

超高分辨率光矢量分析技术^{*}

潘时龙, 薛 敏, 卿 婷, 李树鹏

(南京航空航天大学 电子信息工程学院, 南京 210016)



作者简介: 潘时龙(1982—), 男, 教授, 博士生导师, 国家中青年科技创新领军人才; 研究方向为微波光子测量技术、微波光子雷达和集成微波光子学等。(E-mail: pans@nuaa.edu.cn)

摘 要: 新一代光信息系统(光通信、光传感、光处理等)迫切要求光子器件能够对光信号进行多维度(幅度、相位、偏振等)和高精细操控, 对这些光子器件的多维光谱响应进行精确测量已成为相关领域创新和取得突破的前提。然而, 目前国内外尚无光矢量分析仪表能测量具有飞米级别频谱操控精度光器件的频谱响应。一种实现超高分辨率光矢量分析的有效途径是: 采用微波光子技术将粗粒度的光域波长扫描转换成超高分辨率的微波频率扫描, 辅以高精度电幅相检测, 进而实现光器件多维光谱响应的超高分辨率测量。然而, 该光矢量分析技术仍面临测量范围较窄、动态范围较小和测量误差较大这三个关键挑战。深入分析了这三个关键挑战, 并讨论相关的测量范围拓展技术、动态范围增强技术和测量误差消除技术。此外, 探讨了该技术的未来发展趋势。

关键词: 光矢量分析; 光单边带调制; 微波光子学; 频谱响应测量; 超高分辨率

中图分类号: TN256 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-488X(2017)03-0147-16

Ultra-high Resolution Optical Vector Analysis

PAN Shilong, XUE Min, QING Ting, LI Shupeng
(College of Electronic and Information Engineering, University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, CHN)

Abstract: The development of new generation optical information system (i.e. optical communication, optical sensing, optical signal processing, etc.) highly desires the optical components and devices having capability for finely manipulating the optical spectrum by fm-level in multiple dimensions (i.e. magnitude, phase, polarization, etc.). Only the frequency responses of such optical components and devices are accurately

收稿日期: 2017-08-22

^{*} 基金项目: 国家重大科研仪器研制项目(No.61527820); 国家重大科学仪器设备开发重点专项(No.2017YFF0106900); 国家自然科学基金青年科学基金(No.61705103)



薛 敏(1988—),男,讲师,硕士生导师,研究方向为基于微波光子技术的超高分辨率光矢量分析技术、光-电/电-光器件频率响应测量、高精度时延测量等;



卿 婷(1991—),女,博士研究生,研究方向为超高分辨率光矢量分析技术;



李树鹏(1992—),男,博士研究生,研究方向为高精度时延测量。

measured, the innovation and breakthrough in the related fields can be achieved. However, there is no such instrument commercially available. One of the promising solutions to achieve high-resolution optical vector analysis (OVA) is microwave photonics (MWP), in which, by employing the electrical-to-optical and optical-to-electrical conversions, high-resolution frequency sweeping and accurate magnitude and phase extraction are realized using the mature and high-resolution microwave technologies. Although the MWP-based OVA is attractive due to its ultra-high resolution, there are still three key challenges, i.e. narrow measurement range, small dynamic range and considerable measurement errors. In this paper, the comprehensive analysis on these challenges are given and the methods to extend the measurement range, enhance the dynamic range and improve the measurement accuracy are performed and discussed. Possible future research directions are also discussed.

Key words: optical vector analysis; optical single-sideband modulation; microwave photonics; frequency response measurement; ultra-high resolution

引 言

光谱响应是揭示光学材料、器件和系统特征、功能及潜在应用的重要参数,其精确测量是光电子学、光学、材料科学、计量学、生命科学、天文学等众多学科的基础问题。当前,光器件光谱响应测量技术仍处于初级阶段,即以低分辨率标量测量技术为主,极个别低分辨率光矢量分析技术为辅^[1~5]。然而,高精细光器件和核心光子集成芯片的研制、检测和应用,光子技术的快速发展,前沿学科的创新等,均要求对光器件进行高分辨率光矢量分析,获取其高精细的多维光谱响应。因此,亟需开展高分辨率光矢量分析技术的研究。

此前,无论是光通信、光传感还是光信息处理,主要采用光波的幅度来承载信息,因而只需光标量分析技术(一般由宽谱光源辅以光谱分析仪实现)即可支撑光器件的研制、检测和应用。然而,近年来不断涌现的宽带业务、不断提高的服务质量要求、以及不断指数增长的接入设备,使曾经被认为取之不尽用之不竭的光谱资源变得越来越紧张,提高光谱效率已成为重要解决途径和必然发展趋势^[6]。这就要求人们从单一维度(主要是幅度)、粗粒度的光谱操控向多维度(幅度、相位、偏振等)、高精细度转变^[7],信息的传输、接收和处理发生了前所未有的变化。相应地,新型光器件也需具备精细操控多维光谱的能力。精确测量这些光器件的幅度、相位以及偏振响应已成为相关领域创新和突破的必然需求和重要前提。以光子路由芯片为例,该芯片在研制和使用过程中,需根据各通道的幅度和相位响应,对各路的损耗与时延进行精确调节。由美国加州大学

圣巴巴拉分校研制的 8×8 光子路由芯片,是当前集成度最高的光子芯片^[8],在集成光子学领域具有里程碑意义。在该芯片调试过程中,研究人员采用了宽谱光源与光谱分析仪相结合的方式(标量分析技术)测量各通道的幅度响应,通过调节芯片上的光衰减器和光放大器,使得各通道具有相同的损耗。然而,由于标量分析技术无法测量相位响应,虽然该芯片每个通道都集成了可调光延时线和移相器,但仍然难以实现各通道时延和相位的均衡。

同时,光信息系统单个信道的带宽(或频谱复用的粒度)越来越小,例如:下一代光接入网标准之一超密集波分复用无源光网络的信道间隔为 GHz 量级^[9];光正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)系统子载波带宽通常在百 MHz 量级^[10];微波光子系统则要求能分辨数十 MHz 间隔的无线信道^[11]。光电子加工工艺的不断进步、频谱复用能力的不断提高、相干信号处理技术的不断发展支撑光子芯片频谱操控精细度的不断提升。然而,当前光器件测试仪表的频谱分辨率较低,难以为具有高精度光频谱操纵能力光器件的研制、生产和应用提供必要的测试手段。

另一方面,以超高精度计量为基础的单分子检测、慢光存储、片上光信号处理、高精度传感、微型激光器、超高稳定激光器、光子计算、高速光开关、高精度时间同步等科学前沿的创新与重大突破,也迫切需要多维、高分辨率光谱响应测量仪器作为测试手段。从物理本质上看,这些前沿研究方向都需要在极小的光谱范围内形成急剧的幅度或相位突变(即极高的 Q 值)。目前,光学微谐振器(微环、微盘、微球等)由于可以形成超高的 Q 值已被广泛用于微型激光器、高效光调制、超高速光开关、慢光存储、生物传感、片上光非线性、量子计算等领域,在 *Science*、*Nature* 及其子刊上报道了数十次^[12~24]。为实现上述高性能微谐振器的研制、生产和应用,必须对其光谱响应(包括幅度、相位和偏振响应)进行精确测量以表征其性能。由于高分辨率的光矢量分析技术的缺乏,人们不得不在实验室采用非线性拟合的方法间接获得其幅度响应。非线性拟合测试方法不仅无法测得器件的相位响应,而且有效测量带宽极窄(一般小于 1 GHz)、动态范围极小(一般小于 6 dB)^[22]。然而,现有光学微谐振器的 Q 值最高可达 6×10^{10} ,即 3-dB 带宽为 fm(1×10^{-15} m)量级^[24],现有光矢量分析技术已无法精确测得其光谱响应。如不能开发出高分辨率的光矢量分析技术,同时测得其幅度和相位响应,则必然会影响到这些高性能光器件和

先进光子芯片的研制、检测和应用。

以单分子/微粒检测为例:作为环境监测与生物传感领域的技术前沿,单分子/微粒无标签检测,可用于大气环境的精确监测与分析,以及细菌、病毒、血液甚至 DNA 的快速高效检测,主要难点是如何提高检测灵敏度。光波的绝对频率极高(可达数百 THz),对外界环境变化十分敏感,是单分子/微粒检测的有效载体。传统光波导中,光子在其有限的寿命中仅能与附着的粒子发生一次或若干次作用,难以进行高精度、高灵敏度测定。而在高 Q 值光谐振器中,光子在其有限的寿命中循环上万甚至百万次,单个待测粒子粘附于该器件表面时,将与光子发生上万甚至百万次的作用,成数量级地提高单分子的检测灵敏度和传感精度^[25~26]。目前,上述单分子/微粒检测的灵敏度极限受限于光谐振器光谱响应的测量分辨率。微球半径为 100 μm ,谐振波长为 1300 nm 时,若要测到半径为 0.5 μm 、密度为 1 pg/mm^2 的粒子,要求光谱响应的测量分辨率为 6 fm(约为 0.75 MHz @ 1300 nm)。若要测量半径更小的分子/微粒,则需更高分辨率的光矢量分析技术作为测试解调手段。

在光存储与光信号处理领域,由于光速太快,人们一般难以对其进行长时间存储和高效率处理。如能有效控制光在介质中的速度,则光存储、光分组交换等均能成为现实^[27]。同时,慢光还能增加光与物质、光与光、光与微波等的相互作用时间,从而有助于实现超高效光调制和非线性效应,使得在极小的面积上以非常低的功耗实现光子信号处理成为可能。因此,慢光技术孕育着人类在集成光子信号处理、光子计算等领域的重大突破。慢光的物理本质是 $\Delta\tau=\Delta\varphi/\Delta\omega$,即要想获得极慢的速度,必须要在极小的光谱带宽上形成急剧的相位变化,这必然需要超高分辨率的光矢量分析技术作为实验测试手段。

而高精度时间同步(一般基于窄线宽激光或低相噪微波)是大型科学设施(如:自由电子激光器、粒子加速器等)、高精度雷达、射电望远镜阵列、航天测控网络、全球定位系统等的基础,关系着通信、航空、航天、国防等领域的重大突破。例如:美国国家航空航天局(National aeronautics and space administration, NASA)和欧洲航天局(European space agency, ESA)正在设计空间激光干涉天线(Laser interferometer space antenna, LISA),实现引力波的精确测量,其要求激光的相干长度达到 1×10^9 m,对应的激光器线宽在 mHz 量级^[28]。当前,高稳定度

振荡源的实现方式主要有直接振荡和外部稳频两种,两者本质上都需要具有高 Q 值频谱响应的器件与系统,且 Q 值越高,产生的激光或微波质量越高,因此,不可避免地需要超高分辨率光矢量分析技术进行系统性能的评估。

综上所述,光子技术的飞速发展迫切需要光器件测试仪表从单一维度、低分辨率的光标量分析仪演进到多维度、超高分辨率的光矢量分析仪。当前市场上已有的光矢量分析仪(仅美国 Luna 公司有商用产品^[29])分辨率仅为 1600 fm(约 200 MHz@1550 nm),无法支撑和保障先进光器件的研制、检测与应用。因此,急需开展超高分辨率光矢量分析技术的研究,在光子集成芯片和器件的创新研究中获取传统仪表难以测量到的新数据,从而有力支撑相关领域发现新现象、揭示新规律、验证新原理。

1 现有光矢量分析技术

要测量光器件的频谱响应,须首先使用宽谱光源或扫频光源泵浦出其频谱响应,即将频谱响应转换为光信号某种特性(幅度、相位或偏振)的变化,而后对该信号进行分析反演出光谱响应。目前,广泛采用宽谱光源和光谱分析相结合的方法测量光器件频谱响应,该方法测试过程简单,但仅能测试幅度响应这单一参数,且测量分辨率较低(一般为 10 pm 量级,1.25 GHz @1550 nm)。为满足光器件对幅度和相位响应的测试需求,人们开发了一款基于光相干法的光矢量分析仪(LUNA 公司推出的 OVA5000 系列产品),这也是目前唯一一款商用光矢量分析仪。受限于扫频激光器较低的波长扫描精度,其测量分辨率较低,仅为 1.6 pm(200 MHz@1550 nm)。此外,光干涉结构对外部环境的扰动十分敏感,使得该光矢量分析仪对待测光器件的长度有限制(<75 m),且稳定性较差。从上述光器件测试技术现状可看出,现有的光器件频谱响应测量技术已远无法满足现有高精度光器件和集成光子芯片的研制、检测和应用,亟需开展高分辨率的光矢量分析技术研究。

根据光源特点和所采用的信号分析方法,现有光器件频谱响应测量方法可大致分为以下三类:(1)基于宽谱映射的光标量分析技术;(2)基于光干涉法的光矢量分析技术;(3)基于宽带电调制的光矢量分析技术。

1.1 基于宽谱映射的光标量分析技术

基于宽谱映射的光标量分析技术是目前应用最

广泛的光器件分析手段。图 1 为基于宽谱映射的光标量分析技术原理框图。一般采用放大自发辐射(Amplified spontaneous emission, ASE)光源或超辐射发光二极管(Superluminescent diodes, SLD)作为宽谱光源泵浦出待测光器件的频谱响应,采用光谱仪(Optical spectrum analyzer, OSA)观测所接收信号的光谱,并与原信号光谱对比,即可获得待测光器件的幅度响应。

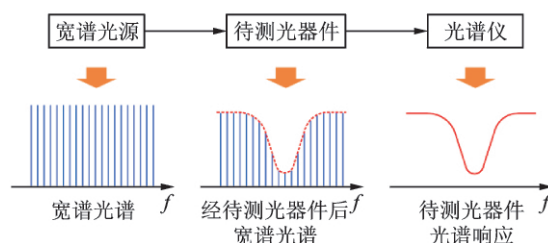


图 1 基于宽谱映射的光标量分析技术原理框图

Fig.1 Principle diagram of optical scalar analysis based on wide spectrum mapping

由于光谱仪主要采用空间光栅将不同频率的光信号在空间上分开,然后利用机械狭缝扫描出各频谱分量的功率,狭缝的频谱宽度决定了光谱分辨率(通常大于 10 pm)。由于光谱仪仅能获取功率信息,因而该方法只能测量光器件的幅度响应,无法获取相位信息,即只能对光器件进行标量分析。还需指出的是,该方法仅能测量线性光器件的幅度响应,无法测得非线性器件的幅度响应。这是由于在非线性光器件的测量过程中,宽谱光源的谱线功率不仅受到待测光器件幅度响应的作用,还受到诸多非线性效应的作用,如四波混频(Four-wave mixing, FWM)、交叉相位调制(Cross phase modulation, XPM)、自相位调制(Self phase modulation, SPM)等,这使所测得的幅度响应为光器件实际幅度响应与非线性误差的叠加。

近年来,光谱仪分辨率的不断提高,使得基于宽谱映射的光标量分析技术的测量分辨率得到了极大的提升。例如:西班牙 Aragon 公司推出了超高分辨率光谱仪 BOSA,其可实现 80 fm 分辨率的光谱分析^[30];法国 APEX 公司推出的超高分辨率光谱仪 OCSA 可实现 160 fm 分辨率的光谱分析^[31]。辅以上述超高分辨率光谱仪,可实现光器件的高分辨率标量分析。然而,测量分辨率无法进一步提升,这是由于宽谱光源出射的一般是白噪声,在高分辨率(fm 量级)测量时其功率谱密度会随机变化,导致其无法正常工作。

1.2 基于光干涉法的光矢量分析技术

光干涉法形成了目前国际上唯一一款商用光器件矢量响应测试仪表,即美国 LUNA 公司推出的 OVA5000 系列光矢量分析仪(Optical vector analyzer, OVA),如图 2 所示。该光矢量分析仪采用光相干方法实现了光器件的矢量分析,其原理框图如图 3 所示。具体工作原理如下:扫频激光器输出光波长扫描信号 $\vec{E}_{in}$, 输至副干涉仪;调整副干涉仪中级联于干涉臂的偏振控制器,使其输出具有两个正交偏振态的探测光信号 $\vec{E}_1$, 经偏振控制器后输至主干涉仪;主干涉仪一个干涉臂级联待测器件(Device under test, DUT), 在主干涉仪中,探测信号的幅度和相位将根据待测器件的幅度和相位响应发生变化,输出携有待测光器件幅度和相位信息的光信号 $\vec{E}_{out}$;参数提取单元将主干涉仪输入的光信号分解至两个垂直偏振态,而后探测两垂直偏振态上的光信号,即可得到 DUT 的幅度响应、群时延(可推导出相位响应)和偏振响应信息。



图 2 唯一商用的光矢量分析仪实物图

Fig.2 The only commercial optical vector analyzer

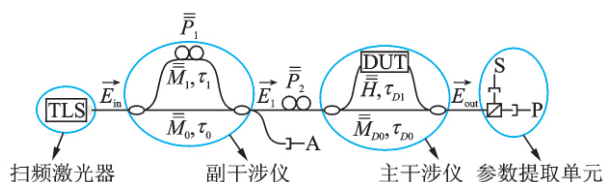


图 3 商用光矢量分析仪原理框图

Fig.3 Principle schematic of the commercial OVA

美国 LUNA 公司推出的 OVA5000 系列光矢量分析仪被 IEEE *Communications Magazine* (SCI, IF:4.46) 评价为精度最高的光器件测量仪表。然而,受限于可调激光器的波长调谐机制,光波长扫描分辨率仅为 pm 量级(一般大于 1.6 pm),因而其测量分辨率仅为 1.6 pm (200 MHz @ 1550 nm),且难以进一步提高。该光矢量分析仪采用光相干技术提取 DUT 的相位响应信息,因而其对外部环境的扰动极为敏感,需要特殊的稳定机制保证

仪器的正常运作。尽管特殊稳定机制的引入可使该光矢量分析仪正常运作,但其测量准确度尤其是相位测量准确度仍受到外部环境的影响,其相位测量准确度仅为 $\pm 3^\circ$,相应地,时延测量准确度为 ± 40 ps。此外,受限于激光器输出探测光信号的相干长度,两干涉臂长度差必须小于探测光相干长度,因而该光矢量分析仪仅能测量长度小于 75 m 的光器件。

1.3 基于宽带电调制的光矢量分析技术

基于宽带电调制的光矢量分析技术通过宽带电光调制器,将高谱密度的宽谱电信号转换为宽谱光信号,泵浦出待测光器件精细的光谱响应,而后,采用数字信号处理(Digital signal processing, DSP)技术分析泵浦信号每根谱线幅度和相位的变化,得到待测光器件的幅度和相位响应^[32~33]。受益于宽谱电信号较小的谱线间隔,该方法可对光器件进行高分辨率的矢量分析。当前,该矢量分析技术报道的最高分辨率为 6 fm (0.732 MHz @ 1550 nm)^[33]。

图 4 为基于宽带电调制的光矢量分析技术的原理框图,其具体测量原理如下:光分束器将光源输出的光载波信号分成两路,一路直接输至相干接收机的一个光输入端口作为本地参考光,另一路输至宽带电光调制器(Electro-optic modulator, EOM);计算机生成相干光正交频分复用码元并将其上载到任意波形发生器(Arbitrary waveform generator, AWG),生成具有较小谱线间隔的宽谱电信号并输至 EOM 的射频输入端口;EOM 将 AWG 输入的电信号调制到光载波上,产生较小谱线间隔的宽谱光信号,作为探测光信号输至 DUT;在 DUT 中,探测光信号各谱线的幅度和相位受到 DUT 传输函数的作用发生相应变化,而后输入相干接收机的另一光输入端口;光相干接收机对输入的两路光信号进行相干接收,将处理后的微波信号输至示波器进行采样;计算机接收示波器的采样结果,进行快速傅里叶变换得到电谱的幅度和相位信息,比对系统校准(即移除 DUT)时各谱线的幅度和相位,即可得到 DUT 的幅度响应和相位响应。

尽管基于宽带电调制的光矢量分析技术可对光器件进行高分辨率的光矢量分析,但其动态范围小、测量范围窄和无法测量非线性器件三大关键技术问题,使其无法作为通用的高分辨率光矢量分析技术得到广泛应用。此外,该光矢量分析技术还存在一些其它技术问题,例如:如何实现待测光器件在两垂直偏振态上光谱响应的测量,以实现偏振响应的测

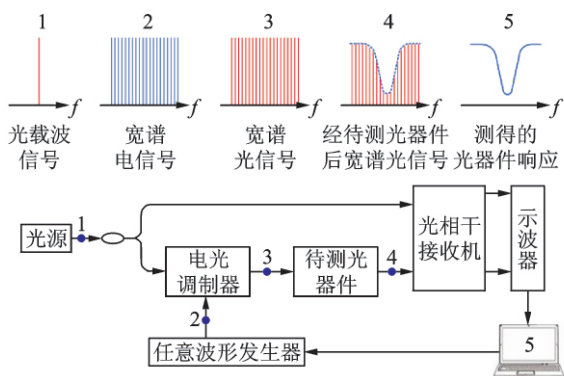


图 4 基于宽带电调制的光矢量分析技术原理框图

Fig.4 Principle schematic of the OVA based on wide-band electro-optic modulation

量;如何优化 OFDM 的码型降低噪声;如何消除相干接收机的误差等。

2 基于微波光子技术的光矢量分析技术及其关键挑战

2.1 工作原理

基于微波光子技术的光矢量分析技术结合微波技术与光子技术,通过电光调制,将光域的波长扫描转至电域进行,受益于高精度的电谱扫描和分析技术,可实现超分辨率的光器件矢量响应测量^[34~61]。理论上测量分辨率可达 Hz 量级^[34],该方法报道的最高分辨率为 0.6 fm(78 kHz @ 1550 nm)^[35]。图 5 为该光矢量分析技术的原理框图。其具体工作原理如下:

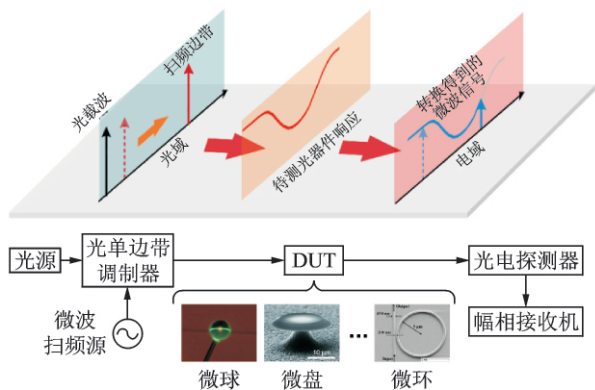


图 5 基于光单边带扫频的光矢量分析技术原理框图

Fig.5 Principle schematic of the OVA based on OSSB modulation

光单边带调制器将微波扫频源输入的微波信号调制到光源光载波上,生成光单边带信号。该光单

边带信号可表示为

$$E_{in}(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n \cdot \delta[\omega - (\omega_o + n\omega_e)] \quad (1)$$

其中, ω_o 和 ω_e 分别为光载波和微波扫频信号的角频率, A_n 为第 n 阶边带的复幅度。对于理想光单边带而言,光单边带信号仅包含光载波和一个一阶边带,即 $A_0 \neq 0$ 和 $A_{+1} \neq 0$ (或 $A_{-1} \neq 0$),而其他边带的幅度为 0。

当该光单边带信号经 DUT 传输时,其载波与扫频边带的幅度和相位受 DUT 传输函数的作用,发生相应变化,即携带 DUT 光谱响应信息。经 DUT 传输后的光信号可写为

$$E_{out}(\omega) = H(\omega) \cdot E_{in}(\omega) \\ = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} H(\omega_o + n\omega_e) A_n \cdot \delta[\omega - (\omega_o + n\omega_e)] \quad (2)$$

其中, $H(\omega) = H_{DUT}(\omega) \cdot H_{sys}(\omega)$, $H_{DUT}(\omega)$ 和 $H_{sys}(\omega)$ 分别是被测光器件和测量系统的传输函数。经光电探测器平方律检波后,光信号被转换为光电流。由于幅相接收机仅接收与参考微波信号具有相同频率的信号,则其检测到光电流中的 ω_e 分量为

$$i(\omega_e) = \eta A_{+1} A_0^* H(\omega_o + \omega_e) H^*(\omega_o) \\ + \eta A_0 A_{-1}^* H(\omega_o) H^*(\omega_o - \omega_e) \\ + \eta \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq -1, 0}}^{+\infty} A_{n+1} A_n^* H[\omega_o + (n+1)\omega_e] \cdot \\ H^*(\omega_o + n\omega_e) \quad (3)$$

其中 η 是 PD 的响应度。在式(3)中,假设正一阶边带为所需边带。在式(3)的右侧,第一部分为携带待测光器件实际响应的分量,第二部分为残留的负一阶边带引入的测量误差,第三部分为电光调制信号中非线性所激励出高阶边带引入的测量误差。

假设光单边带扫频信号是理想的,那么式(3)可以简写为

$$i(\omega_e) = \eta A_{+1} A_0^* H(\omega_o + \omega_e) H^*(\omega_o) \quad (4)$$

对系统进行直通校准,即将两个测试端口直接相连,此时 $H_{DUT}(\omega) = 1$,光电流的电场表达式为

$$i_{sys}(\omega_e) = \eta A_{+1} A_0^* H_{sys}(\omega_o + \omega_e) H_{sys}^*(\omega_o) \quad (5)$$

根据式(4)和(5)即可获得待测光器件的传输函数,其表达式为

$$H_{DUT}(\omega_o + \omega_e) = \frac{i(\omega_e)}{i_{sys}(\omega_e) H_{DUT}^*(\omega_o)} \quad (6)$$

其中 $H_{DUT}(\omega_o)$ 是 DUT 在光载波处的光谱响应,其可以被看作是复常数。

引入偏振分集器件,测量 DUT 在两垂直偏振态上的幅度和相位响应,即可得到穆勒矩阵(Muel-

ler matrix),根据穆勒矩阵即可推演出光器件的偏振相关损耗(Polarization dependent loss,PDL)、差分群时延(Differential group delay,DGD)、偏振模色散(Polarization mode dispersion,PMD)等偏振相关参数^[36~37]。

基于微波光子技术的光矢量分析的分辨率主要由微波源的频率扫描分辨率、电谱分析的分辨率和激光源的线宽决定。目前,微波源的频率扫描分辨率和电谱分析分辨率可以达到 0.1 Hz,激光源的线宽可以小于 0.1 Hz^[62]。因此,该光矢量分析技术的分辨率理论上可以达到 0.1 Hz。

课题组于 2012 年报道了该光矢量分析技术的最高测量分辨率 0.6 fm(78 kHz @ 1550 nm),成功测得了 3-dB 带宽为 32 MHz 光纤光栅(Fiber Bragg grating,FBG)的幅度响应与相位响应,如图 6 所示^[35]。对比现有商用光矢量分析仪(美国 LUNA 公司推出的 OVA5000)测试结果,测量分辨率得到了显著的提升。此外,美国海军实验室的 J. E. Román 采用该技术测得了 FBG 的幅度和相位响应;西班牙纳瓦拉公立大学 Alayn Loayssa 课题组采用该方法精细地测得了同种光纤中不同泵浦光功率时,受激布里渊散射(Stimulated Brillouin Scattering,SBS)增益谱的幅度和相位响应^[38];该课题组还结合光偏振分集的方法,测得了光纤光栅的平均偏振群时延、偏振相关损耗和偏振模色散等偏振

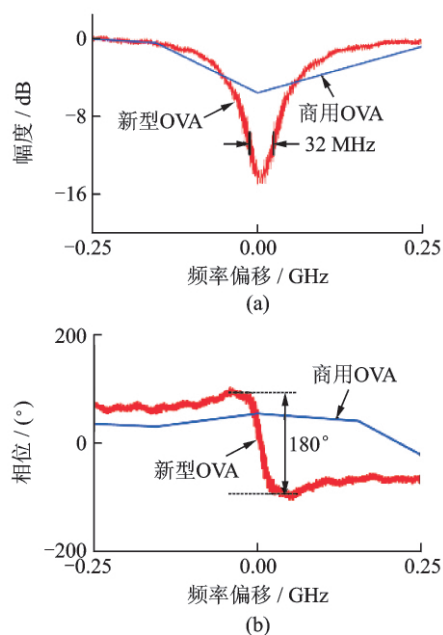


图6 新型光矢量分析技术与商用光矢量分析仪测试结果对比图:(a)幅度响应;(b)相位响应

Fig.6 The (a) magnitude and (b) phase responses measured by the proposed OVA and the commercial OVA

参数^[39~41]。该光矢量分析方法被澳大利亚新南威尔士大学 Gang-Ding Peng 教授(OSA/SPIE Fellow)、荷兰 Twente 大学 Roeloffzen 教授、华中科技大学张兴亮教授等十余个国内外研究组用于高精细光器件及光子芯片的测试^[63~64]。其中,Gang-Ding Peng 教授指出该光矢量测试技术是测量窄谱响应最有效的方式(the most effective approach)^[65]。

2.2 关键挑战

基于光单边带扫频的光矢量分析技术是实现创新光子器件和核心光子集成芯片超高分辨率多维光谱响应测试最有效的途径,有望成为广泛应用的超高分辨率光矢量分析技术。但该矢量分析技术面临测量范围窄、动态范围小和测量误差大三项关键挑战。

2.2.1 测量范围窄

微波器件、电光调制器以及光电探测器工作带宽较小,一般为 40 GHz(0.32 nm@1550 nm),限制了该矢量分析技术的测量范围,其测量范围难以突破 40 GHz,远无法满足光子器件上百 GHz 甚至上 THz 测量范围的需求。具有高精细光谱操控能力光子器件与核心光子集成芯片的研制、检测、生产和应用均需宽带、高分辨率的光矢量分析技术作为支撑。尽管基于光单边带扫频的光矢量分析技术具有 fm 级别的测量分辨率,但其测量范围较小,仅为 40 GHz,远无法满足上述宽带、高分辨率的光矢量分析需求。

虽然采用可调谐光源可拓展其测量范围,但受限于可调谐激光源(Tunable laser source,TLS)较差的波长精度和稳定度(仅为 pm 量级),测量分辨率将急剧恶化。因而,TLS 无法使基于光单边带扫频的光矢量分析技术具备宽带、高分辨率的测量能力。为满足高精细光子器件和光子集成芯片对宽带、高分辨率光矢量分析的迫切需求,需拓宽该光矢量分析技术的测量范围。

2.2.2 动态范围小

实际的光单边带扫频信号边带抑制比是有限的,残留的一阶边带会在光矢量分析结果中引入测量误差,影响矢量分析的准确度^[45]。此时,所测得光器件的传输函数为

$$\begin{aligned}
 H_m(\omega_o + \omega_e) &= \frac{i(\omega_e)}{\eta A_{+1} A_0^* H^*(\omega_o)} \\
 &= H_{\text{DUT}}(\omega_o + \omega_e) \\
 &\quad + \frac{A_0 A_{-1}^* H(\omega_o) H^*(\omega_o - \omega_e)}{A_{+1} A_0^* H^*(\omega_o)}
 \end{aligned} \quad (7)$$

其中,式(7)等号右边第一项为待测光器件实际的传输函数,第二项为残留一阶边带引入的测量误差。需要说明的是,在测量带阻光器件时,由于扫频边带受阻带抑制,其功率将接近甚至小于残留边带,因而残留一阶边带引入的测量误差接近甚至大于待测光器件实际的频率响应,使得光矢量分析结果存在极大的测量误差,无法准确获得阻带深度,限制了系统动态范围。图 7 为带阻光器件测量原理示意图。

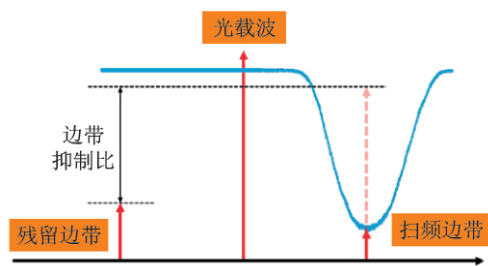


图 7 带阻光器件测量原理示意图

Fig.7 Principle schematic of measuring a bandstop device

为了解光单边带信号中残留一阶边带对光矢量分析结果的影响,采用数值仿真的方法分析了光单边带信号边带抑制比(即扫频边带与残留边带的幅值之比)对幅度响应和相位响应测量结果的影响。图 8 为当残留边带与光载波的拍频分量与扫频边带与光载波的拍频分量同相时,采用不同边带抑制比

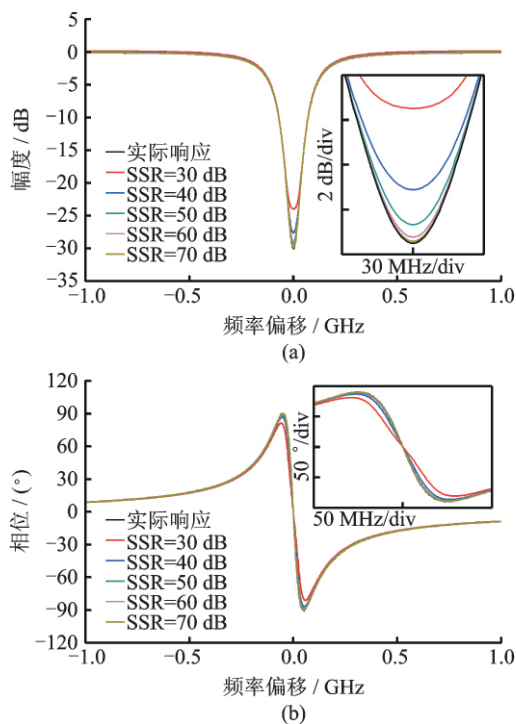


图 8 仿真测得的(a)幅度响应和(b)相位响应

Fig.8 The measured (a) magnitude and (b) phase responses in numerical simulation

的光单边带扫频信号仿真测得的光纤光栅的幅度响应和相位响应。从图中可以看出,随着边带抑制比的增大,测得的幅度响应和相位响应趋近待测器件的真实响应。光单边带信号的边带抑制比越大,测量系统的动态范围就越大。

实验结果验证了上述仿真结果的正确性。图 9 为实验中采用不同边带抑制比的光单边带扫频信号测量 FBG 的阻带深度和相移量与仿真结果的对比。从图中可以看出,随着光单边带扫频信号边带抑制比的增加,测得的阻带深度和相移量越接近真实值,实验测量结果与数值仿真结果相吻合。因此,光单边带信号的边带抑制比是制约光矢量分析系统动态范围的主要因素。然而,宽带光单边带调制信号的边带抑制比较小,一般为 40 dB,这极大地限制了该光矢量分析技术的动态范围。

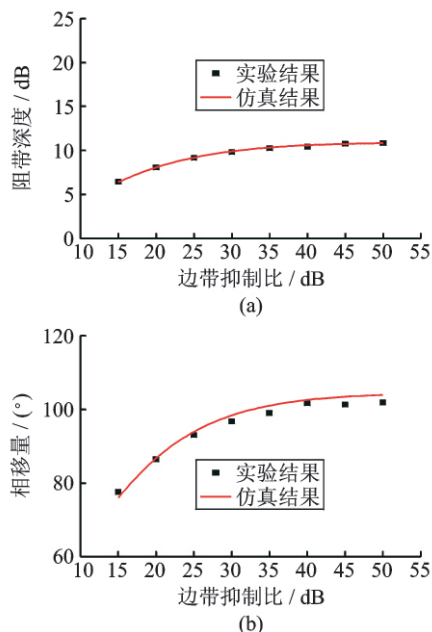


图 9 实验所测得不同边带抑制比情况下的(a)阻带深度和(b)相移量

Fig.9 The experimentally measured (a) notch depth and (b) phase shift with difference sideband suppression ratios

2.2.3 测量误差大

现有电光调制器均具有非线性效应,使得光单边带调制信号中存在高阶边带。当电光调制器工作在小调制系数情况下,高阶边带因其功率远小于一阶边带,其对光矢量分析准确度的影响可忽略。然而,为提高光电探测器所输出光电流的信噪比,降低噪声,提高光矢量分析准确度,电光调制器需工作于较大的调制系数。这使得高阶边带具有较高的功

率,其引入的测量误差会对光矢量分析结果的准确度产生影响^[46]。

图10为相邻高阶边带拍频信号引入的测量误差随调制系数的变化曲线。从图中可以看出,随调制系数增大,各拍频信号引入的测量误差也随之增大。其中,+1阶与+2阶拍频信号引入的测量误差远大于其它相邻高阶边带拍频信号,且其增长速率也明显大于其它相邻高阶边带拍频信号。实际测量中,电光调制器通常工作在调制系数为 $\pi/3$ 的情况下。此时,+1阶与+2阶拍频信号引入的幅度测量误差高达16.7%,这将严重影响幅度测量的准确度。这是由于+1阶与+2阶边带的功率大于其它高阶边带,两者拍频信号的功率将远大于其它相邻高阶边带拍频信号。需要指出的是,在仿真中DUT的传输函数设为 $H(\omega)=1$ 时, m 阶与 $(m+1)$ 阶边带拍频信号的相位均为 $\pi/4$ 。因而,测得相位响应中没有相位误差。

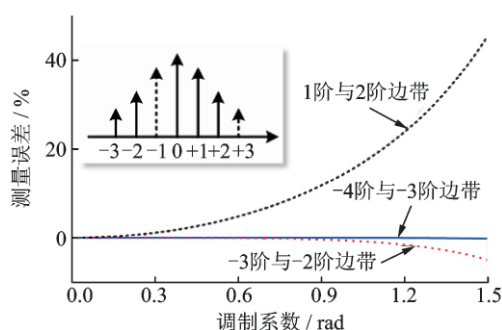


图10 相邻高阶边带拍频信号引入测量误差随调制系数变化曲线

Fig.10 The measurement errors introduced by the beat note of the neighboring high-order sidebands

3 主要研究进展

3.1 基于光频梳的测量范围拓展技术^[42]

为了实现宽带高分辨率测量,提出了基于光频梳通道化测量的测量范围拓展技术,图11为采用该测量范围拓展技术的宽带光矢量分析系统原理框图。该测量系统主要由两部分组成,即基于光频梳的光载波产生单元和基于光单边带扫频的光矢量分析单元。基于光频梳的光载波产生单元由光频梳产生器和波长选择开关组成,光频梳产生器输出具有固定频率间隔的光频梳信号,波长选择开关依次选取各梳齿,作为光载波输至基于光单边带扫频的光矢量分析单元,用于测量待测光器件在相应子频带内的光谱响应。基于光单边带扫频的光矢量分析单

元主要由光单边带调制器、微波扫频源、光电探测器和幅相接收机组成,光单边带调制器将微波扫频源输出的微波信号调制到光载波产生单元输出的光载波上,生成光单边带信号并送至待测光器件的光输入端口;经DUT传输时,光单边带信号载波与边带的幅度和相位根据其传输函数发生相应改变;光电探测器接收待测光器件输出的光信号,并对其进行平方率检波,将所携的待测光器件光谱响应信息转换到电域;微波幅相接收机以微波扫频源输出的信号为参考,提取光电探测器输出微波信号的幅度和相位信息;最后,控制微波扫频源进行频率扫描,即可实现光单边带信号的波长扫描,进而得到待测光器件在相应子频带内的光谱响应。类似地,采用上述方法亦可测得待测光器件在其它子频带内的光谱响应。得益于光频梳的高精度梳齿间隔,可在不影响分辨率的前提下,整合多个相邻子频带内的光谱响应,得到待测光器件宽带、高分辨率的光谱响应。此外,由于待测光器件在相邻子频带交叠区域的光谱响应必然是相同的,因而,在频谱整合时可消除光频梳相邻梳齿幅度和相位差异带来的影响。

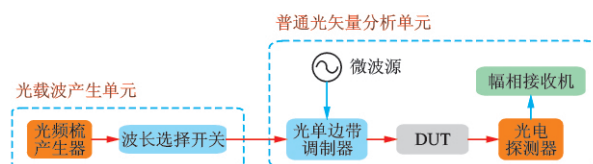


图11 宽带光矢量分析系统原理框图

Fig.11 Block diagram of the wideband OSSB-based OVA

根据上述原理,若采用具有 n 根梳齿的光频梳,即可在 $(n-1) \times \Delta\omega + \Delta\omega_c$ 频率范围内对待测光器件进行超高分辨率的光矢量分析。其中, $\Delta\omega$ 是光频梳信号梳齿间的频率间隔; $\Delta\omega_c$ 是普通光矢量分析系统的频率测量范围。需要指出的是,为了实现多个相邻子频带内光谱响应的无缝衔接, $\Delta\omega_c$ 必须大于等于 $\Delta\omega$ 。

原理验证实验采用基于偏振调制器的光频梳产生方案生成的梳齿频率间隔为20 GHz,梳齿数为5的光频梳,在105 GHz频率范围内以1 MHz的分辨率实现了FBG幅度响应和相位响应的测量。图12为采用上述5个具有固定频率间隔光载波所测得FBG的幅度响应和相位响应。测量时,首先采用5个光载波,分别在对应的5个连续子频带内测量FBG的幅度响应和相位响应。对于每个子频带,测量分辨率为1 MHz,测量范围为25 GHz(偏离光载波10~35 GHz范围)。由于通道间隔为20 GHz,

每两个相邻子频带之间会有 5 GHz 的交叠区域(即图 12 中阴影区)。例如,子频带 1 与子频带 2 之间的阴影区为偏离子频带 1 光载波 30~35 GHz 的测量范围与偏离子频带 2 光载波 10~15 GHz 的测量范围的交叠。得益于相邻光载波具有固定的频率间隔这一特性,交叠区中两个频带内测得的幅度响应和相位响应曲线是完全交叠的,如图 12(a)中插图所示。在交叠区域中,通过算法可将两个相邻子频带内测得的频率响应曲线进行高精度整合,进而得到宽带、高分辨率的频谱响应。通过上述频谱整合技术,原理实验成功地在 105 GHz 频率范围内,以 1 MHz 的分辨率测得了 FBG 的幅度响应和相位响应。需要说明的是,在交叠区域中,两相邻子频带测得的频谱响应是完全相同的,因而,各光载波幅度和相位的不一致性可在频谱整合时通过算法消除。

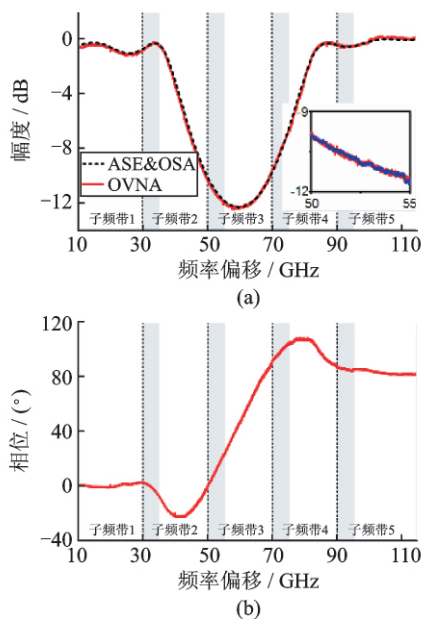


图 12 原理实验所测得的(a)幅频响应和(b)相频响应
Fig.12 The measured (a) magnitude and (b) phase responses in the proof-of-concept experiment

由原理验证实验可知,采用更多梳齿和更宽频率间隔的光频梳,即可实现更宽频率范围的光器件测量。

3.2 基于载波抑制和平衡光电探测的实时误差消除技术^[50]

为消除电光调制信号中高阶边带引入的测量误差,提出了基于载波抑制和平衡光电探测的实时误差消除技术,图 13 为采用该实时误差消除技术的光矢量分析系统原理框图。光单边带调制器将微波源输出的微波信号调制于光源输出的光载波,生成光

单边带信号。经待测光器件传输后,光信号由光分束器分成两路,一路直接输至平衡光电探测器(Balanced photodetector, BPD)的一个光输入口,另一路经光滤波器滤除载波后输至 BPD 的另一个光输入口。使两光路具有相同长度和插损,此时,两光信号同时进行光电探测,所得光电流分别为

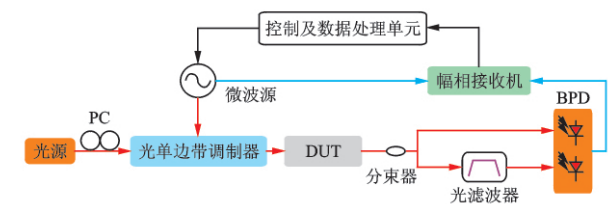


图 13 采用实时误差消除技术的光矢量分析系统原理框图
Fig.13 Block diagram of the OSSB-based OVA employing real-time error suppression

$$i_U(\omega_e) = \eta A_1 A_0^* H_{DUT}(\omega_o + \omega_e) H_{DUT}^*(\omega_o) + \eta \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq -1, 0}}^{\infty} A_{n+1} A_n^* H_{DUT}[\omega_o + (n+1)\omega_e] H_{DUT}^*(\omega_o + n\omega_e) \quad (8.1)$$

$$i_L(\omega_e) = \eta \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq -1, 0}}^{\infty} A_{n+1} A_n^* H_{DUT}[\omega_o + (n+1)\omega_e] H_{DUT}^*(\omega_o + n\omega_e) \quad (8.2)$$

上路光信号拍频所得光电流如式(8.1)所示,为所需信号与测量误差的矢量和,而下路光信号拍频所得光电流如式(8.2)所示,恰为测量误差。因而,两光电流在 BPD 输出矢量和,即可消除测量误差,得到待测光器件准确的响应。幅相接收机以微波源输出的微波信号为参考,提取 BPD 输出光电流的幅度和相位信息,控制及数据处理单元控制微波源进行频率扫描,同时接收幅相接收机提取的幅度和相位信息,即可获得 DUT 的幅度响应和相位响应曲线。

图 14 是调制系数为 2.81 时,传统光矢量分析技术和采用实时误差消除技术的光矢量分析技术测得的 FBG 幅度响应和相位响应。图中可以看出,传统的光矢量分析技术测得的幅度响应和相位响应包含十分明显的测量误差。然而,采用基于载波抑制的实时误差消除技术,可有效消除测量结果中的测量误差,提高光矢量分析的准确度,其测量结果如图 14 红色实线所示。

在不同调制系数情况下,实验测得了 FBG 的幅度响应和相位响应,并与商用光矢量分析仪(LUNA OVA5000)测量结果对比,验证了采用该误差消除技术光矢量分析结果的正确性,测得的幅度响应和

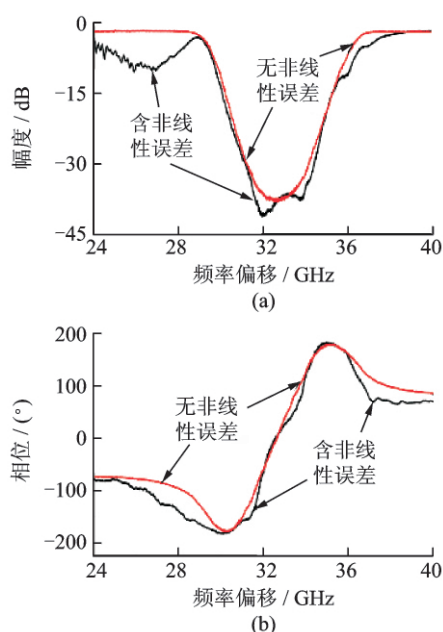


图14 误差补偿前后的(a)幅度响应和(b)相位响应

Fig.14 The (a) magnitude and (b) phase responses with and without error suppression

相位响应如图15所示。从图中可以看出,电光调制器工作于不同调制系数时,采用非线性误差实时消除技术的光矢量分析技术测得的幅度响应和相位响应是完全一致的,且与商用光矢量分析仪的测量结

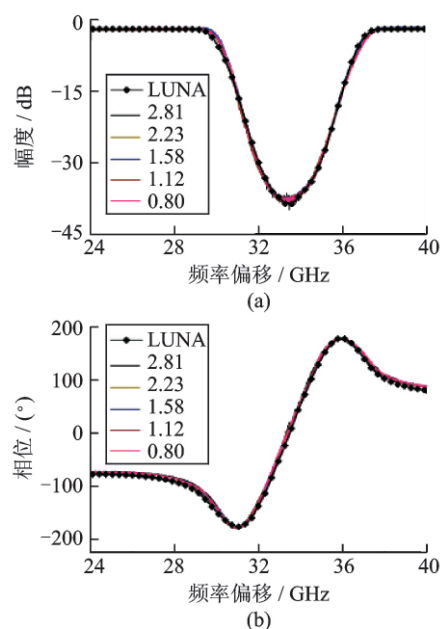


图15 采用实时误差消除技术光矢量分析系统的测量结果与商用仪表测试结果对比图(a)幅度响应和(b)相位响应

Fig.15 The (a) magnitude and (b) phase responses measured by the proposed OSSB-based OVA at different modulation indices and the commercial OVA

果(图15中带菱形的黑色实线)吻合。需要说明的是本文提出的光矢量分析技术具有更高的测量分辨率。

理论上,若两光路具有相同的长度和损耗,该误差消除技术可完全抑制非线性误差。然而,实际测量中,需考虑温度对两光路中光纤长度的影响,以及平衡光电探测器响应的不平衡度。实验装置中,上下两光路长度均小于3米;测量时,两光路平行放置,其温度差小于1℃。微波信号的最高频率为40 GHz,其微波共模抑制比(Common-mode rejection ratio, CMRR)可达34 dB。当BPD两光输入端口输入相同光信号时,在24~40 GHz频率范围内,BPD的共模抑制比约为30 dB。这说明该误差消除技术可有效消除非线性误差,残留的非线性误差小于0.1%。若采用平衡系数更好的BPD,残留误差将会更小,测量结果将更准确。

3.3 基于希尔伯特变换和平衡光电探测的动态范围提升技术^[51]

为了消除残留边带和高阶边带引入的测量误差,提高动态范围和测量精度,提出了基于希尔伯特变换和平衡光电探测的动态范围提升技术,图16为采用该技术的光矢量分析系统原理框图。光单边带调制器将微波源输出的微波信号调制到光源输出的光载波上,生成光单边带调制信号。该光单边带信号经DUT传输后,由光分束器分为两路,一路直接输至平衡光电探测器,另一路经希尔伯特变换后送至平衡光电探测器,两路光信号转换后的光电流分别为

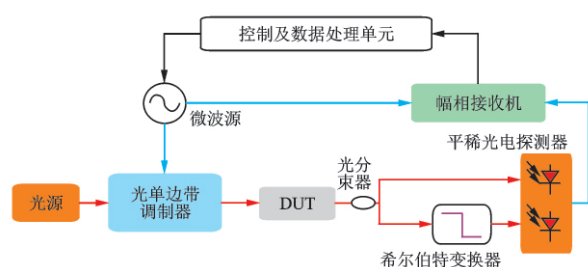


图16 采用动态范围提升技术的光矢量分析系统原理框图

Fig.16 Block diagram of the OSSB-based OVA with dynamic range enhanced

$$\begin{aligned}
 i_U(\omega_e) = & \eta A_0 A_{-1}^* H_{\text{DUT}}(\omega_0) H_{\text{DUT}}^*(\omega_0 - \omega_e) \\
 & + \eta A_{+1} A_0^* H_{\text{DUT}}(\omega_0 + \omega_e) H_{\text{DUT}}^*(\omega_0) \\
 & + \eta \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq -1, 0}}^{\infty} A_{n+1} A_n^* H_{\text{DUT}}[\omega_0 + \\
 & (n+1)\omega_e] H_{\text{DUT}}^*(\omega_0 + n\omega_e) \quad (9.1)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
i_L(\omega_e) = & \eta A_0 A_{-1}^* H_{\text{DUT}}(\omega_0) H_{\text{DUT}}^*(\omega_0 - \omega_e) \\
& - \eta A_{+1} A_0^* H_{\text{DUT}}(\omega_0 + \omega_e) H_{\text{DUT}}^*(\omega_0) \\
& + \eta \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq -1, 0}}^{\infty} A_{n+1} A_n^* H_{\text{DUT}}[\omega_0 + \\
& (n+1)\omega_e] H_{\text{DUT}}^*(\omega_0 + n\omega_e) \quad (9.2)
\end{aligned}$$

在式(9.1)和(9.2)中,等号右边第一部分为残留边带引入的测量误差,第二部分为所需分量,第三部分为高阶边带引入的测量误差。对比两个光电流的表达式可知,上下两路光电流中,所需分量功率相同相位相反,而残留边带和高阶边带引入的测量误差完全相同。因而,两者在平衡光电探测器输出口相减即可消除测量误差。幅相接收机以微波源输出的信号为参考,提取 BPD 输出光电流的幅度和相位信息,控制及数据处理单元控制微波源进行频率扫描,并接收幅相接收机提取的幅度和相位信息,即可精确获得 DUT 的幅度响应和相位响应。需指出的是,光分束器至平衡光电探测器的两光路需具有相同的长度和插损,保证两光信号同时进行光电转换。

根据误差分析可知,采用边带抑制比为 20 dB 的光单边带信号测量传输函数为 $H(\omega)=1$ 的光器件,所测得的幅值含有 10% 的测量误差。若测量带阻器件,误差将进一步增加,阻带深度越大,测量误差越大。实验中,待测 FBG 的阻带深度约为 37 dB,远大于光单边带扫描信号的边带抑制比。在测量 FBG 阻带响应时, +1 阶扫描边带受到抑制,尤其,测量阻带底部响应时,其功率将远小于残留边带,此时光电探测器输出的光电流中残留边带和光载波的拍频信号占据了绝大部分比例,而 +1 阶扫描边带贡献了极少。此外,相邻高阶边带的拍频信号也将引入测量误差,但相比残留边带引入的测量误差,该误差较小。这使得测得的 FBG 幅度响应和相位响应包含极大误差,无法测得 FBG 真实的幅度响应和相位响应,如图 17 中红色实线所示。

将基于希尔伯特变换和平衡光电探测的动态范围提升技术应用于上述光矢量分析系统,即可消除残留边带和高阶边带对测量结果准确度的影响,等效提高了光单边带信号的边带抑制比和线性度。测得的幅度响应和相位响应如图 17 中黑色实线所示。对比抑制误差前的测量结果,该实时误差消除技术十分有效地抑制了残留边带和电光调制非线性引入的测量误差,提升了动态范围,实现了高精度、大动态的光矢量分析。

为定量分析该动态范围提升技术对残留边带和

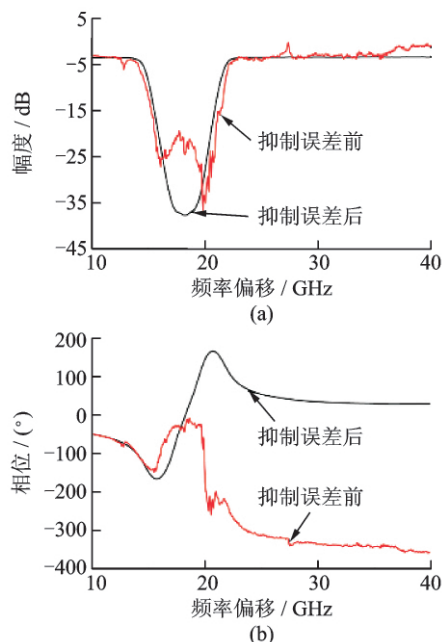


图 17 测得的 FBG(a)幅度响应和(b)相位响应

Fig.17 The measured (a) magnitude and (b) phase responses

高阶边带所引入误差的抑制程度,将光信号等分为两路,同时输入平衡光电探测器。此时,共模抑制比可达 40 dB,等效提高光单边带信号边带抑制比 40 dB,抑制高阶边带引入的误差 40 dB 以上。

3.4 基于非对称光双边带调制的光矢量分析技术^[52]

为了避免高阶边带引入测量误差,同时拓展测量范围,提出了基于非对称光双边带调制的光矢量分析技术,图 18 为该光矢量分析技术的原理框图。非对称双边带调制器将微波源输出的微波信号调制到光源输出的光信号上,生成非对称的光双边带调制信号,其特点是光载波频率与光源输出光信号的频率具有固定的差值。光分束器将该非对称光双边带调制信号分成两路,一路直接输至光电探测器进行检波,作为参考信号,另一路经待测光器件传输后输至光电探测器进行检波,作为测量信号。由于光载波两侧的光器件响应信息分别承载于频率为 $|\omega_e - \Delta\omega|$ 和 $\Delta\omega + \omega_e$ 的分量上,而高阶边带带来的测量误差的频率为 $n\omega_e$ ($n=1,2,\dots$)。因此,幅相接收机以参考信号为参考,提取测量信号中频率为 $\Delta\omega - \omega_e$ 和 $\Delta\omega + \omega_e$ 分量的幅度和相位信息即可获得待测光器件的幅度和相位响应信息。扫描微波信号的频率,即可得到待测光器件在光载波两侧的幅度响

应和相位响应。需要说明的是,高阶边带引入的误差分量与所需信号具有不同的频率,因而,高阶边带对测量结果没有影响。这使得该光矢量分析中,电光调制器可以工作在大调制系数情况下,进而实现高精度、大动态测量。此外,相比于基于光单边带调制的光矢量分析技术,其测量范围增大了一倍。

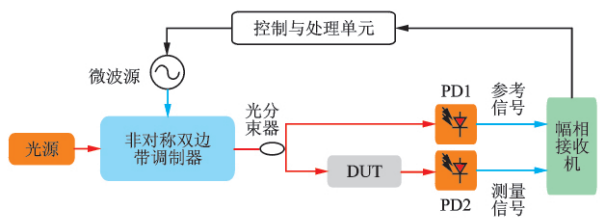


图 18 基于非对称双边带调制的光矢量分析系统原理框图

Fig.18 Principle schematic of the OVA based on asymmetric double-sideband modulation

通过分别检测频率为 $\omega_e - \Delta\omega$ ($\omega_e > \Delta\omega$), $\Delta\omega - \omega_e$ ($\omega_e < \Delta\omega$) 和 $\omega_e + \Delta\omega$ 的分量,将待测光器件 FBG 的幅度和相位响应逐个映射(从电域映射到光域)成三段。然后,将测量的响应拼接在一起,得到 80GHz 频率范围内的光谱响应,如图 19 所示。其中,三个测量段被图 19 中的虚线分隔开,三段中的每一段都包含了 60001 个点,因此其分辨率从左到右分别为 486 kHz、182 kHz 和 667 kHz。作为对比,采用光谱分析仪测得的 FBG 幅度响应也画在图 19 中。需要注意的是,测量所得光谱响应中的噪声会随着微波信号频率的增大而增大,这是因为当微波信号频率增大时,调制器的调制效率反而会降低,这使得两个扫频边带的信噪比减小。

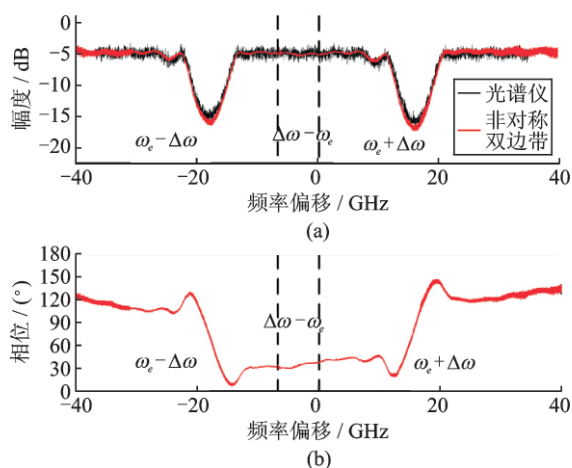


图 19 测得(a)幅度响应和(b)相位响应

Fig.19 The measured (a) magnitude and (b) phase responses

4 测量案例

4.1 高分辨率可编程光滤波器测量

高速光通信系统、微波光子系统以及高精度光学计算等前沿应用领域都需要对光信号进行高精度处理,其核心是对光波频谱、微波频谱以及时域脉冲进行高精度调控。高精度可编程光滤波器是实现上述功能的上佳选择。MHz 量级分辨率的可编程光滤波器的研制,必须辅以 MHz 量级甚至更高分辨率的光矢量分析技术作为测试手段,本文所提的基于光单边带扫频的光矢量分析技术可为其提供测试手段。

图 20 是当两受激布里渊散射(Stimulated Brillouin Scattering, SBS)增益谱中心频率差 Δf 分别为 100 MHz、80 MHz、-80 MHz 和 -100 MHz

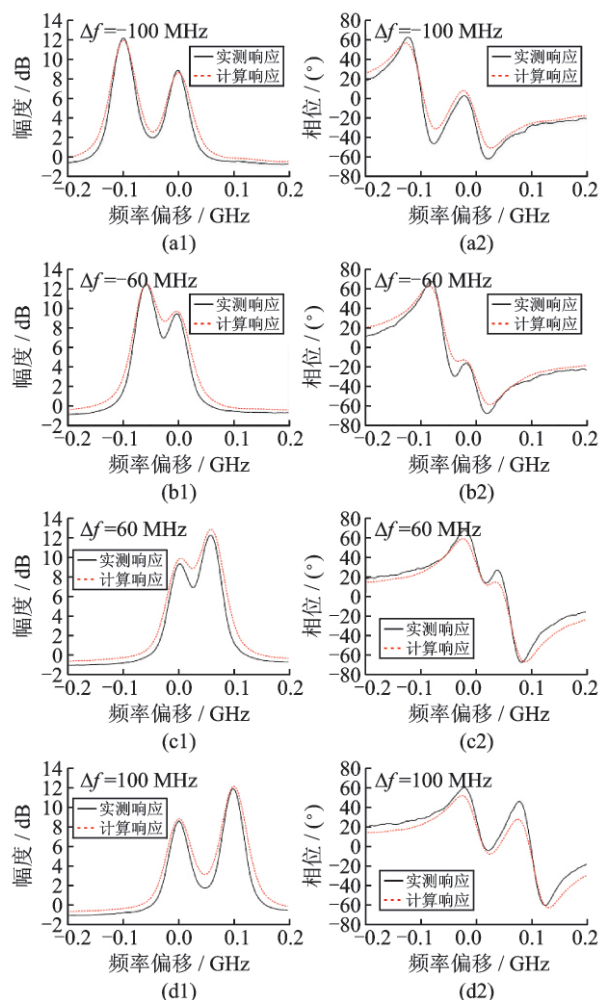


图 20 SBS 增益谱形成的不同滤波形状

Fig.20 The filter shaped by the two SBS gain spectra with different frequency spacing

时,所形成滤波形状的幅度响应和相位响应。图中黑的实线为本文所提光矢量分析技术所测得滤波形状的幅度响应和相位响应,红色虚线为根据两个叠加的增益谱幅度响应和相位响应推演所得滤波形状的幅度响应和相位响应。对比实测响应和计算响应可知,两者大致趋势是一样的,但细节处有些许区别。这是由于两泵浦信号的频率差较小,两者在SBS增益介质中产生的声场会发生相互作用,影响滤波形状。

上述实验和计算结果表明,对于任意所需滤波形状,可通过仿真确定所需泵浦信号的数量,各泵浦信号的频率间隔和功率,而后根据确定的参数得到所需滤波形状,从而实现高分辨率可编程光滤波。

4.2 光子集成芯片测量

光子集成技术是光通信的前沿研究领域,它是满足未来网络带宽需求的最好办法。相比于传统的分立系统,光子集成芯片降低了成本和复杂性,且其还具备体积小、带宽大、损耗小、不受电磁干扰等优点。图21为课题组研制的可控时延光子集成芯片的测试图。图22为采用商用光矢量分析仪与基于微波光子方法的光矢量分析技术所测时延响应曲线。通过对比可知,商用仪表由于分辨率较低、对环境比较敏感等原因,无法精确测得该时延芯片的时延响应。而采用基于微波光子方法的光矢量分析技术可精细地测得该时延芯片在不同状态下的时延响应,并具有更高的稳定性。

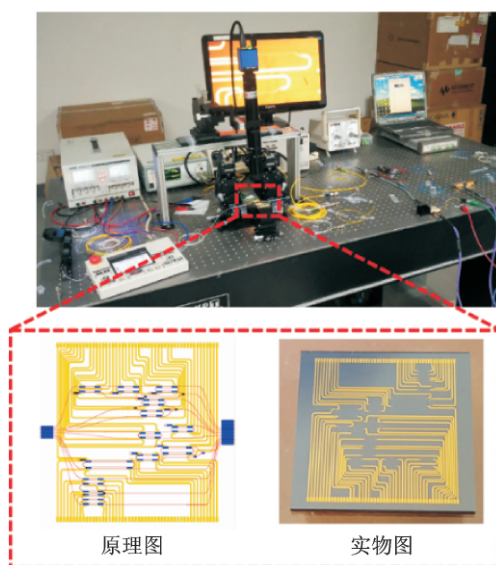


图 21 微波光子时延芯片测试图

Fig.21 The setup for photonic integrated circuits measurement

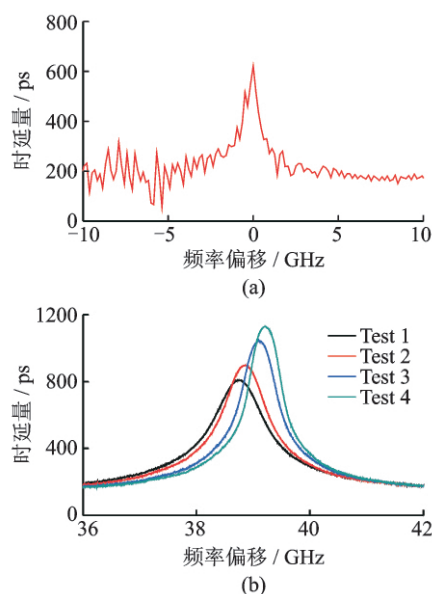


图 22 (a)商用仪表和(b)本文提出方法测的时延响应

Fig.22 The delay responses measured by (a) the commercial OVA and (b) the proposed MWP-based OVA

此外,受益于亚皮秒量级的时延测量精度,该光矢量分析技术可用于高精度绝对长度测量,测量分辨率可达几十微米。

5 总结与展望

基于微波光子方法的光矢量分析技术具有超高的测量分辨率,但测量范围窄、动态范围小和存在测量误差使其难以在光学与光子学中获得普及与发展。为了拓宽测量范围,可采用光频梳进行通道化测量;为了抑制高阶边带引起的测量误差,可采用基于载波抑制和平衡光电探测的误差消除技术实现误差抑制;为了消除测量误差,同时增加动态范围,可使用基于光学希尔伯特变换和平衡光电探测的动态范围提升技术。此外,采用新型的非对称双边带调制技术可实现高精度、大动态的光矢量分析,且单通道的测量范围可拓展两倍。

虽然在过去十年中,基于微波光子方法的光矢量分析技术性能有了很大提高,但是在以下几个方面,技术水平仍有提升空间。首先,由于宽带微波扫描源和高频幅相接收机都十分昂贵,所以急需新的技术降低系统成本。一个有效的方法是引入微波光子宽带下变频技术^[49],将高频信号下变频到中频,从而可采用低频幅相接收机提取幅度和相位信息。

其次,由于采用滤波方式实现光子信号处理,目前提高测量精度和动态范围的方案是波长相关的。特别地,当需要实现多通道宽带测量时,波长相关特性将会使测量系统变得极其复杂。最后,由于成熟的激光源、电光调制器和光电检测器均工作在 1550 nm 频段内,使得现有的基于微波光子方法的光矢量分析技术在这个频段较为成熟。然而,许多需要高 Q 光学器件的应用,例如无标签生物传感、单分子检测等,却需要光矢量分析技术工作在其他频段内。因此,应尽快开展其他频段内的研究。

参 考 文 献

- [1] Niemi T, Uusimaa M and Ludvigsen H. Limitations of phase-shift method in measuring dense group delay ripple of fiber Bragg gratings[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2001, 13(12): 1334-1336.
- [2] Fortenberry R, Sorin W V and Hernday P. Improvement of group delay measurement accuracy using a two-frequency modulation phase-shift method[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2003, 15(5): 736-738.
- [3] Genty G, Niemi T and Ludvigsen H. New method to improve the accuracy of group delay measurements using the phase-shift technique[J]. Optics Communications, 2002, 204(1): 119-126.
- [4] Vanwiggeren G D, Motamedi A R and Barley D. Single-scan interferometric component analyzer[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2003, 15(2): 263-265.
- [5] Vanwiggeren G D and Baney D M. Swept-wavelength interferometric analysis of multiport components[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2003, 15(9): 1267-1269.
- [6] Winzer P J. High-spectral-efficiency optical modulation formats[J]. Journal of Lightwave Technology, 2012, 30(24): 3824-3835.
- [7] Tkach, Robert W. Scaling optical communications for the next decade and beyond[J]. Bell Labs Technical Journal, 2010, 14(4): 3-9.
- [8] Nicholes S C, Mašanović M L, Jevremović B, et al. An 8×8 InP monolithic tunable optical router (MOTOR) packet forwarding chip. Journal of Lightwave Technology[J], 2010, 28(4): 641-650.
- [9] Rohde H, Gottwald E, Rosner S, et al. Field trials of a coherent UDWDM PON: Real-time LTE backhauling, legacy and 100G coexistence[C]. 2014 European Conference on Optical Communication (ECOC), 2014: 1-3.
- [10] Shieh W, Bao H and Tang Y. Coherent optical OFDM: theory and design[J]. Optics Express, 2008, 16(2): 841-859.
- [11] Li R, Chen H, Lei C, et al. Optical serial coherent analyzer of radio-frequency (OSCAR)[J]. Optics Express, 2014, 22(11): 13579-13585.
- [12] Lee H, Chen T, Li J, et al. Chemically etched ultrahigh-Q wedge-resonator on a silicon chip[J]. Nature Photonics, 2012, 6(6): 369-373.
- [13] Grudinin I S, Ilchenko V S and Maleki L. Ultrahigh optical Q factors of crystalline resonators in the linear regime[J]. Physical Review A, 2006, 74(6): 063806.
- [14] Del'Haye P, Coillet A, Loh W, et al. Phase steps and resonator detuning measurements in microresonator frequency combs[J]. Nature Communications, 2015, 6: 5668.
- [15] Herr T, Brasch V, Jost J, et al. Temporal solitons in optical microresonators[J]. Nature Photonics, 2014, 8(2): 145-152.
- [16] Pfeifle J, Brasch V, Lauermaun M, et al. Coherent terabit communications with microresonator Kerr frequency combs[J]. Nature Photonics, 2014, 8(5): 375-380.
- [17] Hausmann B, Bulu I, Venkataraman V, et al. Diamond nonlinear photonics[J]. Nature Photonics, 2014, 8(5): 369-374.
- [18] Peng B, Özdemir S K, Lei F, et al. Parity-time-symmetric whispering-gallery microcavities[J]. Nature Physics, 2014, 10(5): 394-398.
- [19] Wang C Y, Herr T, Del'Haye P, et al. Mid-infrared optical frequency combs at 2.5 μm based on crystalline microresonators. Nature Communications[J], 2013, 4: 1345.
- [20] Moss D J, Morandotti R, Gaeta A L, et al. New CMOS-compatible platforms based on silicon nitride and Hydex for nonlinear optics[J]. Nature Photonics, 2013, 7(8): 597-607.
- [21] Li J, Lee H and Vahala K J. Microwave synthesizer using an on-chip Brillouin oscillator[J]. Nature Communications, 2013, 4: 2097.
- [22] Kippenberg T J, Holzwarth R and Diddams S. Microresonator-based optical frequency combs[J]. Science, 2011, 332(6029): 555-559.
- [23] Zhu J, Ozdemir S K, Xiao Y-F, et al. On-chip single nanoparticle detection and sizing by mode splitting in an ultrahigh-Q microresonator[J]. Nature Photonics, 2010, 4(1): 46-49.
- [24] Verhagen E, Deléglise S, Weis S, et al. Quantum-coherent coupling of a mechanical oscillator to an optical cavity mode[J]. Nature, 2012, 482(7383): 63-67.
- [25] Vollmer F and Arnold S. Whispering-gallery-mode biosensing: label-free detection down to single molecules[J]. Nature Methods, 2008, 5(7): 591-596.
- [26] Kravets V, Schedin F, Jalil R, et al. Singular phase nano-optics in plasmonic metamaterials for label-free single-molecule detection[J]. Nature Materials, 2013, 12(4): 304-309.
- [27] Akopian N, Wang L, Rastelli A, et al. Hybrid semiconductor-atomic interface: slowing down single photons from a quantum dot[J]. Nature Photonics, 2011, 5(4): 230-233.
- [28] Kessler T, Hagemann C, Grebing C, et al. A sub-40-mHz-linewidth laser based on a silicon single-crystal optical cavity[J]. Nature Photonics, 2012, 6(10): 687-692.

- [29] Luna defying impossible. Component analyzers[EB/OL]. <http://lunainc.com/ova>, 2017-08-06.
- [30] Aragon photonics Labs. Bosa series[EB/OL]. <http://www.aragonphotonics.com/ficha.php?opt=2>, 2017-08-06.
- [31] Optical spectrum analyzers. Optical mutitest platforms[EB/OL]. http://www.apex-t.com/apex_instruments.htm, 2017-08-06.
- [32] Jin C, Bao Y, Li Z, et al. High-resolution optical spectrum characterization using optical channel estimation and spectrum stitching technique[J]. *Optics Letters*, 2013, 38(13): 2314-2316.
- [33] Yi X, Li Z, Bao Y, et al. Characterization of passive optical components by DSP-based optical channel estimation[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2012, 24(6): 443-445.
- [34] Román J, Frankel M and Esman R. Spectral characterization of fiber gratings with high resolution[J]. *Optics Letters*, 1998, 23(12): 939-941.
- [35] Tang Z, Pan S and Yao J. A high resolution optical vector network analyzer based on a wideband and wavelength-tunable optical single-sideband modulator[J]. *Optics Express*, 2012, 20(6): 6555-6560.
- [36] Sagues M, Pérez M and Loayssa A. Measurement of polarization dependent loss, polarization mode dispersion and group delay of optical components using swept optical single sideband modulated signals[J]. *Optics Express*, 2008, 16(20): 16181-16188.
- [37] Sagues M and Loayssa A. Spectral characterisation of polarisation dependent loss of optical components using optical single sideband modulation[J]. *Electronics Letters*, 2011, 47(1): 47-49.
- [38] Loayssa A, Hernández R, Benito D, et al. Characterization of stimulated Brillouin scattering spectra by use of optical single-sideband modulation[J]. *Optics Letters*, 2004, 29(6): 638-640.
- [39] Loayssa A and Benito D. Optical vector network analysis based on single-sideband modulation[J]. *Optical Engineering*, 2004, 43(10): 2418-2421.
- [40] Sagues M, Beloki G and Loayssa A. Broadband swept optical single-sideband modulation generation for spectral characterization of optical components[C]. 33rd European Conference and Exhibition of Optical Communication (ECOC), Berlin, Germany, 2007: 1-2.
- [41] Sagues M and Loayssa A. Swept optical single sideband modulation for spectral measurement applications using stimulated Brillouin scattering[J]. *Optics Express*, 2010, 18(16): 17555-17568.
- [42] Xue M, Pan S, He C, et al. Wideband optical vector network analyzer based on optical single-sideband modulation and optical frequency comb[J]. *Optics Letters*, 2013, 38(22): 4900-4902.
- [43] Tang Z and Pan S. A high-resolution optical vector network analyzer with the capability of measuring bandpass devices[C]. 2013 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), Alexandria, VA, USA, 2013: 225-228.
- [44] Li W, Wang W T, Wang L X, et al. Optical vector network analyzer based on single-sideband modulation and segmental measurement[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2014, 6(2): 1-8.
- [45] Xue M, Zhao Y, Gu X, et al. Influence of unwanted first-order sideband on optical vector analysis based on optical single-sideband modulation[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(13): 2580-2586.
- [46] Xue M, Zhao Y, Gu X, et al. Performance analysis of optical vector analyzer based on optical single-sideband modulation[J]. *Journal of the Optical Society of America B*, 2013, 30(4): 928-933.
- [47] Xue M, Pan S and Zhao Y. Optical single-sideband modulation based on a dual-drive MZM and a 120° hybrid coupler[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2014, 32(19): 3317-3323.
- [48] Li W, Sun W H, Wang W T, et al. Reduction of measurement error of optical vector network analyzer based on DPMZM[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2014, 26(9): 866-869.
- [49] Xue M, Pan S and Zhao Y. Accuracy improvement of optical vector network analyzer based on single-sideband modulation[J]. *Optics Letters*, 2014, 39(12): 3595-3598.
- [50] Xue M, Pan S and Zhao Y. Accurate optical vector network analyzer based on optical single-sideband modulation and balanced photodetection[J]. *Optics Letters*, 2015, 40(4): 569-572.
- [51] Xue M, Pan S and Zhao Y. Large dynamic range optical vector analyzer based on optical single-sideband modulation and Hilbert transform[J]. *Applied Physics B: Lasers and Optics*, 2016, 122(7): 197.
- [52] Qing T, Li S, Xue M, Li W, et al. Optical vector analysis based on asymmetrical optical double-sideband modulation using a dual-drive dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. *Optics Express*, 2017, 25(5): 4665-4671.
- [53] Wang W T, Li W, Liu J G, et al. Optical vector network analyzer with improved accuracy based on Brillouin-assisted optical carrier processing[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2014, 6(6): 1-10.
- [54] Wang M and Yao J. Optical vector network analyzer based on unbalanced double-sideband modulation[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2013, 25(8): 753-756.
- [55] Kawanishi T, Sakamoto T and Izutsu M. Optical filter characterization by using optical frequency sweep technique with a single sideband modulator[J]. *Electronics Express*, 2006, 3(3): 34-38.

(下转第 177 页)

