

闭环全光纤电流互感器相位差的计算与测试

张朝阳, 张春熹, 王夏霄, 刘晴晴, 高爽

(北京航空航天大学仪器科学与光学工程学院 北京 100083)

摘要: 电流互感器相位差直接影响电能计量准确度。根据闭环全光纤电流互感器工作原理, 得出光路与电路的硬件时间延迟以及闭环系统相频特性是形成相位差的主要原因。依据闭环互感器硬件延时特点和系统数学传递函数, 计算相位差的理论大小。设计相位差检测装置, 通过测试互感器系统的正弦响应和阶越响应, 实测出相位差大小的同时, 验证了理论计算结果的正确性。得出了系统对工频电流响应的相位差大约是 1° , 相位误差小于 8 分的结论。

关键词: 光纤电流传感器; 本征频率; 传递函数; 相位差

中图分类号: TM452⁺.94 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 460.4020

Calculation and test of phase difference of fiber optic current transducer

Zhang Chaoyang, Zhang Chunxi, Wang Xi Xiaoxiao, Liu Qingqing, Gao Shuang

(School of Instrument and Opto-electronic Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: Phase difference of current transducer is one of the main factors in electrical energy metering. According to the operation principle of digital closed-loop fiber optic current transducer (D-FOCT), the hardware time delay and phase-frequency characteristic of D-FOCT are the prime sources of phase difference. The theoretical magnitude of the phase difference is calculated by analyzing the signal flow graph and transfer function of D-FOCT. Afterwards, an experimental method based on sine response and step response is put forward for phase difference measurement and theoretical calculation validation. The validation concludes that the D-FOCT phase difference for power frequency current is approximately 1° and the phase difference error is less than 8'.

Key words: fiber-optic current transducer; eigenfrequency; transfer function; phase difference

1 引言

随着光纤技术的发展, 近些年全光纤电流互感器(FOCT)研究逐渐得到了世界范围内的重视。相对于传统基于电磁感应原理的CT, 它基于磁光 Faraday 效应原理, 采用光纤作为传感介质, 不存在铁磁共振和磁至饱和的隐患, 同时具有频带宽、动态范围大、检测精度高、体积小、重量轻、环境适应性能好, 以及制造和维护成本低等一系列优点, 从根本上避免了传统电流互感器固有缺陷^[1-3]。由于 FOCT 的硬件(包括光路和电路)固有延时比较大, 以及闭

环信号处理系统的相频特性, 造成了 FOCT 对正弦信号响应的输入输出相位延迟比较大, 而在电流互感器行业标准 IEC60044-8 中, 对不同精度等级电流互感器的相位延迟都有严格的要求^[4]。本文正是在这样的背景下, 从理论上分析了 FOCT 相位延迟形成机理, 计算出其理论值, 进而通过实验测试, 得到相位延迟实际大小。

2 闭环全光纤电流互感器基本原理

如图 1 所示^[5-6], 光源发出的光经过起偏器后, 随即分成两束正交线偏振光, 沿着保偏光纤延迟线的两个模

式传输至传感头。在 1/4 波片处,两束线偏光分别被转换成左旋和右旋圆偏光,进入传感光纤。在传感光纤中,由于 Faraday 磁光效应作用,两束圆偏光的传输速度不同,从而形成 Faraday 相差。当两束圆偏光传输到传感光纤末端时,发生镜面反射,两束光在模式互换(左旋变右旋,右旋变左旋)后沿原光路返回, Faraday 效应加倍,并且在 1/4 波片处再次转变为两束模式正交的线偏光(模式也互换了)。最终,携带 Faraday 效应相位信息的两束光在起偏器处发生干涉,干涉结果由 3 dB 耦合器耦合进光电探测器,转变为电信息后进行后续信号处理。可以看出,互感器光路系统具有良好的互易性,干涉结果只携带了 Faraday 磁光效应产生的相位信息。最终,经过探测器实现光电转换后的信号表达式为:

$$S_d = 0.5K_p \cdot L \cdot I_0 \cdot (1 + \cos \phi_F) \quad (1)$$

式中: K_p 是探测器的光电转换系数, L 为光路损耗, I_0 是光源输出光强, $\phi_F = 4 NVI$ 是 Faraday 效应相移(其中, N 是传感光纤匝数, V 是传感光纤 Verdet 常数, I 是导线中传输的电流值)。

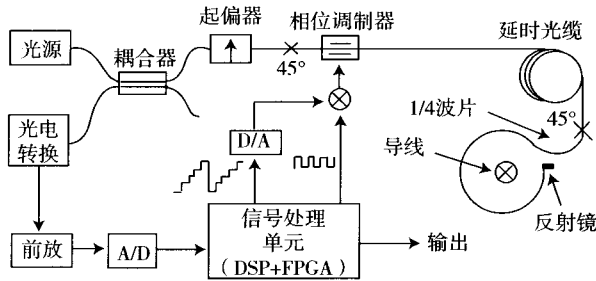


图 1 FOCT 原理图

Fig. 1 Schematic diagram of the FOCT

从式(1)可以看出,干涉输出结果是相差 ϕ_F 的余弦函数,有零相位差附近响应灵敏度低,测量范围有限,并且干涉结果不能反映输入电流的方向性等缺陷。为了克服这些问题,在信号处理部分,应用方波调制技术,如图 2(a)所示,使两束偏振光的相位差产生 $\pm \pi/2$ 偏置,使得系统工作在较灵敏的区域。为了避开低频区 $1/f$ 噪声,调制方波周期设为 2τ (τ 是光在光路中的渡越时间);进而采用相关解调的办法,如图 2(c)所示,以光电探测器输出前后半周期相减的结果作为误差信息 Δ ,再对 Δ 进行累加积分,积分结果作为数字输出的同时,经过反馈 D/A 及其驱动电路后加到相位调制器,以在两束光之间引入一个与 Faraday 效应相移 ϕ_F 大小相等、方向相反的反馈补偿相移 ϕ_R ,形成闭环系统。此时系统干涉输出是:

$$\begin{aligned} S_d &= 0.5K_p \cdot L \cdot I_0 \cdot (1 + \cos(\phi_F + \phi_R \pm \pi/2)) = \\ &0.5K_p \cdot L \cdot I_0 \cdot (1 + \cos(\phi_F + \phi_R \pm \pi/2)) = \\ &0.5K_p \cdot L \cdot I_0 \cdot (1 \pm \sin(\phi_F + \phi_R)) \end{aligned} \quad (2)$$

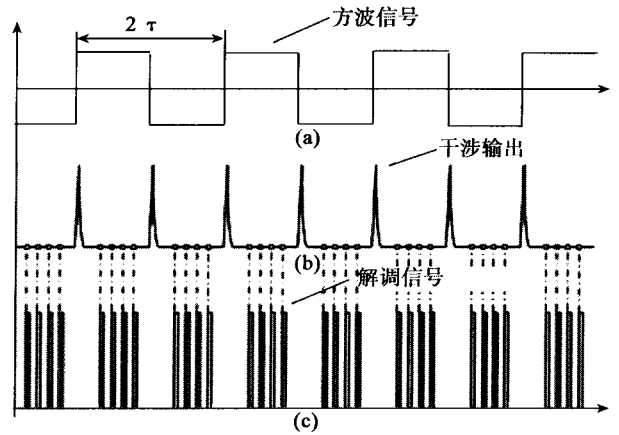


图 2 信号的调制解调

Fig. 2 Modulation and demodulation of the signal

因此,互感器实现闭环信号检测后,光电探测器输出是一个叠加在直流 $0.5K_p \cdot L \cdot I_0$ 上的幅值为 $0.5K_p \cdot L \cdot I_0 \cdot \sin(\phi_F + \phi_R)$ 、周期为 2τ 的方波信号。

3 相位差形成机理及其计算

从上述互感器基本原理可以看出,影响互感器对工频信号响应相位延迟大小的因素,除了闭环信号处理系统的相频特性造成的相位延迟外,硬件(包括光路和电路及其算法)引起的时间纯延迟也是其重要组成部分。例如在测量 50 Hz 电流时,硬件时间延迟 $1 \mu s$,即带来系统相位延迟 $1.08'$ 。

3.1 互感器信号流程分析

对应原理图,互感器信号流程分析如图 3 所示。依据小偏差线性化原则,并忽略 A/D 和 D/A 转换的量化误差,分别分析每个功能模块:

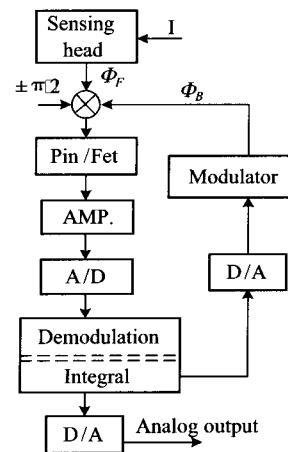


图 3 信号流程图

Fig. 3 Signal flow graph

1) 电流/相位差转换。该环节基于 Ampere 定律和 Faraday 磁光效应原理,完成电流信息到两束偏振光间相位差信息的转换: $\phi_F = 4 NVI$ 。

2) 干涉环节。该环节首先实现 Faraday 相移 ϕ_F 和阶梯波反馈相移 ϕ_R 以及方波调制产生的偏置相移 $\phi_s = \pm \pi/2$ 的叠加,然后这两束线性偏振光在偏振器处发生干涉。干涉发生之前光在光路中传输存在时间纯延迟 τ , τ 称为渡越时间。

3) 光电转换环节。带宽反映探测器的响应速度,而互感器样机使用的探测器带宽 BW 大约是 4.5 MHz,因此光电转换响应时间远小于 τ ,可以或略。

4) A/D 转换。该环节实现上一环节输出的模拟量到数字量的转换,样机中使用 20 M 时钟的 A/D。

5) 数字解调。该环节把前一环节得到的方波交流信号的前后半周期各采 N 个点,分别作累加,然后相减,得到解调信息 Δ ,如图 2(b) 所示。一次解调计算时间就是调制方波半周期 τ 。

6) 积分修正。该环节把解调输出信息进行累加积分,以积分结果作为误差值对上一次的系统数字反馈量进行修正,修正结果作为本次反馈值。同时,每间隔 8 次修正,即每隔 8τ 时间,修正结果作为反馈量的同时,作一次系统数字输出。

7) D/A 转换。数字反馈量经过 D/A 转换及其驱动电路后,加到相位调制器,以在两束光间产生反馈相移 ϕ_R 。

8) 模拟输出环节。系统数字输出量经过 D/A 转换器及其驱动电路后产生互感器的模拟输出。由于选用的 D/A 更新速率达 50 Msps,所以这一环节造成的时间延迟可以忽略。

基于以上分析,互感器硬件系统的时间纯延迟 T_1 主要跟第 2、5、6 环节有关,并且都是渡越时间 τ 的倍数,可以根据信号流程直接推算出来;但是由于闭环信号处理系统相频特性造成的相位延迟,则需要根据互感器系统数学传递函数加以计算。

3.2 相位差分析与计算

根据以上分析,互感器系统纯延时 T_1 是其光路和电路及其算法造成的时间延迟,只需考虑光在光路中的渡越时间 t_1 、一次解调时间 t_2 ,和积分修正环节造成的时间延迟 t_3 ,因此:

$$T_1 = t_1 + t_2 + t_3 = \tau + \tau + 8\tau = 10\tau \quad (3)$$

互感器样机渡越时间 $\tau = 2.06 \mu s$,因此系统时间纯延迟 $T_1 = 20.6 \mu s$ 。测量 50 Hz 交流电流时,相当于引入相位延迟 $\theta_1 = 22.25'$ 。

对于闭环系统频率特性造成的相位延迟,则需要通过系统数学传递函数计算。根据对系统信号流程分析,简化、合并比例环节得到 FOCT 简化流程图如图 4 所示。根

据文献[2],分别以 $K1$ 表示电流-相位差转换系数; $K2$ 表示前向通道总增益,与光电转换系数 A 、A/D 转换系数 B 、以及数字解调半周期采样数 n 等有关; $K3$ 表示模拟输出端 D/A 转换及其驱动电路的增益; $K4$ 表示反馈通道中 D/A 转换及其驱动电路,调制器等各个环节增益之积。

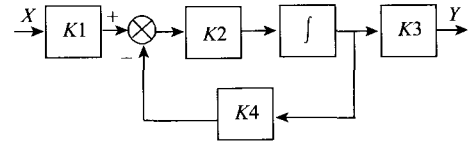


图4 系统简化流程图

Fig.4 Simplified system flowchart

依据自动控制理论,可得到系统差分方程为:

$$Y(k) = K_1 K_2 K_3 X(k) - K_2 K_4 Y(k-1) + Y(k-1) \quad (4)$$

输出相对于输出步长 τ 的变化率:

$$Y(k)/\tau = K_1 K_2 K_3 X(k)/\tau - K_2 K_4 Y(k-1)/\tau + Y(k-1)/\tau \quad (5)$$

因为输出步长 τ 相对于系统运行时间足够小,所以有 $Y(k-1) \approx Y(k)$,上式的近似线性表达式为:

$$(y(t) - y(t-\tau))/\tau = K_1 K_2 K_3 x(t)/\tau - K_2 K_4 y(t)/\tau \quad (6)$$

对上式取拉氏变换可得:

$$sY(s) = \frac{K_1 K_2 K_3}{\tau} X(s) - \frac{K_2 K_4}{\tau} Y(s) \quad (7)$$

所以系统传递函数可以表示为:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K_1 K_2 K_3}{\tau} / (s + \frac{K_2 K_4}{\tau}) \quad (8)$$

简化为:

$$G(s) = \frac{K_1 K_3}{K_4} \cdot \frac{1}{Ts + 1} \quad (9)$$

其中时间常数 $T = \tau / (K_2 \cdot K_4)$ 。可见,互感器闭环系统是一阶惯性系统,其幅频特性和相频特性分别为:

$$A(\omega) = \frac{K_1 K_3}{K_4} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \quad (10)$$

$$\varphi(\omega) = -\arctan \omega T \quad (11)$$

从传递函数可以看出,渡越时间 τ 和前向通道增益 $K2$ 、反馈通道增益 $K4$ 影响系统的相频特性。实际样机中,决定这 3 个因子的光学及电子元器件参数均为已知。根据计算,本样机闭环系统的时间常数 T 大约是 $2.45 \times 10^{-5} s$ 。因此,互感器相频特性决定的系统对阶跃相应上升调节时间 $T_2 = 3T = 73.5 \mu s$ 、对 50 Hz 正弦响应相位延迟角度 $\theta_2 = -\arctan \omega T = -\arctan(2 \times \pi \times 50 \times 2.45 \times 10^{-5}) = 0.448^\circ = 27'$,相当于时间延迟 $25 \mu s$ 。互感器系统的工频响应相位延迟共约为 $\phi = \theta_1 + \theta_2 = 22.25' + 27' = 49.25'$,折合时间 $45.6 \mu s$ 。

4 实验测试

应用正弦响应测试系统对工频电流输入的相位延迟,阶跃响应测试系统纯延时间和上升时间 T_2 。

正弦响应测试原理如下图所示,信号发生器输出的工频电压信号作为锁定放大器参考通道输入的同时,通过一个电压/电流转换器转变为电流信号后作为互感器输入,然后以互感器模拟输出作为锁定放大器输入信号。在锁定放大器上直接读出两路信号相位差值,即是互感器系统相位延迟。

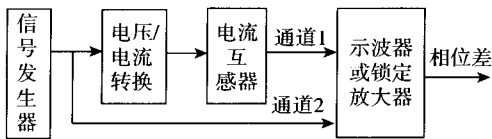


图5 相位延迟实验原理图

Fig. 5 Schematic diagram of the phase delay experiment

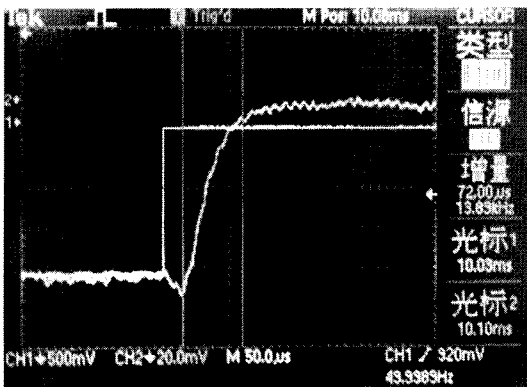
测试如表1所示。可以看出互感器对工频信号响应相位延迟大约为 $52'$,相位延迟误差小于 $6'$ 。考虑到计算过程中或略了一些硬件延迟,工频响应实验结果与计算结果是基本吻合的。

表1 互感器正弦响应测试

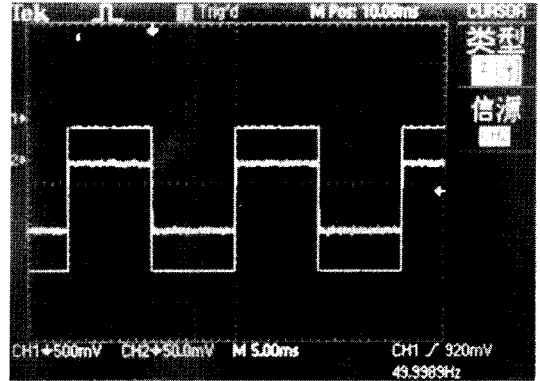
Table1 Sine wave response of the FOCT

实验次数	1	2	3	4
相位差($'$)	52.8	50.4	55.2	53.4

阶跃响应测试原理和频率响应类似,信号发生器输出一个低频方波信号,测试互感器对方波信号的一个上升沿的响应过程,应用示波器直接读出纯延时间和上升时间。测试结果如图6所示。从示波器波形显示可以明显看出,互感器系统的阶跃响应过程由约 $22 \mu s$ 的纯延时间和约 $72 \mu s$ 的上升时间两部分组成。阶跃响应测试结果和理论计算结果也是吻合的。



(a)



(b)

图6 互感器方波阶跃响应

Fig. 6 Square-wave response of the FOCT

5 结 论

本文给出了闭环全光纤电流互感器相位差分析方法和计算结果,设计了工频响应和阶跃响应的实验测试方案,并且测试结果和理论计算结果是吻合的。得出系统对工频信号响应相位延迟角度约为 $60'$,相当于延时 0.06 ms ,相位误差小于 $8'$;阶跃响应纯延时间为 $22 \mu s$,上升调节时间大约是 $75 \mu s$ 的结论。FOCT 样机系统对工频电流响应相位延迟能够满足电流互感器行业标准 IEC60044-8 中相关要求。

参考文献

[1] 马凤英. 光的偏振在电流传感器中的应用[J]. 仪器仪表学报,2006,27(6):264-265.
 MA F Y. Application of light polarization in current sensor[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2006, 27(6):264-265.

[2] 李红斌,刘延冰. 光学电流互感器温度补偿方法[J]. 仪表技术与传感器,2004,4:32-33.
 LI H B, LIU Y B. Temperature compensatory methods of optical current transformer [J]. Instrument Technique and Sensor, 2004,4:32-33.

[3] 及洪泉,张健,杨以涵,等. 光学电流互感器对提高电流动态测量品质的研究[J]. 华北电力大学学报, 2007,34(1):15-17.
 JI G Q, ZHANG J, YANG Y H, et al. Apply optical current transducer to improve the dynamic measuring characteristic of the current[J]. Journal of North China Electric Power University, 2007,34(1):15-17.

[4] 钱政,申焯,罗承沐. 电子式光电组合电流/电压互感器中的相位补偿技术[J]. 电力系统自动化,2002,26(24):40-44.
 QIAN ZH, SHEN ZH, LUO CH M. Application research

of phase compensation in electronic photoelectric integrated current/voltage transformer[J]. Automation of Electric Power Systems, 2002,26(24):40-44.

- [5] 申焯,梅志刚,赵伟,等. 虚拟一起技术在电子式电流互感器研制中的应用[J]. 电力系统自动化,2003,27(11):53-55.

SHEN ZH, MEI ZH G, ZHAO W, et al. Virtual instrument technology in electronic current transformer[J]. Automation of Electric Power System, 2003,27(11):53-55.

- [6] IEC60044-8. Instrument transformers-part8: Electronic current transformers[S].

- [7] BLAKE J, TANTASWADI P, DE CARVALHO R T. In-line sagnac interferometer current sensor[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1996,11(1):116-121.

- [8] BOHNERT K, GABUS P, NEHRING J, et al. Temperature and vibration insensitive fiber-optic current sensor [J]. Journal of Lightwave Technology, 2002,20(2): 267-276.



张朝阳, 2002 年于中国矿业大学获得学士学位, 同年考入北京航空航天大学攻读硕士学位, 2004 年转为攻读博士学位研究生, 主要研究方向为光纤电力传感以及微弱信号检测技术。

E-mail:xybzcy@aspe.buaa.edu.cn

Zhang Chaoyang received his B. S. degree in electromechanical control from China University of Mining and Technology in 2002. Now he is pursuing his doctor degree in School of Instrument Science & Optoelectronic Engineering, Beihang University. His main interests are optical fiber sensors and feeble signal detection, especially fiber optic current sensors.

E-mail:xybzcy@aspe.buaa.edu.cn