

基于互信息理论的MIMO天波超视距雷达波形优化方法

罗 杨, 赵志钦

(电子科技大学电子工程学院 成都 611731)

【摘要】多输入多输出(MIMO)天波超视距雷达(OTHR)技术在雷达发射端发射低增益宽波束,在接收端进行波束形成得到高增益的窄波束,可以满足多层电离层探测和杂波抑制的需求。该文将两层电离层结构应用到MIMO-OTHR中,并针对OTHR杂噪比(CNR)比较高的特点,提出一种互信息理论方法对发射波形进行自适应优化。仿真结果表明该方法明显提升了目标距离分辨率和检测概率,说明在MIMO-OTHR中,经过合理的波形优化,可以利用多径回波改善雷达系统性能。

关键词 多输入多输出雷达; 互信息; 超视距雷达; 两层电离层; 波形优化

中图分类号 TN958 文献标志码 A doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2017.01.005

MIMO Sky-Wave Over-the-Horizon Radar Waveforms Optimization Method Based on the Mutual Information Theory

LUO Yang and ZHAO Zhi-qin

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731)

Abstract Multiple input multiple output (MIMO) sky-wave over-the-horizon radar (OTHR) transmits the wide beams with low gain at the transmitter, and achieves receiver beam-forming to get narrow beams with high gain. The MIMO technique is an ideal choice for OTHR to detect the target through the multi-layer ionosphere and suppress the strong clutters. This paper applies a two-layer ionospheric model in MIMO-OTHR, and proposes a mutual information method to adaptively optimize the waveforms in order to suppress strong clutters with high clutter-to-noise ratio (CNR). Numerical experiments show that this method improves range resolution and detection probability significantly. It also demonstrates that, by applying the optimization method, the multipath propagation can be utilized to enhance the radar performance.

Key words multiple input multiple output radar; mutual information; over-the-horizon radar; two-layer ionosphere; waveform optimization

天波超视距雷达(OTHR)通过电离层对电磁波的反射进行远距离目标探测,性能受来自电离层和海面杂波的影响较大。部分学者将多输入多输出(MIMO)雷达技术用于天波OTHR的研究中^[1-4],其原理是通过发射和接收分集技术,在发射端发射低增益的宽波束,在接收端形成高增益的窄波束,从而提高雷达的抗干扰能力,并改善目标检测能力。

电离层的多层结构会产生多径量测,对于两层电离层结构,会产生EE、EF、FE、FF4种不同传播路径的多径量测^[5]。由于来自电离层和海面的杂波等强干扰源是时变的,在存在多径回波的情况下,需要一种可以根据接收信号进行自适应调整的发射波形优化方法。本文根据两层结构的电离层模型^[5-6],提出了一种基于互信息理论^[7]的MIMO-OTHR波形优化方法:该方法通过最小化不同波达方向

(DOA)之间回波的互信息来减少不同DOA回波的相关性,从而进行杂波抑制。与传统雷达认为多径传播会降低系统性能不同,MIMO-OTHR中多径回波可以利用来提高目标分辨率、检测概率等性能。

1 信号模型

考虑 M 根发射天线和 N 根接收天线的MIMO线性阵列,且 $M = N$ 。 $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_M]$ 为发射的 M 个正交信号集,其中 $\mathbf{x}_i \in \mathbb{C}^{K \times 1}, i = 1, 2, \dots, M$, K 为信号采样数, \mathbb{C} 表示复数域。 α 和 β 分别表示从F层和E层反射回波的DOA角度; $\mathbf{Y}_\alpha = [\mathbf{y}_1^\alpha, \mathbf{y}_2^\alpha, \dots, \mathbf{y}_N^\alpha]$ 和 $\mathbf{Y}_\beta = [\mathbf{y}_1^\beta, \mathbf{y}_2^\beta, \dots, \mathbf{y}_N^\beta]$ 分别是 α 和 β 方向接收到的回波, $\mathbf{y}_j^\alpha, \mathbf{y}_j^\beta \in \mathbb{C}^{K \times 1}, j = 1, 2, \dots, N$ 。 $\boldsymbol{\Theta}_\alpha = [\boldsymbol{\theta}_1^\alpha, \boldsymbol{\theta}_2^\alpha, \dots, \boldsymbol{\theta}_N^\alpha]$ 和 $\boldsymbol{\Theta}_\beta = [\boldsymbol{\theta}_1^\beta, \boldsymbol{\theta}_2^\beta, \dots, \boldsymbol{\theta}_N^\beta]$ 分别是 α 和 β 方向的噪

声矩阵, 其中 $\theta_i^\alpha, \theta_i^\beta \in \mathbb{C}^{K \times 1}, j=1, 2, \dots, N$ 。 \mathbf{Y}_α 由两部分组成, 一部分是经由E层、目标和F层反射后到达接收天线的信号(EF模式); 另一个部分是经由F层、目标和F层到达接收天线的信号(FF模式)。同样, \mathbf{Y}_β 由两部分组成, 一部分是经由F层、目标和E层反射后到达接收天线的信号(FE模式); 另一个部分是经由E层、目标和E层到达接收天线的信号(EE模式)。

设整个发射阵列的方向向量为 $\boldsymbol{\mu} = [\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_M]^T$, 接收阵列的方向向量为 $\mathbf{v} = [v_1, v_2, \dots, v_N]^T$ [3]。其中, DOA为 α 时接收阵列方向向量表示为 $\mathbf{v}(\alpha) = [v_1(\alpha), v_2(\alpha), \dots, v_N(\alpha)]^T$; DOA为 β 时接收阵列方向向量表示为 $\mathbf{v}(\beta) = [v_1(\beta), v_2(\beta), \dots, v_N(\beta)]^T$, 则 $\mathbf{v} = \mathbf{v}(\alpha) + \mathbf{v}(\beta)$ 。

首先推导第 j 根接收天线接收到的EF模式的回波。第 i 根发射天线发射的信号第一次通过E层反射到达目标时的表达式为:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_3 = & (\varepsilon_1 \delta_1^{1E} \phi_1^{1E} \mu_1 \mathbf{x}_1(t - \tau_1^{1E} - \tau_1^{2F}) v_j(\alpha) \delta_1^{2F} \phi_1^{2F} + \delta_1^{2F} \phi_1^{2F} v_j(\alpha) \theta^{1E} + \theta^{2F}) + \\ & (\varepsilon_2 \delta_2^{1E} \phi_2^{1E} \mu_2 \mathbf{x}_2(t - \tau_2^{1E} - \tau_2^{2F}) v_j(\alpha) \delta_2^{2F} \phi_2^{2F} + \delta_2^{2F} \phi_2^{2F} v_j(\alpha) \theta^{1E} + \theta^{2F}) + \dots + \\ & (\varepsilon_M \delta_M^{1E} \phi_M^{1E} \mu_M \mathbf{x}_M(t - \tau_M^{1E} - \tau_M^{2F}) v_j(\alpha) \delta_M^{2F} \phi_M^{2F} + \delta_M^{2F} \phi_M^{2F} v_j(\alpha) \theta^{1E} + \theta^{2F}) = \\ & \sum_{i=1}^M \underbrace{\varepsilon_i \delta_i^{1E} \phi_i^{1E} \delta_i^{2F} \phi_i^{2F} v_j(\alpha) \mu_i \mathbf{x}_i(t - \tau_i^{1E} - \tau_i^{2F})}_{h_{i,j}^{\text{comp1}}} + \\ & \underbrace{v_j(\alpha) (\delta_1^{2F} \phi_1^{2F} + \delta_2^{2F} \phi_2^{2F} + \dots + \delta_M^{2F} \phi_M^{2F}) \theta^{1E} + M \theta^{2F}}_{\theta_j^{\text{comp1}}} \end{aligned} \quad (3)$$

式中, δ_i^{2F} 表示第 i 根发射天线发射的信号第二次由F层反射的响应因子; ϕ_i^{2F} 表示第 i 根发射天线发射的信号从目标反射回接收天线的信道响应因子; τ_i^{2F} 是信号从目标反射回接收天线的信道延迟; $\theta^{2F} = [\theta_1^{2F}, \theta_2^{2F}, \dots, \theta_N^{2F}]^T$ 表示目标反射信号经由F层到达接收天线的信道噪声。

注意到 \mathbf{S}_3 是接收到信号 \mathbf{y}_j^α 的一部分, 令 $\mathbf{S}_3 = \mathbf{y}_j^{\text{comp1}}$, $h_{i,j}^{\text{comp1}} = \varepsilon_i \delta_i^{1E} \phi_i^{1E} \delta_i^{2F} \phi_i^{2F} v_j(\alpha) \mu_i$, $\theta_j^{\text{comp1}} = v_j(\alpha) (\delta_1^{2F} \phi_1^{2F} + \delta_2^{2F} \phi_2^{2F} + \dots + \delta_M^{2F} \phi_M^{2F}) \theta^{1E} + M \theta^{2F}$ 和 $\tau_i^{\text{comp1}} = \tau_i^{1E} + \tau_i^{2F}$, 可以得到:

$$\mathbf{y}_j^{\text{comp1}} = \sum_{i=1}^M h_{i,j}^{\text{comp1}} \mathbf{x}_i(t - \tau_i^{\text{comp1}}) + \theta_j^{\text{comp1}} \quad (4)$$

然后以同样的方法推导第 j 根接收天线接收到的FF模式的回波, 可得:

$$\mathbf{y}_j^{\text{comp2}} = \sum_{i=1}^M h_{i,j}^{\text{comp2}} \mathbf{x}_i(t - \tau_i^{\text{comp2}}) + \theta_j^{\text{comp2}} \quad (5)$$

设初始发射波形为线性调频连续波(LFMCW), $\tau_i^{\text{comp1}}, \tau_i^{\text{comp2}}$ 远小于LFMCW的重复周期 T , 所以 $\mathbf{x}_i(t - \tau_i^{\text{comp1}})$ 和 $\mathbf{x}_i(t - \tau_i^{\text{comp2}})$ 分别可以近似为

$$\mathbf{S}_1 = \sum_{i=1}^M \delta_i^{1E} \phi_i^{1E} \mu_i \mathbf{x}_i(t - \tau_i^{1E}) + \theta^{1E} \quad (1)$$

式中, δ_i^{1E} 表示第 i 根发射天线发射的信号第一次由E层反射的响应因子; ϕ_i^{1E} 表示第 i 根发射天线发射的信号到达目标前的信道响应因子; τ_i^{1E} 表示第 i 根发射天线发射的信号到达目标的时间延迟; $\theta^{1E} = [\theta_1^{1E}, \theta_2^{1E}, \dots, \theta_N^{1E}]^T$ 表示发射信号由E层反射到达目标前的信道噪声。

\mathbf{S}_1 通过目标反射后, 可以得到:

$$\mathbf{S}_2 = \sum_{i=1}^M \varepsilon_i \delta_i^{1E} \phi_i^{1E} \mu_i \mathbf{x}_i(t - \tau_i^{1E}) + \theta^{1E} \quad (2)$$

式中, ε_i 表示目标的背向散射系数。

\mathbf{S}_2 再经过F层反射到达第 j 根接收天线, $j=1, 2, \dots, N$, 得到 \mathbf{S}_3 为:

$e^{-j2\pi f_0 \tau_i^{\text{comp1}}} \mathbf{x}_i(t)$ 和 $e^{-j2\pi f_0 \tau_i^{\text{comp2}}} \mathbf{x}_i(t)$, 其中 f_0 是载频, q 是调频斜率。

最后第 j 根天线接收到的包含EF和FF模式的回波可以表示为:

$$\mathbf{y}_j = \mathbf{y}_j^{\text{comp1}} + \mathbf{y}_j^{\text{comp2}} =$$

$$\sum_{i=1}^M (h_{i,j}^{\text{comp1}} e^{-j2\pi f_0 \tau_i^{\text{comp1}}} + h_{i,j}^{\text{comp2}} e^{-j2\pi f_0 \tau_i^{\text{comp2}}}) \mathbf{x}_i + (\theta_j^{\text{comp1}} + \theta_j^{\text{comp2}}) \quad (6)$$

令 $h_{i,j} = h_{i,j}^{\text{comp1}} e^{-j2\pi f_0 \tau_i^{\text{comp1}}} + h_{i,j}^{\text{comp2}} e^{-j2\pi f_0 \tau_i^{\text{comp2}}}$, $\theta_j = \theta_j^{\text{comp1}} + \theta_j^{\text{comp2}}$, 有:

$$\mathbf{y}_j = \sum_{i=1}^M h_{i,j} \mathbf{x}_i + \theta_j \quad (7)$$

由于以上推导均是基于DOA为 α 的情况, 因此可将上式重新写为:

$$\mathbf{y}_j^\alpha = \sum_{i=1}^M h_{i,j}^\alpha \mathbf{x}_i + \theta_j^\alpha \quad (8)$$

式中, $i=1, 2, \dots, M; j=1, 2, \dots, N; h_{i,j}^\alpha \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$, 当DOA角度为 α 时第 i 根发射天线和第 j 根接收天线之间的目标响应。

$$\text{令 } \mathbf{H}_\alpha = \begin{bmatrix} h_{1,1}^\alpha & \cdots & h_{1,N}^\alpha \\ \vdots & & \vdots \\ h_{M,1}^\alpha & \cdots & h_{M,N}^\alpha \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Y}_\alpha = [y_1^\alpha, y_2^\alpha, \dots, y_N^\alpha],$$

$\boldsymbol{\Theta}_\alpha = [\theta_1^\alpha, \theta_2^\alpha, \dots, \theta_N^\alpha]$, 得到:

$$\mathbf{Y}_\alpha = \mathbf{X}\mathbf{H}_\alpha + \boldsymbol{\Theta}_\alpha \quad (9)$$

同理, 可以得到:

$$\mathbf{Y}_\beta = \mathbf{X}\mathbf{H}_\beta + \boldsymbol{\Theta}_\beta \quad (10)$$

实际情况中, 电离层的运动性和不稳定性会造成回波多普勒谱的偏移和展宽。另外, 当OTHR探测海上目标时, 海杂波的影响也是不能忽略。为了便于后续的推导, 本文假设如下:

1) 假设目标为点目标, 则 ε_i 只包含海杂波的散射系数, 由文献[8]所述的Watterson模型进行建模。

2) 雷达探测的目标是海面慢速运动的舰船, 电离层发射响应因子 δ_i 与信道响应因子 ϕ_i 的乘积由文献[9]所述的K分布模型进行建模。

3) $\mathbf{H}_\alpha, \mathbf{H}_\beta, \boldsymbol{\Theta}_\alpha, \boldsymbol{\Theta}_\beta$ 分别为多个随机变量的乘积。根据中心极限定理, 当采样数足够多时, $\mathbf{H}_\alpha, \mathbf{H}_\beta, \boldsymbol{\Theta}_\alpha, \boldsymbol{\Theta}_\beta$ 服从零均值的多维正态分布。因此通过式(9)和式(10)式可以得到: \mathbf{Y}_α 和 \mathbf{Y}_β 服从零均值且协方差矩阵为 $\mathbf{X}\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\alpha}\mathbf{X}^H + \mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\alpha}$ 和 $\mathbf{X}\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\beta}\mathbf{X}^H + \mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\beta}$ 的高斯分布。

2 互信息波形优化方法

文献[7,10-12]将互信息理论应用到波形优化中, 起到了较好的效果。本文在上述研究的基础上, 将互信息MIMO雷达波形优化方法应用到OTHR中, 提出了一种基于互信息理论的MIMO-OTHR波形优化方法。该方法通过最小化不同DOA之间回波(\mathbf{Y}_α 和 \mathbf{Y}_β)的互信息, 使回波尽可能地不相关, 从而利用不同DOA方向的回波减小杂波的干扰。

首先根据式(9)和式(10)给出后续推导中使用的协方差矩阵的表达式:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{Y}_\alpha} = \mathbb{E}\{\mathbf{Y}_\alpha\mathbf{Y}_\alpha^H\} = \mathbf{X}\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\alpha}\mathbf{X}^H + \mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\alpha} \quad (11)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{Y}_\beta} = \mathbb{E}\{\mathbf{Y}_\beta\mathbf{Y}_\beta^H\} = \mathbf{X}\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\beta}\mathbf{X}^H + \mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\beta} \quad (12)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{Y}_\alpha, \mathbf{Y}_\beta} = \mathbb{E}\{\mathbf{Y}_\alpha\mathbf{Y}_\beta^H\} = \mathbf{X}\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\alpha, \mathbf{H}_\beta}\mathbf{X}^H + \mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\alpha, \boldsymbol{\Theta}_\beta} \quad (13)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\alpha} = \mathbb{E}\{\mathbf{H}_\alpha\mathbf{H}_\alpha^H\} \quad (14)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\beta} = \mathbb{E}\{\mathbf{H}_\beta\mathbf{H}_\beta^H\} \quad (15)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\alpha, \mathbf{H}_\beta} = \mathbb{E}\{\mathbf{H}_\alpha\mathbf{H}_\beta^H\} \quad (16)$$

$$\mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\alpha} = \mathbb{E}\{\boldsymbol{\Theta}_\alpha\boldsymbol{\Theta}_\alpha^H\} \quad (17)$$

$$\mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\beta} = \mathbb{E}\{\boldsymbol{\Theta}_\beta\boldsymbol{\Theta}_\beta^H\} \quad (18)$$

$$\mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\alpha, \boldsymbol{\Theta}_\beta} = \mathbb{E}\{\boldsymbol{\Theta}_\alpha\boldsymbol{\Theta}_\beta^H\} \quad (19)$$

由于 \mathbf{Y}_α 和 \mathbf{Y}_β 服从多维正态分布, 可得:

$$p(\mathbf{Y}_\alpha | \mathbf{X}) = \prod_{i=1}^N p(y_i^\alpha | \mathbf{X}) = \prod_{i=1}^N \frac{\exp[-y_i^{\alpha H}(\mathbf{X}\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\alpha}\mathbf{X}^H + \mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\alpha})^{-1}y_i^\alpha]}{\pi^K [\det(\mathbf{X}\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\alpha}\mathbf{X}^H + \mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\alpha})]} = \frac{\exp\{-\text{tr}[(\mathbf{X}\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\alpha}\mathbf{X}^H + \mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\alpha})^{-1}\mathbf{Y}_\alpha\mathbf{Y}_\alpha^H]\}}{\pi^{NK} [\det^N(\mathbf{X}\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\alpha}\mathbf{X}^H + \mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\alpha})]} \quad (20)$$

$$p(\mathbf{Y}_\beta | \mathbf{X}) = \prod_{i=1}^N p(y_i^\beta | \mathbf{X}) = \prod_{i=1}^N \frac{\exp(-y_i^{\beta H}(\mathbf{X}\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\beta}\mathbf{X}^H + \mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\beta})^{-1}y_i^\beta)}{\pi^K [\det(\mathbf{X}\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\beta}\mathbf{X}^H + \mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\beta})]} = \frac{\exp\{-\text{tr}[(\mathbf{X}\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\beta}\mathbf{X}^H + \mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\beta})^{-1}\mathbf{Y}_\beta\mathbf{Y}_\beta^H]\}}{\pi^{NK} [\det^N(\mathbf{X}\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\beta}\mathbf{X}^H + \mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\beta})]} \quad (21)$$

式中, $p(\mathbf{Y}_\alpha | \mathbf{X})$ 和 $p(\mathbf{Y}_\beta | \mathbf{X})$ 表示已知 \mathbf{X} 的情况下 \mathbf{Y}_α 和 \mathbf{Y}_β 的条件概率密度函数(pdf); $\text{tr}(\cdot)$ 表示矩阵的秩; $\det(\cdot)$ 表示矩阵的行列式; $(\cdot)^H$ 表示矩阵的共轭转置。

\mathbf{Y}_α 和 \mathbf{Y}_β 的发射信号都为 \mathbf{X} , 因此在给定 \mathbf{X} 的情况下, \mathbf{Y}_α 和 \mathbf{Y}_β 的熵分别可以表示为:

$$h(\mathbf{Y}_\alpha | \mathbf{X}) = -\int p(\mathbf{Y}_\alpha | \mathbf{X}) \ln[p(\mathbf{Y}_\alpha | \mathbf{X})] d\mathbf{Y}_\alpha = NK \ln(\pi) + NK + N \ln[\det(\mathbf{X}\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\alpha}\mathbf{X}^H + \mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\alpha})] \quad (22)$$

$$h(\mathbf{Y}_\beta | \mathbf{X}) = -\int p(\mathbf{Y}_\beta | \mathbf{X}) \ln[p(\mathbf{Y}_\beta | \mathbf{X})] d\mathbf{Y}_\beta = NK \ln(\pi) + NK + N \ln[\det(\mathbf{X}\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\beta}\mathbf{X}^H + \mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\beta})] \quad (23)$$

给定 \mathbf{X} , $(\mathbf{Y}_\alpha, \mathbf{Y}_\beta)$ 的联合熵为:

$$h(\mathbf{Y}_\alpha, \mathbf{Y}_\beta | \mathbf{X}) = -\iint p(\mathbf{Y}_\alpha, \mathbf{Y}_\beta | \mathbf{X}) \times \ln[p(\mathbf{Y}_\alpha, \mathbf{Y}_\beta | \mathbf{X})] d\mathbf{Y}_\alpha d\mathbf{Y}_\beta = 2NK \ln(\pi) + 2NK + N \ln[\det(\mathbf{X}\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\alpha}\mathbf{X}^H + \mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\alpha})] + N \ln[\det(\mathbf{X}\mathbf{R}_{\mathbf{H}_\beta}\mathbf{X}^H + \mathbf{R}_{\boldsymbol{\Theta}_\beta})] + N \ln\{\det\{\mathbf{I}_{M \times M} - [\mathbf{D}^{\alpha, \beta}]^2\}\} \quad (24)$$

式中, $\mathbf{I}_{M \times M}$ 是维度为 $M \times M$ 的单位矩阵; $\mathbf{D}^{\alpha, \beta} = \text{diag}\{d_1, d_2, \dots, d_M\}$ 是由 $R_{\overline{\mathbf{Y}_\alpha}, \overline{\mathbf{Y}_\beta}}$ 的奇异值组成的对角矩阵, 且 $d_1 \geq d_2 \geq \dots \geq d_M$; $\overline{\mathbf{Y}_\alpha}$ 和 $\overline{\mathbf{Y}_\beta}$ 分别为 \mathbf{Y}_α 和 \mathbf{Y}_β 的白化矩阵。

$$\mathbf{R}_{\overline{\mathbf{Y}_\alpha}, \overline{\mathbf{Y}_\beta}} = \mathbb{E}\{\overline{\mathbf{Y}_\alpha}\overline{\mathbf{Y}_\beta}^H\} = \mathbb{E}\left\{\sqrt{\mathbf{R}_{\mathbf{Y}_\alpha}^{-1}}\mathbf{Y}_\alpha\left(\sqrt{\mathbf{R}_{\mathbf{Y}_\beta}^{-1}}\mathbf{Y}_\beta\right)^H\right\} = \sqrt{\mathbf{R}_{\mathbf{Y}_\alpha}^{-1}}\mathbf{R}_{\mathbf{Y}_\alpha, \mathbf{Y}_\beta}\left(\sqrt{\mathbf{R}_{\mathbf{Y}_\beta}^{-1}}\right)^H \quad (25)$$

根据式(22)~式(24), 可以得到 \mathbf{Y}_α 和 \mathbf{Y}_β 之间的

互信息为:

$$I(\mathbf{Y}_\alpha, \mathbf{Y}_\beta) = h(\mathbf{Y}_\alpha | \mathbf{X}) + h(\mathbf{Y}_\beta | \mathbf{X}) - h(\mathbf{Y}_\alpha, \mathbf{Y}_\beta | \mathbf{X}) = -N \ln \{ \det \{ \mathbf{I}_{M \times M} - [\mathbf{D}^{\alpha, \beta}]^2 \} \} = -N \sum_{m=1}^M \ln(1 - d_m^2) \quad (26)$$

在一定的发射功率 P_0 限制下, 找到令上式最小化的发射波形 \mathbf{X} , 可以使不同DOA回波之间的相关性降到最低, 减小杂波的影响, 得到更多的关于目标的有用信息, 提高检测概率。

上述优化算法流程总结如下:

1) 在 $t=0$ 时刻, 发射LFMCW; $t \neq 0$ 时刻, 用最小方差无失真响应(MVDR)^[3,13]自适应波束形成器处理得到回波 \mathbf{Y}_α 和 \mathbf{Y}_β 。

2) 在 $\text{tr}(\mathbf{X}\mathbf{X}^H) \leq P_0$ 条件下, 最小化式(26), 得到优化后的波形 \mathbf{X} 。

3) 在 $t+1$ 时刻, 发射上一时刻找到的优化波形 \mathbf{X} 。

4) 重复上述步骤1)~步骤3)。

3 仿真结果

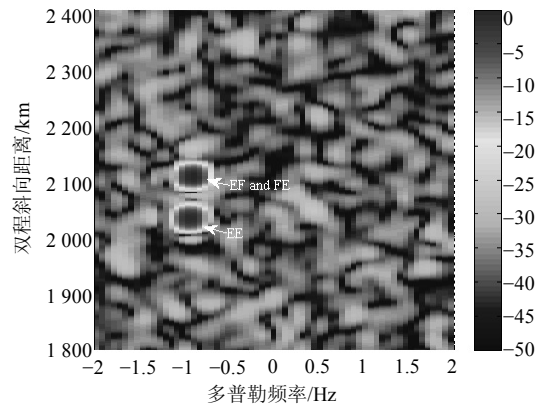
仿真采用收发共置的最小冗余线阵, 初始波形集为线性调频连续波(LFMCW)。设 $M=N=12$, 最小冗余线阵阵元间距为1,2,3,7,7,7,7,4,4,1, 共50个半波长, 即阵列孔径为50个半波长^[14]。采用最小冗余线阵的原因是: 在阵元数相同的情况下, 相对于均匀线阵, 最小冗余阵列具有更大的阵列孔径, 所以具有非常窄的主瓣宽度, 这是OTHR在俯仰方向上分辨有微小角度差别的多径回波所必须的。最小冗余线阵主瓣宽度减小的代价是其旁瓣电平有所提高, 该影响在自适应波束形成上可以被忽略。起始发射波形集共含有12个起始时刻不同的LFMCW, 每个LFMCW的波形重复周期为0.25 s, 带宽为20 kHz, 载频为3 MHz。设与MIMO-OTHR线阵处于同一直线并相距1 000 km处海面存在一个点目标, 其径向速度为15 m/s。设E层电离层的高度为100 km, F层的高度为220 km, 每一层电离层均按照Watterson模型建模, 杂波模型按照形状因子 $\nu=1$ 的K分布建模。

不同于一般的视距雷达, OTHR在探测目标时, 电离层和海面的杂波干扰大于一般的信道噪声, 定义杂波噪声比 $\text{CNR}=10 \lg \left(\frac{P_{\text{clutter}}}{P_{\text{noise}}} \right)$ 和接收到的信号杂

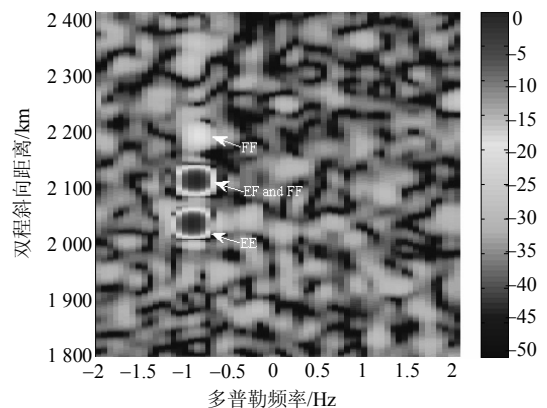
波比 $\text{SCR}=10 \lg \left(\frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{clutter}}} \right)$ 。其中, P_{signal} 表示接收到的探测信号功率, P_{clutter} 表示电离层和海面杂波功率, P_{noise} 表示噪声功率。

图1是当 $M=12$, $\text{CNR}=20$ dB, $\text{SCR}=15$ dB时,

多次迭代前后的目标检测距离-多普勒图。图1a是优化方法初始时刻的目标检测结果, 从中可以看出: EE模式的回波较为清晰, 点目标的分辨率约为30 km, 由于目标有径向速度因此在多普勒频率上产生了偏移, 且由于电离层的扰动产生了多普勒展宽; 而EF和FE两种模式回波因为传播距离相同所以叠加在了一起; 受杂波和传播衰落等多种因素的影响, FF模式淹没在噪声和干扰中, 并未明显地显现出来。图1b为迭代50次的距离-多普勒图, 可以看到随着互信息理论的波形优化方法的运用, FF模式的回波逐渐显现出来, FF模式由于未受其他路径回波的干扰, 因此能够较好地反应目标的特性。在已知电离层高度的情况下, 通过多径回波的几何关系, 也能够更精确地确定目标位置和提高目标的距离分辨率。



a. 初始时刻



b. 迭代50次

图1 $M=12$, $\text{CNR}=20$ dB, $\text{SCR}=15$ dB时距离-多普勒图

图2说明了当 $M=12$, $\text{CNR}=20$ dB, $\text{SCR}=15$ dB时, 经过数次迭代优化后, MIMO-OTHR目标分辨率的变化趋势。在没有应用互信息优化方法时, 目标的分辨率(即点目标的回波在距离向中占据的宽度)保持在约30 km左右。应用最小化互信息方法后, 目标的分辨率有较大改善, 原因是该步骤降低了不

同DOA回波之间的相关性, 降低了杂波干扰, 从而减小了E层回波对F层回波的影响, 使F层回波更清晰的显现出来, FF模式因为不存在多种模式的叠加, 所以对目标的响应比较清晰。

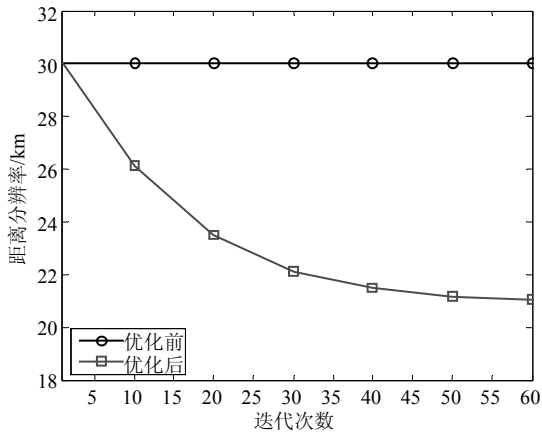


图2 $M=12$, $CNR=20$ dB, $SCR=15$ dB时距离分辨率优化结果

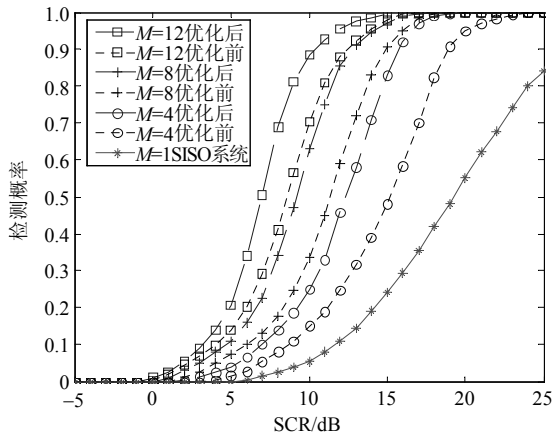


图3 $CNR=20$ dB时检测概率和信杂比关系曲线

最后, 进一步仿真了天线为8根、4根条件下目标检测概率和SCR之间的关系, 并对比了优化前后的结果。当天线数量 $M=8$ 时, 最小冗余线阵阵元间距为1,1,9,4,3,3,2; 当天线数量 $M=4$ 时, 最小冗余线阵阵元间距为1,3,2, 虚警概率设置为 10^{-4} 。如图3所示, 在 $CNR=20$ dB条件下, $M=12$ 优化前后, $M=8$ 优化前后, $M=4$ 优化前后这3组曲线是不同天线数量时波形优化前后的结果对比。可以得到如下结论:

- 1) 当SCR一定时, 优化后曲线的检测概率明显高于优化前的曲线。
- 2) 其他条件一定时, 天线数量越多, 波形优化后检测概率的提升越多。
- 3) 其他条件一定时, CNR越高, 波形优化后检测概率的提升越多。由于OTH的主要特点就是电离层、海杂波干扰较强, 有时电离层和海杂波对回波的影响会远大于噪声, 即所谓的杂噪比(CNR)可以达到20~40 dB(包含海杂波谐振和瞬态干扰后可

能达到40~60 dB)。因此说明本文提出的方法适用于天波超视距环境。

另外, 图3也对比了单入单出(SISO)超视距雷达系统的检测概率和信杂比关系曲线, 从图中可以看出, 由于多层电离层的存在, MIMO-OTH系统的性能明显比SISO-OTH系统的性能更好。

4 结束语

由于OTH主要面临的问题是电离层的干扰和强大的地面、海面杂波, 本文认为基于MIMO技术和多层电离层模型的研究是天波OTH的重要发展方向: 这样既可以使电离层模型更接近真实情况, 也可以发挥MIMO雷达技术收发分集抗干扰且可以在接收端形成高增益窄波束的优点。本文提出了一种基于互信息理论的波形优化算法: 通过最小化不同DOA角度之间回波的互信息, 使不同方向回波之间的相关性降到最低, 从而降低杂波的影响。从仿真结果可以看到, 本文所提出的最小化互信息波形优化方法可以明显改善目标检测概率和距离分辨率。同时仿真结果也证明了与传统的相控阵OTH系统认为多径传播会降低目标检测性能不同, 在MIMO-OTH系统中多径回波可以加以利用改进雷达系统性能。

参 考 文 献

- [1] KROLIK J, MECCA V, KAZANCI O, et al. Multipath spread-doppler clutter mitigation for over-the-horizon radar[C]//Proceedings of the 2008 IEEE Radar Conference. Rome, Italy: IEEE, 2008: 1-5.
- [2] RAVAN M, ADVE R S, RIDDOLLS R J. MIMO fast fully adaptive processing in over-the-horizon radar[C]// Proceedings of the 2011 IEEE Radar Conference. Kansas City, Missouri, USA: IEEE, 2011: 538-542.
- [3] ABRAMOVICH Y I, FRAZER G J, JOHNSON B A. Principles of mode-selective MIMO OTHR[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013, 49(3): 1839-1868.
- [4] HE Qian, LI Xiao-dong, HE Zi-shu, et al. MIMO-OTH radar: Signal model for arbitrary placement and signals with non-point targets[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(7): 1846-1857.
- [5] LUO Yang, ZHAO Zhi-qin. Trajectory optimisation method by using independent component analysis for MIMO-OTH target tracking[J]. Electronics Letters, 2015, 51(13): 1020-1021.
- [6] PULFORD G W, EVANS R J. A multipath data association tracker for over-the-horizon radar[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1998, 34(4): 1165-1183.

(下转第60页)

- security improvements of “two-factor user authentication in wireless sensor networks”[J]. *Sensor*, 2010, 10(3): 2450-2459.
- [16] VAIDYA B, MAKRAKIS D, MOUFTAH H T. Improved two-factor user authentication in wireless sensor networks[C]//Proceedings of 2010 IEEE 6th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob). [S.l.]: IEEE 2010: 600-606.
- [17] XUE K, MA C, HONG P, et al. A temporal-credential-based mutual authentication and key agreement scheme for wireless sensor networks[J]. *Journal of Network and Computer Applications*, 2013, 36(1): 316-323.
- [18] XU S, WANG X. A new user authentication scheme for hierarchical wireless sensor networks[J]. *International Review on Computers and Software*, 2013, 8(1): 197-203.
- [19] TURKANOVIC M, HOLBL M. An improved dynamic password-based user authentication scheme for hierarchical wireless sensor networks[J]. *Elektronika IR Elektrotehnika*, 2013, 19(6): 109-116.
- [20] LI C T, WENG C Y, LEE C C. An advanced temporal credentialbased security scheme with mutual authentication and key agreement for wireless sensor networks[J]. *Sensors*, 2013, 13(8): 9589-9603.
- [21] TURKANOVIC M, BRUMEN B, HOLBL M. A novel user authentication and key agreement scheme for heterogeneous ad hoc wireless sensor networks, based on the Internet of Things notion[J]. *Ad Hoc Network*, 2014, 20: 96-112.

编辑 蒋晓

(上接第31页)

- [7] YANG Yang, BLUM R S. MIMO radar waveform design based on mutual information and minimum mean-square error estimation[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2007, 43(1): 330-343.
- [8] WATTS S. Modeling and simulation of coherent sea clutter[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2012, 48(4): 3303-3317.
- [9] PERL J M, KAGAN D. Real-time HF channel parameter estimation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1986, 34(1): 54-58.
- [10] SEN S, NEHORAI A. OFDM MIMO radar with mutual-information waveform design for low-grazing angle tracking[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(6): 3152-3162.
- [11] CHEN Yi-fan, NIJSURE Y, YUEN C, et al. Adaptive distributed MIMO radar waveform optimization based on mutual information[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2013, 49(2): 1374-1385.
- [12] TANG Bo, TANG Jun, PENG Ying-ning. MIMO radar waveform design in colored noise based on information theory[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(9): 4684-4697.
- [13] 叶聪. 基于MIMO体制的天波超视距雷达信号与数据处理算法研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2013.
YE Cong. Research on signal and data processing for MIMO based sky wave over-the-horizon-radar[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2013.
- [14] FRAZER G J, ABRAMOVICH Y I, JOHNSON B A. Mode-selective OTH radar: Experimental results for one-way transmission via the ionosphere[C]//Proceedings of the 2011 IEEE Radar Conference. Kansas City, Missouri, USA: IEEE, 2011: 397-402.

编辑 税红