

应用正交码组信号的传统雷达距离旁瓣抑制方法

臧会凯* 周生华 刘宏伟 王旭 曹运合
(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: 为了抑制传统雷达的距离旁瓣和提高传统雷达抗欺骗式干扰性能,该文提出一种传统雷达随机发射一组正交信号的信号发射策略。给定一组正交性好且距离旁瓣低的相位编码信号,雷达在每次发射时从这组波形中随机选取一个波形进行发射,接收端已知该发射信号波形并基于该波形对接收信号进行脉冲压缩,最后对多次相邻脉冲的回波信号进行相干积累。理论分析和仿真结果均表明,距离主瓣信号能够有效积累,而距离旁瓣信号近似白化,因而脉冲积累后可明显降低系统的最大距离旁瓣电平。

关键词: 雷达信号处理; 距离旁瓣抑制; 正交信号; 相干积累; 抗欺骗式干扰

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)02-0445-08

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.00596

Range Sidelobe Suppression for Conventional Radar Using Orthogonal Waveforms

Zang Hui-kai Zhou Sheng-hua Liu Hong-wei Wang Xu Cao Yun-he
(National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: In order to suppress range sidelobes and improve anti-deception interference performance of conventional radar, a novel waveform transmitting strategy is proposed for conventional radar using nearly orthogonal waveforms. Given a bunch of polyphase coded waveforms with good orthogonality and low range sidelobes, a randomly selected waveform would be transmitted at each transmission. The receiver has the knowledge of the randomly chosen waveform and then can match filtering received signals. Finally, coherent accumulation would be performed for received signals at multiple adjacent transmissions. Both theoretical analysis and numerical results indicate that as range mainlobes can be coherently accumulated while range sidelobes at different transmissions are approximately white, the peak sidelobe level can be suppressed significantly after coherent accumulation.

Key words: Radar signal processing; Range sidelobe suppression; Orthogonal waveforms; Coherent accumulation; Anti-deception interference

1 引言

为了解决雷达作用距离和距离分辨率之间的矛盾,大时宽-带宽积信号获得广泛应用,此时接收端通常需要脉冲压缩操作实现高分辨。理想的大时宽-带宽积信号在脉冲压缩后的输出是冲击函数,但实际信号在脉冲压缩后通常会出现距离旁瓣。过高的距离旁瓣可能会降低雷达的距离分辨率,通过旁瓣触发虚警,并且较大的噪声电平会淹没小功率目标回波^[1,2]。

雷达信号距离旁瓣主要是由信号自身的特点决定的,因此设计具有低距离旁瓣的信号是解决该问

题的根本方法;但目前而言,单独通过信号设计降低旁瓣的方法所能达到的旁瓣电平已经趋于极限,因而需要采用其它方法进一步降低雷达信号的距离旁瓣。目前常用的降低雷达距离旁瓣的方法有失配滤波器法^[3,4]和窗函数加权法^[5,6]等。其中,失配滤波器法以损失信噪比和增加滤波器系数长度为代价来得到更低的距离旁瓣电平;窗函数加权法使用窗函数对匹配滤波器进行幅度加权来降低旁瓣电平,但同时会导致主瓣展宽和信噪比损失。近年来,MIMO雷达成为雷达领域一个新的研究热点,MIMO雷达的主要特点是不同雷达天线发射的信号具有不同的波形。MIMO雷达的波形设计是MIMO雷达研究的重要内容,在MIMO波形设计过程中,距离旁瓣的压制也是需要重点考虑的因素^[7,8]。

集中式MIMO雷达中,所有波束通常一次性发射。实际上,将MIMO信号由传统雷达在不同重复周期内发射能够提高传统单站雷达的性能。基于雷达的多脉冲积累效应^[9],本文将研究一种降低单站雷

2013-04-27 收到, 2013-08-29 改回

国家自然科学基金(61201285, 61271024, 60901065), 新世纪优秀人才支持计划(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联合资助课题

*通信作者: 臧会凯 zanghuiikai@126.com

达距离旁瓣的方法。该方法的基本思想是,白化距离旁瓣并保持主瓣不变,使脉冲积累后的最大距离旁瓣降低。给定一组正交性好和距离旁瓣低的信号,具体实施步骤为,雷达在每次发射时从这组波形中随机选取一个波形进行发射,接收端已知该发射信号波形并基于该波形对接收信号进行脉冲压缩,最后对多次相邻脉冲的回波信号进行相干积累。在最后的相干积累过程中,主瓣信号能够通过相干积累提高信噪比;但是,旁瓣信号由于不同难以进行相干积累,进而获得比相干积累更低的旁瓣信号。

距离旁瓣的白化是通过发射正交信号实现的,理想的白化方法是正交化所有相干积累脉冲内的发射信号,但由于设计个数较多的低相关信号存在一定的难度,因此,为了在正交信号个数有限的条件下实现距离旁瓣的白化,本文采用了两种方法,一是提高发射信号之间的正交性,二是随机抽取并发射信号。随机抽取并发射信号的方法还可以提高系统的抗欺骗式干扰^[10]的能力,因为敌方干扰机此时难以判断下一次发射信号的波形。

正交信号的设计方法可参考 MIMO 雷达正交信号的设计方法^[11-14],MIMO 雷达信号并不是严格意义上的正交信号,只是保证信号具有很低的自相关旁瓣和互相关。

2 基本原理

假设已经通过一定正交信号设计算法设计出了一组正交 MIMO 波形,记为 $\mathbf{S} = [\mathbf{s}^1, \dots, \mathbf{s}^{N_t}] \in \mathbb{C}^{N_s \times N_t}$,其中, N_t 表示波形的个数, N_s 表示每个波形的码长。

与传统发射机制不同,这里每次随机发射不同的信号,在第 i 个脉冲重复周期,雷达在 N_t 个波形中随机选取一个波形记为 \mathbf{s}_i 进行发射。假设空间中存在一个目标(静止目标或运动目标),在第 i 次探测时其复散射强度为 β_i ,则其回波信号可表示为 $\beta_i \mathbf{s}_i$ 。对回波信号 $\beta_i \mathbf{s}_i$ 进行脉冲压缩,在偏离目标中心的第 k 个距离单元处的脉冲压缩结果可以表示为

$$\beta_i \mathbf{s}_i^H \mathbf{J}_k \mathbf{s}_i / N_s = \beta_i \rho_{i,k} \quad (1)$$

其中 $(\cdot)^H$ 表示共轭转置, $\rho_{i,k} = \mathbf{s}_i^H \mathbf{J}_k \mathbf{s}_i / N_s$, \mathbf{J}_k 为滑动矩阵^[7,15],定义为

$$\mathbf{J}_k = \mathbf{J}_{-k}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(N_s-k) \times k} & \mathbf{I}_{N_s-k} \\ \mathbf{0}_{k \times k} & \mathbf{0}_{k \times (N_s-k)} \end{bmatrix}, \quad 0 \leq k \leq N_s \quad (2)$$

如果 $k > N_s$, \mathbf{J}_k 是一个全零矩阵。容易得到, $\rho_{i,0} = 1$ 表示距离维的主瓣,而 $\rho_{i,k}, k \neq 0$ 则表示距离维的旁瓣。

假设在多次脉冲照射中,目标的复散射幅度组成的向量 $\boldsymbol{\beta} = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{N_p}]^T$,其中, N_p 表示相干

脉冲积累的个数, $(\cdot)^T$ 表示普通转置。实际中,目标通常是运动的,因而雷达和目标之间的观测角度可能会发生变化,从而导致目标的复散射幅度是时变的,致使 $\boldsymbol{\beta}$ 内的元素并不是完全相关的。但是,当目标静止或速度不高时,在脉冲积累周期这一很短的时间内,可以认为目标的复散射能量是不变的,此时目标的复散射幅度向量 $\boldsymbol{\beta}$ 可以表示为 $\boldsymbol{\beta} = \beta \mathbf{a}_d(f_d)$,其中, β 是一个初始复幅度, $\mathbf{a}_d(f_d)$ 为多普勒导向向量, f_d 为目标的归一化多普勒频率 $f_d \in (-0.5, 0.5]$, f_d 的定义为

$$f_d = \text{mod} \left(\frac{f_{dt}}{f_r} \right) \quad (3)$$

其中, $\text{mod}(\cdot)$ 表示取余数, f_{dt} 为目标的多普勒频率, f_r 为雷达的脉冲重复频率。对于目标复散射幅度时变的情况,相干积累时主瓣无法得到积累,相干积累算法存在一定的信噪比损失,信噪比损失的大小与目标角度的变化大小和雷达工作波长等因素有关。

简单起见,这里考虑不同次脉冲的目标散射幅度只有其多普勒相位发生变化这一简单情形,此时 N_p 个目标回波的第 k 个距离旁瓣可表示为

$$\text{diag}(\boldsymbol{\rho}_k) \boldsymbol{\beta} = \beta \text{diag}(\boldsymbol{\rho}_k) \mathbf{a}_d(f_d) \quad (4)$$

其中 $\boldsymbol{\rho}_k = [\rho_{1,k}, \dots, \rho_{N_p,k}]^T$, $\text{diag}(\cdot)$ 表示以输入向量为对角元素的对角矩阵。

在进行多脉冲相干积累时,通常采用多个多普勒滤波通道,每个通道处理具有不同多普勒频率的回波信号。对于多普勒补偿频率为 f'_d 的相干积累滤波器,相干积累时的权向量记为 $\mathbf{w}_d(f'_d)$,则 N_p 个距离旁瓣进行相干积累后的输出可以写为

$$\beta \mathbf{w}_d^H(f'_d) \text{diag}(\boldsymbol{\rho}_k) \mathbf{a}_d(f_d) \quad (5)$$

根据式(5),定义相干积累后的距离-多普勒旁瓣为

$$\rho_k(f_d, f'_d) = \mathbf{w}_d^H(f'_d) \text{diag}(\boldsymbol{\rho}_k) \mathbf{a}_d(f_d) \quad (6)$$

实际中, $\mathbf{w}_d(f'_d)$ 的选择依赖于具体的多普勒滤波算法。为了对距离-多普勒旁瓣进行一般意义下的分析,这里采用常用的多普勒滤波权向量 $\mathbf{w}_d(f'_d) = \mathbf{a}_d(f'_d) / N_p$,它在背景干扰为独立同分布的高斯白噪声条件下是最优的,其中,分母 N_p 用于归一化。基于该权值,式(6)中的距离-多普勒旁瓣可写为

$$\begin{aligned} \rho_k(f_d, f'_d) &= \mathbf{a}_d^H(f'_d) \text{diag}(\boldsymbol{\rho}_k) \mathbf{a}_d(f_d) / N_p \\ &= \mathbf{a}_d^H(f'_d - f_d) \boldsymbol{\rho}_k / N_p \end{aligned} \quad (7)$$

可以看出,相干积累后的距离旁瓣实际上是对各次脉冲的距离旁瓣作 Fourier 变换。考虑到 $\boldsymbol{\rho}_0 = \mathbf{1}$,因此 $\rho_0(f_d, f_d) = 1$,该定义已将脉冲积累后

的主瓣幅度归一化为 1, 无论其余旁瓣信号的幅度大小, 因此这种信号发射体制并不会造成主瓣的信噪比损失, 其中 $\mathbf{1}$ 表示全 1 向量。

对于传统发射体制, 每次脉冲信号的旁瓣均相同, 即 ρ_k 可以写为 $\rho_k = \rho_k \mathbf{1}, k \neq 0$ 。考虑到 $\mathbf{a}_d(0) = \mathbf{1}$, 因此在进行脉冲积累后, 旁瓣信号的能量获得相干积累, $\rho_k(f_d, f_d) = \rho_k$, 并在与目标多普勒频率最接近的多普勒滤波通道内形成一个最大的旁瓣。实际情况中, 高的距离旁瓣容易触发虚警, 并且会使该多普勒通道内的噪声电平升高, 使附近的低功率目标难以检测。

随机发射体制下, 不同信号的距离旁瓣幅度相同并且具有与多普勒导向向量相同的相位关系的可能性很小, 若不同脉冲的距离旁瓣已经足够白化, 则原本聚集于某个多普勒通道的距离旁瓣的能量将被分散到不同的多普勒通道, 虽然会提高部分多普勒通道的旁瓣电平, 但会降低整个系统的最高旁瓣电平, 从而降低旁瓣触发虚警的机率。而且, 这种完全随机的信号发射体制增加了敌方电子干扰机干扰雷达站的难度, 进而提高了抗欺骗式干扰的性能。

3 性能评估

由式(7)可知, 距离-多普勒旁瓣 $\rho_k(f_d, f'_d)$ 与多普勒通道的多普勒频率 f'_d 和目标归一化多普勒频率 f_d 的差有关。因此, 定义变量 $\bar{f}_d = f'_d - f_d, \bar{f}_d \in (-0.5, 0.5]$, 则式(7)中的距离-多普勒旁瓣可改写为

$$\rho_k(\bar{f}_d) = \mathbf{a}_d^H(\bar{f}_d) \rho_k / N_p \quad (8)$$

式(8)中对距离-多普勒旁瓣的改写便于下文对本方法性能的评估。

目前, 普遍采用峰值旁瓣电平(PSL)和积分旁瓣电平(ISL)来评估波形的旁瓣水平; 因而, 此处根据旁瓣的 PSL 和 ISL 来评估本方法的性能。

对其中一次发射信号 s_i , 目标回波的积分旁瓣电平定义为^[13,16]

$$\text{ISL}_{\text{echo}} = \sum_{k=1}^{N_s-1} |\rho_{i,k}|^2 \quad (9)$$

目标回波的峰值旁瓣电平定义为^[13]

$$\text{PSL}_{\text{echo}} = \max_{k=1:N_s-1} |\rho_{i,k}| \quad (10)$$

与之类似, 相干积累后的距离-多普勒旁瓣的积分旁瓣电平定义为

$$\text{ISL}_{\text{CA}} = \sum_{k=1}^{N_s-1} \int_{-0.5}^{0.5} |\rho_k(\bar{f}_d)|^2 d\bar{f}_d \quad (11)$$

相干积累后的距离-多普勒旁瓣的峰值旁瓣电平定义为

$$\text{PSL}_{\text{CA}} = \max_{k=1:N_s-1} \max_{\bar{f}_d \in (-0.5, 0.5]} |\rho_k(\bar{f}_d)| \quad (12)$$

根据式(11), 可得在第 k 个距离单元处不同多普勒通道的积分旁瓣电平为

$$\text{ISL}_k = \int_{-0.5}^{0.5} |\rho_k(\bar{f}_d)|^2 d\bar{f}_d \quad (13)$$

同样, 可得在多普勒频率为 \bar{f}_d 的多普勒通道的积分旁瓣电平为

$$\text{ISL}_{\text{fd}} = \sum_{k=1}^{N_s-1} |\rho_k(\bar{f}_d)|^2 \quad (14)$$

由于 MIMO 雷达波形存在大量的旁瓣, 为了方便, 可以将旁瓣视为随机变量进行研究。假设 MIMO 波形 s_i 的旁瓣 $\rho_{i,k} (k = 1, 2, \dots, N_s - 1)$ 独立同分布且均值为 0, 方差为 σ_L^2 。

根据上述假设, 并且假设雷达每次随机选择发射波形已经使得在第 k 个快拍处 N_p 个目标回波脉冲压缩后的旁瓣 $\rho_{i,k}, i = 1, 2, \dots, N_p$ 独立同分布。在此条件下

$$\mathbf{E}[\rho_k \rho_k^H] = \sigma_L^2 \mathbf{I} \quad (15)$$

根据式(15), 可求得式(11)中距离-多普勒旁瓣的积分旁瓣电平为

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(\text{ISL}_{\text{CA}}) &= \sum_{k=1}^{N_s-1} \int_{-0.5}^{0.5} \frac{\mathbf{a}_d^H(\bar{f}_d) \mathbf{E}[\rho_k \rho_k^H] \mathbf{a}_d(\bar{f}_d)}{N_p^2} d\bar{f}_d \\ &= \sum_{k=1}^{N_s-1} \int_{-0.5}^{0.5} \frac{\sigma_L^2}{N_p} d\bar{f}_d = \frac{(N_s - 1) \sigma_L^2}{N_p} \end{aligned} \quad (16)$$

根据式(15)同样可以求得式(13)中第 k 个距离单元处, 不同多普勒通道的积分旁瓣电平为

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(\text{ISL}_k) &= \int_{-0.5}^{0.5} \frac{\mathbf{a}_d^H(\bar{f}_d) \mathbf{E}[\rho_k \rho_k^H] \mathbf{a}_d(\bar{f}_d)}{N_p^2} d\bar{f}_d \\ &= \int_{-0.5}^{0.5} \frac{\sigma_L^2}{N_p} d\bar{f}_d = \frac{\sigma_L^2}{N_p} \end{aligned} \quad (17)$$

可以求得式(14)中多普勒频率为 \bar{f}_d 的多普勒通道的积分旁瓣电平为

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(\text{ISL}_{\text{fd}}) &= \sum_{k=1}^{N_s-1} \frac{\mathbf{a}_d^H(\bar{f}_d) \mathbf{E}[\rho_k \rho_k^H] \mathbf{a}_d(\bar{f}_d)}{N_p^2} \\ &= \sum_{k=1}^{N_s-1} \frac{\sigma_L^2}{N_p} = \frac{(N_s - 1) \sigma_L^2}{N_p} \end{aligned} \quad (18)$$

当雷达每次发射相同波形时, 在第 k 个快拍处, N_p 个目标回波脉冲压缩后的旁瓣完全相同, 此时

$$\mathbf{E}[\rho_k \rho_k^H] = \sigma_L^2 \mathbf{1} \quad (19)$$

其中 $\mathbf{1}$ 表示全 1 矩阵。则在此情况下, 求得式(11)中距离-多普勒旁瓣的积分旁瓣电平为

$$\begin{aligned}
E(\text{ISL}_{\text{CA}}) &= \sum_{k=1}^{N_s-1} \int_{-0.5}^{0.5} \frac{\mathbf{a}_d^H(\bar{f}_d) E[\boldsymbol{\rho}_k \boldsymbol{\rho}_k^H] \mathbf{a}_d(\bar{f}_d)}{N_p^2} d\bar{f}_d \\
&= \frac{\sigma_L^2}{N_p^2} \sum_{k=1}^{N_s-1} \int_{-0.5}^{0.5} \mathbf{a}_d^H(\bar{f}_d) \mathbf{1} \mathbf{a}_d(\bar{f}_d) d\bar{f}_d \\
&= \frac{\sigma_L^2}{N_p^2} \sum_{k=1}^{N_s-1} \int_{-0.5}^{0.5} \frac{1 - \exp(j2\pi N_p \bar{f}_d)}{1 - \exp(j2\pi \bar{f}_d)} \\
&\quad \cdot \frac{1 - \exp(-j2\pi N_p \bar{f}_d)}{1 - \exp(-j2\pi \bar{f}_d)} d\bar{f}_d \\
&= \frac{\sigma_L^2}{N_p^2} \sum_{k=1}^{N_s-1} \int_{-0.5}^{0.5} \left[\frac{\sin(\pi N_p \bar{f}_d)}{\sin(\pi \bar{f}_d)} \right]^2 d\bar{f}_d \\
&= \frac{(N_s - 1) \sigma_L^2}{N_p} \quad (20)
\end{aligned}$$

求得式(13)中第 k 个距离单元处, 不同多普勒通道的积分旁瓣电平为

$$\begin{aligned}
E(\text{ISL}_k) &= \int_{-0.5}^{0.5} \frac{\mathbf{a}_d^H(\bar{f}_d) E[\boldsymbol{\rho}_k \boldsymbol{\rho}_k^H] \mathbf{a}_d(\bar{f}_d)}{N_p^2} d\bar{f}_d \\
&= \frac{\sigma_L^2}{N_p^2} \int_{-0.5}^{0.5} \left[\frac{\sin(\pi N_p \bar{f}_d)}{\sin(\pi \bar{f}_d)} \right]^2 d\bar{f}_d = \frac{\sigma_L^2}{N_p} \quad (21)
\end{aligned}$$

式(21)中的最后一个等式由帕斯瓦尔定理得到。求得式(14)中多普勒频率为 \bar{f}_d 的多普勒通道的积分旁瓣电平为

$$\begin{aligned}
E(\text{ISL}_{\text{fd}}) &= \sum_{k=1}^{N_s-1} \frac{\mathbf{a}_d^H(\bar{f}_d) E[\boldsymbol{\rho}_k \boldsymbol{\rho}_k^H] \mathbf{a}_d(\bar{f}_d)}{N_p^2} \\
&= \frac{\sigma_L^2}{N_p^2} \sum_{k=1}^{N_s-1} \mathbf{a}_d^H(\bar{f}_d) \mathbf{1} \mathbf{a}_d(\bar{f}_d) \\
&= \frac{(N_s - 1) \sigma_L^2}{N_p^2} \left[\frac{\sin(\pi N_p \bar{f}_d)}{\sin(\pi \bar{f}_d)} \right]^2 \quad (22)
\end{aligned}$$

由式(16)和式(20)可知, 对于每次发射相同波形以及随机选取波形发射这两种不同的发射方式, 相干积累后的距离-多普勒旁瓣的积分旁瓣电平相同; 这可以理解为在两种不同的发射方式下, 相干积累后的距离-多普勒旁瓣的总能量不变。其统计意义下的解释为, 由式(7)可知, 相干积累等价于对各次脉冲的距离旁瓣进行 Fourier 变换。根据 Fourier 变换的性质, 即变换前后信号的能量保持不变, 可得相干积累后距离-多普勒旁瓣的总能量等于相干积累前距离旁瓣的总能量。因此, 当雷达每次发射相同波形时, 假设每次发射第 j 个波形, 相干积累后距离-多普勒旁瓣的总能量为

$$W_E = N_p \sum_{k=1}^{N_s-1} E(\rho_{j,k}^2) = N_p (N_s - 1) \sigma_L^2 \quad (23)$$

当雷达随机选取波形发射时, 相干积累后距离-多普勒旁瓣的总能量为

$$W_E = \sum_{i=1}^{N_p} \sum_{k=1}^{N_s-1} E(\rho_{i,k}^2) = N_p (N_s - 1) \sigma_L^2 \quad (24)$$

式(23)和式(24)中的总能量相同, 所以随机选取波形发射不能抑制相干积累后距离-多普勒旁瓣的总能量。但对给定的一组波形, 由于波形不同, 两种发射方式下的旁瓣总能量在数值上可能不完全相等。

由式(17)和式(21)可知, 对于每次发射相同波形以及随机选取波形发射这两种不同的发射方式, 相干积累后相同距离单元处不同多普勒通道的积分旁瓣电平相同。在统计意义下, 其与相干积累后距离-多普勒旁瓣总能量不变的解释类似。

由式(18)可知, 在随机选取发射波形的方式下, 相干积累后不同多普勒通道的积分旁瓣电平相同, 即相干积累后旁瓣的能量在不同多普勒通道均匀分布。由式(22)可知, 每次发射相同波形的发射方式下, 相干积累后目标多普勒通道的积分旁瓣电平最高, 旁瓣的能量主要集中在目标多普勒通道及其附近的多普勒通道内; 目标多普勒通道距离旁瓣的积分旁瓣电平为 $(N_s - 1) \sigma_L^2$ 。随机选取波形发射时, 目标多普勒通道距离旁瓣的积分旁瓣电平的统计平均值为 $(N_s - 1) \sigma_L^2 / N_p$, 比每次发射相同波形时的积分旁瓣电平降低 N_p 倍, 并且随机选取波形发射使原本集中在目标多普勒通道及其附近多普勒通道的旁瓣能量均匀地分布在多普勒域内, 使得峰值旁瓣电平降低。

另外, 虽然式(16)和式(18)中的数值相等, 但其量纲不同, 因此不应进行比较; 式(20)和式(22)中的数值由于量纲不同也不应该进行比较。

下面分析随机选取波形发射对最高旁瓣电平的抑制作用。根据柯西-施瓦兹不等式, 可得式(8)的距离-多普勒旁瓣满足:

$$\begin{aligned}
|\rho_k(\bar{f}_d)|^2 &= \left| \mathbf{a}_d^H(\bar{f}_d) \boldsymbol{\rho}_k / N_p \right|^2 \\
&\leq \mathbf{a}_d^H(\bar{f}_d) \mathbf{a}_d(\bar{f}_d) \boldsymbol{\rho}_k^H \boldsymbol{\rho}_k / N_p^2 \\
&= \boldsymbol{\rho}_k^H \boldsymbol{\rho}_k / N_p = \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} |\rho_{i,k}|^2 \quad (25)
\end{aligned}$$

当且仅当 $\boldsymbol{\rho}_k = \alpha \mathbf{a}_d^*(\bar{f}_d)$ 时取等号, 即不同脉冲的距离旁瓣幅度均相同且具有特定的相位关系, 其中, α 是任意常数, $(\cdot)^*$ 表示共轭。为了研究随机选取波形发射对于最高旁瓣电平的抑制作用, 假设所有的旁瓣拥有相同的上界 u , 则理论上根据式(25)可知相干积累后的距离-多普勒旁瓣的最大值 $|\rho_k(\bar{f}_d)|$ 仍然为 u 。然而, 随机选取波形发射可以大幅降低旁瓣达到峰值旁瓣电平的概率。假设 $\text{prob}\{u - \delta \leq \rho_{i,k}\}$

$\leq u\} = p_\delta (0 \leq p_\delta \leq 1)$, 其中, $\text{prob}\{\cdot\}$ 表示概率, δ 为小于 u 的正数。通常 δ 取一个很小的值, 此时, p_δ 远小于 1。相干积累后, 旁瓣的个数从积累前的 $(N_s - 1)$ 增加到 $(N_s - 1)N_p$, 而 $|\rho_k(\bar{f}_d)|$ 落在区间 $[u - \delta, u]$ 的概率降为 $p_\delta^{N_p}$ 。因此, 落在区间 $[u - \delta, u]$ 的旁瓣数目在概率的意义下为 $(N_s - 1)N_p p_\delta^{N_p}$ 。虽然 $(N_s - 1)p_\delta \geq 1$, 但是, 因为 p_δ 一般远小于 1, 取得最大旁瓣电平的旁瓣个数的期望值 $(N_s - 1)N_p p_\delta^{N_p}$ 有可能小于 1。因此, 尽管峰值旁瓣电平 u 在理论上存在, 但在实际中可能不会出现, 因而便可以大幅降低峰值旁瓣电平, 如随后的仿真实验所示。

4 仿真及分析

实际中, 独立信号的个数对本文方法的性能有较大影响, 为此, 本节给出了两个仿真来对本文方法的性能进行对比。仿真 1 中, 利用遗传算法^[12]设计了 4 个长度为 128 的相关性较低 MIMO 波形; 仿真 2 中, 设计了 64 个长度为 128 的相关性较低的 MIMO 信号; 两次仿真中进行相干积累的脉冲数目均为 128。另外, 本文采用具有多普勒敏感性的相位编码信号, 因而文中对相位编码信号的多普勒敏感性进行了分析。

4.1 仿真 1

利用遗传算法设计了一组 MIMO 波形, 波形个数为 4, 每个波形包含的码元个数为 128。首先, 仿真传统雷达发射相同波形, 每次均发射 4 个波形中的第 1 个波形, 相干积累后的距离-多普勒旁瓣如图 1(a)所示。其次, 仿真传统雷达随机选取发射波形, 每次在 4 个波形中随机选取 1 个进行发射, 相干积累后的距离-多普勒旁瓣如图 1(b)所示。

由图 1(a)可知, 当雷达每次发射相同波形时, 在零多普勒通道存在高幅度的距离旁瓣; 这是因为每个目标回波脉冲压缩后具有相同的距离旁瓣, 导致相干积累不但积累了目标主瓣也积累了距离旁

瓣。由图 1(b)可知, 雷达每次随机选取发射波形时, 零多普勒通道的距离旁瓣显著降低; 这是因为每个目标回波脉冲压缩后的距离旁瓣不再全部相同, 从而相干积累后原先集中在零多普勒通道的距离旁瓣中的一部分被分散到了其它多普勒通道; 但是, 由于可供选择的波形个数太少, 所以距离旁瓣的抑制效果并不理想, 在零多普勒通道中, 旁瓣电平仍然较高。图 1(a)中距离旁瓣的积分旁瓣电平为 -46.9764 dB, 距离旁瓣的峰值旁瓣电平为 -20.9367 dB, 整个多普勒域内的峰值旁瓣电平为 -20.9367 dB; 图 1(b)中距离旁瓣的积分旁瓣电平为 -53.0535 dB, 距离旁瓣的峰值旁瓣电平为 -24.1652 dB, 整个多普勒域内的峰值旁瓣电平为 -24.1652 dB。因此, 距离旁瓣的积分旁瓣电平下降了 6.0771 dB, 距离旁瓣的峰值旁瓣电平下降了 3.2285 dB, 整个多普勒域内的峰值旁瓣电平下降了 3.2285 dB; 而理论上距离旁瓣的积分旁瓣电平下降 42.1442 dB, 实际值与理论值相差很大, 另外, 由于零多普勒通道的旁瓣明显高于其它多普勒通道, 所以此时整个多普勒域内的峰值旁瓣电平等于距离旁瓣的峰值旁瓣电平。

4.2 仿真 2

仿真 1 中由于 MIMO 波形的个数远小于相干积累的脉冲数, 相干积累的脉冲中存在大量相同脉冲, 使脉冲间存在较强的相关性, 所以距离旁瓣的抑制效果并不明显。在本仿真中, 设计了一组个数为 64 的 MIMO 波形, 每个波形包含的码元个数仍为 128。首先, 仿真传统雷达发射相同波形, 每次发射 MIMO 波形中的第 1 个波形, 相干积累后的距离-多普勒旁瓣如图 2(a)所示, 其中, 零多普勒通道的距离旁瓣如图 3 中的实线波形所示。其次, 仿真传统雷达随机选取发射波形, 每次在这 64 个波形中随机选取 1 个进行发射, 相干积累后的距离-多普勒旁瓣如图 2(b)所示, 其中, 零多普勒通道的距离旁瓣如图 3 中的虚线波形所示。

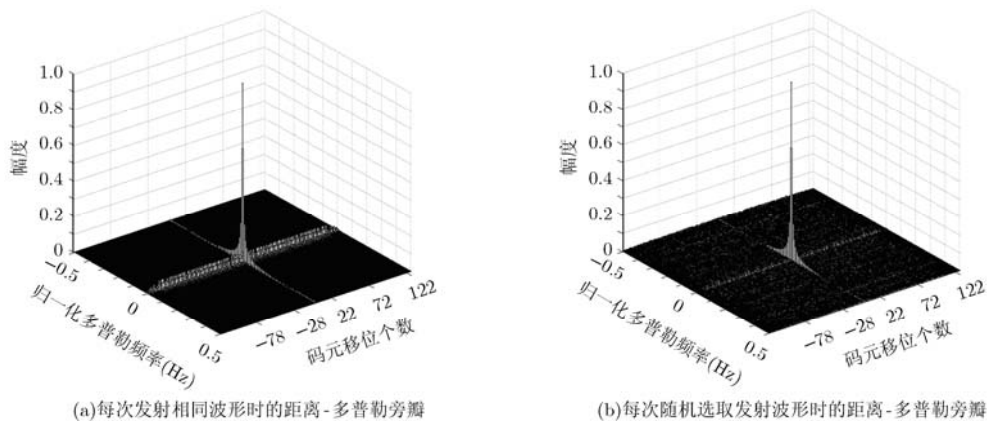


图 1 不同发射机制下的距离-多普勒旁瓣

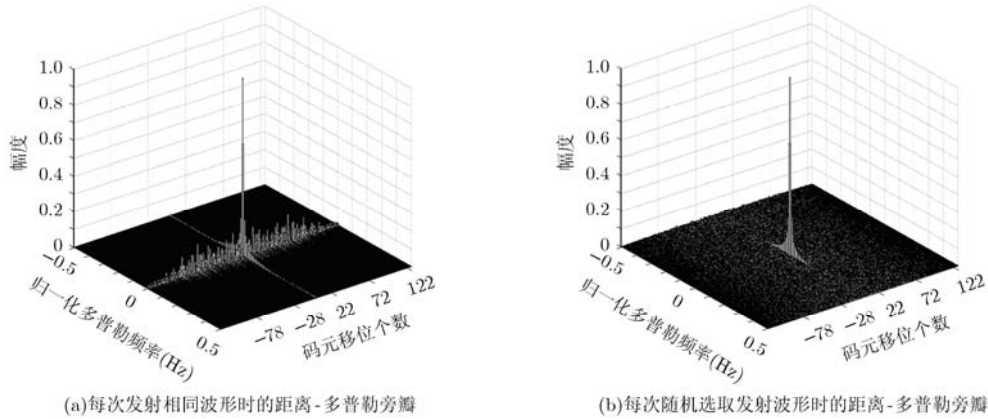


图 2 不同发射机制下的距离-多普勒旁瓣

根据图 2(a)中峰值旁瓣电平对应的距离单元，画出此距离单元处的多普勒旁瓣如图 4 中的实线波形所示；同样画出图 2(b)中峰值旁瓣电平对应距离单元处的多普勒旁瓣如图 4 中的虚线波形所示。

由图 2(a)可知，当雷达每次发射相同波形时，在零多普勒通道存在明显的距离旁瓣且幅度高于图 1(a)中距离旁瓣的幅度；这是因为，在 MIMO 波形码长一定的情况下增加 MIMO 波形的个数会提高 MIMO 波形的自相关旁瓣和互相关。由图 2(b)可知，当雷达随机选取发射波形时，零多普勒通道的距离旁瓣被完全抑制，原先集中在零多普勒通道的距离旁瓣被均匀分散到了整个多普勒域。另外，通过对比图 1 和图 2 可知，虽然，增加 MIMO 波形的个数升高了单个波形的距离旁瓣，但由于波形数目的增加，相干积累后的距离旁瓣大幅降低，因而图 2(b)中的结果远优于图 1(b)中的结果。

由图 3 可知，在零多普勒通道，当雷达每次发射相同波形时，距离旁瓣的积分旁瓣电平为 -45.7776 dB，距离旁瓣的峰值旁瓣电平为 -16.1967 dB；当雷达随机选取发射波形时，距离旁瓣的积分旁瓣电平为 -73.4248 dB，距离旁瓣的峰值旁瓣电平

为 -45.4529 dB；距离旁瓣的积分旁瓣电平下降了 27.6472 dB，距离旁瓣的峰值旁瓣电平下降了 29.2562 dB。因此，随机选取发射波形可以大幅降低雷达的距离旁瓣。

由图 4 可知，当雷达每次发射相同波形时，整个多普勒域内的峰值电平为 -16.1967 dB；当雷达随机选取发射波形时，整个多普勒域内的峰值电平为 -33.0296 dB，降低了 16.8329 dB。另外，由图 2 和图 4 可知，随机选取发射波形压低了零多普勒频率处的旁瓣，将旁瓣能量在整个多普勒频率范围内近似均匀分布，从而降低了整个多普勒域内的峰值旁瓣电平。

4.3 多普勒敏感性分析

本文采用的信号是相位编码信号，采用相位编码信号需要在实际中注意的问题是，这种信号存在多普勒敏感性，当目标回波多普勒频率较大时，若在脉冲压缩时不进行多普勒补偿，将导致输出信号存在较大的信噪比损失。信噪比损失的计算公式为

$$SNR_s = 20 \lg \left(\frac{\sin(\pi f_{dt} N_s / f_s)}{N_s \sin(\pi f_{dt} / f_s)} \right) \quad (26)$$

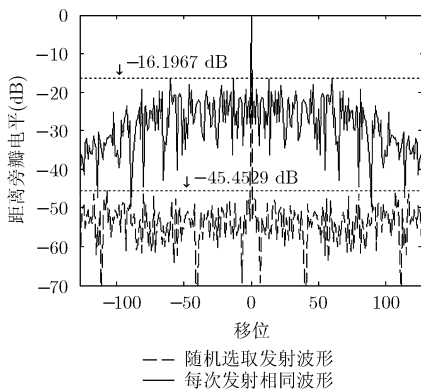


图 3 不同发射机制下零多普勒通道的距离旁瓣

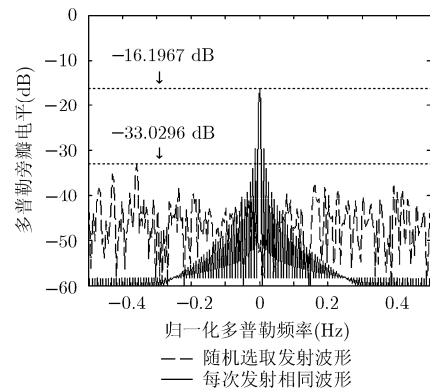


图 4 不同发射机制下峰值旁瓣电平处的多普勒旁瓣

其中, f_s 为码元的发射频率。例如, 在载频为 8 GHz, 码元发射频率为 4 MHz, 目标速度为 1000 m/s 的情况下, 脉冲压缩后的信噪比损失为 -16.5594 dB。因此, 实际中常需要在接收通道中排列几个补偿不同多普勒频率的脉冲压缩滤波器, 但这可能增加系统的复杂度。具有多普勒补偿功能的脉冲压缩滤波器的个数依赖于多种因素, 对于常规目标而言, 多普勒补偿频率的个数通常不多。多普勒补偿频率的个数 M 可以根据式(27)求解。

$$M = \text{ceil} \left(\frac{f_w}{0.886/N_s} \right) \quad (27)$$

其中 $\text{ceil}(\cdot)$ 表示向上取整, f_w 表示目标归一化多普勒区间的长度, $0.886/N_s$ 表示式(26)中信噪比损失小于等于 3 dB 时所对应的归一化多普勒区间长度。例如, 在载频为 8 GHz, 码元发射频率为 4 MHz, 目标最大速度为 340 m/s 的情况下, 目标的最大归一化多普勒频率 f_{dt}/f_s 为 0.0045, 则目标的归一化多普勒区间长度为 0.009, 根据式(27)求得 $M = 2$, 即此时只需两个多普勒补偿脉冲压缩滤波器。当载频降低至 1 GHz 时, 只需一个多普勒补偿脉冲压缩滤波器即可。因此, 对于常规目标, 本文方法在通常情况下对系统复杂度的增加有限。

5 结束语

本文研究了使用传统雷达发射正交编码波形以降低距离旁瓣的方法, 给出了系统的工作方式, 推导了脉冲压缩后的旁瓣表达式, 分析了系统的旁瓣抑制性能, 仿真实验表明本文方法可以大幅度降低相干积累后雷达的峰值旁瓣电平。与现有的旁瓣抑制方法相比, 本文方法避免了主瓣展宽和信噪比损失的问题, 本文提出的方法亦可结合其它算法进一步抑制旁瓣电平。另外, 该随机信号发射体制还能够提高雷达的抗欺骗式干扰的能力, 具有一定的工程应用价值。

本文方法只需雷达存储一组正交编码波形并且能够随机选择发射波形, 硬件实现并不困难; 相干积累可以通过 FFT 算法实现, 计算量不大, 可以保证算法的实时性。采用具有多普勒敏感性的相位编码信号, 虽然在脉冲压缩时需要多个不同多普勒频率的脉冲压缩滤波器进行多普勒补偿, 但由 4.3 节的分析可知, 对于常规目标, 所需的多普勒补偿脉冲压缩滤波器的个数并不多, 因而本文方法在通常情况下对系统复杂度的增加有限。

需要指出的是, 由于本文方法是建立在雷达能够进行相干积累的基础上的, 这就要求在目标的相干积累时间内, 目标不能发生跨波束, 跨距离单元

和跨多普勒单元走动, 而且, 目标回波信号不能去相关。

参考文献

- [1] Akbaripour A and Bastani M H. Range sidelobe reduction filter design for binary coded pulse compression system[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2012, 48(1): 348-359.
- [2] 庄珊娜, 贺亚鹏, 朱晓华. 低距离旁瓣稀疏频谱波形相位编码设计[J]. *电子与信息学报*, 2012, 34(5): 1088-1095.
Zhuang Shan-na, He Ya-peng, and Zhu Xiao-hua. Phase coding for sparse frequency waveform with low range sidelobes[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(5): 1088-1095.
- [3] Ackroyd M H and Ghani F. Optimum mismatched filters for sidelobe suppression[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1973, 9(2): 214-218.
- [4] Sato R and Shinrhu M. Simple mismatched filter for binary pulse compression code with small PSL and small S/N loss[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2003, 39(2): 711-718.
- [5] Baden J M and Cohen M N. Optimal peak sidelobe filters for biphasic pulse compression[C]. *Proceedings of the IEEE 1990 International Radar Conference*, Arlington, VA, 1990: 249-252.
- [6] Kretschmer F F and Welch L R. Sidelobe reduction techniques for polyphase pulse compression codes[C]. *Proceedings of the IEEE 2000 International Radar Conference*, Alexandria, VA, 2000: 416-421.
- [7] Song Xiu-feng, Zhou Sheng-li, 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.
- [8] 王旭, 纠博, 周生华, 等. 基于脉冲串编码的 MIMO 雷达距离旁瓣抑制方法[J]. *电子与信息学报*, 2012, 34(12): 2948-2953.
Wang Xu, Jiu Bo, Zhou Sheng-hua, et al. Range sidelobe suppression for MIMO radar with pulse train coding[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(12): 2948-2953.
- [9] 钱李昌, 许稼, 孙文峰, 等. 基于雷达脉冲重复间隔设计的 Radon-Fourier 变换盲速旁瓣抑制[J]. *电子与信息学报*, 2012, 34(11): 2608-2614.
Qian Li-chang, Xu Jia, Sun Wen-feng, et al. Blind speed side lobe suppression in Radon-Fourier transform based on radar pulse recurrence interval design[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(11): 2608-2614.
- [10] 刘昉, 王建国. 双基 SAR 欺骗式干扰性能研究[J]. *电子与信息学报*, 2010, 32(1): 75-79.
Liu Fang and Wang Jian-guo. Research on the property of

- deceptive jamming to bistatic SAR[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(1): 75-79.
- [11] Deng Hai. Polyphase code design for orthogonal netted radar systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(11): 3126-3135.
- [12] Liu Bo, He Zi-shu, Zeng Jian-kui, *et al.*. Polyphase orthogonal code design for MIMO radar system[C]. Proceedings of the IEEE 2006 International Radar Conference, Shanghai, 2006: 1-4.
- [13] 胡亮兵. MIMO 雷达波形设计[D]. [博士论文], 西安电子科技大学, 2010.
Hu Liang-bing. Waveform design for MIMO radar[D]. [Ph.D. dissertation], Xidian University, 2010.
- [14] 王伟, 赵俊杰, 王辉. 基于混合算法的 MIMO 雷达正交多相码设计[J]. *系统工程与电子技术*, 2013, 35(2): 294-298.
Wang Wei, Zhao Jun-jie, and Wang Hui. Design of orthogonal polyphase code for MIMO radar based on hybrid algorithm[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2013, 35(2): 294-298.
- [15] Hua Guang and Abeysekera S S. Receiver design for range and doppler sidelobe suppression using MIMO and phased-array radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, 61(6): 1315-1326.
- [16] Cook M R, Blunt S D, and Jakabosky J. Optimization of waveform diversity and performance for pulse-agile radar[C]. Proceedings of the IEEE 2011 International Radar Conference, Kansas City, MO, 2011: 812-817.
- 臧会凯: 男, 1990 年生, 博士生, 研究方向为协同探测.
- 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.