

## 基于偏振延时干涉的瞬时频率测量系统的分析与优化

朱伟, 李晶\*, 裴丽, 宁提纲, 郑晶晶, 王建帅

北京交通大学光波技术研究所, 北京 100044

**摘要** 提出了一种基于偏振延时干涉的瞬时频率测量(IFM)系统。通过检测两路正交偏振信号的光功率,建立了振幅比较函数(ACF)。计算结果表明,ACF 仅与待测微波信号频率以及利用保偏光纤(PMF)双折射效应引入的时延差有关,并且调节时延差可实现 ACF 测量范围及精度的可调谐。仿真结果表明,频率范围为 0~25 GHz 的 IFM 系统的绝对误差容限为 300 MHz。此外,讨论了激光器波长漂移、射频信号强度、马赫-曾德尔调制器(MZM)的偏置电压漂移、MZM 消光比、偏振控制器 2(PC2)偏振角漂移对系统测量频率的影响。与同类方法相比,所提方案中采用了 PMF 和偏振分束一体化结构,在实现频率范围可调的同时,简化了系统结构并降低了成本。

**关键词** 光信号处理; 射频光子学; 瞬时频率测量; 偏振延时干涉

中图分类号 O436

文献标志码 A

doi: 10.3788/AOS202141.2107001

## Analysis and Optimization of Instantaneous Frequency Measurement System Based on Polarization Time Delay Interference

Zhu Wei, Li Jing\*, Pei Li, Ning Tigang, Zheng Jingjing, Wang Jianshuai

*Institute of Lightwave Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China*

**Abstract** An instantaneous frequency measurement (IFM) system based on polarization time delay interference is proposed. The amplitude comparison function (ACF) is established by detecting the optical power of the two orthogonal polarization signals. The calculation results show that ACF is only related to the frequency of microwave signal to be measured and the time delay difference introduced by birefringence effect of polarization maintaining fiber (PMF), and the tunability of ACF measurement range and accuracy can be realized by adjusting the time delay difference. The simulation results show that the absolute error tolerance of the IFM system is 300 MHz in the frequency range from 0 to 25 GHz. Moreover, the effects of laser wavelength drift, radio frequency signal intensity, bias voltage shift of Mach-Zehnder modulator (MZM), MZM extinction ratio and polarization angle drift of polarization controller 2 (PC2) on the measurement frequency of the system are discussed. Compared with similar methods, the proposed scheme adopts the integrated structure of PMF and polarization beam splitting, which not only realizes the adjustable frequency range, but also simplifies the system structure and reduces the cost.

**Key words** signal processing; radio frequency photonics; instantaneous frequency measurement; polarization time delay interference

**OCIS codes** 070.2615; 060.5625; 250.4110

## 1 引言

瞬时频率测量(IFM)技术被广泛用于生物医学和现代电子战等领域中。在这些领域中,必须充分

考虑宽带宽、低时延等诉求,以实现特殊应用<sup>[1-14]</sup>。但是,基于电域技术的 IFM 接收机受到电子瓶颈的限制,其带宽一般小于 20 GHz,并且容易受到电磁干扰的影响<sup>[1-14]</sup>。随着光子技术的发展<sup>[1-14]</sup>,由于光

收稿日期: 2021-03-04; 修回日期: 2021-04-15; 录用日期: 2021-05-17

基金项目: 国家重点研发计划资助(2019YFB2204003)

通信作者: \*lijing@bjtu.edu.cn

具有宽带宽(可达 40 GHz)、对电磁干扰的良好免疫性以及与现有光通信系统的兼容性等优点,基于微波光子技术的 IFM 系统逐渐受到关注。一般来说,基于微波光子技术的 IFM 系统可以从两个方面出发来获取待测频率:1)对微波信号参数进行测量,如功率、相位、相位噪声和瞬时频率;2)对射频信号的某些特性进行测量,如位置、速度和到达方向<sup>[3]</sup>。目前,常见的微波光子 IFM 系统实现方法为频率-时间映射法<sup>[4-5]</sup>和频率-振幅映射法<sup>[6-13]</sup>。频率-时间映射法是利用色散诱导时延或频移循环延迟来构建待测信号频率与电时延之间的对应关系,通过测量所产生的时延差来获得微波信号频率。频率-振幅映射法是通过引入振幅比较函数,对互补的微波或光的功率比值函数进行分析进而得到微波信号频率。

研究发现,采用频率-振幅映射法易于在较宽的频段范围内实现对待测微波信号频率的实时检测,且利用该方法实现的系统结构紧凑、易于集成,受到了国内外学者的广泛关注。针对频率-光功率映射法,Dai 等<sup>[6]</sup>利用分立式马赫-曾德尔干涉仪对载波抑制光双边带调制信号进行滤波,实现了 8~16 GHz 频率范围下  $\pm 0.3$  GHz 精度的瞬时测频,但该系统受温度影响较大。Li 等<sup>[7]</sup>利用集成的偏振复用马赫-曾德尔调制器(PM-MZM)实现了两个正交偏振态之间的复用、干涉以及测频范围的可调谐,并且实验条件下的频率精度达到了  $\pm 0.2$  GHz,但是本质上该器件采用了两个并行的马赫-曾德尔调制器(MZM),故需考虑多个偏置漂移问题。Feng 等<sup>[9]</sup>利用泵浦光激发高非线性光纤中的双折射效应,使得两个正交偏振态之间发生干涉,实现了大测量范围(频率范围为 2.5~30 GHz)和高精度( $\pm 0.5$  GHz),但是需要使用两个激光器。文献[10-13]分别将集成环形马赫-曾德尔干涉仪、硅微环谐振腔和硅光集成法诺谐振器作为滤波器,实现了大测量范围、高精度的 IFM 系统,但是需考虑滤波器的插入损耗以及温度因素的影响。

基于上述分析,本文提出了基于偏振延时干涉的 IFM 方案。首先,根据保偏光纤(PMF)的双折射和偏振分束特性构建了偏振模延迟干涉(PDI)结构。利用偏振分束器(PBS)获得了一组正交的光功率信号,借助光功率计(OPM)对该正交光功率信号进行检测可建立振幅比较函数(ACF,  $\gamma$ ),进而对待

测微波信号的频率进行了瞬时测量。然后,对理论部分进行了仿真实验验证,并借助仿真对系统进行了优化,得到了系统的最佳参数设置范围。所提 IFM 系统在采用不同长度的 PMF 时可实现频率测量范围的可调谐,减少了光器件的使用,进而在实现系统结构紧凑简单的同时,降低了成本。

## 2 模型与原理

基于偏振延时干涉的 IFM 系统结构示意图如图 1 所示。方案中将连续波(CW)激光器作为光源,输入光载波信号可以表示为  $E_{in}(t) = E_0 \exp(j\omega_0 t)$ ,其中  $E_0$  和  $\omega_0$  分别表示输入光的振幅和角频率, $t$  为时间变量。输入光载波信号经过 MZM 时,设置 MZM 工作在最小传输点上进而实现光载波抑制调制。待测射频信号(RF)可以表示为  $V_{in}(t) = V_{RF} \cos(\Omega t)$ ,其中  $V_{RF}$  和  $\Omega$  分别为待测射频信号的振幅和角频率。调制系数定义为  $m = \pi V_{RF} / V_{\pi}$ ,其中  $V_{\pi}$  为 MZM 的半波电压。因此,经过 MZM 调制后的信号为

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \sin \left[ \frac{m}{\sqrt{2}} \cos(\Omega t) \right]. \quad (1)$$

调制光信号  $E_{out}(t)$  随后将经过图 1 中的偏振延时干涉单元(PDIU),该单元包括两个偏振控制器(PC1、PC2),一段 PMF 和一个偏振光分束器(PBS)。调节 PC1 可控制调制光信号的偏振方向与 PMF 快慢轴的夹角,使得调制光的入射偏振方向为  $45^\circ$ 。接着,光信号进入 PMF 后将被分离为两个振幅相等、偏振态正交的分量,偏振方向分别对应于 PMF 的快轴信号  $E_{fast}(t)$  方向和慢轴信号  $E_{slow}(t - \tau)$  方向。由于 PMF 的双折射效应,快慢轴的两个正交分量将以不同的群速度传输,因此会产生时延差。通过 PDIU 后两个正交分量在时域上的形式体现为:

$$E_o(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{out}(t - \tau) \hat{x} + \frac{1}{\sqrt{2}} E_{out}(t) \hat{y}, \quad (2)$$

式中: $\tau$  为时间延迟; $\frac{1}{\sqrt{2}} E_{out}(t - \tau) \hat{x}$  为  $E_{slow}(t - \tau)$ ;  
 $\frac{1}{\sqrt{2}} E_{out}(t) \hat{y}$  为  $E_{fast}(t)$ 。

为简化运算,令  $\omega_0 \tau = 2k\pi$ ,其中  $k \in \mathbf{N}^+$ 。经过 PDIU 后的输出光场可简化为

$$E_o(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{in}(t) \left\{ \sin \left[ \frac{m}{\sqrt{2}} \cos(\Omega t - \Omega \tau) \right] \hat{x} + \sin \left[ \frac{m}{\sqrt{2}} \cos(\Omega t) \right] \hat{y} \right\}. \quad (3)$$

光场在经过一个 45° 旋转角的 PC2 后,两个正交偏振态的信号将被 PBS 分成两路,PBS 两个端口的输出信号为

$$\begin{cases} E_1(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \left\{ \sin \left[ \frac{m}{\sqrt{2}} \cos(\Omega t - \Omega \tau) \right] - \sin \left[ \frac{m}{\sqrt{2}} \cos(\Omega t) \right] \right\} \\ E_2(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \left\{ \sin \left[ \frac{m}{\sqrt{2}} \cos(\Omega t - \Omega \tau) \right] + \sin \left[ \frac{m}{\sqrt{2}} \cos(\Omega t) \right] \right\} \end{cases} \quad (4)$$

(4)式可通过雅可比-安格尔等式扩展为无穷项形式可以得到简化。高次谐波的和。当小信号调制( $m < 0.5$ )时,该扩展

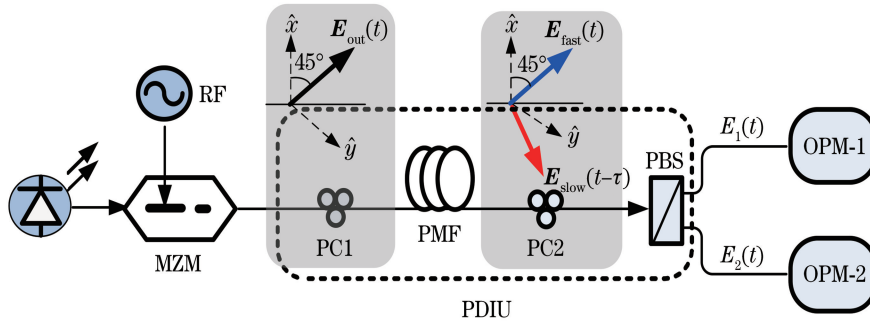


图 1 基于偏振延时干涉的 IFM 系统结构示意图

Fig. 1 Structural diagram of IFM system based on polarization delay interference

图 2 为贝塞尔函数  $J_n(m)$  大小与调制系数  $m$  的关系曲线,其中  $n$  代表  $n$  阶谐波分量,阴影区为小信号条件下各谐波分量的大小。可以发现,  $m < 0.5$  时,与一次谐波对信号的影响相比,高次谐波对信号的影响可以忽略不计。结合(4)式的展开式,输出信号可简化为

$$\begin{cases} E_1(t) = A \sin\left(\Omega t - \frac{\Omega \tau}{2}\right) \\ E_2(t) = B \cos\left(\Omega t - \frac{\Omega \tau}{2}\right) \end{cases}, \quad (5)$$

式中:  $A = 2E_{in}(t) J_1(m/\sqrt{2}) \sin(\Omega \tau/2)$ 、 $B = 2E_{in}(t) J_1(m/\sqrt{2}) \cos(\Omega \tau/2)$  分别为 PBS 的上下支

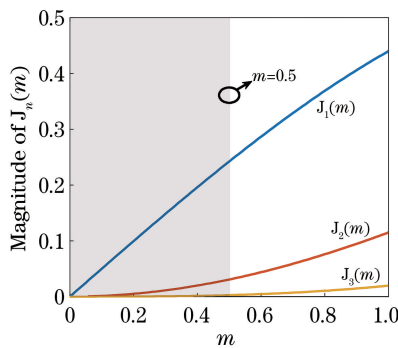


图 2 贝塞尔函数的大小与  $m$  的关系

Fig. 2 Relationship between magnitude of Bessel function and  $m$

路信号  $E_1(t)$  和  $E_2(t)$  的振幅。由于微波的频率信息体现在角频率  $\Omega$  上,故只需采用低速的 OPM 得到  $A$  和  $B$  的平均功率即可。利用 OPM 检测后,  $E_1(t)$  和  $E_2(t)$  的功率可以表示为  $P_1(t) = A^2/2$  和  $P_2(t) = B^2/2$ ,进而可得到 ACF 的表达式

$$\gamma = \frac{P_1(t)}{P_2(t)} = \tan^2\left(\frac{\Omega \tau}{2}\right). \quad (6)$$

(6)式建立了光功率与待测射频信号频率的函数关系,表明当时延一定时,ACF 与瞬时微波频率一一对应。通过进一步计算不难发现,最大频率与  $\tau$  之间的函数关系,即  $f_{max} = 1/(2\tau)$ ,表明 ACF 曲线的峰值点即瞬时频率的测量范围是由时延  $\tau$  唯一确定的。

图 3 给出了  $\tau$  为 15, 20, 25, 30 ps 时,ACF 曲线的变化趋势。可以看出,随着  $\tau$  的增大,瞬时频率测量范围由 0~16.7 GHz 逐步增大至 0~20 GHz、0~25 GHz 和 0~33.3 GHz。并且,随着  $\tau$  的变化,ACF 曲线的走势基本一致。

图 4 展示了最大频率与时间延迟的关系。当时延  $\tau$  分别取 15, 20, 25, 30 ps 时,最大测量频率与图 3 所示的 ACF 曲线的陷波点的值相同,分别为 33.3, 25, 20, 16.7 GHz。可以发现,通过调节时延  $\tau$ ,就可以实现频率测量范围的调谐。

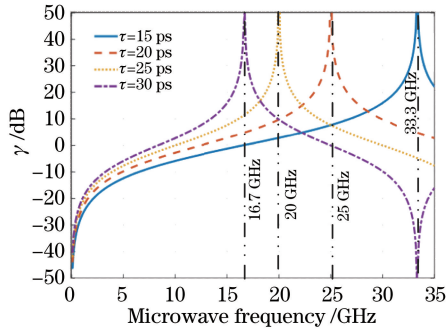


图 3 不同时间延迟下的 ACF 曲线

Fig. 3 ACF curves under different time delays

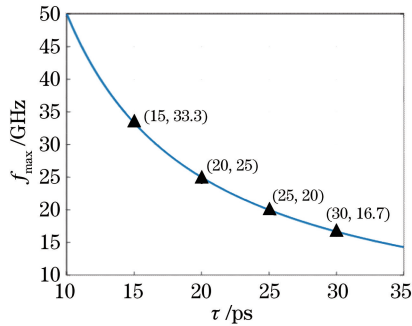


图 4 最大频率与时间延迟的关系

Fig. 4 Relationship between maximum frequency and time delay

### 3 仿真与讨论

为了验证第 2 章中方案的可行性,采用 OptiSystem 软件搭建图 1 中所示装置进行仿真实验。由于仿真软件缺少 PMF 器件,故利用一个等效结构模拟 PMF 的双折射效应来代替 PC1 和 PMF。该等效结构借助偏振合束器(PBC)和 PBS 来实现偏振复用,并利用时间延迟线(TDL)引入两个偏振态之间的时延。设置可调谐 CW 激光器的载波频率为 193.35 THz,线宽为 10 kHz,功率为 0 dBm,MZM 的偏置电压设置在最小传输点处 ( $V_{\text{bias}} = V_{\pi}$ ),  $m = 1$ ,  $\tau = 20$  ps,PC2 的偏振旋转角为  $45^\circ$ 。基于上述参数,通过仿真绘制出 PBS 上下支路的仿真光功率( $P_{\text{op1}}$  和  $P_{\text{op2}}$ )曲线以及 ACF 曲线,如图 5(a)所示。可以发现,ACF 曲线的峰值点为 25 GHz,与理论值吻合。图 5(b)将理论瞬时频率曲线与仿真瞬时频率曲线进行对比以验证该方案的准确性。图 5(c)基于图 5(b)中的数据,计算了两条曲线的误差。可以发现,在理想的仿真条件下,绝对误差可以控制在 100 MHz 以内。

事实上,由于设备性能的限制以及环境等外部因素的影响,IFM 系统的测量精度与测量范围会受

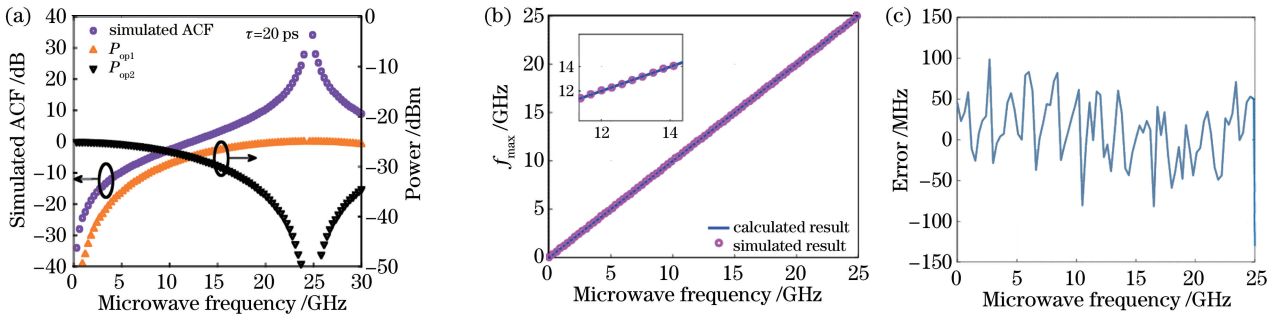


图 5 仿真 ACF 曲线与预估误差曲线。(a)仿真光功率曲线和 ACF 曲线;(b)理论瞬时频率与仿真瞬时频率的对比;(c)理论瞬时频率与仿真瞬时频率间的误差

Fig. 5 Simulated ACF curve and estimated error curve. (a) simulated optical power curve and ACF curve; (b) comparison between theoretical instantaneous frequency and simulated instantaneous frequency; (c) error between theoretical instantaneous frequency and simulated instantaneous frequency

到一定的限制。接下来,研究了 5 个误差来源对 IFM 系统的测量精度与测量范围的影响,即激光器波长漂移、射频信号强度、MZM 偏置电压漂移、MZM 的消光比、PC2 偏振角漂移,并得出了最优参数。

#### 3.1 激光器波长漂移的影响

激光器的性能受其精度以及温度等外界环境的影响。在此基础上,首先探究激光器波长漂移对 IFM 系统性能的影响,即激光器波长不满足(2)式

到(3)式的简化。设定波长变化  $\Delta\lambda$  为  $0, \pm 0.005, \pm 0.010, \pm 0.015, \pm 0.020$  nm,通过仿真计算得到微波频率范围为  $0 \sim 30$  GHz 的 ACF,如图 6(a)所示。图 6(b)给出了仿真瞬时频率值与理论瞬时频率值的误差。从图 6(a)中可以看出,激光器波长漂移对系统的测频性能有影响。具体来说,对低频特性与高频特性均有一定影响。以 300 MHz 作为系统绝对误差容限,从图 6(b)中可以看出,激光器的

波长漂移范围应控制在  $-0.005 \sim 0.005$  nm 内, 此时测量范围为  $1 \sim 24$  GHz。此外, 当波长漂移至  $\pm 0.02$  nm 时, 所提系统在  $8 \sim 17$  GHz 频段内的绝

对误差仍然小于 300 MHz。连续可调的激光器可以实现波长锁定, 进而可以解决激光器波长漂移的问题。

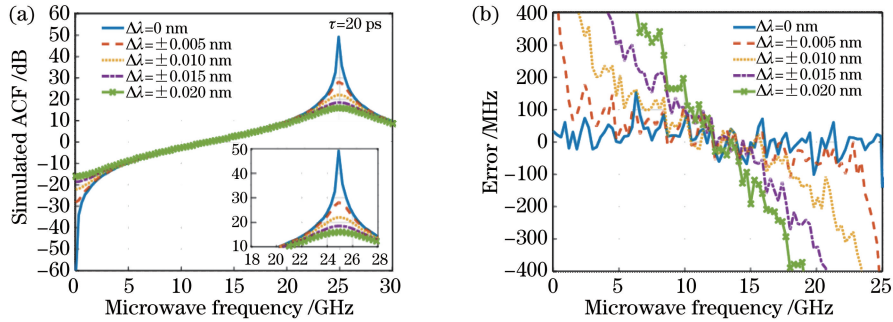


图 6 波长漂移对系统的影响。(a) 不同波长漂移量下的 ACF 曲线; (b) 理论瞬时频率与仿真瞬时频率间的误差

Fig. 6 Influence of wavelength drift on system. (a) ACF curves under different wavelength drifts;

(b) error between theoretical instantaneous frequency and simulated instantaneous frequency

### 3.2 射频信号强度的影响

结合图 2 的结果、射频信号的随机起伏性和信号源的不稳定性, 在小信号条件下, 探究了射频电压变化对 ACF 曲线的影响, 进而探究其对 IFM 系统的测量范围和测量精度的影响。设置时间延迟  $\tau$  为 20 ps, 根据调制系数  $m$  来选取射频电压  $V_{RF}$ , 设定其值为 0.254, 0.509, 0.764, 1.019, 1.273 V。从图 7(a)

中可以发现, 随着射频电压的变化, ACF 曲线几乎不变。为了进一步探究测量精度, 计算了仿真瞬时频率值与理论瞬时频率值的误差, 图 7(b) 所示。可以发现, 随着射频电压的变化, 其绝对误差始终在 100 MHz 内波动, 并且测量范围也在  $0 \sim 25$  GHz 的理想范围内。因此, 在小信号条件下, 射频信号强度对 IFM 系统的测量精度与测量范围影响不大。

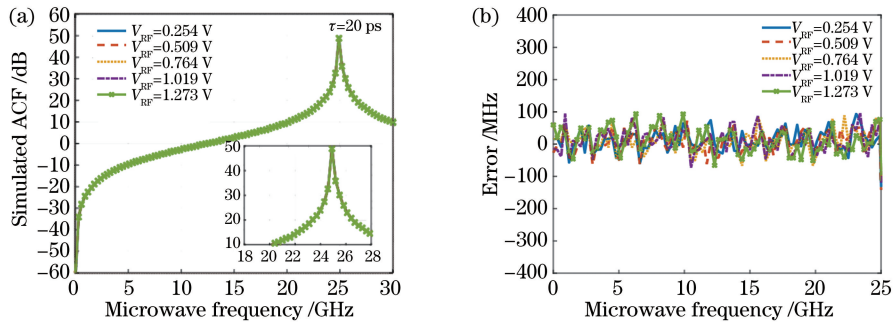


图 7 射频电压对系统的影响。(a) 不同射频电压下的 ACF 曲线; (b) 理论瞬时频率与仿真瞬时频率间的误差

Fig. 7 Influence of radio frequency voltage on system. (a) ACF curves under different radio frequency voltages;

(b) error between theoretical instantaneous frequency and simulated instantaneous frequency

### 3.3 MZM 偏置电压漂移的影响

实际的 IFM 系统会受到温度等因素的影响, 此时 MZM 的偏置电压会产生漂移, 进而影响系统的测频性能。 $\Delta V_{bias}$  (偏置电压的漂移量大小占偏置电压的比重) 表示偏置电压的漂移程度。以  $\tau = 20$  ps 为例, 当  $\Delta V_{bias}$  分别取  $0, \pm 2.5\%, \pm 5\%, \pm 7.5\%, \pm 10\%$  时, ACF 曲线的变化如图 8(a) 所示。可以看出, 随着偏置电压漂移程度的增大, ACF 曲线的峰值点逐渐下降, 这表明频率测量范围在不断减小, 系统性能在逐渐变差。图 8(b) 为不同偏置电压漂移下, 仿真瞬时频率值与理论瞬时频率值的误差。当

$\Delta V_{bias}$  为  $0, \pm 2.5\%, \pm 5\%, \pm 7.5\%, \pm 10\%$  时, 25 GHz 附近的绝对误差分别为 100, 250, 830, 1550, 2270 MHz。当  $\Delta V_{bias} > 2.5\%$  或者  $\Delta V_{bias} < -2.5\%$  时, 系统会受到误差门限值的限制, 测频性能迅速恶化。因此, 为了保证系统的绝对误差在 300 MHz 以内, 应当将偏置电压的漂移量控制在  $-2.5\% \sim 2.5\%$  内。实际上, 可以通过偏置电压控制电路实现对偏置电压漂移的控制, 进而提高系统的测频精度。从图 8(b) 中可以发现, 当  $\Delta V_{bias} > 10\%$  或者  $\Delta V_{bias} < -10\%$  时, 依然以 300 MHz 为误差容限, 其频率测量范围仍然可以在  $0 \sim 14$  GHz 内。

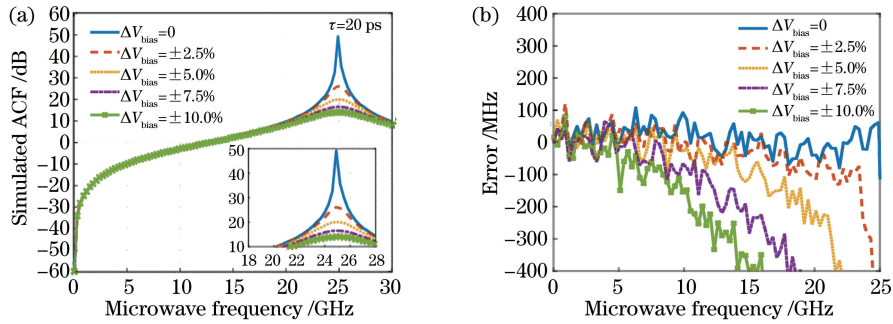


图 8 偏置电压漂移对系统的影响。(a)不同偏置电压漂移量下的 ACF 曲线;(b)理论瞬时频率与仿真瞬时频率间的误差  
Fig. 8 Influence of bias voltage drift on system. (a) ACF curves under different bias voltage drifts; (b) error between theoretical instantaneous frequency and simulated instantaneous frequency

### 3.4 MZM 消光比的影响

MZM 的消光比为调制器输出全“1”和输出全“0”时的光场功率的比值。实际上 MZM 的消光比由调制器本身的性能决定。理论上 MZM 的消光比趋于无穷大,而实际上调制器的消光比是有限的。较低的消光比会引入光信号的啁啾进而导致光强改变,最终使得光功率发生改变,影响 ACF 曲线的变化趋势。以  $E_r$  表示 MZM 的消光比,为了进一步探究  $E_r$  的变化对于 IFM 系统性能的影响,在  $\tau = 20$  ps 的条件下,设  $E_r$  分别为 100 dB, 35 dB, 30 dB, 25 dB, 20 dB, 相应的 ACF 曲线如图 9(a)所

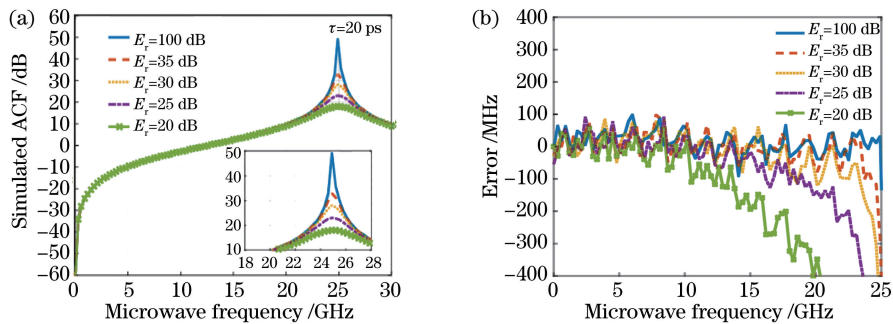


图 9 MZM 消光比对系统的影响。(a)不同消光比下的 ACF 曲线;(b)理论瞬时频率与仿真瞬时频率间的误差  
Fig. 9 Influence of extinction ratio on system. (a) ACF curves under different extinction ratios; (b) error between theoretical instantaneous frequency and simulated instantaneous frequency

### 3.5 PC2 偏振角漂移的影响

实际系统受限于 PC2 器件的性能以及外部干扰等因素,偏振角一般为  $45^\circ$ 。为了进一步验证偏振角漂移量  $\Delta\beta$  对 IFM 系统性能的影响,在  $\tau = 20$  ps 下,设定  $\Delta\beta$  分别为  $0, \pm 1^\circ, \pm 2^\circ, \pm 3^\circ, \pm 4^\circ$ 。从图 10(a)中可以发现,随着偏振角漂移程度的增大,IFM 系统测频范围的最大频率值在减小。图 10(b)为不同偏离角下,仿真瞬时频率值与理论瞬

示。可以看出,随着  $E_r$  的减小,ACF 曲线的峰值点逐渐下降,即 IFM 的频率测量性能逐渐变差。图 9 (b)为不同消光比下,仿真瞬时频率值与理论瞬时频率值的误差。当  $E_r$  分别为 100 dB, 35 dB, 30 dB, 25 dB, 20 dB 时, 25 GHz 附近的绝对误差分别为 20, 80, 190, 360, 900 MHz。可以看出,随着  $E_r$  的提高,绝对误差逐渐减小。以 300 MHz 为绝对误差容限,当  $E_r$  为 20 dB 时,可测最大频率虽然从 25 GHz 衰减为 20 GHz,但是依然有着可观的测量范围。若限定测量带宽为 25 GHz,则应当保证 MZM 的消光比大于 25 dB。

时频率值的误差。当  $\Delta\beta$  为  $0, \pm 1^\circ, \pm 2^\circ, \pm 3^\circ, \pm 4^\circ$  时,绝对误差分别为 50, 100, 140, 290, 480 MHz。当 PC2 偏振角偏离时,系统低频测量性能受到了影响。以 300 MHz 为绝对误差容限,当偏振角偏离  $\pm 4^\circ$  时,系统的频率测量范围为 2~23 GHz。如果需要系统的测量带宽为 25 GHz 且保证系统的频率测量精度,应当使  $\Delta\beta$  在  $-3^\circ \sim 3^\circ$  内。

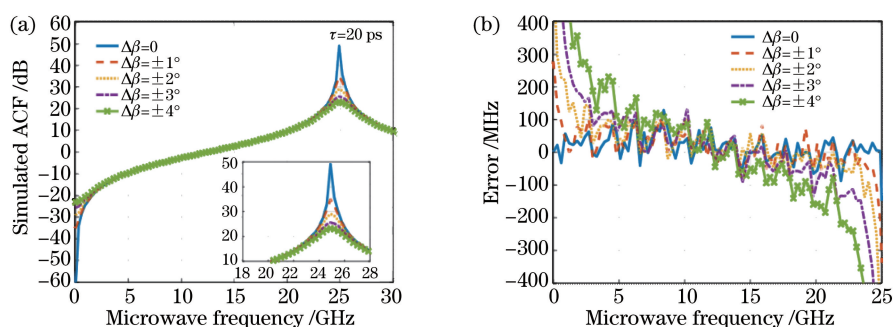


图 10 偏振角漂移对系统的影响。(a)不同偏振角漂移量下的 ACF 曲线；(b)理论瞬时频率与仿真瞬时频率间的误差

Fig. 10 Influence of polarization angle drift on system. (a) ACF curves under different polarization angle drifts;

(b) error between theoretical instantaneous frequency and simulated instantaneous frequency

## 4 结 论

提出了一种基于偏振延时干涉的 IFM 系统,该系统采用了 PMF 和偏振分束一体化结构,具有结构紧凑、成本较低、易于调谐的特点。在系统中,首先利用 PMF 的双折射效应引入时延差。然后,利用 PBS 将两个正交的偏振态分离。最后,利用 OPM 得到两个输出信号的光功率值进而建立 ACF,该函数只与时延和待测微波频率相关。此外,在对理论部分进行仿真验证的同时,讨论了激光器波长漂移、射频信号强度、MZM 偏置电压漂移、MZM 消光比和 PC2 偏振角漂移对 IFM 系统测量频率的影响。最终发现,如果需要保证误差范围为  $-300 \sim 300$  MHz,则需要满足  $-0.005 \text{ nm} \leq \Delta\lambda \leq 0.005 \text{ nm}$ ,  $-2.5\% \leq \Delta V_{\text{bias}} \leq 2.5\%$ ,  $E_r \geq 25 \text{ dB}$  和  $-3^\circ \leq \Delta\beta \leq 3^\circ$ 。

## 参 考 文 献

- [1] Li Q, Du C, Li X, et al. Microwave photonic down-conversion system based on stimulated Brillouin scattering effect [J]. Chinese Journal of Lasers, 2019, 46(7): 0701006.  
李强, 都聪, 李想, 等. 基于受激布里渊散射效应的微波光子下变频系统[J]. 中国激光, 2019, 46(7): 0701006.
- [2] Zhao B, Du P F, Wo J H, et al. Tunable dual-bandpass microwave photonic filter based on chirped fiber Bragg grating [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2019, 56(3): 030605.  
赵彪, 杜鹏飞, 沃江海, 等. 基于啁啾光纤布拉格光栅的可调谐双通带微波光子滤波器[J]. 激光与光电子学进展, 2019, 56(3): 030605.
- [3] Pan S L, Yao J P. Photonics-based broadband microwave measurement [J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(16): 3498-3513.
- [4] Minasian R A. Ultra-wideband and adaptive photonic signal processing of microwave signals [J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 2016, 52(1): 0600813.
- [5] Wang S T, Wu G L, Sun Y W, et al. Photonic compressive receiver for multiple microwave frequency measurement [J]. Optics Express, 2019, 27(18): 25364-25374.
- [6] Dai J, Xu K, Sun X Q, et al. A simple photonic-assisted microwave frequency measurement system based on MZI with tunable measurement range and high resolution [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2010, 22(15): 1162-1164.
- [7] Li J, Pei L, Ning T G, et al. Measurement of instantaneous microwave frequency by optical power monitoring based on polarization interference [J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(8): 2285-2291.
- [8] Pan S L, Zhang H L. Instantaneous frequency measurement with adjustable measurement range and resolution based on polarisation modulator [J]. Electronics Letters, 2013, 49(4): 277-279.
- [9] Feng D Q, Xie H, Qian L F, et al. Photonic approach for microwave frequency measurement with adjustable measurement range and resolution using birefringence effect in highly non-linear fiber [J]. Optics Express, 2015, 23(13): 17613-17621.
- [10] Fandiño J S, Muñoz P. Photonics-based microwave frequency measurement using a double-sideband suppressed-carrier modulation and an InP integrated ring-assisted Mach-Zehnder interferometer filter [J]. Optics Letters, 2013, 38(21): 4316-4319.
- [11] Marpaung D. On-chip photonic-assisted instantaneous microwave frequency measurement system [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25(9): 837-840.
- [12] Jiang J F, Shao H F, Li X, et al. Photonic-assisted microwave frequency measurement system based on a

- silicon ORR [J]. Optics Communications, 2017, 382: 366-370.
- [13] Zhu B B, Zhang W F, Pan S L, et al. High-sensitivity instantaneous microwave frequency measurement based on a silicon photonic integrated Fano resonator [J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(11): 2527-2533.
- [14] Li C X, Zhang B F, Lu L, et al. Microwave phononic frequency conversion and phase-shifting technology of photoelectronic oscillator loop[J]. Chinese Journal of Lasers, 2019, 46(1): 0101001.  
李诚鑫, 张宝富, 卢麟, 等. 光电振荡环路的微波光子变频与移相技术研究[J]. 中国激光, 2019, 46(1): 0101001.