

# 光电振荡环路的微波光子变频与移相技术研究

李诚鑫<sup>1</sup>, 张宝富<sup>1\*</sup>, 卢麟<sup>1</sup>, 滕义超<sup>2</sup>, 李建华<sup>1</sup>

<sup>1</sup>陆军工程大学通信工程学院, 江苏 南京 210007;

<sup>2</sup>陆军工程大学野战工程学院, 江苏 南京 210007

**摘要** 微波光子变频与移相技术是微波光子雷达的两个关键技术, 若在实现微波光子变频的同时完成移相, 可以大幅降低微波光子雷达系统的复杂度和体积。本研究基于光电振荡环路提出一种可同时完成微波光子变频与移相的方法, 利用光电振荡环路对基频微波信号进行上变频, 通过改变光电振荡器的输出频率, 实现 1.6~21.16 GHz 可调谐上变频; 调节可调谐激光器的输出波长, 利用色散补偿光纤的延迟效应等效改变上变频信号的相位, 调谐范围可达 50.4°。该方案将微波光子变频与移相技术结合, 在拓展光电振荡器应用范围的同时, 对微波光子雷达的实用化也有一定借鉴意义。

**关键词** 激光光学; 微波光子变频; 微波光子移相技术; 频率可调谐; 色散补偿光纤

中图分类号 TN929.1

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201946.0101001

## Microwave Photonic Frequency Conversion and Phase-Shifting Technology of Photoelectronic Oscillator Loop

Li Chengxin<sup>1</sup>, Zhang Baofu<sup>1\*</sup>, Lu Lin<sup>1</sup>, Teng Yichao<sup>2</sup>, Li Jianhua<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Institute of Communication Engineering, Army Engineering University of PLA, Nanjing, Jiangsu 210007, China;

<sup>2</sup>Institute of Field Engineering, Army Engineering University of PLA, Nanjing, Jiangsu 210007, China

**Abstract** Microwave photonic frequency conversion and phase-shifting technology are both key technologies of microwave photonic radar. The complexity and volume of the microwave photon radar system can be greatly reduced if the phase shift is completed while the microwave photon frequency conversion is realized. A microwave photonic frequency conversion and phase-shifting method is proposed based on the optoelectronic oscillator loop. The fundamental frequency microwave signal is up-converted by using the photoelectric oscillation loop. The 1.6-21.16 GHz tunable up-conversion signal is regenerated by adjusting the frequency of the optoelectronic oscillator. The tuning range can reach 50.4° by adjusting the output wavelength of the tunable laser and using the delay effect of dispersion compensating fiber to change the phase of up-conversion signal. The two technologies of microwave photon frequency conversion and phase shifting are combined, which not only extend application scope of optoelectronic oscillator, but also give some references to the application of microwave photon radar.

**Key words** laser optics; microwave photonics frequency conversion; microwave photonic phase-shifting technology; frequency tunable; dispersion compensated fiber

**OCIS codes** 140.3600; 250.3140; 350.4010; 350.5030

## 1 引 言

随着科技的发展, 未来的战场环境日趋复杂, 雷达作为目标探测与识别的主要手段, 要求其具备诸多性能: 既能实时监测近距离目标, 又能及时发现远距离目标; 既能轻松捕获快、大目标, 又能有效探测

慢、小目标; 既能对单一目标控制导航, 又能进行多目标跟踪追击<sup>[1-2]</sup>。然而, 传统雷达只能完成特定功能的单一任务, 且参数固定, 在电子对抗中易被发现和压制, 生存能力差; 面对多任务的实际要求, 需装备多种不同结构的雷达, 这给研发、生产和应用带来极大不便, 多部雷达同时配置还会产生严重的电磁

收稿日期: 2018-07-10; 修回日期: 2018-09-05; 录用日期: 2018-09-25

基金项目: 国家自然科学基金 (61371121, 61673393)

\* E-mail: zhangbaofu@163.com

干扰等问题, 载荷能力受限<sup>[3]</sup>。

而在很大程度上, 微波光子雷达可以解决以上问题。相比于传统雷达, 微波光子雷达可以同时实现多种功能或实时切换不同功能, 使其适应不同任务需求; 利用光纤作为传输媒介, 在降低雷达系统重量的同时, 可有效解决传统雷达存在的电磁兼容问题<sup>[4-5]</sup>; 此外, 微波光子雷达不受频率限制, 可以实现高频、超宽带任意波形产生, 不易被检测或发现, 这提升了雷达在电子对抗中的生存能力<sup>[6-7]</sup>。

变频是雷达系统中的关键技术, 传统变频方法主要是使用乘法器结合本地端信号源实现变频, 该方法受限于“电子瓶颈”效应, 很难实现信号的宽带变频, 此外输出信号受本地端信号源性能的影响较大。为解决上述问题, 许多研究团队已经提出多种微波光子变频方案<sup>[8-9]</sup>, 其中, 基于光电振荡器(OEO)实现微波光子变频的方案广受关注。光电振荡器利用电光调制器、光纤、光电检测器(PD)和电放大器(AMP)构成环路, 可以同时光域和电域产生低相位噪声的高质量微波信号, 非常适合用作本振微波信号源。将基频微波信号注入到光电振荡环路中, 通过电光调制器将其调制到光载波上, 与本振信号混频后经 PD 拍频可得到变频信号。

目前提出的基于光电振荡器微波光子变频方案需要对马赫-曾德尔调制器(MZM)<sup>[10-11]</sup>、偏振调制器<sup>[12]</sup>或相位调制器<sup>[13]</sup>等的参数进行控制, 同时利用相移光纤光栅<sup>[14-15]</sup>或光可调谐带通滤波器<sup>[16-17]</sup>调整光电振荡器输出频率。上述方法对光电振荡环

路的系统稳定性要求较高, 这大大增加了微波光子变频的系统复杂度, 且目前变频方案无法同时改变输出信号的相位, 这极大限制了系统的应用范围<sup>[18-21]</sup>。

针对上述问题, 本文提出一种基于光电振荡环路的微波光子变频与移相方法, 利用光电振荡环路对基频微波信号进行上变频, 调节电可调谐带通滤波器(TBPF)的中心频率改变光电振荡的输出频率, 实现可调谐上变频; 在此基础上, 改变可调谐激光器(tunable laser)的输出波长, 利用色散补偿光纤(DCF)改变光信号的相位, 经光电转换后等效实现上变频信号的相位控制。该方案将微波光子变频与移相技术相结合, 可大幅提升微波光子雷达的性能。

## 2 原 理

基于光电振荡环路的微波光子变频与移相方案如图 1 所示, 光电振荡器主要由单模光电振荡环腔和电增益环腔构成。单模光电振荡环腔由可调谐激光器、偏振控制器(PC)、MZM、掺铒光放大器(EDFA)、DCF、PD、微波功分器(splitter)、低噪声放大器(LNA)和可调微波衰减器(TMA)等组成。电增益环腔主要包括 TBPF、电延迟线(EDL)和电放大器等。借助光谱仪(OSA)、频谱仪(ESA)和数字示波器(DSO)分别分析光信号的频谱分布、微波信号的频谱分布和波形。将电增益环腔产生的自激振荡信号注入到光电振荡环腔中, 输出本振信号的频率为距离自激振荡信号最近的光电振荡模式, 其

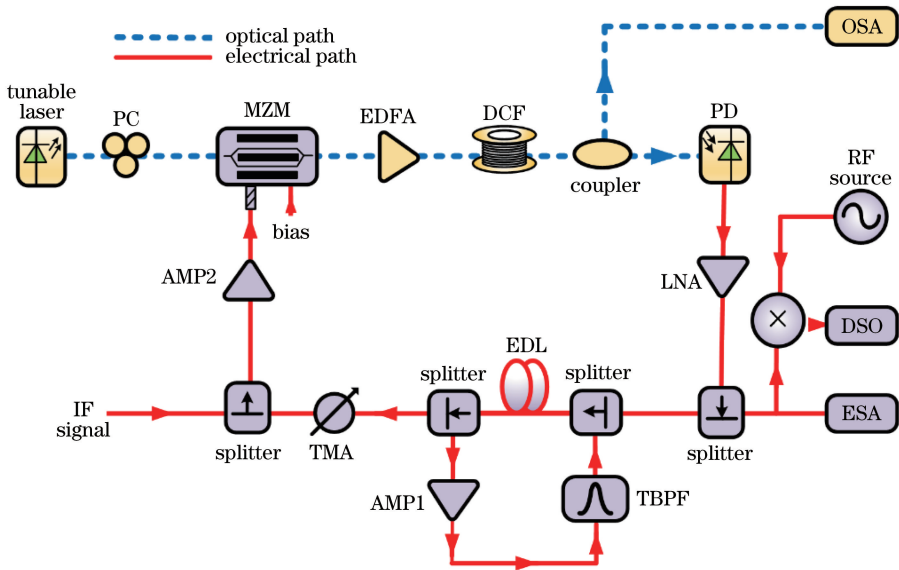


图 1 具有电增益环腔的光电振荡器示意图

Fig. 1 Schematic of the OEO with an electric gain ring cavity

他光电振荡模式被有效抑制,用于保证光电振荡环路的单模传输。

设可调谐激光器发出的光信号波长为  $\lambda_0$ ,角速度为  $\omega_0$ ,输出的光信号可表示为

$$E_{\text{laser}} = E_0 \cos(\omega_0 t)。 \quad (1)$$

将光信号作为载波入射到 MZM 中,通过 MZM 将输入的基频微波信号和本振信号调制到载波上,输出光信号表达式为<sup>[22]</sup>

$$E_{\text{out}}(t) \propto E_0 \cos(\Phi/2) \left\{ \cos(\omega_0 t + \Phi/2) J_0(\beta) + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(\beta) \{ \cos[\omega_0 t + 2n(\omega_m t + \phi) + \Phi/2] + \cos[\omega_0 t - 2n(\omega_m t + \phi) + \Phi/2] \} \right\} + E_0 \sin(\Phi/2) \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1}(\beta) \{ \cos[\omega_0 t + (2n-1)(\omega_m t + \phi) + \Phi/2] + \cos[\omega_0 t - (2n-1)(\omega_m t + \phi) + \Phi/2] \} \right\}, \quad (2)$$

式中:  $\omega_m$  和  $\phi$  分别为微波信号的角速度和初始相位;  $\Phi$  为由偏置电压引起的 MZM 两臂之间光信号附加相位差;  $\beta = \pi V/2V_\pi$  为调制系数,其中  $V$  为微波信号的幅度,  $V_\pi$  为 MZM 的半波电压。

当  $\Phi = \pi/2$ ,即 MZM 在线性工作区工作,控制调制系数较小时,二阶及二阶以上的边带可忽略。经 DCF 传输后,由于光信号在不同波长处产生的色散延迟大小不同,光信号各边带的相位变化也不同。设载波、-1 阶边带、+1 阶边带的相位变化分别为  $\theta_0, \theta_{-1}, \theta_{+1}$ ,则从 DCF 输出的光信号可表示为

根据载波与 +1 阶边带之间的关系式

$$c \left( \frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda + \Delta\lambda_{0-1}} \right) = \frac{\omega_m}{2\pi}, \text{ 可将 } \Delta\lambda_{0-1} \text{ 表示为}$$

$$\Delta\lambda_{0-1} = \frac{\omega_m \lambda^2}{2\pi c}。 \quad (7)$$

式中  $c$  为光速。由(5)式可知,输出信号的相位变化与光载波波长相关,则当改变可调谐激光器的输出波长为  $\lambda_1$  时,经光电转换后上变频信号的相位变化可表示为

$$\Delta\theta = \frac{\omega_m^2 L}{2\pi c} \{ \lambda_1^2 [k\lambda_1 + D(\lambda_1)] - \lambda_0^2 [k\lambda_0 + D(\lambda_0)] \}。 \quad (8)$$

$$E_{\text{out}}(t) \propto E_0 J_0(\beta) \cos(\omega_0 t + \pi/4 + \theta_0) - E_0 J_1(\beta) \{ \cos[\omega_0 t + (\omega_m t + \phi) + \pi/4 + \theta_{+1}] + \cos[\omega_0 t - (\omega_m t + \phi) + \pi/4 + \theta_{-1}] \}。 \quad (3)$$

利用 PD 进行光电转换,可实现基频微波信号的上变频;调节 TBPF 的控制电压来改变其中心频率,可实现可调谐上变频。

将上变频信号输入到混频器下变频后,可在 DSO 观察基频微波信号的时延变化。利用时延与相移之间的关系式  $\Delta\tau = \frac{\Delta\theta}{2\pi f_s}$ ,可将时延变化  $\Delta\tau$  表示为

拍频后光信号的相位变化同时转换到微波信号上,PD 的响应度为  $R$ ,则光信号  $E_{\text{out}}(t)$  拍频后输出的微波信号可表示为

$$\Delta\tau = \frac{1}{2\pi f_s} \cdot \frac{\omega_m^2 L}{2\pi c} \{ k(\lambda_1^3 - \lambda_0^3) + [D(\lambda_1)\lambda_1^2 - D(\lambda_0)\lambda_0^2] \}, \quad (9)$$

$$i_{\text{PD}}(t) \propto RE_0^2 \{ J_0(\beta) J_1(\beta) \cos(\omega_m t + \phi + \theta_{+1} - \theta_0) + J_0(\beta) J_1(\beta) \cos(\omega_m t + \phi - \theta_{-1} + \theta_0) + J_1^2(\beta) \cos[2(\omega_m t + \phi) + \theta_{-1} - \theta_{+1}] \}。 \quad (4)$$

载波与 +1 阶边带由于色散延迟产生的相位差可表示为<sup>[23-24]</sup>

式中  $f_s$  为输入基频微波信号的频率。通过观察基频微波信号的时延变化,可等效得到上变频信号的相位变化。因此,通过调节可调谐激光器的输出波长和 TBPF 的控制电压,可在该光电振荡环路中同时实现基频微波信号可调谐变频和相位控制。

$$\theta_{+1} - \theta_0 = \omega_m \cdot D(\lambda_0 + \Delta\lambda_{0-1}) \cdot L \cdot (\lambda_0 + \Delta\lambda_{0-1}) - \omega_m \cdot D(\lambda_0) \cdot L \cdot \lambda_0, \quad (5)$$

式中:  $D(\lambda)$  为 DCF 的色散系数;  $L$  为 DCF 的长度;  $\Delta\lambda_{0-1}$  为载波与 +1 阶边带之间的距离。

在波长可调节范围内,  $D(\lambda)$  与  $\lambda$  呈正相关,即可表示为

$$D(\lambda) \propto k\lambda \quad (6)$$

式中  $k$  为色散斜率。

### 3 实 验

根据图 1 的实验方案进行实验,光源采用波长变化范围为 1528~1563 nm 和最小间隔为 0.4 nm 的可调谐半导体激光器;DCF 长度为 3 km;电放大器的增益区间为 1~24 GHz;PD 的工作带宽为 33 GHz。采用的 TBPF 为美国 Varian 公司的 312M439 型可调谐带通滤波器,3 dB 滤波带宽为

50 MHz, 频率调谐带宽为 1.5~22 GHz, 其控制电源的精度为 1 mV。实验过程中借助的 OSA 为 Finasar 1500s 光谱仪, ESA 为 Rohde-Schwarz FSW-26 频谱仪, DSO 为 Tektronix MDO3012 示波器。

将可调谐激光器发射的光载波入射到 MZM 中, 调节 MZM 的直流偏置电压, 使其在线性工作区工作。调制后的光信号经 EDFA 放大, 输入到 PD 中经拍频后产生本振信号。经电放大器放大的本振信号经电功分器分成两路, 一路输出到 ESA 中进行分析检测, 另一部分进入电增益环腔后又反馈回光

电振荡环路。调节控制电源改变可调谐滤波器的中心频率, 使光电振荡环路产生的本振信号实现频率可调谐。实验中, 控制电压为 10.00 V 时, TBPF 的中心频率为 16.3 GHz。利用 ESA 对本振信号进行分析, 图 2(a) 为测试范围为 1 MHz 和分辨率为 10 kHz 时本振信号的频谱图。由图 2(a) 可知, 该信号功率为 -8.5 dB, 边模抑制比达到 39 dB。通过调节 TBPF 的中心频率可选择光电振荡环路的频率, 该光电振荡环路的频率调谐特性如图 2(b) 所示, 实验表明该光电振荡环路可以产生 1.60~21.16 GHz 的本振信号。

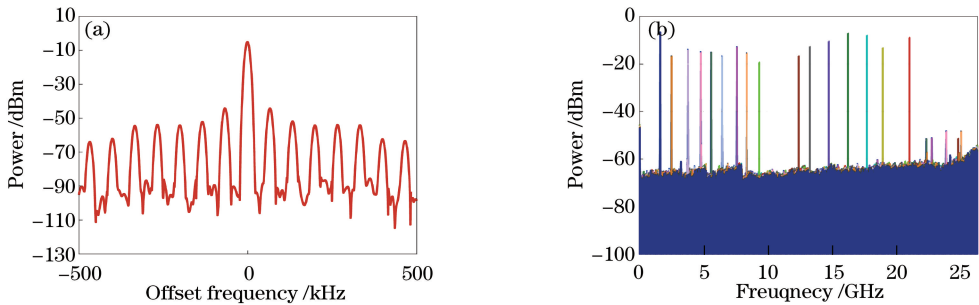


图 2 光电振荡器微波本振信号频谱图。(a)本振信号(16.3 GHz);(b)频率可调谐本振信号(1.60~21.16 GHz)  
Fig. 2 Spectra of OEO microwave local oscillator signal. (a) Local oscillator signal (16.3 GHz); (b) frequency tunable local signal (1.60-21.16 GHz)

在产生本振信号的基础上, 将基频微波信号注入到光电振荡环路中, 经 MZM 调制到光载波上, 经光电转化后实现基频微波信号的上变频, 且频率连续可调。当基频微波信号为占空比为 25%、频率为 25 MHz 的方波信号时, 其波形图和频谱图如图 3(a) 和 3(b) 所示。当调节控制电压为 2.91 V

时, 方波信号上变频到 4.990 GHz 处, 对应的频谱图如图 3(c) 所示。相应的图 3(d) 为控制电压为 5.93 V, 中心频率为 10.013 GHz 时的上变频信号频谱图。对比图 3(a)~(d) 可知, 25 MHz 方波信号分别上变频到 4.990 GHz 和 10.013 GHz 处, 所携带的方波信息基本保持不变。

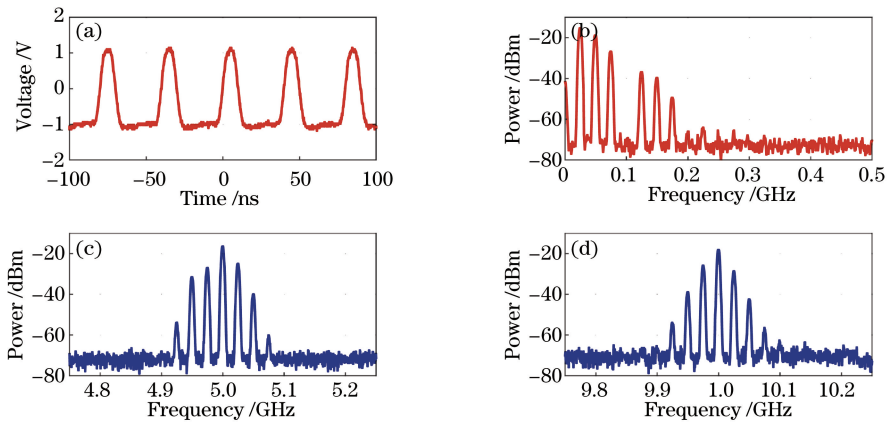


图 3 方波信号变频过程。(a)方波信号波形图;(b)方波信号频谱图;  
(c)方波上变频信号频谱图(4.990 GHz);(d)方波上变频信号频谱图(10.013 GHz)

Fig. 3 Frequency conversion process of square wave signal. (a) Waveform of square wave signal; (b) spectrum of square wave signal; (c) spectrum of the square wave up-converted signal (4.990 GHz); (d) spectrum of the square wave up-converted signal (10.013 GHz)

当输入的基频微波信号为 250 MHz 的伪随机信号时,分别调节控制电压为 2.91 V 和 5.93 V,可得如图 4 (a)和 4(b)所示的中心频率为 4.990 GHz 和 10.013 GHz

的伪随机上变频信号频谱图。对比图 4(a)和 4(b)同样可得,伪随机信号分别上变频到 4.990 GHz 和 10.013 GHz 处,且信号畸变对伪随机信号影响较小。

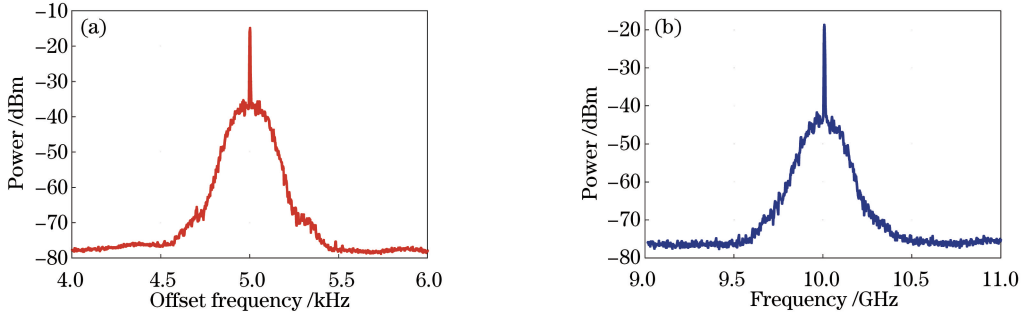


图 4 伪随机信号变频过程示意图。(a)伪随机上变频信号频谱图(4.990 GHz);(b)伪随机上变频信号频谱图(10.013 GHz)  
Fig. 4 Schematic of frequency conversion process of pseudo-random signal. (a) Spectrum of pseudo-random up-converted signal (4.990 GHz); (b) spectrum of pseudo-random up-converted signal (10.013 GHz)

利用 ESA 测量接收端光电振荡器的相位噪声。如图 5 所示,虚线和实线分别表示在中心频率为 11.09 GHz 的光电振荡器中调制和未调制基频微波信号的相位噪声谱。由图 5 可知,在近端频偏处两种情况下的相位噪声谱基本重叠,在 10 kHz 频偏处的相位噪声值为  $-124$  dBc/Hz。在远端频偏处相位噪声稍有恶化,调制上基频微波信号时, 65 kHz 频偏处的相位噪声值恶化了 ( $-5.5$  dBc/Hz)。

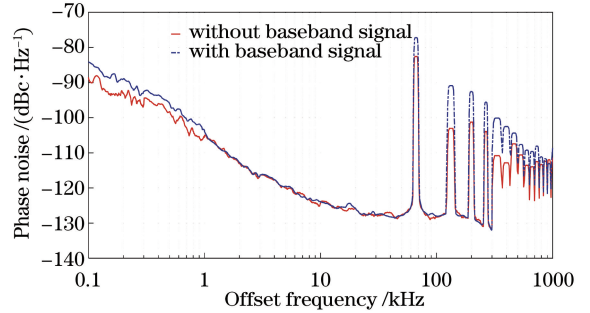


图 5 光电振荡器中振荡信号的相位噪声谱  
Fig. 5 Phase noise spectra of oscillation signal in OEO  
和  $-149$  ps/(nm·km)。当上变频信号频率为 10 GHz,方波信号频率为 25 MHz 时,代入(9)式可得理论相位差  $\Delta\theta$  为  $65.5^\circ$ ,色散延迟为 7.3 ns。

调节可调谐激光器的输出波长,即可等效改变色散延迟大小,实现相位调控。实验中采用的 DCF 色散斜率为  $-0.5$  ps/(nm<sup>2</sup>·km),在波长 1520 nm 和 1570nm 处色散系数分别为  $-124$ ps/(nm·km)

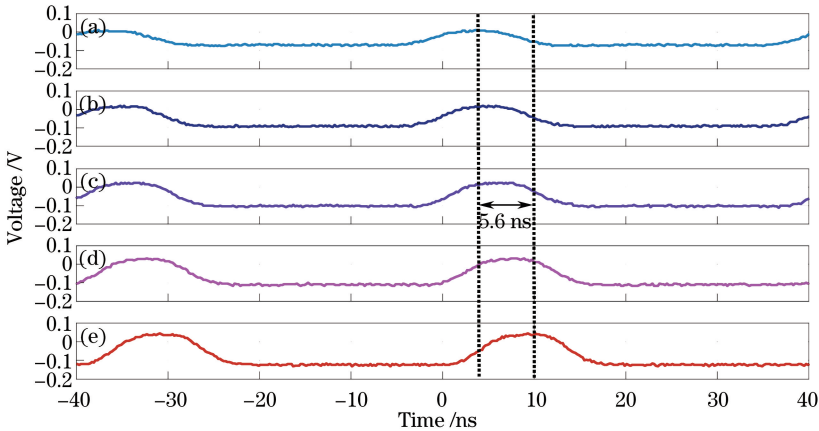


图 6 不同输出波长下输出方波信号波形图。(a) 1528 nm;(b) 1537 nm;(c) 1546 nm;(d) 1555 nm;(e) 1563 nm  
Fig. 6 Measured waveforms of local square wave under different output wavelengths.  
(a) 1528 nm; (b) 1537 nm; (c) 1546 nm; (d) 1555 nm; (e) 1563 nm

实验中将上变频信号经混频器解调后输入到 DSO 中进行检测,图 6(a)~(e)分别为当光载波波

长为 1528,1537,1546,1555,1563 nm 时方波信号的波形图。分析可知,图 6(a)和 6(e)之间的色散时

延差为 5.6 ns, 经计算可得相位差大小为  $50.4^\circ$ , 理论与实际结果之间存在  $15.1^\circ$  的误差, 主要是因为 DCF 的色散系数并不是随波长严格均匀变化, 存在一定的波动范围。

## 4 结 论

微波光子雷达的关键技术涉及微波光学产生、变频与调控。本研究提出一种基于光电振荡环路的微波光子产生、变频与移相方案, 理论分析了光子变频与移相的原理。基于可调谐激光器和由 TBPF、电放大器和功分器构成的电增益环腔结构, 搭建了实验验证系统, 获得 1.6~21.16 GHz 的可调谐上变频信号, 相位可调谐范围可达到  $50.4^\circ$ 。该方案结合微波光子变频与移相技术, 在基于光电振荡环路基础上同时实现微波信号变频和相位调控, 为微波光子雷达的实现提供一个可选的方案。

## 参 考 文 献

- [1] Chen X L, Guan J, Li X Y, *et al.* Effective coherent integration method for marine target with micromotion via phase differentiation and radon-Lv's distribution[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2015, 9(9): 1284-1295.
- [2] Tao R, Zhang N, Wang Y. Analysing and compensating the effects of range and Doppler frequency migrations in linear frequency modulation pulse compression radar [J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2011, 5(1): 12-22.
- [3] Uysal F, Selesnick I, Pillai U, *et al.* Dynamic clutter mitigation using sparse optimization[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2014, 29(7): 37-49.
- [4] Dai J, Dai Y T, Yin F F, *et al.* Compact optoelectronic oscillator based on a Fabry-Perot resonant electro-optic modulator[J]. Chinese Optics Letters, 2016, 14(11): 110701.
- [5] Pan S L, Zhang Y M. Microwave photonic radar and key technologies[J]. Science & Technology Review, 2017, 35(20): 36-52.  
潘时龙, 张亚梅. 微波光子雷达及关键技术[J]. 科技导报, 2017, 35(20): 36-52.
- [6] Zou G J, Zhang B F, Li C X, *et al.* Chaotic photonic compressed sampling based on optoelectronic oscillator[J]. Chinese Journal of Lasers, 2017, 44(11): 1106002.  
邹广健, 张宝富, 李诚鑫, 等. 光电振荡器的混沌光子压缩采样方法[J]. 中国激光, 2017, 44(11): 1106002.
- [7] Chen X L, Guan J, Huang Y, *et al.* Radar low-observable target detection [J]. Science & Technology Review, 2017, 35(11): 30-38.  
陈小龙, 关键, 黄勇, 等. 雷达低可观测目标探测技术[J]. 科技导报, 2017, 35(11): 30-38.
- [8] Du T H, Zhu D, Pan S L. Polarization-maintained coupled optoelectronic oscillator incorporating an unpumped erbium-doped fiber [J]. Chinese Optics Letters, 2018, 16(1): 010604.
- [9] Chi H, Yao J P. Frequency quadrupling and upconversion in a radio over fiber link[J]. Journal of Lightwave Technology, 2008, 26(15): 2706-2711.
- [10] Shin M, Kumar P. Optical microwave frequency up-conversion via a frequency-doubling optoelectronic oscillator[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2007, 19(21): 1726-1728.
- [11] Peng H F, Xu Y C, Peng X F, *et al.* High efficiency 36-50 GHz millimeter-wave down conversion utilizing a wideband tunable optoelectronic oscillator based on stimulated Brillouin scattering [C] // Conference on Lasers and Electro-Optics, May 14-19, 2017, San Jose, California, USA. Washington: OSA, 2017: SM1O.2.
- [12] Zhou P, Tang Z Z, Pan S L, *et al.* Photonic microwave up-conversion using optoelectronic oscillator based on polarisation modulator [J]. Electronics Letters, 2012, 48(5): 271-272.
- [13] Tao J, Wang P, Huang L, *et al.* All-optical signal upconversion using optically-injected DFB laser and embedded optoelectronic oscillator for radio-over-fiber applications [C] // Optical Fiber Communication Conference 2017, March 19-23, 2017, Los Angeles, California united States. Washington: OSA, 2017: Tu2F.2.
- [14] Wang L X, Zhu N H, Li W, *et al.* A frequency-doubling optoelectronic oscillator based on a dual-parallel Mach-Zehnder modulator and a chirped fiber Bragg grating [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2011, 23(22): 1688-1690.
- [15] Gu Y Y, Hu J J, Kang Z J, *et al.* Optical up-conversion of single sideband signal using frequency quadrupling technique for radio over fiber system[C] // 2014 13th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON), November 9-10, 2014, Suzhou, China. New York: IEEE, 2014: 14822952.
- [16] Liu S F, Zhu D, Pan S L. Wideband signal upconversion and phase shifting based on a frequency tunable optoelectronic oscillator [J]. Optical Engineering, 2014, 53(3): 036101.
- [17] Yu H C, Chen M H, Gao H B, *et al.* Simple

- photonic-assisted radio frequency down-converter based on optoelectronic oscillator [J]. *Photonics Research*, 2014, 2(4): B1-B4.
- [18] Yang B, Jin X F, Chen Y, *et al.* Photonic microwave up-conversion of vector signals based on an optoelectronic oscillator [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2013, 25(18): 1758-1761.
- [19] Zou X H, Li M, Pan W, *et al.* Optical length change measurement via RF frequency shift analysis of incoherent light source based optoelectronic oscillator [J]. *Optics Express*, 2014, 22(9): 11129-11139.
- [20] Zhu D, Liu S F, Pan S L. Multichannel up-conversion based on polarization-modulated optoelectronic oscillator [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2014, 26(6): 544-547.
- [21] Li T, Chan E H W, Wang X, *et al.* All-optical photonic microwave phase shifter requiring only a single DC voltage control [J]. *IEEE Photonics Journal*, 2016, 8(4): 5501008.
- [22] Li W Z, Yao J P. Investigation of photonically assisted microwave frequency multiplication based on external modulation [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2010, 58(11): 3259-3268.
- [23] Shen Y, Yu Y, Wang R, *et al.* Optically controlled true time delay technique based on super chirp fiber grating [J]. *Journal of Military Communications Technology*, 2009, 30(2): 100-104.  
沈颖, 于晔, 王荣, 等. 光纤光栅技术与应用专题讲座(四)第8讲 基于超结构啁啾光纤光栅的光控实延时技术[J]. *军事通信技术*, 2009, 30(2): 100-104.
- [24] Li D W, Jia C Y, Ye L H, *et al.* True-time-delay technologies of optical controlled phased array antenna [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2006, 43(3): 37-42.  
李冬文, 贾春燕, 叶莉华, 等. 光控相控阵雷达中的真延时技术[J]. *激光与光电子学进展*, 2006, 43(3): 37-42.