(DFLMS)进行仿真研究。在 0 s 投入谐波检测系统,在 0.1 s 时晶闸管整流桥投入新的 RL 负载,负载电流幅值由 10 A 突变到 20 A,用以进行突变负载情况下的仿真研究。对于 LMS 算法,步长 μ 取为 0.005。其余算法中,步长选取 $\mu_{\min}=0.005, \mu_{\max}=0.01$,步长初值为 $\mu_{\min}$ 。对于 DFLMS 算法,动态因子选取 $\beta_{\min}=0.005, \beta_{\max}=0.01$,动态因子初值为 $\beta_{\min}$ 。其余参数选取如下: $\alpha=0.97, k=0.6, \eta=0.97, \gamma=0.5 \times 10^{-3}$ 。由图 6 所示(图中,曲线 1、2、3 分别为 VSSLMS、MLMS、DFLMS 算法波形)仿真波形可知,与 LMS 算法相比,DFLMS 算法具有很快的响应速度,收敛时间比定步长算法缩短约一个基波周期。与 VSSLMS 算法相比保持了 MLMS 算法的动量项又加速了算法的收敛速度。与 MLMS 算法相比在相近的响应速度下具有更小的稳态失调,提高了跟踪后的精度。

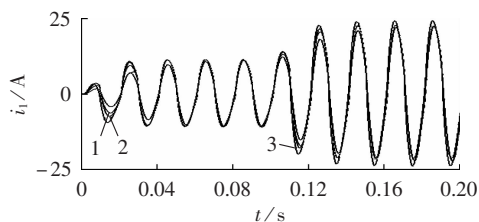
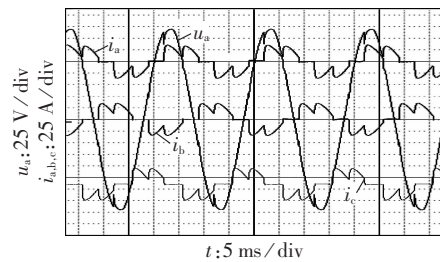


图 6 4 种算法基波电流跟踪比较

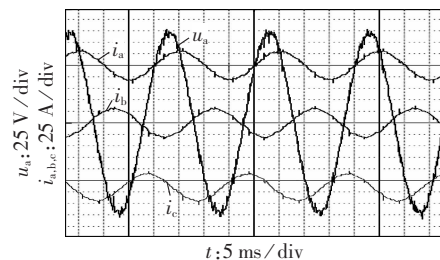
Fig.6 Comparison of fundamental current tracking performance among four algorithms

5 实验分析

本文实验装置采用晶闸管整流桥作为系统非线性负载,对相电流进行 A/D 转换及检测分析。主控制板以 2 块 TI 公司的 TMS320F2812DSP 芯片作核心运算及采样控制,以 Altera 公司的 CycloneEP1C12 Q24017NFGA 芯片作为双口 RAM 并行处理数据,电流采样采用霍尔传感器(LEM)LA25-NP。在电流检测过程中,通过查表方式获得参考输入所需正余弦数据,对 A 相电压过零同步信号进行检测,在每一个电网周期起始处产生中断信号使处理器定位过零点。图 7(a)所示为负载侧三相电流及 a 相电压波形,图 7(b)为采用改进谐波检测算法,三相三线制 APF 投运后电网侧三相电流和 a 相电压波形。APF 投运前后系统侧电流基波和各次谐波电流峰值对比表如表 1 所示。从中可以看出,APF 投运后各次谐波电流均显著降低,谐波电流的总畸变率 THD_i 分别从 38.5%、34.1%、36.4% 下降到 3.82%、3.3%、3.9%。基波电流略有增加,基本满足了在较低信噪比情况下动态响应速度和检测精度,具有较强的抗干扰能力。



(a) 负载三相电流及 a 相电压



(b) 补偿后系统侧三相电流及 a 相电压

图 7 实验波形

Fig.7 Experimental waveforms

表 1 三相三线系统带平衡负载,补偿前后基波和各次谐波电流峰值对比表

Tab.1 Comparison of fundamental currents and harmonic peaks before and after compensation for three-phase three-wire system with balanced load

名称	I_{am}/A		I_{bm}/A		I_{cm}/A	
	前	后	前	后	前	后
基波	92.8	98.3	93.2	97.2	91.4	95.6
3 次谐波	7.3	3	6.5	2.3	7.1	3.1
5 次谐波	32	1.1	28	1.2	31	1
7 次谐波	6	1.2	6.5	1.3	5.7	1.1
9 次谐波	6.4	1.1	6.1	1	6.3	1.2
11 次谐波	11.2	1.1	10.3	1	11.4	0.8
$THD_i/\%$	38.50	3.82	34.10	3.30	36.40	3.90

6 结论

本文针对定步长 LMS 算法及变步长算法的不足,提出了一种动态因子 DFLMS 自适应谐波检测算法。该算法能够保证较快的动态响应速度和较高的检测精度,不但结构简单、易于实现,而且具有较好的抗干扰能力,通过对单相负载电流的仿真及三相三线制 APF 动态模拟实验,验证了该算法的有效性。

参考文献:

- [1] TANAKA T, AKAGI H. New method of harmonic power detection based on the instantaneous active power in three-phase circuits[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1995, 10(4): 1737-1742.
- [2] LAI L L, TSE C T, CHAN W L. Real-time frequency and harmonic evaluation using artificial neural networks[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1999, 14(1): 52-59.
- [3] DIXON J W, GARCIA J J, MORAN L. Control system for three-phase active power filters which simultaneously compensates power factor and unbalanced loads[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1995, 42(6): 636-641.

- [4] HAYKIN S. Adaptive filter theory[M]. 北京:电子工业出版社, 2003:183-185.
- [5] WANG Qun,WU Ning,WANG Zhaoan. A neuron adaptive detecting approach of harmonic current for APF and its realization of analog circuit[J]. IEEE Transactions on Instrument and Measurement, 2001, 50(1): 77-84.
- [6] 吕振林,田岚. 基于一种新型自适应滤波的谐波检测算法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2007, 19(5): 75-78.
LÜ Zhenlin, TIAN Lan. Harmonic detecting algorithm based on a novel adaptive filter[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2007, 19(5): 75-78.
- [7] LI Hui, WU Zhengguo, LIU Fei. A novel variable step size adaptive harmonic detecting algorithm applied to active power filter [C]//ICIT 2006, International Conference on Industrial Technology. Mumbai, India: IEEE, 2006: 574-578.
- [8] MU Longhua, JIANG Zi. Application of adaptive filtering in harmonic analysis and detection[C]//IEEE/PES 2005, IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition. Dalian, China: IEEE, 2005: 1-4.
- [9] HE Yingjie, ZOU Yunpin, LI Hui. Research on an improved adaptive algorithm applied to active power filters[C]//IEEE/PES 2006, IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition. Dallas, USA: IEEE, 2006: 672-677.
- [10] 李辉, 吴正国, 邹云屏, 等. 变步长自适应算法在有源滤波器谐波检测中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(9): 99-103.
LI Hui, WU Zhengguo, ZOU Yunping, et al. A variable step size adaptive algorithm applied to harmonic detection of active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(9): 99-103.
- [11] 刘国海, 张懿. 一种新的变步长 MLMS 谐波电流检测法[J]. 电气传动, 2009, 39(2): 44-47.

- LIU Guohai, ZHANG Yi. Novel variable step-size MLMS algorithm of harmonic current detection[J]. Electric Drive, 2009, 39(2): 44-47.
- [12] YU G, COWAN C F N. An LMS style variable tap-length algorithm for structure adaptation [J]. IEEE Transactions on Signal Process, 2005, 53(7): 2400-2407.
- [13] QU Yanbin, MENG Fanggang, GAO Lei. A new variable step size LMS adaptive filtering algorithm[C]//ISIE 2007, International Society for Industrial Ecology. Vigo, Spanish: IEEE, 2007: 1601-1605.
- [14] LI Ning, ZHANG Yonggang, ZHAO Yuxin, et al. An improved variable tap-length LMS algorithm[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 89(5): 628-631.

(编辑: 柏英武)

作者简介:

王俊杰(1986-), 男, 江苏镇江人, 硕士研究生, 主要研究方向为有源电力滤波器、电能质量等 (E-mail: sjtuwj@163.com);

郑益慧(1971-), 男, 黑龙江哈尔滨人, 副教授, 博士, 主要研究方向为电能质量、智能控制在电网中的应用等;

姚 钢(1977-), 男, 江苏镇江人, 副研究员, 博士, 主要研究方向为电能质量、电力电子技术在电力系统中的应用等;

王 昕(1972-), 男, 辽宁沈阳人, 副教授, 博士, 主要研究方向为电能质量、负荷预测、智能电网与新能源等;

徐清山(1970-), 男, 吉林四平人, 高级工程师, 主要研究方向为电网科技管理等;

郝常汕(1971-), 男, 吉林磐石人, 高级工程师, 主要研究方向为电网输、变、配电运行检修等。

Dynamic factor LMS algorithm for APF harmonic detection

WANG Junjie¹, ZHENG Yihui¹, YAO Gang², WANG Xin¹, XU Qingshan³, HAO Changshan⁴

(1. Center of Electrical & Electronic Technology, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China; 2. Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China; 3. Jilin Electric Power Co., Ltd., Changchun 130021, China; 4. Siping Power Supply Company, Jilin Electric Power Co., Ltd., Siping 136000, China)

Abstract: The single-phase shunt APF is taken as the hardware platform in studying the balance between convergence speed and steady state accuracy of adaptive harmonic current detection algorithm. The dynamic factor least mean square based on the adaptive noise cancellation technology is proposed to detect APF harmonics. The momentum term is introduced and the estimated mean of error signal in adjacent time point is used to control the updating of step size, which greatly increases the convergence speed. The dynamic factor term is applied to adjust the error again. Performance analysis is carried out for the proposed algorithm. Simulation and APF experiments show its faster dynamic response, less steady state offset under low SNR conditions and better anti-noise capability.

Key words: APF; dynamic factor; least mean square; adaptive noise cancellation