

一种基于线性预处理的米波雷达低仰角处理算法

吴向东, 张守宏, 董 玫

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 由于多径效应的存在, 使得米波雷达在低仰角时接收到的回波是两组相干信号, 即直达信号和反射信号的矢量叠加. 本文提出了一种米波雷达在低仰角情况下 DOA (波达方向估计) 的新方法, 先对实测数据进行线性变换, 然后对线性变换后的数据和实测数据的差分结果应用角度超分辨算法, 实现米波雷达低仰角的波达方向估计. 算法对信号所处环境不敏感, 可以有效地克服多径效应. 理论分析和计算机仿真都表明新算法的优越性.

关键词: 相干信号; 波达方向估计; 反射因子; 低仰角

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2006) 09-1668-04

An Algorithm Based on Linear Preprocessing for Meter-Wave Radars to a Target at Low Altitude

WU Xiang-dong ZHANG Shou-hong DONG Mei

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

Abstract The echoes of meterwave radar received are coherent signals consisted of direct and reflected signals due to the multipath effect at low elevation angles. A new method that can estimate the DOA (direction-of-arrival) of a target under low-angle condition is presented in this paper. Linear transform is applied to measured data firstly. Difference operation is performed to measured data and transformed data secondly. Finally applying super-resolution algorithm to the result from step two we can obtain the DOA of a target from meterwave radar at low altitude. This method is not sensitive to the signals environments and can overcome multipath effect effectively. Theoretical analysis and simulation results demonstrate the merits of the new algorithm.

Key words coherent signals; direction-of-arrival; reflection coefficient; low altitude

1 引言

低仰角目标波达方向的估计是目前米波雷达技术面临的重要难题之一. 米波雷达低仰角目标处理是随着现代电子干扰环境日益复杂, 尤其是隐身技术的发展而重新提出的. 米波的波长较长, 一般的吸波涂层、吸波材料、阻抗加载等反隐身技术对米波的作用不大. 同时米波波段一般为目标的谐振区, 小目标的 RCS (目标横截面积) 比微波雷达大得多, 有利于目标检测. 但米波雷达的仰角分辨率较低, 因此如何提高米波雷达的低仰角测量分辨率就显得至关重要. 其技术难点在于低仰角工作时, 雷达接收到的直达信号和由于多径效应而引起的反射信号是相干的, 而且它们之间的夹角往往很小, 远小于阵列的半功率波束宽度.

已经有很多学者研究了这方面的问题^[1-3], 提出了许多关于相干源的角度超分辨算法, 主要分为两大类: 空间谱估计方法和参数化方法. 空间谱估计方法有针对窄带信号的空间平滑方法^[4]、宽带信号的相干信号子空间方法^[5]等, 对阵列输出数据的协方差矩阵进行特征分解来实现波达方向估计; 参数化方法主要有最大似然法^[6], 它对信号间的相干与否不敏感, 对待估参数进行最优寻解, 属于稳健的波达方向估计方法, 主要缺点是对多个信号源要进行多维搜索, 运算量大.

多径环境下雷达接收到的反射波和直达波相干, 信号形式相同, 只是因为反射因子的作用, 相对直达波有一个衰减和时延. 反射因子和地形地貌、信号频率、极化方式、入射角度等有关, 一般情况下很难准确得知. 本文对多径环境下雷达接收的数据进行线性变换, 然后对线性变换后

的数据和实测数据的差分结果应用角度超分辨算法,就可以精确估计入射信号的波达方向,而且处理过程不受反射因子的影响,即和信号所处的环境无关。理论分析和计算机仿真都表明本算法的可靠性和稳健性。

2 信号模型

图 1 所示信号模型,考虑到目标离雷达比较远(数百公里外),后向反射和散射信号比较微弱,所以仅考虑直达波和经地面的一次反射波进入雷达接收天线。天线法线方向(即水平方向)以上角度为正,以下角度为负。直达波入射角为 θ_1 ,反射波入射角为 θ_2 ,天线中心高度为 h_a ,目标高度为 h_b ,天线和目标间的水平距离为 R 。

3 理论分析和算法的实现

考虑一 N 元窄带、阵元间距为半波长的均匀线阵,直达波和反射波分别从 θ_1 和 θ_2 入射,则阵列接收的数据可表示为:

$$X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T = A \cdot S(t) + N(t) \tag{1}$$

$$= [a(\theta_1) \quad a(\theta_2)] \cdot \begin{bmatrix} s(t) \\ \rho \cdot s(t-t) \end{bmatrix} + N(t)$$

其中: $A = [a(\theta_1), a(\theta_2)]$ 为阵列流型。

$$a(\theta_i) = \begin{bmatrix} 1 \cdot \exp\left\{j \cdot 2 \cdot p \cdot \frac{d}{l} \cdot \sin\theta_i\right\}, \dots, \\ \exp\left\{j \cdot 2 \cdot p \cdot (N-1) \cdot \frac{d}{l} \cdot \sin\theta_i\right\} \end{bmatrix}^T$$

为导向矢量, T 表示转置。 θ_i 为第 i 个信号的入射角, l 为波长, d 为阵元间距。 $S(t) = [s(t), s(t-t)]^T$, $s(t)$ 为直达信号复包络,反射因子为 $\rho = |\rho| e^{j\phi}$, 一般情况下为复数, $|\rho|$ 为反射因子的模值, ϕ 为反射因子的复角。 $t = \frac{\Delta R}{c}$, $\Delta R \approx$

$\frac{2 \cdot h_a \cdot h_b}{R}$, ΔR 为直达波和反射波的波程差。 h_b 和 h_a 分别为目标和天线高度。 R 为目标和天线间的水平距离。反射波和直达波具有相同的信号形式,它是直达波的时延和衰减。 ρ 和反射面的性质、信号频率、极化形式及入射余角有关。 $N(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)]^T$ 为独立同分布均值为零的高斯白噪声,且与信号不相关。 T 表示转置。

把导向矢量代入式 (1) 并展开,则可以得到第 i 个阵元的输出信号为:

$$x_i(t) = \exp\left\{j \cdot 2 \cdot p \cdot \frac{(i-1) \cdot d}{l} \cdot \sin\theta_1\right\} \cdot s(t) + \rho \cdot \exp\left\{j \cdot 2 \cdot p \cdot \frac{(i-1) \cdot d}{l} \cdot \sin\theta_2\right\} \cdot s(t-t) + n_i(t) \tag{2}$$

其中: $i = 1, 2, \dots, N$ 为阵元编号, N 为阵元总数; θ_1, θ_2 分别为直达波和反射波的入射角。

反射因子 ρ 是未知的,它包含未知参数 $|\rho|, \phi$ 时延 t 是未知的,它包含未知参数 h_b , 即目标高度,直达信号和一次反射信号的入射角 θ_1, θ_2 也是未知的。未知量很多,由参

数估计理论可知,待估计参数越多,运算量越大,参数估计的准确性和精度的越低。所以减少待估计参数来提高估计精度是一个有效的方法。为了方便表示,令 $f(i, \theta) = \exp\left\{j \cdot 2 \cdot p \cdot \frac{i \cdot d}{l} \cdot \sin\theta\right\}$, 其中: i 和 θ 分别表示该项里的两个参数。显然 $f(i, \theta)$ 满足如下性质^[7,8]:

$$\begin{aligned} \text{性质 } f(i+j, \theta) &= f(i, \theta) \cdot f(j, \theta) \\ \text{给式(2)乘以一因子 } f(1, \theta) &= \exp\left\{j \cdot 2 \cdot p \cdot \frac{1 \cdot d}{l} \cdot \sin\theta\right\} \end{aligned} \tag{3}$$

为了方便称谓,我们可以把 $f(1, \theta)$ 叫作整合因子。则式 (2) 可写为:

$$\begin{aligned} y_i(t) &= f(1, \theta) \cdot x_i(t) \\ &= f(1, \theta) \cdot [f(i-1, \theta_1) \cdot s(t) + \rho \cdot f(i-1, \theta_2) \cdot s(t-t)] + f(1, \theta) \cdot n_i(t) \\ &= f(1, \theta) \cdot f(i-1, \theta_1) \cdot s(t) + \rho \cdot f(1, \theta) \cdot f(i-1, \theta_2) \cdot s(t-t) + \hat{n}_i(t) \end{aligned} \tag{4}$$

由线性变换性质可知, $\hat{n}_i(t)$ 仍为一与信号不相关,且独立同分布均值为零的高斯白噪声。

当 $\theta = \theta_2$ 时,用式 (3) 所示的性质计算式 (4) 得:

$$\begin{aligned} y_i(t) &= f(1, \theta) \cdot f(i-1, \theta_1) \cdot s(t) + \rho \cdot f(1, \theta) \cdot f(i-1, \theta_2) \cdot s(t-t) + \hat{n}_i(t) \\ &= f(1, \theta_2) \cdot f(i-1, \theta_1) \cdot s(t) + \rho \cdot f(i, \theta_2) \cdot s(t-t) + \hat{n}_i(t) \end{aligned} \tag{5}$$

实际阵列的第 $i+1$ 个阵元的输出信号为:

$$x_{i+1}(t) = f(i, \theta_1) \cdot s(t) + \rho \cdot f(i, \theta_2) \cdot s(t-t) + n_i(t) \tag{6}$$

其中 $i = 1, 2, \dots, N-1$ 式 (5) 为实际阵列第 i 个阵元接收的数据乘上一整合因子的表示式。比较式 (5) 和式 (6) 可以看出,它们第二项完全相同,而第二项恰巧包含的未知量最多,如果设想这两式相减,则可以最大限度的消掉待估参数,估计精度和准确性会大为提高。

$$\begin{aligned} z_i(t) &= x_{i+1}(t) - y_i(t) \\ &= f(i, \theta_1) \cdot s(t) - f(1, \theta_2) \cdot f(i-1, \theta_1) \cdot s(t) + \tilde{n}_i(t) \\ &= f(i-1, \theta_1) \cdot [f(1, \theta_1) - f(1, \theta_2)] \cdot s(t) + \tilde{n}_i(t) \end{aligned} \tag{7}$$

其中: $i = 1, 2, \dots, N-1$ 同理,独立同分布的高斯白噪声的线性变化仍为独立同分布的高斯白噪声。对于一组快拍数据来说,直达波入射角和反射波入射角是不变的,即 θ_1, θ_2 是固定的,所以 $f(1, \theta_1) - f(1, \theta_2)$ 可认为是一非零常数,我们用 J 来表示,即 $J = f(1, \theta_1) - f(1, \theta_2)$ 。

重写式 (7):

$$z_i(t) = f(i-1, \theta_1) \cdot J \cdot s(t) + \tilde{n}_i(t) \tag{8}$$

我们把式 (8) 写成我们常见的用导向矢量表示的形式:

$$z_i(t) = \exp\left\{j \cdot 2 \cdot p \cdot \frac{(i-1) \cdot d}{l} \cdot \sin\theta_1\right\} \cdot J \cdot s(t) + \tilde{n}_i(t)$$

每一项 $z_i(t)$ 都包含有一个 J , 而它是一个非零常数不影响算法的性能和结果。为了方便理解,式 (8) 两边可以都

除以 J , 这样就和常规的阵列信号表达式 (2) 相同了, 而此时只有一个未知参数 θ_1 .

为了便于比较, 我们把式 (5)、(6)、(8) 写成向量形式如下:

实测量数据:

$$X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T \quad (9)$$

$X(t)$ 乘上一整合因子后:

$$Y(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_N(t)]^T \quad (10)$$

$X(t)$ 和 $Y(t)$ 错项相减后:

$$Z(t) = [z_1(t), z_2(t), \dots, z_{N-1}(t)]^T \quad (11)$$

式 (11) 可以看作是比实际阵列少 1 个阵元的阵列输出数据.

以上所有变换均为线性变化, 用 MUSIC^[9] 算法对式 (11) 进行波达方向估计即可求出 θ_1 .

当 $\theta = \theta_1$ 时, 用式 (3) 所示的性质计算式 (4) 得:

$$\begin{aligned} y_i(t) &= f(1, \theta) \cdot f(i-1, \theta) \cdot s(t) + \rho \cdot f(1, \theta) \\ &\quad \cdot f(i-1, \theta_2) \cdot s(t-\tau) + \tilde{n}_i(t) \\ &= f(i, \theta_1) \cdot s(t) + \rho \cdot f(1, \theta_1) \cdot f(i-1, \theta_2) \\ &\quad \cdot s(t-\tau) + \tilde{n}_i(t) \end{aligned}$$

实际阵列的第 $i+1$ 个阵元的输出信号为式 (6) 如下:

$$x_{i+1}(t) = f(i, \theta_1) \cdot s(t) + \rho \cdot f(i, \theta_2) \cdot s(t-\tau) + n_i(t)$$

其中: $i = 1, 2, \dots, N-1$ 同理错项相减:

$$\begin{aligned} z_i(t) &= x_{i+1}(t) - y_i(t) \\ &= \rho \cdot f(i, \theta_2) \cdot s(t-\tau) - \rho \cdot f(1, \theta_1) \cdot f(i-1, \theta_2) \\ &\quad \cdot s(t-\tau) + \tilde{n}_i(t) \\ &= f(i-1, \theta_2) \cdot \rho \cdot [f(1, \theta_2) - f(1, \theta_1)] \cdot s(t-\tau) \\ &\quad + \tilde{n}_i(t) \\ &= f(i-1, \theta_2) \cdot J' \cdot s(t-\tau) + \tilde{n}_i(t) \end{aligned} \quad (12)$$

其中: $J' = \rho \cdot [f(1, \theta_2) - f(1, \theta_1)]$ 为非零常数, 不影响波达方向估计的结果. 同理用 MUSIC 算法对由式 (12) 组成的向量进行波达方向估计即可求出 θ_2 .

当 $\theta \neq \theta_1$ 并且 $\theta \neq \theta_2$, 即搜索角度既不等于直达波入射角也不等于反射波入射角时, 经过变换后的数据仍然是一组相干数据, 不满足 MUSIC 方法的应用条件, 用 MUSIC 方法进行波达方向估计时没有谱峰, 无法分辨.

从式 (11) 知, 经过上述处理后阵列的有效孔径 $L' = L - d$, $L = (N-1) \cdot d$ 是阵列的实际孔径. 理论上孔径的减小会使阵列分辨率下降, 但这里孔径损失很小, 从下面的仿真可知, 文中方法的仰角分辨率远高于阵列固有分辨率, 而且如果在进行波达方向估计前对原始数据进行降噪处理, 随着信噪比的提高, 分辨率会大大提高.

4 仿真性能分析

设发射信号载频为 150MHz, 回波信号的多普勒频率为 100Hz, 阵列为 16 阵元的等距线阵, 阵元间距为半波长, 雷达天线(中心点)的高度为 100m, 目标和天线的水平距离为 100km, 快拍数为 75 次, 天线的半功率波束宽度 $\theta_{0.5} =$

6.35 以下是对式 (11)、(12) 在不同条件下的仿真.

图 2 为直达

波入射角为 5.65 度、反射波入射角为 -5.77 度, 目标高度为 10000m 时的仿真结果. 图 3 为直达波入射角为 1.09 度、反射波入射角为 -1.20 度, 目标高度为 2000m 时的仿真结果. 目标高度从 2000m 到 10000m 大范围变化时, 算法都可以精确测量出高度和直达波入射角. 为了进一步地分析和对比, 把图 3 局部放大为图 4 可以看出, 仿真结果和前面理论分析吻合,

只在入射角方向有谱峰值. 从图中观察可知, 直达波的 MUSIC 谱峰比反射波谱峰略低, 这是因为当 $\theta = \theta_1$ 时, 相减运算消去直达波, 留下反射波, 而反射波由于反射因子的衰减作用, 其能量较小, 所以在 θ_1 方向的谱峰值低, 同理, 当 $\theta = \theta_2$ 时, 相减运算消去反射波, 留下来的是直达波, 直达波的能量比反射波能量大, 所以在 θ_2 方向的谱峰值高.

综上所述: 低的谱峰值对应的角度为直达波入方向, 高的谱峰值对应的角度为反射波入方向. 反射因子的模值介于 0 到 1 之间, 所以他们谱峰值的差别应该不大, 即略高和略低, 相差多少和反射因子有关, 因为反射因子模值的大小决定了反射信号相对于直达波的功率衰减倍数.

综上所述: 低的谱峰值对应的角度为直达波入方向, 高的谱峰值对应的角度为反射波入方向. 反射因子的模值介于 0 到 1 之间, 所以他们谱峰值的差别应该不大, 即略高和略低, 相差多少和反射因子有关, 因为反射因子模值的大小决定了反射信号相对于直达波的功率衰减倍数.

5 结论

文中提出了一种稳健的多径环境下米波雷达低仰角跟踪的算法, 利用实际数据和预处理后数据的相互关系, 把实际数据和预处理后的数据进行差分运算, 对差分结果

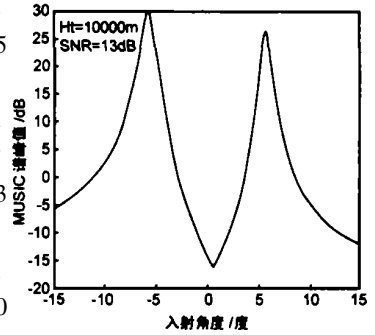


图 2 $\theta_1=5.66$ 度, $\theta_2=-5.77$ 度

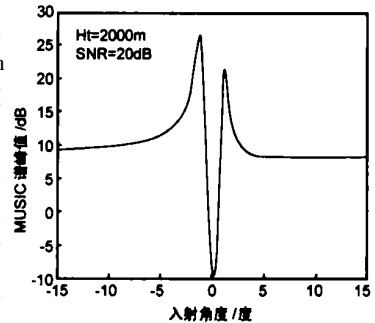


图 3 $\theta_1=1.09$ 度, $\theta_2=-1.20$ 度

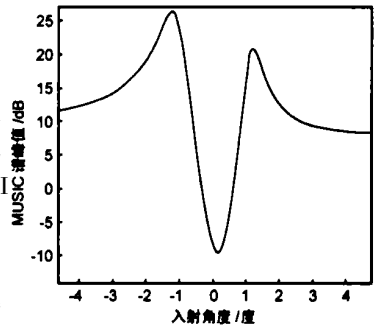


图 4 $\theta_1=1.09$ 度, $\theta_2=-1.20$ 度

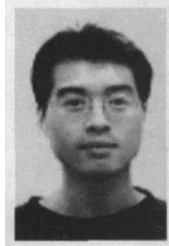
运用 MUSIC 方法进行波达方向估计, 就可以得到直达波和反射波的入射角. 从而实现对低仰角目标的 DOA. 为了说明问题, 文中只列举了单目标时的情况, 根据讨论可知, 每错项相减一次会消除一个未知参数, 对于多个目标只需要进行多次迭代或嵌套即可估计出目标的 DOA. 这一点将在另文讨论.

参考文献:

- [1] SHERMAN S M. Complex indicated angles applied to unresolved radar targets and multipath [J]. IEEE Trans 1971, AES-7(1): 160- 170
- [2] WHITE W D. Low-angle radar tracking in the presence of multipath [J]. IEEE Trans 1974, AES-10(6): 835- 852
- [3] ZOLTOWSKI M, et al. Beam space ML bearing estimation incorporating low-angle geometry [J]. IEEE Trans 1994, AES-27(3): 441- 458
- [4] SHAN Tie-jun, WAX M, KAILATH T. On spatial smoothing for direction of arrival estimation of coherent signals [J]. IEEE Trans 1985, ASSP-33(4): 806- 811
- [5] WANG H, KAVEH M. Coherent signalsubspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wide band sources [J]. IEEE, 1985, ASSP-33(4): 823- 831.
- [6] ZISKIND T, WAX M. Maximum likelihood localization of multiple sources by alternating projection [J]. IEEE Trans 1988, ASSP-36(10): 1553- 1559

- [7] 同济大学数学教研室. 线性代数 [M]. 北京: 人民教育出版社, 1991
- [8] 程云鹏. 矩阵论 [M]. 西安: 西北工业大学出版社, 1999
- [9] SCHMIDT R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation [J]. IEEE Trans 1986, AP-34(3): 276- 280

作者简介:



吴向东 男, 1976年 5月出生于陕西省西安市, 1999年毕业于西安电子科技大学电子工程专业, 2004年获得西安电子科技大学电路与系统专业硕士学位, 现为西安电子科技大学信号与信息处理专业博士生. 主要研究方向为阵列信号处理、雷达信号处理等.

E-mail wuxiangdong207@sina.com



张守宏 男, 1938年 6月出生于安徽省六安市, 现为西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室教授、博士生导师, 中国电子学会会士, 主要研究方向为雷达系统与检测等.

董 玫 女, 1980年 11月出生于陕西省宝鸡市, 现为西安电子科技大学信号与信息处理专业博士生. 主要研究方向为阵列信号处理、雷达信号处理等.