

## 高频地波雷达稀疏频率波形优化设计

胡 恒\* 贺亚鹏 庄珊娜 朱晓华

(南京理工大学电子工程与光电技术学院 南京 210094)

**摘 要:** 高频地波雷达(High Frequency Surface Wave Radar, HFSWR)面临多种无线通讯系统的同频窄带干扰,发射具有频域稀疏的优化波形能够有效抑制干扰,改善 HFSWR 的检测性能。针对最优干扰抑制稀疏频率波形旁瓣较高及传统波形优化设计算法收敛速度较慢的问题,该文提出一种基于旁瓣约束的稀疏频率波形快速优化设计方法。首先建立了联合优化功率谱密度(Power Spectrum Density, PSD)和积分旁瓣电平(Integrated Sidelobe Level, ISL)的波形设计目标函数。随后提出了一种循环相位共轭梯度最优波形快速求解算法,该算法收敛速度快,运算量低。优化波形能够有效抑制同频窄带干扰,且旁瓣较低,有较强的战场环境适应能力。仿真结果表明了该方法的优越性。

**关键词:** 高频地波雷达; 波形设计; 功率谱密度; 积分旁瓣电平; 循环相位共轭梯度算法

中图分类号: TN958.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)06-1291-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00666

## Sparse Frequency Waveform Design for High Frequency Surface Wave Radar

Hu Heng He Ya-peng Zhuang Shan-na Zhu Xiao-hua

(School of Electronic Engineering and Optoelectronic Technology,

Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

**Abstract:** One of the main objectives of High Frequency Surface Wave Radar (HFSWR) is to adapt the spectrum of transmit waveform to avoid narrowband interferences of wireless communication systems. Sparse frequency waveform that contains several individual clear bands and stop bands is a desirable solution to this problem. Besides spectral requirements, good correlation properties of transmit waveform are also desired in specific applications, such as the range side lobe. Moreover, practical hardware constraints require real-time algorithm which has a fast convergence rate. In this paper, a new penalty function is proposed based on both requirements for the Power Spectrum Density (PSD) and the Integrated Sidelobe Level (ISL). Then, the phase-only conjugate gradient method with very fast convergence rate is proposed to solve this problem. The proposed approach is efficient in computation and flexible in designing waveform. Optimized waveform can effectively suppress narrowband interference and have low ISL. The validity of the proposed method is illustrated by numerical example.

**Key words:** High Frequency Surface Wave Radar (HFSWR); Waveform design; Power Spectrum Density (PSD); Integrated Sidelobe Level (ISL); Cyclic phase-only conjugate gradient method

### 1 引言

工作于高频段(3~30 MHz)的高频地波雷达(High Frequency Surface Wave Radar, HFSWR)利用垂直极化电磁波沿海面传播损耗小的特点,可探测视距外的舰船及低空突防的飞机、导弹等目标,且作用距离可达 300~400 km,能有效覆盖常规微波雷达和天波超视距雷达的监视和引导“盲区”,在军事和民用领域得到了广泛应用<sup>[1-3]</sup>。然而来自广

播电台、民用电台及近海工作的无线通讯系统的强功率同频窄带干扰,严重影响了 HFSWR 系统的目标探测性能。如何根据外界频谱环境,实时高效地抑制窄带干扰已成为 HFSWR 系统亟待解决的重要课题<sup>[4,5]</sup>。

自 20 世纪 90 年代以来,针对窄带干扰在雷达系统中的抑制问题,国内外研究人员提出了一系列的处理方法。一种比较直接的方法是采用零陷滤波器<sup>[6]</sup>,即接收滤波器在干扰所在频带内形成零陷,降低干扰对信号处理系统的影响,但该方法抑制干扰的同时也造成了目标回波能量的损失,且会引起匹

配滤波器(Matched Filter, MF)失配问题, 导致弱小目标无法检测。针对该问题, 文献[7,8]创造性地选取不连续的雷达工作频段合成大带宽来满足高分辨力及抗干扰要求, 解决了零陷滤波器能量损失及MF失配问题。依据这一思路, 文献[9]提出了基于稀疏频率的最优干扰抑制发射和接收波形设计方法, 通过优化设计频域稀疏的发射波形, 可充分利用不连续的频谱而不被其他干扰所影响; 然而最优干扰抑制稀疏频率波形具有旁瓣高的缺陷, 虽然通过加窗能够在一定程度上缓解高旁瓣带来的多目标分辨问题, 但该方法会引起失配信噪比损失及主瓣展宽, 造成邻近目标分辨力下降, 影响HFSWR系统检测性能。文献[10,11]在设计稀疏频率波形时则综合考虑了功率谱和自相关函数性能, 解决了由于MF失配造成的信噪比损失及主瓣展宽问题, 然而其波形设计目标函数仅对功率谱阻带进行了约束, 未考虑通带性能, 而实际雷达工作环境中不存在完全没有干扰的频带, 因此其设计的波形不能与干扰环境充分匹配, 限制了信干噪比(Signal to Interference and Noise Ratio, SINR)的进一步提高。

本文基于稀疏频率波形设计的思想, 提出了一种新的波形优化设计目标函数, 该函数不仅能够灵活地根据外界环境对HFSWR发射波形的通带和阻带性能进行约束, 而且在优化发射波形的功率谱密度(Power Spectrum Density, PSD)的同时对积分旁瓣电平(Integrated Sidelobe Level, ISL)也进行约束, 并能够根据实际应用要求灵活均衡二者优化权重。然后提出了一种循环相位共轭梯度求解方法, 以较快的收敛速度得到最优相位调制波形。优化波形能够有效抑制同频窄带干扰且旁瓣较低, 同时避免了失配处理造成的信噪比损失及主瓣展宽问题, 具有较强的战场环境适应能力, 仿真结果验证了其有效性。

## 2 目标函数建立

设HFSWR基带发射波形经离散化采样后表示为

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_N]^T \quad (1)$$

其中 $N$ 为序列长度,  $T$ 表示转置, 则发射波形的频谱为

$$S(f) = \sum_{n=1}^N s_n e^{-j2\pi f(n-1)T_s} \quad (2)$$

其中 $T_s$ 为采样间隔。在存在窄带干扰的情况下, 为抑制外界干扰, 提高接收信号的信噪比, 获得更大的信息容量, 希望在干扰频带内发射波形的能量尽可能小, 同时非干扰频带内能量可均匀地分布或集

中在某些频带内, 即根据不同频带干扰功率的大小分配不同的信号发射功率<sup>[12]</sup>。本文通过对频带加权实现信号发射功率的优化分配。假设发射波形在频带 $[f_L, f_H]$ 内分布, 其功率谱具有 $N_s$ 个阻带, 其中第 $k$ 个阻带的频带范围为 $[f_{s1,k}, f_{s2,k}]$ , 针对不同的阻带干扰严重程度的不同, 设计波形时对每个阻带分别加权, 权重为 $w_{s,k}$ ; 同时功率谱具有 $N_p$ 个通带, 其中第 $k$ 个通带的频率范围为 $[f_{p1,k}, f_{p2,k}]$ , 同样地, 对不同的通带也可分别加权, 权重为 $w_{p,k}$ , 由此定义发射波功率谱约束的目标函数为

$$P_{\text{PSD}} = \frac{\sum_{k=1}^{N_s} w_{s,k} \int_{f_{s1,k}}^{f_{s2,k}} |S(f)|^2 df}{\sum_{k=1}^{N_p} w_{p,k} \int_{f_{p1,k}}^{f_{p2,k}} |S(f)|^2 df} = \frac{\mathbf{s}^H \mathbf{C} \mathbf{s}}{\mathbf{s}^H \mathbf{R} \mathbf{s}} \quad (3)$$

其中 $H$ 表示共轭转置, 矩阵 $\mathbf{R}$ 和 $\mathbf{C}$ 的第 $m$ 行第 $n$ 列元素分别为

$$c_{mn} = \sum_{k=1}^{N_s} w_{s1,k} \begin{cases} \frac{e^{j2\pi(m-n)f_{s2,k}T_s} - e^{j2\pi(m-n)f_{s1,k}T_s}}{j2\pi(m-n)T_s}, & m \neq n \\ f_{s2,k} - f_{s1,k}, & m = n \end{cases} \quad (4)$$

$$r_{mn} = \sum_{k=1}^{N_p} w_{p1,k} \begin{cases} \frac{e^{j2\pi(m-n)f_{p2,k}T_s} - e^{j2\pi(m-n)f_{p1,k}T_s}}{j2\pi(m-n)T_s}, & m \neq n \\ f_{p2,k} - f_{p1,k}, & m = n \end{cases} \quad (5)$$

仅对式(3)进行优化得到的发射波形具有优异的干扰抑制性能, 但旁瓣较高, 在多目标场景中会导致大目标旁瓣掩盖小目标的主瓣, 严重影响HFSWR的检测性能。在实际雷达系统设计中, 抑制干扰的同时还希望发射波形自相关函数能够有足够低的旁瓣。目前优化旁瓣的准则主要有两种: 峰值旁瓣电平(Peak Sidelobe Level, PSL)和ISL。以PSL为准则优化波形的旁瓣电平将会随着波形长度的增加而增大, 而ISL优化准则通过降低整体旁瓣电平, 减小峰值积分旁瓣电平比(Peak Integrated Sidelobe level Ratio, PISR), 较为稳定<sup>[13]</sup>。因此, 本文采用ISL来衡量发射波形的旁瓣性能。优化波形 $\mathbf{s}$ 的ISL定义为

$$\hat{P}_{\text{ISL}} = \sum_{k=1}^{N-1} |r_k|^2 \quad (6)$$

其中 $r_k$ 为发射波形的自相关函数, 即

$$r_k = \sum_{n=k+1}^N \mathbf{s}_n \mathbf{s}_{n-k}^H, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (7)$$

注意到 $P_{\text{ISL}}$ 是 $\mathbf{s}$ 的四次函数, 在迭代过程中会严重影响优化算法的收敛速度, 根据文献[14]中的讨

论, ISL 的极小化问题可等效为式(8)二次函数的极小化问题:

$$P_{\text{ISL}} = \|\mathbf{A}^H \mathbf{z} - \mathbf{v}\|^2 \quad (8)$$

其中  $\mathbf{A} = \frac{1}{\sqrt{2N}}[\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_{2N}]$ ,  $\mathbf{a}_p = [e^{j\omega_p}, e^{j2\omega_p}, \dots, e^{j2N\omega_p}]^H$ ,  $\omega_p = \frac{2\pi}{2N}p$ ,  $p = 1, \dots, 2N$ ,  $\mathbf{z} = [\mathbf{s}^T, \mathbf{0}_{N \times 1}^T]^T$ ,  $\mathbf{v} = \frac{1}{\sqrt{2}}[e^{j\varphi_1}, e^{j\varphi_2}, \dots, e^{j\varphi_{2N}}]^T$ .

为了在抑制干扰的同时优化发射波形的旁瓣, 即使得  $P_{\text{PSD}}$  和  $P_{\text{ISL}}$  均取得最小。该问题为典型的多目标优化问题, 解决该问题有多种解法, 本文采用经典的加权系数法进行求解。构造联合优化  $P_{\text{PSD}}$  和  $P_{\text{ISL}}$  性能的目标函数为

$$P = \lambda P_{\text{PSD}} + (1 - \lambda)P_{\text{ISL}}, \quad 0 \leq \lambda \leq 1 \quad (9)$$

其中  $\lambda$  为  $P_{\text{PSD}}$  和  $P_{\text{ISL}}$  的折中加权因子, 反映了其重要程度。当  $\lambda$  取 0 或 1 时, 目标函数  $P$  退化为对  $P_{\text{PSD}}$  或  $P_{\text{ISL}}$  的独立优化求解问题。将式(3)和式(8)代入式(9), 得

$$P = \lambda \frac{\mathbf{s}^H \mathbf{C} \mathbf{s}}{\mathbf{s}^H \mathbf{R} \mathbf{s}} + (1 - \lambda) \|\mathbf{A}^H \mathbf{z} - \mathbf{v}\|^2 \quad (10)$$

### 3 波形联合目标函数优化求解

式(10)所示的波形优化目标函数  $P$  是典型的多变量非线性函数。目前, 求解该类目标函数的方法主要有交替牛顿迭代法、循环共轭梯度法、模拟退火法(SA), 粒子群优化法(PSO)等。其中 PSO 早期收敛速度较快, 但到了寻优的后期, 其收敛速度迅速减慢, 且容易收敛到局部极小。SA 通过模拟物理力学系统在降低系统内能时状态变迁这一物理过程实现对复杂多变量目标函数的优化求解, 收敛结果与初始值选取无关, 较好地解决了寻优时陷入局部解的问题, 但收敛速度较慢。交替牛顿迭代法计算过程中需要存储和计算 Hesse 矩阵并求逆, 算法复杂度较高。循环共轭梯度法仅需利用一阶导数信息, 不需要矩阵存储, 且具有较快的收敛速度和二次终止性等优点, 在实际应用中得到了广泛应用。

为充分利用发射机的发射功率, 避免放大器非线性对发射波形的影响及昂贵放大器的使用, 实际应用中发射波形多采用恒模信号(Constant Modulus Sequences, CMS)<sup>[11,14,15]</sup>, 因此选取 CMS 的  $\mathbf{s} = [e^{j\varphi_1}, e^{j\varphi_2}, \dots, e^{j\varphi_N}]^T$  作为优化目标波形并提出一种快速的循环相位共轭梯度法优化求解目标函数。算法通过对目标函数  $P$  中  $\mathbf{s}$  和  $\mathbf{v}$  两个未知变量进行交替迭代优化, 并在计算  $\mathbf{s}$  最优值时引入了相位共轭梯度算法, 达到快速收敛的目的。

根据上述分析, 当  $\mathbf{s}$  固定时, 容易得到,  $\mathbf{v}$  与  $\mathbf{A}^H \mathbf{z}$  同向时  $P$  取得最小值, 即

$$\varphi_k = \arg(f_k), \quad k = 1, \dots, 2N \quad (11)$$

其中

$$\mathbf{f} = \mathbf{A}^H \mathbf{z} = [f_1, f_2, \dots, f_{2N}]^T$$

当  $\mathbf{v}$  固定时, 使得  $P$  取最小值的  $\mathbf{s}$  无解析解, 需要采用优化数值方法求解, 又由于使用 CMS 作为优化目标波形, 因此采用收敛速度较快的相位共轭梯度法对其求解。

相位共轭梯度优化算法最核心的部分是求解目标函数  $P$  的梯度, 但由于  $P$  的前半部分为分数形式, 直接求其梯度较为复杂, 因此通过求取其 Taylor 级数的方法间接求解梯度, 令

$$\left. \begin{aligned} D(\mathbf{s}) &= \mathbf{s}^H \mathbf{C} \mathbf{s} \\ N(\mathbf{s}) &= \mathbf{s}^H \mathbf{R} \mathbf{s} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

则

$$P_{\text{PSD}}(\mathbf{s}) = \frac{D(\mathbf{s})}{N(\mathbf{s})} \quad (13)$$

定义相位扰动矩阵为

$$e^{j\Delta} \triangleq \text{diag}(e^{j\delta_1}, e^{j\delta_2}, \dots, e^{j\delta_N}) \quad (14)$$

其中  $\text{diag}(a_1, a_2, \dots, a_n)$  表示以  $a_1, a_2, \dots, a_n$  为对角元素的  $n$  阶对角矩阵,  $\delta_k$  为足够小的扰动量。式(12)在相位扰动  $e^{j\Delta}$  下的 Taylor 展开式表示为

$$\left. \begin{aligned} D(e^{j\Delta} \mathbf{s}) &= \mathbf{s}^H \left\{ \mathbf{C} - j[\Delta, \mathbf{C}] - \frac{1}{2}[\Delta, [\Delta, \mathbf{C}]] + \dots \right\} \mathbf{s} \\ N(e^{j\Delta} \mathbf{s}) &= \mathbf{s}^H \left\{ \mathbf{R} - j[\Delta, \mathbf{R}] - \frac{1}{2}[\Delta, [\Delta, \mathbf{R}]] + \dots \right\} \mathbf{s} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

其中  $[\cdot, \cdot]$  为李代数乘积, 定义为  $[\mathbf{A}, \mathbf{B}] = \mathbf{A}\mathbf{B} - \mathbf{B}\mathbf{A}$ , 将  $D(e^{j\Delta} \mathbf{s})$  根据倒数函数的级数展开, 得

$$\frac{1}{N(e^{j\Delta} \mathbf{s})} = \frac{1}{\mathbf{s}^H \mathbf{R} \mathbf{s}} + \frac{\mathbf{s}^H \left\{ j[\Delta, \mathbf{C}] + \frac{1}{2}[\Delta, [\Delta, \mathbf{C}]] \right\} \mathbf{s}}{(\mathbf{s}^H \mathbf{R} \mathbf{s})^2} + \dots \quad (16)$$

由式(15)和式(16), 得到  $P_{\text{PSD}}(\mathbf{s})$  关于扰动  $\Delta$  的一阶微分为

$$dP_{\text{PSD}}(\mathbf{s})(\Delta) = -j \frac{\text{tr}[\Delta(\mathbf{C} - \rho(\mathbf{s})\mathbf{R}, \mathbf{s}\mathbf{s}^H)]}{\mathbf{s}^H \mathbf{R} \mathbf{s}} \quad (17)$$

注意到  $[\mathbf{R} - \rho(\mathbf{s})\mathbf{C}, \mathbf{s}\mathbf{s}^H]$  为 skew-Hermite 矩阵, 根据其性质及函数梯度的定义, 得到

$$\nabla P_{\text{PSD}}(\mathbf{s}) = \frac{\text{Im} \text{Diag}[\mathbf{C} - \rho(\mathbf{s})\mathbf{R}, \mathbf{s}\mathbf{s}^H]}{\mathbf{s}^H \mathbf{R} \mathbf{s}} \quad (18)$$

其中  $\text{Im}$  表示取向量的虚部,  $\text{Diag}(\mathbf{A})$  表示矩阵  $\mathbf{A}$  的对角元所形成的列向量。

则目标函数  $P$  的梯度可表示为

$$\begin{aligned} \nabla P &= \lambda \nabla P_{\text{PSD}} + (1 - \lambda) \nabla P_{\text{ISL}} \\ &= \lambda \frac{\text{Im} \text{Diag}[\mathbf{C} - \rho(\mathbf{s})\mathbf{R}, \mathbf{s}\mathbf{s}^H]}{\mathbf{s}^H \mathbf{R} \mathbf{s}} \\ &\quad + 2(1 - \lambda) \text{Im}(\text{diag}(\mathbf{s}^H)(\mathbf{A}_1 \mathbf{s} - \mathbf{b})) \end{aligned} \quad (19)$$

其中  $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}\mathbf{A}^H(1:N, 1:N)$ ,  $\mathbf{b} = \mathbf{A}\mathbf{v}(1:N)$ 。  $\mathbf{A}(n_1:n_p, m_1:m_p)$  表示由  $\mathbf{A}$  的第  $n_1 \sim n_p$  行和第  $m_1 \sim m_p$  列组成的子矩阵。

根据式(11)和式(19), 则采用循环相位共轭梯度算法优化求解基于积分旁瓣约束的 HFSWR 稀疏频率波形步骤如下:

步骤 1 设  $i = 0$ , 任意选取  $\mathbf{s}$  的初始值  $\mathbf{s}_0$ , 根据 HFSWR 实际应用环境适当选取  $\lambda$ , 设置迭代终止阈值  $\varepsilon$ 。

步骤 2 根据式(11)求解  $\mathbf{v}_0$ , 式(19)求解搜索方向  $\mathbf{h}_0 = -\mathbf{g}_0 = -\nabla P(\mathbf{s}_0)$ 。

步骤 3 1 维搜索求解迭代步长  $\beta_i$ , 使得  $P(e^{j\beta_i \text{diag}(\mathbf{h}_i)} \mathbf{s}_i) = \min(P(e^{j\beta \text{diag}(\mathbf{h}_i)} \mathbf{s}_i))$ , 若满足条件  $|P(e^{j\beta_i \text{diag}(\mathbf{h}_i)} \mathbf{s}_i) - P(\mathbf{s}_i)| < \varepsilon$ , 则循环终止, 反之, 令  $\mathbf{s}_{i+1} = e^{j\beta_i \text{diag}(\mathbf{h}_i)} \mathbf{s}_i$ 。

步骤 4 根据式(11)求解  $\mathbf{v}_{i+1}$ , 式(19)求解梯度  $\mathbf{g}_{i+1} = \nabla P(\mathbf{s}_{i+1})$ 。

步骤 5 计算搜索方向  $\mathbf{h}_{i+1} = -\mathbf{g}_{i+1} + \gamma_i \mathbf{h}_i$ , 式

步骤 6 中  $\gamma_i = \frac{(\mathbf{g}_{i+1} - \mathbf{g}_i)^T \mathbf{g}_{i+1}}{\|\mathbf{g}_i\|^2}$ 。

步骤 7  $i = i + 1$ , 循环迭代步骤 3 至步骤 5, 直到优化波形满足终止条件。

#### 4 仿真结果及分析

为验证本文算法有效性, 假设 HFSWR 工作在 4.11~4.82 MHz 波段, 根据文献[16]测试结果, 该频带内有 6 个可用频带, 分别为(单位: MHz)4.11~4.14, 4.26~4.27, 4.29~4.31, 4.37~4.39, 4.46~4.48, 4.51~4.82。设采样频率  $f_s = 710$  kHz, 波形时宽  $T = 400$   $\mu$ s, 因此波形的采样点数  $N = Tf_s = 284$ 。下文分别从旁瓣抑制能力, 不同  $\lambda$  对最优波形设计的影响, 算法收敛速度和优化波形在存在干扰环境下实际处理效果 4 个方面对本文提出的 HFSWR 波形优化算法进行数值仿真, 以验证其有效性和优越性。为方便进行比较, 实验 1 到实验 3 的阻带权重  $w_{s,k}$  和

通带权重  $w_{p,k}$  均取为 1, 实验 4 的阻带权重  $w_{s,k}$  设为 1, 通带权重  $w_{p,k}$  取为带内干扰功率的倒数, 干扰功率分别为 [0.2, 0.8, 0.1, 0.9, 0.4, 0.7]。

**实验 1** 旁瓣抑制能力。根据上述假设条件, 采用本文算法和文献[9]中提出算法优化波形的 PSD 和自相关函数(AutoCorrelation Function, ACF)性能如图 1 所示。经过数值计算得到, 两种算法优化波形的 PISR 分别为 1.34 dB 和 -1.87 dB, 通带平均功率比阻带平均功率分别高出 22.7 dB 和 23.2 dB。可看出在得到近似的 PSD 性能时, 本文提出算法具有更好的旁瓣抑制能力, 提高了 HFSWR 的检测性能。

**实验 2** 不同  $\lambda$  对最优波形设计的影响。为验证选取不同  $\lambda$  值对 HFSWR 优化波形的影响, 图 2 分别将  $\lambda = 0.5$  和  $\lambda = 0.9$  优化波形的 PSD 和 ACF 性能进行对比。其中  $\lambda = 0.5$  时 PISR 为 4.79 dB, 优于  $\lambda = 0.9$  时的 1.34 dB, 但通带平均功率比阻带平均功率只高出 12.3 dB, 小于  $\lambda = 0.9$  时的 22.7 dB, 这是由于  $\lambda$  取值越大, 对  $P_{\text{PSD}}$  的权重越大, 优化波形具有更优的 PSD, 即优化结果的 PSD 性能越好; 反之,  $\lambda$  取值越小, 对  $P_{\text{ISL}}$  的权重越大, 优化波形具有更优的 ISL, 即优化结果的 ISL 性能越好。通过实验, 这一结论得到了验证。调整  $\lambda$  的取值, 可以灵活地改变设计波形的 PSD 和 ACF 性能, 但一种性能的提高是以其他性能的下降为代价的, 发射波形 ISL 的降低会影响波形的 PSD 性能, 使其不能与环境完全匹配, 带来一定的信噪比损失。在实际应用中, 应根据实际情况配置  $\lambda$  的大小, 以满足具体环境和任务要求。

**实验 3** 算法收敛速度对比。为验证本文提出算法在优化 HFSWR 发射波形收敛速度快的特点, 将本文算法, 文献[9]中算法及文献[10]中采用的 PSO 算法在计算发射波形过程中式(10)的收敛情况绘于图 3 中。其中 PSO 算法参数选取同文献[10]: 群体规模为 100, 惯性权重为 1, 加速常数为 2。从

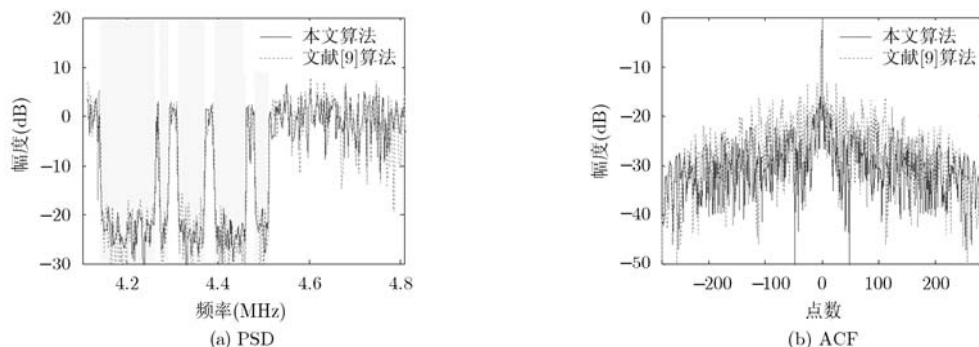


图1  $\lambda = 0.9$  时 PSD 和 ACF 性能

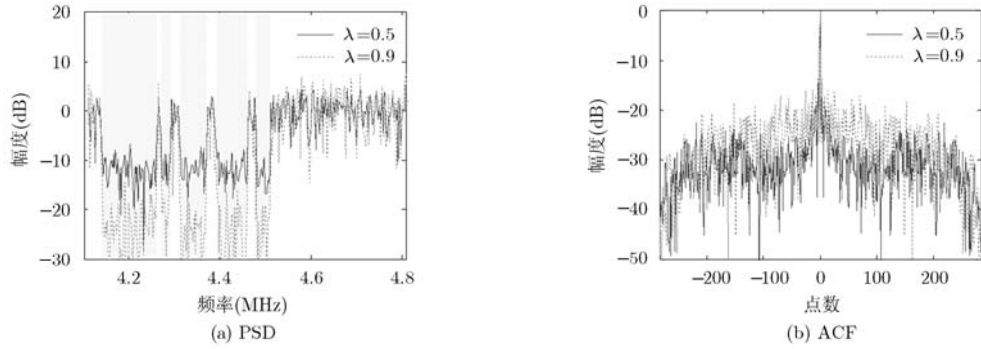


图 2  $\lambda = 0.5$  和  $\lambda = 0.9$  时 PSD 和 ACF 性能

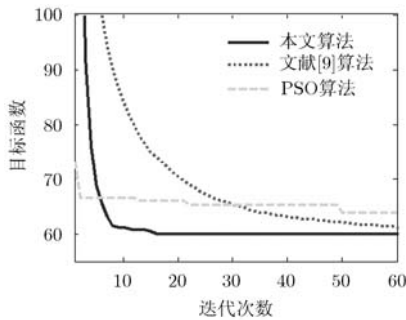


图 3 不同算法目标函数随迭代次数的变化

图 3 中可以看出，本文算法在 20 次迭代后就可收敛至最优结果，文献[9]中算法在 50 次迭代后逼近最优结果，而 PSO 算法在迭代早期收敛速度很快，但后期收敛速度迅速减慢，容易收敛到局部最优。

实验 4 干扰环境下优化波形多目标 MF 输出

对比。为验证本文设计波形对干扰抑制的实际效果，将窄带干扰引入回波，对比线性调频信号(LFM)，随机相位编码信号(RPC)，文献[9]，文献[10]，文献[11]算法优化波形和本文算法优化波形 MF 输出结果。假设在第[10,30,70]个距离门内存在 3 个目标，RCS 分别为[1,4,1.5]，回波的 SINR 为-20 dB，各信号脉冲压缩输出结果如图 4 所示，图中虚线位置处为目标真实所在位置。可以看出，LFM 和 RPC 由于没有针对窄带干扰进行抑制，仅能分辨出 RCS 大的目标，RCS 较小的目标完全被干扰淹没，无法检测。文献[9]算法优化波形虽能在一定程度上抑制窄带干扰，但其旁瓣较高，无法检测出大目标附近的小目标。文献[10]和文献[11]算法优化波形虽综合考虑了功率谱和自相关函数性能，但由于只考虑对阻带加权而未对环境通带进行匹配，影响了 SINR 的进一步提高，且文献[10]中的 PSO 算法易收敛到

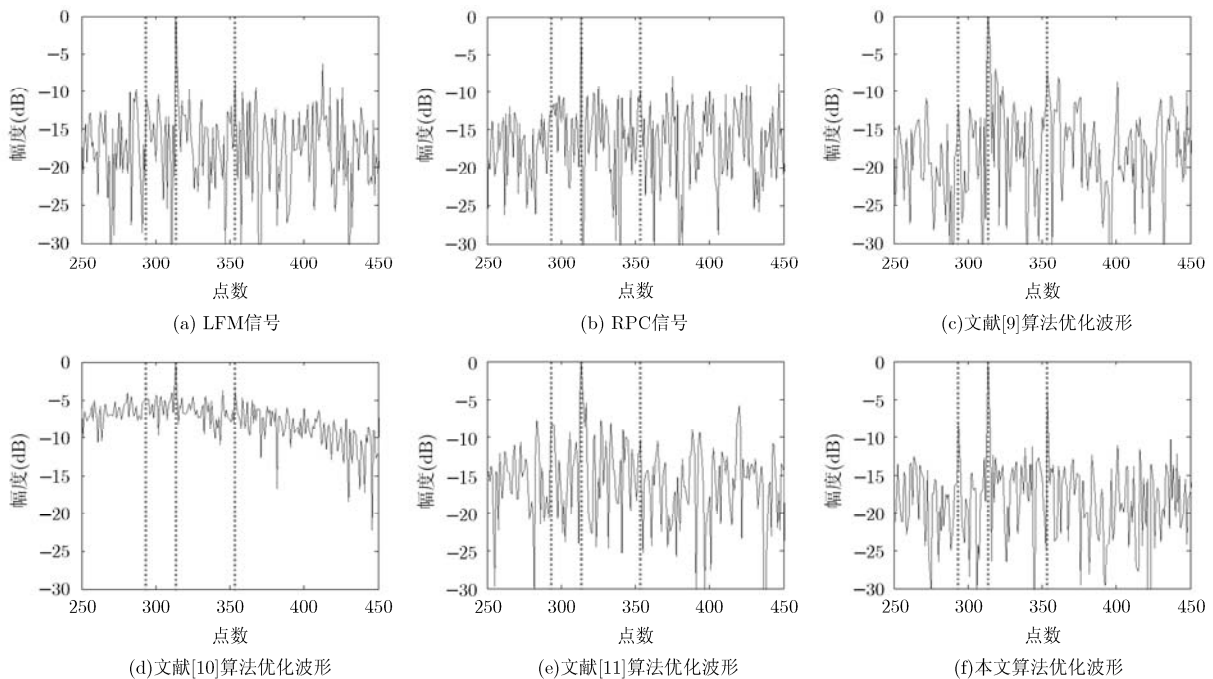


图 4 存在干扰时不同信号脉冲压缩输出结果

局部最优,严重影响优化效果。而本文提出算法能够针对外界干扰,对各个通带和阻带分别加权,并能够均衡优化 PSD 和 ACF 性能,在抑制干扰的基础上还能很好地控制发射波形的 ISL,脉冲压缩后仍然能够较好地检测目标。

## 5 结论

利用频域稀疏波形抑制窄带干扰以提高日益复杂的雷达战场适用能力是一种新思路,且发射波形的自相关函数对雷达检测性能也至关重要。本文提出的波形优化设计算法能够在 PSD 性能优势损失较小的前提下明显改善波形的 ACF 性能,并能够根据实际战场环境灵活优化平衡二者关系。随后提出的循环相位共轭梯度算法具有收敛速度快,运算量较小的特点,仅需很少的迭代次数即可得到最优恒模相位编码波形,适合实际工程应用。与传统雷达采用的线性调频,随机相位编码信号相比,优化波形具有更优良的多目标检测性能。

## 参考文献

- [1] Grosdidier S, Baussard A, and Khenchaf A. HFSW radar model: simulation and measurement [J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2010, 48(9): 3539-3549.
  - [2] Gupta A and Fickenscher T. Correlation based novel detection scheme for HF surface wave radar [C]. Microwave Conference, Darmstadt, Germany, March 14-16, 2011: 1-4.
  - [3] Maresca S, Greco M, Gini F, et al. The HF surface wave radar WERA Part II: spectral analysis of recorded data [C]. 2010 IEEE International Radar Conference, Washington, DC, USA, May 10-14, 2010: 969-974.
  - [4] Guo X, Sun H B, and Yeo T S. Interference cancellation for high-frequency surface wave radar [J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2008, 46(7): 1879-1891.
  - [5] Wang W and Wyatt L R. Radio frequency interference cancellation for sea-state remote sensing by high-frequency radar[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2011, 5(4): 405-415.
  - [6] Song T L, Musicki D, and Sol D K. Target tracking with target state dependent detection [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(3): 1063-1074.
  - [7] Green S D and Kingsley S P. Improving the range/time sidelobes of large bandwidth discontinuous spectra HF radar waveforms[C]. Seventh International Conference on HF Radio Systems and Techniques, Nottingham, UK, July 7-10, 1997: 246-250.
  - [8] Kutuzov V M. Synthesis of non-regular multitone signals and algorithms of their processing[C]. International Conference on Signal Processing, Beijing, China, October 14-18, 1996: 813-816.
  - [9] Lindenfeld M J. Sparse frequency transmit-and-receive waveform design[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2004, 40(3): 851-861.
  - [10] Wang G H and Lu Y L. Sparse frequency transmit waveform design with soft power constraint by using PSO algorithm [C]. 2008 IEEE International Radar Conference, Rome, Italy, May 26-30, 2008: 1-4.
  - [11] Wang G H and Lu Y L. Designing single/multiple sparse frequency waveforms with sidelobe constraint [J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2011, 5(1): 32-38.
  - [12] Zhang W S and Yang L Q. Communications-inspired sensing: a case study on waveform design [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(2): 792-803.
  - [13] Deng H. Polyphase code design for orthogonal netted radar systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(11): 3126-3135.
  - [14] Stoica P, He H, and Li J. New algorithms for designing unimodular sequences with good correlation properties[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(4): 1415-1425.
  - [15] Pillai S U, Li K Y, Zheng R C, et al. Design of unimodular sequences using generalized receivers[C]. 2010 IEEE International Radar Conference, Washington DC, USA, May 10-14, 2010: 729-734.
  - [16] Leong H W and Dawe B. Channel availability for east coast high frequency surface wave radar systems[R]. Defence Research Establishment Ottawa, November 2001.
- 胡 恒: 男, 1985 年生, 博士生, 研究方向为认知雷达、雷达波形设计、雷达信号处理等。
- 贺亚鹏: 男, 1984 年生, 博士生, 研究方向为新型雷达系统设计、雷达信号处理、阵列信号处理等。
- 庄珊珊: 女, 1985 年生, 博士生, 研究方向为自适应波形设计与多载波雷达信号处理。
- 朱晓华: 男, 1966 年生, 教授, 研究方向为雷达系统理论与技术、雷达信号理论与应用、高速实时数字信号处理等。