

· 光电器件与材料 ·

## 1/4波片对全光纤电流传感器的影响与优化

段俊杰, 吴衍记, 杨 恂, 向 强

(北京自动化控制设备研究所, 北京 100074)

**摘要:** 1/4波片是全光纤电流传感器(AFOCT)最重要的光学器件之一, 针对SLD宽谱光源产生的时间相干性问题, 借助琼斯矩阵对光束的传播全过程进行了详细分析与计算, 推导出探测器关于1/4波片参数的光强表达式。根据闭环电路工作原理得到了1/4波片参数对传感器信噪比和标度因数的影响规律, 并通过实验验证。根据传感光纤的Verdet(维尔德)常数的温度特性, 提出了1/4波片的优化设计。

**关键词:** 全光纤电流传感器; 1/4波片; 琼斯矩阵; Verdet

中图分类号: TN253

文献标识码: A

文章编号: 1673-1255(2011)05-0028-05

## Study and Optimum Design of Quarter-waveplate in All Fiber Optical Current Transducer

DUAN Jun-jie, WU Yan-ji, YANG yi, XIANG Qiang

(Beijing Auto-control Equipment Institute, Beijing 100074, China)

**Abstract:** The quarter-waveplate is one of the most important optical devices in all fiber optical current transducer (AFOCT). Taking into account the temporal coherence of SLD, the detailed analysis and calculation of the entire spreading process of the beam are completed by using Jones Matrix. The expression of optical intensity depending on the parameters of the quarter-waveplate can be set up. According to the principle of closed-loop circuit, the law about quarter-waveplate affecting the signal-to-noise ratio (SNR) and scale factor of AFOCT is disclosed and verified by experiments. Optimum design of the quarter-waveplate which is based on the temperature characteristic of the Verdet constant is also shown.

**Key words:** all fiber optical current transducer; quarter-waveplate; Jones Matrix; Verdet

随着高压输电网络、智能变电站的建设, 以及光纤传感技术的发展, 全光纤电流传感器因其独特的优势在近年来受到越来越多的关注<sup>[1-4]</sup>。全光纤电流传感器与传统的电流互感器相比, 具有绝缘性能好、体积小、检测频带宽、动态范围大、输出全数字化的诸多优点。

目前, 制约全光纤电流传感器性能的主要因素是外界环境如温度对传感器光路部分的影响, 引起了传感光偏振态的变化, 从而影响传感器的信噪比和标度因数的变化。文中从1/4波片的熔接角度和相位延迟两方面入手, 分析了它们对传感光偏振态的影响,

进而得出对传感器输出的影响规律, 最后根据波片的相位延迟在变温下的变化特性提出了对传感光纤Verdet的常数的补偿。

### 1 AFOCT工作原理

全光纤电流传感器结构<sup>[5-7]</sup>如图1所示, 它是基于法拉第效应来检测电流值的大小的。具体原理是从光源发出的光经过起偏器后在45°熔点处分成两束正交的线偏振光, 分别在保偏光纤的快轴和慢轴传播, 然后进入相位调制器, 相位调制器对两束光的相位进行

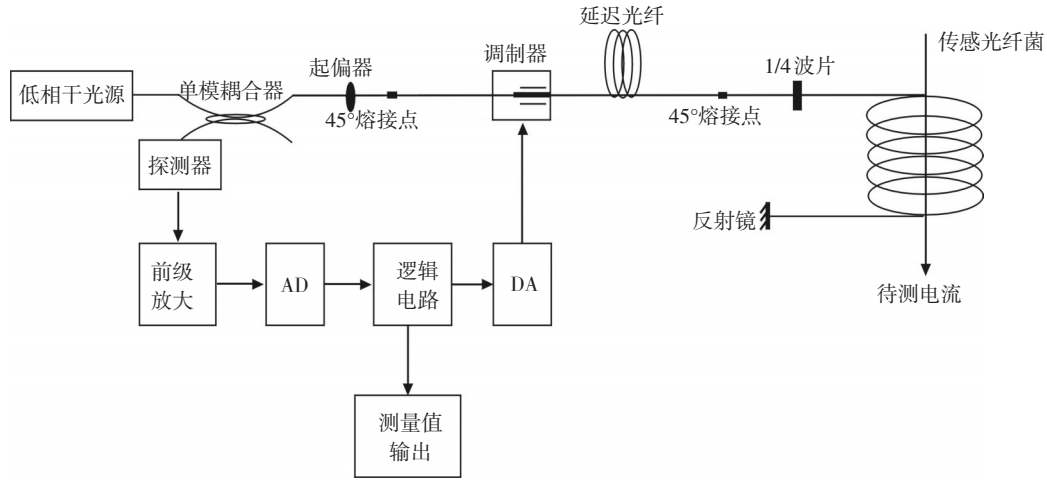


图1 全光纤电流传感器整体方案图

调制,然后经过延迟光纤再通过以45°熔接的波片,这两束线偏振光分别变成左旋与右旋光,由于左右旋光在电流产生的法拉第效应下传播速度不同,从而形成相位差  $\Delta\phi_1 = 2V \int HdL = 2VNI$ ,在到达反射镜并反射后,左右旋光模式相互交换,传播方向也同时变成反向,在返回的过程中又一次形成了相位差  $\Delta\phi_2 = 2V \int HdL = 2VNI$ ,从而形成总的相位差  $\phi_F = \Delta\phi_1 + \Delta\phi_2 = 4VNI$ ,探测器接收到的光强为

$$I = \frac{I_0}{2}(1 + \cos \phi_F) = \frac{I_0}{2}(1 + \cos(4VNI)) \quad (1)$$

其中,  $I_0$  为光源输出光强。

如图1采用闭环控制电路方案<sup>[7]</sup>,信号处理电路根据探测器光强的大小产生一个反馈调制电压作用在相位调制器上,补偿了法拉第效应引起的相位差,探测器输出变为

$$I = \frac{I_0}{2}(1 + \cos(\phi_F + \phi_R)) \quad (2)$$

当闭环电路工作时,  $(\phi_F + \phi_R) \rightarrow 0$ ,信号处理电路把补偿相位( $\phi_R = -\phi_F$ )经过特定比例放大后便得到了被测电流的大小。

## 2 光路模型的建立

参照图1,  $G_{pol}$ 、 $G_{45}$ 、 $G_{modu}$ 、 $G_{\lambda/4}$ 、 $G_{faraday}$ 、 $E_{-in}$  分别是起偏器、45°熔点、相位调制器、1/4波片和法拉第效应的琼斯矩阵及入射光的琼斯矢量,具体表达式如下<sup>[8]</sup>

$$E_{-in} = \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$G_{pol} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4)$$

$$G_{45} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$G_{modu} = \begin{pmatrix} e^{i\frac{\phi(t)}{2}} & 0 \\ 0 & e^{-i\frac{\phi(t)}{2}} \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$G_{\lambda/4} = \begin{pmatrix} \cos(\frac{\delta}{2}) + i \sin(\frac{\delta}{2}) \cos(2\theta) & i \sin(\frac{\delta}{2}) \sin(2\theta) \\ i \sin(\frac{\delta}{2}) \sin(2\theta) & \cos(\frac{\delta}{2}) - i \sin(\frac{\delta}{2}) \cos(2\theta) \end{pmatrix} \quad (7)$$

$$G_{faraday} = \begin{pmatrix} \cos F & \sin F \\ -\sin F & \cos F \end{pmatrix} \quad (8)$$

其中,  $F = VNI$  是法拉第引起的旋转角度,  $V$  代表 Verdet 常数;  $\theta$  和  $\delta$  分别是波片的熔接角度和相位延迟;  $\phi(t)$  是波导产生的调制相移。

参照文献<sup>[9]</sup>,从第一个45°熔点到第二个45°熔点这段光路中,除相位调制器外,所用光纤都为保偏光纤,两束线偏振光分别在快、慢轴里传播,然后进入波片,如图2所示:  $X$ 、 $Y$  是分别从快、慢轴出来的光,  $XL1$ 、 $XL2$ 、 $YL1$ 、 $YL2$  是左旋圆偏振光,  $XR1$ 、 $XR2$ 、 $YR1$ 、 $YR2$  是右旋圆偏振光,  $XLR_x$ 、 $XRL_x$ 、 $YRL_x$ 、 $YLR_x$  是返回到延迟光纤快、慢轴里的光,  $XLR_y$ 、 $XRL_y$ 、 $YRL_y$ 、 $YLR_y$  是返回到延迟光纤快、慢轴里的光。

由于线偏振光在保偏光纤快、慢轴里传播时会产生时间相干性问题,所以根据各部分光所经过光程的大小把从波片返回的光分成  $a$ 、 $b$ 、 $c$ 、 $d$  四种

$$a = YLR_x + YRL_x \quad (9)$$

$$b = XLR_y + XRL_y \quad (10)$$

$$c = XLR_x + XRL_x \quad (11)$$

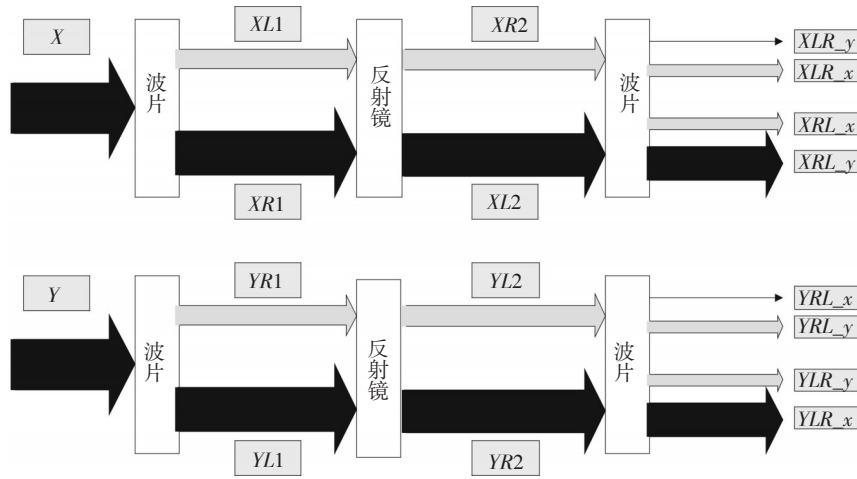


图2 波片-传感环-反射镜处光偏振态变化图

$$d=YRL_y+YLR_y \quad (12)$$

式中,  $a$  光是正向经过慢轴反向时经过快轴的光;  $b$  光是正向经过快轴反向时经过慢轴的光;  $c$  光是正向和反向时都经过快轴的光;  $d$  光是正向和反向时都经过慢轴的光。

这4种光除  $a$ 、 $b$  之间相互干涉外, 其余都互不干涉, 最终返回到探测器上的光可以分为3类, 第一类由  $a$  和  $b$  干涉后形成的相干光成份  $E_{infer}$ , 第二类是  $c$  光形成的非相干光成份1 ( $E_{un1}$ ), 第三类是  $d$  光形成的非相干光2 ( $E_{un2}$ ), 各阶段的光矢量表达式如下

$$E_{X+Y} = G_{modu} G_{45} G_{pol} E_{in} \quad (13)$$

$$E_X = \begin{pmatrix} E_{X+Y}(1) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (14)$$

$$E_Y = \begin{pmatrix} 0 \\ E_{X+Y}(2) \end{pmatrix} \quad (15)$$

$$E_{b+c} = G_{\frac{\lambda}{4}} G_{faraday} G_{mir} G_{fa\ raday} G_{\frac{\lambda}{4}} E_X \quad (16)$$

$$E_{a+d} = G_{\frac{\lambda}{4}} G_{faraday} G_{mir} G_{fa\ raday} G_{\frac{\lambda}{4}} E_Y \quad (17)$$

$$E_a = \begin{pmatrix} E_{a+d}(1) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (18)$$

$$E_b = \begin{pmatrix} 0 \\ E_{b+c}(2) \end{pmatrix} \quad (19)$$

$$E_c = \begin{pmatrix} E_{b+c}(1) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (20)$$

$$E_d = \begin{pmatrix} 0 \\ E_{a+d}(2) \end{pmatrix} \quad (21)$$

$$E_{infer} = G_{pol} G_{45} G_{modu} (E_a + E_b) \quad (22)$$

$$E_{un1} = G_{pol} G_{45} G_{modu} E_c \quad (23)$$

$$E_{un2} = G_{pol} G_{45} G_{modu} E_d \quad (24)$$

$$I_{infer} = E_{infer} + E_{infer} = E_x^2 \times \frac{\sin^2 \delta \sin 2\theta \cos^2 2F + \sin^2 2F}{2} (1 + \cos(\phi_m - 2\eta)) \quad (25)$$

其中,  $\tan \eta = \frac{\tan 2F}{\sin \delta \sin 2\theta}$ ;  $\phi_m = \phi(t) - \phi(t + \tau)$ ,  $\tau$  是光路的延迟时间。

$$I_{un1} = E_{un1} + E_{un1} = E_x^2 \times \frac{\cos^2 2F (1 - \sin^2 \delta \sin 2\theta)}{4} \quad (26)$$

$$I_{un2} = E_{un2} + E_{un2} = E_x^2 \times \frac{\cos^2 2F (1 - \sin^2 \delta \sin 2\theta)}{4} \quad (27)$$

最终探测器接收到的总的光强为

$$I = I_{infer} + I_{un1} + I_{un2} = E_x^2 \left( \frac{1}{2} + \frac{\sin^2 \delta \sin 2\theta \cos^2 2F + \sin^2 2F}{2} \cos(\phi_m - 2\eta) \right) \quad (28)$$

实际应用中会加  $\frac{\pi}{2}$  调制方波调制信号, 即

$\phi_m = \pm \frac{\pi}{2} + \phi_R$ , 其中  $\phi_R$  为反馈相移, 另外考虑到在实际样机中  $F$  很小, 可做如下近似:

$F \approx \sin(F) \approx \tan(F)$ , 则式(28)可化简为

$$I = E_x^2 \left( \frac{1}{2} + \frac{\sin^2 \delta \sin 2\theta}{2} \cos\left(\pm \frac{\pi}{2} + \phi_R - \frac{4F}{\sin \delta \sin 2\theta}\right) \right) \quad (29)$$

当闭环工作时, 交流量  $\frac{\sin^2 \delta \sin 2\theta}{2} \cos\left(\pm \frac{\pi}{2} + \phi_R - \frac{4F}{\sin \delta \sin 2\theta}\right) \rightarrow 0$ ; 也就是  $\left(\pm \frac{\pi}{2} + \phi_R - \frac{4F}{\sin \delta \sin 2\theta}\right) \rightarrow \pm \frac{\pi}{2}$ , 即  $\phi_R \rightarrow \frac{4VNI}{\sin \delta \sin 2\theta}$  (30)

最终传感器状态稳定后,  $\phi_R = \frac{4VNI}{\sin \delta \sin 2\theta}$ ,  $\phi_R$

即作为电流传感器的输出量。

### 3 波片对AFOCT的影响分析

波片的参数有2个,相位延迟  $\delta$  和熔接角度  $\theta$ , 由式(29)、式(30)可知:  $\delta$  和  $\theta$  都会对探测器检测到的光强造成影响,进而影响传感器的输出,具体分析如下。

#### 3.1 波片对AFOCT输出信噪比影响

在全光纤电流传感器的光路部分中,探测器检测到的干涉条纹的对比度直接反映了传感器输出的信噪比,对比度越大,信噪比越高。由式(29)可知,对于加  $\frac{\pi}{2}$  调制后出现的干涉条纹,其对比度为

$$P = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}} = \sin^2 \delta \sin 2\theta \quad (31)$$

由式(31)可知,要使对比度最大,相位延迟  $\delta$  和熔接角度  $\theta$  应分别为  $90^\circ$  和  $45^\circ$ ,在实际操作中,熔接角度  $\theta$  可精确到  $0.1^\circ$  且与温度无关,而  $\delta$  精度较难控制且与温度相关,当  $\theta$  为  $45^\circ$ ,  $\delta$  在  $90^\circ$  附近变化时,  $P$  的变化如图3。

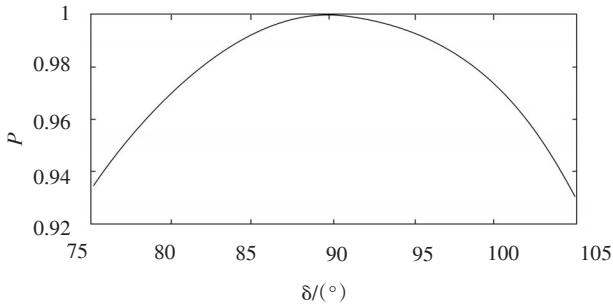


图3 干涉光强对比度随波片变化图

由以上分析可以知,当波片熔接角度为  $45^\circ$ , 相位延迟为  $90^\circ$  时,干涉光强对比度最大,同时会使信号处理电路的信噪比最大。

#### 3.2 波片对AFOCT标度因数的影响

全光纤电流传感器的输出为  $\phi_R = \frac{4VN I}{\sin \delta \sin 2\theta}$ , 标度因数为  $K = \frac{4VN}{\sin \delta \sin 2\theta}$ , 标度因数中受波片影响的比例项是

$$K_1 = \frac{1}{\sin \delta \sin 2\theta} \quad (32)$$

由式(32)可知,波片角度  $\theta$  选择为  $45^\circ$  时标度因数最佳,且  $\theta$  在变温下不会改变,  $\delta$  选择为  $90^\circ$  时标度因数最佳,但在变温下会改变,设  $\theta = 45^\circ$ , 当  $\delta$  在  $90^\circ$  附近变化时,  $K_1$  的变化如图4。

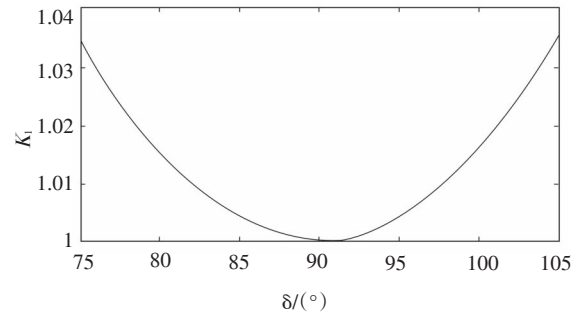


图4 比例项  $K_1$  随波片变化图

从图4可以看出,比例项  $K_1$  会随着波片延迟的变化而变化,从而影响传感器的标度因数,在实际应用中,波片的相位延迟在温度或应力变化下会出现不可避免的变化,从而引起电流传感器的标度因数漂移,因此波片的固定需保证其内部应力不变,而由温度引起的有规律的变化可用于 Verdet 常数的补偿。

### 3.3 实验结果

将AFOCT样机按图5作校验图进行测试,只改变AFOCT样机的波片相位延迟  $\delta$ , 所测结果如图6~图8所示。

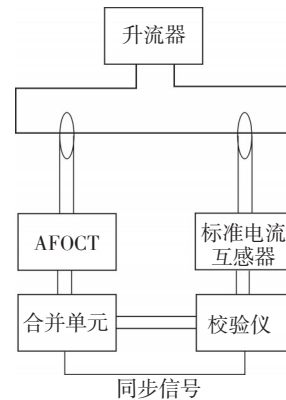


图5 电流互感器校验方案图

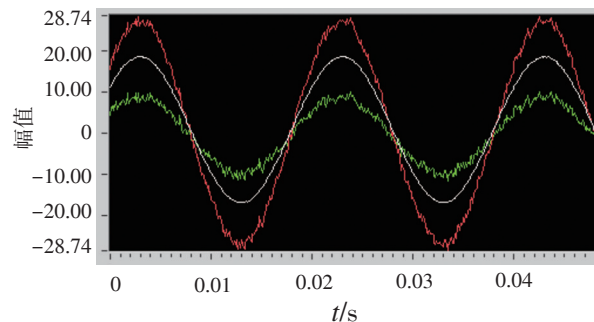


图6  $\delta$  约为  $90^\circ$  时 AFOCT 输出图

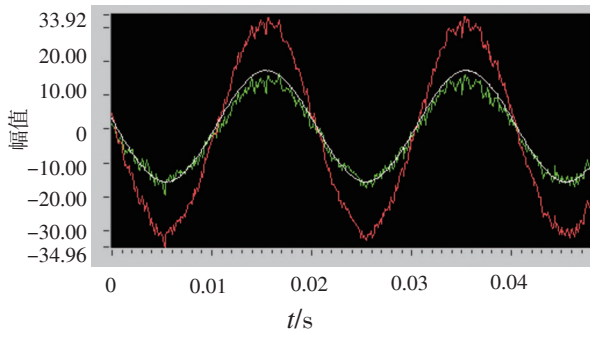


图7  $\delta$  约为  $60^\circ$  时 AFOCT 输出图

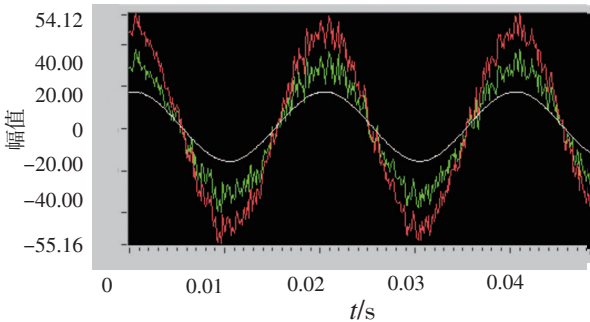


图8  $\delta$  约为  $30^\circ$  时 AFOCT 输出图

注：图6~图8中的纵轴单位为安培(A)，横轴单位为秒(s)，红色线为AFOCT样机输出曲线，白色为标准电流互感器输出曲线，绿色线为2个输出曲线的差值。

从图6~图8所测得数据中可以看出，随着 $\delta$ 的变小，AFOCT的信噪比越来越小，标度因数越来越大，验证了AFOCT信噪比 $P$ 和比例项 $K_1$ 的变化规律基本符合式(31)和式(32)。

### 4 波片的优化设计

当传感器处于变温环境下，波片和传感光纤的Verdet常数都会变化，从而引起传感器的标度因数的变化，如式(33)

$$K = \frac{4V(T)N}{\sin \delta(T) \sin 2\theta} = \frac{1}{\sin \delta(T)} \times \frac{V(T)}{V_0} \times \frac{4V_0N}{\sin 2\theta} \quad (33)$$

其中， $V_0$ 代表温度为 $20^\circ\text{C}$ 时传感光纤的Verdet常数，在不同温度下，Verdet常数变化规律为： $(1/V)\delta V/\delta T = 0.7 \times 10^{-4} \text{C}^{-1}$  [10]，由此可得图9中的受Verdet影响的比例项曲线 $\frac{V(T)}{V_0}$ ，此时若选择合适长度的波片，可使波片影响的比例项 $\frac{1}{\sin \delta(T)}$ 与Verdet常数影响的比例项 $\frac{V(T)}{V_0}$ 恰好形成互补，这样可以在变温条件下确保标度因数的稳定。波片在不同

温度下的相位延迟具有如下规律

$$\delta(T) = \delta_0 \times [1 + \alpha(T - T_0)] \quad (34)$$

其中， $\delta_0$ 为 $T_0$  ( $20^\circ\text{C}$ )温度下波片的相位延迟，经实验测得波片相位延迟温度变化率为： $\alpha = -3.89 \times 10^{-4} \text{C}^{-1}$ ，通过选择合适长度的椭芯光纤来制作成波片，满足 $\delta_0 = 96^\circ$ ，将以上参数代入式(34)后，可得图9中的曲线 $\frac{1}{\sin \delta(T)}$ ，最终在相位延迟和Verdet常数共同影响下的曲线为

$$\frac{1}{\sin \delta(T)} \times \frac{V(T)}{V_0}$$

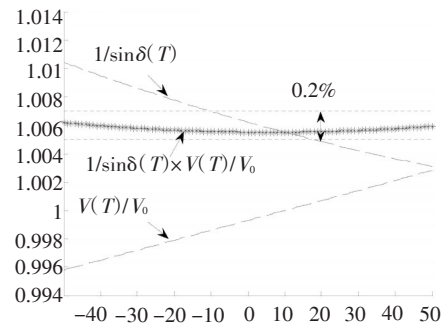


图9 波片与Verdet在变温下互补图

从图9可以看出，标度因数中受温度影响的比例项 $\frac{1}{\sin \delta(T)}$ 与 $\frac{V(T)}{V_0}$ 形成了互补，最终使传感器在全温下的标度因数变化量不超过0.2%。

### 5 结论

$1/4$ 波片对光纤电流传感器的输出影响很大，主要有熔接角度和相位延迟2个因素，对于熔接角度，由于会影响干涉光强的对比度，最终影响传感器输出的信噪比，所以熔接角度越接近 $45^\circ$ 越好；对于相位延迟，当延迟在 $90^\circ$ 时，传感器输出信噪比最佳，但由于它随温度变化，从而引起标度因数变化，并且这个变化可以用来补偿Verdet常数的变化，所以应选为 $96^\circ$ ，这样可以使传感器在变温下的输出变化量小于0.2%，从而满足IEC-0.2S级的要求。

### 参考文献

- [1] Members of the Working Groups. Optical current transducers for power systems: review[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1994, 9: 1778-1788.

(下转第50页)



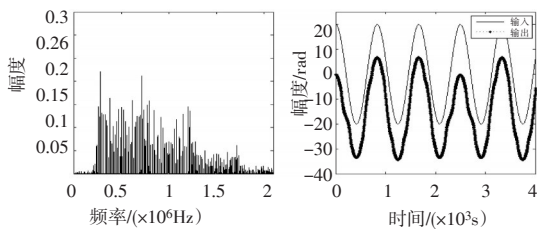


图6  $D=20$ 时干涉信号频谱图和输入输出波形对比图

态范围上限,可同时却要求提高系统的采样频率,这样大大增加了系统的复杂度。因此,应根据实际应用的需要,合理的选取载波频率。

## 4 结论

PGC解调技术利用远离待测信号频率的载波信号进行调制,克服了外界干扰而出现的随机相位衰落现象。它有利于实现传感系统的远距离传送和全光纤化,适于阵列化,提高了系统的实用价值,具有广阔的应用前景。文中对PGC解调系统进行了仿真,并对一些关键技术进行了分析,特别是对系统动态范围上限的分析。更大的载波频率能够提高系统的动态范围上限,可是也要求更高的采样频率,不利于数字化实时系统的实现。这些分析结果为数字化PGC解调的实现提供了很好的理论依据。

## 参考文献

- [1] Dandridge A, Tveten A B, Giallorenzi T G. Homodyne demodulation schemes for fiber optic sensors using phase generated carrier [J]. IEEE J. Quantum Electron, 1982, 18(10): 1635-1640.
- [2] 李卓轩,裴丽,祁春慧,等. 光纤光栅分布式传感器信号解调技术[J]. 光电技术应用,2009,24(5): 50-53.

(上接第32页)

- [2] B Lee. Review of the present status of optical fiber sensors [J]. Optical Fiber Technology, 2003, 9: 57-79.
- [3] V H Ortiz, Jorge L Flores, G García-Torales. A review on optical current transducers for power system metering[J]. Proc SPIE, 2007, 677018: 1-10.
- [4] 王政平,康崇,张雪原,等. 全光纤光学电流互感器研究进展[J]. 激光与光电子进展,2005,42(3):36-40.
- [5] Guido Frosio. Reciprocal reflection interferometer for a fiber-optic Faraday current sensor[J]. Appl Opt, 1994, 33(25):6111-6122.
- [6] J Blake, P Tantaswadi, R T de Carvalho. In-line Sagnac Interferometer Current Sensor[J]. IEEE Transaction on Power

- [3] N Lagakos, E U Schnaus, J H Cole, et al. Optimizing fiber coatings for interferometric acoustic sensors[J]. IEEE JQE., 1982, QE-18, 683-689.
- [4] 杨广学,李岩峰,康守强. 光纤F-P和FBG传感器通用解调系统的研究[J]. 光电技术应用,2010,25(1):12-15.
- [5] Thomas G GlaUorenzi, Joseph A Bucaro, Anthony Dandridge, et al. Optical fiber sensor technology[J]. IEEE J Quantum Electronics, 1982, QE-18(4): 626-665.
- [6] 荆振国,殷锴,张敏,等.干涉型光纤传感器的消偏振衰落技术研究[J]. 光子学报,2009,38(8):2024-2028.
- [7] 陶沛琳,延凤平,尹国璐,等.双光束干涉型光纤传感器灵敏度与精度受光源谱分布特性的影响分析[J]. 红外与激光工程,2011,40(3):501-505.
- [8] 倪明,张仁和,胡永明,等. 关于光纤水听器灵敏度的讨论[J]. 应用声学,2002,21(6):17-21.
- [9] Strobel O, Seibl D, Lubkoll J. Fiber-Optic Sensors An Overview [J]. IEEE J. Transparent Optical Networks, 2009, 9(11):1-6.
- [10] 雷飞鹏,宁提纲,周倩,等. 基于光纤的温度传感器[J]. 光电技术应用,2010,25(5): 39-42.
- [11] Clay K K, Anthony D. Overview of high performance fiber-optic sensing [J]. J. Phys. D: Appl. Phys., 2004,37(18): 197-205.
- [12] 孙圣和,王廷云,徐影. 光纤测量与传感技术[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1999:150-160.
- [13] 柏林厚,廖延彪,张敏,等.干涉型光纤传感器相位生成载波解调方法改进与研究[J]. 光子学报,2005,34(9):1324-1328.
- [14] Geoffrey A Cranch, Philip J Nash. Large-Scale Multiplexing of Interferometric Fiber-Optic Sensors Using TDM and DWDM[J]. Journal of Light wave Technology, 2001, 19(4): 687-699.
- [15] 曹家年,李绪友,张立昆,等.采用PGC零差检测方案的Mach-Zehnder光纤干涉仪动态范围分析[J]. 哈尔滨工程大学学报,1998,19(5):77-82.

Delivery, 1996,11(1):116-121.

- [7] 王夏霄,张春熹,张朝阳,等. 一种新型全数字闭环光纤电流互感器方案[J]. 电力系统自动化,2006,30(16):77-80.
- [8] Shayne X Short, Alexandr A Tselikov, Josiel U de Arruda, et al. Imperfect quarter-waveplate compensation in Sagnac interferometer-type current sensors[J]. Lightwave Technol, 1998, 16: 1212-1219.
- [9] James N Blake, Scottsdale, Ariz. Fiber optics apparatus and method for accurate current sensing: United States,5987195 [P].1999-11-16.
- [10] K Bohert, P Cabus, J Nehring. Temperature and vibration Insensitive Fiber optic Current Sensor [J]. Lightwave Technol, 2002, 20(2): 267-276.