

文章编号: 0258-2724(2010)04-0609-06 DOI: 10.3969/j.issn.0258-2724.2010.04.021

阵列误差对无源探测快速测向性能的影响

刘志强, 马红光

(第二炮兵工程学院一系, 陕西 西安 710025)

摘要: 为了定量分析存在方向图误差、位置误差、互耦误差、通道误差4种阵列误差的情况下,非合作无源探测系统的快速测向性能,通过矩阵范数与泰勒级数等理论分析,估计了无阵列误差时目标方向映射角的偏差范围,研究了阵列误差对阵列波束形成的影响,计算了存在阵列误差时目标方向映射角的估计偏差范围,得出并证明了较小阵列误差对方向映射角的估计方差几乎无影响的结论.仿真结果表明:阵列误差引起的最大波束幅度相对偏差为6.5%、信噪比为-20 dB时,16元等距线阵的最大方向映射角估计偏差与均方差均小于0.015 rad,与理论分析结果相符.

关键词: 快速测向;阵列误差;估计偏差;非合作无源探测;目标方向映射角

中图分类号: TN953 文献标识码: A

Effects of Array Errors on Fast Direction Finding Performance in Non-cooperative Passive Detection

LIU Zhiqiang, MA Hongguang

(Department One, The Second Artillery Engineering Institute, Xi'an 710025, China)

Abstract: Theoretical analyses were performed by applying the methods such as matrix norm and Taylor series, and so on, to quantitatively study the fast direction finding performance of a non-cooperative passive detection system with array errors, such as antenna pattern error, array element position error, mutual coupling error and channel error. The estimation error ranges of the target direction mapping angle were determined for ideal and real arrays, and the effects of array errors on beam forming were studied. It is concluded that the estimation error of the target direction mapping angle is not sensitive to the array errors. Simulation results show that the deviation and mean square deviation in estimation of the target direction mapping angle are less than 0.015 rad for a 16 element unified linear array when the maximum relative error in beam amplitudes caused by array errors is 6.5% and the signal to noise ratio is -20 dB.

Key words: fast direction finding; array error; estimation error; non-cooperative passive detection; target direction mapping angle

利用机会照射源的非合作无源探测技术^[1-14]具有较强隐蔽性及较好反隐身和低空探测性能^[11],近年来受到各国军方的关注.为了有效探测目标,该无源探测系统用阵列接收信号,并用信号处理方法滤除各通道接收信号中的强直达波^[1,4].先利用常规波束形成算法构造波束,并采用无源相

干技术求解该波束的幅度-距离-多普勒(amplitude-range-Doppler, ARD)曲面,再根据信号幅度检测目标^[1].采用波束空间扫描对某区域进行探测.在空间扫描过程中,可利用检测同一目标在两相邻波束中的幅度比值进行快速测向^[1].文献[1]证明了快速估计目标方位方法得到的结果偏差很小,可以忽

收稿日期: 2009-04-06

作者简介: 刘志强(1979-),男,讲师,博士,研究方向为信号处理、电子对抗、电子测量技术等,电话:15891309824, E-mail:liusir_104@163.com

略,并估计了该测向方法的方差范围,从理论上证明了该方法的最高理论精度可到达克拉美·罗界限.但该研究是基于理想阵列假设,并未推导估计偏差范围,也未研究在阵列存在误差的真实情况下算法的测向性能.本文将研究方位估计偏差的理论范围和存在阵列误差时快速测向算法的性能.

1 快速测向算法

在线阵上使用常规波束形成器(如切比雪夫)形成静态波束,用移相方式进行波束扫描,波束宽度随波束方位的变化而变化^[15].定义方向映射角

$$\omega = \frac{2\pi d}{\lambda \sin \theta}, \quad (1)$$

式中: d 为阵列相邻阵元的间距; λ 为入射信号波长; θ 为波束方向.

波束宽度不随 ω 的改变而改变^[16],快速测向中的比幅曲线为:

$$f(\omega) = \ln(|G_1(\omega)|^2) - \ln(|G_2(\omega)|^2),$$

式中: $G_1(\omega)$ 、 $G_2(\omega)$ 为无误差情况下相邻两波束方向图^[1].

$f(\omega)$ 在不同的波束上形状相同.将估计出的方向映射角代入式(1),可求出估计目标的方位.由方向映射角计算方位非常简单,与文献[1]相同,本文仅讨论方向映射角.快速测向方法^[1]如下:

步骤1 在线阵上使用常规波束形成器(如切比雪夫)形成静态波束;

步骤2 按某一间隔 B (如半功率宽度)将探测空间(映射角空间) S 划分为多个子空间 S_i ;

步骤3 调整权向量将波束指向各子空间,分别计算各波束的ARD曲面;

步骤4 比较各子空间ARD曲面上对应距离、多普勒频率处的幅度,记录最大值及其所属空间;

步骤5 根据目标所属空间左右相邻ARD曲面上目标幅度大小,判断目标方位在哪两个波束之间,并记下目标幅度 $|\tilde{A}_{i-1}|$ 和 $|\tilde{A}_i|$;

步骤6 利用 $|\tilde{A}_{i-1}|^2 - \ln|\tilde{A}_i|^2$ 的值,在理想比幅曲线 $f(\omega)$ 上估计目标方向映射角.

2 阵列误差对波束形成的影响

2.1 阵列误差对阵列方向图的影响

天线阵的误差主要由以下4种误差构成^[15]:

(1) 方向图误差

实际阵列中各天线由于加工精度及安装角度等原因,使得各天线方向图不完全一致.设天线(理想天线) u 对方向映射角 ω 的响应为 $G_{1u}(\omega)$,阵列中所用天线的不一致性不大于 ε_1 (非常接近0,通过测量得到),即:

$$|\Delta G_{1u}(\omega)| = |G_{1u}(\omega) - 1| \leq \varepsilon_1. \quad (2)$$

(2) 阵元位置误差

阵列安装过程中必然存在一定的位置误差,该误差仅会引起接收信号的相位变化,不改变接收信号的幅度.设实际阵元 u 相对于理想阵元的增益为 $G_{2u}(\omega)$ (非常接近1),则

$$G_{2u}(\omega) = \exp(j\varphi_u(\omega)), \quad (3)$$

式中: $\varphi_u(\omega)$ 为位置误差引起的接收信号相位误差.

假设阵元位置误差引起的相位误差不大于 ε_2 (非常接近0,通过测量得到),即:

$$|\varphi_u(\omega)| \leq \frac{2\pi}{\lambda} |\Delta \mathbf{r}_u| = \varepsilon_2,$$

式中: $\Delta \mathbf{r}_u$ 为阵元相位误差导致的法向误差矢量.

(3) 阵元互耦误差

阵元互耦的原因是各阵元入射开路电压的二次反射,阵元的输出电压为各阵元开路电压以相应互耦系数为权系数的线性叠加.假设阵列中最大互耦系数为 ζ ,当所用阵列为等距线阵时,由文献[15,17]可知,阵元互耦矩阵为:

$$\zeta = \begin{bmatrix} 1 & \zeta_1 & \cdots & \zeta_{L-1} \\ \zeta_1 & 1 & \cdots & \zeta_{L-2} \\ \zeta_{L-2} & \cdots & \cdots & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \zeta_{L-2} & \cdots & \cdots & \zeta_1 \\ \zeta_{L-1} & \cdots & \zeta_1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

(4) 通道误差

各通道对阵列接收到的信号进行采样.由于信号通过不同线路时,线路的频率响应差别引起了通道的幅度不一致性和相位不一致性;阵列采样(快拍)时刻的不一致也导致相位不一致.假设通道响应为 c_u ,其不一致性小于 ε_3 (非常接近0,通过测量得到),即:

$$|\Delta c_u| = |c_u - 1| \leq \varepsilon_3, \quad (5)$$

所以,等距线阵的实际导向矢量为:

$$\boldsymbol{\alpha}_{\text{real}}(\omega) = \mathbf{B}(\omega)\boldsymbol{\alpha}(\omega) = \mathbf{C}\zeta\mathbf{D}(\omega)\mathbf{P}(\omega)\boldsymbol{\alpha}(\omega), \quad (6)$$

式中: $\boldsymbol{\alpha}(\omega)$ 为理想情况下(不存在任何误差情况

下的导向矢量; $\mathbf{B}(\omega)$ 为阵列流形校正矩阵, \mathbf{C} 、 \mathbf{D} 和 \mathbf{P} 分别为通道、方向图和位置误差校正矩阵;

$$\mathbf{C} = \text{diag}[c_1, c_2, \dots, c_L],$$

$$\mathbf{D} = \text{diag}[G_{11}, G_{12}, \dots, G_{1L}],$$

$$\mathbf{P} = \text{diag}[G_{21}, G_{22}, \dots, G_{2L}].$$

显然,式(6)可写成: $\alpha_{\text{real}}(\omega) = \zeta \mathbf{G}(\omega) \alpha(\omega)$,式中:增益矩阵

$$\mathbf{G}(\omega) = \text{diag}[c_1 g_1(\omega), c_2 g_2(\omega), \dots, c_L g_L(\omega)],$$

$$g_u(\omega) = G_{1u}(\omega) G_{2u}(\omega).$$

令 $G_{1u}(\omega) = |G_{1u}(\omega)| \exp(j\phi_{1u})$, $u = 1, 2, \dots, L$,

则 $g_u(\omega) = G_{1u}(\omega) G_{2u}(\omega) =$

$$|G_{1u}(\omega)| \exp(j(\phi_{1u} + \varphi_u)).$$

由式(4)和(6)可知:

$$\mathbf{B}(\omega) =$$

$$\begin{bmatrix} c_1 g_1 & c_1 g_2 \zeta_1 & \dots & c_1 g_L \zeta_{L-1} \\ c_2 g_1 \zeta_1 & \dots & \dots & c_2 g_L \zeta_{L-2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c_2 g_L \zeta_{L-2} & \dots & \dots & c_{L-1} g_L \zeta_1 \\ c_L g_1 \zeta_{L-1} & \dots & c_L g_{L-1} \zeta_1 & c_L g_L \end{bmatrix}.$$

为了方便起见,上式中 $g_u(\omega)$ 简记作 g_u .

由于无源探测系统选用的照射源频率较低,波长较长(可达米波),所以,其天线结构简单,阵元间距较大,各天线方向图误差、阵元位置误差、阵元间互耦效应及通道不一致性均较小.由微分原理有:

$$\begin{aligned} |(1 + \Delta r) \exp(j\theta) - 1| &= \\ \sqrt{(1 + \Delta r)^2 + 1 - 2(1 + \Delta r) \cos \theta} &\approx \\ \sqrt{\Delta r^2 + \theta^2} &\leq |\Delta r| + |\theta|, \end{aligned}$$

所以,当互耦系数接近零时,有:

$$\begin{aligned} c_u g_k \zeta_l &\approx (1 + \Delta c_u)(1 + \Delta g_k) \zeta_l \approx \\ (1 + \Delta c_u + \Delta g_k) \zeta_u &\approx \zeta_l. \end{aligned}$$

故可将矩阵 $\mathbf{B}(\omega)$ 简化为:

$$\mathbf{B}(\omega) =$$

$$\begin{bmatrix} \eta_1 & \zeta_1 & \zeta_2 & \dots & \dots & \zeta_{L-1} \\ \zeta_1 & \eta_2 & \zeta_1 & \dots & \dots & \zeta_{L-2} \\ \zeta_2 & \zeta_1 & \dots & \dots & \dots & \zeta_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \zeta_{L-2} & \dots & \dots & \dots & \dots & \zeta_1 \\ \zeta_{L-1} & \dots & \dots & \zeta_2 & \zeta_1 & \eta_L \end{bmatrix} = \mathbf{I} + \mathbf{E}_B,$$

式中: $\eta_1 = 1 + \Delta c_1 + \Delta g_1$,

$$\eta_2 = 1 + \Delta c_2 + \Delta g_2,$$

...

$$\eta_L = 1 + \Delta c_L + \Delta g_L.$$

2.2 阵列误差引起的幅度误差

假设 $\mathbf{w} = (w_1, w_2, \dots, w_M)^T$ 为不考虑阵列误差情况下按某种规则设计好的波束形成权向量,其波束指向角度为 ω_0 ,半功率宽度为 B_w ,阵列对方向映射角 ω 的响应为:

$$H(\omega) = \mathbf{w}^H \alpha_{\text{real}}(\omega) = \mathbf{w}^H \mathbf{B}(\omega) \alpha(\omega),$$

则阵列误差带来的阵列方向响应误差为:

$$e_H(\omega) = \mathbf{w}^H [\alpha_{\text{real}}(\omega) - \alpha(\omega)] =$$

$$\mathbf{w}^H [\mathbf{B}(\omega) - \mathbf{I}] \alpha(\omega) = \mathbf{w}^H \mathbf{e}_B(\omega) \alpha(\omega). \quad (7)$$

由式(2)~(5)及式(7)可知,阵列幅度响应误差为:

$$\begin{aligned} \Delta |H(\omega)| &= |\mathbf{w}^H \alpha_{\text{real}}(\omega)| - |\mathbf{w}^H \alpha(\omega)| \leq \\ |\mathbf{E}^H(\omega)| &= \|\mathbf{w}^H\|_{\infty} \|\mathbf{E}_B\|_{\infty} \leq \\ \|\mathbf{w}^H\|_{\infty} &\left\{ \varepsilon_3 + \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + 2 \sum_{i=1}^{\text{ent}(L/2)} \zeta_i + \right. \\ &\left. \left(1 - \text{mod}\left(\frac{L}{2}\right)\right) \zeta_{\text{ent}(L/2)+1} \right\} \approx \\ \|\mathbf{w}^H\|_{\infty} &(\varepsilon_3 + \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + 2\zeta), \end{aligned} \quad (8)$$

式中: $\text{mod}(\cdot)$ 为取模运算.上式中约等号成立的条件是忽略相距较远阵元间的互耦效应.

3 阵列误差对方位测量的影响

3.1 理想阵列情况下目标方位估计偏差

该快速测向算法处理的数据是 ARD 曲面的幅度,并进行非线性运算,其估计结果必然会受到噪声的影响,产生一定的估计偏差.

定理 1 理想阵列情况下,快速测向估计偏差界于曲线 $l_1(\omega)$ 与 $l_2(\omega)$ 之间.

$$\left. \begin{aligned} l_1(\omega) &= \\ (1 - |\rho_1|)(b_1^{-1} + b_2^{-1})f''(\omega)[f'(\omega)]^{-3}, & \\ l_2(\omega) &= (b_1^{-1} + b_2^{-1})f''(\omega)[f'(\omega)]^{-3}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

式中: b_1 和 b_2 表示两相邻波束输出的信噪比; ρ_1 为两波束接收噪声的相关系数.

证明 参见文献[1],令 A_1, A_2 分别为无噪声时波束 i 和 $i+1$ 的阵列输出信号(通过幅度大小已判断出目标位于波束 i 与 $i+1$ 之间), N_1, N_2 表示阵列输出的噪声分量, \hat{A}_1, \hat{A}_2 为有噪声时的阵列输出.

$$\ln |\hat{A}_k|^2 = \ln |A_k + N_k|^2 =$$

$$\ln(|A_k|^2 + 2\text{Re}(A_k^* N_k) + |N_k|^2) =$$

$$\ln |A_k|^2 + \ln \left(1 + 2\operatorname{Re} \left(\frac{N_k}{A_k} \right) + \left| \frac{N_k}{A_k} \right|^2 \right),$$

$$k=1,2.$$

令: $r_k = N_k/A_k$, 由 Taylor 公式, 有:

$$\begin{aligned} \ln |\hat{A}_k|^2 &= \ln |A_k|^2 - \\ &\sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n} (2\operatorname{Re}(r_k) + |r_k|^2)^n = \\ &\ln |A_k|^2 + e_k, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{则 } E(\hat{\omega}) &= E(f^{-1}(\ln |\hat{A}_1|^2 - \ln |\hat{A}_2|^2)) = \\ &E(f^{-1}((\ln |A_1|^2 - \ln |A_2|^2))) + e_1 - e_2 \approx \\ &\omega_0 + [f^{-1}(\omega_0)]' E(e_1 - e_2) + \\ &\frac{1}{2} [f^{-1}(\omega_0)]'' E((e_1 - e_2)^2). \end{aligned} \quad (10)$$

因为:

$$\begin{aligned} E(e_1 - e_2) &\approx E(2\operatorname{Re}(r_1) - 2(\operatorname{Re}(r_1))^2 + |r_1|^2) + \\ &E(2\operatorname{Re}(r_2) - 2(\operatorname{Re}(r_2))^2 + |r_2|^2) = 0, \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} E((e_1 - e_2)^2) &\approx 4E(((\operatorname{Re}(r_1) - \operatorname{Re}(r_2))^2)) = \\ &4E((\operatorname{Re}(r_1))^2) + 4E((\operatorname{Re}(r_2))^2) - \\ &8E(\operatorname{Re}(r_1)\operatorname{Re}(r_2)) = \\ &2(b_1^{-1} + b_2^{-1}) - 8E(\operatorname{Re}(r_1)\operatorname{Re}(r_2)), \end{aligned} \quad (12)$$

式中: b_k 表示阵列输出 \hat{A}_k 的信噪比.

定义两波束 i 和 m 接收噪声的互相关系数 ρ_1 和 ρ_2 为:

$$\begin{aligned} \rho_1 &= \frac{E \left(\sum_{l=1}^L w_{il} n_l \sum_{l=1}^L w_{ml}^* n_l^* \right)}{P_n} = \\ &\langle \mathbf{w}_i, \mathbf{w}_m \rangle \left(\sum_{l=1}^L |w_{0l}|^2 \right)^{-1}, \\ \rho_2 &= \frac{\left(\sum_{l=1}^L w_{il} n_l \sum_{l=1}^L w_{ml} n_l \right)}{P_n} = \\ &\frac{\langle \mathbf{w}_i, \mathbf{w}_m^* \rangle E(n^2)}{P_n} = 0, \end{aligned}$$

式中: l 为权重系数编号; n 为噪声; P_n 为噪声功率; $\langle \cdot \rangle$ 表示内积运算; \mathbf{w}_i 为波束 i 的权重矢量; \mathbf{w}_m^* 为波束 m 的权重矢量的共轭.

由文献[1]的式(25)有:

$$E(\operatorname{Re}(r_1)\operatorname{Re}(r_2)) \leq |\rho_1| (b_1^{-1} + b_2^{-1})/4,$$

所以, $2(1 - |\rho_1|)(b_1^{-1} + b_2^{-1}) \leq$

$$E((e_1 - e_2)^2) \leq 2(b_1^{-1} + b_2^{-1}). \quad (13)$$

由式(10)、(11)和(13)可知, 该比幅法对方向映射角的测量偏差界于曲线 $l_1(\omega)$ 与 $l_2(\omega)$ 之间. 定

理1得证.

3.2 存在阵列误差的目标方位估计偏差

实际使用的阵列总存在一定误差. 当存在误差时, 对目标方位的估计会出现偏差. 在非合作无源探测中, 通常选用的照射源(如调频广播)频率较低, 信号波长较长, 接收阵列间距大, 天线结构简单, 阵列误差较小. 假设目标的真实方向映射角 ω_0 在相邻两波束上的幅度响应为:

$$\bar{A}_k = |\mathbf{w}_k^H \bar{\boldsymbol{\alpha}}_{\text{real}}(\omega_0)| = (1 + \delta_k) A_k, \quad k=1,2,$$

式中: \mathbf{w}_k^H 为波束 k 的权重矢量的转秩共轭; $\bar{\boldsymbol{\alpha}}_{\text{real}}(\omega_0)$ 为阵列真实导向矢量; δ_k 为因阵列误差引入的附加量, 其取值范围参见式(8); A_k 是理想阵列的幅度响应.

定理2 阵列存在误差时, 比幅测向的方向映射角估计方差与理想阵列相同, 方向映射角估计偏差范围为:

$$\begin{aligned} \min(l_1(\omega), l_2(\omega)) - \frac{4\varepsilon}{|f'(\omega_0)|} &\leq \Delta\omega \leq \\ \max(l_1(\omega), l_2(\omega)) + \frac{4\varepsilon}{|f'(\omega_0)|}, \end{aligned} \quad (14)$$

式中: ε 为阵列误差引起的最大幅度误差, 可由式(8)估计.

证明 利用有误差的幅度进行方位测量时,

$$\begin{aligned} \ln |\bar{A}_k|^2 &= \ln |\bar{A}_k + N_k|^2 = \ln |A_k|^2 + \\ &\ln(1 + 2\delta_k + \delta_k^2 + 2(1 + \delta_k)\operatorname{Re}(r_k) + |r_k|^2) = \\ &\ln |A_k|^2 - \\ &\sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n} \times \\ &[2\delta_k + \delta_k^2 + 2(1 + \delta_k)\operatorname{Re}(r_k) + |r_k|^2]^n = \\ &\ln |A_k|^2 - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n} (e_{r_k})^n = \\ &\ln |A_k|^2 + e_{r_k} + O(e_{r_k}^2), \end{aligned} \quad (15)$$

式中: \bar{A}_k 为存在阵列误差时波束 k 检测的目标幅度; $O(e_{r_k}^2)$ 为高阶无穷小量.

比幅法对方向映射角的测量期望为:

$$\begin{aligned} E(\hat{\omega}) &= E f^{-1}(\ln |\bar{A}_1|^2 - \ln |\bar{A}_2|^2) \approx \\ &E f^{-1}((\ln |A_1|^2 - \ln |A_2|^2) + (e_{r_1} - e_{r_2})) \approx \\ &\omega_0 + [f^{-1}(\omega_0)]' E(e_{r_1} - e_{r_2}) + \\ &\frac{1}{2} [f^{-1}(\omega_0)]'' E((e_{r_1} - e_{r_2})^2). \end{aligned}$$

因为

$$\begin{aligned} E(e_{r_k}) &\approx E(2\delta_k + \delta_k^2 + 2(1 + \delta_k)\operatorname{Re}(r_k) + |r_k|^2) \approx \\ &2\delta_k((e_{r_1} - e_{r_2})^2) = E((e_1 - e_2)^2) + \end{aligned}$$

$$O(\delta_1 + \delta_2 + r_1 + r_2) \approx E((e_1 - e_2)^2),$$

与式(12)结果相同,所以,存在阵列误差时,采用无误差的比幅测向曲线估计目标方位,其方位估计偏差范围满足式(14).由式(15)可知:

$$D(f(\hat{\omega})) = D(\ln |\bar{A}_1|^2 - \ln |\bar{A}_2|^2) \approx (e_1 - e_2).$$

此结果与文献[1]的式(24)相同,即阵列误差对测向方差的影响较小.所以,存在阵列误差时,比幅测向的测量方差与无误差时相近,定理2得证.

4 仿真实验

(1) 仿真结果.与文献[1]相同,仿真中选用阵元数为16、阵元间距为 $\lambda/2$ 的均匀线阵.设照射源发射信号带宽为50 kHz,采样频率为200 kHz(基带采样),信号长度为0.1 s;加性噪声为带宽50 kHz的带限高斯白噪声,各接收天线接收到目标反射信号与噪声的功率比为-20 dB(已消除直达信号^[1,2]),波束形成权向量采用旁瓣为30 dB的切比雪夫权,波束扫描间隔采用半功率宽度(对于16阵元、30 dB切比雪夫权,半功率宽度 B 为16采样点频率分辨率的1.116倍).

阵列误差引起的波束幅度误差见表1.方位估计的误差与方差在 $[0, B]$ 内具有对称性,为方便起见,在 $[0, B/2]$ 内进行方位估计,结果如图1所示.

表1 阵列误差引起的幅度误差
Tab.1 The amplitude errors caused by array errors

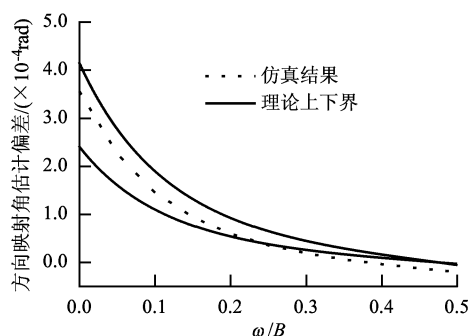
| ω/B | $\delta_1/\%$ | $\delta_2/\%$ |
|------------|---------------|---------------|
| 0.00 | 6.0 | 4.0 |
| 0.05 | -5.0 | -3.0 |
| 0.10 | -4.5 | 6.0 |
| 0.15 | -4.0 | -6.0 |
| 0.20 | 4.0 | 5.0 |
| 0.25 | 2.0 | -6.5 |
| 0.30 | -2.5 | 6.0 |
| 0.35 | 6.5 | 4.5 |
| 0.40 | 6.0 | 4.0 |
| 0.45 | -2.0 | -2.5 |
| 0.50 | -6.5 | 3.0 |

图1(a)为无误差时对方向映射角估计偏差;图1(b)为存在阵列误差时方向映射角的估计偏差;图1(c)为存在阵列误差时方向映射角的估计方差.

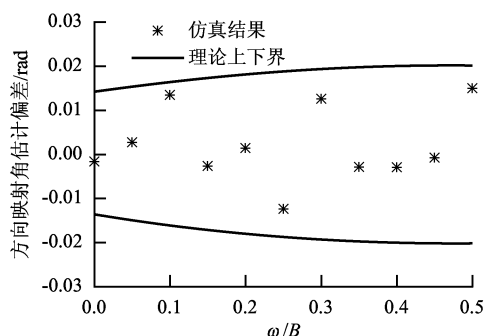
(2) 仿真结果分析.带宽为50 kHz、时长为0.1 s的信号匹配滤波后信噪比将提高5 000倍(37 dB),各阵元接收信号经适当频移多普勒匹配滤波后的信噪比为50倍(17 dB).图1(a)中仿真

结果与理论界限符合得较好,但因界线本身是推导的近似结果,有些点并不在界限内,且统计结果受到仿真方差的影响,说明定理1正确.

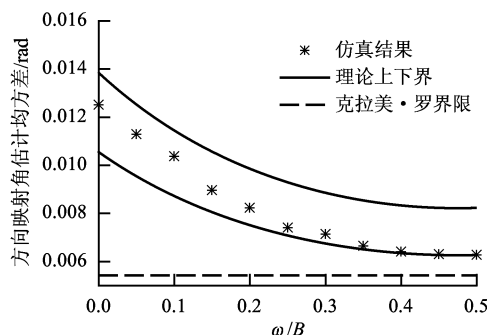
图1(b)中理论上、下界由式(14)确定.计算中取 $\varepsilon = 0.065$ (阵列幅度误差最大值).由图1可见,目标方向映射角的估计均方差与阵列无误差时(参见文献[1])相近,而估计偏差大于阵列无误差时的估计偏差,但均未超出理论偏差界限,说明定理2正确.



(a) 无误差阵列方向映射角估计偏差



(b) 实际阵列方向映射角估计偏差



(c) 实际阵列方向映射角估计均方差

图1 仿真结果

Fig.1 Simulation results

5 结论

采用比幅测向的方法能够快速测量目标的方向,在阵列存在误差的现实环境中,阵列误差将会导致较大的测向偏差,但对方向映射角的估计方差

影响不大,因此,为提高快速测向的精度,可事先对阵列进行一定的校正,减小阵列误差;或通过实验确定由阵列误差引起的各方位的估计偏差,再对测向结果进行校正。

参考文献:

- [1] 刘志强,马红光,杨利锋. 非合作无源探测中的快速测向[J]. 电波科学学报,2008,23(3): 585-591.
LIU Zhiqiang, MA Hongguang, YANG Lifeng. Fast bearing finding in non-cooperative passive detection[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2008, 23(3): 585-591.
- [2] 刘志强,马红光,杨利锋. 非合作无源探测系统接收机设计[J]. 数据采集与处理,2008,23(3): 372-376.
LIU Zhiqiang, MA Hongguang, YANG Lifeng. Receiver design for non-cooperative passive detection system[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2008, 23(3): 372-376.
- [3] 刘志强,马红光,杨利锋. 非合作无源探测综述[J]. 核电子学与探测技术,2007,27(4): 768-772.
LIU Zhiqiang, MA Hongguang, YANG Lifeng. Overview of non-cooperative passive detection[J]. Nuclear Electronics & Detection Technology, 2007, 27(4): 768-772.
- [4] HOWLAND P E, MAKSIMIUK D, REITSMA G. FM radio based bistatic radar. IEE Proc. Radar[J]. Sonar and Navigation, 2005, 152(3): 107-115.
- [5] HOWLAND P E. Target tracking using television based bistatic radar[J]. IEE Proc., Radar Sonar Navig, 1999, 146(3): 166-174.
- [6] 黄知涛,姜文利,卢启中,等. 基于调幅广播信号的动目标时差提取方法[J]. 电子学报,2001,29(12): 1597-1600.
HUANG Zhitao, JIANG Wenli, LU Qizhong, et al. FM signals-based time-difference-of-arrival extraction of moving targets [J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29(12): 1597-1600.
- [7] WANG Jun, ZHANG Shouhong, BAO Zhen. Passive coherent detection via exploitation of illuminator of opportunity[C]//6th International Conference on Signal Processing Proceedings. Beijing: Posts & Telecom Press, 2002: 145-148.
- [8] GRIFFITHS H D, BAKER C J. Passive coherent location radar systems. Part 1: Performance prediction [J]. IEE Proc. Radar Sonar Navig. 2005, 152(3): 153-159.
- [9] 王红梅,胡念英. 基于 PCL 技术的定位系统概述 [J]. 现代雷达,2005,27(8): 18-23.
WANG Hongmei, HU Nianying. Overviewment of localization system based on PCL[J]. Modern Radar, 2005, 27(8): 18-23.
- [10] 刘志强,马红光,杨利锋. 强干扰下无源雷达弱目标探测[J]. 西南交通大学学报. 2008,43(6): 782-787.
LIU Zhiqiang, MA Hongguang, YANG Lifeng. Weak target detection of passive radar in strong jamming environment[J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2008, 43(6): 782-787.
- [11] 王俊,张守宏,保铮. 基于外照射的无源相干雷达系统及其关键问题[J]. 电波科学学报,2005,20(3): 381-385.
WANG Jun, ZHANG Shouhong, BAO Zheng. Study on the external illuminator based passive coherent radar experimental system[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2005, 20(3): 381-385.
- [12] 赵洪立,吴铁平,保铮. 基于调频广播的单站无源定位系统的威力[J]. 电波科学学报,2005,20(4): 452-457.
ZHAO Hongli, WU Tieping, BAO Zheng. Coverage estimate of monostatic passive location system based on FM broadcast signals[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2005, 20(4): 452-457.
- [13] 刘志强,马红光,杨利锋. 非合作无源探测综述 [J]. 核电子学与探测技术,2007,27(4): 768-772.
LIU Zhiqiang, MA Hongguang, YANG Lifeng. Overview of non-cooperative passive detection[J]. Nuclear Electronics & Detection Technology, 2007, 27(4): 768-772.
- [14] 刘志强. 非合作无源探测信号处理方法研究[D]. 西安:第二炮兵工程学院,2008.
- [15] 王永良,陈辉,彭应宁,等. 空间谱估计理论与算法 [M]. 北京:清华大学出版社,2004: 416-420.
- [16] 刘志强,李钊,马红光,等. 强干扰下的波束形成 [J]. 无线电工程,2007,37(7): 61-64.
LIU Zhiqiang, LI Zhao, MA Hongguang, et al. Beamforming in strong jamming[J]. Radio Engineering of China, 2007, 37(7): 61-64.
- [17] SVANTESSON T. Mutual coupling compensation using subspace fitting [C] // Proceedings of IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop. New York: IEEE Standards Office, 2000: 494-498.