

组网雷达低自相关旁瓣和互相关干扰的稀疏频谱波形设计方法

周宇* 张林让 赵珊珊

(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: 组网雷达在提高目标检测、跟踪和抗干扰性能方面表现出巨大潜力,但也存在高自相关距离旁瓣和各节点雷达间波形的互相关干扰问题,同时还面临工作频段拥塞问题,尤其是工作在高频(HF)至超高频(UHF)的宽带组网雷达。针对上述问题,该文在信号恒模约束下,建立联合优化功率谱密度(Power Spectrum Density, PSD),以及自相关和互相关函数积分旁瓣电平(Integrated Sidelobe Level, ISL)的波形设计目标函数。利用离散傅里叶变换性质和特征子空间分解,提出一种低运算复杂度的循环迭代算法求解该目标函数。仿真结果表明,优化后各节点雷达发射波形具有稀疏频谱特性,同时还具有低自相关和互相关干扰旁瓣,所提算法具有较高的运算效率。

关键词: 组网雷达; 稀疏频谱; 积分旁瓣电平; 波形设计; 相关函数

中图分类号: TN958.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)06-1394-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.00702

Sparse Frequency Waveforms Design with Low Correlation Sidelobes for Netted Radar

Zhou Yu Zhang Lin-rang Zhao Shan-shan

(National Key Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Netted radar systems show great potential in improving the performance of radar detection, tracking and interference suppression. However, the systems suffer high auto-correlation and cross-correlations of transmitted waveforms. Meanwhile, they also have to face the congested spectrum environment, especially when some radars in the net working on High Frequency (HF) to Ultra High Frequency (UHF) band. To solve this issue, a new method for designing sparse frequency unimodular waveform with low range side lobes is proposed, which minimizes a new effective penalty function based on both requirements for the Power Spectrum Density (PSD) and Integrated Sidelobe Level (ISL). An iterative algorithm based on FFT and subspace decomposition is proposed. The numerical examples show that the proposed approach is efficient in computation and flexible in designing sparse frequency waveform with low auto-correlation and cross-correlations.

Key words: Netted radar; Sparse frequency; Integrated Sidelobe Level (ISL); Waveform design; Correlation function

1 引言

组网雷达能够从多视角对目标进行观测,不仅增强了对目标的时间和空间覆盖,而且通过波形分集技术获得灵活空域和频域特性,因此在提高目标检测、跟踪性能和抗干扰方面具有很大的潜力,受到广泛关注^[1]。但是,组网雷达系统存在波形高自相关距离旁瓣和各节点雷达间波形的互相关干扰问题^[2]。同时组网雷达也同样面临频段拥塞问题,尤其是工作在 HF, VHF 和 UHF 等频段的宽带组网雷达^[3-5],其工作频段常受到通信、导航等应用保留

频带的限制^[5-9]。雷达工作频段内的通讯设备、广播电视网以及其它辐射设备会带来电磁信号干扰,从而影响组网雷达的目标检测和跟踪性能。随着任意波形产生器等硬件设备的发展,如何通过波形设计提高组网雷达在上述拥塞频段的频谱利用率以及综合抗干扰能力逐渐成为研究的热点。

针对雷达工作频谱拥塞问题,一种较直接的方法是在雷达信号接收端设计滤波器,在干扰所在频段内形成零陷以降低干扰对系统的影响。但该方法在抑制干扰的同时也造成了目标回波能量的损失,且会引起匹配滤波失配的问题,导致弱小目标无法检测。Lindenfeld 则将“零陷”思路扩展到信号发射端^[10],基于单基地雷达系统采用最速下降法设计了频谱稀疏的波形,使发射信号频谱在保留频段和

2013-05-21 收到, 2014-01-08 改回

国家自然科学基金(61001213, 61301285)和中央高校基本科研业务费专项资金(K50511020023)资助课题

*通信作者: 周宇 zhouyu@mail.xidian.edu.cn

干扰频带处形成陷波; 并基于优化后的波形, 设计时域失配滤波器降低距离旁瓣。但是该方法收敛速度较慢, 并且接收滤波器约束主瓣为常数时, 积分旁瓣电平最小化的时域失配滤波器输出仍存在峰值旁瓣电平较高的问题。文献[6-9]的工作表明稀疏频率设计能够解决频段拥塞问题, 但是加重了波形高距离旁瓣的问题, 对于组网雷达也增加了节点雷达间波形的互相关干扰。为降低波形积分旁瓣, He 等人^[1]提出了 CAN(Cyclic Algorithm New)和加权 CAN 算法, 设计出具有低旁瓣特征的恒模波形序列^[2], 并将算法分别扩展到 MIMO 雷达波形设计^[3]和单基地雷达频率零陷设计^[4]中。文献[7]则在波形设计时综合考虑了功率谱和自相关函数性能, 能够同时获得稀疏频谱和较低的旁瓣, 但是算法中求解共轭梯度的计算复杂度随码元长度和节点雷达数量增加而快速增长, 因此在组网雷达中算法的运算效率不理想。

针对以上问题, 本文基于组网雷达系统提出一种稀疏频谱的恒模波形设计方法。综合考虑组网雷达系统面临的频谱限制, 以及降低组网雷达发射波形的自相关和互相关函数旁瓣的要求, 首先建立联合优化功率谱密度(PSD)和积分旁瓣电平(ISL)的波形设计目标函数, 使各节点雷达发射波形具有稀疏频谱特性, 同时获得低自相关旁瓣和互相关干扰; 然后提出一种基于离散傅里叶变换和子空间分解的循环迭代算法求解该目标函数。仿真结果表明, 优化产生波形能够提高组网雷达在多频段限制中的频谱利用率, 具有较低的自相关和互相关旁瓣, 同时算法具有较高的运算效率。

2 目标函数建立

假设宽带组网雷达系统中有 M 部节点雷达, 均工作于频段 $[f_L, f_H]$ 内, 发射波形为恒模相位调制信号, 时宽为 τ 。根据奈奎斯特定律, 对每部雷达以 $f_s > (f_H - f_L)$ 采样得到 $N = \lceil \tau f_s \rceil$ 个采样点, 符号 $\lceil \cdot \rceil$ 表示取整运算, 则整个系统的发射波形集合可表示为

$$\mathbf{S} = [s_1, s_2, \dots, s_M], \quad s_m = [s_{m1}, s_{m2}, \dots, s_{mN}]^T, \\ s_{mn} = e^{j\varphi_{mn}}, \quad m = 1, 2, \dots, M; \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (1)$$

为了回避其它应用占用频段和抑制窄带干扰, 希望组网雷达系统在这些频段内发射波形的能量尽可能小, 形成发射信号频率陷波。因此波形优化的目标函数首先要在频域对发射波形的能量进行约束。式(1)中第 m 个雷达发射波形的离散时间傅里叶变换为

$$S_m(f) = \sum_{n=1}^N s_{mn} e^{-j2\pi f(n-1)} \quad (2)$$

假设在发射波形 s_m 工作频带范围 $[f_{k1}, f_{k2}]$ 内, 希望功率谱回避 N_s 个频段, 其中第 k 个凹口的频带范围为 $[f_{k1}, f_{k2}]$, 权重为 $w_k > 0$ 。随着 N_s 的增大, 雷达工作频谱逐渐变得稀疏。第 m 个雷达的第 k 个频率陷波能量为

$$\int_{f_{k1}}^{f_{k2}} |S_m(f)|^2 df = \int_{f_{k1}}^{f_{k2}} \left| \sum_{n=1}^N s_{mn} e^{-j2\pi f(n-1)} \right|^2 df \\ = \sum_{p=1}^N \sum_{q=1}^N s_{mp}^* \left[\int_{f_{k1}}^{f_{k2}} e^{-j2\pi f(p-q)} df \right] s_{mq} \quad (3)$$

则整个组网雷达系统需要约束的发射波功率谱目标函数为

$$J_1 = \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^{N_s} w_k \int_{f_{k1}}^{f_{k2}} |S_m(f)|^2 df \\ = \sum_{m=1}^M \sum_{p=1}^N \sum_{q=1}^N s_{mp}^* \left[\sum_{k=1}^{N_s} w_k \int_{f_{k1}}^{f_{k2}} e^{-j2\pi f(p-q)} df \right] s_{mq} \\ = \sum_{m=1}^M \mathbf{s}_m^H \mathbf{R} \mathbf{s}_m \quad (4)$$

其中 \mathbf{R} 为 $N \times N$ 的矩阵, 其第 (p, q) 个元素为

$$R_{pq} = \sum_{k=1}^{N_s} w_k \int_{f_{k1}}^{f_{k2}} e^{-j2\pi f(p-q)} df \\ = \sum_{k=1}^{N_s} w_k \begin{cases} \frac{e^{-j2\pi f_{k2}(p-q)} - e^{-j2\pi f_{k1}(p-q)}}{j2\pi(p-q)}, & p \neq q \\ f_{k2} - f_{k1}, & p = q \end{cases} \quad (5)$$

对目标函数 J_1 优化可以使组网雷达的发射波形在干扰所在频带形成凹陷, 具有较好的干扰抑制性能, 但系统内波形自相关和互相关旁瓣较高。自相关旁瓣较高会导致多目标场景中能量强的目标旁瓣淹没临近弱小目标, 而较高互相关则会影响各节点雷达的匹配滤波性能, 因此还需要优化发射波形集 \mathbf{S} 的自相关函数(Auto-Correlation Function, ACF)和互相关函数(Cross-Correlation Function, CCF)的旁瓣。根据文献[6,15]对峰值旁瓣电平(Peak Sidelobe Level, PSL)和 ISL 准则的对比分析, 本文采用 ISL 为准则联合优化 ACF 和 CCF。组网雷达发射波形集 \mathbf{S} 的相关函数为

$$r_{m_1 m_2}(l) = \sum_{k=l+1}^N s_{m_1}(k) s_{m_2}^*(k-l) = r_{m_1 m_2}^*(-l), \\ l = 0, 1, \dots, N-1; \quad m_1, m_2 = 1, 2, \dots, M \quad (6)$$

式中 m_1, m_2 为发射波形在 \mathbf{S} 中的序号, 在当 $m_1 = m_2$ 时, 式(6)变为第 m_1 个波形的自相关函数。可通过对如下目标函数最小化来降低组网雷达自相关旁瓣和互相关干扰。

$$\begin{aligned} \text{ISL} = & \sum_{m=1}^M \sum_{l=-N+1, l \neq 0}^{N-1} |r_{mm}(l)|^2 \\ & + \sum_{m_1=1}^M \sum_{m_2=1, m_1 \neq m_2}^M \sum_{l=-N+1}^{N-1} |r_{m_1 m_2}(l)|^2 \end{aligned} \quad (7)$$

式(6)的协方差矩阵形式可表示为

$$\mathbf{Q}_l = \begin{bmatrix} r_{11}(l) & r_{12}(l) & \cdots & r_{1M}(l) \\ r_{21}(l) & r_{22}(l) & \cdots & r_{2M}(l) \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ r_{M1}(l) & r_{M2}(l) & \cdots & r_{MM}(l) \end{bmatrix}, \quad l = -N+1, -N+2, \dots, 0, \dots, N-1 \quad (8)$$

则式(7)的优化函数可表示为^[12]

$$J_2 = \sum_{l=-N+1}^{N-1} \|\mathbf{Q}_l - N\mathbf{I}_M \delta_l\|^2 \quad (9)$$

其中 $\|\cdot\|$ 表示Frobenius范数, δ_l 是Kronecker Delta函数。

根据帕斯瓦尔定律, 可以得到

$$\begin{aligned} J_2 &= \sum_{l=-N+1}^{N-1} \|\mathbf{Q}_l - N\mathbf{I}_M \delta_l\|^2 \\ &= \frac{1}{2N} \sum_{p=1}^{2N} \|\Phi(w_p) - N\mathbf{I}_M\|^2, \quad w_p = \frac{2\pi}{2N} p \end{aligned} \quad (10)$$

其中 $\Phi(w)$ 为 \mathbf{Q}_l 的离散功率谱密度函数为

$$\Phi(w) = \sum_{l=-(N-1)}^{N-1} \mathbf{Q}_l e^{-jwl} \quad (11)$$

则基于文献[8]的讨论, 目标函数 J_2 可近似等效为式(12)的形式:

$$\tilde{J}_2 = \left\| \mathbf{A}^H \begin{bmatrix} \mathbf{S} \\ \mathbf{0}_{N \times M} \end{bmatrix} - \mathbf{V} \right\|^2 \quad (12)$$

其中离散傅里叶变换矩阵为 $\mathbf{A} = \frac{1}{\sqrt{2N}} [\boldsymbol{\alpha}_1, \boldsymbol{\alpha}_2, \dots,$

$\boldsymbol{\alpha}_{2N}]_{2N \times 2N}$, $\boldsymbol{\alpha}_p = [e^{jw_p}, e^{j2w_p}, \dots, e^{j2Nw_p}]^T$; 变换后的期望波形矩阵为 $\mathbf{V} = \frac{1}{\sqrt{2}} [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_{2N}]^T$, $\mathbf{v}_p = [e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_M}]^T$ 。因此, 对组网雷达系统同时进行稀疏频谱, 低自相关和互相关旁瓣优化的目标函数表示如式(13), 可以通过设定 $0 \leq \lambda \leq 1$ 的值, 控制优化目标函数中两部分的权重。

$$\begin{aligned} J &= \lambda J_1 + (1-\lambda) \tilde{J}_2 = \lambda \sum_{m=1}^M \mathbf{s}_m^H \mathbf{R} \mathbf{s}_m \\ &+ (1-\lambda) \left\| \mathbf{A}^H \begin{bmatrix} \mathbf{S} \\ \mathbf{0}_{N \times M} \end{bmatrix} - \mathbf{V} \right\|^2 \end{aligned} \quad (13)$$

3 目标函数循环迭代求解算法

求解式(13)不能直接采用文献[12]中的循环算

法, 因为对于固定的 \mathbf{V} , 无法直接获得 \mathbf{S} 的闭式解。文献[7]中提出结合最速下降法的迭代算法, 沿共轭梯度方向进行搜索, 能够加快算法收敛速度, 但是存在两个问题: (1)算法优化结果依赖于初始值, 易陷入局部最优解; (2)求解共轭梯度的计算复杂度随码元长度和节点雷达数量增加而增长较快。本文则是通过对矩阵 \mathbf{R} 进行子空间分解, 提出一种循环迭代算法, 该算法运算效率高, 计算复杂度不随码元长度和节点雷达数量增加而显著变化。通常情况下 \mathbf{R} 是秩亏损的, 假定 $\text{rank}(\mathbf{R}) = \tilde{N} < N$, 对 \mathbf{R} 进行特征值分解得到 $\mathbf{R} = \mathbf{U} \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{U}^H$ 。由 $(N - \tilde{N})$ 个小特征对应的特征向量构成矩阵 \mathbf{B} , 则目标函数 J_1 可等效为

$$\tilde{J}_1 = \sum_{m=1}^M \|\mathbf{s}_m - \mathbf{B} \boldsymbol{\gamma}_m\|^2 \quad (14)$$

其中 $\boldsymbol{\gamma}_m = [\gamma_{m1}, \gamma_{m2}, \dots, \gamma_{m\tilde{N}}]^H$ 为辅助变量, 假定 $\boldsymbol{\gamma} = [\boldsymbol{\gamma}_1, \boldsymbol{\gamma}_2, \dots, \boldsymbol{\gamma}_M]$ 。由上述过程看出, 可根据组网雷达系统所处环境的频谱特征离线构造矩阵 \mathbf{B} , 这样特征值分解不会成为波形设计算法的运算负担。由式(1), 各节点雷达发射波形 \mathbf{s}_m 是恒模的, 则求解波形集 \mathbf{S} 的优化问题可进一步表示为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{s}, \boldsymbol{\gamma}, \mathbf{V}} \tilde{J}(\mathbf{S}, \boldsymbol{\gamma}, \mathbf{V}) &= \lambda \sum_{m=1}^M \|\mathbf{s}_m - \mathbf{B} \boldsymbol{\gamma}_m\|^2 \\ &+ (1-\lambda) \left\| \mathbf{A}^H \begin{bmatrix} \mathbf{S} \\ \mathbf{0}_{N \times M} \end{bmatrix} - \mathbf{V} \right\|^2, \\ \text{s.t. } &|\mathbf{s}_{mm}| = 1 \end{aligned} \quad (15)$$

通过上述等效变换过程, 我们可以采用循环迭代方法解决式(15)的优化问题, 该式中有3个变量, 每一次迭代过程中固定其中两个变量, 求解第3个变量。

(1)固定变量 \mathbf{S} 和 \mathbf{V} , 则 $\tilde{J}(\mathbf{S}, \boldsymbol{\gamma}, \mathbf{V})$ 变为以 $\boldsymbol{\gamma}_m$ 为变量的二次函数, 式(15)的前半部分变成典型的最小二乘问题^[16], 可直接得到最小二乘解为

$$\boldsymbol{\gamma}_m = (\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{s}_m, \quad m = 1, 2, \dots, M$$

由于矩阵 \mathbf{B} 由 \mathbf{R} 的特征向量构成, 有 $\mathbf{B}^H \mathbf{B} = \mathbf{I}$ 。因此, 使 $\tilde{J}(\mathbf{S}, \boldsymbol{\gamma}, \mathbf{V})$ 最小的 $\boldsymbol{\gamma}_m$ 为

$$\boldsymbol{\gamma}_m = \mathbf{B}^H \mathbf{s}_m, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (16)$$

(2)固定变量 \mathbf{S} 和 $\boldsymbol{\gamma}$ 的情况, $\tilde{J}(\mathbf{S}, \boldsymbol{\gamma}, \mathbf{V})$ 的取值只与式(15)的第2部分有关, 结合式(12)中 \mathbf{V} 的形式, 可得

$$\mathbf{v}_p = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\mathbf{c}_p}{\|\mathbf{c}_p\|}, \quad p = 1, 2, \dots, 2N \quad (17)$$

其中 \mathbf{c}_p 是 $\mathbf{A}^H \begin{bmatrix} \mathbf{S} \\ \mathbf{0}_{N \times M} \end{bmatrix}$ 的第 p 行元素。

(3)固定变量 \mathbf{V} 和 $\boldsymbol{\gamma}$, 由于矩阵 \mathbf{A} 是单位离散傅

里叶变换矩阵, 有 $\mathbf{A}\mathbf{A}^H = \mathbf{I}_{2N \times 2N}$, 从而有

$$\left\| \begin{bmatrix} \mathbf{A}^H \\ \mathbf{0}_{N \times M} \end{bmatrix} \mathbf{S} - \mathbf{V} \right\|^2 = \left\| \begin{bmatrix} \mathbf{S} \\ \mathbf{0}_{N \times M} \end{bmatrix} - \mathbf{A}\mathbf{V} \right\|^2 \quad (18)$$

结合 γ 的定义, 式(15)中的目标函数变为

$$\min_{\mathbf{S}, \gamma, \mathbf{V}} \tilde{J}(\mathbf{S}, \gamma, \mathbf{V}) = \lambda \|\mathbf{S} - \mathbf{B}\gamma\|^2 + (1 - \lambda) \left\| \begin{bmatrix} \mathbf{S} \\ \mathbf{0}_{N \times M} \end{bmatrix} - \mathbf{A}\mathbf{V} \right\|^2 \quad (19)$$

进一步可以得到

$$\tilde{J}(\mathbf{S}, \gamma, \mathbf{V}) = \text{const.} - 2 \text{Re}[\mathbf{S}^H (\lambda \mathbf{d}_1 + (1 - \lambda) \mathbf{d}_2)] \quad (20)$$

其中 const 表示常数, $\mathbf{d}_1 = \mathbf{B}\gamma$; 而 \mathbf{d}_2 则由 $\mathbf{A}\mathbf{V}$ 前 N 行元素构成。基于波形恒模假设, 则使式(20)最小的组网雷达系统发射波形矩阵 \mathbf{S} 为式(21), 符号 $\arg\{\cdot\}$ 表示取相位运算。

$$\mathbf{S} = \exp(j \arg \{ \lambda \mathbf{d}_1 + (1 - \lambda) \mathbf{d}_2 \}) \quad (21)$$

综合上述分析, 最终得到如下波形设计步骤:

- 步骤 1 随机产生恒模发射信号 \mathbf{S} 的初始信号集;
- 步骤 2 根据离线计算得到的 \mathbf{B} , 由式(16)计算得到 γ_m , 从而得到 γ ;
- 步骤 3 由式(17)计算得到 \mathbf{v}_p , 从而由式(12)得到 \mathbf{V} ;
- 步骤 4 由式(21)得到发射信号波形集合 \mathbf{S} ;
- 步骤 5 循环迭代步骤 2 至步骤 4, 直到满足算法终止条件(相邻两步迭代运算波形输出 $\|\mathbf{S}_{p+1} - \mathbf{S}_p\|^2 < \varepsilon$)。

4 数值仿真分析

根据加拿大国防研究技术报告^[7]中关于其东海岸 Cape Race 地区 3~6 MHz 范围内高频地波雷达可用信道的分析, 仿真选取的组网雷达系统中各节点雷达工作在 4.11~4.82 MHz 的 HF 波段。该频段范围内有 3 个子频段存在干扰或被其它通信或导航等应用占用, 分别是 4.15~4.25 MHz, 4.31~4.37 MHz, 4.48~4.51 MHz。因此, 组网雷达的发射波形除了要具有低的自相关旁瓣和低的互相关干扰特性

外; 还要在上述干扰频段形成陷波, 尽量少地辐射能量。假设系统由 3 部雷达组成, 雷达发射波形时宽为 $\tau = 200 \mu\text{s}$, 采样频率为 $f_s = 2.5 \text{ MHz}$, 则可以得到发射信号的码元长度 $N = \tau f_s = 500$ 。仿真中式(4)中的 w_k 均设为 1, 表明对每个陷波频段同等对待。综合考虑最终波形特性和算法运算效率, 仿真中设置终止条件 $\varepsilon = 5\text{E} - 3$ 。

为了更好地描述产生波形的特性, 本节使用 ISL, 归一化 PSL 和峰值阻带功率(peak stopband power) P_{sp} 3 种准则分别描述波形的主副瓣特性和干扰频段组带特性。对于组网雷达, ISL 既包括各节点雷达波形自相关旁瓣, 还包括雷达间发射波形的互相关, 如式(7)所示。本节仿真中的 ISL 是将式(7)与发射信号总能量 $M \times N^2$ (模为 1 的恒模信号) 的比值。PSL 表达式为

$$\text{PSL} = \max \{ |r_{ks}(l)| \}, \quad k, s = 1, 2, \dots, M, \\ l = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (l \neq 0 \text{ 若 } k = s) \quad (22)$$

归一化 PSL 就是用各节点雷达总的峰值幅度 ($\sqrt{M \times N^2}$) 对式(22)进行归一化。通常希望优化后波形的 ISL 和归一化 PSL 尽量小。假设 $\{y_m(k)\}_{k=1}^{\tilde{N}}$ 表示第 m 部节点雷达发射信号 $\{s_m(n)\}_{n=1}^N$ 的 \tilde{N} 点 FFT 变换, 将 $\{y_m(k)\}_{k=1}^{\tilde{N}}$ 中频率通带平均能量归一化为 1, 则 P_{sp} 可表示为 $P_{\text{sp}} = 10 \lg(\max_m |y(k)|^2)$, 其中 k 表示落入阻带的频率范围。 P_{sp} 表示零陷内各频率点的峰值能量, 因此希望其尽量小。

设定 $\lambda = 0.9$ 使目标函数中对干扰频段陷波施加较多权重。优化后各雷达发射波形的 ACF 如图 1 所示。各节点雷达间的 CCF 如图 2 所示, 可以看出本文方法能够设计出具有低距离旁瓣和低互相关特性的波形, 其 ISL 和归一化 PSL 与文献[7]中波形的比较如表 1 所示。

不失一般性, 对波形 PSD 归一化使频率通带内信号平均功率为 1。各个节点雷达发射信号频率陷波特性如图 3 所示, 可以看出在被占用频段和存在干扰的频段, 各雷达发射波形均形成较深的频率陷波, 平均陷波深度约为 22 dB。

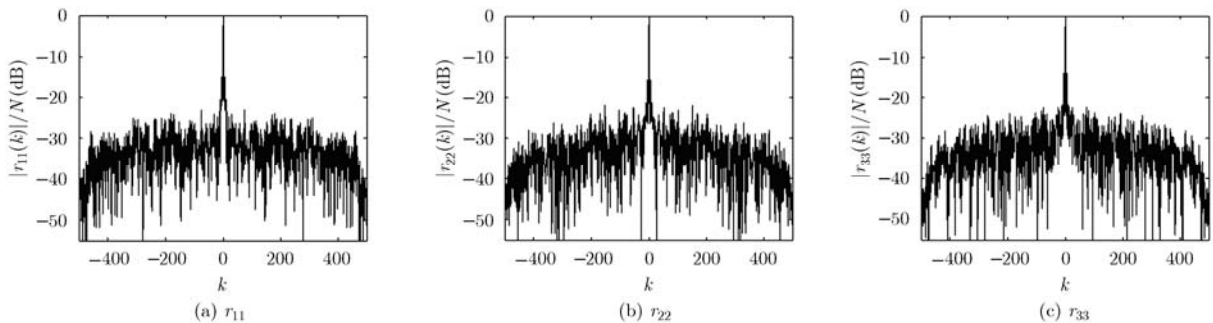


图 1 各节点雷达优化波形的 ACF 曲线比较 ($\lambda = 0.9$)

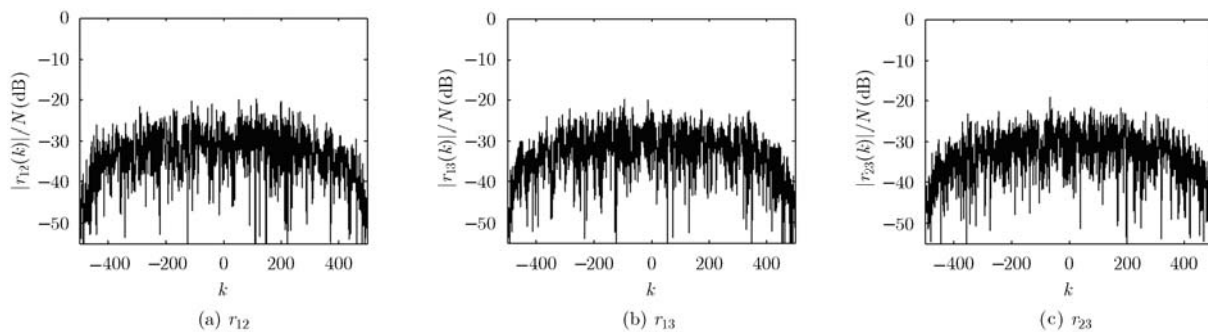


图 2 各节点雷达优化波形的 CCF 曲线比较($\lambda = 0.9$)

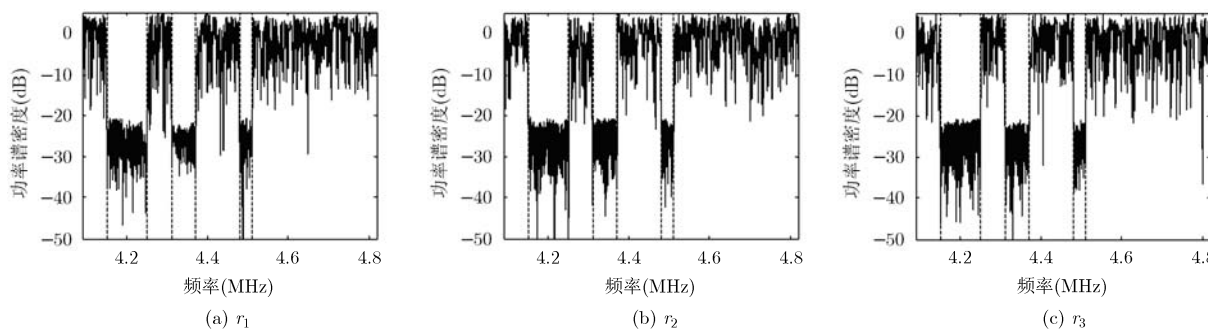


图 3 恒模约束下各节点雷达优化波形的 PSD 曲线($\lambda = 0.9$)

本文方法与文献[7]中结合最速下降法的迭代方法产生波形的旁瓣特性及频谱陷波特性和对比表 1 所示,可以看出本文提出方法产生的波形性能略优于文献[7]的波形。

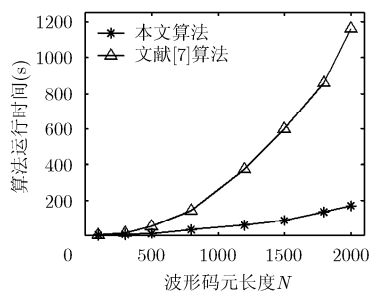
文献[7]方法采用最速下降法,沿共轭梯度方向进行搜索,能够加快算法收敛速度,但是由于存在第 2 节提到的计算复杂度问题,在网络中节点雷达数量 M 较多或者波形码元长度 N 较大时,算法运算效率较本文算法相差较大。图 4 显示了两种迭代算法运算时间随码元长度 $N(M=3)$ 和节点雷达数量 $M(N=800)$ 的变化情况,其中最速下降迭代步长同文

献[7]的选择,设为 0.01。实验所用计算机配置为: Inter (R) Pentium (R) G630 CPU 处理器, 2.7 GHz 主频, 4 GB 内存, 使用 Matlab R2011b 进行仿真。

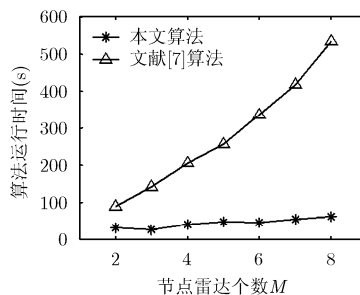
在与图 1 相同的参数条件下,图 5 显示了权变量 λ 与产生波形的峰值阻带功率 P_{sp} 、归一化峰值旁瓣电平 PSL 及积分旁瓣电平 ISL 的关系曲线。如图 5 所示随着 λ 的增大,目标函数对稀疏频谱的权重增大, P_{sp} 逐渐下降,与此同时波形的 PSL 和 ISL 则逐渐上升。同时还可以发现, P_{sp} 的变化情况较 PSL 和 ISL 明显,根据该特点,可根据实际情况设置波形陷波与峰值旁瓣功率等参数。

表 1 本文算法与文献[7]算法产生波形的旁瓣及陷波特性和比较(dB)

算法	ISL	归一化 PSL	雷达 1 P_{sp}	雷达 2 P_{sp}	雷达 3 P_{sp}
本文算法	9.55	-17.76	-20.92	-19.33	-20.41
文献[7]算法	12.68	-16.16	-10.74	-12.75	-11.51



(a) 运算时间与码元长度的关系



(b) 运算时间与雷达数量的关系

图 4 算法运算时间随码元长度 N 和节点雷达数量 M 的变化曲线

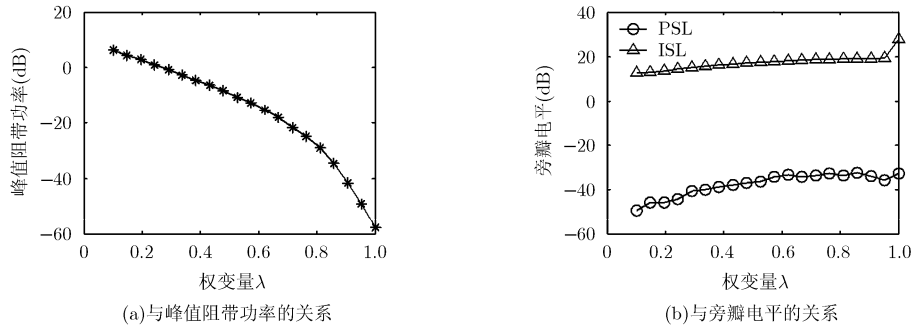


图5 权变量 λ 与峰值阻带功率 P_{sp} , 归一化峰值旁瓣电平PSL及积分旁瓣电平ISL的关系曲线图

5 结束语

组网雷达能够从多视角对目标进行观测, 不仅增强了对目标的时间覆盖, 而且通过波形分集技术获得灵活空域和频域特性, 因此在提高目标检测、跟踪性能和抗干扰方面具有很大的潜力。但是, 该系统存在高自相关距离旁瓣和各节点雷达间波形的互相关干扰问题, 还同时面临工作频段拥塞问题, 尤其是工作在高频至超高频的宽带组网雷达。针对此问题, 本文在信号恒模约束下建立联合优化功率谱密度, 以及自相关和互相关函数积分旁瓣电平的波形设计目标函数。利用离散傅里叶变换性质和特征子空间分解, 提出一种低运算复杂度的循环迭代算法求解该目标函数。仿真结果表明, 优化后各节点雷达发射波形具有稀疏频谱特性, 同时还具有低自相关和互相关干扰旁瓣, 所提算法具有较高的运算效率。

参考文献

- [1] Griffiths H. Multistatic, MIMO and networked radar: the future of radar sensors?[C]. Proceedings of 7th European Radar Conference, Paris, France, 2010: 81-84.
- [2] Galati G, Pavan G, and De Franco A. Orthogonal waveforms for multistatic and multifunction radar[C]. 2012 9th Radar European Conference (EuRAD), Amsterdam, 2012: 310-313.
- [3] Rovnakova J and Kocur D. Through-wall UWB radar network for moving target tracking[C]. 13th International Radar Symposium, Warsaw, 2012: 245-249.
- [4] Lesturgie M. Improvement of high-frequency surface waves radar performances by the use of multiple-input multiple-output configurations[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2009, 3(1): 49-61.
- [5] Nijssure Y, Boussakta S, and Chau Yuen. Novel system architecture and waveform design for cognitive radar radio networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2012, 61(8): 3630-3642.
- [6] 胡恒, 贺亚鹏, 庄珊珊, 等. 高频地波雷达稀疏频率波形优化设计[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(6): 1291-1296.
Hu Heng, He Ya-peng, Zhuang Shan-na, et al. Sparse frequency waveform design for high frequency surface wave radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(6): 1291-1296.
- [7] Wang G H and Lu Y L. Designing single/multiple spares frequency waveforms with sidelobe constraint[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2011, 5(1): 32-38.
- [8] Wang G H and Lu Y L. Designing sparse frequency waveform using iterative algorithm[C]. 2010 11th International Radar Symposium (IRS), Lithuania, 2010: 1-4.
- [9] 庄珊珊, 贺亚鹏, 朱晓华. 低距离旁瓣稀疏频谱波形相位编码设计[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(5): 1088-1095.
Zhuang Shan-na, He Ya-peng, and Zhu Xiao-hua. Phase coding for sparse frequency waveform with low range sidelobes[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(5): 1088-1095.
- [10] Lindenfeld M J. Sparse frequency transmit and receive waveform design[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2004, 40(3): 851-860.
- [11] Gogineni S and Nehorai A. Frequency-hopping code design for MIMO radar estimation using sparse modeling[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(6): 3022-3035.
- [12] 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.
- [13] He H, Stoica P, and Li J. Designing unimodular sequence sets with good correlations -including an application to MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(11): 4391-4405.
- [14] He H, Stoica P, and Li J. Waveform design with stopband and correlation constraints for cognitive radar[C]. IEEE International Conference on Digital Ecosystems and Technologies, Elba, 2010: 344-349.
- [15] Stoica P, Li J, and Xue M. Transmit codes and receive filters for radar[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2008, 25(1): 94-109.
- [16] Kay S M. 罗鹏飞, 张文明, 等. 统计信号处理基础——估计与检测理论[M]. 第1版, 北京: 电子工业出版社, 2003: 186-195.
- [17] Leong H W H and Dawe B. Channel availability for east coast high frequency surface wave radar systems[R]. Technical Report, DREO TR 2001-104, Defence R&D Canada, November 2001.

周宇: 男, 1978年生, 副教授, 主要研究方向为阵列信号处理、MIMO雷达波形设计和认知雷达。

张林让: 男, 1966年生, 教授, 主要研究方向为雷达信号处理、阵列信号处理、自适应信号处理和MIMO雷达。

赵珊珊: 女, 1989年生, 博士生, 研究方向为MIMO雷达和组网雷达抗干扰。