

# 一种改善实时性的光辅助微波频率测量方法的研究

张华林

闽南师范大学物理与信息工程学院, 福建 漳州 363000

**摘要** 针对分段光辅助微波频率测量实时性不足的缺陷,提出一种新的改善实时性的光辅助微波频率测量方法。被测微波信号从上下两支路通过双平行马赫-曾德尔调制器(DPMZM)同时对两路不同波长激光进行调制,调制输出激光经过单模光纤、光电转换器还原出微波信号。设置上下支路DPMZM的相位偏置电压,使上支路频率测量范围大,下支路频率测量范围小,在电域分两步计算处理得到被测微波信号频率。该方法避免了装置的调整及重新校准,从而实现更好的测量实时性。实验结果显示,实验装置在4.3~18.7 GHz的频率范围测量时间小于70  $\mu$ s、测量误差 $\pm 0.4$  GHz。

**关键词** 测量;微波光子学;微波频率测量;强度调制;电子战

中图分类号 TN98 文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201542.1208008

## Study on Photo-Assisted Microwave Frequency Measurement Method with Improved Real-Time Performance

Zhang Hualin

Department of Physics and Information Engineering, Minnan Normal University, Zhangzhou, Fujian 363000, China

**Abstract** This paper proposes a novel photo-assisted microwave frequency measurement strategy with proved real-time performance to tackle with the defect of low real-time performance in conventional segmented photon-assisted microwave frequency measurement. The microwave signal to be measured passes through the upper and lower branches of dual-parallel Mach-Zehnder modulator (DPMZM) and simultaneously modulates the two branches of laser with different wavelengths. The modulated output laser of the two branches then demodulates the signal to be measured by single-mode fiber dispersion and photoelectric converter. Different bias voltages are provided to the two branches of DPMZM so that the upper branch measurement range is large, and the lower branch measurement range is small, respectively. Therefore, the frequency of the microwave signal to be measured can be obtained by a two-step calculating process in electric domain. This method eliminates the need of adjustment and recalibration of the device and thus achieves better real-time performance. Experimental results show a measurement time of less than 70  $\mu$ s with resolution of  $\pm 0.4$  GHz in rang of 4.3~18.7 GHz.

**Key words** measurement; microwave photonics; microwave frequency measurement; intensity modulation; electronic warfare

**OCIS codes** 120.5060; 120.1880; 250.3140

## 1 引言

微波频率测量在电子战系统中有重要的应用<sup>[1]</sup>。电子战系统通过判别截获到的敌方雷达或通信信号的频率,调整我方无线电信号干扰机的发射频率,以压制、堵塞敌方的雷达或通信系统,使我方在电子战中处于优势地位。随着雷达或通信系统信号频率的不断提高,传统的电域微波信号频率测量方法存在的频带受限、抗电磁干扰能力弱的缺陷越来越不能被容忍。因光辅助微波频率测量具有抗电磁干扰能力强、带宽高、功耗低、重量轻等优点,故近几年光辅助微波频率测量成为国内外研究的热点<sup>[2-15]</sup>。

光辅助微波频率测量存在测量范围和测量精度的矛盾,即大测量范围精度低、高精度测量范围小。文

收稿日期: 2015-08-04; 收到修改稿日期: 2015-08-31

基金项目: 国家自然科学基金(61405086)、漳州市自然科学基金(ZZ2013J02)

作者简介: 张华林(1973—),男,硕士,副教授,主要从事微波光子信号处理等方面的研究。E-mail: ZHL-5858@163.com

献[2-10]采用先大测量范围低精度、再小测量范围高精度分两步进行频率测量是解决该矛盾的有效方案。文献[2,10]采用调节光纤长度的方法、文献[3]采用切换马赫-曾德尔调制器(DPMZM)相位偏置电压的方法、文献[4-5]采用调节激光器波长的办法、文献[6]采用调节光滤波器中心频率的方法、文献[7]采用调节可编程差分群时延模块的方法、文献[8]采用调节入射光偏振方向的方法、文献[9]采用调节马赫-曾德尔干涉仪上下臂时间差的方法实现测量范围和测量精度的调节,分两步或更多步实现大范围高精度的频率测量。然而文献[2-10]提出的方法频率测量过程中需要调节测量装置参数(时间长达数十到数百毫秒)、重新校准测量装置(时间长达数百到数千毫秒),导致频率测量实时性不足,测量一次频率耗时数百到数千毫秒,这在瞬息万变的电子战场中是不允许的。

为解决文献[2-10]频率测量方法调节和校准测量装置导致的实时性差的缺陷,本文提出待测微波信号通过2~3个DPMZM对输入激光进行调制,经单模光纤(SMF)色散后由光电转换器(PD)还原为微波信号,最后在电域分两步计算处理微波信号功率实现频率测量。电域分两步计算处理数据导致的时间延长几乎可以忽略不计,且测量装置不需调整及重新校准,从而实现频率测量的良好实时性。

## 2 原 理

系统原理框图如图1所示。系统由两路波长不同的连续激光源(LD)、两个偏振控制器(PC)、三个波分复用器(WDM)、一个光耦合器(OC)、两个DPMZM、两段SMF、四个PD以及后处理电路组成。两路波长分别为 $\lambda_1$ 和 $\lambda_2$ 的激光经PC调整偏振方向后,由WDM合成为一束激光,该束激光由OC分成功率相等的两路分别送到两个DPMZM的激光输入口,被测微波信号同时加入到两个DPMZM的射频输入口,对入射激光进行调制,调制输出激光经SMF色散后,由WDM将两个不同波长的激光分离开,分别送到PD拍频还原出微波信号,测量微波信号功率,经后处理电路处理得到被测微波信号频率。图1中上下两个支路结构一样。

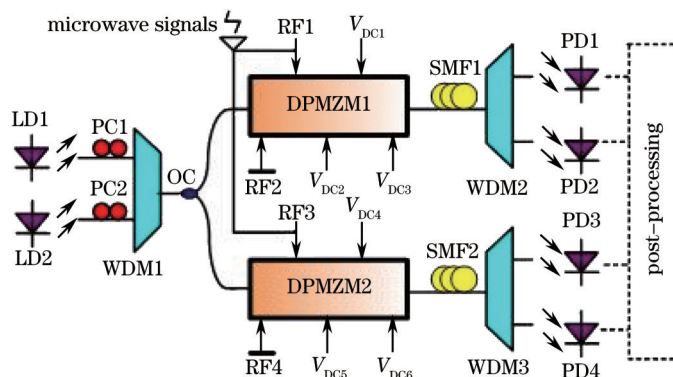


图1 微波频率测量系统原理框图

Fig.1 Schematic of the proposed microwave frequency measurement system

DPMZM是一种特别的光调制器件,其内部含有上臂和下臂两个光强度调制器及一个光移相器。图1中DPMZM1的上臂光强度调制器的偏置电压 $V_{DC1}$ 设置在最小传输点,被测微波信号从RF1输入对光信号进行双边带载波抑制调制;下臂光强度调制器的偏置电压 $V_{DC2}$ 设置在最大传输点,相应微波输入口RF2接地,则下臂输出强度最大的光载波信号;下臂的光载波信号继续进行光相移,其相移量由偏置电压 $V_{DC3}$ 决定;最后上臂的双边带载波抑制调制信号及下臂的相移光信号耦合一起输出。其输出信号经SMF色散、WDM波长分路及PD拍频得到微波信号功率,表达式为<sup>[6]</sup>

$$P \propto \eta \cos^2[(\pi D L \lambda^2 f_c^2 / c) + \varphi], \quad (1)$$

式中 $\eta$ 是链路总增益系数,其值随被测微波信号频率的变化而变化, $D$ 为SMF的色散系数, $L$ 为SMF的长度, $\lambda$ 为输入激光波长, $f_c$ 为被测微波信号频率, $c$ 为光在真空中的速度, $\varphi$ 为DPMZM对光信号的相移量, $\varphi = \pi(V_{DC3} - V_0)/V_{\pi 3}$ , $V_0$ 为 $\varphi$ 等于零时的补偿电压, $V_{\pi 3}$ 为DPMZM中的光移相器的半波电压。

为避免链路总增益系数随输入信号频率而变化对频率测量的影响,将图1上支路的PD1和PD2输出微波功率进行比较,消去链路总增益系数,得到功率比较函数(ACF, $f_{ACF}$ )为

$$f_{ACF} = \zeta \frac{\cos^2[(\pi D_2 L \lambda_2^2 f_c^2 / c) + \varphi]}{\cos^2[(\pi D_1 L \lambda_1^2 f_c^2 / c) + \varphi]}, \quad (2)$$

式中  $\zeta$  是 PD1 和 PD2 的转换效率之比, 可通过后处理校正使之为 1,  $D_1$  和  $D_2$  为 SMF 对波长  $\lambda_1$  和  $\lambda_2$  (设  $\lambda_2$  大于  $\lambda_1$ ) 的色散系数,  $L$  为 SMF1 的长度。

ACF 不是单调函数, 与输入信号频率不是一一对应关系。可选取  $0 \sim f_{\max}$  一段 ACF 单调下降的频率范围, 由该段频率范围的 ACF 值推测出唯一的输入信号频率。由(2)式可推出  $f_{\max}$  为

$$f_{\max} = \sqrt{(0.5\pi - \varphi)c / (\pi D L \lambda^2)_{\max}}, \quad (3)$$

式中  $(\pi D L \lambda^2)_{\max}$  是  $\pi D_1 L \lambda_1^2$  及  $\pi D_2 L \lambda_2^2$  的较大者。

### 3 仿真分析

图 2 是  $\lambda_1 = 1527.594 \text{ nm}$ 、 $\lambda_2 = 1565.482 \text{ nm}$ 、 $D_1 = 15.33 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$ 、 $D_2 = 17.46 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$ 、 $L = 20 \text{ km}$ 、 $\varphi_1 = -0.5\pi$ , 并设链路总增益系数相等、PD 的光电转换效率均相同的两个输出功率衰减函数及 ACF 的仿真曲线。由图 2 可看出在  $0 \sim 18.72 \text{ GHz}$  范围 ACF 曲线是单调下降的, ACF 值与输入信号频率是一一对应关系, 在这一段频率范围可由 ACF 值推测出唯一的输入信号频率。然而在  $15 \text{ GHz}$  以下 ACF 值变化量很小, 微小的 ACF 值测量误差将导致推测出来的输入信号频率较大的误差, 故而 ACF 平坦区段频率测量精度较低, 在变化快速区段频率测量精度较高。

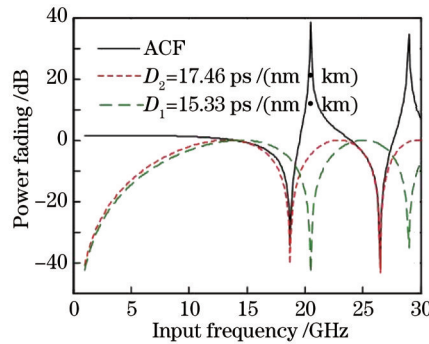


图 2 相移  $\varphi_1 = -0.5\pi$  的功率衰减函数及 ACF 曲线

Fig.2 Power fading functions and the resulted ACF when  $\varphi_1 = -0.5\pi$

图 3 是各种不同相移量的 ACF 曲线, 随着相移量由  $-0.5\pi$  不断向  $0.45\pi$  变化, 相应的频率测量范围不断减小, 它们分别是:  $0 \sim 18.72$ 、 $0 \sim 15.66$ 、 $0 \sim 13.24$ 、 $0 \sim 10.26$ 、 $0 \sim 8.40$ 、 $0 \sim 4.19 \text{ GHz}$ ; 但 ACF 曲线平坦区段不断缩短, 开始快速变化的区段也不断向频率低端偏移, 故而随着相移不断变化频率测量范围缩小, 但低频段测得的频率精度也不断提高。

系统采用大测量范围较低精度及小测量范围较高精度同时测量的方案, 测量过程中不需调整装置及重新校准, 快速实现在大的频率范围得到高的频率测量精度, 方案系统框图如图 1 所示, 上下两支路一模一样, 仅 DPMZM1 和 DPMZM2 的相位偏置电压  $V_{DC3}$ 、 $V_{DC6}$  不同。设置  $V_{DC3}$  使 DPMZM1 的相移量  $\varphi_1 = -0.5\pi$ 、设置  $V_{DC6}$  使 DPMZM2 的相移量  $\varphi_2 = 0.3\pi$ , 两个支路对输入信号同时进行测频, 上支路对  $0 \sim 18.72 \text{ GHz}$  范围的信号进行测频, 该支路对  $15 \text{ GHz}$  以上的微波信号测得的频率精度较高,  $15 \text{ GHz}$  以下精度较低; 下支路对  $0 \sim 15 \text{ GHz}$  范围的信号进行测频。频率测量分如下四种类型: 1) 若上支路的 ACF 曲线测得输入信号频率大于  $15 \text{ GHz}$ , 则由图 3 中  $\varphi_1 = -0.5\pi$  的 ACF 曲线的  $d$  段得出高精度频率值; 2) 若上支路的 ACF 曲线测得输入信号频率低于  $8.4 \text{ GHz}$ , 则由图 3 中  $\varphi_2 = 0.3\pi$  的 ACF 曲线的  $a$  段进行高精度测频; 3) 若上支路的 ACF 曲线测得输入信号频率高于  $8.4 \text{ GHz}$  但低于  $9.15 \text{ GHz}$ , 则由图 3 中  $\varphi_2 = 0.3\pi$  的 ACF 曲线的  $b$  段进行高精度测频; 4) 若上支路的 ACF 曲线测得输入信号频率高于  $9.15 \text{ GHz}$  但低于  $15 \text{ GHz}$ , 则由图 3 中  $\varphi_2 = 0.3\pi$  的 ACF 曲线的  $c$  段进行高精度测频。上述四种类型, 充分利用了两条 ACF 曲线各个快速变化的区段, 使被测信号频率均处于 ACF 曲线变化较快区段, 故而测得的频率精度较高。

图3中,  $a$ 、 $c$  频段较长, 用来测频的 ACF 函数平坦频段较长, 将导致频率测量精度降低。图4为  $\lambda_1=1500\text{ nm}$ 、 $\lambda_2=1600\text{ nm}$ 、 $D_1=14.53\text{ ps}/(\text{nm}\cdot\text{km})$ 、 $D_2=18.46\text{ ps}/(\text{nm}\cdot\text{km})$ 、 $L=20\text{ km}$ 、 $\varphi_1=-0.5\pi$ 、 $\varphi_2=0.3\pi$  的两条 ACF 曲线, 其频率测量区段为  $a'$ 、 $b'$ 、 $c'$ 、 $d'$ 。由图4可看出,  $a'$ 、 $c'$  频段较  $a$ 、 $c$  频段缩短,  $b'$  频段较  $b$  频段延长, 用来测频的 ACF 函数平坦频段缩短。可见扩大两路激光波长差可提高频率测量精度, 但上限频率测量范围稍有缩小。

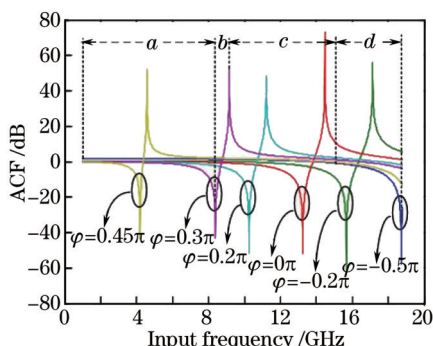


图3 不同  $\varphi$  的计算 ACF 函数曲线  
Fig.3 Calculated ACF for different  $\varphi$

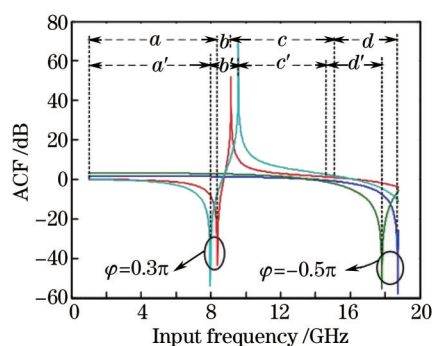


图4 不同波长的计算 ACF 函数曲线  
Fig.4 Calculated ACF for different wavelengths

## 4 实验

实验验证了图1所示频率测量方案不仅频率测量范围宽、测量精度高, 而且具备良好的实时性。实验中, 采用安捷伦 N7714A 型四路可调激光器(波长范围: 1527.594~1565.482 nm)为激光源, 设置激光器第一路输出最短波长激光、第二路输出最长波长激光, 输出功率均为 13 dBm; DPMZM 采用富士通 FTM7962EP 型(射频带宽为 22.5 GHz), SMF 长度为 20 km, PD 带宽 40 GHz; 采用安捷伦 N5230A 型矢量网络分析仪(VNA)测量链路传输特性。设置 VNA 输出的微波信号功率为固定的 10 dBm, 以 0.05 GHz 均匀间隔从 1 GHz 扫描到 21 GHz。VNA 的微波输出信号送入 DPMZM 的射频输入口, PD 的微波功率输出送入 VNA 的信号输入口。

设置  $V_{DC3}$  电压使图1上支路 DPMZM1 相移量为  $-0.5\pi$ , 比较 PD1 和 PD2 的传输响应即可得  $\varphi_1 = -0.5\pi$  的 ACF 函数曲线; 同理, 设置  $V_{DC6}$  使图1下支路 DPMZM2 相移量为  $0.3\pi$ , 比较 PD3 和 PD4 的传输响应即可得  $\varphi_2 = 0.3\pi$  时的 ACF 曲线。

图5是计算 ACF 和实际测量 ACF 曲线, 实线是实际测量 ACF 曲线, 虚线是计算 ACF 曲线。由图5可看出, 不论相移量是  $0.3\pi$  还是  $-0.5\pi$ , 输入信号频率在 4.3 GHz 以上时理论计算 ACF 曲线和实际测量 ACF 曲线吻合得很好。

对测得的四个 PD 功率进行电域后处理即可得到被测微波信号频率。其处理过程为: 测量之前根据(2)式及  $\varphi = -0.5\pi$  计算出各个频率点的理论 ACF 值, 得到数据表1; 同理根据(2)式及  $\varphi = 0.3\pi$  可得到数据表2。测量时由 PD1 和 PD2 测得的功率比值, 查数据表1可得一频率, 若该频率大于 15 GHz, 则该频率即为被测信号频率, 计算完毕; 若该频率小于 15 GHz, 则以该频率为参考, 判别信号处于  $a$  或  $b$  或  $c$  频段, 再由 PD3 和 PD4

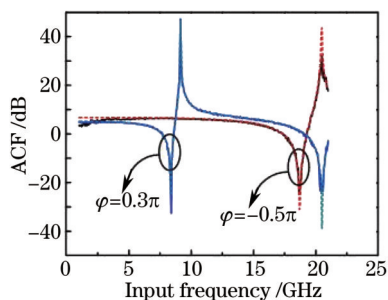


图5 不同  $\varphi$  值的 ACF 曲线  
Fig.5 ACF curves for different  $\varphi$

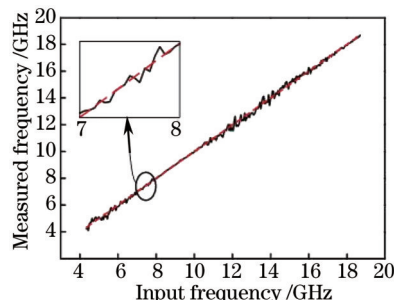


图6 输入微波频率 4.3~18.7 GHz 的测量频率  
Fig.6 Measured microwave frequencies when the input microwave frequency is tuned from 4.3 GHz to 18.7 GHz

测得的功率比值,查数据表2可得被测信号频率。在当前个人计算机处理速度下,完成上述计算任务耗时小于 $1\ \mu\text{s}$ 。根据上述电域后处理过程可得图6所示测量频率和输入频率的关系曲线,虚线是理论测量频率,实线是实际测量频率。由图6可看出在4.3~18.7 GHz范围内测量结果与输入一致性很高。图6中的小图是7~8 GHz的放大图。

图7是测量误差分布图,由图7可看出:在4.3~18.7 GHz范围内测量误差为 $\pm 0.4\ \text{GHz}$ ,除了个别频率点之外;在频率为7~11 GHz、17~18.7 GHz测量误差小于 $\pm 0.15\ \text{GHz}$ ,该频段正好对应ACF曲线变化较快的部分,验证了ACF曲线变化快测量精度高。实验还测得输入频率在4.3 GHz以下误差明显增大,验证了ACF曲线平坦区段测量误差较大。

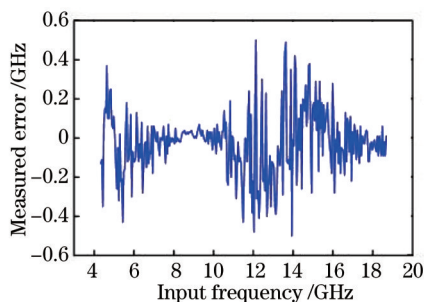


图7 测量误差分布图

Fig.7 Distribution of measurement errors

实验中,在4.3~18.7 GHz整个测量范围内测量装置未做任何调整及校准。完成一次全频率测量范围的测量时间为光在测量装置中的一次传输时间(约为 $67\ \mu\text{s}$ )加上后处理计算时间( $1\ \mu\text{s}$ 以内),故而完成一次全频率测量范围的测量时间小于 $70\ \mu\text{s}$ 。文献[2-10]提出的测量方案完成一次全频率测量范围的测量时间为光在测量装置中两次甚至三次传输时间加上后处理计算时间加上装置重新调整及校准时间,时间长达数百到数千毫秒。可见,本方案具备良好的测量实时性。

## 5 结 论

需要特别说明的是:本实验实现的频率测量范围和测量精度稍低于部分其他分段光辅助法;但本实验频率测量过程中采用电域分两步计算代替装置的调整、且不需重新校准,故频率测量实时性最好。

采用如下改进将可获得更高的频率测量精度或更宽的测量范围:1) DPMZM存在偏置点漂移的缺陷,该缺陷引起测量精度降低,若在实验中增加偏置点稳定电路可提高测量精度;2) 本实验因条件所限,采用的两路激光波长差仅为 $37.888\ \text{nm}$ ,若能用波长差达 $100\ \text{nm}$ 的两路激光,可获得更高的频率测量精度;3) 测量支路增加到三路,三条支路相移量分别为 $-0.5\pi$ 、 $0.2\pi$ 、 $0.45\pi$ ,获得7个频率测量段,每段ACF值变化率更大,则测量精度更高,低频下限更低,测量范围更宽。

仿真计算和实验结果表明,采用2个DPMZM偏置在不同相移量,同时对未知微波信号频率进行测量,测量范围较大、测量精度较高,特别是避免了测量装置的调整和重新校准,测量时间小于 $70\ \mu\text{s}$ ,测量实时性好,可较好解决分段光辅助法测量微波频率实时性不足的缺陷。该方案在近实时宽带高分辨率测频、雷达报警接收机的设计等方面有较好的应用前景。

## 参 考 文 献

- 1 D C Schleher. Electronic Warfare in the Information Age[M]. Norwood: Artech House, 1999: 1-10.
- 2 S Hu, X Y Han, P S Wu, *et al.*. A photonic technique for microwave frequency measurement employing tunable dispersive medium[C]. 2011 Asia-Pacific, MWP/APMP, 2011: 165-168.
- 3 W Li, N H Zhu, L X Wang. Reconfigurable instantaneous frequency measurement system based on dual-parallel Mach-Zehnder modulator [J]. IEEE Photon J, 2012, 4(2): 427-436.
- 4 J Q Li, S N Fu, K Xu, *et al.*. Photonic-assisted microwave frequency measurement with higher resolution and tunable range[J]. Opt Lett, 2009, 34(6): 743-745.

- 5 X H Zou, J P Yao. An optical approach to microwave frequency measurement with adjustable measurement range and resolution[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2008, 20(23): 1989–1991.
- 6 J Dai, K Xu, X Q Sun, *et al.*. A simple photonic-assisted microwave frequency measurement system based on MZI with tunable measurement range and high resolution[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2010, 22(15): 1162–1164.
- 7 S N Fu, J Q Zhou, P P Shum, *et al.*. Instantaneous microwave frequency measurement using programmable differential group delay (DGD) modules[J]. IEEE Photon J, 2010, 2(6): 967–973.
- 8 J Li, T G Ning, L Pei, *et al.*. Performance analysis on an instantaneous microwave frequency measurement with tunable range and resolution based on a single laser source[J]. Opt & Laser Technol, 2014, 63(11): 54–61.
- 9 D P Wang, K Xu, J Dai, *et al.*. Photonic-assisted approach for instantaneous microwave frequency measurement with tunable range by using Mach-Zehnder interferometers[J]. Chin Opt Lett, 2012, 11(2): 020604.
- 10 H Emami, N Sarkhosh, M Ashourian. Reduced cost amplitude independent photonic RF frequency measurement system[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2013, 23(11): 617–619.
- 11 H L Zhang, S L Pan. Instantaneous frequency measurement with adjustable measurement range and resolution based on polarisation modulator[J]. Electron Lett, 2013, 49(4): 277–279.
- 12 K Xu, L Yan, F F Yin, *et al.*. Photonic calibration of sweeping oscillator and its application to RF measurement[J]. J Lightwave Technol, 2014, 32(1): 55–62.
- 13 H Emami, M Ashourian. 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.
- 14 Zhang Hualin. Instantaneous microwave frequency measurement with wide range and high resolution based on dual polarization modulation [J]. Chinese J Lasers, 2014, 41(11): 1108004.  
张华林. 双偏振调制大范围高分辨率瞬时微波频率测量[J]. 中国激光, 2014, 41(11): 1108004.
- 15 Wang Huan, Wu Xiangnong, Zhang Jing, *et al.*. Simulation of phase modulated instantaneous frequency measurement on optisystem[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2013, 50(1): 011202.  
王 欢, 武向农, 张 静, 等. 相位调制的瞬时微波频率测量的Optisystem仿真研究[J]. 激光与光电子学进展, 2013, 50(1): 011202.
- 16 S Y Li, X P Zheng, H Y Zhang, *et al.*. Compensation of dispersion-induced power fading for highly linear radio-over-fiber link using carrier phase-shifted double sideband modulation[J]. Opt Lett, 2011, 36(4): 546–548.

栏目编辑: 何卓铭