

文章编号: 1001-2486(2009)01-0052-06

MIMO 体制米波圆阵雷达研究*

胡晓琴^{1,2}, 陈建文², 王永良², 陈辉²

(1. 国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073; 2. 武汉空军雷达学院 重点实验室, 湖北 武汉 430019)

摘要: 将 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 思想和圆阵雷达结合起来, 提出了 MIMO 体制的米波圆阵雷达模型。对于米波圆阵雷达, 采用 MIMO 体制后, 目标和镜像的相关性减弱, 虚拟阵列的有效孔径增大, 能够实现目标和镜像的二维角估计。理论分析及仿真实验结果表明, MIMO 体制的米波圆阵雷达不仅能估计出目标的方位角, 且能从俯仰上将目标和镜像分开。

关键词: MIMO 雷达; 米波雷达; 圆阵; 多径

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A

Research on the Meter-wave Circular Array Radar for MIMO Systems

HU Xiaor qin^{1,2}, CHEN Jian wen², WANG Yong liang², CHEN Hui²

(1. College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China;

2. Key Lab, Wuhan Radar Academy, Wuhan 430019, China)

Abstract: Based on the MIMO idea and the circular array radar, the meter wave circular radar for MIMO systems is proposed. For the meter wave circular array radar using MIMO systems, the correlation between the target and the image is reduced, the effective aperture of virtual array is also increased, and the two dimension angles of the target and the image can be estimated. Theory analyses and simulation experiment results show that the meter wave circular array radar for MIMO systems not only can obtain the azimuth angle of the target, but also can make the differentiation between the target and the image from the elevation.

Key words: MIMO radar; the meter wave radar; circular array; multipath

米波雷达波长较长, 具有良好的反隐身和对抗辐射导弹的能力, 而且作用距离远。但米波雷达波束宽, 方位角和俯仰角的分辨力都较差, 特别是俯仰上波束打地, 受到地面或海面多径反射的影响, 测高精度很差。所以米波雷达的应用受到很大的限制, 特别是具有测高功能的米波雷达, 难以适应现代战争的综合威胁环境。米波雷达必须采用新的技术体制和先进的技术手段才能适应发展的需要。

均匀圆阵是一个平面阵, 它有着广泛的应用前景, 可提供 360° 全方位、无模糊的方位角信息, 还可以提供俯仰角信息; 与均匀线阵相比, 不存在相位模糊现象, 在各个方位上都具有相同的测向性能。由于天线没有机械转动部分而改为圆形桁架结构, 取消天线伺服系统, 使得天线重量分散、抗风能力增强, 提高了可靠性, 降低了成本。目前, 国内外已经开展了对米波圆阵雷达的研究^[1]。

采用相控阵体制时, 米波圆阵雷达天线接收的信号除了直射信号外, 还存在与直射信号完全相干的反射信号, 且直射信号与反射信号的俯仰角间隔很小。解决米波圆阵雷达二维角估计问题最有效的办法是用超分辨方法将直射信号和反射信号分开, 但米波圆阵对这种相干源的二维角估计很困难。模式空间处理后的去相干方法可以用于共面情形的水平放置的圆阵雷达, 但阵列孔径减小, 分辨力下降。所以, 对于相控阵系统的米波圆阵, 要想将相干的直射信号与反射信号分开非常困难。2004 年, Fishler 等人将通信中分集的概念引入到雷达领域, 提出了一种新概念雷达体制——MIMO 雷达^[2], 为雷达技术的发展开辟了一个新的空间。和相控阵雷达不同, MIMO 雷达采用多个发射天线和接收天线, 且各个发射

* 收稿日期: 2008-06-26

基金项目: 国家自然科学基金重点项目 (60736009)

作者简介: 胡晓琴 (1979-), 女, 博士生。

天线之间的发射信号相互正交。不同目标的反射波形相互线性独立,这样很多自适应技术能直接用来提高分辨率和抗干扰性能。为此,本文将 MIMO 思想用于米波圆阵雷达,提高空间分辨力,并降低直射信号与反射信号的相关性,从而提高米波圆阵雷达的二维角估计性能。

1 MIMO 雷达系统特点分析

为了突出 MIMO 雷达系统的特点,给出 MIMO 雷达系统框图与相控阵雷达系统框图,分别如图 1(a)、(b)所示。

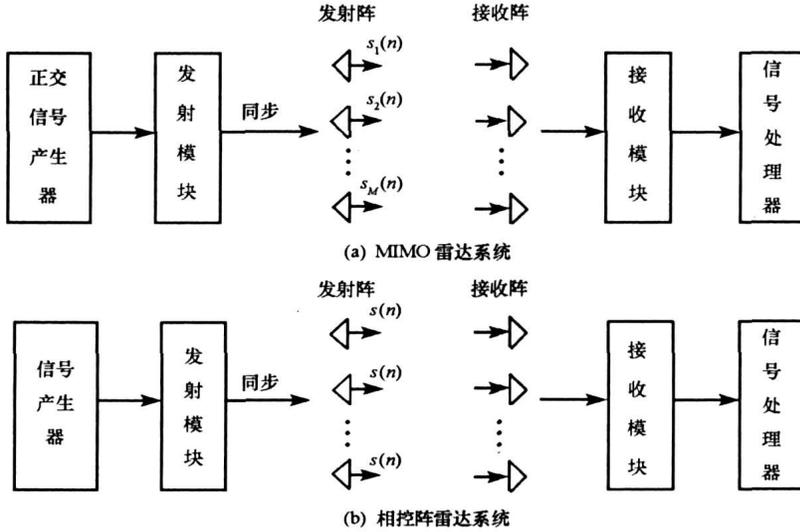


图 1 系统框图对比

Fig. 1 Comparison of system structures

MIMO 雷达系统与相控阵雷达系统框图中,两个系统的发射模块和接收模块基本相同,发射模块主要由上变频器、功率放大器、移相器等组成,接收模块主要由下变频器、中频放大器、相参检波器、视频放大器、A/D 变换器等部分组成。MIMO 雷达系统与相控阵雷达系统的差别主要体现在以下几个方面:

(1) MIMO 雷达系统的发射天线由多个阵元组成,相控阵雷达系统的发射天线可以由多个阵元组成,也可以只有一个阵元。

(2) 信号产生器的不同是两个系统最主要的差别。相控阵雷达系统的发射天线有多个阵元时,需要产生一组相同的信号,如图 1(b)所示,同时要保证信号的同步;如果发射天线只有一个阵元,则只需要产生一个信号。MIMO 雷达系统的信号产生器需要产生不同的发射信号,且发射波形相互正交,也要保证信号发射时的同步。假设发射阵的阵元数为 M ,且 M 个阵元的发射信号为 $S(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)]^T$,这组信号要求相互正交,即要满足

$$\int s_i(t) s_k^*(t) dt = \begin{cases} \delta, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases} \quad (1)$$

其中, δ 为一常数。正交波形的产生是整个 MIMO 系统实现中很关键的一步,正交波形可以通过编码或简单的频分方式等实现^[3]。人们对正交波形的设计做了很多工作^[4-5],并取得了一些成果。若发射信号不正交,前者则可切换为后者的工作模式。

(3) 从两个系统的接收模块出来的信号利用信号处理器进行杂波抑制、目标检测、抗干扰、参数估计等,MIMO 雷达系统的信号处理可先将发射信号和接收信号进行匹配滤波,再用其他信号处理方法进行处理。

从两个系统的差别可看出,相对于普通相控阵雷达系统,MIMO 雷达系统增加的设备量和成本主要体现在发射阵元和正交波形产生器,特别是正交波形如何设计才能保证发射信号正交,这也是 MIMO 雷达在以后具体的系统实现中,需要考虑和解决的问题。

2 MIMO 体制的米波圆阵雷达模型

米波圆阵雷达用于二维角估计时,目标一般位于空间远场,且假设发射信号为窄带信号,所以点源目标的假设是很好的近似。下面以水平放置的圆阵为例,给出MIMO体制的米波圆阵雷达模型,如图2所示。

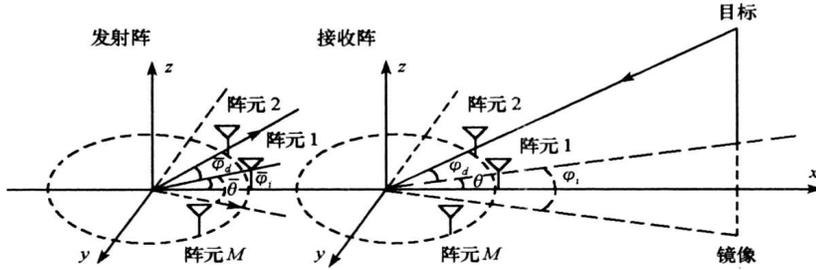


图2 MIMO体制的米波圆阵雷达模型

Fig. 2 Meter wave circular radar model of MIMO system

米波雷达由于波束宽,当目标仰角较低时,波束打地,雷达接收信号中除了直射信号外还有反射信号(镜像)。如果反射面较平坦,则目标与镜像满足如图2所示的几何关系,即关于反射面对称,所以两信号的方位角相等,设发射方位角为 $\bar{\theta}$,两信号的发射俯仰角分别为 $\bar{\varphi}_d$, $\bar{\varphi}_i$ 。不考虑噪声时,在目标和镜像处的信号可分别表示为

$$z_d(t) = \bar{K}_1 \mathbf{a}^T(\bar{\theta}, \bar{\varphi}_d) \mathbf{S}(t) \quad (2)$$

$$z_i(t) = \bar{K}_2 \mathbf{a}^T(\bar{\theta}, \bar{\varphi}_i) \mathbf{S}(t) \quad (3)$$

其中, \bar{K}_1 , \bar{K}_2 分别为发射阵圆心到目标和镜像的距离引起的相位延迟,即 $\bar{K}_1 = e^{-j2\pi \bar{R}_d / \lambda}$, $\bar{K}_2 = e^{-j2\pi \bar{R}_i / \lambda}$, \bar{R}_d , \bar{R}_i 分别为发射阵圆心到目标和镜像的距离, λ 为雷达工作波长。 $\mathbf{a}(\bar{\theta}, \bar{\varphi})$ ($\bar{\varphi} = \bar{\varphi}_d, \bar{\varphi}_i$) 为圆阵的发射导向矢量,具体可表示为

$$\mathbf{a}(\bar{\theta}, \bar{\varphi}) = [a_1(\bar{\theta}, \bar{\varphi}), a_2(\bar{\theta}, \bar{\varphi}), \dots, a_M(\bar{\theta}, \bar{\varphi})]^T = [e^{-j2\pi \bar{\tau}_1}, e^{-j2\pi \bar{\tau}_2}, \dots, e^{-j2\pi \bar{\tau}_M}]^T \quad (4)$$

f 为雷达工作频率, $\bar{\tau}_m$ ($1 \leq m \leq M$) 为发射时第 m 个阵元相对于圆心的时延,即 $\bar{\tau}_m = \hat{\mathbf{r}}_1^T \mathbf{p}_m$, $\hat{\mathbf{r}}_1$ 为单位向量的笛卡儿坐标,即 $\hat{\mathbf{r}}_1 = [\cos \bar{\theta} \cos \bar{\varphi}, \sin \bar{\theta} \cos \bar{\varphi}, \sin \bar{\varphi}]^T$, 设 $\gamma_m = 2\pi(m-1)/M$, 则水平放置和竖直放置时第 m 个阵元的位置矢量 \mathbf{p}_m 分别为

$$\mathbf{p}_m = [r \cos \gamma_m, r \sin \gamma_m, 0]^T \quad (5)$$

$$\mathbf{p}_m = [r \cos \gamma_m, 0, r \sin \gamma_m]^T \quad (6)$$

其中, r 为发射阵半径。则水平放置和竖直放置时 $a_m(\bar{\theta}, \bar{\varphi})$ ($1 \leq m \leq M$) 可分别具体表示为

$$a_m(\bar{\theta}, \bar{\varphi}) = e^{-j2\pi r / \lambda \cos \bar{\varphi} \cos(\bar{\theta} - \gamma_m)} \quad (7)$$

$$a_m(\bar{\theta}, \bar{\varphi}) = e^{-j2\pi r / \lambda (\cos \bar{\theta} \cos \bar{\varphi} \cos \gamma_m + \sin \bar{\varphi} \sin \gamma_m)} \quad (8)$$

加入噪声的影响,阵列接收数据写成矢量形式为

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(t) &= [r_1(t), r_2(t), \dots, r_N(t)]^T + \mathbf{N}(t) \\ &= [\mathbf{b}(\theta, \varphi_d), \mathbf{b}(\theta, \varphi_i)] \begin{bmatrix} \bar{k}_1 k_1 \rho & 0 \\ 0 & \bar{k}_2 k_2 \rho_2 \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}^T(\bar{\theta}, \bar{\varphi}_d) \\ \mathbf{a}^T(\bar{\theta}, \bar{\varphi}_i) \end{bmatrix} \mathbf{S}(t) + \mathbf{N}(t) \end{aligned} \quad (9)$$

其中, θ 为接收方位角, φ_d , φ_i 分别为目标和镜像的接收俯仰角, K_1 , K_2 分别为接收阵圆心到目标和镜像的距离引起的相位延迟,即 $K_1 = e^{-j2\pi R_d / \lambda}$, $K_2 = e^{-j2\pi R_i / \lambda}$, R_d , R_i 分别为接收阵圆心到目标和镜像的距离。 ρ_1 , ρ_2 分别为从目标和镜像反射回来的信号的复幅度, β 为复镜面反射系数。 $\mathbf{b}(\theta, \varphi)$ ($\varphi = \varphi_d, \varphi_i$) 为接收导向矢量,和发射导向矢量类似,有

$$\mathbf{b}(\theta, \varphi) = [b_1(\theta, \varphi), b_2(\theta, \varphi), \dots, b_N(\theta, \varphi)]^T \quad (10)$$

设接收阵半径为 r , 水平放置和竖直放置时, $b_n(\theta, \varphi) (1 \leq n \leq N)$ 可分别表示为

$$b_n(\theta, \varphi) = e^{-j2\pi r/\lambda \cos \varphi \cos(\theta - \varphi_m)} \quad (11)$$

$$b_n(\theta, \varphi) = e^{-j2\pi r/\lambda (\cos \theta \cos \varphi \cos Y_m + \sin \theta \sin \varphi \sin Y_m)} \quad (12)$$

噪声矢量为

$$N(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)]^T \quad (13)$$

$n_n(t) (1 \leq n \leq N)$ 为 t 时刻第 n 个接收阵元上的噪声, 一般假定为零均值的高斯白噪声, 且与信号不相关。收发共阵时, 式(9)可表示为

$$r(t) = [a(\theta, \varphi_d), a(\theta, \varphi_i)] \begin{bmatrix} k_1^2 \rho_1 & 0 \\ 0 & k_2^2 \rho_2 \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^T(\theta, \varphi_d) \\ a^T(\theta, \varphi_i) \end{bmatrix} S(t) + N(t) \quad (14)$$

采用传统的相控阵雷达时, 反射信号与直射信号相干, 且它们的方位角相同, 俯仰角差别很小, 米波圆阵对这种相干源的二维角估计很困难。而采用 MIMO 系统时, 由于雷达的发射信号相互正交, 发射天线到目标和镜像的不同路径产生不同的相移, 则这些独立波形在目标处线性组合, 这样, 从目标和镜像反射回来的信号线性独立。同时, 从式(9)也可看出反射信号与直射信号的相关性减弱, 可以用超分辨方法解决目标和镜像的二维角估计问题。

3 MIMO 系统接收数据分析

对 MIMO 系统的阵列接收数据进行详细分析, 每个阵元接收的信号分别与 M 个发射信号进行匹配滤波, 则第 n 个接收信号与第 m 个发射信号的匹配滤波为

$$\begin{aligned} X_m(t) &= \int r_n(t) s_m^*(t) dt \\ &= \int [b(\theta, \varphi_d), b(\theta, \varphi_i)] \begin{bmatrix} \bar{k}_1 k_1 \rho_1 & 0 \\ 0 & \bar{k}_2 k_2 \rho_2 \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^T(\bar{\theta}, \bar{\varphi}_d) \\ a^T(\bar{\theta}, \bar{\varphi}_i) \end{bmatrix} S(t) s_m^*(t) dt + N_{nm}(t) \\ &= [b_n(\theta, \varphi_d), b_n(\theta, \varphi_i)] \begin{bmatrix} \bar{k}_1 k_1 \rho_1 & 0 \\ 0 & \bar{k}_2 k_2 \rho_2 \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^m(\bar{\theta}, \bar{\varphi}_d) \\ a^m(\bar{\theta}, \bar{\varphi}_i) \end{bmatrix} \delta + N_{nm}(t) \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $N_{nm}(t) = \int n_n(t) s_m^*(t) dt$ 为匹配滤波之后的噪声分量。

第 $n (1 \leq n \leq N)$ 个接收阵元的数据经过匹配滤波后的信号矢量 $X_n(t)$ 为

$$X_n(t) = [X_{n1}(t), X_{n2}(t), \dots, X_{nM}(t)]^T \quad (16)$$

则最后总的接收信号可表示为

$$\begin{aligned} X(t) &= [X_1^T(t), X_2^T(t), \dots, X_N^T(t)]^T \\ &= [b(\theta, \varphi_d) \odot a(\bar{\theta}, \bar{\varphi}_d), b(\theta, \varphi_i) \odot a(\bar{\theta}, \bar{\varphi}_i)] \begin{bmatrix} \bar{k}_1 k_1 \rho_1 \\ \bar{k}_2 k_2 \rho_2 \beta \end{bmatrix} \delta + N \end{aligned} \quad (17)$$

其中, \odot 表示矩阵的 Kronecher 积, N 为总的噪声矢量。从式(17)可看出, 最后总的接收信号为 MN 维的矢量, 即接收的 N 路信号经过匹配滤波以后变成 MN 路信号。这时, 发射导向矢量与接收导向矢量的组合形成了一个新的虚拟导向矢量 $A^{[9]}$,

$$A = b(\theta, \varphi) \odot a(\bar{\theta}, \bar{\varphi}) \quad (18)$$

与传统的相控阵雷达相比, 虚拟阵列的有效孔径增大, 使波束方向图具有更高更窄的主瓣和更低的旁瓣。同时, 系统自由度也增加, 提高了空间分辨力和抗干扰能力。对于米波雷达, 一般情况下目标与接收阵的距离远大于接收阵与发射阵之间的距离, 所以可认为 $\theta = \bar{\theta}$, $\varphi = \bar{\varphi}$ 。

4 仿真实验

实验一 波束方向图对比

给出均匀圆阵的 MIMO 系统和相控阵雷达系统的波束方向图对比, MIMO 系统采用收发共阵模式, 阵元数为 16, 半径为 $\lambda[4\sin(\pi/M)]$, 其中波束指向的方位角和俯仰角分别为 90° 和 0° 。图 3 为水平放置, 图 4 为竖直放置。

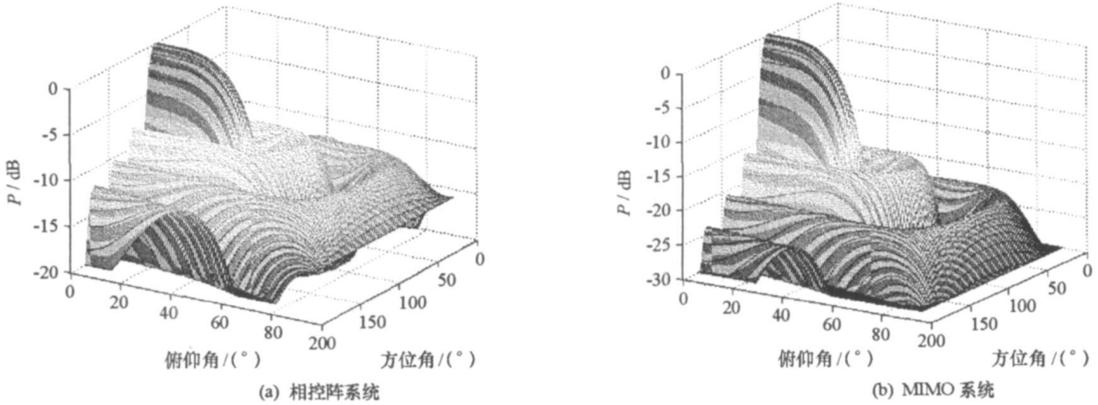


图 3 水平放置的波束方向图对比

Fig. 3 Comparison of horizontal beam patterns

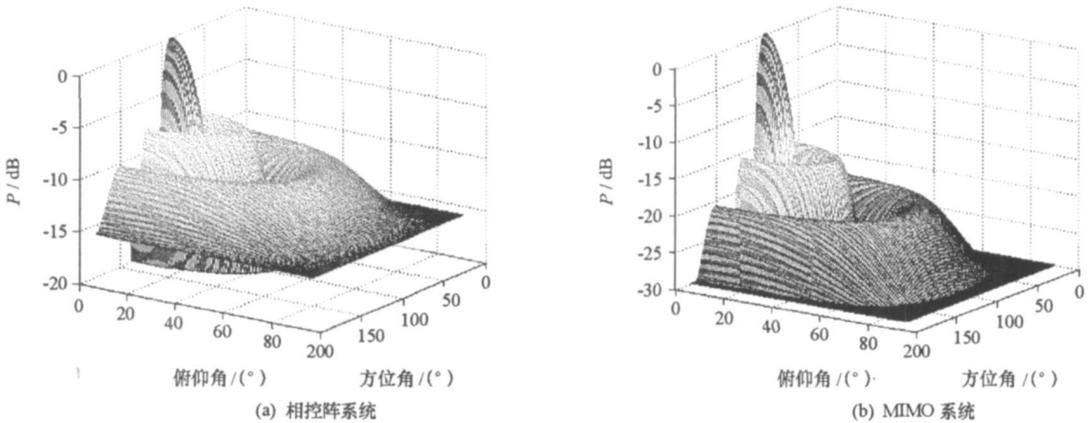


图 4 竖直放置的波束方向图对比

Fig. 4 Comparison of vertical beam patterns

从图 3 和图 4 可看出, 均匀圆阵无论是水平放置还是垂直放置, 相对于相控阵雷达系统, 采用 MIMO 雷达系统时, 方向图主瓣变窄, 第一副瓣下降了 8dB。

实验二 MIMO 体制米波圆阵雷达的二维角估计性能

利用仿真实验来考察 MIMO 体制的米波圆阵雷达的二维角估计性能。实验中所采用的数据: 第一个阵元离地 16m, 16 个阵元, 信号频率为 150MHz, 波长为 2m, 半径为 $\lambda[4\sin(\pi/M)]$, 目标高度为 7000m, 目标与雷达的直射距离为 120km, 快拍数为 100, 信噪比为 20dB, 采用收发共阵模式。方位角为 10° , 根据简单的米波雷达测高模型, 得到目标和镜像的俯仰角分别为 3.3365° 和 -3.3518° 。图 5 为水平放置, 图 6 为竖直放置。

图 5 和图 6 表明, 当信噪比为 20dB 时, 圆阵水平放置和竖直放置时, 其 MUSIC 算法的二维空间谱不仅能估计出方位角, 而且能估计目标和镜像的俯仰角。但很明显, 竖直放置时, 估计的俯仰角精度更高。

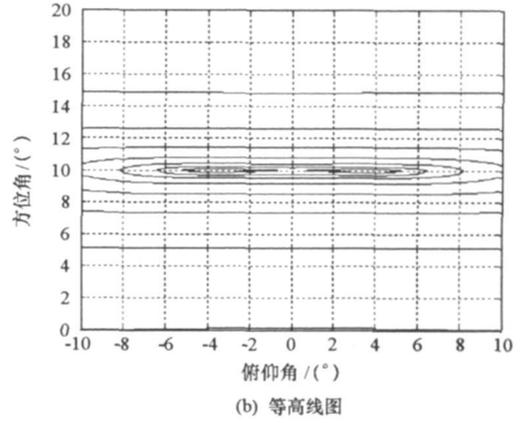
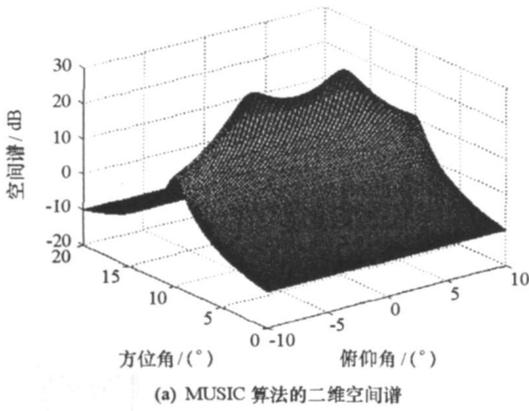


图5 水平放置的二维 DOA 估计

Fig. 5 Horizontal two dimension DOA estimation

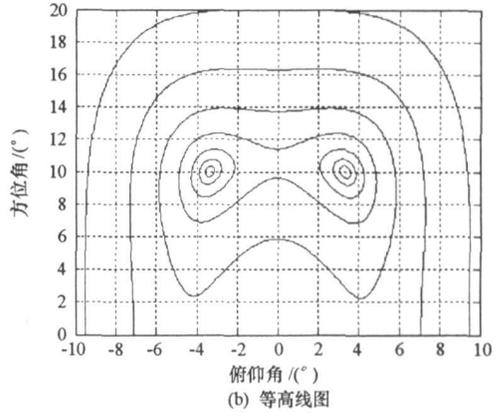
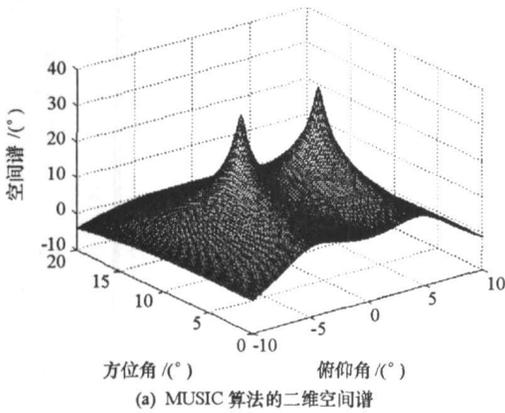


图6 竖直放置的二维 DOA 估计

Fig. 6 Vertical two dimension DOA estimation

5 结论

通过与常规相控阵雷达系统的对比,对 MIMO 雷达系统的特点进行了详细分析,结合米波圆阵雷达,提出了 MIMO 体制的米波圆阵雷达模型。相对于常规相控阵雷达, MIMO 思想的利用增加了系统自由度和虚拟阵列的有效孔径。对于 MIMO 体制,米波圆阵雷达中的目标和镜像的相关性很小,直接利用 MUSIC 二维 DOA 估计方法就能得到目标和镜像的方位角,且能从俯仰上将两者分开。仿真结果表明,水平放置的圆阵的方位角估计精度较高,但其俯仰上的分辨能力不如竖直放置的圆阵。MIMO 体制的米波圆阵雷达能实现目标和镜像的方位角和俯仰角的同时估计,且估计性能较好。采用 MIMO 体制时,同时也增加了系统的复杂度和实现代价,这是在以后具体的工程实现中必须要考虑的问题。

参考文献:

- [1] 西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室. 一种新型的米波雷达——稀疏阵综合脉冲孔径雷达[J]. 火控雷达技术, 1995, 24: 1-13.
- [2] Fishler A H. MIMO Radar: An Idea Whose Time Has Come[C]//Proc. IEEE Radar Conference, 2004: 71-78.
- [3] 何子述, 韩春林. MIMO 雷达概念及其技术特点分析[J]. 电子学报, 2005, 33(12A): 2441-2445.
- [4] Yang R S B. MIMO Radar Waveform Design Based on Mutual Information and Minimum Mean Square Error Estimation[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2007: 1-12.
- [5] Fuhrmann G S A. Transmit Beamforming for MIMO Radar Systems Using Partial Signal Correlation[C]//Proc. 38th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2004(1): 295-299.
- [6] Robey S C. MIMO Radar Theory and Experimental Results[C]//Proc. 38th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2004(1): 300-304.