

雷达脉冲压缩低旁瓣发射波形和非匹配滤波联合设计方法

周 凯, 李德鑫, 粟 毅, 何 峰, 刘 涛

(国防科技大学电子科学学院, 湖南长沙 410073)

摘 要: 为有效抑制雷达波形的脉冲压缩旁瓣水平, 提高雷达弱目标检测和成像性能, 本文提出了雷达波形和滤波器联合设计抑制脉冲压缩旁瓣水平的方法, 建立了雷达波形和滤波器联合设计数学模型, 基于分块坐标下降方法分解了联合设计问题, 提出了一种联合优化算法, 将该方法扩展到了正交波形和滤波器组设计, 并提出一种并行优化的联合设计方法. 仿真结果表明, 本文方法比传统方法具有更快的运行速度. 该方法可有效扩展至正交波形和滤波器组设计问题.

关键词: 波形设计; 非匹配滤波器; 正交波形; 积分旁瓣; 峰值损耗; 分块坐标下降

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2021)09-1701-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20201405

Joint Design of Transmitted Waveform and Mismatched Filter Suppressing Radar Pulse Compression Sidelobe Level

ZHOU Kai, LI De-xin, SU Yi, HE Feng, LIU Tao

(College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: This paper presents a method by jointly designing the transmitted waveform and mismatched filter to suppress the pulse compression sidelobe level, thereby improving the detection and imaging performance of weak target. A waveform and mismatched filter joint design algorithm is proposed based on block-coordinate-descent optimization framework. Simulation results show that the proposed method improves the pulse compression sidelobe performance with slight loss in the processing gain, and outperforms the conventional joint design method in terms of running time. Besides, the design scheme is extended to orthogonal waveform set and mismatched filter bank design, and a joint design method is proposed based on parallel optimization. The designed waveform set and mismatch filters show good orthogonality performance.

Key words: waveform design; mismatched filter; orthogonal waveform; integrated sidelobe levels; loss of processing gain; block coordinate descent method

1 引言

雷达脉冲压缩技术能够解决雷达作用距离和分辨率之间的矛盾, 被广泛应用于气象雷达和合成孔径雷达等^[1, 2]. 雷达波形的低旁瓣性能是脉冲压缩雷达系统的关键之一, 其可避免强目标副瓣对弱目标的遮掩, 从而提高雷达检测和成像性能^[3]. 通过优化雷达波形降低脉冲压缩的旁瓣水平对改善雷达性能具有十分重要的意义, 也是目前研究的热点^[4-7].

抑制雷达波形脉冲压缩旁瓣相关方法包括以下三

种: 第一种以波形自相关旁瓣电平为目标函数, 并通过快速优化算法设计恒模波形^[8-10]. 第二种方法是在给定雷达波形情况下, 通过设计非匹配滤波器抑制旁瓣水平^[11-13]. 上述两种方法通过单独设计波形或滤波器来抑制旁瓣, 这使得波形和滤波器未能同时达到最优. 第三种方法同时优化雷达波形和滤波器, 提高了问题的自由度, 从而进一步抑制了雷达波形的脉冲压缩旁瓣水平. 文献[14]基于罚函数思想建立了雷达波形脉冲压缩低旁瓣无约束优化数学模型, 并利用LBFSG (Lim-

ited-memory Broyden Fletcher Goldfarb and Shanno method) 算法同时设计了波形和滤波器. 然而, 同时优化雷达波形和滤波器使得该方法计算量非线性递增^[15-17], 进而导致优化时间较长, 尤其对于波长较长的雷达信号. 此外, 恒模约束波形设计是 NP-hard 问题, 难以直接求解^[18, 19]. 为了解决上述问题, 本文将研究基于分块坐标下降优化框架的联合设计方法^[20].

本文提出了一种联合波形和滤波器设计方法, 建立了以波形脉冲压缩积分旁瓣和主瓣峰值与预设值差的模值平方为代价函数的联合优化的数学模型. 利用分块坐标下降优化方法分解了联合设计问题, 分别求解了滤波器和波形的各元素解析解, 并提出了一种循环迭代设计算法. 将联合设计方法扩展到了 MIMO 雷达正交波形和非匹配滤波器组设计, 并提出了一种并行优化方法. 仿真验证了本文方法的可行性, 其可以在峰值极小损耗的情况下进一步有效提升雷达脉冲压缩性能, 且比传统联合设计方法速度更快, 可设计波形长度更长.

2 雷达波形低脉冲压缩旁瓣联合设计

本节首先建立联合设计的数学模型, 然后分别推导雷达波形和滤波器的解析表达式, 最后总结联合设计算法.

2.1 问题模型

假设雷达波形 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$, 非匹配滤波器 $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_N]^T$, 其中 N 表示波形和滤波器长度. 雷达脉压输出可以表示为两个序列的互相关^[3]

$$r_{xh}(k) = \sum_{n=k+1}^N x(n)h^*(n-k) \quad (1)$$

$$= r_{hx}^*(-k), k=0, 1, \dots, N-1.$$

令非匹配滤波矩阵为

$$\mathbf{H}_F = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & h_1 & h_2 & \cdots & h_N \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ \vdots & h_1 & \cdots & h_{N-1} & h_N & \ddots & 0 \\ h_1 & h_2 & \cdots & h_N & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

则非匹配滤波脉压输出为 $\mathbf{r} = \mathbf{H}_F \mathbf{x}$, 其中 $\mathbf{r} = [r_{xh}(N-1), \dots, r_{xh}(0), \dots, r_{xh}(-N+1)]^T$. 令矩阵 \mathbf{D} 为 $2N-1$ 维的方阵, 其对角线元素除第 N 个元素外全部为 1, 且其余元素均为 0. 积分旁瓣代价函数为 $\mathbf{x}^H \mathbf{H}_F^H \mathbf{D} \mathbf{H}_F \mathbf{x}$. 目标函数也可表示为 $\mathbf{h}^H \mathbf{X}_F^H \mathbf{D} \mathbf{X}_F \mathbf{h}$, 其中

$$\mathbf{X}_F = \begin{bmatrix} x_N & x_{N-1} & \cdots & x_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & x_N & \ddots & x_2 & x_1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & x_N & x_{N-1} & \cdots & x_1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

此外, 还需考虑脉冲压缩峰值增益, 以保证雷达抑

制白噪声的能力^[3, 14]. 雷达非匹配滤波脉冲压缩峰值为 $\mathbf{h}^H \mathbf{x}$, 因此非匹配滤波脉压失配损失可表示为 $N - \mathbf{h}^H \mathbf{x}$. 此处未采用更通用的模型 $N - |\mathbf{h}^H \mathbf{x}|$ 来衡量雷达波形脉压失配损失, 是为了简化问题求解过程. 本文以滤波脉冲压缩损失平方 $|\mathbf{h}^H \mathbf{x} - N|^2$ 为目标函数. 基于罚函数思想, 联合设计问题为

$$\min_{\mathbf{x}, \mathbf{h}} \mathbf{x}^H \mathbf{H}_F^H \mathbf{D} \mathbf{H}_F \mathbf{x} + \lambda |\mathbf{h}^H \mathbf{x} - N|^2 \quad (4)$$

$$\text{s.t. } |x_n| = 1, n=1, 2, \dots, N$$

其中, λ 表示权值, 目标函数也可以表示为 $\mathbf{h}^H \mathbf{X}_F^H \mathbf{D} \mathbf{X}_F \mathbf{h} + \lambda |\mathbf{h}^H \mathbf{x} - N|^2$.

2.2 算法求解及流程

将联合优化变量 (\mathbf{h}, \mathbf{x}) 分解为 $N+1$ 个块变量 $(\mathbf{h}, x_1, x_2, \dots, x_N)$, 然后对块变量迭代优化即可得到最终结果. 式(4)约束条件与滤波器无关, 所以滤波器优化为无约束优化问题

$$\min_{\mathbf{h}} \mathbf{h}^H \mathbf{X}_F^H \mathbf{D} \mathbf{X}_F \mathbf{h} + \lambda |\mathbf{x}^H \mathbf{h} - N|^2 \quad (5)$$

其中, 矩阵 \mathbf{X}_F 的元素根据给定的雷达波形利用式(3)计算, 易得滤波器表达式为

$$\mathbf{h} = \lambda N (\mathbf{X}_F^H \mathbf{D} \mathbf{X}_F + \lambda \mathbf{x} \mathbf{x}^H)^{-1} \mathbf{x} \quad (6)$$

文献[11, 21]中指出 $\mathbf{X}_F^H \mathbf{D} \mathbf{X}_F$ 是可逆矩阵, 该矩阵加上半正定矩阵 $\lambda \mathbf{x} \mathbf{x}^H$ 后的矩阵也是正定矩阵, 这说明矩阵 $\mathbf{X}_F^H \mathbf{D} \mathbf{X}_F + \lambda \mathbf{x} \mathbf{x}^H$ 是可逆的, 进而可得上式在求解过程中是稳定可行的. 忽略常数项, 波形设计问题为

$$\min_{\mathbf{x}} (\mathbf{x}^H \mathbf{P} \mathbf{x} - 2\lambda N \mathbf{h}^H \mathbf{x}) \quad (7)$$

$$\text{s.t. } |x_n| = 1, n=1, 2, \dots, N$$

其中, 矩阵 $\mathbf{P} = \mathbf{H}_F^H \mathbf{D} \mathbf{H}_F + \lambda \mathbf{h} \mathbf{h}^H$. 然而, 恒模约束是对雷达波形的各元素实部和虚部的二次约束, 并且各个元素之间的约束相互不耦合, 基于分块坐标下降思路, 依次对雷达波形各元素进行优化^[1, 20, 22]. 以优化 x_n 为例

$$\min_{x_n} \left[2\text{Re} \left(\sum_{k=1, k \neq n}^N x_k^* P_{nk} x_n \right) - 2\lambda N \text{Re} (h_n^* x_n) \right] \quad (8)$$

$$\text{s.t. } |x_n| = 1$$

其中, P_{nk} 表示矩阵 \mathbf{P} 的第 n 行的第 k 列对应元素. 忽略常数项, 令 $a_n = \sum_{k=1, k \neq n}^N P_{nk} x_k - \lambda N h_n$, 式(8)可等价于

$$\min_{x_n} a_{n,r} x_{n,r} + a_{n,i} x_{n,i} \quad (9)$$

$$\text{s.t. } x_{n,r}^2 + x_{n,i}^2 = 1$$

其中, $a_{n,r}$ 和 $x_{n,r}$ 分别表示 a_n 和 x_n 的实部, 而 $a_{n,i}$ 和 $x_{n,i}$ 分别表示 a_n 和 x_n 的虚部. 式(9)为二次约束线性规划问题, 其可通过拉格朗日乘数方法直接求解, 其表达式为^[23]

$$\begin{cases} x_{n,r} = -\frac{a_{n,r}}{\sqrt{a_{n,r}^2 + a_{n,i}^2}} \\ x_{n,i} = -\frac{a_{n,i}}{\sqrt{a_{n,r}^2 + a_{n,i}^2}} \end{cases} \quad (10)$$

如图 1 所示,本文方法迭代优化滤波器和波形各元素,直至最大迭代次数.由式(6)可知,本文方法的计算复杂度主要来源于矩阵求逆和矩阵乘法,其计算复杂度为 $\mathcal{O}(N^3)$.式(10)中仅仅包含复数的标量乘法求和,其复杂度为 $\mathcal{O}(N)$,而由于需要对 N 个元素依次优化计算,因此该步骤计算复杂度为 $\mathcal{O}(N^2)$.综上所述,本文方法的计算复杂度为 $\mathcal{O}(N^3)$.

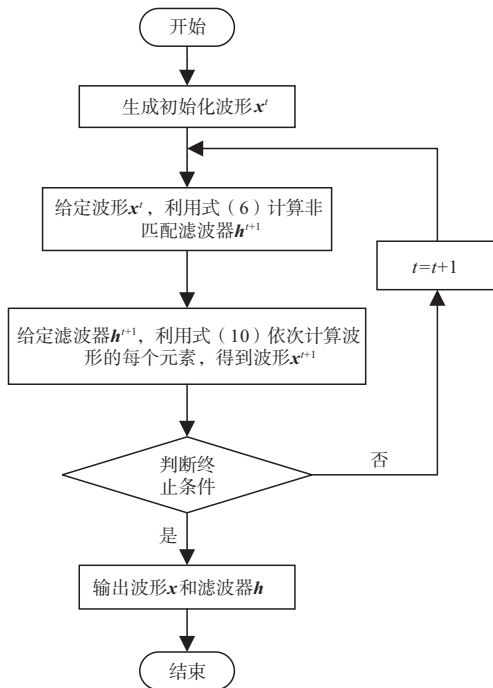


图 1 雷达波形低脉冲压缩旁瓣联合设计方法

3 MIMO 雷达正交波形和非匹配滤波器组设计

MIMO 雷达正交波形和非匹配滤波器组设计不仅要抑制雷达本阵元的脉冲压缩旁瓣,同时还要提高不同阵元之间的互相关性能^[24].然而,在 MIMO 雷达正交波形和滤波器组设计过程中,阵元数量增加会增加设计序列的数量和长度,从而增加计算复杂度.为解决上述问题,本节将联合设计方法扩展至雷达正交波形和非匹配滤波器组设计,并提出一种基于并行优化的 MIMO 雷达正交波形和滤波器组联合设计算法.

令发射波形 $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1 \ \mathbf{x}_2 \ \cdots \ \mathbf{x}_M]$,其中 M 表示 MIMO 雷达发射阵元数量, \mathbf{x}_m 表示第 m 个阵元的雷达波形,其长度为 N .非匹配滤波器组为 $\mathbf{H} =$

$[\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \cdots \ \mathbf{h}_M]$,其中, \mathbf{h}_m 表示第 m 个阵元的非匹配滤波器,其长度为 N .MIMO 雷达联合设计问题为

$$\min_{\mathbf{X}, \mathbf{H}} \sum_{m=1}^M \left(\mathbf{x}_m^H \mathbf{H}_{F,m}^H \mathbf{D} \mathbf{H}_{F,m} \mathbf{x}_m + \lambda \left| \mathbf{h}_m^H \mathbf{x}_m - N \right|^2 \right) + \sum_{m=1}^M \sum_{k=1, k \neq m}^M \mathbf{x}_m^H \mathbf{H}_{F,k}^H \mathbf{H}_{F,k} \mathbf{x}_m \quad (11)$$

$$\text{s.t. } |\mathbf{x}_{mn}| = 1; m = 1, 2, \dots, M; n = 1, 2, \dots, N$$

其中, $\mathbf{H}_{F,m}$ 表示由第 m 个阵元的非匹配滤波矩阵,可利用式(2)计算.令第 N 个阵元的波形矩阵为 $\mathbf{X}_{F,m}$,则目标函数也可表示为

$$\sum_{m=1}^M \left(\mathbf{h}_m^H \mathbf{X}_{F,m}^H \mathbf{D} \mathbf{X}_{F,m} \mathbf{h}_m + \lambda \left| \mathbf{x}_m^H \mathbf{h}_m - N \right|^2 \right) + \sum_{m=1}^M \sum_{k=1, k \neq m}^M \mathbf{h}_m^H \mathbf{X}_{F,k}^H \mathbf{X}_{F,k} \mathbf{h}_m \quad (12)$$

MIMO 雷达优化变量为 (\mathbf{X}, \mathbf{H}) ,采用分块坐标下降法将其分解为 $(\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_M, x_{11}, x_{21}, \dots, x_{M1}, x_{12}, x_{22}, \dots, x_{MM})$,然后依次对各个块变量迭代优化即可得到正交波形和非匹配滤波器组.此外,从式(12)可以看出,给定波形的情况下,各阵元接收滤波器的设计互不耦合,因此可利用并行优化方式,同时优化各阵元的非匹配滤波器.不失一般性,第 m 个阵元的非匹配滤波器设计问题为

$$\min_{\mathbf{h}_m} \left\{ \mathbf{h}_m^H \mathbf{X}_{F,m}^H \mathbf{D} \mathbf{X}_{F,m} \mathbf{h}_m + \lambda \left| \mathbf{x}_m^H \mathbf{h}_m - N \right|^2 + \sum_{k=1, k \neq m}^M \mathbf{h}_m^H \mathbf{X}_{F,k}^H \mathbf{X}_{F,k} \mathbf{h}_m \right\} \quad (13)$$

对式(13)求导得第 m 个阵元的非匹配滤波器最优解,此处不再赘述.由于给定非匹配滤波器组时,各阵元波形设计互不耦合,因此可并行对各波形进行优化求解.以第 m 个阵元波形设计为例,对应的优化问题为

$$\min_{\mathbf{x}_m} \left\{ \mathbf{x}_m^H \mathbf{H}_{F,m}^H \mathbf{D} \mathbf{H}_{F,m} \mathbf{x}_m + \lambda \left| \mathbf{h}_m^H \mathbf{x}_m - N \right|^2 + \sum_{k=1, k \neq m}^M \mathbf{x}_k^H \mathbf{H}_{F,m}^H \mathbf{H}_{F,m} \mathbf{x}_k \right\} \quad (14)$$

$$\text{s.t. } |\mathbf{x}_{mn}| = 1; n = 1, 2, \dots, N.$$

该问题推导过程与问题(7)相同,此处不再赘述.综上所述,在给定雷达正交波形或者非匹配滤波器组情况下,分别利用并行优化方法更新非匹配滤波器组或者雷达波形,并迭代至满足收敛条件,可得到 MIMO 雷达正交波形和非匹配滤波器组.

4 仿真实验

本节设计了三组仿真实验:仿真实验 1 验证联合设计算法的可行性,并通过对比分析验证本文方法的有效性.仿真实验 2 通过对比本文方法与传统方法验证

本文方法运行速度的优越性. 仿真实验 3 验证将本文方法扩展至正交波形和滤波器组设计的可行性.

4.1 雷达波形低脉冲压缩旁瓣联合设计仿真

仿真实验 1 假设波形和滤波器长度为 $N=512$, 且均用随机相位编码序列初始化, 最大迭代次数为 300, 权值 $\lambda=1$. 本节从积分旁瓣和峰值损耗两个方面, 与文献[9]和[10]提出方法进行比较. 为便于表述, 下文分别将文献[9]和[10]方法称为 CAN 法和加速 MISL 法.

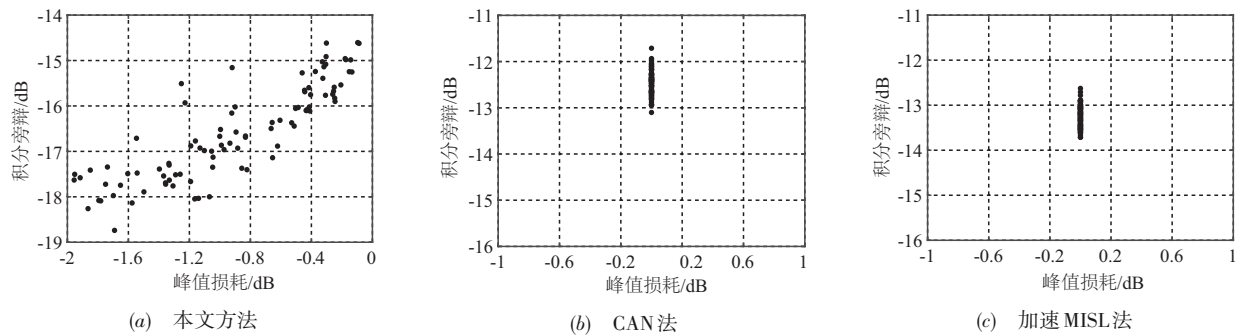


图2 100次仿真的峰值损耗和积分旁瓣比分布图

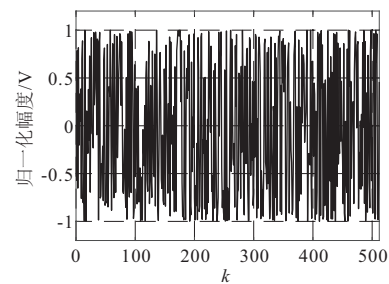
表 1 列出了多次仿真中本文方法峰值损耗最低时, 三种方法对应的积分旁瓣水平和峰值损耗性能. 可以看出本文方法的积分旁瓣比为 -14.62dB , 其积分旁瓣性能优于传统方法. 但是由于本文方法使用了非匹配滤波器进行脉冲压缩, 故其存在峰值损耗. 图 3 所示为峰值损耗比为 -0.09dB 时, 本文方法设计的雷达波形和非匹配滤波器结果图. 由图 3(a) 可以看出雷达波形满足恒模约束, 图 4 为目标函数随着迭代次数变化图, 可以看出随迭代次数的增加, 目标函数值逐渐下降并最终收敛.

仿真实验 2 本仿真实验对比分析本文方法与基于 LBFGS 算法的联合设计方法性能. 雷达波形和接收滤波器长度为 $[64, 128, 256, 512, 1024, 2048, 4096]$, 其余仿真参数与仿真实验 1 保持一致, 每个波形长度情况下分别开展 10 次独立仿真实验. 其中, LBFGS 方法对应的目标函数为积分旁瓣代价函数、峰值增益代价函数和滤波器能量代价函数之和, 相关细节可参考文献[2]. 表 2 给出了本文方法和 LBFGS 方法设计波形的脉冲压缩峰值平均损耗、平均积分旁瓣值和平均运行时间. 图 5 为两种方法运行时间随着雷达波形长度的变化图, 当信号长度 $N>512$ 后, LBFGS 算法运行时间过长, 因此本文未统计相关运行时间. 由表 2 和图 5 可以看出本文方法运行速度明显快于 LBFGS 方法, 且可设计信号长度更长. 同时, 两种算法设计均可以在损耗峰值增益情况下进一步抑制雷达脉冲积分旁瓣水平. LBFGS 方法考虑了雷达波形恒模、非匹配滤波器能量和脉冲压缩峰值约束, 所以在不同的长度情况下, 峰值损耗更加稳定. 图 6 为本文方法

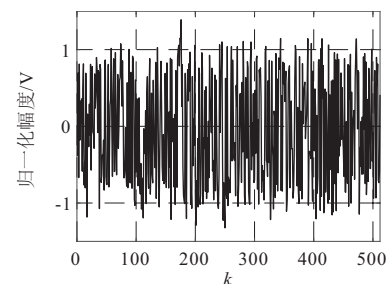
利用本文方法、CAN 法和加速 MISL 法分别开展了 100 次仿真, 仿真得到的峰值损耗和积分旁瓣比分布如图 2 所示. 从图中可以看出: (1) 本文算法设计的波形和滤波器的脉冲压缩积分旁瓣比均小于 -14dB , 而 CAN 法和加速 MISL 法所设计的波形自相关积分旁瓣比均大于 -14dB ; (2) 本文方法随着脉冲压缩峰值损耗的增大, 积分旁瓣比呈递减趋势; (3) 本文方法对应的脉冲压缩峰值最大损耗达到 -1.93dB , 这是因为本文未考虑接收滤波器的能量约束, 从而无法控制主瓣峰值损耗.

表 1 CAN、加速 MISL 和本文方法性能对比

方法	积分旁瓣比/dB	峰值损耗/dB
CAN 法	-12.69	0
加速 MISL 法	-13.63	0
本文方法	-14.62	-0.09dB



(a) 波形实部图



(b) 接收滤波器实部图

图3 本文方法设计波形和滤波器结果

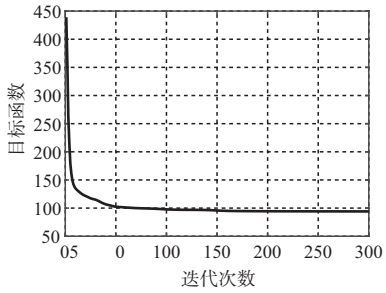


图4 目标函数随迭代次数变化图

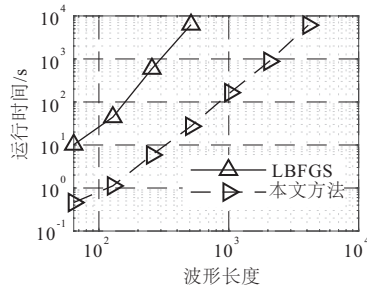


图5 本文方法和传统方法的运行时间对比

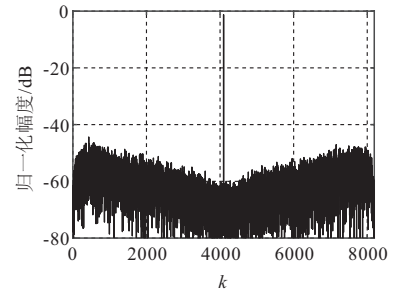


图6 雷达波形脉冲压缩结果(N=4096)

计算的长度4096雷达波形的非匹配滤波脉冲压缩结果，其归一化峰值损耗为-1.26dB，积分旁瓣比为-17.52dB，峰值旁瓣比为-44.36dB。

4.2 MIMO 正交波形和非匹配滤波器组设计仿真

仿真实验3 假设MIMO雷达包含3个阵元，每个阵元发射波形和非匹配滤波器长度 $N=128$ 。波形和最大滤波

器使用随机相位编码序列组初始化，算法迭代次数为500，权值 $\lambda=1$ 。图7为本文方法设计的波形和非匹配滤波器组的互相关图。图7(a)、图7(e)和图7(i)为每个阵元波形与本阵元非匹配滤波器的脉冲压缩结果，各阵元脉冲压缩峰值损耗分别为-0.86dB，-0.86dB和-0.85dB。各阵元脉冲积分旁瓣比分别为-12.92dB，-12.88dB和-12.54dB。图7

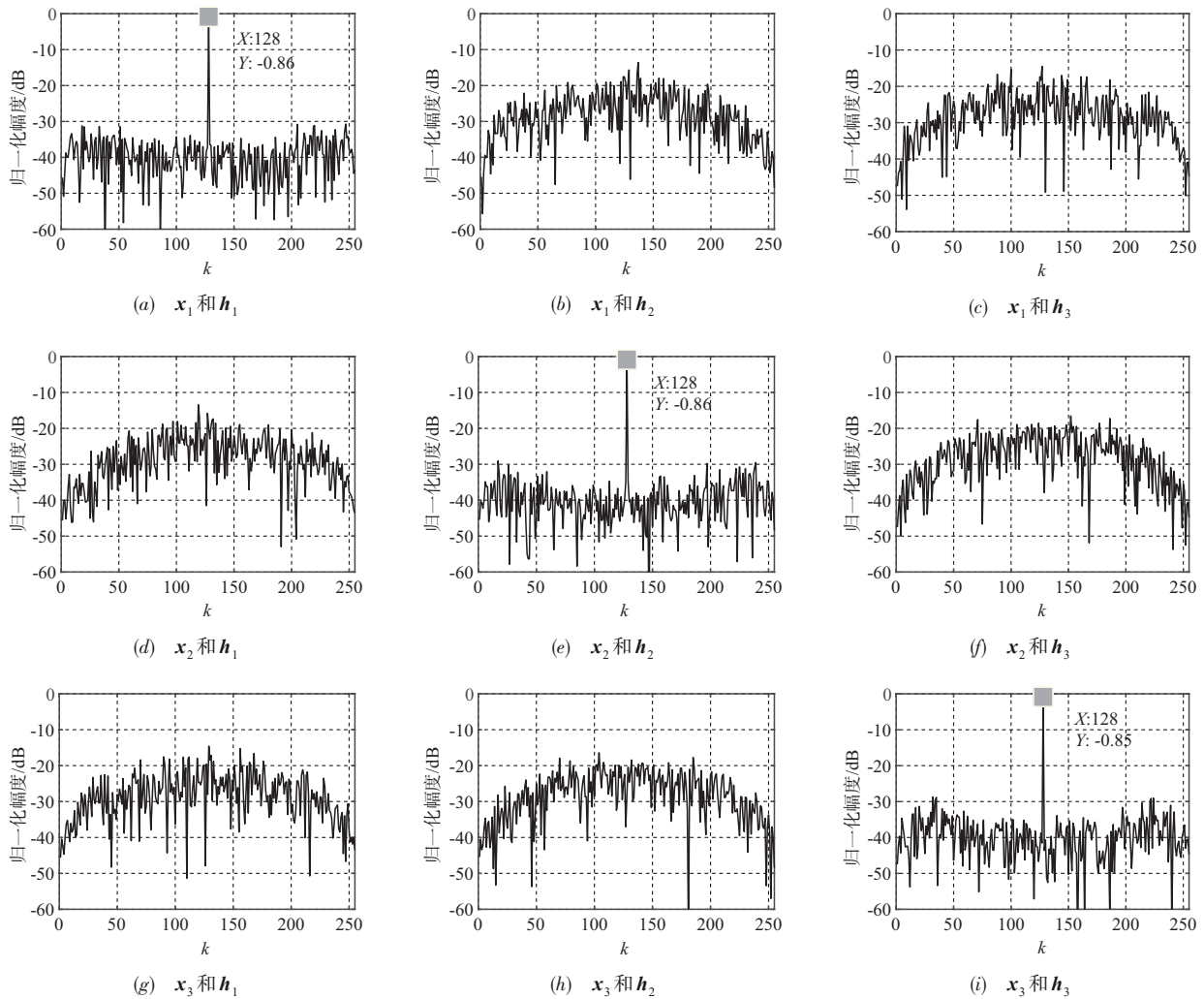


图7 正交波形和非匹配滤波组互相关图

表2 算法性能对比

方法	参数	64	128	256	512	1024	2048	4096
LBFGS	平均运行时间/s	10.16	44.36	591.21	6278.91	--	--	--
	平均峰值损耗/dB	-0.53	-0.50	-0.47	-0.47	--	--	--
	平均积分旁瓣比/dB	-15.01	-14.92	-15.72	-15.78	--	--	--
本文方法	平均运行时间/s	0.46	1.12	5.87	27.25	164.82	879.63	6103.12
	平均峰值损耗/dB	-1.16	-0.96	-0.92	-1.15	-1.23	-1.09	-0.87
	平均积分旁瓣比/dB	-15.83	-15.22	-16.31	-16.60	-16.89	-16.61	-16.34

(b)到(d)和图7(g)到(h)为每个阵元波形和另外阵元非匹配滤波器之间的互相关图,可以看出,雷达波形与非本阵元非匹配滤波器互相关水平较低,具备正交性能。

5 结论

为了提高雷达脉冲压缩旁瓣性能,本文提出了一种联合设计雷达波形和滤波器的方法. 基于分块坐标下降方法分解简化了联合设计问题,并求解得到了滤波器和波形各元素的优化解析表达式,最后通过迭代得到波形和滤波器. 在此基础上,将该方法扩展到MIMO雷达正交波形和滤波器组设计. 仿真结果表明,本文方法可在极小峰值损耗条件下进一步降低脉冲压缩旁瓣水平,且提出的算法比传统联合设计方法具有更快的速度. 此外,算法还可扩展至MIMO雷达联合设计问题,所设计的MIMO雷达波形和滤波器组具有较好的正交性能. 然而由于本文方法无法有效控制峰值损耗值,且采用的衡量失配损失的指标是一个特例,下一步将探讨峰值损耗可控和通用失配损失代价函数下的联合设计方法.

参考文献

- [1] ALAEE M, AUBRY A, MAIO A D, et al. A coordinate-descent framework to design low PSL/ISL sequences[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 65(22): 5942 – 5956.
- [2] 徐磊磊. 雷达波形设计及抗主瓣有源干扰若干技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2019.
XU Lei-lei. Researches on Radar Waveform Design and Several Techniques of Mainlobe Active Interference Suppression[D]. Xi'an: Xidian University, 2019.(in Chinese)
- [3] HE Hao, LI Jian, STOICA P. Waveform Design for Active Sensing Systems: A Computational Approach [M]. New York: Cambridge University Press, 2012.
- [4] 崔国龙, 余显祥, 杨婧, 等. 认知雷达波形优化设计方法综述[J]. 雷达学报, 2019, 8(5): 537 – 557.
CUI Guo-long, YU Xian-xiang, YANG Jing, et al. An overview of waveform optimization methods for cognitive radar [J]. Journal of Radars, 2019, 8(5): 537 – 557.(in Chinese)
- [5] 陈志坤, 冯翔, 李凤从, 等. Phased-MIMO 雷达恒模正交波形优化设计[J]. 系统工程与电子技术, 2016, 38(06): 1288 – 1294.
CHEN Zhi-kun, FENG Xiang, LI Feng-cong, et al. Constant orthogonal waveform optimal design for phased-MIMO radar[J]. Systems Engineering and Electronics, 2016, 38(06): 1288 – 1294.(in Chinese)
- [6] YANG Jing, LIANG Jun-li, TANG Bo, et al. Designing unimodular sequence with low peak of sidelobe level of local ambiguity function[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2019, 55(3): 1393 – 1406.
- [7] LIANG Jun-li, Hing-cheung SO, LI Jian, et al. Unimodular sequence design based on alternating direction method of multipliers[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(20): 5367 – 5381.
- [8] LI Yong-zhe, VOROBYOV S. Fast algorithms for designing unimodular waveform(s) with good correlation properties[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66(5): 1197 – 1212.
- [9] SONG Jun-xiao, BABU P, PALOMAR D P. Optimization methods for designing sequences with low autocorrelation sidelobes[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(15): 3998 – 4009.
- [10] STOICA P, HE Hao, LI Jian. New algorithms for designing unimodular sequences with good correlation properties[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(4): 1415 – 1425.
- [11] RABASTE O, SAVY L. Mismatched filter optimization for radar applications using quadratically constrained quadratic programs[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2015, 51(4): 3107 – 3122.
- [12] 胡亮兵. 基于凸优化的最优失配滤波器设计方法[J]. 中国电子科学研究院学报, 2015, 10(2): 209 – 212.
HU Liang-bing. Optimal peak side-lobe level mismatched filter design method via convex optimization[J]. Journal of CAEIT, 2015, 10(2): 209 – 212.(in Chinese)
- [13] KAJENSKI P. Mismatch filter design via convex optimization[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2016, 52(4): 1587 – 1591.

- [14] 徐磊磊, 周生华, 刘宏伟, 等. 一种分布式MIMO雷达正交波形和失配滤波器组联合设计方法[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(6): 1476 – 1483.
XU Lei-lei, ZHOU Sheng-hua, LIU Hong-wei, et al. Joint design of distributed MIMO radar orthogonal waveforms and mismatched filter bank[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2018, 40(6): 1476 – 1483. (in Chinese)
- [15] 冯翔, 陈志坤, 李风从, 等. 基于松弛交替投影的MIMO雷达相位编码波形设计[J]. 电子学报, 2016, 44(12): 2981 – 2988.
FENG Xiang, CHEN Zhi-kun, LI Feng-cong, et al. Phase-coded waveform design via relaxed alternating projection for MIMO radar[J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(12): 2981 – 2988. (in Chinese)
- [16] TANG Bo, TANG Jun. Joint design of transmit waveforms and receive filters for MIMO radar space-time adaptive processing[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(18): 4707 – 4722.
- [17] ZHOU Kai, LI De-xin, SU Yi, et al. Joint design of transmit waveform and mismatch filter in the presence of interrupted sampling repeater jamming[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2020, 27: 1610 – 1614.
- [18] 唐波, 张玉, 张浩. 基于交替投影的MIMO雷达信号盲分离算法研究[J]. 电子学报, 2017, 45(9): 2092 – 2097.
TANG Bo, ZHANG Yu, ZHANG Hao. Blind separation of MIMO radar signals based on alternating projection[J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(9): 2092 – 2097. (in Chinese)
- [19] YU Xian-xiang, CUI Guo-long, YANG Jing, et al. Quadratic optimization for unimodular sequence design via an ADPM framework[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 3619 – 3634.
- [20] STEPHEN J Wright. Coordinate descent algorithms[J]. Mathematical Programming, 2015, 151(1): 3 – 34.
- [21] GRIEP K, RITCEY J, BURLINGAME J. Poly-Phase codes and optimal filters for multiple user ranging[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1995, 31(2): 753 – 767.
- [22] PETER R, MARTIN T. Parallel coordinate descent methods for big data optimization[J]. Mathematical Programming, 2016, 156(1-2): 433 – 484.

- [23] CUI Guo-long, YU Xian-xiang, YANG Ya, et al. Cognitive phase-only sequence design with desired correlation and stop-band properties[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2017, 53(6): 2924 – 2935.

作者简介



周 凯 男, 1993年生于湖南岳阳. 现为国防科技大学电子科学学院博士研究生. 主要研究方向为合成孔径雷达成像技术, 雷达波形设计和雷达抗干扰技术.

E-mail:zhoukai15@nudt.edu.cn



李德鑫(通信作者) 男, 1989年生于河南民权. 现为国防科技大学电子科学学院讲师. 主要研究方向为合成孔径雷达信号处理.

E-mail:lidexin@nudt.edu.cn



粟 毅 男, 1961年出生于山东泰安, 现为国防科技大学电子科学学院教授, 博士生导师, 主要从事雷达信号处理、遥感信息处理的研究.

E-mail:y.su@yeah.net



何 峰 男, 1976年出生于湖北孝感, 现担任国防科技大学电子科学学院研究员. 主要研究方向为雷达信号处理.

E-mail:hufeng@nudt.edu.cn



刘 涛 男, 1988年出生于山东泰安, 现为国防科技大学电子科学学院讲师, 主要研究方向为雷达信号处理, 新体制雷达系统与技术.

E-mail:liutao.apo@gmail.com