

激光与光电子学进展

基于单光路偏振复用的微波瞬时频率测量方案

黄蓝锋¹, 李勇军^{1*}, 赵尚弘¹, 林涛¹, 张泰江², 赵海燕¹

¹空军工程大学信息与导航学院, 陕西 西安 710077;

²中国人民解放军 75835 部队, 广东 广州 510500

摘要 提出一种基于单光路偏振复用技术的微波瞬时频率测量方案。该方案仅需要一个双偏振-双驱动的马赫-曾德尔调制器来提供受激布里渊散射所需的泵浦光与探测光。与现有的双路布里渊散射方案相比,本方案结构简单,系统体积明显减小,泵浦光与探测光干涉稳定且可控,且系统的稳定性增强了。待测微波信号经过载波抑制双边带调制后作为泵浦光,扫频探测信号经过相位调制后作为探测光,利用受激布里渊散射效应实现从相位调制到强度调制的转换。通过建立扫描频率与输出光功率的映射关系,实现了微波信号瞬时频率测量。此外,建立了理论模型和仿真模型来分析泵浦光波长抖动、直流偏置点漂移、电移相器相位漂移,以及泵浦光、探测光偏振状态偏移对频率测量精度的影响。研究表明,该方案可以实现 30 GHz 以上微波信号的频率测量,且最大绝对测量误差不超过 30 MHz,相对测量误差低于 2%。该方法通过增大扫频探测信号的扫描范围和调制器的调制频率范围,可进一步扩展频率测量范围,在低成本、宽频谱的雷达侦测领域具有良好的应用前景。

关键词 散射; 微波光子学; 微波瞬时频率测量; 双偏振马赫-曾德尔调制器; 受激布里渊散射

中图分类号 TN29

文献标志码 A

doi: 10.3788/LOP202158.1929002

Microwave Instantaneous Frequency Measurement Based on Single Lightpath Polarization Multiplexing

Huang Lanfeng¹, Li Yongjun^{1*}, Zhao Shanghong¹, Lin Tao¹, Zhang Taijiang², Zhao Haiyan¹

¹Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China;

²Unit 75835 of the People's Liberation Army of China, Guangzhou, Guangdong 510500, China

Abstract A microwave instantaneous frequency measurement scheme based on single lightpath polarization multiplexing technology was proposed. This technique requires only a dual-polarization dual-drive Mach-Zehnder modulator to provide the pump light and probe light needed for stimulated Brillouin scattering. Compared with the previous dual-channel Brillouin scattering technique, the proposed technique offers the advantages of a simple structure, compression system volume, stable and controllable pump light and detection light interference, and improved system stability. The unknown microwave signal was modulated using carrier suppression double sideband modulation as the pump light, and the swept-frequency detection signal was phase modulated as the scanning detection light. Moreover, the conversion from phase modulation to intensity modulation was realized using the stimulated Brillouin scattering effect. The microwave signal instantaneous frequency was measured by establishing a mapping relationship between the scanning frequency and the output optical power. Theoretical and simulation models were established to study the influence of the pump light wavelength jitter, DC bias point drift, phase drift of electric phase shifter, and polarization state shift of pump light and probe light on frequency measurement accuracy.

收稿日期: 2021-02-01; 修回日期: 2021-02-19; 录用日期: 2021-03-02

基金项目: 国家自然科学基金(91638101,61701522)

通信作者: *tz_228@163.com

Research results show that the proposed scheme can measure the frequency of microwave signals above 30 GHz. Furthermore, the maximum absolute measurement error does not exceed 30 MHz, while the relative measurement error is less than 2%. The frequency measurement range can be increased by increasing the scanning range of the frequency sweep detection signal and the modulation frequency range of the modulator. The proposed scheme has the advantages of a compact structure, stable performance, and simple operation and has a wide application prospect in low-cost and wide-spectrum radar detection.

Key words scattering; microwave photonics; microwave instantaneous frequency measurement; dual polarization Mach-Zehnder modulator; stimulated Brillouin scattering

OCIS codes 350.3950; 350.4010; 290.5900

1 引言

从兆赫兹到毫米波频率的未知射频信号测量是雷达系统和电子战需要解决的核心问题。相较于传统电域的频率测量方法,微波光子学频率测量方法具有宽带宽、尺寸小和抗电磁干扰的优势,可实现大范围、高精度的频率测量,在现代国防和民用领域具有良好的应用前景,因而成为国际国内的研究热点。

基于微波光子学的微波瞬时频率测量(microwave instantaneous frequency measurement, MIFM)通常可以分成扫描型^[1-2]、频率-幅度映射型^[3-5]、频率-时域映射型^[6]和频率-空间映射型^[7-8]4种。频率-幅度映射型MIFM方案基于频率与微波功率或者光功率之间的映射关系,建立了幅度比较函数(amplitude comparison function, ACF),如果在特定频率范围内ACF与微波瞬时频率具有单调关系,则可以实现MIFM。文献[3]使用光纤色散和偏振控制两支路来产生变化相反的功率衰减函数,通过光电探测器(photodetector, PD)建立微波功率比函数。通过检测微波功率实现MIFM需要昂贵的高频PD和微波设备,为降低系统成本,文献[5]使用两个正交的光滤波器建立正交的功率比函数,通过检测光功率就可以实现MIFM。频率-幅度映射型方案的系统结构简单,但是测量误差较大,一般在300 MHz以内。频率-时域映射型MIFM的原理是根据不同波长的光通过色散介质的时延不同,建立微波信号频率与时延的联系。文献[6]提出一种基于实时傅里叶变换的时域放大系统来放大超短脉冲,使其展宽到可以被常规示波器显示的波形。频率-空间映射型方案主要使用信道化方法,文献[7]使用光频梳作为光窄带滤波器,把频率范围细分为许多连续的信道频带。为实现滤波器中心波长、带宽可调,文献[8]利用受激布里渊散射(stimulated Brillouin

scattering, SBS)效应产生的窄带增益谱作为光滤波器实现信道化,从而提高了测量精度。该方法的测量速度快、精度较高,但其系统结构复杂,工程实现难度大。从上述方案来看,由于SBS效应产生的窄带增益谱有很好的频率选择性,因此它成为近年来的研究热点^[9-17],文献[10]利用卷积神经网络优化系统灵敏度和动态范围,文献[12]通过非线性拟合算法提高了多频测量分辨率。

本文提出一种基于单光路偏振复用技术的MIFM方案。该方案使用一个集成的双偏振双驱动马赫-曾德尔调制器同时实现相位调制和载波抑制双边带信号调制,为SBS提供泵浦光和探测光。相较于双路布里渊散射结构,所设计的结构更为简单,并且调制器的工作状态更为稳定。所设计结构利用SBS效应实现从相位调制到强度调制的转换,通过监测输出信号光功率建立其与微波瞬时频率间的映射关系,无需再通过PD转换成电信号,从而避免了由探测器中的散粒噪声带来的功率抖动。

2 基本原理

2.1 系统结构

所提基于单光路偏振复用的微波瞬时频率测量系统结构如图1所示,该系统由一个激光器光源(laser diode, LD)、一个双偏振-双驱动马赫-曾德尔调制器、一个偏振分束器(polarization beam splitter, PBS)、一个光隔离器(isolator, ISO)、一个偏振控制器(polarization controller, PC)、一个掺铒光纤放大器(erbium-doped fiber amplifier, EDFA)、一段高非线性光纤(highly nonlinear fiber, HNLF)、一个光环行器(optical circulator, OC)和一个光功率计(optical power meter, OPM)组成。其中双偏振-双驱动马赫-曾德尔调制器是一个高自由度的集成器件,由两个双驱动马赫-曾德尔调制器(dual-drive Mach-Zehnder modulator, DMZM)、一个3-dB光功率分束器、一个

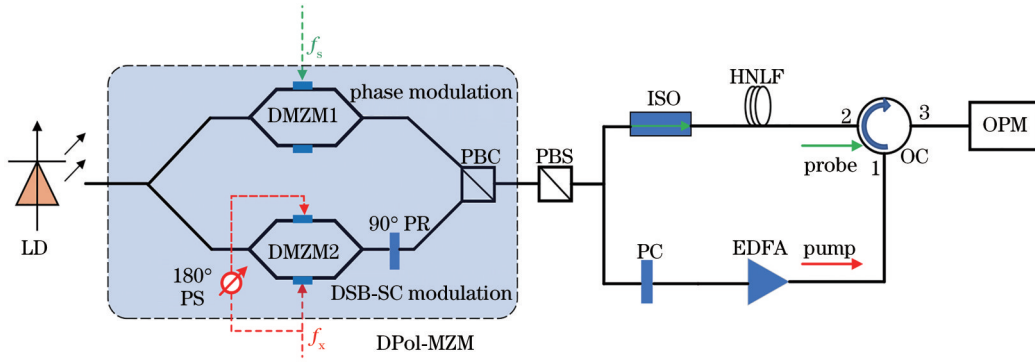


图 1 基于单光路偏振复用的微波瞬时频率测量系统结构

Fig. 1 Microwave instantaneous frequency measurement system structure based on single lightpath polarization multiplexing

90°偏振旋转器和一个偏振合束器构成^[18]。

在调制部分,激光器产生的线偏振光作为光载波输入 DPol-MZM 后等功率分成上、下两个支路,分别输入到 DMZM1 和 DMZM2。DMZM1 不加直流偏置电压,扫频探测信号只加到其中一个射频输入口,另一个射频输入口不加信号。扫描探测信号 f_s 被 DMZM1 相位调制 (phase modulation, PM) 到上路光载波。DMZM2 工作在最小传输偏置点 (minimum transmission bias point, MITB) 上,待测信号 f_x 经过电功率分束器分成两路,一路直接连接 DMZM2 的第一个射频输入口,另一路通过 180°电移相器 (phase shifter, PS) 之后,连接到第二个射频输入口。因此,下路光载波在 DMZM2 处被待测信号 f_x 进行载波抑制双边带调制 (suppressed carrier double sideband modulation, DSB-SC),经过偏振控制器 PC 使其偏振方向旋转 90°,调整到与上路调制光信号偏振正交的方向。最后在 DPol-MZM 末端的 PBC 处将上下两路调制光信号合成一束正交偏振复用光。

DPol-MZM 调制后输出的正交偏振复用光通过偏振分束器分成上、下两路:上路被扫频探测信号 f_s 相位调制的光信号作为探测光,通过光隔离器后在 HNLF 中与反向传播的泵浦光发生 SBS 效应,其中 ISO 的作用是隔离反向传播的光信号,以避免反向传播的高功率光信号对激光器的损害;下路被未知待测信号 f_x 载波抑制双边带调制的光信号作为 SBS 效应的泵浦光,通过偏振控制器 PC,调节其偏振方向,使其偏振态与上路探测光信号偏振方向一

致,然后通过一个增益为 15 dB 的 EDFA 进行功率放大。DSB-SC 的泵浦光信号从 OC 的 1 端口输入,然后从 OC 的 2 端口输出并在 HNLF 中发生 SBS 效应,最后从 OC 的 3 端口输出并接入光功率计 OPM。

作为一种高集成度、高自由度的商业化器件,双偏振-双驱动马赫-曾德尔调制器可以同时实现 PM 和 DSB-SC 的复杂信号调制,并且相较于使用两个分立调制器,所提调制器能够减少由独立调制引入的相位差和功率插损,保持两路光调制信号相位差稳定,减少功率损耗,从而使得调制器的结构更加简单,工作状态更为平稳,缓解了系统引入的测量误差。HNLF 具有较高的非线性系数,可以获得足够的非线性效应,另外 HNLF 的偏振模式色散 (polarization mode dispersion, PMD) 较低,能够实现光在光纤中传输时的偏振保持,抑制了偏振随机偏转引入的测量误差。

2.2 数值模型

激光器产生的连续光载波信号为 $E_{in}(t)$, 功率等分成上路光信号 $E_{up}(t)$ 和下路光信号 $E_{low}(t)$, 其中 E_0 为光载波的幅值, f_c 为光载波的频率。

$$E_{in}(t) = E_0 \exp(j2\pi f_c t), \quad (1)$$

$$E_{up}(t) = E_{low}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_0 \exp(j2\pi f_c t). \quad (2)$$

设输入的扫频探测信号为 $V_{in}(t) = V_{RF} \cos(2\pi f_x t)$, 设置 DMZM1 的直流偏置电压 $V_{bias} = 0$, 且扫频探测信号只加到一个射频信号输入口, 上路 PM 输出的调制信号可表示为

$$E_{pm}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_{in}(t) \cdot \exp\left[j\left(\pi \frac{V_{RF}}{V_\pi} + \pi \frac{V_{bias}}{V_\pi}\right)\right] = \frac{\sqrt{2}}{2} E_0 \exp\left[j2\pi f_c t + j\left(\pi \frac{V_{RF}}{V_\pi} + \pi \frac{V_{bias}}{V_\pi}\right)\right] = \frac{\sqrt{2}}{2} E_0 \exp\left[j2\pi f_c t + jm \cos(2\pi f_s t)\right]. \quad (3)$$

式中: m 为相位调制系数, $m = \pi V_{\text{RF}} / V_{\pi}$; V_{π} 为调制器的半波电压。在小信号调制模型下, 相位调制时

可忽略二阶及以上谐波成分, 只考虑光载波和正负一阶边带, 使用贝塞尔(Bessel)函数展开, 得到

$$E_{\text{pm}}(t) \approx \frac{\sqrt{2}}{2} E_{\text{in}}(t) \cdot \sum_{n=-1}^1 j^n J_n(m) \exp(jn2\pi f_s t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_{\text{in}}(t) \left[J_0(m) + J_1(m) \exp\left(j2\pi f_s t + j\frac{\pi}{2}\right) - J_1(m) \exp\left(-j2\pi f_s t - j\frac{\pi}{2}\right) \right] = \frac{\sqrt{2}}{2} E_0 \left\{ J_0(m) \exp(j2\pi f_c t) + J_1(m) \exp\left[j2\pi(f_c + f_s)t + j\frac{\pi}{2}\right] - J_1(m) \exp\left[j2\pi(f_c - f_s)t - j\frac{\pi}{2}\right] \right\}, \quad (4)$$

式中: $J_n(\cdot)$ 表示第 n 阶贝塞尔函数, $n = 0, \pm 1$; j 为虚数单位。

下路 DSB-SC 信号作为泵浦光, 调节 DMZM2 直流偏置电压之差 $V_{\text{bias1}} - V_{\text{bias2}} = V_{\pi_0}$ 。未知微波信号 f_x 经过电功率分束器分成两路, 其中一路直接引

入 DMZM2 的上臂射频输入口, 另一路通过 180° 电移相器之后, 再引入到下臂射频输入口, 则进入两个射频输入口的射频信号相位相差 $\varphi_{\text{RF1}} - \varphi_{\text{RF2}} = \pi$ 。在小信号模型条件下, 下路 DSB-SC 输出的调制信号可表示为

$$E_{\text{DSB-SC}}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_{\text{in}}(t) J_1(m) \left[\exp(j2\pi f_x t) + \exp(-j2\pi f_x t) \right] = \frac{\sqrt{2}}{2} E_0 J_1(m) \left\{ \exp[j2\pi(f_c - f_x)t] + \exp[j2\pi(f_c + f_x)t] \right\}. \quad (5)$$

使用 DPOL-MZM 可以同时调制产生 $E_{\text{pm}}(t)$ 和 $E_{\text{DSB-SC}}(t)$, 但是输出的两个光信号偏振方向是正交的。所以 DPOL-MZM 输出的偏振复用光经过 PBS 分束成两路后, 需要通过偏振控制器 PC 调节两路光信号的偏振方向, 将偏振状态对准到同一个偏振方向上, 使其 SBS 效应更为明显。

受激布里渊散射是一种由两个反向传播的光(入射泵浦光和斯托克斯光)之间通过介质内声波相互作用产生的非线性效应^[19]。在达到 SBS 的反应功率阈值后, 如果满足特定频率相位匹配条件(即探测光频率比泵浦光频率低一个受激布里渊频移), 泵浦

光的一部分能量会转移到探测光上。因此, SBS 效应的整体表现为在比泵浦光低一个受激布里渊频移(stimulated Brillouin frequency shift, SBFS)处产生一个窄带增益谱, 使探测光的强度呈指数增长; 同时在比泵浦光频率高一个 SBFS 处产生一个窄带损耗谱, 最终通过选择性地对下边带的放大和上边带的衰减实现从相位调制(PM)到强度调制(IM)的转换, 其原理见图 2, 其中 v_B 表示 SBFS。

在所提出的 MIFM 方案中, 将被 f_x 调制的 DSB-SC 信号作为泵浦光, 选择被 f_s 调制的 PM 信号的一阶边带发生 SBS 效应, 其光域表达式为

$$E(t) = E_0 \exp(j2\pi f_c t) \left\{ J_0(m) + J_1(m) \exp\left[g(f_x - v_B - f_s) + \alpha(f_x + v_B - f_s) + j\left(2\pi f_s t + \frac{\pi}{2}\right) \right] - J_1(m) \exp\left[g(f_s - v_B - f_x) + \alpha(f_s + v_B - f_x) + j\left(2\pi f_s t + \frac{\pi}{2}\right) \right] \right\}, \quad (6)$$

$$\begin{cases} g(f) = \frac{g_0}{2} \frac{(\Delta V_B/2)^2}{f^2 + (\Delta V_B/2)^2} + j \frac{g_0}{4} \frac{(\Delta V_B/2) f}{f^2 + (\Delta V_B/2)^2} \\ \alpha(f) = -g(f) = -\frac{g_0}{2} \frac{(\Delta V_B/2)^2}{f^2 + (\Delta V_B/2)^2} - j \frac{g_0}{4} \frac{(\Delta V_B/2) f}{f^2 + (\Delta V_B/2)^2} \end{cases}, \quad (7)$$

式中: $g(f)$ 和 $\alpha(f)$ 分别表示布里渊增益和衰减; 本征增益 $g_0 = g_B I_p L_{\text{eff}} / A_{\text{eff}}$; ΔV_B 表示布里渊线宽; f 表

示增益 $g(f)$ 或者衰减 $\alpha(f)$ 相对于布里渊线宽中心的频率偏移; g_B 表示布里渊增益谱线中心增益; I_p 表

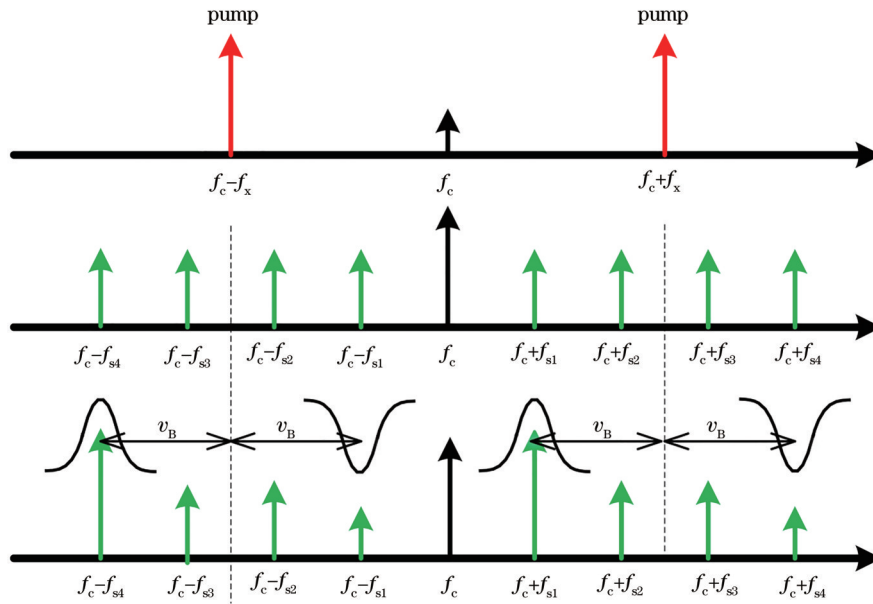


图 2 基于 SBS 的选择性 PM-IM 转换原理图

Fig. 2 The selective PM-to-IM conversion schematic based on SBS

示泵浦光功率; L_{eff} 和 A_{eff} 分别表示 HNLF 的有效光纤长度和有效模式面积。忽略直流项和倍频项, 输入 OPM 的光功率可以表示为

$$P \approx 2J_0(m)J_1(m) \times \left\{ G(f_x - v_B - f_s) A(f_x + v_B - f_s) \times \cos \left[\phi_g(f_x - v_B - f_s) + \phi_a(f_x + v_B - f_s) + 2\pi f_s t + \frac{\pi}{2} \right] - G(f_s - v_B - f_x) A(f_s + v_B - f_x) \times \cos \left[-\phi_g(f_s - v_B - f_x) - \phi_a(f_s + v_B - f_x) + 2\pi f_s t + \frac{\pi}{2} \right] \right\} \quad (8)$$

由(7)式可得到增益和衰减的表达式:

$$\begin{cases} G(f_x - v_B - f_s) = \exp \left\{ \text{Re} \left[g(f_x - v_B - f_s) \right] \right\} = \exp \left[\frac{g_0}{2} \frac{(\Delta V_B/2)^2}{(f_x - v_B - f_s)^2 + (\Delta V_B/2)^2} \right] \\ G(f_s - v_B - f_x) = \exp \left\{ \text{Re} \left[g(f_s - v_B - f_x) \right] \right\} = \exp \left[\frac{g_0}{2} \frac{(\Delta V_B/2)^2}{(f_s - v_B - f_x)^2 + (\Delta V_B/2)^2} \right] \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} A(f_x + v_B - f_s) = \exp \left\{ \text{Re} \left[\alpha(f_x + v_B - f_s) \right] \right\} = \exp \left[-\frac{g_0}{2} \frac{(\Delta V_B/2)^2}{(f_x + v_B - f_s)^2 + (\Delta V_B/2)^2} \right] \\ A(f_s + v_B - f_x) = \exp \left\{ \text{Re} \left[\alpha(f_s + v_B - f_x) \right] \right\} = \exp \left[-\frac{g_0}{2} \frac{(\Delta V_B/2)^2}{(f_s + v_B - f_x)^2 + (\Delta V_B/2)^2} \right] \end{cases} \quad (10)$$

3 系统仿真与结果分析

3.1 系统仿真

为验证所提出的 MIFM 方案的可行性和有效性, 使用 OptiSystem 14.0 软件进行仿真分析。仿真平台按照图 1 所示的结构模型进行搭建。设定激光

器输出的光载波频率为 193.14 THz, 功率为 6 dBm; DPOL-MZM 的两个子调制器 DMZM1 和 DMZM2 的半波电压为 4 V; EDFA 的增益为 15 dB, 高非线性光纤的布里渊频移为 11 GHz, OPM 测量模式选择测量采样信号光功率 (sampled signal power)。

当未知待测信号 f_x 分别设置为 5 GHz 和 15 GHz 时,扫频探测信号 f_s 从 0 GHz 逐步开始扫描,随着 f_s 的变化,OPM 测到的信号光功率也逐步变化,最终 OPM 测量的光功率与扫描信号间的映射关系如图 3 所示。

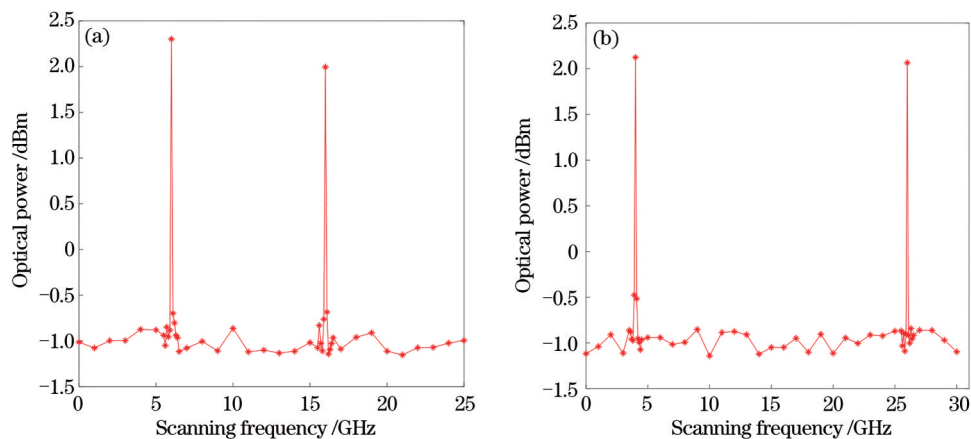


图 3 扫频探测信号 f_s 与 OPM 采样光功率的映射关系。(a) $f_x=5$ GHz; (b) $f_x=15$ GHz

Fig. 3 Mapping relationship between sweep frequency detection signal f_s and OPM sampling optical power.

(a) $f_x=5$ GHz; (b) $f_x=15$ GHz

根据仿真结果,接下来分别分析测量结果与误差、泵浦波长抖动、泵浦光与探测光偏振状态偏移、电移相器相位漂移和直流偏置点漂移对系统测量精度的影响。

3.2 结果分析

3.2.1 仿真测量结果与误差分析

由于制造材料和工艺水平限制,目前大多数商用光调制器的调制带宽在 40 GHz 以下^[20],并且 30 GHz 带宽能够满足绝大多数现有雷达、通信系统的需求,因此所提方案设计验证 30 GHz 范围的频率测量结果。如果增大扫频探测信号的扫描范围和

由图 3 可知,系统仿真的结果和理论分析结果一致,利用 SBS 效应的窄带增益谱和衰减谱能够选择性地影响光功率的强度,体现在频谱图中就会出现两个峰值。选择第二个峰值处的扫描频率 f_{s2} 使用公式 $f_x = f_{s2} - \nu_B$ 就可以计算出未知待测信号 f_x 的值。

调制器的调制频率范围,就可以扩展测频范围。仿真结果表明,该 MIFM 系统可以实现 30 GHz 范围内微波信号的瞬时频率测量。

测量的微波瞬时频率与输入微波瞬时频率间的关系如图 4(a) 所示。可以看到,在 1~30 GHz 的频率范围内,测量到的微波瞬时频率和输入的微波瞬时频率一致性非常高。根据测量结果和输入频率可以得到绝对测量误差和相对测量误差。如图 4(b) 所示,获得了优于 30 MHz 的绝对频率测量误差,并且计算得到的相对测量误差低于 2%。可以发现,由于所设计的 MIFM 系统的特殊结构,绝

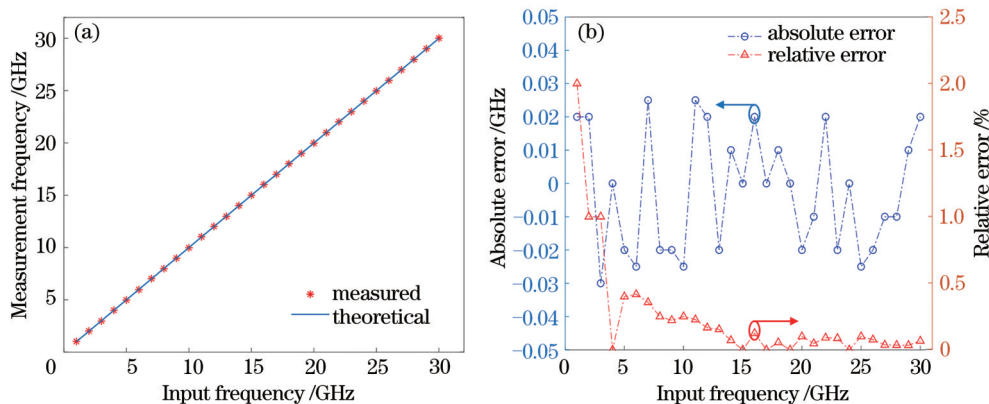


图 4 系统仿真数据测量结果。(a) 输入频率与测量频率的比较; (b) 绝对测量误差和相对测量误差

Fig. 4 System simulation data measurement results. (a) Comparison of input frequency and measurement frequency; (b) absolute measurement error and relative measurement error between input frequency and measurement frequency

对测量误差是在固定区间内波动,但是相对测量误差是绝对测量误差与输入频率的比值。因此该 MIFM 方案对低频微波信号的相对测量误差影响较大,对高频微波信号的相对测量误差影响较小。当测量微波频率大于 3 GHz 时,相对测量误差低于 1%,故所提出的 MIFM 方案在 3~30 GHz 测量范围内测量精度较高。

3.2.2 泵浦波长波动分析

如果选择扫频探测信号 f_s 作为泵浦光, SBFS 将不可避免地会随着 f_s 变化^[21],这会导致测量误差。所提出的 MIFM 方案选择待测微波信号 f_x 作为泵浦光,使用扫频探测信号 f_s 去确定 SBS 增益谱的位置,因此 SBFS 相对更为稳定。由于使用公式 $f_x = f_{s2} - v_B$ 来计算待测微波信号的频率,因此 MIFM 方案中 SBS 的不稳定性会导致 v_B 发生偏移,从而影响频率测量结果。布里渊频移的表达式为

$$v_B = 2nv_A/\lambda_p, \quad (11)$$

式中: n 表示光纤有效折射率; v_A 表示在 HNLf 中声波的传播速度; λ_p 表示泵浦光的波长。理论上 SBS 效应的泵浦光频率随着未知待测微波信号频率 f_x 的变化而变化,因此对于不同的待测微波信号,使用公式 $f_x = f_{s2} - v_B$ 进行计算时应该采用相对应的 v_B 值。另外,考虑到实际情况下光链路的稳定性等非理想条件,比如激光器不稳定带来的波长抖动,进而导致泵浦光的波长波动,对(11)式求导可以表示为

$$\Delta v_B = \frac{2nv_A \Delta \lambda_p}{\lambda_p^2}, \quad (12)$$

若石英光纤中声波速度 $v_A \approx 5.9$ km/s,有效折射率 $n=1.45$, λ_p 是 1.55 μm 处的光载波的波长,对应的 v_B 是 11 GHz。

泵浦波长波动 $\Delta \lambda_p$ 对布里渊频移漂移量 Δv_B 的影响如图 5 所示。当待测微波信号的频率范围为 0~40 GHz 时,相对应的 $\Delta \lambda_p$ 从 80 pm 变化到 400 pm, Δv_B 的最大测量误差小于 3 MHz。所提出的 MIFM 方案在 30 GHz 范围内对待测微波信号进行瞬时频率测量,如果把环境温度波动控制在 0.05 $^{\circ}\text{C}$ 以内,同时保持光纤应变恒定,则可以忽略周围波动引起的误差^[22]。因此本文提出的 MIFM 方案在进行仿真验证时,可以把布里渊频移当成一个固定值。需要注意的是,尽管波长波动导致的布里渊频移变化很小,但在测量中应保证光链路的稳定性,控制由激光器波长波动引入的布里渊频移漂

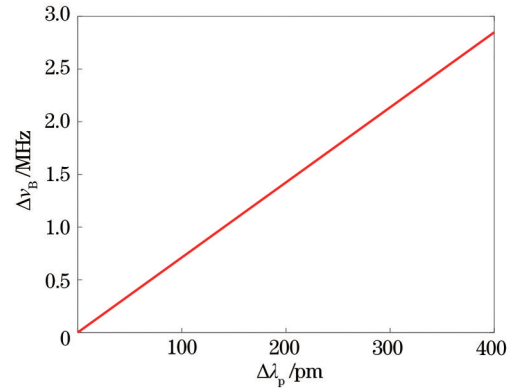


图 5 泵浦波长波动对布里渊频移漂移量的影响

Fig. 5 Influence of pump wavelength fluctuation on the drift of Brillouin frequency shift

移以减少测量误差。另外,泵浦光功率增加,SBS 效应更明显,对相应频率的增益和衰减幅度更大,从而使得图 3 所示的测量谱线更加陡峭,测量过程受到噪声的影响减小,测量精度提高。因此,MIFM 方案中应尽量调大 EDFA 的增益系数,使得泵浦光功率较大并保持恒定。同时,由分立器件搭建的微波光子系统存在插损较大的问题,但是功率插损这一参数是器件之间相互连接的固有特性,与光信号的波长、微波信号的频率并没有很强的相关性,因此对本身的频率测量不会产生明显的影响。

3.2.3 偏振状态偏移分析

理论上,下路的泵浦光要偏振旋转 90° 才能与上路探测光的偏振方向对准,但实际上使用 PC 来控制偏振状态时需要手动调整,因此会出现偏振状态未对准的情况,从而带来偏振偏移,影响测量结果。选择 PC 调节下路的泵浦光偏振旋转 90° 作为 0° 偏振偏移参考位置,讨论泵浦光与探测光偏振状态偏移分别为 2° 和 5° 时对测量结果的影响。

如图 6(a) 所示,当偏振偏移量在 5° 以内时,在 0~30 GHz 的频率范围内,测量得到的微波瞬时频率和输入的微波瞬时频率一致性较高。从图 6(a) 的插图可以看到,随着偏振偏移量的增大,测量结果相较于理论输入频率的波动范围会增大,在图 6(b) 中可以更明显地看到这个趋势。当泵浦光和探测光的偏振状态对准,即偏振偏移量为 0° 时,最大测量误差不超过 30 MHz; 当偏振偏移量为 2° 时,最大测量误差不超过 40 MHz; 当偏振偏移量为 5° 时,最大测量误差就达到了 50 MHz。结果表明,随着偏振偏移量的增大,测量结果的波动范围也相应变大,使得系统的测量误差变大、测量精度下降。

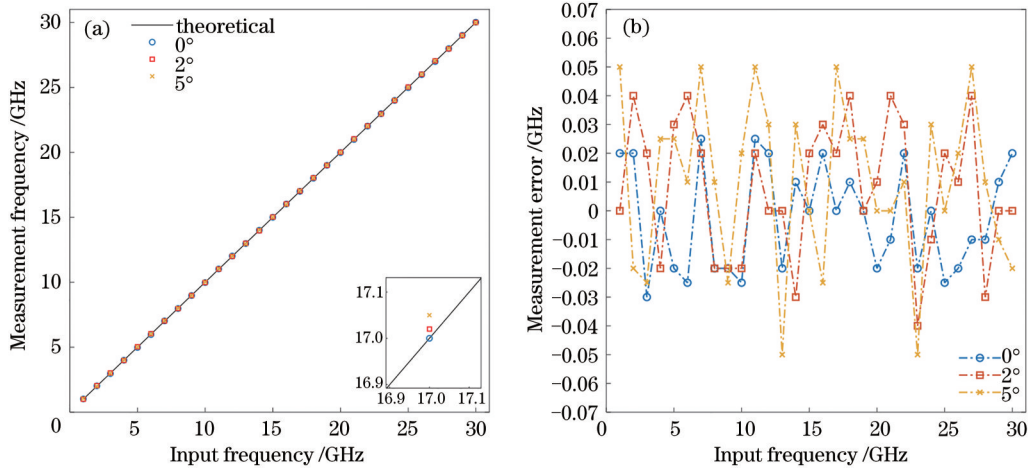


图 6 偏振状态偏移对测量结果的影响。(a)输入频率与测量频率的比较;(b)测量误差

Fig. 6 Influence of polarization state shift on measurement results. (a) Comparison of input frequency and measurement frequency; (b) error between input frequency and measurement frequency

这是由测频原理导致的,如图 3 所示,通过调整扫频探测信号 f_s 的频率,能够得到不同的输出功率值,最终选择第二个功率峰值处对应的频率计算出待测微波信号。如果下路泵浦光与上路探测光的偏振方向未对准,会影响 SBS 的增益强度,使映射曲线的斜率下降,从而影响测频精度^[23]。因此在实际工程应用中,要注意偏振控制,将泵浦光和探测光的偏振状态对准,减少由偏振偏移带来的测量误差;或者将所设计方案中 SBS 反应部分的上、下两个支路集成到一个器件上并调整偏振状态固定对准,有效解决采用分立器件时出现的偏振偏移问题。

3.2.4 电移相器相位漂移分析

如图 1 所示,所提出的 MIFM 方案在电光调制部分采用 DPol-MZM 的下支路进行载波抑制双边带调制,需要使用电功率分束器将待测微波信号 f_x 分成两路,一路直接连接 DMZM2 的上臂射频输入入口,另一路通过 180°电移相器(electric phase shifter, EPS)之后,再连接到下臂射频输入入口。但是在实际使用中,电移相器可能会产生相位漂移,无法严格地保证在 0~30 GHz 的整个测频范围内对输入的待测微波信号都进行 180°的移相处理。因此,接下来研究由系统链路波动或者电移相器器件工作状态不稳定等导致的电移相器的相位漂移对测频系统的影响。

根据所提出的 MIFM 结构,选择电移相器的相位变化 180°为 0°参考漂移位置,研究电移相器的相位漂移对所调制的 DSB-SC 信号频谱的影响,结果如图 7 所示。当移相器的相位漂移为 0°时,DSB-SC

信号的 ± 1 阶光边带功率比光载波和其他边带的功率高 37.02 dB 及以上,即光边带抑制比(optical sideband suppression ratio, OSSR)为 37.02 dB;当移相器的相位漂移为 5°时, OSSR 为 36.78 dB;当移相器相位漂移为 10°时, OSSR 为 33.72 dB;当移相器相位漂移达到 15°时, DSB-SC 信号 OSSR 就增大到 28.94 dB。可以发现,随着移相器相位偏移的增大, DSB-SC 信号的 OSSR 减小。需要注意的是,要发生受激布里渊散射效应,泵浦光必须达到一定的功率阈值。DSB-SC 信号除了 ± 1 阶光边带,光载波和其余高阶边带都因为功率过低无法产生 SBS 效应,对测频结果影响不大。但是如果移相器的相位漂移过大,将会削低 DSB-SC 信号的 ± 1 阶光边带功率峰值,从而减小 SBS 效益的增益强度,使图 3 所示的映射曲线的斜率减小,从而使测频精度下降。然而,由于制造工艺水平和结构设计水平的进步,现在已经可以把电移相器的误差控制在 5°以内^[24]。另外,如图 7(a)、(b)所示, DSB-SC 信号的 ± 1 阶光边带功率以及 0°和 5°相位漂移时 OSSR 差异非常小,对测频结果的影响不大。因此,所提出的 MIFM 系统对电移相器的相位漂移具有较好的鲁棒性。

3.2.5 直流偏置点漂移对系统性能的影响

在所提出的 MIFM 方案中,集成 DPol-MZM 的两个子调制器 DMZM1 和 DMZM2 的直流偏置点是独立作用的^[25],在实际应用中直流偏置电压的漂移会在一定程度上影响调制信号的质量,进而影响后续的频率测量精度。在本方案中,上路光载波在 DMZM1 处进行相位调制,且直流偏置电压 $V_{\text{bias}} = 0$,

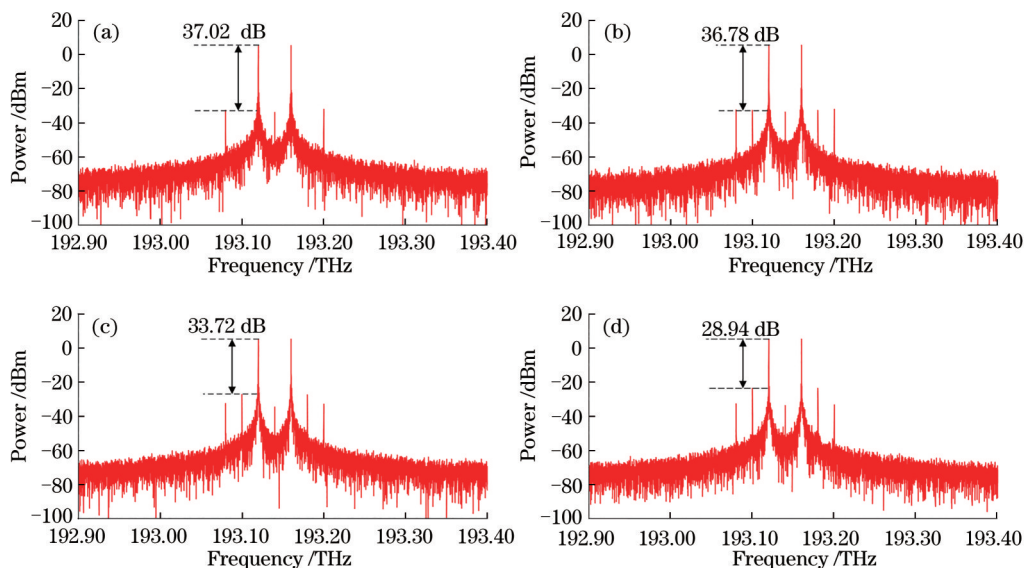


图 7 电移相器相位偏移对 DSB-SC 信号边带和 OSSR 的影响。(a) 0°; (b) 5°; (c) 10°; (d) 15°

Fig. 7 The influence of the phase shift of the electrical phase shifter on the DSB-SC signal sideband and OSSR. (a) 0°; (b) 5°; (c) 10°; (d) 15°

相当于连接电源地,因此直流偏置点漂移对上支路的 PM 信号影响不大。下支路的 DMZM2 在进行载波抑制双边带调制时,需要设置直流偏置电压之差 $V_{bias1} - V_{bias2} = V_{\pi}$,即设置 $V_{bias1} = V_{\pi}$ 、 $V_{bias2} = 0$,在实际操作中只需要把 DMZM1 的直流端口和 DMZM2 的直流端口都连接电源地。于是本节重点研究 DMZM2 的 V_{bias1} 的直流偏置点漂移。将 DMZM2 调制后输出的 DSB-SC 信号作为泵浦光,其光谱形状如图 7 所示,DSB-SC 信号的 ± 1 阶光边带的功率强度和 OSSR 会直接影响所产生的受激布里渊散射的增益强度,从而影响系统的测频精度。因此,接下来分析 DMZM2 的直流偏置电压 V_{bias1} 漂移对 DSB-SC 信号的 ± 1 阶边带光功率和 OSSR 的影响,将其直流偏置电压的偏移值设置在 0% 到 10% 之间,其他参数与频率测量仿真保持一致。

如图 8 所示,当直流偏置电压的偏移值从 0% 变化到 10% 时,DSB-SC 信号的 ± 1 阶边带的功率在 12.5 dBm 到 13.5 dBm 之间波动,受直流电压偏移的影响很小。但是 OSSR 随着偏移值的增大逐渐减小,当直流电压偏移值为 3% 时, OSSR 为 15.74 dB;当直流电压偏移值达到 10% 时, OSSR 就减小到 5.28 dB。需要注意的是,当 OSSR 在 15 dB 以上(即直流偏置点漂移在 3% 以内)时,杂散边带的功率不足以达到受激布里渊散射的功率阈值,因此对测频精度的影响可以忽略不计。在实际应用中可以使用直流偏压控制器将直流偏置点漂

移保持在 3% 以内^[26],以减小直流偏置点漂移对系统测频精度的影响。

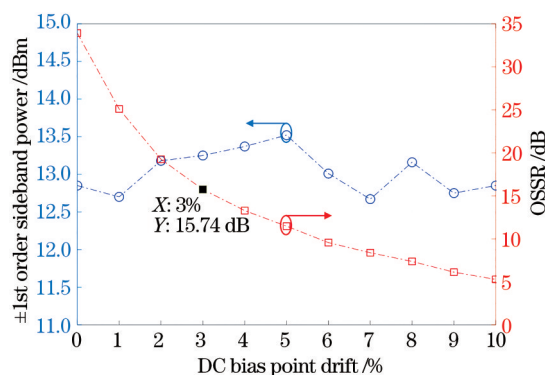


图 8 直流偏置点漂移对 ± 1 阶边带功率和 OSSR 的影响
Fig. 8 The influence of DC bias point drift on ± 1 st order sideband power and OSSR

4 结 论

基于受激布里渊散射效应,提出一种基于单光路偏振复用的微波瞬时频率测量方案。该方案使用集成的双偏振-双驱动马赫-曾德尔调制器同时实现 PM 和 DSB-SC 的复杂信号调制,相较于使用两个分立调制器,该系统结构更加简单,并且能够减少由独立调制引入的相位差和功率插损,保持两路光调制信号的相位差稳定,使整个系统的工作状态更为平稳,缓解了由系统引入的测量误差。被待测微波信号调制的泵浦光产生的 SBS 增益会影响由

扫频探测信号调制的反向传播探测光,可以直接通过 OPM 探测光信号输出光功率随扫频探测信号的变化来测量待测微波瞬时频率,无需再通过 PD 转换成电信号后测量,这就简化了系统结构。研究表明,在 30 GHz 频率范围内,绝对测量误差低于 30 MHz,相对测量误差低于 2%。通过优化扫频探测信号的扫描范围和调制器的调制频率范围,可以扩展测频范围。另外,减小扫频探测信号的扫描步长可以进一步提高测量精度,但必须在测量精度和测量时间之间权衡。

参 考 文 献

- [1] Wang Y, Chi H, Zhang X M, et al. Photonic approach for microwave spectral analysis based on Fourier cosine transform[J]. *Optics Letters*, 2011, 36(19): 3897-3899.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] Li X, Wen A, Ma X, et al. Photonic microwave frequency measurement with a tunable range based on a dual-polarization modulator[J]. *Applied Optics*, 2016, 55(31): 8727-8731.
- [5] Zou X H, Pan W, Luo B, et al. Dispersion-induced-loss-independent photonic instantaneous frequency measurement using remote-fiber-based tunable microwave filter[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2010, 22(15): 1090-1092.
- [6] Duan Y H, Chen L, Zhou H D, et al. Ultrafast electrical spectrum analyzer based on all-optical Fourier transform and temporal magnification[J]. *Optics Express*, 2017, 25(7): 7520-7529.
- [7] Wiberg A O J, Esman D J, Liu L, et al. Coherent filterless wideband microwave/millimeter-wave channelizer based on broadband parametric mixers[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2014, 32(20): 3609-3617.
- [8] Zou X H, Li W Z, Pan W, et al. Photonic-assisted microwave channelizer with improved channel characteristics based on spectrum-controlled stimulated Brillouin scattering[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2013, 61(9): 3470-3478.
- [9] 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.
- [10] Zou X T, Xu S F, Li S J, et al. Optimization of the Brillouin instantaneous frequency measurement using convolutional neural networks[J]. *Optics Letters*, 2019, 44(23): 5723-5726.
- [11] Zou W W, Long X, Li X, et al. Brillouin instantaneous frequency measurement with an arbitrary response for potential real-time implementation[J]. *Optics Letters*, 2019, 44(8): 2045-2048.
- [12] Jiao W T, You K, Sun J Q. Multiple microwave frequency measurement with improved resolution based on stimulated Brillouin scattering and nonlinear fitting[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2019, 11(1): 1-12.
- [13] Liu J, Shi T, Chen Y. High-accuracy multiple microwave frequency measurement with two-step accuracy improvement based on stimulated Brillouin scattering and frequency-to-time mapping[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2020, 39(7): 2023-2032.
- [14] Long X, Zou W W, Chen J P. Broadband instantaneous frequency measurement based on stimulated Brillouin scattering[J]. *Optics Express*, 2017, 25(3): 2206-2214.
- [15] Pan L B, Jiang L K, Wang Y, et al. Instantaneous microwave frequency measurement with ultra-wide range and high-resolution based on stimulated Brillouin scattering[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2017, 46(12): 1226001.
潘林兵, 姜凌珂, 王悦, 等. 基于受激布里渊散射的宽带宽和高精度的微波频率瞬时测量[J]. *光子学报*, 2017, 46(12): 1226001.
- [16] Li Y Q, An Q, Li X J, et al. High-accuracy Brillouin frequency shift measurement system based on stimulated Brillouin scattering phase shift[J]. *Optical Engineering*, 2017, 56(5): 056102.
- [17] Zhu Z, Merklein M, Choi D Y, et al. Highly sensitive, broadband microwave frequency identification using a chip-based Brillouin optoelectronic oscillator [J]. *Optics Express*, 2019, 27(9): 12855-12868.
- [18] Li H, Zhao S H, Wu J X, et al. Generation of reconfigurable frequency-conversion signals with full-range phase shift based on microwave photonics[J]. *Acta Optica Sinica*, 2020, 40(8): 0825001.
李赫, 赵尚弘, 吴吉祥, 等. 基于微波光子的可重构变频移相信号产生 [J]. *光学学报*, 2020, 40(8): 0825001.
- [19] 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.
- [20] Zhang J L, Dai Z Y, Liu Y Z. Latest development of high speed LiNbO₃ electro-optic modulator[J]. *Semiconductor Optoelectronics*, 2006, 27(5): 508-512. 张金令, 代志勇, 刘永智. 高速 LiNbO₃ 电光调制器的最新研究进展[J]. *半导体光电*, 2006, 27(5): 508-512.
- [21] Wu K, Li J Q, Zhang Y D, et al. Multiple microwave frequencies measurement based on stimulated Brillouin scattering with ultra-wide range [J]. *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, 2015, 126(19): 1935-1940.
- [22] Li W, Zhu N H, Wang L X. Brillouin-assisted microwave frequency measurement with adjustable measurement range and resolution[J]. *Optics Letters*, 2012, 37(2): 166-168.
- [23] 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.
- [24] Yang X F, Shi J Y, Ma P J, et al. Design of the S band 6 bits high precision phase shifter[J]. *Journal of Xidian University*, 2014, 41(2): 125-129. 杨小峰, 史江义, 马佩军, 等. S 波段六位高精度移相器设计[J]. *西安电子科技大学学报*, 2014, 41(2): 125-129.
- [25] Li H, Zhao S H, Yu L N, et al. Generation of multichannel frequency conversion signal with full range phase shift based on PDM-DMZM[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2020, 47(12): 1205004. 李赫, 赵尚弘, 于丽娜, 等. 基于 PDM-DMZM 的多通道变频移相信号产生[J]. *中国激光*, 2020, 47(12): 1205004.
- [26] Li X, Zhao S H, Pan S L, et al. Generation of a frequency-quadrupled phase-coded signal using optical carrier phase shifting and balanced detection [J]. *Applied Optics*, 2017, 56(4): 1151-1156.