

文章编号: 1001- 2486(2008) 01- 0053- 04

一种 BPSK 相参脉冲信号多普勒频率变化率测量方法*

郁春来, 占荣辉, 万建伟

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: BPSK 信号广泛应用于新体制雷达中, 测量 BPSK 信号中包含的多普勒频率变化率信息是单站无源定位与跟踪的关键技术。通过对 BPSK 信号平方消除了相位调制对参数估计的影响, 并利用离散傅立叶变换进行脉冲间相参积累, 算法具有计算量小、多普勒频率变化率估计精度高的优点。计算机仿真结果表明参数估计的精度能达到单站无源定位与跟踪系统的精度要求。

关键词: BPSK 相参脉冲信号; 多普勒频率变化率; 单站无源定位与跟踪

中图分类号: TN958. 94 文献标识码: A

A Measurement Algorithm for Doppler Frequency Rate-of-change with BPSK Coherent Pulse Signal

YU Chun-lai, ZHAN Rong-hui, WAN Jian-wei

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

Abstract: BPSK signal has been widely applied in new radar systems. The obtainment of Doppler frequency rate-of-change from BPSK coherent pulse signal is a key technology in the passive locating and tracking system of single observation. The influence of phase modulation is dismissed by square method and DFT (Discrete Fourier Transform) is used to realize the coherent integration between the pulses. This algorithm has small computation and high estimation precision of Doppler frequency rate-of-change. The computer simulation results show that the precision of parameter estimation meets the needs for passive locating and tracking system of single observer.

Key words: BPSK coherent pulse signal; Doppler frequency rate-of-change; SOPLAT

基于运动学原理的单站无源定位与跟踪技术是一种快速高精度的定位方法, 在测量量满足测量精度要求时, 通过几次观测就能实现快速高精度定位, 但该技术要求多普勒频率变化率的测量精度达到 Hz/s 量级, 是影响定位精度的主要因素之一^[1-4]。BPSK 信号是一种常用的脉冲压缩信号, 是一种抗电子侦察和电子干扰的有效技术途径, 其模糊图呈图钉型, 在各种脉冲多普勒雷达和低截获技术雷达中获得广泛应用。因此, 如何从 BPSK 脉冲信号中测量多普勒频率变化率是基于运动学原理单站无源定位与跟踪的关键技术。

文献[4]利用脉冲间的相参特性等效延长了信号观测时间, 通过谱相关获得了单载频相参脉冲信号的多普勒频率变化率的高精度估计, 该方法并不适用于有脉内相位调制的相参脉冲信号。BPSK 信号由于在脉内进行了相位调制, 直接估计其多普勒频率变化率难度很大, 关于这一方面的报道非常少。如果对接信号进行预处理, 使之变成单频信号, 有可能降低直接测量多普勒频率变化率的难度。平方倍频法通过对 BPSK 信号进行平方转换为 2 倍频信号, 从而消除了相位突变^[5], 本文正是基于这一思想, 通过对 BPSK 脉冲信号进行平方倍频转换成单载频相参脉冲信号, 再测量多普勒频率变化率。

1 BPSK 相参脉冲信号模型

辐射源发射载频为 f_c 的相参脉冲信号, 其数学形式可以表示为:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n M(t) \operatorname{rect}\left[\frac{t-nT_r}{\tau}\right] \exp\left[j\left(2\pi f_c t + \varphi_0\right)\right] \quad (1)$$

* 收稿日期: 2007- 04- 10

作者简介: 郁春来(1981-), 男, 博士生。

其中, A_T 为发射信号的幅度, φ_0 为初始相位, 对于 BPSK 信号有 $M(t) = \exp[j\phi(t)]$ ($\phi(t)$ 取离散值 0 和 π), $\text{rect}(t/\tau)$ 为脉宽为 τ 的矩形函数, $T_r = 1/f_r$ 为脉冲重复周期. 假设目标与观测平台的相对距离为 $r(t)$, 一般在工程上常将 $r(t)$ 近似展开为时间的二项式, 一次项反映了目标的径向速度, 二次项反映了目标的径向加速度. 相对距离随时间的变化体现为信号的多普勒效应. 由于目标雷达一般会做一定方式的扫描, 观测平台在一次扫描周期内接收到的信号时长很短, 因此在一次扫描周期内, 多普勒频率 f_d 的变化率 \dot{f}_d 近似为一个常量. 接收信号的数学表达式为:

$$s(t) = \sum_{p=0}^{P-1} A_p \exp\left\{j\left[2\pi(f_c + f_d)t + \dot{f}_d t^2 + \varphi_0 + \phi(t - T_p)\right]\right\} \text{rect}\left[\frac{t - T_p}{\tau}\right] + u(t) \quad (2)$$

射频信号经过本振信号混频后得到中频形式:

$$s(t) = \sum_{p=0}^{P-1} A_p \exp\left\{j\left[2\pi f_l t + \dot{f}_d t^2 + \varphi_0 + \phi(t - T_p)\right]\right\} \text{rect}\left[\frac{t - T_p}{\tau}\right] + u(t) \quad (3)$$

其中, $f_l = f_c + f_d - f_L$ (其中 f_L 为本振频率), 以采样频率 $f_s = 1/T_s$ 对中频信号进行正交采样, 为分析方便, 不妨假设每个脉冲的采样点数均为 N , 得到中频采样信号为:

$$\begin{cases} s(K_p + n) = A_p \exp\left\{j\left[2\pi F_l(K_p + n) + \pi\alpha(K_p + n)^2 + \varphi_0 + \phi(n)\right]\right\} + u(K_p + n) \\ p = 1, 2, \dots, P, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (4)$$

其中, $F_l = f_l/f_s$ 为归一化中心频率, $\alpha = \dot{f}_d/f_s^2$ 为归一化多普勒频率变化率, $K_p = f_s \cdot T_p$ 为第 p 个脉冲的起始采样点, $u(n)$ 为复高斯白噪声, 满足

$$\begin{cases} E[u(n)] = 0 \\ E[u(m)u(n)] = 0 \\ E[u(m)u^*(n)] = \delta_{m,n}\sigma_u^2 \end{cases} \quad (5)$$

2 BPSK 相参脉冲信号多普勒频率变化率测量方法

通过平方器可以对式(3)进行平方, 这样其输出信号频率增加了 2 倍, 这要求采样频率至少要满足 $f_s > 4f_l$, 才能保证平方后的信号不产生混叠, 而这里并不关心信号采样后再恢复的问题, 因此这里对采样后的数字信号进行平方, 降低了对采样频率的要求. 平方倍频原理如图 1 所示.

$$s(t) \xrightarrow{\text{中频采样}} s(n) \xrightarrow{\text{平方器}} y(n)$$

图 1 平方倍频原理图

Fig. 1 Theory of square frequency doubling method

对式(4)进行二次方运算后得到:

$$y(K_p + n) = s^2(K_p + n) = A_p^2 \exp\left\{j\left[4\pi F_l(K_p + n) + 2\pi\alpha(K_p + n)^2 + 2\varphi_0\right]\right\} + u'(K_p + n) \quad (6)$$

其中第一项构成了新的信号, 后一项构成了新的噪声项 $u'(K_p + n)$:

$$u'(K_p + n) = 2A_p \exp\left\{j\left[2\pi F_l(K_p + n) + \pi\alpha(K_p + n)^2 + \varphi_0 + \phi(n)\right]\right\} u(K_p + n) + u^2(K_p + n) \quad (7)$$

当接收信号的信噪比较高的时候, 式(7)中的第二项可以忽略不计, 根据式(5), 可以得到新噪声项 $u'(n)$ 的统计特性:

$$\begin{cases} E[u'(n)] = 0 \\ E[u'(m)u'(n)] = 0 \\ E[u'(m)u'^*(n)] = 4A_p^2 \delta_{m,n} \sigma_u^2 \end{cases} \quad (8)$$

由式(8)知, 新构成信号的信噪比比原始信号减小了 4 倍(大约 6dB).

令 $\omega_p = 2\pi(F_l + \alpha K_p)$, $\varphi_p = \varphi_0 + 2\pi F_l K_p + \pi\alpha K_p^2$, 式(6)中的第 p 个脉冲可以写成:

$$y_p(n) = A_p^2 \exp\left\{j\left[2\omega_p n + 2\pi\alpha n^2 + 2\varphi_p\right]\right\} + u'_p(n) \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (9)$$

用 FFT 方法对式(4)中的第 p 个脉冲进行频率估计, 可以获得一个初始角频率估计值 ω_p , 将式(9)在 $2\omega_p$ 处 DFT 展开:

$$\begin{aligned}
 DFT_p &= \sum_{n=0}^{N-1} y_p(n) \exp[-j2\omega_p n] \\
 &\approx A_p^2 \frac{\sin\left[\left(\omega_p - \omega_b\right)N\right]}{\sin\left(\omega_p - \omega_b\right)} \exp\left\{j\left[\left(\omega_p - \omega_b\right)(N-1) + 2\varphi_p\right]\right\} + \varepsilon(p)
 \end{aligned} \quad (10)$$

从式(10)可以看出:在 ω_p 估计较准时,信号在 $2\omega_p$ 处的信噪比近似增强 N 倍。通过式(10)估计多普勒频率变化率是一个非线性的处理过程,当信噪比高于10dB时^[6],加性噪声 $\varepsilon(p)$ 可以近似等效为相位噪声 $u(p)$ 。等效以后就可以将 α 的估计转化为线性问题来处理。 DFT_p 相位可近似写成:

$$\begin{aligned}
 \arg(DFT_p) &= \left(\omega_p - \omega_b\right)(N-1) + 2\varphi_p + u(p) \\
 &= 2\pi\left[2K_p + N-1\right]F_l + 2\pi K_p\left(K_p + N-1\right)\alpha + 2\varphi_p - \omega_b(N-1) + u(p)
 \end{aligned} \quad (11)$$

因为 K_p 的影响,随着 p 的变化直接测量式(11)会存在相位模糊,可以通过复数乘积的方法对式(11)做差分处理^[4]:

$$Q_p = DFT_{p+2} \cdot DFT_{p+1}^* \cdot DFT_p \cdot \exp\left\{j\left[\omega_{p+2}(N-1) + \varphi_p(N-1) - 2\omega_{p+1}(N-1) - 2\omega_p ET_p\right]\right\} \quad (12)$$

其中, $ET_p = K_p + K_{p+2} - 2K_{p+1}$; $\omega = \sum_{p=1}^P \omega_p / P$,为 P 个脉冲平均角频率。在脉冲重复频率恒定时近似为脉冲间的重频抖动, Q_p 的相位可以写成:

$$\arg(Q_p) = 2\left[2\pi F_l - \omega\right]ET_p + 2\pi\left[K_{p+2}^2 + K_p^2 - 2K_{p+1}^2 + (N-1)ET_p\right]\alpha + MA(p) \quad (13)$$

其中, $MA(p) = u(p) - 2u(p+1) + u(p+2)$ 为一个MA过程。一般雷达的脉冲重频都比较稳定,式(13)中的第一项很小,第二项中的 α 也很小,在信噪比较高的时候一般都能保证 Q_p 的相位值落在 $[-\pi, \pi]$ 内,因此可构造相位参数 z ,满足

$$z(p) = \arg(Q_p) + 2\omega ET_p = 4\pi ET_p F_l + 2\pi\left[K_{p+2}^2 + K_p^2 - 2K_{p+1}^2 + (N-1)ET_p\right]\alpha + MA(p) \quad (14)$$

令 $\theta = [F_l, \alpha]^T$ 为待估计的向量参数,将式(14)写成矩阵形式:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{H}\theta + \mathbf{MA} \quad (15)$$

其中, $\mathbf{Z} = [z(1), z(2), \dots, z(P-2)]^T$ 为观测量, \mathbf{H} 为 $(P-2) \times 2$ 维观测矩阵,若噪声比较平稳时可以采用最小方差准则得到 θ 的估计值:

$$\hat{\theta} = \left(\mathbf{H}^T \mathbf{R}_u \mathbf{H}\right)^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{R}_z \mathbf{Z} \quad (16)$$

其中, $\mathbf{R}_u = \text{Cov}(\mathbf{MA}) = \sigma_u^2 \mathbf{R}$,为相位噪声协方差阵, \mathbf{R} 可以看作是均值为0、方差为1的白噪声以系数1、-2和1构成的MA序列的协方差阵:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 6 & -4 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ -4 & 6 & -4 & 1 & \ddots & \vdots \\ 1 & -4 & 6 & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 1 & \ddots & \ddots & -4 & 1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & -4 & 6 & -4 \\ 0 & \dots & 0 & 1 & -4 & 6 \end{bmatrix}_{(P-2) \times (P-2)} \quad (17)$$

此时式(16)可以写成:

$$\hat{\theta} = \left(\mathbf{H}^T \mathbf{R} \mathbf{H}\right)^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{R} \mathbf{Z} \quad (18)$$

显然 $\hat{\theta}$ 的估计值和相位噪声的方差 σ_u^2 无关。获得估计值 $\hat{\alpha}$ 后,即可通过以下变换得到真实的多普勒频率变化率估计值:

$$\hat{f}_d = f_s^2 \cdot \hat{\alpha} \quad (19)$$

3 算法仿真和性能分析

假设BPSK信号的编码序列为0000011001010,中心频率 $f_l = 30\text{MHz}$,脉冲重复频率 $f_r = 1\text{kHz}$,中心频率及重复频率的短期稳定度为 $1 \times 10^{-10}\text{Hz/s}$,采样频率 $f_s = 100\text{MHz}$,子脉冲宽度为 $1\mu\text{s}$,多普勒频率变化

率真值为 62.5Hz/s 。(1)假设信噪比为 30dB ,观测时间从 20ms 增加到 100ms ,对不同观测时间进行 200 次 Monte Carlo 实验,多普勒频率变化率估计精度和观测时间的关系如图 2 所示。(2)假设观测时间为 50ms ,信噪比从 10dB 增加到 50dB ,在不同信噪比下进行 200 次 Monte Carlo 实验,多普勒频率变化率估计精度随信噪比变化曲线如图 3 所示。根据理论分析和仿真结果可以得出以下结论:

(1)算法在不同条件下对脉冲间重频抖动不敏感;(2)参数估计均值随着观测时间和信噪比的增加逼近真值;(3)参数估计的均方误差随着信噪比和观测时间的增加下降很快;(4)在信噪比高于 20dB 时,多普勒频率变化率估计的均方误差能达到 Hz/s 量级,由于无源接收的是辐射源的直射信号,一般信噪比都能满足这个要求;(5)由于对信号平方是一个非线性的处理过程,不仅降低了信号的信噪比,而且使得最终得到的多普勒频率变化率估计结果可能不是最优估计。

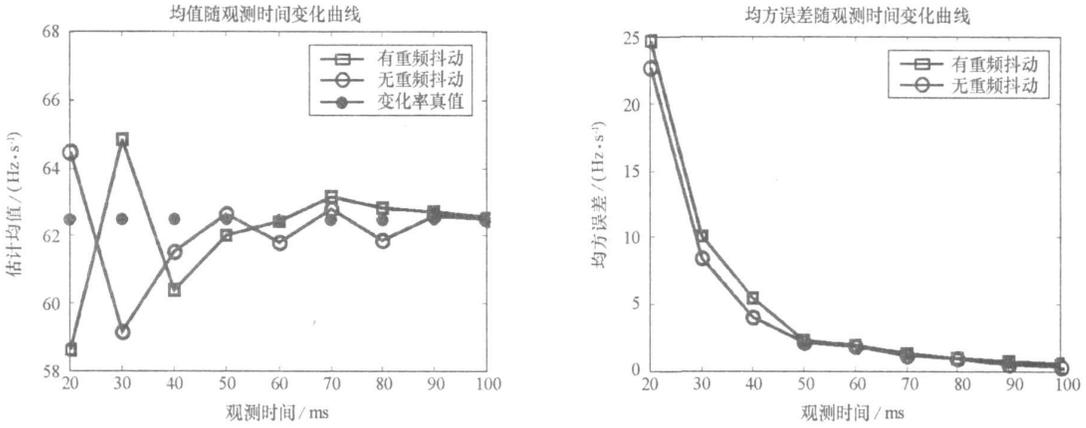


图 2 多普勒频率变化率估计精度随观测时间变化曲线

Fig. 2 Curve of estimating precision for Doppler frequency rate-of change following change of observing time

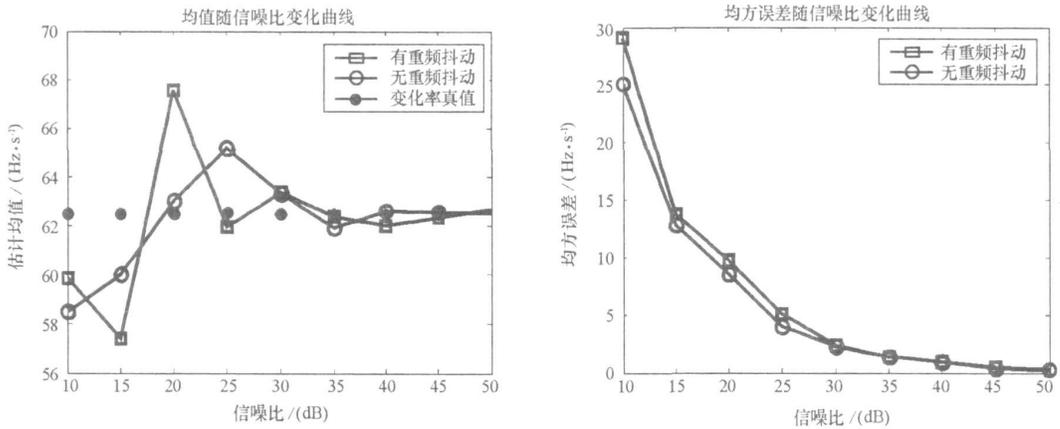


图 3 多普勒频率变化率估计精度随信噪比变化曲线

Fig. 3 Curve of estimating precision for Doppler frequency rate-of change following change of SNR

4 小结

提出了针对 BPSK 信号的多普勒频率变化率测量方法,通过对信号做平方运算消除了相位突变对多普勒频率变化率测量的影响,采用 DFT 实现了脉冲间的相关积累,等效放大了多普勒频率变化率信息,在噪声近似平稳时,通过无模糊相位的测量获得了多普勒频率变化率的最小方差估计值。算法具有实时性好,参数估计精度高的优点。若进行四次乘方运算,还能测量 QPSK 信号中的多普勒频率变化率,此时原始信号的信噪比将下降 12dB 左右。

(下转第 82 页)

在幅频特性曲线上, 输出输入比 A_x/A_0 的对数幅值下降 3dB 处 ($20\lg A_x/A_0 = -3\text{dB}$, $A_x/A_0 = 0.707$) 对应的频率就是运动频响。因此只需测出 $A_x = 0.707A_0$ 时的临界频率, 就可确定出快刀伺服系统的运动频响。

对快刀伺服系统进行幅频测试实验, 记录输出与输入幅值比, 实验结果如图 7 所示。可以看出快刀伺服系统的运动频响达到 237Hz, 能够满足复杂面形零件的快刀伺服加工要求。

5 结论

大行程、高频响的快刀伺服加工能够实现复杂面形/结构零件的精密高效加工, 其关键部件——快刀伺服系统一直是研究的重点和难点。本文设计并研制了音圈电机驱动的快刀伺服系统, 设计行程达到 2mm, 测试结果表明它具有较高的运动分辨率和工作频响。通过对控制方法进行优化, 能够进一步提高跟踪精度, 在一定条件下可以解决复杂面形和微小结构综合加工的问题。

参考文献:

- [1] James F C, Arthur C M, Dale E S. Performance Optimization of a Fast Tool Servo for Single point Diamond Turning Machines[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 1999, 4(2): 169- 179.
- [2] 李荣彬, 等. 微结构光学元件快速伺服刀架加工技术研究[J]. 纳米技术与精密工程, 2005, 3(3): 216- 221.
- [3] 孙宝玉, 等. 压电驱动超精密定位工作台的研究[J]. 机械设计与研究, 2003, 19(2): 44- 46.
- [4] 陈志华, 赵淳生. 基于激振器的直线运动伺服系统[J]. 振动测试与诊断, 2002, 22(2): 107- 110.
- [5] 黄世涛, 冯之敬. MF 型音圈电机驱动的微进给机构伺服方法研究[J]. 航空精密制造技术, 2005(10): 12- 15.

(上接第 56 页)

参考文献:

- [1] 郭福成. 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.
- [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] 周亚强. 基于视在加速度信息的单站无源定位与跟踪关键技术研究及其试验[D]. 长沙: 国防科技大学, 2005.
- [4] 冯道旺, 周一宇, 李宗华. 相参脉冲序列多普勒变化率的一种快速高精度测量方法[J]. 信号处理, 2004, 20(1): 40- 43.
- [5] Hill D A, Bodie J B. Experimental Carrier Detection of BPSK and QPSK Direct Sequence Spread Spectrum Signals[C]//IEEE Military Communications Conference MILCOM, Canada, 1995: 362- 367.
- [6] Tretter S A. Estimating the Frequency of a Noisy Sinusoid by Linear Regression[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1985, 32(6): 832- 835.