

# 自适应 LMS 和相关算法在 GMI 磁传感器信号检测中的应用\*

潘仲明, 丁浩, 陈敏

(国防科技大学 机电工程与自动化学院, 湖南 长沙 410073)

**摘要:**在 GMI 磁传感器的研制中, 微弱磁场信号经常淹没于电路固有噪声中。当非晶丝 GMI (Giant Magneto-Impedance) 磁传感器的输出信噪比小于 0dB 时, 常规的峰值检波方法无法检出传感器信号。针对此问题, 提出了一种新的微弱信号 (信噪比小于 0dB) 检测方法, 利用 LMS 自适应滤波算法提取非晶丝 GMI 磁传感器输出信号的特征参数, 将该特征参数与理想参数进行相关运算, 并根据相关值的大小来确定信号大小, 从而实现对微弱磁信号的测量。仿真结果表明, 采用 LMS 自适应滤波算法和相关分析相结合的方法, 对于传感器输出信噪比等于 -10dB 的微弱信号, 根据相关值与外磁场大小的对应关系, 仍然可以确定外磁场大小。

**关键词:**微弱信号检测; 自适应 LMS 算法; 相关算法; GMI 磁传感器

**中图分类号:** TN911.7      **文献标志码:** A      **文章编号:** 1001-2486(2013)01-0142-05

## Application of adaptive LMS algorithm and correlation in signal detection for GMI magnetic sensor

PAN Zhongming, DING Hao, Chen Min

(College of Mechatronics Engineering and Automation, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** In the development of GMI magnetic sensor, weak magnetic signals are always submerged in the circuit intrinsic noise. Since traditional peak detecting method is impossible to detect GMI sensor's output when its SNR is lower than 0dB, a new method is presented to detect the GMI probe's weak signals (SNR < 0dB). The LMS algorithm was applied firstly to extract the characteristic parameters of the weak signals, and then the cross-correlation function between the characteristic parameters and the idea ones was calculated. Finally the maximal correlation values were regarded as weak signals to be detected by means of calibration. The simulating results indicate that this method can not only detect but also measure the magnetic field by the corresponding relationship of magnetic field intensity and the maximal correlation values, even the SNR of GMI magnetic sensor's output is 10dB.

**Key words:** weak signal detection; adaptive LMS algorithm; cross-correlation algorithm; GMI magnetic sensor

磁传感器最早的应用可以追溯到 2000 多年前, 它推动了航海技术的发展, 这种方法至今仍被人所使用。现在从  $10^{-14}$ T 的人体弱磁场到高达 25T 以上的强磁场, 都可以找到相应的传感器进行监测。磁传感器被广泛应用于许多领域, 全世界每年所需用的磁传感器以十亿计, 其主要应用于电机制造、电力电子技术、能源管理、汽车工业、磁信息读写、工业自动化等领域。日本的 Mohri 教授于 1993 年在 Co-Fe-Si-B 非晶丝中发现了 GMI (Giant Magneto-Impedance) 效应: 当高频振荡电流或脉冲电流通过非晶丝时, 非晶丝的阻抗 ( $Z = R + jX$ ) 将随着轴向外加磁场的变化而发生巨大的变化, 最大变化率可达到  $10\% \sim 100\% / O_e$ 。利用非晶丝 (带) GMI 效应制作的磁传感器, 不但继承了传统磁传感器的优点, 而且具有高稳定性、高灵敏度、高分辨力、低功耗和快速响应度特点,

引起了国、内外学者的高度关注。近二、三十年来, 西方国家的研究机构相继研发了各式各样的基于非晶丝 (带) GMI 磁传感器; 最近日本的 Aichi 钢铁公司研制成功了基于非晶丝 GMI 效应的双轴磁传感器 (微型电子罗盘 AMI201)<sup>[1-3]</sup>。

在国内, 北京国浩微特传感器技术研究院、中国地震局地球物理研究所、哈尔滨工业大学、吉林大学、北京航空航天大学、北京理工大学、北京科技大学、华中科技大学、江苏大学、华东师范大学、南京师范大学、南京理工大学和浙江师范大学等单位, 也相继开展了在非晶丝 (带) GMI 磁传感器技术的研究, 取得了可喜的成果。据相关文献报道, 当前国内自主研发的非晶丝 GMI 弱磁检测传感器原理样机的灵敏度已达到  $0.4\text{mV/nT}^{[4-6]}$ 。对 GMI 磁传感器在强噪声背景下的微弱信号检测, 增大传感器的敏感区间, 拓宽传感器的适用领

\* 收稿日期: 2012-05-28

基金项目: 优秀研究生创新资助项目 (B110302); 湖南省研究生科研创新项目 (CX2011B013)

作者简介: 潘仲明 (1959—), 男, 福建福州人, 教授, 博士, 博士生导师, E-mail: chungmingpan@163.com

域有重要的意义。

### 1 非晶丝的 GMI 效应

1993 年, Mohri 等发现:当直径为 15 - 120 $\mu\text{m}$  的 CoFeSiB 非晶丝通以高频电流时,非晶丝丝两端的感生电压幅值随外磁场发生非常灵敏的变化,实质上是其交流阻抗 ( $Z$ ) 在不同交变频率下随外加磁场变化的结果,他们将此现象称为 GMI 效应。其测量电路如图 1 所示<sup>[7]</sup>。

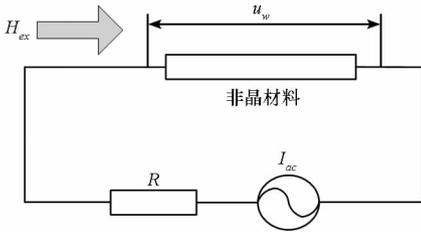


图 1 典型 GMI 效应测量电路

Fig. 1 Typical GMI measurement circuit

图 1 中  $I_{ac}$  是交流恒流源,非晶丝的阻抗为  $Z$ ,非晶丝两端电压为  $u_w$ ,其关系式为

$$Z = u_w / I_{ac} = R + jX \quad (1)$$

式中,实部  $R$  为  $Z$  的电阻部分,虚部  $X$  为  $Z$  的电感部分。当在外加磁场  $H_{ex}$  的作用下,非晶丝两端阻抗变化  $\Delta Z$ ,引起非晶丝两端电压  $u_w$  发生变化  $\Delta u_w$ ,在外磁场作用下的非晶丝阻抗变化率定义为

$$\Delta Z / Z (\%) = \frac{Z(H) - Z(H_{max})}{Z(H_{max})} \times 100\% \quad (2)$$

式中, $Z(H)$  为在任意外磁场  $H_{ex}$  下所测得的磁阻抗值; $Z(H_{max})$  为外磁场达到最大值  $H_{max}$  时所测得的磁阻抗值<sup>[8-10]</sup>。图 2 给出了在某一给定的条件下,非晶丝阻抗变化率与外加磁场  $H_{ex}$  的关系曲线<sup>[11]</sup>。

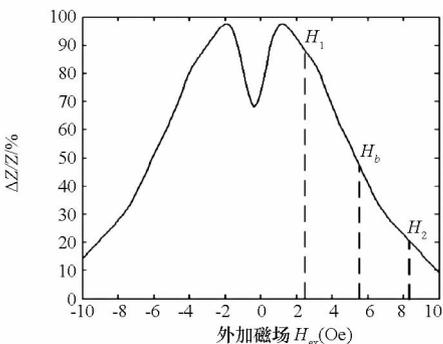


图 2 典型非晶丝 GMI 效应曲线

Fig. 2 Typical GMI effect curve of amorphous wire

### 2 测量原理

本文研究基于图 3 所示的 GMI 磁传感器,图中非晶丝 A 与非晶丝 B 完全相同,但非晶丝 A 处

在磁屏蔽环境中,无外磁场激励,非晶丝 B 暴露在外磁场中。非晶丝 A 和非晶丝 B 的输出信号经差动电路处理后得到可以反映外磁场大小的检测量  $x(t)$ ,可近似认为  $x(t)$  的大小与外磁场的大小成正比。

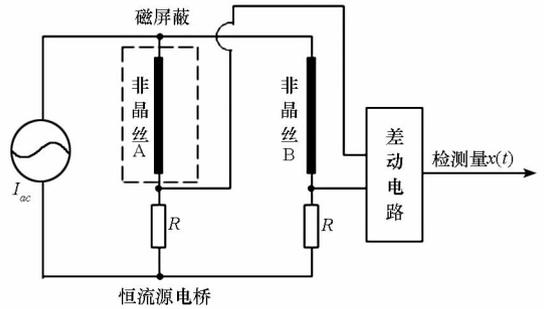


图 3 GMI 磁传感器原理示意图

Fig. 3 GMI magnetic sensor theory

图 4 给出了 GMI 磁传感器输出信号的理想波形正弦信号  $d(t)$ ,图 5 给出了低信噪比情况下的实际信号  $x(t)$ 。实际测量中,实际信号  $x(t)$  的信噪比通常大于 0dB,但在外磁场很小的情况下,由于 GMI 磁传感器内部电阻的热噪声以及 PN 结的散弹噪声等噪声的影响,实际信号  $x(t)$  的信噪比会小于 0dB。我们将信噪比小于 0dB 的传感器输出信号称为微弱信号。这种情况下,信号被电路固有噪声淹没,采用常用的峰值检波电路<sup>[12]</sup>无法从噪声背景中检出目标信号。

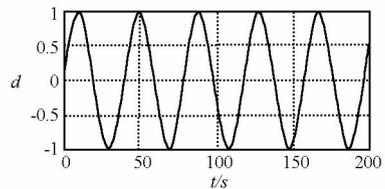


图 4 GMI 磁传感器理想输出信号  $d(t)$

Fig. 4 Idea output  $d(t)$  of GMI magnetic sensor

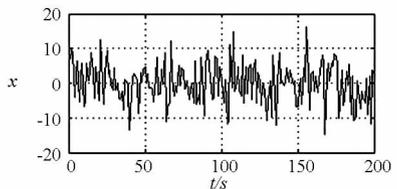


图 5 GMI 磁传感器含噪实际输出信号  $x(t)$

Fig. 5 Actual output  $x(t)$  of GMI magnetic sensor

因此本文提出采用自适应 LMS 滤波算法,以 GMI 磁传感器的含噪输出信号经采样后作为自适应 LMS 滤波器的输入  $x_i (i = 0, 1, 2, \dots, p - 1)$ ,  $i$  表示采样点个数,以 GMI 磁传感器的理想输出信号作为期望的响应  $d_k$ ,就可从噪声背景中检出 GMI 磁传感器输出信号。

### 2.1 适应 LMS 算法

图 6 给出了线性滤波器的基本结构, 一组输入样本  $x_{ki} (i=0, 1, 2, \dots, p-1; p$  表示总采样点个数;  $i$  表示第  $i$  个采样点;  $k$  表示第  $k$  次采样) 的加权和形成一个输出信号  $y_k$ 。若将第  $k$  个输入样本  $\mathbf{x}_k$  和权系数  $\mathbf{w}_k$  分别记为

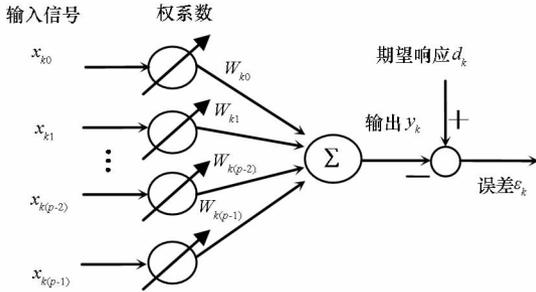


图 6 LMS 线性滤波器基本结构

Fig. 6 Structure of adaptive LMS filter

$$\mathbf{x}_k = [x_{k0}, x_{k1}, \dots, x_{k(p-1)}]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{W}_k^T = [w_{k0}, w_{k1}, \dots, w_{k(p-1)}]^T \quad (4)$$

当前滤波器的输出  $y_k$  可表示为

$$y_k = \sum_{i=0}^{p-1} w_{ki} \cdot x_{ki} = \mathbf{w}_k^T \mathbf{x}_k \quad (k = 1, 2, \dots) \quad (5)$$

第  $k$  个样本的估计误差  $\varepsilon_k$  定义为

$$\varepsilon_k = d_k - y_k = d_k - \mathbf{w}_k^T \mathbf{x}_k \quad (6)$$

一般取估计误差  $\varepsilon_k$  的均方值  $J_k$  作为评价线性滤波器的性能指标, 即

$$J_k \stackrel{\text{def}}{=} E[\varepsilon_k^2] \quad (7)$$

在实际的计算中, 我们往往利用单次采样数据的平方误差  $\varepsilon_k^2$  来代替均方误差  $J_k$ 。于是就可以得到一个尽管粗略但是却非常有效的梯度估值, 即

$$\hat{\nabla}_k = -2\varepsilon_k \mathbf{x}_k \quad (8)$$

考虑图 6 所示的线性滤波器, 利用  $\hat{\nabla}_k$  来搜索权向量  $\mathbf{w}_k$  的维纳解  $\mathbf{w}_{opt}$  的最速下降法, 称为自适应 LMS 算法, 即

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k - \mu \hat{\nabla}_k = \mathbf{w}_k + 2\mu \varepsilon_k \mathbf{x}_k \quad (9)$$

式中,  $\mu$  是自适应增益常数。

现将自适应 LMS 算法的实现方法归纳如下:

- (1) 初始化:  $\mathbf{w}_1 = 0$ , 选取自适应常数  $\mu (0 < \mu \ll 1)$ ;
- (2) 迭代计算:  $k = 1, 2, \dots$

$$y_k = \mathbf{w}_k^T \mathbf{x}_k \quad (10)$$

$$\varepsilon_k = d_k - y_k \quad (11)$$

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k + 2\mu \varepsilon_k \mathbf{x}_k \quad (12)$$

- (3) 收敛条件:

$$\frac{|w_{(k+1)i} - w_{ki}|}{|w_{(k+1)i}|} \leq a, i=0, 1, \dots, p-1 \quad (13)$$

式中,  $a$  是用于判断收敛的常数, 一般取 0.05。

对第  $n$  组传感器输出的含噪声信号进行 LMS 自适应滤波, 就会得到一组最终稳定的权系数  $w_{ni} (i=0, 1, \dots, p-1)$ 。如图 7(a)、(b)、(c)、(d) 和 (i) 所示,  $x_{1i} (i=0, 1, \dots, 39)$  为幅值为 0.2 的理想输出信号与噪声的叠加, 其信噪比为 -3dB;  $x_{2i} (i=0, 1, \dots, 39)$  为幅值为 0.5 的理想输出信号与同一噪声的叠加, 其信噪比为 5dB;  $x_{3i} (i=0, 1, \dots, 39)$  为幅值为 1 不含噪声的理想输出信号;  $x_{4i} (i=0, 1, \dots, 39)$  为噪声,  $d_i (i=0, 1, \dots, 39)$  为幅值为 1 的理想输出信号。以  $d_i$  为期望信号分别对  $x_{1i}$ 、 $x_{2i}$ 、 $x_{3i}$ 、 $x_{4i}$  进行 LMS 自适应滤波, 得到四组最终稳定的权系数  $w_{1i}$ 、 $w_{2i}$ 、 $w_{3i}$ 、 $w_{4i}$ ,  $i=0, 1, \dots, 9$ 。从图 7(e)、(f)、(g) 和 (h) 可以明显观察到  $w_{1i}$ 、 $w_{2i}$  与  $w_{3i}$  波形相似, 只是幅度不同; 且在噪声幅值相同的情况下,  $x_{ni} (n=1, 2, \dots)$  中包含理想输出信号的幅值越大, 对应的  $w_{ni} (n=1, 2, \dots)$  幅值就越大 (如图 7(e)、(f)); 而噪声  $x_{4i}$  对应的权系数  $w_{4i}$  则与  $w_{1i}$ 、 $w_{2i}$  毫无关联性; 因为 LMS 自适应滤波器相当于一个参数可调的 FIR 带通滤波器, 其根据输入信号产生的权系数  $w_{ni} (i=0, 1, \dots, p-1)$  反映了输入信号的特征, 故权系数  $w_{ni} (i=0, 1, \dots, p-1)$  可以作为第  $n$  组传感器输出信号的特征参数, 我们可以通过检测权系数来实现对微弱信号检测。

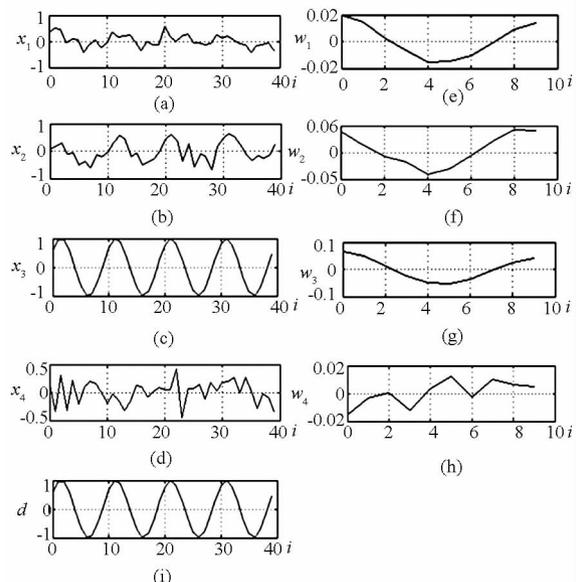


图 7 四个不同信号的 LMS 滤波结果

Fig. 7 LMS filter result of 4 different signal

### 2.2 相关算法

把图 7 中  $w_{3i}$  当作标准权系数,将  $w_{1i}$  与  $w_{3i}$  进行相关运算得到相关结果  $c_{1i}$ ,将  $w_{2i}$  与  $w_{3i}$  进行相关运算得到相关结果  $c_{2i}$ ,如图 8 所示。图中  $c_{1\max}$  为  $c_{1i}$  的最大值, $c_{2\max}$  为  $c_{2i}$  的最大值,比较  $c_{1\max}$  和  $c_{2\max}$ ,明显观察出  $c_{1\max} < c_{2\max}$ 。

在噪声相同的情况下, $x_{ni}$  中包含理想输出信号的幅值越大,对应的  $w_{ni}$  幅值就越大, $w_{ni}$  与同一标准权系数的最大相关值  $c_{\max}$  就越大,故  $c_{\max}$  可以用来测量外加磁场  $H_{ex}$  的大小。

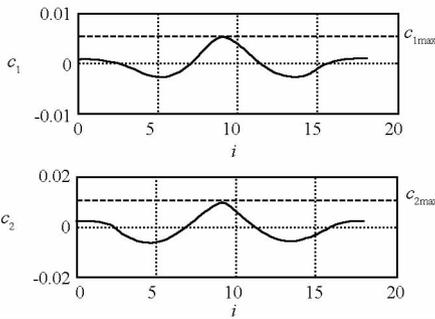


图 8 相关计算结果

Fig. 8 Result of cross-correlation function

综上,我们把理想输出信号  $d_i$  作为 LMS 自适应滤波器的期望响应对无噪声的某一幅值传感器理想输出信号  $x_{0i}$  ( $i = 0, 1, \dots, p - 1$ ) 进行 LMS 自适应滤波,得到标准权系数  $w_{0i}$ ,  $i = 0, 1, \dots, p - 1$ ;再以理想输出信号  $d_i$  为期望响应对第  $n$  组实测含噪声的传感器输出信号  $x_{ni}$  进行 LMS 自适应滤波,得到权系数  $w_{ni}$ ,  $i = 0, 1, \dots, p - 1$ ;将  $w_{ni}$  与  $w_{0i}$

进行相关运算,得到  $c_i$ ,  $i = 0, 1, \dots, 2(p - 1)$ ;并提取相关结果  $c_i$  的最大值  $c_{\max}$ 。这样,若进一步对 GMI 磁传感器进行标定,就可用  $c_{\max}$  确定外加磁场  $H_{ex}$  的大小。

### 3 微弱信号检测电路

这种基于 LMS 自适应算法和相关分析的微弱信号检测电路如图 9 所示,图中恒流源  $I_{ac}$  产生正弦驱动信号。当存在外加磁场时,  $H_{ex}$  的大小与非晶丝阻抗改变量  $\Delta Z$  成正比,为了提取  $\Delta Z$ ,在电路中加入恒流源电桥和以 AD380 (其转换率为  $330V/\mu s$ ,高单位增益带宽为  $40MHz$ ) 为核心的差动放大电路。设恒流源电桥中  $R_1 = R_2 = R_3 = R$ ,其输出为

$$u_1 = I_m \Delta Z / 4 \cdot (1 + \frac{\Delta Z}{4R}) \quad (14)$$

因为  $\Delta Z \ll 4R$ ,可认为  $u_1$  与  $\Delta Z$  近似成正比。设差动放大环节的增益为  $K$ ,则其输出为  $Ku_1$ 。

LPF 是抗混叠滤波器,其输出经放大、采样保持和模数转换之后以期望输出信号  $d_i$  为期望响应进行 LMS 自适应滤波,而后将得到的实际权系数  $w_{ni}$  与期望权系数  $w_{0i}$  进行相关运算,检测出最大相关值  $c_{\max}$  用以确定  $H_{ex}$  的大小。

根据激励电流的频率的不同,GMI 效应在高频段、中频段和低频段有不同的机理和模型<sup>[13-15]</sup>,在实验中我们观察到非晶丝 GMI 磁传感器通常工作在  $1MHz$  时最为敏感。故采用频率为  $1MHz$  的正弦激励信号,采样频率为  $10MHz$ 。

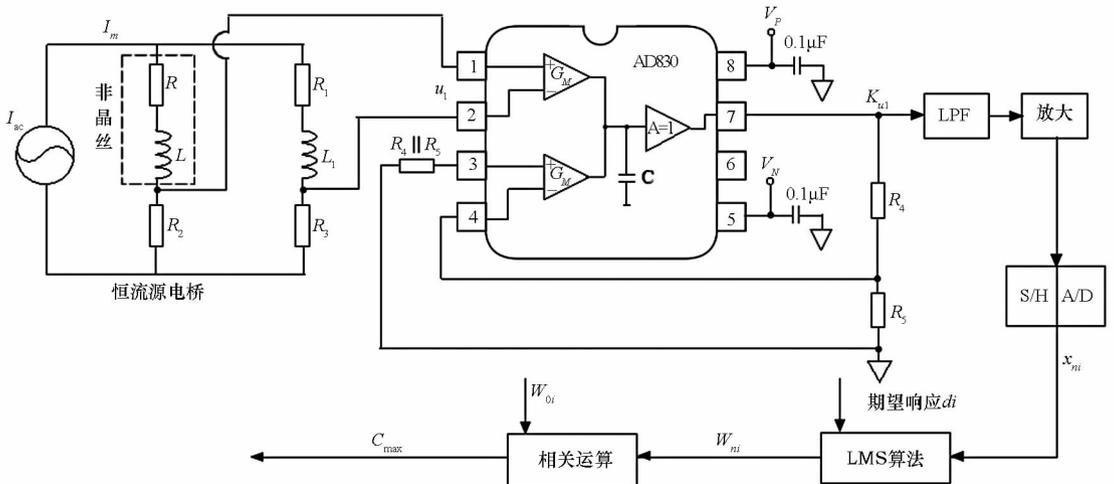


图 9 GMI 磁传感器检测电路

Fig. 9 GMI magnetic sensor circuit

GMI 磁传感器输出信号的幅值是随着外加磁场的变化而变化的,因而,在仿真时我们假设噪声的功率是恒定的,通过改变信号幅值(从而改

变信号功率)的方法来模拟具有不同信噪比的传感器输出信号。图 10 为最大相关值  $c_{\max}$  与  $x_{ni}$  的信号的信噪比对应关系曲线。当  $x_{ni}$  的信噪比大于

-10dB 且小于 5dB 时,从图中可见,最大相关值  $c_{max}$  与被测信号的信噪比成近似线性关系。根据图 10 的对应关系对 GMI 磁传感器进行计量标定,即可得到如图 11 所示的最大相关值  $c_{max}$  与被测磁场  $H_{ex}$  对应关系。由计算所得的  $c_{max}$  在图 11 中即可确定外磁场  $H_{ex}$  的大小。故本文提出的方法可以测量信噪比为 -10dB 以上的弱磁信号。

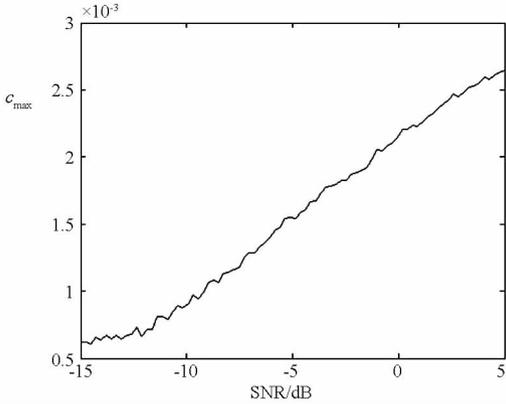


图 10  $c_{max}$  与  $x_{ni}$  的信噪比对应关系曲线

Fig. 10  $c_{max}$  vs. SNR of  $x_{ni}$

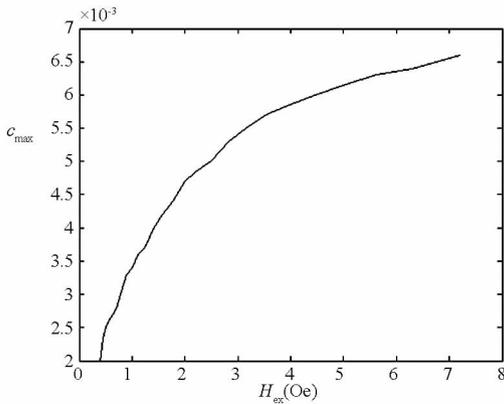


图 11  $c_{max}$  与  $H_{ex}$  对应关系示意图

Fig. 11  $c_{max}$  vs.  $H_{ex}$

此外,由于噪声的随机性,每次经过 LMS 滤波及相关计算后所得到的  $w_{ni}$  与  $w_{oi}$  的最大相关值  $c_{max}$  都略有差别,所以必须以多次计算的平均值为最终结果,计算次数越多,其结果也越接近真实值,但相应计算量也随之增大,GMI 磁传感器系统的响应速度也就越慢。因此,在工程上,应当折中考虑仪器的测量精度与其响应速度的关系。

#### 4 结 语

当非晶丝 GMI 磁探头的输出信噪比小于 0dB 时,使用常规的峰值检波的方法无法检出传感器信号。本文提出了自适应 LMS 算法和相关分析相结合的方法,来实现微弱信号的检测与估

计。仿真试验表明,这种方法可检出信噪比低于 0dB、大于 -10dB 的非晶丝 GMI 磁传感器输出信号,从而为弱磁传感器的检测提供了新的理论依据和技术方法。

#### 参考文献 (References)

- [1] Phan M H, Peng H X. Giant magnetoimpedance materials: Fundamentals and applications [J]. Progress in Materials Science, 2008, 53:323-420.
- [2] Mohri et K. Advances of amorphous wire magnetics over 27 years[J]. Phys, 2009,206(4):601-607.
- [3] Honkura Y. Development of amorphous wire type MI sensors for automobile use [J]. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 2002, 249:375-381.
- [4] 蒋颜伟, 房建成, 盛蔚, 等. 巨磁阻抗传感器的研究进展 [J]. 仪器技术与传感器, 2008, 5:1-6.
- [5] 武继文, 张义权. 张应力作用下 CoFeSiB 非晶丝和薄带的巨磁阻抗效应 [J]. 磁性材料及器件, 2010, 41(1):24-26.
- [6] WU Jiwen, ZHANG Yiquan. GMI effect of amorphous wires and ribbons under the action of tensile stress [J]. Journal of Magnetic Materials and Devices, 2010, 41(1):24-26. (in Chinese)
- [7] Sun Ji, Deng Jiahao, Cai Kerong. A new micro-magnetism sensor based on giant Magneto-impedance effect and multibrator bride [J]. Journal of China Ordnance, 2009, 5(3):175-180.
- [8] Mahdi A E, Panina L, et al. Some new horizons in magnetic sensing: high-Tc SQUIDS, GMR and GMI materials [J]. Sens. Actuators A, 2003, 105: 271-285.
- [9] Panina L V, Mohri K. Magneto-impedance effect in amorphous wires [J], Appl. Phys. Lett, 1994, 65(9): 1189-1191.
- [10] Knobel M, Pirota K R. Giant magneto impedance: concepts and recent progress [J]. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 2002;33-40,242-245.
- [11] Panina L V, Mori K, Uchiyama T, et al. Giant magneto-impedance in Co-rich amorphous wires and films [J]. IEEE Trans. Magn, 1995, 31(2):1249-1260.
- [12] Seddaoui D, Ménard D, Movaghar B, et al. Nonlinear electromagnetic response of ferromagnetic metals: Magnetoimpedance in microwires [J]. Journal of Applied Physics, 2009:105-107.
- [13] Cobeno A F, Zhukov A, Blanco J M, et al. Magnetoelastic sensor based on GMI of amorphous wires and films [J], Sensors and Actuators A, 2001, 91:95-98.
- [14] Beach R S, Berkowitz A E. Giant magnetic field dependent impedance of amorphous FeCoSiB wire [J]. Appl. Phys. Lett, 1994, 64:3652-3655.
- [15] Henryk K, Lachowicz, Karin L, et al. Skin-effect and circumferential permeability in micro-wires utilized in GMI sensors [J]. Sensors and Actuators, 2005, 119:384-389.
- [16] Phan M H, Peng H X. Giant magneto-impedance materials: Fundamentals and applications [J]. Progress in Materials Science, 2008, 53:323-420.