

DOI: 10.7652/xjtuxb201306017

聚磁式光学电流互感器饱和特征的记忆效应补偿研究

韦兆碧^{1,2}, 杨银堂¹, 马志瀛², 惠培智²

(1. 西安电子科技大学微电子学院, 710071, 西安; 2. 西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安)

摘要: 为补偿聚磁式光学电流互感器(OCT)的磁滞与磁饱和特性对测量线性度和精度的影响,提出具有记忆效应的非线性滤波器补偿模型。该模型将传统 FIR 滤波器系数用多项式表达的函数代替,使其同时具有非线性拟合和记忆输出能力。利用实测数据训练使非线性滤波器补偿模型输出与磁滞、磁饱和特性输出成反函数关系,将训练好的模型添加到聚磁式 OCT 中,实现对聚磁铁芯的非线性和记忆效应补偿。实验结果表明,基于非线性记忆效应补偿的聚磁式 OCT 在铁芯低饱和状态下仍具有较高的测量精度,采样样本的线性测量区间延伸了 4.76 倍,均方根误差提高约 15 dB,有效地补偿了聚磁式 OCT 应用中聚磁铁芯的磁滞和磁饱和效应。

关键词: 聚磁式 OCT; 磁饱和; 记忆效应; 非线性补偿

中图分类号: TM452; TM93 **文献标志码:** A **文章编号:** 0257-987X(2013)06-0097-06

Memory Effect Compensation for Saturation of Magnetism Gathering Optical Current Transformer

WEI Zhaobi^{1,2}, YANG Yintang¹, MA Zhiying², HUI Peizhi²

(1. School of Microelectronics, Xidian University, Xi'an 710071, China;

2. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: To compensate the hysteresis and saturation characteristic of magnetic iron core, a nonlinear module based filter with memory effect is proposed. This module adopts polynomial functions instead of the coefficients of FIR filter to make the output get nonlinear fitting and memory. The existing parameters of magnetism gathering OCT(optical current transformer) measurements are used to train this module, whose output acts as an inverse function of the hysteresis and saturation characteristics. The experiments verify the effectiveness of the polynomial nonlinear compensation method with memory effect, the linear range extends 4.76 times, RMS error increases by about 15 dB, and output of magnetism gathering OCT keeps accurate in under-saturation state of magnetic iron core.

Keywords: magnetism gathering optical current transformer; magnetic saturation; memory effect; nonlinear compensation

聚磁式光学电流互感器(聚磁式 OCT)利用聚磁铁芯能够聚磁的机理,通过聚磁铁芯增强磁光晶体所处的磁场,从而达到提高 OCT 测量灵敏度的目的。与其他类型的 OCT 相比,聚磁式 OCT 具有

测量灵敏度高、方便灵活、体积小、质量轻的优点。同时,由于聚磁式 OCT 采用直通结构,光学结构相对简单,易于加工生产,因而具有较好的应用前景,国外对于聚磁式 OCT 的研究较早,也有一些产品

收稿日期: 2012-11-19。 作者简介: 韦兆碧(1974—),男,博士后。 基金项目: 高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(20050698007)。

网络出版时间: 2013-03-07

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20130307.0828.005.html>

见诸于报道。由于聚磁铁芯的存在,聚磁式 OCT 的输出不可避免地具备一些铁磁特征,虽然聚磁铁芯上留有气隙,在一定的范围内磁滞和磁饱和可以不考虑,但是当电流较大时磁滞和磁饱和将会影响到聚磁式 OCT 的测量结果和测量范围^[1]。目前,国外已经有一些聚磁式 OCT 产品见诸报道^[2-4],但关于聚磁式 OCT 在铁芯饱和状态下的补偿研究,在国内的文献中还鲜有提及。作者前期研究基于一般多项式的非线性补偿方法,对磁饱和进行了有效的补偿,但对磁滞效应补偿效果有限。

本文通过对聚磁式 OCT 的磁滞和磁饱和特征进行研究,提出了聚磁式 OCT 在饱和特征下具有“记忆效应”,结合作者前期研究的非线性补偿方法,建立基于记忆效应的补偿模型,通过对聚磁式 OCT 测量结果进行补偿校准,使聚磁式 OCT 在铁芯低饱和状态下仍具有较高的测量准确度。

1 聚磁式 OCT 的饱和特征

当电力系统出现故障或电流过大时,磁饱和产生的影响将直接影响到聚磁式 OCT 的输出,导致聚磁式 OCT 的测量结果不能达到要求。为了验证磁饱和对聚磁式 OCT 性能的影响,论文进行了以下实验。实验选用 YB73-70 D21 型硅钢片,方形铁芯内边长为 60 mm,铁芯外边长为 100 mm,铁芯截面积为 200 mm²,气隙长度为 15 mm,用以代替被测母线的一次侧线圈为 208 匝,一次侧线圈电流从 0 A 增加到 5.1 A 等同于被测电流对应从 0 A 增加到 1 061 A。

图 1a 给出了被测电流有效值从 62 A 到 1 061 A 变化时,聚磁式 OCT 的输出实测结果,图 1b 是一种基于时域的输入-输出分析波形。从图中可以看出,当被测电流不断增加,聚磁式 OCT 与被测电流的输入-输出曲线由线性对应逐步过渡到非线性对应关系,当电流较大时聚磁式 OCT 的饱和特征非常明显。

为了定量地对聚磁式 OCT 的饱和特征进行描述,参照电子式电流互感器国标 GB/T20840.8—2007 对上述测量结果进行电流(比值)误差标定,其中电流(比值)误差是电子式电流互感器测量电流时出现的误差,是由实际变比不等于额定变比而产生的。对模拟量输出,电流误差为

$$\epsilon = \frac{K_n U_s - I_p}{I_p} \times 100\% \tag{1}$$

式中: K_n 为额定变比; I_p 为二次谐波输出,包括谐波

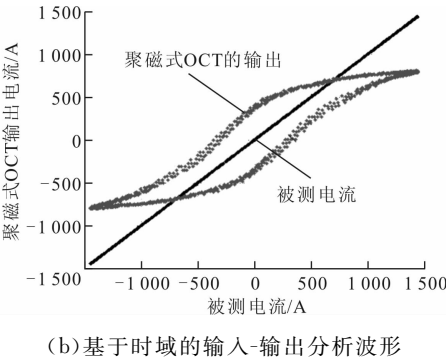
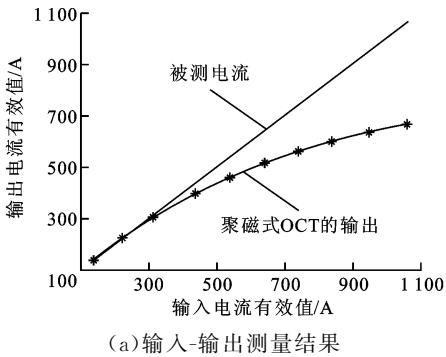


图 1 聚磁式 OCT(铁芯截面积 200 mm²) 的输入-输出实测结果

和次谐波分量等于 0 时实际一次电流的方均根值; U_s 为二次转换器输出的方均根值。

上述实验模型在实验室条件下,测量得到的铁芯低饱和状态下聚磁式 OCT 的输出及比值误差数据见表 1。从表中可以看出,当被测电流的有效值超过 223.29 A 时,聚磁式 OCT 电流输出比值误差已经大于 0.5%,并且随着被测电流的增加,比值误差越来越大。

表 1 铁芯低饱和状态下聚磁式 OCT 的输出及比值误差

被测电流/A	输出电流/A	比值误差/%
138.10	137.48	-0.45
223.29	224.40	0.50
315.54	304.49	-3.51
435.15	404.25	-7.10
536.89	461.07	-14.12
639.90	514.68	-19.57
740.47	560.25	-24.34
838.44	595.83	-28.97
947.22	635.32	-32.93
1 060.71	667.15	-37.10

通过上述实验可以看出,当被测电流超过聚磁式 OCT 的线性测量范围之后再继续增大,将会使聚磁铁芯内的磁滞和磁饱和现象不断加剧,最终导致测量误差越来越大,测量系统不能正确地反映被测电流的变化,从而使测量系统丧失作用。

由于气隙的存在,聚磁式 OCT 在一定的测量范围可以不考虑磁滞和磁饱和现象,然而当被测电流不断增大,铁芯内的磁滞和磁饱和就不能被忽视^[5]。对于聚磁式 OCT 的饱和特征补偿,传统的硬件补偿很难得到满意的效果,而应用软件补偿的方法,可方便灵活地实现对聚磁式 OCT 饱和特征的非线性补偿。

2 基于一般多项式的饱和特征补偿

基于一般多项式的饱和特征非线性补偿方法的核心思想来自于数学上的反函数思想,即在聚磁式 OCT 的输出部分增加一个非线性单元(特征函数为 $F(S_i)$),只要该单元的特性曲线与聚磁式 OCT(特征函数为 $G(S_i)$)的特性曲线互补,即 $F(S_i)G(S_i)$ 等于常数,就可以对聚磁式 OCT 的非线性进行补偿。本文根据对聚磁式 OCT 在铁芯低饱和状态下的输出进行失真分析,建立了一个以高准确度 CT 输出信号幅值为参量的非线性补偿模型,则非线性补偿模型可以描述为

$$X_{\text{dis}}(n) = f(P_n)X(n) \quad (2)$$

式中: $f(\cdot)$ 为非线性补偿模型函数; P_n 为 $f(\cdot)$ 的参量,本文取聚磁式 OCT 输出的信号模值; $X(n)$ 为补偿前聚磁式 OCT 的输出信号; $X_{\text{dis}}(n)$ 为经非线性校正后的互感器输出。

在非线性处理中,非线性表达式 $f(P_n)$ 可以用一个多项式来进行逼近,可以表示为

$$f(P_n) = \sum_{k=0}^K a_k P_n^k \quad (3)$$

式中: a_k 为第 k 阶多项式的系数; K 为多项式逼近的最大阶数。

将式(3)代入式(2)中,则模型可以表示为

$$X_{\text{dis}}(n) = \sum_{k=0}^K a_k P_n^k X(n) \quad (4)$$

因此,非线性失真逆模型的求解可以表示为一个多项式系数 $W = (a_0, a_1, \dots, a_k)$ 的求取过程。在实验室中将测量得到的聚磁式 OCT 输出作为 $X(n)$, 高精度 CT 输出作为 $X_{\text{dis}}(n)$, 求解出多项式系数 W 。然后,将多项式带入到式(2)中对聚磁式 OCT 进行补偿。

图 2 给出了输入电流为 947.22 A 时一般多项式法补偿后的实测结果,图中把对应电流互感器检测输出信号的电压幅值称为模值(标么值)。从实际采集数据的分析结果看,经过一般多项式的非线性校正后,聚磁式 OCT 输出模值与被测电流真实模值的误差较之未补偿前有明显减小,然而从图中也可以看出,虽然模值误差有了一定的改善,但是其准确度仍然难于满足要求。要使聚磁式 OCT 的测量准确度满足测量或计量需要,必须选用新的方法和手段^[1]。

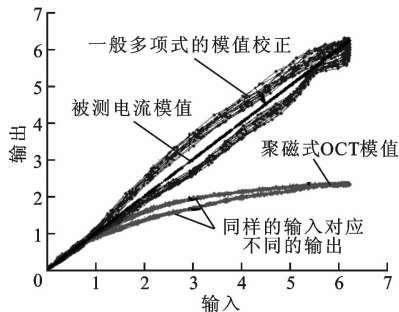


图 2 一般多项式法补偿后的实测结果

为了对校准前后的区别进行定量分析,本文引入均方根误差 δ 进行说明。为了方便描述,本文仍取输入电流为 947.22 A 时补偿前后样本的时域 δ 进行说明

$$\delta(x, y) = \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^n |x - y|^2 \right)^{1/2} \quad (5)$$

从式(5)可以得到:聚磁式 OCT 被测电流输出的 $\delta = 2.656$;校正后聚磁式 OCT 被测电流输出的 $\delta = 0.283$ 。即经过一般多项式的模值校正后,聚磁式 OCT 的输出精度提高了约 10 dB。

基于一般多项式的补偿方法虽然在一定范围内提高了聚磁式 OCT 的测量精度,但由于该方法没有考虑到铁芯磁滞效应对测量精度的影响,因此补偿效果有限。为了更进一步的补偿磁饱和、磁滞效应,在一般多项式补偿的基础上作者提出基于记忆效应的补偿方法。

3 基于记忆效应的补偿方法

3.1 记忆效应建模

由图 2 可以直观看出,即使经过一般多项式补偿方法的模值校准后,聚磁式 OCT 输出模值与被测电流的模值还存在一定的误差。另外,观测未经补偿的聚磁式 OCT 模值特征可以发现,即使对于同一个输入,其输出可能对应不同检测结果。根据

文献[6-7],输出不仅仅是由当前时刻的输入决定,同时还跟过去时刻的输入有关的系统称为记忆系统。图 2 中同一个输入电流对应非单一聚磁式 OCT 的输出现象,本文称之为聚磁式 OCT 输出的“记忆效应”,用公式可以表示如下。

无记忆效应

$$X_{\text{dis}}(n) = g(X(n)) = f(P_n)X(n) \quad (6)$$

有记忆效应

$$X_{\text{dis}}(n) = g(X(n), X(n-1), \dots) \quad (7)$$

当不考虑非线性时,系统的记忆效应可以用一个 FIR 滤波器的形式来表示,如图 3 所示。图中输出信号的响应是由多个时刻的输入信号决定的(其中 Z^{-1} 为延时单元, a_q 为多项式系数),高准确度 CT 输出信号可以表示为

$$y(n) = \sum_{q=0}^Q a_q x(n-q) \quad (8)$$

显然,根据式(8),输出信号是由当前信号点及其前面时刻 Q 个点共同作用得到的,本文称 Q 为记忆深度。

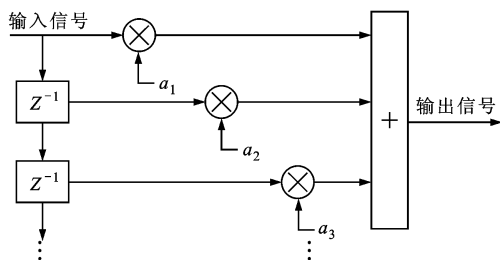


图 3 FIR 滤波器形式的记忆效应

3.2 非线性滤波器

根据对聚磁式 OCT 的输出特性进行分析,发现该系统的输出同时具有非线性和记忆效应。对于这种系统,理论上可以用 Volterra 级数模型来进行

表征,但是 Volterra 级数是一个非常复杂的模型,在工程上无法实现。根据文献[8],本文对 Volterra 级数进行简化,只取其主对角线的部分,得到一个非线性滤波器模型,对比 FIR 结构模型,非线性滤波器模型可以表示为图 4 的形式。图中 $f(P_n)$ 为以输入信号模值为参量、非线性逼近的多项式。将图 4 写成公式的形式可以表示为

$$X_{\text{dis}}(n) = \sum_{q=0}^Q \sum_{k=0}^K a_{kq} P_{n-q}^k X(n-q) \quad (9)$$

式中: K 为多项式的最大阶数; Q 为非线性滤波器的最大阶数(记忆深度)。

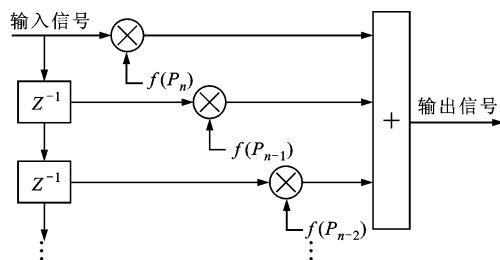


图 4 非线性滤波器模型

用最小二乘法求多项式系数 $W = [a_{00}, a_{10}, \dots, a_{K0}, \dots, a_{0Q}, a_{1Q}, \dots, a_{KQ}]$, 令

$$\epsilon_n = y(n) - \sum_{q=0}^Q \sum_{k=0}^K a_{kq} P_{n-q}^k X(n-q) \quad (10)$$

使用最小二乘法,则误差可以描述为

$$\min \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \epsilon_n^2 \right) \quad (11)$$

式中: N 为训练样本的个数。

将式(10)写成矩阵形式的预失真表达式,用点乘“ $\cdot$ ”表示矩阵对应元素相乘,同时令 $X \cdot P = A$,则误差向量可表示为

$$E = Y - X \cdot P \cdot W = Y - A \cdot W \quad (12)$$

式中

$$P = \begin{bmatrix} 1 & p_{1+Q} & p_{1+Q}^2 & \cdots & p_{1+Q}^K & 1 & p_Q & p_Q^2 & \cdots & p_Q^K & \cdots & 1 & p_1 & p_1^2 & \cdots & p_1^K \\ 1 & p_{2+Q} & p_{2+Q}^2 & \cdots & p_{2+Q}^K & 1 & p_{1+Q} & p_{1+Q}^2 & \cdots & p_{1+Q}^K & \cdots & 1 & p_2 & p_2^2 & \cdots & p_2^K \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & p_n & p_n^2 & \cdots & p_n^K & 1 & p_{n-1} & p_{n-1}^2 & \cdots & p_{n-1}^K & \cdots & 1 & p_{n-Q} & p_{n-Q}^2 & \cdots & p_{n-Q}^K \end{bmatrix}$$

$$X = \underbrace{\begin{bmatrix} x_{1+Q} & x_{1+Q} & \cdots & x_{1+Q} & x_Q & x_Q & \cdots & x_Q & \cdots & x_1 & x_1 & \cdots & x_1 \\ x_{2+Q} & x_{2+Q} & \cdots & x_{2+Q} & x_{1+Q} & x_{1+Q} & \cdots & x_{1+Q} & \cdots & x_2 & x_2 & \cdots & x_2 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ x_n & x_n & \cdots & x_n & x_{n-1} & x_{n-1} & \cdots & x_{n-1} & \cdots & x_{n-Q} & x_{n-Q} & \cdots & x_{n-Q} \end{bmatrix}}_{(Q+1) \times (K+1)}$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} x_{1+Q} & x_{1+Q}p_{1+Q} & \cdots & x_{1+Q}p_{1+Q}^K & x_Q & x_Qp_Q & \cdots & x_Qp_Q^K & \cdots & x_1 & x_1p_1 & \cdots & x_1p_1^K \\ x_{2+Q} & x_{2+Q}p_{2+Q} & \cdots & x_{2+Q}p_{2+Q}^K & x_{1+Q} & x_{1+Q}p_{1+Q} & \cdots & x_{1+Q}p_{1+Q}^K & \cdots & x_2 & x_2p_2 & \cdots & x_2p_2^K \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ x_n & x_np_n & \cdots & x_np_n^K & x_{n-1} & x_{n-1}p_{n-1} & \cdots & x_{n-1}p_{n-1}^K & \cdots & x_{n-Q} & x_{n-Q}p_{n-Q} & \cdots & x_{n-Q}p_{n-Q}^K \end{bmatrix}$$

$(Q+1) \times (K+1)$

$$\mathbf{W} = [\alpha_0 \quad \alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \cdots \quad \alpha_k]$$
$$\mathbf{Y} = [y_1 \quad y_2 \quad \cdots \quad y_n]^T$$
$$\mathbf{E} = [\varepsilon_0 \quad \varepsilon_1 \quad \varepsilon_2 \quad \cdots \quad \varepsilon_N]$$
$$\mathbf{E}^2 = \mathbf{Y}^2 - 2\mathbf{Y}\mathbf{A}^T\mathbf{W} + \mathbf{W}^T\mathbf{A}\mathbf{A}^T\mathbf{W} \quad (13)$$

为了得到 $\mathbf{E}^2$ 的最小极值,对式(13)求 $\mathbf{W}$ 的微分,得到

$$\nabla = 2\mathbf{R}\mathbf{W} - 2\mathbf{Q} \quad (14)$$

式中: $\mathbf{R} = \mathbf{A}\mathbf{A}^T$; $\mathbf{Q} = \mathbf{Y}\mathbf{A}$ 。

显然,式(12)中 $\mathbf{W}$ 的极小值(最小二乘解)为 $2\mathbf{R}\mathbf{W} - 2\mathbf{Q} = 0$,即

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{Q} \quad (15)$$

3.3 非线性滤波器模型补偿验证

在实验应用中,将高精度 CT 输出信号和聚磁式 OCT 输出信号按照式(12)进行训练,得到基于记忆效应的多项式系数值,将各系数代入到式(9),利用非线性滤波器模型对聚磁式 OCT 进行校正。

图 5 为基于记忆效应的模值校正补偿图,从图中可以看出,经过记忆效应补偿的处理,聚磁式 OCT 的输出模值几乎完全和被测电流模值重合,说明这种补偿方法非常适用于对聚磁式 OCT 的输出饱和特征的校正。

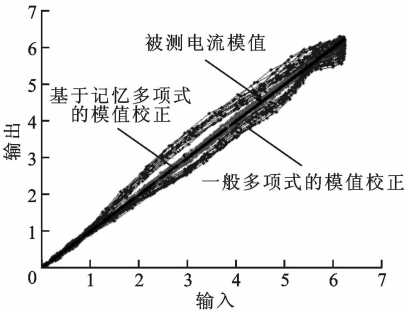
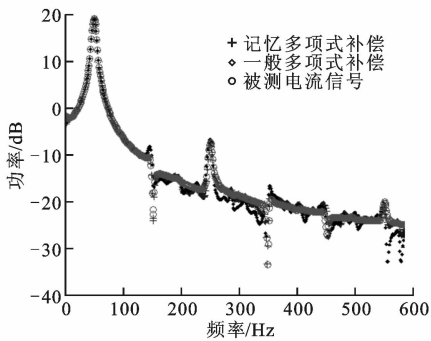


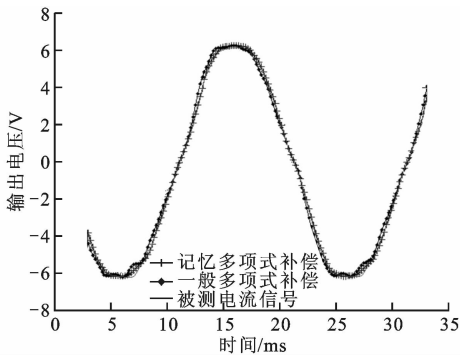
图 5 基于记忆效应的模值校正

图 6a 和图 6b 分别给出了被测电流、基于记忆效应补偿输出和一般多项式补偿输出的频谱分析和时域波形。观察图 6a 的频谱图可以看出,基于记忆效应的补偿效果明显优于不带记忆效应的一般多项式补偿效果,且输出频谱几乎完全跟踪了被测电流频谱的分布。图 6b 截取了样本补偿的一个周期,从图中可以明显看到基于记忆效应的补偿更接近被测

电流的真实波形。



(a) 频谱图



(b) 时域波形

图 6 聚磁式 OCT 测量结果的补偿效果图

表 2 是对聚磁式 OCT 输出电流值经过记忆多项式补偿后的仿真输出及比值误差表,对比表中数据可以看出,经过记忆多项式的非线性补偿,使采样样本的输出比值误差小于 0.5% 的范围从 223.29 A 延伸到 1 060.71 A,相应将测量范围扩大了 4.76 倍,并且对未饱和区域的数据补偿也有一定的效果。

对于 110 kV 电网的电流互感器额定电流 600 A 和 330 kV 电网的电流互感器额定电流 400 A 这两种情况,补偿后的聚磁式 OCT 在 0.5 精度要求下测量量程达 1 kA,满足稳态条件下 330 kV 和 110 kV 电网测量范围的要求,并留有足够的测量余量。

为了定量对比分析,仍取输入电流为 947.22 A,采用输出的均方根误差进行对比分析,则被测电流经记忆多项式校准后,聚磁式 OCT 输出的均方根误差为 0.088。

可以看出,引入记忆深度为 2 的非线性滤波器对聚磁式 OCT 的输出进行校正后,相对于无记忆效应的一般多项式校正方法,采样样本的均方根误差又降低了约 5 dB。

表 2 经过记忆多项式补偿后的仿真输出及比值误差

被测电流 有效值/A	输出电流 有效值/A	比值误 差/%	补偿后 输出电流 有效值/A	补偿后 比值误 差/%
138.10	137.48	-0.45	137.59	-0.37
223.29	224.40	0.50	222.48	-0.36
315.54	304.49	-3.51	315.77	0.07
435.15	404.25	-7.10	433.96	-0.27
536.89	461.07	-14.12	538.18	-0.24
639.90	514.68	-19.57	637.93	-0.31
740.47	560.25	-24.34	739.61	-0.12
838.44	595.83	-28.97	836.80	-0.19
947.22	635.32	-32.93	948.11	0.10
1 060.71	66.15	-37.10	1 062.63	0.18

4 结 论

(1)本文对聚磁式 OCT 的磁饱和和特征进行研究,对聚磁式 OCT 铁芯在低饱和状态下的磁滞和磁饱和特性进行分析,提出了聚磁式 OCT 在“饱和”特征下的输出具有“记忆”效应,结合这一思想给出了一种基于记忆效应的非线性滤波器补偿模型,并经过推导给出计算方法,为补偿聚磁式 OCT 提供了理论基础。

(2)本文通过多项式逼近法和 FIR 滤波器结构的结合,提出非线性滤波器补偿模型,并利用高精度 CT 测量的数据对系数矩阵进行训练,达到快速准确的建模要求,方便工程应用。

(3)实验数据结果表明,基于记忆多项式的非线性补偿具有较好的补偿效果,通过补偿使实验样品的线性测量区间延伸了 4.76 倍,均方根误差提高了约 15 dB。从实验结果来看,基于记忆效应的非线性滤波器补偿方法极大地提高了聚磁式 OCT 在铁芯低饱和情况下的线性度,对磁滞效应也有良好的补偿效果,相比一般多项式的非线性补偿方法精度更高、线性度更好。

参考文献:

[1] 韦兆碧, 马志瀛, 董自亮, 等. 聚磁式 OCT 传感头聚磁铁心结构的仿真研究 [J]. 高压电器, 2007, 43(5): 336-339.
WEI Zhaobi, MA Zhiying, DONG Ziliang, et al. Re-

search on sensor head structure simulation of magnetism gathering OCT [J]. High Voltage Apparatus, 2007, 43(5): 336-339.
[2] LI Gongde, KONG M G, JONES G R, et al. Sensitivity improvement of an optical current sensor with enhanced Faraday rotation [J]. Journal of Lighwave Technology, 1997, 15(12): 2246-2252.
[3] MIHAILOVIC P, PETRICEVIC S, STOJKOVIC Z, et al. Development of a portable fiber-optic current sensor for power systems monitoring [J]. IEEE Trans on Instrum Meas, 2004, 53(1): 24-30.
[4] PETERSEN A E. Portable optical AC- and proposed DC-current sensor for high voltage applications [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1995, 10(2): 595-599.
[5] 肖伟平, 黄邵平. 考虑磁滞现象的变压器饱和特性仿真分析 [J]. 高压电器, 2005, 41(4): 254-256.
XIAO Weiping, HUANG Shaoping. Simulation analysis on saturation characteristics of transformer considering hysteresis [J]. High Voltage Apparatus, 2005, 41(4): 254-256.
[6] DING L, ZHOU G T, MORGAN D R. A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials [J]. IEEE Trans on Communications, 2004, 52(1): 159-164.
[7] MCBEATH S, PINCKLEY D. Digital memory-based predistortion [C]// IEEE MTT-s International Microwave Symposium. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2005: 2055-2058.
[8] 魏瑞轩. 基于 Volterra 级数模型的非线性系统辨识及故障诊断方法研究 [D]. 西安: 西安交通大学, 2001.

[本刊相关文献链接]

司刚全, 张寅松, 娄勇. 考虑自支持度和互支持度的多传感器一致性测度算子. 2012, 46(10): 20-23.
贺国, 王豪, 史日安. 一种船用超声液位传感器的优化设计模型. 2012, 46(5): 44-49.
张平, 张小栋, 刘春翔. 双圈同轴式光纤位移传感器的输出特性. 2012, 46(3): 27-30
邢文奇, 胡红利, 董军. 采用互相关与自适应滤波算法测量流速的比较研究. 2011, 46(6): 111-115.
李彬, 王文杰, 殷勤业, 等. 一种利用天线旋转的无线传感器网络定位算法. 2011, 46(4): 60-66.
刘晔, 张璐, 杨新伟, 等. 采用硬件神经电路的压力传感器零点温漂补偿研究. 2010, 45(8): 10-14.
赵立波, 赵玉龙, 李建波, 等. 倒杯式耐高温高频响压阻式压力传感器. 2010, 45(7): 50-54.

(编辑 杜秀杰)