

多通道干扰下的多径时延估计

刘 颖¹, 王树勋², 梁应敞³

(1. 长春邮电学院通信工程系, 吉林长春 130012; 2. 吉林工业大学信息科学与工程学院, 吉林长春 130025;
3. Technology Division, Center for Wireless Communication, Singapore 117674)

摘 要: 在考虑多通道非平稳信号干扰及背景噪声的情况下, 本文提出的基于循环相关的参数型时间延时估计方法, 可准确地进行多径传输情况下的时间延时估计, 有效地抑制干扰和噪声的影响. 在估计性能方面, 该方法优于基于相关的方法. 在运算量和适应性性能方面, 该方法优于基于高阶累积量的方法. 文章最后采用计算机模拟验证了文中的结论.

关键词: 循环相关; 自相关; 定位; 时间延时估计

中图分类号: TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2001) 06 0762-04

Multipath Time Delay Estimation in Multi-Channel Disturbance Case

LIU Ying¹, WANG Shuxun², LIANG Yingchang³

(1. Dept of Communication Engineering, ChangChun Post and Telecommunication Institute, Changchun, Jilin 130012, China;
2. Institute of Information Science and Engineering, JiLin University of Technology, Changchun, Jilin 130025, China;
3. Technology Division, Center for Wireless Communication, Singapore 117674)

Abstract: Taking into account the multi channels disturbance and noises with the non stationary characteristic, time delay estimation based on cyclic correlation parametric approach is proposed in this paper. Multipath time delays are estimated precisely with this method, and disturbances and noises can be refrained effectively. This method has better performance than the time delay estimation based on correlative and has less calculating amount and more wide applicability than the estimation based on the higher order cumulant approach. The relevant conclusions are got and verified by the simulation experiments.

Key words: cyclic correlation; autocorrelation; positioning; time delay estimation

1 引言

近年来无线电定位已经得到了人们相当的重视. 在利用蜂窝移动通信系统进行无线电定位的方法中, 通常采用基于信号到达时间的定位方法、基于信号到达角度和基于信号到达强度的定位方法^[1]. 无线电定位系统中的偏差源主要是多径传播、非视距传播和多通道干扰. 高精度的传播时间延时估计是提高无线电定位精度的关键.

目前已提出了大量的时延估计方法, 其主要思想是将一路信号相对另一路信号移位后, 利用互相关技术比较两路信号的相似性, 相似性最大的位置对应时延的估计. 为改善互相关函数的形状, 可使用窗函数进行卷积滤波, 为此提出了很多方法, 如 ROCH, SCOT, PHAT 等方法. 基于相关的方法要求两个传感器的噪声独立. 近来 Nikias^[2] & Tugnait^[3,4] 先后提出了基于三阶累积量和四阶累积量的时延估计方法, 这种方法利用高阶累积量比较两路信号的相似性, 可以抑制空间相关高斯噪声, 但不能抑制非高斯噪声的情况. Ying Chang Liang^[5] 提出了基于高阶累积量(可以高于四阶)的时延估计方法, 可以

抑制空间相关噪声从而进行非高斯信号的多径时延估计, 也可以抑制空间相关的非高斯噪声而进行高斯信号的多径时延估计, 但在高斯噪声和非高斯噪声的情况下需要不同的处理步骤. 总之, 利用高阶累积量的方法进行时延估计的计算量和方差较大. 在实际的时间延时估计测量系统中, 接收机要受到多种电磁干扰和噪声的影响, 这些噪声和干扰可能来自于自然环境, 也可能是人为制造的. 有可能是高斯的也可能是非高斯的, 且在时域和频域和信号重叠. 现有的高阶累积量方法尚无一个通用的处理方法进行时延估计.

在通信等系统中遇到的信号大都具有循环平稳的性质, 利用信号的循环平稳性可以在很多信号处理问题中获得对噪声和干扰的有效抑制, 循环平稳信号处理是新的信号处理研究热点之一. Gardner and Chen^[6,7] 利用循环相关对传统的非参数型时延估计方法 GCC(广义互相关)方法进行了改进, 取得了显著的效果. 时间延时估计可分为三类: 相位数据法, 广义相关法和参数估计法. 文献[2, 3]表明, 基于 FIR 建模的参数型估计方法在计算量和估计方差上优于 GCC 方法. 文献[8]

提出了一种基于循环相关的参数型的时延估计方法, 但仅考虑了单一路径传输的特殊情况. 在实际系统中, 通常需要考虑多径传输情况下的时延估计, 特别是在移动通信网络中进行移动台定位的过程中.

本文提出的基于循环相关的参数型的时延估计方法, 利用循环平稳的性质, 在信号多径传输的情况下, 能够抑制多通道干扰和空间相关平稳噪声, 进行有效的时延估计, 这种方法和基于相关的参数型方法相比计算量增加不大, 但估计性能得到了有效的提高.

2 循环平稳性

在通信、遥测、雷达和声纳系统中, 一些人工信号是一类特殊的非平稳信号, 它们的非平稳性表现为周期平稳性. 通信信号通常是用待传输信号对周期性信号进行调制. 如对正弦载波进行调幅、调频和调相, 以及对周期性脉冲信号进行脉幅、脉宽和脉位调制, 都会产生周期平稳性的信号. 通常把统计特性呈现周期或多周期平稳变化的信号统称为循环平稳或周期平稳(CS: cyclostationary)信号. 根据所呈现的周期性的统计数字特性, 循环平稳信号还可以进一步分为一阶(均值)、二阶(相关函数)和高阶(高阶累积量)循环平稳.

如果随机信号 $x(t)$ 的均值 $E[x(t)]$ 和相关函数 $R_x(t, u) = E[x(t)x^*(u)]$ 是周期为 $1/\alpha$ 的周期函数, 即

$$\begin{aligned} m_x(t+k/\alpha) &= m_x(t) \\ R_x(t+k/\alpha, u+k/\alpha) &= R_x(t, u) \end{aligned} \quad (1)$$

则称 $x(t)$ 是广义循环平稳的. 其中 k 为整数, “*” 代表复共轭, α 称为循环平稳频率. 信号循环频率的估计方法见参考文献[9]. 循环自相关函数的定义为

$$R_x^\alpha(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T/2}^{T/2} R_x(t+\frac{\tau}{2}, t-\frac{\tau}{2}) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (2)$$

循环互相关定义为:

$$R_{yx}^\alpha(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T/2}^{T/2} R_{yx}(t+\frac{\tau}{2}, t-\frac{\tau}{2}) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (3)$$

为描述方便, 将循环相关函数表示为

$$R_x^\alpha(\tau) = \langle x(t+\tau/2)x^*(t-\tau/2) e^{-j2\pi\alpha t} \rangle \quad (4)$$

$$R_{yx}^\alpha(\tau) = \langle y(t+\tau/2)x^*(t-\tau/2) e^{-j2\pi\alpha t} \rangle \quad (5)$$

3 时延估计的观测模型

在有多通道干扰、平稳噪声干扰的情况下, 多径传输的时间延时估计的参数模型为

$$x_1(t) = s(t) + w_1(t) + y_1(t) \quad (6)$$

$$x_2(t) = \sum_{j=1}^M A_j s(t-D_j) + w_2(t) + y_2(t) \quad (7)$$

其中: $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 是两个独立的接收机接收到的信号; $s(t)$ 是信源信号; $y_1(t)$ 和 $y_2(t)$ 为其它通道的干扰信号, 通常是调制信号, 假定它们有不同的载频或波特率, 这和实际情况是基本相符的. $w_1(t)$ 和 $w_2(t)$ 为平稳观测噪声, A_j 是第 j 个传输路径信号的相对衰减. 在信号观测模型中, 所有由信道和传感器引起的信号畸变均认为是可匹配或可忽略的, 信号、干扰、噪声之间相互独立, 但在两个信道的噪声 $w_1(t)$ 和 $w_2(t)$ 之间,

干扰 $y_1(t)$ 和 $y_2(t)$ 之间是可以相关的. 本文目的就是要利用观测信号 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 估计多径时间延时 $D_j, j=1, 2, \dots, M$.

4 参数型多径时延估计方法

当信号 $x(t)$ 的采样频率为 f_s , 时, 在满足抽样定理的条件下, $x(t)$ 可以由其采样值序列唯一地表示. 由文献[10]知

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(iT_s) \text{sinc}[(t-iT_s)\omega_s/2] \quad (8)$$

其中: $T_s = 1/f_s$; $\omega_s = 2\pi f_s$; $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$. 若 D_j 是 T_s 的整数倍, 即 $D_j = d_j T_s$, d_j 为整数. 且当 $t = nT_s$ 时, 由式(8)可整理得

$$x[(n-d_j)T_s] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i x[(n-i)T_s] \quad (9)$$

其中 $a_i = \text{sinc}(i-d_j)\pi = \frac{\sin(i-d_j)\pi}{(i-d_j)\pi}$.

本文假设 D_j 是采样周期的整数倍, 即 $D_j = d_j T_s$, 显然当 $i = d_j$ 时, a_i 取得最大值为 a_{d_j} . 否则需对参数 $\{a_i\}$ 进行插值. 本文仅考虑 D_j 是采样周期的整数倍的情况.

为叙述方便, 通常式(9)又简写成

$$x(n-d_j) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i x(n-i) \quad (10)$$

在式(6)和(7)模型中, 信号离散化后可改写为

$$x_1(n) = s(n) + w_1(n) + y_1(n) \quad (11)$$

$$x_2(n) = \sum_{j=1}^M A_j s(n-d_j) + w_2(n) + y_2(n) \quad (12)$$

由式(10), (11)和(12)得

$$\begin{aligned} x_2(n) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i x_1(n-i) - \sum_{j=1}^M A_j w_1(n-d_j) \\ &\quad - \sum_{j=1}^M A_j y_1(n-d_j) + w_2(n) + y_2(n) \end{aligned} \quad (13)$$

其中 $b_i = \sum_{j=1}^M A_j a_i = \sum_{j=1}^M A_j \frac{\sin[(i-d_j)\pi]}{(i-d_j)\pi}$.

显然仅当 $i = d_j, j=1, 2, \dots, M$ 时, b_i 有极大值, 当 $i \neq d_j, j=1, 2, \dots, M$ 时, $b_i = 0$.

如果能正确地估计出参数 b_i , 则 b_i 极大值的个数即是多径数量 M , 对应的 $D_j = iT_s, j=1, 2, \dots, M$.

事实上, D_j 是有限值, 若 $p > \max\{D_1, D_2, \dots, D_M\}$, 式(13)可写为

$$\begin{aligned} x_2(n) &= \sum_{i=-p}^n b_i x_1(n-i) - \sum_{j=1}^M A_j w_1(n-d_j) \\ &\quad - \sum_{j=1}^M A_j y_1(n-d_j) + w_2(n) + y_2(n) \end{aligned} \quad (14)$$

若 $x_1(t)$ 的循环自相关函数为 $R_{x_1}^\alpha(\tau)$, $x_2(t)$ 和 $x_1(t)$ 的循环互相关函数为 $R_{x_2x_1}^\alpha(\tau)$, 根据循环互相关的定义式(4)、(5)及式(14), 有

$$\begin{aligned} R_{x_2x_1}^\alpha(k) &= \sum_{i=-p}^n b_i \langle x_1(n-i+\frac{k}{2})x_1^*(n-\frac{k}{2}) e^{-j2\pi\alpha T_s} \rangle \\ &\quad + \langle [w_2(n+\frac{k}{2}) - \sum_{j=1}^M A_j w_1(n-d_j+\frac{k}{2}) + y_2(n+\frac{k}{2}) \\ &\quad - \sum_{j=1}^M A_j y_1(n-d_j+\frac{k}{2})] x_1^*(n-\frac{k}{2}) e^{-j2\pi\alpha T_s} \rangle \end{aligned} \quad (15)$$

由于信号、信道干扰和噪声之间相互独立, 所以上式整理为

$$R_{x_{2x1}}^{\alpha}(k) = \sum_{i=-p}^p b_i R_{x_{11}}^{\alpha}(k-i) e^{-j\pi\alpha T_s} + R_{w_{2w1}}^{\alpha}(k) - \sum_{j=1}^M R_{w_{11}}^{\alpha}(k-d_j) e^{j\pi\alpha d_j T_s} + R_{y_{2y1}}^{\alpha}(k) - \sum_{j=1}^M R_{y_{11}}^{\alpha}(k-d_j) e^{-j\pi\alpha d_j T_s} \quad (16)$$

通常信号 $s(t)$ 和干扰 $y_i(t)$, $i=1, 2$ 具有不同的循环频率. 根据循环平稳信号的性质, 有

$$R_{y_{11}}^{\alpha}(k) = R_{y_{2y1}}^{\alpha}(k) = 0 \quad (17)$$

噪声信号为空间相关的平稳随机信号, 对于平稳信号, 若 $\alpha \neq 0$, 循环相关为零, 即

$$R_{w_{11}}^{\alpha}(k) = R_{w_{2w1}}^{\alpha}(k) = 0, \alpha \neq 0 \quad (18)$$

这样式(16)化简为

$$R_{x_{2x1}}^{\alpha}(k) = \sum_{i=-p}^p b_i R_{x_{11}}^{\alpha}(k-i) e^{-j\pi\alpha T_s} \quad (19)$$

显然, 噪声和干扰已被抑制掉.

令 $k = m, m-1, \dots, -m, m > p$, 则有

$$R_{1x_{2x1}}^{\alpha} = R_{1x_{11}}^{\alpha} D A \quad (20)$$

式中:

$$R_{1x_{2x1}}^{\alpha} = \begin{bmatrix} R_{x_{2x1}}^{\alpha}(m) \\ R_{x_{2x1}}^{\alpha}(m-1) \\ \vdots \\ R_{x_{2x1}}^{\alpha}(-m) \end{bmatrix}; D = \text{diag}(e^{-j\pi\alpha T_s}, e^{-j\pi\alpha(p-1)T_s}, \dots, e^{-j\pi\alpha(-p)T_s}); A = (b_p, b_{p-1}, \dots, b_{-p})^T, "T" \text{表示转置}.$$

$$R_{1x_{11}}^{\alpha} = \begin{bmatrix} R_{x_{11}}^{\alpha}(m-p) & R_{x_{11}}^{\alpha}(m-p+1) & \dots & R_{x_{11}}^{\alpha}(m+p) \\ R_{x_{11}}^{\alpha}(m-1-p) & R_{x_{11}}^{\alpha}(m-p) & \dots & R_{x_{11}}^{\alpha}(m-1+p) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{x_{11}}^{\alpha}(-m-p) & R_{x_{11}}^{\alpha}(-m-p+1) & \dots & R_{x_{11}}^{\alpha}(-m+p) \end{bmatrix}$$

式(20)可以采用最小二乘法或总体最小二乘法进行参数 A 的估计.

由于矩阵 D 对应的行列式 $|D| \neq 0$. 因此 D 满秩. 根据循环相关函数的定义, 矩阵 $R_{1x_{2x1}}^{\alpha}$ 和矩阵 $R_{1x_{11}}^{\alpha}$ 具有相同的秩. 又根据文献[8], $R_{1x_{11}}^{\alpha}$ 一定是满秩的. 因此式(20)有唯一解.

实际估计运算过程中, 循环相关函数由下式估计得到.

$$R_{yx}^{\alpha}(k) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{l=-N}^N y(l+k) x^*(l) \cdot \exp(-j2\pi\alpha(l+k/2)T_s) \quad (21)$$

Dandawate 和 Giannakis^[11] 证明了当 $x(t)$ 满足可混条件时, 式(21)是均方一致收敛的.

以上介绍的在有多通道干扰及背景噪声情况下参数型多径时延估计的算法步骤可归纳如下:

- (1) 根据两路观测数据 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 估计 $R_{x_{11}}^{\alpha}(k)$ 及 $R_{x_{2x1}}^{\alpha}(k)$;
- (2) 由式(20)构造矩阵 $R_{1x_{2x1}}^{\alpha}$ 和 $R_{1x_{11}}^{\alpha}$;
- (3) 利用最小二乘法估计 A ;
- (4) A 中极大值的数量即是多径数量 M , 极大值 b_i 对应

的 $D_j = iT_s, j=1, 2, \dots, M$.

5 仿真实验

实验中源信号采用载频为 $f_c = 2400\text{Hz}$ 的 BPSK 信号, 信号频率为 100Hz , 显然循环频率 $\alpha = 2f_c$. 信号的抽样频率 $f_s = 4f_c, T_s = 1/f_s, T_s$ 为采样周期. $D_1 = 5T_s, D_2 = 10T_s, p = 20, n = 50$, 每次实验的数据长度为 2048.

实验 1: 本实验检验循环相关法对平稳噪声的抑制. 首先令其他信道的干扰信号为零, 即式(6)中的 $y_1(t) = 0$, 式(7)中的 $y_2(t) = 0$. 两路噪声 $w_1(t), w_2(t)$ 相互独立, 信噪比为 0dB , 在此情况下 20 次 Monte Carlo 实验的平均结果如图 1 所示. 当两路噪声完全相关时, 即 $w_1(t) = w_2(t)$, 信噪比仍为 0dB , 实验结果见图 2 所示. 实验中的噪声是非高斯的白噪声. 图中横坐标表示时延, 单位为 T_s , 纵坐标为 A 的 $2P$ 个元素之值.

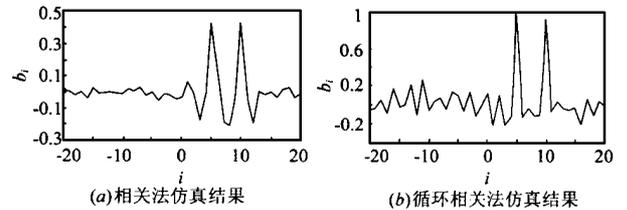


图 1 $w_1(t) \neq w_2(t), y_2(t) = y_1(t) = 0, D_1 = 5T_s, D_2 = 10T_s, \text{SNR} = 0\text{dB}$ 时, 20 次 Monte Carlo 实验的平均结果

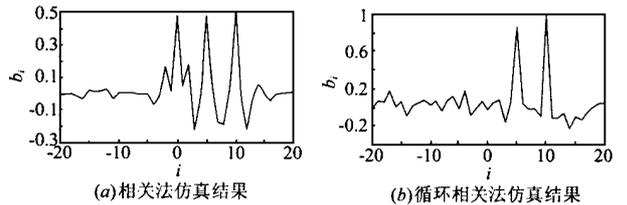


图 2 $w_1(t) = w_2(t), y_2(t) = y_1(t) = 0, D_1 = 5T_s, D_2 = 10T_s, \text{SNR} = 0\text{dB}$ 时, 20 次 Monte Carlo 实验的平均结果

从实验结果可见, 相关法仅适用于两路噪声相互独立的情形, 此时相关法与循环相关法都可以得到准确的时延估计, 两种方法的估计结果接近. 但是, 当两路噪声空间相关时, 相关法将由于噪声的影响而产生一个错误的时延估计, 而此时循环相关法仍然能得到准确的时延估计. 显然循环相关法能够很好地抑制噪声的影响. 此时由于信号和噪声均是非高斯分布, 因此采用高阶累积量的方法很难解决空间噪声对时延的干扰问题.

实验 2: 本实验检验循环相关法对其他通道信号即非平稳信号干扰的抑制. 首先令式(6)、(7)中的噪声为零, 即 $w_1(t) = w_2(t) = 0$. 干扰信号 $y_1(t), y_2(t)$ 亦为 BPSK 信号, 令干扰信号 $y_2(t) = y_1(t - 15T_s)$, 干扰信号频率为 80Hz , 载频为 $0.35f_s$, 源信号和其它干扰信道的信噪比为 0dB . 实验结果见图 3.

从实验结果可见, 由于相关法无法区分其他通道干扰信号和源信号的时间延时, 因此相关法在此时的估计是不成功的. 而此时循环相关法能很好地抑制其他通道的干扰, 得到准确的时间延时估计. 此时由于干扰信号是与信源信号性能相

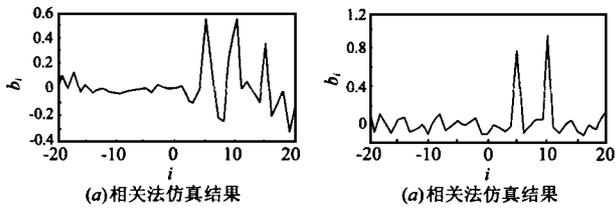


图 3 $w_1(t) = w_2(t) = 0, y_2(t) = y_1(t - 15T_s), D_1 = 5T_s, D_2 = 10T_s$, SNR = 0dB 时, 20 次 Monte Carlo 实验的平均结果

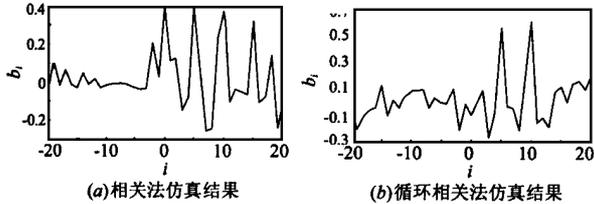


图 4 $w_1(t) = w_2(t), y_2(t) = y_1(t - 15T_s), D_1 = 5T_s, D_2 = 10T_s$, SNR = -3dB 时, 20 次 Monte Carlo 实验平均结果

当的非平稳信号, 因此采用累积量的方法^[3-5]无法解决干扰对时间延时的影响。

实验 3: 本实验检验循环相关法对噪声及其他通道干扰的综合抑制。若 $w_1(t)$ 、 $w_2(t)$ 为白噪声, 干扰信号 $y_1(t)$ 、 $y_2(t)$ 为亦为 BPSK 信号, 当 $w_1(t) = w_2(t)$ 、 $y_2(t) = y_1(t - 15T_s)$, 干扰信号频率为 80Hz, 载频为 $0.35f_s$, 源信号和噪声信号的信噪比为 0dB, 源信号和其它干扰信道的信噪比为 0dB, 这样总的信噪比是 -3dB。实验结果见图 4。

从实验结果可见, 相关方法无法正确地进行时间延时估计。可见基于循环相关的方法有效地抑制了噪声和其它通道非平稳信号干扰的影响, 有效地完成了多径情况下的时间延时估计。

6 结论

本文根据循环平稳信号的性质, 提出了多通道干扰下的基于循环相关的参数型时间延时的估计方法。该方法的计算量和复杂程度同相关法接近, 但性能优于相关法。当不考虑信道非平稳信号的干扰而仅考虑背景噪声的情况下, 本文提出的方法与基于累积量的时间延时估计方法^[3-5]均能得到准确的时间延时估计。但是经过比较本文提出的方法的运算量大幅度减小, 也无须事先辨别噪声类别。当考虑多通道非平稳信号干扰的情况下, 基于累积量的方法不再适用。在有多通道非平稳信号干扰以及背景噪声是空间相关的平稳噪声情况下, 本文提出的方法可准确地进行多径传输情况下的时间延时估计, 抑制其它通道的干扰和噪声的影响。

参考文献:

[1] James J. Caffery Jr and Gordon L. Stuber. Overview of radiolocation in CDMA cellular systems [J]. IEEE Communication Magazine, April 1998: 38- 45.

- [2] C L Nikias and R Pan. Time delay estimation in unknown Gaussian spatially correlated noise [J]. IEEE Tran. Acoust, Speech, Signal Processing, 1988, 36: 1706- 1714.
- [3] J K Tugnait. On time delay estimation with unknown spatially correlated Gaussian noise using fourth order cumulants and cross cumulants [J]. IEEE Trans. Signal Processing, 1991, 39: 1258- 1267.
- [4] J K Tugnait. Time delay estimation with unknown spatially correlated Gaussian noise [J]. IEEE Trans. Signal Processing, Feb. 1993, 41: 549 - 558.
- [5] Ying Chang Liang, Leyman A R, Boor Hee Soong. Multipath time delay estimation using higher order statistics [A]. Proceedings of the IEEE Signal Processing [C], 1997: 9- 13.
- [6] C-K Chen and W A Gardner. Signal selective time difference of arrival estimation for passive location of man made signal source in highly corruptive environments, part II: algorithm and performance [J]. IEEE Tran. Signal Processing, May 1992, SP-40: 1185- 1197.
- [7] W A Gardner and C-K Chen. Signal selective time difference of arrival estimation for passive location of man made signal source in highly corruptive environments, part I: Theory and method [J]. IEEE Tran. Signal Processing, May 1992, SP-40: 1168- 1184.
- [8] 张严. 基于高阶累积量的谐波信号参数估计问题研究 [D]. 博士论文. 长春: 吉林工业大学, 1998.
- [9] W A Gardner. Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals [J]. IEEE Signal Processing Magazine, April 1991: 14- 36.
- [10] 刘颖, 王春悦, 赵蓉. 数字通信原理与技术 [M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 1999, 16- 18.
- [11] A V Dandawate, G B Giannakis. Asymptotic theory of mixed time averages and kth order cyclic moment and cumulant statistics [J]. IEEE Trans. Information Theory, Jan. 1995, 41(1): 216- 232.

作者简介:



刘 颖 女, 1964 年出生于辽宁鞍山, 1988 年毕业于武汉邮电科学研究院获硕士学位, 现为长春邮电学院副教授。1998 年至今在吉林工业大学信息科学与工程学院攻读博士学位, 研究方向为通信与信息处理, 主要研究内容为数字通信、高阶累积量在数字信号处理中的应用、无线电定位技术。

王树勋 男, 1946 年生于吉林长春, 1970 年毕业于清华大学电机系, 1983 年于吉林工业大学获工学硕士学位, 现为吉林工业大学信息科学与工程学院教授、博士生导师。目前主要研究方向是高阶统计量在数字信号处理中的应用研究。