

## 基于 Golay 互补序列空时编码的 MIMO 雷达波形设计

杜晓林\* 苏涛 王旭 朱文涛 靳标 张龙  
(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:** 针对多输入多输出(MIMO)雷达正交波形设计中数值优化方法所得波形脉冲压缩旁瓣较高的问题, 该文提出一种基于 Golay 互补序列空时编码的设计方法。该方法利用 Golay 互补序列的互补性, 并通过对序列构成的脉冲串进行扩展的空时编码, 减小了波形的自相关旁瓣和互相关, 从而降低了脉冲压缩波形的旁瓣; 然后, 为解决多普勒频移导致波形检测性能下降的问题, 利用零空间向量加权法对脉冲压缩后波形进行多普勒补偿, 显著提高了其目标检测能力。仿真结果验证了该文方法的有效性。

**关键词:** MIMO 雷达; Golay 互补序列; 空时编码; 多普勒频移

**中图分类号:** TN958

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2014)08-1966-06

**DOI:** 10.3724/SP.J.1146.2013.01524

## Golay Complementary Sequence with Space Time Coding for MIMO Radar Waveform Design

Du Xiao-lin Su Tao Wang Xu Zhu Wen-tao Jin Biao Zhang Long  
(National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** For the high sidelobe of waveforms after pulse compression of the numerical optimization methods in the designing orthogonal waveform for MIMO radar, a method of Golay complementary sequence with space time coding is proposed. The autocorrelation sidelobe and crosscorrelation of the waveform are degraded by utilizing the complementary characteristic of the Golay complementary sequences and extended space time coding the pulse trains of the sequences, as a result, the sidelobe level of the waveform after pulse compression is greatly reduced. Then, to solve the problem of the decrease of target detection ability for Doppler shift, the waveform after pulse compression is Doppler compensated via null space vector weighting method, consequently, the target detection ability of the waveform is significantly improved. The simulation results demonstrate the effectiveness of the method.

**Key words:** MIMO Radar; Golay complementary sequence; Space time coding; Doppler shift

### 1 引言

多输入多输出(MIMO)雷达具有多个发射天线和接收天线。天线阵列在布置上的灵活性以及发射单元发射不同波形的多样性, 使得 MIMO 雷达具有空间分集和波形分集能力, 与标准的相控阵雷达相比, MIMO 雷达具有较大的优势。空间分集可以克服目标的闪烁效应从而提高雷达对目标的探测性能; 而波形分集可以提升雷达的目标检测、参数估计、目标识别和跟踪等性能<sup>[1-11]</sup>。

为了抑制不同目标回波的相互干扰以及从回波中提取独立的目标信息, MIMO 雷达的发射信号一

般采用正交波形。文献[5-8]分别采用模拟退火混合算法、互熵算法、遗传算法和序列二次规划设计了非周期自相关峰值旁瓣电平和互相关峰值电平较低的正交码集, 但是由于优化算法的复杂度较大, 文献所得码集大小受到限制, 计算存储量较大, 而且求解码集所需时间较长。此外, 基于时域波形设计的一组正交信号在对分布式目标进行探测时, 相对时延和多普勒频移会破坏波形的正交性, 使得接收端无法分离出回波信号的各发射分量, 且脉冲压缩后波形旁瓣较高, 不利于目标检测, 导致失去了多输入多输出体制下波形分集的优势。文献[12]在两个正交极化天线上, 利用 Alamouti 编码调节 Golay 互补序列<sup>[12-14]</sup>的发射, 使接收端的线性处理在多通道和全极化雷达系统中得以实现, 并且将组合模糊函数的泰勒展开式的固定阶数消去, 从而使 Golay 互补序列具有一定的多普勒容忍性。但该方法仅适

2013-10-08 收到, 2014-02-18 改回

国家自然科学基金(61001204), 中央高校基本科研业务费专项资金(JY0000902020), 中国博士后科学基金(2013M542329)和陕西省自然科学基金基础研究计划项目(2012JMS015)资助课题

\*通信作者: 杜晓林 duxiaolin168@163.com

用于微小的多普勒失配, 而且每次发射所需的脉冲重复间隔(Pulse Repetition Interval, PRI)较多, 且需要信道在相当长的时间内保持恒定, 实际中该条件实现较为困难。

针对上述问题, 本文通过对 Golay 互补序列构成的脉冲串进行空时(Space Time, ST)编码<sup>[15-17]</sup>降低各发射波形之间的时域互相关, 并利用 Golay 互补序列的互补性质减小自相关旁瓣, 降低了波形脉冲压缩后的旁瓣; 多普勒频移的引入导致所设计波形的相关性变差, 从而使目标检测性能严重下降, 通过零空间向量加权法对匹配滤波之后的波形进行多普勒补偿, 显著提高了其目标检测性能。

## 2 MIMO 雷达信号模型

假定 MIMO 雷达工作在窄带远场条件下,  $L$  个发射阵元和接收阵元处于同一相位中心。雷达发射信号矩阵可表示为:  $\mathbf{S}(n) = \{s_{l,j}(n), l=1,2,\dots,L, j=1,2,\dots,L, n=1,2,\dots,N\}$ , 其中  $s_{l,j}(n)$  表示雷达第  $l$  个天线, 第  $j$  个 PRI 内, 时刻  $n$  的发射信号<sup>[5-10]</sup>。雷达接收信号为

$$\mathbf{Y}(n) = \alpha \mathbf{b}^T \mathbf{S}(n-m) \mathbf{D} + \mathbf{N}(n) \quad (1)$$

其中,  $\alpha$  是目标的散射系数和传输损耗的总和,  $\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_L]^T$  为接收导向矢量,  $\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_L]^T$  为发射导向矢量, 上标 T 表示转置,  $m$  表示信号时延。忽略脉内多普勒效应, 且假定目标运动速度恒定, 即相邻 PRI 的多普勒相移  $\theta$  为常数, 由此得多普勒移位矩阵为  $\mathbf{D} = \text{diag}(1, e^{j\theta}, \dots, e^{j(L-1)\theta})$ 。  $\mathbf{N}$  为噪声矩阵。为便于表示, 令信道矩阵  $\mathbf{H} = \alpha \mathbf{a} \mathbf{b}^T$ , 其中  $h_{ij}$  为  $\mathbf{H}$  第  $i$  行第  $j$  列的元素, 表示从第  $j$  个发射天线经过目标反射到第  $i$  个接收天线的路径增益<sup>[11]</sup>。

## 3 基于 Golay 互补序列空时编码的 MIMO 雷达波形设计

### 3.1 Golay 互补序列

长度为  $N$  的二元恒模序列  $x$  和  $y$ , 当满足式(2)的条件时, 称为 Golay 互补序列。

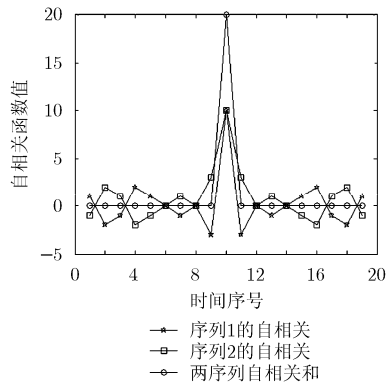


图1 Golay 互补序列自相关函数特性

$$x(n) * x^*(-n) + y(n) * y^*(-n) = 2N\delta(n) \quad (2)$$

其中运算符  $*$  表示序列的卷积运算, 上标  $*$  表示复共轭<sup>[12-14]</sup>。

令  $X(z) = Z\{x(n)\}$  和  $Y(z) = Z\{y(n)\}$  分别为  $x$  和  $y$  的  $z$  变换, 即

$$X(z) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)z^{-n} \quad (3)$$

$$Y(z) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n)z^{-n} \quad (4)$$

满足式(5)的  $x$  和  $y$  (或  $X(z)$  和  $Y(z)$ ) 也被定义为 Golay 互补序列:

$$X(z)\tilde{X}(z) + Y(z)\tilde{Y}(z) = |X(z)|^2 + |Y(z)|^2 = 2N \quad (5)$$

其中  $\tilde{X}(z) = X^*(1/z^*)$  和  $\tilde{Y}(z) = Y^*(1/z^*)$  分别为  $x$  和  $y$  共轭反转序列  $\tilde{x}(n) = x^*(-n)$  和  $\tilde{y}(n) = y^*(-n)$  相应的  $z$  变换。

由式(5)得, 若  $(x, y)$  为 Golay 互补对, 则  $(\pm x, \pm y)$ ,  $(\pm x, \pm \tilde{y})$ ,  $(\pm \tilde{x}, \pm y)$  和  $(\pm \tilde{x}, \pm \tilde{y})$  均为 Golay 互补对<sup>[14]</sup>。

图1为两个长度为10的Golay互补序列的自相关特性, 图2是其功率谱及其特性。从图1中可以看出, 虽然Golay互补序列单个序列的自相关旁瓣较高, 但是两个序列的自相关之和的旁瓣却等于零。图2表明了任意频率处互补序列功率谱的总和为一常量。

### 3.2 基于 Golay 互补序列空时编码的波形设计

空时编码最早应用在无线通信系统中, 通过在衰落信道中使不同发射天线的信号相关发射, 显著提高了通信的可靠性<sup>[15-17]</sup>。假定一个两发两收的无线通信系统中, 天线1和天线2第1个时间周期内发射的信号为  $s_1$  和  $s_2$ , 则空时编码的编码规则为<sup>[16]</sup>

$$(s_1, s_2) \rightarrow \mathbf{S} = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{pmatrix} \begin{matrix} \rightarrow \text{时间维} \\ \downarrow \text{空间维} \end{matrix} \quad (6)$$

其中上标  $*$  表示复共轭。不同行代表不同的发射天线, 不同列代表不同的时间周期。在接收端, 利用  $\mathbf{S}^H$  解码(上标 H 表示复共轭转置)即可只进行线性处理而实现发射数据的分离。

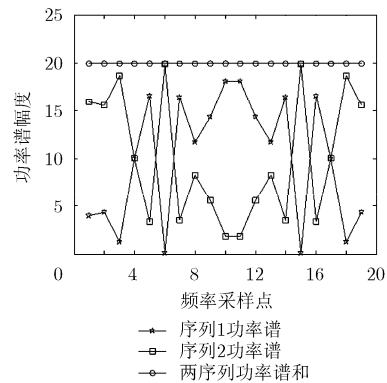


图2 Golay 互补序列功率谱特性

本文将 Golay 互补序列进行空时编码并扩展至多维, 应用在 MIMO 雷达波形设计中。假设一个 MIMO 雷达系统具有  $L$  个发射天线和接收天线, 且忽略多普勒效应, 即  $\mathbf{D} = \mathbf{I}$ 。由长度为  $N$  的 Golay 互补序列  $x$  和  $y$  构成发射信号, 首先对其进行空时编码得

$$\mathbf{S}^2(n) = \begin{pmatrix} x(n) & y^*(-n) \\ y(n) & -x^*(-n) \end{pmatrix} \begin{matrix} \rightarrow \text{时间维} \\ \downarrow \text{空间维} \end{matrix} \quad (7)$$

然后利用式(8)的规则将空时编码矩阵扩展至  $4 \times 4$  维的情形:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}^4(n) &= \begin{pmatrix} \mathbf{S}^2(n) & (\mathbf{S}^2(-n))^H \\ \mathbf{S}^2(n) & -(\mathbf{S}^2(-n))^H \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} x(n) & y^*(-n) & x^*(-n) & y^*(-n) \\ y(n) & -x^*(-n) & y(n) & -x(n) \\ x(n) & y^*(-n) & -x^*(-n) & -y^*(-n) \\ y(n) & -x^*(-n) & -y(n) & x(n) \end{pmatrix} \begin{matrix} \rightarrow \text{时间维} \\ \downarrow \text{空间维} \end{matrix} \end{aligned} \quad (8)$$

其中, 不同行代表不同的发射天线, 自上而下依次为 1 到 4, 不同列代表不同的 PRI, 从左到右依次为 1 到 4。

任意  $2^p \times 2^p$  ( $p \geq 2$ , 且为整数) 维 Golay 互补序列的空时编码矩阵可以由  $2^{p-1} \times 2^{p-1}$  维递推得到, 即

$$\mathbf{S}^{2^p}(n) = \begin{pmatrix} \mathbf{S}^{2^{p-1}}(n) & (\mathbf{S}^{2^{p-1}}(-n))^H \\ \mathbf{S}^{2^{p-1}}(n) & -(\mathbf{S}^{2^{p-1}}(-n))^H \end{pmatrix} \quad (9)$$

表 1 列出了长度为 8 的 Golay 互补序列空时编码构成的  $4 \times 4$  维发射波形矩阵。

本文主要以 4 发 4 收为例作介绍, 即对应于  $4 \times 4$  维的空时编码矩阵  $\mathbf{S}^4(n)$ 。令  $\mathbf{S}(n) = \mathbf{S}^4(n)$ , 且不失一般性, 假定信号时延  $m = 0$ 。由  $\mathbf{S}(n)$  可得雷达在 4 个 PRI 时间周期内的接收信号为

$$\mathbf{Y}(n) = \mathbf{HS}(n) + \mathbf{N}(n) \quad (10)$$

定义  $\mathbf{S}^H(-n)$  为  $\mathbf{S}(n)$  的复共轭转置反转矩阵, 对接收信号进行处理得

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(n) &= \mathbf{Y}(n) * \mathbf{S}^H(-n) \\ &= \mathbf{HS}(n) * \mathbf{S}^H(-n) + \mathbf{N}(n) * \mathbf{S}^H(-n) \end{aligned} \quad (11)$$

其中

$$\mathbf{S}(n) * \mathbf{S}^H(-n) = 4N\mathbf{I}_4\delta(n) \quad (12)$$

其中  $*$  表示卷积运算,  $\mathbf{I}_4$  为 4 阶单位矩阵。则式(11)为

$$\mathbf{R}(n) = 4N\mathbf{H}\delta(n) + \mathbf{N}(n) * \mathbf{S}^H(-n) \quad (13)$$

此外, 由式(1)可得, 4 个 PRI 的接收信号处理结果经过积累后为

$$\mathbf{R}(n) = \sum_{j=1}^4 \mathbf{Y}_j(n) * \mathbf{S}_j^H(-n) \quad (14)$$

式(14)中下标  $j$  表示第  $j$  个 PRI,  $\mathbf{Y}_j(n)$  为第  $j$  个 PRI 的接收信号,  $\mathbf{S}_j^H(-n)$  为相应的处理信号。可以证明式(14)与式(11)是等价的。

由式(13)和式(14)得, 忽略噪声影响, 雷达接收信号经过积累处理后, 波形的互相关项均被消除, 而自相关旁瓣也由于 Golay 互补序列的性质被抑制掉, 降低了脉冲压缩波形的旁瓣; 并且每次积累所需 PRI 数和发射阵元数相同, 而文献[12]每次发射所需 PRI 数为以 2 为底, 发射阵元数为指数的幂, 相比而言, 本文减少了积累所需时间; 且相比于传统数值优化方法, 本文方法没有耗时较大的优化过程, 在波形产生效率上具有较大的优势。

### 3.3 零空间向量加权法多普勒处理

若考虑多普勒频移的影响, 即  $\mathbf{D} \neq \mathbf{I}$ , 对接收信号进行处理得

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(n) &= \mathbf{Y}(n) * \mathbf{S}^H(-n) \\ &= \mathbf{HS}(n)\mathbf{D} * \mathbf{S}^H(-n) + \mathbf{N}(n) * \mathbf{S}^H(-n) \end{aligned} \quad (15)$$

式(15)中

$$\mathbf{S}(n)\mathbf{D} * \mathbf{S}^H(-n) \neq 4N\mathbf{I}_4\delta(n) \quad (16)$$

由式(16)得, 由于多普勒移位矩阵  $\mathbf{D}$  的影响, 波形的互相关项不能够被消除, 导致信号之间的干扰增加, 且 Golay 互补序列的互补性也被破坏, 使得自相关函数出现较高旁瓣。在目标检测时, 较高的旁瓣会影响弱目标检测, 导致无法正确检测到目标。为减小多普勒频移的影响, 针对本文波形的特

表 1 长度为 8 的 Golay 互补序列构成的发射波形矩阵

天线	PRI 1	PRI 2	PRI 3	PRI 4
1	1 1-1 1111-1	-1 1 1 1-11-1-1	-1 11 1 1-1 1 1	-1 11 1-1 1-1-1
2	-1-1 1-1111-1	1-1-1-1-1 1-1-1	-1 -1 1-1 1 1 1-1	-1-1 1-1-1-1-1 1
3	1 1-1 1111-1	-1 1 1 1-1 1-1-1	1-1-1-1 -1 1-1-1	1-1-1-1 1-1 1 1
4	-1-1 1-1111-1	1-1-1 -1-1 1-1-1	1 1-1 1-1-1-1 1	1 1-1 11 1 1-1

有结构, 采用零空间向量加权法对波形进行多普勒补偿。

定义权值向量  $\mathbf{w} = [1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$ , 令矩阵  $\mathbf{E}_i(n)$  为

$$\mathbf{E}_i(n) = (\mathbf{w}^T \otimes \mathbf{y}_i^T(n)) \odot \mathbf{S}^H(-n) \quad (17)$$

其中  $\otimes$  表示 Kronecker 积,  $\odot$  为 Hadamard 积,  $\mathbf{y}_i(n)$  为  $\mathbf{Y}(n)$  第  $i$  个行向量。可以看出, 将  $\mathbf{E}_i(n)$  中第  $j$  列的所有元素求和即得脉冲压缩后矩阵  $\mathbf{R}(n)$  第  $ij$  个元素。

在无多普勒频移的条件下, 忽略掉噪声, 易得

$$\mathbf{w}^H \mathbf{E}_i(n) = \beta \mathbf{h}_i \delta(n) \quad (18)$$

其中  $\beta$  为常数,  $\mathbf{h}_i = [h_{i1}, h_{i2}, h_{i3}, h_{i4}]$ , 为信道矩阵  $\mathbf{H}$  的第  $i$  行。

当存在多普勒频移时, 忽略噪声的影响, 同样可得

$$\mathbf{w}_D^H \mathbf{E}_i(n) = \gamma \mathbf{h}_i \delta(n) \quad (19)$$

其中  $\mathbf{w}_D = [1, e^{j\theta}, e^{j2\theta}, e^{j3\theta}]^T$ 。

因为每个  $\mathbf{E}_i(n)$ ,  $i = 1, 2, 3, 4$  的结构相似, 分享相同的零空间, 所以构造以下连接矩阵:

$$\mathbf{E}_L(n) = [\mathbf{E}_1(n), \mathbf{E}_2(n), \mathbf{E}_3(n), \mathbf{E}_4(n)] \quad (20)$$

由式(19)可得

$$\mathbf{w}_D^H \mathbf{E}_L(n) = \gamma \mathbf{h} \delta(n) \quad (21)$$

其中,  $\mathbf{h} = [h_1, h_2, h_3, h_4]$ 。

由以上分析可得, 待估计的多普勒权值向量  $\mathbf{w}_D$  在  $\mathbf{E}_L(n)$  不对应目标时延的  $n$  值的零空间内。因为  $n$  为目标时延时, 式(21)不构成零空间, 进而求解不出权值向量, 而对应目标时延的  $n$  值未知, 本文假定为 0。因此首先利用  $\mathbf{E}_L(n)$  构造滑窗矩阵, 通过在该滑窗矩阵的相关矩阵中减去  $\mathbf{E}_L(n)$  构成的相关矩阵, 消除掉  $\mathbf{E}_L(n)\delta(n)$  在零空间内的影响, 然后在新生成的相关矩阵的特征向量中求出对应的最优权值向量<sup>[18,19]</sup>, 该最优权值向量即为多普勒权值向量, 利用该向量进行加权处理, 从而实现多普勒补偿。

算法的具体步骤为:

步骤 1 构造相关矩阵  $\mathbf{R}_{XX}(n')$  求  $\mathbf{X}(n')$  的相关矩阵:

$$\mathbf{R}_{XX}(n') = \mathbf{X}(n') \mathbf{X}^H(n') \quad (22)$$

其中  $\mathbf{X}(n') = [\mathbf{E}_L(n' - \tau) \cdots \mathbf{E}_L(n') \cdots \mathbf{E}_L(n' + \tau)]$ , 为长度为  $2\tau + 1$  ( $\tau$  为正整数) 的滑窗矩阵。算法处理的对象是  $\mathbf{E}_L(n)$  构成的滑窗矩阵  $\mathbf{X}(n')$ , 目的是避免单独对  $\mathbf{E}_L(n)$  处理时,  $n$  值恰好是目标时延而无法求解出对应的零空间向量。

步骤 2 求解特征向量 为消除掉  $\mathbf{E}_L(n)\delta(n)$  在零空间内的影响, 对于每个  $n'$ , 在  $\mathbf{X}(n')$  的相关矩阵中减去每个  $k$  值 ( $n' - \tau \leq k \leq n' + \tau$ , 共  $2\tau + 1$  个)

所对应的  $\mathbf{E}_L(k)$  的相关矩阵, 计算并存储新矩阵最小特征值所对应的特征向量:

$$\text{EVD}(\mathbf{R}_{XX}(n') - \mathbf{E}_L(k) \mathbf{E}_L^H(k)) \quad (23)$$

其中 EVD 表示求矩阵的特征值分解。将所得特征向量记为  $\mathbf{f}_1(n'), \mathbf{f}_2(n'), \dots, \mathbf{f}_{2\tau+1}(n')$ 。

步骤 3 求最优权值向量 将步骤 2 中每个  $n'$  存储的  $2\tau + 1$  个特征向量, 按列构造出矩阵  $\mathbf{F}(n')$ , 则特征向量的内积矩阵为

$$\mathbf{G}(n') = \mathbf{F}^H(n') \mathbf{F}(n') \quad (24)$$

$\mathbf{G}(n')$  可改写为

$$\mathbf{G}(n') = [\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_{2\tau+1}]^T \quad (25)$$

与其它特征向量有最小内积的向量的索引值为<sup>[19]</sup>

$$j = \arg \min_i \|\mathbf{g}_i\|_2 \quad (26)$$

$\mathbf{f}_j(n')$  即为所估计多普勒权值向量。

步骤 4 多普勒权值向量加权 将多普勒权值向量  $\mathbf{f}_j(n')$  对  $\mathbf{E}_L(n')$  进行加权, 即可完成多普勒补偿处理。

在无多普勒频移时, 以能量检测的统计标准进行检测, 定义检测曲线为

$$d(n) = \|\mathbf{R}(n)\|_F^2 = \|\mathbf{Y}(n) * \mathbf{S}^H(-n)\|_F^2 \quad (27)$$

当有多普勒频移时, 通过所估计权值向量进行加权的方式, 以如式(28)的标准进行检测, 同样也可以对目标进行精确检测:

$$d(n) = \|\mathbf{f}_j^H(n') \mathbf{E}_L(n')\|_2^2 \quad (28)$$

## 4 仿真实验

本文仿真采用收发共置、发射阵元和接收阵元均为 4 的集中式 MIMO 雷达系统。假定目标雷达散射截面(Radar Cross Section, RCS)在积累周期内保持恒定, 并忽略脉内多普勒频移和距离走动问题。仿真中如无特别说明, 波形码长均为 40。

### 4.1 波形脉冲压缩性能分析

为分析本文设计波形的性能, 与文献[5-8]所设计波形进行比较。主要以脉冲压缩后波形的平均峰值旁瓣电平(Peak Sidelobe Level, PSL)和积分旁瓣比(Integrated Sidelobe Ratio, ISR)(定义为旁瓣能量和主瓣能量的比值)<sup>[20,21]</sup>为考察标准。

表 2 为本文波形平均 PSL 和 ISR 与文献[5-8]波形的比较。表中所得实验结果为 100 次蒙特卡洛实验的平均值。仿真条件为: 背景噪声为 0 均值的加性高斯白噪声, 信噪比为 10 dB, 每次实验信道矩阵为随机产生, 且在一次实验中, 噪声和信道矩阵对于不同波形是相同的。CO 表示传统体制 MIMO 雷达, 即在不同 PRI 内, 每个天线发射的波形相同。而 ST 表示本文的空时体制 MIMO 雷达。

表 2 本文波形和文献[5-8]波形 PSL/ISR 对比(dB)

PSL/ISR	文献[5]	文献[6]	文献[7]	文献[8]	Golay
CO	-10.3/-3.2	-11.5/-3.1	-9.9/-2.3	-10.2/-2.1	-
ST	-17.8/-5.6	-18.1/-6.4	-19.0/-6.1	-18.2/-5.7	-25.6/-16.2

由表 2 可得, 文献[5-8]波形在空时体制下的 PSL 较传统体制降低了约 8 dB, ISR 降低了约 3 dB; 而本文波形的 PSL 较空时体制下文献[5-8]波形又降低了约 7 dB, ISR 降低约 10 dB。分析其主要原因为:

(1)传统 MIMO 雷达发射机制由于不能消除波形的互相关, 导致波形之间的相互干扰增大, 从而增加了整个波形集的平均 PSL 和 ISR, 降低了检测性能。

(2)文献[5-8]波形经过空时编码后, 由于消除了互相关, 从而降低了 PSL 和 ISR 值。

(3)基于 Golay 互补序列的空时编码由于在消除波形互相关的基础上又降低了自相关旁瓣, 所以进一步降低了 PSL 和 ISR 值。

图 3 和图 4 分别为不同信噪比下本文波形、传统体制和空时体制下的文献[5]波形部分脉冲压缩结果对比。由图可知, 在不同信噪比下, 空时编码均降低了文献[5]脉冲压缩波形的旁瓣, 而基于 Golay 互补序列的空时编码波形进一步降低了脉冲压缩后波形的旁瓣, 并且在高信噪比下降低程度较低信噪比下更为明显。

图 5 为基于 Golay 互补序列的空时编码波形的平均 PSL 值和 ISR 值随码长的变化关系。从图中可以看出, 本文波形的平均 PSL 值随码长的增加而降低, 这与文献[5,8]所得结论相同。ISR 值随码长的增加基本保持不变。在实际应用中, 假如需要减小波形的平均 PSL 值, 可以通过增加序列的码长来实现。

#### 4.2 波形检测性能分析

以式(27)和式(28)为标准, 在 SNR=10 dB 的条

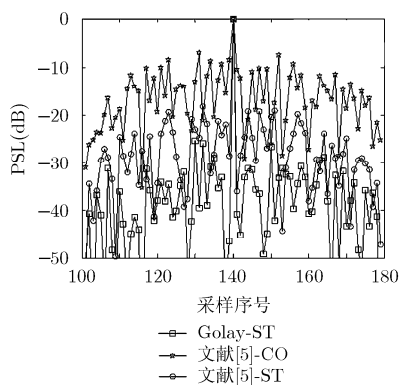


图 3 SNR=5 dB 时不同波形 PSL 对比

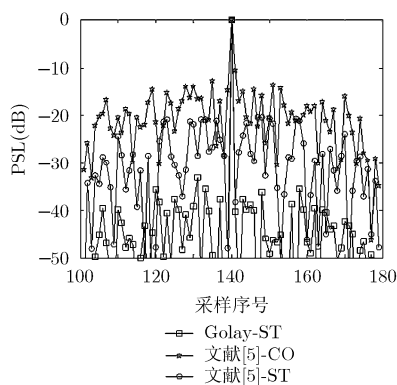


图 4 SNR=15 dB 时不同波形 PSL 对比

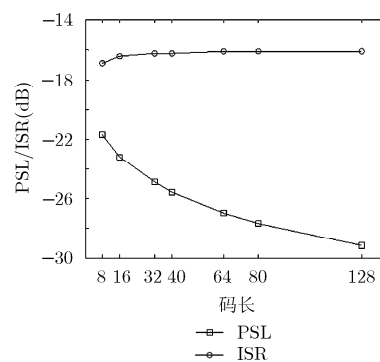


图 5 码长与 PSL 和 ISR 的关系

件下, 对有多普勒频移和无多普勒频移时的波形进行目标检测性能分析。假定目标所在位置为 500。

图 6 给出了在无多普勒频移时, 本文波形、传统体制和空时体制下的文献[8]波形以式(27)为标准的检测性能对比。可以看出, 当无多普勒频移时, 本文波形的检测曲线旁瓣较低, 目标检测性能最好。对文献[8]波形进行空时编码的波形次之, 传统体制下的文献[8]波形检测性能最差。这说明了本文波形相比文献[8]波形在以式(27)为标准的目标检测方面是有优势的。

图 7 为 Golay 互补序列的模糊函数图, 图 8 为本文波形在多普勒频移  $\theta = 2\pi/3$  情形下利用零空间向量加权法进行多普勒处理前后的检测性能对比。由图 7 可知, Golay 互补序列多普勒失配导致距离旁瓣的产生, 能量被分散到旁瓣中, 这不利于运动目标的检测。从图 8 可以看出, 当本文波形具有较大多普勒频移时, 处理前检测曲线的旁瓣峰值较高, 无法可靠检测到目标。这是因为多普勒频移的引入破坏了空时编码的作用, 而且使 Golay 互补序列的互补性失效, 从而波形互相关和自相关出现较高旁瓣。而经过零空间向量加权法进行多普勒补偿之后, 减小了多普勒频移对于本文波形的影响, 较大降低了检测曲线的旁瓣, 提高了目标的检测性能。

#### 5 结束语

本文通过对 Golay 互补序列构成的脉冲串进行

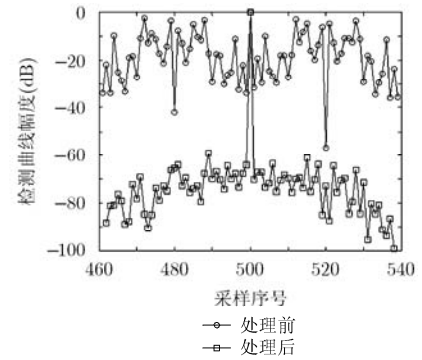
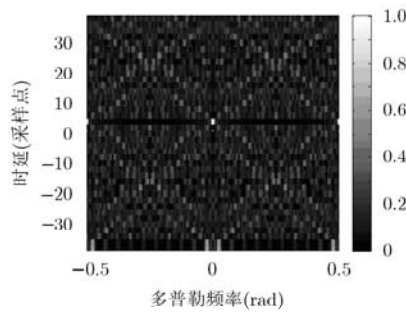
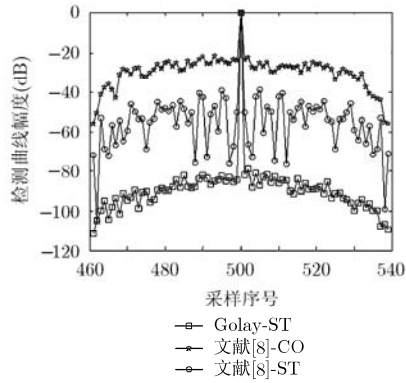


图6 3种波形在无多普勒频移时的检测性能对比

图7 Golay 互补序列的模糊函数图

图8 本文波形多普勒处理前后检测性能对比

扩展的空时(Space Time, ST)编码来降低各发射波形之间的时域互相关, 并利用其互补性减小自相关旁瓣, 较大地降低了波形脉冲压缩后的旁瓣。对存在较大多普勒频移时的波形利用零空间向量加权法进行多普勒补偿处理, 显著提高了其目标检测性能。仿真结果表明相比于现有文献的波形设计方法, 本文方法具有一定优势。

### 参考文献

- [1] 陈浩文, 黎湘, 庄钊文. 一种新兴的雷达体制——MIMO 雷达[J]. 电子学报, 2012, 40(6): 1190-1198.
- [2] Tang B, Tang J, and Peng Y. Waveform optimization for MIMO radar in colored noise: further results for estimation-oriented criteria[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(3): 1517-1522.
- [3] Wang Yong-chao, Wang Xu, and Liu Hong-wei. On the design of constant modulus probing signals for MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(8): 4432-4438.
- [4] Friedlander B. On signal models for MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System*, 2012, 48(4): 3655-3660.
- [5] Deng H. Polyphase code design for orthogonal netted radar systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(11): 3126-3135.
- [6] Khan H A, Zhang Y, Ji C, et al. Optimizing polyphase sequences for orthogonal netted radar[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2006, 13(10): 589-592.
- [7] Liu B, He Z S, Zeng J K, et al. Polyphase orthogonal code design for MIMO radar systems[C]. Proceedings of the International Conference on Radar, Shanghai, 2006: 1-4.
- [8] 胡亮兵, 刘宏伟, 吴顺君. 基于约束非线性规划的 MIMO 雷达正交波形设计[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(1): 64-68.
- [9] 朱莹, 张弓, 张劲东. 基于 DCS 的统计 MIMO 雷达信号模型及参数估计[J]. 雷达学报, 2012, 1(2): 143-148.
- [10] 李伟, 王兴亮, 周鲲, 等. 基于数据融合和陷波滤波的 MIMO 雷达抗欺骗干扰算法[J]. 雷达学报, 2012, 1(3): 246-252.
- [11] 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.
- [12] Pezeshki A, Calderbank A R, Moran W, et al. Doppler resilient Golay complementary waveforms[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2008, 54(9): 4254-4266.
- [13] Golay M J E. Complementary series[J]. *IRE Transactions on Information Theory*, 1961, 7(2): 82-87.
- [14] Tseng C C and Liu C. Complementary sets of sequence[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1972, 18(5): 644-652.
- [15] Naguib A F, Vahid T, Seshadri N, et al. A space-time coding modem for high-data-rate wireless communications[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1459-1478.
- [16] Liu Z Q, Giannakis G B, Barbarossa S, et al. Transmit-antennae space-time block coding for generalized OFDM in the presence of unknown multipath[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2001, 19(7): 1352-1364.
- [17] Vahid T, Nambi S, and Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1998, 44(2): 744-765.
- [18] Hall P, Marshall D, and Martin R. Adding and subtracting eigenspaces with eigenvalue decomposition and singular value decomposition[J]. *Image and Vision Computing*, 2002, 20(13/14): 1009-1016.
- [19] Jakobsson A, Swindlehurst A L, and Stoica P. Subspace-based estimation of time delays and Doppler shifts[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1998, 46(9): 2472-2483.
- [20] Soltanalian M and Stoica P. Computational design of sequences with good correlation properties[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(5): 2180-2193.
- [21] Stoica P, He H, and Li J. Optimization of the receive filter and transmit sequence for active sensing[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(4): 1730-1740.

杜晓林: 男, 1985 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 雷达信号处理。  
 苏涛: 男, 1968 年生, 教授, 研究方向为面向雷达、声呐、通信的高速实时信号处理、认知雷达。  
 王旭: 男, 1987 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 雷达发射波形设计。