

DOI: 10.7652/xjtuxb201804018

面向邻近目标分辨的 MIMO 雷达波形设计方法

柏婷, 郑娜娥, 李海文

(信息工程大学数据与目标工程学院, 450001, 郑州)

摘要: 针对雷达系统邻近多目标分辨性能较差的问题,提出了一种面向邻近目标分辨的 MIMO 雷达波形设计方法。首先,通过数字波形产生器生成正交频分复用信号,作为雷达发射波形,并对其进行相位编码调制;其次,将发射波形设计问题转化为最优化问题,以最小化发射信号功率峰均比为目标函数,最大距离旁瓣电平与距离模糊函数包络变化因子为约束构建优化模型;然后借助序列二次规划法求解该优化模型,得到最优发射波形,提高波形固有分辨能力,进而增强接收端匹配滤波性能。仿真结果表明,该方法能够得到更低的信号峰均比,与时域移位削峰和改进的子载波预留法相比,距离旁瓣性能损失降低了约 17.4% 和 36.9%,且序列长度和初始序列类型对算法性能影响较小。

关键词: 雷达;多输入多输出;正交频分复用;波形设计;距离旁瓣;序列二次规划法

中图分类号: TN958 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2018)04-0125-07

A Waveform Design of MIMO Radars for Identification of Neighboring Targets

BAI Ting, ZHENG Na'e, LI Haiwen

(School of Data and Target Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: A waveform design method of radars with MIMO is proposed to enhance multi-target classification ability. First, a bunch of phase-coded-modulated orthogonal frequency division multiplexing waveforms is generated through a digital waveform generator, and the design of waveform is converted into an optimization problem. Peak-to-average power ratio (PAPR) is utilized to establish the objective function, and the constraints are the maximum of range sidelobe level and the coefficient of variation of envelope. Then, the sequential quadratic programming algorithm is adopted to solve the optimization problem so that the matched filter performance at receiver is enhanced. Simulation results show that the proposed method obtains a lower PAPR, and comparisons with the clipping and improved tone reservation methods show that the proposed method decreases the loss of range sidelobe level by 17.4% and 36.9%. Moreover, the length of a sequence and the type of an initial sequence have less effect on the performance of the proposed method.

Keywords: radar; multiple input and multiple output; orthogonal frequency division multiplexing; waveform design; range sidelobe level; sequential quadratic programming

邻近距离目标分辨问题是雷达领域的研究热点,在编队飞行器、舰船的探测方面具有重要价

值^[1],距离分辨性能较差易导致严重检测误差。影响邻近目标分辨能力的主要因素是距离分辨力和距离模糊函数旁瓣的大小,距离分辨力由发射信号带宽决定,直接影响最小可分辨距离。距离旁瓣(RSL)过高会导致邻近目标分辨中弱目标淹没、不同目标主旁瓣混叠的情况。通过对雷达的发射波形进行设计可提高距离分辨力、抑制距离旁瓣,提高发射波形的固有分辨能力,有利于接收端进行匹配滤波。由于正交频分复用(OFDM) MIMO 雷达具有波形分集和频率分集能力,在高分辨和参数估计方面优势显著^[2],且对 OFDM MIMO 信号进行相位编码调制,能获得低 RSL 的发射波形^[3],因此 OFDM MIMO 雷达的波形设计在邻近目标分辨方面潜力巨大。

然而,OFDM MIMO 雷达系统作为一种多载波调制系统,存在功率峰均比(PAPR)过高的问题,直接影响实际系统的运行成本和效率^[4]。目前,通信领域提出了许多功率峰均比的抑制方法,大致可分预失真技术、编码类技术和加扰类技术^[5-6]。然而,这些方法无法直接运用到雷达系统中,一是由于通信系统和雷达系统对于功率峰均比的阈值要求不同;二是通信系统对误码率性能的要求很高,但雷达侧重于考虑不同场景下功率峰均比抑制方法对参数估计性能的影响。因此,针对邻近目标分辨问题,在保证信号 RSL 特性的前提下,设计低功率峰均比的发射波形是本文研究的重点。

文献[7]采用非支配排序遗传算法 NSGA-II 对时域信号包络峰均比和距离模糊函数峰值旁瓣比进行联合优化,该方法减小了频谱的带外泄漏,但是峰均比降低程度有限;Sebt 等人通过时域序列循环移位寻找功率峰均比最低序列,再对该序列进行时域削峰(Clipping),循环操作直至得到期望值^[8],该方法计算复杂度小,且能有效降低功率峰均比,但频谱和距离模糊函数失真严重。文献[9]在子载波预留法的基础上,以优化包络变化系数为目标函数,采用最小二乘法进行求解。该方法可以直接求出解析解,故复杂度极低,但是在功率峰均比抑制和 RSL 性能方面都有所欠缺,不适用于精度要求高的情况。Wang 等人运用 Clipping 结合自适应滤波的方法对功率峰均比进行抑制^[10],RSL 和功率峰均比性能均能达到较好水平,但该方法的运算复杂度较高。

基于上述技术背景,针对现有方法存在的缺陷,本文提出了一种基于序列二次规划法(SQP)的波形设计方法。首先,建立针对高分辨场景的 OFDM

MIMO 雷达发射信号模型;其次,以最小化功率峰均比为目标函数,最大距离旁瓣电平(MSL)和距离模糊函数包络变化因子(CVE)为约束构造优化问题;最后,运用 SQP 方法求解该优化问题,设计优化波形。本文方法可同时获得良好的功率峰均比和 RSL 性能,并可根据系统需求对方案配置参数进行适当调整。仿真分析结果验证了本文方法的有效性。

1 信号模型

假设 OFDM MIMO 雷达系统的收发天线均采用等间距均匀线阵,收、发天线同步,发射天线数为 M 。设 $s_m(t)$ 为第 m 根天线上 $[0, T]$ 时间内发射的 OFDM 信号,其子载波数为 N ,发射脉冲持续时间为 T ,则 $s_m(t)$ 的表达式为

$$s_m(t) = \sum_{q=1}^N S_m(q) e^{j2\pi q \Delta f t}, \quad t \in [0, T] \quad (1)$$

式中: $S_m(q)$ 是第 m 根天线上第 q 个子载波的编码; Δf 为子载波之间的频率间隔,为保证子载波间正交性,有 $\Delta f = 1/T$, $\mathbf{S} = [\mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_M] \in \mathbf{C}^{N \times M}$ 是所有天线上的编码序列矩阵, $\mathbf{S}_m = [S_m(1), S_m(2), \dots, S_m(N)]^T$, 编码序列采用 PCM 调制方式,即 $S_m(q) = e^{j\phi_m(q)}$, $m = 1, \dots, M, q = 1, \dots, N$, 相位参数为 $\phi_m(q)$ 。令采样率 $f_s = 1/T_s = N\Delta f$, 则时间离散的 OFDM 信号为

$$s_m(n) = s_m(nT_s) = \sum_{q=1}^N S_m(q) e^{j2\pi q \Delta f n T_s} = \sum_{q=1}^N S_m(q) e^{j2\pi q n / N} \quad (2)$$

第 m 个阵元发射信号示意图如图 1 所示。

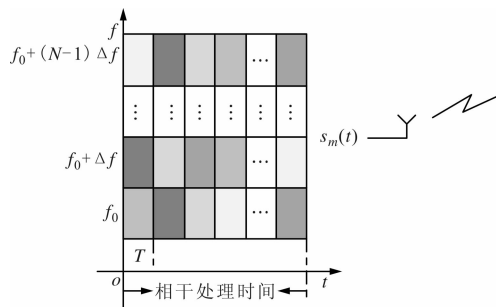


图 1 第 m 个阵元发射信号示意图

2 波形设计方法

2.1 目标函数的建立

发射信号的功率峰均比定义为^[11]

$$r_{\text{PAPR}} = \max_n |s_m(n)|^2 / E[|s_m(n)|^2] \quad (3)$$

式中: $|s_m(n)|$ 为 $s_m(n)$ 的幅度; $E[\cdot]$ 表示数学期

望。假设 $\mathbf{F}$ 为快速傅里叶变换(FFT)矩阵,有 $\mathbf{F} = [\mathbf{F}_1, \dots, \mathbf{F}_n, \dots, \mathbf{F}_N]^T$, $\mathbf{F}_n = [e^{j2\pi n/N}, \dots, e^{j2\pi n}]$ 。由于本文信号编码序列为恒模序列,且各子载波之间正交,故 $\mathbf{S}_m^H \mathbf{S}_m = \mathbf{N}\mathbf{I}$, $\mathbf{F}^H \mathbf{F} = \mathbf{N}\mathbf{I}$, 则恒有

$$\begin{aligned} E_n[|s_m(n)|^2] &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |s_m(n)|^2 = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left| \sum_{q=1}^N S_m(q) e^{j2\pi qn/N} \right|^2 = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |\mathbf{F}_n \mathbf{S}_m|^2 = \frac{1}{N} \|\mathbf{F} \mathbf{S}_m\|^2 = \\ &= \frac{1}{N} \mathbf{S}_m^H \mathbf{F}^H \mathbf{F} \mathbf{S}_m = N \end{aligned} \quad (4)$$

故最小化功率峰均比的目标函数可表示为

$$\min_{\mathbf{S}_m} f = \max_n |s_m(n)|^2 \quad (5)$$

若只考虑降低功率峰均比这单一指标,而不考虑其他指标的影响,会影响系统的实际应用。故本文针对邻近目标分辨问题,在降低功率峰均比的同时,结合影响分辨效果的 RSL 性能建立优化模型。距离模糊函数是衡量雷达发射波形性能的重要参数之一,距离模糊函数旁瓣越低,越有利于解决邻近目标分辨中弱目标淹没和不同目标主旁瓣混叠的问题。在此,引出距离模糊函数的定义^[12]

$$\left. \begin{aligned} \chi(k) &= \sum_{n=k+1}^N s_m(n) (s_m(n-k))^* \\ m &= 1, \dots, M, k = 1, \dots, N-1 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

本文从两方面入手保证发射信号的 RSL 性能。一是引入包络变化因子来表征优化前后距离模糊函数旁瓣整体包络的变化,其定义为

$$c_{\text{CVE}} = \left(\sum_{k=1}^N |\chi^0(k) - \chi(k)|^2 / \sum_{k=1}^N |\chi^0(k)|^2 \right)^{1/2} \quad (7)$$

式中: c_{CVE} 为 CVE 的幅值; $\chi^0(k)$ 表示初始序列距离模糊函数。对 CVE 进行限定,即可对整体旁瓣变化进行约束。二是限定最大距离旁瓣水平 $m_{\text{MSL}} = \max |\chi(k)|$, 以防止距离模糊函数旁瓣整体抬升。据此,在保持 RSL 特性条件下最小化功率峰均比的优化问题可以表示为

$$\left. \begin{aligned} \min_{\mathbf{S}_m} f \\ \text{s. t. } m_{\text{MSL}} \leq \alpha \\ c_{\text{CVE}}^2 \leq \beta^2 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式中: m_{MSL} 为 MSL 的幅值; α, β 分别表示不同应用场合下的最大可允许距离旁瓣值和包络变化因子,可以根据初始序列的特征选取适当值。

2.2 基于序列二次规划法的求解算法

(9)式为非线性约束优化问题,序列二次规划法是求解约束优化问题最有效的算法之一,其基本思想是:在每一步迭代中,通过求解一个二次规划子问题来确立一个下降方向,利用减少罚函数来取得步长,重复这些步骤直到求得原问题的解^[13]。令 $g_1(\mathbf{S}) = m_{\text{MSL}} - \alpha$, $g_2(\mathbf{S}) = c_{\text{CVE}}^2 - \beta^2$ 作为约束函数,下面推导目标函数和约束函数的梯度表达式

$$\nabla_{\mathbf{S}_m} f = 2 \max \text{Re} \left(\mathbf{S}_m^*(n) \frac{\partial s_m(n)}{\partial \mathbf{S}_m} \right) \quad (9)$$

$$\nabla g_1(\mathbf{S}) = \max \left(\sum_{n=k+1}^N s_m^*(n-k) \frac{\partial s_m(n)}{\partial \mathbf{S}_m} \right) \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \nabla g_2(\mathbf{S}) &= \left(\sum_{k=1}^N |\chi^0(k)|^2 \right)^{-1} \sum_{k=1}^N |\chi^0(k) - \\ &\quad \chi(k)| \sum_{n=k+1}^N s_m^*(n-k) \frac{\partial s_m(n)}{\partial \mathbf{S}_m} \end{aligned} \quad (11)$$

式中

$$\begin{aligned} \frac{\partial s_m(n)}{\partial \mathbf{S}_m} &= \left[\frac{\partial s_m(n)}{\partial \mathbf{S}_m(1)}, \frac{\partial s_m(n)}{\partial \mathbf{S}_m(2)}, \dots, \frac{\partial s_m(n)}{\partial \mathbf{S}_m(N)} \right]^T = \\ &= [e^{j2\pi n/N}, e^{j2\pi 2n/N}, \dots, e^{j2\pi n}]^T \end{aligned} \quad (12)$$

由以上分析和公式,最终可得如下优化步骤。

(1)选取初始编码序列 $\mathbf{S}^{N \times 1}$, 对称正定矩阵 $\mathbf{H}_0 \in \mathbf{R}^{N \times N}$ 。根据初始序列功率峰均比和距离模糊函数旁瓣值设定 α, β , 并给出截止条件, 当 $f^{(i)} \leq \gamma$ 时, 迭代终止。其中, $f^{(i)}$ 为第 i 次迭代时的目标函数值, 令 $i=0$ 。

(2)在 $\mathbf{S}^{(i)}$ 处求解 $f^{(i)}$, 若有 $f^{(i)} \leq \gamma$, 则循环结束, 转入步骤(6); 否则, 求解式(13)的二次规划得到迭代方向的最优解向量 $\mathbf{d}^{(i)}$

$$\begin{aligned} \min & \left[\frac{1}{2} \mathbf{d}^T \mathbf{H}^{(i)} \mathbf{d}^{(i)} + \nabla f(\mathbf{S}^{(i)})^T \mathbf{d}^{(i)} \right] \\ \text{s. t. } & \begin{cases} (g_1(\mathbf{S}^{(i)}) + \nabla g_1(\mathbf{S}^{(i)})^T \mathbf{d}^{(i)}) \leq 0 \\ (g_2(\mathbf{S}^{(i)}) + \nabla g_2(\mathbf{S}^{(i)})^T \mathbf{d}^{(i)}) \leq 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (13)$$

(3)令 $\mathbf{S}^{(i+1)} = \mathbf{S}^{(i)} + \zeta^{(i)} \mathbf{d}^{(i)}$, 利用 l_1 罚函数

$$\begin{aligned} P_\mu(\mathbf{S}) &= f(\mathbf{S}) + \sum_{j=1}^2 1/\mu_j \max[0, g_j(\mathbf{S})], \text{应用线搜索方法确定步长 } \zeta^{(i)} \in (0, \delta], \text{使得 } P_\mu(\mathbf{S}^{(i)} + \zeta^{(i)} \mathbf{d}^{(i)}) \\ &\leq \min_{\zeta \in (0, \delta]} P_\mu(\mathbf{S}^{(i)} + \zeta \mathbf{d}^{(i)}) + \eta^{(i)}, \mu \text{ 为罚参数向量。} \end{aligned}$$

(4)利用拟牛顿法更新矩阵 $\mathbf{H}$, 得到

$$\mathbf{H}^{(i+1)} = \mathbf{H}^{(i)} + \frac{\mathbf{q}^{(i)} (\mathbf{q}^{(i)})^T}{(\mathbf{q}^{(i)})^T \mathbf{p}^{(i)}} - \frac{\mathbf{H}^{(i)} \mathbf{p}^{(i)} (\mathbf{p}^{(i)})^T (\mathbf{H}^{(i)})^T}{(\mathbf{p}^{(i)})^T \mathbf{H}^{(i)} \mathbf{p}^{(i)}} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \text{式中: } \mathbf{q}^{(i)} &= (\nabla f(\mathbf{S}^{(i+1)}) + \sum_{j=1}^2 \lambda_j \nabla g_j(\mathbf{S}^{(i+1)})) - \\ &(\nabla f(\mathbf{S}^{(i)}) + \sum_{j=1}^2 \lambda_j \nabla g_j(\mathbf{S}^{(i)})); \mathbf{p}^{(i)} = \mathbf{S}^{(i+1)} - \mathbf{S}^{(i)}; \lambda \end{aligned}$$

为拉格朗日乘子的估计值。

(5)令 $i=i+1$, 返回步骤 2。

(6)同理, 求出此天线其余脉冲的编码和时域序列, 并利用 COD 方法解出其余天线的发射信号。

根据上述步骤, 即可求出优化后的波形序列。

2.3 算法收敛性能与复杂度分析

对约束优化问题式(9), $f, g_k (k=1, 2)$ 均连续可微, 则有常数 $0 < m \leq M$, 使得对称正定矩阵 $\mathbf{H}_i$ 满足 $m \parallel \mathbf{d} \parallel^2 \leq \mathbf{d}^T \mathbf{H}_i \mathbf{d} \leq M \parallel \mathbf{d} \parallel^2, \forall \mathbf{d} \in \mathbf{R}^n, i=1, 2, \dots$ 。本文算法要求罚参数 $\mu_j, j=1, 2$ 的取值满足

$$\mu_j = (\mu_{i+1})_j = \max_j \left\{ \lambda_j, \frac{(\mu_i)_j \lambda_j}{2} \right\} \quad (15)$$

故可得罚参数 $\mu_j, j=1, 2$ 与二次规划子问题的拉格朗日乘子向量满足 $\frac{1}{\mu_j} \max_j \lambda_j \leq 1$, 根据文献[14-16]可知, 本文算法生成的序列 $\mathbf{S}^{(i)}$ 的任何聚点都是问题(9)的最优点, 即本文算法具备全局收敛特性。

表 1 比较了本文算法和文献[8-10]算法的复杂度。可以看出, 文献[8-9]算法的运算复杂度较低, 文献[10]算法的运算复杂度较高。本文算法的主要计算量为迭代操作, 在每次迭代中计算式(10)的复杂度约为 $O(N \ln N)$, 式(11)的复杂度约为 $O(N^2)$, 式(12)的复杂度约为 $O(N^2)$, 其他计算复杂度较低, 故本文算法总的复杂度约为 $O(N^2 + N \ln N)$ 。可以看出, 本文算法相对复杂度较高, 但在实际应用中也可接受。

表 1 4 种算法的复杂度比较

算法	复杂度
文献[8]	$O(N)$
文献[9]	$O(N)$
文献[10]	$O(N + N \ln N)$
本文	$O(N^2 + N \ln N)$

3 实验仿真

本节的仿真实验考虑 $M=4$ 的 OFDM MIMO 雷达系统, 脉冲持续时间 $T=10 \mu\text{s}$, 带宽 $B=30 \text{ MHz}$, 子载波间隔 $\Delta f=1/T=0.1 \text{ MHz}$, 载波数 $N=B/\Delta f=300$ 。为了定量描述功率峰均比的降低程度和 RSL 性能, 采用功率峰均比(dB)、互补累计分布函数(CCDF)^[5]、CVE、平均距离旁瓣电平(ASL)、运行时间作为算法评价指标。其中, CCDF 定义为 OFDM 符号的功率峰均比超过某一门限值 z 的概率

$$P\{r_{\text{PAPR}} > z\} = 1 - P\{r_{\text{PAPR}} \leq z\} = 1 - [1 - e^{-z}]^N \quad (16)$$

实验 1 测试本文算法性能。选取 MSL、功率峰均比和 ASL 各异的 3 组编码序列作为初始序列, 其参数值见表 2。由表 2 可以看出, 3 组序列的 MSL 和 ASL 分布较均匀, 具有一定代表性, 但其功率峰均比值均较高。对于 α, β 的取值, 需综合考虑初始序列的 MSL 大小 m_{MSL} 和波形包络情况, 初始取值范围为 $m_{\text{MSL}, 0} \leq \alpha \leq 0, 0 \leq \beta \leq 1$ 。在此范围内, 选取表 3 中 (α, β) 值的组合对算法进行 100 次蒙特卡洛测试。对同一初始序列的所有参数组合测试结果进行比较, 从中选出功率峰均比和 ASL 最好的参数组合, 结果见表 4。由表 4 可见, 本文算法对功率峰均比的降低效果显著, 所有序列均能达到 2 dB 以下, 序列 1 和 2 达到了 1 dB 以下, 满足雷达系统要求^[8]。同时, 序列的 RSL 性能损失较小, 控制在 7% 以内, 序列 1 的 RSL 性能甚至有所提升。由此可见, 本文算法在降低功率峰均比和保持 RSL 特性方面效果良好。

值得指出的是, (α, β) 的取值并不完全决定优化后序列的旁瓣状态, 实验中得出的最优值 $(\alpha_{\text{opt}}, \beta_{\text{opt}})$ 和其他 (α, β) 值得到的 ASL 差值都保持在 3 dB 以内, 功率峰均比差值均不超过 0.3 dB, 所以在实际系统中, (α, β) 的取值并不需要强制固定, 依据初始序列指标合理选择即可。

表 2 初始序列参数值

初始序列编号	m_{MSL}/dB	a_{ASL}/dB	$r_{\text{PAPR}}/\text{dB}$
1	-25.27	-35.73	9.21
2	-35.04	-45.39	9.71
3	-46.15	-55.35	11.17

实验 2 测试不同算法性能。选择实验 1 中的 3 组序列及其最优参数 (α, β) 作为初始序列和参数, 文献[8-10]中的算法作为对比算法, 由文献[8]可知, 当 $r_{\text{PAPR}} < 2 \text{ dB}$ 时, 符合雷达发射放大器要求, 故本节算法的截止条件为 $r_{\text{PAPR}}=2 \text{ dB}$ 。图 2 给出了 3 组序列经过不同算法优化后的 CCDF 性能, 优化后的距离模糊函数旁瓣性能比较见图 3, 综合性能比较结果见表 5。

从图 2 和图 3 可以看出, 本文算法在不同初始序列下的 CCDF 性能和 RSL 性能均最优。由表 5 可知, 初始序列 RSL 越深, 对比算法的性能越差, 而本文算法在不同初始序列条件下的表现均较好。值得指出的是, 虽然表 5 中文献[8]算法的 ASL 性能良好, 但其距离模糊函数在靠近主瓣附近旁瓣抬升明显(见图 3), 因此在邻近目标分辨应用中有较大局限性。

表 3 约束条件取值

初始序列编号	β	α/dB
1	0.6,0.4,0.2	-25,-23,-21,-19,-17,-15
2	0.6,0.4,0.2,0.1	-35,-33,-31,-29,-27,-25
3	0.6,0.4,0.2,0.1,0.05	-46,-44,-42,-40,-38,-36

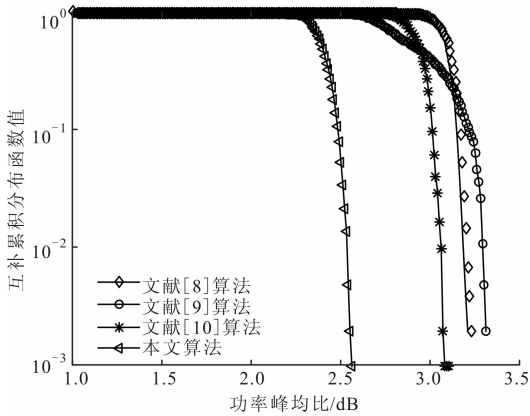
表 4 本文所提算法最优性能值

序列编号	$\alpha_{\text{opt}}/\text{dB}$	β_{opt}	$r_{\text{PAPR}}/\text{dB}$	a_{ASL}/dB	m_{MSL}/dB	c_{CVE}	运行时间/s
1	-15	0.4	0.47	-36.40	-24.89	0.21	538.78
2	-25	0.1	0.68	-42.34	-25.13	0.10	1 616.12
3	-38	0.1	1.7071	-51.74	-38.00	0.10	1 332.78

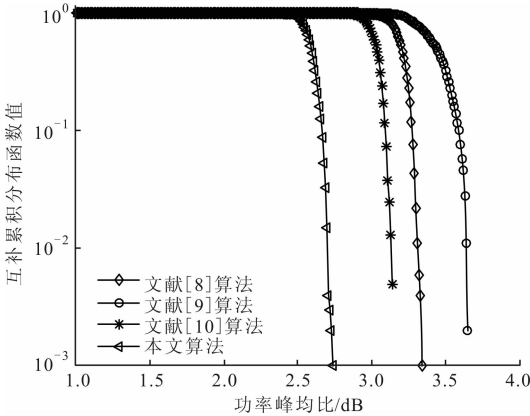
表 5 不同算法性能比较

算法	$r_{\text{PAPR}}/\text{dB}$			a_{ASL}/dB			m_{MSL}/dB			c_{CVE}		
	序列 1	序列 2	序列 3	序列 1	序列 2	序列 3	序列 1	序列 2	序列 3	序列 1	序列 2	序列 3
文献[8]	1.90	1.97	1.90	-35.57	-38.19	-39.37	-22.51	-22.46	-18.48	0.22	0.23	0.34
文献[9]	2.88	3.17	2.88	-31.05	-29.05	-30.00	-18.54	-15.75	-17.07	0.28	0.41	0.48
文献[10]	1.50	1.64	1.52	-34.95	-33.66	-34.79	-23.32	-23.83	-23.62	0.22	0.31	0.39
本文算法	1.46	1.76	2.00	-36.36	-45.97	-51.39	-25.47	-25.66	-38.00	0.19	0.19	0.10

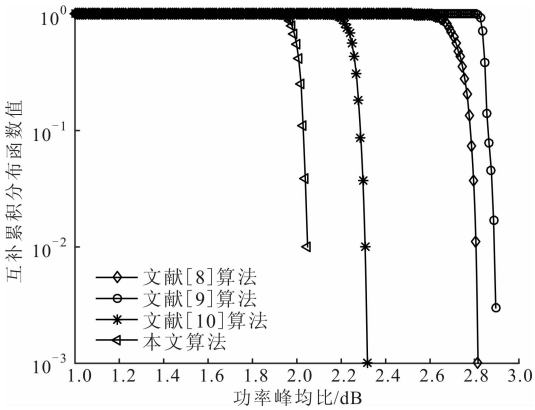
实验 3 检验不同序列长度对算法的影响。分别选取长度为 $N=50,100,200,500,1\,000,2\,000$ 的伪随



(a)序列 1



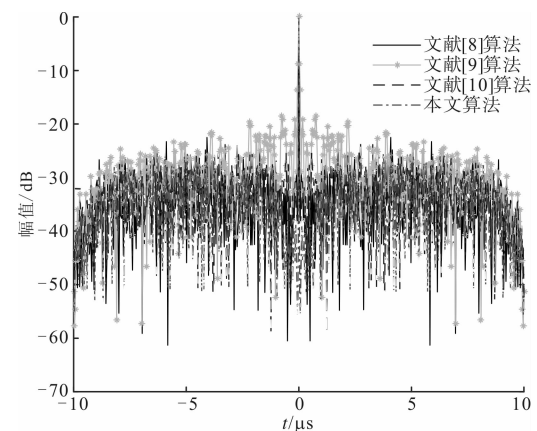
(b)序列 2



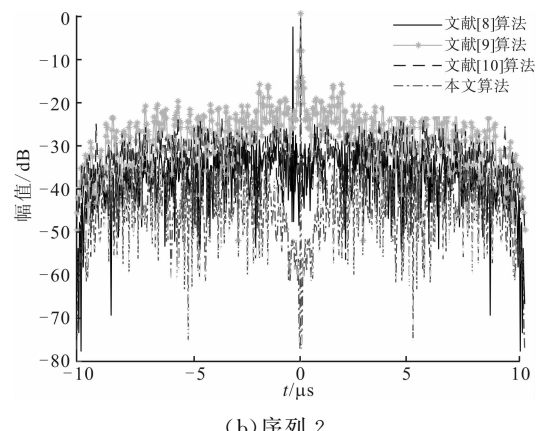
(c)序列 3

图 2 3 种序列的互补累计分布函数性能比较

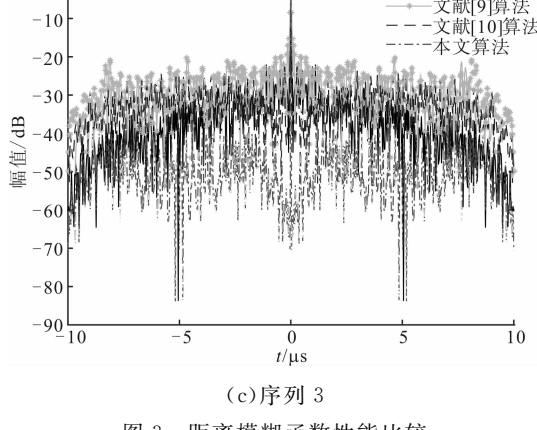
机序列作为初始序列进行优化,其对应的距离分辨力为 $R=30,15,7.5,3,1.5,0.75\text{ m}$,因 (α,β) 取值对实验结果影响较小,故采用序列 1 的最优参数值,设置 $\alpha=-15\text{ dB},\beta=0.4$ 。由于功率峰均比随子载波数逐渐变大,故考虑 $N=2\,000$ 时的各项参数指标,当截止 $r_{\text{PAPR}}<2\text{ dB}$ 后,截止功率峰均比越小,耗时增长越快,但 ASL 和 MSL 的变化都在 1 dB 以内,CVE 基本不变。均衡各项参数指标后将截止条件取为 $r_{\text{PAPR}}=1.46\text{ dB}$,图 4 给出了优化效果的对比情况。由图 4 可以看出,子载波数的变化不影响本文算法的性能,对于不同子载波数的序列,其功率峰均比均能达到期望值,且 RSL 性能保持良好。算法的运行时间随着子载波数的增大而增大,当 $N>1\,000$ 时,运行时间增速明显提高。



(a)序列 1

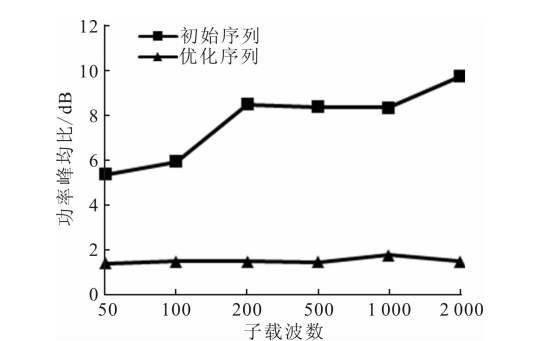


(b)序列 2

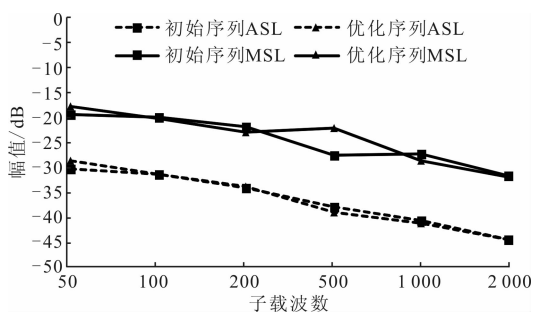


(c)序列 3

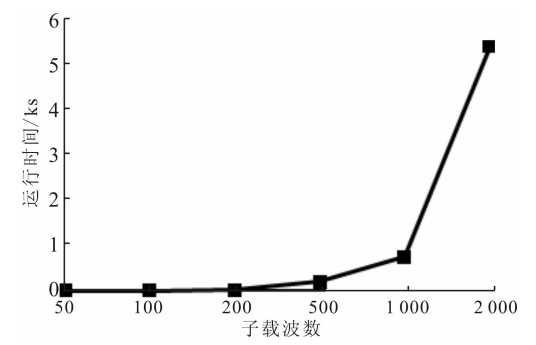
图 3 距离模糊函数性能比较



(a)对功率峰均比性能的影响



(b)对平均距离旁瓣电平的影响



(c)对运行时间的影响

图 4 子载波数对算法性能的影响

实验 4 检验不同初始序列对算法性能的影响。本文选择了不同类型的相位编码序列作为初始序列^[18]进行对比,包括 Golomb 序列、m 序列、Gold 序列和伪随机多相编码序列。设置子载波数 $N=300$, $\alpha=-15$ dB, $\beta=0.4$, 截止条件为 $r_{\text{PAPR}}=1.46$ dB。观察优化结果和初始序列的关系,结果见表 6。

表 6 初始序列类型对算法的影响

序列类型	$r_{\text{PAPR}}/\text{dB}$		a_{ASL}/dB		m_{MSL}/dB		CCVE	运行时间/s
	初始序列	优化序列	初始序列	优化序列	初始序列	优化序列		
伪随机多相编码序列	9.21	1.46	-35.73	-36.36	-25.27	-25.47	0.19	66.20
Golomb 序列	2.56	1.46	-43.43	-42.25	-33.02	-31.15	0.34	15.62
m 序列	5.92	1.46	-32.87	-35.04	-22.77	-25.03	0.20	204.74
Gold 序列	4.34	1.46	-32.45	-34.92	-21.02	-25.26	0.20	228.41

可以看出,初始序列的相位编码方式对 r_{PAPR} 抑制和 RSL 保形的效果影响不大,所以本文算法对初始序列的选择依赖性不大。

4 结 论

本文提出了一种针对邻近目标分辨场景的 OFDM MIMO 雷达波形设计方法,能够有效兼顾雷达发射信号的 RSL 和功率峰均比性能,并保持了信号的高分辨特性。该方法利用了 SQP 算法进行优化求解,仿真结果表明,优化后的发射波形功率峰均比达到了较低水平,符合实际系统工作要求,而且针对不同初始序列采用不同参数,以保证更好的抑制性能。同时,相对现有算法,本文抑制方法对信号的 RSL 性能影响较小,能保证更好的邻近目标分辨性能。对于不同子载波数、不同初始序列,本文算法均能保持良好性能,在实际应用中适用性较强。

参考文献:

- [1] SUN B, CHEN H, ZOU H. Sparsity-aware multitarget localisation for distributed MIMO radar against phase synchronisation mismatch [J]. *LET Communications*, 2016, 10(17): 2269-2275.
- [2] XIA X G, ZHANG T, KONG L. MIMO OFDM radar IRCI free range reconstruction with sufficient cyclic prefix [J]. *IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems*, 2015, 51(3): 2276-2293.
- [3] HUO K, ZHAO J J. The development and prospect of the new OFDM radar [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(11): 2776-2789.
- [4] 赵越,王腾,陶然,等. FrFT-OFDM 系统的低复杂度峰均功率比抑制技术研究 [J]. *电子与信息学报*, 2014, 36(1): 246-249.
ZHAO Yue, WANG Teng, TAO Ran, et al. Low complexity PAPR reduction method in FrFT-OFDM system [J]. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2014, 36(1): 246-249.
- [5] 杨昉,何丽峰. OFDM 原理与标准: 通信技术的演进 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2013: 40-49.
- [6] 胡武君,杨霖. MIMO-OFDM 系统中基于循环移位和信号联合的改进 SLM 算法 [J]. *通信学报*, 2015, 36(4): 170-177.
- HU Wujun, YANG Lin. Modified SLM algorithm based on cyclic shift and signal combination in MIMO-OFDM system [J]. *Journal on Communications*, 2015, 36(4): 170-177.
- [7] LELLOUCH G, MISHRA A K, INGGS M. Design of OFDM radar pulses using genetic algorithm based techniques [J]. *IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems*, 2015, 52(4): 1953-1966.
- [8] SEBT M A, SHEIKHI A, NAYEBI M M. Orthogonal frequency-division multiplexing radar signal design with optimised ambiguity function and low peak-to-average power ratio [J]. *IET Radar Sonar & Navigation*, 2009, 3(2): 122-132.
- [9] HUANG T, ZHAOT. Low PMEPR OFDM radar waveform design using the iterative least squares algorithm [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2015, 22(11): 1975-1979.
- [10] WANG Y C, LUO Z Q. Optimized iterative clipping and filtering for PAPR reduction of OFDM signals [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2011, 59(1): 33-37.
- [11] WANG S H, LEE K C, LI C P. A low-complexity architecture for PAPR Reduction in OFDM systems with near-optimal performance [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(1): 169-179.
- [12] 丁鹭飞. 雷达原理 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2015: 381-390.
- [13] 马昌凤. 最优化方法及其 Matlab 程序设计 [M]. 北京: 科学出版社, 2010: 180-215.
- [14] 李占利. 最优化理论与方法 [M]. 北京: 中国矿业大学出版社, 2012: 129-132.
- [15] ANDREI N. Sequential quadratic programming (SQP) [M]. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2017: 96-102.
- [16] SCHITTKOWSKI K, YUAN Y X. Sequential quadratic programming methods [M]. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons Inc., 2011: 147-224.
- [17] HE H. Waveform design for active sensing systems: a computational approach [M]. Gainesville, FL, USA: University of Florida, 2011: 19-23.

(编辑 刘杨)