

## 对噪声调频干扰源的站间到达时差测量

罗勇江 汤建龙 赵国庆 斯海飞  
(西安电子科技大学电子工程学院 西安 710071)

**摘要:** 该文针对无源系统中对噪声调频干扰源的到达时差测量,提出了对接收到的噪声调频干扰源信号进行增量调制编码,然后对增量调制编码序列进行抽取传输,利用抽取后序列采用相关时差法可以估计主辅站信号到达时差,并通过三次样条插值提高时差估计精度,给出了其时差估计表达式。通过仿真表明,该方法与直接利用噪声信号相关估计时差具有同等的效果,而该方法可以大大降低主辅站间的通信数据量。

**关键词:** 到达时差测量; 噪声调频干扰源; 增量调制编码

**中图分类号:** TN958.97; TN971

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2009)05-1117-05

## Estimation of TDOA for Locating Noise-Frequency Modulation Jammer in Passive System

Luo Yong-jiang Tang Jian-long Zhao Guo-qing Si Hai-fei  
(School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** Location of noise-frequency modulation jammer with TDOA(Time Difference Of Arrival) in passive system is studied, a new method of cross-correlation using delta-modulation coding jointed decimation and interpolation is presented in this paper, and location accuracy of this method is discussed. Simulations show that the performance of this method is same as the method of cross-correlation using signal sample data. The most advantage of the method is that it can greatly reduces traffics between receiving stations.

**Key words:** Estimation of TDOA; Noise-frequency modulation jammer; Delta-modulation coding

### 1 引言

时差定位是无源系统定位目标的重要手段<sup>[1]</sup>。无源时差定位系统通常由一个主站和几个辅站组成,各个辅站将接收到的辐射源信号或参数通过通信信道发送到主站,由主站完成对接收到的辐射源信号和辅站转发的辐射源信号或者参数处理,获得辐射源信号到达主辅站间的时差,根据主站和辅站的坐标关系解算出辐射源的位置<sup>[2-4]</sup>。因此对辐射源的到达各站间的时差测量是时差定位的核心。

噪声调频干扰源利用噪声调频连续波信号实施对雷达的有源遮盖性干扰。原则上,无源定位系统利用噪声调频信号的相关性可以完成对噪声干扰源的定位。噪声调频干扰具有干扰带宽较宽,信号连续,干扰功率大等特点,如果直接利用接收信号对宽带噪声调频辐射源采用时差定位体制,为获得高精度的站间到达时差测量,需采用较高采样率。采用高采样率将使得主辅站间的通信数据较为庞大,给通信信道带来巨大的传输压力。

噪声调频信号具有较好的随机性,如果辅站能将噪声调频信号的随机性特征发送给主站,主站利用这些随机性特征仍然可以测量出辐射源到达主辅站间的时差,这样辅站就不需要将噪声调频信号全部转发,从而可以降低通信链路的传

输压力和带宽要求。增量调制编码用一位二进制码表示相邻抽样脉冲值的相对大小,而相邻抽样值的相对变化将能同样反映模拟信号的变化规律<sup>[5]</sup>。

### 2 系统模型

考虑利用增量调制编码和抽取后采用三次样条插值来测量噪声干扰源站间到达时差,可以构建系统模型,如图1。

在该系统中,各个辅站系统采用宽带数字接收机将接收到的噪声调频信号采用增量调制方式进行编码,然后按照系统要求对码值序列进行抽取,将抽取后的序列通过主辅站之间的通信信道传输给主站。主站将接收到的码值序列进行相关处理,获取时差的初步估计并补偿主辅站之间的系统误差,然后对相关峰值点位置的数据采用三次样条方式进行插值,从而获得较为精细的时差估计。获得各个辅站与主站之间的辐射源到达时差,根据主辅站之间的地理位置坐标关系可以解算出噪声调频干扰源的位置。

如果系统将接收的噪声调频信号直接进行采样传输,那么介于传输信道带宽的限制,往往采用的方法是高速采集一段信号数据并缓存下来,然后再将数据降速发送给主站,由主站完成相关运算,计算出到达时差,然后再采集信号数据并传输和计算,这种方式使得每次进行相关运算的数据之间没有连续性。而采用对噪声调频信号进行增量调制编码并抽取传输和相关运算后进行插值运算提高精度的方式由于有

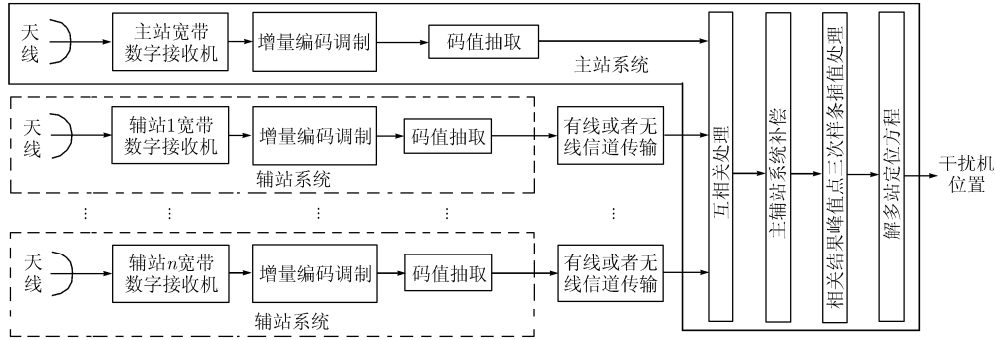


图1 增量调制编码方式定位噪声调频干扰源的系统组成

效地解决了通信信道传输带宽限制的问题，使得主站在进行相关运算时相关运算可以采用滑动窗方式进行，相关运算的数据之间是存在一定的连续性的。

下面讨论利用增量调制编码完成对噪声调频信号的采样编码，然后对采样序列进行抽取后传输，在主站进行主辅站信号序列的相关处理，并通过样条插值提高时差测量的精度的处理方法。本文只讨论两站之间的时差测量，其方法可以推广到多站。

### 3 相关法估计时差

设主辅站接收到的辐射源信号分别为<sup>[6,7]</sup>

$$\begin{cases} x(t) = j_1(t) + n_1(t) \\ y(t) = j_2(t) + n_2(t) \end{cases} \quad (1)$$

式中  $j_1(t)$  和  $j_2(t)$  分别为主站和辅站接收到的辐射源信号， $n_1(t)$  和  $n_2(t)$  分别为主站和辅站接收机噪声， $j_2(t) = kj_1(t + D)$ ， $k$  为辅站信号相对主站信号归一化系数， $D$  为主辅站间接收到辐射源的时间差，不妨设  $j_1(t)$ ,  $j_2(t)$  分别与  $n_1(t)$ ,  $n_2(t)$  不相关， $n_1(t)$  与  $n_2(t)$  均服从高斯分布且不相关。

定义互相关系数为

$$\begin{aligned} C_{xy}(\omega) &\triangleq \left| \frac{G_{xy}(\omega)}{\sqrt{G_{xx}(\omega)G_{yy}(\omega)}} \right|^2 = \frac{J_1^2 J_2^2}{(J_1^2 + N_1^2)(J_2^2 + N_2^2)} \\ &= \frac{\text{JNR}_1 \cdot \text{JNR}_2}{(1 + \text{JNR}_1)(1 + \text{JNR}_2)} \end{aligned} \quad (2)$$

式中  $G_{xx}(\omega)$ ,  $G_{yy}(\omega)$  和  $G_{xy}(\omega)$  分别为主辅站信号的自相关功率谱和互相关功率谱， $J_1^2$ ,  $J_2^2$  分别为主站和辅站接收到辐射源干扰信号的功率， $N_1^2$ ,  $N_2^2$  分别为主站和辅站接收机噪声功率， $\text{JNR}_1$ ,  $\text{JNR}_2$  分别为主站和辅站的干噪比，即接收到的干扰辐射源信号与接收机噪声的功率之比。

根据最大似然估计理论，似然函数  $P(\mathbf{x} | D)$  为给定  $D$  时矢量  $\mathbf{x}$  出现的概率密度分布，不同的  $\mathbf{x}$  时具有不同的概率密度。当  $\mathbf{x}$  给定时它也是待估计值  $D$  的函数，不同的  $D$  时也有不同的值，表示了不同  $D$  值的相似程度(相对似然程度)。在测量时，矢量  $\mathbf{x}$  由具体的测量值给出，则要寻找  $D$  值，如估计值  $\bar{D}$  使条件概率密度  $P(\mathbf{x} | D)$  最大，则表示  $\bar{D}$  与真实  $D$  最相似。

相关时差估计的似然函数为<sup>[3,8]</sup>:

$$P(X | D) = C_p \exp[-(L_1 + L_2)/2] \quad (3)$$

式中  $C_p = k_c [G_{xx}(\omega)G_{yy}(\omega) - |G_{xy}(\omega)|^2]^{-1/2}$ ， $L_1 = \frac{1}{2\pi}$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \left[ \frac{|X(\omega)|^2}{G_{xx}(\omega)} + \frac{|Y(\omega)|^2}{G_{yy}(\omega)} \right] \frac{1}{1 - C_{xy}(\omega)} d\omega$$

量测信号  $x(t)$  和  $y(t)$  的频谱， $L_2 = -\frac{T}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{G_{xy}(\omega)}{|G_{xy}(\omega)|}$

$$\frac{C_{xy}(\omega)}{1 - C_{xy}(\omega)} \cdot e^{j\omega D} d\omega$$

$T$  为相关长度。最大似然法要求使得式(3)最大，所对应的  $D$  即为所估计出来的时差。由式(3)中可知， $L_1$  和  $C_p$  与时差  $D$  无关，因此使用最大似然法即等效为使式(4)最大。

$$R_{xy}(\tau) = -\frac{T}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{G_{xy}(\omega)}{|G_{xy}(\omega)|} \frac{C_{xy}(\omega)}{1 - C_{xy}(\omega)} e^{j\omega\tau} d\omega \quad (4)$$

站间到达时差估计  $D$  的克拉美-罗下界为<sup>[2]</sup>

$$\text{VAR} \geq - \left[ E \left[ \frac{\partial^2 \ln P(X | D)}{\partial \tau^2} \right] \right]^{-1} \Bigg|_{\tau=D} \quad (5)$$

由于  $E \left[ \frac{\partial^2 \ln P(X | D)}{\partial \tau^2} \right] = \frac{\partial^2}{\partial \tau^2} E \left[ \frac{-L_2}{2} \right]$ ，所以  $\text{VAR}_{\min} =$

$$\left[ \frac{T}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \omega^2 \frac{C_{xy}(\omega)}{1 - C_{xy}(\omega)} d\omega \right]^{-1}$$

而  $\frac{C_{xy}(\omega)}{1 - C_{xy}(\omega)} = \frac{\text{JNR}_1 + \text{JNR}_2}{1 + \text{JNR}_1 + \text{JNR}_2}$ ，所以克拉美-罗下界为

$$\sigma_{\text{CRLB}}^2 = \frac{3}{8\pi^2} \frac{1 + \text{JNR}_1 + \text{JNR}_2}{\text{JNR}_1 \cdot \text{JNR}_2} \frac{1}{B^3 T} \quad (6)$$

式中  $B$  为信号带宽， $T$  为相关运算的信号长度， $\text{JNR}_1$  和  $\text{JNR}_2$  分别为主辅站干噪比。

### 4 噪声调频信号的增量调制编码

增量调制编码是用一位二进制码来表示信号，编码规则如下：

$$\begin{cases} 1, & m(kT_s + 1) - m(kT_s) > 0 \\ 0, & m(kT_s + 1) - m(kT_s) < 0 \end{cases} \quad (7)$$

式中  $T_s$  为抽样间隔周期， $k=0 \sim N-1$ ， $m(kT_s)$  为  $kT_s$  时刻信

号抽样值。

在不发生过载的前提下,增量调制编码的量化噪声带来的最大量化信噪比为<sup>[5]</sup>

$$\text{SNR} = \frac{3}{8\pi^2} \frac{f_s^3}{f_k^2 B_f} \quad (8)$$

式中  $f_k$  为信号最高频率,  $B_f$  为系统带宽,  $f_s$  为采样率。

根据式(6)和式(8),可得采用增量调制编码方式对信号进行编码,其克拉美-罗下界为

$$\sigma_{\text{CRLB}}^2 = \frac{3}{8\pi^2} \frac{1 + \text{JNR}'_1 + \text{JNR}'_2}{\text{JNR}'_1 \cdot \text{JNR}'_2} \frac{1}{B^3 T} \quad (9)$$

式中  $\text{JNR}'_1 = \text{JNR}_1 \cdot \text{SNR}$ ,  $\text{JNR}'_2 = \text{JNR}_2 \cdot \text{SNR}$ 。

噪声调频信号为<sup>[9]</sup>

$$J(t) = U_j \cos\left[\omega_j t + 2\pi K_{\text{FM}} \int_0^t u(t') dt' + \varphi\right] \quad (10)$$

式中  $u(t)$  为零均值,广义平稳的随机过程,  $U_j$  为噪声调频信号的幅度,  $\omega_j$  为噪声调频信号的中心频率,  $K_{\text{FM}}$  为调频斜率,  $\varphi$  为初始相位随机变量。

对噪声调频信号采样后进行增量调制编码,可以采用如下表示:

$$C_i = \text{sgn}[J((k+1)T_s) - J(kT_s)] \quad (11)$$

式中  $T_s$  为采样间隔,  $\text{sgn}[x]$  为取符号运算,如果  $x \geq 0$ ,则  $C_i = 1$ ,否则  $C_i = 0$ ;因此码值序列  $C_i$  为对噪声调频信号采样序列进行差分处理后获取其符号。

利用导数定义,当  $T_s$  足够小时,则

$$J((k+1)T_s) - J(kT_s) = J'(kT_s)T_s \quad (12)$$

因此,  $C_i = \text{sgn}[J'(kT_s)]$ ,而

$$J'(t) = U_j \cos\left[\omega_j t + 2\pi K_{\text{FM}} \int_0^t u(t') dt' + \varphi + \frac{\pi}{2}\right] \times [\omega + 2\pi K_{\text{FM}} u(t)] \quad (13)$$

一般  $U_j > 0$ ,且调频信号的带宽小于载波频率,因此  $[\omega + 2\pi K_{\text{FM}} u(t)] > 0$ ,所以  $C_i = \text{sgn}\left[\cos\left[\omega_j t + 2\pi K_{\text{FM}} \int_0^t u(t') dt' + \varphi + \frac{\pi}{2}\right]\right]$ ,即

$$C_i = \begin{cases} 1, \pi > \omega_j t + 2\pi K_{\text{FM}} \int_0^t u(t') dt' + \varphi + \frac{\pi}{2} \geq 0 \\ 0, 2\pi > \omega_j t + 2\pi K_{\text{FM}} \int_0^t u(t') dt' + \varphi + \frac{\pi}{2} \geq \pi \end{cases} \quad (14)$$

因此采用增量调制编码获得的噪声调频的码序列是噪声信号  $u(t)$  的条件序列,仍然具有噪声调频信号的随机性,所以该序列具有较好的自相关特性,利用其自相关特性采用相关法估计时差是可行的。

## 5 抽取与插值

对于增量调制系统,提高采样率能明显提高信号与量化噪声的功率比<sup>[5]</sup>。噪声调频信号带宽较宽,使得对噪声调频信号进行增量调制编码需要很高的采样率,这使得主辅站之间的通信压力仍然较大。

对噪声调频信号进行增量编码调制后,噪声调频信号转换成随机码序列,对随机序列进行等间隔抽取,辅站将抽取后的序列传输到主站,并与主站的增量调制编码序列的同样间隔的抽取序列进行相关估计,可以获得一定的相关特性,计算主站与辅站的抽取序列的相关函数  $R_{xy}(\tau)$ ,可得时差估计的初步结果:

$$\tau_0 = \max(R_{xy}(\tau)) \quad (15)$$

由于对噪声调频信号的增量调制编码序列进行了抽取处理,将降低序列的相关性和时差测量精度。相关性的提高可以通过将参与相关序列长度加长实现,时差测量精度的提高可以通过插值处理来实现。三次样条插值处理是工程中常用的插值方法。对抽取后的增量调制编码序列相关结果进行插值处理只需针对相关结果的峰值点周围三点或者五点进行插值,估计出实际的峰值位置即可。易知三次样条插值后的峰值点应当出现在样条函数的一阶导数  $S'(x)=0$  处。

假设抽取后的增量调制编码序列相关结果的节点为  $x_j$ ,相关结果值为  $y_j$ ,则其三次样条方程为<sup>[10]</sup>

$$S(x) = M_j \frac{(x_{j+1} - x)^3}{6h_j} + M_{j+1} \frac{(x - x_j)^3}{6h_j} + \left(y_j - \frac{M_j h_j^2}{6}\right) \frac{x_{j+1} - x}{h_j} + \left(y_{j+1} - \frac{M_{j+1} h_j^2}{6}\right) \frac{(x - x_j)}{h_j} \quad (16)$$

式中  $h_j = x_{j+1} - x_j$ ,  $m_j$  为插值系数,可由如下方程解出:

$$\begin{bmatrix} 2 & \mu_1 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \lambda_1 \\ \lambda_2 & 2 & \mu_2 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \lambda_{N-1} & 2 & \mu_{N-1} \\ \mu_N & 0 & 0 & \cdots & 0 & \lambda_N & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \\ \vdots \\ m_{N-1} \\ m_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ \vdots \\ g_{N-1} \\ g_N \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中  $\mu_j = \frac{h_{j-1}}{h_{j-1} + h_j}$ ,  $\lambda_j = \frac{h_j}{h_{j-1} + h_j}$ ,  $g_j = 3$

$$\cdot \left[ \lambda_j \frac{y_j - y_{j-1}}{h_{j-1}} + \mu_j \frac{y_{j+1} - y_j}{h_j} \right], j=1 \sim N-1。$$

样条函数  $S(x)$  的一阶导数为

$$S'(x) = \frac{1}{2h_j} (m_{j+1} - m_j)x^2 - \frac{1}{h_j} (m_{j+1} - m_j)x x + \frac{1}{2h_j} (m_{j+1}x_j^2 - m_jx_{j+1}^2) + \frac{y_{j+1} - y_j}{h_j} - \frac{m_{j+1} - m_j}{6} h_j \quad (18)$$

令  $S'(x)=0$ ,则解得

$$x_0 = \frac{h_j}{m_{j+1} - m_j} \left\{ \frac{x_j(m_{j+1} - m_j)}{h_j} \pm \left[ \left( \frac{m_{j+1} - m_j}{h_j} \right)^2 x_j^2 - \frac{2(m_{j+1} - m_j)}{h_j} \left[ \frac{1}{2h_j} (m_{j+1}x_j - m_jx_{j+1}) + \frac{y_{j+1} - y_j}{h_j} - \frac{m_{j+1} - m_j}{6} h_j \right] \right]^{\frac{1}{2}} \right\} \quad (19)$$

因此时差估计的结果为

$$D = \tau_0 + x_0 \quad (20)$$

$\tau_0$  由式(15)给出,  $x_0$  由式(19)计算获得。

根据奈奎斯特采样定理, 利用直接采样数据相关时, 主辅站之间需要进行的数据通信量至少为:  $V=2BNT/T_s$ , 其中  $V$  为主辅站之间的通信量,  $B$  为噪声调频干扰源信号的带宽,  $N$  为采样量化位数,  $T$  为相关运算窗口时间,  $T_s$  为采样间隔。而如果采用增量调制编码后, 则主辅站之间需要进行的数据通信量至少为:  $V_1=2BT_1/T_s$ , 其中  $V_1$  为主辅站之间的通信量,  $T_1$  为相关运算窗口时间。

如果对增量调制编码序列进行  $M$  抽取后传输, 即每  $M$  个码值中抽取 1 个, 则主辅站之间需要进行的数据通信量至少为:  $V_2=2BT_2/(T_sM)$ , 其中  $V_2$  为主辅站之间的通信量,  $B$  为噪声调频干扰源信号的带宽,  $T_2$  为相关运算窗口时间。如果  $T=T_1=T_2$ , 则  $V_1=V/N$ ,  $V_2=V/(MN)$ , 因此主辅站之间的通信量将减少为原来的  $1/(MN)$ 。

由于增量调制编码只采用单比特对信号进行量化, 那么将带来一些量化误差, 对增量调制编码序列进行抽取, 将减少序列的信息量, 从而导致序列的相关特性下降。为了使得抽取后的增量调制编码序列尽量多地保持原始信号随机特征和提高其相关性, 在进行相关时差处理时, 应当增大相关运算窗口长度  $T_2$ 。相关运算窗口长度  $T_2$  直接影响着抽取序列的相关性能,  $T_2$  选择与序列抽取数  $M$  有关,  $M$  越大则  $T_2$  应当越长。因此随着相关运算窗口  $T_2$  的增加, 主辅站之间传输量也将有所增加。抽取数  $M$  的选择应当根据噪声调频信号采样率、主辅站之间的通信信道带宽和时差估计精度要求综合给出。

## 6 仿真结果

在 MATLAB 环境下进行仿真验证。假设噪声调频信号带宽为 200MHz, 无源定位系统采样率 500MHz, 主辅站的干噪比均为 10dB, 接收机噪声为带内加性白噪声, 相关运算信号长度选择  $T=T_1=T_2=5\mu\text{s}$ , 设定干扰源到两站的时差为  $2.1375\mu\text{s}$ , 对增量编码调制序列的抽取为 10 点的等间隔抽取, 对于采用相关法估计时差如图 2。从图 2 中可以清晰地看出, 利用增量调制编码的抽取序列进行相关运算的结果表现出具有较好的相关特性, 能够出现相关峰值, 可以较粗地测量出噪声调频信号到达时差为  $2.14\mu\text{s}$ 。

针对增量调制编码的抽取序列相关结果峰值周围的五点采用三次样条插值处理, 可得插值后结果, 如图 3。根据插值的结果计算到达时差为  $2.138\mu\text{s}$ 。保持系统的其他参数不变, 更改噪声调频信号和加性噪声, 重复 10000 次, 计算出相关时差估计的均值为  $2.1377\mu\text{s}$ , 均方差为 0.5385 个插值单位, 本仿真插值单位为 2ns, 则均方差约为  $1.077\text{ns}$ 。

在保持该系统参数不变的条件下, 假设主辅站接收到的干噪比一致, 考虑不同干信比条件下采用相关估计时差的均方根误差。干噪比为  $0\text{dB}\sim+20\text{dB}$ , 每种干噪比条件下重复 10000 次, 则可得到相关估计时差的均方根误差, 如图 4, 给出了原始采样数据直接相关进行时差估计的均方误差、增

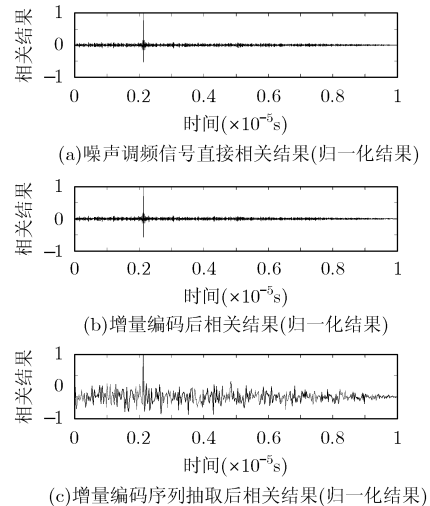


图 2 相关法估计时差结果

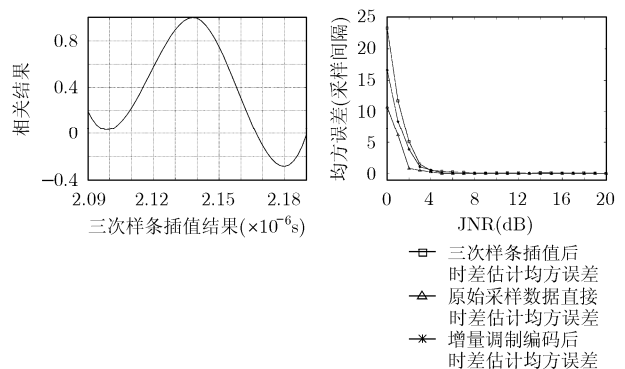


图 3 三次样条插值结果

图 4 不同干噪比条件下相关时差估计均方差

量调制编码后时差估计均方误差和对抽取后增量调制编码相关结果进行三次样条插值处理的时差估计均方误差。从图 4 中可以看出, 当干噪比在  $+5\text{dB}$  以上时, 经过抽取后的增量调制编码相关后进行三次样条插值处理的时差估计均方误差非常接近于直接利用原始数据进行时差估计的均方误差, 两者误差在 0.5 个采样间隔以内。

## 7 结束语

针对无源系统中的噪声调频干扰源定位问题, 本文提出了在无源系统中对接收到的调频噪声干扰源信号进行增量调制编码, 然后对码序列进行抽取后传输, 利用抽取后的码序列采用相关法可以估计出主辅站信号到达时差, 通过三次样条插值可以提高到达时差估计精度, 从而可以大大降低主辅站间的通信量。仿真表明, 在主辅站干噪比为  $+5\text{dB}$  以上, 经过插值后的时差估计能够获得较小的均方误差, 可以满足工程应用。

## 参考文献

- [1] Huang Gaoming, Xi Zemin, Zhou Yun, and Zhou Jin. A novel

- TDOA location algorithm for passive radar[C]. CIE '06 International Conference on Radar, Shanghai, 2006, 10: 1-4.
- [2] 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: 181-194.
- Sun Zhong-kang, Zhou Yi-yu, and He Li-xing. Active & Passive Position Technology in Single-sation or Multi-sations[M]. Beijing: National Defence Industry Press. 1996: 181-194.
- [3] Carter G C . Coherence and time Delay Estimation[J], *Proc. IEEE*, 1987, 25(2): 236-255.
- [4] 后小明. 三站目标被动定位数据处理算法研究[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(3): 565-569.
- Hou Xiao-ming. Algorithm research for passive locating processing of three station target data[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(3): 565-569.
- [5] 樊昌信, 张甫翊, 徐炳祥, 吴成柯. 通信原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2004: 218-222.
- Fan Chang-xin, Zhang Fu-yi, Xu Bin-xiang, and Wu Cheng-ke. Fundamentals of Communication[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2004: 218-222.
- [6] Wang Liang-Min and Shung K K. Tow bit correlation-an adaptive time delay estimation[J]. *IEEE Trans. on Ultrasonic and Frequency Control*, 1996, 43(3): 473-481.
- [7] Dardari D, Giorgetti A, and Win M Z. Time-of- arrival estimation of UWB signals in the presence of narrowband and wideband interference[C]. Proc. IEEE Int. Conf on Ultra-Wideband (ICU), Singapore, 2007, 9: 71-76.
- [8] 屈晓光, 黄培康, 朱可炎. 对运动干扰源的时差估计[J]. 系统工程与电子技术, 2000, 22(5): 236-255.
- Qu Xiao-guang, Huang Pei-kang, and Zhu Ke-yan. Time delay estimation of moving jammer[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2000, 22(5): 236-255.
- [9] 赵国庆. 雷达对抗原理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1999: 141-152.
- Zhao Guo-qing. Fundamentals of Radar Countermeasure[M]. Xi'an: Xidian University Press, 1999: 141-152.
- [10] 李庆杨, 王能超, 易大义. 数值分析[M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2002: 33-40.
- Li Qing-yang, Wang Neng-chao, and Yi Da-yi. Numerical Analysis [M]. Wuhan: Huazhong University of Science & Technology Press, 2002: 33-40.
- [11] Monica Navarro and Montse Najar. TOA and DOA estimation for positioning and tracking in IR-UWB[C]. Proc. IEEE Int. Conf. on Ultra-Wideband (ICU), Singapore, 2007, 9: 574-579.
- 罗勇江: 男, 1979年生, 博士生, 讲师, 研究方向为电子侦察和信息对抗.
- 汤建龙: 男, 1978年生, 副教授, 研究方向为电子侦察和信息对抗.
- 赵国庆: 男, 1953年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达信号处理、电子侦察和信息对抗.
- 斯海飞: 男, 1976年生, 博士生, 讲师, 研究方向为电子侦察和信息对抗.