

基于非均匀光频梳的多频率瞬时信号检测方案

刘可欣, 高娜*

河南理工大学物理与电子信息学院, 河南 焦作 454003

摘要 提出了一种基于非均匀光频梳的多频率瞬时信号检测方案。以功率非均匀下降的光频梳功率比为参照, 利用待测信号与光频梳的拍频功率比确定信号的频率范围, 再由解调后的频率信息计算待测信号的精确频率。仿真实现了 0~20 GHz 范围内多频信号的瞬时测量, 误差范围为 0~23 MHz。此外, 分析了激光器线宽、光纤布拉格光栅中心频率、调制器偏置电压和光混频器相差对测量结果的影响。结果显示: 该系统对激光器线宽和混频器相差的改变不敏感, 光纤布拉格光栅中心频率和调制器偏置电压会影响光频梳信号的功率比; 当功率比区分度较大时, 系统稳定性更高, 误差更小。

关键词 光纤光学; 射频光子学; 瞬时频率测量; 光频梳; 光纤布拉格光栅; 双平行马赫-曾德尔调制器

中图分类号 TN247

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS202242.2306004

Multi-Frequency Instantaneous Signal Detection Scheme Based on Non-Uniform Optical Frequency Comb

Liu Kexin, Gao Na*

School of Physics & Electronic Information Engineering, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, Henan, China

Abstract This paper proposes a multi-frequency instantaneous signal detection scheme based on a non-uniform optical frequency comb. Furthermore, the paper takes the comb's power ratio with non-uniform power drop as a reference, utilizes the beat frequency power ratio of the signal to be measured and the comb to determine the frequency range of the signal, and then calculates the exact frequency of the signal based on the demodulated frequency information. Through the simulation, the instantaneous measurement of multi-frequency signals in the range of 0-20 GHz is realized, with an error ranging from 0 to 23 MHz. In addition, the paper analyzes the effects of factors on the measurement results, such as the laser's linewidth, the center frequency of fiber Bragg grating (FBG), the bias voltage of the electro-absorption modulator, and the phase difference of the optical hybrid coupler. Results show that the system is insensitive to changes in the laser's linewidth and the phase difference of the coupler, but the center frequency of FBG and the bias voltage of the modulator can affect the power ratio of the comb signal. When the power ratio is different to a large extent, the system is more stable, and the error gets smaller.

Key words fiber optics; radio frequency photonics; instantaneous frequency measurement; optical frequency comb; fiber Bragg grating; dual parallel Mach-Zehnder modulator

1 引言

瞬时微波信号频率测量在雷达、通信、认知无线电等领域具有重要意义, 相比于传统电子学测频技术, 基于光子辅助的测频技术具有传输带宽大、损耗低、频谱响应范围大且抗电磁干扰等优势^[1-2]。

频率测量的分类按照测量方案可分为频率-功率映射型、频率-时间映射型^[3-5]、频率-空间映射型^[6-8]、扫

描型^[9]、压缩感知型^[10-11], 其中测量多频信号的方案主要有频率-空间映射型、扫描型、频率-时间映射型及压缩感知型。频率-空间映射型方案是通过受激布里渊散射(SBS)、光滤波器、光频梳(OFC)及相干光通信^[12-13]等技术在光域进行频谱划分, 以此将频率信息映射在空间上。文献[14]提出了一种基于受激布里渊散射的光子辅助瞬时测频方案^[14], 该方案实现了在 25 GHz 以内多频信号的瞬时测频, 误差为 ± 0.1 GHz。

收稿日期: 2022-04-21; 修回日期: 2022-05-26; 录用日期: 2022-06-13

基金项目: 河南省科技攻关项目(222102210330, 202102310299)

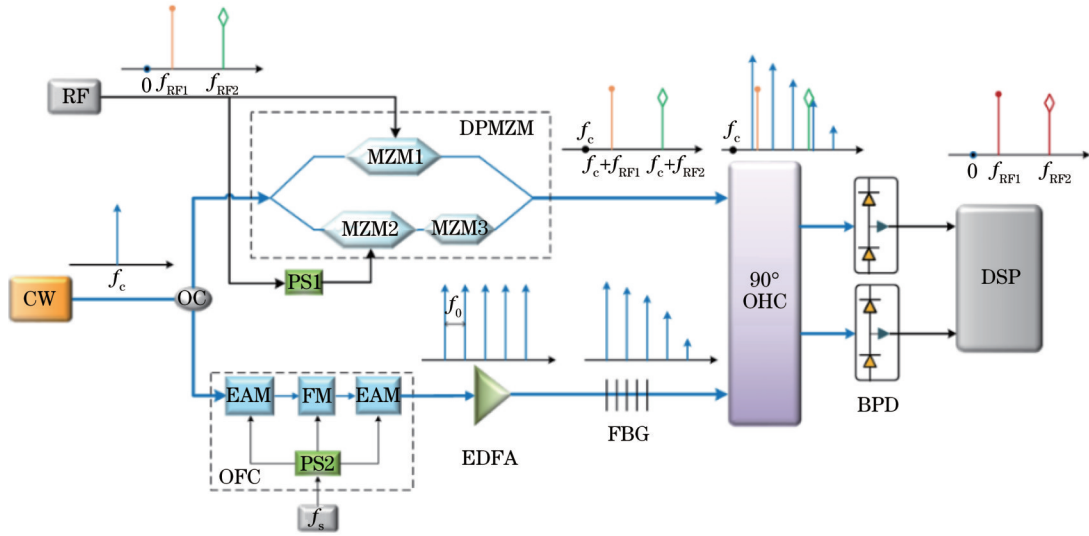
通信作者: *gaona@hpu.edu.cn

该系统要求波分复用器的带宽控制在 0.1 GHz 以内, 目前通用的波分复用器较难满足。频率-时间映射方案的测频误差相对较小^[15], 文献[15]提出了一种基于傅里叶域锁模激光器的多频测量方案, 该方案将锁模激光器作为扫频激光源, 其扫频功能由电控硅微盘谐振器控制, 电控硅微盘谐振器作为快速可调谐光学滤波器, 实现了大范围、高精度的频率测量。但该方案将频率信息映射在时间上, 所以不可进行瞬时测频。

本文提出了一种新的测频方案, 该方案结构简单、易搭建, 且可实现多频信号的瞬时测量。利用双平行马赫-曾德尔调制器(DPMZM)进行载波抑制的单边带调制, 从而避免了由高频向中频的下变频镜像干扰。采用光纤布拉格光栅(FBG)将高平坦度的 OFC 信号进行不同程度的功率衰减并将其用作本振光, 最后利用同相/正交(I/Q)解调技术将信号光与本振光进行解调。由于产生的拍频信号功率比只与 OFC 齿梳功率比有关, 根据解调后拍频信号的功率信息, 即可得知待测信号的频率范围, 再根据拍频信号的频率信息, 得到待测信号的精确频率。

2 系统原理

该方案的原理如图 1 所示。由连续激光器(CW laser)发出的光信号经光耦合器(OC)后被分为上下两路。上路光信号用作光载波, 将射频信号加载在光路上; 下路光信号用于生成光频梳, 作为相干光通信系统的本振光。上路光信号注入 DPMZM 后被射频信号进行载波抑制的单边带调制(CS-SSB), 利用相移器 1(PS)控制射频信号功率。下路光信号经电吸收调制器(EAM)和频率调制器(FM)级联生成频率间隔相同、高平坦度的 OFC, OFC 经掺铒光纤放大器(EDFA)的放大后被送入 FBG, OFC 信号功率产生不同程度的衰减, 相邻齿数的功率比如图 2 所示, 作为估计待测信号频率范围的参照。将信号光和本振光同时送入 90°光混频器(OHC)进行混频, 每个待测信号与其前后两个相邻频梳产生拍频信号, 经平衡探测(BPD)送至数字信号处理器(DSP)。通过观测这一对拍频信号的频率和功率比, 即可确定待测信号频率。



CW: continuous wave laser; OC: optical coupler; RF: radio frequency; MZM: Mach-Zehnder modulator; PS: phase shifter; DPMZM: dual parallel Mach-Zehnder modulator; FM: frequency modulator; EAM: electro-absorption modulator; OFC: optical frequency comb; EDFA: erbium-doped fiber amplifier; FBG: fiber Bragg grating; OHC: optical hybrid coupler; BPD: balanced photodiode; DSP: digital signal processor

图 1 基于梯度光频梳的多频率瞬时信号检测方案原理图

Fig. 1 Schematic diagram of multi-frequency instantaneous signal detection scheme based on gradient optical frequency comb

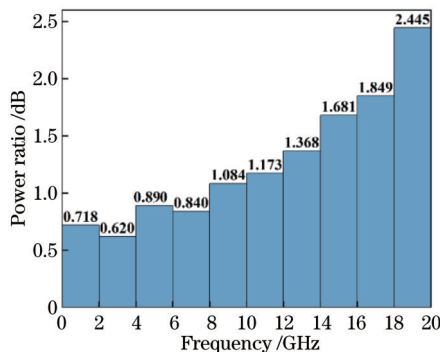


图 2 OFC 相邻两齿梳之间的功率比 R_i

Fig. 2 OFC power ratio R_i between two adjacent combs

设连续波(CW)激光器输出的激光信号为

$$E_{in}(t) = E_0 \exp(j\omega_c t), \quad (1)$$

式中: E_0 为单频激光器的输出激光幅度; ω_c 为激光角频率, $\omega_c = 2\pi f_c$, f_c 为激光信号频率。

激光信号经光耦合器分为两部分后, 上路送入 DPMZM, 经待测信号 f_{RF} 进行抑制载波的单边带调制, DPMZM 由两个平行的子 MZM1、MZM2 和一个主 MZM3 组成, 子 MZM 经射频信号调制, 主 MZM 用来控制上下两臂的相位差。DPMZM 的输出可表示为

$$E_{\text{DPMZM}}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} \times \frac{1}{2} E_{\text{in}}(t) [E_{\text{MZM1}}(t) + E_{\text{MZM2}}(t) \exp(j\varphi)] = \frac{\sqrt{2}}{4} E_{\text{in}}(t) [E_{\text{MZM1}}(t) + E_{\text{MZM2}}(t) \exp(j\varphi)], \quad (2)$$

式中： φ 为主 MZM 的相移； $E_{\text{MZM1}}(t)$ 和 $E_{\text{MZM2}}(t)$ 分别为 MZM1、MZM2 输出的信号。若要生成 CS-SSB 信号，则需两个子 MZM 都工作在最小传输点，主 MZM 工作在正交传输点。MZM1、MZM2 的输出可分别表示为

$$E_{\text{MZM1}}(t) = J_1(\beta) [\exp(j\omega t) + \exp(-j\omega t)], \quad (3)$$

$$E_{\text{MZM2}}(t) = J_1(\beta) \left\{ \exp[j(\omega t + \varphi_0)] + \exp[-j(\omega t + \varphi_0)] \right\}, \quad (4)$$

式中： $J_n(\cdot)$ 代表第一类 n 阶贝塞尔函数； β 为调制系数； ω 为射频信号的频率； φ_0 为射频信号的初始相移。将式(3)、(4)代入式(2)中，可得

$$E_{\text{DPMZM}}(t) = \frac{\sqrt{2}}{4} E_0 \exp(j\omega_c t) \left\{ J_1(\beta) [\exp(j\omega t) + \exp(-j\omega t)] + J_1(\beta) [\exp(j\omega t + j\varphi_0) + \exp(-j\omega t - j\varphi_0)] \exp(j\varphi) \right\} = \frac{\sqrt{2}}{4} E_0 J_1(\beta) \exp(j\omega_c t) [\exp(j\omega t) + \exp(-j\omega t) + \exp(j\omega t + j\varphi_0 + j\varphi) + \exp(-j\omega t - j\varphi_0 + j\varphi)]. \quad (5)$$

由式(5)可以看出：当 $\varphi_0 = \varphi = \pm \frac{\pi}{2}$ 时，DPMZM 产生抑制载波的上边带信号， $\varphi_0 = -\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$ 时产生抑制载波的下边带信号，本系统采用上边带信号，输出信号为

$$E_{\text{DPMZM}}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_0 J_1(\beta) \exp[j(\omega_c - \omega)t]. \quad (6)$$

如图 3 所示，下路信号用于生成 OFC 信号，OFC

信号经 EDFA 放大后被送入 FBG， f_{FBG} 为 FBG 的中心频率，经 FBG 反射谱后的光电场表达式为

$$E_{\text{OFC}}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} \sum_{i=1}^n A_i \cos\{2\pi[f_c + (i-1)f_0]t + \varphi_i\}, \quad (7)$$

式中： A_i 为第 i 个光频梳的幅度， i 取整数； f_0 为频率梳之间的频率间隔； φ_i 为第一个频梳与第 i 个频梳之间的相位差。

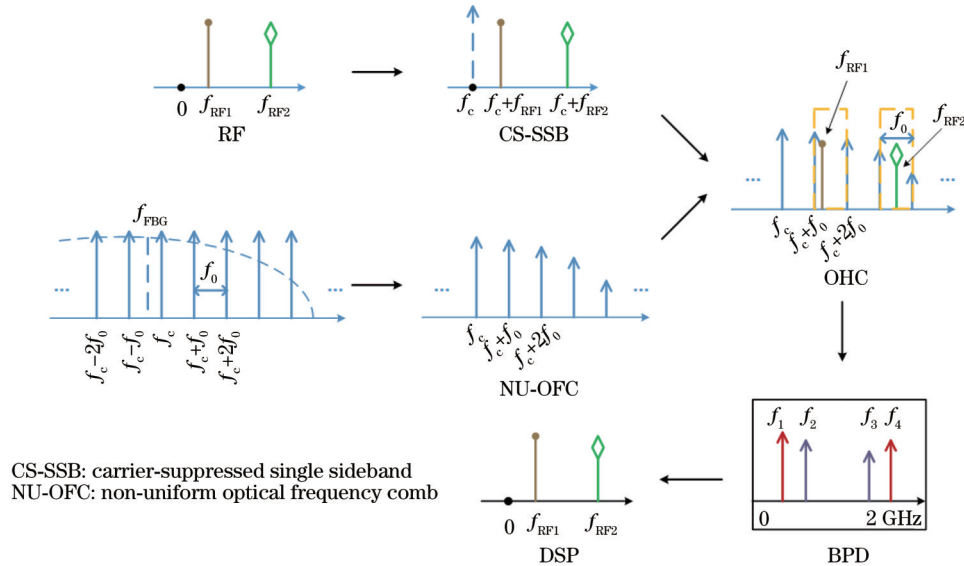


图 3 系统各部分频谱示意图

Fig. 3 Spectrum diagram of each part of system

上下两路信号经光混频器后，信号光落在两个频梳之间，如图 3 中 OHC 部分的 $f_{\text{RF1}}, f_{\text{RF2}}$ 所示，则有

$$(i-1)f_0 < f_{\text{RF}} < if_0, 1 \leq i \leq n-1. \quad (8)$$

经 I/Q 解调后，CS-SSB 信号光和功率递减的光频梳实现拍频，每个待测频率可获得两个拍频信号，分别可表示为

$$E_{\text{out1}}(t) = B_{i-1} \cos\{2\pi[f_{\text{RF}} - (i-1)f_0]t + \varphi_{i-1}\}, \quad f_{\text{RF}} > (i-1)f_0, \quad (9)$$

$$E_{\text{out2}}(t) = B_i \cos\{2\pi[if_0 - f_{\text{RF}}]t + \varphi_i\}, \quad f_{\text{RF}} < if_0, \quad (10)$$

式中： B_i 为信号光与第 i 个光频梳的拍频信号幅度。

一对拍频信号对应一个待测频率，则 n 个待测频

率产生 $2n$ 个拍频信号,如图 3 所示。若有两个待测频率 f_{RF1} 和 f_{RF2} ,则产生 4 个拍频信号 $f_1 \sim f_4$ 。每个待测信号的拍频之和等于光电探测器(PD)的响应带宽,对应两个拍频信号的功率比可表示为

$$R_i = \frac{B_{i-1}^2}{B_i^2} = \frac{A_{i-1}}{A_i} \quad (11)$$

由式(11)可以看出,拍频信号的功率比只与 OFC 齿梳的功率比有关,将 OFC 相邻齿梳之间的功率比制成表,即可推断出待测信号所处的齿梳位置,根据式(9)、(10)可得拍频信号的频率,则待测信号可表示为

$$f_{RF} = \begin{cases} (i-1)f_0 + f_i, & f_{RF} > (i-1)f_0 \\ if_0 - f_{i+1}, & f_{RF} < if_0 \end{cases} \quad (12)$$

式中: f_i 为 CS-SSB 信号与第 i 个 OFC 齿梳的拍频信号频率。

3 实验与结果

系统框架如图 1 所示,本方案利用 Optisystem15.0 光学仿真软件进行仿真。设 CW 激光器的中心频率为 193.1 THz,输出功率为 10 dBm,线宽为 10 MHz。OC 的耦合系数为 0.5。上路信号经 DPMZM 调制后变为载波抑制的单边带信号,MZM1 和 MZM2 工作在最小偏置点,MZM3 可进行相位调制。设置电相移器 PS1 的 φ_0 为 90° ,MZM1、MZM2 的开关偏置电压 V_{bias} 为 4 V,开关射频电压 $V_{\pi,dc}$ 为 4 V,偏置电压 $1V_{bias1}$ 为 2 V,偏置电压 $2V_{bias2}$ 为 -2 V,消光比设置为 30 dB,进而实现抑制载波的双边带调制。MZM3 可进行相位调制,本系统用光相移器代替,设置 φ 为 90° ,可实现载波抑制的上边带调制。下路设置 EAM 的偏置电压为 -1 V, OFC 模块的射频信号为 2 GHz,使其与 PD 的带宽一致,以充分利用 PD 的响应带宽,使测量范围最大化。EDFA 的增益为 28 dBm。设置 FBG 的中心频率为 193.075 THz,使 FBG 的反射函数在 193.1 THz 处的斜率较大,此时每相邻两个齿梳的功率比有较大的区分度。

选取 OFC 模块从 193.1 THz 开始的 11 根光梳,每根光梳的间隔为 f_0 。根据式(11),产生的拍频信号功率比只与 OFC 相邻两个齿梳的功率比有关,经过

FBG 的 OFC 信号相邻齿梳的功率比如图 3 所示。

3.1 测量结果

当待测信号为 0~20 GHz 范围内的多频信号时,设 f_{RF1} 为 8.4 GHz, f_{RF2} 为 12.3 GHz。默认全局参量采样点数 N 为 65536 (1024×64),采样率 f_s 为 640 GHz,此时信号持续时间长度 $t = N/f_s = 102.4$ ns,输出频谱如图 4 表示。

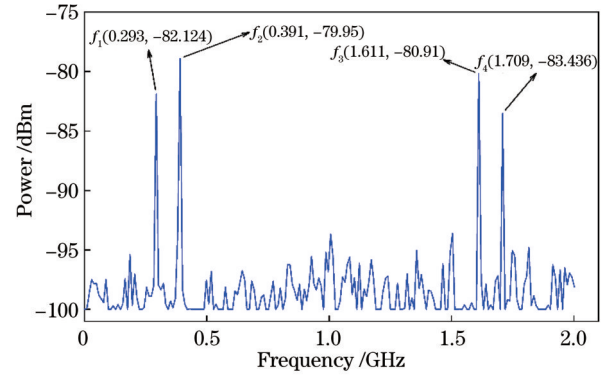


图 4 多频信号的输出频谱图

Fig. 4 Spectrum diagram of output of multi-frequency signal

从图 4 中可以看出: 2 GHz 的响应带宽内生成了 4 个频率信号,即可得出待测信号有两个频点。根据频率信息, $f_1 + f_4 \approx 2$ GHz, $f_2 + f_3 \approx 2$ GHz,所以 f_1 和 f_4 为一对拍频信号, f_2 和 f_3 为另一对拍频信号。 f_1 和 f_4 的功率比为 1.312 dB,对比图 3 中的功率比可知,该待测信号在第 5、6 个 OFC 之间,再根据式(12)可得待测信号的频率为 12.293 GHz,对比输入信号可知误差为 7 MHz。同理可得待测信号的另一个频率为 8.391 GHz,误差为 9 MHz。

3.2 误差分析

以 0.3 GHz 为步长,频率依次递增,对 0~20 GHz 范围内的单频信号进行检测,得到实际测量误差,如图 5 所示。error1 是由 $(i-1)f_0$ 和 f_i 得到的误差,error2 是由 f_0 和 f_{i+1} 得到的误差,mean error 为两者的平均值。从图中可以看出 error1、error2 与 mean error 相差不大,所以在计算待测信号频率时采用任何一个拍频

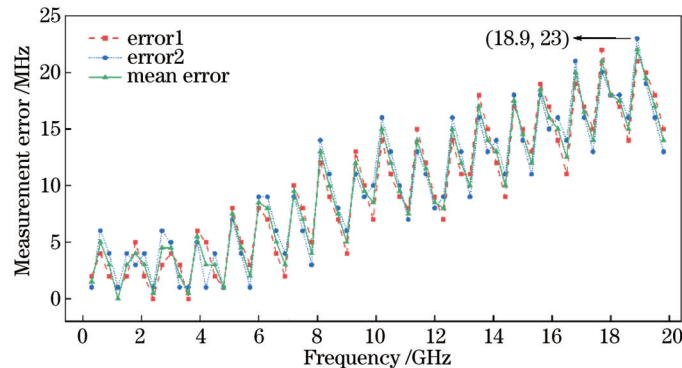


图 5 测量误差

Fig. 5 Measurement error

信号测量的结果都较为精确。误差最大的点在频率 18.9 GHz 处, 整个测量频率误差在 0~23 MHz 范围内, 且误差随着测量频率的增大而增大。在测量频率小于 6 GHz 时, 测量误差在 10 MHz 以内, 实现了高精度测量。

待测信号持续的时间长短影响测量误差的大小, 将持续时间不同的瞬时信号送入系统中, 信号频率为 8.4 GHz, 得到的测量误差如图 6 所示。从图中可以看出: 信号持续时间小于 6.4 ns 时, 本测量系统测不到信号; 当信号持续时间不断增大时, 测量误差不断减小; 当信号持续时间在 6.4 ns 时, 测量误差为 118 MHz; 当信号持续时间在 102.4 ns 时, 测量误差为 9 MHz。

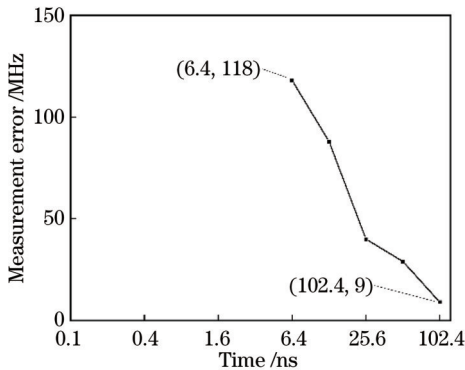


图 6 信号持续时间长短对测量误差的影响
Fig. 6 Influence of signal duration on measurement error

4 影响因素分析

4.1 激光器线宽对测量结果的影响

将激光器线宽从 0 MHz 开始以 2 MHz 为步长增加至 20 MHz, 其他参量不变。待测载波信号的频率为 6.8 GHz, 测量出两拍频信号的频率 f_1 为 0.791 GHz, f_2 为 1.211 GHz, 且不随线宽的增加而变化, 拍频信号的

功率比变化如图 7 所示。

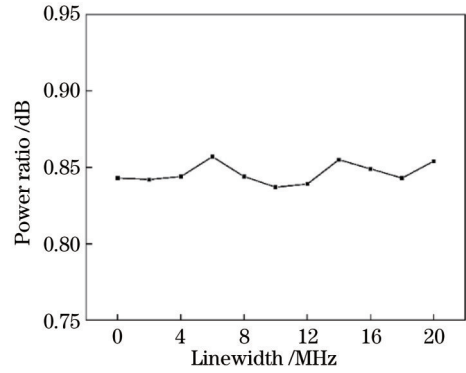


图 7 激光器线宽对解调信号功率比的影响

Fig. 7 Influence of laser linewidth on demodulation signal power ratio

从图 7 中可以看出: 功率比在 0.84 dB 附近波动, 且波动范围较小。对照图 3 可知, 该频率范围在 6~8 GHz 内, 再根据拍频信号频率得到信号的最终频率为 6.791 GHz, 误差为 9 MHz。由此可见, CW 激光器线宽的改变对测频结果没有影响, 证明了本系统的稳定性与可靠性。

4.2 FBG 中心频率对测量结果的影响

从原理来看, FBG 的中心频率决定了 FBG 反射谱的位置, 改变中心频率将会影响 OFC 信号的衰减程度, 从而影响频梳之间的功率比, 进而影响测量结果。先将 FBG 的中心频率与 CW 激光器的中心频率对准, 频率以 5 GHz 为步长依次递减, 得到 OFC 频梳之间的功率比。如图 8(a) 所示, 以 0.7 GHz 为步长, 频率依次递增, 对 0~20 GHz 范围内的单频信号进行检测, 得到拍频信号的功率比。再将待测信号依次送入不同 FBG 中心频率的系统中, 对比其测量误差, 如图 8(b) 所示。

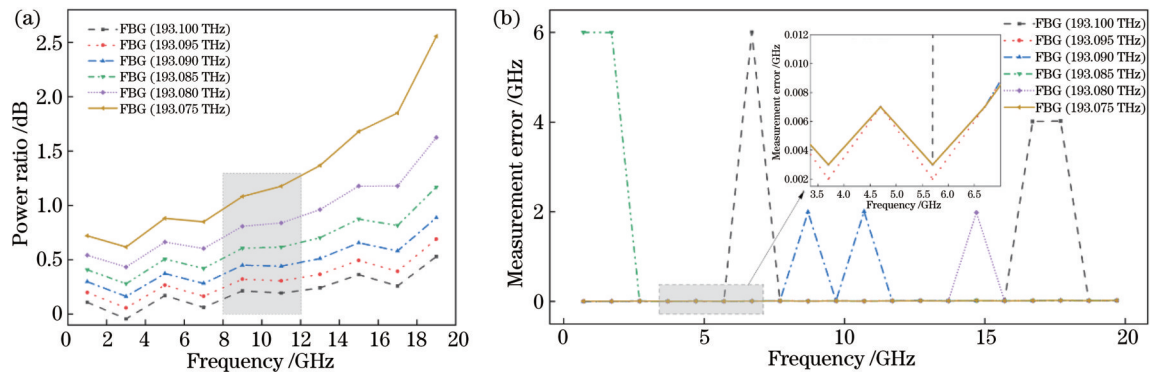


图 8 FBG 中心频率对测量结果的影响。(a) OFC 信号功率比; (b) 测量误差

Fig. 8 Influence of FBG center frequency on measurement results. (a) OFC signal power ratio; (b) measurement error

从图 8(a) 中可以看出: 阴影部分的功率比区分度不高, 尤其是下面 5 条线, 由下至上依次代表 FBG 中心频率在 193.100 THz、193.095 THz、193.090 THz、193.085 THz、193.080 THz 时相邻频梳的功率比。区

分度不高可能会导致测量产生较大的误差。从图 8 (b) 可以看出: 不同的 FBG 中心频率在其 OFC 信号功率比区分度不高的测量范围内易产生较大的测量误差, 且这些较大的测量误差大多是 2 GHz 的倍数。其

他误差如图 8(b) 中阴影部分放大所示, 在 0~20 MHz 范围内。所以选择合适的 FBG 中心频率对整个系统测量准确度而言至关重要。

4.3 EAM 偏置电压漂移对测量结果的影响

本系统采用 EAM 和 FM 级联的方式来产生 OFC

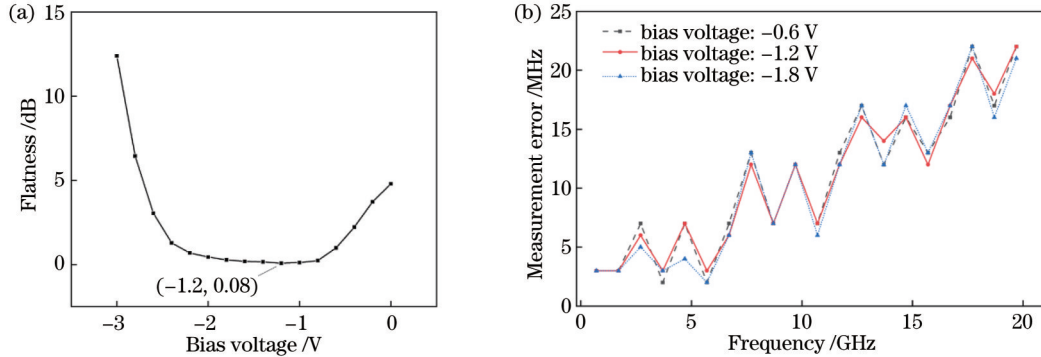


图 9 EAM 偏置电压对测量结果的影响。(a) OFC 信号平坦度;(b) 测量误差

Fig. 9 Influence of EAM bias voltage on measurement results. (a) Flatness of OFC signal; (b) measurement error

从图 9(a) 中可以看出: 偏置电压为 -1.2 V 时, OFC 的平坦度最优, 为 0.08 dB; 且当偏置电压在 $-2 \sim -0.5$ V 时, 平坦度都在 1 dB 以内。所以偏置电压在 -1.2 V 附近的抖动对 OFC 的平坦度影响不明显。当 EAM 的偏置电压在 $-2 \sim -0.5$ V 时, 将 $0 \sim 20$ GHz 范围内的待测信号以 1 GHz 为步长依次送入系统, 可得到测量误差。如图 9(b) 所示, 当 EAM 的偏置电压在 $-2 \sim -0.5$ V 时, 测量误差在 $0 \sim 23$ MHz 以内。

4.4 90° 光混频器相对相差对测量结果的影响

在实际操作中, 激光器频差、光程差等会影响混频器的相对相差, 相对相差的稳定性决定了光混频器的稳定性。当射频信号为 7.2 GHz 时, 将 90° 光混频器的相对相差从 -12° 以 1° 为步长递增至 12° , 得到的测量误差如图 10 所示。从图中可以看出, 测量误差在 1.05 MHz 处保持不变, 光混频器的相对相差对测量误差没有影响。

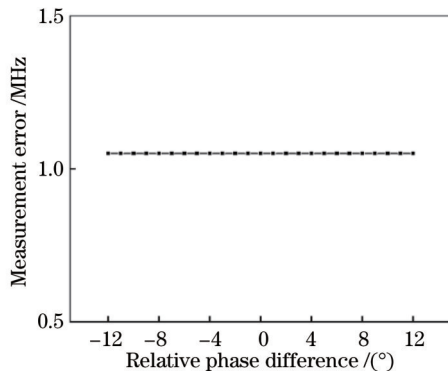


Fig. 10 90° 光混频器相对相差对测量误差的影响

Fig. 10 Influence of relative phase difference of 90° optical hybrid on measurement error

5 结 论

提出了一种基于布拉格光栅的相干光多频信号测

信号, 但在实际操作中, EAM 的偏置电压会出现不稳定的现象, 导致输出信号不稳定。EAM 的偏置电压为反向偏置电压, 偏置电压对产生的 OFC 信号平坦度有较大的影响。将偏置电压从 0 V 下降至 -3 V, 下降步长为 0.2 V, 可得到 OFC 的不同平坦度如图 9(a) 所示。

频方案。采用载波抑制的单边带调制, 为整个系统提前进行了镜像抑制, 解决了 I/Q 解调时下边频的干扰。下路采用 FBG 作为滤波器, 使高平坦度的 OFC 频梳在通过 FBG 的反射后形成不同程度的功率衰减。由于待测信号的功率比只与衰减后的 OFC 频梳功率比有关, 因此可推出待测信号的频率信息。本方案实现了 $0 \sim 20$ GHz 的多频率测量, 且误差为 $0 \sim 23$ MHz, 实现了高精度的多频测量。同时对不同时间长短的待测信号进行瞬时测量, 结果显示本方案可实现大于 6.4 ns 的瞬时信号测量。此外, 测量了 CW 激光器线宽、FBG 中心频率、EAM 偏置电压和光混频器相对相移对测量结果的影响。仿真结果显示, 本方案对 CW 激光器线宽和混频器相对相移的改变不敏感, 对 FBG 中心频率和 EAM 偏置电压的改变有一定的容错率, 但一个合适的 FBG 中心频率能够提高系统稳定性, 且 EAM 的偏置电压为 $-2 \sim -0.5$ V 时对测量结果影响不大。

参 考 文 献

- [1] Pan S L, Zhang Y M. Microwave photonic radars[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(19): 5450-5484.
- [2] Bui L A. Recent advances in microwave photonics instantaneous frequency measurements[J]. Progress in Quantum Electronics, 2020, 69: 100237.
- [3] Nguyen T A, Chan E H W, Minasian R A. Instantaneous high-resolution multiple-frequency measurement system based on frequency-to-time mapping technique[J]. Optics Letters, 2014, 39(8): 2419-2422.
- [4] Nguyen L V T. Microwave photonic technique for frequency measurement of simultaneous signals[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2009, 21(10): 642-644.
- [5] Jiang H Y, Marpaung D, Pagani M, et al. Wide-range,

- high-precision multiple microwave frequency measurement using a chip-based photonic Brillouin filter [J]. *Optica*, 2016, 3(1): 30-34.
- [6] Lu X K, Pan W, Zou X H, et al. Wideband and ambiguous-free RF channelizer assisted jointly by spacing and profile of optical frequency comb[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2020, 12(3): 5500911.
- [7] Wang D, Du C, Yang Y C, et al. Wide-range, high-accuracy multiple microwave frequency measurement by frequency-to-phase-slope mapping[J]. *Optics & Laser Technology*, 2020, 123: 105895.
- [8] Xu X Y, Tan M X, Wu J Y, et al. Broadband photonic RF channelizer with 92 channels based on a soliton crystal microcomb[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2020, 38(18): 5116-5121.
- [9] 黄蓝锋, 李勇军, 赵尚弘, 等. 基于单光路偏振复用的微波瞬时频率测量方案[J]. *激光与光电子学进展*, 2021, 58(19): 1929002.
- Huang L F, Li Y J, Zhao S H, et al. Microwave instantaneous frequency measurement based on single lightpath polarization multiplexing[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2021, 58(19): 1929002.
- [10] Chi H, Chen Y, Mei Y, et al. Microwave spectrum sensing based on photonic time stretch and compressive sampling[J]. *Optics Letters*, 2013, 38(2): 136-138.
- [11] Chen Y, Chi H, Jin T, et al. Sub-nyquist sampled analog-to-digital conversion based on photonic time stretch and compressive sensing with optical random mixing[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2013, 31(21): 3395-3401.
- [12] 朱伟, 李晶, 裴丽, 等. 基于偏振延时干涉的瞬时频率测量系统的分析与优化[J]. *光学学报*, 2021, 41(21): 2107001.
- Zhu W, Li J, Pei L, et al. Analysis and optimization of instantaneous frequency measurement system based on polarization time delay interference[J]. *Acta Optica Sinica*, 2021, 41(21): 2107001.
- [13] 梅理, 崇毓华, 朱宇鹏, 等. 基于可调光延迟线的微波光子零中频接收机研究[J]. *中国激光*, 2021, 48(9): 0906001.
- Mei L, Chong Y H, Zhu Y P, et al. Optical delay line-based microwave photonic zero-intermediate-frequency receiver[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2021, 48(9): 0906001.
- [14] 刘可欣, 高娜. 基于受激布里渊散射的光子辅助瞬时测频方案[J]. *光子学报*, 2022, 51(3): 0306008.
- Liu K X, Gao N. Photon-assisted instantaneous frequency measurement scheme based on stimulated Brillouin scattering[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2022, 51(3): 0306008.
- [15] Zhu B B, Tang J, Zhang W F, et al. Broadband instantaneous multi-frequency measurement based on a Fourier domain mode-locked laser[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2021, 69(10): 4576-4583.