光电技术及应用

DOI：10.16818/j.issn1001－5868.20251117002

基于微波光子学的多普勒频移与到达角高精度测量

刘瀚博，杨张义，杨雨宸，董　玮*

（吉林大学 电子科学与工程学院 集成光电子全国重点实验室，长春 130012）

摘　要： 为实现对微波信号多普勒频移（DFS）与到达角（AOA）的同步测量，提出一种基于光外差探测的微波光子学方法。该方法通过一个双支路光子链路，将携带目标速度信息的DFS和携带目标方位信息的AOA，分别映射至拍频信号的频率和幅度上，此信号由一个低速光电探测器生成。为提升AOA的测量精度，系统采用一个深度神经网络模型，通过对实验数据的学习来补偿链路中的非理想因素，从而建立拍频信号幅度与AOA之间精确的非线性映射关系。实验结果表明，在100 kHz的测量范围内，DFS的测量误差低于0.5 Hz。此外，在发射频率为10 GHz，天线间距为1.5 cm条件下，系统在0°～90°的宽角度AOA测量范围内，实现了低于1°的测量误差。

关键词： 多普勒频移；到达角；光子信号处理；深度神经网络

中图分类号： TN958　**文章编号：** 1001－5868(2026)01－0180－06

Photonics-Based Simultaneous Doppler Frequency Shift and Angle of Arrival Measurements

LIU Hanbo, YANG Zhangyi, YANG Yuchen, DONG Wei

(State Key Laboratory of Integrated Optoelectronics, College of Electronics Science and Engineering, Jilin University, Changchun 130012, CHN)

Abstract: A microwave photonics method, based on optical heterodyne detection, is proposed for the simultaneous measurement of the Doppler frequency shift (DFS) and angle of arrival (AOA) of microwave signals. This method utilizes a dual-branch photonic link to map the DFS (carrying target velocity information) and AOA (carrying target directional information) onto the frequency and amplitude of a beat signal generated by a low-speed photodetector, respectively. To enhance the AOA measurement accuracy, the system employs a deep-neural-network model. Learning from experimental data, the model compensates for non-ideal factors in the link, thereby establishing precise nonlinear mapping between the amplitude and AOA of a beat signal. The experimental results demonstrate that the DFS measurement error is below 0.5 Hz within a 100 kHz measurement range. Furthermore, under the conditions of a 10 GHz transmitted signal frequency and 1.5 cm receiving antenna spacing, the system achieves a measurement error of less than 1° within a wide AOA measurement range of 0°～90°.

Key words: Doppler frequency shift; angle of arrival; photonic signal processing; deep neural network

收稿日期：2025－11－17.

基金项目：吉林省科技发展计划项目（20230201037GX）.

*通信作者：董　玮

0　引言

多普勒频移(Doppler Frequency Shift，DFS)和到达角(Angle of Arrival，AOA)作为探测信号的两个关键物理维度，分别蕴含了目标的径向速度和空间方位信息，是雷达、无线通信、导航与定位等现代信息系统中不可或缺的观测量[1-3]。DFS 通常采用电学方法进行测量，但随着电磁环境复杂性的增加，这些方法在带宽、损耗和抗电磁干扰方面正面临电子瓶颈[4-5]。微波光子技术的出现为突破上述瓶颈提供了有效途径，该技术将微波信号的处理转移到光域进行，天然地继承了光学系统的一系列核心优势，包括但不限于：大带宽、低传输损耗、强大的抗电磁干扰能力以及小型化、轻量化的潜力。这些优势使得微波光子系统在处理高频、宽带信号时，无需为每个频段设计复杂的专用电路，从而在效率、灵活性上均超越了传统方案[6-7]。

近年来，研究人员提出了多种基于微波光子学的 DFS 或 AOA 测量系统。例如，有研究利用声光调制器对微波信号进行调制，通过观测光电探测器(PhotoDetector，PD)的拍频信号来获得 DFS[8-9]。在 AOA 测量方面，则可以将天线接收信号间的相位差直接映射为光功率的变化，从而获得 AOA[10]。尽管这些工作取得了显著进展，但大多聚焦于单一参数的测量，无法实现 DFS 和 AOA 的同时测量，而这种同步测量能力对于精确计算目标位置和相对速度至关重要。为解决这一局限，能够同时测量上述两个参数的方案被相继提出。其中，一种为汽车雷达设计的光子学架构实现了在有限范围内低于 2.5 Hz 的 DFS 误差和 ±2.3°以内的 AOA 误差[11]，但因其系统结构复杂、成本高昂，其实际应用受到了限制。近几年，该领域的研究持续深入，涌现出一些旨在提升系统性能和功能性的新方案。例如，Tang 等提出一种无需滤波器的测量方案，同样实现了 DFS 和 AOA 的同时测量[12]。该研究表明，在 16°～82°的范围内，DFS 误差在 ±0.5 Hz 以内，AOA 误差在 ±1°以内，但该方案对偏振态的精确控制要求极为苛刻，在实际环境中难以保持稳定，为系统的稳定性带来了巨大挑战。此外，Gao 等提出一种基于声光调制器(Acousto-optic Modulator，AOM)的宽带抗干扰测量系统，通过分离处理光学边带，实现了高达 6～36 GHz 工作范围和优于 ±0.15 Hz 的 DFS 测量精度[13]。然而，该方案需引入 AOM 等分立器件，这仍然在一定程度上增加了系统的复杂性与成本。为了解决 AOA 的测量模糊问题，Jiao 等则提出一种构建两条功率映射曲线的方法，但其 DFS 和 AOA 的测量误差分别达到了 ±8 Hz 和 ±2.5°[14]。这些研究结果表明，在传统架构下，同时实现高精度、宽范围、结构简单和方法便捷等目标仍面临挑战。

鉴于此，本文提出一种基于微波光子学的全新方案。该方案系统架构简单，能够实现无方向模糊的 DFS 测量和高精度的 AOA 测量。在所提方案中，两个调制器分别由回波信号和组合信号驱动；输出信号通过一个耦合器进行合路，并由一个低速 PD 进行探测。然后，使用电学频谱分析仪(Electrical Spectrum Analyzer，ESA)观察拍频信号，从中可以根据峰值的频率和幅度提取 DFS 和 AOA 信息。最后，利用多组实验数据训练了一个深度神经网络(Deep Neural Network，DNN)模型，以优化相位差测量，从而有效降低 AOA 的测量误差。

1　实验原理

实验系统如图 1 所示，由一个激光二极管(Laser Diode，LD)、一个马赫-曾德尔调制器(Mach-Zehnder Modulator，MZM)、一个双驱动马赫-曾德尔调制器(Dual-Drive Mach-Zehnder Modulator，DDMZM)和一个低速 PD 组成。

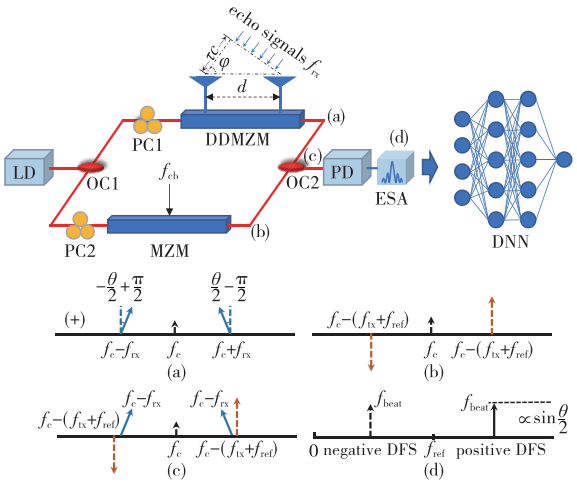


图 1　方案的结构示意图及特定位置的频谱示意图

1.1　信号光学调制与处理

LD 产生一束频率为 f_c 的连续光波作为光载波，并通过光耦合器 OC1 分为两路分别进入系统的上、下两个支路，表达式为 $E_{in}(t)=E_c\exp\left(j2\pi f_c t\right)$，其中 E_c 和 f_c 分别代表载波的幅度和频率。

在上支路中，光载波通过偏振控制器PC1进入DDMZM。DDMZM的两个射频（RF）端口分别与两个空间上平行的天线相连，用于接收来自目标的雷达回波信号f_{rx}。由于两个天线在空间位置上的差异，它们接收到的同一回波信号之间会存在一个由波程差引起的相位差。这两个回波信号的表达式可写为：

$$V_{RF1}(t)=A_1\cos(2\pi f_{rx}t) \tag{1}$$

$$V_{RF2}(t)=A_2\cos(2\pi f_{rx}t+\theta) \tag{2}$$

式中，A_1和A_2代表幅度，θ代表由两个天线与被测物体之间的位置差异引起的相位差。通过适当设置DDMZM的偏置电压，使其工作在最小传输点，可以对两个RF信号实现抑制载波双边带（DSB-SC）调制。在此偏置下，DDMZM的输出光场主要包含由两个RF信号调制产生的±1阶边带，而载波被抑制。根据DDMZM在最小传输点的调制原理，可以推导出其输出的上下两个光学边带的相位分别为$\frac{\theta}{2}-\frac{\pi}{2}$和$-\frac{\theta}{2}+\frac{\pi}{2}$。这表明，输入信号的相位差$\theta$被线性映射到输出光边带的相位中，从而将AOA信息加载到光域，为后续的相干探测奠定了物理基础。DDMZM的输出光谱如图1（a）所示。

在下支路中，光载波通过PC2注入MZM。MZM由组合信号f_{cb}进行调制，该信号是雷达发射信号频率f_{tx}与一个固定的参考频率f_{ref}的线性叠加。同样，将此MZM也偏置在最小传输点，以实现载波抑制双边带调制。这样，输出的光谱主要包含位于$f_c\pm(f_{tx}+f_{ref})$的两个边带，如图1（b）所示。由于采用的是小信号调制，二阶以上的边带可被忽略，且在此调制状态下，上下边带的相对相位为π。

1.2 拍频产生与信息解调

两个支路的输出信号由OC2合并，其合并后的光谱如图1（c）所示。随后，该合成光信号被注入到低速PD中获得拍频信号f_{beat}，并由ESA观察以获得测量结果。拍频信号可以表示为：

$$P_{out}\propto E_C^2\sin(\theta/2)\cos\left[2\pi(f_{ref}+f_{tx}-f_{rx})t\right] \tag{3}$$

可以发现，拍频信号是一个正弦信号，频率为$f_{ref}+f_{tx}-f_{rx}$，其幅度仅与两个回波信号的相位差有关。拍频信号频率与参考信号频率之差即为多普勒频移。因此，只需用ESA测量拍频信号的中心频率f_{beat}，减去已知的参考频率f_{ref}，即可获得DFS。图1（d）中的实线和虚线分别表示当DFS为正或负时拍频信号的频谱，代表目标正在接近或远离信源。f_{beat}幅度正比于$\sin(\theta/2)$，被测物体与接收天线之间的相对速度可以表示为：

$$v_{relative}=cf_{DFS}/2f_{tx} \tag{4}$$

式中，c是光速。

由于拍频信号的幅度和两个回波信号的相位差之间存在单调关系，AOA可以通过以下公式计算：

$$\theta=2\pi f_{rx}\tau+2k\pi(k\in N) \tag{5}$$

$$\varphi=\cos^{-1}(c\tau/d) \tag{6}$$

式中，τ，d和φ分别是两个回波信号之间的相对时间延迟、两个平行天线之间的距离和AOA，这些参数也都在图1中进行了说明。由于系统直接测量两个回波信号之间的相位差，相位差测量误差与AOA误差之间的关系可表示为：

$$\Delta\varphi=-\frac{c}{2\pi f_{rx}d}\left[1-\frac{c^2(\theta-2\pi k)^2}{4f_{rx}^2\pi^2d^2}\right]^{-\frac{1}{2}}\Delta\theta \tag{7}$$

从实际应用的角度来看，由公式（4）可知，当发射信号为10 GHz时，100 kHz的DFS意味着相对速度超过1 500 m/s，这比大多数人造飞行器的速度要快，因此所需要的DFS不会超过±1 MHz。考虑到低速PD的带宽以及为了避免直流附近的低频干扰，选择200 MHz作为参考频率。

1.3 基于深度神经网络的AOA精度增强

尽管理论上拍频信号的幅度与相位差θ之间存在明确的函数关系，但在实际物理系统中，器件的非理想响应、环境噪声等因素会导致这种关系出现畸变和非线性，若直接基于理论公式进行反解，将引入显著的测量误差。为克服这一瓶颈，本方案使用深度学习框架Keras创建了一个DNN模型来学习并补偿这些系统性的非理想因素。

该DNN是一种典型的反向传播神经网络，并被训练根据带有回波和组合信号参数标签的输出信号来学习获得优化的相位差，模型结构如图2所示。它根据输入值通过前向传播过程获得预测值，并在训练过程中根据预测损失通过反向传播过程更新网络的权重矩阵。考虑模型的第i层，假设输入向量为$\boldsymbol{X}_i$，权重矩阵为$\boldsymbol{W}_i$，偏置为$\boldsymbol{b}_i$，激活函数表示为σ_i，则该层的输出可以表示为$\boldsymbol{Y}_i=\sigma_i(\boldsymbol{X}_i\cdot\boldsymbol{W}_i+\boldsymbol{b}_i)$。通过这个过程，可以从输入$X$获得预测值$\boldsymbol{Y}_{pred}$，并根据预测值$\boldsymbol{Y}_{pred}$和输入标签$\boldsymbol{Y}_{real}$计算损失。例

如，如果使用均方误差作为损失函数，且预测向量 $\boldsymbol{Y}_{\text{pred}}$ 的长度为 n，则预测误差 $\boldsymbol{E}=\boldsymbol{Y}_{\text{pred}}-\boldsymbol{Y}_{\text{real}}$，损失 $Loss=\frac{1}{n}\sum \boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}\cdot\boldsymbol{E}$。

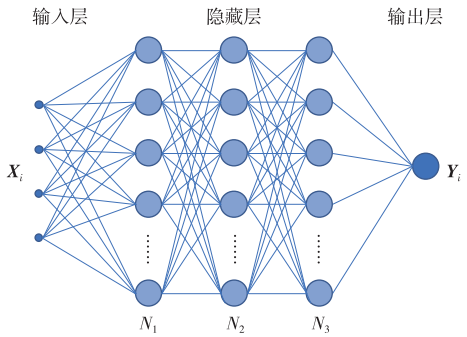


图 2　深度神经网络模型结构示意图

在训练过程中，实验数据被输入到具有随机初始化权重的网络中。在使用上述方法计算预测损失后，为了使模型的预测尽可能接近真实值，系统选用自适应矩估计（Adam）优化器来调整网络权重。Adam 是神经网络中广泛用于回归预测的优化器，它能够在每个反向传播步骤中，根据模型参数计算梯度下降方向和步长，最终实现损失函数的最小化。经过一定轮数的训练过程后，损失曲线逐渐变得平坦，达到一个可接受的低水平后，训练过程完成。最终，这个训练完毕的 DNN 模型，能够对新输入的拍频信号幅度进行快速、精确的解算，并输出一个优化后的相位差。

2　实验结果与讨论

2.1　多普勒频移测量性能分析

根据图 1 搭建实验系统，LD（Santac TLS-550）提供波长为 1 550.0 nm、功率为 10 dBm 的光载波。DDMZM（Fujitsu LU-MZM-DPSK-X）的偏置电压设置为 3.6 V，MZM 的偏置电压设置为 4.6 V，以实现抑制载波的双边带（DSB-SC）调制。OC1 和 OC2 的耦合率均为 50∶50。由微波信号发生器（MSG，Keysight E8257D）产生的功率为 0 dBm 的微波信号作为组合信号注入到 MZM 中。任意波形发生器（AWG，Keysight M8195A）的两个通道连接到 DDMZM 的端口，并发出频率相同但具有一定相位差的信号，以模拟由两个平行天线接收到的回波信号。两个调制器的输出由耦合器 OC2 合并，发送到一个带宽为 500 MHz 的低速 PD 以获得拍频信号，该信号随后由 ESA（Keysight N9010A）进行分析。

对于 DFS 测量部分，发射信号频率设置为 15 GHz，参考信号频率设置为 200.0 MHz，因此组合信号频率为 15.2 GHz。回波信号频率分别设置为 14.999 GHz 和 15.001 GHz，以模拟从 −1 MHz 到 +1 MHz 的 DFS。图 3 中的黑线和红线分别是当 DFS 为 −1 MHz 和 +1 MHz 时 PD 输出信号的频谱，峰值对应的频率由 f_{peak} 表示。DFS 的绝对值为 $\left|f_{\text{peak}}-f_{\text{ref}}\right|$，当 $f_{\text{peak}}>f_{\text{ref}}$ 时，DFS 为正；当 $f_{\text{peak}}<f_{\text{ref}}$ 时，DFS 为负。

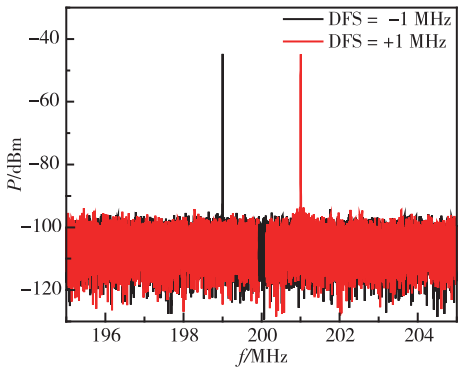


图 3　实验设定条件下，PD 输出信号的频谱

通过以 10 kHz 的步长在 14.9999 GHz 和 15.0001 GHz 的范围内扫描回波信号，可以获得所提出方案在 −100 ～+100 kHz 范围内的 DFS 测量误差，结果如图 4 所示。可以看出，DFS 的误差在 −0.5 ～+0.5 Hz 之间，根据公式（4）可以计算出径向速度测量误差小于 $\pm5\times10^{-3}$ m/s。如果参考信号保持在 200.0 MHz，并改变发射信号频率，即以 2.5 GHz 的步长在 10.2 GHz 和 25.2 GHz 之间扫描组合信号，则可以获得不同载波频段下的性能。结果如图 5 所示，其中红线和蓝线分别表示当 DFS 为 −1 MHz 和 +1 MHz 时，测量误差随发射信号频率的变化。可以看出，误差仍小于 0.5 Hz，这表明该方案在不同工作频段均具有良好性能。

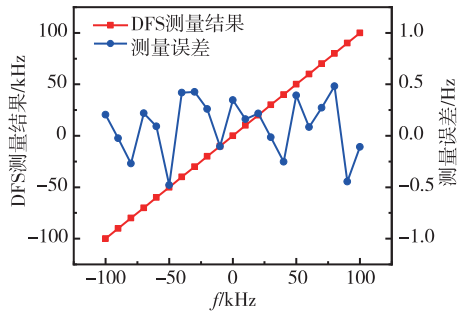


图 4　当发射信号为 15.0 GHz 时的 DFS 测量结果和误差

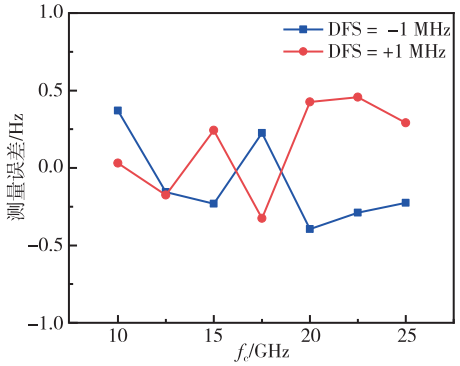


图5 发射信号在10～25 GHz范围内时的DFS测量误差

2.2 到达角测量及DNN优化效果

对于AOA测量部分，由不同AOA引起的接收时间差可以通过改变DDMZM两个输入信号之间的相位差来模拟。因此，组合信号和回波信号分别设置为15.2 GHz和14.999 GHz。通过改变AWG一个通道的初始相位并保持另一通道不变，可以将相位差从0°扫描到180°。两个回波信号的相位差与拍频信号峰值之间的关系如图6所示。图中的红线是线性插值后的结果，可以看出，其变化趋势是单调的，并且与公式(5)给出的理论分析一致。因此，通过预先测试和校准，可以获得回波信号之间的相位差，然后根据公式(5)和公式(6)计算AOA。相位差的误差如图7中的蓝线所示，在0°～90°的测量范围内，测量误差低于2°，但超出该范围后误差会迅速上升。

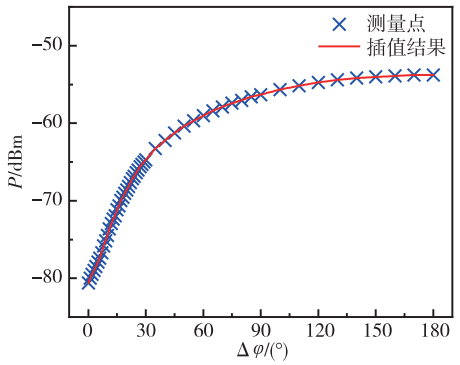


图6 测量的相位差与峰值功率以及插值结果的对比

最后，通过改变发射信号、参考信号、回波信号的频率以及回波信号之间的相位差，收集了1 540组带标签的实验数据。在此基础上训练了一个DNN模型，该模型具有三个隐藏层和sigmoid激活函数，每一层的神经元数量分别为256，128和64，模型输出为优化后的相位差。实验中收集的数据被随机分为三部分，其中60%用作训练集，20%用作验证集，20%用作测试集。所有数据在送入模型前都进行了归一化处理。网络使用均方根误差作为损失函数，并使用学习率为0.001的Adam优化器。在训练过程中，应用L2正则化算法以避免过拟合，并且在i7-8700处理器的个人计算机上，完成训练耗时4小时。图7中的红线是优化后的相位差误差，可以看出与直接测量相比，误差显著降低。在0°～180°的相位差测量范围内，最大误差已从11°降低到小于5°。

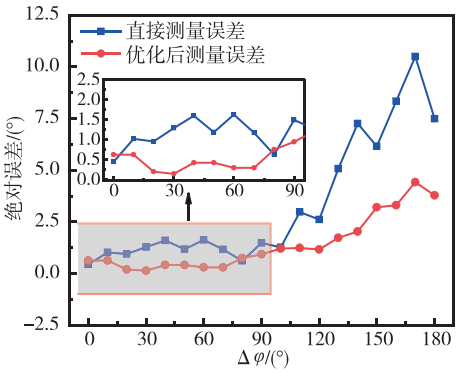


图7 直接测量和优化后的相位差测量误差对比

为直接验证系统在宽角度范围内的最终AOA测量性能，需基于能实现无模糊测量的物理参数进行分析。根据天线阵列理论，对于10 GHz的工作频率，为保证相位差与到达角在0°～90°范围内存在一一对应的无歧义映射关系，天线间距d应设为发射信号的半波长，即1.5 cm。基于此参数，对图7中经过DNN优化后的相位差误差数据进行了后处理，根据公式(7)计算出AOA测量误差。图8展示了最终的实验误差结果，该图绘制了在0°～90°全测量范围内，AOA测量误差随理论AOA的变化情况。从图中可以清晰地看出，所有数据点的测量误差均保持在1°以下，这一实验结果直接证明了本方案在高精度、宽角度AOA测量上的有效性和可靠性。

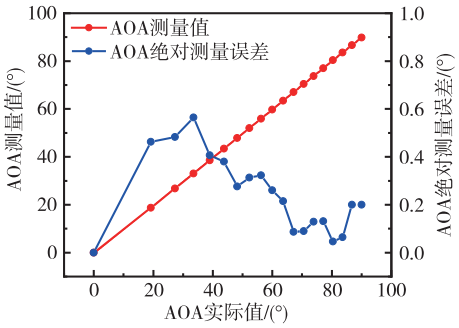


图8 AOA测量值与AOA测量误差

3　结论

本文提出一种用于同时测量DFS和AOA的微波光子系统，并通过实验进行了验证。该系统由一个DDMZM和一个MZM组成，可以从拍频信号的峰值频率和幅度中提取无方向模糊的DFS和AOA信息。训练并利用一个DNN模型来减小回波信号之间的相位差测量误差，从而降低AOA的测量误差。在±100 kHz的测量范围内，DFS测量误差可以保持在±0.5 Hz以内；在0°～90°的范围内，AOA测量误差小于1°。这些结果表明，该系统在高精度、宽角度AOA测量上具有良好的性能，可为相关应用提供有力支持。

参考文献：

[1] Thomas P G. The Doppler Effect[M]. New York: Academic Press, 1965.

[2] Chen V C, Li F, Ho S S, et al. Micro-Doppler effect in radar: phenomenon, model, and simulation study[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42(1): 2-21.

[3] Skolnik M I. Introduction to Radar Systems[M]. New York: McGraw-Hill, 1962.

[4] Huang H, Nuccio S R, Yue Y, et al. Broadband modulation performance of 100-GHz EO polymer MZMs[J]. Journal of Lightwave Technology, 2012, 30(23): 3647-3652.

[5] Yao J. Microwave photonics [J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(3): 314-335.

[6] Serafino G, Scotti F, Lembo L, et al. Toward a new generation of radar systems based on microwave photonic technologies[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(2): 643-650.

[7] Tsui J B. Microwave receivers with electronic warfare applications[M]. Raleigh, NC: Scitech, 2005.

[8] Chen Y, Shi T. Simplified Doppler frequency shift measurement enabled by serrodyne optical frequency translation[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2022, 32(5): 452-455.

[9] Yang Y, Du C, Wang D, et al. Simple Doppler frequency shift measurement scheme based on microwave photonics[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2022, 34(1): 67-70.

[10] Zhuo H, Wen A, Wang Y. Photonic angle-of-arrival measurement without direction ambiguity based on a dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. Optics Communications, 2019, 451: 286-289.

[11] Tang Z, Pan S. Simultaneous measurement of Doppler-frequency-shift and angle-of-arrival of microwave signals for automotive radars[C]//2019 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), 2019: 1-4.

[12] Cao X H, Fan X J, Li G Y, et al. A filterless photonic approach for DFS and AOA measurement using a push-pull DPol-MZM[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2022, 34(1): 19-22.

[13] Gao Y, Wang R, Kang B, 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.

[14] Jiao M, Li L, Jiang Y, et al. Photonic scheme for the simultaneous measurement of Doppler frequency shift and angle of arrival based on optical frequency shift heterodyne and power mapping[J]. Optics Express, 2024, 32(22): 39950-39962.

作者简介：

刘瀚博(2001—)，男，河北省盐山县人，硕士研究生，主要研究方向为微波光子频率测量；

董　玮(1973—)，女，黑龙江省富锦市人，教授，博士生导师，主要研究方向为微波光子学和分布式光纤传感。