

多级高精度可调谐的瞬时频率测量方法

李月琴 裴 丽 李 晶 王一群 袁 瑾

北京交通大学光波技术研究所, 北京 100044

摘要 提出一种多级高精度可调谐的瞬时频率测量(IFM)方法,采用单光源无滤波的IFM系统结构,结合光偏振调制和偏振分束原理,利用偏振调制器和偏振控制器等器件来实现对同一波长下不同光偏振维度上微波信号的加载和分离。通过控制单模光纤的色散参数,可以获得较大的测量范围,利用色散所致的射频功率衰落效应,能获得单调变化的频率—幅度映射关系,进一步通过光电探测的射频信号输出功率比来得到幅度比较函数 f_{ACF} 。由于 f_{ACF} 可以通过改变偏振角或直流偏置电压进行调节,因此该测量方法可用于多级频率测量实现对特定频率的高精度检测。结果表明,可以获得2~17.3 GHz的测量范围和 ± 0.15 GHz的测量精度。

关键词 测量; 调制; 瞬时频率测量; 测量范围; 精度

中图分类号 O436

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201542.1208005

Instantaneous Frequency Measurement Using Multi-Step Approach with High Resolution and Tunable Range

Li Yueqin Pei Li Li Jing Wang Yiqun Yuan Jin

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

Abstract A multi-step approach for instantaneous frequency measurement (IFM) with high resolution and tunable range is proposed. A single laser source and filter-less architecture are employed too. The principle of optical polarization modulation and polarization beam splitter are combined long with a polarization modulator and polarization controllers to implement the process of loading and separating the microwave signal with identical wavelength but different polarization dimensions. By controlling the dispersion parameter of single mode fiber, a wide measurement range is achieved. Taking advantage of the dispersion-induced power fading effect, a monotonically decreasing f_{ACF} can be obtained by calculating the ratio of the microwave power via the photodiodes. Besides, by adjusting polarization angle or bias voltage, this approach can be applied to multi-step frequency measurement, thus it will lead to high measurement resolution for specific frequency. A frequency measurement range of 2~17.3 GHz with a measurement resolution of ± 0.15 GHz is obtained.

Key words measurement; modulation; instantaneous microwave measurement; measurement range; resolution

OCIS codes 060.4080; 060.4510; 060.2270

1 引 言

瞬时频率测量(IFM)技术是一项能够在射频信号被截获的瞬间获取其幅度等相关信息^[1]的技术。早期主要采用电子学方法来对IFM技术进行研究,包括多信道滤波法、鉴频法、驻波鉴相法和干涉仪比相等。但是电子瓶颈问题严重制约了基于电子学的IFM系统在实际中的应用。此外,复杂电磁环境下的电磁干扰问题也给IFM技术的发展带来更大的困难。在这种情况下,微波光子学凭借其大带宽、低损耗和抗电磁干扰等重要优势^[2-3],在解决传统电子学方法所遭遇的难题上大显身手。将微波光子学技术应用到IFM系统中,

收稿日期: 2015-06-29; 收到修改稿日期: 2015-08-24

基金项目: 国家自然科学基金(61275076,61405007)、北京市自然科学基金(4154081)

作者简介: 李月琴(1989—),女,博士研究生,主要从事微波光子、ROF方面的研究。E-mail: 14111020@bjtu.edu.cn

导师简介: 裴 丽(1970—),女,教授,博士生导师,主要从事光通信、传感、ROF、微波光子方面的研究。

E-mail: lipei@bjtu.edu.cn(通信联系人)

具有其独特优势:1) 测量范围受带宽限制较小,便于对超宽带微波信号进行分析和检测;2) 具有抗电磁干扰特性,可以提高测量的隐秘性。因此,基于微波光子学的 IFM 成为近年来国内外的一大研究热点。

目前已提出的基于微波光子学的 IFM 系统按工作原理划分,大致可以分为三类,分别是利用频率空间映射、频率时间映射和频率幅度映射。其中基于频率幅度映射的方案^[4-8]是目前 IFM 系统研究中最有效的一种实现方式。文献[4-7]都是利用色散介质产生时延差来获得不同的微波频率,而文献[8]则是通过干涉器件来获得功率衰减函数。然而,这些方案的测量范围相对固定且测量精度无法调节,不能满足对特定频段信号频率的高精度测量需求。因此针对高精度可调谐 IFM 系统^[9-16]的研究引起了重视。文献[9-10]均是利用波长间隔来对幅度比较函数 f_{ACF} 进行调节,并且文献[10]中的方案能够得到互补的输出微波功率,从而获得精度的提高。但是这两种方案都需要保证波长间隔足够大,因此测量的范围相对较小。文献[11]提出一种基于受激布里渊散射效应(SBS)的可重构 IFM 系统,可以通过调节 SBS 所致相移实现可调。而在随后提出的基于双平行马赫-曾德尔调制器和双驱动马赫-曾德尔调制器的实现方案^[12]中则是利用偏置电压来调节。因此这两种方案可以不受波长间隔限制,从而获得较大测量范围和较高精度,但是需要解决偏置电压漂移问题,并且结构也相对复杂。文献[13]提出的利用光偏振调制及偏振敏感效应的方案,则是利用入射光偏振角度的不同来实现对测量范围的调整及精度的扫描;基于偏振调制原理,文献[14]提出了采用双偏振调制器的测量方法,文献[15]提出一种基于单光源无滤波结构的方案,文献[16]则提出采用双光源及偏置电压控制的 IFM 系统。

本文采用偏振调制器和偏振控制器等器件来将同一波长下不同光偏振维度上的微波信号进行加载和分离,利用色散所致的射频功率衰落效应来获得单调变化的频率—幅度映射关系,从而由 f_{ACF} 可以估计出待测的微波频率。通过调节入射偏振角或者直流偏置电压还可以实现测量范围和精度的可调谐以及通过多级测量来进一步提高测量的精度。

2 原理及理论分析

该方案的 IFM 系统结构如图 1 所示。

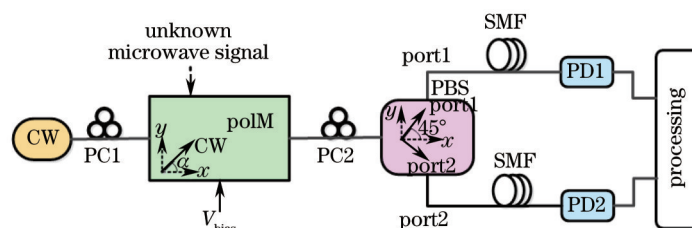


图 1 单光源无滤波的 IFM 系统结构图

Fig.1 Schematic setup of IFM system with single source and no filters

该系统采用单一的连续波光源(CW),通过偏振控制器(PC1)使得入射光与偏振调制器(PoLM)的主轴 x 轴之间的夹角为 σ ,这个角称为入射偏振角。把未知的待测信号 $V_{RF}(t)=V_{RF}\sin(\omega t)$ 加载到 PoLM 上进行调制。输出的信号经过偏振分束器(PBS)后分别进入两段长距离单模光纤(SMF)中,由于色散所致的射频功率衰落效应,可以获得单调变化的频率—幅度映射关系,从而通过光电探测的射频信号输出功率比来得到 f_{ACF} 。在小信号调制条件下,调制器输出的光场表达式为^[15]

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = E_0 \exp(j\omega_c t) \begin{bmatrix} \sum_{k=-1}^1 \cos \sigma J_k(\beta) \exp(jk\omega t + j\chi_k + j\theta) \\ \sum_{k=-1}^1 \sin \sigma (-1)^k J_k(\beta) \exp(jk\omega t + j\chi_k) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

式中 E_0 和 ω_c 分别代表光载波的幅度和角频率, J_k 为贝塞尔函数的 k 阶系数, $\beta = \pi V_{RF}/(\sqrt{2}V_\pi)$ 是调制系数(V_π 表示 PoLM 的半波电压), $\omega = 2\pi f_{RF}$ 表示未知微波信号的角频率, $\chi_k = -k^2 \lambda DL\omega^2/(4\pi c)$ 是色散所致相移(λ 是波长, D 是色散参数, L 是光纤长度, c 是真空光速), $\theta = \pi V_{bias}/V_\pi$ 则是直流偏置电压 V_{bias} 所引起的相移角。

调节 PC2,使调制器输出信号与 PBS 夹角为 45° ,因此从 SMF 中出来的两路光信号可以表示为

$$\begin{cases} E_1(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_0 \exp(j\omega_c t) \sum_{k=-1}^1 [\cos \sigma \exp(j\theta) + (-1)^k \sin \sigma] J_k(\beta) \exp(jk\omega t + j\chi_k) \\ E_2(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_0 \exp(j\omega_c t) \sum_{k=-1}^1 [\cos \sigma \exp(j\theta) - (-1)^k \sin \sigma] J_k(\beta) \exp(jk\omega t + j\chi_k) \end{cases} \quad (2)$$

在光探测器中进行平方律检测,输出的光电流为

$$\begin{cases} i_1(t) \propto [\eta_1 |E_0|^2 J_1(\beta) J_0(\beta) (\sin 2\sigma \sin \theta \cos \chi_1 - \cos 2\sigma \sin \chi_1)] \sin(\omega t) \\ i_2(t) \propto [\eta_2 |E_0|^2 J_1(\beta) J_0(\beta) (\sin 2\sigma \sin \theta \cos \chi_1 + \cos 2\sigma \sin \chi_1)] \sin(\omega t) \end{cases} \quad (3)$$

式中色散为 $\chi_1 = -\lambda DL\omega^2 / (4\pi c)$ 。

假设两个光探测器具有相同的灵敏度 $\eta_1 = \eta_2$, 比较两个探测器输出的微波功率,可以得到 f_{ACF} 为

$$f_{ACF} = \frac{P_1}{P_2} = \frac{(\sin 2\sigma \sin \theta \cos \chi_1 - \cos 2\sigma \sin \chi_1)^2}{(\sin 2\sigma \sin \theta \cos \chi_1 + \cos 2\sigma \sin \chi_1)^2} \quad (4)$$

由(4)式可知, f_{ACF} 与光源功率和调制系数无关。并且当 SMF 长度固定之后, χ_1 为固定值, 所以 f_{ACF} 可以通过改变入射偏振角 σ 或者直流偏置角 θ 来进行调节。

首先分析改变偏振角 σ 实现可调谐测量的情况。将直流偏置角 θ 设定为 $\pi/2$, 此时(4)式改写为

$$f_{ACF} = \frac{P_1}{P_2} = \frac{(\sin 2\sigma \cos \chi_1 - \cos 2\sigma \sin \chi_1)^2}{(\sin 2\sigma \cos \chi_1 + \cos 2\sigma \sin \chi_1)^2} = \frac{\sin^2(\chi_1 - 2\sigma)}{\sin^2(\chi_1 + 2\sigma)} \quad (5)$$

系统采用两段长距离的 SMF, 可以克服文献[15]中采用一段色散补偿光纤时所存在的偏振干涉等问题, 有望解决实现长距离运输, 并且较小的色散可以得到较大测量的范围。将 SMF 的色散参数设为 $D=16.75$ ps/(nm·km), 长度为 $L=10$ km, 则总色散值为 167.5 ps/nm。以 $\sigma=0.02\pi$ 为例, 图 2(a) 表示偏振角 $\sigma=0.02\pi$ 时的功率衰落函数以及 f_{ACF} 特性。从图中可以看出, f_{ACF} 曲线的陷波点在频率为 5.4GHz 附近, 因此在 2~5.4 GHz 的范围内, f_{ACF} 曲线单调递减, 利用这一特性来估计待测微波信号的频率。如果调节偏振角 σ , 设置如表 1, 还可以实现 f_{ACF} 曲线陷波点位置的平移, 如图 2(b) 所示。由图可知, 当 σ 从 0.02π 变到 0.2π 时, 陷波点位置可以从 5.4 GHz 扩展到 17.3 GHz。当偏振角度 σ 连续变化时, 对应的陷波点值如图 3 所示。因此, 通过调节偏振角可以实现测量范围和精度的可调谐。

表 1 参数设置

Table 1 Parameter setting

σ /rad	Range /GHz
0.02π	2~5.4
0.05π	2~8.6
0.1π	2~12.2
0.15π	2~14.9
0.2π	2~17.3

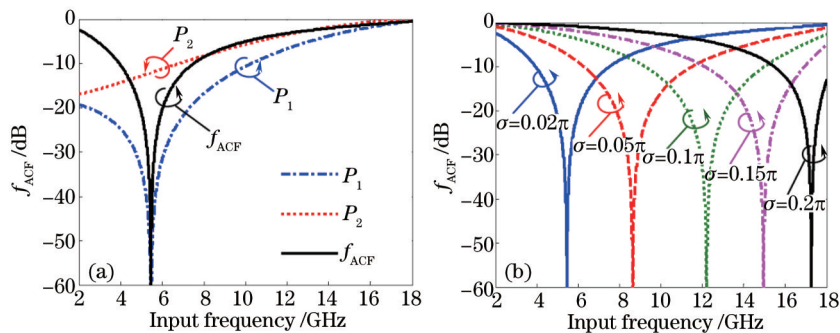


图 2 (a) $\sigma=0.02\pi$ 时的功率衰减函数(P_1 和 P_2)和 f_{ACF} ; (b) 根据表 1 设置的不同偏振角下的 f_{ACF}

Fig.2 (a) Power fading functions (P_1 and P_2) and f_{ACF} at $\sigma=0.02\pi$; (b) f_{ACF} under different polarization angles corresponding to Table 1

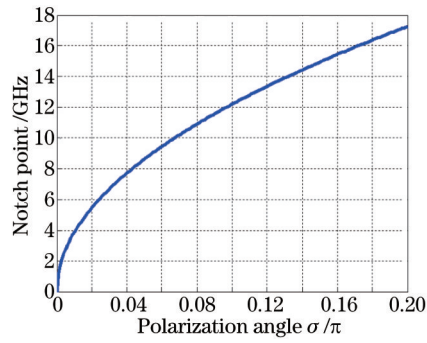


图3 不同偏振角度 σ 下对应的陷波点位置

Fig.3 Notch point versus polarization angle σ

采用类似方法,分析改变直流偏置角 θ 实现可调谐频率测量的情况。将偏振角度 σ 设为一个定值 0.2π ,此时(4)式改写为

$$f_{ACF} = \frac{P_1}{P_2} = \frac{(\sin 0.4\pi \sin \theta \cos \chi_1 - \cos 0.4\pi \sin \chi_1)^2}{(\sin 0.4\pi \sin \theta \cos \chi_1 + \cos 0.4\pi \sin \chi_1)^2} = \frac{(\tan 0.4\pi \sin \theta \cot \chi_1 - 1)^2}{(\tan 0.4\pi \sin \theta \cot \chi_1 + 1)^2}. \quad (6)$$

根据表2调节直流偏置角 θ ,可以得到相应的 f_{ACF} 变化曲线,如图4(a)所示,并且图4(b)给出了在不同直流偏置角下所对应的陷波点位置。同样地,当 θ 从 0.02π 变到 0.5π 时,陷波点位置可以从6.7 GHz扩展到17.3 GHz。因此,该方法也可以实现测量范围和精度可调的微波频率测量。

表2 参数设置

Table 2 Parameter setting

σ /rad	Range /GHz
0.02π	2~6.7
0.05π	2~10.3
0.1π	2~13.4
0.15π	2~15.1
0.5π	2~17.3

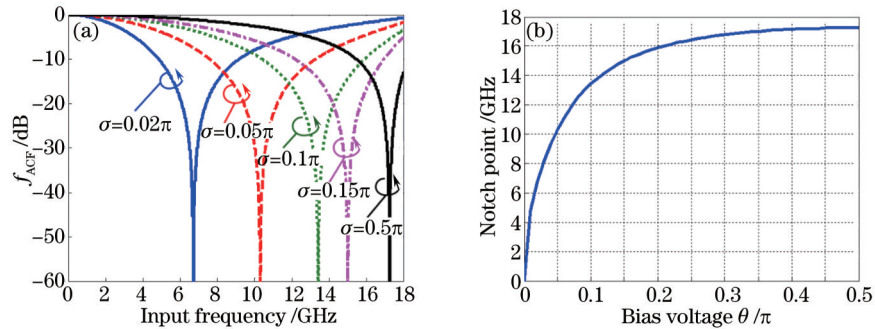


图4 (a) 根据表2设置的不同直流偏置角 θ 下的 f_{ACF} ; (b) 不同直流偏置角 θ 对应的陷波点位置

Fig.4 (a) f_{ACF} under different bias voltage induced angles θ corresponding to Table 2; (b) notch point versus bias voltage induced angle θ

以上两种调节方法均可实现 f_{ACF} 曲线的平移,从而调节频率测量的范围。并且由于在陷波点附近 f_{ACF} 曲线最陡,测量精度最高,所以可以通过调节偏振角或直流偏置角来改变陷波点位置,从而调节频率测量的精度。但是,随着IFM技术的不断发展,对于频率测量的范围和精度要求也不断提高,仅仅依靠一次测量很难达到要求。利用 f_{ACF} 可调谐这一特性,可以采用多级测量方法,即首先通过初步的粗略估计频率值后,锁定频段,然后进行细致调节,使 f_{ACF} 曲线的陷波点位置逐渐靠近待测微波信号的频率值,从而测量的精度可以得到进一步的提高。

3 仿真结果及分析

利用仿真软件Optisystem10.0,搭建图1中的IFM系统,其中PolM由Matlab软件根据其特性进行设计。

CW工作在1550 nm载波波长条件下,其线宽为0.1 MHz。光源发射的光经过PC1可以调节入射的偏振角,使其对准与PolM一个主轴夹角为 σ 的方向入射。将待测的微波信号加载到调制器上作为驱动信号,同时加载直流偏置电压(相应的偏置角为 θ),使得入射光在调制器的两个主轴方向上分别进行相位调制,且调制指数相反。随后经过PC2和PBS将输出的信号以45°方向在不同偏振态上进行分离,得到两路光信号。这两路信号通过两段相同的SMF后,由于色散会引起功率衰落,光纤的色散值设置为167.5 ps/nm。最后将输出信号作比,得到 f_{ACF} 。

3.1 初步测量结果及分析

首先验证改变偏振角来实现可调谐频率测量的情况。将加载到调制器上的直流偏置电压固定为 $V_{bias}=1/2V_{\pi}$,即 $\theta=\pi/2$ 。然后按照表1设置不同的偏振角度 σ 来进行仿真。当偏振角 $\sigma=0.02\pi$ 时,可以得到功率衰减函数和 f_{ACF} 曲线,如图5(a)所示。而当偏振角从 0.02π 变化到 0.05π 、 0.1π 、 0.15π 和 0.2π 时, f_{ACF} 曲线发生平移,得到不同的测量范围,如图5(b)所示。由图中可以看出,仿真结果与计算结果基本上对应,但是由于光电探测器等器件的热噪声等影响,并不能达到完全匹配,因此会影响测量结果的精确性,带来一定的误差。在不同偏振角度下,利用 f_{ACF} 仿真曲线分别对微波信号进行频率估计,并将估计结果与理论值作比较,可以得出五种偏振角度下所对应的估计误差情况,如图6(a)~6(e)所示。

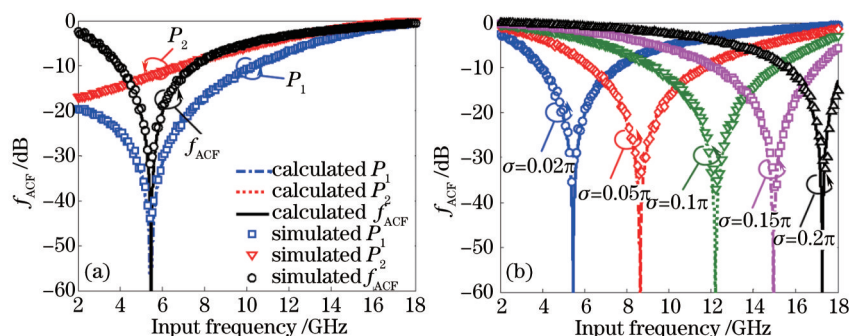


图5 计算结果和仿真结果对比图。(a) $\sigma=0.02\pi$ 时的功率衰减函数(P_1 和 P_2)和 f_{ACF} ; (b) 根据表1设置的不同偏振角 σ 下的 f_{ACF}

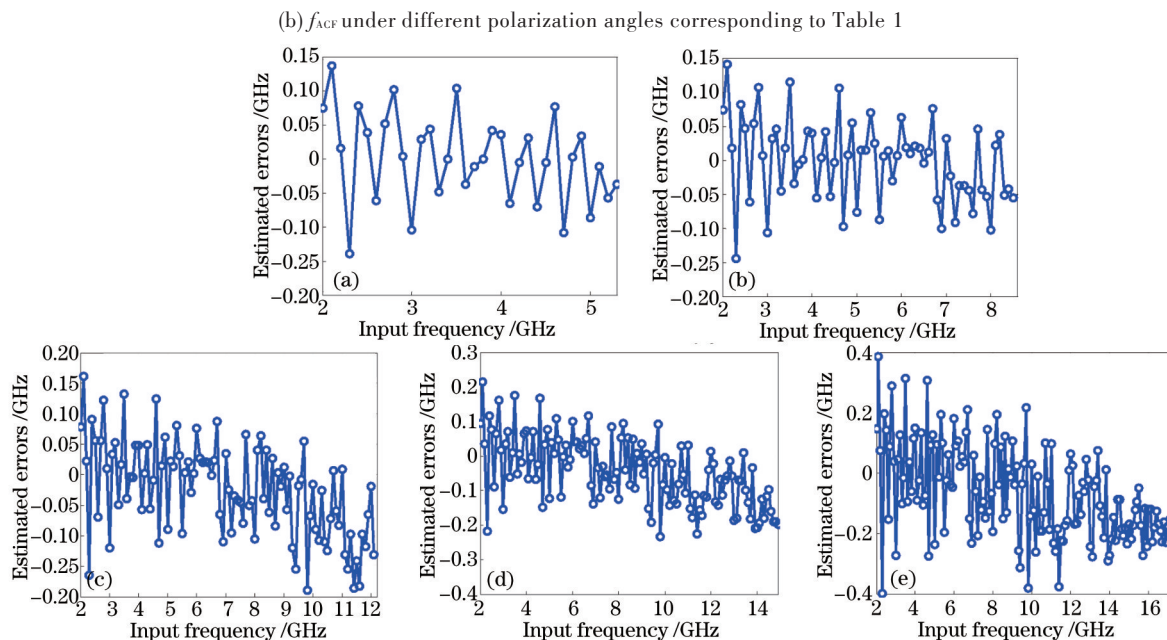


图6 不同偏振角 σ 下的估计误差。(a) $\sigma=0.02\pi$; (b) $\sigma=0.05\pi$; (c) $\sigma=0.1\pi$; (d) $\sigma=0.15\pi$; (e) $\sigma=0.2\pi$

Fig.6 Estimation errors under different polarization angles σ . (a) $\sigma=0.02\pi$; (b) $\sigma=0.05\pi$; (c) $\sigma=0.1\pi$; (d) $\sigma=0.15\pi$; (e) $\sigma=0.2\pi$

从图6可以看出,测量频率和测量精度之间存在互换现象,当测量范围从2~5.4 GHz逐渐扩大到2~17.3 GHz时,测量的精度也在逐渐变低,误差从 ± 0.15 GHz增大到 ± 0.4 GHz。然而,由于 f_{ACF} 具有可调谐特性,

在 f_{ACF} 曲线陷波点附近可以获得较高精度,因此可以将目标频率所在的频段分成很多小部分。比如将整个测量范围划分为5个部分(2~5.4 GHz, 5.4~8.6 GHz, 8.6~12.2 GHz, 12.2~14.9 GHz, 14.9~17.3 GHz)。在每个部分中,进行频率估计时所采用的 f_{ACF} 曲线均比较陡,从而可以保证在这几个不同的频率范围内都能实现较高精度。图7(a)为估计频率与计算频率的结果对比,图7(b)则给出了估计误差图。经过初步测量后发现,除了某些频率点(图中方框标注)之外,整个频段的误差基本上能控制在 ± 0.15 GHz以内。

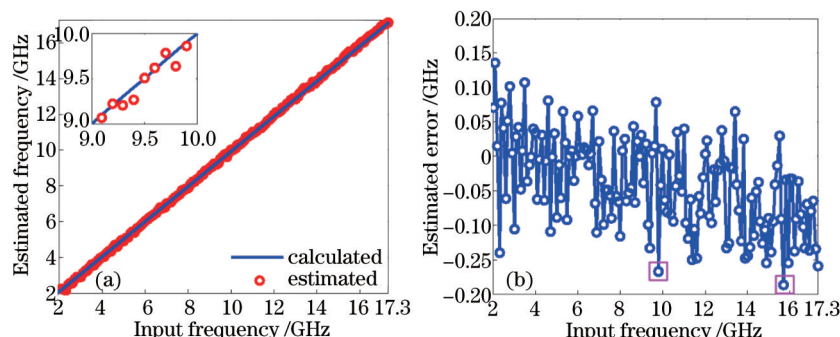


图7 (a) 估计的频率(点)与计算的频率(线); (b) 估计误差

Fig.7 (a) Estimated frequency (dot) and calculated frequency (line); (b) estimation errors

其次,对调节直流偏置角 θ 来实现可调谐频率测量的情况也进行类似的仿真实验验证。与上述不同,这里是入射偏振角 σ 固定为 0.2π ,然后根据表2设置直流偏置角 θ ,令其从 0.02π 逐渐变化到 0.05π 、 0.1π 、 0.15π 和 0.5π ,得到相对应的 f_{ACF} 曲线如图8(a)所示,可以看出,仿真结果与理论计算结果也基本吻合。同样地,利用 f_{ACF} 曲线对待测频率进行估计,由于存在互换现象,所以直接采用分段测量,对频率范围3.6~17.3 GHz的待测信号进行了频率估计,得到的整体估计误差如图8(b)所示,误差基本上能控制在 ± 0.16 GHz以内。

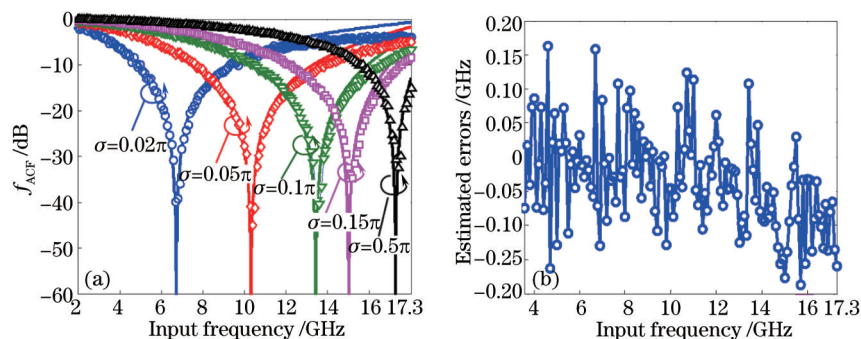


图8 (a) 根据表2设置的不同直流偏置角下的 f_{ACF} ; (b) 估计误差

Fig.8 (a) f_{ACF} under different bias voltages induced angles corresponding to Table 2; (b) estimation errors

3.2 多级测量结果及分析

通过上述仿真发现,两种调节方法均能实现可调谐的频率测量,并且效果大致相同,因此选取其中一种方法(调节偏振角)来对多级测量进行分析和讨论。

在初步测量后,发现某些频率点的误差较大,精度仍需要再提高,因此需要更为细致地调节偏振角 σ ,将已知频段进一步细分,锁定目标频率,使 f_{ACF} 曲线的陷波点向其靠近,从而进一步提高测量精度。

例如图7(b)所示的初步测量后的结果,发现在9.8 GHz和15.7 GHz频率处误差较大,超过了0.15 GHz,因此需要对这两个频率点所在频段进行再次细分。对于9.8 GHz这一特定目标频率,在进行初步测量时,调节偏振角为 $\sigma=0.1\pi$,获得的测量范围为8.6~12.2 GHz,测量误差为0.17 GHz。由于 f_{ACF} 曲线可以随着偏振角变化而发生平移,因此在进一步的测量中,将偏振角度调至 $\sigma=0.08\pi$,使得8.6~12.2 GHz这一频段被再次细分, f_{ACF} 曲线的陷波点位置平移到10.9 GHz附近,此时相对偏振角 $\sigma=0.1\pi$ 时的陷波点频率12.2 GHz而言,该位置更加接近目标频率9.8 GHz,所对应的频段范围也缩小到8.6~10.9 GHz。对这两个频率范围的 f_{ACF} 曲线以及它们的一阶导数进行比较。结果分别如图9(a)和9(b)所示,从图中可以明显地看出,当 $\sigma=0.08\pi$ 时, f_{ACF} 曲线在9.8 GHz频率处更为陡峭,反映在一阶导数上,则是 f_{ACF} 曲线在9.8 GHz处的一阶导数比当 $\sigma=0.1\pi$ 的时候更

大。更陡的 f_{ACF} 曲线或更大的一阶导数意味着在该频率可以获得更高的测量精度。因此,多级测量可以实现更高精度的频率检测。

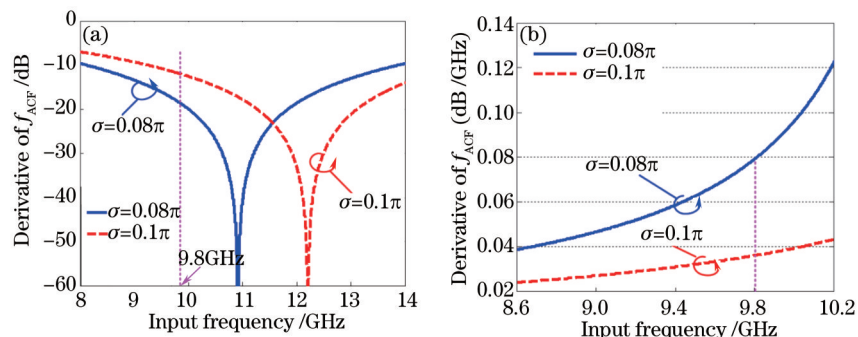


图9 $\sigma=0.08\pi$ 和 $\sigma=0.1\pi$ 两种情况下(a) f_{ACF} 曲线; (b) f_{ACF} 的一阶导数

Fig.9 (a) Two f_{ACF} ; (b) the first-order derivatives of two f_{ACF} under $\sigma=0.08\pi$ and $\sigma=0.1\pi$

采用相同的方法对另一目标频率 15.7 GHz 进行处理,初步测量时,偏振角为 $\sigma=0.2\pi$,获得的测量范围为 14.9~17.3 GHz,测量误差为 0.19 GHz。将偏振角度调至 $\sigma=0.18\pi$,使得频段被再次细分为 14.9~16.3 GHz, f_{ACF} 曲线的陷波点位置平移到 16.3 GHz 附近,更加接近 15.7 GHz。

对这两个目标频率进行多级测量后,细分频段内的估计误差分别用图 10(a)和 10(b)表示。由图可以读出,9.8 GHz 处的误差值可以减小到 0.13 GHz,精度提高了 0.04 GHz。而 15.7 GHz 频率处的误差值可以减小到 0.15 GHz,精度也获得了 0.04 GHz 的提高。这两个频率值处的测量误差变化结果如表 3 所示,由结果来看,整体的测量精度获得了提高,整个频段(2~17.3 GHz)的测量误差均可控制在 ± 0.15 GHz 以内。并且,还可以按此方法多次进行细分,频段分割得越窄,越容易得到更高精度的测量结果。

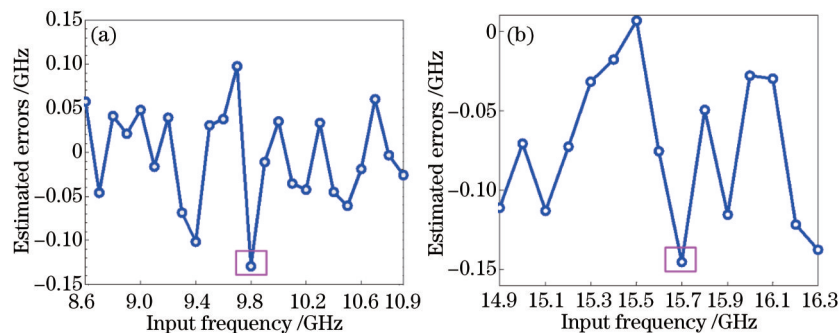


图 10 (a) σ 为 0.08π 时的估计误差; (b) σ 为 0.18π 时的估计误差

Fig.10 (a) Estimated errors at $\sigma=0.08\pi$; (b) estimated errors at $\sigma=0.18\pi$

表 3 误差对比

Table 3 Errors comparison

Frequency /GHz	Polarization angle σ /rad	Errors /GHz
9.8	0.1π	0.17
9.8	0.08π	0.13
15.7	0.2π	0.19
15.7	0.18π	0.15

该系统主要的误差来源为光电探测器的热噪声影响,偏振器件的不稳定以及直流偏置电压的漂移等等。因此,在偏振角的控制方面,需要通过细致地调节角度并保持偏振角的稳定来减小误差。而对于直流偏置电压,则要尽可能地控制偏置电压的漂移,比如采用精确的控制电路来稳定电压等。此外,调制器和光电探测器的频响必须超过输入信号的频率,否则可能出现误判而造成较大的测量误差。

4 结 论

提出了一种多级高精度可调谐的瞬时频率测量方法来实现对特定频率的高精度检测。从理论上详细

分析了两种调节方法(调节偏振角或直流偏置角)的可行性并进行了仿真验证。采用多级测量方法,在初步测量时先粗略估计频率,锁定目标频率所在频段后,通过细致调节偏振角,使 f_{ACF} 曲线在较宽频带内发生平移从而改变陷波点频率,缩小频率估计范围,提高测量精度。最后,方案可以实现在2~17.3 GHz的整个测量范围内达到 ± 0.15 GHz的测量精度。该方案相比其他频率测量方案,降低了IFM系统实现的难度:1)采用单光源可以消除光功率抖动的影响;2)去掉滤波器之后结构更加简化,也有助于消除光源中心波长漂移的影响;3)在测量范围和精度的调谐过程中不需要考虑光功率的动态平衡问题,调节效果更佳。并且利用多级测量的方法可以较大程度地提高测量精度。

参 考 文 献

- 1 Feng Guanghua, Huang Zhongwei, Wang Fang. Research on interference tactics of hopping radio under complex electromagnetic environment[J]. Communication Countermeasures, 2011, (4): 44-47.
风光华, 黄忠卫, 王芳. 复杂电磁环境下跳频电台抗干扰战法研究[J]. 通信对抗, 2011, (4): 44-47.
- 2 Zhu Hailing, Pan Wei, Chen Jixin, *et al.*. Frequency multiplied microwave signal generation based on single passband microwave photonic filtering[J]. Chinese J Lasers, 2013, 40(1): 0105003.
朱海玲, 潘炜, 陈吉欣, 等. 基于单通带微波光子滤波的多倍频微波信号产生[J]. 中国激光, 2013, 40(1): 0105003.
- 3 Zhang Lili, Tong Zhengrong, Cao Ye, *et al.*. Microwave photonic bandpass filter based on multi-wavelength fiber lasers and cascaded dispersion devices[J]. Chinese J Lasers, 2014, 41(2): 0205004.
张丽丽, 童峥嵘, 曹晔, 等. 基于多波长光纤激光器和色散器件级联的微波光子带通滤波器[J]. 中国激光, 2014, 41(2): 0205004.
- 4 NGUYEN L V T. Microwave photonic technique for frequency measurement of simultaneous signals[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2009, 21(10): 642-644.
- 5 Zhang X M, Chi H, Zhang X M, *et al.*. Instantaneous microwave frequency measurement using an optical phase modulator[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2009, 19(6): 422-424.
- 6 Attygalle M, Hunter D B. Improved photonic technique for broadband radio-frequency measurement[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2009, 21(4): 206-208.
- 7 Zou X, Pan S L, Yao J. Instantaneous microwave frequency measurement with improved measurement range and resolution based on simultaneous phase modulation and intensity modulation[J]. J Lightwave Technol, 2009, 27(23): 5314-5320.
- 8 Wang D P, Xu K, Dai J, *et al.*. Photonic-assisted approach for instantaneous microwave frequency measurement with tunable range by using Mach-Zehnder interferometers[J]. Chin Opt Lett, 2013, 11(2): 020604.
- 9 Zou X, Yao J. An optical approach to microwave frequency measurement with adjustable measurement range and resolution[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2008, 20(23): 1989-1991.
- 10 Li J, Fu S, Xu K, *et al.*. Photonic-assisted microwave frequency measurement with higher resolution and tunable range[J]. Opt Lett, 2009, 34(6): 743-745.
- 11 Li W, Zhu N H, Wang L X. Brillouin-assisted microwave frequency measurement with adjustable measurement range and resolution[J]. Opt Lett, 2012, 37(2): 166-168.
- 12 Li W, Zhu N H, Wang L X. Reconfigurable instantaneous frequency measurement system based on dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. Photon J IEEE, 2012, 4(2): 427-436.
- 13 Zhang H L, Pan S L. Instantaneous frequency measurement with adjustable measurement range and resolution based on polarization modulator[J]. Electron Lett, 2013, 49(4): 277-279.
- 14 Zhang Hualin. Instantaneous microwave frequency measurement with wide range and high resolution based on dual polarization modulation[J]. Chinese J Lasers, 2014, 41(11): 1108004.
张华林. 双偏振调制大范围高分辨率瞬时微波频率测量[J]. 中国激光, 2014, 41(11): 1108004.
- 15 Li J, Ning T G, Pei L, *et al.*. Performance analysis on an instantaneous microwave frequency measurement with tunable range and resolution based on a single laser source[J]. Opt & Laser Technol, 2014, 63: 54-61.
- 16 Li Y Q, PEI L, Li J, *et al.*. Instantaneous microwave frequency measurement with improved resolution[J]. Opt Commun, 2015, 354: 140-147.

栏目编辑: 何卓铭