

DOI: 10.7667/PSPC151749

基于改进级联神经网络自适应电网谐波检测

刘传林¹, 苏景军¹, 梁文贞¹, 匡畅¹, 刘开培²

(1. 广东水利电力职业技术学院自动化工程系, 广东 广州 510635; 2. 武汉大学电气工程学院, 湖北 武汉 430072)

摘要: 为克服电网谐波检测快速性与稳定性矛盾, 基于神经网络自适应原理提出了一种级联神经网络自适应电网谐波检测的改进系统。改进级联系统初级运用大步长常规LMS(Least Mean Square)自适应神经网络单元提高检测跟随性能, 次级通过嵌入均值滤波环节平滑权值波动的策略构造新的自适应神经网络单元, 保证次级神经网络单元具有良好的电网谐波检测稳态精度。运用传递函数Z域变换分析嵌入均值滤波环节的电网谐波检测自适应神经网络单元的稳定性, 运算推导新的级联次级神经网络自适应单元的步长约束条件, 保证改进系统既能够有效地提高电网谐波检测的跟随性能同时又可以提高检测的稳态精度。仿真实验表明改进的级联神经网络自适应系统能有效提高电网谐波检测动态性与精确性。

关键词: 电网谐波检测; 级联神经网络; 改进自适应单元步长约束条件

Adaptive detection of harmonic current in power grid based on improved cascade neural network

LIU Chuanlin¹, SU Jingjun¹, LIANG Wenzhen¹, KUANG Chang¹, LIU Kaipei²

(1. Dept of Automation Engineering, Guangdong Technical College of Water Resources and Electric Engineering, Guangzhou 510635, China; 2. School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: A novel adaptive system based on cascade detecting harmonic current in power system is proposed to solve the contradiction between rapidity and stability. In cascade neural network, a fast dynamic response of harmonic detection can be provided by normal least mean square (LMS) with large step-size, meanwhile to filter fluctuation of weight, a higher precision of adaptive detection in steady-state is introduced by embedding an average filter into LMS. By using Z-transform, this paper analyses the stabilization and derives constraint conditions of step-size of the novel neural network unit based on LMS with embedded average filter. The stability of the new system is guaranteed by the limited range of specified step-size to improve dynamic performances and reduce steady-state errors of adaptive detection. Simulation results show that the improved cascade neural network has faster dynamic response and higher accuracy in adaptive harmonic detection.

Key words: harmonic detection in power grid; cascade neural network; constraint conditions of step-size in novel adaptive unit

0 引言

随着电能质量要求的进一步提高, 谐波补偿已成为一个重要的研究课题。由于实际中有源滤波器的广泛运用, 检测电网的谐波或基波具有重要意义。在数字滤波器中运用离散傅立叶变换确定谐波时, 常规需要检测一个周期的数据, 致使检测的计算量非常大; 并且检测精度越高, 滤波器的阶数要求越高, 计算量就越大, 实时性也就越差, 使之不能很好适用于电力系统谐波的实时补偿^[1-4]。

谐波的常规检测虽有成熟的应用, 但也都存在

有待改进的缺陷, 作为关键环节, 谐波电流检测的动态响应和稳态精度要求不断提高。例如目前广泛应用的基于瞬时无功功率理论的检测方法, i_p-i_q 运算的谐波电流检测方法具有较好的检测速度和精度^[1-3], 仍然被不断的改进。时域功率方法在理论上是完整的, 概念非常清晰, 但实际应用也存在困难。为了抑制电网谐波电流分量, 谐波检测治理方法得到不断改善^[5-7], 自适应原理在谐波电流检测中逐渐得到应用^[8-9]。通过引入具有良好自适应性和鲁棒性的自适应系统, 有的采用双层自适应神经网络实现谐波检测^[10], 有的采用变步长自适应检测方法克服

固定步长自适应谐波检测的局限^[11-12], 还有多种特殊的自适应算法^[13-21]。

人工神经网络(Artificial Neural Network, ANN)已经广泛应用于信号处理、智能控制等领域, 并且被应用于电网谐波的检测。同时, 为提高神经网络自适应电网电流检测的性能, 应用双层神经网络自适应检测系统提高电网谐波的检测速度^[10]。

基于神经网络原理, 本文提出构建级联神经网络自适应电网谐波检测系统, 通过级联次级神经网络嵌入均值滤波环节平滑自适应单元LMS(Least Mean Square, LMS)权值的波动, 保证电网谐波检测系统具有实时性与良好的稳态精度。通过建立嵌入均值滤波环节的自适应单元传递函数框图, 对改进神经网络中的自适应电网谐波检测单元进行Z域分析。

1 级联神经网络自适应谐波检测

1.1 级联神经网络自适应谐波检测原理

级联神经网络由 ANN(I)、ANN(II)实现自适应谐波检测的系统如图 1 所示。系统由基于神经网络 LMS 自适应单元级联构成, 设级联自适应单元的迭代步长分别为 μ_I 、 μ_{II} , 则有:

$$i_{hl}(n) = i_L(n) - i_{fl}(n) \quad (1)$$

$$i_{hll}(n) = i_{hl}(n) - i_{ll}(n) \quad (2)$$

$$W_I(n+1) = W_I(n) + 2\mu_I i_{hl}(n) U_{sc}(n) \quad (3)$$

$$W_{II}(n+1) = W_{II}(n) + 2\mu_{II} i_{hll}(n) U_{sc}(n) \quad (4)$$

其中, 权值 $W_I(n)$ 、 $W_{II}(n)$, 输入参考信号 $U_{sc}(n)$ 为

$$W_I(n) = [w_{sl}(n) \quad w_{cl}(n)]^T \quad (5)$$

$$W_{II}(n) = [w_{sll}(n) \quad w_{cII}(n)]^T \quad (6)$$

$$U_{sc}(n) = [u_s(n) \quad u_c(n)]^T \quad (7)$$

若合理选择 μ_I 、 μ_{II} , 可以使基于级联神经网络的自适应谐波电流检测系统既具有很好的跟随能力, 又具有较高的检测精度。一般设置为

$$0 < \mu_{II} < \mu_I < \mu_{max} \quad (8)$$

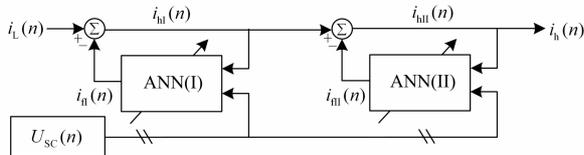


图 1 基于线性级联神经网络自适应电流检测原理

Fig. 1 Schematic diagram of adaptive current detection based on cascade neural network

1.2 谐波电流的 LMS 自适应检测系统

在电网谐波检测中, 可以构成自适应的电流检测系统如图 2 所示, 关键步骤是通过电网基波电流

分量得到电网的谐波电流。设电网参考电压的采样为基准正弦信号与余弦信号, 即

$$u_s(n) = \sin(2\pi n / N) \quad (9)$$

$$u_c(n) = \cos(2\pi n / N) \quad (10)$$

选择合适的电流分量, 可满足电网谐波与无功分量的检测分离。对负载电流而言, 系统检测出的 $i_{hl}(n)$ 为谐波分量、 $i_{fl}(n)$ 为基波有功分量、 $i_{rl}(n)$ 为无功分量、 $i_{ll}(n)$ 为基波分量。

在级联神经网络自适应单元 ANN(I) 中, 运用 LMS 自适应原理^[22], ANN(I) 单元检测基波分量为

$$i_{ll}(n) = W_I^T(n) U_{sc}(n) \quad (11)$$

其中, 权值 $W_I(n)$, 输入参考信号 $U_{sc}(n)$:

$$W_I(n) = [w_{sl}(n) \quad w_{cl}(n)]^T \quad (12)$$

$$U_{sc}(n) = [u_s(n) \quad u_c(n)]^T \quad (13)$$

则自适应系统输出的电流分量为

$$i_{hl}(n) = i_L(n) - W_I^T(n) U_{sc}(n) \quad (14)$$

其中, μ_I 为 LMS 的固定步长取值, 则有

$$W_I(n+1) = W_I(n) + \mu_I i_{hl}(n) U_{sc}(n) \quad (15)$$

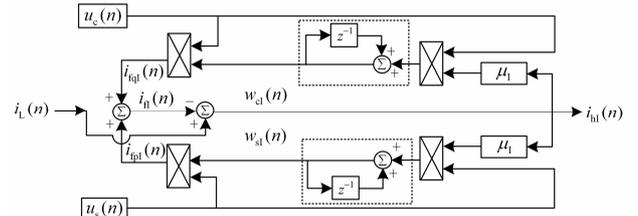


图 2 基于 LMS 自适应谐波电流检测原理

Fig. 2 Schematic diagram of adaptive harmonic current detection based on LMS

1.3 LMS 自适应系统的 Z 域分析

根据 LMS 自适应原理, 画出神经网络自适应电流检测单元 ANN(I) 的离散域传递函数框图如图 3, 再运用动态框图进行 Z 域分析。参考电压 $u_s(n) = \sin(\omega_0 n)$ 、 $u_c(n) = \cos(\omega_0 n)$, 其中 $\omega_0 = (2\pi/N)$ 。

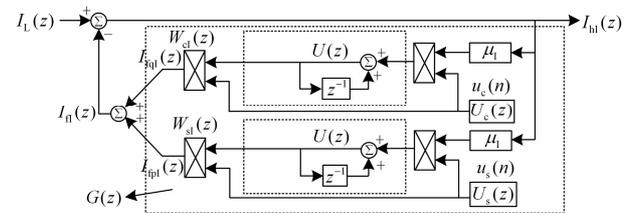


图 3 基于 LMS 自适应谐波电流检测传递函数框图

Fig. 3 Transfer function block diagram of adaptive harmonic current detection based on LMS

由欧拉公式有:

$$\cos(\omega_0 n) = \frac{1}{2} [e^{j\omega_0 n} + e^{-j\omega_0 n}] \quad (16)$$

$$\sin(\omega_0 n) = \frac{1}{j2} [e^{j\omega_0 n} - e^{-j\omega_0 n}] \quad (17)$$

余弦分量:

$$Z[i_{hl}(n) \cdot D \cos(\omega_0 n)] = \frac{1}{2} [I_{hl}(ze^{-j\omega_0}) + I_{hl}(ze^{j\omega_0})] \quad (18)$$

$$W_c(z) = \mu_1 U(z) \cdot Z[i_{hl}(n) \cdot D \cos(\omega_0 n)] \quad (19)$$

$$Y_{cl}(z) = Z[w_{cl}(n) \cdot D \cos(\omega_0 n)] = \frac{D}{2} [W_{cl}(ze^{j\omega_0}) + W_{cl}(ze^{-j\omega_0})] \quad (20)$$

同理, 正弦分量:

$$Z[i_{hl}(n) \cdot D \sin(\omega_0 n)] = \frac{1}{j2} [I_{hl}(ze^{-j\omega_0}) - I_{hl}(ze^{j\omega_0})] \quad (21)$$

$$W_{sl}(z) = \mu_1 U(z) \cdot Z[i_{hl}(n) \cdot D \sin(\omega_0 n)] \quad (22)$$

$$Y_{sl}(z) = Z[w_{sl}(n) \cdot D \sin(\omega_0 n)] = \frac{D}{j2} [W_{sl}(ze^{j\omega_0}) - W_{sl}(ze^{-j\omega_0})] \quad (23)$$

通过求和运算, 得

$$Y_1(z) = Y_{sl}(z) + Y_{cl}(z) = \frac{\mu_1 D^2}{2} \cdot I_{hl}(z) \cdot [U(ze^{j\omega_0}) + U(ze^{-j\omega_0})] \quad (24)$$

权值输出环节有

$$G_1(z) = \frac{Y_1(z)}{I_{hl}(z)} = \frac{\mu_1 D^2}{2} \cdot [U(ze^{j\omega_0}) + U(ze^{-j\omega_0})] \quad (25)$$

化简上式各部分, 得到:

$$G(z) = \frac{\mu_1 D^2}{2} \cdot [U(ze^{j\omega_0}) + U(ze^{-j\omega_0})] = \frac{\mu_1 D^2}{2} \cdot \left[\frac{1}{ze^{j\omega_0} - 1} + \frac{1}{ze^{-j\omega_0} - 1} \right] = \frac{\mu_1 D^2}{2} \cdot \frac{z \cos \omega_0 - 1}{z^2 - 2z \cos \omega_0 + 1} \quad (26)$$

自适应检测闭环传递函数表达式:

$$H(z) = \frac{1}{1 + G(z)} = \frac{z^2 - 2z \cos \omega_0 + 1}{z^2 - [(2 - \mu_1 D^2) \cos \omega_0]z + (1 - \mu_1 D^2)} \quad (27)$$

可得系统特征方程如式(28)。

$$\Delta(z) = z^2 - [(2 - \mu_1 D^2) \cos \omega_0]z + (1 - \mu_1 D^2) \quad (28)$$

其中: $D=1$ 、 $N=128$ 、 $\omega_0 = \frac{2\pi}{N}$ 。根据朱利稳定判据得到系统稳定的充分必要条件^[23]:

$$\begin{cases} |\Delta(0)| = |1 - \mu_1| < 1 \\ \Delta(1) = 1 - (2 - \mu_1) \cos(\frac{2\pi}{N}) + (1 - \mu_1) > 0 \\ \Delta(-1) = 1 + (2 - \mu_1) \cos(\frac{2\pi}{N}) + (1 - \mu_1) > 0 \end{cases} \quad (29)$$

求解系统稳定充要条件不等式方程组得:

$$\mu_1 < 2 \quad (30)$$

常规神经网络自适应电网电流检测系统还可以进一步改进得到更新性能的检测系统。

2 改进的神经网络自适应谐波检测系统

在级联神经网络系统中, 经过级联初级检测得到的谐波, 其中基波的分量被大大降低, 所以在级联次级神经网络自适应单元ANN(II)中, 嵌入均值滤波环节平滑权值的波动。

改进的神经网络自适应单元如图4所示, 参考电压取为基准信号: $u_s(n)=\sin(\omega_0 n)$ 、 $u_c(n)=\cos(\omega_0 n)$, 其中 $\omega_0=(2\pi/N)$ 。

2.1 嵌入均值滤波环节的 LMS 自适应系统

讨论改进 LMS 自适应谐波检测系统。图 4 中嵌入低通滤波环节改进神经网络自适应单元, 检测输入电流分量 $i_{hl}(n)$ (或 $i_h(n)$), 可根据检测的需要提取相应的电流分量: 基波有功分量 $i_{fpl}(n)$ 、无功分量 $i_{fql}(n)$ 、基波分量 $i_{fl}(n)$, 满足谐波与有功、无功分量分离检测的需要。

如图 4 中滤除权值波动分量采用均值滤波器 LPF 构成离散 aLPF-LMS 自适应单元。设传递函数结构中离散系统步长系数为 μ_{ll} , 下面运用 Z 变换分析 aLPF-LMS 自适应谐波离散单元稳定性。

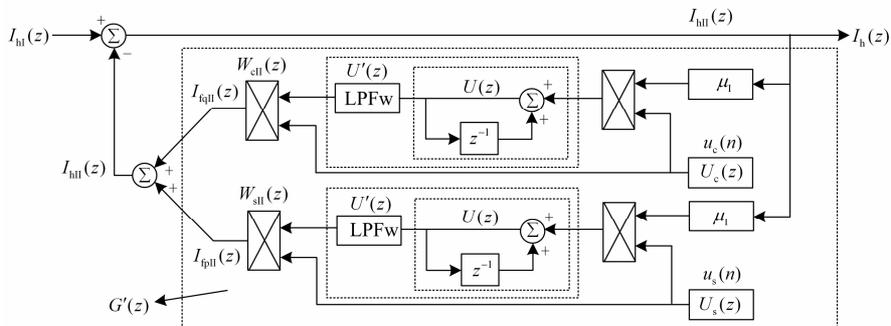


图 4 基于 aLPF-LMS 自适应谐波电流检测传递函数框图

Fig. 4 Transfer function block diagram of adaptive harmonic current detection based on aLPF-LMS

对于 M 阶均值低通滤波器, 其 Z 域表达式为

$$F(z) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} z^{-i} \quad (31)$$

权值输出环节嵌入均值滤波器, 则有

$$U'(z) = U(z) \cdot F(z) \quad (32)$$

$$G'(z) = \frac{\mu_{\Pi} D^2}{2} \cdot [U'(ze^{j\omega_0}) + U'(ze^{-j\omega_0})] \quad (33)$$

$$U'(z) = U(z) \cdot F(z) = \frac{F(z)}{z-1} \quad (34)$$

$$U'(ze^{j\omega_0}) = \frac{F(ze^{j\omega_0})}{ze^{j\omega_0} - 1} \quad (35)$$

$$U'(ze^{-j\omega_0}) = \frac{F(ze^{-j\omega_0})}{ze^{-j\omega_0} - 1} \quad (36)$$

$$\begin{aligned} G'(z) &= \frac{\mu_{\Pi} D^2}{2} [U'(ze^{j\omega_0}) + U'(ze^{-j\omega_0})] = \\ &= \frac{\mu_{\Pi} D^2}{2} \left[\frac{F(ze^{j\omega_0})}{ze^{j\omega_0} - 1} + \frac{F(ze^{-j\omega_0})}{ze^{-j\omega_0} - 1} \right] = \frac{\mu_{\Pi} D^2}{2} \times \\ &= \left[\frac{(ze^{-j\omega_0} - 1)F(ze^{j\omega_0}) + (ze^{j\omega_0} - 1)F(ze^{-j\omega_0})}{z^2 - 2z \cos \omega_0 + 1} \right] = \frac{\mu_{\Pi} D^2}{2} \times \\ &= \left\{ \frac{z[e^{-j\omega_0} F(ze^{j\omega_0}) + e^{j\omega_0} F(ze^{-j\omega_0})] - [F(ze^{j\omega_0}) + F(ze^{-j\omega_0})]}{z^2 - 2z \cos \omega_0 + 1} \right\} \end{aligned} \quad (37)$$

由欧拉公式化简上式各部分, 得到:

$$\begin{aligned} F(ze^{j\omega_0}) &= \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} (ze^{j\omega_0})^{-i} = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} e^{-j\omega_0 i} z^{-i} = \\ &= \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos(i\omega_0) z^{-i} - j \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \sin(i\omega_0) z^{-i} \end{aligned} \quad (38)$$

$$F(ze^{-j\omega_0}) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} (ze^{-j\omega_0})^{-i} = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} e^{j\omega_0 i} z^{-i} = \quad (39)$$

$$\frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos(i\omega_0) z^{-i} + j \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \sin(i\omega_0) z^{-i}$$

$$e^{-j\omega_0} F(ze^{j\omega_0}) = e^{-j\omega_0} \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} e^{-j\omega_0 i} z^{-i} = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} e^{-j(i+1)\omega_0} z^{-i} =$$

$$\frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos[(i+1)\omega_0] z^{-i} - j \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \sin[(i+1)\omega_0] z^{-i} \quad (40)$$

$$e^{j\omega_0} F(ze^{-j\omega_0}) = e^{j\omega_0} \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} e^{j\omega_0 i} z^{-i} = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} e^{j(i+1)\omega_0} z^{-i} =$$

$$\frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos[(i+1)\omega_0] z^{-i} + j \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \sin[(i+1)\omega_0] z^{-i} \quad (41)$$

$$\begin{aligned} G'(z) &= \frac{\mu_{\Pi} D^2}{2} \times \\ &= \left\{ \frac{z[e^{-j\omega_0} F(ze^{j\omega_0}) + e^{j\omega_0} F(ze^{-j\omega_0})] - [F(ze^{j\omega_0}) + F(ze^{-j\omega_0})]}{z^2 - 2z \cos \omega_0 + 1} \right\} = \\ &= \frac{\mu_{\Pi} D^2}{2} \left\{ \frac{2z \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos[(i+1)\omega_0] z^{-i} - 2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos(i\omega_0) z^{-i}}{z^2 - 2z \cos \omega_0 + 1} \right\} = \\ &= \frac{z \mu_{\Pi} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos[(i+1)\omega_0] z^{-i} - \mu_{\Pi} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos(i\omega_0) z^{-i}}{z^2 - 2z \cos \omega_0 + 1} = \\ &= \frac{z \mu_{\Pi} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos[(i+1)\omega_0] z^{M-1-i} - \mu_{\Pi} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos(i\omega_0) z^{M-1-i}}{z^{M-1}(z^2 - 2z \cos \omega_0 + 1)} \end{aligned} \quad (42)$$

改进的 aLPF-LMS 算法自适应谐波检测闭环传递函数表达式为式(43)。

$$\begin{aligned} H'(z) &= \frac{G'(z)}{1+G'(z)} = \frac{z \mu_{\Pi} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos[(i+1)\omega_0] z^{M-1-i} - \mu_{\Pi} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos(i\omega_0) z^{M-1-i}}{z^{M-1} \cdot (z^2 - 2z \cos \omega_0 + 1) + z \mu_{\Pi} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos[(i+1)\omega_0] z^{M-1-i} - \mu_{\Pi} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos(i\omega_0) z^{M-1-i}} = \\ &= \frac{z \mu_{\Pi} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos[(i+1)\omega_0] z^{M-1-i} - \mu_{\Pi} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos(i\omega_0) z^{M-1-i}}{z^{M-1} \left[z^2 - 2z \cos \omega_0 + 1 + z \mu_{\Pi} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos[(i+1)\omega_0] z^{-i} - \mu_{\Pi} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos(i\omega_0) z^{-i} \right]} = \\ &= \frac{z \mu_{\Pi} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos[(i+1)\omega_0] z^{-i} - \mu_{\Pi} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos(i\omega_0) z^{-i}}{z^2 - \left\{ 2 \cos \omega_0 - \mu_{\Pi} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos[(i+1)\omega_0] z^{-i} \right\} z + 1 - \mu_{\Pi} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos(i\omega_0) z^{-i}} \end{aligned} \quad (43)$$

可得系统特征方程如式(44), 其中 $\omega_0 = \frac{2\pi}{N}$, $N=128$ 。

$$\Delta'(z) = z^2 - \left\{ 2 \cos \omega_0 - \mu_{II} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos[(i+1)\omega_0] z^{-i} \right\} z + 1 - \mu_{II} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos(i\omega_0) z^{-i} \quad (44)$$

根据朱利稳定判据, 系统稳定的充分必要条件^[23]:

$$\begin{cases} |\Delta'(0)| < 1 \\ \Delta'(1) > 0 \\ \Delta'(-1) > 0 \end{cases} \quad (45)$$

系统稳定的充要条件为

$$\begin{cases} \left| 1 - \mu_{II} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos(i\omega_0) z^{-i} \right|_{z=0} < 1 \\ \left\{ 1 - \left\{ 2 \cos \omega_0 - \mu_{II} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos[(i+1)\omega_0] z^{-i} \right\} + 1 - \mu_{II} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos(i\omega_0) z^{-i} \right\}_{z=1} > 0 \\ \left\{ 1 + \left\{ 2 \cos \omega_0 - \mu_{II} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos[(i+1)\omega_0] z^{-i} \right\} + 1 - \mu_{II} D^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \cos(i\omega_0) z^{-i} \right\}_{z=-1} > 0 \end{cases} \quad (46)$$

解系统稳定的充要条件不等式方程组可以得到步长的函数关系:

$$\mu_{II} < \mu_{\max}(M, D) \quad (47)$$

其中, $\mu_{\max}(M, D)$ 与 M, D 有关。

2.2 LMS 自适应的步长约束范围

对于级联初级神经网络 ANN(I)应用 LMS 自适应单元, 为保证谐波检测的跟随性能, 应该选择较大的迭代步长 μ_I , 其中 μ_I 的取值为 $0 < \mu_I < 2$ 。

对于级联次级神经网络 ANN(II)应用改进神经网络环节, 嵌入均值滤波的自适应 LMS 单元, 为保证谐波检测精度减小波动, 应该选择较小的迭代步长 μ_{II} , 其中 μ_{II} 的取值为 $0 < \mu_{II} < \mu_{\max}(M, D)$ 。

根据嵌入均值滤波环节的自适应 LMS 单元稳定的充分必要条件, 如果取均值滤波器 $M=16$, 且 $D=1$, 求解朱利判据不等式方程组(46), 可得满足该系统单元稳定充要条件的步长为

$$0 < \mu_{II} < 0.001333 \quad (48)$$

神经网络环节中改进自适应单元步长 μ_{II} 约束范围与嵌入均值滤波阶数 M 的关系见表 1。

表 1 改进自适应神经元收敛步长 μ_{II} 与嵌入均值滤波阶数 M 的关系

Table 1 Relationship between step-size μ_{II} of novel neural network unit and M -order of embedded average filter

均值滤波阶数	改进神经元收敛步长约束
$M=8$	$\mu_{II} < 0.001231$
$M=16$	$\mu_{II} < 0.001333$
$M=32$	$\mu_{II} < 0.001885$
$M=48$	$\mu_{II} < 0.004099$

而且同时要求: $0 < \mu_{II} < \mu_I < 2$ 。

因此, 引入嵌入均值滤波器的神经网络 LMS 自适应单元作为级联次级神经网络, 构成改进的级联神经网络自适应电网谐波检测系统, 系统的步长值的收敛范围会发生变化, 通过传递函数 Z 域分析, 应用朱利稳定判据关系式可以确定满足系统要求的迭代步长的取值范围。根据 $0 < \mu_{II} < \mu_I < 2$ 的限制条件合理选择 ANN(I)、ANN(II) 的迭代步长, 通过仿真实验验证级联神经网络自适应电网谐波电流检测系统的性能。

3 仿真实验

基于级联神经网络自适应电网谐波电流检测系统如图 1 所示, 其中选择改进神经网络自适应单元的迭代步长满足前述条件 $0 < \mu_{II} < \mu_{\max}(M, D)$, 同时满足 $0 < \mu_{II} < \mu_I < 2$ 。设从某时刻开始通过前置模拟滤波器滤波后获得的电网 A 相负载电流如图 5 所示, 含有丰富的畸变电流分量。

设级联初级神经网络自适应检测单元, 取 $\mu_I = 0.02$ 。设级联次级神经网络自适应单元嵌入均值滤波器参数 $M=32$, 则取 $\mu_{II} = 0.0018$, 通过级联神经网络自适应电网谐波检测系统检测得到如图 6(a)、(b) 所示的基波与谐波。

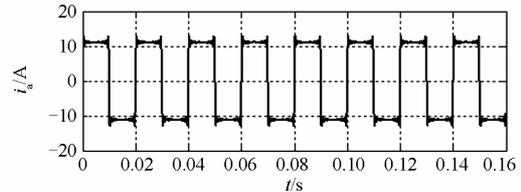
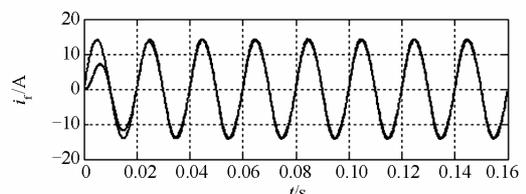


图 5 电网负载电流(A 相)

Fig. 5 Waveforms of load currents in power grid (A-phase)



(a) 基波

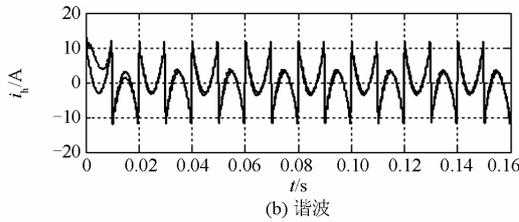


图6 基于改进级联神经网络自适应电网谐波检测(A相)

Fig. 6 Adaptive harmonic current detection of power grid based on improved cascade neural network (A-phase)

电网谐波检测(A相)的分析对比。如图7(a)、(c)分别是应用常规自适应检测系统与改进级联神经网络自适应检测系统检测的电网A相负载电流基波的结果。

如图7所得到电网A相基波电流的检测结果表明,改进级联神经网络自适应系统检测的收敛速度有所提高,采用改进自适应系统检测图7(c),在第1.0周期内就已经进入稳态,保证较快的响应速度与较小稳态误差。采用常规自适应系统检测图7(a),在第2周期内才趋于稳态;采用嵌入均值滤波器非级联的单层改进自适应系统检测图7(b),在步长限制条件下,仍需在第2周期内趋于稳态。

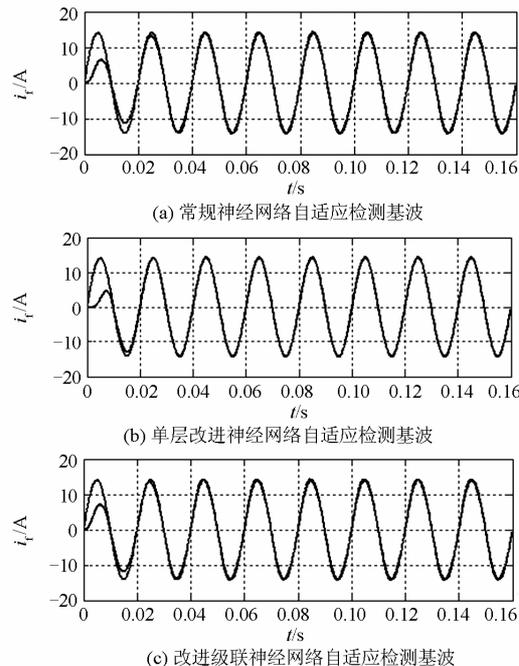
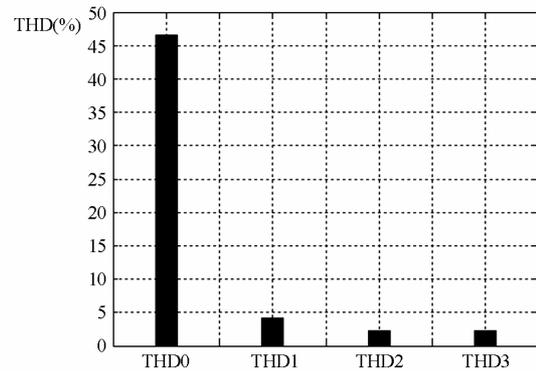


图7 基于改进级联神经网络与常规自适应的电网基波检测比较(A相)

Fig. 7 Comparison of adaptive fundamental current detection in power grid based on improved cascade neural network and normal adaptive system (A-phase)

图8所示是负载电流、基波与检测基波的总谐波畸变率(Total Harmonics Distortion, THD)。



注: (a) THD0为负载电流总谐波畸变率;
(b) THD1为常规自适应检测基波总谐波畸变率;
(c) THD2为单层改进神经网络自适应检测基波总谐波畸变率;
(d) THD3为级联改进神经网络自适应检测基波总谐波畸变率。

图8 基于改进级联神经网络自适应与常规自适应电网电流检测的THD比较(A相)

Fig. 8 Comparison of THD in fundamental current detection for power grid based on improved cascade neural network and normal adaptive system (A-phase)

根据检测数据的THD结果显示,可以清晰地得到比较结果:对于自适应电网谐波检测而言,运用改进的自适应检测系统的THD数值小于运用常规自适应系统的THD数值,其稳态性能更好,但与单层改进神经网络自适应检测基波总谐波畸变率基本接近。

可见,基于改进级联神经网络的自适应检测系统可以更好地获取电网基波,实现电网谐波电流分量的分离,且其检测电网谐波电流的跟随性能好稳态精度高。

4 结论

本文在人工神经网络原理的基础上,提出了一种级联改进神经网络自适应电网谐波检测系统,通过在级联次级神经网络自适应检测系统嵌入均值滤波环节,平滑自适应单元的权值波动,保证改进的级联神经网络自适应电网谐波检测系统具有良好的跟随性能与良好的检测精度,并且推导了嵌入均值滤波环节的自适应单元的其步长约束条件。仿真实验表明基于改进级联神经网络的自适应检测系统能有效地提高谐波检测的实时性,同时可以改善电网谐波检测的稳态精度。因此,改进的级联神经网络自适应电网谐波检测系统在实际应用中具有一定的优势。

参考文献

- [1] 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: 215-239.
- [2] 罗安. 电网谐波治理和无功补偿技术及装备[M]. 北京: 中国电力出版社, 2006: 66-68.
- [3] 刘开培, 张俊敏, 宣扬. 基于重采样和均值滤波的三相电路谐波检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(9): 78-82.
LIU Kaipei, ZHANG Junmin, XUAN Yang. Harmonics detection for three-phase circuits based on resampling theory and mean filtering[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(9): 78-82.
- [4] 武健, 刘瑜超, 李晓萌, 等. 基于瞬时值比较的电流型有源滤波器谐振抑制方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(9): 73-79.
WU Jian, LIU Yuchao, LI Xiaomeng, et al. Resonance suppression method of current source active power filter based on instantaneous comparison control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(9): 73-79.
- [5] 刘文亚, 姚钢, 何雯, 等. 基于级联多电平的有源滤波器直流侧电压平衡控制[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(4): 94-101.
LIU Wenya, YAO Gang, HE Luan, et al. Research of DC voltage balance control based on multi-level cascaded APF[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(4): 94-101.
- [6] 肖助力, 龚仁喜, 陈双, 等. 基于改进 S 变换的电力系统谐波检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(3): 84-90.
XIAO Zhuli, GONG Renxi, CHEN Shuang, et al. Detection of harmonics in power system based on modified S-transform[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(3): 84-90.
- [7] 马草原, 孙富华, 朱蓓蓓, 等. 神经网络算法的改进及其在有源电力滤波器中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(24): 142-148.
MA Caoyuan, SUN Fuhua, ZHU Beibei, et al. Study on algorithm improvement of BP neural networks and its application in active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(24): 142-148.
- [8] LIU Fei, ZOU Yunping, DING Kai. A novel real-time algorithm for harmonic detecting[C] // Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE, 2003, 3(3): 2561-2565.
- [9] LUO Shiguo, HOU Zhencheng. An adaptive detecting method for harmonic and reactive currents[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1995, 42(1): 85-89.
- [10] 李波, 张林利, 王广柱, 等. 用于APF的神经网络自适应谐波电流检测方法[J]. 电力自动化设备, 2004, 24(5): 38-40.
LI Bo, ZHANG Linli, WANG Guangzhu, et al. A neural network adaptive detecting approach of harmonic current[J]. Electric Power Automation Equipment, 2004, 24(5): 38-40.
- [11] KWONG R H, JOHNSTON E W. A variable step size LMS algorithm[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1992, 40(7): 1633-1642.
- [12] 包明, 王云亮. 改进的变步长自适应谐波检测算法[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(1): 71-74.
BAO Ming, WANG Yunliang. Variable step-size adaptive harmonic current detection algorithm[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(1): 71-74.
- [13] 蔡忠法, 陈隆道, 陈国志. 基于自适应神经网络的谐波分析模型与算法[J]. 电工技术学报, 2008, 23(7): 118-123.
CAI Zhongfa, CHEN Longdao, CHEN Guozhi. Harmonic analysis model and algorithm based on adaptive neural network[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(7): 118-123.
- [14] 盘宏斌, 罗安, 唐杰, 等. 一种改进的基于最小二乘法的自适应谐波检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(13): 144-151.
PAN Hongbin, LUO An, TANG Jie, et al. An improved adaptive harmonic detection method based on least squares algorithm[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(13): 144-151.
- [15] 李自成, 孙玉坤. 一种神经元自适应谐波电流检测方法的数字仿真[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(5): 1-5, 51.
LI Zicheng, SUN Yukun. Digital simulation of an adaptive harmonic current detection method based on a neuron[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(5): 1-5, 51.
- [16] 靳希, 董立骏, 吴世敏, 等. 一种改进谐波检测算法的实现[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(3): 39-42.
JIN Xi, DONG Lijun, WU Shimin, et al. Implementation of an improved method of harmonic current detection[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(3): 39-42.
- [17] 郑征, 杜翠静, 常万仓. 三相不对称系统中谐波电流检测的新方法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2010, 22(3): 50-54.
ZHENG Zheng, DU Cuijing, CHANG Wancang. New

- method of harmonic current detection for unbalanced three-phase power system[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2010, 22(3): 50-54.
- [18] 芮颖, 牟龙华. 基于自适应滤波算法的谐波仿真分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2009, 21(4): 76-81.
RUI Ying, MU Longhua. Harmonic simulation analyzing based on adaptive filtering algorithm[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2009, 21(4): 76-81.
- [19] 何娜, 黄丽娜, 武健, 等. 一种新型快速自适应谐波检测算法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(22): 124-129.
HE Na, HUANG Lina, WU Jian, et al. A novel adaptive harmonic detection algorithm[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(22): 124-129.
- [20] 陈淑华, 付青, 马桂龙, 等. 基于神经网络自适应预测算法的谐波检测[J]. 电工技术学报, 2013, 26(增刊 1): 200-206.
CHEN Shuhua, FU Qing, MA Guilong, et al. Harmonic detection based on artificial neural network and adaptive predictive algorithm[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(S1): 200-206.
- [21] 曾令全, 白志亮, 曾德俊, 等. 基于自适应神经网络的有源电力滤波器谐波电流提取方法[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(2): 33-36.
ZENG Lingquan, BAI Zhiliang, ZENG Dejun, et al. Harmonic detection based on adaptive neural network for active power filter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(2): 33-36.
- [22] SIMON H. Adaptive filter theory[M]. Fourth Edition. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2002.
- [23] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 4 版. 北京: 科学出版社, 2001.

收稿日期: 2015-09-29; 修回日期: 2016-01-11

作者简介:

刘传林(1965-), 男, 博士, 副教授, 研究方向为数字信号处理与电能质量分析。E-mail: liucl@gdsdxy.cn

(编辑 姜新丽)