

基于脉冲串编码的 MIMO 雷达距离旁瓣抑制方法

王旭 纠博* 周生华 刘宏伟 保铮
(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

摘要: MIMO 雷达波形设计通常需要联合考虑空域时域特性,然而,在单脉冲发射波形设计中,在保证期望空域特性的情况下,往往存在时域旁瓣较高的问题。针对这个问题,该文提出一种基于脉冲串编码的时域旁瓣抑制方法。该方法采用空域发射方向图设计与时域波形设计分离的方式,通过对脉冲串的各子脉冲初相编码进行优化,可以在保证空域发射方向图不变的情况下,进一步抑制时域旁瓣。仿真结果表明,该方法可以有效地降低各多普勒通道的距离旁瓣。

关键词: MIMO 雷达; 波形设计; 脉冲串编码; 积分旁瓣电平; 峰值旁瓣电平

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)12-2948-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00642

Range Sidelobes Suppression for MIMO Radar with Pulse Train Coding

Wang Xu Jiu Bo Zhou Sheng-hua Liu Hong-wei Bao Zheng
(National Key Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Both the spatial property and the temporal property should be considered in MIMO radar waveform design. It is a challenge to reduce the temporal sidelobe efficiently by designing the waveform in a single pulse, when the spatial property should be guaranteed. In this paper, an approach of pulse train code is proposed to suppress the temporal sidelobe, by which the spatial beam pattern design and the temporal waveform design can be separated. The temporal sidelobe can be reduced without changing the beam pattern. The numerical results show that the proposed method can reduce the range sidelobe in each Doppler channel efficiently with the consideration of Doppler frequency shift.

Key words: MIMO radar; Waveform design; Pulse train coding; Integrated sidelobe level; Peak sidelobe level

1 引言

多输入多输出(MIMO)雷达是一种新体制雷达^[1-10],其特点是具有多个发射和接收天线,并且各发射天线可以发射不同信号^[1,2]。根据天线的间距大小,MIMO雷达可以分为分布式和集中式两类。对于集中式MIMO雷达,其天线间距较小,相对于相控阵雷达自由度明显增加,具有更高的角度分辨率,更好的参数辨别能力和抗截获能力^[2]。由于具有发射不同信号的能力,即波形分集能力,集中式MIMO雷达可以根据先验信息,灵活地进行发射方向图设计,从而提高雷达资源利用率^[3-9]。

波形分集主要涉及正交波形设计、发射方向图综合等方面。正交波形包括码分正交与频分正交信

号,二者相比,频分正交信号具有多普勒不敏感性^[10]。但由于正交信号具有全向的方向图,能量利用率不高。而发射方向图综合主要解决雷达系统空间能量的配置问题^[2-9]。目前的发射方向图综合可以分为两个步骤,即基于发射方向图的波形相关矩阵设计与基于相关矩阵的恒模波形设计。针对波形相关矩阵的优化,文献[3-5]建立了不同形式的方向图匹配设计模型,并分别利用梯度搜索法、障碍函数法以及半正定二次规划法进行求解;基于参数化的相关矩阵,文献[6]提出了无约束实相关矩阵综合方法。针对恒模波形设计,文献[7]采用循环算法(Cyclic Algorithm, CA)进行波形综合以逼近给定的相关矩阵;文献[8]提出了基于高斯与非高斯过程间非线性映射的波形产生算法,但由于采用BPSK和QPSK信号而限制了算法性能;文献[9]提出了基于基波束的发射方向图快速设计方法,直接根据期望方向图设计发射波形,显著提高了算法的实时性。

目前单脉冲的波形设计方法在满足信号恒模的条件下,侧重于改进发射方向图的空域特性。若同

2012-05-25 收到, 2012-09-21 改回

国家自然科学基金(61271291, 61201285), 新世纪优秀人才支持计划项目(NCET-09-0630), 全国优秀博士学位论文作者专项资金(FANEDD-201156)和中央高校基本科研业务费专项资金资助课题

*通信作者: 纠博 bojiu@mail.xidian.edu.cn

时考虑空域功率分布特性和各方向信号的时域特性, 会显著增加优化问题的复杂度。此时, 相对于脉冲串来说, 单脉冲的波形优化自由度比较有限, 不利于系统性能的提升。另一方面, 单脉冲回波信噪比往往较低, 在目标检测和跟踪中需要多脉冲相参积累来提高回波信噪比。因此, 如何对脉冲串编码信号进行优化来改善MIMO雷达的空域特性和时域特性是一个需要研究的重要问题。

针对MIMO雷达发射正交波形的情况, 文献[11]通过对脉冲串进行空时编码来消除各发射波形之间的时域互相关性, 从而提高脉冲压缩性能。但对于非正交波形, 采用此空时编码方式会改变脉冲串发射方向图的形状, 这会显著影响发射信号的空域特性。针对这个问题, 本文提出一种基于脉冲串编码的时域旁瓣抑制方法, 基于对子脉冲进行移相不会改变其方向图的特性, 将空域方向图设计与时域波形设计分离, 首先设计发射信号波形以满足空域方向图的要求, 再通过对脉冲串中子脉冲初相的设计, 抑制波束指向方向信号的距离旁瓣。

2 问题描述

假设一MIMO雷达系统是由 M 个发射天线构成的均匀线阵(ULA), 阵元间距为 d , 各天线发射窄带的相位编码信号, 发射信号子脉冲个数为 L 。令 $x_m(l)$ 表示第 m 个天线在第 l 个时刻发射的基带信号, 那么发射波形矩阵可以表示为

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}(1), \mathbf{x}(2), \dots, \mathbf{x}(L)] \quad (1)$$

其中 $\mathbf{x}(l) = [x_1(l), \dots, x_M(l)]^T$ 表示第 l 个码元时刻阵列发射的信号矢量(或子脉冲信号), $(\cdot)^T$ 表示转置。不失一般性, 忽略传播衰减, 发射波形 \mathbf{X} 在一个脉冲内形成的方向图为

$$P(\theta) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{x}(l) \mathbf{x}^H(l) \mathbf{a}(\theta) = \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R} \mathbf{a}(\theta) \quad (2)$$

其中 $\mathbf{a}(\theta) = [1 \ e^{-j2\pi d \sin \theta / \lambda} \ \dots \ e^{-j2\pi(M-1)d \sin \theta / \lambda}]^T$ 表示发射导向矢量, λ 表示信号波长, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置, 矩阵 $\mathbf{R} = E\{\mathbf{x}(l) \mathbf{x}^H(l)\} = \mathbf{X} \mathbf{X}^H / L$, 表示发射波形 \mathbf{X} 的相关矩阵^[3-5]。

假设初始波形矩阵为 $\mathbf{X} = [\mathbf{x}(1), \dots, \mathbf{x}(L)]$, 则对发射信号矢量 $\mathbf{x}(l)$ 移相后的波形可表示为

$$\tilde{\mathbf{X}} = [\mathbf{x}(1)e^{j\varphi_1} \ \mathbf{x}(2)e^{j\varphi_2} \ \dots \ \mathbf{x}(L)e^{j\varphi_L}] = \mathbf{X} \mathbf{\Lambda} \quad (3)$$

其中 φ_l 表示对 $\mathbf{x}(l)$ 的相移量, 可以看作是第 l 个子脉冲的初相, 对角矩阵 $\mathbf{\Lambda}$ 定义如下:

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}[e^{j\varphi_1}, \dots, e^{j\varphi_L}] \quad (4)$$

其中 $\text{diag}(\cdot)$ 表示根据向量形成对角阵, 因此发射波形 \mathbf{X} 与波形 $\tilde{\mathbf{X}}$ 具有相同的相关矩阵

$$\mathbf{R} = \tilde{\mathbf{X}} \tilde{\mathbf{X}}^H / L = \mathbf{X} \mathbf{\Lambda} \mathbf{\Lambda}^H \mathbf{X}^H / L = \mathbf{X} \mathbf{X}^H / L \quad (5)$$

从而波形 $\tilde{\mathbf{X}}$ 与波形 \mathbf{X} 具有相同的发射方向图。但方向 θ 处的信号由 $\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{X}$ 变为 $\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{X} \mathbf{\Lambda}$ 。

3 脉冲串编码

考虑通过设计一组脉冲串的子脉冲初相, 在不改变发射方向图的情况下, 抑制脉冲压缩信号相参积累后的距离旁瓣。设脉冲串个数为 K , 第 k 个脉冲的子脉冲初相编码为

$$\mathbf{c}_k = [c_{1,k}, \dots, c_{L,k}]^T \quad (6)$$

其中 $c_{l,k} = e^{j\varphi_{l,k}}$, 表示对第 k 个脉冲的第 l 个子脉冲的相移量为 $\varphi_{l,k}$, 具体编码方式如图1所示。

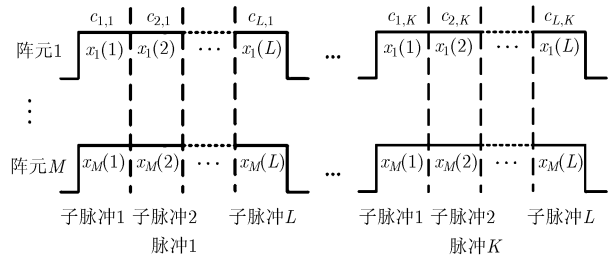


图1 脉冲串编码示意图

3.1 静止目标

首先针对静止目标设计编码。设 θ 为感兴趣的方向, 采用 $\{\mathbf{c}_k\}_{k=1}^K$ 对脉冲串的子脉冲初相进行编码, 可以得到第 k 个脉冲在方向 θ 处的信号经过该方向相应的滤波器后的输出为

$$\begin{aligned} r_{k,p}(\theta) &= \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{X} \text{diag}(\mathbf{c}_k) \mathbf{J}_p \text{diag}(\mathbf{h}_k)^H \mathbf{X}^H \mathbf{a}(\theta) \\ &= \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{Q}_{p,k} \mathbf{a}(\theta), \quad p = -L+1, \dots, L-1 \end{aligned} \quad (7)$$

其中 $\mathbf{Q}_{p,k} = \mathbf{X} \text{diag}(\mathbf{c}_k) \mathbf{J}_p \text{diag}(\mathbf{h}_k)^H \mathbf{X}^H$ 表示第 k 个脉冲在时延为 p 处的脉冲压缩数据矩阵^[11], $\mathbf{h}_k = [h_{1,k}, \dots, h_{L,k}]^T$ 表示对第 k 个脉冲回波的解码向量, \mathbf{J}_p 为 $L \times L$ 维的偏移矩阵^[11], 定义如下:

$$\mathbf{J}_p = \begin{cases} \mathbf{0}_{(L-p) \times p} & \mathbf{I}_{L-p} \\ \mathbf{0}_{p \times p} & \mathbf{0}_{p \times (L-p)} \end{cases}, \quad p \geq 0; \quad \mathbf{J}_p = \mathbf{J}_{-p}^T, \quad p < 0 \quad (8)$$

另外, 第 k 个脉冲在方向 $\tilde{\theta}$ 处合成的信号($\tilde{\theta} \neq \theta$)经过针对 θ 方向回波的滤波器后的输出为

$$\eta_{k,p}(\tilde{\theta}, \theta) = \mathbf{a}^H(\tilde{\theta}) \mathbf{Q}_{p,k} \mathbf{a}(\theta) \quad (9)$$

$|\eta_{k,p}(\tilde{\theta}, \theta)|$ 反映了脉冲压缩时其他方向信号对感兴趣方向信号的干扰大小。

为了改善目标检测性能, 采用多脉冲相参积累来提高回波信噪比。假设目标的散射系数在积累时间内平稳, 对于感兴趣方向的信号, 经过脉冲压缩和 K 脉冲相参积累后的输出为

$$\tilde{r}_p(\theta) = \sum_{k=1}^K r_{k,p}(\theta) = \sum_{k=1}^K \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{Q}_{p,k} \mathbf{a}(\theta) = \mathbf{a}^H(\theta) \tilde{\mathbf{Q}}_p \mathbf{a}(\theta) \quad (10)$$

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{Q}}_p &= \sum_{k=1}^K \mathbf{Q}_{p,k} = \mathbf{X} \left(\sum_{k=1}^K \text{diag}(\mathbf{c}_k) \mathbf{J}_p \text{diag}(\mathbf{h}_k)^H \right) \mathbf{X}^H \\ &= \mathbf{X}[(\tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{H}}^H) \odot \mathbf{J}_p] \mathbf{X}^H\end{aligned}\quad (11)$$

其中 $\tilde{\mathbf{Q}}_p$ 表示积累后的第 p 个时延处的脉冲压缩数据矩阵, \odot 表示 Hadamard 积, $\tilde{\mathbf{C}} = [\mathbf{c}_1, \dots, \mathbf{c}_K]$ 与 $\tilde{\mathbf{H}} = [\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_K]$ 分别表示维数为 $L \times K$ 的子脉冲初相编码矩阵与解码矩阵。对于非感兴趣方向信号的干扰, 经过 K 个脉冲的积累后输出为

$$\tilde{\eta}_p(\tilde{\theta}, \theta) = \mathbf{a}^H(\tilde{\theta}) \tilde{\mathbf{Q}}_p \mathbf{a}(\theta), \quad p = -L+1, \dots, L-1 \quad (12)$$

观察式(11)可以发现, 当矩阵 $\tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{H}}^H$ 的第 p 个次对角线上的元素的模值较小时, 各方向的空域信号可以在时延为 p 处获得较低的距离旁瓣。本文采用匹配滤波进行脉冲压缩, 因此解码矩阵取为 $\tilde{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{C}}/K$ 。为了抑制各方向信号经脉冲压缩、积累后的距离旁瓣, 需要减小矩阵 $\tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{H}}^H$ 的非对角线上元素的模值, 即尽可能降低 $\tilde{\mathbf{C}}$ 的各行向量间的相关性, 为此建立如下模型:

$$\left. \begin{aligned} \min_{\tilde{\mathbf{C}}} \max_{\substack{l, l' \\ l \neq l'}} & | \mathbf{c}^H(l) \mathbf{c}(l') | \\ \text{s.t.} & |c_{lk}| = 1, \quad l = 1, \dots, L; k = 1, \dots, K \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

其中 $\mathbf{c}(l) = [c_{l1}, \dots, c_{lK}]^T$ 表示矩阵 $\tilde{\mathbf{C}}$ 的第 l 行构成的列向量。由于恒模约束, 式(13)是一个非线性优化问题, 可用序列二次规划方法求解, 也可采用 MATLAB 中的 fminimax 函数进行求解。

特殊地, 当脉冲个数 $K = L$ 且 $\tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{C}}^H = \mathbf{L}\mathbf{I}_L$ 时 (\mathbf{I}_L 为 $L \times L$ 维的单位阵), 有

$$\tilde{\mathbf{Q}}_p = \begin{cases} \mathbf{0}, & p \neq 0 \\ \mathbf{X}\mathbf{X}^H, & p = 0 \end{cases} \quad (14)$$

因此当 $p \neq 0$ 时, 有 $\tilde{\eta}_p(\theta) = 0$ 及 $\tilde{\eta}_p(\tilde{\theta}, \theta) = 0$; 当 $p = 0$ 时, 有 $\tilde{\eta}_p(\theta) = \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{X}\mathbf{X}^H \mathbf{a}(\theta)$ 及 $|\tilde{\eta}_p(\tilde{\theta}, \theta)| = |\mathbf{a}^H(\tilde{\theta}) \cdot \mathbf{X}\mathbf{X}^H \mathbf{a}(\theta)|$ 。因此选取 $\tilde{\mathbf{C}}$ 为恒模正交矩阵时, 可以消除感兴趣方向信号的距离旁瓣以及其他方向信号脉冲压缩时在非零时延处的干扰。

3.2 运动目标

上面分析了针对静止目标的脉冲串编码, 但对于雷达探测场景中的运动目标存在检测性能下降的问题, 为此需要对编码矩阵进行设计, 以抑制各多普勒通道的距离旁瓣。基于接收端的波束形成, 期望方向信号的自相关峰值旁瓣对脉冲压缩性能起主要作用, 因此对编码矩阵进行设计时, 可以忽略各方向信号在脉冲压缩时的互相关干扰影响。

忽略脉内多普勒效应, 则第 k 个脉冲发射的波形在方向 θ 上时延为 p 处的脉冲压缩结果为

$$r_{k,p}(\theta) = \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{D}_{p,k} \mathbf{a}(\theta) \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_{p,k} &= e^{j2\pi(k-1)f_d T_r} \mathbf{X} \text{diag}(\mathbf{c}_k) \mathbf{J}_p \text{diag}(\mathbf{h}_k)^H \mathbf{X}^H, \\ p &= -L+1, \dots, L-1; k = 1, \dots, K \end{aligned} \quad (16)$$

其中 T_r 表示脉冲重复周期, f_d 表示目标的多普勒频率。因为 f_d 未知, 经过多普勒滤波器相当于对 f_d 进行补偿, 为设计方便, 此后认为目标多普勒的频率为 0。 K 个脉冲回波的脉冲压缩输出经多普勒滤波器组滤波后, 第 n 个通道的输出为 ($n = -K/2, \dots, K/2-1$)

$$\tilde{d}_p^n(\theta) = \sum_{k=1}^K r_{k,p}(\theta) e^{-j2\pi(k-1)n/K} = \mathbf{a}^H(\theta) \tilde{\mathbf{D}}_p^n \mathbf{a}(\theta) \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{D}}_p^n &= \sum_{k=1}^K \mathbf{D}_{p,k} e^{-j2\pi(k-1)n/K} \\ &= \mathbf{X} \left(\sum_{k=1}^K e^{-j2\pi(k-1)n/K} \text{diag}(\mathbf{c}_k) \mathbf{J}_p \text{diag}(\mathbf{h}_k)^H \right) \mathbf{X}^H \\ &= \mathbf{X}[(\tilde{\mathbf{C}}(\tilde{\mathbf{H}}^n)^H) \odot \mathbf{J}_p] \mathbf{X}^H, \quad p = -L+1, \dots, L-1 \end{aligned} \quad (18)$$

其中 $\tilde{\mathbf{H}}^n = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2 e^{j2\pi n/K}, \dots, \mathbf{h}_K e^{j2\pi(K-1)n/K}]$ 。采用匹配滤波器对回波进行脉冲压缩, 即有 $\mathbf{h}_k = \mathbf{c}_k/K$ 。若要抑制所有方向的不同多普勒通道的距离旁瓣, 需要使矩阵 $\tilde{\mathbf{C}}(\tilde{\mathbf{H}}^n)^H$ 趋近于对角阵。分析可知编码矩阵包含 KL 个变量, 然而矩阵 $\tilde{\mathbf{C}}(\tilde{\mathbf{H}}^n)^H, n = -K/2, \dots, K/2-1$ 共含有 $L(L-1)K$ 个非对角线元素, 即有 $L(L-1)K$ 项需要最小化且要趋于零。因此设计对任意波形有效的编码矩阵, 抑制所有方向的不同多普勒通道的距离旁瓣, 比较难以实现。为此, 考虑针对固定波形 \mathbf{X} 来设计编码矩阵, 以抑制期望方向的多普勒通道的距离旁瓣。

设期望方向为 $\{\theta_i\}_{i=1}^I$, 则 K 个脉冲在方向 θ_i 上时延为 p 处的脉冲压缩结果可记为

$$\mathbf{r}_p(\theta_i) = [r_{1,p}(\theta_i), \dots, r_{K,p}(\theta_i)]^T \quad (19)$$

其中 $r_{k,p}(\theta_i)$ 为式(15)所表示的第 k 个脉冲在方向 θ_i 处时延为 p 的脉冲压缩结果。构造 FFT 矩阵为

$$\mathbf{F} = [\mathbf{f}_{-K/2}, \dots, \mathbf{f}_{K/2-1}] \quad (20)$$

$$\mathbf{f}_n = [1, e^{j2\pi n/K}, \dots, e^{j2\pi(K-1)n/K}]^T / \sqrt{K},$$

$$n = -K/2, \dots, K/2-1 \quad (21)$$

则第 n 个多普勒通道在第 p 个偏移处的输出为 $\tilde{d}_p^n(\theta_i) = \mathbf{f}_n^H \mathbf{r}_p(\theta_i)$ 。为抑制各多普勒通道的距离旁瓣, 可分别采用积分旁瓣电平(ISL)与峰值旁瓣电平(PSL)作为评估准则。对于 ISL 准则可构造如下优化问题, 即通过脉冲串编码, 最小化各期望方向的所有多普勒通道的平均积分旁瓣

$$\left. \begin{aligned} \min_{\{\mathbf{c}_k\}_{k=1}^K} & \frac{1}{KI} \sum_{\substack{p=-L+1 \\ p \neq 0}}^{L-1} \sum_{n=-K/2}^{K/2-1} \sum_{i=1}^I | \mathbf{f}_n^H \mathbf{r}_p(\theta_i) |^2 \\ \text{s.t.} & |c_{lk}| = 1, \quad l = 1, \dots, L; k = 1, \dots, K \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

由于恒模约束，式(22)是一个非凸优化问题，无法保证得到最优解，可采用 MATLAB 中的 fmincon 函数进行求解。由于式(22)中存在 KL 个变量，直接优化运算量通常很大。为了减小运算量，采用一种迭代的方式优化，即每次迭代以其中的一个编码 c_k 为变量，其他的编码 $\{c_k\}, k \neq \tilde{k}$ 固定，具体步骤如表 1 所示，其中 $f^{(h)}$ 表示式(22)中对应于 $\{c_k^{(h)}\}_{k=1}^K$ 的目标函数值。

对于 PSL 准则，极小化期望方向各多普勒通道的峰值旁瓣的优化问题可表示为

$$\left. \begin{aligned} \min_{\{c_k\}_{k=1}^K} \max_{\substack{n,i \\ p \neq 0}} & |f_n^H r_p(\theta_i)| \\ \text{s.t. } & |c_{lk}| = 1, l = 1, \dots, L; k = 1, \dots, K \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

与式(22)类似，式(23)也是一个非凸优化问题，可采用 MATLAB 中的 fminimax 函数进行求解。为减小运算量，也可采用表 1 的迭代方式进行求解，此时需要采用 PSL 作为评估，即 $f^{(h)} = \max_{n,p \neq 0,i} \{|f_n^H r_p^{(h)}(\theta_i)|\}$,

其中 $r_p^{(h)}(\theta_i)$ 为对应于 $\{c_k^{(h)}\}_{k=1}^K$ 的 K 个脉冲在时延 p 处的脉冲压缩结果。

4 仿真实验

设 MIMO 雷达系统包含 $M = 16$ 个发射阵元，阵元间距为半波长，发射信号为相位编码信号，码长 $L = 64$ ，期望的波束指向为 $-40^\circ, 0^\circ, 40^\circ$ 。通常雷达发射方向图在空域上的分布多服从 sinc 函数形式，即使进行优化也很难精确逼近文献[5]中的矩形窗形状。为了简化问题，此处采用相控阵模式下发射信号的相关矩阵来构造 MIMO 雷达的相关矩阵，即

$$R = \sum_{i=1}^3 \hat{R}_i / 3 \quad (24)$$

其中 R 为 MIMO 雷达的相关矩阵， $\hat{R}_i = a(\theta_i)a^H(\theta_i)$ 表示相控阵雷达在波束指向 θ_i 时发射信号的相关矩阵， $\{\theta_i\}_{i=1}^3 = \{-40^\circ, 0^\circ, 40^\circ\}$ 表示期望波束的方向。给定 R ，采用循环算法(CA)设计初始波形，具体可

参考文献[7]。式(24)构造的相关矩阵和循环算法设计的波形所形成的方向图如图 2 所示。从图 2 可以看出，CA 所形成的方向图很逼近相关矩阵产生的方向图。

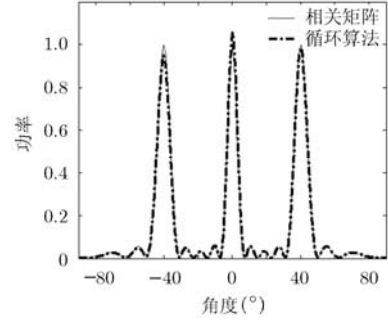


图 2 初始波形的方向图

为了提高主瓣方向信号的脉冲压缩特性，对连续 K 个脉冲的子脉冲初相进行编码。对于静止目标，当积累脉冲个数 $K \neq L$ 时，通过模型式(13)优化编码矩阵；当 $K = L$ 时，采用恒模正交矩阵作为编码矩阵。图 3 所示为脉冲串在期望方向上信号的相关序列的积累结果，其中图 3(a), 3(b)分别为 -40° 与 0° 方向信号的自相关特性，图 3(c)为两个方向信号的互相关特性，其他方向的相关特性与之相似，图中点线为脉冲串均采用初始波形对应的结果，距离旁瓣较高；实线为 $K = 32$ 时对初始波形进行编码后的结果，距离旁瓣与编码前相比明显降低；虚线为 $K = 64$ 时采用 Hadamard 矩阵进行编码后的结果，可以看出距离旁瓣被消除。

值得注意的是，采用脉冲串编码无法抑制互相关在零时延处的峰值，但是通过对初始波形的优化，可以保证期望方向上信号具有低的互相关特性。另外，对于脉冲压缩时信号间互相关的影响，可以通过接收端的波束形成进一步降低。基于此，对于运动目标设计编码矩阵时，只考虑各主瓣方向上信号自相关的影响。

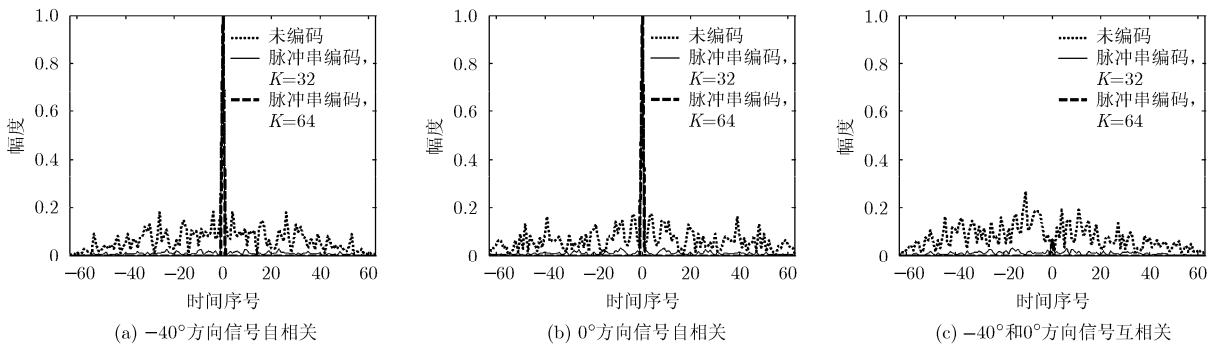


图 3 脉冲串在期望方向上信号的相关序列的积累结果

对于运动目标,通常对脉冲串脉冲压缩输出进行多普勒滤波,相当于对其进行补偿,为设计方便,此实验中设定目标的多普勒频率为0。选用的脉冲个数为 $K=32$,随机产生恒模初始编码矩阵,基于ISL模型式(22)和PSL模型式(23),采用表1的迭代方式对编码进行优化,终止参数设定为 $\varepsilon=0.1$ 。对于PSL模型式(23),随着优化算法的进行,出现最大峰值的个数将增加,PSL的下降效率将降低。因此为了进一步抑制峰值旁瓣,采用以ISL准则优化得到的编码为初始编码,保证旁瓣电平整体上比较低,再利用PSL模型式(23)对编码矩阵进行优化。图4所示为期望方向上脉冲压缩信号经过多普勒滤波器组后向距离维的投影,即各多普勒滤波通道在同一时延上的最大值,可以看出采用随机编码相对于使用 K 个完全相同的波形,可以有效地抑制距离旁瓣。基于ISL的编码相比随机产生的编码,峰值旁瓣降低了约8 dB,基于PSL的编码与之相比,峰值旁瓣又降低了约3 dB。图5所示为 0° 方向上的脉冲压缩信号经过多普勒滤波器组后的输出,可以看出,采用 K 个完全相同的波形,其距离旁瓣主要分布于目标所在的多普勒通道;而采用编码方式,可以使距离旁瓣相对均匀的分布于各多普勒通道中。

图6是多普勒滤波器组输出的距离旁瓣(非零时

表1 迭代算法步骤

<p>步骤1 给定根据期望方向图已优化的初始波形\mathbf{X},随机产生恒模初始编码$\{c_k^{(0)}\}_{k=1}^K, h=0$,计算平均积分旁瓣$f^{(h)}$,设定终止参数$\varepsilon$,令$\tilde{k}=1$;</p> <p>步骤2 以$c_k$为变量,固定其他编码,求解问题式(22),并对第$\tilde{k}$个编码进行更新,$\tilde{k}=\tilde{k}+1$;</p> <p>步骤3 重复步骤2直至$\tilde{k}=K$,并记此时的初相编码为$\{c_k^{(h+1)}\}_{k=1}^K$;</p> <p>步骤4 计算平均积分旁瓣$f^{(h+1)}$,判断终止条件$f^{(h+1)}-f^{(h)} \leq\varepsilon$是否成立,是则终止,否则令$h=h+1, \tilde{k}=1$并跳至步骤2。</p>
--

延处)向多普勒维的投影,可以看出采用不编码的方式,目标所在的多普勒通道有较高的峰值旁瓣,约为-15 dB,而在其它通道上为零(事实上是关于多普勒频率的sinc函数);采用编码方式,峰值距离旁瓣则在多普勒通道上分布的比较均匀。另外采用优化的编码相对于随机编码可以明显地降低距离旁瓣。

5 结束语

MIMO雷达具有波形分集的特性,因而可以更灵活的设计发射方向图,然而在保证期望空域特性情况下,采用单脉冲设计波形仍存在较高的时域旁瓣。本文提出一种脉冲串编码的方式来抑制时域旁瓣,可以在保证方向图不变的情况下,进一步抑制

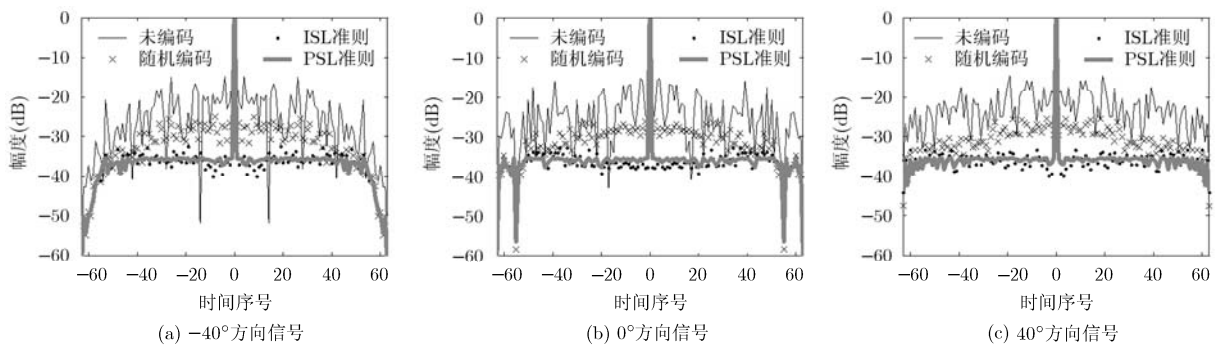


图4 多普勒滤波器组输出向距离维的投影

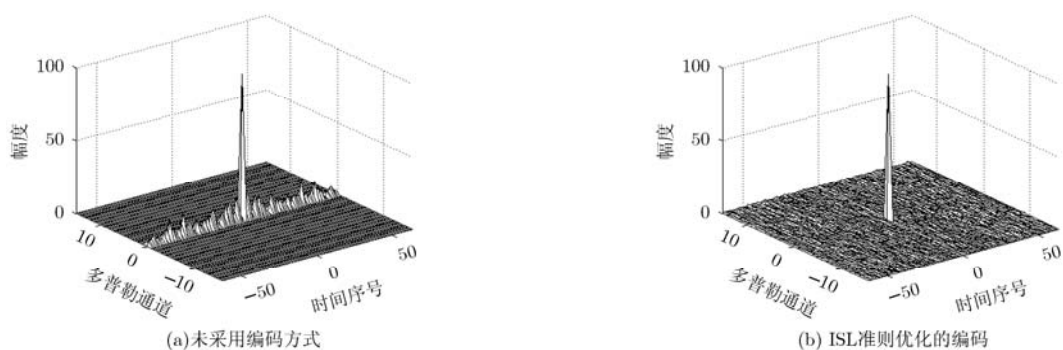


图5 0° 方向脉冲压缩信号经多普勒滤波器组的输出

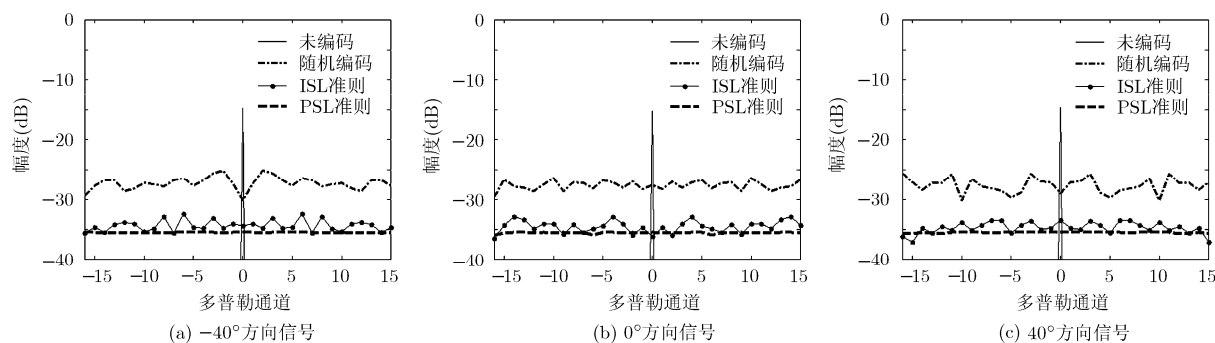


图6 多普勒滤波器组输出的距离旁瓣向多普勒维的投影

时域旁瓣。仿真结果表明, 针对静止目标, 降低编码矩阵各行向量间的相关性, 可以抑制距离旁瓣; 对于运动目标, 采用优化的编码可以有效地降低各通道的距离维旁瓣。然而, 此处采用的优化模型求解的复杂度比较高, 如何更快速的获得编码矩阵将有待于进一步的研究。

参考文献

- [1] Haimovich 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.
- [2] Li J and Stoica P. MIMO radar with colocated antennas[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2007, 24(5): 106-114.
- [3] Fuhrmann D R and Antonio G S. Transmit beamforming for MIMO radar systems using partial signal correlation[C]. Proceedings of the 38th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, Nov. 2004, 1: 295-299.
- [4] Fuhrmann D R and Antonio G S. Transmit beamforming for MIMO radar systems using signal cross-correlation[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2008, 44(1): 171-186.
- [5] Stoica P, Li J, and Xie Y. On probing signal design for MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(8): 4151-4161.
- [6] Ahmed S, Thompson J S, Petillot Y, et al. Unconstrained synthesis of covariance matrix for MIMO radar transmit beampattern[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(8): 3837-3849.
- [7] Stoica P, Li J, and Zhu X. Waveform synthesis for diversity-based transmit beampattern design[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(6): 2593-2598.
- [8] Ahmed S, Thompson J S, Petillot Y, et al. Finite alphabet constant-envelope waveform design for MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(11): 5326-5337.
- [9] 胡亮兵, 刘宏伟, 杨晓超, 等. 集中式MIMO雷达发射方向图快速设计方法[J]. *电子与信息学报*, 2010, 32(2): 481-484. Hu Liang-bing, Liu Hong-wei, Yang Xiao-chao, et al. Fast transmit beampattern synthesis for MIMO radar with colocated antennas[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(2): 481-484.
- [10] 杨明磊, 陈伯孝, 齐飞林, 等. 多载频MIMO雷达的模糊函数[J]. *系统工程与电子技术*, 2009, 31(1): 5-9. Yang Ming-lei, Chen Bai-xiao, Qi Fei-lin, et al. Ambiguity functions of multiple carrier frequency MIMO radar[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2009, 31(1): 5-9.
- [11] Song X, Zhou S, and Willett P. Reducing the waveform cross-correlation of MIMO radar with space time coding[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(8): 4213-4224.

王旭: 男, 1987年生, 博士生, 研究方向为MIMO雷达发射波形设计。

纠博: 男, 1982年生, 博士, 副教授, 研究方向为自适应信号处理、雷达自动目标识别。

周生华: 男, 1982年生, 博士, 讲师, 研究方向为MIMO雷达、协同探测。

刘宏伟: 男, 1971年生, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达信号处理、雷达系统、雷达自动目标识别等。