

激光与光电子学进展

欠采样下外差干涉系统数字正交解调法

马杰¹, 黎敏¹, 吕海飞¹, 郜洪云¹, 文晓艳^{1*}, 苏凯²

¹武汉理工大学理学院, 湖北 武汉 430070;

²武汉大学水利水电学院, 湖北 武汉 430070

摘要 光学外差干涉系统信号频率高, 传统的过采样解调方法的成本高且数据量大, 不利于实时解调监测。研究了欠采样数字正交解调方法, 以降低外差系统采样频率, 满足振动传感快速解调和实时监测的需求。首先理论分析了外差干涉系统欠采样的原理, 得到了采样频率需满足的条件, 即最小采样频率需大于信号带宽的 2 倍。对欠采样解调进行了实验验证, 在 PZT 激振电压为 0.5 V、外差频率为 80 MHz 时, 利用 20 kHz~10 MHz 的采样频率均可实现相位解调, 解调误差最大为 0.3%, 且不随采样频率的降低而增大。研究了采样频率大小与可测激振电压范围的关系, 采样频率越高, 可测电压范围越大。50, 100, 200 kHz 采样频率分别可适用于 1~7 V、1~14 V 和 1~20 V 范围的解调。欠采样数字正交解调以其低成本、快速解调的优势在光学外差干涉系统领域有广阔的应用前景。

关键词 光通信; 外差干涉; 数字正交解调; 欠采样; 动态范围; 振动传感

中图分类号 O436.1

文献标志码 A

doi: 10.3788/LOP202158.2306002

Undersampling Digital Orthogonal Demodulation Method for Heterodyne Interference System

Ma Jie¹, Li Min¹, Lü Haifei¹, Gao Hongyun¹, Wen Xiaoyan^{1*}, Su Kai²

¹School of Science, Wuhan University of Technology, Wuhan, Hubei 430070, China;

²School of Water Resources and Hydropower Engineering, Wuhan University, Wuhan, Hubei 430070, China

Abstract Optical heterodyne interference systems have high signal frequency. The traditional oversampling demodulation method has the disadvantages of high cost and large amount of data, so it is inconvenient for real-time demodulation monitoring. In this paper, an undersampling digital orthogonal demodulation method is studied to reduce the sampling frequency of a heterodyne system, so as to meet the demands of fast demodulation and real-time monitoring in vibration sensing. Firstly, the undersampling principle of a heterodyne interference system is analyzed theoretically to obtain the condition that the sampling frequency must meet, that is, the minimum sampling frequency should be more than twice of the signal bandwidth. Then undersampling demodulation is verified experimentally. For a vibration with a 0.5 V piezo-electric transducer (PZT) excitation voltage and an 80 MHz heterodymium frequency, the phase could be demodulated with sampling frequency as low as 20 kHz–10 MHz. The largest demodulation error is 0.3%, and it does not increase with the decrease of sampling frequency. The influence of sampling frequency on measurable PZT excitation voltage range is studied. Higher sampling frequency leads to larger voltage range, and the linear demodulation intervals corresponding to 50, 100, and 200 kHz sampling frequencies are 1–7, 1–14, and 1–20 V, respectively. Undersampling digital orthogonal demodulation is believed to have extensive application prospects in optical heterodyne interference

收稿日期: 2021-01-07; 修回日期: 2021-03-04; 录用日期: 2021-03-23

基金项目: 国家自然科学基金(62075174, 11974266, 51879207)、中央高校基本科研基金(WUT2020IB004, WUT2019IB014)

通信作者: *wenxy@whut.edu.cn

systems due to its low-cost and fast demodulation.

Key words optical communications; heterodyne interference; digital orthogonal demodulation; undersampling; dynamic range; vibration sensing

OCIS codes 060.2840; 070.2050

1 引言

外差检测将携带传感信息的干涉信号调制到高频段,通过带通滤波器滤除光源波动、光路器件以及环境引起的低频噪声,因此该方法具有较高的信噪比和抗干扰能力^[1-3]。基于外差检测的振动传感技术已广泛应用于多个领域,如光纤水听器、结构健康监测、安防报警等^[4-6]。该方法一般是通过声光调制器(AOM)移频使两个干涉臂产生频差,AOM的移频频率决定了外差信号的频率^[7]。目前常见的AOM中心频率在几十到几百MHz^[8-11],对应的外差频率也在几十到几百MHz。根据传统的奈奎斯特采样定理,采样频率需要大于信号最高频率的两倍。以50MHz的外差信号为例,需要的最低采样频率为100MHz。Liu等^[9]利用外差法探测微小振动,外差频率为200MHz,采样频率为500MHz。Chen等^[10]将频分复用和外差检测结合进行分布式振动测量,采用1GHz采样频率对250MHz的外差信号进行采集。高采样频率对采集系统的要求较高,这也大大增加了数据量,不利于快速解调和实时监测。研究降低外差系统采样频率的方法,对于降低成本、提高解调速度具有重要意义。

目前降低外差系统采样频率的方法主要有两种。一种方法是降低外差频率,即在参考臂和测试臂同时使用AOM移频,将两个AOM移频的频差作为外差频率^[12]。但是,由于外差系统的动态范围与外差频率成正相关^[7],降低外差频率的同时也减小了系统的动态范围。另一方面,AOM移频不可避免地存在相位噪声,增加AOM容易引入额外的相位噪声,降低了信号解调的准确性^[12-13]。另一种方法是将外差信号与信号发生器生成的正弦信号在模拟电路中混频产生高频和低频分量,利用低通滤波器提取低频分量,然后进行采集。模拟电路器件

与输出的干涉信号之间存在阻抗不匹配问题,因此解调可靠性降低,且容易引入电路噪声^[14]。这两种方法都需额外的器件,增加了系统的复杂性且引入了噪声。

本文研究了欠采样下外差信号数字正交解调方法。根据带通采样原理^[15],在欠采样条件下,只要采样频率满足一定要求,即使不满足奈奎斯特采样定理,仍可采集到完整的信号,由此便可大大降低采样频率。本文首先理论分析了外差信号欠采样的原理,得到了最小采样频率需满足的条件,然后对欠采样解调进行了实验验证,并以过采样解调的结果为标准,计算了欠采样下不同采样频率解调的误差。最后研究了采样频率大小与可测激振电压范围的关系,证实了采样频率越高则可测电压范围越大的结论。基于欠采样方法解调,在不引入额外AOM和模拟电路且采样频率远低于奈奎斯特采样频率的情况下,仍可以对振动信号实现准确解调,从而可大大降低采集成本、减小数据量、提高解调速度。

2 基本原理

2.1 外差干涉

传感系统如图1所示,窄线宽激光器输出光经 1×2 耦合器分为两路,一路经AOM移频后作为参考光,另一路经测试光纤尾端法拉第旋转镜的反射后与参考光发生干涉。将测试光纤的一段缠绕在压电陶瓷(PZT)上以施加振动信号。干涉信号经过平衡探测器(BPD)的光电转换后由示波器通道1采集,信号发生器产生的AOM射频驱动信号由示波器通道2采集。对通道2采集的射频信号与通道1采集的干涉信号进行混频滤波,构建正交信号。

干涉信号可以表示为

$$\begin{aligned}
 I(t) = & I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos [2\pi f_{\text{AOM}} t + \Delta\varphi_v(t) + \varphi_{20} - \varphi_{10}] = \\
 & I_1 + I_2 + 2 \left| J_0(\varphi_{\text{vo}}) \right| \sqrt{I_1 I_2} \cos (2\pi f_{\text{AOM}} t + \varphi_{20} - \varphi_{10}) + 2 \left| J_1(\varphi_{\text{vo}}) \right| \sqrt{I_1 I_2} \cos [2\pi (f_{\text{AOM}} + f_v) t + \varphi_{20} - \varphi_{10}] + \\
 & 2 \left| J_1(\varphi_{\text{vo}}) \right| \sqrt{I_1 I_2} \cos [2\pi (f_{\text{AOM}} - f_v) t + \varphi_{20} - \varphi_{10}] + 2 \left| J_2(\varphi_{\text{vo}}) \right| \sqrt{I_1 I_2} \cos [2\pi (f_{\text{AOM}} + 2f_v) t + \varphi_{20} - \varphi_{10}] + \\
 & 2 \left| J_2(\varphi_{\text{vo}}) \right| \sqrt{I_1 I_2} \cos [2\pi (f_{\text{AOM}} - 2f_v) t + \varphi_{20} - \varphi_{10}] + \dots, \quad (1)
 \end{aligned}$$

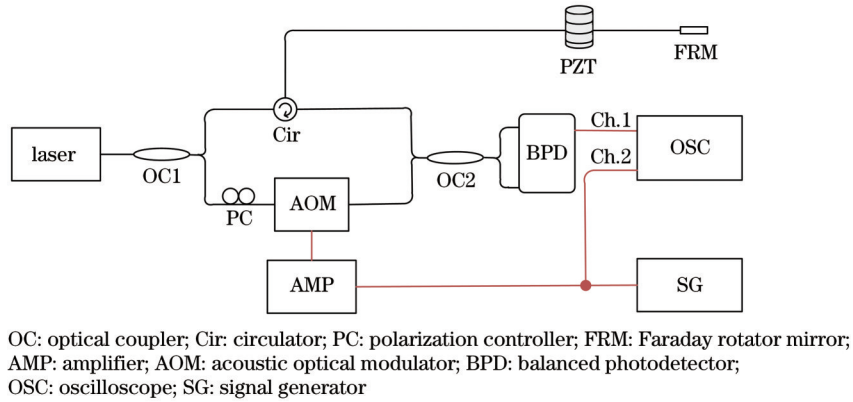


图 1 实验系统光路图

Fig. 1 Optical path of experimental system

式中： I_1 、 I_2 和 φ_{10} 、 φ_{20} 分别为参考光、测试光的光强和初始相位； f_{AOM} 为声光调制器的移频频率； $\Delta\varphi_v(t) = \varphi_{v0} \sin(2\pi f_v t)$ 为振动引起的相位变化量； φ_{v0} 为相位变化量的幅值（与振幅呈线性关系）； f_v 为振动频率； $J_0(\varphi_{v0})$ 、 $J_1(\varphi_{v0})$ 、 $J_2(\varphi_{v0})$ 为贝塞尔函数系数，其大小由 φ_{v0} 决定。

由(1)式可得，携带相位调制项的外差信号为贝塞尔函数形式，在频谱上表现为在外差频率两边对称出现一些旁瓣峰。旁瓣峰频率为振动频率及倍频，峰值由振幅大小决定。根据卡森带宽准则估算得到带宽 B 为^[7]

$$B = 2(\varphi_{v0} + 1)f_v \quad (2)$$

由(2)式可得，外差信号的带宽主要由振动频率和振幅决定。

2.2 欠采样下的数字正交解调

2.2.1 带通采样定理

外差干涉信号 $I(t)$ [其频谱为 $I(f)$] 为典型的带通信号，根据信号采样原理^[15]，经过采样之后的信号频谱 $I_s(t)$ 是原信号频谱 $I(f)$ 的周期性延拓，即采样信号的频谱由原始信号频谱及其平移 nf_s 后的频谱叠加得到。其双边频谱如图 2 所示， I_1 为原始信号的正频率成分及其周期延拓，其频率范围为 $[-f_L, f_H]$ ，其中 $f_L = f_{AOM} - \frac{B}{2}$ ， $f_H = f_{AOM} + \frac{B}{2}$ 。 I'_1 为原始信号的负频率成分及其周期延拓，其频率范围为 $[-f_L, -f_H]$ 。经过采样之后， I_1 两边出现频率延拓分量 I'_2 、 I'_3 ，其频率范围分别为 $[-f_L + nf_s, -f_H + nf_s]$ 和 $[-f_L + (n+1)f_s, -f_H + (n+1)f_s]$ 。

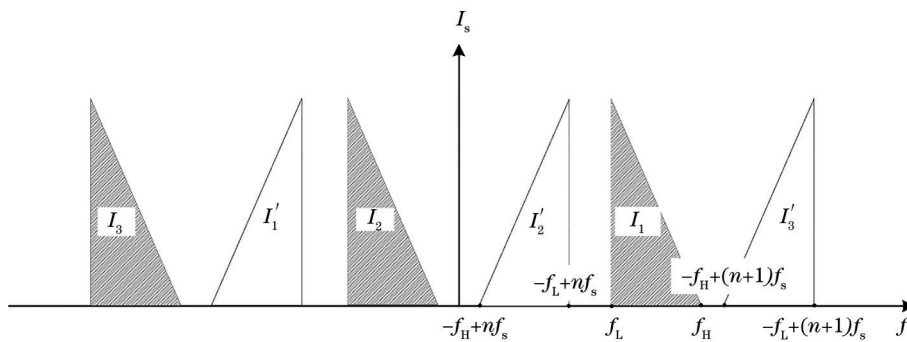


图 2 带通信号下采样频谱示意图

Fig. 2 Undersampling frequency spectrum of bandpass signal

根据带通采样原理^[16-17]，为了避免 I'_2 、 I'_3 和 I_1 出现频率混叠， f_s 需要同时满足条件：

$$\begin{cases} \frac{2f_{AOM} + B}{n + 1} \leq f_s \leq \frac{2f_{AOM} - B}{n} \\ f_s \geq 2B \end{cases} \quad (3)$$

式中： n 为满足 $0 \leq n \leq f_c/B$ 的自然数。

由(3)式得到了外差系统采样频率需要满足的条件。 $n=0$ 对应奈奎斯特采样定理，即传统的过采样，其采样频率要大于信号最高频率 (f_H) 的 2 倍。当 $n>0$ 时，只要满足(3)式，依然可以采集到完整的信

号。此时 f_s 小于奈奎斯特采样频率,为欠采样采集。

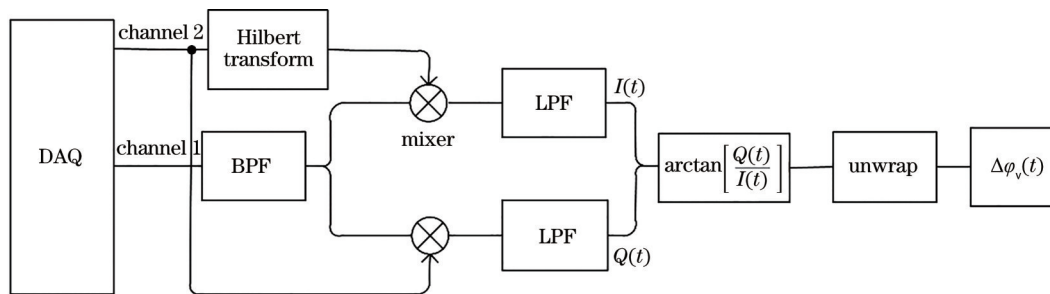
2.2.2 数字正交解调

数字正交解调是通过数字信号处理得到一组包含相位变化信息的正交信号,并运用反正切算法或微分交叉相乘算法,提取正交信号的相位^[18-20]。解调流程如图 3 所示,对通道 2 采集到的 AOM 射频驱动信号进行希尔伯特变换,得到一对正交信号,将二者分别与外差干涉信号混频,再进行低通滤波,得到一

对包含振动相位调制项的零频正交信号 $I(t)$ 和 $Q(t)$:

$$\begin{cases} I(t) = \frac{1}{2} \sqrt{I_1 I_2} \cos [\Delta\varphi_v(t) + \varphi_{20} - \varphi_{10}] \\ Q(t) = \frac{1}{2} \sqrt{I_1 I_2} \sin [\Delta\varphi_v(t) + \varphi_{20} - \varphi_{10}] \end{cases} \quad (4)$$

通过对 $\frac{Q(t)}{I(t)}$ 作反正切和相位解缠绕,即可得到振动相位调制项 $\Delta\varphi_v(t)$ 。



DAQ: data acquisition; BPF: band pass filter; LPF: low pass filter

图 3 解调流程图

Fig. 3 Flow chart of demodulation

3 实验结果分析

实验使用的光源是 NKT Photonics 公司的 Basik E15 窄线宽激光器,其中心波长为 1550.12 nm,线宽小于 0.1 kHz。激光器输出光经过 1:9 光纤耦合器分为两路,参考光经过 AOM 移频后与传感器反射回来的测试光发生干涉。干涉信号由平衡探测器 (Thorlabs, PDB450C-AC) 进行光电转换,再由示波器 (Agilent, MSO 9254A) 采集。

3.1 过采样解调

首先在过采样条件下对外差信号进行解调。AOM 移频为 80 MHz,采用 200 MHz 采样频率进行采集。PZT 激励电压为 0.5 V 时的外差信号频谱如图 4 所示,其 4 阶旁瓣峰峰值由于接近噪声水平而被忽略,因此只考虑 3 阶以内的信号,对应的带宽为 6 kHz。解调结果如图 5(a) 所示,将其作为参考,以评估欠采样解调的性能。

3.2 欠采样解调

3.2.1 采样频率大小对解调结果的影响

下面进行欠采样解调分析。在振动频率和振幅保持不变的情况下,采用了不同的采样频率 (20 kHz, 10 kHz, 5 kHz) 对信号进行采集和解调,解调结果如图 5(b)~(d) 所示。

根据 (3) 式,最小采样频率应大于信号带宽的

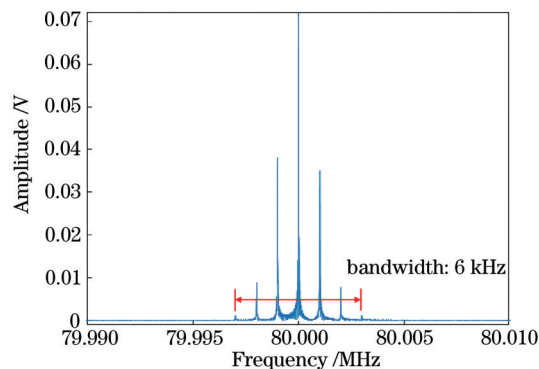


图 4 外差干涉信号频谱图

2 倍 (12 kHz)。当采样频率为 20 kHz 时,解调信号未出现失真 [图 5(b)],且幅值与过采样解调的一致,说明在该采样频率下可以很好地解调信号,解调结果与过采样相当。而当采样频率为 10 kHz 和 5 kHz [图 5(c)、(d)] 时,解调信号出现失真,幅值也明显减小。特别是对于 5 kHz 的信号,由于采样点数过少,失真更为明显。

进一步研究欠采样下不同采样频率 (5 kHz~10 MHz) 的相位解调误差。为消除 PZT 振幅波动对解调的影响,对每个采样频率重复进行 10 次实验,然后对每次解调出的相位取平均值,将过采样 (200 MHz) 的解调结果作为标准计算误差,结果如

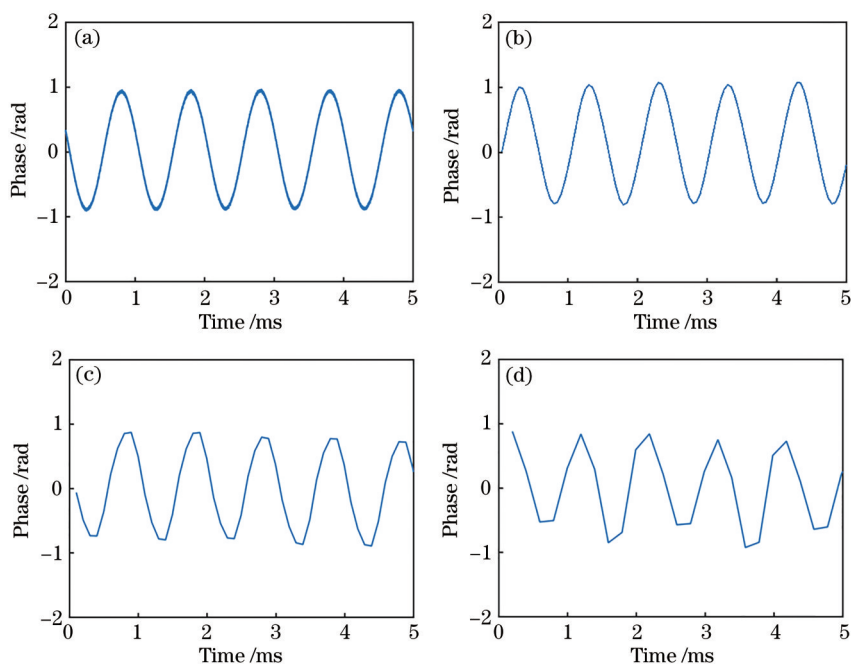


图 5 不同采样频率的解调结果。(a) 200 MHz; (b) 20 kHz; (c) 10 kHz; (d) 5 kHz

Fig. 5 Demodulation results at different sampling frequencies. (a) 200 MHz; (b) 20 kHz; (c) 10 kHz; (d) 5 kHz

表 1 所示。在采样频率为 20 kHz 及以上时,欠采样解调相对于过采样解调的误差不超过 0.3%,说明只要采样频率大于信号带宽的 2 倍(12 kHz)便可以很好地解调出信号,而且误差不随采样频率的降低而增大。由于 10 kHz 和 5 kHz 采样频率小于信号带宽的 2 倍,解调误差高达 7.0% 和 18.0%。

表 1 不同采样频率的解调结果

Table 1 Demodulation results at different sampling frequencies

Sampling frequency	Heterodyne frequency / MHz	Average demodulation phase / rad	Error / %
200 MHz	80.00000	0.9011	-
10 MHz	82.50000	0.9016	0.2
1 MHz	80.25000	0.9032	0.1
100 kHz	80.02500	0.9028	0.2
50 kHz	80.01250	0.9004	0.1
40 kHz	80.01000	0.9036	0.3
20 kHz	80.00500	0.8982	0.3
10 kHz	80.00250	0.8366	7.0
5 kHz	80.00125	0.7303	18.0

3.2.2 采样频率大小对解调范围的影响

根据(3)式,外差信号的带宽越大,需要的采样频率越高,因此如果采集设备的采样频率受限,则带宽也随之受限。而带宽由振动信号的振幅(即压

电陶瓷的电压)决定,因此采样频率会影响可测电压的范围。

实验研究了采样频率大小对可测电压范围的影响。实验时电压在 1~20 V 范围内等间距变化,每次增加 1 V,分别采用 200 MHz、200 kHz、100 kHz 和 50 kHz 的采样频率进行信号采集和解调,结果如图 6 所示。采样频率为 200 kHz 时,1~20 V 范围内解调的相位与电压均保持线性关系,这与 200 MHz 过采样解调的结果一致,说明在 200 kHz 采样频率下可以完成该电压范围的解调,

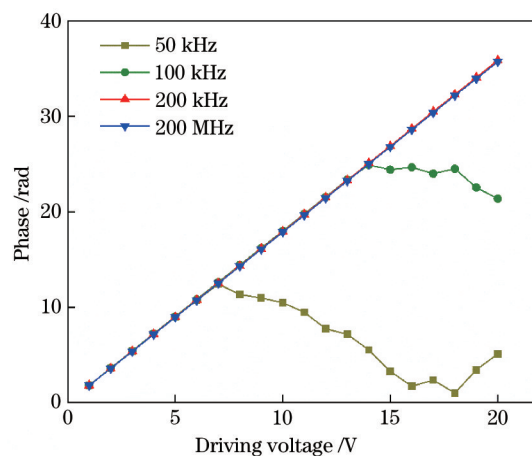


图 6 采样频率对线性解调区间的影响

Fig. 6 Effect of sampling frequency on linear demodulation interval

对应的相位变化范围为 35 rad(以过采样解调为依据)。而采样频率为 100 kHz、50 kHz 时,相位分别在驱动电压为 14 V 和 7 V 处出现突变,且在突变点以后相位变化与电压偏离线性关系,说明 100 kHz、50 kHz 分别仅适用于 1~14 V (26 rad) 和 1~7 V (14 rad) 范围内的振动解调。因此在实际测量中,需要兼顾采集设备上限和待测的相位变化范围,选择合适的采样频率。

4 结 论

研究了采样频率低于奈奎斯特采样频率下的外差系统数字正交解调方法,用于光纤传感振动信号的解调。理论分析了外差系统欠采样的原理,得到了采样频率需满足的条件。对欠采样解调进行了实验验证,在 PZT 激励电压为 0.5 V 时,仅使用 20 kHz~10 MHz 的采样频率即可对频率为 80 MHz 的外差信号进行解调。与过采样(200 MHz)相比,该方法的误差不超过 0.3%,且误差不随采样频率的降低而增大。研究了采样频率对可测激振电压变化范围的影响,采样频率越高则可测激振电压范围越大,50,100,200 kHz 的采样频率分别可适用于 1~7 V、1~14 V 和 1~20 V 范围的解调。在实际应用中,可根据待解调范围选择合适的采样频率。欠采样解调成本低、数据处理量少、解调速度快,在外差声传感领域具有很大的应用潜力。

参 考 文 献

- [1] Hu Y L. Heterodyne detection technique for optical fiber sensors[J]. Journal of Geomatics, 1990, 15(2): 43-49.
胡又林. 光纤传感器中的外差检测技术[J]. 武测科技, 1990, 15(2): 43-49.
- [2] Wu D, Zhu R H, Chen L, et al. Heterodyne measurement and adaptive control for environmental micro-vibration in phase-shifting interferometer[J]. Acta Photonica Sinica, 2004, 33(12): 1493-1496.
吴栋, 朱日宏, 陈磊, 等. 干涉仪环境振动的外差检测与自适应控制[J]. 光子学报, 2004, 33(12): 1493-1496.
- [3] Ma H Y, Wang X X, Ma F, et al. Research progress of Φ -OTDR distributed optical fiber acoustic sensor[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2020, 57(13): 130005.
马皓钰, 王夏霄, 马福, 等. Φ -OTDR 型分布式光纤声波传感器研究进展[J]. 激光与光电子学进展, 2020, 57(13): 130005.
- [4] Song M P, Zhuang S W, Wang Y X. High-frequency vibration detection of phase-sensitive optical time-domain reflectometer[J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47(5): 0506001.
宋牟平, 庄守望, 王轶轩. 相位敏感光时域反射计的高频振动检测[J]. 中国激光, 2020, 47(5): 0506001.
- [5] He X G, Xu X H, Zhang M, et al. On the phase fading effect in the dual-pulse heterodyne demodulated distributed acoustic sensing system[J]. Optics Express, 2020, 28(22): 33433-33447.
- [6] Wang M, Yang P, He L B, et al. Design of zero-crossing demodulation system for measurement of underwater acoustic pressure by optical method[J]. Acta Metrologica Sinica, 2019, 40(2): 315-318.
王敏, 杨平, 何龙标, 等. 光学法复现水声声压中的过零点解调系统设计[J]. 计量学报, 2019, 40(2): 315-318.
- [7] Zhang N. Study on several key technologies of interferometric fiber optic hydrophone array system based on heterodyne detection scheme[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2013: 13-21.
张楠. 基于外差检测的干涉型光纤水听器阵列系统若干关键技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2013: 13-21.
- [8] Zhang S J, Wang M K, Zhang Y L, et al. Self-calibrated high-frequency analysis of high-speed optoelectronic devices by frequency-shifted heterodyne[J]. Journal of Applied Sciences, 2020, 38(4): 630-639.
张尚剑, 王梦珂, 张雅丽, 等. 基于移频外差的高速光电子器件自校准高频分析[J]. 应用科学学报, 2020, 38(4): 630-639.
- [9] Liu T, Wang F, Zhang X P, et al. Interrogation of ultra-weak FBG array using double-pulse and heterodyne detection[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2018, 30(8): 677-680.
- [10] Chen D, Liu Q W, He Z Y. Phase-detection distributed fiber-optic vibration sensor without fading-noise based on time-gated digital OFDR[J]. Optics Express, 2017, 25(7): 8315-8325.
- [11] Christian K. Measurement of ultrasonic pressure by heterodyne interferometry with a fiber-tip sensor[J]. Applied Optics, 1999, 38(13): 2812-2819.
- [12] Li Y, Xiangli B, Zhang W X, et al. Detection of double acousto-optical modulators difference frequency based on spectrum correction[J]. Laser & Optoelectronics

- Progress, 2015, 52(5): 051205.
- 李杨, 相里斌, 张文喜, 等. 基于频谱校正的双声光调制器频差检测[J]. 激光与光电子学进展, 2015, 52(5): 051205.
- [13] Zhao Y, Zhou T, Li D C. Influence of characteristics of an AOM on the measurement accuracy of a heterodyne interferometer[J]. Acta Optica Sinica, 1999, 19(10): 1368-1374.
- 赵洋, 周挺, 李达成. 外差干涉仪中声光调制器特性对测量精度的影响[J]. 光学学报, 1999, 19(10): 1368-1374.
- [14] Yang M, Cai C G, Wang Y. Review of acquisition and demodulation method of heterodyne interferometer signal[J]. Laser Magazine, 2018, 39(1): 20-24.
- 杨明, 蔡晨光, 王颖, 等. 外差式激光干涉信号的采集与解调方法综述[J]. 激光杂志, 2018, 39(1): 20-24.
- [15] Zhang X D, Cui X W, Wang X Q. Digital signal analysis and processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2014.
- 张旭东, 崔晓伟, 王希勤. 数字信号分析和处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2014.
- [16] Liu J H, Zhou X Y, Peng Y N. Spectral arrangement and other topics in first-order bandpass sampling theory[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(6): 1260-1263.
- [17] Jiang F, Li H L, Zhang Z H, et al. Undersampling for fiber distributed acoustic sensing based on coherent phase-OTDR[J]. Optics Letters, 2019, 44(4): 911-914.
- [18] Wang C H, Qu Y, Tang Y P T. IQ quadrature demodulation algorithm used in heterodyne detection[J]. Infrared Physics & Technology, 2015, 72: 191-194.
- [19] Gao Y S, Wen A J, Tu Z Y, et al. Simultaneously photonic frequency downconversion, multichannel phase shifting, and IQ demodulation for wideband microwave signals[J]. Optics Letters, 2016, 41(19): 4484-4487.
- [20] Wu C B, Lin Y, Jin X J, et al. Synchronous in-phase and quadrature demodulation technique for resonant micro-optic gyroscope[J]. Applied Optics, 2019, 58(18): 5050-5056.