

DOI: 10.7667/PSPC150846

APF 中一种改进的变步长 LMS 自适应谐波检测算法

吕广强, 刘 媛, 段海军

(南京理工大学自动化学院, 江苏 南京 210094)

摘要: 在有源电力滤波器(Active Power Filter, APF)的低信噪比(Signal Noise Ratio, SNR)环境下, 为了提高变步长最小均方(Least Mean Square, LMS)自适应算法对谐波电流检测的跟踪速度及精度, 提出改进的变步长 LMS 算法。该算法在 MVSS-LMS 算法的基础上, 增加历史误差的遗忘加权和估计并控制步长更新, 动态控制步长更新范围, 采用滑动窗遗忘加权减小了计算复杂度。同时, 对改进算法性能进行稳定性分析。实验结果表明, 该算法不仅具有较快的动态响应速度, 而且在 APF 的低信噪比情况下, 稳态误差有所减小, 具有较高的抗干扰能力, 谐波电流检测效果较好。

关键词: 有源电力滤波器; 谐波检测; 变步长; 最小均方; 自适应算法

An improved variable step-size LMS adaptive harmonic detection algorithm for active power filters

LÜ Guangqiang, LIU Yu, DUAN Haijun

(College of Automation, Nanjing University of Science & Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: A new improved variable step-size LMS algorithm is proposed in order to enhance the tracking velocity and accuracy of harmonic detection by variable step-size LMS adaptive algorithm in the low signal-noise rate (SNR) conditions of APF. Based on the MVSS-LMS algorithm, the improved algorithm adds the estimation of forgetting-weighted sum of historical errors to control the step-size updating and dynamically regulate the range of step-size. Also, sliding forgetting-weighted window is introduced to reduce computational complexity. The convergence speed and steady state performance of the algorithm are analyzed. According to experimental results, this algorithm possesses faster dynamic response speed and decreases steady state errors in low SNR conditions of APF. It has the high anti-jamming capability and better effect of harmonic current detection.

Key words: APF; harmonic detection; variable step-size; least mean square; adaptive algorithm

0 引言

随着电力工业的发展, 大量非线性负荷的投入带来了一系列谐波和不平衡问题。有源电力滤波器(APF)是近年来发展起来的一种抑制电网谐波的有效手段^[1]。有源电力滤波器能够快速地动态跟踪补偿谐波和无功功率, 其谐波检测环节的检测精确度及速度直接影响着 APF 的滤波性能好坏。

现有的谐波检测算法有快速傅里叶变换(Fast Fourier Transformation, FFT)^[2]、瞬时无功功率理论、小波变换等^[3-4]。这些检测算法各有特点, 但存在着一些共性的问题: 检测系统开环, 并且频率固定, 所以对元件参数和电网频率的变化比较敏感^[5]。相较于上述算法, 由于自适应滤波算法是闭环系统, 能够根据电网变化自动调整滤波器的参数, 改变权

值系数, 最终实现最佳的滤波效果, 并且自适应滤波可以适用于单相及三相系统^[6], 更符合 APF 的谐波检测要求。

文献[7]开始将定步长自适应滤波算法应用于 APF 的谐波检测中。但传统定步长自适应算法的步长选择无法兼顾谐波检测算法要求的收敛速度和稳态精度^[8]。为此, 许多学者提出变步长自适应算法。所谓变步长即步长在系统初始阶段或参数发生变化时, 步长自适应增大, 提高算法的收敛速度和跟踪能力, 算法收敛后不管有多大扰动, 算法保持较小步长以实现较小的稳态误差。

文献[9]中的变步长自适应算法使步长随迭代次数的增加而逐渐减小, 但该算法对主输入端干扰信号非常敏感, 步长不易收敛。文献[10]提出 VSS-LMS 算法, 通过均方瞬时误差来调节自适应步

长, 但算法易受到独立噪声影响。文献[11]提出 MVSS-LMS 算法, 应用当前误差和上一次误差的自相关函数来控制步长更新, 在一定程度上消除了噪声中不相关成分的干扰。具体应用于 APF 时, 由于信噪比较低, 上述算法的跟踪波形会产生一定的稳态失调误差, 而且当负载突变时, 跟踪精度会随之降低。

本文提出一种改进的适用于 APF 的变步长 LMS 自适应谐波检测算法以解决传统变步长算法在 APF 应用时的问题。改进算法中权值调整的依据是误差信号自相关估计函数, 并引入历史误差的遗忘加权来减缓瞬时误差相关性过小造成的步长衰减过快, 从而降低了 APF 应用时信噪比较低情况下的稳态失调, 增强了算法对噪声的抗干扰性。实验结果表明该方法增快了算法的跟踪速度, 提高了跟踪精度, 同时减小了稳态失调误差, 具有较好的自适应能力。

1 自适应谐波检测原理

1.1 自适应噪声对消法原理

自适应噪声对消技术是在信号处理中提出的一种信号处理方法, 该方法具有自学习能力和自我调节能力, 使检测系统在最优工作状态下, 将期望信号从加性噪声中分离出来。其工作原理如图 1 所示。

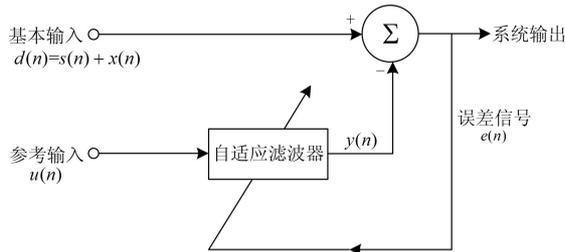


图 1 自适应噪声对消法原理图

Fig. 1 Adaptive noise canceling method principle diagram

检测系统有 2 个输入(基本输入 $d(n)$ 和参考输入 $u(n)$), 基本输入由携带信息的信号(谐波信号 $s(n)$)和互不相关的正弦干扰 $x(n)$ 组成, 而参考输入 $u(n)$, 为相关形式的正弦干扰。自适应滤波器通过自身采用的算法不断改变权值参数, 使得滤波器输出信号 $y(n)$ 无限逼近 $x(n)$, 从而使误差信号 $e(n)$ 逼近谐波信号 $s(n)$, 将 $s(n)$ 与 $x(n)$ 分离。

1.2 APF 的自适应谐波检测算法

将自适应噪声对消法应用于 APF, 其结构如图 2 所示。

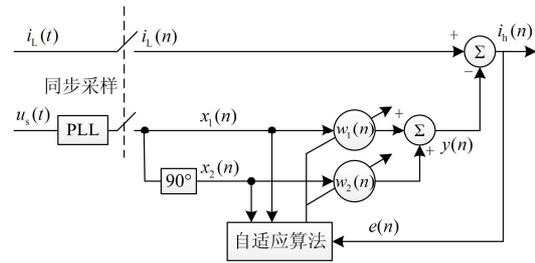


图 2 自适应谐波检测算法框图

Fig. 2 Principle scheme of adaptive harmonic detecting algorithm

其中输入信号 $i_L(n)$ 表示非线性负载电流的采样值, $u(t)$ 为系统电压, 参考输入 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 为 $u(t)$ 通过锁相环(PLL)采样后得到的正、余弦信号, $w_1(n)$ 、 $w_2(n)$ 分别为 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 的权值, 通过自适应算法调节其数值, $y(n)$ 为自适应滤波器的输出, $e(n)$ 为系统误差信号, 由干扰信号 $\xi(n)$ 和跟踪误差信号 $c(n)$ 组成, $e(n)$ 反馈用于调节权值。

记 $\mathbf{X}(n) = [\sin(\omega n T_s) \quad \cos(\omega n T_s)]^T = [x_1(n) \quad x_2(n)]^T$, $\mathbf{W}(n) = [w_1(n) \quad w_2(n)]^T$ 。由于三角函数的正交特性, 参考输入 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 分别与基波有功电流 $i_{1p}(n)$ 和基波无功电流 $i_{1q}(n)$ 全相关, 与谐波电流 $i_h(n)$ 完全不相干。通过自适应算法, 根据误差反馈信号 $e(n)$ 控制权值 $w_1(n)$ 、 $w_2(n)$ 的更新, 使得 $\mathbf{W}(n)$ 趋于最佳权值系数 \mathbf{W}_{opt} , 当算法收敛趋于稳定时, 输出 $y(n)$ 逼近基波电流的真实值 $i_L(n)$, 则检测出的是所有谐波电流总和 $i_h(n)$ 。如果不采用延时构造, 参考输入为 $x_1(n)$, 则输出 $y(n)$ 逼近基波有功电流的真实值 $i_{1p}(n)$, 检测出的是畸变电流 $i_{1q}(n) + i_h(n)$ 。

由 LMS 算法, μ 为固定步长因子, 迭代公式为

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

1.3 传统变步长 LMS 算法

传统定步长 LMS 算法的内在局限决定其在收敛速度和稳态失调之间的要求无法兼顾^[8]。变步长 LMS 算法可以较好地解决此矛盾, 其实现方法为: 当权值系数远离最佳权值 \mathbf{W}_{opt} 时, 步长相应增大, 从而获得较快的动态响应速度和更强的跟踪能力; 当权值系数接近最佳权值 \mathbf{W}_{opt} 时, 步长自适应减小并保持在较小数值, 以获得较小的稳态误差。

文献[11]提出 MVSS-LMS 算法, 应用自相关时

间均值 $e(n)$ 和 $e(n-1)$ 来控制步长更新, 其步长更新公式为

$$p(n) = \beta p(n-1) + (1-\beta)e(n)e(n-1) \quad (2)$$

$$\mu(n+1) = \alpha\mu(n) + \gamma p^2(n) \quad (3)$$

式中: $p(n)$ 为自相关时间均值估计; 遗忘因子 β ($0 < \beta < 1$); 系数 α ($0 < \alpha < 1$) 决定收敛时的步长值; 算法的失调和收敛速度由参数 γ ($\gamma > 0$) 决定; $\mu(n)$ 为步长因子, 其约束范围为

$$\mu(n+1) = \begin{cases} \mu_{\min} & \mu(n+1) < \mu_{\min} \\ \mu_{\max} & \mu(n+1) > \mu_{\max} \\ \mu(n) & \text{others} \end{cases} \quad (4)$$

式中, μ_{\min} 和 μ_{\max} 的取值参考文献[12]。

MVSS-LMS算法在一定程度上消除了噪声中不相关成分的干扰, 但由于在收敛过程中, $e(n)$ 相关性较小, 导致算法经常在未收敛前, 步长就减小到最小值^[13], 造成算法动态响应速度较慢, 跟踪效果不够好。

2 改进的变步长 LMS 自适应算法

2.1 改进算法

针对现有变步长算法的不足, 本文在 MVSS-LMS 算法的基础上, 引入历史误差 $e^2(n-i)$ ($i=0, 1, \dots, n-1$) 的遗忘加权和, 补偿到 $e(n)e(n-1)$ 中来控制步长更新, 改进 MVSS-LMS 算法中由于 $e(n)$ 相关性较小所导致的步长过快衰减以至动态响应速度较慢的问题, 同时保留抗噪声干扰能力。本文提出的新的变步长自适应 LMS 算法的具体公式为

$$W(n+1) = W(n) + \mu(n)e(n)X(n) \quad (5)$$

$$\varepsilon(i) = \exp(-\chi i) \quad i=0, 1, 2, \dots, n-1 \quad (6)$$

$$p(n) = \sum_{i=0}^{n-1} \varepsilon(i)e^2(n-i) \quad (7)$$

$$\mu(n+1) = \lambda\mu(n) + \gamma [e(n)e(n-1) + p^2(n)]^2 \quad (8)$$

其中, $\varepsilon(i)$ 为遗忘加权因子, 构造滑动指数窗对历史误差信号功率衰减加权求和形成补偿项 $p(n)$ 。衰减速度由参数 χ ($\chi \geq 1$) 控制, χ 的值越大则衰减越快。自适应初期, 误差较大, $p(n)$ 也较大, 步长调整幅度较大; 随着收敛的加深, $e(n)e(n-1)$ 的值趋向于 0, 使得补偿项 $p(n)$ 对步长调整起主导作用, 实际上由于遗忘加权因子的作用, $p(n)$ 近似于 $e^2(n)$, 此时步长的调整方式趋向于 VSS-LMS 算法。

2.2 参数选择

采用本文算法后, 步长因子 $\mu(n)$ 作为时变量, 需确定其数值选取范围, 以保证算法的收敛性以及稳定性。但为了加快算法收敛速度并且避免算法深度收敛时噪声干扰使得步长 $\mu(n)$ 产生较大的幅度变化, 因此, 在递推过程中, 步长 $\mu(n)$ 由原有的定步长约束改为动态步长约束, 即

$$\mu(n+1) = \begin{cases} \sigma\mu(n) & \mu(n+1) < \sigma\mu(n) \\ \mu(n) & \mu(n+1) > \mu(n) \\ \mu(n+1) & \text{others} \end{cases} \quad (9)$$

其中, 参数 $0 < \sigma < 1$, 可以控制步长 $\mu(n)$ 始终在最优步长附近变化, 增强了算法的稳定性。 σ 的取值需要考虑对步长更新的抗干扰能力以及响应速度的影响, σ 越小, 输入信号变化对步长更新影响越大, 但算法抗噪声干扰能力越弱; σ 越大, 步长受突变噪声干扰影响越小, 但步长调整的响应速度则越慢。一般可考虑选取典型值 $\sigma=1/2$ 或 $\sigma=1/3$ 。

此外, 改进算法中步长的递推过程还受到 χ 、 λ 、 γ 等参数取值的影响。单独调节参数 λ 或 γ 对整个算法性能的作用是等效的^[14]。一般 λ 约等于 1, γ 取值很小, 所以, 对 γ 的细微调整即可对算法性能造成较大影响。后续可采用固定 λ , 改变 γ 的方法来实现检测算法的性能要求, γ 越大, 算法的动态响应性能越好。实际应用中, 算法参数的选取需考虑待补偿负载类型, 同一类型的谐波源负载, 算法的参数具有通用性。

2.3 算法复杂度分析

文献[2]中采用宽度 M 的固定长度的滑动矩形窗实现对历史数据的引用, 这样必须存储 M 个历史输入信号, 需要 M 个存储单元的开销, 实际工程应用中对硬件资源造成了浪费。本文改进算法虽引入所有历史时刻的误差进行遗忘加权补偿, 由于采用指数滑动窗, 只需存储过去所有误差功率的加权和, 仅需要一个存储单元。指数窗运算由式(7)实现。

将式(7)整理可得

$$p(n) = \sum_{i=0}^{n-1} \varepsilon(i)e^2(n-i) = \sum_{i=1}^n \varepsilon(n-i)e^2(i) \quad (10)$$

$$p(n) = \varepsilon(1)p(n-1) + e^2(n) \quad (11)$$

式(10)的运算虽然是从 1 取到 n , 但由于遗忘加权因子的作用, 通过调节参数 χ , 可使得当 $i < n-M+1$ 时, 经过加权后的误差功率 $e^2(i)$ 很小, 可以忽略, 即可实现滑动窗的自然移动, 即

$$\sum_{i=1}^{n-M} \varepsilon(n-i)e^2(i) = 0 \quad (12)$$

在滑动窗长度固定的情况下, 本文算法的计算复杂度为 $O(M)$, 在 DSP 实现时, 还可将 $\exp(-\chi i)$ 函数简化为 $2^{-\chi i}$, 并且由式(11), 可进一步简化为对误差功率 $e^2(n-i)$ 的移位运算。

2.4 稳定性能分析

参照文献[15]所述方法对算法的稳定性能进行分析。

假设算法收敛。收敛后, 跟踪误差信号 $c(n)$ 为零, 则误差信号 $e(n)$ 中只含有零均值的平稳随机噪声信号 $\xi(n)$ 。

将式(5)改写成另一种表达式(13)。

$$V(n+1)=V(n)-\mu(n)[X^T(n)V(n)+\xi(n)]X(n) \quad (13)$$

式中, $V(n)=W(n)-W_{\text{opt}}(n)$, 表示权值系数偏差矢量, $\xi(n)$ 与 $X(n)$ 无关, 则式(13)以及式(11)的均值为

$$E\{V(n+1)\}=E\{V(n)\}[I-E\{\mu(n)\}R] \quad (14)$$

$$E\{p(n)\}=E\{\varepsilon(1)\}E\{p(n-1)\}+E\{e^2(n)\} \quad (15)$$

式中, $R=E[X(n)X^T(n)]$ 为输入信号矢量 $X(n)$ 的自相关矩阵, 设均方差 $E\{e^2(n)\}<\zeta$, ζ 为常数, 则历史误差遗忘加权和 $p(n)$ 的稳定条件为

$$E\{p(\infty)\}=\frac{\zeta}{1-E\{\varepsilon(1)\}} \quad (16)$$

若步长、权矢量及输入信号矢量之间是统计独立的, 则可如下推导出步长均值的稳定性条件。

步长迭代公式(8)展开为

$$\begin{aligned} \mu(n+1) &= \lambda\mu(n) + \gamma[e(n)e(n-1) + p(n)]^2 = \\ &= \lambda\mu(n) + \gamma[e^2(n)e^2(n-1) + 2e(n)e(n-1)p(n) + p^2(n)] \end{aligned} \quad (17)$$

则改进算法的步长因子一阶统计特性为

$$\begin{aligned} E\{\mu(n+1)\} &= \lambda E\{\mu(n)\} + \\ &+ \gamma[E\{e^2(n)e^2(n-1)\} + 2E\{e(n)e(n-1)p(n)\} + E\{p^2(n)\}] \end{aligned} \quad (18)$$

记 Q 为

$E\{e^2(n)e^2(n-1)\} + 2E\{e(n)e(n-1)p(n)\} + E\{p^2(n)\}$ 的收敛稳态值, 取决于待检测信号的谐波含量。因此

$$E\{\mu(\infty)\}=\frac{\gamma Q}{1-\lambda} \quad (19)$$

为了保证算法稳定, 只需 λ 和 γ 的参数设置满足式(19)。由式(19)可以看出: λ 和 γ 是成反比的, 单独调节其中任一个, 对算法性能的改变是等效的。

3 实验分析

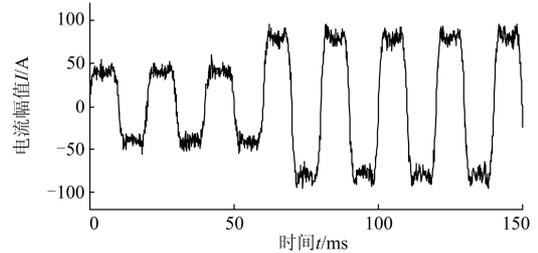
为了检验本文所提出的改进变步长 LMS 算法性能, 在 TI 公司的 TMS320F28335 浮点数字信号处理器(Digital Signal Processing, DSP)上实现该算法。同时采用交流谐波源产生单相电流信号, 实验对比定步长算法、MVSS-LMS 算法和改进算法的谐波检测性能。

各算法的参数设置如表 1 所示, 主要参数的取值在保证几种算法的跟踪性能和检测精度具有参考价值的基础上保持一致。为了保证较快的响应速度, 各算法的步长 μ 初值都为 0.1, 初始权值 W_0 为零矢量。

表 1 各算法的实验参数

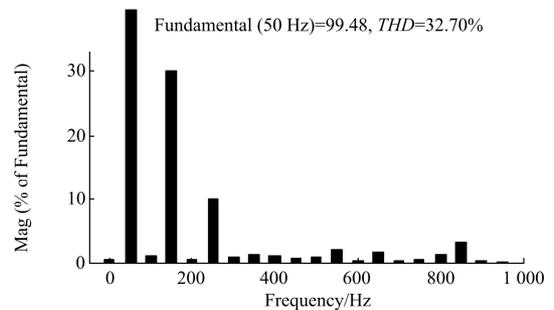
Table 1 Experimental parameters of each algorithm		
改进算法	MVSS 算法	定步长算法
$\lambda=0.98$	$\lambda=0.98$	$\mu=0.01$
$\gamma=0.2$	$\gamma=0.2$	—
$\sigma=1/3$	$\beta=0.98$	—
$\chi=2$	$\mu_{\text{max}}=0.1$	—
—	$\mu_{\text{min}}=0.001$	—

实验待检测负载电流如图 3 所示, 含有大量谐波以及白噪声, 其 $THD=32.70\%$, 基波频率为 50 Hz, 检测 150 ms 波形, 在 60 ms 处负载电流幅值跳变为 2 倍, 以检测各算法动态响应性能。



(a) 待检测负载电流波形

FFT analysis



(b) 待检测负载电流波形的频谱分析

图 3 待检测负载电流波形及其频谱分析

Fig. 3 Waveform and frequency spectrum analysis of load current

图 4 为各算法检测出的基波有功电流波形。对比可看出, 改进算法在 10 ms 左右即跟踪上实际波形, 跳变时刻, 检测波形迅速跟踪上实际波形, 动

态响应性能优异, 检测误差较为平稳, 检测精度较好。而 MVSS-LMS 算法初始收敛时间过长, 需要 1.5 个周期, 即 30 ms 左右才能跟踪上实际波形, 跳变时刻, 检测波形基本跟踪上实际波形, 动态响应性能较好, 传统定步长算法跟踪速度慢, 需要 2.5 个周期才能跟踪上实际波形, 并且固定步长不能兼顾跳变前后的检测精度。

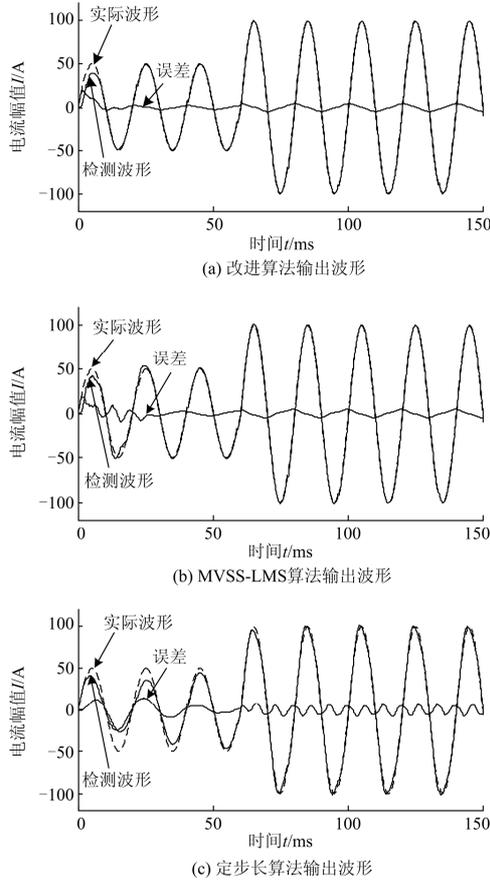


图 4 各算法输出基波有功电流波形

Fig. 4 Waveforms of the output fundamental active current of each algorithms

图 5 为检测出的基波有功电流信号的频谱, 选取各算法输出波形的第 6 个周期作频谱分析。改进算法输出波形的 $THD=0.63%$, 基波幅值为 99.67A。MVSS-LMS 算法输出波形的 $THD=0.67%$, 基波幅值为 101.2A; 定步长算法输出波形的 $THD=6.50%$, 谐波含量依然较高。改进算法和 MVSS-LMS 算法的检测精度都很好。

图 6 为改进算法和 MVSS-LMS 算法的步长变化曲线。两者初值相同, 改进算法的步长在检测开始时就迅速衰减, 20 ms 处基本收敛, 与图 4(a)对照可知改进算法跟踪速度较快, 收敛后能及时跟踪系统跳变, 动态响应性能好。而 MVSS-LMS 算法的步长在前 30 ms 均保持为步长最大值 $\mu_{max}=0.1$,

30 ms 后才开始衰减, 并且衰减速度明显快于改进算法, 与图 4(b)对照可知, MVSS-LMS 算法在初期跟踪时间较长, 算法收敛后动态响应性能尚可。

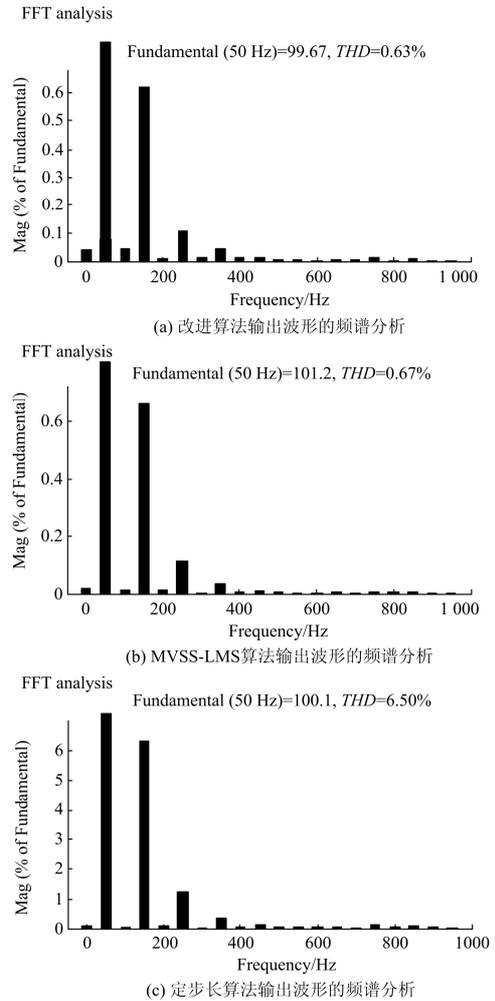


图 5 各算法输出波形的频谱分析

Fig. 5 Frequency spectrum analysis of output waveforms of each algorithm

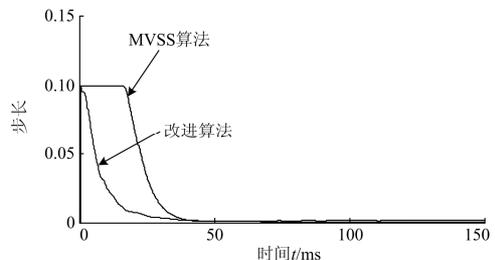


图 6 步长变化曲线

Fig. 6 Tracks of the steps

4 结论

本文针对 APF 的谐波检测问题, 提出了一种改进的变步长 LMS 自适应谐波检测算法。改进算法

在 MVSS-LMS 算法的基础上, 将历史误差 $e^2(n-i)(i=0, 1, \dots, n-1)$ 的遗忘加权和引入步长迭代, 并且对步长因子作动态变化约束, 避免了步长迭代后期收敛速度过快的缺陷, 增强了算法的鲁棒性。实验结果表明, 与参数固定条件下的定步长算法和 MVSS-LMS 算法相比, 在输入信号的信噪比较低的情况下, 改进算法提高了跟踪速度和检测精度, 减小了稳态误差, 验证了其在 APF 谐波检测中的优势。本文主要在单相系统中研究, 后续会将改进算法引入三相系统, 以获得更好的通用性。

参考文献

- [1] 刘心旸, 王杰. 基于瞬时无功功率理论的自整定因子变步长低通滤波器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(10): 84-89.
LIU Xinyang, WANG Jie. A variable step-size low-pass filter with self-tuning factor based on instantaneous reactive power theory[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(10): 84-89.
- [2] 翟瑞森, 英超, 任国臣, 等. 基于 Nuttall 窗的三峰插值谐波算法分析[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(10): 38-43.
ZHAI Ruimiao, YING Chao, REN Guochen, et al. An approach for harmonic analysis based on Nuttall window and triple-spectral-line interpolation[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(10): 38-43.
- [3] 孙曙光, 庞毅, 王景芹, 等. 一种基于新型小波阈值去噪预处理的 EEMD 谐波检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(2): 42-48.
SUN Shuguang, PANG Yi, WANG Jingqin, et al. EEMD harmonic detection method based on the new wavelet threshold denoising pretreatment[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(2): 42-48.
- [4] 陈欢, 何怡刚, 肖建平, 等. 基于 CWT 和 DWT 相结合的谐波检测[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(20): 71-75.
CHEN Huan, HE Yigang, XIAO Jianping, et al. Harmonic detection based on a combination of continuous wavelet transform and discrete wavelet transform[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(20): 71-75.
- [5] 李乔, 吴捷. 自适应谐波电流检测方法用于有源电力滤波器的仿真研究[J]. 电工技术学报, 2004, 19(12): 86-90.
LI Qiao, WU Jie. Simulation study of adaptive harmonic current detection method for active power filters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(12): 86-90.
- [6] 刘传林, 刘开培. 基于新型变步长算法的自适应三相电路谐波检测[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 39(7): 123-128.
LIU Chuanlin, LIU Kaipei. Adaptive harmonic detection of 3-phase circuits based on a novel variable step-size algorithm[J]. Power System Protection and Control, 2013, 39(7): 123-128.
- [7] WANGER V E. Effects of harmonics on equipment[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1993, 8(2): 672-680.
- [8] 王俊杰, 郑益慧, 姚钢, 等. 有源电力滤波器的动态因子 LMS 谐波检测方法[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(4): 91-95.
WANG Junjie, ZHENG Yihui, YAO Gang, et al. Dynamic factor LMS algorithm for APF harmonic detection[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(4): 91-95.
- [9] GITLIN R D, WEINSTEIN S D. On The design of gradient algorithms for digitally implemented adaptive filters[J]. IEEE Transactions on CT, 1973, 10(2): 125-136.
- [10] KWONG R H, JONSTON E W. A variable step size LMS algorithm[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1992, 40(7): 1633-1642.
- [11] ABULNASR 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.
- [12] 杨建宁, 陈捷, 关佳军, 等. 一种改进变步长的自适应谐波检测算法[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(16): 40-52.
YANG Jianing, CHEN Jie, GUAN Jiajun, et al. An improved variable step-size adaptive harmonic detecting algorithm[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(16): 40-52.
- [13] 高鹰, 谢胜利. 一种变步长 LMS 自适应滤波算法及分析[J]. 电子学报, 2001, 29(8): 1094-1097.
GAO Ying, XIE Shengli. A variable step size LMS adaptive filtering algorithm and its analysis[J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29(8): 1094-1097.
- [14] 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.
- [15] FEUER A. Convergence analysis of LMS filters with uncorrelated gauss data[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1985, 33(1): 220-230.

收稿日期: 2015-05-19; 修回日期: 2016-01-20

作者简介:

吕广强(1974-), 男, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为电能质量检测与治理、电力变换器的应用等; E-mail: lgqiang1008@163.com

刘 媛(1991-), 女, 硕士研究生, 研究方向为电能质量检测与治理;

段海军(1990-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电能质量检测与治理。

(编辑 姜新丽)