

基于复合基线时间调制阵列的单通道高精度测向系统

林昱龙^{①②} 王无忌^{①②} 武军伟^{*①②③④} 程强^{①②}

^①(东南大学电磁空间研究院 南京 210096)

^②(东南大学毫米波全国重点实验室 南京 210096)

^③(鹏城实验室 深圳 518055)

^④(琶洲实验室(黄埔) 广州 510555)

摘要: 随着定位系统的快速发展,人们对高精度、低成本测向技术的需求日益增大。传统测向方法复杂的硬件结构和高昂的经济成本阻碍了其广泛应用。近年来,基于时间调制阵列(TMA)的测向技术克服了传统测向方法的缺陷,但为了确保测量精度,阵列中仍必须保持足够的单元数量。因此出现了一个问题,即是否能在确保高测向精度的前提下减少时间调制阵列中的单元数量,从而尽可能降低系统的硬件复杂度。所以,该文提出一种基于时间调制阵列的单通道复合基线测向方法并进行了实验验证。该方法将4根天线按特定的间隔排列,形成复合基线系统,利用现场可编程门阵列(FPGA)和单接收通道,实现了高精度、低成本的测向。为了验证所提方法的有效性,该文设计、制作并测量了工作在S波段的原型系统,并与现有测向方法进行了详细比较。该工作对高精度、低成本测向系统的开发和应用具有重要意义。

关键词: 测向; 频谱谐波分析; 时间调制阵列; 天线阵列

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2024)05-2028-08

DOI: 10.11999/JEIT231137

High-precision Direction Finding Based on Time Modulation Array with Single Radio Frequency Channel and Composite Baselines

LIN Yulong^{①②} WANG Wuji^{①②} WU Junwei^{①②③④} CHENG Qiang^{①②}

^①(Institute of Electromagnetic Space, Southeast University, Nanjing 210096, China)

^②(State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing 210096, China)

^③(Peng Cheng Laboratory, Shenzhen 518055, China)

^④(Pazhou Laboratory (Huangpu), Guangzhou 510555, China)

Abstract: With the rapid developments of positioning systems, high-precision and low-cost direction-finding technologies are urgently needed. The hardware complexity and economic cost of traditional direction-finding methods have hindered their wide applications. Recently, direction finding based on Time-Modulated Arrays (TMAs) has overcome the shortcomings of traditional direction-finding methods. Nevertheless, to ensure measurement accuracy, one has to keep an adequate number of array elements in common TMAs. Consequently, a question arises, i.e., is it possible to reduce the number of array elements in TMAs, thus making the hardware complexity as low as possible? A novel direction-finding method based on the TMA with a single radio frequency channel and composite baselines is proposed in this paper. In the method, four antennas are meticulously arranged at specific intervals to form double-long baselines, and accurate and low-cost direction finding is realized with the ingenious usage of Field Programmable Gate Array (FPGA) and single receiving channel. To verify the effectiveness of the method, a prototype system in the S band is designed, fabricated, and measured. Detailed comparisons with the existing methods are provided. The work will benefit the development and application of high-precision and low-cost direction-finding systems.

Key words: Direction finding; Spectrum harmonic analysis; Time-modulated array; Antenna array

收稿日期: 2023-10-18; 改回日期: 2024-02-13; 网络出版: 2024-03-06

*通信作者: 武军伟 jwwu@seu.edu.cn

基金项目: 国家重点研发计划(2021YFA1401002), 国家自然科学基金(62171124, 62288101, 62225108), 鹏城实验室重大项目(PCL2023AS1-2)
Foundation Items: The National Key Research and Development Program of China (2021YFA1401002), The National Natural Science Foundation of China (62171124, 62288101, 62225108), The Major Key Project of Peng Cheng Laboratory (PCL2023AS1-2)

1 引言

智能可重构表面(Reconfigurable Intelligent Surfaces, RIS)技术自问世以来就备受关注,作为5G乃至6G通信中的核心技术,RIS不仅令无线通信效率^[1]和可靠性^[2]获得显著提升,还具有应用于各种领域的潜力,包括无人机通信^[3]、车联网通信^[4,5]和电磁污染控制^[6]等。然而,要实现RIS真正的智能化,就必须赋予其自主感知能力,以获取环境中各信号的来波方向和相位,从而调整RIS中各单元的特性以达到最佳传输性能。但是,现有的RIS多由被动散射体构成,缺乏独立的信号接收通道和检测能力,因此需要外部测向技术的辅助。现有的测向体系大多基于干涉仪测向法^[7]、沃森-瓦特法^[8]和空间谱估计法^[9],其中干涉仪测向法通过比较两个相邻通道上接收信号的相位差来计算波达方向(Direction Of Arrival, DOA);沃森-瓦特法则通过比较两对正交振荡器上的信号幅度来确定DOA;而空间频谱估计法利用信号子空间与噪声子空间的正交性计算DOA,近年提出的多信号分类(Multiple Signal Classification, MUSIC)算法^[10]、求根多信号分类(root MUSIC)算法^[11]及利用旋转不变性估计信号参数^[12](Estimating Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques, ESPRIT)的方法均属于这一类型。空间频谱估计方法虽然具有较高的精度,但需要多个射频(Radio-Frequency, RF)通道和模数转换器(Analog-to-Digital Converters, ADC)同时采样,成本高昂且硬件复杂度高。本工作的基本目的是面向RIS应用提出一种高精度、低成本的测向方案,辅助RIS进行通信应用。

受益于信号处理算法的快速发展,时间调制阵列技术^[13]吸引了越来越多研究者的关注。该技术用成本低廉的开关取代了传统测向系统射频前端中昂贵的移相器和衰减器,仅通过对开关进行周期性调制产生的接收信号来计算DOA。该技术大大降低了测向系统的成本和复杂度,因而具有广泛的应用前景^[14,15]。例如,基于时间调制阵列的和差波束成形方法就已在单脉冲雷达中得到了实际应用^[14]。在一般的时间调制阵列中,来自不同阵列元件的信号通过功率分配器后组合成用于测向的单通道射频信号,所以,为了保证测向精度,系统仍需保持足够数量的接收器,这限制了系统复杂度的进一步降低。特别地,最近的研究中提出了一种利用时域编码超表面和单个接收器进行测向的策略^[16],该方法虽然取得了良好的效果,但其中的超表面由7×7共计49个单元组成,且控制时序复杂,不便于工程应

用。因此,出现了一个问题,即是否有可能在进一步减少时间调制阵列中阵列单元数量,在尽可能降低硬件复杂性的同时保持测向精确度。根据干涉仪测向理论,阵元间长、短基线的组合为该问题提供了解决途径,但相应的非均匀阵列的信号处理问题则会变得较为复杂。文献[17,18]使用了一种基于长、短基线的时间调制阵列方法来提高测向精度。但其中使用了多射频信道,对应的硬件结构仍然十分复杂。此外,该方法的测向准确性还有待实验验证。

针对上述需求和方法背景,本文提出一种基于时间调制阵列的单射频通道测向方法并进行了实验验证。本方法将4根天线按照特定的间隔进行排列,形成复合基线单通道系统,相比于现有的时间调制阵列测向方法具有成本和复杂性更低、增益更高、信噪比更好的优点,从而提高了测向精度。通过现场可编程门阵列(Field-Programmable Gate Array, FPGA)对单刀四掷(Single Pole 4 Throw, SP4T)开关的依次控制,3个子测向模块仅需1个射频通道即可完成测向,有效降低了系统的成本和复杂度。最后,在S波段进行了一个样本设计,验证了方法的可行性和实际价值。本文所提设计中的天线可集成于RIS阵面周边,结合所提设计中的单接收通道和测向算法,为RIS提供来波信息估计,赋能感知,助力构建可编程无线信道环境。

2 测向系统设计原理与分析

2.1 时间调制阵列测向理论

基于2元时间调制阵列的传统测向系统框图如图1所示。该系统包括两个工作在接收状态的各向同性天线,阵元间距为 D_1 。两个阵元接收到的信号在FPGA周期性调制下通过单刀双掷(Single Pole Double Throw, SPDT)开关交替选通,调制周期为 T_p 。在进行信号谐波分析之前,时间调制的信号依次通过低噪声放大器(Low Noise Amplifier, LNA)、混频器、低通滤波器(Low Pass Filter, LPF)和ADC。当载波频率为 F_c 的正弦信号以某一入射角从远场入射到时间调制阵列时,经过SPDT开关调制后的接收信号可以表示为

$$s(t) = e^{j2\pi F_c t} G(t) \quad (1)$$

其中, $G(t)$ 是周期门函数,可以表示为

$$G(t) = \begin{cases} 1, & (n-1)T_p < t \leq \left(n - \frac{1}{2}\right)T_p \\ e^{-j\beta D_1 \sin \theta}, & \left(n - \frac{1}{2}\right)T_p < t \leq nT_p \end{cases}, n = 1, 2, \dots \quad (2)$$

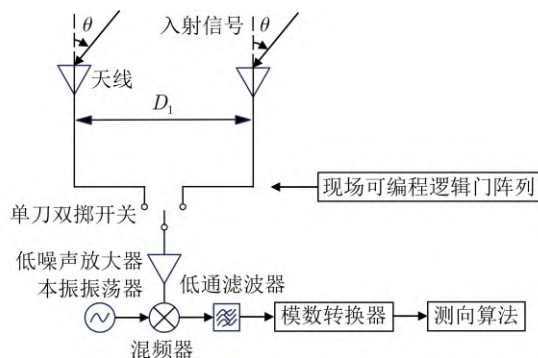


图1 基于2元时间调制阵列的传统测向系统示意图

其中, β 为波数, 等同于 $2\pi/\lambda$, λ 为入射波的波长。由傅里叶级数可以将 $G(t)$ 展开为

$$G(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k e^{-j2\pi kt/T_p} \quad (3)$$

其中, b_k 为第 k 次谐波的傅里叶系数, 计算表达式为

$$b_k = \begin{cases} \frac{1 + e^{-j\beta D_1 \sin \theta}}{2}, & k = 0 \\ \frac{j(e^{-j\pi k} - 1)}{2\pi k} (1 - e^{-j\beta D_1 \sin \theta}), & k \neq 0 \end{cases} \quad (4)$$

由于射频开关受到FPGA周期性调控, 接收信号的功率分布于基波和各次谐波分量上。经过LNA、混频器、LPF和ADC后的组合信号的功率谱包括 F_c 处的基波分量和 $F_c \pm k/T_p$ 处的 k 次谐波分量。当 $k = 0, 1$ 时, 基波分量 b_0 和1次谐波分量 b_1 可用分别由式(4)表示。通过分析入射角 θ 与谐波分量间的数学关系, 可以计算出入射信号的角度 θ_{ref} 为

$$\theta_{\text{ref}} = \sin^{-1} \left(\frac{2}{\beta D_1} \tan^{-1} \frac{\pi b_1}{2b_0} \right) \quad (5)$$

2.2 系统结构和分析

根据干涉仪测向理论^[19], 入射信号沿测向基线在各阵元之间产生相位差为

$$\phi = \beta d \sin \theta \quad (6)$$

其中, ϕ 为基线相位差, d 为基线长度。当 $d < \lambda/2$ 时, 实际相位差在 $\pm 180^\circ$ 以内。在这种情况下, 基线长度较短会导致较小的相位差, 从而限制了测向的精度。为了提高测向准确性, 一种常用的方法是通过增加基线长度来增大相位差。事实上, 位于平面上方的入射角只能在 $-\pi/2 \sim \pi/2$ 之间变化, 然而, 由式(6)可知, 当 $d > \lambda/2$ 时, 基线上的实际相位差会超过 $\pm 180^\circ$, 呈现出周期为 2π 的多值特性, 在这种情况下, 使用较长基线的实际测量值来计算入射角会产生多种可能的计算结果, 导致了相位模糊问题的发生。

为了避免相位模糊, 提高测向精度, 本方法将双长基线与短基线相结合, 提出一种基于复合基线的单射频通道时间调制阵列测向方法, 本方法的框图如图2所示。其中4根各向同性天线按照 D_2, D_1, D_2 的阵元间距进行排列, 形成双长基线, 并在射频电路中嵌入5个SPDT开关, 在FPGA控制下对其进行周期性调制, 产生时间调制信号。在 T_p 的前半周期, SPDT开关T1, T3和T5同时导通, 在 T_p 的后半周期, SPDT开关T2, T4和T6同时导通。两个相邻的阵元和与其相连的电路形成一个子测向模块, 在FPGA的控制下, 通过SP4T开关对3个测向模块进行顺序门控。在该复合基线测向系统中, SP4T开关的功能仅为选择1个模块作为当前工作的测向模块, 对时间不敏感, 不涉及时间调制信号的生成, 故大大降低了由两级开关间的控制信号同步性带来的问题。本系统的测向流程如下, 首先, 对短基线子测向模块进行门控测量, 以中间两根天线为例, 交替导通T3和T4路径, 轮流选择两条路径上的射频信号进入SP4T开关, 并接通S2端口将组合后的接收信号输入单射频通道ADC。随后, 接通S1端口, 对应路径T1和T2交替导通, 利用长基线测向模块精确测量波达方向。

根据式(1)可知, 通过该SPDT开关后的接收信号可以表示为 $s(t)$ 。相对于短基线系统, 长基线系统的基线长度由 D_1 变为 D_2 , 将 D_2 代入式(2)、式(4)后, 信号各次谐波的傅里叶系数 α_k 可以表示为

$$\alpha_k = \begin{cases} \frac{1 + e^{-j\beta D_2 \sin \theta}}{2}, & k = 0 \\ \frac{j(e^{-j\pi k} - 1)}{2\pi k} (1 - e^{-j\beta D_2 \sin \theta}), & k \neq 0 \end{cases} \quad (7)$$

当 $k = 0, 1$ 时, 基波分量 α_0 和1次谐波分量 α_1 可用分别由式(7)表示。观察其表达式可以发现: α_0 和 α_1 的比值关系中包含入射角信息, 可以表示为

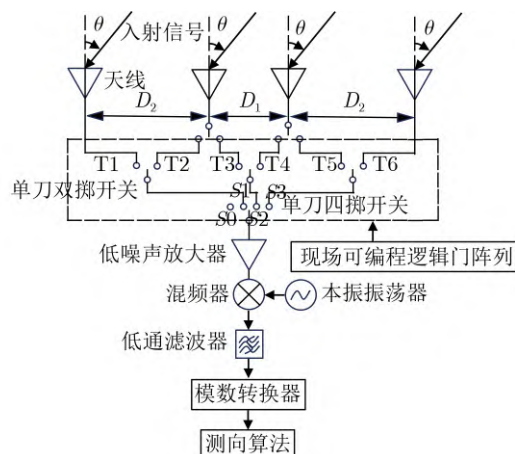


图2 基于单射频通道复合基线时间调制阵列的测向方法示意图

$$\frac{\alpha_1}{\alpha_0} = \frac{2}{\pi} \tan \frac{\beta D_2 \sin \theta}{2} \quad (8)$$

由于 $D_2 > \lambda/2$ ，而三角函数具有以 2π 为周期的多值性，所以式(8)可以表示为

$$\frac{\beta D_2 \sin \theta_1}{2} = m\pi + \tan^{-1} \frac{\pi \alpha_1}{\pi \alpha_0} \quad (9)$$

将 $\beta = 2\pi/\lambda$ 代入式(9)，可以得到

$$\theta_1 = \sin^{-1} \left[\frac{\lambda}{D_2} \left(m + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \frac{\pi \alpha_1}{2\alpha_0} \right) \right] \quad (10)$$

其中， m 需满足条件

$$m = \left[-\left\lceil \frac{D_2}{\lambda} \right\rceil - 1, \left\lceil \frac{D_2}{\lambda} \right\rceil + 1 \right], m \in \mathbb{Z} \quad (11)$$

其中， $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整。

由式(10)可知，在 m 取不同整数值时， θ_1 可能有多个解，在所有可能的结果中，最接近于 θ_{ref} 的解被视为真正的结果。同理，当路径 T5 和 T6 交替导通，且 SP4T 开关的 S3 端口接通时，可以得到具有多个解的 θ_2 ，此时同样取最接近 θ_{ref} 的解为真解。再对两个长基线测向模块的结果进行平均，即可得到最终的 DOA 精确估计值为

$$\tilde{\theta} = \frac{(\theta_1 + \theta_2)}{2} \quad (12)$$

对于该复合基线测向方法的频谱适用性，本文作如下分析。首先，基线长度与中心载波频率相关，而基线长度的选择会对测向结果带来很大的影响。由式(10)和式(11)可知当基线长度过大时会出现多个解，为避免角度模糊就必须限制短基线长度。观察式(5)可知，由于 \tan 函数的周期性，短基线长度应满足式(13)中的条件

$$-\frac{\pi}{2} < \frac{\beta D \sin \theta}{2} < \frac{\pi}{2} \quad (13)$$

测向角度 θ 的取值范围是 $(-\pi/2, \pi/2)$ ，则 $\sin \theta$ 的取值范围是 $(-1, 1)$ ，将 $\beta = 2\pi/\lambda$ 代入式(13)，可得到测向无模糊条件

$$D < \frac{\pi}{\beta} = \frac{\lambda}{2} \quad (14)$$

因此，短基线长度应小于入射信号的半波长，又由于基线长度过小会产生较强的互耦效应，所以通常取 $0.4\lambda \sim 0.5\lambda$ 之间作为短基线长度。为了确定在该基线长度取值范围内的带宽，取 $0.45\lambda_c$ 作为短基线长度，其中 λ_c 为中心频率对应的波长。假设频带上限频率为 F_1 ，下限频率为 F_2 ，则 $\omega = F_1 - F_2$ 为频带宽度，其中 F_1, F_2 可以由式(15)、式(16)计算得

$$D = 0.45\lambda_c = 0.5\lambda_1 = 0.4\lambda_2 \quad (15)$$

$$\lambda_x = \frac{c}{F_x} \quad (16)$$

其中， c 为光速，所以可得 $\omega = 0.22F_c$ ，即在此频带内测向系统能得到较好的测向性能。

3 数值仿真与测试结果分析

3.1 数值仿真分析

为评估本文所提单射频通道复合基线测向方法的性能，以下给出了本方法与传统的基于二元时间调制阵列的测向方法和基于长短基线测向方法的数值仿真结果对比。

首先考虑如图1所示的元素间距为 $D_1 = 0.5\lambda$ 的双元时间调制阵列。载波频率为 2.618 GHz 的平面波分别以 $30^\circ, 45^\circ, 60^\circ$ 和 75° 的入射角入射到时间调制阵列中。SPDT 开关的调制频率和 ADC 的采样频率分别设置为 $F_p = 5$ MHz 和 $F_s = 10$ GHz，仿真信噪比设置为 -10 dB。在对 10 个调制周期内的数据进行采样后，接收信号的功率谱如图3所示。各谐波分量间频率间隔为 5 MHz，沿基波呈对称分布，根据基波分量和 1 阶谐波分量之间的功率关系可以估计入射方向。为了 DOA 估计的准确性，将经验均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)定义为

$$\text{RMSE} = \sqrt{\text{E}[(\tilde{\theta} - \theta)^2]} \quad (17)$$

定义了均方根误差后，本工作在设定初始信噪比为 -10 dB、步进为 2 dB，初始入射角为 30° 、步进为 15° 的情况下对每个入射角度对应的测向均方根误差进行了 1 000 次蒙特卡罗模拟计算，结果如图4中的黑线所示。

在第2次仿真中，对基于长短基线的时间调制阵列测向方法^[18]进行建模，其中短基线长度 $D_1 = 0.5\lambda$ ，长基线长度 $D_2 = 3\lambda$ 。SPDT 开关的调制频率和 ADC 的采样频率与第1次仿真时相同。本方法在各角度下经过 1 000 次蒙特卡罗模拟得到的均方根误差如图4中的红线所示。

而在第3次仿真中，考虑如图2所示的系统，其中基线长度 D_1 和 D_2 的设置与第2次仿真相同，SPDT 开关的调制频率和 ADC 的采样频率也与第1次仿真时相同。设置 $T_p = 200$ ns，在 T_p 的前半周期内 T1, T3, T5 3 条路径同时导通，后半周期内 T2, T4, T6 3 条路径同时导通。当 SP4T 开关的 S0 端口接通时，系统空载；当 SP4T 开关的 S2 端口接通时，系统使用中间两个阵元组成的短基线测向模块获取入射角的参考值 θ_{ref} ；当 SP4T 开关的 S1 端口或 S3 端口接通时，系统使用双长基线组成的测向模块获取入射角的精确值 $\tilde{\theta}$ 。该方法在各对应角度下经过 1 000 次蒙特卡罗模拟得到的均方根误差如图4中的蓝线所示。

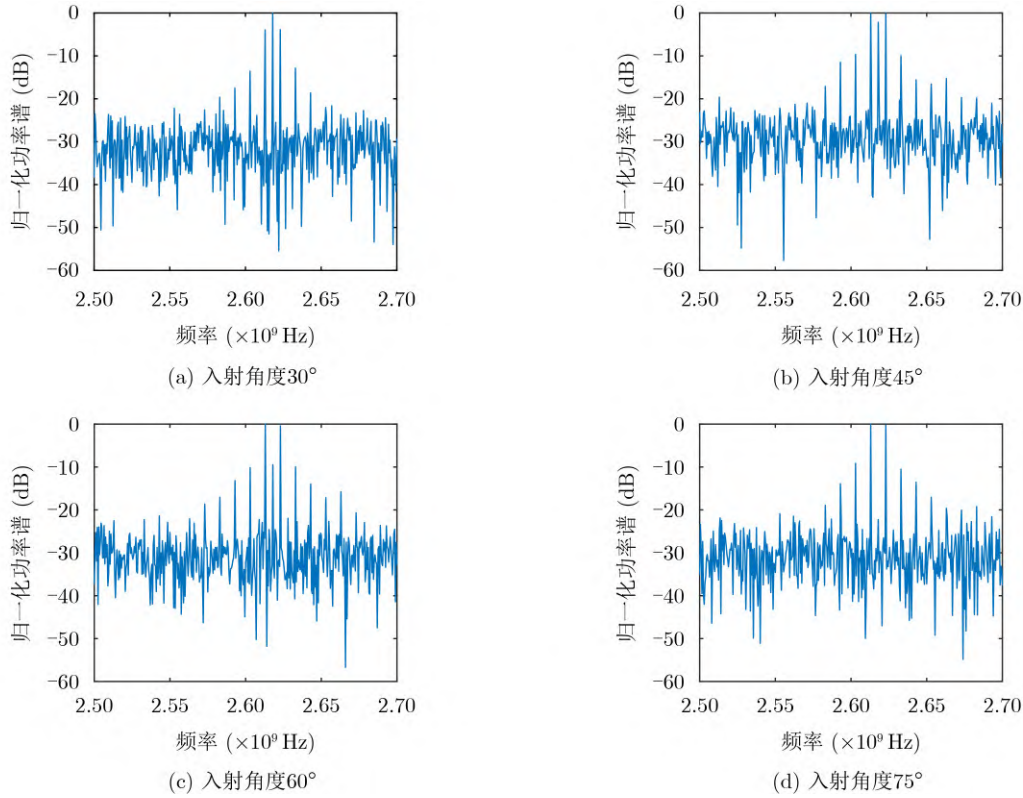


图3 基于本文所提方法的接收信号归一化功率谱图

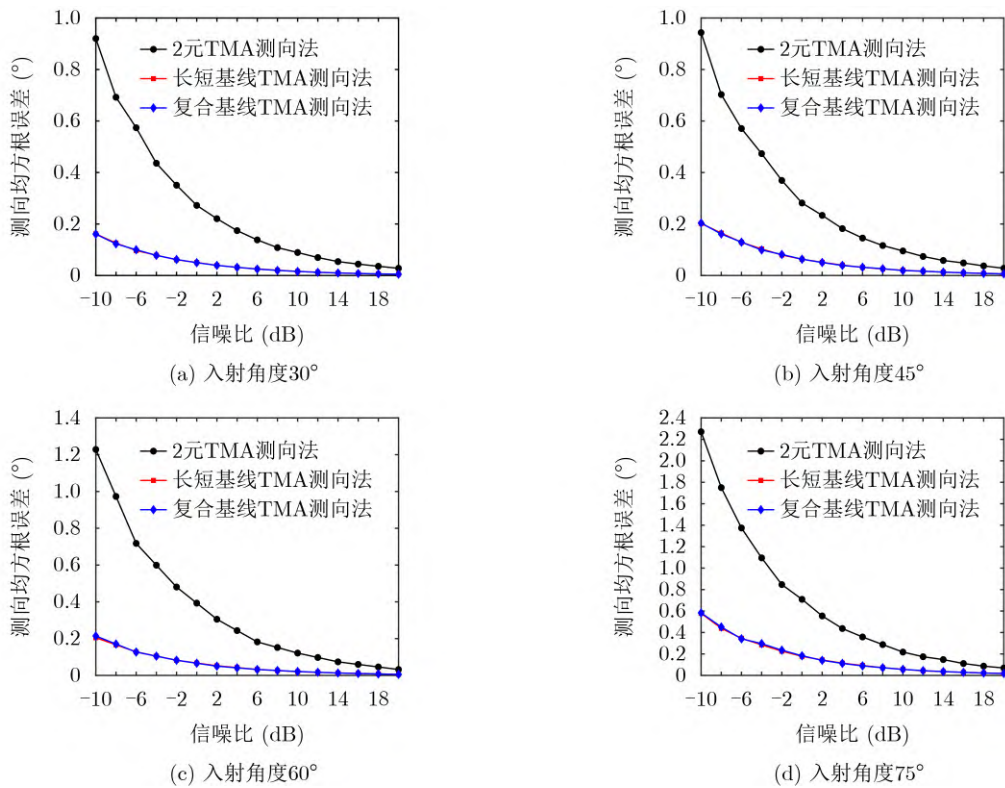


图4 本文所提方法与传统方法在不同入射角度下的误差比较

观察图4(a)可知,当入射角度为 30° 时,随着信噪比从 -10 dB提高到 20 dB,传统双元时间调制阵列方法的测向均方根误差从 $0.920\ 2^\circ$ 降低到 $0.028\ 1^\circ$,

而本文提出方法的均方根误差则从 $0.160\ 7^\circ$ 降低到 $0.005\ 1^\circ$ 。即使在低信噪比条件下,本文提出方法的均方根误差仍小于 0.2° ,表明该方法在恶劣通信

环境下也具有较高的有效性。而基于长短基线测向方法的结果则与本文提出方法的结果十分相近，因为两种方法的测向本质相同，都使用短基线提供参考方向，长基线提供准确方向，所以数值仿真中给两种方法设定相同的基线长度时会得到相近的测向误差。但对比系统的组成可知，本文所提方法相对于长短基线测向方法减少了1/2的射频器件需求，大大降低了成本和复杂度。综上所述，本文所提方法的精度在各信噪比下均优于传统双元时间调制阵列方法，本结果在其他3个入射角度的仿真结果中也得到了验证，且对比于长短基线测向方法具有更低的成本和系统复杂度。

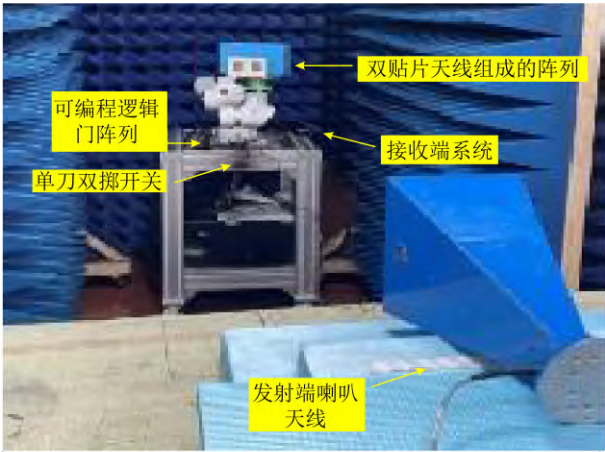
兼容多目标是定位系统的发展趋势，本文所提方法也可以在多目标测向中得到应用。本方法利用基波和1次谐波之间的关系进行DOA估计，所以当目标载波频率之间的差值 $\Delta F = |F_{c1} - F_{c2}|$ 满足 $\Delta F > 2F_p$ 时即可对多目标进行DOA估计。为验证该方法对多目标测向的有效性，假设有两个载波频率分别为2.618 GHz和2.718 GHz的信号以30°和60°方向入射到复合长基线测向系统上，SPDT开关的调制频率和ADC的采样频率分别设置为 $F_p = 5$ MHz和 $F_s = 10$ GHz，进行1 000次蒙特卡洛模拟后两目标的测向均方根误差如图5所示。可以看到，本文所提方法对多目标的测向仿真结果也是较为准确的。

3.2 测试验证

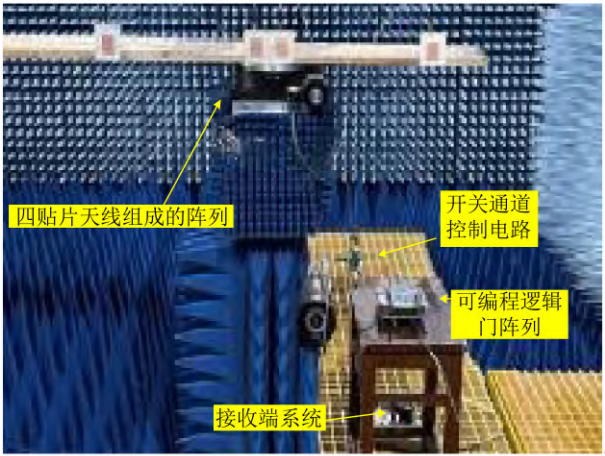
本文通过两个实验验证了所提方法的可行性和准确性。在实验1中，构建了一个工作在S波段的双元时间调制阵列，如图6(a)所示。该阵列由两个贴片天线构成，贴片天线印刷在厚度为2.24 mm的Rogers 4003基板上，金属贴片的长度为34.4 mm，宽度为29.1 mm，间距为 $D_1 = 59.9$ mm，中心频率为2.6 GHz，带宽为45 MHz。实验采用的SPDT开关为HMC349，由CycloneIV FPGA控制，调制频率设置为 $F_p = 5$ MHz。发射端为传输载波频率2.618 GHz正弦信号的喇叭天线，接收端是一个便携式频谱分析仪。时间调制阵列将接收到的信号进

行调制后送入频谱分析仪，在频谱仪中可以测量到基波分量和1次谐波分量的幅度，然后利用它们之间的数学关系计算得到DOA，测量结果列于表1中。

在实验2中，构建了一个本文所提单射频通道复合基线四元时间调制阵列系统如图6(b)所示。实验用到的贴片天线与第1次实验相同，阵元间长基线间距为 $D_2 = 179.7$ mm，短基线间距为 $D_1 = 59.9$ mm。射频电路控制端由5个HMC349 SPDT开关和1个



(a) 基于传统双元时间阵列测向的实验



(b) 基于本文所提方法测向的实验

图6 采用传统方法和本文提出方法测向的实验图

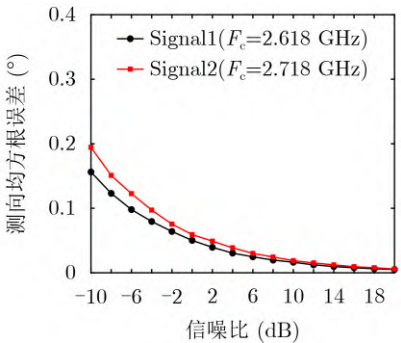


图5 双信号源入射时基于复合基线测向方法的测向误差

表1 实验1结果(°)

入射角度	测量角度	绝对误差
0	2.17	2.17
10	10.68	0.68
20	22.07	2.07
30	32.26	2.26
40	42.65	2.65
50	53.420	3.42
60	263.19	3.19
70	72.20	2.20

HMC241 SP4T开关组成, SPDT开关由CycloneIV FPGA以调制频率 $F_p = 5$ MHz周期性控制, SP4T开关也由CycloneIV FPGA控制以选通不同的测向子模块。首先, 短基线测向子模块被控制端选中以测量 θ_{ref} 。随后, 两个长基线测向模块依次被选中以测量 θ_1 和 θ_2 。最后, 入射角可由式(5)、式(10)、式(12)进行计算, 测量结果列于表2中。

3.3 结果分析

基于二元时间调制阵列的测量结果如表1所示, 通过计算可以得到, 该方法的平均测向误差约为 2.33° , 当入射角增大时, 测向误差呈逐渐增大的趋势。而基于本文所提方法的测量结果如表2所示, 本方法的平均测向误差仅为 1.3075° , 且测向误差也随着入射角呈逐渐增大的趋势。经比较可知, 本文所提方法的平均测向误差仅为常规方法的56%, 验证了所提方法的有效性和准确性。

为了更直观地将本文所提测向方法与传统测向方法进行比较, 我们绘制了测向实验绝对误差随入射角度变化曲线如图7所示, 结果表明, 本文所提方法在各角度下的测向性能均优于传统方法。然而, 当入射角在 $80^\circ \sim 90^\circ$ 范围内时, 本文所提方法和传统方法都存在较大的测向误差, 这意味着所提出的方法在入射角度过大时可能失效。这是由于在大入射角情况下, 阵元之间在表面波的干扰和复

杂的耦合作用, 而这些因素在建立阵元模型时没有考虑到, 且随着入射角度不断增大, 天线接收到的信号功率就会逐渐减小, 使得信号质量下降, 导致测向结果出现预想之外的误差。而大入射角信号到达天线阵列的不同位置也会导致信号波前的形状发生变化, 如果没有对波前畸变进行有效的校正也可能导致测向误差很大。而当入射角小于 75° 时, 射频开关的开闭时间、频谱分析仪的噪声和读数误差等因素也会对测向精度造成一些较小的影响。

4 结束语

本文提出一种基于时间调制阵列的单通道复合基线测向方法, 并对S波段的测向系统样本设计进行了加工和测试, 验证了所提方法的有效性。该工作将有利于高精度、低成本测向系统的开发和应用。本方法的一个典型应用是在RIS周围布置几根天线^[20], 为其提供DOA信息, 辅助无线通信环境配置和通信信道控制。虽然本工作的研究重点是电磁学与电磁波, 但本工作对许多其他方向的研究者来说都是具有参考价值的, 例如本文所提方法也可以拓展到声学领域并得到很好的应用。

参考文献

- [1] PAN Cunhua, REN Hong, WANG Kezhi, *et al.* Reconfigurable intelligent surfaces for 6G systems: Principles, applications, and research directions[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2021, 59(6): 14–20. doi: 10.1109/MCOM.001.2001076.
- [2] YUAN Jie, LIANG Yingchang, JOUNG Jingon, *et al.* Intelligent reflecting surface-assisted cognitive radio system[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(1): 675–687. doi: 10.1109/TCOMM.2020.3033006.
- [3] LI Sixian, DUO Bin, YUAN Xiaojun, *et al.* Reconfigurable intelligent surface assisted UAV communication: Joint trajectory design and passive beamforming[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(5): 716–720. doi: 10.1109/LWC.2020.2966705.
- [4] AI Yun, DEFIGUEIREDO F A P, KONG Long, *et al.* Secure vehicular communications through reconfigurable intelligent surfaces[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(7): 7272–7276. doi: 10.1109/TVT.2021.3088441.
- [5] AL-HILO A, SAMIR M, ELHATTAB M, *et al.* Reconfigurable intelligent surface enabled vehicular communication: Joint user scheduling and passive beamforming[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(3): 2333–2345. doi: 10.1109/TVT.2022.3141935.
- [6] BASAR E, DI RENZO M, DE ROSNY J, *et al.* Wireless

表2 实验2结果($^\circ$)

入射角度	测量角度	绝对误差
0	1.37	1.37
10	10.03	0.03
20	21.06	1.06
30	31.15	1.15
40	41.26	1.26
50	51.34	1.34
60	61.65	1.65
70	72.60	2.60

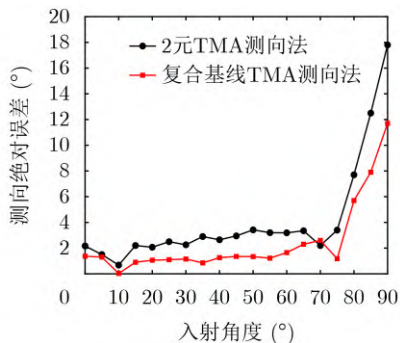


图7 传统测向方法和本文提出方法的测向绝对误差对比

- communications through reconfigurable intelligent surfaces[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 116753–116773. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2935192.
- [7] BURTONYK N, MCLEISH C W, and WOLFE J. Interferometer direction finder for the H. F. band[J]. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 1963, 110(7): 1165–1170. doi: 10.1049/piee.1963.0162.
- [8] WATT R A W and HERD J F. An instantaneous direct-reading radiogoniometer[J]. *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, 1926, 64(353): 611–617. doi: 10.1049/jiee-1.1926.0051.
- [9] KRIM H and VIBERG M. Two decades of array signal processing research: The parametric approach[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 1996, 13(4): 67–94. doi: 10.1109/79.526899.
- [10] SCHMIDT R. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1986, 34(3): 276–280. doi: 10.1109/TAP.1986.1143830.
- [11] RAO B D and HARI K V S. Performance analysis of root-music[J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1989, 37(12): 1939–1949. doi: 10.1109/29.45540.
- [12] ROY R and KAILATH T. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques[J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1989, 37(7): 984–995. doi: 10.1109/29.32276.
- [13] SHANKS H E and BICKMORE R W. Four-dimensional electromagnetic radiators[J]. *Canadian Journal of Physics*, 1959, 37(3): 263–275. doi: 10.1139/p59-031.
- [14] FONDEVILA J, BRÉGAIS J C, ARES F, *et al.* Application of time modulation in the synthesis of sum and difference patterns by using linear arrays[J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2006, 48(5): 829–832. doi: 10.1002/mop.21489.
- [15] XIA Dexiao, WANG Xin, HAN Jiaqi, *et al.* Accurate 2-D DOA estimation based on active metasurface with nonuniformly periodic time modulation[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2023, 71(8): 3424–3435. doi: 10.1109/TMTT.2022.3222322.
- [16] ZHOU Qunyan, WU Junwei, WANG Siran, *et al.* Two-dimensional direction-of-arrival estimation based on time-domain-coding digital metasurface[J]. *Applied Physics Letters*, 2022, 121(18): 181702. doi: 10.1063/5.0124291.
- [17] HE Chong, CAO Anjie, CHEN Jingfeng, *et al.* Direction finding by time-modulated linear array[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 66(7): 3642–3652. doi: 10.1109/TAP.2018.2835164.
- [18] HE Chong, CHEN Jingfeng, LIANG Xianling, *et al.* High-accuracy DOA estimation based on time-modulated array with long and short baselines[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2018, 17(8): 1391–1395. doi: 10.1109/LAWP.2018.2846805.
- [19] JACOBS E and RALSTON E W. Ambiguity resolution in interferometry[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1981, AES-17(6): 766–780. doi: 10.1109/TAES.1981.309127.
- [20] TANG Wankai, CHEN Mingzheng, CHEN Xiangyu, *et al.* Wireless communications with reconfigurable intelligent surface: Path loss modeling and experimental measurement[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(1): 421–439. doi: 10.1109/TWC.2020.3024887.

林昱龙：男，博士生，研究方向为人工电磁材料、天线理论等。

王无忌：男，硕士，研究方向为人工电磁材料、天线理论等。

武军伟：男，副研究员，博士生导师，研究方向为人工电磁材料、计算电磁学等。

程强：男，教授，博士生导师，研究方向为人工电磁材料、天线、无线通信及雷达等。

责任编辑：余蓉