

脉冲群间多普勒频率变化率的高精度测量算法*

周亚强 曹延伟 程 翥 皇甫堪

(国防科技大学 电子科学与工程学院 湖南 长沙 410073)

摘要 提出了一种脉冲群间多普勒频率变化率的高精度测量算法,该算法利用脉冲群内相邻脉冲对间的互相关函数估计脉冲群模糊频率,在连续脉冲群间选择任一相同模糊频率进行解模糊得到各脉冲群相对频率,由于这些相对频率包含相同的模糊,从而可以利用差分或滤波算法得到脉冲群间多普勒频率变化率。该算法具有相对频率估计精度高、解模糊过程简单、运算量小、多普勒频率变化率测量精度高等优点。计算机仿真和地面缩比试验均证明了该测量算法的有效性。

关键词 脉冲群 相参脉冲 解模糊 多普勒频率变化率

中图分类号 :TN713 文献标识码 :A

The Accurate Measurement Algorithm of Doppler Frequency Rate
between the Clusters of Pulses

ZHOU Ya-qiang ,CAO Yan-wei ,CHENG Zhu ,HUANGFU Kan

(College of Electronic Science and Engineering ,National Univ. of Defense Technology ,Changsha 410073 , China)

Abstract :An accurate measurement algorithm of Doppler frequency rate between the clusters of pulses is given. The algorithm uses cross-correlating function between the succeeding pulse in the cluster to estimate ambiguous frequency of the cluster and select the same ambiguous frequency between the succeeding cluster of pulses to solve ambiguity to acquire the relative frequencies. Because these relative frequencies include the same ambiguity, the filter algorithm can be used to estimate the Doppler frequency rate between the clusters of pulses. The relative frequency and Doppler frequency rate estimation accuracy is high, and the process of solving the ambiguity is simple. The performance of the algorithm is effectively demonstrated by the computer simulation and ground test.

Key words :cluster of pulses ; coherent pulses ; solving ambiguity ; Doppler frequency rate

单站无源定位是指仅仅通过单个观测站测量目标辐射源的辐射信息得到目标的状态(包括位置、速度等等)。传统的单站无源定位技术利用单个运动观测器对辐射源连续测向定位(bearing only, BO)^[1,2],但 BO 定位法收敛速度慢,且对运动辐射源定位时要求观测器机动,使得该方法难于实用^[3,4]。文献[5~7]研究了增加多普勒频率变化率信息的单站无源定位算法,研究表明它可以大大加快定位收敛速度,提高定位精度。能否高精度测量的信号多普勒频率变化率是这一定位技术能否实用的关键。

通常,在定位期间,接收天线以一定的测量周期截获一系列脉冲群,每个脉冲群包含多个相参脉冲信号^[8]。由于一个脉冲群内的相参脉冲信号是在非常短的时间内被接收的(一般在几毫秒到 100ms 之间),可以认为在每个脉冲群内信号的多普勒频率不变。当辐射源的发射载频固定时,脉冲群间多普勒频率变化率等同于脉冲群间的频率变化率,故可用其频率变化率的测量值代替多普勒频率变化率的测量值。可见,问题的关键在于对脉冲群内相参脉冲信号频率的高精度测量。文献[9~11]提出了连续波信号频率测量算法,文献[12]给出了脉冲信号频率测量算法,这些方法均需要复杂的解模糊处理,运算量大。

* 收稿日期 2004 - 11 - 30
基金项目 国家部委预研基金项目(41101030112)
作者简介 周亚强(1975—)男,博士生。

1 信号数学模型

设辐射源发射的一个脉冲群内的相参脉冲信号为：

$$x(t) = e^{j2\pi f_0 t} \sum_{k=1}^M R_{T_0}(t - T_k) \quad (1)$$

其中 f_0 是辐射源发射频率, T_k 是脉冲群内第 k 个脉冲的时移, $R_{T_0}(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < T_0 \\ 0 & \text{other} \end{cases}$, T_0 表示脉冲宽度, M 表示脉冲群包含的脉冲数目。在理想无噪声的情况下, 接收天线处的信号可以表示为：

$$x_r(t) = x(t - R(t)/c) \quad (2)$$

$R(t)/c$ 表示接收机与辐射源间的信号传播时延。由于一个脉冲群的持续时间是很短的, 所以在实际工程应用中, 通常认为在同一脉冲群内辐射源作匀速运动(加速度可忽略)。对接收的射频信号进行混频得到中频信号, 同时对中频信号进行正交采样得到中频采样信号。实际接收的信号中往往含有高斯噪声, 因此采样后的中频信号可表示为：

$$x_f(n) = e^{j2\pi f n} e^{-j2\pi\theta} \sum_{k=1}^M R_{T_0}(nt_s - T_k - \tau_0) + u(n) \quad (3)$$

式中 $f = f_I/f_s$ 表示数字频率, $f_s = 1/t_s$ 为采样频率, $f_I = f_0 + f_d - f_L$ 表示中频频率, 其中 f_d, f_L 分别表示该脉冲群多普勒频率和混频所用的晶振频率, 时移 $\tau_0 = R_0/c$, 相位延迟 $\theta = f_0 \tau_0$, $u(n)$ 为零均值、方差为 σ^2 的高斯噪声序列。

设每个脉冲的采样数均为 N 个, 第 m ($m = 1, 2, \dots, M-1$) 个脉冲与下一个相邻的第 $m+1$ 个脉冲采样的起始点分别为 N_m, N_{m+1} , 则它们的中频采样信号可分别表示为：

$$x_{l,m}(n) = e^{j2\pi f n} e^{-j2\pi\theta} R_{T_0}(nt_s - T_m - \tau_0) + u(n), \quad (n = N_m, \dots, N_m + N - 1) \quad (4)$$

$$x_{l,m+1}(n) = e^{j2\pi f n} e^{-j2\pi\theta} R_{T_0}(nt_s - T_m - \Delta T_{m+1,m} - \tau_0) + u(n), \quad (n = N_{m+1}, \dots, N_{m+1} + N - 1) \quad (5)$$

式中 $T_m, \Delta T_{m+1,m}$ 分别表示第 m 个脉冲的时移和第 $m+1$ 个脉冲与第 m 个脉冲间的时间间隔。

定义第 m 个脉冲与相邻第 $m+1$ 个脉冲间的互相关函数为：

$$C_{m,m+1}(\Delta t = kt_s) = \sum_{n=N_m}^{N_m+N-1} X(n) \cdot [Y(n+K)]^* \quad (6)$$

其中,

$$X(n) = \begin{cases} x_{l,m}(n), & N_m \leq n \leq N_m + N - 1 \\ 0, & \text{other} \end{cases}$$

$$Y(n) = \begin{cases} x_{l,m+1}(n), & N_{m+1} \leq n \leq N_{m+1} + N - 1 \\ 0, & \text{other} \end{cases}$$

[]* 表示求共轭。由数学分析易知 (6) 式定义的互相关函数的模 $|C_{m,m+1}(\Delta t)|$ 在时移 $\Delta t = kt_s = T_{m+1} - T_m$ 时出现峰值, 且峰值处 $C_{m,m+1}(\Delta t)$ 的相位即为这两个脉冲对间的相位差 $\Delta\phi_{amb,m}$ 。

同理, 对第 i 个脉冲群内的 $M-1$ 个相邻脉冲对, 通过搜索 (6) 式定义的互相关函数峰值可以估计得到 $M-1$ 个时移及对应的相位差, 分别用 $\Delta T_m^{(i)}, \Delta\phi_{amb,m}^{(i)}$ ($m = 1, 2, \dots, M-1$) 表示 (上标 (i) 表示第 i 个脉冲群, 对应的参数表示该脉冲群中的参数)。如果通过某种解模糊方法得到该脉冲群解模糊后相位差为 $\Delta\phi_m^{(i)}$, 则该脉冲群频率可以利用最小二乘估计得到。

2 解模糊处理

实际上, 由测量得到的相位差是实际相位差模 2π 。实际相位差可表示为：

$$\Delta\phi_m^{(i)} = (\Delta\phi_m^{(i)}) \bmod 2\pi + 2k_m^{(i)}\pi = \Delta\phi_{amb,m}^{(i)} + 2k_m^{(i)}\pi, \quad (m = 1, 2, \dots, M-1) \quad (7)$$

其中 $k_m^{(i)}$ 是未知的模糊整数, 则 $M-1$ 个频率的模糊表达式为：

$$f_m^{(i)} = \Delta\phi_{amb,m}^{(i)} / (2\pi\Delta T_m^{(i)}) + k_m^{(i)} / \Delta T_m^{(i)}, \quad (m = 1, 2, \dots, M-1) \quad (8)$$

令 $f_{amb,m}^{(i)} = \Delta\phi_{amb,m}^{(i)} / (2\pi\Delta T_m^{(i)})$, $f_{p,m}^{(i)} = 1 / \Delta T_m^{(i)}$, 则上式可简写为：

$$f_m^{(i)} = f_{amb,m}^{(i)} + k_m^{(i)} f_{p,m}^{(i)}, \quad (m = 1, 2, \dots, M-1) \quad (9)$$

由(9)式可以看出,频率估计存在模糊项,要得到精确的频率估计值,必须进行解模糊处理。

文献[13]研究表明,如果中频信号的每个信号周期采样点个数大于4个,也即采样频率 $f_s > 4f_l$,就可以对每个采样点的瞬时相位进行解模糊,得到无模糊瞬时相位,此时可以通过每个脉冲相位采样估计其相位变化率,以此变化率作为对频率的粗略估计,再进行解模糊处理。但这种解模糊方法复杂,运算量大,且在脉冲宽度窄、采样数据少时,有可能不能正确解模糊。为此,本文提出一种新的解模糊方法。

由于在单站无源定位中并不需要精确的频率信息,人们往往比较关心高精度的信号多普勒频率变化率信息。为此,任选 i 时刻脉冲群模糊频率中的一个 $f_{amb,1}^{(i)}$,将其视为该脉冲群频率的粗估计,将此模糊频率 $f_{amb,1}^{(i)}$ 代入(9)式中可得模糊整数分别为:

$$k_m^{(i)} = \text{in}[(f_{amb,1}^{(i)} - f_{amb,m}^{(i)}) \Delta T_m^{(i)}], \quad (m = 1, 2, \dots, M-1) \quad (10)$$

其中, $\text{in}[\cdot]$ 表示取整。由于认为在同一个脉冲群内信号的频率是不变的,所以在信噪比较高的情况下有

$$k_m^{(i)} = 0, \quad (m = 1, 2, \dots, M-1) \quad (11)$$

将得到的 $k_m^{(i)}$ ($m = 1, 2, \dots, M-1$) 代入(7)式,可以得到解模糊后的相位差 $\Delta\phi_m^{(i)}$,利用最小二乘法可得到 i 时刻脉冲群一个相对频率的估计 $f^{(i)}$ 。

在下一个相邻时间很短的 $i+1$ 测量时刻(即下一脉冲群),由于多普勒频率的变化(9)式变为

$$f_m^{(i+1)} = f_{amb,m}^{(i+1)} + k_m^{(i+1)} f_{p,m}^{(i+1)}, \quad (m = 1, 2, \dots, M-1) \quad (12)$$

式中 $f_{amb,m}^{(i+1)} = \Delta\phi_{amb,m}^{(i+1)} / (2\pi\Delta T_m^{(i+1)})$, $f_{p,m}^{(i+1)} = 1/\Delta T_m^{(i+1)}$ 。 $\Delta\phi_{amb,m}^{(i+1)}$ 、 $k_m^{(i+1)}$ 、 $\Delta T_m^{(i+1)}$ 、 $f_m^{(i+1)}$ 分别表示 $i+1$ 测量时刻的脉冲群中,由互相关函数估计得到的各脉冲对间的模糊相位、模糊整数、对应的时移及频率。

由于多普勒频率在很短的时间内变化很小,因此选择与时刻相同的一个模糊频率 $f_{amb,1}^{(i)}$ 对 $i+1$ 测量时刻的脉冲群频率进行解模糊,即将 $f_{amb,1}^{(i)}$ 作为 $i+1$ 时刻脉冲群频率的粗估计,并带入(12)式可得:

$$k_m^{(i+1)} = \text{in}[(f_{amb,1}^{(i)} - f_{amb,m}^{(i+1)}) \Delta T_m^{(i+1)}] \quad (13)$$

由于相位存在模糊问题,如果直接利用(13)式解模糊,有可能出现错误的结果。正确的方法应该是判断 $f_{amb,1}^{(i)}$ 和 $f_{amb,m}^{(i+1)}$ ($m = 1, 2, \dots, M-1$) 之间是否有一个 $f_{p,m}^{(i+1)}$ 值左右的突变,如果有,则应选择

$$k_m^{(i+1)} = k_m^{(i)} \pm 1, \quad (m = 1, 2, \dots, M-1) \quad (14)$$

如果没有一个 $f_{p,m}^{(i+1)}$ 值左右的突变,则应选择

$$k_m^{(i+1)} = k_m^{(i)}, \quad (m = 1, 2, \dots, M-1) \quad (15)$$

在存在跳变的情况下(14)式究竟选用加还是减取决于正跳变还是负跳变,如图1所示。图中横坐标表示脉冲群数目,纵坐标表示频率,黑点表示任意选择 $f_{amb,1}^{(i)}$ 解模糊得到的频率值,图1(a)、(b)分别表示存在正、负跳变的情况。

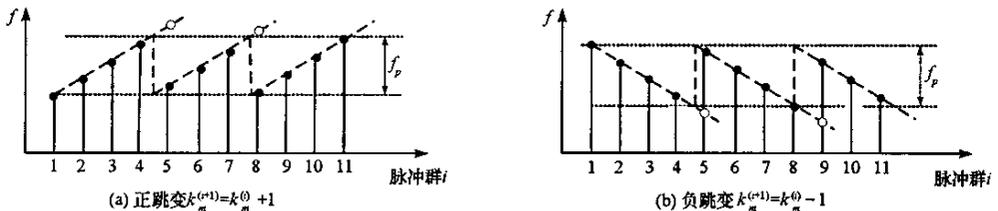


图1 存在频率跳变时的解模糊示意图

Fig.1 The sketch map of solving ambiguity under frequency hopping

求得 $k_m^{(i+1)}$ ($m = 1, 2, \dots, M-1$) 后,同样可以利用最小二乘法得到 $i+1$ 时刻脉冲群一个相对频率的估计 $f^{(i+1)}$ 。由于 i 时刻与 $i+1$ 时刻选择了相同频率进行解模糊,所以得到的两个相对频率中包含相同的模糊,因此相对频率的差值等于相邻脉冲群间多普勒频率的差值。对于 $i+1$ 、 $i+2$ 时刻的脉冲群,选择由 $i+1$ 时刻脉冲群互相关函数估计得到的模糊频率中的任意一个 $f_{amb,1}^{(i+1)}$ 作为对这两个脉冲群频率的粗估计,用以上相同的方法解模糊,得到 $i+1$ 、 $i+2$ 时刻脉冲群相对频率,类似的方法可以得到

所有两个连续脉冲群间的相对频率估计。要用上述的解模糊方法得到正确的结果,必须满足以下条件:

$$1/T > \Delta f_d \quad (16)$$

其中, T 为测量周期, Δf_d 为两个相邻脉冲群之间的真实多普勒频率差,在大多数载机之间的相对运动情况下上面的条件是满足的。

3 脉冲群相对频率的最小二乘估计及其变化率的滤波算法

3.1 脉冲群相对频率的最小二乘估计

在第 i 个脉冲群内,设解模糊后相邻脉冲对间的相位差为 $\Delta\phi_m^{(i)}$,对应的时移为 $\Delta T_m^{(i)}$ ($m = 1, 2, \dots, M-1$),由这些脉冲对之间的相参性可得如下的方程组:

$$\Delta\phi_m^{(i)} = 2\pi f^{(i)} \Delta T_m^{(i)}, \quad (m = 1, 2, \dots, M-1) \quad (17)$$

式中, $f^{(i)}$ 为该脉冲群相对频率。

令 $\Delta\varphi = [\Delta\phi_1^{(i)} \Delta\phi_2^{(i)} \dots \Delta\phi_{M-1}^{(i)}]^T$, $\Delta T = [\Delta T_1^{(i)} \Delta T_2^{(i)} \dots \Delta T_{M-1}^{(i)}]^T$,则由(17)式, $f^{(i)}$ 的最小二乘估计可以表示为:

$$f^{(i)} = (\Delta T^T \Delta T)^{-1} \Delta T^T \Delta\varphi / 2\pi \quad (18)$$

3.2 脉冲群间多普勒频率变化率的滤波算法

在得到连续脉冲群的相对频率以后,脉冲群间的多普勒频率变化率可以用不同的方法得到。参考文献[14]给出基于 $\alpha\beta$ 滤波的算法如下:

$$\hat{f}_{i|i} = \tilde{f}_{i|i-1} + \alpha (f^{(i)} - \tilde{f}_{i|i-1}) \quad (19)$$

$$\hat{f}'_{i|i} = \tilde{f}'_{i|i-1} + \beta (f^{(i)} - \tilde{f}_{i|i-1}) / T \quad (20)$$

$$\tilde{f}_{i|i-1} = \hat{f}_{i-1|i-1} + T \hat{f}'_{i-1|i-1} \quad (21)$$

$$\tilde{f}'_{i|i-1} = \hat{f}'_{i-1|i-1} \quad (22)$$

其中, α, β 是滤波器增益, $f^{(i)}$ 对应 i 时刻脉冲群相对频率的观测值(即由上述的最小二乘估计得到的值), T 为测量周期, $\hat{f}_{i|i}$ 和 $\hat{f}'_{i|i}$ 分别表示由前 i 个观测值得到的 i 时刻脉冲群频率及其变化率估计值, $\tilde{f}_{i|i-1}$ 和 $\tilde{f}'_{i|i-1}$ 分别表示由前 $i-1$ 个观测值对 i 时刻脉冲群相对频率及其变化率的预测值。

参数 α, β 的选择决定滤波器的性能。在本文中, α, β 选择为稳态 Kalman 增益,对于一个固定的 α , β 可取为 $\beta = \alpha(2 - \alpha) - 4\sqrt{1 - \alpha}$ 。

4 计算机仿真

举一个单站无源定位的例子。假定观测器固定在坐标原点,辐射源沿直线航迹以 $V = 500\text{m/s}$ 的速度匀速直线运动,从观测器到辐射源运动航迹间的航路捷径为 $d = 100\text{km}$ 。观测器和辐射源之间的距离 $r(t)$ 视线角度 $\beta(t)$ 如图 2 所示。

假定接收机中频为 30MHz ,采样频率 $f_s = 100\text{MHz}$,测量周期 $T = 0.5\text{s}$,辐射源发射的信号波长 $\lambda = 3\text{cm}$,脉冲重复周期(PRI)为 $T_r = 0.7\text{ms}$,脉宽 $\tau = 0.7\mu\text{s}$ 。由图 2 可见,多普勒频率变化率在航迹捷径处

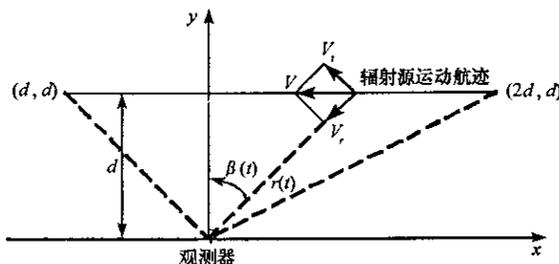


图 2 观测器和辐射源相对运动关系

Fig. 2 The relative athletics relationship between observer and emitter

达到最大值。仿真中选择航迹捷径处的多普勒频率变化率进行研究。

4.1 参数 α 的选择

首先确定 $\alpha\beta$ 滤波中参数 α 的选择。取 $SNR = 30\text{dB}$, 脉冲群中包含的脉冲数 $M = 40$, 进行 200 次 Monte-Carlo 仿真, 得到在不同 α 下多普勒频率变化率均方根误差曲线, 如图 3 所示。

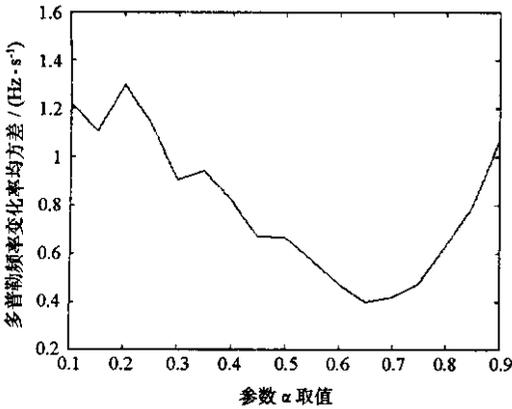


图 3 α 与多普勒频率变化率均方差

Fig.3 α and mean variation of Doppler frequency rate

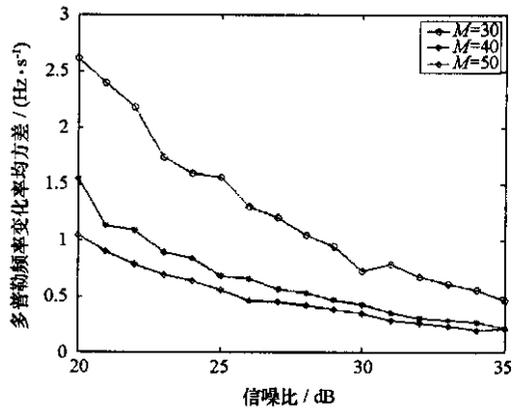


图 4 SNR 、 M 与多普勒频率变化率均方差

Fig.4 SNR 、 M and mean variation of Doppler frequency rate

由图 3 可见, 参数 α 的取值在 0.6~0.7 之间时, 用 $\alpha\beta$ 滤波算法得到的多普勒频率变化率均方差最小, 所以在本文的仿真中取 $\alpha = 0.65$ 。

4.2 不同信噪比下多普勒频率变化率均方差

取 $\alpha = 0.65$ 进行 200 次 Monte-Carlo 仿真, 得到在不同信噪比、不同脉冲数目条件下航迹捷径处的多普勒频率变化率均方根误差曲线, 如图 4 所示。图 4 表明, 脉冲群包含的脉冲数 M 和信噪比对多普勒频率变化率的测量方差影响很大。在信噪比较低的情况下可以通过增加脉冲数目得到高的测量精度, 但无原定位接收辐射源的直射信号, 所以信噪比较高。实际上, 由于天线振动引起的相位测量误差以及非高斯非白色系统噪声等影响因素, 使得脉冲数目增加到一定时, 对测量精度的提高不再明显。该解模糊过程简单, 运算量小, 适合实时处理。

4.3 本文算法在某地面无源定位缩比试验中的应用

理论分析的结果必须在实践中才能真正得到检验, 利用某次地面缩比试验采集到的脉冲数数据对本文提出的算法进行验证, 无疑是非常有意义的。试验系统主要包括辐射源、接收机、数据采集和处理机以及 GPS 定位设备等。

试验中观测站固定, 搭载在汽车上的雷达信号源作为辐射源, 可发射相参脉冲信号。利用某型号地面雷达接收机作为观测器, 接收机抛物面天线截获辐射源信号, 并经本振下变频为 30MHz 左右的中频, 供采集及估计多普勒频率变化率参数。GPS 定位设备用于提供目标相对观测坐标的标称值。汽车稳定后的速度约为 21.25m/s, 航迹捷径距离为 492m。雷达信号脉冲宽度为 $1\mu\text{s}$, 脉冲重频为 2kHz。测量所得的多普勒频率变化率曲线如图 5 所示。由图 5 可见, 实际测量值与 GPS 得到的标称值基本吻合。但多普勒频率变化率测量值在初期明显较 GPS 标称值偏小, 主要是由于这段时间内目标仍处于加速状态 (如图 1(b)所示), 未达到稳定状态的缘故。

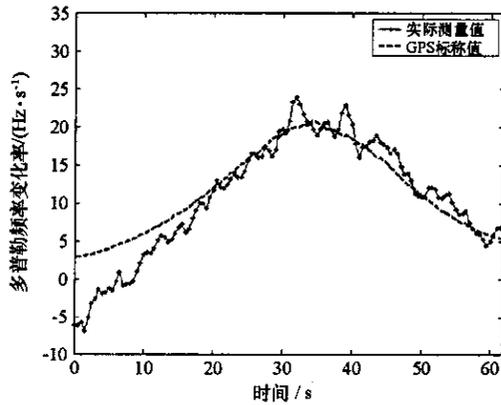


图5 多普勒频率测量值与 GPS 标称值比较

Fig.5 The comparison measure value with GPS standard value of Doppler frequency rate

5 结 论

本文提出了一种脉冲群间多普勒频率变化率的高精度测量算法,该算法不需要计算脉冲群绝对频率,只需计算其相对频率,故解模糊简单。同时,由于利用了脉冲群内信号的相参性,所以相对频率估计精度高,采用 $\alpha\beta$ 滤波后得到的多普勒频率变化率测量精度高。仿真结果和地面缩比试验均证明了测量算法的有效性。

参 考 文 献:

- [1] Steven C, Vicent J. Observability Criteria for Bearing-only Target Motion Analysis[J]. IEEE Trans. AES, 1981, 17(2):162-166.
- [2] Taff L. Target Location from Bearing-only Observati[J]. IEEE Trans. AES, 1997, 33(1):2-9.
- [3] 单月辉. 空中观测平台对海面慢速目标单站无源定位跟踪及其关键技术研究[D]. 长沙:国防科技大学, 2002.
- [4] 孙仲康,周一宇,何黎星. 单多基地有源无源定位技术[M]. 北京:国防工业出版社, 1996.
- [5] Rose C M, Dahlgren V. Doppler Rate and Angle Rate Passive Emitter Location[P]. United States Patent, 1997.
- [6] 安玮,孙仲康. 利用多普勒频率变化率的单站无源测距技术[A]. 雷达无源定位跟踪技术研讨会论文集[C].北京, 2001(3):41-45.
- [7] 冯道旺,等. 一种单站无源定位方法及其可观测性分析[J]. 国防科技大学学报, 2004, 26(1):68-71.
- [8] 杨小牛,等译. 宽带数字接收机[M]. 北京:电子工业出版社, 2002.
- [9] Brown T, Michael M. An Iterative Algorithm for Single-frequency Estimation[J]. IEEE Trans. SP, 2002, 50(11):2671-2682.
- [10] Volcker B, Handel P. Frequency Estimation from Proper Sets of Correlator[J]. IEEE Trans. SP, 2002, 50(4):791-802.
- [11] Kay S M. A Fast and Accurate Single Frequency Estimator[J]. IEEE Trans. ASSP, 1989, 37(2):1987-1990.
- [12] Becker K. New Algorithm for Frequency Estimation from Short Coherent Pulses of a Sinusoidal Signal[J]. IEEE Proceedings, Part F, 1990, 137(4):283-288.
- [13] 郭富成. 基于运动学原理的单站无源定位与跟踪关键技术研究[D]. 长沙:国防科技大学, 2002.
- [14] McIntyre M, Ashley A. A Simple Fixed-lag Algorithm for Tracking Frequency Rate-of-change[J]. IEEE Trans. AES, 1993, 29(3):677-683.

