

时变信道复指数基频率盲估计*

杨正举, 刘洛琨, 刘世刚, 郭虹
(解放军信息工程大学信息工程学院, 郑州 450002)

摘要: 在基于基展开模型的时变信道盲辨识中, 可通过估计复指数基频率将时变信道的盲辨识问题转换为线性时不变信道的盲辨识问题。为了更准确地实现复指数基频率的盲估计, 针对两种不同输入条件下的观测数据, 分别提出了利用特定二阶循环矩和四阶循环累积量方法来进行估计。特定二阶循环矩方法比传统方法更容易提取基频率分量; 四阶循环累积量方法比四阶循环矩方法具有更好的抗噪声性能。理论和仿真分析证明了这两种算法的有效性。

关键词: 时变信道; 基展开模型; 循环矩; 循环累积量; 盲估计

中图分类号: TN911.7 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-3695(2012)06-2286-04

doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2012.06.076

Blind estimation of complex exponentials basis frequencies of time-varying channels

YANG Zheng-ju, LIU Luo-kun, LIU Shi-gang, GUO Hong

(Institute of Information Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: In the blind identification of time-varying channels using the basis expansion models, the identification can transform to blind identification of time invariant channels by estimating the complex exponentials basis frequencies. In order to estimate the complex exponentials basis frequencies accurately, this paper aimed at two types of observed data under the condition of various input and proposed the methods of exploiting specific second order cycle moment and fourth order cycle accumulation for estimating the complex exponentials basis frequencies. Compared with traditional method, the basis frequencies components were much more easily extracted by the method based on specific second order cycle moment; otherwise, the method based on fourth order cycle accumulation had better performance resistance to noise than the fourth order cycle moment. Simulation results prove the effectiveness of the proposed two algorithm.

Key words: time-varying channels; basis expansion models; cycle moment; cycle accumulation; blind estimation

0 引言

在信道盲辨识中, 传统盲辨识算法往往假设信道是线性时不变 FIR 信道, 并针对线性时不变信道的盲辨识取得了许多卓有成效的研究成果。然而在许多通信系统(如移动通信系统)中, 因为收发双方的相对运动, 会造成信号在传输过程中同时受到多径效应和多普勒效应的影响, 使无线信道同时具有时变色散双选择特性^[1]。当信道是快衰落时, 传统的 RLS 和 LMS 等自适应算法的跟踪时间一般都长于相干时间, 很难跟踪信道的快速变化。Giannakis^[2]针对具有少数几条较强的传播路径和因为相对移动引起的时变信道, 提出了采用确定性基展开模型处理时变信道的方法, 该方法可以跟踪相干时间只有几十个符号宽的快时变信道。将原有的线性时变信道转换为时变复指数部分和线性时不变信道部分, 信道的时变特性转移到复指数基上, 从而将时变信道盲辨识问题转换为复指数基频率估计和线性时不变信道盲辨识问题^[3-5]。所以, 复指数基的频率估计成为实现时变信道盲辨识的基础和前提。

文献[2,6]利用了数字通信信号具有循环平稳性^[7,8], 接收信号的时变矩存在一个相对于时间 t 的 Fourier 级数, 其循环矩对应的循环频率包含了复指数基频率分量的组合, 因此可以通过计算接收信号的循环矩来实现复指数基的频率估计。当输入信号的均值不为零时, 可通过计算输出信号的循环均值, 与不为零的循环均值对应的循环频率就是复指数基的频率。当输入信号为零均值时, 需采用二阶循环矩来估计, 其对应的循环频率为复指数基频率的组合, 可通过相应的算法将复指数基频率分离出来, 然而该算法不容易分离基频率分量。当输入信号的二阶原点矩为零时, 如 4PSK 和 16QAM 等信号, 二阶循环矩已经不再适用, 需要更高阶的循环统计量来估计。文献[2]采用四阶循环矩来估计(此时三阶循环矩由于对称性也为零), 由于高阶循环矩对噪声敏感, 估计效果较差。

当输入二阶原点矩不为零的零均值调制信号时, 本文采用二阶循环矩的一个子集^[9,10]来估计复指数基频率。该二阶循环矩的循环频率包含了复指数基频率分量, 只需要通过比较排除非基频率分量即可实现估计。而原传统二阶矩算法的每个

收稿日期: 2011-09-26; **修回日期:** 2011-10-26 **基金项目:** 国家“863”计划资助项目(2009AA011205)

作者简介: 杨正举(1983-), 男, 云南大理人, 硕士研究生, 主要研究方向为信道盲辨识(1290015090@qq.com); 刘洛琨(1963-), 男, 河南洛阳人, 教授, 硕士, 博士, 主要研究方向为卫星通信、无线自组网络、超宽带无线通信系统; 刘世刚(1972-), 男, 河南开封人, 讲师, 博士, 主要研究方向为信号与信息处理、信号分析与识别; 郭虹(1975-), 女, 云南玉溪人, 讲师, 博士, 主要研究方向为无线移动自组网络、网络与通信。

循环频率都是复指数基频率的组合。与原方法相比,本文算法更易于提取基频率分量。

当输入二阶原点矩为零的零均值调制信号时,本文采用四阶循环累积量来实现复指数基频率估计,由于高阶循环累积量在理论上可以抑制平稳噪声和非平稳的高斯噪声^[7,8],因此,在高阶循环累积量域可以得到较高的信噪比,有利于基频率的估计,与采用四阶循环矩相比,提高了其抗噪声性能,降低了估计误差。通过理论分析和仿真验证了算法的有效性。

1 复指数基展开模型

信号经过时变信道的传输模型^[2]如图 1 所示。

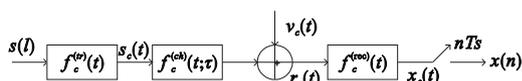


图1 时变信道传输模型

其中: $s(l)$ 为输入符号; $f_c^{(tr)}(t)$ 和 $f_c^{(rec)}(t)$ 为发送滤波和接收滤波; $v_c(t)$ 是加性高斯白噪声; $f_c^{(ch)}(t; \tau)$ 为时变多径信道, $f_c^{(ch)}(t; \tau) = \sum_{q=1}^Q A_q(t) \delta(\tau - d_q(t))$, Q 是径数, $A_q(t)$ 、 $d_q(t)$ 分别是每一径的时变衰减和时延。输入信号经过发送滤波以后得

$$s_c(t) = \text{Re} \{ e^{j\omega_c t} \sum_l s(l) f_c^{(tr)}(t - lT_s) \} \quad (1)$$

其中, $s_c(t)$ 通过 $f_c^{(ch)}(t; \tau)$ 以后,去除载波得到的低通形式为

$$r_c(t) = \sum_{q=1}^Q A_q(t) s_c(t - d_q(t)) + v_c(t)$$

为了抑制加性高斯白噪声, $r_c(t)$ 经过接收滤波 $f_c^{(rec)}(t)$ 后得

$$x_c(t) = \sum_l \{ s(l) [\sum_{q=1}^Q \int_{(l-1)T_s}^{lT_s} A_q(\tau) f_c^{(tr)}(\tau - lT_s - d_q(\tau)) \times f_c^{(rec)}(t - \tau) e^{j\omega_c d_q(\tau)} d\tau] + \int_{(l-1)T_s}^{lT_s} v_c(\tau) \cdot f_c^{(rec)}(t - \tau) d\tau \} \quad (2)$$

设 $f_2(t) = \int_{T_s}^{t+T_s} f_c^{(tr)}(\tau) f_c^{(rec)}(t - \tau) d\tau$,作如下假设:

a) 在一个符号间隔内的时延和衰减为常数:

$$A_q(\tau) = \text{const} = A_q(l), \tau \in [(l-1)T_s, lT_s]$$

$$d_q(\tau) = \text{const} = d_q(l), \tau \in [(l-1)T_s, lT_s]$$

b) 各符号间隔之间的时延呈线性变化关系(设多径信道的变化速度近似为常数),即 $d_q(l) = v_q l + \varepsilon_q$,其中 v_q 与多径信道的速度和 T_s 成正比。这是时延变化特性的一阶近似表达式。若想进行更精确的描述,可以采用高阶表达式,但这样会产生多项式相位信号,同时也会使复杂度大大增加。

在假设 a) 的前提下,可以进一步得出

$$x_c(t) = \sum_l s(l) h_c(t; t - lT_s) + v_c(t) \quad (3)$$

其中: $h_c(t; t - lT_s) = \sum_{q=1}^Q A_q(l) f_2(t - lT_s - d_q(l)) e^{j\omega_c d_q(l)}$ 。对输出信号以 $1/T_s$ 采样,在假设 b) 的条件下可得

$$h_c(nT_s, lT_s) = \sum_{q=1}^Q A_q(n-l) f_2(lT_s - v_q(n-l) - \varepsilon_q) \times e^{j\omega_c(v_q(n-l) + \varepsilon_q)} \quad (4)$$

进一步假设:

$$h_q(l) = A_q(n-l) f_2(lT_s - v_q(n-l) - \varepsilon_q) e^{j\omega_c \varepsilon_q}$$

是一个常数,因为和复指数相比其变化比较缓慢,可得

$$h(n; l) = \sum_{q=1}^Q h_q(l) e^{j\omega_c(n-l)} \quad (5)$$

其中: $h(n; l) = h_c(nT_s, lT_s)$, $w_q = \omega_c v_q$ 。设 $\overline{h_q(l)} = h_q(l) \times$

$e^{-j\omega_c l}$,可得基展开模型如图 2 所示(其中 $b_q(n) = e^{j\omega_c n}$)。

$$h(n; l) = \sum_{q=1}^Q \overline{h_q(l)} b_q(n) \quad (6)$$

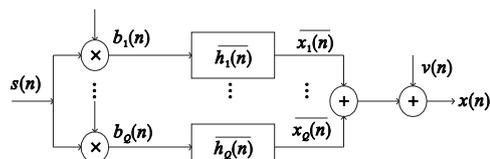


图2 等效的时变信道基展开模型

得到输入/输出关系为

$$x(n) = \sum_{q=1}^Q [\sum_{l=0}^L \overline{h_q(l)} s(n-l)] e^{j\omega_c n} + v(n) \quad (7)$$

2 复指数基频率估计

根据上述的时变信道模型,文献[2]利用数字信号的循环平稳特性,当输入信号均值不为零时,由于

$$E[x(n)] = u_s \sum_{q=1}^Q [\sum_{l=0}^L \overline{h_q(l)}] \exp(j\omega_c n) + u_v \quad (8)$$

通过计算其输出信号的循环均值 $M_x^\alpha = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\alpha n}$,与不为零的循环均值对应的循环频率 α 就是复指数基频率 $\{w_q\}_{q=1}^Q$ 。但是当输入为零均值时,该方法就不能使用,只有通过更高阶的循环统计量来计算,本文针对二阶原点矩不为零和为零的两种情况分别进行讨论。

2.1 二阶循环矩方法

文献[9,10]定义了一种特殊的循环矩,它是原循环矩的一个子集。本文采用该特定的二阶循环矩来估计当输入信号均值为零、而二阶原点矩不为零时的复指数基频率,与原二阶循环矩相比,本文算法易于从循环频率中提取基频率分量。

2.1.1 特定二阶循环矩

对于固定的延迟 $\tau_1, \dots, \tau_{k-1}$,如果 $m_{kx}(t; \tau) = E \{ \prod_{j=0}^{k-1} x(t + \tau_j) \} (E \{ \cdot \})$ 表示时变数学期望)存在一个相对于 t 的 Fourier 级数展开^[7,8],则

$$m_{kx}(t; \tau_1, \dots, \tau_{k-1}) = \sum_{\alpha \in A_k^m} M_{kx}^\alpha(\tau_1, \dots, \tau_{k-1}) e^{j\alpha t} \quad (9)$$

其中:

$$M_{kx}^\alpha(\tau_1, \dots, \tau_{k-1}) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} x(t) x(t + \tau_1) \dots x(t + \tau_{k-1}) e^{j\alpha t} = \langle m_{kx}(t; \tau_1, \dots, \tau_{k-1}) e^{-j\alpha t} \rangle_t \quad (10)$$

其中: $\langle \cdot \rangle_t$ 表示时间平均;傅里叶系数 $M_{kx}^\alpha(\tau_1, \dots, \tau_{k-1})$ 为信号 $x(t)$ 在循环频率 α 的 k 阶循环矩; A_k^m 为相对于 k 阶循环矩的循环频率集,它是可数的,定义为

$$A_k^m = \{ \alpha; M_{kx}^\alpha(\tau_1, \dots, \tau_{k-1}) \neq 0, 0 \leq \alpha \leq 2\pi \} \quad (11)$$

根据文献[9,10]定义的特殊循环矩,可以得到循环平稳信号 $x(n), n=0, 1, \dots, N-1$ 的一组 k 阶循环矩可以按 k 阶本循环矩估计:

$$M_{kx}^\alpha(\tau_1, \dots, \tau_{k-1}) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) x(n + \tau_1) \dots x(n + \tau_{k-1}) e^{-j\alpha n} = \langle x(n) x(n + \tau_1) \dots x(n + \tau_{k-1}) e^{-j\alpha n} \rangle_n \quad (12)$$

其中: k 为循环矩的阶数; α 为循环频率; N 为信号时间平均的长度; $\langle \cdot \rangle_n$ 也为时间平均。式(12)所定义的循环频率和式(10)所定义的循环频率 α 不一样,式(12)所定义的 k 阶循环

矩不是信号的所有 k 阶循环矩,它只是式(10)所定义的 k 阶循环矩的一个子集。当 $\tau=0$ 时,特定的二阶循环矩可以表示为

$$M_{2x}^\alpha(0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x^2(n) e^{-j2\alpha n} = \langle x^2(n) e^{-j2\alpha n} \rangle_n \quad (13)$$

2.1.2 算法描述

当输入信号均值为零,而二阶原点矩不为零时,如 2-PSK 和 8-QAM 等信号,可得到其输出信号的二阶时变矩($\tau=0$)为

$$m_{2x}(n,0) = E\{x^2(n)\} = E\{s^2(n)\} \sum_{q_1, q_2=1}^Q \left[\sum_{l=0}^L \overline{h_{q_1}(l) h_{q_2}(l)} \right] \times e^{j(w_{q_1} + w_{q_2})n} + E\{v^2(n)\} \quad (14)$$

根据式(13),可得其输出的二阶循环矩为

$$M_{2x}^\alpha(0) = E\{s^2(n)\} \times \left\langle \left(\sum_{q_1, q_2=1}^Q \left[\sum_{l=0}^L \overline{h_{q_1}(l) h_{q_2}(l)} \right] e^{j(w_{q_1} + w_{q_2})n} \right) e^{-j\alpha n} \right\rangle_n = \begin{cases} E\{s^2(n)\} \left[\sum_{l=0}^L \overline{h_{q_1}(l) h_{q_2}(l)} \right] & \alpha = \frac{1}{2}(w_{q_1} + w_{q_2}) \\ 0 & \alpha \neq \frac{1}{2}(w_{q_1} + w_{q_2}) \end{cases} \quad (15)$$

得到二阶循环矩的循环频率集: $\Omega_\alpha = \{ \frac{1}{2}(w_{q_1} + w_{q_2}) : q_1, q_2 = 1, \dots, Q \}$, 当 $q_1 = q_2$ 时, $\alpha = w_1, \dots, w_Q$ 就是复指数基的频率,在复指数基的频率 $\{w_q\}_{q=1}^Q$ 处 $|M_{2x}^\alpha(0)| \neq 0$ 。这样通过比较,从循环频率分量中排除不属于复指数基的循环频率,从而实现了 $\{w_q\}_{q=1}^Q$ 的估计。其选择方法如下:

a) 假设 $w_1 < w_2 < \dots < w_Q$, 则 Ω_α 中最小和最大频率分量分别是 w_1 和 w_Q ;

b) 从 Ω_α 中排除 $\frac{1}{2}(w_1 + w_Q)$, 再从剩余的频率分量中选择 w_2, \dots, w_{Q-1} ;

c) 由于 $\frac{1}{2}(w_1 + w_2) < w_2, w_{Q-1} < \frac{1}{2}(w_{Q-1} + w_Q)$, 所以从剩余的频率分量中根据最小和最大频率分量可以直接求出 w_2 和 w_{Q-1} , 同时排除该最小和最大频率分量;

d) 依此类推, 再从剩余的 Ω_α 中选择出其他的复指数基频率。

2.2 四阶循环累积量方法

当输入信号的均值为零,二阶原点矩也为零时,即 $E\{s^2(n)\} = 0$, 如 4-PSK 和 16-QAM 信号, 利用二阶循环矩已不能估计其基频率,需要更高阶的循环统计量来实现估计。此时,由于对称性,输入信号的三阶原点矩也为零,所以不能用三阶循环矩来估计。与高阶循环矩相比,高阶循环累积量具有能够抑制平稳噪声和非平稳高斯噪声的优点^[7,8], 本文采用四阶循环累积量来估计 $\{w_q\}_{q=1}^Q$ 。

信号经过时变信道后的输出表达式为

$$x(n) = y(n) + v(n) = \sum_{q=1}^Q \left[\sum_{l=0}^L \overline{h_q(l) s(n-l)} \right] e^{jw_q n} + v(n) \quad (16)$$

其中: Q 为径数; L 为信道阶数, 均假设为已知; $v(n)$ 为加性高斯白噪声; $s(n)$ 为零均值、独立同分布的; $\sigma_s^2 = E\{|x(n)|^2\}$ 为已知的信号。

由于 $x(n)$ 为零均值信号, 根据循环累积量和循环矩的关系, 四阶循环累积量可以表示为

$$C_{4x}^\alpha(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = M_{4x}^\alpha(\tau_1, \tau_2, \tau_3) - M_{2x}^\alpha(\tau_1) M_{2x}^\alpha(\tau_3 - \tau_2) -$$

$$M_{2x}^\alpha(\tau_2) M_{2x}^\alpha(\tau_1 - \tau_3) - M_{2x}^\alpha(\tau_3) M_{2x}^\alpha(\tau_2 - \tau_1) \quad (17)$$

当 $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3 = 0$ 时,

$$C_{4x}^\alpha(0,0,0) = M_{4x}^\alpha(0,0,0) - 3M_{2x}^\alpha(0) M_{2x}^\alpha(0) = \langle x^4(t) e^{-j\alpha t} \rangle_n - 3\langle x^2(t) e^{-j\alpha t} \rangle_n^2 \quad (18)$$

由于高斯白(色)噪声大于 2 阶的循环累积量恒为零, 所以式(16)中的噪声 $v(n)$ 的四阶循环累积量恒为零, 所以 $C_{4x}^\alpha = C_{4y}^\alpha + C_{4v}^\alpha = C_{4y}^\alpha$ 。把输出信号代入可得四阶循环累积量为

$$C_{4x}^\alpha(0,0,0) = \langle y^4(n) e^{-j\alpha n} \rangle_n - 3\langle y^2(n) e^{-j\alpha n} \rangle_n^2 = E\{s^4(n)\} \left\langle \left(\sum_{q_1, q_2, q_3, q_4=1}^Q \left[\sum_{l=0}^L \overline{h_{q_1}(l) h_{q_2}(l) h_{q_3}(l) h_{q_4}(l)} \right] \right) e^{j(w_{q_1} + w_{q_2} + w_{q_3} + w_{q_4})n} \right\rangle_n - 3E\{s^2(n)\} \times \left\langle \left(\sum_{q_1, q_2=1}^Q \left[\sum_{l=0}^L \overline{h_{q_1}(l) h_{q_2}(l)} \right] e^{j(w_{q_1} + w_{q_2})n} \right) e^{-j\alpha n} \right\rangle_n^2 \quad (19)$$

由于考虑 $E\{s^2(n)\} = 0$, 但 $E\{s^4(n)\} \neq 0$ 的情形(如 4-PSK 和 16-QAM 信号), 因此

$$C_{4x}^\alpha(0,0,0) = E\{s^4(n)\} \times \left\langle \left(\sum_{q_1, q_2, q_3, q_4=1}^Q \left[\sum_{l=0}^L \overline{h_{q_1}(l) h_{q_2}(l) h_{q_3}(l) h_{q_4}(l)} \right] \right) e^{j(w_{q_1} + w_{q_2} + w_{q_3} + w_{q_4})n} \right\rangle_n = \begin{cases} E\{s^4(n)\} \left[\sum_{l=0}^L \overline{h_{q_1}(l) h_{q_2}(l) h_{q_3}(l) h_{q_4}(l)} \right] & \alpha = w_{q_1} + \dots + w_{q_4} \\ 0 & \alpha \neq w_{q_1} + \dots + w_{q_4} \end{cases} \quad (20)$$

循环频率集为

$$\Omega_\alpha = \{w_{q_1} + w_{q_2} + w_{q_3} + w_{q_4} : q_1, q_2, q_3, q_4 = 1, \dots, Q\}$$

复指数基的频率的组合, 根据文献[2]的方法, 从循环频率集中计算出复指数基的频率 $\{w_q\}_{q=1}^Q$ 。

3 仿真分析

针对上述两种不同输入条件下的算法, 为了验证其性能, 用 MATLAB 分别作如下仿真。采用归一化均方根误差(NRMSE)作为基频率估计误差的度量, 其定义为:

$$\text{NRMSE} = \frac{1}{|f|} \sqrt{\frac{1}{I} \sum_{i=1}^I |f_i - f|^2} \quad (21)$$

其中: f_i 为 f 的估计值; I 为蒙特卡罗仿真次数。

3.1 仿真条件

仿真 1 输入均值为零、二阶原点矩不为零的 8-QAM 信号; 信道径数 $Q=3$, 信道阶数 $L=2$ (二阶 $L=0, 1, 2$), 对应三径信道的基为: $b_1(n) = 1, b_2(n) = \exp(j(4\pi/50)n), b_3(n) = \exp(j(4\pi/20)n)$, 信道系数为

$$\begin{bmatrix} 0.6998 & -0.7197 & 0.2734 \\ 0.5999 & 0.1850 & -0.3799 \\ -0.3025 & 0.3898 & 0.7250 \end{bmatrix}$$

信噪比为 10 dB, 进行 100 次蒙特卡罗实验得到 $\alpha - |M_{2x}^\alpha(0)|$ 曲线如图 3 所示。

仿真 2 输入均值为零、二阶原点矩也为零的 4-PSK 信号和 16-QAM 信号; 信道径数 $Q=2$, 信道阶数 $L=1$ (二阶 $L=0, 1$), 对应两径信道的基为: $b_1(n) = 1, b_2(n) = \exp(j(4\pi/50)n)$, 信道系数为

$$\begin{bmatrix} 0.5998 & -0.7197 \\ 0.2999 & -0.3799 \end{bmatrix}$$

信噪比为 10 dB, 进行 100 次蒙特卡罗实验得到四阶循环矩和

四阶循环累积量曲线如图4、5所示。

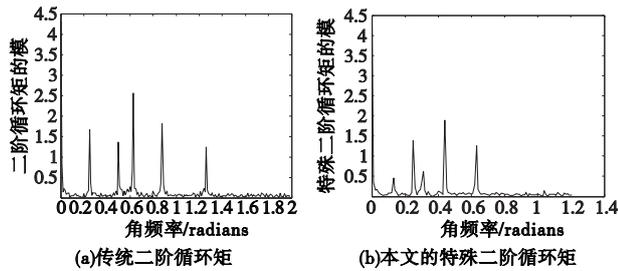


图3 输入8-QAM对应的二阶循环矩(SNR=10 dB)

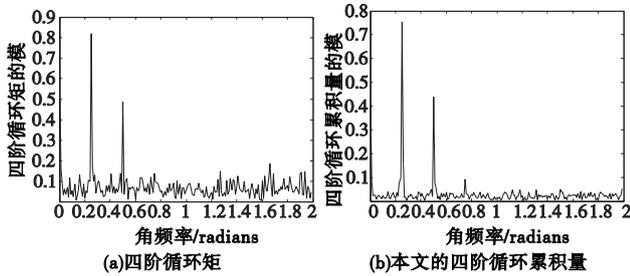


图4 输入4-PSK对应的四阶循环统计量(SNR=10 dB)

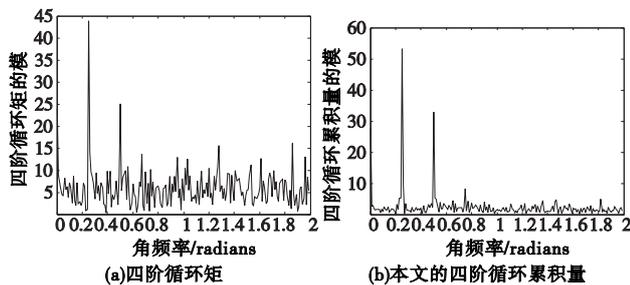


图5 输入16-QAM对应的四阶循环统计量(SNR=10 dB)

3.2 结果分析

由图3可以看出,本文所采用的特殊二阶循环矩具有与传统二阶循环矩相同的性能,但是传统二阶循环矩的每一个频率分量是每两个基频率的组合,而本文算法的六个峰值中,有三个分量对应复指数基频率。用搜索算法确定这几个峰值对应的循环频率 α 值为

$$\Omega_\alpha = \{0, 0.1256, 0.2512, 0.314, 0.436, 0.628\}$$

用上文提出的排除方法,可以很快确定 $0.2512 (\approx 4\pi/50)$ 、 $0.628 (\approx 4\pi/20)$ 为其复指数基循环频率。与原算法中每个峰值对应的是 $\{w_q\}_{q=1}^Q$ 的组合相比,本算法只需从 Ω_α 选择 $\{w_q\}_{q=1}^Q$,显然比较容易判别。

由图4、5可以看出,在信噪比为10 dB时,本文采用的四阶循环累积量能够分辨出第四个较小的频率分量,而四阶循环矩已不能识别出该频率分量。

图6为当输入4-PSK信道为仿真2给出的两径条件时,比较基于四阶循环矩和四阶累积量估计基频率分量($4\pi/50$)的NRMSE与信噪比的关系。

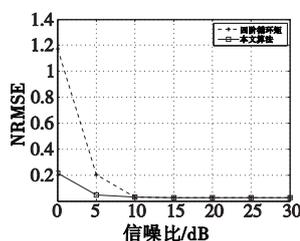


图6 输入4-PSK时NRMSE与信噪比的关系

从图6可以看出,与四阶循环矩相比,本文提出的基于四阶循环累积量的估计方法在5 dB时也能达到较小的均方误差。由此可知,本文提出的基于四阶循环累积量的方法对高斯噪声具有一定的鲁棒性。

4 结束语

基展开模型是表征时变信道的一种重要模型,它能很好的拟合时变信道的变化,尤其是因为相对运动引起的变化。采用该模型来处理时变信道可以跟踪相干时间只有几十个符号宽的快时变信道。只要估计出复指数基频率,时变信道盲辨识问题就转换为线性时不变信道盲辨识问题。因而复指数基频率的估计是完成时变信道盲辨识的第一步。然而,复指数基的估计也是研究的难点。文献[2]基于信号经过时变信道具有循环平稳特性的前提,采用循环矩来实现估计。输入信号的调制方式不同,需要采用不同阶的循环矩,随着循环矩的阶数和信道基的个数的增加,与循环矩相对应的循环频率个数也随之增加,从而也增加了从循环频率中提取基频率分量的难度。此外,随着阶数增加,循环矩对噪声比较敏感,估计方差也随之增大。

本文针对两种不同输入条件的观测数据,分别提出了采用特定二阶循环矩和四阶循环累积量来估计基频率的方法。采用特定二阶循环矩的方法比传统二阶循环矩更容易提取基频率分量;与四阶循环矩相比,基于四阶循环累积量的方法在较低的信噪比条件下估计方差较小,具有较好的抗噪声性能。然而,基于四阶循环累积量的方法计算量较大、运算速度较慢。此外,若输入信号的四阶原点矩为零,如8PSK信号,采用四阶循环统计量已不能完成估计,这可以作为下一步的研究方向。

参考文献:

- [1] D'ARIA G, MURATORE F, PALESTINI V. Simulation and performance of the pan-European land mobile radio system [J]. *IEEE Trans on Vehicular Technology*, 1992, 41(2): 177-189.
- [2] GIANNAKIS G B, TEPEDELENLIOGLU C. Basis expansion models and diversity techniques for blind identification and equalization of time-varying channels [J]. *Proceedings of the IEEE*, 1998, 86(10): 1969-1986.
- [3] TSATSANIS M K, GIANNAKIS G B. Subspace methods for blind estimation of time-varying FIR channels [J]. *IEEE Trans on Signal Processing*, 1997, 45(12): 3084-3093.
- [4] TONG Lang, XU Guang-han, KAILATH T. Blind identification and equalization based on SOS: a time domain approach [J]. *IEEE Trans on Information Theory*, 1994, 40(2): 340-349.
- [5] 蒋静. 基于子空间的二阶统计量信道盲辨识算法研究[D]. 郑州: 郑州大学, 2010.
- [6] 赵永龙. 时变信道的盲均衡与盲辨识[D]. 南京: 南京邮电学院, 2005.
- [7] 张贤达, 保铮. 非平稳信号分析与处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 1998: 324-391.
- [8] 张贤达. 时间序列分析[M]. 北京: 清华大学出版社, 1996: 356-405.
- [9] 郑文秀, 赵国庆, 罗明. 基于高阶循环累积量的OFDM子载波盲估计[J]. *电子与信息学报*, 2008, 30(2): 346-349.
- [10] 郑文秀, 赵国庆, 罗明. 基于高阶循环累积量的星型QAM载波盲估计[J]. *系统工程与电子技术*, 2008, 30(2): 233-235.