

外辐射源雷达中基于八单元均匀圆阵天线的测角方法

吕小永, 王 俊, 焦 雪

(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: 提出了一种适用于外辐射源雷达的比幅测角方法, 利用八单元均匀圆阵天线结合方向图综合技术形成覆盖全空域的十八个波束, 用以对目标进行扫描. 首先进行波束扫描、杂波相消、距离多普勒处理, 然后在距离多普勒平面上进行测角. 对参考信号中含有目标回波的情况进行了分析, 参考信号中含有目标回波时原始比幅测角方法的测角精度将受到较大的影响, 针对该问题, 提出了修正的测角方法, 修正测角方法与原始方法相比在参考信号含有目标回波时能够更加精确地测量得到目标的方位角.

关键词: 外辐射源雷达; 比幅测角; 方向图综合; 修正的测角方法; 均匀圆阵

中图分类号: TN958.97 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2015)10-2022-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.10.021

A DOA Finding Method in Passive Radar Using an 8-Element Uniform Circular Array

LÜ Xiao-yong, WANG Jun, JIAO Xue

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

Abstract: A direction of arrival (DOA) finding method in passive radar is proposed based on amplitude comparison of signals between different beams. By the use of an 8-element uniform circular array, 18 beams covering the whole space for targets surveillance are formed based on beam pattern synthesis technique. On the process of beam scanning, clutter cancellation and match filtering, DOA is estimated on the range-doppler map. Performance of the original method is analyzed when reference signal is contaminated by target echoes, where the performance of the original method degrades rapidly. An improved method is proposed for the case when reference signal is contaminated by target echoes. Experiments show that the improved method well outperforms the original method when reference signal is contaminated by target echoes.

Key words: passive radar system; amplitude comparison angle measurement; beam pattern synthesis technique; improved direction of arrival (DOA) finding method; uniform circular array

1 引言

外辐射源雷达本身不发射电磁波, 而是利用已存在的民用信号, 如调频广播信号^[1]、全球移动通信信号^[2]、电视信号^[3,4]、无线局域网信号^[5]等, 作为照射源, 对目标进行探测和定位, 具有生存能力强、反隐身、抗低空突防及成本低等优势.

外辐射源雷达天线接收信号中不仅包含目标回波信号, 而且包含直达波与多径杂波. 目标回波的能量远远弱于直达波以及多径杂波^[6], 因此不能直接使用基于子空间的空间谱估计方法^[7]估计目标回波的到达角, 也

不能像测量直达波的到达角那样直接对天线的接收信号进行比幅测角. 文献[8]提出了一种外辐射源雷达中基于 Adcock 天线的比相测角方法, 该方法采用四圆阵天线, 要求天线圆阵的半径小于信号波长的四分之一, 这种情况下阵列孔径过小, 阵子之间具有较强的耦合效应^[9,10], 阵列流形将发生较大的变化, 使得该方法的测角精度受到影响; 同时该方法没有考虑参考信号中混入的目标回波对测角精度的影响, 实际上参考信号中往往含有目标回波, 会对该方法的测角精度产生很大的影响. 文献[11]提出的外辐射源雷达中基于压缩感知的超分辨技术, 计算量太大, 且该方法所使用的阵列天线为

均匀线阵,测角具有模糊性,当使用均匀圆阵时,所需要的阵子个数将增加。

针对上述问题,本文提出了一种外辐射源雷达中基于八单元均匀圆阵天线的比幅测角方法,采用方向图综合技术^[12,13]形成覆盖全空域的 18 个波束,主波束指向分别为 0° 、 20° 、 \cdots 、 340° ,用以对目标进行扫描,同时在空域上将直达波和多径杂波进行一定程度的抑制,经过杂波相消^[14]与距离多普勒处理,进一步提高目标的信杂比,然后在距离多普勒平面上进行比幅测角以提高测角精度。在距离多普勒平面上,根据不同波束通道的加权结果,可以粗估计出目标方位角的范围,在该范围内查找事先构造的比幅表以求得目标方位角的精确值,从而大大降低了计算量。本文针对参考信号中含有目标回波的情况进行了详细的分析,提出了修正的测角方法,仿真实验表明,参考信号中不包含目标回波时,修正的测角方法与原始测角方法都能精确地测量得到目标的方位角,然而当参考信号中含有目标回波信号时,修正的测角方法仍然能够精确地测量得到目标的方位角,原始比幅测角方法的性能将恶化。

2 八单元均匀圆阵天线低副瓣波束形成方法

图 1 为八单元均匀圆阵天线示意图,图中数字所标示的八个阵子垂直于图 1 所示的平面等间距排列在虚线所示的圆上, $s(t)$ 为来波信号, θ 为信号的到达角。利用方向图综合技术求解最优低副瓣权值的基本思想是首先设计一个参考的波束方向图,然后求解最优权值因子,使得综合以后的波束方向图(即利用求得的权值因子所形成的波束方向图)尽可能地接近所设定的波束方向图。

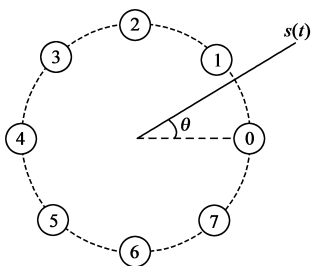


图1 八单元均匀圆阵天线示意图

方向图综合技术的基本步骤如下^[12,13]：

步骤 1 首先设定主瓣区域,然后设定主瓣以外的旁瓣区人工干扰功率初值,以 1° 为间隔均匀分布于旁瓣区,主瓣区不注入人工干扰。

步骤 2 计算自相关矩阵:

$$\mathbf{R}_d = \mathbf{A} \cdot \text{diag}[\sigma(\theta_1), \sigma(\theta_2), \cdots, \sigma(\theta_n)] \cdot \mathbf{A}^H + \sigma \mathbf{I} \quad (1)$$

式中 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \cdots, \mathbf{a}(\theta_n)]$, $\mathbf{a}(\cdot)$ 为八单元均匀圆阵天线的导向矢量, $\theta_i (i = 1, 2, \cdots, n)$ 为旁瓣区的

到达角, $\sigma(\theta_i) (i = 1, 2, \cdots, n)$ 为旁瓣区人工干扰功率的初值, σ 为一较小的常数项, \mathbf{I} 是单位矩阵, $\sigma \mathbf{I}$ 项是防止自相关矩阵病态而加入的, \mathbf{H} 表示共轭转置。求得自相关矩阵以后便可以得到当前步骤的低副瓣权值为:

$$\mathbf{w}_s = \mathbf{R}_d^{-1} \mathbf{a}(\theta_0) \quad (2)$$

式中 θ_0 为主波束指向。

步骤 3 根据如下公式更新人工干扰信号的强度:

$$\sigma(\theta_i) = \max \left\{ \sigma(\theta_i) + \frac{K \sigma(\theta_i) [P(\theta_i) - Pr]}{Pr}, 0 \right\} \quad (3)$$

其中 K 称为迭代系数,通常取 0.1, $P(\theta_i) = |\mathbf{w}_s^H \mathbf{a}(\theta_i)|$, 表示上一迭代步骤得到的综合方向图, Pr 表示最低峰值电平^[13]。

步骤 4 若相邻两次迭代 $\sigma(\theta_i)$ 基本保持不变,则迭代结束获得最优低副瓣权值 \mathbf{w}_s , 否则转入步骤 2 继续运行。

通过上述步骤分别得到主波束指向为 0° 、 20° 、 \cdots 、 340° 的低副瓣权系数 w_1, w_2, \cdots, w_{18} , 以对全空域的目标进行扫描。

3 基于八单元均匀圆阵天线的外辐射源雷达比幅测角方法

单目标情况下八单元均匀圆阵天线接收信号具有如下形式:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(t) = & A_0 \mathbf{a}(\theta_0) s(t) + A_e \mathbf{a}(\theta_e) s(t - \tau_e) e^{j2\pi f_d t} \\ & + \sum_{i=1}^Q A_i \mathbf{a}(\theta_i) s(t - \tau_i) + n_{\text{su}}(t) \end{aligned} \quad (4)$$

其中, θ_0 为直达波的到达角, $s(t)$ 为直达波, A_0 为直达波的幅度, θ_e 为目标回波的到达角, A_e 为目标回波的幅度, τ_e 为目标回波信号所对应的时延差, f_d 为目标回波信号的多普勒频率, A_i 为第 i 个多径信号的幅度, τ_i 为多径延迟, Q 为多径信号的个数, $n_{\text{su}}(t)$ 为噪声。

分别用 $\mathbf{w}_m (m = 1, 2, \cdots, 18)$ 对八个阵子的接收信号进行加权求和,则第 m 个波束通道的结果为:

$$\begin{aligned} y_m(t) = & \mathbf{w}_m^H \mathbf{X}(t) \\ = & A_0 \mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_0) s(t) + A_e \mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_e) s(t - \tau_e) e^{j2\pi f_d t} \\ & + \sum_{i=1}^Q A_i \mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_i) s(t - \tau_i) + \mathbf{w}_m^H n_{\text{su}}(t) \end{aligned} \quad (5)$$

上述波束扫描过程能够在空域上对直达波和多径杂波进行一定程度的抑制,然而由于目标回波的能量远远弱于直达波和多径杂波,因此需要从时域上对 18 个波束通道的直达波和多径杂波进一步地抑制。

这里采用 ECA (Extensive Cancellation Algorithm) 算法^[14]进行杂波相消,杂波相消的权系数向量为:

$$\boldsymbol{\alpha}^m = [\alpha_0^m, \alpha_1^m, \alpha_2^m, \cdots, \alpha_p^m]^T$$

用参考信号 $r_0(t) = s(t) + n_0(t)$ 对十八个波束通

道信号进行杂波相消^[14],得到:

$$r_m(t) = \mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_e) A_e s(t - \tau_e) e^{j2\pi f_d t} + n_m(t) \quad (6)$$

$$m = 1, 2, \dots, 18$$

其中 $r_m(t)$, $m = 1, 2, \dots, 18$, 为第 m 个波束通道信号经过杂波相消以后的结果, $n_m(t)$ 为第 m 个波束通道杂波剩余与噪声之和, 由于 $\mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta) A_e s(t - \tau_e) e^{j2\pi f_d t}$ 的能量往往比 $n_m(t)$ 低很多, 因此不能直接进行比幅测角. 为了进一步地提高目标的信杂比, 需要对 18 个波束通道的杂波相消结果进行匹配滤波处理.

利用 $r_0(t)$ 对 $r_m(t)$ ($m = 1, 2, \dots, 18$) 进行匹配滤波, 得到距离多普勒单元 (τ_e, f_d) 处的结果为:

$$r_d^m(\tau_e, f_d) = \sum_{t=1}^M r_0^*(t - \tau_e) r_m(t) e^{-j2\pi f_d t}$$

$$= \mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta) A_e \sum_{t=1}^M |s(t - \tau_e)|^2$$

$$+ \sum_{t=1}^M r_0^*(t - \tau_e) n_m(t) e^{-j2\pi f_d t}$$

$$m = 1, 2, \dots, 18 \quad (7)$$

其中, M 为积累时间长度. 杂波剩余多数集中在零多普勒附近, 其在距离多普勒单元 (τ_e, f_d) 的副瓣通常很弱, 噪声又与直达波不相关, 因此 $\sum_{t=1}^M r_0^*(t - \tau_e) n_m(t) e^{-j2\pi f_d t}$ 远远小于 $\sum_{t=1}^M |s(t - \tau_e)|^2$, 可以将 $\sum_{t=1}^M r_0^*(t - \tau_e) n_m(t) e^{-j2\pi f_d t}$ 当成噪声对待.

将式(7)写为

$$r_d^m(\tau_e, f_d) = \kappa \mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_e) + n_{\text{rem}} \quad (8)$$

$$m = 1, 2, \dots, 18$$

其中 $\kappa = A_e \sum_{t=1}^M |s(t - \tau_e)|^2$, 与波束号无关. 目标的距离多普勒信息通过检测过程获得以后, 在 $|r_d^m(\tau_e, f_d)|$ ($m = 1, 2, \dots, 18$) 中找到最大值和次大值 $r_d^{m_1}$ 与 $r_d^{m_2}$, 据此粗估计目标方位角的范围, 在该范围内找一个初始值, 解如下优化问题即可求得目标的方位角:

$$\theta_e = \arg \min_{\theta, \kappa} \sum_{i=1}^2 \|r_d^{m_i} - \kappa \mathbf{w}_{m_i}^H \mathbf{a}(\theta)\|^2 \quad (9)$$

式(9)所示优化问题可以借助优化工具^[15]进行求解.

优化是一个迭代的过程, 不便于并行实现. 为了便于并行处理, 可以通过查表的方法对式(9)进行求解, 这就是比幅测角方法, 即在 $|r_d^m(\tau_e, f_d)|$ ($m = 1, 2, \dots, 18$) 中找到最大值和次大值 $r_d^{m_1}$ 与 $r_d^{m_2}$, 据此粗估计出目标方位角的范围, 在该角度范围内, 由目标真实方位角

θ_e 得到的 $\left\| \frac{\mathbf{w}_{m_1}^H \mathbf{a}(\theta_e)}{\mathbf{w}_{m_2}^H \mathbf{a}(\theta_e)} \right\|$, 可得式 $\left\| \frac{\mathbf{w}_{m_1}^H \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{w}_{m_2}^H \mathbf{a}(\theta)} \right\| - \left| \frac{r_d^{m_1}}{r_d^{m_2}} \right|$

最小, 而每一个角度 θ 对应的 $\left| \frac{\mathbf{w}_j^H \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{w}_j^H \mathbf{a}(\theta)} \right|$ ($i \neq j, i = 1, 2,$

$\dots, 18, j = 1, 2, \dots, 18$) 可以事先计算出来, 存放在表格中, 当 m_1 与 m_2 确定后, 根据前述准则查找该表格就可以确定目标的方位角. 在一个表格中查找一个满足某种条件的元素, 可以利用 GPU 并行架构快速实现.

通常情况下一个距离多普勒单元只有一个目标, 因此多目标情况下比幅测角原理以及方法与单目标相同^[8], 多目标情况下目标之间的相互影响可以采用文献[8]中的方法进行消除, 这里不再讨论.

4 参考信号含有目标回波时比幅测角方法

大多数情况下所获得的参考信号并不纯净, 即参考信号中不仅含有直达波, 而且含有目标回波信号与多径杂波. 多径杂波由于和目标回波信号处于不同的距离多普勒单元, 对目标回波到达角估计的影响与噪声相同. 参考信号中的目标回波尽管很弱, 但由于其和八单元均匀圆阵天线接收信号中的目标回波处在同一个距离多普勒单元, 因此会参与后续的能量积累过程, 经过能量积累以后, 将很大程度地影响目标到达角估计的精度. 因此这里只考虑参考信号中含有目标回波的情况.

含有目标回波的参考信号为:

$$r_0(t) = s(t) + \mu s(t - \tau) e^{j2\pi f_d t} + n_0(t) \quad (10)$$

由参考信号构建的杂波空间^[14]为:

$$\mathbf{R} = [r_0(t), r_0(t - \tau), r_0(t - 2\tau), \dots, r_0(t - P \times \tau)] \quad (11)$$

其中, τ 为系统的采样周期, 通常很小, 则对于八单元均匀圆阵天线接收信号中多径信号的时延, 有 $\tau_i = k_i \tau$ ($i = 1, 2, \dots, Q$) 成立, $k_i \in \{1, 2, \dots, P\}$, P 为对消阶数.

利用式(11)对式(5)进行杂波相消, 其结果为:

$$r_m(t) = y_m(t) - \mathbf{R} \boldsymbol{\alpha}^m = e(t) + P(t) \quad (12)$$

$$m = 1, 2, \dots, 18$$

其中:

$$e(t) = (A_e \mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_e) - \mu \alpha_0^m) s(t - \tau_e) e^{j2\pi f_d t} \quad (13)$$

$$P(t) = \sum_{i=0}^Q (A_i \mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_i) - \alpha_{k_i}^m) s(t - k_i \tau)$$

$$- \sum_{\substack{i \in \{1, 2, \dots, p\} \\ i \notin \{k_1, k_2, \dots, k_Q\}}} \alpha_i^m s(t - i\tau)$$

$$- \mu \sum_{i=1}^P \alpha_i^m s(t - \tau_e - i\tau) e^{j2\pi f_d (t - \tau_i)} + \hat{n}_m(t) \quad (14)$$

$k_0 = 0$, $P(t)$ 为杂波剩余, 在目标位置处的距离多普勒副瓣可以当做噪声对待. ECA 算法可以最大程度地将直达波与多径杂波对消掉, 因此有下式成立:

$$A_i \mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_i) \approx \alpha_{k_i}^m, \quad i = 0, 1, 2, \dots, Q \quad (15)$$

距离多普勒单元 (τ_e, f_d) 处的匹配滤波结果为:

$$r_d^m(\tau_e, f_d) = (A_e \mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_e) - \mu \alpha_0^m) \sum_i |s(t - \tau_e)|^2 + \bar{N}_m$$

$$m = 1, 2, \dots, 18 \quad (16)$$

参考信号中含有目标回波时,目标所在距离多普勒单元处的匹配滤波结果变为式(16)所示的形式,而不是式(8)所示的形式。

结合式(15)与(16)可以得到:

$$r_d^m(\tau_e, f_d) \approx A_e \mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_e) \left(1 - \frac{DER1 \mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_0)}{DER2 \mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_e)} \right)$$

$$\cdot \sum_i |s(t - \tau_e)|^2 + \bar{N}_m$$

$$m = 1, 2, \dots, 18 \quad (17)$$

其中, $DER1 = A_0/A_e$ 为八单元均匀圆阵天线接收信号中直达波与目标回波的能量比, $DER2 = 1/\mu$ 为参考信号中直达波与目标回波的能量比, 由于 $1 - \frac{DER1}{DER2} \frac{\mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_0)}{\mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_e)}$ 的存在, 直接根据第 3 节的方法进行比幅测角, 其结果存在较大误差, 且误差与 $DER1$ 、 $DER2$ 、 θ_0 以及 θ_e 有关。

将式(16)写为:

$$r_d^m = (\mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_e) - \epsilon \alpha_0^m) \beta + \bar{N}_m$$

$$m = 1, 2, \dots, 18 \quad (18)$$

其中, $r_d^m = r_d^m(\tau_e, f_d)$, $\epsilon = \frac{\mu}{A_e}$, $\beta = A_e \sum_i |s(t - \tau_e)|^2$ 。

式(18)中的 r_d^m 与 α_0^m 均为已知量, 从 $|r_d^m(\tau_e, f_d)|$ ($m = 1, 2, \dots, 18$) 中找出最大的三个值, 假设为 $r_{d_1}^{m_1}$ 、 $r_{d_2}^{m_2}$ 、 $r_{d_3}^{m_3}$, 据此粗估计目标方位角的范围, 在该范围内找一个初始值, 解如下优化问题即可求得目标的方位角:

$$\theta_e = \arg \min_{\theta, \epsilon, \beta} \sum_{i=1}^3 \|r_{d_i}^{m_i} - (\mathbf{w}_{m_i}^H \mathbf{a}(\theta) - \epsilon \alpha_0^{m_i}) \beta\|^2 \quad (19)$$

式(19)所示的优化问题可以借助传统的优化工具进行求解, 同样可以通过查表的方法求解。

式(18)可以写为:

$$r_d^m \approx v^m - \delta b^m, \quad m = 1, 2, \dots, 18 \quad (20)$$

其中, $v^m = \beta \mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_e)$, $\delta = \epsilon \beta$, $b^m = \alpha_0^m$, 由式(20)可得:

$$\left(\frac{v^{m_2}}{v^{m_1}} - \frac{b^{m_2}}{b^{m_1}} \right) \rho_2 = \left(\frac{v^{m_3}}{v^{m_1}} - \frac{b^{m_3}}{b^{m_1}} \right) \rho_1 \quad (21)$$

其中, $\rho_1 = r_{d_1}^{m_1} - \frac{b^{m_2}}{b^{m_1}} r_{d_1}^{m_1}$, $\rho_2 = r_{d_2}^{m_2} - \frac{b^{m_3}}{b^{m_1}} r_{d_1}^{m_1}$, $\frac{v^{m_2}}{v^{m_1}} = \frac{\mathbf{w}_{m_2}^H \mathbf{a}(\theta_e)}{\mathbf{w}_{m_1}^H \mathbf{a}(\theta_e)}$,

$$\frac{v^{m_3}}{v^{m_1}} = \frac{\mathbf{w}_{m_3}^H \mathbf{a}(\theta_e)}{\mathbf{w}_{m_1}^H \mathbf{a}(\theta_e)}.$$

因此上面确定的目标方位角范围内, 由目标真

实方位角 θ_e 求得的 $\frac{\mathbf{w}_{m_2}^H \mathbf{a}(\theta_e)}{\mathbf{w}_{m_1}^H \mathbf{a}(\theta_e)}$ 与 $\frac{\mathbf{w}_{m_3}^H \mathbf{a}(\theta_e)}{\mathbf{w}_{m_1}^H \mathbf{a}(\theta_e)}$, 可以使式

$\left\| \left(\frac{\mathbf{w}_{m_2}^H \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{w}_{m_1}^H \mathbf{a}(\theta)} - \frac{b^{m_2}}{b^{m_1}} \right) \rho_2 - \left(\frac{\mathbf{w}_{m_3}^H \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{w}_{m_1}^H \mathbf{a}(\theta)} - \frac{b^{m_3}}{b^{m_1}} \right) \rho_1 \right\|$ 最小, 据此准则查找比幅表就可以确定目标的方位角, 此时对于每一个 θ , 表格中存放的是 $\frac{\mathbf{w}_i^H \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{w}_j^H \mathbf{a}(\theta)}$ ($i \neq j, i = 1, 2, \dots, 18, j = 1, 2, \dots, 18$)。

5 仿真

本节我们进行性能分析. 利用一个指向性天线在实际环境中接收一段调频广播信号, 将其用于对直达波进行距离延迟以及多普勒频率偏移来形成目标回波, 在匹配滤波过程中, 积累长度为 200000 个点. 假设目标回波的距离多普勒信息已经通过检测过程获得. 为了对本文提出方法的性能进行分析, 进行如下 3 个实验。

实验 1 设定信号的频率为 96.3MHz, 十八个波束的主波束指向分别为 $0^\circ, 20^\circ, \dots, 340^\circ$, 3dB 主瓣宽度为 46° , 八单元均匀圆阵天线的半径为 1.53m, 得到的十八个波束图如图 2 所示. 18 个波束相互交叠, 均匀覆盖整个空域, 可根据相邻几个波束之间的幅度差来对目标的到达角进行测量。

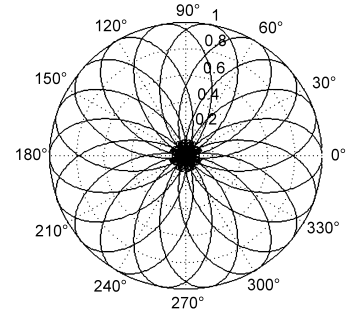


图2 频率为96.3MHz时十八波束图

实验 2 参考信号不包含目标回波信号, 八单元均匀圆阵天线接收信号中直达波的信噪比设定为 30dB, 方位角为 0° , 多径杂波的信噪比为 20dB, 方位角为 30° , 目标回波的方位角为 115° , 信噪比从 -30dB 逐渐增大到 -10dB, 对于每一个信噪比, 分别根据文献[8]中的方法以及本文第 3 节与第 4 节的方法进行 100 次蒙特卡洛仿真, 角度均方根误差用下式进行计算:

$$\hat{\theta}_e = \sqrt{\frac{1}{100} \sum_{i=1}^{100} (\hat{\theta}_e^i - \theta_e)^2} \quad (22)$$

其中, $\hat{\theta}_e^i$ 为第 i 次蒙特卡洛仿真测得的角度, θ_e 为真值. 得到的结果如图 3 所示。

图 3 中的方法一指文献[8]中的方法, 方法二指本文第 3 节方法, 方法三为本文第 4 节方法. 如图 3 所示, 当参考信号不含目标回波时, 三种方法均能精确地测

量得到目标的方位角,测角精度随着目标回波信噪比的增加而增加.本文提出的两种方法的测角性能接近,均稍高于文献[8]中的方法.

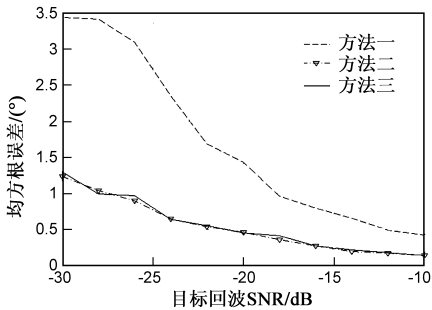


图3 测角精度与目标回波信噪比的关系

将目标回波的信噪比设置为 -10dB , 目标的方位角分别设置为 $31.7^\circ, 76.1^\circ, 121.3^\circ, 151.6^\circ, 267.9^\circ$, 其他条件不变, 对每一个角度分别进行 100 次蒙特卡洛仿真, 得到的角度均方根误差如表 1 所示.

表 1 参考信号中不包含目标回波时不同目标方位角所对应的角度均方根误差

| 真实角度 | 31.7° | 76.1° | 121.3° | 151.6° | 267.9° |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| 均方根误差 (方法一) | 0.423° | 0.375° | 0.393° | 0.475° | 0.482° |
| 均方根误差 (方法二) | 0.1407° | 0.1606° | 0.1543° | 0.1428° | 0.1162° |
| 均方根误差 (方法三) | 0.2748° | 0.1600° | 0.1549° | 0.2674° | 0.1490° |

由表 1 可知,参考信号不包含目标回波时,三种方法均能精确测量得到目标的方位角,且本文提出的方法的测角精度稍高于文献[8].

实验 3 假设参考信号中的目标回波信号比直达波弱 40dB ,八单元均匀圆阵天线接收信号中直达波的信噪比为 30dB ,方位角为 0° ,多径杂波的信噪比为 20dB ,方位角为 30° ,目标回波的方位角为 115° ,目标回波的信噪比从 -10dB 逐渐增大到 0dB ,三种方法的测角性能如图 4 与图 5 所示.

图 4 为参考信号含有目标回波时方法一的测角性能,该结果表明当参考信号中混有一定程度目标回波时,方法一的测角性能急剧恶化.比较图 4 和图 5 可知,参考信号中含有同样大小的目标回波时,方法一与方法二的测角性能均变差,但方法一远远差于方法二,这是由于方法二在进行杂波相消以前首先进行波束扫描,从空域上抑制了八单元均匀圆阵天线接收信号中的直达波,使得式 (17) 中的 $\frac{\mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_0)}{\mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_e)}$ 更小, $1 - \frac{DER1}{DER2}$ 更加接近于 1,从而使该项对测角精度的影响降低,而方法一在杂波相消以前没有进行波束扫描^[8],

因此其测角性能更大程度地恶化.方法三的测角精度依然很高,高于方法二,远远高于方法一,这是由于方法三考虑了参考信号中目标回波的影响.如图 5 所示,参考信号中直达波与目标回波的能量比例确定时, $DER2$ 确定,当八单元均匀圆阵天线接收信号中直达波的信噪比不变而目标回波的信噪比提高时, $DER1$ 变小,方法二的测角精度提高,该结果与式 (17) 吻合,即 $DER2$ 确定而 $DER1$ 变小时, $1 - \frac{DER1}{DER2} \frac{\mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_0)}{\mathbf{w}_m^H \mathbf{a}(\theta_e)}$ 更加趋近于 1,该项对方法二测角精度的影响降低,因此方法二测角精度提高.

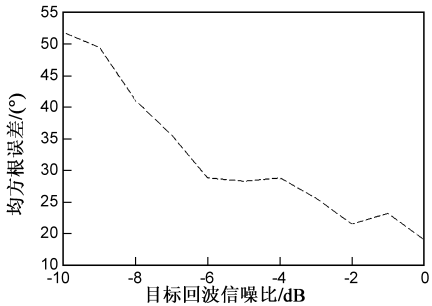


图4 参考信号中含有目标回波时方法一测角性能

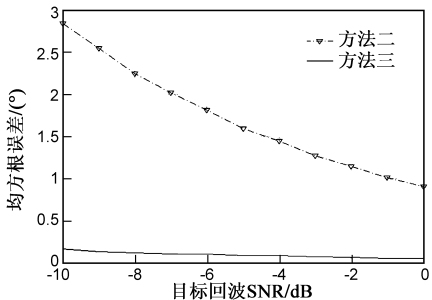


图5 参考信号含有目标回波时方法二与方法三测角性能对比

将八单元均匀圆阵天线接收信号中目标回波的信噪比设置为 -10dB , 目标的方位角分别设置为 $31.7^\circ, 76.1^\circ, 121.3^\circ, 151.6^\circ, 267.9^\circ$, 其他条件不变, 对每一个角度分别进行 100 次蒙特卡洛仿真, 得到的角度均方根误差如表 2 所示.

表 2 参考信号中包含目标回波时不同目标方位角所对应的角度均方根误差

| 真实角度 | 31.7° | 76.1° | 121.3° | 151.6° | 267.9° |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| 均方根误差 (方法一) | 32.11° | 37.98° | 51.05° | 46.32° | 45.58° |
| 均方根误差 (方法二) | 8.3000° | 2.1863° | 0.5549° | 3.2163° | 5.6363° |
| 均方根误差 (方法三) | 0.2524° | 0.1682° | 0.1145° | 0.2726° | 0.1432° |

由表 2 可知,参考信号中含有一定强度的目标回波

时,方法一的测角精度极大程度地恶化,方法二的测角精度变差,方法三始终保持很高的测角精度,远远高于方法一和方法二.比较表 1 与表 2 的结果可知,八单元均匀圆阵天线接收信号中目标回波的信噪比确定后,方法三在两种情况下的性能几乎相同,即方法三的性能不受参考信号中目标回波的影响,更加稳健.

6 结论

本文提出了一种外辐射源雷达中基于八单元均匀圆阵天线的比幅测角方法,该方法采用方向图综合技术产生覆盖全空域的 18 个波束,对目标进行扫描,同时在空域上将直达波和多径杂波进行一定程度的抑制,通过杂波相消与距离多普勒处理,进一步提高目标的信杂比,在距离多普勒平面上进行比幅测角,大大提高了测角精度.针对参考信号中包含目标回波的情况本文做了详细的分析,并提出了修正的测角方案,修正的测角方案与原始方法相比在参考信号中包含目标回波时能够精确地测量得到目标的方位角.修正的测角方法是一种更加稳健的测角方法,其性能不受参考信号中混入的目标回波的影响,因此修正测角方法的应用范围更加广泛.

参考文献

- [1] 李军,等.一种多频外辐射源雷达信号相参处理方法[J].电子学报,2012,39(12):2890-2894.
LI Jun, et al. Coherent processing technique of passive radar based on multi-frequency signals[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(12): 2890-2894. (in Chinese)
- [2] 杨运甫,等.一种 GSM 无源雷达信号模型及模糊函数性质研究[J].电子学报,2005,33(6):1048-1052.
YANG Yun-fu, et al. A model of GSM based passive radar signal and ambiguity function features[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(6): 1048-1052. (in Chinese)
- [3] Tao R, et al. Direct-path suppression by spatial filtering in digital television terrestrial broadcasting-based passive radar[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2010, 4(6): 791-805.
- [4] 王大海,王俊.单发多收模式下无源雷达成像研究[J].电子学报,2006,34(6):1138-1141.
WANG Da-hai, WANG Jun. Research of passive radar imaging using single external illuminator and multiple receivers[J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(6): 1138-1141. (in Chinese)
- [5] Colone F, Woodbridge K, Guo H, et al. Ambiguity function analysis of wireless LAN transmissions for passive radar[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(1): 240-264.
- [6] Griffiths H D, Baker C J. Passive coherent location radar sys-

tems. Part 1: Performance prediction [J]. IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation, 2005, 152(3): 153-159.

- [7] Stoica P, Arye N. MUSIC, maximum likelihood, and Cramer-Rao bound [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1989, 37(5): 720-741.
- [8] Wang J, Wang H T, Zhao Y. Direction finding in frequency-modulated-based passive bistatic radar with a four-element Adcock antenna array[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2011, 5(8): 807-813.
- [9] Malanowski M, Kulpa K. Digital beamforming for passive coherent location radar [A]. Radar Conference, 2008 [C]. Rome: IEEE, 2008. 1-6.
- [10] Huang Z, et al. Mutual coupling compensation in UCAs: Simulations and experiment [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2006, 54(11): 3082-3086.
- [11] 王海涛,王俊.基于压缩感知的无源雷达超分辨 DOA 估计[J].电子与信息学报,2013,35(4):877-881.
Wang Hai-Tao, Wang Jun. Super-resolution DOA estimation in passive radar based on compressed sensing [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, V35(4): 877-881. (in Chinese)
- [12] Guo Q, Liao G, Wu Y, et al. Pattern synthesis method for arbitrary arrays based on LCMV criterion [J]. Electronics Letters, 2003, 39(23): 1628-1630.
- [13] 王海涛,等.基于两步空域滤波的 GSM 辐射源雷达干扰抑制[J].系统工程与电子技术,2013,35(4):740-744.
WANG Hai-tao, et al. Interference suppression for GSM based PBR using two-step spatial filtering [J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 35(4): 740-744. (in Chinese)
- [14] Colone F, et al. A multistage processing algorithm for disturbance removal and target detection in passive bistatic radar [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(2): 698-722.
- [15] Shanno D F. Conditioning of quasi-Newton methods for function minimization [J]. Mathematics of Computation, 1970, 24(111): 647-656.

作者简介

吕小永 男,1988 年 6 月出生,河南洛阳人,西安电子科技大学在读博士生,从事外辐射源雷达目标检测与跟踪方面的研究.

E-mail: zuxiaoyong@163.com

王俊 男,1969 年 8 月出生,西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室教授,博士生导师.主要研究方向:无源探测、定位及跟踪,自适应信号处理,无源雷达成像,高速信号处理技术.

E-mail: wangjun@xidian.edu.cn

焦雪 女,1990 年 1 月出生,西安电子科技大学研究生,从事外辐射源雷达信号处理与目标检测方面的研究.

E-mail: jiaoxue1990@163.com