

引用本文: 杨仕铭, 李尚远, 谭伊璇, 等. 基于微波光子去斜接收的二维到达角估计方案[J]. 光通信技术, 2023, 47(3): 62–68.

基于微波光子去斜接收的二维到达角估计方案

杨仕铭^{1,2,3}, 李尚远², 谭伊璇^{1,3}, 邓焕坚^{1,2,3}, 谢威^{1,2,3}, 刘 墙^{1,3}, 张振荣^{1,3}, 耿敏明^{1,3*}

(1. 广西大学 计算机与电子信息学院, 南宁 530004;

2. 清华大学 电子工程系, 北京 100084; 3. 广西多媒体通信与网络技术重点实验室, 南宁 530004)

摘要: 为减少目前微波光子领域到达角(AOA)测量易受相位、噪声等影响, 实现二维平面内大范围的 AOA 测量, 提出并实验验证了一种基于微波光子去斜接收的二维 AOA 估计方案。该方案接收端利用 L 型天线阵加入固定延迟时间的方法, 可以估计一维 AOA, 利用该一维 AOA 可求解出二维 AOA(俯仰角和方位角)。实验结果表明: 在天线间隔为 5 m, 输入线性调频连续信号的信噪比为 10 dB 或 -7.8 dB 的情况下, 所提方案的一维 AOA 的估计结果具有大范围的特点, 且在 $-79^\circ \sim 74^\circ$ 内估计误差均小于 2° , 同时, 计算得到的俯仰角和方位角在较大范围内都具有较高的精度。

关键词: 微波光子学; 去斜; 二维到达角; 线性调频信号

中图分类号: TN953+.5 文献标志码: A 文章编号: 1002-5561(2023)03-0062-07

DOI: 10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2023.03.011

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



Two-dimension angle-of-arrival estimation scheme based on microwave photonic de-chirping reception

YANG Shiming^{1,2,3}, LI Shangyuan², TAN Yixuan^{1,3}, DENG Huanjian^{1,2,3},

XIE Wei^{1,2,3}, LIU Qiang^{1,3}, ZHANG Zhenrong^{1,3}, GENG Minming^{1,3*}

(1. School of Computer, Electronics and Information, Guangxi University, Nanning 530004, China;

2. Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China;

3. Guangxi Key Laboratory of Multimedia Communications and Network Technology, Nanning 530004, China)

Abstract: In order to overcome the influence of phase and noise on the current angle of arrival (AOA) measurement in the microwave photon field, and to achieve a wide range of AOA measurement in a two-dimensional plane, a two-dimension AOA estimation scheme based on microwave photonic de-chirping reception is proposed and experimentally demonstrated in this paper. At the receiver of this scheme, an L-shaped antenna with a fixed delay time method is used to estimate the one-dimensional AOA. The elevation angle and azimuth angle of two-dimension AOA can be obtained by using the one-dimensional AOA. The experimental results show that when the antenna spacing is 5 m and the signal-to-noise ratio of the input linear frequency modulation continuous signal is 10 dB or -7.8 dB, the estimation results of one-dimensional AOA of the proposed scheme have a wide range of characteristics, and the estimation error is less than 2° in the range of $-79^\circ \sim 74^\circ$, at the same time, the calculated elevation angle and azimuth angle have high accuracy in a large range.

Key words: microwave photonics, de-chirping reception, two-dimension angle of arrival, linear frequency modulated signal

0 引言

微波信号到达角(AOA)的测量在电子对抗和卫

收稿日期: 2022-08-08。

基金项目: 国家自然科学基金项目(61965003、61741504)资助。

作者简介: 杨仕铭(1996—), 男, 广西贵港人, 广西大学计算机与电子信息学院电子与通信工程专业硕士研究生, 主要从事微波光子测角、微波光子链路线性化方面的研究工作。曾参与国家重点研发项目的部分工作。

* 通信作者: 耿敏明(1981—), 男, 博士, 讲师, 主要研究方向为硅基集成光学、光纤通信技术和光子信息处理。



星定位等领域中有着非常重要的作用^[1-2]。传统电域 AOA 估计方案需要将接收的信号进行模/数转换, 再利用算法进行估计^[3-4]。目前的雷达信号中心频率高、带宽大, 很难对其进行模/数转换, 且后续的计算量大、实时性差, 难以满足系统需求。与传统电域技术相比, 微波光子技术以其大带宽、高中心频率、低损耗和抗电磁干扰能力强等特点, 在信号的传输、处理和测量等方面有诸多优势^[5-9]。基于微波光子技术的 AOA 测量方案不需要对高频信号进行模/数转换, 能够有效克服“电子瓶颈”, 实现更好的测量。现在许多基于微波

光子技术的 AOA 测量方案已被提出。一类是下变频方案, 从输出信号的频谱^[10]或者输出信号的幅度相位相关性^[11-12]中提取出相位信息, 进而计算出 AOA; 另一类是 AOA 映射方案, 通过测量输出光功率^[13-15]、电功率^[16-18]或输出直流电压^[19-20]与 AOA 导致的相位差之间的关系, 计算出 AOA。上述 2 类方案需要采用双平行探测结构来辨别 AOA 方向^[15], 但这需要天线间隔小于接收波长的二分之一, 否则会出现相位模糊的问题。此外, 还可以构造微波光子陷波滤波器^[21-23], 利用滤波器的特性将到达天线的时间差转化为输出频谱凹陷位置的变化, 但是这种方案需要使用矢量网络分析仪测量宽带信号, 成本较高, 并且在噪声严重时难以分辨其陷波的位置。

线性调频波(LFMW)作为一种具有脉冲压缩特性的雷达波形, 在雷达探测、电子对抗和遥感测量等领域中都有广泛的应用。线性调频信号具有频率线性变化的特性, 易于产生 and 处理, 通过混频可实现宽带线性调频信号的去斜接收, 即可降低对接收采样率的要求, 减少数据处理量, 提高实时性^[23]。对于线性调频信号的 AOA 测量^[24-25], 基线间隔尺寸不需要小于回波信号波长的二分之一, 在长基线的场景下能够得到很高的测量精度, 在低信噪比情况下也能得到较好的测量结果。文献[24]提出通过增加天线延迟实现目标方位辨别, 但其只能实现一维 AOA 信息的测量, 且抗噪声能力较弱。目前提出的基于微波光子技术的 AOA 测量方案基本都是采用 2 根天线组成线性天线阵的方式, 但只能测量出 1 个到达时间差, 因此只能估算出一维的 AOA, 并不能检测到二维 AOA(方位角和俯仰角^[16])。要得到二维 AOA, 需构建 L 型天线阵, 即通过 2 根线性天线阵估算出的 2 个一维 AOA, 再计算出二维 AOA。基于此, 本文提出一种基于微波光子去斜接收的二维 AOA 估计方案。

1 去斜接收基本原理

根据 LFMW 的频率与时间的线性关系, 可以将 2 个具有一定时间延迟的信号进行拍频, 进而得到 1 个与时间延迟有关的低频分量, 这就是去斜接收的原理。在 AOA 测量中, 假设 2 路天线接收信号分别为 $S(t)$ 和 $S(t+\tau)$, 信号的到达时间差为 τ , 其去斜接收的时-频原理如图 1 所示。

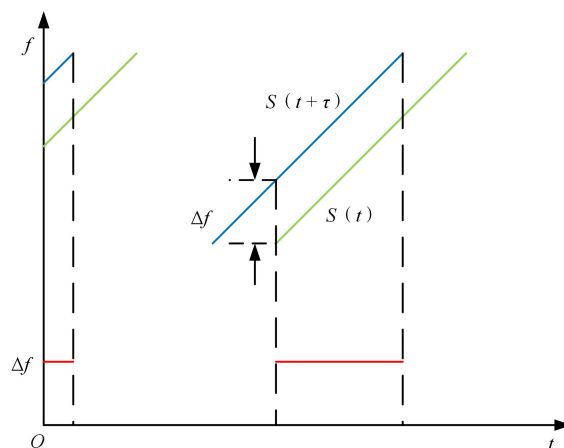


图 1 去斜接收时频原理图

线性调频信号 $S(t)$ 可以表示为

$$S(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp(j2\pi(f_0 t + \frac{kt^2}{2})) \quad (1)$$

其中, t 为时间, T 为信号脉宽, f_0 为初始频率, k 为调频斜率。2 路信号经过拍频后得到的低频频率可以表示为

$$\Delta f = |k\tau| \quad (2)$$

在已知调频斜率 k 的情况下, 测量出 Δf 便可计算出到达时间差 τ 。在一维 AOA 检测的接收端, 常见天线阵型如图 2(a) 所示, 2 根天线的间隔距离为 d , 到达时间差 τ 和到达角 δ 的关系为

$$\tau = \frac{d \sin(\delta)}{c} \quad (3)$$

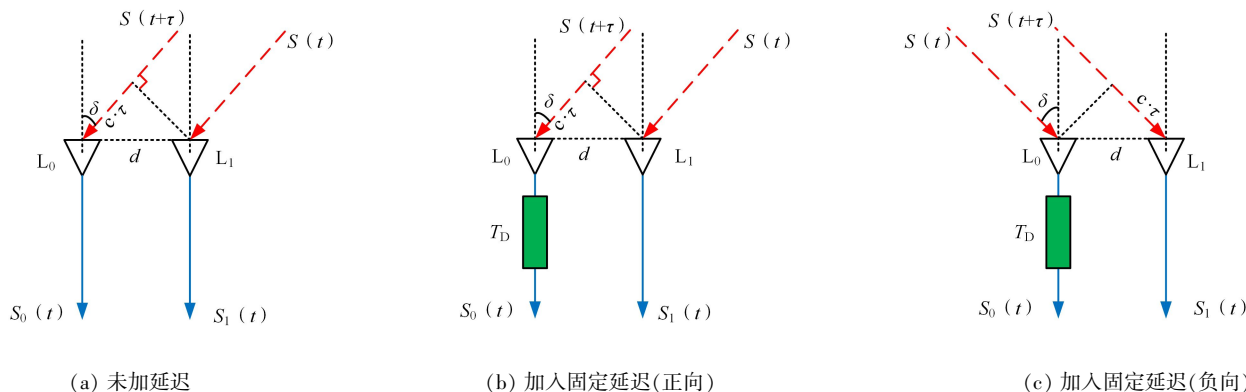


图 2 接收天线示意图

$$\delta = \arcsin\left(\frac{c\tau}{d}\right) \quad (4)$$

其中, c 为光速。

为了分辨出目标的正负方向,可在接收天线 L_0 之后引入一根固定的延迟线,如图 2(b)和图 2(c)所示。当延迟线的固定延迟时间 T_0 大于由天线间隔产生的最大到达时间差时,就可以分辨出目标的正负方向。

图 2(b)中,当目标在正向时,天线接收的回波信号经过固定延迟后,进入调制器的信号 $S_0(t)$ 和 $S_1(t)$ 分别表示为

$$S_0(t) = \text{rect}\left(\frac{t+T_0+\tau}{T}\right) \times \cos\left[2\pi\left[f_0(t+T_0+\tau) + \frac{k(t+T_0+\tau)^2}{2}\right]\right] \quad (5)$$

$$S_1(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \cos\left[2\pi\left(f_0 t + \frac{kt^2}{2}\right)\right] \quad (6)$$

经过拍频之后得到的低频频率 f_1 可以表示为

$$f_1 = k(T_0 + \tau) \quad (7)$$

图 2(c)中,当目标在负向时,天线接收的回波信号经过固定延迟,进入调制器的信号 $S_0(t)$ 和 $S_1(t)$ 分别表示为

$$S_0(t) = \text{rect}\left(\frac{t+T_0}{T}\right) \cos\left[2\pi\left(f_0(t+T_0) + \frac{k(t+T_0)^2}{2}\right)\right] \quad (8)$$

$$S_1(t) = \text{rect}\left(\frac{t+\tau}{T}\right) \cos\left[2\pi\left(f_0(t+\tau) + \frac{k(t+\tau)^2}{2}\right)\right] \quad (9)$$

经过拍频之后得到的低频频率 f_2 可以表示为

$$f_2 = k(T_0 - \tau) \quad (10)$$

当 $\tau=0$ 时,经过拍频之后得到的低频频率 f_0 可以表示为

$$f_0 = k \cdot T_0 \quad (11)$$

到达时间差 τ 与测量频率的关系为

$$\tau = \begin{cases} \frac{f_1 - f_0}{k} & (\text{正向}) \\ 0 & (0^\circ) \\ \frac{f_2 - f_0}{k} & (\text{负向}) \end{cases} \quad (12)$$

基于 L 型天线的坐标图如图 3 所示。将天线 L_0 置于坐标原点,天线 L_1 和 L_2 分别放置在 y 轴和 x 轴上,2 根天线与天线 L_0 的距离相等,都为 d ,目标所处位置为 $P(x, y, z)$,俯仰角为 γ ,方位角为 θ 。在一维平面中,对于天线 L_0 和 L_1 ,目标位置所在的一维 AOA 角度 $\delta_y = \pi/2 - \alpha$;对于天线 L_0 和 L_2 ,目标位置所在的一维 AOA 角度 $\delta_x = \pi/2 - \beta$ 。构建 3 个三角形 ($\triangle PBL_0$ 、 $\triangle PAL_0$ 、

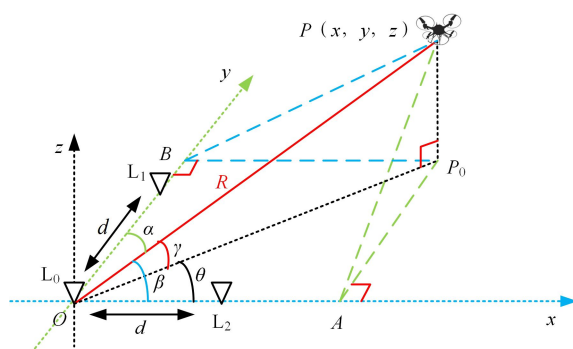


图 3 基于 L 型天线的坐标图

$\triangle PPL_0$), 其中 $P_0(x, y, 0)$ 为目标 P 垂直于 x - y 坐标平面的交点, L_0 、 A 、 B 点的坐标分别为 $L_0(0, 0, 0)$ 、 $A(x, 0, 0)$ 、 $B(0, y, 0)$ 。基于一维 AOA 测量的情况下,利用几何数学的方法,即可求解出俯仰角 γ 和方位角 θ ,分别如式(13)和式(14)所示。

$$\gamma = \arccos\left(\sqrt{\cos^2 \beta + \cos^2 \alpha}\right) \quad (13)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{\cos \alpha}{\cos \beta}\right) \quad (14)$$

天线 L_0 位于原点,只要在天线 L_0 后面加入一根固定的延迟线,通过分析 δ_x 和 δ_y 的方向,就可以分辨目标处于坐标系的哪一象限,在理论上可实现 $0^\circ \sim 360^\circ$ 范围内的 AOA 估计。

2 系统方案设计

基于微波光子去斜接收的二维 AOA 估计方案的系统结构示意图如图 4 所示。天线 L_0 接收的信号经过延迟线引入固定延迟时间 T_0 ,然后经过耦合器(ES)分为 2 路,分别进入 2 个子调制器(双驱动马赫-曾德尔调制器,DMZM₁ 和 DMZM₂);天线 L_1 和 L_2 接收的信号经过衰减器(ATT,补偿天线 L_0 路径的衰减)后分别进入 DMZM₂ 和 DMZM₁。在光域,激光器(LD)发出的光进入偏振复用(PM)的 DMZM(PM-DMZM)后等分为 2 路分别进入 DMZM₁ 和 DMZM₂,这 2 个子调制器都偏置在最小传输点。经过 PM-DMZM 调制后的信号为正交的偏振光信号,由偏振控制器(PC)控制该信号的偏振态,再采用偏振分束器(PBS)分离出 X 和 Y 偏振方向的光信号。2 个光电探测器(PD₁ 和 PD₂)分别对 DMZM₁ 和 DMZM₂ 的偏振光信号进行拍频,实现去斜处理并将其送入低噪声放大器(LNA)和低通滤波器(LPF)。最后采用数字示波器对输出信号进行采样处理,即可得到去斜之后的频率信息。

假设 DMZM₁ 和 DMZM₂ 的光信号经过 PD 拍频和 LPF 滤除高频分量后,所得到的频率分别为 f_x 和 f_y ,在

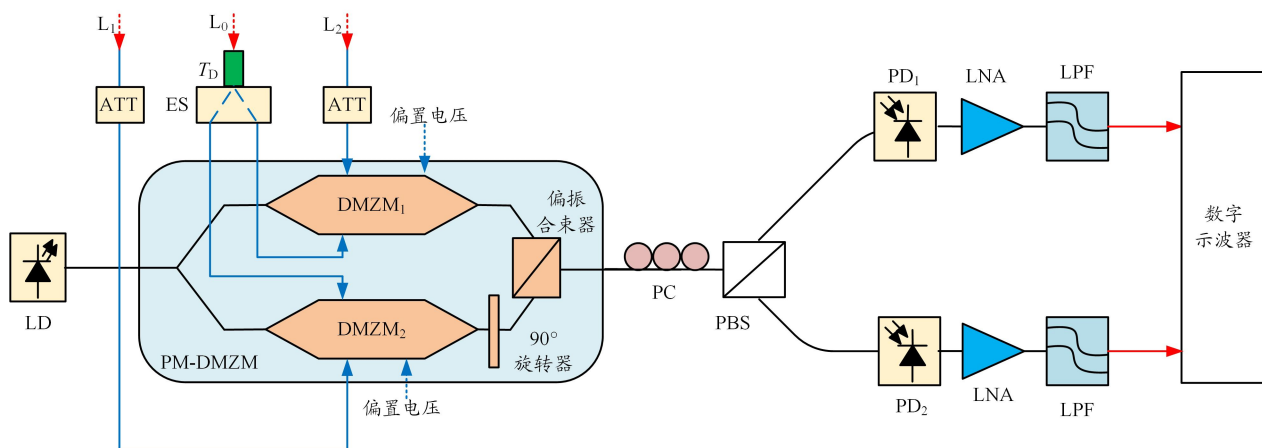
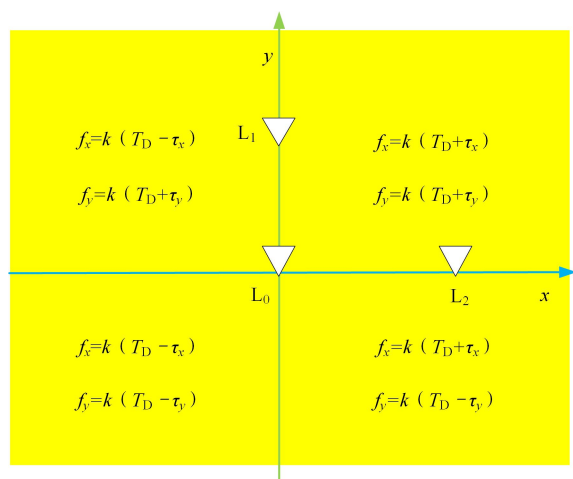


图4 系统结构示意图

x 轴上,2根天线之间的时间差为 τ_x ;在 y 轴上,2根天线之间的时间差为 τ_y 。所以,在每个象限上,由PD₁和PD₂拍频产生的低频分量如图5所示。

图5 经PD₁和PD₂拍频后在每一象限所得频率情况

通过比较便可分辨出目标所在的象限。目标到达天线L₀、L₁以及天线L₀、L₂产生的时间差可以由 f_0 和 f_x 、 f_y 之间的频率差来计算,分别如式(15)和式(16)所示。

$$\tau_x = \frac{f_x - f_0}{k} \quad (15)$$

$$\tau_y = \frac{f_y - f_0}{k} \quad (16)$$

一维AOA可以计算为

$$\delta_x = \arcsin\left(\frac{c\tau_x}{d}\right) \quad (17)$$

$$\delta_y = \arcsin\left(\frac{c\tau_y}{d}\right) \quad (18)$$

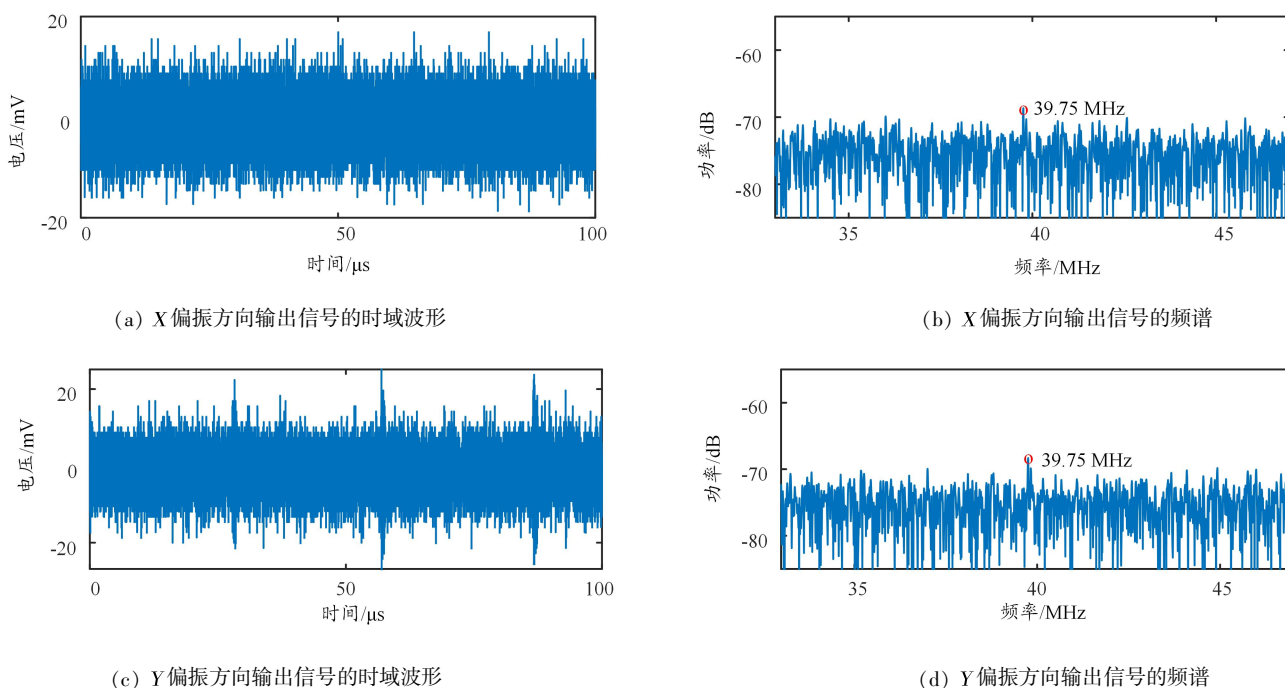
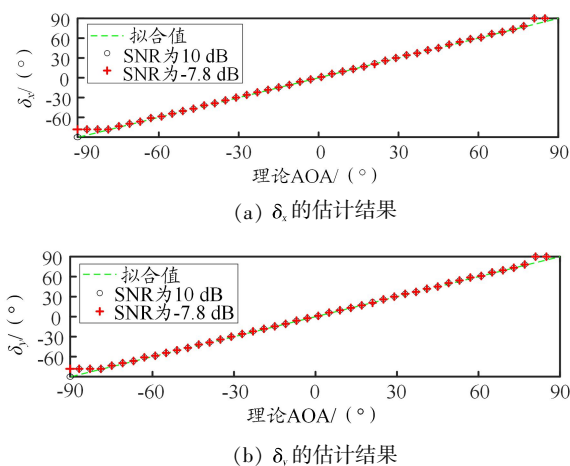
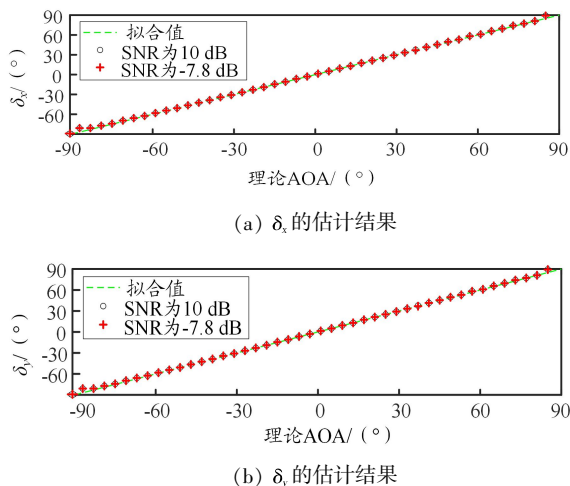
可以看出,利用去斜之后的频率信息能估算出2

个一维AOA,根据式(13)和式(14)即可估算出二维AOA(俯仰角和方位角)。

3 实验验证与分析

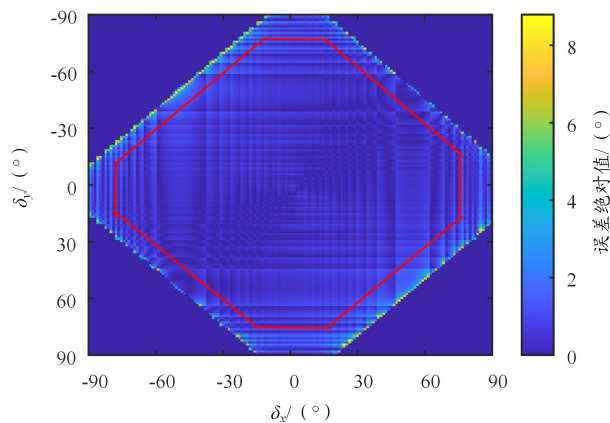
为验证所提方案的可行性,本文按照图4搭建了实验系统,在信号接收部分,使用任意波形发生器(AWG,型号为AWG72000A)来产生信号频率为8~12 GHz、脉冲宽度为10 μ s、脉冲间隔为2 μ s的线性调频连续信号。由于实验条件难以实现所提方案的天线场景,因此实验中直接用AWG产生2路(通道1和通道2)带有延迟和噪声的信号来模拟天线接收的信号,其中通道1产生的信号经过ES之后分为2路,模拟天线L₁和L₂接收的信号;通道2产生的信号模拟天线L₀接收的信号并产生固定延迟。在实验系统中,LD产生波长为1555 nm、功率为10 dBm的光载波信号,经过PM-DMZM(型号为FTM Fujitsu7980/EDA)进行调制,调制后的信号由PC控制其偏振态。输出的信号利用一个8通道、250 MS/s采样率的示波器(型号为NIPXIe-5171R)进行采集。当输入信噪比(SNR)为-7.8 dB、输入的到达时间差 $\tau=0$ 时,采集到的X、Y偏振方向输出信号的时域波形及频谱如图6所示。可以看出,即使采集到的信号脉冲已经被噪声淹没,仍能测量出此时信号频率的位置。

给系统输入不同延迟的信号,用X、Y偏振方向测量的信息计算 x 、 y 轴上2根天线的一维AOA(δ_x 、 δ_y)。设输入SNR分别为10 dB和-7.8 dB,当天线距离 d 为3 m和5 m时一维AOA(δ_x 、 δ_y)的估计结果分别如图7和图8所示。结合图7、图8和具体实验数据可得,在2种SNR情况下, δ_x 和 δ_y 的估计结果基本保持一致;在 $d=3$ m时,估计结果在理论AOA为-65°~70°

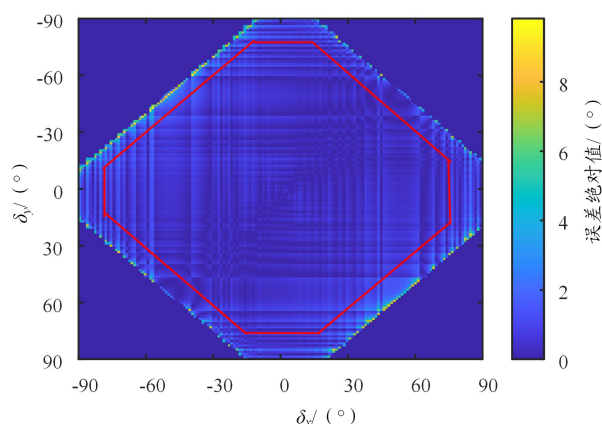
图6 $\tau=0$, SNR为-7.8 dB时, X和Y偏振方向输出信号的时域波形和频谱图7 $d=3$ m时的估计结果图8 $d=5$ m时的估计结果

内估计误差小于 2° ; 在 $d=5$ m 时, 估计结果在理论 AOA 为 $-79^\circ \sim 74^\circ$ 内误差小于 2° 。这表明在估计误差相同的情况下, $d=5$ m 时的测量范围要大于 $d=3$ m 时的测量范围。另外, 在同一测量范围内, d 越大估计误差越小, 这与文献[24]的测试结果相符。为了更好地体现所提方案的效果, 本文用 $d=5$ m 时的估计结果进行俯仰角和方位角分析, 得到俯仰角和方位角估计误差的绝对值分布分别如图9和图10所示, 图中红框线外为无效值。

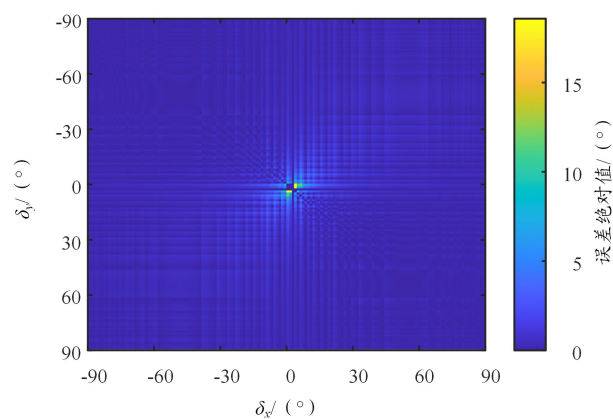
图9中, 估计误差绝对值较大的点集中在 $|\delta_x| + |\delta_y| = 90^\circ$ 附近。式(13)中, 当 $|\delta_x| + |\delta_y| = 90^\circ$ 时, $\cos^2 \alpha + \cos^2 \beta = 1$, 反余弦计算误差比较大。因此, 俯仰角估计结果基本符合俯仰角计算的理论误差分析。



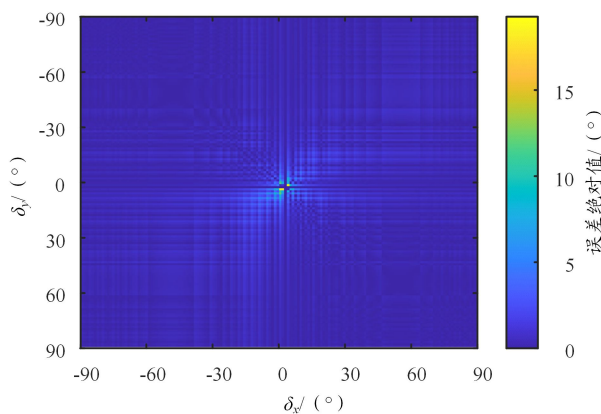
(a) SNR 为 10 dB



(b) SNR 为 7.8 dB

图 9 $d=5$ m 时估计俯仰误差绝对值分布

(a) SNR 为 10 dB



(b) SNR 为 7.8 dB

图 10 $d=5$ m 时估计方位角误差绝对值分布

图 10 中,估计误差绝对值较大的点分布在 δ_x 、 δ_y 接近 $\pm 0^\circ$ 的位置。式(14)中,当 δ_x 接近 $\pm 0^\circ$ 时, $\cos\beta$ 接近于 0,则 $\cos\alpha/\cos\beta$ 的值趋向于无穷大,对于反正切函数来说,此时的计算较容易出现误差。因此,方位角的估计结果基本符合方位角计算的理论误差分析。

综上所述,在 SNR 分别为 10 dB 和 -7.8 dB 时,实测的一维 AOA (δ_x 、 δ_y) 估计结果和二维 AOA (俯仰角和方位角) 估计结果与理论分析相符,说明所提方案拥有较好的抗噪声性能。

4 结束语

本文提出并验证了一种基于微波光子去斜接收的二维 AOA 估计方案。相比于传统方案,所提方案通过 L 型天线加入固定延迟时间的简单方式,实现了更大范围内的 AOA 估计;利用去斜接收的方法,提升了实时性和抗噪声能力。根据理论分析和实验结果可知,在天线间隔 $d=5$ m、SNR 分别为 10 dB 和 -7.8 dB 时, δ_x 和 δ_y 在 $-79^\circ \sim 74^\circ$ 内的估计误差小于 2° ,同时,俯仰角和方位角的估计误差小于 2° 。后期可优化所提方案的配置参数,如增大天线间隔,还可以在估计误差允许的范围进一步扩大一维 AOA 的测量范围,进而改善二维俯仰角和方位角的估计结果。

参考文献:

- [1] PENG R, SICHITI M L. Angle of arrival localization for wireless sensor networks [C]//2006 3rd Annual IEEE Communications Society on Sensor and Ad Hoc Communications and Networks, September 28–28, 2006, Reston, USA. Reston: IEEE, 2006: 374–382.
- [2] NICULESCU D, NATH B. Ad hoc positioning system (APS) using AOA [C]//IEEE. Twenty-second Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies (IEEE Cat. No.03CH37428), March 30–April 3, 2006, San Francisco, USA. Piscataway: IEEE, 2003: 1734–1743.
- [3] 丁鹭飞,耿富录. 雷达原理:第 3 版[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,2002.
- [4] STOICA P, SHARMAN K C. Maximum likelihood methods for direction-of-arrival estimation[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1990, 38(7): 1132–1143.
- [5] CAPMANY J, NOVAK D. Microwave photonics combines two worlds [J]. Nature Photon, 2007(1): 319–330.
- [6] YAO J P. Microwave Photonics [J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(3): 314–335.
- [7] ZOU X H, LUB, PAN W, et al. Photonics for microwave measurements [R]. Laser & Photonics Reviews, 2016(10): 711–734.
- [8] 段洁坪,汪滨波,魏恭,等. 一种 2~18 GHz 超宽带模拟控温微波光发射机设计[J]. 光通信技术, 2022, 46(1): 30–34.
- [9] 王小燕,郑联慧. 基于取样 FBG 的可调谐多通道微波光子滤波器[J]. 光通信技术, 2020, 44(10): 58–62.
- [10] HUANG C J, CHAN E. Multichannel microwave photonic based direction finding system[J]. Optics Express, 2020, 28(17): 25346–25357.
- [11] ZHANG Z X, CHEN M H, GUO Q, et al. Photonic mixing approach to measure the angle-of-arrival of microwave signals [C]//Conference on

杨仕铭,李尚远,谭伊璇,等:基于微波光子去斜接收的二维到达角估计方案

Lasers and Electro-Optics (CLEO), June 5–10, 2016, San Jose, USA. Piscataway: IEEE, 2016: 243–245.

[12] LI P, YAN L S, YE J, et al. Angle-of-arrival estimation of microwave signals based on optical phase scanning[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(24): 6048–6053.

[13] MA Q, ZHAO X, CAO Z, et al. Accuracy monitoring and enhancement for microwave localization using parallel optical delay detector [J]. Optics Communications, 2019, 439: 94–98.

[14] CAO Z Z, WANG Q, LU R G, et al. Angle-of-arrival measurement of a microwave signal using parallel optical delay detector[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25(19): 1932–1935.

[15] ZHUO H, WEN A J, 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.

[16] LIN T, ZHANG Z K, WANG Y H, et al. Photonic 2-D angle-of-arrival estimation based on an L-shaped antenna array for an early radar warning receiver[J]. Optics express, 2020, 28(26): 38960–38972.

[17] CHEN H, CHAN E. Angle-of-arrival measurement system using double RF modulation technique[J]. IEEE Photonics Journal, 2019, 11(1): 1–10.

[18] CHEN H, HUANG C, CHAN E. Photonic approach for measuring AOA of multiple signals with improved measurement accuracy [J]. IEEE Photonics Journal, 2020, 12(3): 7201810-1–7201810-10.

[19] CHEN H, CHAN E. Simple approach to measure angle of arrival of a microwave signal [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2019, 31(22): 1795–1798.

[20] YANG Y, MA C, ZHANG F Z, et al. Photonics-based simultaneous angle of arrival and frequency measurement for multiple targets detection [C]// 2020 International Topical Meeting on Microwave Photonics(MWP), November 24–26, 2020, ELECTRONETWORK. Piscataway: IEEE, 2020: 14–17.

[21] VIDAL B, PIQUERAS M A, MARTI J. Direction-of-arrival estimation of broadband microwave signals in phased-array antennas using photonic techniques[J]. Journal of Lightwave Technology, 2006, 24(7): 2741–2745.

[22] TU Z Y, WEN A J, XIU Z G, et al. Angle-of-Arrival Estimation of Broadband Microwave Signals Based on Microwave Photonic Filtering[J]. IEEE Photonics Journal, 2017, 9(5): 5503208-1–5503208-8.

[23] 杨悦,叶星炜,张方正,等. 基于微波光子 I/Q 去斜接收的宽带线性调频雷达成像系统[J]. 雷达学报, 2019, 8(2): 224–231.

[24] WANG Y X, HOU X Y, LI T, et al. Simultaneous detection of the distance and direction for a noncooperative target based on the microwave photonic radar[J]. Opt Express, 2021, 29(20): 31561–31573.

[25] LI S Y, CAO H D, ZHENG X P. Concurrent photonic measurement of angle-of-arrival and chirp rate of microwave LFM signal [J]. Chinese Optics Letters, 2020, 18(12): 123902-1–123902-5.