

## 基于防撞雷达的分集相控阵设计方法

唐尧<sup>\*①②</sup> 李波<sup>①</sup> 杜自成<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(西北工业大学电子信息学院 西安 710072)

<sup>②</sup>(西安电子工程研究所 西安 710100)

**摘要:** 常规相控阵雷达通过移相发射空间合成的相参信号形成能量聚集的天线方向图, 由于收发天线复用因此所合成的天线孔径要低于收发分置的MIMO雷达。该文首先通过理论推导MIMO雷达在探测性能上和相控阵雷达的一致性及其区别, 指出MIMO雷达的实质优势在于发射波束的数字赋形。然后设计一种基于防撞雷达的分集相控阵, 发射端采用相控体制, 接收端采用DBF数字波束形成, 通过分析移相器位数对该雷达性能的限制, 证明在指定波束指向上该雷达在避免产生正交信号的前提下能达到和MIMO雷达相同的虚拟孔径性能。最后通过计算机仿真, 验证该方法的有效性和可行性。采用该雷达体制在保证合成波束宽度的前提下, 能有效降低接收通道数, 从而有效降低雷达成本并提高通道一致性。

**关键词:** 分集相控阵; 集中式MIMO雷达; 波形设计; 防撞雷达

中图分类号: TN958.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2018)08-1795-07

DOI: 10.11999/JEIT171121

## Design of the Diversity Phased Array Based on Collision Avoidance Radar

TANG Yao<sup>①②</sup> LI Bo<sup>①</sup> DU Zicheng<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(School of Electronics and Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

<sup>②</sup>(Xi'an Electronic Engineering Research Institute, Xi'an 710100, China)

**Abstract:** Conventional phased array radar transmits coherent signal to form antenna pattern. By transmitting and receiving antenna reuse its aperture is always less than MIMO radar. This paper firstly analyses the same points and the difference between MIMO radar and phased array radar. It further points out that the essential advantage of MIMO radar is the digital transmitting beam forming. Second it designs a diversity phased array radar in collision avoidance atmosphere. Its transmitting part uses phase array system, while the receiving part uses the Digital BeamForming (DBF). Through the analysis for the limitation of the digits phase shifter, it proves that this radar can achieve the same virtual aperture performance as MIMO radar, while the radar can avoid to produce the orthogonal signal. Finally through the computer simulation it verifies the feasibility and effectiveness of the method. This radar system can effectively reduce the cost and improve channel consistency under the premise of promised beam width.

**Key words:** Diversity phased array; Centralized MIMO radar; Waveform design; Collision avoidance radar

### 1 引言

防撞雷达由于需要区分不同车道的目标, 构建行驶环境, 因此要求有较高的角度分辨率。而受安装尺寸和成本约束, 防撞雷达的收发通道数和信号处理能力受到限制, 制约了常规相控阵雷达和MIMO雷达在该领域的发展。

相控阵雷达在扫描、跟踪过程中通过移相器形成能量集中的发射方向图, 通过波束指向切换实现

全空域照射, 由于每个波束的驻留时间有限, 因此相对MIMO雷达波束调度不够灵活。集中式MIMO雷达通过发射正交波形同时覆盖广域空间, 系统形成虚拟孔径提高波束分辨力<sup>[1]</sup>。

围绕集中式MIMO雷达性能的优劣, 不同文献提出截然不同的观点, 文献[2,3]指出在信噪比较高时, MIMO雷达对目标方向角估计的性能优于一般的相控阵雷达; 文献[4,5]指出密集MIMO雷达探测性能与相控阵雷达相当, 当积累时间相同时, 密集MIMO雷达综合探测性能较差, 必须通过增加积累时间来提高探测性能。本文首先通过理论推导和仿

收稿日期: 2017-11-28; 改回日期: 2018-04-20; 网络出版: 2018-05-30

\*通信作者: 唐尧 confusedty@163.com

真揭示集中式MIMO雷达和相控阵雷达在探测性能上的一致性和差异，然后分析相控阵雷达和MIMO雷达各自的优越性和局限性。结合MIMO雷达形成虚拟孔径提高角度分辨力和相控阵雷达发射相参波形简化处理流程的特点，本文提出一种基于连续波防撞雷达的分集相控阵设计方法，该方法不要求发射正交信号但能在指定方向上形成和MIMO雷达虚拟孔径相同的方向图，特别适用于收发分置的调频连续波(LFMCW)体制。最后通过计算机仿真，验证本文方法的有效性和可行性。

将该方法应用于防撞雷达领域在保证雷达合成波束宽度的前提下，能有效控制收发单元数并避免复杂的正交信号处理。

## 2 相控阵雷达和集中式MIMO雷达的对比

### 2.1 TDRP时隙划分

集中式MIMO雷达通过发射正交波形产生虚拟孔径，其信号处理流程如图1所示。

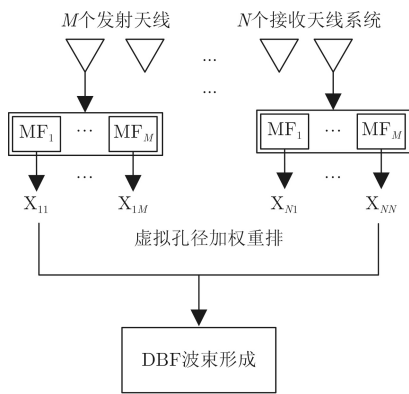


图1 MIMO雷达处理流程图

图1为由M个发射阵元和N个接收阵元构成的雷达系统，每个接收阵元采用M路匹配滤波，解调出各发射阵元的信号，经过数据重排，最终形成M×N路信号，形成虚拟孔径，再进行DBF数字波束形成。

令目标为单一目标，雷达各收发单元的辐射强度和回波到达各天线单元的回波强度均一致(为便于分析令该强度为单位强度)。取MIMO雷达的某个空间指向角为θ，则MIMO雷达合成的接收矢量和为(为便于分析，令发阵列和收阵列阵元分别等间隔分布)：

$$\mathbf{Z}(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} (e^{j(n\Delta\phi_t+m\Delta\phi_r)} + \mathbf{V}_{m-n}) \cdot e^{-j(n\Delta\varphi_t+m\Delta\varphi_r)} \quad (1)$$

其中，阵元的输入信号被分为两项， $e^{j(n\Delta\phi_t+m\Delta\phi_r)}$ 为信号矢量， $\mathbf{V}_{m-n}$ 为噪声矢量。 $\Delta\phi_t$ 和 $\Delta\phi_r$ 表示

由波程差引起的相邻收发阵元的相位差， $\Delta\varphi_t$ 和 $\Delta\varphi_r$ 是为了形成θ指向波束而引入的阵元间相移，有 $\Delta\varphi_t = \frac{2\pi d_t}{\lambda} \sin(\theta_t)$ ， $\Delta\varphi_r = \frac{2\pi d_r}{\lambda} \sin(\theta_r)$ ，其中 $d_t$ 和 $d_r$ 分别表示发送单元和接收单元的间距， $\theta_t$ 和 $\theta_r$ 分别为发射和接收波束指向。 $\mathbf{V}_{m-n}$ 表示第n个接收阵元对第m个发射阵元的波形进行脉冲压缩后的噪声项。

首先对目标回波信号的矢量合成进行分析：

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(\theta) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} (e^{jm(\Delta\phi_t-\Delta\varphi_t)}) e^{jn(\Delta\phi_r-\Delta\varphi_r)} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1 - e^{jM(\Delta\phi_t-\Delta\varphi_t)}}{1 - e^{j(\Delta\phi_t-\Delta\varphi_t)}} e^{jn(\Delta\phi_r-\Delta\varphi_r)} \\ &= \frac{1 - e^{jM(\Delta\phi_t-\Delta\varphi_t)}}{1 - e^{j(\Delta\phi_t-\Delta\varphi_t)}} \frac{1 - e^{jN(\Delta\phi_r-\Delta\varphi_r)}}{1 - e^{j(\Delta\phi_r-\Delta\varphi_r)}} \\ &= \frac{\sin\left(\frac{M}{2}(\Delta\phi_t-\Delta\varphi_t)\right) \sin\left(\frac{N}{2}(\Delta\phi_r-\Delta\varphi_r)\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}(\Delta\phi_t-\Delta\varphi_t)\right) \sin\left(\frac{1}{2}(\Delta\phi_r-\Delta\varphi_r)\right)} \\ &\quad \cdot e^{j\left(\frac{1-M}{2}(\Delta\phi_t-\Delta\varphi_t) + \frac{1-N}{2}(\Delta\phi_r-\Delta\varphi_r)\right)} \quad (2) \end{aligned}$$

由式(2)可见，目标回波信号的矢量合成实际为雷达收发方向图的乘积。由于 $\Delta\phi_t$ 和 $\Delta\phi_r$ 可以在接收端通过数字移相实现，因此MIMO雷达相对于常规雷达而言，最大的优点在于实现了雷达发射和接收的全数字移相。

对式(1)的噪声项进行分析容易证明，若MIMO雷达单接收通道的噪声功率为σ，则合成信号的噪声功率为MNσ。而N通道的相控阵雷达，若单接收通道的噪声功率为σ，则合成信号的噪声功率为Nσ。因此单次探测相对于相控阵雷达，MIMO雷达的合成噪声提高了M倍。由于MIMO雷达单次探测能够覆盖全空域，而相控阵雷达探测覆盖全空域需要在多个角度上进行扫描。因此MIMO雷达的波束指向灵活性要高于相控阵雷达，且可通过多帧累积的方式提高信噪比[6-8]。

### 2.2 相控阵雷达的虚拟孔径性能

为了进一步验证MIMO雷达和相控阵雷达的一致性，考虑一个4发4收的收发共置MIMO雷达，如图2所示，4通道经过匹配滤波后共形成16路信号。

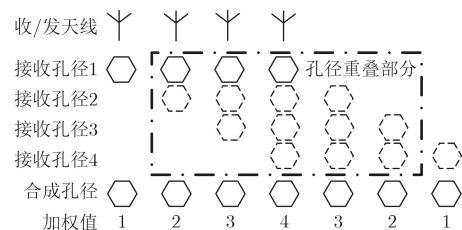


图2 4×4MIMO雷达虚拟孔径示意图

由图2可见，虽然收发共置MIMO雷达形成了多路虚拟孔径，但由于收发天线重合因此形成的虚拟孔径在空间上大量重叠。16路接收信号在空间上彼此独立的只有7路。

为便于分析，假设收发阵元为单位增益的全向天线，重叠后7路信号具有不同的等效加权值(分别为：1, 2, 3, 4, 3, 2, 1)。下面对比相控阵雷达方向图和MIMO雷达方向图：

图3为收发共置MIMO雷达和相控阵雷达在 $0^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $-45^\circ$  3个方向上的合成方向图。其中MIMO雷达为16路接收虚拟孔径信号的合成方向图，相控阵雷达为4发射天线方向图和4接收天线方向图的乘积结果。虽然MIMO雷达产生虚拟孔径后其合成孔径要大于相同接收阵列的相控阵雷达，但由于虚拟孔径彼此重叠，所形成的虚拟孔径中间部分等效加权大，两端部分等效加权小。由图3可见，模拟的收发共置MIMO雷达和传统相控阵雷达两者的合成方向图完全一致，其结果验证了式(2)的理论推导。

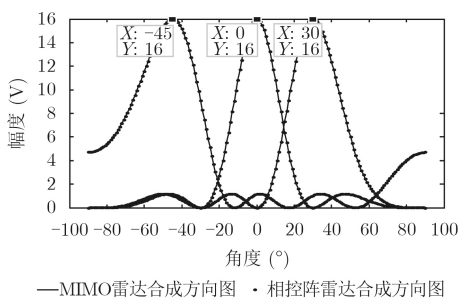


图3 收发共置MIMO雷达和相控阵雷达方向图比较

### 2.3 基于防撞的MIMO雷达分析

由上一节的分析可见，若MIMO雷达采用收发共置的方式，则形成的虚拟孔径大量重叠，导致形成中间加权大两端加权小的阵列天线。为了实现角度高分辨的目的，需要大的合成孔径，因此对于MIMO雷达而言应尽量避免虚拟孔径重叠，一种有效的手段是收发天线分置。

防撞雷达为避免探测盲区采用连续波体制，而为了避免发射造成的接收机饱和需要将天线进行收发分置。因此对于防撞雷达适合采用MIMO体制，产生没有重叠的虚拟孔径，从而实现合成孔径的最大化。

如图4所示，若发射阵元的间隔等于接收天线的全孔径长度，可避免虚拟孔径重叠，从而实现孔径的最大化，另外控制接收阵元的间隔与波长的相对关系可避免栅瓣的形成，便于后续DBF波束形成。

常规MIMO雷达通过发射正交的二项编码(BPSK)信号，使每个接收通道能够将各发射阵元的信号进行分离，从而实现虚拟孔径的形成。而防

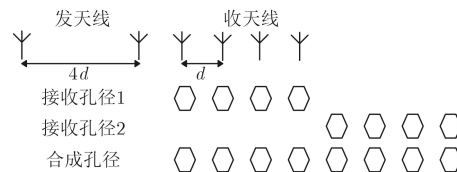


图4 收发分置MIMO雷达示意图

撞雷达一般采用零中频接收的自混频系统，其所要求的发射带宽一般在百兆到千兆的量级<sup>[9]</sup>。常规防撞雷达采用调频连续波(LFCW)，由于在模拟域自混频的过程中能够实现波形去斜<sup>[10]</sup>，因此在数字接收端能降低信号带宽，从而避免高采样率并降低信号处理复杂度。若采用BPSK信号则无法在模拟域混频的过程中实现信号的解扩，而大带宽的多路正交要求大的采样带宽，且信号处理过于复杂往往难以在低成本的防撞雷达上实现。

为了避免MIMO发射码分正交信号带来的弊端，在雷达领域一种权宜的做法是将发射信号在时域或频域上正交。为便于分析，下面以两发射天线为例进行说明。

图5为时间正交的MIMO雷达，两发射天线交替发射相同波形的信号，因此接收天线不用多波形正交匹配也能区分来自不同发射天线的信号形成虚拟孔径。

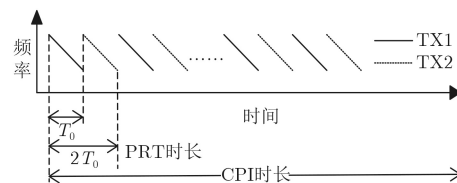


图5 时间正交的MIMO雷达

时域正交的MIMO雷达优点在于信号形式简单，便于实现。但其也存在如下两个主要缺点：(1)对于速度为 $V$ 的运动目标，由于目标在发射时长 $T_0$ 内产生 $R = V \times T_0$ 的位移,因此在合成虚拟孔径前需要首先补偿由距离变化造成的接收端相位变化；(2)随着发射天线数目的增加，进行MTD测速时信号重复周期PRT呈倍数增加，因此容易造成多普勒模糊现象。

图6为频率正交方式的MIMO雷达，保证两发射信号在频率上的间隔 $\Delta f$ 大于信号带宽 $B$ (对于自混频的LFCW系统只需保证 $\Delta f$ 大于去载频后的信号带宽 $B'$ )，则通过多项滤波的方式<sup>[11]</sup>在接收端可以分离出不同发射天线产生的波形。对于LFCW雷达采用频率正交的方式能够降低数字端处理带宽；但其主要缺点在于：不同发射频率作用于不同距离的目标，其回波的相位偏差<sup>[12]</sup>，因此在合成

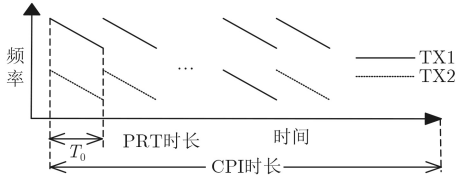


图6 频率正交的MIMO雷达

虚拟孔径时需要进行逐距离单元的相位修正，修正算法过于复杂，可行性不高。

### 3 分集相控阵雷达设计方法

#### 3.1 收发分置分集相控阵雷达设计原则

文献[13,14]论述的分集相控阵雷达采用一种MIMO雷达和相控阵雷达的折中方式，即将雷达划分为不同子阵，子阵内采用相控阵方式，子阵间采用MIMO方式。该类方法虽然在一定程度上能提高MIMO雷达的信噪比，但并没有避免复杂的正交信号处理。

本文旨在设计一种收发分置的分集相控阵雷达，采用该体制的防撞雷达能在不采用正交波形的前提下达到MIMO雷达虚拟孔径的性能，从而简化系统的复杂度。

对于式(2)中的  $M$  发射  $N$  接收天线阵列，取  $\theta_t = \theta_r, d_t = Nd_r$ ，则  $\Delta\varphi_t = N\Delta\varphi_r$ ，有

$$X(\theta) = \frac{1 - e^{jMN(\Delta\phi_r - \Delta\varphi_r)}}{1 - e^{jN(\Delta\phi_r - \Delta\varphi_r)}} \frac{1 - e^{jN(\Delta\phi_r - \Delta\varphi_r)}}{1 - e^{j(\Delta\phi_r - \Delta\varphi_r)}} \\ = \frac{\sin\left(\frac{MN}{2}(\Delta\phi_r - \Delta\varphi_r)\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}(\Delta\phi_r - \Delta\varphi_r)\right)} e^{j\left(\frac{1-MN}{2}(\Delta\phi_r - \Delta\varphi_r)\right)} \quad (3)$$

由式(3)可见，若分集相控阵的收发天线波束具有一致指向角  $\theta$ ，则在该指向角上能等效形成  $M \times N$  个接收天线的虚拟孔径效果，即分集相控阵雷达能和常规MIMO雷达获取一致的虚拟孔径性能。

分集相控阵雷达的接收端可用数字移相的方式合成方向图，而发射端往往采用移相器实现空间波束指向。由于发射阵元间距大，因此会在空间上产生栅瓣，栅瓣位置由式(4)确定：

$$d_T(\sin\theta_m - \sin\theta_0)/\lambda = m \quad m = \pm 1, \pm 2 \dots \quad (4)$$

其中， $d_T$  为发射阵元间距， $\theta_0$  为发射波束指向， $\theta_m$  为栅瓣位置。以发射天线数  $M = 2$ ，接收天线数  $N = 8$  的分集相控阵雷达为例进行说明：

图7中， $d$  为接收天线间距， $D$  为发射天线间距， $\theta$  为波达方向， $\lambda$  为雷达波长， $\Delta\phi = -2\pi d \sin\theta/\lambda$  为接收通道间移相器的移相间隔。为了实现2.3节中的虚拟孔径性能，取发射阵元的间距为  $D = 8d$ ， $d = 0.5\lambda$  (即  $D = 4\lambda$ )。

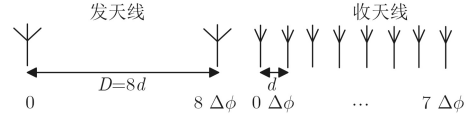


图7 基于相控阵的MIMO体制

取  $\theta_0 = 0, \Delta\phi = 0$ ，令发射阵元为单位全向天线，则发射方向图如图8所示。

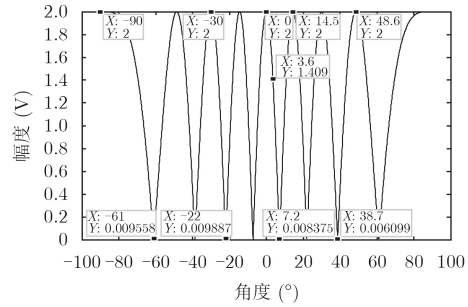


图8 两发天线方向图

图8中，发射天线在  $0^\circ$  形成主波束指向，同时在  $[-90^\circ, 90^\circ]$  范围内的8个方向上形成等幅栅瓣。由式(4)计算可得8个栅瓣指向角，分别为  $\pm 14.5^\circ, \pm 30^\circ, \pm 48.6^\circ, \pm 90^\circ$ 。

由图8可见，虽然栅瓣覆盖了部分空域，但单次波束指向并不能覆盖所有空域。由于发射天线利用移相器进行空间波束形成，而移相器的一个缺点是波束指向受移相器位数限制。因此设计合理的扫描次数来实现全空域覆盖，对分集相控阵雷达至关重要，是本文的一个研究重点。覆盖全空域的扫描次数由波束宽度决定，文献[15]指出，阵列雷达的3 dB波束宽度可由式(5)计算：

$$\frac{M\pi d}{\lambda} (\sin\theta - \sin\theta_0) \approx \pm 1.3916 \quad (5)$$

其中， $d$  为天线阵元间距， $M$  为天线阵元个数， $\theta_0$  为波束指向， $\theta = \theta_0 + 0.5\Delta\theta_{0.5}$ ， $\Delta\theta_{0.5}$  为3 dB波束宽度。对比式(4)和式(5)可知，为将发射波束交叠控制在3 dB范围内，应使波束扫描次数  $T_n \geq M$ 。

对应第  $t_n$  次扫描第  $m$  个天线单元的移相角为：

$$\varphi_{n-m} = -2\pi \times t_n \times m/M \quad (6)$$

其中， $t_n \in [0, T_n - 1]$ ， $m \in [0, M - 1]$ 。根据式(6)分别模拟  $M = 2, T_n = 2$  及  $M = 4, T_n = 4$  的发射扫描方向图覆盖，如图9所示。

图9中，模拟的发射天线阵元为单位全向天线，由图9可见不同扫描周期的波束交叠角基本保持在3 dB，随发射天线  $M$  的增大，发射波束宽度会减小，可提高方位分辨率。采用  $M$  个发射天线的分集相控阵雷达，为覆盖全空域至少需要  $M$  次扫描，移相器的最小量化相移为  $2\pi/M$ ，所需的移相

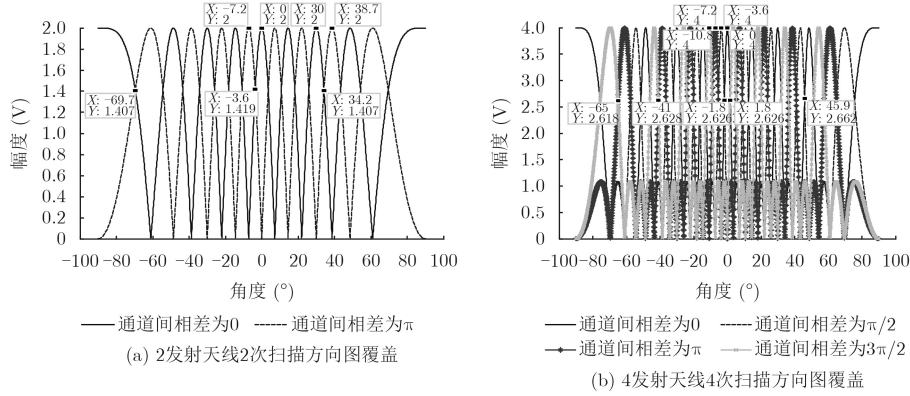


图9 多发射天线多次扫描方向图覆盖

器位数为  $M - 1$ 。另外，若取  $T_n > M$ ，可降低扫描波束交叠处的能量损失，但所需的移相器位数为  $T_n - 1$ 。

这里需要指出的是，只有当接收波束的指向角和发射波束(及其栅瓣)的指向角相同时，分集相控阵雷达才能合成有效波束。而发射天线的波束指向角受移相器位数的限制因此分集相控阵雷达的波束调度不如MIMO雷达灵活。

### 3.2 基于DBF的分集相控阵雷达实现方法

3.1节论述了收发分置相控阵雷达的设计原则，及发射分集的扫描方式。对于具有  $M$  个发射阵元， $N$  个接收阵元，接收阵元间距  $d_r = 0.5\lambda$ ，发射阵元间距  $d_t = Nd_r$  的分集雷达，一次波束扫描能够形成  $N$  个方向的波束指向(栅瓣)。若数字接收端通过DBF方式使波束指向这  $N$  个方向，则在对应波束指向上能够实现如图10所示的MIMO雷达  $M \times N$  个虚拟孔径的波束形成效果。

工程上为了在数字域实现快速高效移相，往往采用基于DFT(或FFT)的波束形成方法。而DFT是批处理算法，即一次处理会在多个方向上形成波束的空间指向。令雷达的空间指向为  $\theta_0$ ，则由式(4)可得，栅瓣位置为

$$\begin{aligned} \theta_m &= \arcsin(m\lambda/d_t + \sin \theta_0) \\ &= \arcsin(m/N\alpha + \sin \theta_0), \quad m = \pm 1, \pm 2 \dots \end{aligned} \quad (7)$$

其中， $\alpha = d_r/\lambda$ 。对于  $N$  点DFT，输出的第  $n$  点对

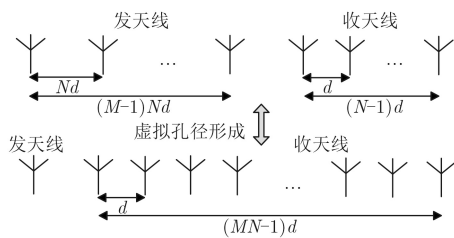


图10 虚拟孔径等效示意图

应的通道间相移为： $\varphi_n = 2\pi n/N, n \in [0, N - 1]$ ，该相移对应的波达角为

$$\theta_n = \arcsin(\lambda\varphi_n/2\pi d_r) = \arcsin(n/N\alpha) \quad (8)$$

对比式(7)和式(8)可知，由DFT计算出的波束位置和雷达栅瓣波束指向存在由  $\sin \theta_0$  造成的偏差，若在进行FFT前添加相位补偿因子  $\varphi_0$ ，使其满足

$$\lambda\varphi_0/2\pi d_r = \sin \theta_0 \quad (9)$$

即  $\varphi_0 = 2\pi\alpha \sin \theta_0$ ，则可使波束进行  $\theta_0$  的角度偏移。因此对第  $n (n \in [0, N - 1])$  个接收通道的信号进行  $\Delta\varphi_n = n\varphi_0 = 2\pi n\alpha \sin \theta_0$  的相移后再进行DFT处理，则可使波束指向正好指向  $N$  个栅瓣位置。

MIMO雷达在接收端区分各发射阵元的信号后通过  $M \times N$  点的DFT计算，可以实现  $M \times N$  个波束指向。下面证明分集相控阵雷达通过  $M$  次的  $N$  点DFT处理，能够实现和MIMO雷达  $M \times N$  点DFT处理相同的结果。

令  $a_{(n,m)}$  为MIMO雷达第  $N \times m + n$  个虚拟孔径的接收数据，则对  $M \times N$  个通道数据进行DFT处理过程为

$$y(k) = \sum_{n'=0}^{MN-1} a_{(n,m)} e^{-j\frac{2\pi}{MN}n'k} \quad (10)$$

取  $k = p, M + p, \dots, M(N - 1) + p$ ，令  $k_p = (k - p)/M$ ，其中  $p$  为移位偏差  $p \in [0, M - 1]$ ，则式(10)可变形为

$$\begin{aligned} y(k_p) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{(n,m)} e^{-j\frac{2\pi}{MN}(Mk_p+p)(mN+n)} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \left[ e^{-j\frac{2\pi}{MN}pn} \sum_{m=0}^{M-1} a_{(n,m)} e^{-j\frac{2\pi}{M}pm} \right] e^{-j\frac{2\pi}{N}k_p n} \end{aligned} \quad (11)$$

令： $x(n, m) = \sum_{m=0}^{M-1} a_{(n,m)} e^{-j\frac{2\pi}{M}pm}$ ，则

$$y(k_p) = \sum_{n=0}^{N-1} \left[ e^{-j\frac{2\pi}{MN}pn} x(n, m) \right] e^{-j\frac{2\pi}{N}k_p n} \quad (12)$$

由式(12)可见通过使 $p$ 在 $[0, M - 1]$ 间遍历, 则 $M \times N$ 点的FFT运算被分解成 $M$ 次 $N$ 点的FFT运算, 而其中的关键是需要获取 $x(n, m)$ 的值。

由于 $a_{(n,m)}$ 是第 $m$ 个发射天线的发射信号经目标反射到达第 $n$ 个接收天线的回波信号, 因此若能在发射端进行基于 $\Delta\varphi_t = e^{-j\frac{2\pi}{M}pm}$ 的相位偏移形成发射方向图, 则第 $n$ 个接收单元的回波信号正是 $x(n, m)$ 。由于 $\Delta\varphi_t$ 对应式(6)中的发射天线移相角, 因此上面的推导证明了, 在基于DFT的波束形成过程中, 分集相控阵雷达能够实现MIMO雷达的虚拟孔径性能。

### 4 仿真实验

比较分集相控阵雷达、MIMO雷达和传统相控阵雷达的方向图性能。模拟系统具有4个全向单位发射阵元和4个全向单位接收阵元。分集相控阵雷达、MIMO雷达的收发天线分置, 接收天线阵元间距 $d_R = 0.5\lambda$ , 发射天线阵元间距 $d_T = 2\lambda$ ; 传统相控阵雷达收发共置, 天线阵元间距 $d_{TR} = 0.5\lambda$ 。

首先在无噪声情况下将MIMO雷达和分集相控阵雷达的方向图进行比较。

图11中, MIMO雷达通过16点DFT实现16个方

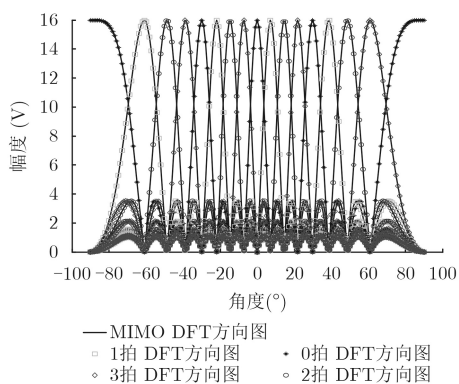


图 11 虚拟孔径等效示意图

向的波束指向; 分集相控阵雷达采用4个拍次每次DFT形成4个方向的波束指向, 合成16个方向指向。由图11可见MIMO雷达的DFT方向图和分集相控阵雷达合成的DFT方向图完全一致。

然后比较加噪声前后, 相控阵雷达、MIMO雷达、分集相控阵雷达的方向图性能。

图12为在无噪声的环境下, 分集相控阵雷达、MIMO雷达和传统相控阵雷达在 $0^\circ$ 指向和 $30^\circ$ 指向上的方向图。由图可见分集相控阵雷达和MIMO雷达具有相同的方向图, 而传统相控阵雷达的波束宽度要宽于分集相控阵雷达。

图13为单接收通道信噪比SNR=13 dB和SNR=6 dB的情况下, 500次蒙特卡罗试验得到的传统相控阵雷达、MIMO雷达、分集相控阵雷达在 $0^\circ$ 指向和 $30^\circ$ 指向上的方向图。相对于无噪声情况下的仿真结果, 方向图出现主瓣变形和旁瓣抬高的现象。其中旁瓣的抬高程度, 由低到高分别为传统相控阵雷达, 分集相控阵雷达和MIMO雷达。从实验结果上看, 单次检测在相同信噪比的条件下, 分集相控阵雷达比MIMO雷达能获得更好的检测性能。这是由于方向图的畸变程度由信噪比决定, 而

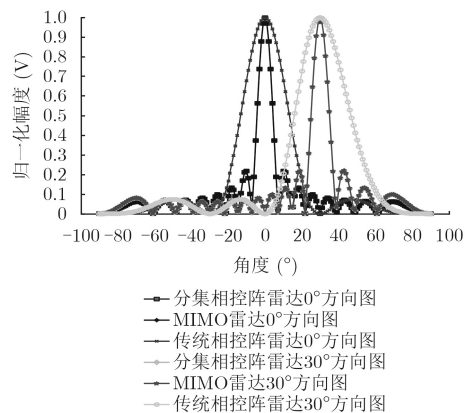


图 12 无噪声条件下3种雷达体制的方向图对比

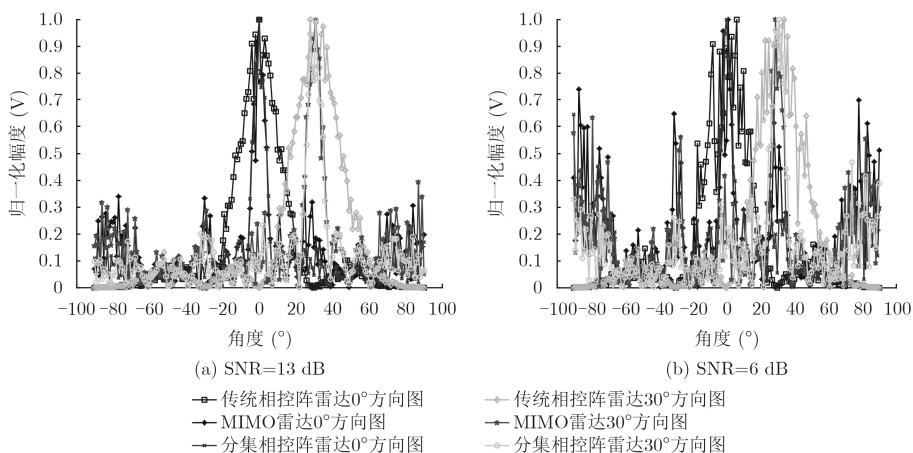


图 13 3种雷达体制的方向图对比

单次检测, 相控阵雷达相对于MIMO雷达由信号处理获得的信噪比增益要更高。

## 5 结束语

本文研究一种分集相控阵雷达, 该雷达能在指定方向获取与MIMO雷达虚拟孔径相同的方向图。在完成理论推导的基础上, 本文分析了覆盖全空域所需的发射通道移相器位数和扫描次数。证明了通过多拍合成的方式, 在基于DFT的波束形成过程中, 分集相控阵雷达能够实现MIMO雷达的虚拟孔径性能。通过仿真试验证明了本文设计方法的可行性, 且证明了单次扫描在相同信噪比的条件下, 分集相控阵雷达比MIMO雷达具有更优的检测性能。将该方法用于防撞雷达领域, 能有效降低接收通道数, 从而有效降低雷达成本并提高通道一致性。

## 参考文献

- [1] 袁赛柏, 金胜, 朱天林. MIMO雷达技术发展综述[J]. 现代雷达, 2017, 39(8): 5–8. doi: [10.16592/j.cnki.1004-7859.2017.08.002](https://doi.org/10.16592/j.cnki.1004-7859.2017.08.002).  
YUAN Saibai, JIN Sheng, and ZHU Tianlin. The development review of MIMO radar technology[J]. *Modern Radar*, 2017, 39(8): 5–8. doi: [10.16592/j.cnki.1004-7859.2017.08.002](https://doi.org/10.16592/j.cnki.1004-7859.2017.08.002).
  - [2] HAMIOVICH A M, BLUM R S, and CIMINI L J. MIMO radar with widely separated antennas[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2008, 25(1): 116–129. doi: [10.1109/MSP.2008.4408448](https://doi.org/10.1109/MSP.2008.4408448).
  - [3] FISHLER E, HAIMOVICH A, BLUM R, et al. MIMO radar: An idea whose time has come[C]. Radar Conference, Philadelphia, USA, 2004: 71–78. doi: [10.1109/NRC.2004.1316398](https://doi.org/10.1109/NRC.2004.1316398).
  - [4] 肖文书, 张二伟. 密集MIMO雷达性能分析及实验验证[J]. 电子科技大学学报, 2016, 45(1): 66–70. doi: [10.3969/j.issn.1001-0548.2016.01.010](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-0548.2016.01.010).  
XIAO Wenshu and ZHANG Erwei. Performance analysis and experimental verification for co-located MIMO radar[J]. *Journal of Univerdsty of Electronic Science and Techonology of China*, 2016, 45(1): 66–70. doi: [10.3969/j.issn.1001-0548.2016.01.010](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-0548.2016.01.010).
  - [5] DAUM F and HUANG J. MIMO radar: Snake oil or good idea?[J]. *IEEE AES Magazine*, 2009(5): 8–12. doi: [10.1109/MAES.2009.5109947](https://doi.org/10.1109/MAES.2009.5109947).
  - [6] BROOKNER E. MIMO radar demystified and where make sense to use[C]. 2014 IEEE Radar Conference. Cincinnati, USA: IEEE, 2014(10): 1–6. doi: [10.1109/RADAR.2014.7060413](https://doi.org/10.1109/RADAR.2014.7060413).
  - [7] 戴喜增, 彭应宁, 汤俊. MIMO 雷达检测性能[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2007, 47(1): 88–91. doi: [10.3321/j.issn:1000-0054.2007.01.024](https://doi.org/10.3321/j.issn:1000-0054.2007.01.024).  
DAI Xizeng, PENG Yingning, and TANG Jun. Detection performance of MIMO radar[J]. *Journal of Tsinghua University (Science and Technology)*, 2007, 47(1): 88–91. doi: [10.3321/j.issn:1000-0054.2007.01.024](https://doi.org/10.3321/j.issn:1000-0054.2007.01.024).
  - [8] WANG B, CUI G, and YI W. Polarimetric MIMO radar detection for correlated fluctuating targets[C]. Radar Conference. Lille, France: IEEE, 2014: 1229–1232. doi: [10.1109/RADAR.2014.6875785](https://doi.org/10.1109/RADAR.2014.6875785).
  - [9] 孙昱, 柳贵东, 付少波. 汽车防撞雷达系统设计[J]. 军事交通学院学报, 2015, 17(5): 90–93. doi: [10.3969/j.issn.1674-2192.2015.05.022](https://doi.org/10.3969/j.issn.1674-2192.2015.05.022).  
SUN Yu, LIU Guidong, and FU Shaobo. Design for automotive anti-collision radar system[J]. *Journal of Military Transportation University*, 2015, 17(5): 90–93. doi: [10.3969/j.issn.1674-2192.2015.05.022](https://doi.org/10.3969/j.issn.1674-2192.2015.05.022).
  - [10] 王元恺, 肖泽龙, 许建中, 等. 一种改进的LFMCW雷达线性调频序列波形[J]. 电子学报, 2017, 45(6): 1288–1293. doi: [10.3969/j.issn.0372-2212.2017.06.002](https://doi.org/10.3969/j.issn.0372-2212.2017.06.002).  
WANG Yuankai, XIAO Zelong, XU Jianzhong, et al. A Modified Chirp sequence waveform for FMCW radar[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2017, 45(6): 1288–1293. doi: [10.3969/j.issn.0372-2212.2017.06.002](https://doi.org/10.3969/j.issn.0372-2212.2017.06.002).
  - [11] MEHMOOD A, YANNICK L, and PETER K. Hardware architecture of polyphase filter banks performing embedded resampling for software-defined radio front-ends[J]. *ZTE Communications*, 2012, 10(1): 54–63.
  - [12] MATTHIAS S and HANS O. Millimeter-wave-radar sensor based on a transceiver array for automotive applications[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2008, 56(2): 261–269. doi: [10.1109/TMTT.2007.914635](https://doi.org/10.1109/TMTT.2007.914635).
  - [13] ABOULNASR H and SERGIY A. Phased-MIMO radar: A tradeoff between phased-array and mimo radars[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(6): 3137–3151. doi: [10.1109/TSP.2010.2043976](https://doi.org/10.1109/TSP.2010.2043976).
  - [14] CAO M Y, SERGIY A, and ABOULNASR H. Transmit array interpolation for DOA estimation via tensor decomposition in 2-D MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, 65(19): 5225–5238. doi: [10.1109/TSP.2017.2721904](https://doi.org/10.1109/TSP.2017.2721904).
  - [15] UNZ H. Linear arrays with arbitrarily distributed elements[J]. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 1960, 8(3): 222–223. doi: [10.1109/TAP.1960.1144829](https://doi.org/10.1109/TAP.1960.1144829).
- 唐尧: 男, 1987年生, 工程师, 博士生, 研究方向为雷达信号处理、车联网和ADAS辅助驾驶。  
李波: 男, 1971年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为多媒体无线互联网、无线移动自组织网络和嵌入式系统。  
杜自成: 男, 1963年生, 研究员, 研究方向为雷达总体技术, 微波电磁场和综合射频。