

用于精确干扰的波形设计快速算法^①



徐 慧¹, 褚 怡², 万 超³

¹(融通地产物业管理有限公司, 北京 100011)

²(北京卫星导航中心, 北京 100083)

³(武警部队政治工作部保卫局, 北京 100081)

通信作者: 徐 慧, E-mail: xuhui0123@sina.com

摘 要: 精确干扰是电子战领域中广受关注的新概念, 旨在避免电子干扰过程中对友方设备造成的电磁误伤, 其核心思想是实现干扰能量在空域上的精准控制. 然而, 目前用于精确干扰的波形设计算法存在计算复杂度较高的问题, 极易延误电子作战时机. 针对这一问题, 本文提出一种用于精确干扰的波形设计快速算法. 根据精确干扰空间模型建立优化问题, 采用 Majorization-Minimization 框架推导了目标函数的上界, 通过迭代求解具有闭式解的子问题, 从而得到了精确干扰的可用波形. 仿真实验表明, 本文算法在精确干扰指标上具有良好性能, 并具有计算复杂度更低的优势.

关键词: 精确干扰; 波形设计; Majorization-Minimization 框架; 快速算法

引用格式: 徐慧, 褚怡, 万超. 用于精确干扰的波形设计快速算法. 计算机系统应用, 2023, 32(10): 222-228. <http://www.c-s-a.org.cn/1003-3254/9093.html>

Fast Waveform Design Algorithm for Precision Interference

XU Hui¹, CHU Yi², WAN Chao³

¹(RongTong Property Management Co. Ltd., Beijing 100011, China)

²(Beijing Satellite Navigation Center, Beijing 100083, China)

³(Security Bureau of Political Work Department of Armed Police Force, Beijing 100081, China)

Abstract: Precision interference is a new concept that receives widespread attention in the field of electronic warfare, which aims to avoid unexpected electromagnetic injuries to the ally's devices in the process of electronic interference. Its core idea is to realize the precise control of interference energy in the airspace. However, the current waveform design algorithm used for precision interference has the problem of high computational complexity, which can easily delay the time of electronic warfare. Given this problem, this study proposes a fast waveform design algorithm for precision interference. The optimization problem is established according to the precision interference spatial model. The upper bound of the targeted function is derived by adopting the Majorization-Minimization framework, and the available waveform for precision interference is obtained by iteratively solving the corresponding subproblems with the closed-form solutions. Simulation experiments demonstrate that the proposed algorithm has good performance on the indicators of precision interference and the superiority of lower computational complexity.

Key words: precision interference; waveform design; Majorization-Minimization (MM) framework; fast algorithm

传统电子干扰通常采用密集布阵的方式将干扰能量投送至目标区域, 在战场中形成以目标点为中心的

能量扇区^[1]. 但是在实际电子作战中, 这种“粗放式”电子干扰极易造成电磁误伤. 原因在于干扰设备与目标

① 收稿时间: 2022-09-22; 修改时间: 2022-10-27; 采用时间: 2022-12-23; csa 在线出版时间: 2023-06-09

CNKI 网络首发时间: 2023-06-09

区域通常距离较远,通过方向图匹配方法产生的干扰主瓣将覆盖目标区域附近范围较大的区域,从而导致友方设备遭受电磁误伤.即使进一步采用定向天线控制干扰波束方向,甚至在指定方向上采用空间功率合成技术,也难以避免对目标区域内附近的电子系统产生影响^[2].因此,电子干扰方法亟需从传统的“粗放式”干扰向适应现代战场的精确干扰转型.为解决以上问题,美国国防部高级计划研究局(Defense Advanced Research Projects Agency, DARPA)于2009年发布了跨机构公告DARPA-BAA 09-65文件,提出了精确电子战(precision electronic warfare, PREW)的概念,旨在对敌方设备进行精确电子干扰^[3].作为精确电子战的主要手段,精确干扰的核心思想是采用超稀疏阵列在指定空域内实现干扰信号的相干合成或相消,以达到仅对指定目标进行干扰,而不影响相邻设备正常工作的干扰效果,其本质是在空域上实现干扰能量的精准控制.

尽管现有干扰波形设计技术能在一定程度上满足干扰需求,但这些方法在空域上的能量控制上精准性不佳,无法达到精确干扰目的.文献[4]根据低截获概率针对多个干扰目标,进行了干扰波形设计的研究.文献[5]基于功率最小化准则设计了一种单鲁棒性干扰波形设计方法,有效降低了干扰机的功率需求.文献[6]基于生成对抗网络设计了一种与目标信号特征相似的干扰波形,使得干扰波形能够逼近最佳干扰效果.文献[7]采用恒虚警概率作为环境交互模型,通过强化学习自适应地调整间歇采样信号的采样时间与转发时间,实现了对未知雷达信号的干扰.文献[8]基于Stackelberg博弈模型提出了二次注水的波形设计方法,极大提高了干扰效能.但上述文献通常采用单干扰机或密集布阵的干扰阵元,且并不关注能量的空域分布性能,因此无法实现干扰信号在指定区域的相干合成或相消.

自精确干扰概念提出以来,国内外已有文献主要通过设计发射信号自相关阵和单个快拍发射信号的方法进行研究.文献[9]提出一种基于精确功率传输技术的精确干扰方法,这种方法建立了关于发射信号自相关阵的半定规划模型,并通过CVX或YALMIP工具箱进行求解^[10,11].在此基础上,文献[12]充分利用目标设备与友邻设备的位置信息,以精确干扰中的最坏情况,即目标区域内平均能量的最小值与保护区域内平均能量的最大值作为优化准则,有效提升了精确干扰性能.文献[13]根据以上求解的发射信号自相关阵,采

用循环算法进行秩一估计,从而获得了精确干扰的可用波形.可见,采用发射信号自相关阵作为信号模型无法直接得到精确干扰的可用波形,必须在求解发射信号自相关阵的基础上进一步恢复才能得到最终结果.相比之下,文献[14]则直接求解单个快拍的恒模发射信号,通过求解采样信号的相位来达到精确干扰的效果.基于此,文献[15]对单个快拍发射信号和干扰平台位置进行联合优化,有效提升了精确干扰效果.文献[16]根据这类信号模型,建立了多目标优化模型,同时实现了精确干扰和栅瓣抑制.然而,采用以上信号模型所得到的结果仅是单个快拍发射信号,在实际干扰时仅有极短时间的干扰效果,无法对敌目标进行有效干扰.

针对以上问题,本文旨在设计一种能够直接得到精确干扰波形的快速算法.首先根据精确干扰空间模型建立关于恒模波形的优化问题;然后根据Majorization-Minimization(MM)框架对优化问题中的目标函数进行放缩,得到了具有闭式解的子问题,并通过迭代得到可用波形.最后,通过仿真实验对比了本文算法与现有算法的精确干扰指标,并验证了本文在计算复杂度与算法运行时间的优势.

1 数学模型

图1所示为精确电子战空间模型,目标设备 r_T 与友邻设备 $r_P^i, i=1,2,\dots,P$ 均位于 xOy 平面.考虑到实际情况可能存在的探测误差以及设备的尺寸,分别以 r_T 与 r_P^i 为圆心形成相应的目标区域 Ω_T 与保护区域 Ω_P^i .搭载干扰阵元的平台共计 M 个,各平台位置分别为 $r_i, i=1,2,\dots,M$,其间距远大于发射信号半波长.各干扰阵元采用波形分集技术,以增加波形自由度^[17].

若波形长度为 N ,则干扰阵元发射的波形可用如下矩阵形式表示:

$$X = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \cdots & x_{1N} \\ x_{21} & x_{22} & \cdots & x_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M1} & x_{M2} & \cdots & x_{MN} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中, $x_{mn} (m=1,2,\dots,M, n=1,2,\dots,N)$ 表示第 m 个阵元在第 n 个采样时刻所发射的干扰信号.

由于在分布式阵列和精确干扰的研究中,信号传播模型通常不考虑多径衰落及阴影衰落的影响^[18,19],因此各阵元发射信号至 xOy 平面内任意一点 σ 的广义导

向矢量 $a(\sigma)$ 可以表示为:

$$a(\sigma) = \left[\frac{e^{i2\pi f\tau_1}}{\|r_1 - \sigma\|_2}, \frac{e^{i2\pi f\tau_2}}{\|r_2 - \sigma\|_2}, \dots, \frac{e^{i2\pi f\tau_M}}{\|r_M - \sigma\|_2} \right]^T \quad (2)$$

其中, $(\cdot)^T$ 表示矩阵转置, i 表示复数虚部, f 表示发射信号载频, $\tau_i = \|r_i - \sigma\|_2/c$ 为第 m 个阵元的发射信号从 r_i 至 σ 的传播时间, c 表示电磁波在空间的传播速度, $1/\|r_1 - \sigma\|_2$ 表示发射信号的传播衰减. 因此, 点 σ 处产生的合成信号序列为:

$$S(\sigma) = a(\sigma)^H X \quad (3)$$

其中, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置. 点 σ 处合成总能量可以表示为:

$$E(\sigma) = |S(\sigma)|^2 = a(\sigma)^H X X^H a(\sigma) \quad (4)$$

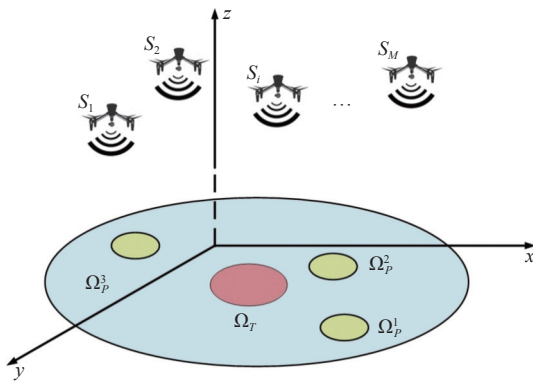


图1 精确电子战空间模型

对某一区域 Ω 内所有点的合成总能量进行积分, 可以得到区域 Ω 内总能量为:

$$E_\Omega = \int_\Omega E(\sigma) \cdot d\sigma \quad (5)$$

为获得式(5)的解析形式, 将区域 Ω 离散为 L 个网格 $\sigma_l, l = 1, 2, \dots, L$. 若每个离散网格的面积为 ΔS , 当 $L \rightarrow \infty$ 时式(5)可近似表示为^[14]:

$$E_\Omega = \sum_{l=1}^L a(\sigma_l)^H X X^H a(\sigma_l) \Delta S \quad (6)$$

将矩阵 X 拉直为列向量 x , 令 $A(\sigma_l) = I_N \otimes a(\sigma_l)$, 其中 I_N 表示 $N \times N$ 维的单位对角阵, \otimes 表示克罗内克积, 可将式(6)进一步改写为:

$$E_\Omega = \sum_{l=1}^L x^H A(\sigma_l) A(\sigma_l)^H x \Delta S = x^H Q_\Omega x \quad (7)$$

其中, $Q_\Omega \triangleq \sum_{l=1}^L A(\sigma_l) A(\sigma_l)^H \Delta S$. 因此目标区域和保护区域的合成总能量表示为:

$$\begin{cases} E_T = x^H Q_T x = x^H \left(\sum_{t=1}^T A(\sigma_t) A(\sigma_t)^H \Delta S \right) x \\ E_P = x^H Q_P x = x^H \left(\sum_{p=1}^P A(\sigma_p) A(\sigma_p)^H \Delta S \right) x \end{cases} \quad (8)$$

其中, T 和 P 分别表示目标区域和所有保护区域内离散网格的数量.

2 快速算法设计

精确干扰的目标是在空域上实现能量控制, 其中一种干扰效果评价准则为目标区域合成总能量与保护区域合成总能量之间的差值. 在工程具体设计时, 通常发射恒模波形, 以减轻功率放大器和数模转化器等硬件的负担. 因此, 精确干扰的优化问题写为如下形式:

$$\begin{cases} \max x^H Q_T x - x^H Q_P x \\ \text{s.t. } |x_{mn}| = 1, m = 1, 2, \dots, M, n = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (9)$$

通过式(8)可知, Q_T 与 Q_P 均为 $MN \times MN$ 维的 Hermitian 矩阵. 令 $Q = Q_P - Q_T$, 可将问题(9)写为:

$$\begin{cases} \min x^H Q x \\ \text{s.t. } |x_{mn}| = 1, m = 1, 2, \dots, M, n = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (10)$$

由于恒模约束的非凸性, 常用的凸优化方法难以求解问题(10). 为此, 本文引入MM框架, 将原问题中的目标函数转化为一系列易于求解的上界函数, 通过迭代不断更新子问题最终得到原问题的近似解^[20]. 由于该算法能够有效求解非凸问题, 并具有较低的计算复杂度, 在雷达发射方向图匹配和探测波形设计领域中广为应用^[21-24]. 为有效求解问题(10)并取得较好的精确干扰效果, 将MM框架用于精确干扰的波形设计以求解问题(10). 由于问题(10)的目标是最小化 $x^H Q x$, 可以通过引理1来推导其上界函数.

引理1: 设 L 和 Q 为 $MN \times MN$ 维 Hermitian 矩阵. 若 $L - Q$ 为半正定 Hermitian 矩阵, 对任意 MN 维列向量 x_k , 二次型 $x^H Q x$ 的上界为:

$$x^H Q x \leq x^H L x + 2 \operatorname{Re} \{ x^H (Q - L) x_k \} + x_k^H (L - Q) x_k \quad (11)$$

其中, $\operatorname{Re}\{\cdot\}$ 表示取复数实部. 为保证 Hermitian 矩阵 $L - Q$ 的半正定性, 通常取 $L = \lambda_{\max}(Q) I_{MN}$, 其中 $\lambda_{\max}(Q)$ 表示矩阵 Q 的最大特征值. 然而, 当采用幂迭代方法求解 $\lambda_{\max}(Q)$ 时, 其计算复杂度为 $O(MN)$. 为进一步提高算法效率, 需对 $\lambda_{\max}(Q)$ 的计算进行简化. 考虑到 $Q = Q_P - Q_T$, 可以将矩阵 Q 表示为如下形式:

$$\begin{aligned}
Q &= Q_P - Q_T \\
&= \left(\sum_{p=1}^P A(\sigma_p)A(\sigma_p)^H - \sum_{t=1}^T A(\sigma_t)A(\sigma_t)^H \right) \Delta S \\
&= \left(\sum_{p=1}^P I_N \otimes a(\sigma_p)a(\sigma_p)^H - \sum_{t=1}^T I_N \otimes a(\sigma_t)a(\sigma_t)^H \right) \Delta S \\
&= I_N \otimes \left(\sum_{p=1}^P a(\sigma_p)a(\sigma_p)^H - \sum_{t=1}^T a(\sigma_t)a(\sigma_t)^H \right) \Delta S \\
&= I_N \otimes Q'
\end{aligned} \tag{12}$$

其中, $Q' \triangleq \left(\sum_{p=1}^P a(\sigma_p)a(\sigma_p)^H - \sum_{t=1}^T a(\sigma_t)a(\sigma_t)^H \right) \Delta S$. 由式(12)可知, $\lambda_{\max}(Q) = \lambda_{\max}(Q')$, 因此可以用 $\lambda_{\max}(Q')$ 来代替 $\lambda_{\max}(Q)$ 的计算, 采用幂迭代方法时, 其计算复杂度仅为 $O(M)$.

根据 MM 框架和引理 1 可知, 在第 k 次迭代时, 问题(10)的上界函数为:

$$\lambda_{\max}(Q')x^H x + 2\text{Re}\{x^H(Q-L)x_k\} + x_k^H(L-Q)x_k \tag{13}$$

由 $|x_{mn}| = 1$ 可得 $x^H x = MN$, 且 $x_k^H(L-Q)x_k$ 为常数. 忽略式(13)中的常数项, 可以得到第 k 次迭代时问题(10)的子问题为:

$$\begin{cases} \min \text{Re}\{x^H(Q-L)x_k\} \\ \text{s.t. } |x_{mn}| = 1, m = 1, 2, \dots, M, n = 1, 2, \dots, N \end{cases} \tag{14}$$

由向量空间关系, 可以得到问题(14)的闭式解为:

$$(x_{k+1})_i = e^{i\phi(\bar{x}_k)_i}, i = 1, 2, \dots, MN \tag{15}$$

其中, $(x_{k+1})_i$ 为向量 x_{k+1} 中的第 i 个元素, $\bar{x}_k = -(Q-L)x_k$, $\phi(\bar{x}_k)$ 表示对 \bar{x}_k 取相位. 因此, 基于 MM 框架的快速波形设计算法总结如下.

算法 1. 基于 MM 框架的快速波形设计算法

- 1) 输入: x_0 ;
- 2) 初始化 $k = 0$;
- 3) 计算矩阵 Q 以及 Q' 的最大特征值 $\lambda_{\max}(Q')$;
- 4) 计算 $L = \lambda_{\max}(Q')I_{MN}$;
- 5) 循环:
- 6) $k++$;
- 7) 计算 $\bar{x}_k = -(Q-L)x_k$;
- 8) 计算 $(x_{k+1})_i = e^{i\phi(\bar{x}_k)_i}, i = 1, 2, \dots, MN$;
- 9) 循环结束: 满足迭代停止条件.

3 仿真实验

为说明本文算法有效性, 本节基于如下情景进行

仿真实验: 目标区域为半径为 5 m 的圆形区域, 圆心为 (0 m, 0 m, 0 m); 保护区域 I、II 和 III 分别是以 (-20 m, 10 m, 0 m), (10 m, -20 m, 0 m), (20 m, 25 m, 0 m) 为圆心, 半径为 2 m 的圆形区域; xOy 平面内区域为 $[-50 \text{ m}, 50 \text{ m}] \times [-50 \text{ m}, 50 \text{ m}]$, 离散化网格的尺寸为 $0.25 \text{ m} \times 0.25 \text{ m}$; 发射信号载频为 $f = 1 \text{ GHz}$; 本文算法的迭代停止条件设为 $\|x_{k+1} - x_k\|_2 \leq 10^{-5}$; 所有仿真实验在主频为 1.70 GHz 的 i7-9750H 型 CPU, RAM 为 16 GB 的硬件环境下, 依托 Matlab R2016a 软件平台进行. 需要注意的是, 在现有干扰波形设计的文献中仅有文献 [12–16] 通过随机分布的超稀疏阵实现了精确能量聚焦, 但文献 [14–16] 所采用信号模型仅为单快拍信号 ($N = 1$), 无法获得具有一定长度 N 的波形, 只能在极短时间内进行能量聚焦, 干扰效果并不理想, 实际中通常不会采用单快拍信号实施干扰. 因此, 本节将文献 [12] 与文献 [13] 这种通过两个步骤生成具有一定长度 N 波形的的方法称为 FEDUS-CA 算法, 并与本文提出算法进行性能对比.

3.1 效果对比

为说明算法产生的精确干扰性能, 本节将本文算法与 FEDUS-CA 算法进行对比. 干扰平台由 $M = 10$ 个阵元组成, 并随机分布于高度 $d = 1000 \text{ m}$ 的同一平面内, 波形长度为 $N = 128$. 根据式(4), 计算出关注区域内每个离散网格的能量, 除以 $1/d^2$ 进行归一化并用 dB 进行表示.

图 2 和图 3 所示分别为本文算法和 FEDUS-CA 算法所产生的空域平均能量分布图. 目标区域由黑色圆线标出, 各保护区域分别由白色圆线标出. 红色区域部分表示该处能量较高, 蓝色区域部分表示该处能量较低. 通过对比可以发现, 本文算法比 FEDUS-CA 算法的目标区域能量更高, 保护区域 II 和 III 内能量更低. 通过图 2 和图 3 的对比, 可以说明本文算法在空域上具有较好的能量控制性能.

图 4 进一步对比了两种算法在目标区域和各保护区域随不同采样时刻的能量变化. 需要注意的是, 为突出各算法在不同采样时刻的变化细节, 图 4 中的能量值没有进行 $1/d^2$ 的归一化处理. 由实际情况可知, 目标区域内能量越高、保护区域内能量越低, 算法性能越好. 从图中对比可以发现, 本文算法在各采样时刻的表现更加稳定, 而 FEDUS-CA 算法根据求解的信号自相关阵所恢复的干扰波形在各采样时刻的能量分布有较大变化, 且目标区域内的平均能量更低, 保护区域 II

和 III 内平均能量更高. 说明本文算法在能量控制的稳定性上较 FEDUS-CA 算法更好.

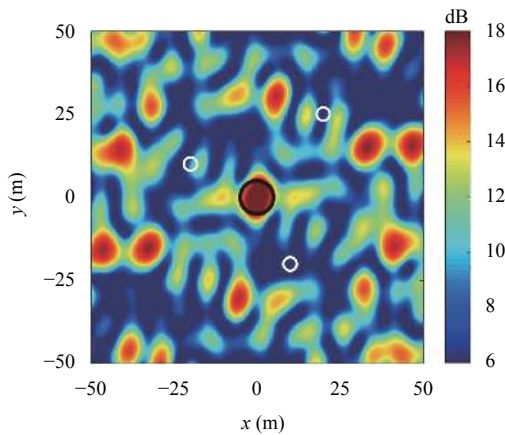


图2 本文算法产生的空域平均能量分布图

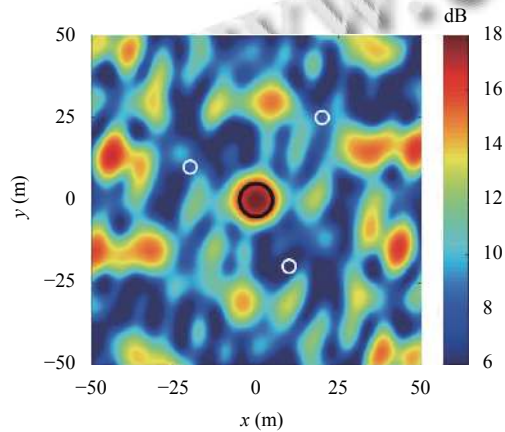


图3 FEDUS-CA 算法产生的空域平均能量分布图

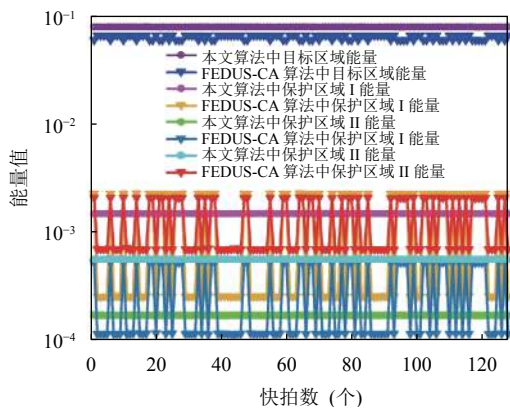


图4 目标区域和保护区域内能量随采样时刻变化

3.2 性能分析

为进一步说明本文算法在空域能量控制上的优势, 本节给出了各算法在精确干扰上的具体指标, 并在第

4.1 节设置的仿真场景中运行 50 次, 对算法的平均性能进行分析.

表 1 列出了两个算法的 5 类性能指标: 分别为优化问题 (9) 中的目标值 AED, 经归一化处理 and dB 表示的目标区域平均能量 AET 和保护区域平均能量 AEP, 以及有效干扰率 w_T 和误干扰率 w_P . 有效干扰率和误干扰率由文献 [12] 的定义表示如下.

表 1 精确干扰指标对比

算法	AED	AET (dB)	AEP (dB)	w_T (%)	w_P (%)
FEDUS-CA算法	-7.723	17.016	6.539	51.19	38.01
本文算法	-9.829	17.803	5.317	71.76	22.12

$$\left\{ \begin{aligned} w_T &= \frac{\sum_{t=1}^T I(a(\sigma_t)^H X X^H a(\sigma_t) - c_T)}{T} \\ w_P &= \frac{\sum_{p=1}^P I(a(\sigma_p)^H X X^H a(\sigma_p) - c_P)}{P} \end{aligned} \right. \quad (16)$$

其中, $c_T = 17$ dB 和 $c_P = 8$ dB 分别表示干扰阈值和误干扰阈值, $I(\cdot)$ 表示单位阶跃函数, 且 AET 和 w_T 的值越高, AED、AEP 和 w_P 的值越低, 说明算法性能越好.

从表 1 对比结果可见, 本文算法的目标值相对更低, 说明目标区域和保护区域之间的平均能量差值更大, 其目标区域平均能量能达到 17.803 dB, 保护区域平均能量低至 5.317 dB. 尽管 FEDUS-CA 算法的目标区域平均能量为 17.016 dB, 但其保护区域平均能量达到了 6.539 dB, 比本文算法在保护区域内的平均能量高出了 1.222 dB. 此外, 本文算法的有效干扰率达到了 71.76%, 而 FEDUS-CA 算法的有效干扰率仅为 51.19%, 在干扰成功率的指标上表现较弱, 其误干扰率为 38.01%, 也显著高于本文算法的误干扰率 22.12%. 经表 1 中蒙特卡洛实验的验证, 说明本文算法在多项精确干扰指标上优于 FEDUS-CA 算法.

3.3 复杂度分析

为突出本文算法的高效性, 表 2 给出了本文算法与 FEDUS-CA 算法的复杂度对比. 从表中对比可见, FEDUS-CA 算法比本文算法高出了 M^3 的计算复杂度, 该项是采用内点法解算波形自相关阵所产生. 这说明当干扰平台数量 M 较多时, FEDUS-CA 算法将产生较大的计算负担, 难以应用于干扰平台数量较多的大规模计算. 而本文算法的计算复杂度仅有 MN , 仅为问题规模的一次项, 远低于 FEDUS-CA 算法.

表2 计算复杂度对比

算法	算法架构	计算复杂度	大规模计算
FEDUS-CA算法	内点+循环算法	$O(M^3+MN)$	否
本文算法	MM框架	$O(MN)$	是

为进一步说明各算法随问题规模的变化,图5和图6分别给出了各算法平均运行时间随平台数量 M 和波形长度 N 的变化曲线.两种算法在各问题规模下均运行50次并取平均值.图5在各平台数量下均设置波形长度为 $N=128$,通过对比可以发现,本文算法在平台数量在小于等于40时具有远低于FEDUS-CA算法的平均运行时间,且在平台数量大于40时增长速度更慢.而FEDUS-CA算法在各干扰平台数量下的平均运行时间均远大于本文算法,且增长速度较快,原因在于其计算复杂度中存在 M^3 的高次项.

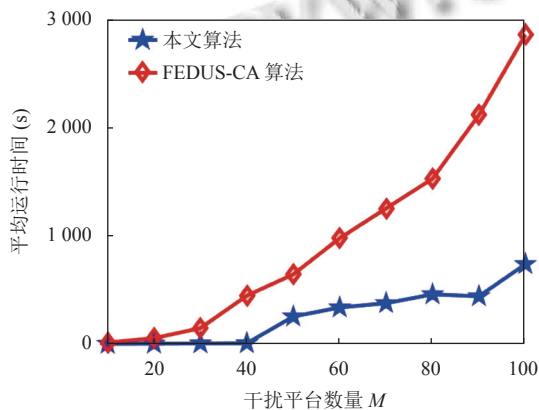


图5 各算法平均运行时间随干扰平台数量的变化曲线

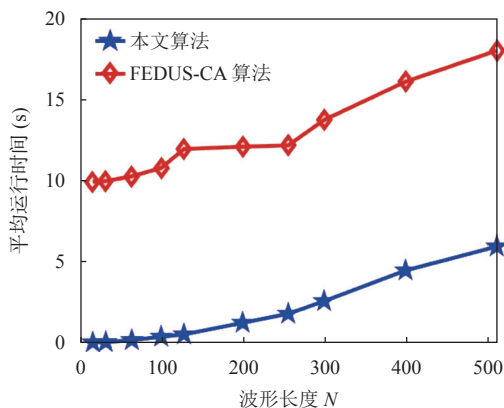


图6 各算法平均运行时间随波形长度的变化曲线

图6设置干扰平台数量为 $M=10$,在各波形长度下对两种算法均运行了50次,并对比了其平均运行时间.通过对比可以发现,尽管在各波形长度下FEDUS-CA

算法的平均运行时间仍高于本文算法,但两种算法运行时间的增长速度基本相似,原因在于计算复杂度中关于 N 的量级相同.这也进一步说明了在平台数量较多的场景下更适合采用本文算法来设计精确干扰波形.

通过图5和图6对比可见,本文算法较FEDUS-CA算法在运行时间上更具优势,解算速度更快,说明本文算法在对具有移动性的作战目标实施干扰时能够实现快速响应.

4 结论

针对现有算法无法快速且有效产生精确干扰波形的问题,本文提出了一种基于MM框架的快速恒模波形设计算法.首先根据精确干扰空间模型和信号模型建立了恒模波形的优化问题;然后根据问题的非凸性,采用MM框架将二次型目标函数转化为一系列可获得闭式解的子问题,通过迭代来近似求解原问题的解,从而获得精确干扰的可用波形;最后通过仿真实验表明,本文算法在精确干扰的能量控制性能和计算效率上均优于现有算法.

参考文献

- 刘玲. 未来电子战展望. 电子信息对抗技术, 2021, 36(6): 30–33, 99. [doi: 10.3969/j.issn.1674-2230.2021.06.007]
- 蒋盘林. 精准电子战技术发展初探. 通信对抗, 2010, (4): 3–6, 10.
- Strategic Technology Office of the US Defense Advanced Research Projects Agency. Precision electronic warfare (PREW). https://californiastatehospital.com/d/otherfiles/PREW_BAA_24_Aug_09.pdf. (2009-08-09)[2022-08-01].
- Shi CG, Wang F, Salous S, et al. Adaptive jamming waveform design for distributed multiple-radar architectures based on low probability of intercept. Radio Science, 2019, 54(1): 72–90. [doi: 10.1029/2018RS006668]
- Gao J, Wu RH, Zhang JD. An adaptive multi-target jamming waveform design based on power minimization. Entropy, 2020, 22(5): 508. [doi: 10.3390/e22050508]
- 赵凡, 金虎. 基于GAN的通信干扰波形生成技术. 系统工程与电子技术, 2021, 43(4): 1080–1088. [doi: 10.12305/j.issn.1001-506X.2021.04.26]
- 陈涛, 张颖, 黄湘松. 基于强化学习的自适应干扰波形设计. 空天防御, 2021, 4(2): 59–66. [doi: 10.3969/j.issn.2096-4641.2021.02.010]
- 王泓霖, 李伟, 郑家毅, 等. 基于Stackelberg模型的弹载雷

- 达和干扰波形设计. 信号处理, 2020, 36(1): 42–49.
- 9 宋聃, 王伟, 熊子源, 等. 超稀疏阵列下基于波形分集的区域能量聚焦技术研究. 电子与信息学报, 2014, 36(5): 1082–1087.
- 10 Grant M, Boyd S. CVX: Matlab software for disciplined convex programming, version 2.1. <http://cvxr.com/cvx>. (2020-01-01)[2022-08-01].
- 11 Löfberg J. YALMIP: A toolbox for modeling and optimization in Matlab. Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Robotics and Automation. Taipei: IEEE, 2004. 284–289.
- 12 Song D, Wang W, Xu ZH, *et al.* Focused energy delivery with protection for precision electronic warfare. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2016, 52(6): 3053–3064. [doi: 10.1109/TAES.2016.150713]
- 13 Zhang KD, Wang J, Zhou QS, *et al.* A fast jamming waveform design method for deployment in precision electronic warfare scenario. Proceedings of the 3rd International Academic Exchange Conference on Science and Technology Innovation. Guangzhou: IEEE, 2021. 402–406.
- 14 Chen SW, Xu CC, Zhang JY. Efficient focused energy delivery with grating lobe mitigation for precision electronic warfare. Signal Processing, 2020, 169: 107409. [doi: 10.1016/j.sigpro.2019.107409]
- 15 Yang ZP, Yang SN, Zhou QS, *et al.* A joint optimization algorithm for focused energy delivery in precision electronic warfare. Defence Technology, 2022, 18(4): 709–721. [doi: 10.1016/j.dt.2021.03.001]
- 16 Yang ZP, Zhou QS, Li ZH, *et al.* Grating lobe suppression in focussed energy delivery for precision electronic warfare. IET Radar, Sonar & Navigation, 2021, 15(11): 1420–1432.
- 17 Li J, Stoica P. MIMO Radar Signal Processing. Hoboken: John Wiley & Sons, 2009. 41–47.
- 18 Jayaprakasam S, Rahim SKA, Leow CY. Distributed and collaborative beamforming in wireless sensor networks: Classifications, trends, and research directions. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 19(4): 2092–2116.
- 19 Mudumbai R, Hespanha J, Madhow U, *et al.* Distributed transmit beamforming using feedback control. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56(1): 411–426. [doi: 10.1109/TIT.2009.2034786]
- 20 Sun Y, Babu P, Palomar DP. Majorization-minimization algorithms in signal processing, communications, and machine learning. IEEE Transactions on Signal Processing, 2017, 65(3): 794–816. [doi: 10.1109/TSP.2016.2601299]
- 21 Tang B, Liu J, Wang H, *et al.* Constrained radar waveform design for range profiling. IEEE Transactions on Signal Processing, 2021, 69: 1924–1937. [doi: 10.1109/TSP.2021.3065830]
- 22 Chen NK, Wei P, Gao L, *et al.* Beampattern synthesis and spectral compatibility based MIMO radar waveform design. Digital Signal Processing, 2021, 118: 103211. [doi: 10.1016/j.dsp.2021.103211]
- 23 Ma YZ, Wei P, Zhang HG, *et al.* Closed-form waveform design for MIMO radar transmit beampattern synthesis via integral equality. IEEE Access, 2020, 8: 96837–96844. [doi: 10.1109/ACCESS.2020.2996676]
- 24 Liu R, Li M, Liu Q, *et al.* Joint waveform and filter designs for STAP-SLP-based MIMO-DFRC systems. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2022, 40(6): 1918–1931. [doi: 10.1109/JSAC.2022.3155501]

(校对责编: 孙君艳)