

高频地波超视距雷达目标距离、方位角和多普勒频移估计算法

苏洪涛 张守宏 保铮

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室 西安 710071)

摘要: 该文研究了高频地波超视距雷达超分辨目标距离、方位角以及多普勒频移估计问题, 提出利用波达方向矩阵法实现目标参数的同时估计。该方法利用对波达方向矩阵的特征分解所得到的特征值和相应的特征矢量进行处理, 获得目标距离、方位角和多普勒频移的估计。该方法能够实现目标参数估计的自动配对, 运算量小, 分辨率高。仿真结果验证了该方法的有效性。

关键词: 高频地波雷达; 超分辨; 目标参数估计

中图分类号: TN958.93

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)03-0509-04

An Algorithm for Target Range, Azimuth Angle and Doppler Frequency Estimation of HF-SWR

Su Hong-tao Zhang Shou-hong Bao Zheng

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

Abstract: Super resolution estimates of target ranges, azimuth angles and Doppler frequencies for HF-Surface Wave Radar (HF-SWR) are investigated in this paper. An algorithm based on the method of Direction Of Arrival (DOA) matrix to achieve simultaneous target parameters estimates is proposed. The estimates of target ranges, azimuth angles and Doppler frequencies can be obtained from the eigenvectors and the corresponding eigenvalues of the DOA matrix respectively. This method is computationally efficient with high resolution, and with automatic combine of the estimated target parameters. Simulation results validate the effectiveness of this method.

Key words: High frequency-Surface wave radar; Super resolution; Target parameters estimates

1 引言

工作在高频段(频率为 3~30MHz)的雷达应用在很多方面, 如远程警戒、海面风浪场监测等。这种工作频率较低的雷达有很多优点^[1], 比如, 雷达波长与散射目标尺寸相当, 工作在目标的谐振区, 可以获得较大的雷达目标截面积(RCS), 能够有效探测低空、超低空飞行目标等。但是, 高频频段频谱资源有限, 各种干扰很多^[2,3], 因此雷达工作带宽有限, 距离分辨率不高, 一般为几公里到十几公里; 此外, 高频段雷达工作波长较长, 若要获得较高的角度分辨率所需的阵列孔径较大。

基于发射波束综合的高频地波超视距雷达是一种新的高频地波超视距雷达^[4], 该雷达借鉴综合脉冲/孔径雷达(SIAR)^[5]的基本原理, 可以灵活地配置成单基、双基或多基地雷达系统。此雷达系统通过对各个无方向性辐射单元(发射天线)的信号进行编码, 接收端进行适当的处理可以等效地综合出发射方向图, 从而获得目标的距离、角度和多普勒信息, 并且, 由此获得的目标相对与发射天线阵的角度与接收天线位置无关。由于受发射信号带宽和发射天线阵列孔径的限制, 该雷达系统的距离分辨率和角度分辨率均有限, 所以在

多目标情况下, 由于不能正确分辨目标, 导致测距、测角的精度下降很多, 因此需要研究有效的超分辨算法, 以提高地波超视距雷达在多目标环境下的目标参数测量精度。1991年, 殷勤业等人^[6]提出了波达方向矩阵法, 通过对波达方向矩阵的特征分解, 同时获得阵列流形和旋转矩阵的估计。1999年, 王曙等人^[7]以时间为旋转因子, 利用波达矩阵实现在均匀线阵中对信号的方位角和频率的同时估计。2001年, 黄浩学等人^[8]利用波达矩阵实现均匀中对信号的方位角、俯仰角和多普勒频率的同时估计。

本文利用波达矩阵法, 实现目标的距离、方位角和多普勒频移的同时估计, 该方法具有较高的分辨率, 从而能够提高高频地波超视距雷达在多目标情况下的测距、测角精度。

2 信号模型

高频地波超视距雷达海杂波频谱主要由一阶和二阶分量组成。一阶谱起因于 Bragg 谐振, 是由朝向或背离雷达且波长满足一定条件的海浪产生的, 其多普勒频移与雷达工作频率有关^[9]。而二阶谱的形成机理较为复杂, 其幅度比一阶谱约低 20~40dB 且为连续谱。海杂波各个脉冲回波的相关性较强, 通过时域处理的方法能够将海杂波滤除, 所以这里我们仅考虑目标回波信号并且, 假设目标回波信号的多普勒频移不在海杂波一阶谱的范围内。此外, 由于高频地波雷达

信号主要沿海表面传播, 所以目标的角度仅考虑方位角。

基于发射波束综合的高频地波超视距雷达, 在理论上, 仅需要一个接收天线就可以获得目标的参数。考虑到实际工作中, 高频频段干扰非常强, 可以采用多个接收天线, 以抑制外部干扰。为讨论方便, 我们假定仅使用一个接收天线, 并且系统工作于单基地情况下, 该接收天线位于图1所示坐标系的原点。假设采用 N 个岸基发射天线, 各个天线单元的方向图特性相同, 第 n 个发射天线的位置如图1所示, 且 $\phi_n = [(n-1)2\pi]/N$, $n = 1, \dots, N$, 发射信号为调频中断连续波(FMICW), 则第 n 路发射信号可表示为

$$s_n(t) = g(t)e^{j2\pi\left(f_0 + \Delta f_n t - \frac{\mu}{2}t^2\right)} \quad (1)$$

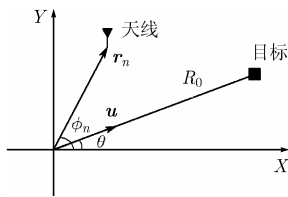


图1 发射天线位置示意图

其中 f_0 为雷达工作频率; Δf_n 为第 n 路发射信号的相对频率偏移, μ 为调频率, $g(t)$ 为门控信号, 用于控制对调频连续波信号的截断。由于高频地波雷达调频带宽较窄(一般为十几千赫~几十千赫), 而各个发射阵元的发射载频各不相同, 因此各发射阵元的辐射信号不能在空间形成发射相干方向图, 其发射能量为原波束的各个方向的能量相加。假定目标起始距离为 R_0 , 目标相对于雷达的径向速度为 v_t , 则回波信号为

$$r(t) = \sum_{n=1}^N g(t - \tau_n) e^{j2\pi\left\{f_n(t - \tau_n) - \frac{\mu}{2}(t - \tau_n)^2\right\}} \quad (2)$$

其中 $f_n = f_0 + \Delta f_n = f_0 + (n-1)\Delta f$, τ_n 为从第 n 个发射阵元到目标后到达接收天线之间的延时, $\tau_n = \tau_0 - \Delta\tau_n - 2v_t t'/c$, 其中, $t' = mT_r + t$, ($0 < t \leq T_r$), t 表示距离维采样时间(快时间), T_r 为调频周期, m 为调频周期数, c 为光速, 而 $\tau_0 = 2R_0/c$, $\Delta\tau_n = \mathbf{r}_n^T \mathbf{u}/c$, \mathbf{r}_n 为第 n 个发射阵元相对于原点的距离矢量, $\mathbf{u} = [\cos\theta \quad \sin\theta]^T$ 为指向目标的单位矢量, \mathbf{T} 表示转置。该接收信号与发射基准信号 $e^{j2\pi\left\{f_0 t - \frac{\mu}{2}t^2\right\}}$ 复混频后的信号为

$$s_r(t) \approx g(t - \tau_0) \sum_{n=1}^N e^{j2\pi\left\{(\Delta f_n + \mu\tau_n)t - f_n\tau_n - \frac{\mu}{2}\tau_n^2\right\}} \quad (3)$$

对式(3)的信号分别与复正弦信号 $e^{-j2\pi\Delta f_n t}$ 相乘, 并分别经过低通滤波, 忽略门控信号 $g(t)$ 的影响, 可得到 N 路接收端等效信号:

$$r_n(t) = e^{j2\pi\left\{\mu\tau_n t - f_n\tau_n - \frac{\mu}{2}\tau_n^2\right\}}, \quad n = 1, \dots, N \quad (4)$$

通常 $\tau_0 \gg \Delta\tau_n$, $f_n\tau_n \gg (\mu/2)\tau_n^2$, 对式(4)所给出的 N 路接收端等效信号分别进行快速傅里叶变换(FFT)即可获得目

标的距离信息, 因此, 目标所在距离门的回波信号为

$$r_n(R_0, mT_r) = A e^{j2\pi f_n(2v_t/c)mT_r} e^{-j2\pi f_n(\tau_0 - \Delta\tau_n)}, \quad n = 1, \dots, N; \quad m = 0, \dots, M-1 \quad (5)$$

式(5)中, A 为经过距离处理后目标回波信号的幅度, M 表示相干积累脉冲数(等效接收阵列快拍数)。式(5)中的第1个指数项包含目标的速度信息, 由于各个发射阵元发射信号的载频各不相同, 因此, 同一径向速度对于各个阵元的多普勒频移不是完全一样的。不过, 这种差异通常可以忽略^[5]。若用目标径向速度相对于载频 f_0 的多普勒频移 \bar{f}_d 作为各个等效接收通道的多普勒速度, 并将式(5)写成矢量形式可表示为

$$\mathbf{r}(R_0, mT_r) = s(mT_r)\mathbf{a}(R_0, \theta), \quad m = 0, \dots, M-1 \quad (6)$$

式(6)中, $s(mT_r) = A e^{j2\pi\bar{f}_d mT_r}$, 可看作目标回波信号的复包络, $\mathbf{a}(R_0, \theta) = [e^{-j2\pi f_1(\tau_0 - \Delta\tau_1)}, \dots, e^{-j2\pi f_N(\tau_0 - \Delta\tau_N)}]^T$ 为接收端等效信号的导向矢量, 其中 τ_0 与目标距离有关而 $\Delta\tau_n$ 与目标方位角有关, 因此, 该导向矢量是目标距离以及目标方位角的函数。

在上述的分析中, 没有考虑噪声的影响。对于发射天线, 其发射信噪比足够大, 所以发射天线内噪声的影响可以忽略。而对于接收天线, 由于高频段外部噪声要远远大于接收机内部噪声, 所以噪声的影响不能忽略。考虑接收端噪声的影响, 式(6)应修正为

$$\mathbf{r}(R_0, mT_r) = s(mT_r)\mathbf{a}(R_0, \theta) + \mathbf{n}(mT_r), \quad m = 0, \dots, M-1 \quad (7)$$

其中 $\mathbf{n}(R_0, mT_r)$ 表示噪声矢量, 由于外部大气噪声以及海杂波二阶谱的存在, 高频段的噪声不再满足空间白噪声的条件, 此时, 可以通过文献[10]中的预白化处理, 使各个阵元的输出噪声为相互独立的零均值白高斯随机过程。所以, 为讨论方便, 可以认为 $\mathbf{n}(R_0, mT_r)$ 为零均值平稳高斯序列, 其协方差矩阵为 $\sigma^2 \mathbf{I}$, 其中 σ^2 为噪声方差, \mathbf{I} 为单位矩阵。

对式(7)所示的接收端等效信号进行空-时波束形成, 即发射波束综合处理, 可以获得目标的距离以及方位角的估计, 对综合后的输出信号进行相干积累就可以获得目标的多普勒频移的估计。

当存在多个目标时, 接收端等效信号矢量应为

$$\mathbf{r}(R_0, mT_r) = \mathbf{A}(R_0, \theta)\mathbf{s}(mT_r) + \mathbf{n}(mT_r), \quad m = 0, \dots, M-1 \quad (8)$$

式(8)中, $\mathbf{R}_0 = [R_{01}, \dots, R_{0k}]^T$ 表示同一个距离门中不同目标的距离, k 表示同一个距离门中包含的目标个数, $\theta = [\theta_1, \dots, \theta_k]^T$, 表示同一个距离门中不同目标的方位角, $\mathbf{A}(R_0, \theta) = [\mathbf{a}(R_{01}, \theta_1), \dots, \mathbf{a}(R_{0k}, \theta_k)]$, 而 $\mathbf{s}(mT_r) = [s_1(mT_r), \dots, s_k(mT_r)]^T$ 为同一个距离门中不同目标第 m 个重复周期回波信号的等效复包络。

3 目标距离、方位角和多普勒频移同时估计

记第 m 个重复周期和第 $m+1$ 个重复周期接收端等效

信号矢量分别为

$$\mathbf{r}(R_0, mT_r) = \mathbf{A}(\mathbf{R}_0, \boldsymbol{\theta})\mathbf{s}(mT_r) + \mathbf{n}(mT_r) \quad (9)$$

$$\mathbf{r}(R_0, (m+1)T_r) = \mathbf{A}(\mathbf{R}_0, \boldsymbol{\theta})\boldsymbol{\Phi}\mathbf{s}(mT_r) + \mathbf{n}((m+1)T_r) \quad (10)$$

其中 $\boldsymbol{\Phi} = \text{diag}(e^{j2\pi\bar{f}_{d1}T_r}, \dots, e^{j2\pi\bar{f}_{dk}T_r})$ 为时间旋转矩阵, $\bar{f}_{d1}, \dots, \bar{f}_{dk}$ 为不同目标的多普勒频移。 $\mathbf{r}(\mathbf{R}_0, mT_r)$ 的自协方差矩阵, $\mathbf{r}(\mathbf{R}_0, mT_r)$ 和 $\mathbf{r}(\mathbf{R}_0, (m+1)T_r)$ 的互协方差矩阵分别为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{XX} &= E(\mathbf{r}(\mathbf{R}_0, mT_r)\mathbf{r}^H(\mathbf{R}_0, mT_r)) \\ &= \mathbf{A}E(\mathbf{s}\mathbf{s}^H)\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} = \mathbf{A}\mathbf{P}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{XY} &= E(\mathbf{r}(\mathbf{R}_0, mT_r)\mathbf{r}^H(\mathbf{R}_0, (m+1)T_r)) \\ &= \mathbf{A}\boldsymbol{\Phi}E(\mathbf{s}\mathbf{s}^H)\mathbf{A}^H = \mathbf{A}\boldsymbol{\Phi}\mathbf{P}\mathbf{A}^H \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $\mathbf{A} = \mathbf{A}(\mathbf{R}_0, \boldsymbol{\theta})$ 为列满秩矩阵, $\mathbf{s} = \mathbf{s}(mT_r)$, 信号协方差矩阵 \mathbf{P} 为满秩矩阵。令 $\mathbf{R}'_{XX} = \mathbf{R}_{XX} - \sigma^2\mathbf{I}$, 对其进行特征分解

$$\mathbf{R}'_{XX} = \sum_{i=1}^N \lambda_i \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \quad (13)$$

其中 $\{\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_k > \lambda_{k+1} = \lambda_{k+2} = \dots = \lambda_N = 0\}$ 为其特征值, $\{\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_N\}$ 为其对应的特征矢量。定义波达方向矩阵为

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{XY}\mathbf{R}_{XX}^{\#} \quad (14)$$

其中 $\mathbf{R}_{XX}^{\#}$ 的定义为

$$\mathbf{R}_{XX}^{\#} = \sum_{i=1}^k \lambda_i^{-1} \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \quad (15)$$

仿照文献[6]中的证明过程可得

$$\mathbf{R}\mathbf{A} = \mathbf{A}\boldsymbol{\Phi} \quad (16)$$

由式(16)可知, 旋转矩阵 $\boldsymbol{\Phi}$ 的对角线元素 $\Phi_i (i = 1, \dots, k)$ 为波达方向矩阵的特征值, 而 \mathbf{A} 的列矢量 $\mathbf{a}(R_{0i}, \theta_i), i = 1, \dots, k$ 为其对应的特征矢量。令 $\mathbf{a}(i) = \mathbf{a}(R_{0i}, \theta_i), i = 1, \dots, k$, 并且 $a_n(i), n = 1, \dots, N$ 表示列矢量 $\mathbf{a}(i), i = 1, \dots, k$ 的第 n 个元素。则通过对 Φ_i 和其对应的特征矢量 $\mathbf{a}(i)$ 的处理, 就可以获得第 i 个目标多普勒频移、距离以及方位角的估计。由式(16)可以看出, 通过对波达方向矩阵的特征分解, 可实现目标多普勒频移与目标距离以及方位角的自动配对。

(1) 目标多普勒频移的估计 由于 $\Phi_i = e^{j2\pi\bar{f}_{di}T_r}$, 因此, 第 i 个目标多普勒频移估计为

$$\hat{f}_{di} = \frac{1}{2\pi T_r} \arg(\Phi_i), \quad i = 1, \dots, k \quad (17)$$

(2) 目标方位角估计 令阵元发射信号载频和阵元位置矢量满足 $f_1|\mathbf{r}_1| = f_2|\mathbf{r}_2| = \dots = f_N|\mathbf{r}_N|$, 由 $N \times 1$ 列矢量 $\mathbf{a}(i)$ 构成 $(N-2) \times 1$ 列矢量 $\mathbf{v}(i)$, $v_n(i) = a_{n+2}a_{n+1}^*a_{n+1}^*a_n$, $n = 1, \dots, N-2$, 则第 i 个目标方位角估计为

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_i &= \frac{1}{N-2} \sum_{n=1}^{N-2} \frac{\phi_n + 2\phi_{n+1} + \phi_{n+2}}{4} \\ &+ \cos^{-1} \left(\frac{\arg(v_n(i))c}{2\pi f_1 |\mathbf{r}_1| 4 \sin^2(\Delta\varphi)} \right) \end{aligned} \quad (18)$$

式(18)中, $\Delta\varphi = \pi/N$ 。

(3) 目标距离估计 令

$$\alpha_n(i) = \frac{2\pi f_1 r_1}{c} [\cos(\hat{\theta}_i - \phi_{n+1}) - \cos(\hat{\theta}_i - \phi_n)], n = 1, \dots, N-1$$

以及 $\beta_n(i) = \arg(a_{n+1}(i)) - \arg(a_n(i)), n = 1, \dots, N-1$, 则第 i 个目标距离估计为

$$\hat{R}_{0i} = \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^{N-1} \frac{-(\alpha_n(i) - \beta_n(i) - 2\pi\delta)c}{4\pi\Delta f} \quad (19)$$

式(19)中, $\delta = \text{mod}\left(\frac{2R_0\Delta f}{c}, 2\pi\right)$, R_0 表示目标所在的距离门对应的距离, 其数值在距离 FFT 处理时可以获得。

在实际应用中, $\mathbf{r}(\mathbf{R}_0, mT_r)$ 的自协方差矩阵, $\mathbf{r}(\mathbf{R}_0, mT_r)$ 和 $\mathbf{r}(\mathbf{R}_0, (m+1)T_r)$ 的互协方差矩阵由有限次快拍的数据估计得到, σ^2 可由 \mathbf{R}_{XX} 的 $N-k+1$ 个小特征值平均得到。

在第2节的分析中, 我们用 \bar{f}_{di} 作为各个等效接收通道的多普勒速度, 认为各个等效接收通道的复包络近似相同。实际上, 各个等效接收通道之间多普勒频移的差异, 表现为回波序列复包络之间的差异, 而这种复包络的差异会导致使用式(19)进行目标距离估计时, 距离估计发生偏移, 而这种复包络的差异对目标方位角的估计没有影响。由文献[11]中的分析可知目标距离的估计值与目标实际距离有如下关系:

$$\hat{R}_{0i} = R_{0i} - 0.5(M-1)\hat{v}_{di}T_r \quad (20)$$

综上所述, 目标多普勒频移, 距离以及方位角同时估计步骤如下:

- (1) 利用接收端等效信号, 获得 \mathbf{R}_{XX} 和 \mathbf{R}_{XY} 的估计值 $\hat{\mathbf{R}}_{XX}$ 和 $\hat{\mathbf{R}}_{XY}$, 由 $\hat{\mathbf{R}}_{XX}$ 获得 $\mathbf{R}_{XX}^{\#}$, 从而得到波达方向矩阵 \mathbf{R} 。
- (2) 对 \mathbf{R} 进行特征分解获得 $\{\Phi_i, \mathbf{a}(i)\}, i = 1, \dots, k$ 。
- (3) 分别利用式(17), 式(18)和式(19)获得目标多普勒频移、方位角和距离的估计。
- (4) 利用估计得到的目标距离以及多普勒频移, 由式(20)获得目标实际距离的估计。

4 仿真分析

在仿真中, 假设发射阵为 $N = 15$ 元阵, $\phi_n = (n-1)2\pi/N, n = 1, \dots, N$, 且阵元发射信号载频和阵元位置矢量满足 $f_1|\mathbf{r}_1| = f_2|\mathbf{r}_2| = \dots = f_N|\mathbf{r}_N|$, 以阵中心点为参考点(坐标系原点), 雷达工作中心频率 $f_0 = 7\text{MHz}$, 发射信号带宽为 30kHz , 即雷达距离分辨率为 5km , 接收端采用单个接收通道。假设存在两个目标且目标回波功率相等, 经距离变换后信噪比 $\text{SNR} = 15\text{dB}$, 目标距离分别为 $R_{01} = 59\text{km}$ 和 $R_{02} = 61\text{km}$, 显然这两个目标在同一个距离门中 (60km), 两个目标的方位角分别为 $\theta_1 = 85^\circ$ 和 $\theta_2 = 92^\circ$, 两目标的径向速度分别为 $v_{t1} = 4\text{m/s}$ 和 $v_{t2} = -2\text{m/s}$, $T_r = 1\text{s}$, $M = 128$ 。

图2所示为对接收端等效信号进行波束综合后的输出结果。图2(a)为目标距离-方位角-归一化幅度三维图, 图2(b)为图2(a)的等高线图。从图2中可以看出, 采用空-时波束形

成的方法不能够分辨两个目标。这是因为,无论在距离维还是在角度维,两个目标均在同一个分辨单元中,因此,空时波束形成的方法不能够分辨两个目标。

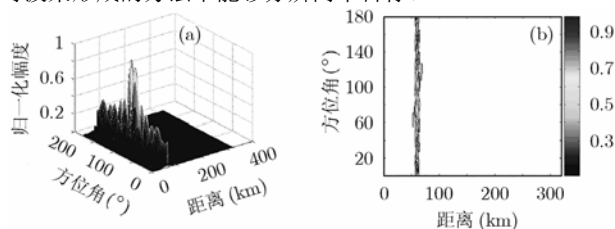


图2 发射波束综合输出结果

图3和图4分别表示本文方法在100次独立实验时目标距离、方位角和多普勒频移估计的结果。图3中,为了与本文方法估计结果相对应,我们根据仿真参数和目标的实际距离用式(20)获得目标距离的估计,因此,‘×’表示目标实际对应的方位角和目标距离的估计,而‘·’表示不同独立实验时获得的目标方位角和距离的估计结果。从图3和图4可以看出,本文的方法能够很好地分辨出两个目标并且能够得到很好的估计结果。

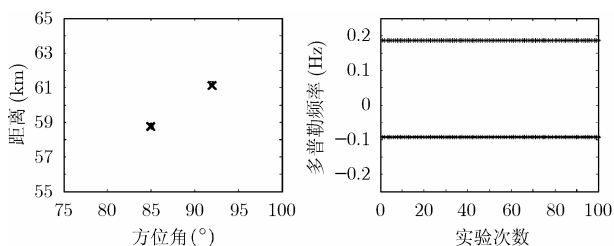


图3 目标距离以及方位角估计结果

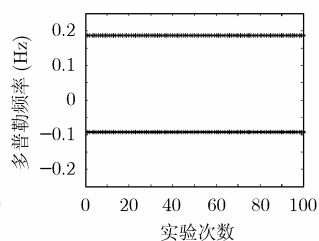


图4 目标多普勒频移估计结果

5 结束语

本文提出一种基于波达方向矩阵法的高频地波超视距雷达目标距离、方位角和多普勒频移同时估计方法。该方法利用时延作为旋转因子,构造波达方向矩阵,对波达方向矩阵进行特征分解。对特征值进行处理可以获得目标的多普勒频移的估计;对其对应的特征矢量进行处理,可以获得目标距离以及方位角的估计。该方法能够自动实现估计值的配对,并且具有很高的分辨率。仿真结果证明了该方法的有效性。

本文在研究了在阵列无误差条件下利用波达方向矩阵法实现高频地波超视距雷达目标距离、方位角和多普勒频移

同时估计的方法。在实际应用中,当阵元存在幅相误差以及互耦误差时如何实现目标参数的正确估计还需要进一步研究。

参考文献

- [1] Headrick J M and Skolnik M I. Over-the-horizon radar in the HF band [J]. *Proc. IEEE*, 1974, 62 (6): 665-673.
- [2] Fabrizio G A, Abramovich Y I, and Anderson S J, *et al.* Adaptive cancellation of nonstationary interference in HF antenna arrays [J]. *IEE Proc.-F*, 1998, 145(1): 19-24.
- [3] Fabrizio G A, Gershman A B, and Turley M D. Robust adaptive beamforming for HF surface wave over-the-horizon radar [J]. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 2004, 40(2): 510-525.
- [4] 陈伯孝, 许辉, 张守宏. 舰载无源综合脉冲/孔径雷达及其若干关键问题[J]. *电子学报*, 2003, 31(12): 1776-1779.
- [5] 保铮, 张庆文. 一种新型的米波雷达——综合脉冲与孔径雷达[J]. *现代雷达*, 1995, 17(1): 1-13.
- [6] 殷勤业, 邹理和, W. N. Robert. 一种高分辨二维信号参量估计方法——波达方向矩阵法[J]. *通信学报*, 1991, 12(4): 1-7.
- [7] 王曙, 周希朗. 阵列信号波达方向-频率同时估计方法[J]. *上海交通大学学报*, 1999, 33(1): 40-42.
- [8] 黄浩学, 吴嗣亮. 基于均匀圆阵的信号源 DOA 和多普勒频率估计算法[J]. *电子学报*, 2001, 29(5): 619-621.
- [9] Teague C C, Tyler G L, and Stewart R H. Studies of the sea using HF radio scatter [J]. *IEEE Trans. on Antenna and Propagation*, 1977, 25(1): 12-19.
- [10] Xie J H, Yuan Y S, and Liu Y T. Super-resolution processing for HF surface wave radar based on pre-whitened MUSIC [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2000, 25(4): 458-471.
- [11] 苏洪涛. 超视距雷达目标检测与干扰抑制方法研究[D]. [博士学位论文] 西安: 西安电子科技大学, 2004, 12.

苏洪涛: 男, 1974年生, 副教授, 主要研究方向为自适应信号处理、超视距雷达信号处理。

张守宏: 男, 1938年生, 教授, 博士生导师, 研究领域为雷达系统与检测。

保铮: 男, 1927年生, 教授, 博士生导师, 中国科学院院士, 研究领域为雷达信号处理及现代信号处理。