

基于正交锁定差分放大器的巨磁阻抗(GMI)磁传感器*

聂新华,潘仲明,张文娜,张大厦,苏绍璟
(国防科技大学 机电工程与自动化学院,湖南长沙 410073)

摘要:基于非晶丝的巨磁阻抗(GMI)效应,利用CoFeBSi非晶丝作为敏感材料,采用正交锁定放大电路和仪用放大器作为信号调理电路,设计了一种差分式高灵敏度GMI磁传感器。介绍了巨磁阻抗效应的基本概念和双非晶丝差分结构的磁敏探头,分析了基于正交锁定差分放大技术的信号调理电路的工作原理,并结合非晶丝两端输出信号的幅度和相位特性,提出了正交锁定放大器输出包络的近似计算方法。实验结果表明:在 $-2.0\text{ Oe} \sim +2.0\text{ Oe}$ 的量程内,该GMI磁传感器灵敏度可达 748 mV/Oe ,线性误差为 $0.98\% \text{ FS}$,且噪声平均功率谱密度约为 $0.8\text{ nT/Hz}^{1/2}$ 。

关键词:磁传感器;巨磁阻抗效应;正交锁定放大器;差分结构

中图分类号: TP911.7 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-2486(2014)02-0181-05

Giant magnetoimpedance (GMI) magnetic sensor based on orthogonal lock-in differential amplifier

NIE Xinhua, PAN Zhongming, ZHANG Wenna, ZHANG Dasha, SU Shaojing

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

Abstract: On the basis of the giant magnetoimpedance (GMI) effect found in the amorphous wire, and with the utilization of the CoFeBSi amorphous wire as the sensing material, a novel differential-type high sensitively sensor adopting the technology of orthogonal lock-in amplifier was designed. Firstly, the concept of the GMI effect and the magnetic sensing head based on the double-sensing-elements and differential-type structure, were briefly instructed. Secondly, the principle of the conditioning circuit of the sensor based on orthogonal lock-in amplifier was analyzed in detail. Thirdly, based on the impedance magnitude and phase characteristics of the amorphous wire, an approximate algorithm was put forward to calculate the envelope of the output of the orthogonal lock-in amplifier for simplifying the arithmetic circuit. Experiment results show that the sensitivity of the sensor can achieve about 748 mV/Oe with the full measurement range of $-2.00\text{ Oe} \sim +2.00\text{ Oe}$, and the linearity error is about $0.98\% \text{ FS}$, while the average noise power spectral density is about $0.8\text{ nT/Hz}^{1/2}$.

Key words: magnetic sensor; giant magnetoimpedance effect; orthogonal lock-in amplifier; differential-type

巨磁阻抗(Giant Magnetoimpedance, GMI)效应是指当铁磁导体(带状或丝状)施加高频电流时,其交流阻抗随沿着导体轴向所加外磁场强度的变化而发生改变的一种磁现象^[1]。与目前常用的基于磁通门、霍尔效应和巨磁电阻效应等原理研发的磁传感器相比,巨磁阻抗磁传感器具有灵敏度高、体积小、响应速度快以及功耗低等特点^[1],可广泛应用于高密度磁记录、导航、军事与安全、目标识别与跟踪,以及人体生物磁效应测量等领域^[1-3]。

迄今为止,国内外学者相继研发的GMI磁传感器,大多采用峰值检测电路作为GMI磁探头的信号调理电路^[4-7]。众所周知,峰值检测电路是

利用电容和的二极管构成单向充、放电回路来检测信号的峰值。显然,当被检测信号的信噪比低于 0 dB 时,峰值检测电路则无法检出信号的实际峰值。为此,采用具有强噪声抑制能力的正交锁定差分电路代替峰值检测电路作为GMI磁探头的信号调理电路^[8]。同时,为了进一步提高GMI磁传感器的灵敏度和分辨力,设计了一种双非晶丝差分结构的磁敏感探头,并利用输出包络的近似计算方法进一步简化了传统正交锁定放大器的输出电路。实验测试结果表明,与国内同类GMI磁传感器的性能指标相比较,本文介绍的GMI磁传感器具有更强的噪声抑制能力等优点。

* 收稿日期:2013-07-02

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

作者简介:聂新华(1985—),男,江西新干人,博士研究生,E-mail:neoxinhua@163.com;

潘仲明(通信作者),男,教授,博士,博士生导师,E-mail:chungmingpan@163.com

1 传感器工作原理

(1) 非晶丝 GMI 效应

如图 1 所示,当施加在非晶丝轴向的外部磁场 H_{ex} 发生变化时,通有高频电流 I 的非晶丝的交流阻抗 Z 将发生相应的变化。在相对较高频率(100kHz~100MHz)范围内,目前人们普遍接受经典趋肤效应理论框架下的解释,即 GMI 效应是由非晶丝表面趋肤深度的变化所引起的^[1]。通常采用某频率 f 下外加磁场 H_{ex} 引起的阻抗变化百分比来衡量材料的 GMI 效应大小^[2],即:

$$GMI(\%) = \frac{\Delta Z}{Z}(\%) = \frac{Z(H_{ex}) - Z(H_{max})}{Z(H_{max})} \times 100\% \quad (1)$$

式中, $Z(H_{ex})$ 为外加磁场强度为 H_{ex} 时非晶丝的阻抗值; H_{max} 为非晶丝阻抗饱和时,所对应的外加磁场强度。实际测量过程中, H_{max} 通常根据具体设备而定。

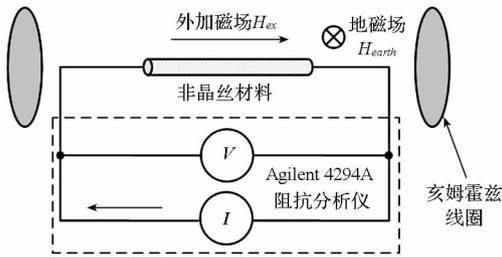


图 1 GMI 效应测量示意图

Fig. 1 Block diagram of the GMI measuring system

(2) 非晶丝材料特性

选用长约 20mm,直径约为 125 μ m 的 CoFeBSi 非晶丝作为敏感元件。当驱动电流为 15mA,频率分别为 100kHz~3MHz 时,该非晶丝的 GMI 效应与外加磁场 H_{ex} 的关系如图 2 所示。

从图 2 中可以看出:1)非晶丝交流阻抗 Z 的变化与外加磁场 H_{ex} 和驱动电流的频率 f 有着密切关系;2)非晶丝的 GMI 效应与外加磁场的关系曲线呈对称分布。当外加磁场 H_{ex} 范围为 4.0~8.0 Oe 且激励电流的频率 f 为 300kHz 时,非晶丝的 GMI 效应与外加磁场 H_{ex} 的关系曲线的斜率较大且线性度较好。为此,本文所设计的 GMI 磁传感器的激励电流的频率为 300kHz,激励电流为 15mA,非晶丝长度为 20mm,非晶丝的线性工作区间为 -8.0~-4.0 Oe 和 +4.0~+8.0 Oe。

(3) 敏感探头设计

由上述两个线性工作区间可知,需通过分别施加正向偏置磁场 $H_{bp} = +6.0$ Oe 和反向偏置磁场 $H_{bn} = -6.0$ Oe 的方式,确保非晶丝敏感元件

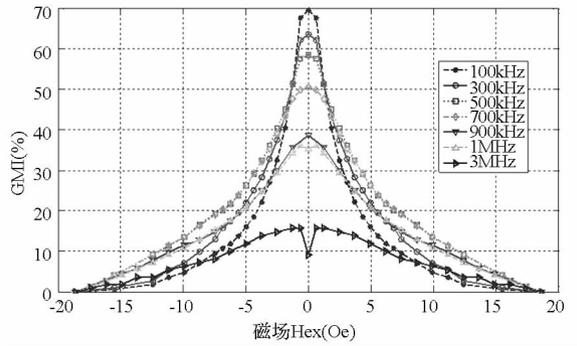


图 2 非晶丝 GMI 效应与外加磁场 H_{ex} 的关系

Fig. 2 The GMI ratio versus the external field H_{ex}

工作在最佳线性区域内。考虑到采用永磁体同时实现提供强度相同但方向相反的偏置磁场的难度较大,文中采取线圈偏置的方式,并通过调整流经线圈电流,为非晶丝提供合适的偏置磁场。

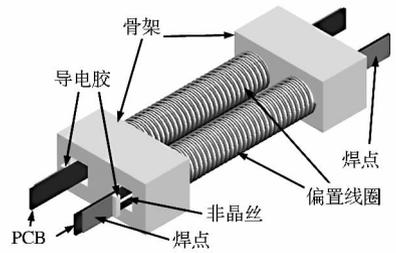


图 3 传感器敏感探头设计示意图

Fig. 3 The construction of our sensing head

传感器敏感探头结构如图 3 所示,每个偏置线圈的线圈匝数约为 600 匝(3 层),所采用的漆包铜线直径为 0.2mm。为防止高温焊接影响非晶丝的磁畴结构^[2],文中非晶丝材料两端利用导电胶粘接在焊点上,并且每根非晶丝均采用弹性硅胶固定在 PCB 底板上,以减小不同场合下非晶丝材料所受自由张力引起的应力效应影响^[9]。

根据图 2 所示非晶丝 GMI 特性所具备的对称性可知,施加正向偏置磁场 H_{bp} 的非晶丝敏感元件与施加反向偏置磁场 H_{bn} 的非晶丝敏感元件的输出电压将随着外加磁场 H_{ex} 的变化而呈现相反的变化趋势。假设两路非晶丝敏感元件的输出电压灵敏度均为 K ,则有:

$$\begin{cases} V_1 = -K(H_{bp} + H_{ex}) \\ V_2 = K(H_{bn} + H_{ex}) \end{cases} \quad (2)$$

则其差分输出电压 V_d 为:

$$\begin{aligned} V_d &= V_1 - V_2 \\ &= -2KH_{ex} - K(H_{bp} + H_{bn}) \end{aligned} \quad (3)$$

由式(3)可推断:图 3 所示的基于双非晶丝差分式结构的 GMI 磁传感器可提高其灵敏度和分辨能力。另外,该结构还可在一定程度上消除温度漂移、环境噪声等对传感器测量精度的影响^[7]。

2 传感器信号调理电路设计

图 4 给出了差动式 GMI 磁传感器的信号调理电路。该电路是由 300Hz 正交激励电源、正交锁定放大器、正交锁定放大器输出包络近似计算电路和仪用差动放大器组成的。具体工作原理如下所述。

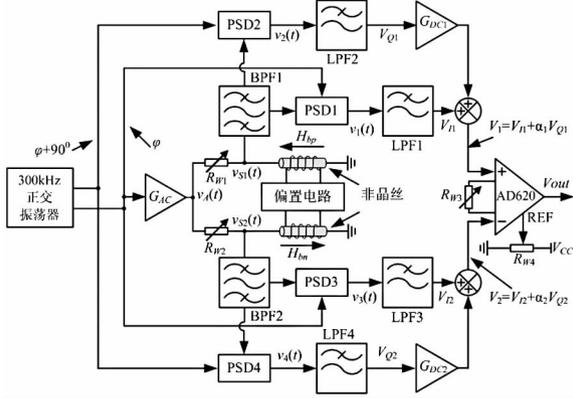


图 4 信号调理电路原理框图

Fig. 4 Block diagram of the conditioning circuit

(1) 正交锁定放大电路

谐振频率为 300kHz 的正交振荡器产生的同相参考信号 $r_1(t) = V_r \cos(\omega t)$ 经交流放大后,同时驱动两路非晶丝敏感元件,如图 4 所示。假设激励信号 $v_A(t) = A \cos(\omega t)$,非晶丝磁敏感器元件 i 的输出电压为 $v_{Si}(t)$ ($i = 1, 2$) (不妨假设两路非晶丝磁敏感器元件完全对称,为简化符号起见,以下讨论中,下标 i 均不再标注)。根据电路理论可知:

$$v_S(t) = A |G(j\omega)| \cos(\omega t - \theta) \quad (4)$$

式中

$$\begin{cases} G(j\omega) = \frac{R + j\omega L}{R_W + R + j\omega L} \\ \theta = \angle G(j\omega) \end{cases} \quad (5)$$

式中 R 和 ωL 分别为非晶丝交流阻抗 $Z = R + j\omega L$ 的电阻和感抗部分。根据 GMI 效应可知,非晶丝交流阻抗 Z 将随着外加磁场 H_{ex} 的变化而发生改变,即式(5)中 $G(j\omega)$ 与外加磁场 H_{ex} 有关。则有,非晶丝敏感元件两端输出信号的相位 θ 是与外加磁场 H_{ex} 有关的变化值。由于单路相敏检测器 PSD 输出的被测信号幅度正比于 $\cos\theta$,则相位 θ 的变化将直接影响单路相敏检测器 PSD 输出的幅值。而利用正交锁定放大电路,则可通过求解同相信号和正交信号的包络来消除相位 θ 的影响^[8]。

(2) 包络近似算法

根据正交锁定放大器的工作原理,可知图 4

中所示同相输出电压 V_I 和正交输出电压 V_Q 可分别表示为^[8]:

$$\begin{cases} V_I = V_S V_r \cos(\theta) / 2 \\ V_Q = V_S V_r \sin(\theta) / 2 \end{cases} \quad (6)$$

则正交锁定放大器输出包络 V_S 可写成:

$$V'_S = \sqrt{V_I^2 + V_Q^2} = V_S V_r / 2 \quad (7)$$

当 $V_Q < V_I$ 时,根据泰勒级数展开式,式(7)可简化成:

$$\begin{aligned} V &\approx V_I + (V_Q / 2V_I) \cdot V_Q \\ &\triangleq V_I + \alpha \cdot V_Q \end{aligned} \quad (8)$$

式中,比例系数 α 定义为:

$$\alpha = |V_Q| / 2 |V_I| \quad (9)$$

这表明,若将图 4 所示的直流放大器 G_{DC} 的放大倍数调整为式(9)的计算值,则可以近似实现常用正交锁定放大器中的包络计算电路。显然,由于同相输出 V_I 和正交输出 V_Q 均与外磁场 H_{ex} 有关系,因此,比例系数 α 随着外加磁场 H_{ex} 的变化而发生改变。但是,若该比例系数 α 在非晶丝敏感元件的线性工作区间内变化较小,则 α 可采用某一固定值。

(3) 仪用差动放大电路

如图 4 所示,正交锁定放大电路的两路设计输出 V_1 和 V_2 分别接至放大增益由可变电阻 R_{W3} 调节的低噪声仪用放大器 AD620 正负输入端,从而实现差动磁敏感探头两路输出信号的差分放大。利用差动放大器有效抑制电路噪声的作用,进一步提高 GMI 传感器输出电压 V_{out} 的信噪比。

考虑到外磁场 H_{ex} 为零时,GMI 传感器输出电压 V_{out} 有可能不为零,为此,在仪用放大器 AD620 的参考端 REF 接入调零电路(见图 4),通过调整电位器 R_{W4} 的阻值来实现 GMI 磁传感器调零功能。

3 实验结果与分析

为了验证上述 GMI 磁敏感探头及其信号调理电路的可行性,在室温条件下对 GMI 磁传感器的性能参数进行了反复测试。在实验过程中,外加磁场 H_{ex} 由定制的亥姆霍兹线圈产生(为避免地磁场的影响,外加磁场 H_{ex} 与地磁场方向保持垂直)。

(1) 比例系数 α 的选取

根据无限长载流螺线管的磁场强度计算公式,调节偏置电路的输出电流大小约为 31.8mA,此时正向偏置磁场 H_{bp} 约为 6.0 Oe,反向偏置磁场 H_{pm} 约为 -6.0 Oe。图 5 分别给出了两路正交

锁定放大电路的同相输出电压 V_{Ii} 和正交输出电压 V_{Qi} 的多次测量平均值以及比例系数 α_i 与外加磁场 H_{ex} 的关系曲线 ($i = 1, 2$, 下同)。

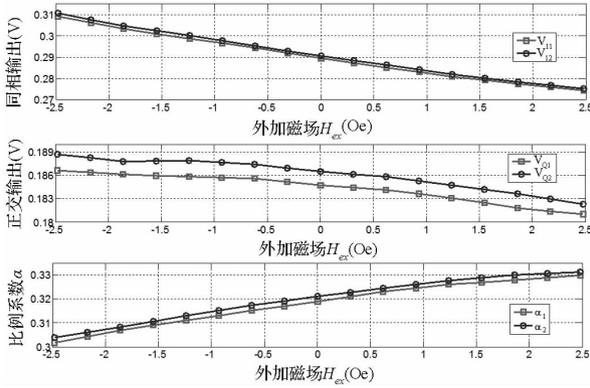


图 5 同相输出 V_I 、正交输出 V_Q 和比例系数 α 与外加磁场 H_{ex} 的关系

Fig. 5 The in-phase output V_I , quadrature output V_Q and coefficient α versus the external field H_{ex}

从图 5 可以看到:1)同相输出 V_{Ii} 和正交输出 V_{Qi} 均随着外加磁场 H_{ex} 的增加而单调递减,且同相输出 V_{Ii} 始终大于其相应正交输出 V_{Qi} 。因此,式(8)提出的简化表达式是合理的;2)随着外加磁场 H_{ex} 的增加,比例系数 α_i 也随之递增。但正交输出电压 V_{Qi} 和比例系数 α_i 的变化均比较

小,故采用固定值代替式(9)的计算值是可行的。

表 1 分别为不同固定比例系数 α 情形下,输出电压 $V_{ai}(H_{ex}) = V_{Ii}(H_{ex}) + \alpha_i V_{Qi}(H_{ex})$ 所对应最小二乘拟合函数 $V'_{ai}(H_{ex}) = p_{1i} H_{ex} + p_{2i}$ 及相关参数。其中, p_{1i} 和 p_{2i} 分别为该拟合函数的斜率和截距,参数 α_{imin} 、 α_{imax} 和 α_{iavg} 分别为式(9)所得比例系数 α_i 的最小值、最大值和平均值,且拟合前后均方根误差 (Mean Square Error, MSE) 和最大偏差 $error_{max}$ 分别定义为:

$$\begin{cases} MSE = \sqrt{\sum_{i=1}^n [V'(H_{ex}) - V(H_{ex})]^2 / n} \\ error_{max} = \max(|V'(H_{ex}) - V(H_{ex})|) \end{cases} \quad (10)$$

从表 1 中,可得出以下结论:

1)当比例系数 α_i 不为零时,其对应拟合函数的斜率 p_{1i} 、均方根误差 MSE_i 和最大偏差 $error_{imax}$ 等参数均优于比例系数 α_i 为零时的相应值。由于拟合函数的斜率对应于 GMI 磁传感器的灵敏度,而其最大偏差反映了 GMI 磁传感器的线性度,因此,与单路相敏检测器的输出 V_{Ii} 相比较,通过利用比例系数 α_i 引入正交输入 V_{Qi} ,可以获得更高的灵敏度和更好的线性度;

表 1 拟合函数 $V'_{ai}(H_{ex})$ 及相关参数与比例系数 α_i 的关系

Tab. 1 The fitted polynomial $V'_{ai}(H_{ex})$ and its related parameters versus coefficient α_i

输出电压	比例系数 α_i	斜率 p_{1i}	截距 p_{2i}	均方根误差 MSE_i	最大偏差 $error_{imax}$
$V_{11} = V_{I1}$	0	-0.0070	0.2902	0.0007	0.0016
$V_{\alpha 1min} = V_{I1} + \alpha_{1min} V_{Q1}$	0.3017	-0.0074	0.3459	0.0006	0.0015
$V_{\alpha 1max} = V_{I1} + \alpha_{1max} V_{Q1}$	0.3298	-0.0074	0.3510	0.0006	0.0015
$V_{\alpha 1avg} = V_{I1} + \alpha_{1avg} V_{Q1}$	0.3158	-0.0074	0.3484	0.0006	0.0015
$V_{12} = (V_{I1}^2 + V_{Q1}^2)^{1/2}$	-	-0.0066	0.3439	0.0005	0.0011
输出电压	比例系数 α_2	斜率 p_{12}	截距 p_{22}	均方根误差 MSE_2	最大偏差 $error_{2max}$
$V_{21} = V_{I2}$	0	-0.0070	0.2902	0.0014	0.0029
$V_{\alpha 2min} = V_{I2} + \alpha_{2min} V_{Q2}$	0.3038	-0.0075	0.3479	0.0006	0.0014
$V_{\alpha 2max} = V_{I2} + \alpha_{2max} V_{Q2}$	0.3311	-0.0076	0.3530	0.0006	0.0014
$V_{\alpha 2avg} = V_{I2} + \alpha_{2avg} V_{Q2}$	0.3174	-0.0075	0.3504	0.0006	0.0014
$V_{22} = (V_{I2}^2 + V_{Q2}^2)^{1/2}$	-	-0.0067	0.3458	0.0005	0.0011

2)对正交锁定放大器的包络输出 $V_{2i} = (V_{Ii}^2 + V_{Qi}^2)^{1/2}$ 进行线性拟合的最大偏差 $error_{imax}$ 和均方根误差 MSE_i , 均比按近似公式(8)的计算结果小。但是,两者均方根误差相接近,即其相应的传感器的线性度相接近;而前者的斜率小于后者,则意味采用近似计算公式(8)可以获得较高的灵敏度。

3)当比例系数 α_i 分别取最小值 α_{imin} 、最大值 α_{imax} 和平均值 α_{iavg} 时,其拟合函数所对应的斜率 p_{1i} 、均方根误差 MSE_i 和最大偏差 $error_{imax}$ 几乎没有变化,因此采用一个固定的 α_i 值是可行的(通常取 $\alpha_i = \alpha_{iavg}$)。

(2) 传感器性能测试

基于上述讨论,图 4 中直放大器 G_{DC1} 和

G_{DC2} 的放大倍数均调节至约0.32。同时,通过调整低噪声仪用放大器AD620的外围可变电阻 R_{W3} 和 R_{W4} ,实现传感器的满量程输出。即当外加磁场 H_{ex} 为 $-2.00e$ 时,传感器的输出约为 $1.5V$;当外加磁场 H_{ex} 为零时,其对应输出为 0 ;而当外加磁场 H_{ex} 为 $2.00e$ 时,传感器的输出则为 $-1.5V$ 。

传感器实际输出电压曲线如图6所示,其拟合函数为 $V' = -0.748H_{ex} + 0.0043$,拟合前后的均方根误差MSE为0.0183,最大偏差 $error_{max}$ 为0.0147。则有:在外加磁场 H_{ex} 范围为 $-2.00e \sim +2.00e$ 内,该GMI磁传感器的灵敏度可达 $748mV/Oe$,线性误差约为 $0.98\% FS$ 。而当采用传统的正交锁定放大器输出时,其拟合函数为: $V = -0.744H_{ex} + 0.0036$,拟合前后的均方根误差MSE为0.0180,最大偏差 $error_{max}$ 为0.0143。由此可见,采用近似算法对该GMI磁传感器的输出拟合函数影响并不明显。另外,当采用非差动式非晶丝磁敏传感器组件时,传感器输出拟合曲线的线性误差则约为 $3.91\% FS$ 。

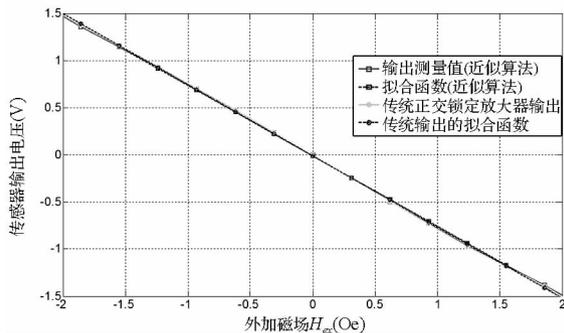


图6 传感器输出电压及其拟合函数与外加磁场 H_{ex} 的关系曲线

Fig. 6 The output voltages of the sensor and its fitted polynomial functions versus the external field H_{ex}

下面分析该GMI磁传感器的噪声特性。当外加磁场 H_{ex} 为零时,利用数字化仪采集此时传感器的输出电压(采样频率为 $2kHz$,采样点数为1024)。图7(a)给出了GMI磁传感器输出稳定后所采集的部分实验数据,图7(b)为该实验数据的功率谱密度。

则有:(1)当外加磁场为零时,传感器此时输出噪声的最大幅值约为 $1mV$,所对应的噪声磁场约为 $1.33mOe$,即 $133nT$ (注: $1.00e = 10^{-4} T$);(2)传感器的输出噪声平均功率谱密度约为 $0.8nT/Hz^{1/2}$ 。与文献[7]提出的基于峰值检测技术的差分式GMI磁传感器相比较,本文提出的GMI磁传感器的噪声平均功率谱密度约小一个数量级。

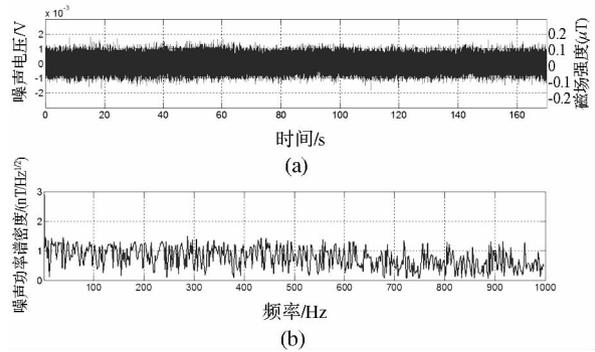


图7 (a)传感器输出噪声及其对应磁场强度;
(b)噪声功率谱密度

Fig. 7 (a) The output noise and its corresponding magnetic field;
(b) The noise power spectral density

4 结论

本文利用双CoFeBSi非晶丝差分结构的敏感探头,设计了一种基于GMI效应的高灵敏度磁传感器。与目前基于峰值检测技术的GMI磁传感器相比,首先,本文研发的GMI磁传感器利用正交锁定放大器可有效抑制噪声的能力,降低了输出噪声功率谱密度,从而提高了该GMI磁传感器的分辨率;其次,采用输出包络近似算法,有效降低正交锁定放大器的电路复杂度。在未来的工作中,将通过引入微弱信号处理算法^[10-11],进一步提高GMI磁传感器的性能。

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(2): 323-420.
- [2] Lenz J, Edelstein A S. Magnetic sensors and their applications [J]. IEEE Sensors Journal, 2006, 6(3): 631-649.
- [3] Meydan T. Application of amorphous materials to sensors [J]. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 1994, 133(1-3): 525-532.
- [4] Panina L V, Mohri K, Bushida K, et al. Giant magnetoimpedance and magneto-inductive effects in amorphous alloy [J]. Journal of Applied Physics, 1994, 76: 6198-6203.
- [5] Mohri K, Uchiyama T, Shen L P, et al. Amorphous wire and CMOS IC-based sensitive micro-magnetic sensors (MI sensor and SI sensor) for intelligent measurement and controls [J]. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 2002, 249(1-2): 351-356.
- [6] Zhao W, Bu X Z, Yu G L, et al. Feedback-type giant magnetoimpedance sensor based on longitudinal excitation [J]. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 2012, 324(19): 3073-3077.
- [7] Yu G L, Bu X Z, Yang B, et al. Differential-type GMI magnetic sensor based on longitudinal excitation [J]. IEEE Sensors Journal, 2011, 11(10): 2273-2278.
- [8] 高晋占. 微弱信号检测 [M]. 2版. 北京: 清华大学出版社, 2011.

GAO Jinzhan. Detection of weak signals [M]. 2nd ed. Beijing: Tsinghua University Press, 2011. (in Chinese)