

文章编号: 2095-4980(2020)04-0575-06

一种 TDM-MIMO 雷达的运动目标相位补偿方法

蒋留兵^{a,b}, 温和鑫^{a,b}, 车俐^{a,b}, 盘敏容^c

(桂林电子科技大学 a.广西无线宽带通信与信号处理重点实验室; b.计算机与信息安全学院; c.信息与通信学院, 广西 桂林 541004)

摘要: 汽车雷达主要使用时分复用多输入多输出技术(TDM-MIMO)增加其虚拟天线数量来提高角度分辨率。当目标与雷达之间存在相对运动时,由运动目标多普勒频率在不同发射天线切换时间内带来的相位变化量会耦合到各接收天线上,导致频谱出现散焦效应。这种相位变化会对目标的角度估计产生影响。针对这种问题,推导了TDM-MIMO信号模型,通过分析运动目标相位误差产生的原因,提出了一种相位补偿方法,该方法无需对目标速度进行预估,并且无需额外的硬件开销。通过仿真实验和实测数据证明了该方法可以使运动目标正常测角并且具有较低的时间复杂度。

关键词: 时分复用; 多输入多输出(MIMO)雷达; 调频连续波体制; 相位补偿

中图分类号: TN958.94

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2019066

A phase compensation method for moving target of TDM-MIMO radar

JIANG Liubing^{a,b}, WEN Hexin^{a,b}, CHE Li^{a,b}, PAN Minrong^c

(a.Guangxi Wireless Broadband Communication and Signal Processing Key Laboratory; b.School of Computer Science and Information Security; c.School of Information and Communication Engineering, Guilin University of Electronic Technology, Guilin Guangxi 541004, China)

Abstract: At present, Time Division Multiplexing-Multiple Input Multiple Output(TDM-MIMO) technology is mainly adopted to increase the number of virtual antennas to improve the angular resolution in automotive radar. However, when there exists relative motion between the target and the radar, the amount of phase change caused by the Doppler frequency of the moving target during the switching time of different transmitting antennas is coupled to each receiving antenna, resulting in a defocusing effect of the spectrum. This phase change would have effect on the angle estimate of the target. A TDM-MIMO signal model is deduced in this paper. By analyzing the cause of the phase error of the moving target, a phase compensation method is proposed. It is unnecessary for this method to estimate the target speed, and no additional hardware overhead is needed. The simulation experiment and the measured data show that the method can realize normal angle measurement on the moving target with low time complexity.

Keywords: Time Division Multiplexing; Multiple Input Multiple Output(MIMO) radar; Frequency Modulated Continuous Wave(FMCW) system; phase compensation

雷达距离的高分辨力可以通过发射大带宽的信号来实现,而角度的高分辨需要增加天线孔径来实现。基于此,多输入多输出(MIMO)雷达体制被认为是增加天线孔径的一项重要技术^[1]。MIMO 雷达主要有频分复用(Frequency Division Multiplexing, FDM)、码分多路复用(Code Division Multiplexing, CDM)和时分复用(TDM)几种实现形式。考虑到实现复杂度及半导体器件成本限制,基于 TDM-MIMO 技术的毫米波雷达已经得到广泛应用,成为智能汽车必不可少的传感器之一。本文所示的 TDM-MIMO 雷达采用了调频连续波(FMCW)信号,其发射信号是实时正交的。每帧由多个块组成,每个块由多个发射天线(TX)交替发射的波形组成。TDM-MIMO 是从多个发射天线中分离信号的最简单方法,通常情况下,发射天线的间距是接收天线的 N 倍。并且 TDM-MIMO 系统形成的虚拟阵列相当于一个单输入多输出(Single Input Multi Output, SIMO)系统,可以实现相同的角度分辨力^[2]。目前,

收稿日期: 2019-03-02; 修回日期: 2019-04-11

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61561010); 广西自然科学基金资助项目(2017GXNSFAA198089); 广西重点研发计划资助项目(桂科 AB18126003; AB16380316); 桂林电子科技大学研究生教育创新计划资助项目(2019YCXSO47)

作者简介: 蒋留兵(1973-), 男, 硕士, 研究员, 主要研究方向为雷达信号处理。email: jlbj@163.com

TDM-MIMO 仍存在一些缺陷, 主要体现为: 首先, 由于 TDM 本身的体制特点, 系统在慢时间维的采样率有所降低, 使得不模糊测速范围显著减小, 测速模糊出现的概率增大, 最终增大角度测量误差, 为了解决这种问题, 已有学者提出了相应的解速度模糊方法^[3-4]。其次, 在不同的发射天线切换时间内, 运动目标的多普勒频率引起的相位变化将耦合到各个虚拟接收天线上, 从而影响接收虚拟天线孔径的正确合成, 导致虚拟阵列出现散焦效应。这种相位变化会对目标的角度估计产生影响。因此, 对于 TDM-MIMO 雷达来说, 运动目标在进行角度估计之前进行相位补偿是必不可少的一部分。

国内外机构对 TDM-MIMO 雷达的相位补偿进行了一系列相关研究。文献[5]中, Feger R 等最早提出采用 TDM 技术实现发射波形正交的 FMCW 的 MIMO 雷达, 并设计了收发一体的阵列天线, 这种阵列天线会产生冗余的虚拟位置, 通过对这 2 个处于相同位置的虚拟天线接收的信号进行比较得出运动引入相位差, 从而进行补偿。但是这种收发一体的天线相互之间的影响较大, 会引起天线方向图的畸变, 需要较高的隔离度。文献[6]在文献[5]的基础上, 将发射与接收天线分离, 同样利用虚拟阵列天线的冗余阵元比较求得相位差进行补偿。但是这种方法同样减小了虚拟天线阵列的有效孔径, 从而使角度分辨率降低。文献[7]提出了使用单天线通道信号探测目标, 并计算目标的运动速度, 从而计算运动引入的相位差。但是这种单通道的目标探测方式, 会使小信噪比较低的目标淹没在噪声中, 从而造成目标的相位差项匹配失调。文献[8]描述的另一种方法是通过频率斜坡的交错传输来减少误差。文献[9]通过优化发射天线的切换方案来减少相位误差。文献[10]提出了一种基于随机传输方案应用稀疏重构重建目标多普勒频谱的运动补偿方法。在该方法中速度与角度不再是耦合的。文献[11]设计了一种交替发射的信号调制方案, 用以补偿速度产生的耦合相变。文献[12]在对信号提出了一种新的求离散傅里叶变换的方法, 用来对相位误差项进行消除, 这种方法无需预估目标速度, 并且可以使用多目标的情况。

1 TDM-MIMO 信号模型

雷达系统采用线性调制的 FMCW 信号见图 1, 因此发射天线的时变正弦信号 $f[n]$ 为:

$$f[n] = f_0 + \frac{B}{N}n \quad (1)$$

式中: $n=0,1,\dots,N-1$, N 为采样数; f_0 为中心频率; B 为有效带宽。

假设目标位于远场, 无噪声环境下, 对于静止目标, 接收端的中频信号 $s[n]$ 为:

$$s[n] = AG(\alpha)\exp\left\{j\left[2\pi f[n]\frac{2r}{c} + \phi_{\text{refl}}\right]\right\} \quad (2)$$

式中: A 为信号的幅度值; $G(\alpha)$ 为合并后天线的增益, α 为目标的角度; r 为目标的径向距离; c 为光速; ϕ_{refl} 为未知的相位影响。

TDM-MIMO 雷达虚拟阵列见图 2, 将经过发射天线(TX)→目标→接收天线(RX)进行传播, 信号时延由 3 部分组成:

1) 雷达与目标径向距离造成的时延:

$$\tau_{\text{range}} = \frac{2r}{c};$$

2) 由发射天线 TX $[m_t]$ 相对于参考点 $d_t[m_t]$ 的位置决定的时延: $\tau_t[m_t] = \frac{d_t[m_t]}{c} \sin \alpha$;

3) 由接收天线 RX $[m_r]$ 相对于参考点 $d_r[m_r]$ 的位置决定的时延: $\tau_r[m_r] = \frac{d_r[m_r]}{c} \sin \alpha$ 。

因此可以得出:

$$s_{\text{MIMO}}[n, m_t, m_r] = s[n]\exp(j2\pi f[n]\tau_t[m_t])\exp(j2\pi f[n]\tau_r[m_r]) \quad (3)$$

式中: $m_t = 0, 1, \dots, M_t - 1$; $m_r = 0, 1, \dots, M_r - 1$, M_t 和 M_r 分别为发射天线和接收天线的数量。

综上, 完整的 TDM-MIMO 中频信号模型为:

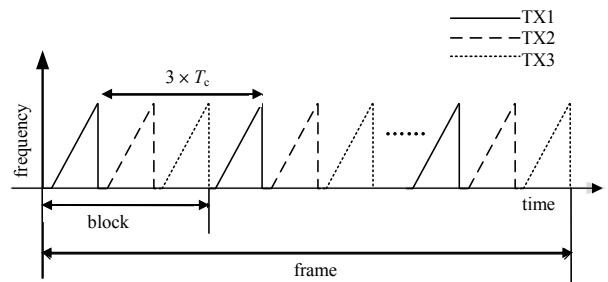


Fig.1 TDM-MIMO transmit waveform
图 1 TDM-MIMO 发射波形

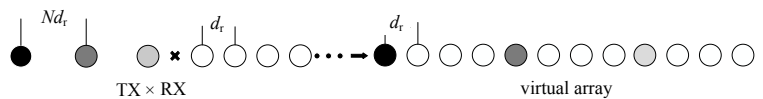


Fig.2 Equivalent virtual array of TDM-MIMO radar
图 2 TDM-MIMO 雷达的等效虚拟阵列

$$s_{\text{MIMO}}[n, m_t, m_r] = \underbrace{A \exp\left\{j2\pi \frac{f_0}{c} \sin \alpha (d_t[m_t] + d_r[m_r])\right\}}_a \underbrace{\exp\left(j4\pi \frac{B}{Nc} rn\right)}_b \exp\left[j4\pi \frac{f_0}{c} r + \phi_{\text{refl}}\right] \quad (4)$$

目前为止，雷达系统均是基于静态目标的信号模型实现，未将可能的目标移动考虑在内，需要对信号模型进行一些扩展。在远场条件下，目标相对于目标坐标系的位移引起最大允许相位误差通常为 $\frac{\pi}{8}$ [6]，现在讨论这种情况下的目标移动，目标运动方向见图 3。

1) 目标在 e_α 方向上的位移：从上述公式可以看出，角度偏移 $\Delta\alpha$ 的变化只会影响式(4)中的 a 部分。如果 $2\pi \frac{f_0}{c} \Delta \sin \alpha (d_t[m_t] + d_r[m_r]) \leq \frac{\pi}{8}$ ，则在 e_α 方向上的位移造成的相位偏移可以忽略，对于图 3 中 77 GHz 的均匀虚拟阵列天线(包含 12 个阵元，间距为 $\frac{\lambda}{2}$)， $\Delta \sin \alpha \leq 0.0114$ 。天线发射一个周期信号的时间为 $T_c = 30 \mu\text{s}$ ，假设目标的径向距离为 10 m，则目标的最大速度 $v_{\text{max}} \leq 3800 \text{ m/s}$ 。

2) 目标在 e_r 方向上的位移：距离偏移 Δr 的变化会影响式(4)中的 b 部分和 c 部分。考虑 b 部分，如果 $j4\pi \frac{B}{c} \Delta r \leq \frac{\pi}{8}$ ，当带宽 $B=400 \text{ MHz}$ 时，目标的最大速度 $v_{\text{max}} \leq 781.25 \text{ m/s}$ 。其中对速度变化最敏感的是 c 部分，发现 $j4\pi \frac{f_0}{c} \Delta r \leq \frac{\pi}{8}$ ， $\Delta r = v_r \times \Delta t$ ， $t = n \times T_s$ ， v_r 为目标径向速度， T_s 为采样时间间隔，目标的最大速度 $v_{\text{max}} \leq 4.058 \text{ m/s}$ 。

目前道路上汽车的行驶速度不会超过 70 m/s，因此对于 77 GHz TDMA-MIMO 雷达，由目标径向运动引起的 c 部分的相位变化造成的影响最为关键[5]。将这部分多普勒频移考虑到信号模型中，则新的运动单目标信号模型[6]为：

$$s_{\text{MOVE-MIMO}}[n, m_t, m_r] = s_{\text{MIMO}}[n, m_t, m_r] \times \exp(j2\pi\psi n) \quad (5)$$

式中： ψ 为目标因运动产生的多普勒频移， $\psi = \frac{2v_{\Delta r}}{c} f_0 T_s$ ； $v_{\Delta r}$ 为目标相对雷达的径向速度。

考虑多目标的情况，其信号模型为：

$$s[n, m_t, m_r] = \sum_{k=1}^K A_k \exp\left\{j2\pi \frac{f_0}{c} \sin \alpha_k (d_t[m_t] + d_r[m_r])\right\} \exp\left(j4\pi \frac{B}{Nc} r_k n\right) \exp\left[j\left(4\pi \frac{f_0}{c} r_k + v_{r-k} T_s n\right) + \phi_{\text{refl}}\right] \quad (6)$$

式中： $k=1, 2, \dots, K$ ， K 为目标的总数。每一个目标在场景中的位置为 (r_k, α_k) ，其径向速度为 v_{r-k} ，信号幅度值为 A_k 。

对 TDM-MIMO 雷达系统来说目标的相对运动会带来散焦效应，使能量分布在整個角度范围内，无法正确进行角度测量，因此必须对目标运动引起的相位变化进行补偿矫正，使其重新聚焦。

2 相位补偿方法

对每个发射天线(TX)对应的接收天线(RX)中频回波信号进行采样，单周期采样点数为 N ，啁啾的重复周期数为 I ，此时可将可测量距离分为 N 个距离单元，可测量速度分为 I 个速度单元，由此可以得到对应的距离分辨力和速度分辨力： $r_{\text{res}} = \frac{c}{2B}$ ， $v_{\text{res}} = \frac{\lambda}{2IT_c}$ 。然后对得到的矩阵单元进行 2D-FFT 处理得到：

$$S(n, i, m_t, m_r) = \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{n=0}^{N-1} s_i[n, m_t, m_r] \exp\left(\frac{-j2\pi n^2}{N}\right) \exp\left(\frac{-j2\pi i^2}{I}\right) \quad (7)$$

式中 $s_i(n, m_t, m_r)$ 为第 i 周期的回波信号， $n=0, 1, \dots, N-1$ ， $i=0, 1, \dots, I-1$ 。

每个 2D-FFT 频谱矩阵对应一个虚拟天线，为了提高信噪比，将所有虚拟天线的频谱进行非相干累加。然后，使用恒虚警算法(Constant False-Alarm Rate, CFAR)从 2D-FFT 频谱中筛选出有效目标的峰值。在进行角度估计

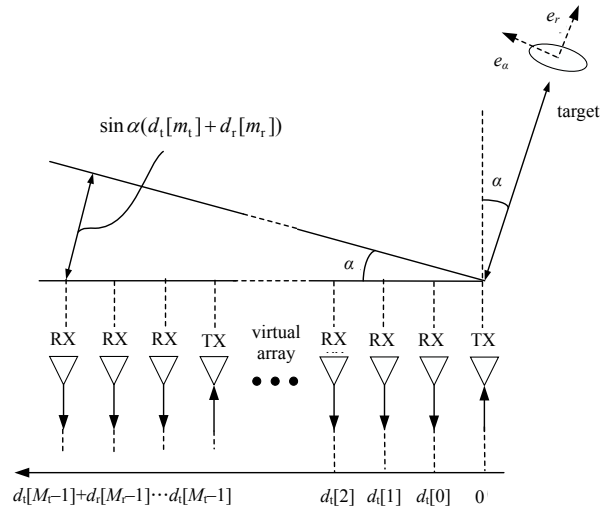


Fig.3 Signal model of TDM-MIMO equivalent virtual array
图 3 TDM-MIMO 等效虚拟阵列信号模型示意

之前先对速度引起的相位变化进行补偿。根据式(6)可以看出,对于 TDM-MIMO 雷达系统,除了第一顺位的发射天线(TX1)与其对应的接收天线的回波信号之外的回波信号,均需以 TX1 为标准,对相应的回波信号进行相位补偿。根据速度引起的多普勒频移 $f_D = \frac{2v}{\lambda}$, 可以推出补偿公式应为:

$$S'(m_t, m_r) = S(m_t, m_r) \exp \left[-j2\pi f_D T_c \left(\frac{m_t - 1}{M_t} \right) \right] \quad (8)$$

式中: S' 为经过补偿之后的 2D-FFT 频谱数据; f_D 为速度引起的多普勒频移, 结合速度分辨力公式, 式(8)可写为

$$S'(m_t, m_r) = S(m_t, m_r) \exp \left(\frac{-j2\pi m_t i}{M_t I} \right), \quad 0 \leq i \leq I - 1 \quad (9)$$

使用式(9)对 2D-FFT 之后速度单元进行补偿。在进行多普勒补偿之后,对于每个有效目标,从 12 个 2D-FFT 频谱中提取对应峰值单元,并在补零之后执行角度-FFT。这里补零的目的是为了细化频谱,从而更准确地找到目标的谱峰位置,以确定该目标的到达角。

在雷达信号处理过程中加入本文提出的基于速度单元的相位补偿方法可以正确地对相位进行矫正,进而可以正确地对运动目标进行角度测量。从式(9)中可以看出,雷达速度分辨力是影响本文提出方法性能的关键所在,也就是说,在调频周期 T_c 一定的情况下,雷达每帧每根天线发射的啁啾数量 I 越多,相位补偿方法的性能会越好。

3 仿真验证

本文仿真的 TDM-MIMO 雷达系统,具有 3 个发射天线(间距 2λ), 4 个接收天线(间距 $\lambda/2$), 虚拟天线阵列可等效为 1TX-12RX 的 SIMO 雷达系统。具体波形参数见表 1 中仿真栏,一般来说 TDM-MIMO 雷达的最大视场为 180° , 本文通过将雷达波束集中在 $-75^\circ \sim 75^\circ$ 的范围内,并在补零后进行 32 点 FFT,以提高测角的准确度。

表 1 发射波形参数

Table1 Parameters of transmit waveform

effective bandwidth B/MHz		chirp time $T_c/\mu\text{s}$		center frequency f_0/GHz		periodic sampling points N		chirp repetition period I	
simulation	measurement	simulation	measurement	simulation	measurement	simulation	measurement	simulation	measurement
350	800.85	40	30.27	77	77	256	512	128	128

3.1 相位补偿方法有效性验证

为了证明本文中提出的对运动多普勒相位补偿方法的有效性,首先设计仿真实验针对处于不同运动状态下的目标进行角度测量,角度测量方法分为直接对多天线 2D-FFT 频谱的有效峰值执行角度-FFT 和对多天线的 2D-FFT 频谱进行相位补偿之后再对有效峰值进行角度-FFT。考虑运动目标在相对雷达的多个方向上的情况,其仿真结果见表 2。

由表 2 可以看出对细化之后的频谱执行角度-FFT 的测角结果,具

有较高的准确度。当被测目标在运动时,直接测角的方法会因为散焦效应而失效,出现将一个目标认为是多个目标或者测角偏差较大的情况。在经过本文的相位补偿方法处理之后,可以正确地得到与目标静止时相同的角度信息。由于傅里叶变换具有可加性,本方法同样适用于多目标的情况。

3.2 相位补偿方法对比

为了验证算法的准确性及高效性,仿真了 1TX-12RX 的 SIMO 雷达系统,这种情况无需进行相位补偿。并且仿真了 3TX-4RX 的 TDM-MIMO 的雷达系统,分别使用文献[6]中的重复阵元方法进行相位补偿以及本文中提

表 2 多角度仿真结果

Table2 Multi-angle simulation results

No.	azimuth($^\circ$)	motion state($\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$)	direct measurement($^\circ$)	phase compensated($^\circ$)
1	-50	static ($v=0$)	-50.85	-50.85
		motion ($v=15$)	unmeasurable	-50.85
2	-30	static ($v=0$)	-30.50	-30.50
		motion ($v=15$)	unmeasurable	-30.50
3	-10	static ($v=0$)	-10.80	-10.80
		motion ($v=15$)	unmeasurable	-10.80
4	10	static ($v=0$)	10.80	10.80
		motion ($v=15$)	unmeasurable	10.80
5	30	static ($v=0$)	30.50	30.50
		motion ($v=15$)	unmeasurable	30.50
6	50	static ($v=0$)	50.85	50.85
		motion ($v=15$)	unmeasurable	50.85

出的方法进行相位补偿。仿真被测目标径向距离为 10 m, 径向速度为 10 m/s, 角度为 -20° 。3 种方法的角度峰值见图 4, 2 种补偿后的方法的测角结果与 SIMO 雷达系统的直接测角结果均为 -18.28° 。对比可以看出使用重复阵元补偿的方法, 峰值较宽, 并且峰值旁瓣较高。这是因为天线孔径的减少影响了角度分辨力; 而使用本文提出的方法峰值较尖锐, 并且旁瓣曲线与 SIMO 雷达系统走向大致相同。可以看出本文提出的方法具有准确性。

对以上 3 种情况分别进行多次实验并记录信号处理算法的完整运行时间, 实验结果见图 5, 使用重复阵元方法补偿和使用本文方法补偿的平均耗时分别为 0.011 1 s 和 0.011 3 s, 未进行相位补偿的平均耗时为 0.010 8 s。可以看出 3 种方法的耗时在一个数量级, 具有相同的时间复杂度。因此本文提出的相位补偿方法同样具有高效性。

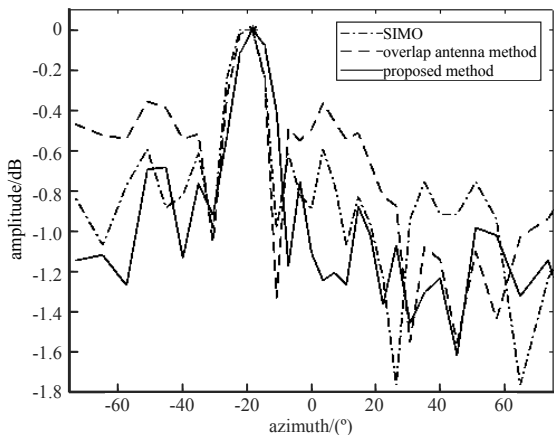


Fig.4 Spatial spectrum of different methods
图 4 不同方法的空间谱

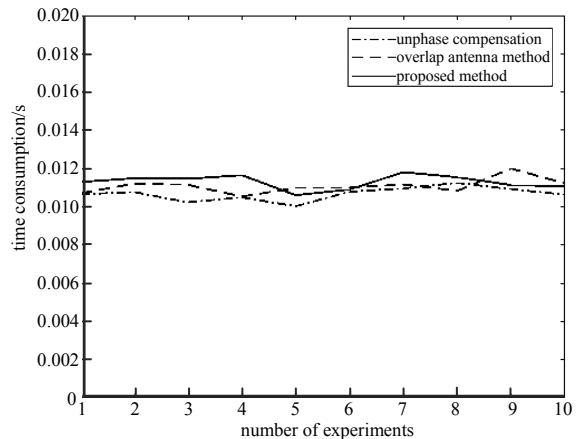
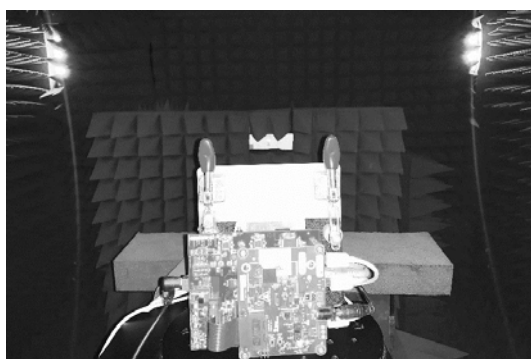


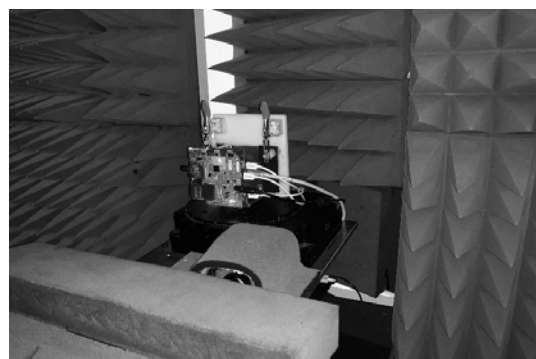
Fig.5 Signal processing time for different methods
图 5 不同方法的信号处理时间

4 模拟器验证

为进一步验证本文方法在实际雷达系统中的可行性, 使用德州仪器(Texas Instruments)的 AWR1243EVM+DCA1000EVM 在雷达模拟器中采集目标的原始回波数据, 将采集到的原始数据使用 PC 进行实验。AWR1243EVM 具有 3 个发射天线(间距 2λ), 4 个接收天线(间距 $\lambda/2$), 虚拟天线阵列可等效为 1TX-12RX 的 SIMO 雷达系统。发射波形参数见表 1 中实测栏。雷达模拟器通过空馈的方式接收雷达信号, 分析发射信号特征, 并结合设置目标的参数模拟真实目标的回波信号, 其数据采集场景见图 6。



(a) front scene



(b) side scene

Fig.6 Data acquisition
图 6 数据采集场景

使用雷达模拟器产生雷达截面积为 10 dBsm 的目标, 该目标沿着 0° 方向上以 20 m/s 的速度, 从距离雷达 10 m 的位置运动到 30 m 的位置。对采集到的中频信号按照第 2 节中描述的算法流程进行信号处理, 取其中的一帧数据得出未进行相位补偿时的目标距离-角度图, 见图 7, 单位为 m。此时频谱受目标相对运动影响, 角度谱峰产生了偏移, 并且产生了散焦效应, 无法正确估计目标的角度。使用本文提出的相位补偿方法对频谱进行补偿后得到其目标距离-角度图, 见图 8, 单位为 m。可以看出角度谱峰回到了正确的位置, 并且起到了重新聚焦的效果。再次证明了本文提出的相位补偿方法能够校正目标运动引起的相位偏移。

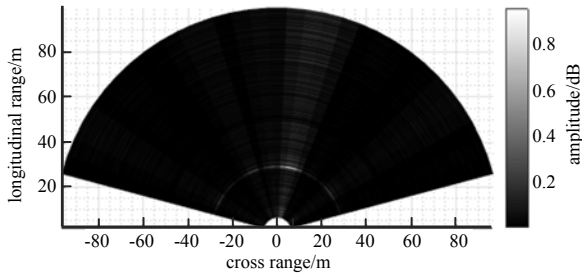


Fig.7 Distance-angle plot without compensation
图 7 未补偿时距离-角度图

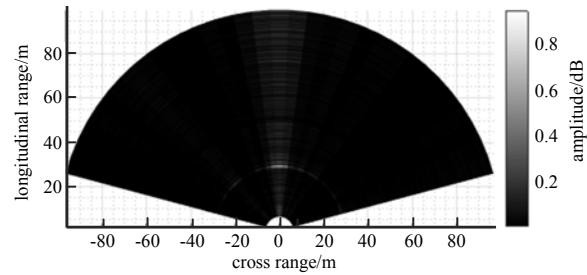


Fig.8 Distance-angle plot after compensation
图 8 补偿后距离-角度图

5 结论

本文基于目标运动的 TDM-MIMO 信号模型,提出了相位补偿的方法,使得虚拟阵列天线的孔径能够正确合成。本文提出的基于速度单元的相位补偿方法可以应用于多目标场景,并且不受测速精确度的影响,无需额外的硬件开销。通过仿真实验和实测数据验证了本方法可以使运动目标正常测角并且具有较低的时间复杂度。

参考文献:

- [1] BLISS D W,FORSYTHE K W. Multiple-input Multiple-Output(MIMO) radar and imaging: degrees of freedom and resolution[C]// Conference Record of the Thirty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA, USA:IEEE, 2003:54-59.
- [2] ZWANETSKI A,ROHLING H. Continuous wave MIMO radar based on time division multiplexing[C]// 13th International Radar Symposium. Warsaw, Poland:IEEE, 2012:119-121.
- [3] ROOS F,BECHTER J,APPENRODT N, et al. Enhancement of Doppler unambiguity for chirp-sequence modulated TDM-MIMO radars[C]// MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility. Munich, Germany:IEEE, 2018. DOI:10.1109/ICMIM.2018.8443352.
- [4] 郑远,温博,马瑞平. 基于双周期锯齿波 LFMCW 的距离速度去耦合[J]. 电子科技, 2013,26(7):125-128. (ZHENG Yuan,WEN Bo,MA Ruiping. Range-velocity decoupling based on dual period sawtooth wave LFMCW radar[J]. Electronic Science and Technology, 2013,26(7):125-128.)
- [5] FEGER R,WAGNER C,SCHUSTER S, et al. A 77 GHz FMCW MIMO radar based on an SiGe single-chip transceiver[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009,57(5):1020-1035.
- [6] SCHMID C M,FEGER R,PFEFFER C, et al. Motion compensation and efficient array design for TDMA FMCW MIMO radar systems[C]// 6th European Conference on Antennas & Propagation. Prague, Czech Republic:IEEE, 2012:1746-1750.
- [7] ZOEKE D,ZIROFF A. Phase migration effects in moving target localization using switched MIMO arrays[C]// 2015 European Radar Conference(EuRAD). Paris, France:IEEE, 2015:85-88.
- [8] GUETLEIN J,KIRSCHNER A,DETLEFSEN J. Motion compensation for a TDM FMCW MIMO radar system[C]// 2013 European Radar Conference(EuRAD). Nuremberg, Germany:IEEE, 2013:37-40.
- [9] RAMBACH K,YANG B. Colocated MIMO radar:Cramer-Rao bound and optimal time division multiplexing for DOA estimation of moving targets[C]// IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Vancouver, BC, Canada:IEEE, 2013:4006-4010.
- [10] HU Xueyao,LU Man,LI Yang, et al. Motion compensation for TDM MIMO radar by sparse reconstruction[J]. Electronics Letters, 2017,53(24):1604-1606.
- [11] KRONAUGE M,ROHLING H. New chirp sequence radar waveform[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2014,50(4):2870-2877.
- [12] BECHTER J,ROOS F,WALDSCHMIDT C. Compensation of motion-induced phase errors in TDM MIMO radars[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2017,27(12):1164-1166.