

DOI:10.19651/j.cnki.emt.1802313

同步自整角机自动测试系统测角误差研究^{*}

秦晓楠 李 鹏 郁明辉

(南京航空航天大学 自动化学院 南京 211106)

摘 要: 同步自整角机自动测试系统被用于精确测量同步自整角机的旋转角度,其角度测量误差是该系统的主要性能参数。对此,本文基于神经网络对该系统的测角误差进行了分析与补偿,从而减小角度测量的误差。首先介绍了这种测试系统的测角原理,然后分别对系统内 SDC 轴角数字转换芯片输入信号的幅度失配、相位不正交、与激磁信号不同相等问题进行了建模并获得误差表达式。最后,在误差补偿方面,分别从硬件和软件角度进行减小和补偿误差:硬件部分通过设计滤波移相电路以滤除高频噪声从而减小误差;软件部分提出了基于 BP 神经网络的误差补偿措施。通过实验数据的分析,采用 16 位转换器的同步自整角机自动测试系统的测角精度为 $0.3'$,并且经过误差补偿后同步自整角机自动测试系统的测量误差小于 $\pm 6'$,满足精度设计要求。

关键词: 同步自整角机;AD2S80A;测角系统;误差分析;误差补偿

中图分类号: TP274.1;TN911.6 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 535.10

Research on angle measurement error of synchro auto-test system

Qin Xiaonan Li Peng Yu Minghui

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China)

Abstract: Synchro auto-test system is used to measure the rotation angle of angular displacement sensor synchro. The angle measurement error is the main performance parameter of the system. Based on neural network, this paper analyses and compensates the angle measurement error of the automatic test system of the synchro. In this paper, the principle of angle measurement of such a testing system is introduced first. Then, the amplitude mismatch, phase unorthogonality, phase shift between the input signal of SDC conversion chip in the system. The input noise of SDC caused by environmental noise are analyzed respectively, and the error expression is obtained. In this paper, the error is reduced and compensated from the perspective of hardware and software respectively. In the hardware part, the filter phase shift circuit is designed to eliminate high frequency noise. In the software part, The error compensation measure based on BP neural network is proposed. By analysis the results of experiment, the angle measurement accuracy of synchro automatic measurement system using 16Bit converter is $0.3'$. After error compensation, the error of the automatic testing system of synchro is less than $\pm 6'$, which is met high-precision measurement requirements of the synchro dynamic angle measurement system.

Keywords: synchro; AD2S80A; angle measuring system; error analysis; error compensation

0 引 言

同步自整角机自动测试系统是一种轴角测试系统,被广泛应用于航天领域中。该系统由同步自整角机、轴角转换电路和单片机角度处理显示模块组成。随着自动控制技术的飞速发展,高精度的同步自整角机测角系统所输出的位置信号对于飞机舵机角位移的精确测量至关重要,从而可以提高伺服系统的控制精度^[1]。同步自整角机自动测试

系统的测量误差主要来源于同步自整角机的零位误差,测试环境的噪声干扰,以及轴角转换电路的测量误差。早在 20 世纪 50 年代美国就开始研制自整角机,而后 70 年代对轴角转换技术展开研究,以 AD 公司生产的 SDC 同步数字转换器为代表^[2]。随后国内江苏自动化研究所也研发了多个系列的轴角数字转换器,精度可以达到 $0.3'$ 。然而,目前我国在同步自整角机测角系统的误差建模和误差补偿方面与世界先进水平仍有一定差距。因此,本文的研究对于缩

收稿日期:2018-11-13

^{*} 基金项目:973 计划项目“大型客机减阻机理和方法研究”(2014CB744800)资助

短在测角误差分析补偿方面和世界先进水平的差距有重要意义。本文分析了同步自整角机自动测试系统的工作原理,并且分别对系统内 SDC 轴角数字转换芯片输入信号的幅度失配、相位不正交、与激磁信号不同相等问题进行建模与分析。最终分别从测试系统的硬件电路上减小测角误差以及从软件角度提出基于 BP 神经网络的误差补偿措施。

1 系统轴角转换原理

同步自整角机自动测试系统由同步自整角机、激励电源、Scott 变压器、基于 AD2S80A 芯片的轴角数字转换电路、单片机处理显示模块组成^[2-3],系统结构如图 1 所示。

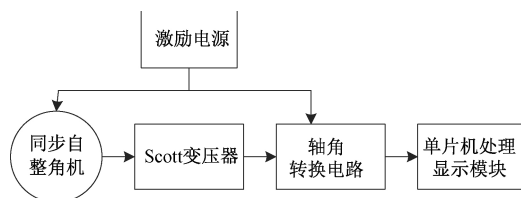


图 1 系统结构

本文采用的系统使用 36 Vrms、400 Hz 的正弦波激励电源给同步自整角机供电。同步自整角机是由转子和定子组成的将角位移转换为三相模拟电压信号的感应式微型电机,当同步自整角机跟随被测电机转过一定角度后,定子三相绕组上输出相位均匀分布的三相交流信号。设激磁电压为 $V_R = V_m \sin \omega t$,则同步自整角机输出三相电压如下:

$$\begin{cases} V_{s3-s1} = kV_R \sin \theta \\ V_{s2-s3} = kV_R \sin(\theta + 120^\circ) \\ V_{s1-s2} = kV_R \sin(\theta + 240^\circ) \end{cases} \quad (1)$$

式中: θ 为相对于初始状态的转子转角; k 为同步自整角机变比,三相交流信号的载波频率与励磁完全相同。

因为 AD2S80A 旋变数字转换芯片的输入信号为呈正交关系的正余弦信号,所以想要通过基于 AD2S80A 的轴角数字转换电路将模拟角度信号转换为数字角度信号,需要经过 Scott 变压器将三相交流信号转换为两相正余弦信号,如式(2)所示,且幅值满足 AD2S80A 的要求。

$$\begin{cases} V_s = V_1 \sin \omega t \cdot \sin \theta \\ V_c = V_1 \sin \omega t \cdot \cos \theta \end{cases} \quad (2)$$

基于 AD2S80A 的转换电路采用电子 II 型伺服控制回路。Scott 输出的正余弦角度信号经 AD2S80A 中的高速数字乘法器、误差放大器、相敏解调器、压控振荡器和可逆计数器形成一个闭环回路系统,系统结构如图 2 所示。

正余弦信号经过告诉数字乘法器后,可得交流误差为:

$$E_{AC} = V_s \cos \varphi - V_c \sin \varphi = V_1 \sin(\theta - \varphi) \sin \omega t \quad (3)$$

式中: φ 为 AD2S80A 输出的数字角度,交流误差 E_{AC} 在经过 AD2S80A 内部的相敏解调器后转化为直流误差,并通过 II 型伺服环路最终让数字角度 φ 跟踪上模拟角度信号 θ 。最后,通过单片机处理显示电路,可以在液晶屏上实时

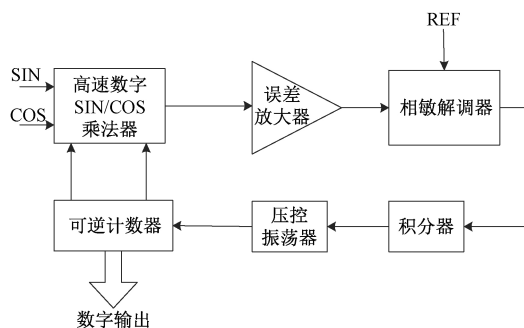


图 2 闭环回路系统结构

显示数字角度值。

2 系统误差分析

同步自整角机自动测试系统是一种精确测量角位移并且能实时显示当前角度值的数字化角位移测试系统,系统的测量精度主要取决于同步自整角机的精度和 AD2S80A 旋变数字转换芯片的转换精度。虽然旋变数字转换器的分辨率达到 16 位时,测角精度可达 $0.3'$ 。但是在实际系统工作环境中,由于同步自整角机在加工调整过程中产生的工艺偏差,如定子绕组的不对称,定转子不同轴或不同间隙,以及基板安装偏心等都会带来一定系统误差。其表现形式为输入到轴角转换器的信号的非理想特性,比如正余弦信号的幅度失配、不正交、信号中含有谐波,转换器输入信号与激磁信号不同相以及输入噪声等^[4-10]。

2.1 输入转换器的正余弦信号幅度失配引起的测角误差

造成转换器输入信号与理想值存在偏差的原因最常见的就是正余弦信号幅度失配。在实际测角线路中,同步自整角机本身产生的幅值误差以及经过 Scott 变压器三相转两相电路后正余弦信号输出放大倍数的不等,都会导致输入到转换器的正余弦信号幅值不等,从而造成测角误差。

设同步自整角机的两相输出为:

$$V_s = V_1 \sin \theta \sin \omega t \quad (3)$$

$$V_c = (1 + \alpha) V_1 \cos \theta \sin \omega t \quad (4)$$

式中: α 表示两相信号之间的幅度失配值。当两相信号经过 AD2S80A 转换器的高速乘法器和误差放大器后,模拟角 θ 与数字角 φ 之间的误差如式(5)所示。

$$E = V_s \cos \varphi - V_c \sin \varphi = V_1 \sin \omega t [\sin(\theta - \varphi) - \alpha \cos \theta \sin \varphi] \quad (5)$$

因为信号间的幅度失配,导致通过转换器最终解算出来的数字角 φ 不等于模拟角 θ ,设位置误差为 $\epsilon = \theta - \varphi$,则经过 II 型伺服环路使得 $E = 0$ 时,

$$\epsilon = \sin^{-1} \left[\frac{\alpha}{1 + \alpha} \sin(\theta + \varphi) \right] \quad (6)$$

当 α 比较小时, $\epsilon \approx \frac{\alpha}{2} \sin 2\theta$ 。减小信号幅度失配所带来的误差,可从硬件上实现。

2.2 两相信号不正交引起的测角误差

由于同步自整角机在安装过程中三相绕组不能相互成 120° 关系,即三相绕组间存在零位误差,它会导致从 Scott 变压器输出的两相信号幅值不正交,从而引起测角误差。假设 Scott 变压器输出的余弦信号相对于正弦信号之间的正交误差为 β ,则信号经过 AD2S80A 转换器的比例乘法器和误差放大器后,模拟角 θ 与数字角 φ 之间的误差如式(7)所示。

$$E = V_1 \sin \omega t [\sin \theta \cos \varphi - \cos(\theta + \beta) \sin \varphi] = V_1 \sin \omega t [\sin(\theta - \varphi) + \beta \sin \theta \sin \varphi] \quad (7)$$

经过转换器的电子 II 型伺服控制回路后,使得 $E = 0$,则测角误差为:

$$\epsilon = \frac{\beta \sin^2 \theta}{1 - \beta \sin \theta \cos \theta} \quad (8)$$

当 $\sin^2 \theta = \frac{1}{2}$ 时, $\epsilon = \beta / (2 - \beta)$,若 β 达到 1° 时,测角误差无法忽略。

2.3 转换器输入信号噪声引起的测角误差

在同步自整角机自动测试系统中,同步自整角机经 Scott 变压器输出的正弦和余弦信号的不正交以及幅值的偏差,会导致二次谐波的产生,从而给测试系统带来测角误差。如果用公式来表示,则此时式(3)和(4)应变为式(9)和(10)所示。

$$V_s = V_1 (\sin \theta + k_2 \sin 2\theta) \sin \omega t \quad (9)$$

$$V_c = V_1 (\cos \theta + k_2 \cos 2\theta) \sin \omega t \quad (10)$$

则模拟角 θ 与数字角 φ 之间的误差如式(11)所示。

$$E = V_1 \sin \omega t [\sin(\theta - \varphi) + k_2 \sin(2\theta - \varphi)] \quad (11)$$

设位置误差为 $\epsilon = \theta - \varphi$,则经过 II 型伺服环路使得 $E = 0$ 时:

$$\sin \epsilon + k_2 \sin(\theta + \epsilon) = 0 \quad (12)$$

当 ϵ 比较小时,令 $\sin \epsilon \approx \epsilon$, $\cos \epsilon \approx 1$, 则:

$$\epsilon = -\frac{k_2 \sin \theta}{1 + k_2 \cos \theta} \quad (13)$$

另外,在非实验室环境下,同步自整角机可能会受外界噪声干扰而导致角度测量的不准确。

2.4 转换器输入信号与激励信号不同相

理想情况下,输入到转换器中的两个输入信号与激励信号是同相的,但实际上由于自整角机本身和 Scott 变压器的影响,两相正弦余弦信号与激励信号存在一定的相差。通过示波器,可以观察到这一现象,如图 3 和 4 所示。如果用公式来表示,则此时式(3)和(4)应变为:

$$V_s = V_1 \sin \theta \sin \omega t \quad (14)$$

$$V_c = V_1 \cos \theta \sin(\omega t + \alpha) \quad (15)$$

式中:设正弦信号和激励信号没有相移, α 表示余弦信号与激励信号之间的相移,将式(14)和(15)代入式(5),可得交流误差为:

$$E = [\sin \theta \cos \varphi \sin \omega t - \cos \theta \sin \varphi \sin(\omega t + \alpha)] \cdot \sin \omega t =$$

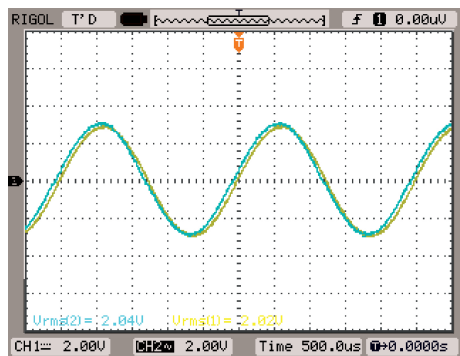


图 3 CH1 为激励 CH2 为 cos 信号

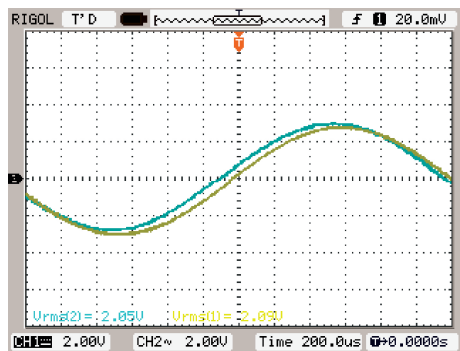


图 4 CH1 为激励 CH2 为 sin 信号

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} V_1 \sin \theta \cos \varphi (1 - \cos 2\omega t) + \\ & \frac{1}{2} V_1 \cos \theta \sin \varphi [\cos(2\omega t + \alpha) - \cos \alpha] \end{aligned} \quad (16)$$

通过低通滤波后得:

$$E = \frac{1}{2} V_1 \sin \theta \cos \varphi - \frac{1}{2} V_1 \cos \theta \sin \varphi \cos \alpha = \frac{1}{2} \sin(\theta - \varphi) + \cos \theta \sin \varphi \left(\sin \frac{\alpha}{2} \right)^2 \quad (17)$$

当 α 比较小时, $\left(\sin \frac{\alpha}{2} \right)^2$ 为二阶小量,即公式可以化

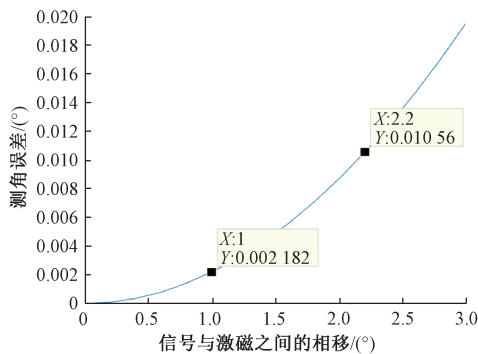
简为 $E = \frac{1}{2} \sin(\theta - \varphi)$ 。因此,当正余弦信号与激励信号之间的相位偏差 α 较小时,不影响 RDC 测角精度。但当 α 较大时,经过转换器的伺服控制回路后,使得 $E = 0$,则测角误差 ϵ 为:

$$\epsilon = \frac{1}{2} \left(\sin \frac{\alpha}{2} \right)^2 \sin 2\theta \quad (18)$$

在角度信号的一个周期内,当 $\sin 2\theta = 1$ 时测角误差最大,则

$$\epsilon_{\max} = \frac{1}{2} \left(\sin \frac{\alpha}{2} \right)^2 \quad (19)$$

相移 α 从 0° 到 3° 引入的转换器所测角度误差如图 5 所示。

图5 相移 α 与测角误差关系

由图5可知,正余弦信号与激磁信号相移 $\alpha < 1^\circ$ 时,AD2S80A转换器输出的数字角度信号 φ 与模拟角度 θ 之间的误差 $\epsilon < 0.00218^\circ$ 。因为AD2S80A的分辨率为16位时测角精度为 0.00549° (即 $0.3'$),则相移 $\alpha < 1^\circ$ 时对转换器的转换精度没有影响。但是当相移 $\alpha > 1.2^\circ$ 时,从图中可以看出测角误差 $\epsilon > 0.01056^\circ$,此时若不对误差进行补偿则会影响测量结果的准确度。因此,本系统首先在硬件上对相移 α 所造成的测角误差进行硬件上的补偿,如第3节所述采用移相电路对滤波后的正余弦信号进行信号调理,使得正余弦信号与激磁信号之间不存在相移。

3 系统误差补偿

3.1 硬件补偿

针对输入转换器的正余弦信号幅度失配所引起的测角误差,硬件补偿方法是在Scott变压器的余弦信号输出端加滑动变阻器来调节余弦信号幅值的大小,从而和正弦信号的幅值相等。但是通过硬件电路来改变余弦信号电压幅值大小的方法繁琐而且也不易实现,因为一定需要借助高精度的数字万用表来对正余弦信号电压幅值进行检测。

针对转换器输入信号噪声引起的测角误差,本文采用二阶巴特沃斯低通滤波加移相电路来滤除高频噪声的干扰,如图6所示。

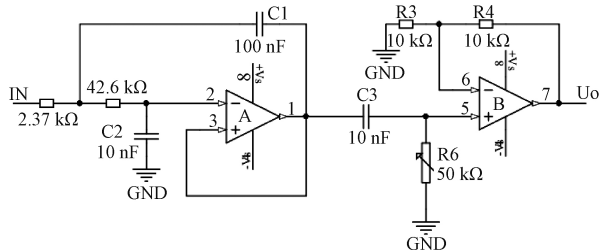


图6 滤波移相电路

通过低通滤波器后发现,高频噪声被成功滤除了。但是与原有信号相比产生了相移,如图7所示。应此加入移相电路,来补偿滤波后信号产生的相移。另外,移相电路也

可以用来对输入AD2S80A转换器的两相正余弦信号不正交引起的测角误差以及转换器输入信号与激磁信号存在相移而引起的测角误差进行补偿。

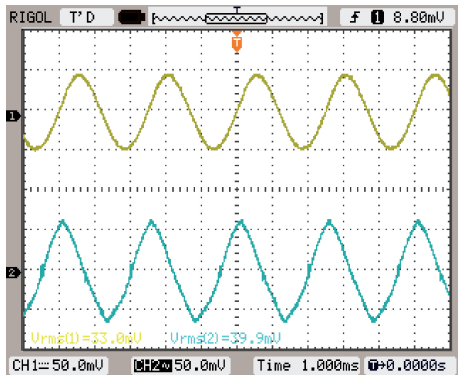


图7 CH1滤波和CH2没有滤波

3.2 软件补偿

在经过系统误差分析后,本文通过设计滤波电路和移相电路等信号调理电路对系统进行硬件电路方面的补偿。通过实验验证,发现补偿效果仍不是很理想。以 $0^\circ \sim 360^\circ$ 为一个周期,光学分度头为测量基准,每隔 5° 得一个角度测量值。通过测量值减去真实值可以得到角度测量误差值,图8所示为经过硬件补偿后的角度测量误差值。图中纵坐标为误差值,可以发现,最大的角度误差可以达到 0.298° 。

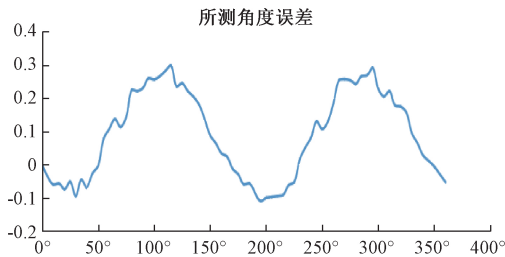


图8 角度测量电路测角误差曲线

所以除了在硬件上进行误差补偿外,本系统还将在软件上对系统误差进行补偿。对于测角误差补偿方法而言,常用的误差修正表法补偿速度快,但是当修正表中的数据越多,补偿精度越高时,需要占用微处理器的存储空间也越大。傅里叶分析法使用条件为高频噪声弱,且频谱图各谱线对比明显,谱线少的情况。另外软件补偿中,最小二乘曲线拟和是解决线性误差的一种方法。而通过实验所测得的误差和上述系统误差分析可知,测角电路所带来的角度误差是非线性的。而BP神经网络具有自学习能力,网络能通过学习外界输入的标签样本从而不断优化自身的性能,最终使得网络的输出和真实值越来越接近。本文采用如图9所示3层BP神经网络来对非线性误差补偿。通过

反向传播,不断调整神经元之间的参数,从而让整个网络输出和样本标签之间的残差越来越小。

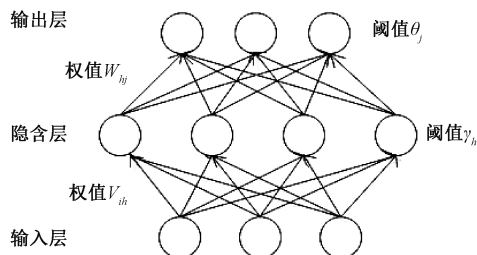


图9 BP网络的拓扑结构

设输入层、输出层、隐含层各有 i, j, h 个神经元,则正向传递子过程的具体计算方法如下,对于一个训练例,设隐含层第 h 个神经元接收到来自输入层的输入为 α_h , 隐含层给输出层节点的输入为 (x_k, y_k) , 则:

$$\alpha_h = \sum_{i=1}^d V_{ih} x_i \quad (20)$$

$$\beta_j = \sum_{h=1}^q W_{hj} b_h \quad (21)$$

若输出层总共有 1 个神经元,对于神经网络的第 j 个输出为 Y_j , 则:

$$Y_j = f(\beta_j - \theta_j) \quad (22)$$

$$E_k = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^l (Y_j - y_j)^2 \quad (23)$$

式中: f 是激活函数; E_k 为实际输出 Y_k 与目标输出 y_k 的均方误差。当求得均方误差后,即可进行网络的误差信号反向传递子过程。反向传递子过程的目的在于不断地更新权重和阈值参数,经过多次迭代,这些参数会趋于最优解,使得网络的实际输出接近目标输出^[12-18]。

本系统以实验时所测得的 $0^\circ \sim 360^\circ$ 之间的 720 个系统误差数据为样本,采用 3 层的单输入单输出,一个隐含层的系统误差 BP 神经网络模型。本系统在训练时,应考虑篇幅程度对网络的收敛性、收敛时间以及泛化能力等都有极大的影响^[13]。目前,BP 网络中的隐层的神经元节点数大都靠经验公式确定,所以本系统采用隐层的节点数为 5。另外,在网络中本系统以实测角度为输入量,实测角度误差为期望输出值。隐层采用 tanh 函数作为激活函数,输出层采用 sigmod 作为激活函数。本系统采用 MATLAB 中默认的 BP 网络的训练函数,即为 trainlm,其优点是收敛速度快。本系统采用的训练周期 $epochs = 3\ 000$,目标 $goal = 0.000\ 1$,学习速率 $lr = 0.01$ 。

选取恰当的参数并训练完成后可以得到一组权值和阈值。将权值和阈值写入单片机程序中,当单片机检测到角度值更新后,立即进行神经网络误差补偿,提高测角系统的测角精度^[15]。如图 10 所示,同步自整角机测角系统误差补偿后,测角误差可以减小到 0.1° (即 $6'$) 以内,满足精度设计要求。

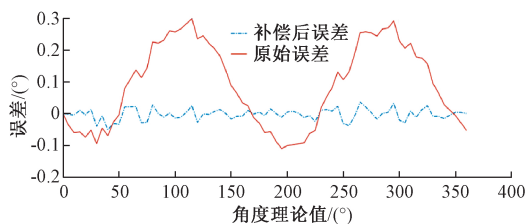


图10 补偿前后测角误差对比

4 结 论

本文对基于旋变数字转换器 AD2S80A 的同步自整角机自动测试系统产生测角误差的原因进行了分析,并且基于 3 层 BP 神经网络对系统测角误差进行实时补偿。最后通过实验验证了本系统的测角精度为 $0.3'$, 经过误差补偿后同步自整角机自动测试系统的误差小于 $6'$ 。虽然本系统采用的 BP 神经网络误差补偿方案可以满足实际测角的要求,但是对于神经网络各种优化算法研究,并将其应用在进一步减小测角误差上是以后研究工作的重点。

参考文献

- [1] 徐大林,陈建华.自整角机/旋转变压器—数字变换技术及发展[J].测控技术,2005,24(10):1-5,10.
- [2] 徐大林,黄庆安.数字式自整角机/旋转变压器变换技术发展综述[J].微电机(伺服技术),2006,39(3):81-85.
- [3] 穆日敏,李鹏,秦晓楠.差动角位移传感器输出电压与结构关系的研究[J].电子测量技术,2017,40(12):176-181.
- [4] 宋晓瑞,王元钦,郑海昕,等.一种基于正交处理的角跟踪系统数字校相方法[J].电子测量技术,2015,38(10):41-45,52.
- [5] 方纪村,陈大科,徐大林,等.高精度 CMOS 集成电路自整角机/旋转变压器-数字转换技术:CN101281042[P].2008-10-08.
- [6] 薄志峰.基于 LabWindows/CVI 的电动舵机自动化测试系统设计[J].国外电子测量技术,2015,34(5):66-69.
- [7] 赵华.一种自整角机信号数字化转换方法研究与实现[D].大连:大连理工大学,2011.
- [8] 赵姣.自整角机数字转换器的设计与实现[D].大连:大连理工大学,2006.
- [9] 倪国芬.一种高精度动态测角系统研究及实现[J].航空精密制造技术,2013,49(2):18-20.
- [10] 徐大林,李云飞,程蜀伟,等.一种高精度全数字跟踪型轴角-数字转换系统[J].微电机,2009,42(1):32-35.
- [11] 尚超,王淦泉,陈桂林.跟踪型 RDC 载波相位误差和输入噪声的分析及应用[J].红外与激光工程,2008,37(S1):30-34.

- [12] 孙世政,彭东林,付敏,等.提高嵌入式时栅传感器精度的测头设计方法[J].仪器仪表学报,2015,36(1):26-31.
- [13] 李海霞,张嵘,韩丰田.感应同步器测角系统误差测试及补偿[J].清华大学学报(自然科学版),2016,56(6):611-616.
- [14] 朱坚民,沈正强,李孝茹,等.基于神经网络反馈补偿控制的磁悬浮球位置控制[J].仪器仪表学报,2014,35(5):976-986.
- [15] 张飞,史士财,孙敬颢,等.双通道多级旋转变压器的标定和基于 BP 神经网络的误差补偿方法[J].机械与电子,2011(9):13-15.
- [16] 刘学军.高精度双通道旋转变压器—变送器的设计与实现[D].南京:南京航空航天大学,2010.
- [17] CH D, KISHORE G V, AMARENDRA G. Design of loss of signal detector for synchro-to-digital converter[C]. 2014 International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICCT), 2014:800-805.
- [18] HANSELMAN D C. Resolver signal requirements for high accuracy resolver-to-digital conversion[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1991, 37(6):556-561.

作者简介

秦晓楠,硕士研究生,主要研究方向是计算机测试、测试计量技术与仪器。

E-mail:18761683960@163.com