

文章编号: 1001-2486(2007)04-0095-05

调频脉冲信号辐射源多普勒信息提取方法研究*

魏 星, 万建伟, 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:提出了一种基于单脉冲频率及频率变化率联合估计和多脉冲联合估计脉冲重复周期变化率的调频脉冲信号辐射源目标多普勒参数提取方法。该方法解决了无源定位系统数据采样频率与辐射源脉冲重复周期不匹配造成的频率偏差问题,在脉冲到达时间的提取上避免了对脉冲边沿的判断,使得利用中频采样信号计算脉冲重复周期成为可能。介绍了对该方法所采用的频率及频率变化率联合估计关键技术,并在此基础上讨论了该方法所能达到的理论估计精度及误差分析,最后通过仿真试验验证了该方法的可行性和有效性。

关键词:无源定位;多普勒信息提取;调频脉冲信号;频率及频率变化率联合估计

中图分类号: TN973 **文献标识码:** B

Research on Doppler Estimation Method of FM Emitter

WEI Xing, WAN Jian-wei, HUANGFU Kan

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

Abstract: A new Doppler Estimation Method based on frequency and frequency rate estimation and pulse period estimation is proposed. The new method is intended for solving the unmatched sampling problems and obviating the judgments of pulse edge, which permits the pulse period estimation based on intermediate frequency sampling signals. The frequency and frequency rate estimation technique was introduced, and based on that, the theoretic precision and error origins are discussed. The feasibility and availability of the new method were proved by the simulations.

Key words: passive localization; Doppler estimation; frequency modulation pulse; frequency and frequency rate estimation

增加目标径向加速度信息有助于提高无源定位系统的定位跟踪精度和收敛速度^[1],而目标的径向加速度信息则体现在目标辐射源来波信号受到目标运动所引起的多普勒效应上。文献[2]中指出,关于来波信号多普勒参数的测量一般采用频域和时域两种方法,即测量目标辐射源载波频率及其变化率或脉冲重复周期及其偏差。其中脉冲重复周期的测量主要采用判断脉冲过门限时时刻检测的方法,而这种方法容易受到信号噪声、脉冲幅度起伏和脉冲到达时间量化误差等因素的影响^[3],许多关键技术有待突破。相对而言,频率测量方法是信号处理领域的传统经典问题,大量关于非合作信号的高精度频率参数测量理论技术可以运用借鉴^[2]。目前关于相参单频脉冲信号频率参数估计的研究已较为成熟,并已达到实际工程应用的水平。关于调频脉冲信号的频率及频率变化率估计方法在近年来成为主要的研究热点,其中大部分研究都是针对脉内连续采样信号展开的^[4-6],而没有考虑采样周期与脉冲重复周期不匹配造成的频率偏差问题。对于利用相参特性针对多脉冲采样信号而言,这一偏差将对最终的频率及频率变化率估计精度产生重要影响^[7]。

1 调频脉冲信号模型

对于调频带宽为 B 的线性调频来波信号,可以采用在连续脉冲串信号数学模型中增加一个线性调频分量的方法表示:

* 收稿日期: 2006-11-01

基金项目: 国家部委基金资助项目(51421030505KG0172)

作者简介: 魏星(1981—),男,博士生。

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N_p-1} A(t) P\left(\frac{t-nT_s}{\tau}\right) u(t) \exp(j\phi_0) \exp(j2\pi ft) + \varepsilon(t) \quad (1)$$

其中, $A(t)$ 为接收信号的幅度包络; N_p 为脉冲总个数; ϕ_0 为脉冲串初始相位; $\varepsilon(t)$ 为复高斯白噪声干扰信号, 其实部与虚部噪声相互独立, 且方差均为 σ^2 , 故复高斯白噪声 $\varepsilon(t)$ 的方差为 $2\sigma^2$; $P(\frac{1}{\tau})$ 为持续时间为 τ 的矩形窗, 满足下式:

$$P\left(\frac{t}{\tau}\right) = \begin{cases} 1, & 0 < t \leq \tau \\ 0, & \text{others} \end{cases} \quad (2)$$

$u(t)$ 为调频斜率为 $\frac{B}{\tau}$ 的线性调频分量, 满足下式:

$$u(t - t_p) = \exp[-j\pi B(t - t_p) + j\pi \frac{B}{\tau}(t - t_p)^2] \quad (3)$$

t_p 为第 p 个脉冲的调频中心时刻, 一般可以认为是第 p 个脉冲的中心时刻。由于来波脉冲周期受到目标运动多普勒影响, 脉冲重复周期与无源接收机采样间隔往往不存在整数倍关系, 所以脉冲调频中心时刻与脉冲采样中心频率对应时刻间存在微小随机偏差 δ_p , 如图 1 所示。

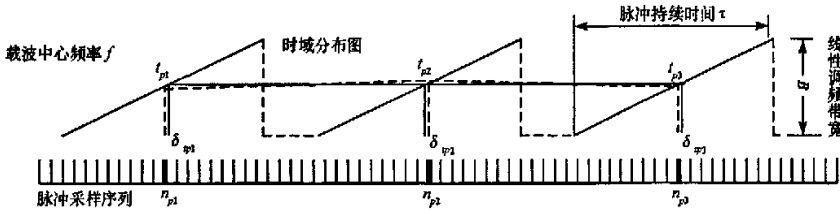


图 1 调频信号采样随机误差示意图

Fig. 1 Sketch map of FM signal sampling errors

图 1 中为了便于分析仅给出了连续三个调频脉冲信号时频分布图, t_{pi} 为第 i 个脉冲的调频中心时刻, n_{pi} 为与该脉冲调频中心时刻最相近的采样序列点, δ_{pi} 为脉冲采样随机偏差。若以 n_{pi} 为该脉冲的采样中心点, 前后各取 N_T 点 ($N_s = 2N_T + 1$) 作为该脉冲的采样序列, 则对应的载波中心频率为 $f + \delta_{pi} \frac{B}{\tau}$, 无源接收机获得的采样信号可以通过如下数学模型表示:

$$x_{n+K_p} = A_p \exp(j\phi_p) \exp[2\pi j(f + \delta_{pi} \frac{B}{\tau}) nT_s + j\pi \frac{B}{\tau}(n - N_T - 1)^2 T_s^2] + \varepsilon(n + K_p) \quad (4)$$

其中, $n = 0, \dots, N_s - 1$; $p = 0, \dots, N_p - 1$; A_p 为第 p 个脉冲的信号幅度; K_p 为第 p 个脉冲的第一个采样数据的序号; ϕ_p 为第 p 个脉冲的起始相位, 由于脉冲重复周期与无源接收机采样间隔往往不存在整数倍关系, 所以 ϕ_p 一般表现为随机变量的形式。为了便于运算, 也可将 (4) 式写成如下形式:

$$x_{n+K_p} = A_p \exp[j\phi_p + j\pi \frac{B}{\tau}(N_T + 1)^2 T_s^2] \exp\{j2\pi[f + \delta_{pi} \frac{B}{\tau} - (N_T + 1) T_s] nT_s + j\pi \frac{B}{\tau} n^2 T_s^2\} + \varepsilon(n + K_p) \quad (5)$$

2 多普勒信息提取算法

2.1 算法流程

线性调频脉冲信号多普勒参数提取算法流程如图 2 所示, 该算法可分为 5 步:

(1) 分别估计各个脉冲采样序列的中心频率 \hat{f}_i 及其调频斜率 \hat{f}_i' , 其中 \hat{f}_i 对应第 i 个脉冲中心采样点时刻 $n_{pi} \cdot T_s$; (2) 计算多个连续脉冲的平均调频斜率 $\bar{f}' = \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} \hat{f}_i'$, 进一步提高线性调频脉冲信号调频

斜率的估计精度;(3)固定某一频率点 f ,根据信号调频斜率及各脉冲采样序列中心频率,推算各调频脉冲到达该频点的时刻 $t_{p_i} = n_{p_i} \cdot T_p + (f - \hat{f}_i) / \hat{f}$; (4)根据各脉冲到达该固定频率的时间间隔,计算各脉冲重复周期 $T_{p_i} = t_{p_{i+1}} - t_{p_i}$,并统计获得多脉冲平均重复周期 $\bar{T}_p = \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} T_{p_i}$; (5)累计脉冲重复周期偏差,计算目标径向加速度信息。所谓累计脉冲重复周期偏差是指假设在短时间内由连续 N_p 个脉冲构成的脉冲段内各脉冲重复周期不变。当脉冲段与段之间的脉冲间隔个数 M 足够大时($M \gg N_p$),脉冲段内平均脉冲重复周期发生跳变。脉冲重复周期偏差跳变值为 M 个间隔脉冲的脉冲重复周期偏差值累计和:

$$\bar{T}_{p+M} - \bar{T}_p = \sum_{m=1}^M (T_{p+m} - T_{p+m-1}) \approx M(T_{p+1} - T_p) \quad (6)$$

根据目标径向加速度与脉冲重复周期偏差值之间的关系,可获得目标径向加速度信息表达式:

$$r = c \cdot \frac{(\bar{T}_{p+M} - \bar{T}_p)}{M \cdot \bar{T}^2} \quad (7)$$

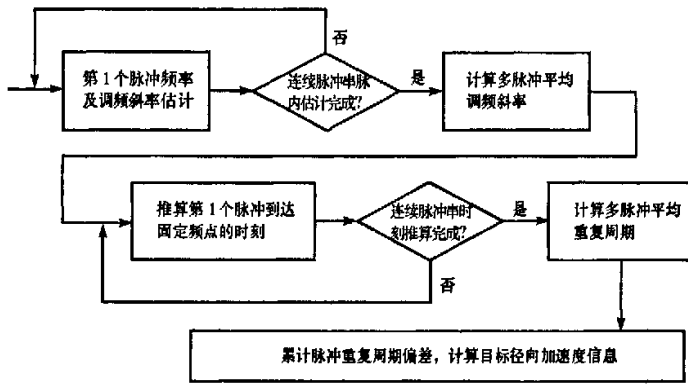


图2 多普勒参数提取算法流程框图

Fig.2 Flow chart of Doppler parameter estimation

2.2 频率及频率变化率联合估计

从算法流程可以看出,实现调频脉冲信号重复周期高精度估计的前提是对脉内中心频率和频率变化率的高精度测量。基于最大似然函数的方法成为众多方法中最为常用的一类,得到了广泛的研究。对于一个调频脉冲内的采样信号可以采用如下简化形式表达:

$$x_n = A_p \exp(j\phi_p) \exp(j2\pi\bar{f}nT_p + j\pi\bar{a}n^2T_p^2) + \varepsilon(n) \quad (8)$$

其中, $n = -N_T, \dots, N_T$, \bar{f} 和 \bar{a} 分别是采样信号的中心频率和频率变化率。根据信号形式,建立关于 \bar{f} 和 \bar{a} 估计值的最大似然方程如下:

$$H(f, a) = \left| \sum_{n=-N}^N x_n e^{-2\pi j(n\bar{f} + n^2\bar{a})} \right| \quad (9)$$

$H(f, a)$ 函数存在二维偶对称性,即分别关于 f 轴和 a 轴对称,对称中心为待估计的 (\bar{f}, \bar{a}) ,且 $H(f, a)$ 函数在该点取得最大值。但是 $H(f, a)$ 函数并不是一致增大到最大值的,即除了 (\bar{f}, \bar{a}) 点处的主峰外,还存在很多小的凸起,所以如果直接采用迭代法对模糊函数的最大值进行估计,则估计结果最终可能收敛于非主峰的某一凸起顶点上。文献[8]根据主峰覆盖的范围对迭代估计收敛域基本单元进行了定义,并提出了划分网格搜索结合牛顿迭代估计的频率及频率变化率估计方法。该方法在满足一定信噪比条件下可获得接近克拉米洛下界的估计精度,且能达到三次方的收敛速度,成为本文所采用频率及频率变化率联合估计方法。

3 算法精度及误差分析

本文所提出的算法中仅对脉冲采样间隔时间进行测量,而不需要对脉冲实际到达时间进行估计,即

脉冲采样时刻测量误差仅与采样时钟短时间内的稳定度有关。就目前通用的 100MHz 采样时钟而言,短时间内时钟稳定度可达到 $10^{-8} \sim 10^{-7}$ 量级,故可以忽略脉冲采样时刻测量误差对脉冲重复周期估计的影响。从算法流程第(3)步我们可以看到,排除采样间隔 T_s 误差后,脉冲到达时间估计误差主要来源

于各脉冲的脉冲采样中心频率 \hat{f}_i 估计误差和多脉冲平均调频斜率 \bar{f} 估计误差。由脉冲采样中心频率 \hat{f}_i 估计误差 $\delta\hat{f}_i$ 引起的脉冲到达时间估计误差 δt_{pi} 可以通过下式近似计算:

$$\delta t_{pi} = \delta\hat{f}_i / \bar{f} \approx \delta\hat{f}_i / f \quad (10)$$

上式表明脉冲采样中心频率估计误差将以加性误差的形式出现,即对于线性调频斜率为 10^{12} Hz/s 的典型雷达信号而言,Hz 量级的频率估计误差将引入千分之一 ns 量级的脉冲到达时间估计误差。对于调频斜率更大的脉冲信号而言,相同的频率估计误差引入的测时误差较小。

由多脉冲平均调频斜率估计误差 $\delta\bar{f}$ 引起的脉冲到达时间估计误差 δt_{pi} 可以通过下式近似计算:

$$\delta t_{pi} = \frac{(f - f_i) \cdot \delta\bar{f}}{f \cdot \bar{f}} = (t_{pi} - n_{pi} \cdot T_s) \frac{\delta\bar{f}}{f + \delta\bar{f}} \approx (t_{pi} - n_{pi} T_s) \frac{\delta\bar{f}}{f} \quad (11)$$

上式表明调频斜率估计误差将以乘性误差的形式出现,即对于线性调频斜率为 10^{12} Hz/s 的典型雷达信号而言,MHz/s 量级的频率变化率将引起 10^{-6} 量级的测时相对误差。从(11)式还发现,第 i 个脉冲到达时间估计误差与该脉冲采样中心频率 f_i 对应的采样时刻与该调频脉冲到达算法选取的标定频率 f 之间的时间间隔有关,较大的时间间隔会进一步放大测时误差。对于具有恒定载频的调频脉冲信号而言,可以通过调整脉冲中心采样位置使得所有脉冲采样中心频率位于一个采样周期所覆盖的调频带宽内,即可保证脉冲从中心采样频率调频至标定频率的时间间隔不大于一个采样间隔。

4 仿真试验

为进一步验证本文所提出的线性调频信号多普勒参数提取算法在单站无源定位系统中的应用性能,作如下仿真试验。仿真试验中假设目标辐射源雷达载波频率为 6GHz,脉冲重复频率为 1kHz,脉冲持续时间 $10\mu\text{s}$,信号中频为 31MHz,线性调频带宽为 10MHz,对应线性调频斜率为 10^{12} Hz/s。无源定位系统中频采样频率为 100MHz,考虑目标辐射源扫描周期,每秒仅对其中连续的前 100 个调频脉冲进行采样处理,每个脉冲的有效采样点数约为 1000 点。目标辐射源来波信噪比分别设定为 40dB、30dB、20dB、10dB,各组仿真分别进行 Monte-Carlo 试验 100 次,统计各种信噪比条件下的来波频率估计、脉冲段频率变化率估计、脉冲重复周期估计和目标径向加速度均方根误差(root mean square error, RMSE),如表 1 所示:

表 1 不同信噪比条件下径向加速度估计精度比较

Tab.1 Radial acceleration estimation precision comparison

	10dB	20dB	30dB	40dB
脉冲中心频率(Hz)	391.1	123.6	39.1	12.4
频率变化率(MHz/s)	15.177	4.799	1.517	0.479
脉冲重复周期(ns)	5.601e-3	1.771e-3	0.560e-3	0.177e-3
径向加速度(m/s ²)	0.1689	0.0541	0.0207	0.0129

通过分析可以发现,随着信噪比的升高,单个脉冲频率及调频斜率估计精度都有所提高,从而径向加速度估计精度逐渐提高。当信噪比高于 20dB 时,径向加速度估计优于 0.05 m/s^2 ,可以满足无源定位系统的参数估计精度需求。

5 结论

提出的多脉冲调频信号多普勒信息提取方法,从频率及频率变化率估计出发最终从脉冲重复周期中获得目标运动多普勒信息,解决了脉冲重复周期与采样周期之间不匹配造成的调频信号脉冲采样中心频率偏差问题。该方法结构简单,易于工程实现;计算量小,可以满足无源定位系统的实时需求。

参考文献:

- [1] 周亚强,曹延伟,冯道旺,等.基于视在加速度与角速度信息的单站无源定位原理与目标跟踪算法研究[J].电子学报,2005,33:2120-2124.
- [2] 冯道旺.利用径向加速度信息的单站无源定位技术研究[D].长沙:国防科技大学,2003.
- [3] 李宗华,冯道旺,周一宇,等.一种固定单站对运动辐射源的无源定位跟踪算法[J].国防科技大学学报,2003(5).
- [4] Djuric P M, Kay S M. Parameter Estimation of Chirp Signals[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1990,38.
- [5] Peleg S, Porat B. Linear FM Signal Parameter Estimation from Discrete-time Observations[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1991,27:607-615.
- [6] Saha S, et al. Maximum Likelihood Parameter Estimation of Superimposed Chirps Using Monte-Carlo Importance Sampling[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002,50:224-230.
- [7] 龚享敏.利用频率变化率和波达角变化率单站无源定位与跟踪的关键技术研究[D].长沙:国防科技大学,2004.
- [8] Abatzoglou T J. Fast Maximum Likelihood Joint Estimation of Frequency and Frequency Rate[J]. IEEE Transactions on Aerospace Electronic, 1986,22.

(上接第90页)

3 结论

提出了一种基于误差知识的二重插值 DFT 实正弦信号参数估计方法,克服了其他基于 FFT 的估计方法精度受被估计信号频率相对 DFT 最大谱线对应频率偏差 δ 影响的问题。理论计算与数值仿真结果表明,在初相估计中应用基于误差知识的二重插值 DFT 方法性能接近 CRB,其初相估计均方差仅为 CRB 的 1.113 倍,相对插值 DFT 方法性能提升了近 28%。在卫星双向时间比对系统的应用背景下 ($\delta \approx 0$),为实现与本文方法 10^5 点估计相当的精度,本文方法仅需要插值 DFT 方法 58% 复乘法及 48% 复加法计算量即可。

基于误差知识的二重插值 DFT 方法应用于频率、幅度估计时,克服了被估计信号频率相对 DFT 最大谱线对应频率偏差 δ 对估计性能的影响,估计性能相对插值 DFT 方法有一定程度的提升。

本文成果已应用于卫星双向时间比对系统中时钟初相的高精度测量。

参考文献:

- [1] Shemar S L, Davis J A. Improving the Delay Stability of a Two-way Satellite and Frequency Transfer Earth Station[J]. Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Meeting, 1998,30: 329-340.
- [2] Stanford Research Systems. SR620-Universal Time Interval and Frequency Counter[Z].2004.
- [3] Rife D, Boorstyn R. Single Tone Parameter Estimation from Discrete-time Observations[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1974,20(5): 591-598.
- [4] Jain V K, Collins W L, Davis D C. High-accuracy Analog Measurements Via Interpolated FFT[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1979,28(2): 113-122.
- [5] Quinn B G. Estimation of Frequency, Amplitude, and Phase from the DFT of a Time Series[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997,45(3): 814-817.
- [6] 齐国清,贾欣乐.插值 FFT 估计正弦信号频率的精度分析[J].电子学报,2004,(4): 625-629.
- [7] 齐国清.利用 FFT 相位差校正信号频率和初相估计的误差分析[J].数据采集与处理,2003,(1): 7-11.
- [8] 李素芝,万建伟.时域离散信号处理[M].长沙:国防科技大学出版社,1994.

