

载波相位偏差对光纤检波器解调的影响

刘 飞¹, 颜 晗², 华 波², 郑小平¹, 张 敏³

¹清华大学电子工程系, 北京 100084;

²中国船舶工业系统工程研究院, 北京 100094;

³北京大学海洋研究院, 北京 100871

摘要 在基于外差方案的干涉型光纤检波器中, 正交载波的获取是其中的一个重要环节。谐波失真和相对幅度误差是评价解调信号质量的重要指标, 正交载波之间存在的相位偏差会导致解调信号的谐波失真和相对幅度误差增大。分析了正交载波的相位偏差与解调结果的谐波失真、相对幅度误差之间的关系, 运用级数分解和贝塞尔函数展开式进行数学推导, 并进行了仿真实验。分析结果表明, 正交载波的相位偏差与谐波失真/相对幅度误差呈正相关, 当要求谐波失真优于-40 dB、相对幅度误差小于 1% 时, 需要控制相位偏差在 1.6×10^{-2} rad 以下。最后搭建了实验测试系统, 实验结果验证了理论的正确性。

关键词 光纤光学; 相位偏差; 谐波失真; 相对幅度误差

中图分类号 TN247 **文献标识码** A

doi: 10.3788/AOS201737.0906001

Effect of Carrier Phase Bias on Demodulation of Fiber-Optic Seismometer

Liu Fei¹, Yan Han², Hua Bo², Zheng Xiaoping¹, Zhang Min³

¹Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China;

²System Engineering Research Institute, China State Shipbuilding Corporation, Beijing 100094, China;

³Institute of Ocean Research, Peking University, Beijing 100871, China

Abstract The acquisition of quadrature carriers is important for interferometric fiber-optic seismometer with heterodyne scheme. Harmonic distortion and relative amplitude error are the major parameters for quality evaluating. The existence of phase bias between quadrature carriers will lead to the harmonic distortion of demodulation result and increase the relative amplitude error. Relationship among phase bias of quadrature carriers, harmonic distortion and relative amplitude error is analyzed. Mathematical derivation is carried out with series decomposition and Bessel function expansion, and simulation verification is carried out. Analysis results show that the relative amplitude error and the harmonic distortion are both positively correlate with the phase bias of quadrature carriers. The phase bias should be controlled under 1.6×10^{-2} rad to ensure relative amplitude error lower than 1% and harmonic distortion better than -40 dB. A experimental system is established, and experiments are conducted. The experimental results are consistent with the theoretical results.

Key words fiber optics; phase bias; harmonic distortion; relative amplitude error

OCIS codes 060.2370; 060.2840; 050.5080; 100.5070

1 引 言

干涉型光纤检波器是一类频带宽、灵敏度高、性能稳定、抗电磁干扰的光纤传感器^[1], 既可以作为压力传感器应用于水声探测^[2], 也可以作为加速度传感器用于地震勘探^[3-4]。干涉型光纤检波器的信号解调方法主

收稿日期: 2017-03-06; 收到修改稿日期: 2017-05-11

基金项目: 国家自然科学基金(61327812)

作者简介: 刘 飞(1990—), 男, 博士研究生, 主要从事光纤传感方面的研究。E-mail: liufei19900213@126.com

导师简介: 张 敏(1970—), 男, 博士, 特聘研究员, 主要从事光纤传感方面的研究。

E-mail: 1606871001@pku.edu.cn(通信联系人)

要有零差法^[5]、相位生成载波法^[6-7]和外差法^[8]等。其中,外差法的应用最为广泛,主要原因是:外差法得到的解调结果的动态范围大,对突变信号的响应较快,且基于外差方案的干涉型光纤检波器的系统比较稳定^[9]。在基于外差方案的干涉型光纤检波器中,正交载波的获取至关重要,为了提高运算效率,通常使用移点法来得到载波的两个正交项。但是,该方法会在载波中引入相位偏差,从而影响解调结果,特别是会造成信号的谐波失真。谐波失真是评价检波器性能的一项重要指标,反映了信号无失真恢复的能力和效果^[10]。当谐波失真过大时,信号的各次谐波分量会转换为噪声,加大噪声本底,减小系统的动态范围,同时也会导致低频信号的高次谐波掩盖有用的高频微弱信号^[11]。载波相位偏差也会引入信号的相对幅度误差,造成解调结果失真。之前的研究者已经注意到外差方案中出现的正交载波相位偏差的问题,但未围绕具体的评价指标进行定量研究^[12-14]。

本文从外差方案的解调原理出发,详细推导了载波相位偏差和解调结果的谐波失真以及相对幅度误差之间的数学关系,并进行仿真和实验验证。结果表明,载波相位偏差对于谐波失真和相对幅度误差有显著的影响。为了保证解调效果,必须将载波的相位偏差控制在合理的数值以下,这为正交载波的选取提供了一定的理论依据。

2 基本原理

2.1 基于外差方案的干涉型光纤检波器工作原理

图1为典型的基于外差方案的干涉型光纤检波器系统结构图。激光器发出的光经过一个光开关(IOS)后被调制为脉冲光,其重复频率为 f_{rep} 。脉冲光进入第一个耦合器,分别被两个声光调制器(AOM)移频 f_1 和 f_2 ,其中移频 f_2 的脉冲光还经过了一段长度为 $2\Delta L$ 的延时光纤,这样再经过第二个耦合器后,就会形成一对脉冲光。这对脉冲光经环形器后进入迈克耳孙型检波器,由于检波器两臂的臂长差为 ΔL ,返回的中间两个光脉冲叠加形成干涉脉冲。为补偿传输光纤的损耗以及检波器引入的损耗,设置了两个掺铒光纤放大器(EDFA)。为了滤除EDFA的部分放大自发辐射噪声,在探测器之前增加了滤波器,其通带中心频率等于激光器输出光的频率。干涉脉冲经过探测器、模数(AD)转换器后由现场可编程门阵列(FPGA)进行信号解调,就可以恢复出其中的相位信息,也就是检波器探测到的外界信息。干涉信号的表达式可以写为

$$I(t) = A \{ 1 + v \cos [2\pi f_c + \varphi_s(t) + \varphi_0] \}, \quad (1)$$

式中 A 为干涉信号的直流强度, v 为对比度, $f_c = f_1 - f_2$ 为载波频率, φ_0 为干涉信号的初始相位, $\varphi_s(t)$ 为解调出的相位信号。

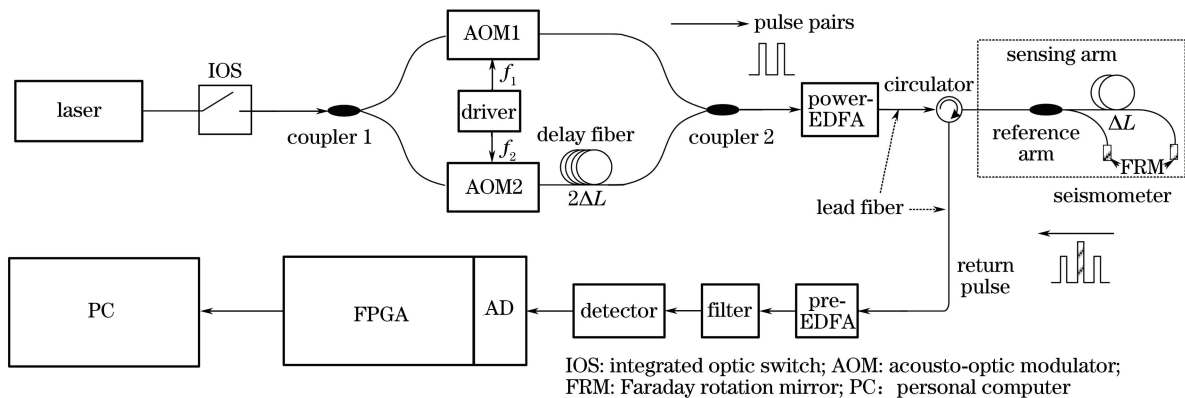


图1 基于外差方案的干涉型光纤检波器示意图

Fig. 1 Diagram of interferometric fiber-optic detector based on heterodyne scheme

外差方案的解调算法如图2所示,干涉信号在与载波的两个正交项相乘后,分别通过低通滤波器(LPF),将此时得到的信号分别记为 $i(t)$ 和 $q(t)$,利用相除反正切算法和相位累积算法求得最终的相位信号 $\varphi_s(t)$ 。这里将载波的两个正交项分别记为

$$C(t) = B \cos(2\pi f_c t), \quad S(t) = -B \sin(2\pi f_c t), \quad (2)$$

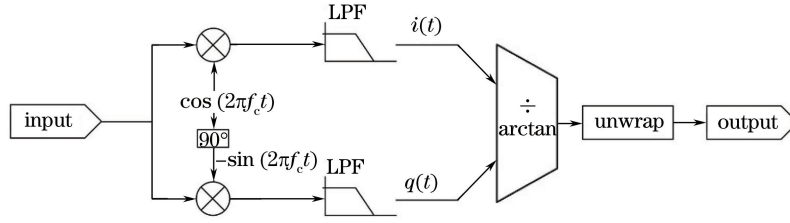


图 2 外差方案的信号解调流程图

Fig. 2 Signal demodulation diagram in heterodyne scheme

式中 B 为载波强度, t 为时间。

2.2 相位偏差对解调结果的影响

在解调过程中,需要由载波 $C(t)$ 设法获取其正交载波 $S(t)$, 相比于希尔伯特变化法和差分法等, 移点法是广泛使用的一类简单高效的方法, 该方法要求脉冲重复频率和载波频率满足^[12-13]

$$f_{\text{rep}} = 4kf_c (k = 1, 2, 3, \dots) \quad (3)$$

在数字信号处理中, 可以通过将载波信号向前移动 k 个点来获得其正交项。载波信号可以由光学参考信号获得或者由电学方法获得^[12], 但是当光学参考信号的初始相位随时间波动或不能严格满足(3)式时, $S(t)$ 中就会出现相位偏差 φ_b , 即

$$S(t) = -B \sin(2\pi f_c t + \varphi_b) \quad (4)$$

经过图 2 描述的解调算法后, 输出的相位信号为

$$\varphi_{\text{dem}}(t) = \arctan [\tan \varphi(t) \cos \varphi_b - \sin \varphi_b] \quad (5)$$

其中 $\varphi(t) = \varphi_s(t) + \varphi_0$, 可以得到解调结果的偏差为

$$\delta\varphi = \varphi_{\text{dem}}(t) - \varphi(t) = \arctan \frac{\tan(\varphi_b/2) - \rho \sin [2\varphi(t) + \theta]}{1 + \rho \cos [2\varphi(t) + \theta]} \quad (6)$$

式中 $\rho = |\tan(\varphi_b/2)/\cos(\varphi_b/2)|$, $\theta = \pi/2 - \varphi_b/2$ 。当 $\varphi_b \ll 1$ rad 时, 可以认为 $\tan(\varphi_b/2) \approx 0$, 根据文献[15]中所给出的级数展开表达式, (6) 式可以写为

$$\delta\varphi = - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n \rho^n \sin \{n [2\varphi(t) + \theta]\}}{n} \quad (7)$$

式中 n 为级数展开式中不同的阶数。要求 $|\rho| < 1$, 则

$$|\varphi_b| < 2 \arccos \sqrt{\frac{\sqrt{5}-1}{2}} = 1.33 \quad (8)$$

综合考虑 $\varphi_b \ll 1$ rad 的前提条件, 则(7)式成立的要求即为 $\varphi_b \ll 1$ rad, 因此后续的仿真和实验中 φ_b 的取值区间为 $10^{-3} \sim 10^{-1}$ rad。取(7)式的一阶近似可得

$$\delta\varphi = -\rho \sin [2\varphi(t) + \theta] \quad (9)$$

考虑到输入信号为标准正弦信号, 即 $\varphi(t) = D \cos(2\pi f_s t) + \varphi_0$ (D 为标准信号幅度), 则当存在载波相位偏差 ($\varphi_b \neq 0$) 时, 有 $\rho \neq 0$ 和 $\delta\varphi \neq 0$, 解调结果中将会出现信号频率的各高阶分量 (也称高次谐波), 造成解调信号畸变, 这里用总谐波失真 (THD) 和相对幅度误差 (RAE) 来评价这种畸变的程度。其中 THD 表示的是解调信号各高阶分量的能量之和与信号基频能量的比值, 用变量 H 表示; RAE 表示实际解调信号幅度与标准信号幅度的相对偏差, 用变量 ϵ 表示。 H 和 ϵ 分别可定义为

$$H = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} D_k^2}{D^2}, \quad \epsilon = \left| \frac{D_{\delta\varphi}}{D} \right| \quad (10)$$

式中 D_k 为第 k 次谐波的幅度, $D_{\delta\varphi}$ 为 $\delta\varphi$ 中基频的信号幅度。 H 和 ϵ 均为无量纲的数, 通常对 H 进行对数运算, 单位为 dB; 使用 % 对 ϵ 进行描述。将(9)式进行贝塞尔函数展开, 可以得到

$$\delta\varphi = -\rho \sin [2D \cos(2\pi f_s t) + 2\varphi_0 + \theta] = -\rho \left\{ 2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(2D) \cos [2\pi(2k+1)f_s t] \cos(2\varphi_0 + \theta) + \left\{ J_0(2D) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(2D) \cos [2\pi(2k)f_s t] \right\} \sin(2\varphi_0 + \theta) \right\}, \quad (11)$$

式中 $J_0(2D)$ 和 $J_{2k+1}(2D)$ 分别为 0 阶和 $2k+1$ 阶贝塞尔函数。根据文献[16]中提供的计算方法,得到

$$\begin{cases} H \approx \frac{2 \tan^2(\varphi_b/2)}{D^2 \cos^2(\varphi_b/2)} \times \left\{ \frac{1 - J_0^2(2D)}{2} - J_1^2(2D) - \frac{1}{2} [J_0^2(2D) - J_0(4D) - 2J_1^2(2D)] \cos(4\varphi_0 - \varphi_b) \right\} \\ \epsilon \approx 2 \left| \frac{\tan(\varphi_b/2)}{\cos(\varphi_b/2)} [J_0(2D) + J_2(2D)] \sin(2\varphi_0 - \varphi_b/2) \right| \end{cases}, \quad (12)$$

式中 $J_1(2D)$ 为 1 阶贝塞尔函数, $J_2(2D)$ 为 2 阶贝塞尔函数。(12)式是(10)式在正交载波存在相位偏差情况下的具体应用。从(12)式可以看出, H 和 ϵ 与信号的幅度 D 和相位偏差 φ_b 有关,同时还会随信号的初始相位 φ_0 的变化发生波动。为了排除 φ_0 的波动的影响,可以选择 H 和 ϵ 的最大值、最小值或平均值进行分析。

为了验证所得到的理论公式,这里进行了仿真验证。首先仿真 H 和 D 的关系,设置载波频率 $f_c = 50$ kHz,脉冲重复频率 $f_{rep} = 200$ kHz,信号频率 $f_s = 200$ Hz,信号幅度 $D \in [0.01, 10]$,初始相位 $\varphi_0 \in [-\pi/4, \pi/4)$,固定 $\varphi_b = 0.1$ rad。仿真结果如图 3(a)所示,其中实线表示理论计算结果,点图表示仿真结果。从图 3(a)中可以看出,当 $D < 1$ rad 时,理论值和仿真结果吻合得较好;当 $D > 1$ rad 时,理论与仿真之间的偏差增大,这是由于当信号幅度增大时,仿真中所使用的低通滤波器也会影响 H 。整体来看,当信号幅度增大时, H 也随之增大,并且在 1.3 rad 左右取得最大值,之后又随之减小。进一步地,分别将信号频率 f_s 改为 1 kHz,脉冲重复频率 f_{rep} 改为 400 kHz,载波频率 f_c 改为 25 kHz,同时保持其他参数不变,此时各参数组合下的仿真和理论结果分别如图 3(b)~(d)所示。可以看出,在各组仿真参数下,仿真结果与理论预测结果均吻合得较好,进一步说明所提出理论的正确性;同时,不同的仿真参数所得的结果基本一致,说明所提出的理论具有一定的适用性,与所选取的载波频率、重复频率和信号频率关系不大。图中 THD_{mean} 、 THD_{max} 、 THD_{min} 分别代表 THD 的均值、最大值和最小值。

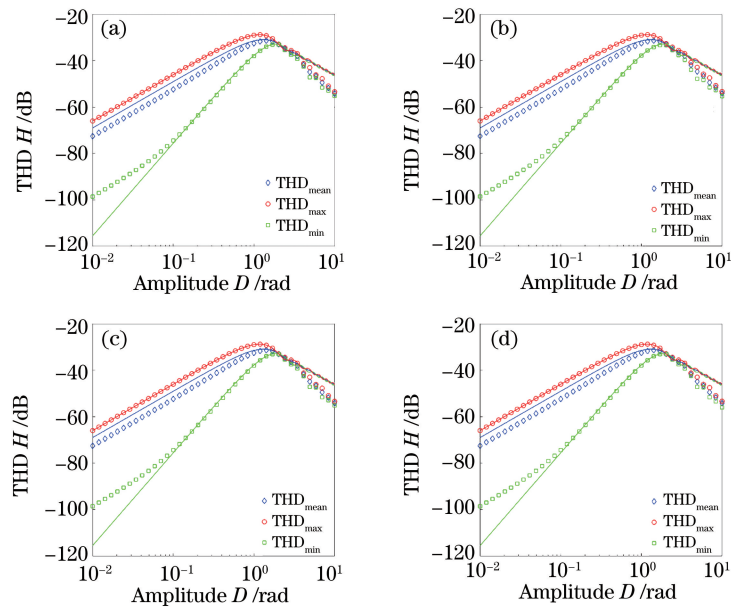


图 3 THD 与信号幅度之间关系的理论与模拟结果。(a) $f_s = 200$ Hz, $f_{rep} = 200$ kHz, $f_c = 50$ kHz; (b) $f_s = 1$ kHz, $f_{rep} = 200$ kHz, $f_c = 50$ kHz; (c) $f_s = 200$ Hz, $f_{rep} = 400$ kHz, $f_c = 50$ kHz; (d) $f_s = 200$ Hz, $f_{rep} = 200$ kHz, $f_c = 25$ kHz
 Fig. 3 Theoretical and simulation results of THD versus signal amplitude. (a) $f_s = 200$ Hz, $f_{rep} = 200$ kHz, $f_c = 50$ kHz; (b) $f_s = 1$ kHz, $f_{rep} = 200$ kHz, $f_c = 50$ kHz; (c) $f_s = 200$ Hz, $f_{rep} = 400$ kHz, $f_c = 50$ kHz; (d) $f_s = 200$ Hz, $f_{rep} = 200$ kHz, $f_c = 25$ kHz

接下来选取 $D=0.01, 1.3, 10$ rad, 分别计算了 H 的最大值与相位偏差 φ_b 的关系, 如图 4 所示, 图中各子图所对应的仿真参数与图 3 中的设置相同, 这里不再赘述。可以看出, 当 $D=0.01$ rad 和 $D=1.3$ rad 时理论与仿真结果非常接近, 且对于不同的仿真参数, 其结果基本一致。但是, 当 $D=10$ rad 时理论与仿真结果存在一定的偏差, 且在不同的仿真参数下偏差有所不同。综合图 3、4 的结果可以看出: 在对数坐标下, H 基本上与 φ_b 呈线性关系; 当 $\varphi_b < 2.8 \times 10^{-2}$ rad 时, $H < -40$ dB; 当 $\varphi_b < 2.8 \times 10^{-3}$ rad 时, $H < -60$ dB。

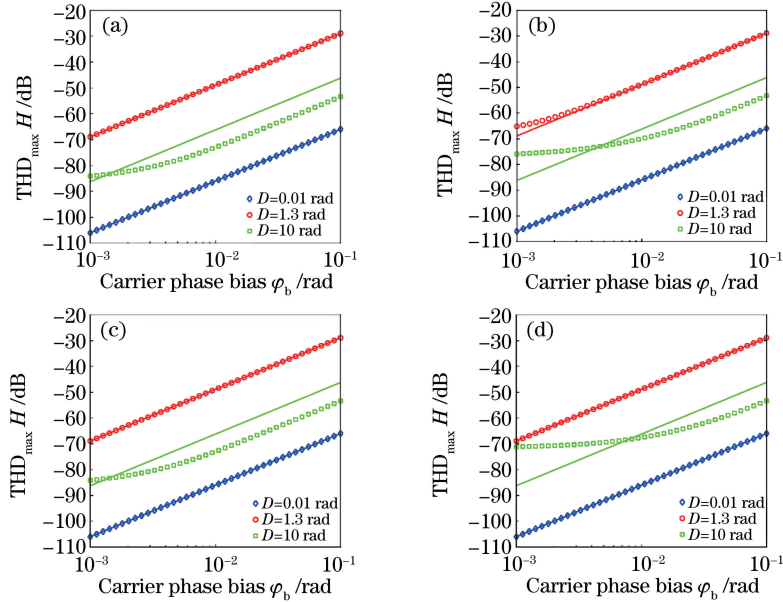


图 4 THD 最大值与载波相位偏差之间关系的理论与模拟结果。(a) $f_s=200$ Hz, $f_{\text{rep}}=200$ kHz, $f_c=50$ kHz;

(b) $f_s=1$ kHz, $f_{\text{rep}}=200$ kHz, $f_c=50$ kHz; (c) $f_s=200$ Hz, $f_{\text{rep}}=400$ kHz, $f_c=50$ kHz;

(d) $f_s=200$ Hz, $f_{\text{rep}}=200$ kHz, $f_c=25$ kHz

Fig. 4 Theoretical and simulation results of maximum THD versus carrier phase bias. (a) $f_s=200$ Hz, $f_{\text{rep}}=200$ kHz,

$f_c=50$ kHz; (b) $f_s=1$ kHz, $f_{\text{rep}}=200$ kHz, $f_c=50$ kHz; (c) $f_s=200$ Hz, $f_{\text{rep}}=400$ kHz, $f_c=50$ kHz;

(d) $f_s=200$ Hz, $f_{\text{rep}}=200$ kHz, $f_c=25$ kHz

使用同样的仿真参数, 可以得到 ϵ 的最大值与信号幅度 D 、相位偏差 φ_b 的关系, 如图 5 和图 6 所示, 其中各子图所代表的仿真参数与前述仿真设置相同。当 $D > 1$ 时, 仿真结果与计算结果偏差较大, 这是由滤波器的影响导致的, 但是滤波器并不影响整体的变化趋势。当 φ_b 增大时, ϵ 也随之增大, 但是当 $D < 1$ 时, ϵ 与 D 的关系不大。可以看出: 在对数坐标下, ϵ 也基本上与 φ_b 呈线性关系; 当 $\varphi_b < 1.6 \times 10^{-2}$ rad 时, $\epsilon < 1\%$; 当 $\varphi_b < 1.6 \times 10^{-3}$ rad 时, $\epsilon < 0.1\%$ 。在不同的仿真参数下, 所得到的仿真结果基本一致。需要注意的是, 在数字系统中, 由采样率(即脉冲重复频率 f_{rep})决定的 RAE 最小值为 $2\pi(f_s/f_{\text{rep}})\sin(4\pi f_s/f_{\text{rep}})$, 当 $f_s=1$ kHz 时, 该表达式的值为 2×10^{-3} , 即在图 5(b) 和图 6(b) 中, RAE 一定会高于此值。对于其他各仿真条件, $f_s=200$ Hz 时得到由采样率决定的 RAE 最小值为 8×10^{-5} , 其对仿真结果没有显著的影响。

3 实验结果

按照图 1 搭建实验系统(未使用 EDFA), 图中的检波器中有一段光纤缠绕在压电陶瓷(PZT)上, 使用信号发生器(Agilent 33120A)驱动 PZT 以模拟输入信号, 信号频率为 200 Hz。设置载波频率 $f_c=50$ kHz, 脉冲重复频率 $f_{\text{rep}}=200$ kHz, 调节信号发生器输出信号的幅值, 使光纤检波器的输出信号分别约为 0.1 rad 和 1 rad; 然后设置载波频率为 50.8, 51.6, 52.4, 53.2, 54.0 kHz, 观察载波频率出现偏差时不同信号幅度下 H 和 ϵ 的变化。通过(13)式计算得到由载波偏差所引入的相位偏差为

$$\varphi_b = \frac{\pi}{2} \frac{4kf_c - f_{\text{rep}}}{f_{\text{rep}}} \quad (13)$$

这里取 $k=1$, 则上述不同频率的载波所引入的相位偏差依次为 2.5×10^{-2} , 5.0×10^{-2} , 7.5×10^{-2} , $1.0 \times$

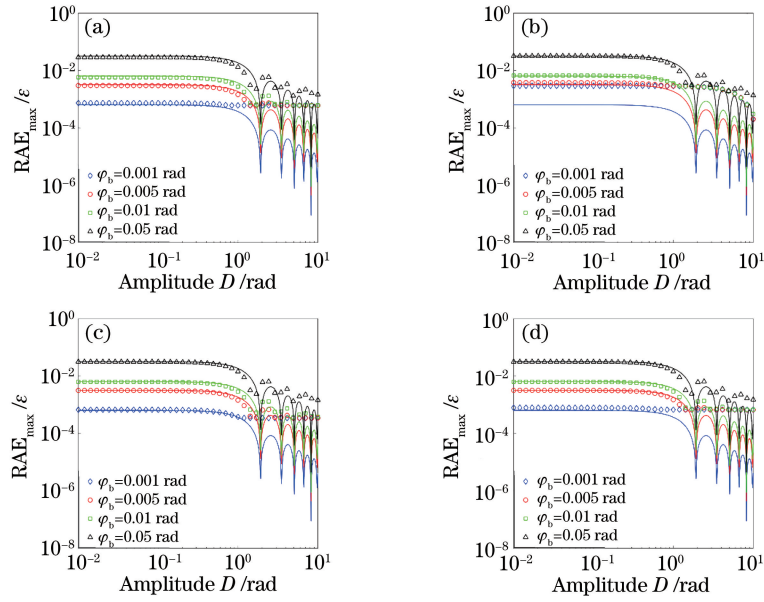


图 5 RAE 与信号幅度之间关系的理论与模拟结果。(a) $f_s=200$ Hz, $f_{\text{rep}}=200$ kHz, $f_c=50$ kHz; (b) $f_s=1$ kHz, $f_{\text{rep}}=200$ kHz, $f_c=50$ kHz; (c) $f_s=200$ Hz, $f_{\text{rep}}=400$ kHz, $f_c=50$ kHz; (d) $f_s=200$ Hz, $f_{\text{rep}}=200$ kHz, $f_c=25$ kHz

Fig. 5 Theoretical and simulation results of RAE versus signal amplitude. (a) $f_s=200$ Hz, $f_{\text{rep}}=200$ kHz, $f_c=50$ kHz; (b) $f_s=1$ kHz, $f_{\text{rep}}=200$ kHz, $f_c=50$ kHz; (c) $f_s=200$ Hz, $f_{\text{rep}}=400$ kHz, $f_c=50$ kHz; (d) $f_s=200$ Hz, $f_{\text{rep}}=200$ kHz, $f_c=25$ kHz

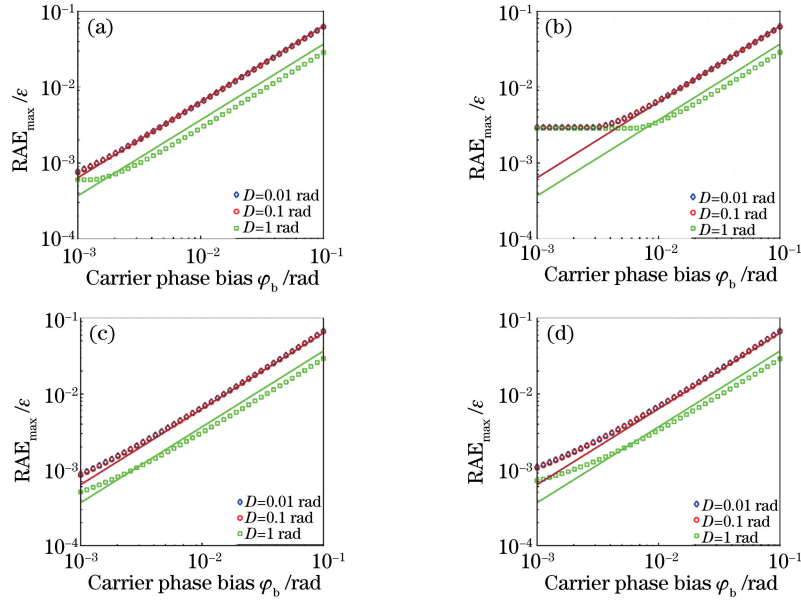


图 6 RAE 与载波相位偏差之间关系的理论与模拟结果。(a) $f_s=200$ Hz, $f_{\text{rep}}=200$ kHz, $f_c=50$ kHz; (b) $f_s=1$ kHz, $f_{\text{rep}}=200$ kHz, $f_c=50$ kHz; (c) $f_s=200$ Hz, $f_{\text{rep}}=400$ kHz, $f_c=50$ kHz; (d) $f_s=200$ Hz, $f_{\text{rep}}=200$ kHz, $f_c=25$ kHz

Fig. 6 Theoretical and simulation results of RAE versus carrier phase bias. (a) $f_s=200$ Hz, $f_{\text{rep}}=200$ kHz, $f_c=50$ kHz; (b) $f_s=1$ kHz, $f_{\text{rep}}=200$ kHz, $f_c=50$ kHz; (c) $f_s=200$ Hz, $f_{\text{rep}}=400$ kHz, $f_c=50$ kHz; (d) $f_s=200$ Hz, $f_{\text{rep}}=200$ kHz, $f_c=25$ kHz

$10^{-1}, 1.3 \times 10^{-1}$ rad。在计算 ϵ 时,以载波频率为 50 kHz 时的解调信号幅值为基准。

图 7 对比了当载波频率分别为 50 kHz 和 50.8 kHz(对应相位偏差为 2.5×10^{-2} rad)时的解调结果(信号幅度为 1 rad)。从图 7(a)中可以看出,当不存在相位偏差时,解调结果的 THD 优于 -60 dB。当出现相位偏差时,从图 7(b)中可以明显得看出各次谐波,THD 达到了一 45.7 dB,相比无相位偏差的情况,其 THD

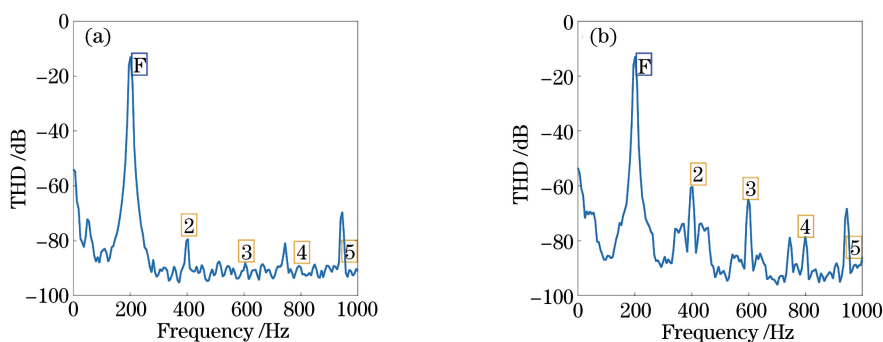


图 7 有相位偏差时的解调结果对比。(a)无相位偏差时的 THD;(b)有相位偏差时的 THD

Fig. 7 Comparison of demodulation results with and without phase bias. (a) THD without phase bias; (b) THD with phase bias 增大了约 16 dB。图中 F 代表基频分量,2~5 代表各次谐波。

不同信号幅度时 H 和 ϵ 随相位偏差的波动情况如图 8 所示,图中的点划线代表实验测得的结果(取 200 次 THD 和 RAE 实验测试结果的平均值),并给出了各点的误差限,实线代表理论计算结果。可以看出, H 和 ϵ 都随着相位偏差的增大而增大,与前述理论和仿真描述的趋势相符合。同时,当解调信号幅度 $D=1$ rad 时(图 8 中的绿色曲线),实验测得的 THD 变化趋势与理论曲线吻合度较高;实测 RAE 与理论值在相位偏差大于 0.05 rad 时吻合得较好,在相位偏差小于等于 0.05 rad 时的吻合度减小,但是保持在同一数量级上。当 D 下降为 0.1 rad 时(图 8 中的红色曲线),由于解调结果的信噪比降低,此时实测值与理论值之间存在偏差,但是两者所反映的趋势是一致的。由于实际解调结果中存在一定的噪声(噪声的标准差约为 0.01 rad),因此解调信号幅度越大,信噪比越高,实测值与理论值之间的偏差越小。

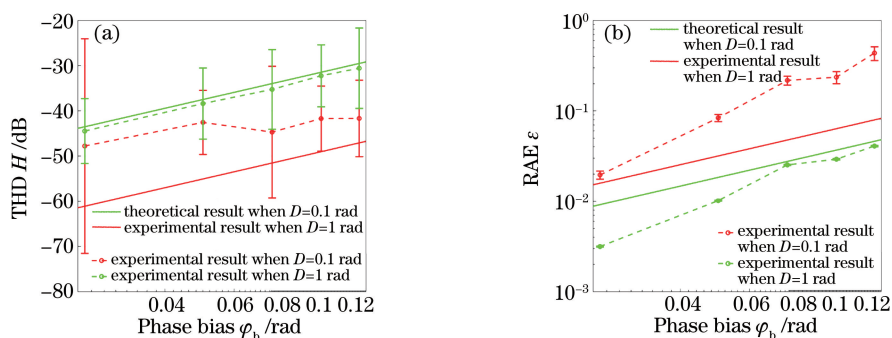


图 8 (a) THD 随相位偏差的变化;(b) RAE 随相位偏差的变化

Fig. 8 (a) THD versus phase bias; (b) RAE versus phase bias

4 结 论

分析了在基于外差方案的干涉型光纤检波器中,载波的相位偏差对解调结果的谐波失真和相对幅度误差的影响。研究表明,谐波失真和相对幅度误差均与载波的相位偏差呈正相关,当相位偏差较小时,谐波失真与相位偏差的平方近似呈线性关系,相对幅度误差与相位偏差近似呈线性关系。研究结果不仅表明载波的相位偏差会对解调结果产生影响,并给出了理论公式,此外还进行了仿真实验验证,进而可根据性能要求对载波的相位偏差给出一定的限制。最后对所提出的理论进行了实验验证,实验测得的谐波失真和相对幅度误差随载波相位偏差的变化趋势与理论相符,当解调结果信噪比足够大时,实验结果与理论预测结果吻合得较好。根据该研究,当要求谐波失真优于 -40 dB、相对幅度误差小于 1% 时,载波的相位偏差不应大于 1.6×10^{-2} rad。

参 考 文 献

- [1] Kirkendall C K, Dandridge A. Overview of high performance fibre-optic sensing [J]. Journal of Physics D: Applied Physics, 2004, 37(18): R197-R216.

- [2] Hu Y M, Hu Z L, Luo H, *et al.* Recent progress toward fiber optic hydrophone research, application and commercialization in China[C]. SPIE, 2012, 8421: 84210Q.
- [3] de Freitas J M. Recent developments in seismic seabed oil reservoir monitoring applications using fibre-optic sensing networks[J]. Measurement Science and Technology, 2011, 22(5): 052001.
- [4] Cao Yulong, Yang Fei, Xu Dan, *et al.* Disturbed fiber vibration sensor based on 3×3 Michelson interferometer[J]. Chinese J Lasers, 2016, 43(10): 1010001.
曹玉龙, 杨 飞, 徐 丹, 等. 基于 3×3 迈克耳孙干涉仪的分布式光纤振动传感器[J]. 中国激光, 2016, 43(10): 1010001.
- [5] Jackson D A, Priest R, Dandridge A, *et al.* Elimination of drift in a single-mode optical fiber interferometer using a piezoelectrically stretched coiled fiber[J]. Applied Optics, 1980, 19(17): 2926-2929.
- [6] Zhang H Y, Zhang M, Wang L W, *et al.* An improved PGC demodulation method to suppress the impact of laser intensity modulation[C]. SPIE, 2011, 8199: 81990Q.
- [7] Li Shuwang, Shao Shiyong, Mei Haiping, *et al.* Interference phase generated carrier demodulation algorithm based on synchronous carrier restoration method[J]. Chinese J Lasers, 2016, 43(12): 1204004.
李树旺, 邵士勇, 梅海平, 等. 基于同步载波复原的干涉相位生成载波解调算法[J]. 中国激光, 2016, 43(12): 1204004.
- [8] Liu F, Xie S G, Qiu X K, *et al.* Efficient common-mode noise suppression for fiber-optic interferometric sensor using heterodyne demodulation[J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(23): 5453-5461.
- [9] Cranch G A, Crickmore R, Kirkendall C K, *et al.* Acoustic performance of a large-aperture, seabed, fiber-optic hydrophone array[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2004, 115(6): 2848-2858.
- [10] 罗福龙. 地震仪器概述及其指标分析(二)[J]. 物探装备, 2004, 14(4): 278-283.
- [11] Zhang Yongxue, Yin Xingyao, Song Jianping. Method to improve measuring accuracy of harmonic distortion of seismic prospecting instrument[J]. Oil Geophysical Prospecting, 2010, 45(5): 633-636.
张永学, 印兴耀, 宋建平. 提高地震仪器谐波畸变测试精度的方法[J]. 石油地球物理勘探, 2010, 45(5): 633-636.
- [12] Zhang Nan. 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: 26-32.
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: 26-32.
- [13] Xiao Yaowen. Design and analysis of hydrophone array using heterodyne techniques[D]. Beijing: Tsinghua University, 2014: 55-61.
肖尧文. 外差式光纤水听器系统的设计与分析[D]. 北京: 清华大学, 2014: 55-61.
- [14] Jiang Peng, Zhang Nan, Xiong Shuidong, *et al.* Impact of optical intensity perturbation on heterodyne demodulation scheme[J]. Acta Optica Sinica, 2013, 33(F06): S106004.
蒋 鹏, 张 楠, 熊水东, 等. 光强扰动对干涉型光纤传感器外差解调的影响[J]. 光学学报, 2013, 33(F06): S106004.
- [15] Todd M D. Output-noise statistical characterization for digital-phase-demodulation systems with intensity-based input noise[J]. Journal of Lightwave Technology, 2007, 25(3): 747-756.
- [16] Zhang H Y, Zhang M. Analysis of total harmonic distortion in phase generated carrier demodulation algorithm by digital arctangent approach[C]. SPIE, 2013, 9043: 90430M.