

基于时差的宽带相干多辐射源测向算法

杨健 刘渝 狄慧

(南京航空航天大学电子信息工程学院, 南京, 210016)

摘要: 为了防反辐射弹, 通常在一定的范围内放置两个或者两个以上的辐射源。该多个辐射源的参数相同, 距离也比较靠近。如果运用传统的宽带测向技术, 将无法对多个辐射源进行准确测向。针对宽带多辐射源测向问题, 本文采用单基线系统, 根据两个阵元接收信号谱线共轭相乘产生的新信号谱线结构关系, 间接估计出各个辐射源到达两个天线阵元的时差, 并通过去直流方法来提高时差估计精度。仿真结果表明, 该算法设备简单, 在一定条件下测向精度较高。

关键词: 多辐射源测向; 时差; 宽带相干信号; 单基线; 去直流

中图分类号: TN971 **文献标志码:** A

Multiple Radiation Sources Direction Finding Algorithm of Wideband Coherent Signal Based on Time-Delay

Yang Jian, Liu Yu, Di Hui

(College of Electronics and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: In the area of modern electronic warfare, two or more radiation sources are always placed within a certain range to prevent the attack from anti-radiation missile. These radiation sources are placed closely and their parameters are identical. In the case of multiple radiation sources, traditional direction finding algorithms of wideband signal cannot achieve good direction finding precision. Therefore, the single baseline system is set. New signals are created by the conjugate multiplication of signal spectrums received by two antenna array. According to the spectrum structure relationship of new signals, the time-delay estimation of radiation sources can be obtained indirectly. And the precision of the time-delay can be improved by wiping off the direct current component. The method has the feature of simple equipment. Simulation results show that the algorithm has good direction finding precision under certain conditions.

Key words: multiple radiation sources direction finding; time-delay; wideband coherent signal; single baseline; direct current wiping-off

引 言

现代雷达发射的信号通常都是宽带信号, 线性调频(Linear frequency modulation, LFM)是采用最多

的调制方式。对于宽带信号,用传统的窄带测向技术已经无法满足其测向精度的要求^[1-2]。因此,宽带信号测向是现代雷达和电子对抗中至关重要的技术之一。现有的测向技术中,主要利用信号到达不同阵元的时延估计来实现波达角(Direction of arrival, DOA)估计^[3-4]。文献[5]给出了在高信噪比条件下以脉冲包络为观测对象的信号到达时间估计方法,文献[6]研究了矩形包络正弦波脉冲信号的到达时间估计问题,文献[7]提出基于 Haar 小波到达时间估计方法,文献[8-9]提出基于宽带信号相位谱的分数延时估计方法。但是,这些算法仅能对单信号进行到达时间估计。对于多辐射源的测向,一般采用阵列信号处理方法。文献[10]提出了均匀圆阵相干信号源 DOA 估计的模式平滑算法,文献[11]提出了宽带相干信号源 DOA 估计算法,文献[12]提出了延迟相乘宽带 LFM 信号阵列测向方法,这些算法需要的设备复杂,要求相干信号的入射角之差比较大。然而,在现代电子对抗中,雷达为了防反辐射弹而设置诱饵,即在一定的范围内放置两个或者两个以上的辐射源。这多个辐射源发射的信号参数相同,即信号的载频、带宽、脉宽和重复周期等相同(即信号相干),而且方位角非常接近。如果运用传统的阵列信号处理方法,将无法对多个辐射源进行准确测向。

本文基于文献[8],提出一种单基线宽带信号测向算法,该算法用时延估计来计算出多个辐射源的波达角,从而对多个辐射源进行精确测向。本算法具有设备结构简单,能对多辐射源进行测向并且能够达到较高测向精度的特点。在满足远场条件下,基线距离越大,测向精度越高。仿真实验表明,此方法在一定条件下测向精度较高,可用于对空间多辐射源目标进行精确定位,为精确打击提供支持。

1 单辐射源时差测向原理和估计算法

当辐射源与天线距离满足远场条件时,天线接收到的电磁波可以认为是平面波。图 1 给出了由两个天线组成的单基线时差测向系统原理图。假设接收到的远场信号与天线阵法线夹角为 β ,那么到达两个天线 1,2 之间的时差为

$$\tau = \frac{L \sin \beta}{c} \tag{1}$$

式中: L 为两个天线 1,2 之间的基线长度; c 为电磁波的传播速度。由式(1)可以得到接收信号的波达角

$$\beta = \arcsin\left(\frac{c\tau}{L}\right) \tag{2}$$

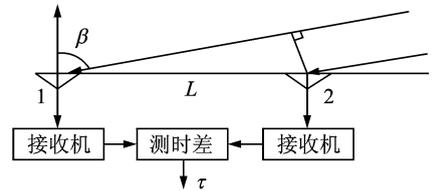


图 1 单基线时差测向系统原理图
Fig. 1 Diagram of direction finding system by single baseline

1.1 辐射源信号模型

假设辐射源发射的信号为 LFM 信号,经采样后离散序列表达式为

$$s(n) = A \cdot \exp[j \cdot 2\pi(f_n \Delta t + kn^2 \Delta t^2 / 2)] \tag{3}$$

$$n = 0, 1, \dots, N - 1$$

式中: A 为信号的幅度; f 为信号的起始频率; N 为脉冲宽度内的信号样本点数; k 为信号的调频斜率; Δt 为采样时间间隔,即 $\Delta t = 1/f_s$, f_s 为采样频率。假设信号带宽为 B ,那么 $B = kN\Delta t = kT$, T 为脉冲宽度。

假设只有单个辐射源,天线 1,2 接收到的信号分别为

$$\begin{cases} x_1(t) = s(t) + n_1(t) \\ x_2(t) = s(t - \tau) + n_2(t) \end{cases} \tag{4}$$

式中: τ 为辐射源发射的信号到达天线 1,2 之间的时差; $n_1(t), n_2(t)$ 为相互独立的复高斯白噪声,其均值为 0,方差都为 σ^2 。对式(4)中 $x_1(t), x_2(t)$ 做离散傅里叶变换(Discrete Fourier transform, DFT),得到频域信号

$$\begin{cases} X_1(k) = S(k) + N_1(k) \\ X_2(k) = S(k)e^{-j\pi kD} + N_2(k) \end{cases} \quad (5)$$

式中: $S(k)$ 为 $s(t)$ 的频谱; $N_1(k), N_2(k)$ 为 $n_1(t), n_2(t)$ 的频谱; D 为量化时差, 即 $D = \tau / \Delta t$ 。

将 $X_1(k)$ 与 $X_2(k)$ 共轭相乘得到新的信号

$$Y(k) = X_1(k) \cdot X_2^*(k) = |S(k)|^2 e^{j\pi kD} + W(k) \quad (6)$$

式中: $W(k) = N_2^*(k)S(k) + N_1(k)S^*(k)e^{j\pi kD} + N_1(k)N_2^*(k)$ 。由式(6)可知, $Y(k)$ 表示一个频率为 D , 采样间隔为 $1/N$, 幅度为 $|S(k)|^2$ (对于 LFM 信号, 它是常数), 宽度为原始信号 $s(t)$ 带宽的被噪声 $W(k)$ 污染的正弦波。

1.2 基于宽带相位谱的分数延时估计方法

搜索式(6)信号的最高谱线位置, 假设搜索到的信号最高谱线位置为 K_1 , 然后在 $[K_1 - 0.5, K_1 + 0.5]$ 区间内做 DFT 来构造新的谱线值, 即

$$F(m) = \sum_{k=-N/2+1}^{N/2} Y(k) e^{-j\pi mk} \\ m = K_1 - \frac{1}{2}, K_1 - \frac{1}{2} + \frac{1}{C}, \dots, K_1 + \frac{1}{2} \quad (7)$$

式中: C 为插值率, 是一个大于 1 的正整数。 C 的取值直接影响到该插值法的精度及复杂度。

搜索新的谱线值 $|F(m)|$ 得到新信号的最高谱线位置 K_2 , 即为时差的粗估计值, 该估计值可以精确到采样间隔的 $\frac{1}{C}$ 。为了提高估计的精度, $|F(m)|$ 峰值附近的曲线可以用一凸抛物线逼近, 因此精确估计值如下

$$\hat{D} = K_2 - \frac{1}{2C} \frac{\left| F\left(K_2 + \frac{1}{C}\right) \right| - \left| F\left(K_2 - \frac{1}{C}\right) \right|}{\left| F\left(K_2 + \frac{1}{C}\right) \right| + \left| F\left(K_2 - \frac{1}{C}\right) \right| - 2\left| F(K_2) \right|} \quad (8)$$

由奈奎斯特采样定理知, 为了使 D 的估计值不存在模糊, 时延必须满足 $\tau < \frac{T}{2}$, 即 $L < \frac{cT}{2}$ 。辐射源信号的波达角估计方差为^[9]

$$\sigma_\beta^2 = \left(\frac{c}{L \cos\beta} \right)^2 \sigma_\tau^2 \geq \frac{12c^2}{(2\pi)^2 NB^2 \cdot \text{SNR}_i \cdot L^2 (\cos\beta)^2} \quad (9)$$

式中: σ_τ^2 为时差估计方差; SNR_i 为输入信噪比。

由式(9)可以看出, 辐射源信号的波达角估计精度跟输入信号的带宽 B , 基线长度 L , 输入信噪比 SNR_i , 信号脉宽 N 有关系。其中, 在基线长度和入射角一定的情况下, 波达角估计精度受输入信号的带宽 B 影响最大, 信号的带宽越大, 则波达角估计精度越高。

2 多辐射源时差估计算法

2.1 多辐射源模型

本文以两个辐射源为例, 并且假设两个辐射源发射的信号除了到达接收天线的时间和初始相位存在差异外, 其他参数如信号的调制方式、载频起始频率、带宽、脉宽以及重复周期等完全相同(对于发射方, 雷达信号是窄波束, 诱饵信号是宽波束; 对于电子侦察接收方, 均考虑旁瓣接收, 各辐射源的接收功率很接近)。

在图 2 中, L 为两个天线 1, 2 之间的基线长度, A, B 为两个辐射源, d 为两个辐射源之间的距离, 而且两个辐射源到天线的距离满足远场条件, 并假设 $d \gg L$ 。根据图 2 所示, 以天线 1 的时间为基准, 两

天线接收到的信号形式为

$$\begin{cases} x_1(t) = s_1(t) + s_2(t - \tau) + n_1(t) \\ x_2(t) = s_1(t - \tau_1) + s_2(t - \tau - \tau_2) + n_2(t) \end{cases} \quad (10)$$

式中: $s_1(t), s_2(t)$ 为辐射源 A, B 发射的信号; τ 为两个辐射源到天线 1 的时间延迟, 且 $\tau \leq \frac{d}{c} < \frac{T}{2}$; τ_1 为辐射源 A 发射的信号到达天线 1, 2 之间的时间延迟; τ_2 为辐射源 B 发射的信号到达天线 1, 2 之间的时间延迟; $n_1(t), n_2(t)$ 为相互独立的复高斯白噪声, 其均值为 0, 方差都为 σ^2 。

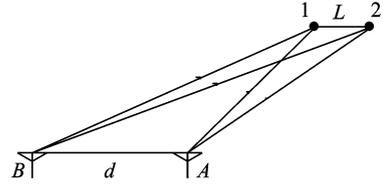


图 2 辐射源与天线之间的位置模型图

Fig. 2 Diagram of location between antennas and sources

2.2 时差估计算法

由于假设两个辐射源发射的信号除了到达接收天线的的时间和初始相位存在差异外, 其他参数完全相同, 那么, 以第 1 个到达的信号为时间基准, 则式(10)可写为

$$\begin{cases} x_1(t) = s(t) + s(t - \tau) e^{j\theta} + n_1(t) \\ x_2(t) = s(t - \tau_1) + s(t - \tau - \tau_2) e^{j\theta} + n_2(t) \end{cases} \quad (11)$$

式中: θ 为两个信号的初始相位差。对式(11)中 $x_1(t), x_2(t)$ 做 DFT 变换, 得到

$$\begin{cases} X_1(k) = S(k)[1 + e^{-j\frac{2\pi}{N}kD + j\theta}] + N_1(k) \\ X_2(k) = S(k)[e^{-j\frac{2\pi}{N}kD_1} + e^{-j\frac{2\pi}{N}k(D + D_2) + j\theta}] + N_2(k) \end{cases} \quad (12)$$

式中: D, D_1, D_2 为量化时差, 即 $D = \tau / \Delta t, D_1 = \tau_1 / \Delta t, D_2 = \tau_2 / \Delta t$ 。

将 $X_1(k)$ 与 $X_2(k)$ 共轭相乘得到新的信号

$$Y_1(k) = X_1(k) \cdot X_2^*(k) = |S(k)|^2 (e^{j\frac{2\pi}{N}kD_1} + e^{j\frac{2\pi}{N}k(D_1 - D) + j\theta} + e^{j\frac{2\pi}{N}kD_2} + e^{j\frac{2\pi}{N}k(D_2 + D) - j\theta}) + W_1(k) \quad (13)$$

式中: $W_1(k) = N_2^*(k)S(k)[1 + e^{-j\frac{2\pi}{N}kD + j\theta}] + N_1(k)S^*(k)[e^{j\frac{2\pi}{N}kD_1} + e^{j\frac{2\pi}{N}k(D + D_2) - j\theta}] + N_1(k)N_2^*(k)$ 。

由式(13)所知, $Y_1(k)$ 为一个采样间隔为 $1/N$, 幅度为 $|S(k)|^2$, 宽度为原始信号 $s(t)$ 带宽的被噪声 $W_1(k)$ 污染的正弦波信号, 所包含的信号频率有 $D_1, D_2, D_1 - D, D_2 + D$ 。如果基线长度取几十米, 两个辐射源之间的距离一般在 300~500 m, 那么 D_1, D_2 比较小。当 $D > 2 \max(|D_1|, |D_2|)$ (在绝大部分空域中满足)时, 频率值 $D_2 + D$ 最大, 频率值 $D_1 - D$ 最小。

在远场条件下, 这两个辐射源的方位角比较接近(一般相差在 1° 以内), 即量化时差 D_1, D_2 比较接近, 一般相差一个采样间隔之内, 从而导致 $Y_1(k)$ 的谱线图中只有 3 个谱线峰值, 其中量化时差 D_1, D_2 所在的谱线峰叠加在一起, 无法进行分辨。因此, 无法直接通过估计 $Y_1(k)$ 中频率信息来得到时差 D_1, D_2 的估计值, 只能通过一些运算间接得到它们的估计值。将 $X_1(k)$ 与本身共轭相乘得到新的信号 $Y_2(k)$

$$\begin{aligned} Y_2(k) &= X_1(k) \cdot X_1^*(k) = 2|S(k)|^2 + |S(k)|^2 (e^{-j\frac{2\pi}{N}kD + j\theta} + e^{j\frac{2\pi}{N}kD - j\theta}) + W_2(k) = \\ &2|S(k)|^2 + 2|S(k)|^2 \cos\left(\frac{2\pi}{N}kD - \theta\right) + W_2(k) \end{aligned} \quad (14)$$

式中, $W_2(k) = N_1^*(k)S(k)[1 + e^{-j\frac{2\pi}{N}kD + j\theta}] + N_1(k)S^*(k)[1 + e^{j\frac{2\pi}{N}kD - j\theta}] + N_1(k)N_1^*(k)$ 。将 $X_2(k)$ 与本身共轭相乘得到新的信号 $Y_3(k)$

$$\begin{aligned} Y_3(k) &= X_2(k) \cdot X_2^*(k) = 2|S(k)|^2 + |S(k)|^2 (e^{-j\frac{2\pi}{N}k(D + D_2 - D_1) + j\theta} + e^{j\frac{2\pi}{N}k(D + D_2 - D_1) - j\theta}) + W_3(k) = \\ &2|S(k)|^2 + 2|S(k)|^2 \cdot \cos\left[\frac{2\pi}{N}k(D + D_2 - D_1) - \theta\right] + W_3(k) \end{aligned} \quad (15)$$

式中: $W_3(k) = N_2^*(k)S(k)[e^{-j\frac{2\pi}{N}kD_1} + e^{-j\frac{2\pi}{N}k(D + D_2) + j\theta}] + N_2(k)S^*(k)[e^{j\frac{2\pi}{N}kD_1} + e^{j\frac{2\pi}{N}k(D + D_2) - j\theta}] +$

$N_2(k)N_2^*(k)$ 。

由式(14,15)可知, $Y_2(k)$ 表示一个频率为 D , 采样间隔为 $1/N$, 幅度为 $|S(k)|^2$, 宽度为原始信号 $s(t)$ 带宽的被噪声 $W_2(k)$ 污染的正弦波信号, 同时存在一个直流分量; $Y_3(k)$ 表示一个频率为 $D+D_2-D_1$, 采样间隔为 $1/N$, 幅度为 $|S(k)|^2$, 宽度为原始信号 $s(t)$ 带宽的被噪声 $W_3(k)$ 污染的正弦波信号, 同时也存在一个直流分量。因此, 根据以上谱线的关系, 可以采取两种算法来间接得到时差 D_1, D_2 的估计值。

算法 1 步骤如下:

- (1) 根据 $Y_1(k)$, 估计出 $D_1 - D$ 和 $D + D_2$ 的值, 两个值相加即可计算出 $D_2 + D_1$ 的值。
- (2) 根据 $Y_2(k)$ 和 $Y_3(k)$, 估计出 D 和 $D + D_2 - D_1$ 的值, 两个值相减即可计算出 $D_2 - D_1$ 的值。
- (3) 根据 $D_2 - D_1$ 和 $D_2 + D_1$ 的值, 可以估计出 D_1 和 D_2 。

算法 2 步骤如下:

- (1) 根据 $Y_1(k)$, 估计出 $D_1 - D$ 和 $D + D_2$ 的值。
- (2) 根据 $Y_2(k)$, 估计出 D 的值。
- (3) 根据 $D_1 - D, D + D_2$ 和 D 的值, 可以估计出 D_1 和 D_2 。

命题: 算法 1 得到的 D_1 和 D_2 的方差小于算法 2 得到的 D_1 和 D_2 的方差。

证明: $Y_2(k)$ 和 $Y_3(k)$ 为单信号, $Y_1(k)$ 为混合信号。假设 $Y_1(k)$ 估计 $D_1 - D$ 和 $D + D_2$ 的方差为 σ_1^2 , $Y_2(k)$ 和 $Y_3(k)$ 估计 D 和 $D + D_2 - D_1$ 的方差为 σ_2^2 。

对于算法 1: 步骤(1)中, 由于 $D_2 + D_1 = (D + D_2) + (D_1 - D)$, 因此 $D_2 + D_1$ 的方差为

$$\text{var}(D_2 + D_1) = 2\sigma_1^2 \quad (16)$$

步骤(2)中, 由于 $D_2 - D_1 = (D + D_2 - D_1) - D$, 因此 $D_2 - D_1$ 的方差为

$$\text{var}(D_2 - D_1) = 2\sigma_2^2 \quad (17)$$

步骤(3)中, 由于 $D_1 = \frac{1}{2}[(D_2 + D_1) - (D_2 - D_1)]$ 和 $D_2 = \frac{1}{2}[(D_2 + D_1) + (D_2 - D_1)]$, 因此 D_1, D_2 的方差为

$$\text{var}(D_1) = \text{var}(D_2) = \frac{1}{2}(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \quad (18)$$

对于算法 2: 步骤(3)中, 由于 $D_1 = (D_1 - D) + D$, $D_2 = (D_2 + D) - D$, 因此 D_1, D_2 的方差为

$$\text{var}(D_1) = \text{var}(D_2) = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 \quad (19)$$

比较式(18,19)可知, 算法 1 得到的 D_1 和 D_2 的方差小于算法 2 得到的 D_1 和 D_2 的方差, 因此采用算法 1 性能较优。

2.3 信号去直流处理

由分析可知, $Y_2(k), Y_3(k)$ 表示带有直流分量的实正弦波信号。由于 D 和 $D + D_2 - D_1$ 的值不会很大, 比较靠近零频率处。由于直流分量的存在, $Y_2(k), Y_3(k)$ 相当于都存在两个信号。而这两个信号频率靠得比较近, 因此彼此的谱线旁瓣会相互干扰, 影响到两个信号所在位置的谱线结构。如果在没有去除直流分量的情况下对信号的频率进行估计, 那么得到的信号频率估计值肯定存在较大的误差。为了减少直流分量引起的频率估计误差, 在进行频率估计之前必须进行去直流处理。下面以 $Y_2(k)$ 为例介绍去直流的方法。由式(14)可知, $Y_2(k)$ 表示一个频率为 D , 采样间隔为 $1/N$, 幅度为 $|S(k)|^2$, 宽度为原始信号 $s(t)$ 带宽的正弦波信号, 同时存在一个直流分量。 $Y_2(k)$ 的波形图和其 DFT 后波形图如图 3,4 所示。

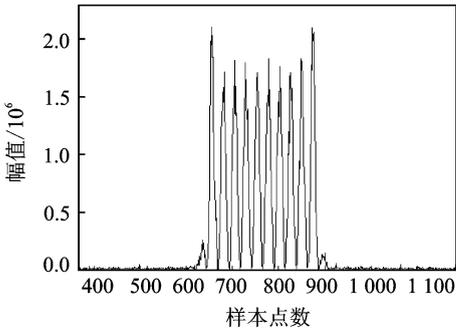


图 3 $Y_2(k)$ 的波形图

Fig. 3 Waveform of $Y_2(k)$

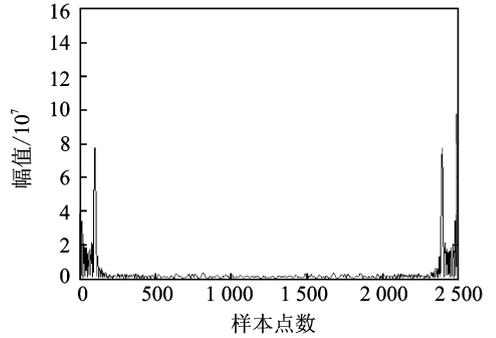


图 4 $Y_2(k)$ 进行 DFT 后的波形图

Fig. 4 Waveform of $Y_2(k)$ after DFT

去直流的关键是估计出信号的直流分量大小,即信号的均值。而由于兔耳效应的存在, $Y_2(k)$ 时域波形的起始部分和终止部分有抖动,因此必须选取有效的数据段进行处理。 $Y_2(k)$ 波形的截取如图 5 所示。当把图 5 中 $Y_2(k)$ 波形有效部分截取出来后,对该段数据进行均值估计,得到直流分量的大小。然后,将该段数据进行去直流后进行频率估计运算。

2.4 算法适用范围与空间角度的关系

在一定条件下,本文算法可以有效地对两个辐射源进行精确测向。但是在某些条件下,该算法的测向精度较差甚至无法进行测向。辐射源与天线的空间关系如图 6 所示。在图 6 中, A, B 为两个辐射源所在位置, C 为天线 1 所在位置。 d 为两个辐射源之间的距离,取 $d=300$ m; l 为辐射源 A 到天线 1 的距离,由于两个辐射源到天线的距离满足远场条件,取 $l=100$ km。 θ_1, θ_2 为辐射源 A, B 发射到 C 的信号与辐射源阵法线的夹角,称之为轴角。由于 $l \gg d$,所以 $\theta_1 \approx \theta_2$ 。

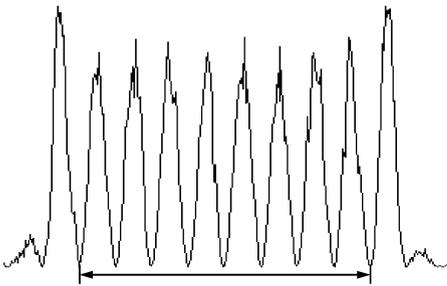


图 5 $Y_2(k)$ 波形的截取示意图

Fig. 5 Schematic diagram of waveform interception of $Y_2(k)$

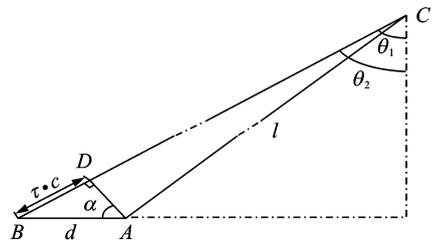


图 6 辐射源与天线的空间关系示意图

Fig. 6 Spatial relationship between antenna and radiation sources

取 $\triangle CAD$ 为等腰三角形,其中 $AC=DC$,则 BD 即为两个辐射源 A, B 到天线 1 的距离差。由于 $\theta_2 - \theta_1 \approx 0^\circ$,因此, $\angle ADC \approx 90^\circ$,这里做近似直角处理。根据图中的几何关系,可以得到

$$\alpha = \theta_2 \tag{20}$$

因此,两个辐射源到天线 1 的时差为

$$\tau = \frac{d \sin \alpha}{c} = \frac{d \sin \theta_2}{c} \tag{21}$$

由式(21)可知,两个辐射源到天线 1 的时间延迟 τ 受到 θ_2 的影响, θ_2 越大,时差 τ 越大。当 θ_2 较小时,得到的 τ 比较小,比较靠近直流分量。由于受到直流的影响,时差估计误差较大。设采样频率为 200

MHz, 信号的起始频率为 51 MHz, 输入信噪比为 6 dB, 信号长度 $T=10 \mu\text{s}$, 信号带宽 $B=30 \text{ MHz}$, 时延 τ 取值为 125, 150, 175, 300, 400, 500, 700 ns, 各进行 100 次蒙特卡洛实验, 不同时差条件下时差 τ 的均方根误差如图 7 所示。由图 7 可知, 本算法对时差估计的均方根误差受到时差大小的影响。时差越小, 越接近直流分量, 对其估计的误差就越大。当 $\tau > 175 \text{ ns}$, 即 $\theta_2 > 10^\circ$ 时, 算法性能较好。

3 仿真分析

3.1 去直流对时延估计精度的影响

设采样频率为 200 MHz, 信号的起始频率为 51 MHz, 两辐射源的入射角为 $22.02^\circ, 22.95^\circ$ 。输入信噪比为 6 dB, 信号长度 $T=10 \mu\text{s}$, 时差 $\tau=500 \text{ ns}$, 信号带宽取 10, 15, 20, 30, 40, 50 MHz, 各进行 100 次蒙特卡洛实验, 去直流前后时延估计的性能曲线如图 8 所示。由图 8 可知, 相比于去直流运算前, 进行去直流运算后, 时差的均方根误差减小几乎一半。当信号带宽达到 15 MHz 时, 去直流运算后的时差估计均方根误差能达到 1 ns 以内, 远远小于采样时间间隔。

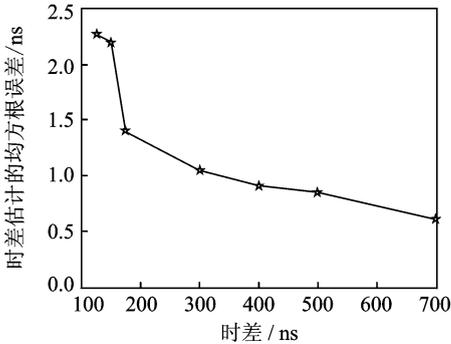


图 7 不同时差条件下时差估计性能曲线

Fig. 7 Estimation precision curve of time-delay on different time-delay

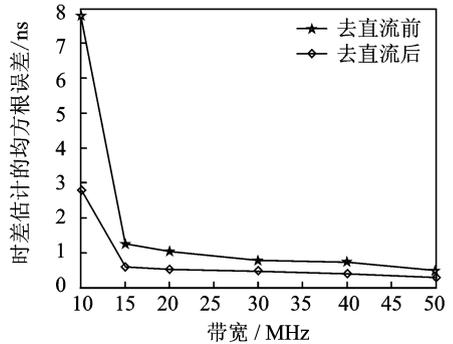


图 8 去直流前后时差估计性能曲线

Fig. 8 Estimation precision curve of time-delay by wiping off direct current

3.2 波达角估计精度与带宽的关系

设输入信噪比为 6 dB, 信号长度 $T=10 \mu\text{s}$, 基线长度 $L=20 \text{ m}$, 信号带宽取 10, 15, 20, 30, 40 和 50 MHz, 各进行 100 次蒙特卡洛实验, 不同带宽条件下波达角估计的性能曲线如图 9 所示。由图 9 可知, 波达角估计精度受信号带宽的影响较大, 信号的带宽越大, 信号的波达角估计精度越高。当信号带宽达到 15 MHz 以上时, 对两个辐射源的波达角估计均方根误差能达到 1° 以内。

3.3 波达角估计精度与输入信噪比的关系

设信号长度 $T=10 \mu\text{s}$, 基线长度 $L=20 \text{ m}$, 信号带宽 $B=20 \text{ MHz}$, 输入信噪比在 $[5 \text{ dB}, 20 \text{ dB}]$ 范围内以 3 dB 为步长, 各进行 100 次蒙特卡洛实验, 不同信噪比条件下波达角估计的性能曲线如图 10 所示。由图 10 可知, 波达角估计精度受输入信号信噪比的影响, 信噪比越大, 波达角估计精度越高。

3.4 本算法与 MUSIC 算法比较

设信号长度 $T=10 \mu\text{s}$, 基线长度 $L=20 \text{ m}$, 信号带宽 $B=20 \text{ MHz}$, 输入信噪比取 10 dB, 分别采用多路延迟结构的修正 MUSIC 算法^[13]与本文算法, 各进行 100 次蒙特卡洛实验, 波达角估计的均方根误差对比如表 1 所示。由表 1 可知, 由于两个相干辐射源的入射角比较接近, 从而导致两个辐射源到两个天线的时差相差较小。此时, 采用多路延迟结构的修正 MUSIC 算法, 谱峰分辨率比较低, 因而得到的两

个辐射源的波达角估计误差较大。但是,本文算法能够对多个位置靠近的相干辐射源进行准确测向,相比于 MUSIC 算法,测向精度得到大幅度提高。

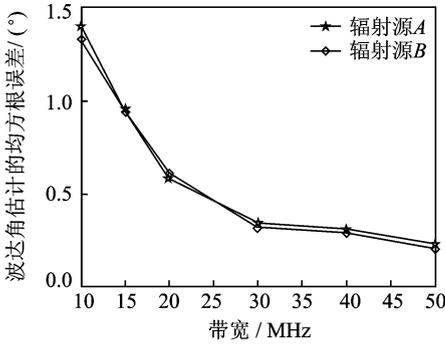


图 9 不同带宽条件下辐射源测向性能曲线

Fig. 9 Direction finding precision on different bandwidth

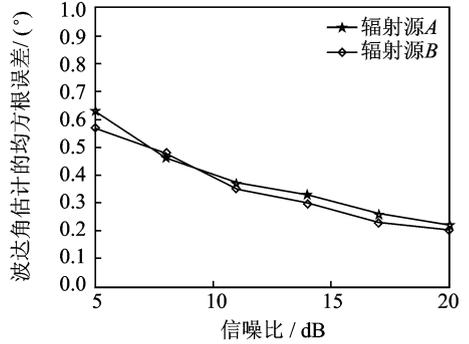


图 10 不同信噪比条件下辐射源测向性能曲线

Fig. 10 Direction finding precision on different SNR

表 1 本文算法与 MUSIC 算法性能对比表

Table 1 Precision comparison between this algorithm and MUSIC algorithm

信噪比/dB	辐射源	MUSIC 算法误差/(°)	本文算法误差/(°)
5	A	5.53	0.63
	B	6.39	0.57
10	A	5.46	0.37
	B	6.23	0.35

3.5 非线性调频信号测向性能仿真

假设辐射源发射的信号为 S 型非线性调频信号,其频率调制函数^[14-15]为 $f(t) = B\left(\frac{t}{T} + \sum_{n=1}^7 K_n \sin \frac{2\pi n t}{T}\right)$ 。其中, $K_1 = -0.1145, K_2 = 0.0396, K_3 = -0.0202, K_4 = 0.0118, K_5 = 0.0082, K_6 = 0.0055, K_7 = -0.0040$ 。信号带宽 $B = 40$ MHz, 信号长度 $T = 10 \mu s$, 基线长度 $L = 20$ m。输入信噪比在 [3 dB, 15 dB] 范围内以 3 dB 为步长,各进行 100 次蒙特卡洛实验,不同信噪比情况下波达角估计的均方根误差曲线如图 11 所示。由图 11 可知,本算法不仅仅适用于 LFM 信号,同样也适用于非线性调频信号,也能达到较高的测向精度。

综上所述:当一定的条件下,该算法能够准确地对两个辐射源进行测向。辐射源信号的波达角估计精度跟输入信号的带宽、输入信噪比等有关系。由于 $Y_2(k), Y_3(k)$ 中都存在直流分量,在去除直流分量后,对测向精度有改善。

4 结束语

本文研究了基于时差的长基线宽带多辐射源测向算法。本方法具有结构简单、精度较高等特点,对继续深入研究诱饵信号测向与定位有参考价值。仿真表明,在一定的条件下,本算法能够对多个辐射源进行精确定位,在电子侦察和情报截获等场合具有一定的应用价值。

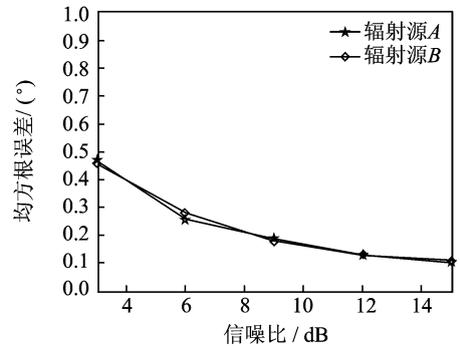


图 11 非线性调频信号测向性能曲线

Fig. 11 Direction finding precision of nonlinear frequency modulated signal

参考文献:

- [1] 赵春晖,李刚,李福昌. 宽带测向研究现状及展望[J]. 哈尔滨工程大学学报,2006,27(2):290-295.
Zhao Chunhui, Li Gang, Li Fuchang. Research and development of wide-band direction finding[J]. Journal of Harbin Engineering University,2006,27(2):290-295.
- [2] 刘思沉. 短波宽带测向算法研究及其实现[D]. 西安:西安电子科技大学,2010.
Liu Sichen. Research and implementation of shortwave wideband DF algorithm[D]. Xi'an: Xidian University, 2010.
- [3] 尤国红,邱天爽,兰天. 脉冲噪声环境下宽带循环平稳信号 DOA 估计算法[J]. 数据采集与处理,2012,27(4):399-403.
You Guohong, Qiu Tianshuang, Lan Tian. DOA estimation algorithm of wideband cyclostationary signals in impulsive noise environment[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2012,27(4):399-403.
- [4] 张刚兵,刘渝,刘宗敏. 基线比值法相位解模糊算法[J]. 南京航空航天大学学报,2008,40(5):665-669.
Zhang Gangbing, Liu Yu, Liu Zongmin. Unwrapping phase ambiguity algorithm based on baseline ratio[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2008, 40(5):665-669.
- [5] Ho K C, Chan Y T, Inkol R. Pulse arrival time estimation based on pulse sample ratios [J]. IEEE Proceeding of Radar Sonar and Navigation, 1995,142(4) : 153-157.
- [6] Chan Y T, Lee B H, Inkol R, et al. Detection and arrival time estimation of a pulsed sinusoid [C]//Communications, Computers and signal Processing. PACRIM: IEEE, 2005: 37-40.
- [7] 胡国兵,刘渝,邓振森. 基于 Haar 小波变换的信号到达时间估计[J]. 系统工程与电子技术,2009,31(7):1615-1619.
Hu Guobing, Liu Yu, Deng Zhenmiao. Arrival time estimation of signals based on Haar wavelets transform[J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(7):1615-1619.
- [8] Bai Yechao, Zhang Xinggan, Tang Lan. Subsample time delay estimation based on phase spectrum of band limited stochastic signals[J]. Transactions of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics,2010,27(2):170-175.
- [9] 杨健,刘渝,狄慧. 基于时差校正的长基线宽带测向算法[J]. 系统工程与电子技术,2013,35(1):20-28.
Yang Jian, Liu Yu, Di Hui. Long baseline direction finding algorithm of wideband signal based on time-delay correction[J]. Systems Engineering and Electronics, 2013,35(1):20-28.
- [10] 马常霖,彭应宁,田立生,等. 均匀圆阵相干信源 DOA 估计的模式平滑算法[J]. 电子科学学刊,1998,20(1):14-19.
Ma Changlin, Peng Yingning, Tian Lisheng, et al. Mode space smoothing algorithm for DOA estimation of coherent sources with uniform circular array[J]. Journal of Electronics, 1998,20(1):14-19.
- [11] 张润生,谢锴,张建立. 宽带相干信源 DOA 估计算法[J]. 无线电工程,2010,40(10):16-19.
Zhang Runsheng, Xie Nuo, Zhang Jianli. DOA estimation algorithm for wideband coherent Sources[J]. Radio Engineering, 2010,40(10):16-19.
- [12] 黄知涛,刘章孟,周一宇. 延迟相乘宽带 LFM 信号阵列测向方法[J]. 电子学报,2009,37(7):1606-1613.
Huang Zhitao, Liu Zhangmeng, Zhou Yiyu. A new direction-of-arrival estimation method for wideband LFM sources based on temporal delay-and-product [J]. Acta Electronica Sinica, 2009,37(7):1606-1613.
- [13] 王鑫,赵春晖,戎建刚. 多路延迟结构的修正 MUSIC 算法频率估计[J]. 系统工程与电子技术,2009,31(4):795-798.
Wang Xin, Zhao Chunhui, Rong Jiangang. Frequency estimation of modified MUSIC algorithm based on multi-path delay structure[J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(4):795-798.
- [14] Varshney L R, Thomas D. Sidelobe reduction for matched filter range processing[C]//IEEE Radar Conference. Huntsville: IEEE, 2003:446-451.
- [15] Skolnik M I. Radar Handbook [M]. Third Edition. New York: McGraw-Hill, 2008.

作者简介:



杨健(1986-),男,博士研究生,研究方向:雷达信号处理、电子侦察, E-mail: james200586@163.com.



刘渝(1945-),男,教授,博士生导师,研究方向:雷达信号处理、电子侦察。



狄慧(1986-),女,博士研究生,研究方向:雷达信号处理、电子侦察。

