

MIMO 阵列雷达检测中的自适应空时编码设计

黄勇^① 关键^① 董云龙^②

^①(海军航空工程学院电子信息工程系 烟台 264001)

^②(海军航空工程学院科研部 烟台 264001)

摘要: 该文从改善 MIMO 阵列雷达检测性能的角度研究了自适应空时编码的设计问题, 考虑了多目标环境、杂波复幅度的空时相关性及其自适应估计等较为复杂的情况, 推导了最优准则以及两种次优准则的空时编码设计公式, 阐述了 3 种准则之间以及它们与正交空时编码设计和发射波束方向图匹配设计准则之间的联系与区别。仿真结果表明, 相对于非自适应的正交空时编码设计, 3 种具有自适应能力的设计准则得出的空时编码矢量都能较大程度地提高检测器输出的信号杂波噪声比, 达到了改善 MIMO 阵列雷达检测性能的目的。

关键词: MIMO 阵列雷达; 目标检测; 自适应空时编码设计

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)08-1831-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.00979

Adaptive Space-time Coding Design for MIMO Array Radar Detection

Huang Yong^① Guan Jian^① Dong Yun-long^②

^①(Department of Electronic Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

^②(Department of Scientific Research, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract: Adaptive space-time coding design is investigated for improving the detection performance of MIMO array radar, with multiple targets and space-time correlation property of clutter RCS considered in this paper. Optimal principle and two suboptimal principles are derived for adaptive space-time coding design, and the interrelation among the three principles, orthogonal space-time coding design and beam pattern matching design is clarified. The numerical simulations show that all of the adaptive space-time coding vectors designed by the three principles can significantly enhance the signal-to-clutter plus noise-ratio at the output of the detector, and thus improve the detection performance of the MIMO array radar.

Key words: MIMO array radar; Target detection; Adaptive space-time coding design

1 引言

雷达技术的发展使得雷达阵列能够在不同的阵元不同的脉冲上辐射不同的波形, 从而为充分利用雷达发射端的空时自由度提供了基础。根据观测场景自适应地调整发射波形能显著地改善雷达性能, 例如, 调整发射波形使之匹配目标特征能够增强目标的检测性、增强对杂波和干扰的抑制能力以及对多径现象的鲁棒性^[1]。Friedlander提出了自适应波形设计的信号子空间框架^[2], 并将研究结果推广到 MIMO 阵列雷达的目标检测问题中, 提出了基于最大化信号干扰噪声比的最优波形设计方法以及几种次优方法^[1,3,4]。由于 Friedlander 主要研究脉冲内波形设计, 因此目标的多普勒特征以及杂波复幅度的空

时相关性都没有反映到波形设计中。De Maio 和 Lops^[5]基于互信息提出了“统计 MIMO 雷达”检测器的空时编码设计准则, 其中考虑了目标多普勒特征, 但假设杂波的统计特性(协方差矩阵)与发射波形无关, 相关研究还可参考文献[3,6]。另外, 其他学者还从最大化目标处的发射功率和匹配发射波束方向图^[7,8]、目标参数估计与跟踪^[9]、以及目标识别与分类^[10,11]等角度对 MIMO 雷达的波形设计问题展开了深入研究。

本文将在 Friedlander 和 De Maio 等人研究的基础上从改善 MIMO 阵列雷达检测性能的角度研究脉间空时编码的设计问题。与前人研究相比, 本文有如下 3 个特点: (1) 考虑了目标和杂波的空时特征(即方位-多普勒特征)以及杂波复幅度的空时相关性对编码设计的影响; (2) 本文的“自适应”有两重含义: 一是发射的空时编码依赖于被观测场景的信息, 二是被观测场景的信息是通过自适应估计得到的, 即自适应估计杂波复幅度的空时相关性。(3) 推导了多

2009-07-07 收到, 2010-03-15 改回

国家自然科学基金(60802088, 60672140)和教育部分新世纪优秀人才支持计划(NCET-05-0912)资助课题

通信作者: 黄勇 huangyong_2003@163.com

目标(更一般地说是,多秩目标)条件下空时编码的设计公式。尽管文献[1]研究了多秩目标的波形设计问题,但其所给出的设计过程都是针对秩1目标的。

下面以 x 的各种形体为例,说明文中部分公式符号的含义。 x 表示标量; \mathbf{x} 表示矢量; \mathbf{X} 表示矩阵; $\text{vec}(\mathbf{X})$ 表示矢量化操作,将 \mathbf{X} 的各列依次堆砌形成长矢量;上标 H 和 T 分别表示共轭转置和转置;下标 t , c 和 n 分别表示相应的变量属于目标、杂波和噪声; $\text{tr}(\cdot)$ 表示求矩阵的迹; $\sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{X})$ 表示服从均值为 $\mathbf{0}$, 协方差矩阵为 \mathbf{X} 的复高斯分布。

2 信号模型

MIMO 阵列雷达有 N_T 个发射阵元、 N_R 个接收阵元,间距分别为 $N_R\lambda/2$ 和 $\lambda/2$, λ 是波长。发射阵与接收阵同基地共线布置,每个发射阵元发射 L 个编码脉冲形成的相参脉冲串,各个脉冲上的码字为 $c_{m,l}$,且 $|c_{m,l}|=1$, $m=1,\dots,N_T$, $l=1,\dots,L$ 。由 $c_{m,l}$ 形成的空时编码矩阵记为 $\mathbf{C}=[\mathbf{c}_1,\dots,\mathbf{c}_L]$,其中 $\mathbf{c}_l=[c_{1,l},\dots,c_{N_T,l}]^T$ 。每个距离环上有 N_a 个方位单元。设当前距离环中第 i ($i=1,\dots,N_a$) 个方位单元散射体在第 l 个脉冲回波中的复幅度为 $\rho_{i,l}$,那么第 n ($n=1,\dots,N_R$) 个接收阵元接收到的来自此散射体的回波信号为

$$r_{i,n}(t) = b_{i,n} \sum_{m=1}^{N_T} \sum_{l=1}^L a_{i,m} d_{i,l} \rho_{i,l} c_{m,l} s(t - \tau - (l-1)T_p) \quad (1)$$

其中 T_p 是脉冲重复周期, $s(t)$ 是脉冲波形,假设其具有单位能量,脉宽为 τ_p 。 $a_{i,m}$ 和 $b_{i,n}$ 分别是该散射体的发射和接收导向矢量 \mathbf{a}_i 和 \mathbf{b}_i 的第 m 和第 n 个元素; $d_{i,l}$ 是该散射体的多普勒在第 l 个脉冲上引起的相移因子; τ 是当前距离单元对应的延迟时间。将 N_R 个阵元接收到的来自该散射体的回波通过匹配于 $s(t)$ 的滤波器,然后采样得到如下 $N_R L \times 1$ 维矢量

$$\mathbf{r}_i = \mathbf{A}_i \boldsymbol{\Lambda} \boldsymbol{\rho}_i \quad (2)$$

其中 $\boldsymbol{\Lambda} = \text{diag}(\mathbf{c}_1, \dots, \mathbf{c}_L)$, $\mathbf{A}_i = \text{diag}(d_{i,1}, \dots, d_{i,L}) \otimes (\mathbf{b}_i \mathbf{a}_i^T)$, $\boldsymbol{\rho}_i = [\rho_{i,1}, \dots, \rho_{i,L}]^T$ 是该散射体回波的复幅度矢量, $\text{diag}(\cdot)$ 表示生成模块对角矩阵, \otimes 表示右 Kronecker 积。

(1) 目标回波模型 假设目标回波复幅度在一个相参处理间隔中是非起伏的,即 $\rho_{i,1} = \dots = \rho_{i,L}$,那么根据式(2)可推导出 q 个目标的回波矢量为 $\mathbf{r}_t = \mathbf{B}_t \boldsymbol{\rho}_t$,其中, $\mathbf{B}_t = [\mathbf{A}_{t,1} \mathbf{c}, \dots, \mathbf{A}_{t,q} \mathbf{c}]$ 表示目标的模式矩阵, $\mathbf{c} = \text{vec}(\mathbf{C})$ 称为空时编码矢量, $\boldsymbol{\rho}_t$ 是 $q \times 1$ 维目标回波复幅度矢量,且 $\boldsymbol{\rho}_t \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \sigma_t^2 \mathbf{I}_q)$, σ_t^2 是每个目标的平均功率水平, \mathbf{I}_q 是 $q \times q$ 维的单位阵。

(2) 杂波回波模型 总的杂波矢量 \mathbf{r}_c 是距离环中 N_a 个方位单元杂波散射体回波的矢量和,由式(2)

可得 $\mathbf{r}_c = \mathbf{B}_c \boldsymbol{\rho}_c$,其中 $\mathbf{B}_c = [\mathbf{A}_1 \boldsymbol{\Lambda}, \dots, \mathbf{A}_{N_a} \boldsymbol{\Lambda}]$ 表示杂波的模式矩阵, $\boldsymbol{\rho}_c = [\boldsymbol{\rho}_1^T, \dots, \boldsymbol{\rho}_{N_a}^T]^T$ 表示杂波复幅度矢量。根据 N_a 个杂波点形成的复幅度 $\boldsymbol{\rho}_c$ 在方位维和脉冲维的不同相关性质,杂波协方差矩阵 \mathbf{R}_c 的形式可分为如下 3 种情况:

(a) 情况 1 $\boldsymbol{\rho}_c$ 在方位维和脉冲维均存在部分相关性,用空时相关矩阵 $\mathbf{M}_c = \mathbf{E}\{\boldsymbol{\rho}_c \boldsymbol{\rho}_c^H\}$ 描述,其中 $\mathbf{E}\{\cdot\}$ 表示取均值。此时杂波协方差矩阵为 $\mathbf{R}_c = \mathbf{B}_c \mathbf{M}_c \mathbf{B}_c^H$ 。

(b) 情况 2 $\boldsymbol{\rho}_c$ 在方位维存在部分相关性、在脉冲维完全相关,它是情况 1 的特例。此时 $\boldsymbol{\rho}_c = \boldsymbol{\rho}_{cs} \otimes \mathbf{1}_{L \times 1}$, $\mathbf{1}_{L \times 1}$ 是 $L \times 1$ 维的全 1 矢量, $\boldsymbol{\rho}_{cs} = [\rho_1, \dots, \rho_{N_a}]^T$,于是 $\mathbf{r}_c = \mathbf{B}_{cs} \boldsymbol{\rho}_{cs}$, $\mathbf{B}_{cs} = [\mathbf{A}_1 \mathbf{c}, \dots, \mathbf{A}_{N_a} \mathbf{c}]$,杂波协方差矩阵为 $\mathbf{R}_c = \mathbf{B}_{cs} \mathbf{M}_{cs} \mathbf{B}_{cs}^H$,其中 $\mathbf{M}_{cs} = \mathbf{E}\{\boldsymbol{\rho}_{cs} \boldsymbol{\rho}_{cs}^H\}$ 描述了杂波复幅度在方位维的部分相关性。

(c) 情况 3 $\boldsymbol{\rho}_c$ 在方位维相互独立、在脉冲维完全相关,它是情况 2 的特例。此时 $\mathbf{M}_{cs} = \sigma_c^2 \mathbf{I}_{N_a}$, $\mathbf{R}_c = \sigma_c^2 \mathbf{B}_{cs} \mathbf{B}_{cs}^H$,其中 σ_c^2 是各个杂波散射体的平均功率水平。文献[1]中对杂波空域相关性质的假设类似于这种情况。

上述 3 种情况对应的研究方法都是一样的,本文为了节省篇幅,只针对情况 2 进行研究。

3 设计空时编码矢量 \mathbf{c}

本文的目的是想通过自适应设计空时编码矢量 \mathbf{c} 来改善 MIMO 阵列雷达的检测性能(与非自适应的正交空时编码条件下的检测性能相比),因此本节先给出对应于第 2 节信号模型的二元假设检验和 AMF 检测器,然后从最大化检测性能的角度出发来设计空时编码矢量 \mathbf{c} 。

3.1 二元假设检验与 AMF 检测器

根据第 2 节的信号模型,可以给出如下二元假设检验

$$\left. \begin{aligned} H_0: \mathbf{r} &= \mathbf{r}_c + \mathbf{r}_n = \mathbf{B}_{cs} \boldsymbol{\rho}_{cs} + \mathbf{r}_n \\ H_1: \mathbf{r} &= \mathbf{r}_t + \mathbf{r}_c + \mathbf{r}_n = \mathbf{B}_t \boldsymbol{\rho}_t + \mathbf{B}_{cs} \boldsymbol{\rho}_{cs} + \mathbf{r}_n \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

其中 $\mathbf{r}_n \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{R}_n)$, $\mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R L}$ 中的 σ_n^2 和 \mathbf{R}_c 中的 \mathbf{M}_{cs} 都未知,模式矩阵 \mathbf{B}_t 和 \mathbf{B}_{cs} 都已知。与式(3)相对应的自适应匹配滤波器(简称 AMF 检测器)如下所示:

$$\mathbf{T}_{\text{AMF}} = \mathbf{r}^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{B}_t (\mathbf{B}_t^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{B}_t)^{-1} \mathbf{B}_t^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{r} = |\mathbf{W}_t^H \mathbf{r}|^2 \quad (4)$$

其中 $\mathbf{R}_{cn} = \mathbf{R}_c + \mathbf{R}_n$, $N_R L \times q$ 维权矩阵 $\mathbf{W}_t = \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{B}_t (\mathbf{B}_t^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{B}_t)^{-1/2}$ 。

对于给定的空时编码矢量 \mathbf{c} ,由文献[12]可推导出 \mathbf{T}_{AMF} 检测器的检测概率表达式,

$$P_d(\eta) = 1 - E_b \left\{ e^{-b\delta} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(b\delta)^k}{k!} \text{betacdf} \left(\frac{b\eta}{K + b\eta}, q + k, K - N_R L + 1 \right) \right\} \quad (5)$$

其中 K 是参考距离单元总数, η 是CFAR门限, b 服从beta分布, $E_b\{\bullet\}$ 表示关于随机变量 b 取均值, δ 是 \mathbf{T}_{AMF} 检测器的输出信号杂波噪声比 (Signal-to-Clutter plus Noise-Ratio, SCNR)

$$\delta = \frac{p_t}{p_{cn}} = \frac{E \left\{ \left| \mathbf{W}_t^H \mathbf{r}_t \right|^2 \right\}}{E \left\{ \left| \mathbf{W}_t^H \mathbf{r}_{cn} \right|^2 \right\}} = \frac{\sigma_t^2 \text{tr}(\mathbf{B}_t^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{B}_t)}{q} \quad (6)$$

由式(5)的检测概率表达式可知, 最大化 \mathbf{T}_{AMF} 的检测性能等价于最大化其输出SCNR δ 。因此, 就最大化检测概率而言, 最大化检测器的输出SCNR 是进行空时编码矢量设计的最优准则, 简称为最大化SCNR准则。

为了完整地描述检测器的性能, 下面给出 \mathbf{T}_{AMF} 检测器的虚警概率表达式^[12],

$$P_{fa}(\eta) = 1 - E_b \left\{ \text{betacdf} \left(\frac{b\eta}{K + b\eta}, q, K - N_R L + 1 \right) \right\} \quad (7)$$

3.2 最优准则——最大化 SCNR 准则(简记为 Max SCNR 准则)

由式(6)可知, 最大化 \mathbf{T}_{AMF} 检测器的输出 SCNR δ 等价于最大化下式

$$\text{tr}(\mathbf{B}_t^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{B}_t) = \mathbf{c}^H \left(\sum_{k=1}^q \mathbf{A}_{t,k}^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{A}_{t,k} \right) \mathbf{c} \quad (8)$$

其中 \mathbf{R}_{cn} 未知, 即 \mathbf{M}_{cs} 和 σ_n^2 未知。式(8)是文献[1]中式(42)在“多目标和未知 \mathbf{R}_{cn} ”条件下的推广, 仍可采用该文献中的迭代优化算法求取最优的空时编码矢量, 但由于迭代过程中需反复计算 \mathbf{B}_{cs} , 因此必须事先估计出 \mathbf{M}_{cs} 和 σ_n^2 , 然后将估计的结果代入 \mathbf{R}_{cn} 表达式中才能使迭代过程得以延续。估计方法见第4节。由此准则得出的空时编码矢量记为 opt_c_1 。

需要指出的是, 对于特殊情况 $\mathbf{R}_{cn} = \sigma^2 \mathbf{I}_{N_R L}$ (例如, 杂噪比(Clutter-to-Noise-Ratio, CNR)很小或等于0时就会出现这种情况), 最大化式(8)等价于最大化下式,

$$\text{tr} \left(\sum_{k=1}^q \mathbf{a}_{t,k}^* \mathbf{a}_{t,k}^T \cdot \mathbf{C} \mathbf{C}^H \right) \quad (9)$$

其中 $\mathbf{a}_{t,k}$ 是已知的第 k 个目标的发射导向矢量。此式表明, 对于此特殊情况, 基于最大化输出 SCNR 准则的空时编码设计问题可以归结为 Stoica P 等人研究的基于最大化目标处的发射功率和发射波束方向图匹配准则的波形设计问题^[7], 特别地, $q = 1$ 时, $\text{opt_c}_1 = \mathbf{1}_{L \times 1} \otimes \mathbf{a}_t$ 。

从上面的分析可知, 最优准则需要已知目标的方位-多普勒信息, 并要求自适应估计 \mathbf{M}_{cs} 和 σ_n^2 。但是这些信息在某些条件下可能得不到, 因此有必要研究需要较少先验知识的次优设计准则。借鉴文献[1]的研究思路, 本文将研究最大化目标功率准则和最小化杂波功率准则这两种次优的设计准则, 并将正交空时编码矢量作为进行性能比较的参考基点。本文不考虑该文献中的最大化信杂比准则, 是因为在自适应估计 \mathbf{M}_{cs} 和 σ_n^2 的前提下, 该次优准则所需的先验信息量与最优准则相同, 但性能不如最优准则, 因此不作研究。将正交空时编码矢量记为 \mathbf{c}_0 , 其中 $\mathbf{c}_0 = \text{vec}(\mathbf{C}_0)$, $\mathbf{C}_0 \mathbf{C}_0^H = \mathbf{I}_{N_T}$ 。

3.3 最大化目标功率准则(简记为 Max SP 准则)

最大化目标功率准则指的是最大化检测器的输出目标功率 p_t , 它不需要背景的信息。

$$\begin{aligned} p_t &= E \left\{ \left| \mathbf{W}_t^H \mathbf{r}_t \right|^2 \right\} = \sigma_t^2 \cdot \mathbf{w}_t^H \left(\mathbf{I}_q \otimes \sum_{k=1}^q \mathbf{A}_{t,k} \mathbf{c} \mathbf{c}^H \mathbf{A}_{t,k}^H \right) \mathbf{w}_t \\ &= \sigma_t^2 \cdot \mathbf{w}_t^H \mathbf{Q}_{st} \mathbf{w}_t = \sigma_t^2 \mathbf{c}^H \left(\sum_{k=1}^q \mathbf{A}_{t,k}^H \mathbf{W}_t \mathbf{W}_t^H \mathbf{A}_{t,k} \right) \mathbf{c} \\ &= \sigma_t^2 \cdot \mathbf{c}^H \mathbf{Q}_{wt} \mathbf{c} \end{aligned} \quad (10)$$

其中 $\mathbf{w}_t = \text{vec}(\mathbf{W}_t)$, 并约束 \mathbf{w}_t 中各个元素的模为1。根据式(10), 最大化目标功率准则就是寻找 \mathbf{w}_t 和 \mathbf{c} , 使得 $\mathbf{w}_t^H \mathbf{Q}_{st} \mathbf{w}_t$ 和 $\mathbf{c}^H \mathbf{Q}_{wt} \mathbf{c}$ 最大化。式(10)是文献[1]中式(20)和式(21)在“多目标”条件下的推广, 而设计过程中所采用的迭代优化算法与该文献中的方法类似, 得到的空时编码矢量记为 opt_c_2 。

显然, 对于特殊情况 $\mathbf{R}_{cn} = \sigma^2 \mathbf{I}_{N_R L}$, 由式(10)可以推导出式(9), 这表明, 对于此特殊情况, 最大化目标功率准则等价于最优准则。

3.4 最小化杂波功率准则(简记为 Min CP 准则)

最小化杂波功率准则指的是最小化检测器的输出杂波功率 p_c , 它不需要目标的信息。

$$\begin{aligned} p_c &= E \left\{ \left| \mathbf{w}_t^H \mathbf{r}_c \right|^2 \right\} = \mathbf{w}_t^H \left(\mathbf{B}_{cs} \mathbf{M}_{cs} \mathbf{B}_{cs}^H \right) \mathbf{w}_t = \mathbf{w}_t^H \mathbf{Q}_{sc} \mathbf{w}_t \\ &= \mathbf{c}^H \left(\sum_{i=1}^{N_a} \sum_{j=1}^{N_a} \mathbf{M}_{cs}(i, j) \mathbf{D}_{i,j} \right) \mathbf{c} = \mathbf{c}^H \mathbf{Q}_{wc} \mathbf{c} \end{aligned} \quad (11)$$

其中 $\mathbf{D} = [\mathbf{A}_1, \dots, \mathbf{A}_{N_a}]^H \mathbf{w}_t \mathbf{w}_t^H [\mathbf{A}_1, \dots, \mathbf{A}_{N_a}]$, $\mathbf{D}_{i,j}$ 是 \mathbf{D} 中第 (i, j) 个 $N_T L \times N_T L$ 维子矩阵。迭代优化方法与文献[1]中的5.3节类似, 是该方法在“未知 \mathbf{R}_{cn} ”条件下的推广, 其中 \mathbf{M}_{cs} 的估计见第4节。由此准则设计出来的空时编码矢量记为 opt_c_3 。

最小化杂波功率准则不需要目标信息, 这意味着它将“平等地”对待杂波子空间以外的所有目标。当 $\mathbf{R}_{cn} = \sigma^2 \mathbf{I}_{N_R L}$ 时, 观测背景是白色的, 这意味着该准则将“平等地”对待整个空间中的所有散射体, 这与正交空时编码设计的思想是相同的, 因此得到的 opt_c_3 就应当是正交空时编码矢量 \mathbf{c}_0 , 而实际上 \mathbf{c}_0 就是白色背景且没有目标信息条件下的最优空时

编码矢量。然而问题是，基于式(11)的迭代优化方法并不适用于这种特殊情况，因为此时 M_{cs} 的估计近似为零矩阵，导致 p_c 几乎为 0。解决此问题的方法是，在估计 M_{cs} 的过程中判断其是否近似为零矩阵，若是，则直接令 $\text{opt_}c_3 = c_0$ 。

4 估计 M_{cs} 和 σ_n^2

对 M_{cs} 和 σ_n^2 的估计过程如下：

(1)发射具有正交空时编码矢量 c_0 的相参脉冲串波形照射观测区域，利用接收到的无目标的 K 个参考距离单元观测矢量 $r_k (k = 1, \dots, K)$ 估计 \hat{R}_{cn} ，

$$\hat{R}_{cn} = \sum_{k=1}^K r_k r_k^H / K。$$

(2)根据 \hat{R}_{cn} 的特征分解或采用谱分析方法估计噪声子空间的平均功率水平 $\hat{\sigma}_n^2$ 。

(3)采用最小二乘法求解： $\hat{M}_{cs} = (B_{cs}^H B_{cs})^{-1} \cdot B_{cs}^H \hat{R}_{cn} B_{cs} (B_{cs}^H B_{cs})^{-1} - \hat{\sigma}_n^2 (B_{cs}^H B_{cs})^{-1}$ 。

上述步骤中，关键是正确地估计 $\hat{\sigma}_n^2$ 。但与以往特征分解或谱估计方法的要求不同，本文并不要求严格地区分杂波子空间与噪声子空间，而只须区分白色区域与有色区域，因此低 CNR 条件下估计出来的 M_{cs} 和 σ_n^2 也能很好的满足后续空时编码矢量设计的要求。

5 数值例子与分析

下面将通过仿真比较分析发射-接收过程中在完成杂波抑制的同时，4种空时编码矢量 c_0 ， $\text{opt_}c_1$ ， $\text{opt_}c_2$ 和 $\text{opt_}c_3$ 对目标的空时指向能力

以及对检测器检测性能的改善程度，其中空时指向能力的含义是“空时编码矢量将能量聚集于期望探测目标所在方位-多普勒单元中的能力，包括方位-多普勒分辨力和聚集能量的大小两方面”。仿真参数如下： $N_T = 5$ ， $N_R = 5$ ， $L = 16$ ， $\lambda = 0.03 \text{ m}$ ，载机速度 $v_p = 150 \text{ m/s}$ ； $N_a = 40$ ，杂波复幅度的方位维相关特性用高斯谱来描述； $q = 2$ ，目标速度 $v_1 = 35 \text{ m/s}$ ， $v_2 = -50 \text{ m/s}$ 。

5.1 T_{AMF} 检测器输出的空时谱

图1给出了 $\text{CNR} = 80 \text{ dB}$ 时4种空时编码矢量 c_0 ， $\text{opt_}c_1$ ， $\text{opt_}c_2$ 和 $\text{opt_}c_3$ 对应的检测器输出的空时谱，其中两目标的多普勒-方位坐标分别是 $(0.37, 0.52)$ 和 $(-0.42, -0.52)\text{SCNR} \approx -60 \text{ dB}$ ，检测器中的模式矩阵 B_i 匹配于上述两个目标。

由图 1 可知，当 $\text{CNR} = 80 \text{ dB}$ ，且经过杂波抑制以后，在对目标的空时指向能力方面，按照 $\text{opt_}c_1$ ， $\text{opt_}c_2$ ， $\text{opt_}c_3$ ， c_0 的顺序依次递减，且对不同目标的空时指向能力明显不同。出现上述现象的原因如下。

(1) c_0 是非自适应的，不能根据观测场景的信息调整自身各元素之间的相位关系。在有色背景中，杂波抑制过程破坏了 c_0 的空域正交性，导致方位分辨力下降；而各发射脉冲串之间的正交性降低了多普勒分辨力。同时由于不知目标信息，使得 c_0 不能有效地将发射能量聚集于目标，导致能量被分散，因此图 1(a)中的谱值都偏小。

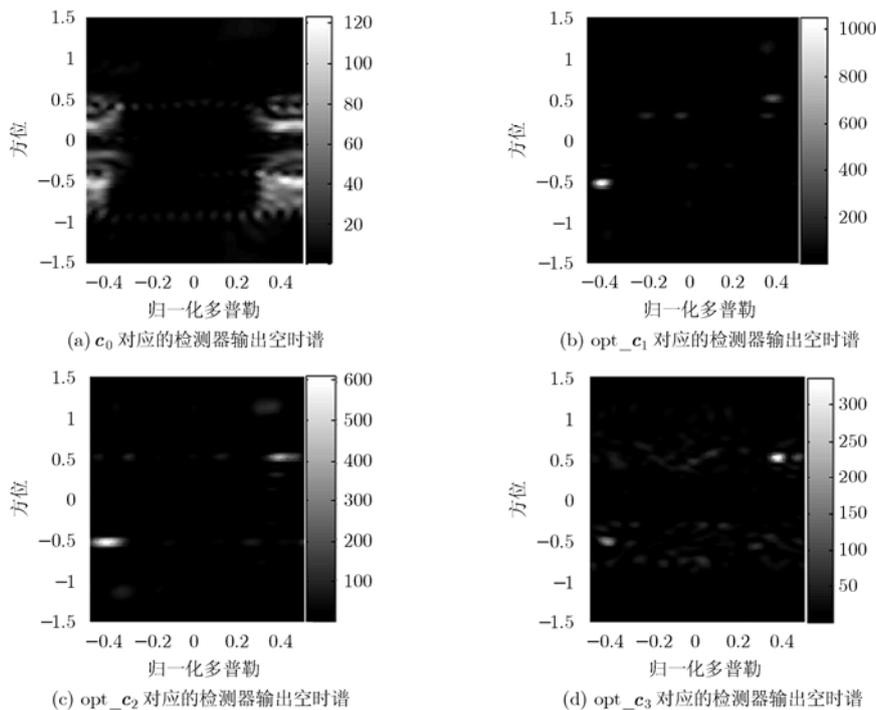


图 1 检测器输出的空时谱，其中 $\text{CNR} = 80 \text{ dB}$

(2) opt_c_1 , opt_c_2 和 opt_c_3 对于观测场景都具有不同程度的自适应能力, 因此都具有较好的方位-多普勒分辨能力。但在聚集能量的大小方面, opt_c_1 在设计过程中能根据杂波信息自适应地将能量聚集于受杂波抑制过程影响较小的目标, 因而聚集的能量最高; opt_c_2 在设计过程中没有考虑杂波背景, 因此不能控制杂波抑制过程对目标能量的影响, 其聚集在目标处的能量会因杂波抑制而受到损失; 对于 opt_c_3 来说, 由于没有已知目标信息, 因此不能有效地将能量聚集于目标, 能量的扩散程度远高于前两者。

(3) 多目标条件下得到的空时编码矢量对不同目标的作用效果并不相同, 这与目标所在的方位-多普勒位置有关, 也与所采用的优化准则有关。本文的优化准则都是从改善检测性能的角度提出来的, 并不关心各个目标上形成的空时谱是否均等。

5.2 不同CNR条件下, 自适应空时编码矢量对检测器输出SCNR的改善程度

3.1节指出, 最大化 T_{AMF} 检测器的检测性能等价于最大化其输出SCNR δ 。根据式(6), 不同的空时编码矢量正好对应着不同的 δ , 因此衡量 opt_c_1 , opt_c_2 和 opt_c_3 条件下 T_{AMF} 的检测性能相对于 c_0 条件下检测性能的改善程度可以等价地通过比较它们之间对输出SCNR的改善程度来描述。

从 3.2~3.4 节的分析中可以看出, CNR 是影响自适应空时编码矢量设计的重要因素。当 CNR 很低以至无需考虑杂波的存在时, 最大化 SCNR 准则与最大化目标功率准则在最大化检测器的输出 SCNR 上是等价的, 而最小化杂波功率准则设计出的波形接近正交空时编码矢量。随着 CNR 的逐渐增大, c_0 , opt_c_1 , opt_c_2 和 opt_c_3 对应的输出 SCNR 都会逐渐下降, 但本文关心的是它们之间的

相对变化, 具体情况如图 2 所示。

图2中低CNR部分的仿真结果验证了3.2~3.4节中相应分析的正确性; 随着CNR的增加, c_0 , opt_c_1 , opt_c_2 和 opt_c_3 对应的输出SCNR都在逐渐下降, 但下降的程度各不相同, 如图2(a)所示。图2(b)中, 以 c_0 对应的输出SCNR作为参考, 随着 CNR 的增加, opt_c_1 对输出SCNR的改善程度逐渐增加并趋向平稳; 而 opt_c_2 的改善程度随着 CNR 的增加而增加到一定程度后转而有下降的趋势, 这是由于其对应的输出SCNR的下降速度超过 c_0 对应的下降速度, c_0 对应的下降速度的减小来源于此时它对应的输出SCNR已经较低, 没有多少下降的空间; opt_c_3 对应的输出SCNR的变化趋势比较缓慢, 其对应的改善程度的增加主要是由于 c_0 对应的输出 SCNR 的下降引起的。

6 结束语

本文从改善 MIMO 阵列雷达检测性能的角度研究了脉间空时编码的设计问题, 考虑了多目标环境、杂波复幅度的空时相关性及其自适应估计等较为复杂的情况。文中首先从最大化检测器的输出 SCNR 出发, 推导了最优准则以及两种次优准则的空时编码设计公式, 并阐述了 3 种准则之间以及它们与正交空时编码设计和发射方向图匹配设计准则之间的联系与区别, 然后描述了杂波复幅度空时相关矩阵和平均噪声功率水平的估计方法。

仿真结果表明, 相对于非自适应的正交空时编码设计, 3 种具有不同自适应能力的设计准则得出的空时编码矢量都能在发射-接收过程中较好地将探测能量聚集于期望探测的目标, 从而提高了检测器的输出 SCNR, 改善了 MIMO 阵列雷达的检测性能。

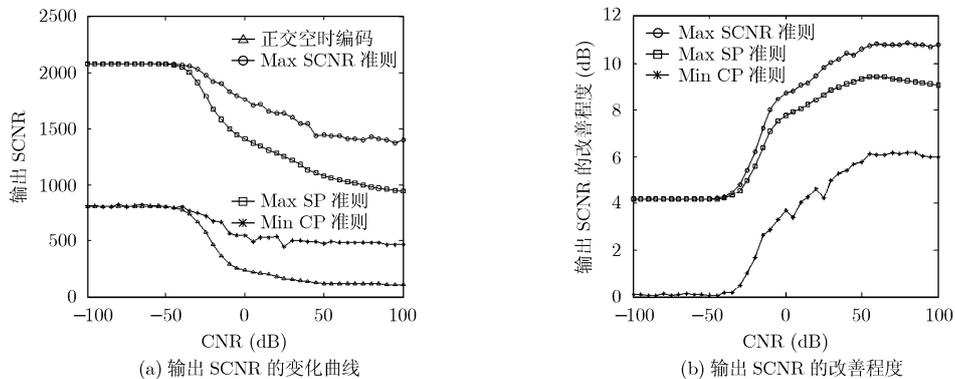


图 2 不同 CNR 条件下, 自适应空时编码矢量对检测器输出 SCNR 的改善程度

参 考 文 献

- [1] Friedlander B. Waveform design for MIMO radars[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2007, 43(3): 1227-1238.
- [2] Friedlander B. A subspace framework for adaptive radar waveform design[C]. Proceedings of the 39th Asilomar Conference on Signal, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, Oct. 31-Nov.2, 2005: 1135-1139.
- [3] Li Jian and Stoica P. MIMO Radar Signal Processing[M]. New Jersey, Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2009: 193-234, 411-444.
- [4] Friedlander B. Waveform design for MIMO radar with space-time constraints[C]. Proceedings of the Asilomar Conference on Signal, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, Nov. 4-7, 2007: 2168-2172.
- [5] De Maio A and Lops M. Design principles of MIMO radar detectors[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2007, 43(3): 886-898.
- [6] Liu Zheng, Zhao Rui-li, and Liu Yun-fu, *et al.* Performance analysis on MIMO radar waveform based on mutual information and minimum mean-square error estimation[C]. Proceedings of the IET, International Radar Conference, Guilin, China, Apr. 20-22, 2009: ID 626.
- [7] Stoica P, Li Jian, and Xie Yao. On probing signal design for MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(8): 4151-4161.
- [8] Hu L B, Liu H W, and Zhou S H, *et al.* Convex optimization applied to transmit beampattern synthesis and signal waveform design for MIMO radar[C]. Proceedings of the IET, International Radar Conference, Guilin, China, Apr.20-22, 2009: ID 338.
- [9] Leshem A, Naparstek O, and Nehorai A. Information theoretic adaptive radar waveform design for multiple extended targets[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2007, 1(1): 42-55.
- [10] Naghibi T and Behnia F. Convex optimization and MIMO radar waveform design in the presence of clutter[C]. Proceedings of the 2008 International Conference on Signals, Circuits and Systems, Monastir, Nov.7-9, 2008: 1-6.
- [11] Yang Yang and Rick 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, 43(1): 330-343.
- [12] 关键, 黄勇. 高斯色噪声中MIMO分布孔径雷达检测性能分析[J]. *中国科学*, 2009, 39(3): 363-369.
Guan Jian and Huang Yong. Detection performance analysis for MIMO radar with distributed apertures in Gaussian colored noise[J]. *Science in China Series F: Information Sciences*, 2009, 39(3): 363-369.
- 黄 勇: 男, 1979 年生, 博士生, 研究方向为雷达目标检测、阵列信号处理.
- 关 键: 男, 1968 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达目标检测、阵列信号处理、图像处理.
- 董云龙: 男, 1973 年生, 工程师, 研究方向为雷达目标组网检测.