

## 基于双光频梳及受激布里渊散射的微波频率测量

张先玉, 梁涛, 安康\*, 乔晓强

(国防科技大学第六十三研究所, 江苏南京 210007)

**摘要:**提出了一种基于双光频梳和受激布里渊散射的高精度微波频率测量方法,利用两个双平行马赫-曾德尔调制器将待测微波信号和扫描信号调制在两路光频梳上,并分别作为信号光和泵浦光输入色散位移光纤中。利用双光频梳和不断频移的扫描信号,系统可同时实现波分复用和时分复用。同时,在双光频梳和受激布里渊散射的作用下,系统可发生一系列的受激布里渊散射,通过测量各信道输出的光功率实现待测微波频率的测量。为进一步提升测量精度,利用测量得到的光功率值构建幅度比较函数,从而实现频率测量误差修正。通过实验仿真验证了所提方法的有效性,测量误差为 $\pm 2.5$  MHz。

**关键词:**微波光子学;频率测量;光频梳;受激布里渊散射;幅度比较函数;信道化

中图分类号:TN98 文献标志码:A 开放科学(资源服务)标识码(OSID):

文章编号:1001-2486(2024)03-205-08



听语音  
与作者  
聊科研  
互动

## Microwave frequency measurement based on dual optical frequency combs and stimulated Brillouin scattering

ZHANG Xianyu, LIANG Tao, AN Kang\*, QIAO Xiaoqiang

(The Sixty-third Research Institute, National University of Defense Technology, Nanjing 210007, China)

**Abstract:** A novel high-accuracy microwave frequency measurement based on dual coherent optical frequency combs and stimulated Brillouin scattering was investigated. The unknown microwave signal and the sweep signal were modulated by two dual parallel Mach-Zehnder modulators as the signal optical and the pump signal which were launched into the dispersion shift fiber. Using dual optical frequency combs and the sweep signal with shifted frequencies, the proposed measurement system could realize the wave-division and time-division multiplexing simultaneously. At the same time, the action of dual optical frequency combs and stimulated Brillouin scattering brought the system a series of stimulated Brillouin scattering. The frequency of the unknown signal was estimated by measuring the output optical power of the multiple channels. Furthermore, in order to improve the frequency measurement accuracy, the measured optical power values were employed to generate an amplitude comparison function which can be utilized for error correction. The effectiveness of the proposed scheme is verified via numerical simulations with a measurement error at  $\pm 2.5$  MHz.

**Keywords:** microwave photonics; frequency measurement; optical frequency comb; stimulated Brillouin scattering; amplitude comparison function; channelization

微波信号参数测量在通信、雷达、空间感知等诸多军事和民用领域均有着广泛的应用,而其中频率是感知和评估微波信号的重要参数之一,在电子战接收机、雷达预警接收机和频谱监测等设备中有重要需求<sup>[1-3]</sup>。传统的微波频率测量采用电域信号处理技术,具有分辨率高、灵活性好等优点。但是,随着微波技术的高速发展和应用领域的拓展,微波设备的工作频率和带宽急剧增大,而传统电域器件存在频带低、带宽窄、采样速率低等缺陷,无法满足现代及未来微波频率测量的需

求<sup>[4-6]</sup>。微波光子学技术具有频率高、带宽大、抗电磁干扰、体积重量小等优点,因此基于微波光子学的微波频率测量技术能够有效克服现有频率测量的技术短板和瓶颈,得到了广泛的关注和深入的研究<sup>[7-9]</sup>。

微波光子频率测量技术的原理是通过电光调制器将待测微波信号调制在光域,通过光域信号处理,或者通过光电转换为电信号进行处理,得到待测微波信号的频率信息<sup>[10-12]</sup>。其中,将微波频率映射为光功率或者微波功率是一种应用广泛的

收稿日期:2022-03-10

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61901502);中国博士后科学基金资助项目(2021MD703980)

第一作者:张先玉(1986—),男,河南镇平人,高级工程师,博士,E-mail:zhangxy\_sat@126.com

\*通信作者:安康(1989—),男,新疆石河子人,副研究员,博士,E-mail:ankang89@nudt.edu.cn

频率测量方案<sup>[13-15]</sup>。特别地,将微波频率转换为调制光信号的频率,通过测定光信号的功率即可实现对频率的测量,该方案仅需利用低速光电探测器,系统实现简单,成本较低。但是,功率映射方案仅能实现单个频率的测量,应用领域较窄。为实现对多个频率的测量,业界提出了频率-时间映射方案,通过信号扫描实现多个频率的测量,方案原理简单,实现难度不大<sup>[16-18]</sup>,但大多数的该类方案存在分辨率不高、即时性较差的问题。近期,文献[19]综合利用环形谐振器、本地振荡器、电带通滤波器实现滤波,提出了一种改进的频率-时间映射测频方案,能实现 MHz 的高精度频率测量,但是该方案实现相对复杂,稳定性和集成性有待验证。另外,受激布里渊散射是一种重要的光纤非线性效应,可用以实现多微波频率的高精度测量。文献[20]提出了一种基于受激布里渊散射的微波频率测量方案,利用受激布里渊散射效应的放大和衰减效应,将相位调制信号转换为强度调制信号,通过测量光电探测器输出微波信号的功率即可实现微波信号的频率测量,该方案的测频误差小于 30 MHz。文献[21]利用可调光源作为泵浦光,基于受激布里渊散射效应实现频率测量,但该方案中的激光器实现精确调谐困难。文献[22]通过利用两路泵浦信号扩大了频率测量的范围。类似地,文献[23]利用两个频率差为两倍受激布里渊散射频移的泵浦光信号将测频范围扩大两倍,该方案的测量分辨率为 39.93 MHz,测频误差为 1.6 MHz。进一步地,文献[24]利用受激布里渊散射效应将频率信息映射为相位斜率信息实现宽频域微波信号的高精度频率测量,测量精度为 4 MHz。文献[25]提出了一种基于双阶段受激布里渊散射效应的微波频率测量方案,同时利用非线性拟合减小了测频误差,该方案测频范围为 21.42 GHz,测频误差为 5 MHz。此外,基于时间扫频的技术方案测频实时性较差,容易遗漏瞬时信号,这对于雷达、电子战等领域是难以接受的,因此避免或者压缩时间扫描对提高测频实时性至关重要。文献[26]提出了一种基于相干双光频梳的多频率测量方案,利用波分复用和时分复用的方式实现了扫描速度、扫描带宽和频率分辨率的灵活调控,该方案的测频精度达 1.2 MHz,但该方案仍需高速模数转

换器(analog-to-digital converter, ADC),实现成本较高。另外,文献[27]提出了一种基于受激布里渊散射效应和双光频梳的宽带频率信道化方案,通过调整双光频梳的频率间隔即可灵活调整信道带宽,该方案能够实现宽带信号的信道化接收,但所提方案的精度取决于布里渊散射增益的带宽,一般为数十 MHz,测频精度有待提升。

本文提出了一种基于双光频梳和受激布里渊散射的高精度微波频率测量方案。利用双平行马赫-曾德尔调制器(dual parallel Mach-Zehnder modulator, DPMZM)分别将待测微波信号的扫描信号调制在两个相干双光频梳上,输出的调制光信号分别作为信号光和泵浦光输入到非线性光纤中,在受激布里渊散射效应的作用下,利用波分复用和时分复用技术,通过测定输出信号的光功率实现微波信号频率的测量。为提高测频精度,基于输出的光功率建立幅度比较函数,利用较少的计算量即可实现对频率测量误差的修正。

## 1 测频方案

所提基于双光频梳和受激布里渊散射的微波频率测量方案如图 1 所示。上下两路光频梳(optical frequency comb, OFC)由相同的连续波(continuous wave, CW)激光器通过耦合(optical coupler, OC)的两路光源产生。通过 DPMZM1 将待测射频信号调制在上路光频梳上,实现抑制载波单边带调制(carrier suppressed single sideband modulated, CS-SSB),之后作为信号光输入到受激布里渊散射结构中。下路扫描信号由矢量网络发生器(vector network analyzer, VNA)产生,通过 DPMZM2 将其调制在下路光频梳上,实现 CS-SSB,之后通过一个掺铒光纤放大器(erbium-doped fibre amplifier, EDFA),放大后的光信号作为泵浦光输入到受激布里渊散射结构中。受激布里渊散射结构由光隔离器(isolator, ISO)、色散位移光纤(dispersion shift fiber, DSF)和光环形器(circulator)组成。输出的光信号通过一个光解复用器(demultiplexer, De-mux)分解出光频梳的每个梳齿。之后,利用光功率计测量各路输出信号的光功率,最后,利用信号处理计算出待测微波信号的频率值。

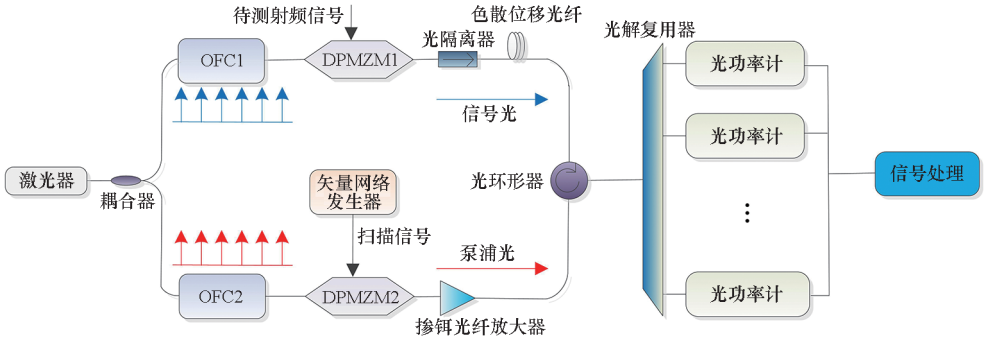


图1 基于双光频梳和受激布里渊散射的微波频率测量方案原理图

Fig.1 Schematic of the microwave frequency measurement scheme based on dual optical frequency combs and stimulated Brillouin scattering

## 2 频率粗测量

DPMZM 是所提基于双光频梳和受激布里渊散射的微波测频方案的核心器件之一,它是一种常用的集成电光调制器,该调制器的结构较为复杂,输入端口较多,拥有两个独立的射频输入口和三个直流输入口,但该调制器功能强大,通过调整输入端口的信号可实现多种灵活的信号调制<sup>[28]</sup>。DPMZM 的内部结构如图2所示,该调制器具有两个独立的子马赫-曾德尔调制器(Mach-Zehnder modulator, MZM)和一个主 MZM,上下两路的两个子 MZM 工作在“推挽”模式,实现强度调制。主 MZM 一般工作在相位调制模式,通过调整输入电压值即可调整上下两路信号的相位差。

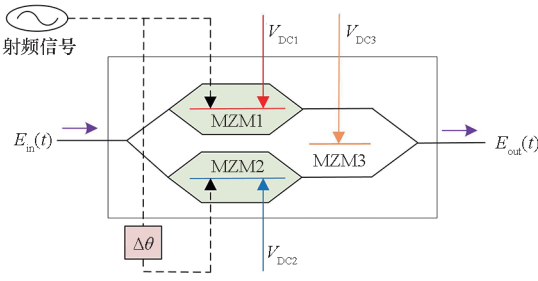


图2 DPMZM 的结构示意图

Fig.2 Structure diagram of the DPMZM

假设输入到 DPMZM 的光载波信号为:

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

式中,  $E_c$  和  $\omega_c$  分别表示光载波信号的振幅和角频率。

由图2可知,加载到上支路子调制器 MZM1 的信号可表示为:

$$V_1(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) + V_{DC1} \quad (2)$$

式中,  $V_{RF}$  和  $\omega_{RF}$  分别表示调制微波信号的振幅和角频率,  $V_{DC1}$  为 MZM1 的直流偏置电压。

上支路中 MZM1 输出的信号为:

$$E_1(t) = \frac{1}{4} E_{in}(t) \{ \exp[jm \cos(\omega_{RF} t)] + \exp[jm \cos(\omega_{RF} t) - j\phi_1] \} \quad (3)$$

式中,  $m = \frac{\pi V_{RF}}{V_\pi}$  表示调制指数,  $V_\pi$  表示 MZM1 的半波电压,  $\phi_1 = \frac{\pi V_{DC1}}{V_\pi}$  为直流偏置带来的相位偏移。

类似地,下支路中的调制射频信号和 MZM2 的输出信号分别可表示为:

$$V_2(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t + \Delta\theta) + V_{DC2} \quad (4)$$

$$E_2(t) = \frac{1}{4} E_{in}(t) \{ \exp[jm \cos(\omega_{RF} t + \Delta\theta)] + \exp[jm \cos(\omega_{RF} t + \Delta\theta) - j\phi_2] \} \quad (5)$$

其中,  $\phi_2 = \frac{\pi V_{DC2}}{V_\pi}$  为直流电压  $V_{DC2}$  引起的相位偏移,  $\Delta\theta$  表示上下两路射频信号的相位差。

下支路信号通过相位调制器,上下两路信号通过一个 Y 型波导完成信号耦合,不考虑信号衰减问题,则 DPMZM 的输出信号可表示为:

$$E_{out}(t) = E_1(t) + E_2(t) \exp(j\phi_3) \quad (6)$$

式中,  $\phi_3 = \frac{\pi V_{DC3}}{V_\pi}$  为直流电压  $V_{DC3}$  带来的相位偏移。

进一步,利用贝塞尔函数展开式(6),可得:

$$\begin{aligned} E_{out}(t) &= \frac{1}{4} E_{in}(t) (\exp[jm \cos(\omega_{RF} t)] + \exp[jm \cos(\omega_{RF} t) - j\phi_1] + \exp(j\phi_3) \cdot \\ &\quad \{ \exp[jm \cos(\omega_{RF} t + \Delta\theta)] + \exp[jm \cos(\omega_{RF} t + \Delta\theta) - j\phi_2] \}) \\ &= \frac{1}{4} E_c \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m) \exp[j(\omega_c + n\omega_{RF})] \cdot \\ &\quad \{ 1 + (-1)^n \exp(-j\phi_1) + [1 + (-1)^n \exp(-j\phi_2)] \exp[j(n\Delta\theta + \phi_3)] \} \end{aligned} \quad (7)$$

式中,  $J_n(m)$  表示第一类贝塞尔函数。

由式(7)可见, 取  $\phi_1 = \phi_2 = \pi$ ,  $\Delta\theta = \frac{\pi}{2}$ , 当  $\phi_3 = \frac{\pi}{2}$  时, DPMZM 可实现下边带 CS-SSB, 当  $\phi_3 = -\frac{\pi}{2}$  时, DPMZM 可实现上边带 CS-SSB。为方便分析, 本文均采用上边带 CS-SSB。

利用双光频梳可实现宽带信号的信道化接收, 然后可通过对窄带信号进行处理得到频率信息。其工作原理如图 3 所示, 两个光频梳均由相同的激光器产生, 可保证双光频梳相关, 能够有效克服频率漂移等问题, 保证测量的精度。上下两路光频梳的梳齿间隔分别为  $f_1$  和  $f_2$ , 两个光频梳的第一根梳齿的间隔为  $f_c$  (下支路的第一根梳齿频率高于上支路的第一根梳齿频率)。通过 DPMZM 调制, 将待测宽带信号调制在第一个光频梳的边带上, 扫描信号调制在第二个光频梳上, 通过调整扫描信号的频率实现第二个光频梳的均匀扫描。利用光解复用器和光频梳即可将调制的宽带信号分解在不同的频带内, 实现信道化接收。为进一步提高测量精度, 可将每个信号细化为多个频率块, 频率块的频率宽度主要由测量模块的带宽决定。通过扫描信号的移动实现不同频率块的测量。如图 3 所示, 将扫描信号调制为蓝色光频梳时可实现第 1、4、7 个频率块的测量, 类似地, 当调制的扫描信号为绿色光频梳时可实现第 2、5、8 个频率块的测量, 黄色光频梳可实现第 3、6、9 个频率块的测量。

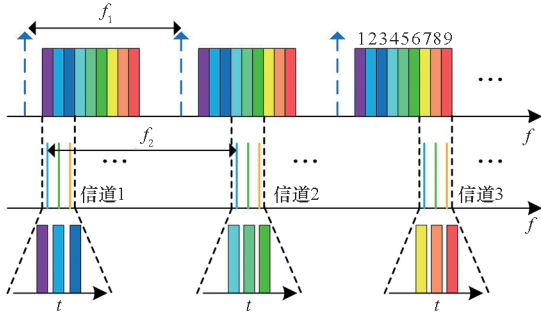


图 3 基于双光频梳的频率扫描测量方案  
Fig. 3 Frequency scanning scheme based on dual optical frequency combs

假设扫描频率的步长为  $\Delta f$ , 扫描频率的迭代次数为  $N$ , 即:

$$N\Delta f = f_2 - f_1 \quad (8)$$

假设输入信号的频率为  $f_{in}$ , 该输入频率将在第  $p$  波分信道第  $q$  次扫描频率迭代中被探测, 可知:

$$p = \text{trunc}\left(\frac{f_{in} - f_c}{f_2 - f_1}\right) + 1 \quad (9)$$

$$q = \text{trunc}\left[\frac{\text{mod}\left(f_{in} - f_c, f_2 - f_1\right)}{\Delta f}\right] + 1 \quad (10)$$

图 1 中, 下支路光频梳作为受激布里渊散射的泵浦光, 每根光梳会放大相应的斯托克斯光, 受激布里渊散射效应的频率差为  $f_B$ , 线宽为  $\Delta V_B$ 。因此, 下支路光频梳的第  $k$  根光梳对应的受激布里渊散射中心频率为:

$$f_{\text{local}}(k) - f_B = f_{\text{local}}(1) + (k-1)f_2 - f_B \quad (11)$$

在受激布里渊散射效应的作用下, 第  $k$  根光梳会放大  $f_{\text{local}}(k) - f_B$  处的光信号, 光功率会得到提升。通过测量相应信道的光功率值, 即可判断出相应的频率值。具体过程如图 4 所示, 随着扫描信号的变化, 泵浦光的频率值不断变化, 只有当泵浦光和信号光的频率差为  $f_B$  时, 信号光功率方能得到有效放大。

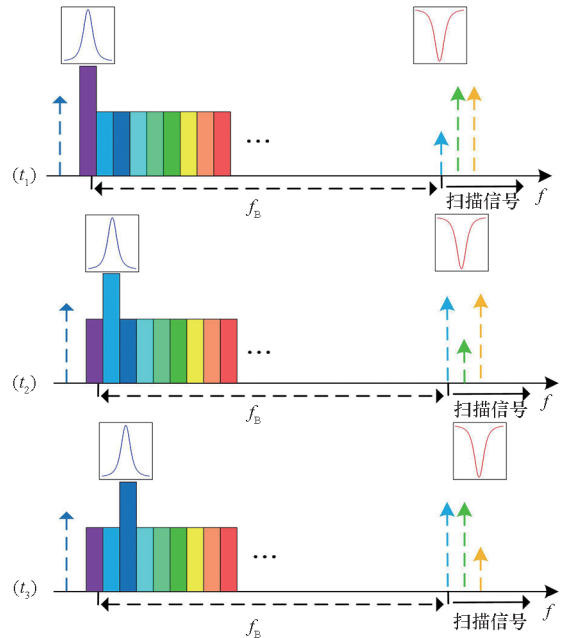


图 4 受激布里渊散射效应原理示意图  
Fig. 4 Schematic diagram of stimulated Brillouin scattering effect principle

通过测量各信道输出光功率的变化即可判断出待测微波信号的频率粗测量值为:

$$\hat{f}_{in} = f_c - f_B + (p-1)(f_2 - f_1) + (q-1)\Delta f \quad (12)$$

由式(12)可见, 频率粗估计的精度由  $\Delta f$  决定, 测量误差在  $\pm \Delta f/2$  内。相比传统的基于受激布里渊散射的微波测频技术, 所提方案利用双光频梳实现信道化接收, 可极大压缩频率扫描范围, 进而缩短频率测量时间, 提升方案的实时性。另

外,针对该方案,可采取两种技术途径提升测频精度:一是减小扫描频率的步长  $\Delta f$ ,但此种方式会导致扫描周期变长,使得此频率测量方案的响应时间变长,可能会遗漏部分瞬时变化的未知信号;二是基于现有的测量数据,通过某种算法进行测量误差补偿,这样既可保持较快的扫描速度,又能确保频率测量的精度。本文采用后一种技术方案,即采用粗测量和精测量相结合的两阶段测量方案。

### 3 频率精测量

所提方案是利用测量输出的光功率值进行频率测量,因此可利用这些测量值建立幅度比较函数(amplitude comparison function, ACF),建立测量误差和 ACF 的关系,进而得到相应的测量误差值。

受激布里渊散射增益为洛伦兹形状(Lorentzian shape),其增益谱<sup>[29]</sup>可表示为:

$$G(f) = \exp\left[\frac{g_0 \left(\frac{\Gamma_B}{2}\right)^2}{(f-f_0)^2 + \left(\frac{\Gamma_B}{2}\right)^2}\right] \quad (13)$$

式中,  $g_0$  表示增益峰值,  $f_0$  为增益谱的中心频率,  $\Gamma_B$  为相应的增益线宽。

为建立 ACF,需确保至少有两点落在  $G(f)$  的增益谱内,即  $\Delta f \leq \frac{\Gamma_B}{4}$ ,这样可保证测频误差  $f - f_0$

在区间  $\left[-\frac{\Gamma_B}{2}, 0\right]$  和  $\left(0, \frac{\Gamma_B}{2}\right)$  内均至少有一个值。

假设  $\Delta f \in \left[-\frac{\Gamma_B}{4}, \frac{\Gamma_B}{4}\right]$ ,则建立 ACF 为:

$$ACF(\Delta f) = \frac{G(\Delta f + f_0)}{G\left(\frac{\Gamma_B}{2} - |\Delta f| + f_0\right)} \quad (14)$$

由式(14)可知,ACF 定义为信号的功率比,与调制信号的功率无直接关系。另外,信号光频梳与泵浦光频梳相关,因此布里渊散射效应的增益一致,可以建立稳定的 ACF。ACF 的实测值可由测量的光功率得到,假设单个信道中的光功率极大值对应的扫描频率值为  $f_{\text{smax}}$ ,光功率与扫描频率的映射关系为  $P(f)$ ,则 ACF 的测试值为:

$$ACF_{\text{test}} = \frac{P(f_{\text{smax}})}{\max\left[P\left(f_{\text{smax}} + \frac{\Gamma_B}{2}\right), P\left(f_{\text{smax}} - \frac{\Gamma_B}{2}\right)\right]} \quad (15)$$

通过比较  $P\left(f_{\text{smax}} + \frac{\Gamma_B}{2}\right)$  和  $P\left(f_{\text{smax}} - \frac{\Gamma_B}{2}\right)$  即可

判断  $\Delta f$  的符号,即若  $P\left(f_{\text{smax}} + \frac{\Gamma_B}{2}\right) \geq P\left(f_{\text{smax}} - \frac{\Gamma_B}{2}\right)$ ,  $\Delta f < 0$ ; 相反地,若  $P\left(f_{\text{smax}} + \frac{\Gamma_B}{2}\right) < P\left(f_{\text{smax}} - \frac{\Gamma_B}{2}\right)$ ,  $\Delta f > 0$ 。通过  $ACF_{\text{test}}$  和  $ACF(\Delta f)$  的比较,即可得到频率误差修正值为  $\Delta f_{\text{in}}$ 。

此时,可得到待测微波信号的频率精测量值为:

$$\hat{f}_{\text{infinal}} = \hat{f}_{\text{in}} + \Delta f \quad (16)$$

所提方案通过不断调整扫描信号的频率,并通过误差修订即可实现多个微波频率的高精度测量。

由式(13)和式(15)可见,所提方案利用受激布里渊散射增益实现待测信号的频率测量,该方案与输入信号的功率无直接关系。另外,所提微波频率测量方法的测量误差主要受系统噪声、稳定性和受激布里渊等影响。系统噪声和稳定性主要与器件的性能有关,可通过选配性能优良的光器件进行改善,本文主要考虑和分析受激布里渊的误差。由式(12)可知,测频精度主要由扫描步长和受激布里渊散射效应的频率差  $f_B$  决定,扫描步长引起的误差已经通过本节所述的误差补偿算法进行修正,接着主要考虑  $f_B$  引起的测量误差。 $f_B$  可表示为:

$$f_B = \frac{2nV_a}{\lambda_p} \quad (17)$$

式中,  $n$  为光纤的折射率,  $V_a$  为声速,  $\lambda_p$  为泵浦光的波长。

由式(17)可知,受激布里渊散射效应的频率差可表示为:

$$f_B = \frac{2\Delta(nV_a)}{\lambda_p} - \frac{2nV_a}{\lambda_p^2} \Delta\lambda_p \quad (18)$$

式(18)中,  $\Delta(nV_a)$  的数值与温度及光纤的应变系数有关。在实际测量中,这两个参数可控,通过一定的外界调控均能将其稳定在一定的变化范围内。另外,  $f_B$  与  $\lambda_p$  呈反比。通过计算可知,假设泵浦光的波长为 1 550 nm,则泵浦光波长引起的受激布里渊散射频移变化约为 6 MHz/nm。同样地,假设频率测量范围为 40 GHz,则相应的波长变化为 400 pm,此时引起的频率误差为 2.87 MHz。由上述数据可见,相比待测微波频率而言,波长引起的测量误差较小,因此测量时可不考虑泵浦光波长变换引起的测量误差。

### 4 仿真实验验证

为验证所提微波频率测量方法的性能,本节

设计并进行相应的仿真实验验证。利用 VPI 软件进行仿真,设置两个光频梳的梳齿功率为 10 dBm,梳齿间隔为  $f_1 = 50 \text{ GHz}$ ,  $f_2 = 52 \text{ GHz}$ ,两个双频梳中第一根梳齿的频率差为  $f_c = 12 \text{ GHz}$ ,梳齿个数为 8,泵浦光经过 DPMZM 调制后经过 EDFA 进行放大,增益为 20 dB,DSF 的长度为 5 km。扫描信号的频率范围为 0 ~ 2 GHz,扫描步长设定为 50 MHz。该设置可实现 2 ~ 18 GHz 范围的频率测量。由式(12)可知,在实际系统设计中,通过调整梳齿数目、梳齿间隔、第一根梳齿频率差等即可灵活调整测频范围。

图 5 为 DPMZM 的输出信号的光谱图,该方案能将射频信号调制在光频梳各梳齿上,产生功率稳定的光频梳,调制后的光谱平坦度为 2.8 dB。实际上,所提方法中光功率的测试和比较仅在单梳齿内进行,梳齿之间并不进行计算、比较和处理,因此所提方案对光频梳的平坦度指标要求不高。仿真中,DPMZM 的参数设置为:消光比为 50 dB,插入损耗为 5 dB,半波电压为 4 V。从图 5 中可见,DPMZM 能够有效抑制边带信号,边带信号功率下降 36 dB,系统能够产生稳定的 CS-SSB 信号。这为实现微波信号的高精度测量提供了稳定的源信号。

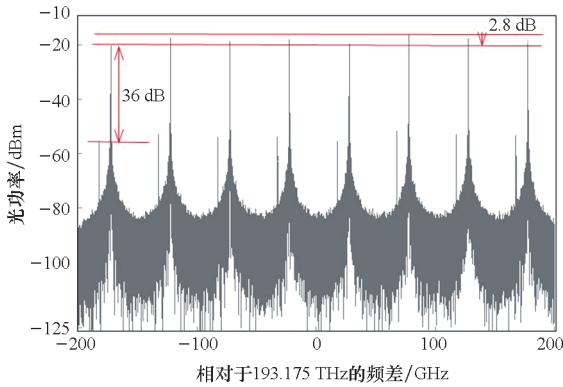


图 5 DPMZM 输出的光信号光谱图

Fig. 5 Spectral graph of optical spectrum signal output by DPMZM

设定扫描信号的频率范围为 0 ~ 2 GHz,扫描步长选定为  $\frac{f_B}{2} = 50 \text{ MHz}$ ,光解复用器的信道数为 8。为了不失一般性,设定待测信号的频率分别在 2.5 GHz、3.2 GHz、16.9 GHz 和 17.0 GHz。在此情况下,可以判断受激布里渊散射效应将出现在第 1 和第 8 信道,相应的扫描频率应分别在 0.5 GHz、1.2 GHz、0.9 GHz 和 1 GHz 附近,光功率峰值将出现在相应的信道和对应的扫描频率处。第 1 信道和第 8 信道的输出光功率测量值如

图 6 和图 7 所示,可见,光功率峰值所对应的扫描信号与理论值相符,并且光功率的增益较大,能够较为容易地分辨出相应的微波信号频率,系统能够较为容易识别出多个微波频率(扫描时间内存在的信号)。

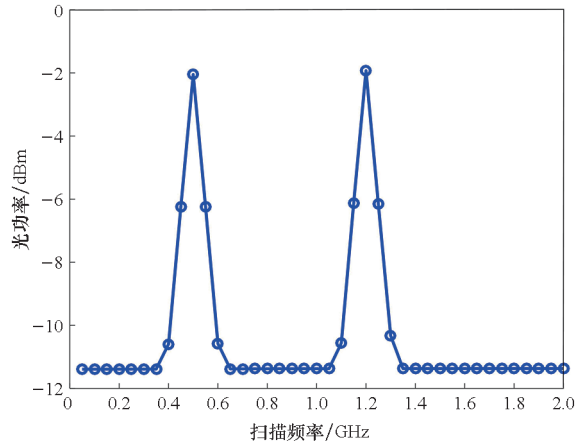


图 6 第 1 信道输出的光功率测量值

Fig. 6 Measured optical power values of the 1st channel

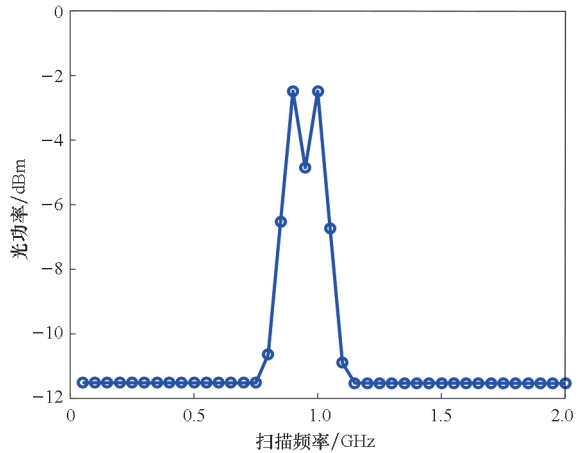


图 7 第 8 信道输出的光功率测量值

Fig. 7 Measured optical power values of the 8th channel

ACF 的准确度直接决定了误差补偿算法的具体性能,因此有必要首先验证 ACF 的理论值和实验值的吻合度。VPI 仿真实验测试结果与理论值的对比如图 8 所示,可见 ACF 的理论值和实验值的契合度较高。另外,ACF 的测量值对应的频率修正值误差在  $\pm 2.5 \text{ MHz}$ ,如图 9 所示,该误差修正算法能够满足高精度测频的相关要求。在实际测试中,可进一步减小扫描频率的步长,得到更多的测试数据,这一方面能缩小粗测量的误差,另一方面可以形成更为准确的 ACF 曲线,进一步减小测量误差。

进一步地,利用所提的两阶段微波频率测量方案对测量范围内的多个频段进行频率测量,测

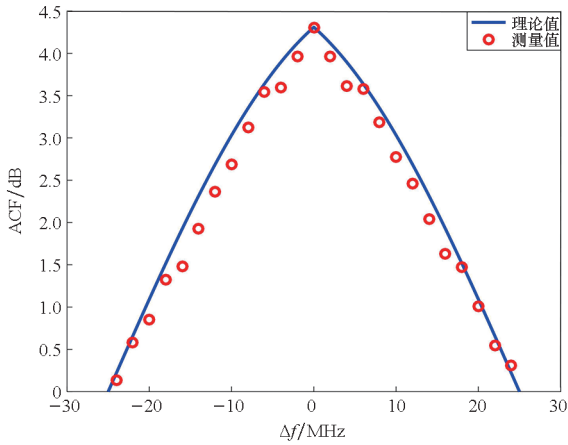


图8 ACF的理论值和测量值对比图

Fig. 8 Comparison between theoretical and measured values of the ACF

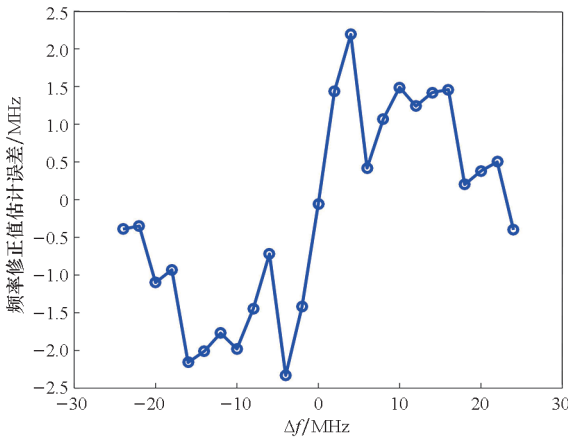


图9 频率修正值估计误差曲线图

Fig. 9 Estimation error curve of the frequency correction value

试结果如图10所示,可见在整个测量范围内,该方法均能保证较好的测量精度,测量误差为 $\pm 2.5$  MHz,与图9结果一致。该测量误差主要由误差补偿函数的一致性引起,而误差补偿函

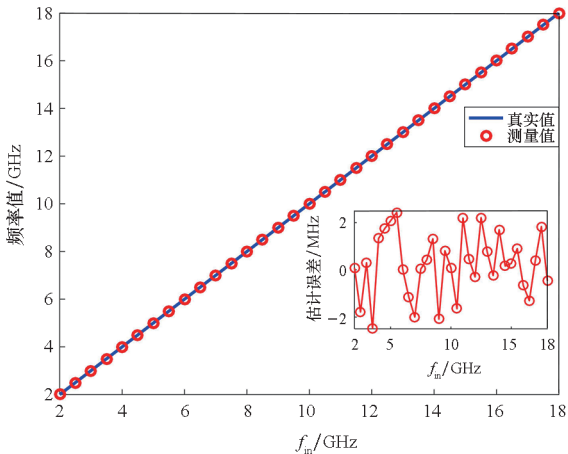


图10 所提方案的频率测量性能

Fig. 10 Frequency measurement performance of the proposed scheme

数的误差主要由测量误差引起,因此可通过减小扫描步长或者增加测量次数进一步修正 ACF 测量值。该方法在实际应用中,可在实时性和精度上进行折中考虑。

## 5 结论

本文提出了一种基于双光频梳和受激布里渊散射效应的微波频率测量方法,利用 DPMZM 将待测信号和扫描信号分别调制在两路光频梳上,之后分别作为信号光和泵浦光输入色散位移光纤中,利用波分复用和时分复用实现信号的信道化接收,最后基于受激布里渊实现微波测频。为进一步提升微波测频精度,利用测量的光功率值建立 ACF,对得到的频率粗测量值进行误差修正。系统设计灵活,通过调整相关参数即可调整测量范围和精度,适用于未来雷达、电子战、频率测量等系统中。

## 参考文献 (References)

- [1] BIANCO G M, OCCHIUZZI C, PANUNZIO N, et al. A survey on radio frequency identification as a scalable technology to face pandemics [J]. IEEE Journal of Radio Frequency Identification, 2022, 6: 77–96.
- [2] LI S Y, ZHANG M, JU C, et al. Downlink carrier frequency offset estimation for OTFS-based LEO satellite communication system [J]. IEEE Communications Letters, 2024, 28(1): 163–167.
- [3] 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.
- [4] WANG D, ZHANG X D, AN X, et al. Microwave frequency measurement system using fixed low frequency detection based on photonic assisted Brillouin technique [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2023, 72: 1–10.
- [5] CHEN H H, HUANG C J, CHAN E H W. Photonics-based instantaneous microwave frequency measurement system with improved resolution and robust performance [J]. IEEE Photonics Journal, 2022, 14(6): 5856008.
- [6] GAO Y S, WANG R Q, KANG B C, et al. Wideband anti-interference microwave photonic measurement for Doppler frequency shift and angle of arrival [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2024, 73: 8001508.
- [7] PAN S L, YAO J P. Photonics-based broadband microwave measurement [J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(16): 3498–3513.
- [8] ZOU X H, LU B, PAN W, et al. Photonics for microwave measurements [J]. Laser & Photonics Reviews, 2016, 10(5): 711–734.
- [9] LIU L, XUE W, YUE J. Photonic approach for microwave frequency measurement using a silicon microring resonator [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2019,

- 31(2): 153–156.
- [10] DU S R, LIU X T, DU P F, et al. Broadband microwave photonic frequency measurement based on optical spectrum manipulation and stimulated Brillouin scattering [J]. *IEEE Photonics Journal*, 2023, 15(2): 5500708.
- [11] HUANG C J, CHAN E H W, HAO P, et al. Wideband high-speed and high-accuracy instantaneous frequency measurement system [J]. *IEEE Photonics Journal*, 2023, 15(3): 7100408.
- [12] SHI J Z, ZHANG F Z, BEN D, et al. Simultaneous radar detection and frequency measurement by broadband microwave photonic processing [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2020, 38(8): 2171–2179.
- [13] ZHOU J Q, FU S N, ADITYA S, et al. Instantaneous microwave frequency measurement using photonic technique [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2009, 21(15): 1069–1071.
- [14] LI Y Q, PEI L, LI J, et al. Instantaneous microwave frequency measurement with improved resolution [J]. *Optics Communications*, 2015, 354: 140–147.
- [15] LI X Y, WEN A J, MA X M, et al. Photonic microwave frequency measurement with a tunable range based on a dual-polarization modulator [J]. *Applied Optics*, 2016, 55(31): 8727–8731.
- [16] ZHOU F, CHEN H, WANG X, et al. Photonic multiple microwave frequency measurement based on frequency-to-time mapping [J]. *IEEE Photonics Journal*, 2018, 10(2): 5500807.
- [17] HAO T F, TANG J, LI W, et al. Microwave photonics frequency-to-time mapping based on a Fourier domain mode locked optoelectronic oscillator [J]. *Optics Express*, 2018, 26(26): 33582–33591.
- [18] LIU J L, SHI T X, 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*, 2021, 39(7): 2023–2032.
- [19] SINGH K, PREUSLER S, MISRA A, et al. Photonic microwave frequency measurement with high accuracy and sub-MHz resolution [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2022, 40(9): 2748–2753.
- [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] XIN F D, YAN J J, LIU Q D. Microwave frequency measurement based on optical phase modulation and stimulated Brillouin scattering [J]. *Electronics Letters*, 2017, 53(14): 937–939.
- [22] 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.
- [23] 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.
- [24] 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.
- [25] 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(2): 5500912.
- [26] LI Y H, KUSE N Y, FERMAN M. Fast ultra-wideband microwave spectral scanning utilizing photonic wavelength- and time-division multiplexing [J]. *Optics Express*, 2017, 25(16): 18863–18871.
- [27] XU W Y, ZHU D, PAN S L. Coherent photonic radio frequency channelization based on dual coherent optical frequency combs and stimulated Brillouin scattering [J]. *Optical Engineering*, 2016, 55(4): 046106.
- [28] ZHANG H L, PAN S L. High resolution microwave frequency measurement using a dual-parallel mach-zehnder modulator [J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2013, 23(11): 623–625.
- [29] PREUSSLER S, SCHNEIDER T. Bandwidth reduction in a multistage Brillouin system [J]. *Optics Letters*, 2012, 37(19): 4122–4124.