

激光与光电子学进展

基于双对称受激布里渊散射效应的 瞬时微波频率测量分析

蔡威斌, 张家洪*, 赵振刚

昆明理工大学信息工程与自动化学院, 云南 昆明 650500

摘要 利用两个相位调制器、两个环形器、一个电光调制器等可使光在上下两路高非线性光纤中发生受激布里渊散射, 构成双对称受激布里渊散射效应的瞬时微波频率测量系统。利用系统输出光功率比与待测微波信号之间一一对应的关系, 建立幅度比较函数, 实现微波频率测量。理论分析结果表明, 通过调节高非线性光纤的线中心增益系数差值和布里渊频移差值, 可以改变微波频率的测量范围和测量误差; 当线中心增益系数差值为 30、布里渊频移差值为 2 GHz 时, 频率测量范围为 0~18 GHz, 测量误差小于 52 MHz; 当线中心增益系数差值为 30, 布里渊频移差值为 0.4 GHz, 频率测量范围为 0~21 GHz, 测量误差小于 148 MHz。

关键词 光纤光学; 受激布里渊散射; 幅度比较函数; 瞬时频率测量; 相位调制; 强度调制

中图分类号 TN97

文献标志码 A

doi: 10.3788/LOP202158.0906001

Measurement and Analysis of Instantaneous Microwave Frequency Based on Bisymmetric Stimulated Brillouin Scattering Effect

Cai Qibin, Zhang Jiahong*, Zhao Zhengang

College of Information Engineering and Automation, Kunming University of Science and Technology,
Kunming, Yunnan 650500, China

Abstract By using two phase modulators, two circulators, one electro-optic modulator, etc., stimulated Brillouin scattering can be generated in the upper and lower highly nonlinear optical fibers, forming an instantaneous microwave frequency measurement system for the bisymmetric stimulated Brillouin scattering effect. Using the one-to-one correspondence between the output optical power ratio of the system and the microwave signal to be measured, the amplitude comparison function is established to realize the microwave frequency measurement. Theoretical analysis results show that by adjusting the line center gain coefficient difference and the Brillouin frequency shift difference of the highly nonlinear fibers, the measurement range and measurement error of the microwave frequency can be changed. When the line center gain coefficient difference is 30 and the Brillouin frequency shift difference is 2 GHz, the frequency measurement range is 0–18 GHz, and the measurement error is less than 52 MHz. When the line center gain coefficient difference is 30, the Brillouin frequency shift difference is 0.4 GHz, the frequency measurement range is 0–21 GHz, and the measurement error is less than 148 MHz.

Key words fiber optics; stimulated Brillouin scattering; amplitude comparison function; instantaneous frequency measurement; phase modulation; intensity modulation

OCIS codes 060.4080; 060.4370; 290.5900; 120.1880

收稿日期: 2020-07-14; 修回日期: 2020-08-28; 录用日期: 2020-09-14

基金项目: 国家自然科学基金(61765009, 51667011)、云南省应用基础研究项目(2018FB106)

*E-mail: zjh_mit@163.com

1 引言

如今在通信、雷达及电子战等领域中,传统的电子式微波信号频率测量系统的性能受电子器件的瓶颈限制,针对微波信号的测量频率只能达到 18 GHz^[1],并且其灵敏度较低(不高于 -50 dBm)、体积较大、测频系统造价高昂、易受电磁干扰,无法适应当今战场电磁环境逐渐严格的要求。在现代测频系统中,电子式测频方案无法满足当前的测频需求^[2-3]。

随着微波光子学研究的进步,研究人员已经提出了很多基于微波光子学的瞬时微波频率测量方法,这些方法更加符合现代化瞬时频率测量的需求,并且性能卓越^[4-9]。其中基于受激布里渊散射(SBS)效应的瞬时微波频率测量方法相比于其他光子辅助瞬时微波频率测量方法,具有频率测量范围可调、测量范围大、测量误差小等特性,以及SBS本身的窄带滤波特性,引起了人们的广泛研究^[10-18]。2012年,Li等^[19]提出基于受激布里渊散射效应的微波测频方案,该方案可以实现两种测量模式的调整切换:1)测量误差为±0.25 GHz、0~12 GHz带宽固定的宽测量范围;2)测量误差为±0.05 GHz、0~2 GHz带宽可调的窄测量范围。为了减小频率测量误差,同年Zheng等^[20]提出了一种利用受激布里渊散射将相位调制选择转换为振幅调制的多微波频率测量方案。实验采用数字滤波器和检波器进行分析,在1~9 GHz频率测量范围内的最终测量误差小于30 MHz。2015年,Jiang等^[21]利用受激布里渊散射的窄带可调谐滤波特性实现了瞬时多微波测频方案,通过实验验证了在12 GHz测量范围内测量误差小于250 kHz。近年来,悉尼大学的研究小组利用集成非线性波导,提出了一种基于受激布里渊

散射效应的小误差微波测频方案,该方案在9~38 GHz的测量范围内的测量误差为±1 MHz^[22],扩大了微波测频范围,但不能测量小于9 GHz的低频段微波信号频率。2020年,上海交通大学李淑静等^[23]提出了一种基于掺杂氧化硅波导的布里渊瞬时频率测量方案,瞬时频率测量范围可达15 GHz、测量误差小于60 MHz。可见,现有测频系统的测量范围得到扩大、误差得到减小,但是系统的测量范围与测量误差不能兼顾。

本文设计了一种利用两个相位调制器、一个电光调制器(MZM)、两个环形器,基于上下两路高非线性光纤(HNLF)中各自的SBS构成的双对称受激布里渊散射效应的瞬时微波频率测量系统,实现了瞬时微波频率测量,在增大微波频率测量范围的同时减小了频率测量误差。理论分析与计算结果表明,通过调节高非线性光纤的线中心增益系数差值 Δg 和布里渊频移差值 $\Delta \nu$,可以改变微波频率的测量范围和测量误差。在0~18 GHz范围内,微波频率测量的最大误差小于52 MHz;在0~21 GHz范围内,微波频率测量的最大误差小于148 MHz。

2 系统工作原理

图1为基于双对称SBS效应的瞬时微波频率测量系统结构图。图2为频谱处理图。在图1中,激光源提供频率为 f_c 的连续光 $E_{in}(t) = E_0 \cos(2\pi f_c t)$,其中, E_0 为连续光的振幅, t 为时间,连续光经过耦合器被分成两路连续光载波信号。上支路连续光载波经过耦合器被分成两路,分别进入两个相位调制器(PM),被外加的信号 $V(t) = V \cos(2\pi f_b t)$ 调制,其中, f_b 为外加信号频率。在小信号调制下,忽略高阶边带的影响,只保留光载波和

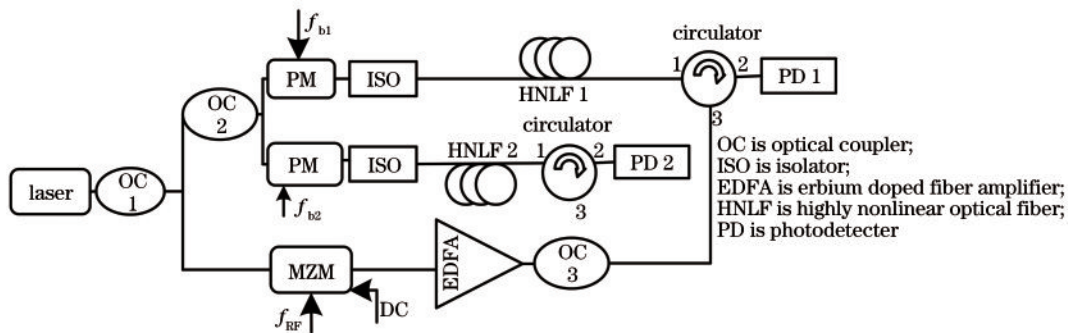


图1 微波频率测量结构示意图

Fig. 1 Schematic diagram of microwave frequency measurement structure

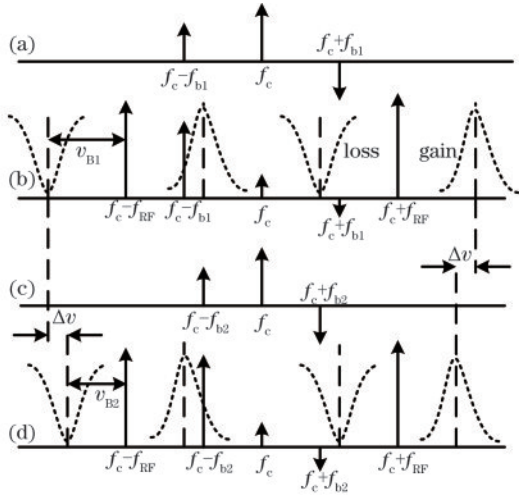


图 2 SBS效应的频谱图。(a)(c)相位调制；(b)(d)HNLFF1和HNLFF2中SBS效应的频谱
Fig. 2 Frequency spectra of SBS effect. (a) (c) Phase modulation; (b) (d) spectra of SBS effect in HNLFF1 and HNLFF2

正负一阶边带,则PM输出光场^[2]可表示为

$$E_p(t) = E_0 J_0(m) \exp(j2\pi f_c t) + E_0 J_1(m) \exp\{j[2\pi(f_c + f_b)t]\} - E_0 J_1(m) \exp\{j[2\pi(f_c - f_b)t]\}, \quad (1)$$

式中： m 为调制指数， $m = \pi V / V_\pi$ ，其中， V_π 为调制器的半波电压； $J_0(\cdot)$ 和 $J_1(\cdot)$ 分别为零阶和一阶第一类贝塞尔函数。在(1)式中，等号右边的第一项代表光载波，第二项和第三项分别代表上、下一阶边带，且两边带幅值相等，相位相差 π 。经相位调制后的信号光谱如图2(a)、(c)所示，调制信号作为探测光经过光隔离器(ISO)并进入高非线性光纤。下支路连续光载波进入MZM。设MZM上路分支的调制信号 $V_1(t) = V \cos(\omega_{RF} t)$ ，下路分支的调制信号 $V_2(t) = V \cos(\omega_{RF} t + \theta)$ ，其中， ω_{RF} 为调制信号的角频率， θ 为两个信号之间的相移，MZM调制后信号输出^[9]为

$$E_{MZM_{out}}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \left\{ \exp[jm \cos(\omega_{RF} t) + j\varphi_1] + \exp[jm \cos(\omega_{RF} t + \theta) + j\varphi_2] \right\} = \frac{1}{2} E_{in}(t) \exp(j\varphi_1) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(m) \exp(jn\omega_{RF} t) + \frac{1}{2} E_{in}(t) \exp(j\varphi_2) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(m) \exp(jn\omega_{RF} t) \exp(jn\theta), \quad (2)$$

式中： $\varphi_1 = \pi V_{DC1} / V_\pi$ 、 $\varphi_2 = \pi V_{DC2} / V_\pi$ 为偏置电压引入的相移； J_n 为第 n 阶贝塞尔函数； n 为整数； V_{DC1} 和 V_{DC2} 为上、下两臂信号的直流电压。

通过控制电光调制器的工作点，使 $\varphi_1 -$

$\varphi_2 = \pi/2$ ， $\theta = \pi$ ，因此下支路连续光载波信号与待测微波信号发生抑制载波双边带调制(OCS-DSB)，在小信号调制条件下OCS-DSB信号输出^[7]为

$$E_{MZM_{out}}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \exp(j\varphi_2) \left[-2jJ_1(m) \exp(j\omega_{RF} t) - 2jJ_1(m) \exp(-j\omega_{RF} t) \right] = J_1(m) \exp\left(j\omega_c t + j\omega_{RF} t - j\frac{\pi}{2} + j\varphi_2\right) + J_1(m) \exp\left(j\omega_c t - j\omega_{RF} t - j\frac{\pi}{2} + j\varphi_2\right), \quad (3)$$

式中： ω_c 为连续光的角频率。当 $V_{DC1} = 6$ V、 $V_{DC2} = 3$ V、 $V_\pi = 3$ V时，可实现OCS-DSB，抑制载波双边带调制信号光谱如图2(b)、(d)所示。

相位调制信号正向进入HNLFF作为探测光传输，OCS-DSB信号进入环形器作为泵浦光传输，经过EDFA放大二者分别进入上、下两路高非线性光纤。当泵浦光与探测光的频率差等于HNLFF的布里渊频移量 ν_B 时，二者发生SBS效应，在与泵浦光频率相差1倍布里渊频移量的上下频率附近分别产生增益谱和损耗谱^[17-21]，如图2(b)、(d)所

示。SBS效应产生的增益与损耗表达式^[10]分别为

$$g(f) = \frac{g}{2} \frac{(\Delta\nu_B/2)^2}{f^2 + (\Delta\nu_B/2)^2} + j \frac{g}{4} \frac{\Delta\nu_B f}{f^2 + (\Delta\nu_B/2)^2}, \quad (4)$$

$$a(f) = -\frac{g}{2} \frac{(\Delta\nu_B/2)^2}{f^2 + (\Delta\nu_B/2)^2} - j \frac{g}{4} \frac{\Delta\nu_B f}{f^2 + (\Delta\nu_B/2)^2}, \quad (5)$$

式中： g 和 $\Delta\nu_B$ 分别为HNLFF的线中心增益系数和3 dB布里渊增益线宽； $g(f)$ 为在频率点 f ^[10]处产生的增益； $a(f)$ 为在频率点 f 处产生的损耗。

利用 SBS 效应产生的增益谱或损耗谱打破相位调制信号边带的幅度平衡,忽略直流项和倍频项,利用上、下两路信号各自发生 SBS 效应的微波

信号的输出光功率 P_{out1} 和 P_{out2} 的比值构成幅度比较函数(ACF)^[14]:

$$ACF(f_{RF}) = \frac{P_{out1}}{P_{out2}} = \left\{ G(f_{RF} - f_{b1} - \nu_{B1}) A(f_{RF} + \nu_{B1} - f_{b1}) \cos \left[\phi_g(f_{RF} - f_{b1} - \nu_{B1}) + \phi_a(f_{RF} + \nu_{B1} - f_{b1}) + 2\pi f_{b1}t + \frac{\pi}{2} \right] - G(f_{b1} - f_{RF} - \nu_{B1}) A(f_{b1} - f_{RF} + \nu_{B1}) \cos \left[-\phi_g(f_{b1} - f_{RF} - \nu_{B1}) - \phi_a(f_{b1} - f_{RF} + \nu_{B1}) + 2\pi f_{b1}t + \frac{\pi}{2} \right] \right\} \times \left\{ G(f_{RF} - f_{b2} - \nu_{B2}) A(f_{RF} + \nu_{B2} - f_{b2}) \cos \left[\phi_g(f_{RF} - f_{b2} - \nu_{B2}) + \phi_a(f_{RF} + \nu_{B2} - f_{b2}) + 2\pi f_{b2}t + \frac{\pi}{2} \right] - G(f_{b2} - f_{RF} - \nu_{B2}) A(f_{b2} - f_{RF} + \nu_{B2}) \cos \left[-\phi_g(f_{b2} - f_{RF} - \nu_{B2}) - \phi_a(f_{b2} - f_{RF} + \nu_{B2}) + 2\pi f_{b2}t + \frac{\pi}{2} \right] \right\}^{-1}, \quad (6)$$

式中: $G(f) = \exp\{\text{Re}[g(f)]\}$, $A(f) = \exp\{\text{Re}[a(f)]\}$ 分别为发生 SBS 效应时待测射频信号引入的增益和损耗; $\phi_g = \text{Im}[g(f)]$, $\phi_a = \text{Im}[a(f)]$ 分别为发生 SBS 效应时待测微波信号引入的相位。在(6)式中, HNLF1 和 HNLF2 的布里渊频移量 ν_{B1} 、 ν_{B2} 和相位调制器的调制频率 f_{b1} 、 f_{b2} 均为已知量,因此 ACF 值与待测微波信号存在一一对应关系。在系统后处理中,仅需通过读取光功率即可得出待测信号的频率,这降低了测频系统的复杂程度,也减小了系统成本,微波瞬时频率测量范围得到扩大、测量误差得到减小。

3 理论分析

3.1 测频系统理论分析

为了保证 SBS 效应的发生、提高理论分析的准确性,设定相位调制器的调制频率 f_b 为布里渊频移量 ν_b ,当 $f_{b1} = 11 \text{ GHz}$ 时, $f_{b2} = 10.4 \text{ GHz}$, $\Delta\nu_b = 40 \text{ MHz}$, $g = 5$ 。待测微波信号的频率区间为 $0 \sim 25 \text{ GHz}$,以 0.02 GHz 为步长逐步增加频率,利用 Matlab 软件进行分析,得到的系统瞬时测频 ACF 曲线图如图 3 所示。

从图 3 得知 ACF 曲线为单调曲线,当待测区间为 $0 \sim 22 \text{ GHz}$,有效频率测量范围可达到 $0.2 \sim 21 \text{ GHz}$ 。虽然曲线图在 $0.2 \sim 16 \text{ GHz}$ 部分看起来较为平坦,但该频段的放大图显示,ACF 曲线呈单调递增,满足灵敏度大于等于 $0.01 \text{ dB} \cdot \text{GHz}^{-1}$ 的特点^[9]。因此,该方案从理论上可以实现瞬时微波频率测量。

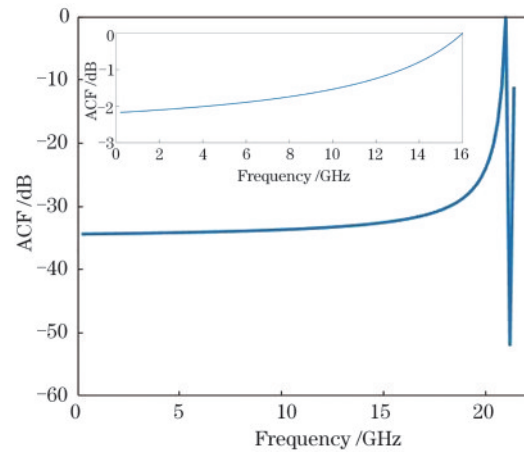


图 3 系统瞬时测频理论 ACF 曲线图

Fig. 3 ACF curve of system instantaneous frequency measurement

在(6)式中,ACF 为上、下两路各自发生 SBS 效应后的光功率比,而上、下两路中 HNLF 不同,将会引入不同的线中心增益系数 g 和布里渊频移量 ν_b ,从而导致线中心增益系数差值和布里渊频移差值。然而,HNLF 的线中心增益系数 g 和布里渊频移量 ν_b 直接影响 ACF 的结果。在瞬时微波频率测量系统中,为进一步分析 HNLF 的线中心增益系数和布里渊频移量与 ACF 值的关系,可以利用上、下两路不同 HNLF 中的布里渊频移差值 $\Delta\nu = \nu_{B1} - \nu_{B2}$ 、线中心增益系数差值 $\Delta g = g_1 - g_2$ 来分析线中心增益系数和布里渊频移量对 ACF 值的影响。其中, g_1 和 g_2 分别为光纤的线中心增益系数。

3.2 布里渊频移差对测频的影响

图 4 为不同 $\Delta\nu$ 时的 ACF 曲线。HNLF 的布

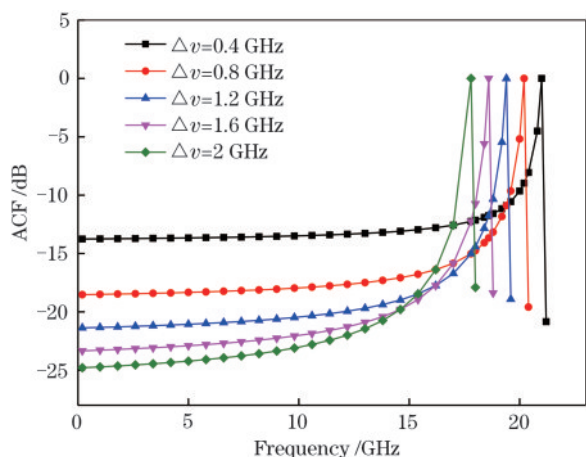


图 4 不同布里渊频移差值下的 ACF 曲线图

Fig. 4 ACF curves for different Brillouin frequency shift difference

里渊频移量 ν_B 一般在 9~11 GHz, 当 Δv 为 0.4, 0.8, 1.2, 1.6, 2 GHz 时, 所对应的最高测频范围可以为 21, 20.2, 19.4, 18.6, 17.8 GHz。随着 Δv 的增加, ACF 图像的的第一个单调区间变得越来越小, 即从 $\Delta v = 0.4$ GHz 时的 0.2~21 GHz 逐步减小到 $\Delta v = 2$ GHz 时的 0.2~17.8 GHz。同时, ACF 曲线的陡峭程度也随着 Δv 的增大而逐渐增大, 这意味着待测微波信号较小的频率变化也能引起 ACF 曲线较大程度的变化, 结果更直观、更容易被检测, 从而减小测量误差。由此得出, 随着布里渊频移差值 Δv 的增大, 方案的有效频率测量范围和测频误差都减小。

3.3 线中心增益系数差值对测频的影响

图 5 所示为不同 Δg 下的 ACF 曲线, 从 Δg 为 10, 20, 30, 40 时所对应的频率可以看出: ACF

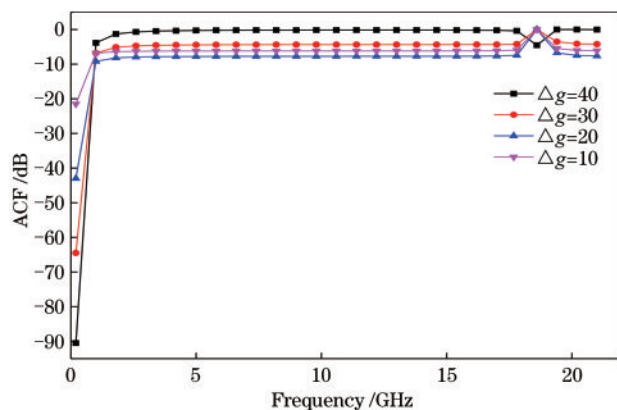


图 5 不同线中心增益系数差值下的 ACF 曲线图

Fig. 5 ACF curves under different line center gain coefficient difference

曲线在 0~2.5 GHz 之间的陡峭程度随着 Δg 的增加而逐渐增加, 这意味着待测微波信号较小的频率变化也能引起 ACF 曲线较大程度的变化, 最终减小测量误差。但是在 2.5~17 GHz 之间, 随着 Δg 的逐渐增加, ACF 曲线的陡峭程度变化很小, 在测频时测频误差可能会增大。而且在 Δg 为 10, 20, 30 时, 有效测频范围都为 18.6 GHz。当 Δg 增大为 40 时, 频率测量范围从原来的 18.6 GHz 减小到 17.8 GHz, 有效测频范围改变, 因此系统线中心增益系数差值 Δg 应在 40 以内。

3.4 测频范围分析

根据以上分析, 通过改变布里渊频移差会改变系统的测频范围和测频误差, 随着布里渊频移差的增大, 测量误差减小。测频范围由 $\Delta v = 0.4$ GHz 时的 0.2~21 GHz 逐步减小到 $\Delta v = 2$ GHz 时的 0.2~17.8 GHz。而在线中心增益系数差值为 40 以内, 测频范围不会改变, 测频范围为 0~18.6 GHz, 随着线中心增益系数差的增大, 测频误差在减小, 同时测频范围减小。因此, 为了使此方案的测频效果得到改善, 需要进一步分析不同布里渊频移差值和不同线中心增益系数差值对频率测量结果的影响。

在光纤线中心增益系数差值为 30 的情况下: 如图 6(a) 所示, 当 $\Delta v = 0.4$ GHz 时, 测频范围由初始时的 0.2~21 GHz 增加到 0~21 GHz; 如图 6(b) 所示, 当 $\Delta v = 2$ GHz 时, 测频范围由初始时的 0.2~18 GHz 增加到 0~18 GHz。测频系统的频率测量范围得到改善。线中心增益系数 $g = g_B I_P L_{\text{eff}} / A_{\text{eff}}$, 其中, g_B 为中心增益量, L_{eff} 为有效光纤长度, A_{eff} 为有效模式区域面积, I_P 为泵浦光功率。由此可知, 光纤的线中心增益系数主要由 I_P 和 L_{eff} 决定。实际工程中主要通过调节线中心增益系数以及改变光纤的布里渊频移量来调整 ACF 曲线, 从而增大测频范围、减小测频误差。

3.5 测频误差分析

图 7 所示为微波信号的输入频率与测量频率之间的误差。当仿真输入的频率值范围在 0~21 GHz 时, 最大测量误差为 148 MHz, 当仿真输入的频率值范围在 0~18 GHz 时, 最大测量误差为 52 MHz。其中所产生的测量误差可能是由于 SBS 效应引入的相位变化或系统噪声所引起的。

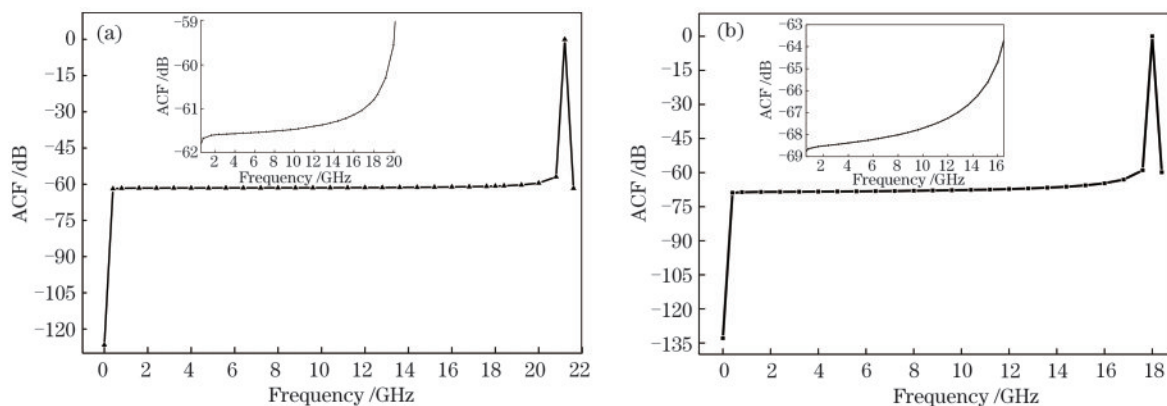


图 6 优化后的 ACF 曲线图。(a) 0~21 GHz ACF 曲线图;(b) 0~18 GHz ACF 曲线图

Fig. 6 Optimized ACF curves. (a) ACF curve at 0-21 GHz; (b) ACF curve at 0-18 GHz

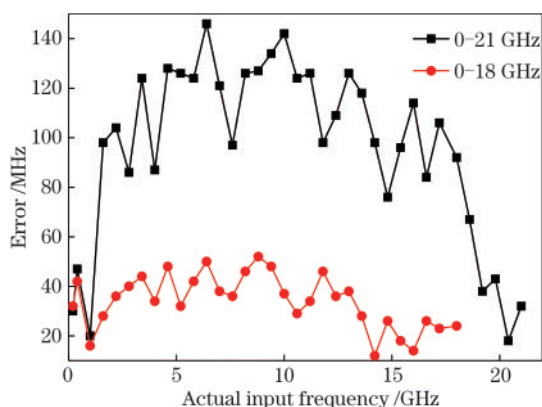


图 7 测量误差随频率的变化曲线

Fig. 7 Variation of measurement error with frequency

4 结 论

利用双对称受激布里渊散射效应后的光功率比构建幅度比较函数,用于检测待测微波信号的频率,并对测频系统进行理论分析。相比现有的基于受激布里渊散射的瞬时微波频率测量系统,所提系统在后处理中仅通过读取光功率即可得出待测信号的频率,这避免了部分光学仪器的使用,降低了测频系统的复杂程度。分析计算结果表明,该测频系统的测频范围得到增大,测频误差得到减小,当 HNLF 的线中心增益系数差值为 30,布里渊频移差值为 2 GHz,在 0~18 GHz 范围内,微波频率测量的最大误差小于 52 MHz;当 HNLF 的线中心增益系数差值为 30,布里渊频移差值为 0.4 GHz 时,在 0~21 GHz 范围内微波频率测量的最大误差小于 148 MHz。此方案具有结构简单、测频范围可调等特点。

参 考 文 献

[1] Li Y Q, Pei L, Li J, et al. Theory study on a range-

extended and resolution-improved microwave frequency measurement[J]. Journal of Modern Optics, 2016, 63(7): 613-620.

[2] Tu Z Y, Wen A J, Gao Y S, et al. A photonic technique for instantaneous microwave frequency measurement utilizing a phase modulator[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(24): 2795-2798.

[3] Xing J N, He H X, Chi H, et al. Research progress of frequency measurement of microwave signal based on photonics[J]. Laser Technology, 2018, 42(3): 404-409.

邢俊娜,何红霞,池灏,等.基于光子学的微波信号频率测量研究进展[J].激光技术,2018,42(3): 404-409.

[4] Seeds A J. Microwave photonics [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2002, 50(3): 877-887.

[5] Emami H, Ashourian M. Improved dynamic range microwave photonic instantaneous frequency measurement based on four-wave mixing[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014, 62(10): 2462-2470.

[6] Pagani M, Vu K, Choi D Y, et al. Instantaneous microwave frequency measurement using four-wave mixing in a chalcogenide chip [J]. Optics Communications, 2016, 373: 100-104.

[7] Shin M, Kumar P. Optical microwave frequency up-conversion via a frequency-doubling optoelectronic oscillator[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2007, 19(21): 1726-1728.

[8] Zhang H L. Instantaneous microwave frequency measurement with wide range and high resolution based on dual polarization modulation[J]. Chinese

- Journal of 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.
- [9] Wang Y X, Li J N, Zhou T, et al. All-optical microwave photonic downconverter with tunable phase shift[J]. IEEE Photonics Journal, 2017, 9(6): 1-8.
- [10] 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.
- [11] Long X, Zou W W, Chen J P, et al. Broadband instantaneous frequency measurement based on stimulated Brillouin scattering [J]. Optics Express, 2017, 25(3): 2206-2214.
- [12] Zhang C, Yu W F, Li Z L, et al. Numerical study on scattering properties for the stimulated Brillouin scattering fiber [J]. Acta Optica Sinica, 2015, 35(3): 0319005.
张聪, 余文峰, 李正林, 等. 光纤受激布里渊散射的散射特性数值研究[J]. 光学学报, 2015, 35(3): 0319005.
- [13] 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.
- [14] Xiao Y C, Guo J, Wu K, et al. Multiple microwave frequencies measurement based on stimulated Brillouin scattering with improved measurement range [J]. Optics Express, 2013, 21(26): 31740-31750.
- [15] Xin G Y, Zou W W, Long X, et al. Polarization optimization for instantaneous frequency measurements based on stimulated Brillouin scattering [J]. Acta Optica Sinica, 2019, 39(5): 0507001.
忻光耀, 邹卫文, 龙鑫, 等. 受激布里渊散射瞬时频率测量的偏振优化[J]. 光学学报, 2019, 39(5): 0507001.
- [16] Wang X, Qin Z J, Xiong X M, et al. Stimulated Brillouin scattering in few-mode fiber [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2019, 56(16): 162901.
王旭, 秦祖军, 熊显名, 等. 少模光纤受激布里渊散射效应理论研究[J]. 激光与光电子学进展, 2019, 56(16): 162901.
- [17] Jiao W T, You K, Sun J Q, et al. Multiple microwave frequency measurement with improved resolution based on stimulated Brillouin scattering and nonlinear fitting [J]. IEEE Photonics Journal, 2019, 11(1): 1-12.
- [18] Xu Y M, Pan W, Lu B, et al. Multi-stopband microwave photonic filter based on stimulated Brillouin scattering [J]. Chinese Journal of Lasers, 2018, 45(11): 1106004.
徐翌明, 潘炜, 卢冰, 等. 基于受激布里渊散射的多阻带微波光子滤波器[J]. 中国激光, 2018, 45(11): 1106004.
- [19] Li W, Zhu N H, Wang L X, et al. Brillouin-assisted microwave frequency measurement with adjustable measurement range and resolution [J]. Optics Letters, 2012, 37(2): 166-168.
- [20] Zheng S L, Ge S X, Zhang X M, et al. High-resolution multiple microwave frequency measurement based on stimulated Brillouin scattering [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2012, 24(13): 1115-1117.
- [21] Jiang H Y, Marpaung D, Pagani M, et al. Multiple frequencies microwave measurement using a tunable Brillouin RF photonic filter [C]//2015 11th Conference on Lasers and Electro-Optics Pacific Rim (CLEO-PR), August 24-28, 2015, Busan, Korea (South). New York: IEEE Press, 2015: 1-2.
- [22] 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.
- [23] Li S J, Li X, Chen J P, et al. Instantaneous frequency measurement of stimulated Brillouin scattering based on doped silica waveguides [J]. Optical Communication Technology, 2020, 44(8): 27-30.
李淑静, 李杏, 陈建平, 等. 基于掺杂氧化硅波导的受激布里渊散射瞬时频率测量[J]. 光通信技术, 2020, 44(8): 27-30.