

干涉型光纤传感器相位载波调制-解调技术的研究与实现

周效东 汤伟中 张 宇

(浙江大学信息与电子工程学系, 杭州 310027)

摘 要 对干涉型光纤传感器的相位载波(PGC)调制-解调技术进行了研究, 分析得出了新的相位载波检测带宽要求, 并在实验室中用相位载波检测方式检测到了较为稳定的模拟传感信号, 证实了本文的理论分析。

关键词 光纤, 干涉仪。

1 引 言

在多种干涉型光纤传感器的检测技术中, 相位载波方式^[1]克服了有源跟踪零差检测^[2]中使用压电陶瓷相调器和复位系统引入较大的附加噪声的不足, 适用于无源检测、遥测和阵列复用, 在远距离、恶劣环境、无源检测和复用传感系统中有很大的应用前景。本文对这一检测技术的检测带宽进行新的理论分析, 并在马赫-陈德尔干涉仪上实现了对模拟信号的相位载波检测方式。

2 相位载波调制-解调原理及检测带宽设计要求

干涉型光纤传感器的相位载波检测方式是通过在干涉仪中引入检测信号带宽外的某一频率的大幅度相位调制信号, 使所检测信号成为这些大幅度载波的边带, 用相关检测和微分-叉乘的方式分离光纤干涉仪的交流传感信号和随机相位漂移, 使相位的随机漂移表现为传感信号直流基线的变化, 从而得到稳定的传感信号输出^[1]。

将频率为 ω_m , 信号幅度为 C 的相位调制信号加到如图 1 所示的马赫-陈德尔光纤干涉仪上, 则干涉仪的检测信号为:

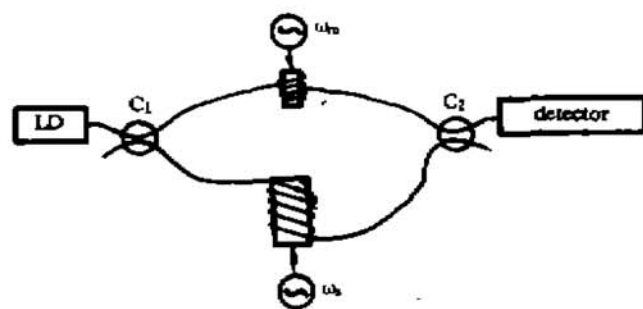


Fig. 1 The configuration sketch of PGC interferometer
 C_1, C_2 are fiber couplers

$$I = A + B \cos [C \cos \omega_n t + \varphi(t)] \quad (1)$$

其中 A 为与干涉仪输入光强有关的直流项, B 与光纤干涉仪的输入光强、光纤耦合器的分光比及干涉信号的可见度有关。 $\varphi(t) = D \cos \omega_s t + \varphi_0(t)$ 包括干涉仪的低频传感信号 $D \cos \omega_s t$ 和环境扰动引起的相位随机波动 $\varphi_0(t)$ 。将(1)式以贝塞耳函数式展开, 得到:

$$I = A + B \left\{ [J_0(C) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(C) \cos 2k\omega_n t] \cos \varphi(t) - [2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(C) \cos (2k+1)\omega_n t] \sin \varphi(t) \right\} \quad (2)$$

$J_l(C)$ 为第 l 阶贝塞耳函数。通过相干检测方式, 将(2)式信号分别乘 $G \cos \omega_n t$ 和 $H \cos 2\omega_n t$ (其中 G 、 H 分别为用以相乘的参考信号及倍频的幅度), 经低通滤波器后为 $-BGJ_1(C) \sin \varphi(t)$ 和 $-BHJ_2(C) \cos \varphi(t)$ 。两者分别微分并经过交叉相乘, 产生 $\cos^2 \varphi(t)$ 和 $\sin^2 \varphi(t)$ 的两个平方项 $B^2GHJ_1(C)J_2(C)\dot{\varphi}(t) \cos^2 \varphi(t)$ 和 $-B^2GHJ_1(C)J_2(C)\dot{\varphi} \sin^2 \varphi(t)$, 相减得到 $B^2GHJ_1(C)J_2(C) \dot{\varphi}(t)$, 积分即可得到与传感信号 $\varphi(t)$ 成正比的信号。此时相位项中导致信号衰落的漂移项 $\varphi_0(t)$ 变成了一个直流项的变化, 经过高通滤波后可以获得稳定的交变传感信号。为了增大相位载波检测的信噪比, 应尽量选择适当的调制幅度 C 使贝塞耳函数中的 $J_1(C) = J_2(C)$, 并使参考信号的幅度 G 和 H 尽量大。

本文经过分析得出, 相位载波信号检测系统所需要的最小带宽不同于真正的信号带宽^[3]。对于某一单频正弦波传感信号来说, 在相位载波检测中所检测到的信号为 $\varphi(t) = D \cos \omega_s t + \varphi_0(t)$, 其中 ω_s 为传感信号的频率, D 为单频传感信号引起的最大相偏, $\varphi_0(t)$ 为外界因素引入的相位漂移。将 $\cos \varphi(t)$ 用贝塞耳函数展开, 即:

$$\begin{aligned} \cos \varphi(t) &= \cos [D \cos \omega_s t + \varphi_0(t)] \\ &= \cos (D \cos \omega_s t) \cos \varphi_0(t) - \sin (D \cos \omega_s t) \sin \varphi_0(t) \\ &= [J_0(D) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} (-1)^l J_{2l}(D) \cos 2l\omega_s t] \cos \varphi_0(t) \\ &\quad - [2 \sum_{l=0}^{\infty} (-1)^l J_{2l+1}(D) \cos (2l+1)\omega_s t] \sin \varphi_0(t) \end{aligned} \quad (3)$$

由贝塞耳函数的性质, 得到:

$$\cos \varphi(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_l(D) \cos [l\omega_s t + \varphi_0(t) + \frac{1}{2}l\pi] \quad (4)$$

将 $\cos \varphi(t)$ 傅里叶展开为:

$$\begin{aligned} \mathcal{F}[\cos \varphi(t)] &= \pi \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_l(D) \{ \exp \{ j[\varphi_0(t) + l\pi/2] \} \delta(\omega - l\omega_s) \\ &\quad - \exp \{ -j[\varphi_0(t) - l\pi/2] \} \delta(\omega + l\omega_s) \} \end{aligned} \quad (5)$$

从(5)式可见, 在相位载波检测信号的频谱中含有无穷多个单一正弦传感信号的高次频率分量。这些围绕着零频的各次边频分量的幅度正比于 $J_l(D)$, 并由随机变化的相位 $\varphi_0(t)$ 在各边频上引入不同的相移。因此从理论上来说相位载波检测系统的频带宽度应为无限宽。而实际上当 D 一定时, 各边频的幅度(正比于 $J_l(D)$) 随着 l 的增加虽有起伏, 但总的趋势是减小的, 特别当 $l > D$ 时, $J_l(D)$ 的数值已很小, 并且其值随着 l 的增加而迅速下降, 因此如果忽略振幅很小的边带分量, 实际检测中的信号带宽是有限的。对于边频分量的取舍取决于实际应用时对信号失真的要求。根据干涉型光纤传感器小信号检测所要求的质量, 一个比较精确的标准是: 当边频幅度小于零频信号的 1%, 即 $|J_l(D)| < 0.01$ 时可以略去不计。

假设满足上述条件的最高边频次数为 l_{\max} ，根据贝塞耳函数的性质可以得到某些 D 值时的 l_{\max} 值，由下式确定相位载波检测信号所必须保留的频带宽度：

$$B = 2l_{\max}f, \quad (6a)$$

式中 f 为传感信号的频率。该式表明传感信号幅度越大、频率越高，为了不失真地检测传感信号，相位载波检测系统的带宽要求就越高。根据贝塞耳函数的性质，当 $l > D + 1$ 时， $J_l(D)$ 恒小于 0.1。为了方便起见，可用下列公式进行估算：

$$B = 2(D + 2)f, \quad (6b)$$

一般来说对于小信号检测，当传感信号引起的最大相偏 $D < 1.0$ rad 时， $6f$ 的频带宽度即能满足不失真信号检测的要求。

当传感信号为最大相偏和频率分别为 D_1 、 D_2 和 ω_1 、 ω_2 双频正弦信号时，相位载波检测中的信号为：

$$\cos \varphi(t) = \cos [D_1 \cos \omega_1 t + D_2 \cos \omega_2 t + \varphi_0(t)] \quad (7)$$

$$\text{由} \quad \exp(jD_1 \cos \omega_1 t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(D_1) \exp(jk\omega_1 t) \cdot \exp(jk\pi/2),$$

$$\exp(jD_2 \cos \omega_2 t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_l(D_2) \exp(jl\omega_2 t) \cdot \exp(jl\pi/2) \quad (8)$$

得到信号的复数表示：

$$\begin{aligned} \tilde{S} &= \cos \varphi(t) + j \sin \varphi(t) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_k(D_1) J_l(D_2) \exp\{j[k\omega_1 t + l\omega_2 t + k\pi/2 + l\pi/2 + \varphi_0(t)]\} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\text{则} \quad \cos \varphi(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_k(D_1) J_l(D_2) \cos [k\omega_1 t + l\omega_2 t + k\pi/2 + l\pi/2 + \varphi_0(t)] \quad (10)$$

这时的传感信号的频谱中除了存在无穷多个频率为 $k\omega_1$ 的分量和无穷多个频率为 $l\omega_2$ 的分量之外，还存在无穷多个交叉调制分量，频率为 $k\omega_1 + l\omega_2$ ，对称地分布于零频两侧。由于边频分量与 $J_k(D_1)J_l(D_2)$ 成正比，而 $J_k(D_1)$ 和 $J_l(D_2)$ 分别随 k 、 l 的增大而衰减，因此频谱中的主要功率仍集中在零频附近。

同样，对于有 n 个频率的单频传感信号叠加的一般信号，各频率传感信号引起的最大相偏分别为 D_1 、 D_2 、 \dots 、 D_n ，在相位载波检测所采用的信号为：

$$\varphi(t) = D_1 \cos \omega_1 t + D_2 \cos \omega_2 t + \dots + D_n \cos \omega_n t + \varphi_0(t)$$

类似的方法可推得：

$$\begin{aligned} \cos \varphi(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \dots \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_i(D_1) J_j(D_2) \dots J_k(D_n) \\ &\quad \times \cos [i\omega_1 t + j\omega_2 t + \dots + k\omega_n t + \varphi_0(t) + (i + j + \dots + k)\pi/2] \end{aligned} \quad (11)$$

根据以上分析，在传感信号为双频和多频信号时，检测信号都有无数的对应于各传感频率的边频和交叉调制项，是一个复杂调制信号。这时检测系统的频带宽度要求与通信中调制信号的频谱分量类似。通信中的实践已表明，复杂信号调制时，大多数调频波占有的有效频谱宽度仍可用单频调制时的公式表示，仅需将其中的 f 用复杂调制信号中的最高频率取代、最大相偏用复杂调制信号中对应的最大相偏 $\Delta\omega_{\max}$ 取代即可^[4]，因此复杂传感信号检测中的频宽可以根据下式估算：

$$B = 2 \left(\frac{\Delta\omega_{\max}}{\omega_{\max}} + 2 \right) f_{\max} \quad (12)$$

其中
$$\Delta\omega_{\max} = |d\varphi(t)/dt|_{\max} = D_1\omega_1 + D_2\omega_2 + \dots + D_n\omega_n$$

由此可见，为了基本不失真地恢复光纤干涉仪的传感信号，相位载波调制-解调方式对检测系统的带宽提出了较高的要求。以上结果即为本文相位载波检测电路带宽设计的依据。

随机相位漂移的频率远低于一般传感信号的频率范围，故上述分析中对其影响未加考虑。由于传感头的设计使传感信号的实际幅度与干涉仪中的相偏成正比，以上分析未考虑传感信号的实际幅度与相偏变换的因素。

3 相位载波检测光纤传感器的实现

本文建立的光纤传感器光路系统为图 1 所示的马赫-陈德尔光纤干涉仪。实验中采用的光源为单模 He-Ne 激光器，两只光纤耦合器均为 3 dB 光纤定向耦合器。光纤干涉仪的两臂长度均为 2 m，分别缠绕在两只压电陶瓷上在干涉信号中引入频率分别为 ω_m 和 ω_s 的相位调制和模拟传感信号。本实验中采用的调制信号频率为 20 kHz，根据带宽理论设计的检测信号带宽为 50 Hz~2 kHz。

本文根据相位载波检测原理设计和制作的信号检测电路框图如图 2 所示。其中电路带宽设计满足(6)式和(12)式分析的信号带宽要求。

经调试，本文检测得到了较为稳定的正弦模拟小信号检测(如图 3 所示，图中上方为相位载波检测得到的信号，下方为驱动压电陶瓷(PZT)的模拟小信号波形，正弦波为 1 kHz，电压幅度为 2 V)。当所加模拟信号为 50 Hz~2 kHz 时，检测信号均能基本无失真检测。当检测信号在 2 kHz 以上时，随频率增加信号失真度增加，这是由于部分高频信号损失产生的结果，同时信号越小失真也越小，这与本文的理论分析是一致的。

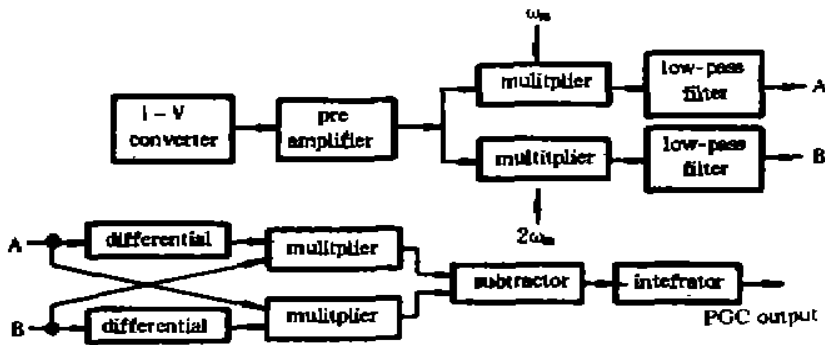


Fig. 2 The skeleton sketch of PGC detection-circuit design



Fig. 3 The experimental waveform of the signal

up: the detected signal, down: the original signal, frequency: 1 kHz, amplitude: 2V

4 实验分析

本文相位载波实验系统所检测的信号还存在两个方面的问题：1) 检测信号有小的噪声和失真，2) 光纤传感器的检测信号随着时间变化仍有极缓慢的幅度变化。

本文所研制的光纤传感器的信号的噪声来源主要是外界电磁干扰及乘法器、微分器等电路引入的噪声，通过外加接地屏蔽、改进电路布线、选取高质量的电路元件等方式能够得到较好的改善。

在本文电路系统对信号的调试中发现, 相位载波检测系统对电路的对称性要求极高, 自低通滤波器后, 要求对两路正交的信号 $\sin \varphi(t)$ 和 $\cos \varphi(t)$ 的后级微分器、第二级乘法器完全对称, 否则 $\sin^2 \varphi(t)$ 和 $\cos^2 \varphi(t)$ 前的系数不会相等, 在减法器后就不会得到有关 $\varphi(t)$ 的良好波形。因此, 只有当系统的各路增益调节到相等时, 才可能使信号不失真, 这是比较困难的。

本文研制的光纤干涉仪在相位载波检测时干涉信号略有波动的原因有两个方面。首先, 在马赫-陈德尔等双束光纤干涉仪系统中, 由于光纤中的偏振态变化也会引起检测的传感信号可见度的波动。本文所研制的相位载波检测光纤水声传感器未加消偏振衰落措施, 因此有时仍有较慢的光纤两臂的偏振态变化引起的信号衰落。事实证明, 在静止的实验室环境下偏振态引起的信号衰落还是较小的, 随着时间变化在一至几分钟内才看到信号幅度的明显变化。然而在光纤传感器的实际使用中, 不可避免地要受到外界因素的扰动和影响, 因此偏振态衰落也是今后干涉型光纤传感器实用化所面临的主要技术难题之一。

此外, 从直观上来看, 相位载波检测使信号稳定的原因是交替地利用一倍频载波上的信号和二倍频载波上的信号, 因此这两个信号的大小越接近, 即如能尽量保证调制信号使 $J_1(C) = J_2(C)$ 及参考信号中的 $G = H$, 光纤干涉仪的相位漂移导致的相位载波输出信号的波动越不明显。这对调制信号的大小及其长期稳定性提出了很高的要求。

结 论 相位载波调制-解调技术通过分离随机漂移与信号项, 从而消除随机漂移对传感信号的影响。它适于组阵, 并从根本上避免了有源相位跟踪技术所需要的有源补偿系统, 减小了复用的复杂性, 提高了系统的实用价值。本文对相位载波检测进行的新的带宽理论分析及实验结果对这一检测技术的实现与改善有较大的参考价值。

参 考 文 献

- [1] A. Dandridge, A. B. Tveten, T. G. Giallorenzi, Homodyne demodulation scheme for fiber optic sensors using phase generated carrier. *IEEE J. Quant. Electron.*, 1982, QE-18(10): 1647~1653
- [2] K. Fritsch, G. Adamovsky, Simple circuit for feedback stabilization of a single-mode optical fiber interferometer. *Rev. Sci. Instrum.*, 1981, 52(7): 994~1000
- [3] 张 宇, 光纤水听器相位载波调制-解调技术的研究, 浙江大学硕士学位论文, 1994: 9~14
- [4] 谢嘉奎, 宣月清编, 电子线路. 北京, 高等教育出版社, 1987: 465~476

Realization of Phase Generated Carrier Scheme Interferometric Fiber Optic Sensor

Zhou Xiaodong Tang Weizhong Zhang Yu

(The Information & Electronic Department, Zhejiang University, Hangzhou 310027)

(Received 21 June 1995; revised 24 November 1995)

Abstract The phase generated carrier (PGC) modulation-demodulation scheme of the interferometric fiber-optic sensor is studied. The new bandwidth requirement of the scheme is analyzed, and stabilized analogic sensing signal is obtained by PGC detection scheme in the laboratory environment, which proves the paper's theoretical analysis.

Key words fiber, interferometer