

基于参数转移的岸-舰双基地波超视距 雷达发射阵幅相扰动估计

陈多芳¹, 秦国栋², 陈伯孝³

(1. 西安电子科技大学生命科学技术学院, 陕西西安 710071; 2. 西安电子科技大学工程学院, 陕西西安 710071;
3. 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 岸-舰双基地波超视距雷达采用岸基阵列发射不同载频的信号进行几乎全向辐射, 舰载单根天线接收, 接收端利用综合脉冲孔径技术得到等效发射方向图. 本文结合该雷达系统特点, 利用接收到的直达波信号, 提出基于参数转移的幅相扰动估计方法. 该方法引入新的未知量, 通过参数转移, 将由接收站方位误差引起的相位扰动估计误差转移到新的未知量中. 论文详细推导了基于参数转移的发射阵幅相扰动估计模型以及幅相扰动估计的克拉-美罗界. 计算机仿真表明了所提方法的有效性.

关键词: 地波超视距雷达; 直达波; 幅相扰动估计; 参数转移; 克拉-美罗界

中图分类号: TN958 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 09-2184-06

Estimation of Gain and Phase Perturbations for Transmit Array Based on Parameter Transfer in Coast-Ship Bistatic SWOTHR

CHEN Duo-fang¹, QIN Guo-dong², CHEN Bai-xiao³

(1. School of Life Sciences and Technology, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

2. School of Electrical Engineering, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

3. National Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: The coast-ship bistatic surface wave over-the-horizon radar (SWOTHR) uses a coast-located array to transmit signals of different carrier-frequencies and a ship-carried omni-antenna to receive echoes. The energy emitted covers a rather large sector and the equivalent transmit beampattern is formed by adopting the technique of impulse and aperture synthesis. A method based on parameter transfer for gain and phase perturbations estimation of the transmit array is proposed using the received direct-path wave. In this method, a new unknown variable is introduced and the estimation error induced by the uncertainty of the receiver direction is transferred to the new variable. The signal model and the Cramer-Rao lower Bound for the array perturbation estimation are deduced. The computer simulation shows the effectiveness of the proposed method.

Key words: surface wave over-the-horizon radar; direct-path wave; estimation of gain and phase perturbations; parameter transfer; Cramer-Rao lower bound

1 引言

岸-舰双基地波超视距雷达工作在高频波段, 岸基发射站采用多个天线同时辐射不同载频调频中断连续波 (FMICW) 信号以保证各向同性照射, 即不形成发射方向图, 舰载接收站采用一个全向天线接收. 该雷达通过对各个无方向发射天线的信号进行编码, 接收端进行分离-调相-求和处理, 得到特定方向的窄脉冲回波, 即在接收端对接收信号进行综合脉冲孔径处理得到等效的发射方向图. 该雷达兼备高频雷达和双基地雷达的优

点, 如工作在谐振区, 可以获得较大的雷达目标截面积, 能够有效探测低空、超低空飞行目标; 由于接收站不辐射能量, 所以具有良好的抗电子侦察、抗有源定向干扰、抗反辐射导弹 (ARM) 的能力^[1].

岸-舰双基地波超视距雷达采用阵列发射, 误差来源为发射通道的不一致性. 这将影响雷达的参数估计尤其是测角性能, 必须对其进行校正. 参数类阵列校准方法通常可分为有源校准^[2]和自校准两类^[3]. 有源校准通过在空间设置方位精确已知的辅助信源来对阵列扰动参数进行离线估计. 自校准类方法通常将空间信源的

方位与阵列的扰动参数根据某种优化函数进行联合估计.但由于误差参数与方位参数之间的耦合以及某些病态的阵列结构,参数估计的唯一辨识性往往无法保证,且参数联合估计运算量大^[4].文献[5]提出利用辅助阵元的幅相误差估计方法,前提是辅助阵元已经精确校准.

考虑到各发射阵元位置测量精度较高,且地波雷达工作波长较长,本文仅研究发射阵幅相扰动估计.文献[6,7]利用直达波信号对发射阵幅相误差进行估计,但需要接收站方位精确已知,这在实际中有一定难度.本文结合该雷达系统特点,利用接收到的直达波信号,提出基于参数转移的幅相扰动估计方法.该方法通过参数转移,消除了由接收站方位误差引起的幅相扰动估计误差;在无需精确已知接收站方位的情况下可对发射阵幅相扰动进行有效估计.

2 信号模型

岸-舰双基地波超视距雷达在发射站采用 K 元等距线阵,雷达与目标的几何关系如图 1 所示.图中, T_x 为发射阵中心, R_x 为接收站, T 为目标; L 为基线, R_a 和 R_b 分别为目标到发射站和接收站的距离, β 为双基地角;以发射阵切线方向为参考, θ 和 θ_r 分别为目标和接收站相对发射阵的方位角.各阵元发射不同载频的 FMICW 信号,其中第 k 路信号的时频关系如图 2 所示.图中,脉冲宽度为 T_e ,脉冲重复周期为 T_r ,频率调制周期为 T_m , $T_m = N_m T_r$, N_m 为一个调制周期内的脉冲数;调频带宽 $B_\mu = \mu T_m$, μ 为调频斜率.理想情况下,第 k ($k = 1, \dots, K$) 个天线单元在一个调制周期内的发射信号为:

$$s_{ek}(t) = g(t) e^{j2\pi(f_k t - 0.5\mu t^2)}, 0 \leq t < T_m \quad (1)$$

其中 $g(t)$ 为脉冲调制信号或称门控信号,

$$g(t) = \sum_{m=0}^{N_m-1} \text{rect}(t - mT_r),$$

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_e \\ 0, & T_e \leq t \leq T_r \end{cases}$$

$f_k = f_0 + \Delta f_k = f_0 + c_k \cdot \Delta f$ 为第 k 个天线单元发射信号的载频, c_k 为频率编码,且 $c_k \in \{k - (K+1)/2\}$.该雷达的工作原理以及发射波形设计见文献[1].

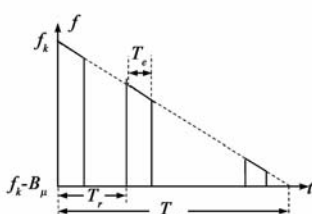
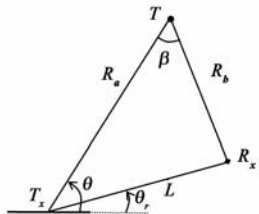


图1 发射站、接收站与目标几何关系示意图

图2 FMICW的时-频关系示意图

不考虑发射阵幅相扰动及噪声,接收到的第 m 个调频周期的直达波可表示为

$$r(m, t) \approx \sum_{k=1}^K s_k(m, t - \tau_k) e^{j2\pi f_{dk} m T_m} \\ = \sum_{k=1}^K g(t - \tau_k) e^{j2\pi[f_k(t + mT_m - \tau_k) - 0.5\mu(t - \tau_k)^2]} e^{j2\pi f_{dk} m T_m} \quad (2)$$

式中, $\tau_k = \tau_0 + \Delta\tau_k$, $\tau_0 = L/c$, c 为光速, L 为基线长度, $\Delta\tau_k = -(k-1)d_0 \cos\theta_r/c$ 为直达波到达第 k 个阵元相对参考阵元的时延, d_0 为阵元间距, θ_r 为接收站方位; $f_{dk} = 2fv/c$ 是接收站径向速度为 v 时第 k 个载频对应的多普勒频率.基线长度远大于阵列有效孔径时,有 $g(t - \tau_k) \approx g(t - \tau_0)$.经低通滤波器滤除栅瓣后,可等效为发射 LFMICW 信号(不考虑能量损失).本雷达为窄带系统,有 $f_0 \gg K \cdot \Delta f$,故 $f_{dk} \approx f_{d0} = 2f_0 v/c$.第 k 路低通滤波器输出可表示为:

$$r_k(m, t) = e^{j2\pi(-f_k \tau_k + \mu \tau_k t - 0.5\mu \tau_k^2)} e^{j2\pi f_{d0} m T_m}, \tau_k \leq t \leq \tau_k + T_m \quad (3)$$

对其进行 FT,得到

$$\hat{r}_k(m, \tau) = e^{j2\pi f_{d0} m T_m} e^{j2\pi(-f_k \Delta\tau_{rk} - \mu \tau \Delta\tau_{rk} + 0.5\mu \Delta\tau_{rk}^2)} \\ \cdot e^{-j\pi(\mu \tau - \mu \Delta\tau_{rk}) T_m} \frac{\sin[\pi(\mu \tau - \mu \Delta\tau_{rk}) T_m]}{\pi(\mu \tau - \mu \Delta\tau_{rk})} \quad (4)$$

忽略幅度,输出峰值 $x_k(m)$ 为

$$x_k(m) = \hat{r}_k(m, \tau) \Big|_{\tau = \Delta\tau_k} \approx e^{-j2\pi f_k \Delta\tau_k} e^{j2\pi f_{d0} m T_m} \quad (5)$$

考虑噪声,上式用矩阵表示为

$$\mathbf{x}(m) = \mathbf{a}s(m) + \mathbf{n}(m) \quad (6)$$

式中, $\mathbf{x}(m) = [x_1(m), x_2(m), \dots, x_K(m)]^T$ 为分离后得到的接收信号矢量, T 表示转置; $\mathbf{a} = [e^{-j2\pi f_1 \Delta\tau_1}, e^{-j2\pi f_2 \Delta\tau_2}, \dots, e^{-j2\pi f_K \Delta\tau_K}]^T$ 表示直达波导向矢量,与接收站方位有关; $s(m) = e^{j2\pi f_{d0} m T_m}$ 为信号,与接收平台运动速度有关; $\mathbf{n}(m) = [n_1(m), n_2(m), \dots, n_K(m)]^T$ 为各分量相互独立的零均值高斯白噪声矢量.

根据式(6),考虑信号及噪声功率,可得数据协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_x = \sigma_s^2 \mathbf{a}\mathbf{a}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (7)$$

式中, σ_s^2 为信号功率, σ_n^2 为噪声功率, H 表示共轭转置, \mathbf{I} 为单位阵.

考虑阵列幅相扰动,以第一个阵元为参考,数据协方差矩阵可表示为

$$\mathbf{R}_x = \sigma_s^2 (\mathbf{P}\mathbf{a})(\mathbf{P}\mathbf{a})^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (8)$$

式中, $\mathbf{P} = \mathbf{\Gamma}_1 \mathbf{\Gamma}_2$ 为幅相扰动矩阵; $\mathbf{\Gamma}_1 = \text{diag}[\boldsymbol{\rho}]$ 为发射通道增益矩阵, $\boldsymbol{\rho} = [1, \rho_2, \dots, \rho_K]^T$, ρ_k 为第 k 个发射通道增益; $\mathbf{\Gamma}_2 = \text{diag}[e^{j\boldsymbol{\varphi}}]$ 为发射通道相位矩阵, $\boldsymbol{\varphi} = [0, \varphi_2, \dots, \varphi_K]^T$, φ_k 为第 k 个发射通道相位.

3 发射阵幅相扰动估计方法

3.1 基于子空间拟合的发射阵幅相扰动估计

根据子空间拟合思想^[7],若接收站方位精确已知,则 \mathbf{a} 可计算得到.对数据协方差矩阵 \mathbf{R}_x 进行特征值分解,则根据最大特征值对应的特征向量与理想导向矢量的关系,可对 \mathbf{P} 进行估计:

$$\mathbf{P} = \arg \min \|\mathbf{P}\mathbf{a} - \boldsymbol{\varepsilon}\|_F^2 \quad (9)$$

其中, $\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_K]^T$ 为根据接收站方位构造的导向矢量, $a_k = e^{-j2\pi f_k \Delta \tau_k}$; $\boldsymbol{\varepsilon} = [e_1, e_2, \dots, e_K]^T$ 为 \mathbf{R}_x 最大特征值对应的特征向量; $\boldsymbol{\varepsilon}$ 为一未知常数.则以第一发射通道为参考的阵列扰动为

$$P_{k,k} = \frac{e_k/e_1}{a_k/a_1}, k = 2, 3, \dots, K \quad (10)$$

根据 \mathbf{P} , 解得幅度和相位扰动分别为

$$\rho_k = |P_{k,k}|, k = 2, 3, \dots, K \quad (11)$$

$$\varphi_k = \text{ang}[P_{k,k}], k = 2, 3, \dots, K \quad (12)$$

式中, $P_{k,k}$ 为矩阵 \mathbf{P} 的第 k 行第 k 列元素, $| \cdot |$ 表示取幅度, ang 表示取相位.

根据式(11)和(12)对发射阵幅相扰动进行估计的前提是接收站方位精确已知,这在实际中难以满足,而接收站方位误差会给发射阵相位扰动估计带来误差.下面介绍接收站方位存在误差时的发射阵幅相扰动估计方法.

3.2 基于参数转移的发射阵幅相扰动估计

假设接收站方位误差为 Δ_θ ,即对于精确方位角 θ_r ,测量值为 $\tilde{\theta}_r = \theta_r + \Delta_\theta$,则根据测量值构造的导向矢量为

$$\tilde{\mathbf{a}} = [e^{j2\pi d_1 \cos \tilde{\theta}_r / \lambda_1}, \dots, e^{j2\pi d_K \cos \tilde{\theta}_r / \lambda_K}]^T \quad (13)$$

利用二阶泰勒近似, $\cos \tilde{\theta}_r = \cos(\theta_r + \Delta_\theta) \approx \cos \theta_r - \Delta_\theta \sin \theta_r$,则根据测量值构造的导向矢量与理想导向矢量 \mathbf{a} 的关系可表示为

$$\tilde{\mathbf{a}} = \boldsymbol{\Gamma}_\Delta \mathbf{a} \quad (14)$$

式中,

$$\boldsymbol{\Gamma}_\Delta = \text{diag}[e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_1} \Delta_\theta d_1 \sin \theta_r}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_K} \Delta_\theta d_K \sin \theta_r}] \quad (15)$$

根据子空间拟合思想,以第一发射通道为参考的阵列扰动估计为

$$\tilde{P}_{k,k} = \frac{e_k/e_{11}}{\tilde{a}_k/\tilde{a}_1} = (\boldsymbol{\Gamma}_\Delta)_{1,1} / (\boldsymbol{\Gamma}_\Delta)_{k,k} \frac{e_k/e_{11}}{a_k/a_1}$$

式中, $k = 2, 3, \dots, K$, $(\boldsymbol{\Gamma}_\Delta)_{k,k}$ 为矩阵 $\boldsymbol{\Gamma}_\Delta$ 的第 k 行、第 k 列元素.根据上式可得到发射通道幅度、相位扰动估计为

$$\tilde{\rho}_k = |\tilde{P}_{k,k}| = |P_{k,k}| \quad (16)$$

$$\tilde{\varphi}_k = \text{ang}[\tilde{P}_{k,k}] = \text{ang}[(\boldsymbol{\Gamma}_\Delta)_{1,1} / (\boldsymbol{\Gamma}_\Delta)_{k,k}] + \text{ang}[P_{k,k}] \quad (17)$$

可以看到,由于接收站方位误差 Δ_θ 引入的误差矩阵 $\boldsymbol{\Gamma}_\Delta$ 只包含相位项,所以该误差仅影响发射通道的相位扰动估计,对幅度扰动估计无影响.需要注意的是,式(17)的前提是无相位模糊.由于相位项以第一通道为参考,且在实际中,通过硬件设计优化,发射通道不一致性范围有限(本系统中一般为 $\pm 10^\circ$),此条件容易满足.

为推导参数转移的幅相扰动估计模型,引入新的未知量,即发射阵元 y 坐标扰动,记为 δ_k ,则式(8)中的扰动矩阵修正为

$$\mathbf{P} = \boldsymbol{\Gamma}_1 \boldsymbol{\Gamma}_2 \boldsymbol{\Gamma}_3 \quad (18)$$

式中, $\boldsymbol{\Gamma}_1$ 和 $\boldsymbol{\Gamma}_2$ 定义与式(8)相同,分别为幅度、相位扰动矩阵; $\boldsymbol{\Gamma}_3$ 由阵元位置 y 坐标扰动引起,且 $\boldsymbol{\Gamma}_3 = \text{diag}[1, e^{j\varphi_2}, \dots, e^{j\varphi_K}]$, $\varphi_k = 2\pi \delta_k \sin \theta_r / \lambda_k$, $\lambda_k = f_k / c$ 为载频 f_k 对应的波长.

采用子空间拟合方法,与式(11)、(12)类似,可以得到幅度、相位及位置扰动为

$$\rho_k = |P_{k,k}| \quad (19)$$

$$2\pi \delta_k \sin \theta_r / \lambda_k + \varphi_k = \text{ang}[P_{k,k}] \quad (20)$$

式中, $P_{k,k} = \frac{e_k/e_1}{a_k/a_1}$, 定义同式(10).

与式(16)、(17)相似,考虑接收站方位误差 Δ_θ 时的幅度、相位及位置扰动为

$$\rho_k = |P_{k,k}| \quad (21)$$

$$2\pi \delta_k \sin \theta_r / \lambda_k + \varphi_k = \text{ang}[(\boldsymbol{\Gamma}_\Delta)_{1,1} / (\boldsymbol{\Gamma}_\Delta)_{k,k}] + \text{ang}[P_{k,k}] \quad (22)$$

将式(15)所示 $\boldsymbol{\Gamma}_\Delta$ 相应元素代入上式,并进行化简,有

$$2\pi \tilde{\delta}_k \sin \theta_r / \lambda_k + \varphi_k = \text{ang}[P_{k,k}] \quad (23)$$

式中, $\tilde{\delta}_k = \delta_k + \Delta_\theta(k-1)d_0$, $k = 2, 3, \dots, K$.可以看到,采用式(23)计算时,接收站方位误差 Δ_θ 影响阵元 y 坐标扰动估计.上式用矩阵表示,有

$$[\sin \theta_r \ 1] \begin{bmatrix} 2\pi \tilde{\delta}_2 / \lambda_2 & \dots & 2\pi \tilde{\delta}_K / \lambda_K \\ \varphi_2 & \dots & \varphi_K \end{bmatrix} = \text{ang}[P_{2,2} \ \dots \ P_{K,K}] \quad (24)$$

要得到 $\tilde{\delta}_k$ 和 φ_k 的唯一解,需要两个不同的 θ_r 值,即接收站的两个不同方位.对于运动的接收站,此条件容易满足.此时,

$$\begin{bmatrix} \tilde{\delta}_2 & \dots & \tilde{\delta}_K \\ \varphi_2 & \dots & \varphi_K \end{bmatrix} = \mathbf{B}^{-1}(\text{ang}[\mathbf{C}]) \odot \mathbf{D} \quad (25)$$

$$\text{式中, } \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \sin \theta_{r1} & 1 \\ \sin \theta_{r2} & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} (P_1)_{2,2} & \dots & (P_1)_{K,K} \\ (P_2)_{2,2} & \dots & (P_2)_{K,K} \end{bmatrix}_{2 \times (K-1)}$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \lambda_2 / 2\pi & \dots & \lambda_K / 2\pi \\ 1 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{2 \times (K-1)}$$

\mathbf{P}_1 和 \mathbf{P}_2 分别为与接收站两个方位 θ_{r1} 和 θ_{r2} 相对应的导向矢量误差矩阵,求解方法与式(10)相同,其元素为

$$= \frac{2M\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \begin{bmatrix} \Delta_1 & \Delta_2 \\ \Delta_3 & \Delta_4 \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= \text{Re} \left[D_\rho^H \left(I - \frac{1}{K} bb^H \right) D_\rho \right]; \\ \Delta_2 &= \text{Re} \left[D_\rho^H \left(I - \frac{1}{K} bb^H \right) D_\varphi \right]; \\ \Delta_3 &= \text{Re} \left[D_\varphi^H \left(I - \frac{1}{K} bb^H \right) D_\rho \right]; \\ \Delta_4 &= \text{Re} \left[D_\varphi^H \left(I - \frac{1}{K} bb^H \right) D_\varphi \right]. \end{aligned}$$

因此,幅度、相位扰动估计的 CRB 分别为

$$\text{CRB}(\rho) = \frac{\sigma_n^2}{2M\sigma_s^2} (\Delta_1 - \Delta_2\Delta_4^{-1}\Delta_3)^{-1} \quad (31)$$

$$\text{CRB}(\varphi) = \frac{\sigma_n^2}{2M\sigma_s^2} (\Delta_4 - \Delta_3\Delta_1^{-1}\Delta_2)^{-1} \quad (32)$$

由式(31)和(32)可以看到,幅度、相位扰动估计的 CRB 与快拍数 M 和信噪比 σ_s^2/σ_n^2 成反比。

5 计算机仿真

本节通过计算机仿真对子空间拟合 (SF, Subspace Fitting) 和参数转移 (PT, Parameter Transfer) 方法进行性能评估. 仿真参数如下: 雷达工作中心频率 $f_0 = 6\text{MHz}$, 发射阵元个数 $K = 16$, 阵元间距 25m .

仿真实验一 幅相扰动估计结果

取阵元增益为 $[0.9, 1.1]$ 内的随机数, 即幅度相对误差为 10%, 相位在 $[-10^\circ, 10^\circ]$ 内随机选取. 接收到的直达波信号信噪比为 20dB, 相干积累周期取 256. 两个接收站方位为 40° 和 60° , 接收站方位误差为 0.5° . 子空间拟合法和参数转移法的发射阵幅相扰动估计结果如图所示. 可以看到, 对于幅度扰动估计, 两种方法估计精度较高. 由于接收站方位角并非精确已知, 子空间拟合法的相位扰动估计误差较大; 而基于参数转移的相位扰动估计精度很高.

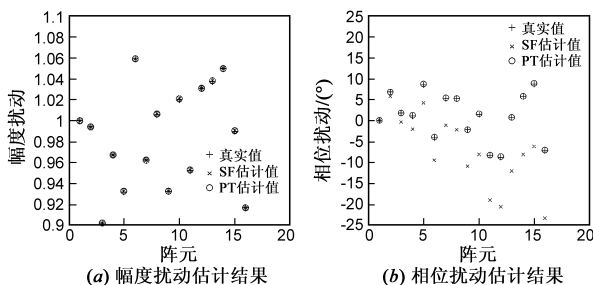


图3 发射阵幅相扰动估计结果

仿真实验二 幅相扰动估计性能

定义幅度和相位扰动估计的平均均方根误差分别

为 $\bar{\sigma}_\rho = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sigma_{\rho k}$ 和 $\bar{\sigma}_\varphi = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sigma_{\varphi k}$, $\sigma_{\rho k}$ 和 $\sigma_{\varphi k}$ 分别为第 k 通道的幅度 ρ_k 和相位的均方根误差. 定义幅度和相位扰动估计的平均 CRB 分别为各阵元幅度扰动估计和相

位扰动估计的均值. 接收站方位误差取 0.5° , 直达波信噪比由 5dB 变化到 30dB, 进行 200 次 Monte Carlo 实验. 图 4 所示为平均均方根误差以及平均 CRB 随信噪比变化曲线. 可以看到, 估计精度随信噪比的增加而增加, 且参数转移法精度高于子空间拟合法. 图 4(a) 所示为幅度扰动估计结果, 两种方法得到的结果相似, 也即接收站方位误差不影响发射通道幅度扰动估计. 图 4(b) 所示为相位扰动估计结果, 与子空间拟合法相比, 参数转移法的平均均方根误差大大降低. 采用子空间拟合法进行发射通道扰动估计时, 接收站方位误差是相位扰动估计误差的主要来源, 故相位扰动的平均均方根误差随信噪比变化不大.

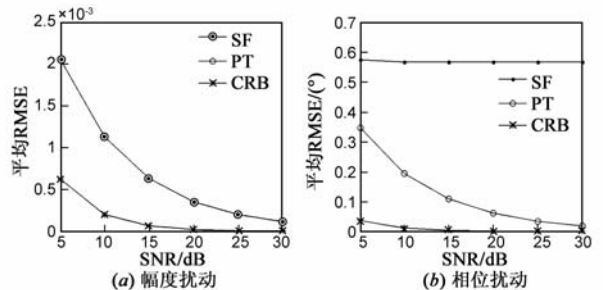


图4 平均均方根误差以及平均CRB随信噪比变化曲线

6 结论

本文结合岸舰双基地波超视距雷达系统特点, 考虑到直达波信噪比较高, 利用接收到的直达波信号, 提出基于参数转移的幅相扰动估计方法并推导了幅相扰动估计的克拉-美罗界. 基于参数转移的幅相扰动估计方法引入新的未知量, 将由接收站方位误差带来的参数估计误差转移到新引入的未知量中, 从而消除其对幅度相位扰动的估计误差. 计算机仿真表明, 参数转移方法在无需精确已知接收站方位的情况下可对发射阵幅相扰动进行有效估计. 同时, 由于无需增加额外设备, 且接收站方位无需精确已知, 该方法易于工程实现.

参考文献

- [1] 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. Chen Baixiao, Xu Hui, Zhang Shouhong. Ship-based passive synthetic impulse and aperture radar and some key questions [J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(12): 1776 - 1779. (in Chinese)
- [2] See C M S. Method for array calibration in high-resolution sensor array processing [J]. IEE Proc Radar, Sonar and Navigation, 1995, 142(3): 90 - 95.
- [3] Friedlander B, Weiss A J. Direction finding in the presence of mutual coupling [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation. 1991, 39(3): 273 - 284.

- [4] 王永良, 陈辉, 彭应宁, 等. 空间谱估计理论与算法[M]. 清华大学出版社, 2005.
- [5] 王布宏, 王永良, 陈辉, 郭英. 方位依赖阵元幅相误差校正的辅助阵元法[J]. 中国科学 E 辑, 2004, 34(8): 906 – 918.
- [6] 陈多芳, 陈伯孝, 刘春波, 等. 基于 FFT 的双基地综合脉冲孔径雷达发射阵校准[J]. 电子学报, 2008, 36(3): 551 – 555.
Chen Duofang, Chen Baixiao, Liu Chunbo, et al. Transmit array calibration for bistatic synthetic impulse and aperture radar based on FFT[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(3): 551 – 555. (in Chinese)
- [7] 刘春波, 陈伯孝, 陈多芳, 等. 双基地高频地波 SIAR 通道幅相误差的自校准方法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(3): 614 – 618.
Liu Chun-bo, Chen Bai-xiao, Chen Duo-fang, et al. Self-Calibration of channel errors for bistatic HF surface wave SIAR

[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2009, 31(3): 614 – 618. (in Chinese)

- [8] Stoica P, Nehorai A. MUSIC, maximum likelihood, and Cramer-Rao bound[J]. IEEE Trans on ASSP, 1989, 37(5): 720 – 741.

作者简介



陈多芳 女, 1983 年生于安徽. 西安电子科技大学生命科学技术学院讲师. 研究方向为近红外外目标探测方法.

E-mail: chenduofang@yahoo.com.cn

秦国栋 男, 1979 年生于陕西西安. 西安电子科技大学电子工程学院讲师. 研究方向为雷达信号处理.