

采用非线性变换的MPSK/MQAM符号速率盲估计

张海瑛¹, 袁超伟²

(1. 中国电子科技集团公司第五十四研究所 石家庄 050081; 2. 北京邮电大学信息与通信工程学院 北京 海淀区 100876)

【摘要】提出了一种采用非线性变换的MPSK/MQAM类信号符号速率盲估计方法,充分利用了MPSK/MQAM数字信号相邻符号的相位变化信息,通过对零中频信号进行非线性处理,构造一个非线性变换的复数函数,生成含有符号速率的离散谱线。利用四阶累积量的方法实现在强背景噪声下提取符号速率的基频分量。该方法运算简单,适应性好,对MQAM和MPSK调制的不同阶数、不同成形滤波器系数的信号均适用,低信噪比下仍具有很好的测量性能。

关键词 延时相乘; 四阶累积量; MPSK/MQAM信号; 非线性变换; 相位跳变; 符号速率估计
中图分类号 TN911.72 **文献标识码** A **doi**:10.3969/j.issn.1001-0548.2010.06.004

Blind Estimation of MPSK/MQAM Symbol Rate with Nonlinear Processing

ZHANG Hai-ying¹ and YUAN Chao-wei²

(1. China Electronics Technology Group Corporation No.54th Research Institute Shijiazhuang 050081;

2. Institute of Information and Communication, Beijing University of Posts and Telecommunications Haidian Beijing 100876)

Abstract A blind method for symbol rate estimation of MPSK/MQAM signals by using the nonlinear process is presented. Utilizing the phase changing between inter-symbols and through the nonlinear transforming of zero IF signals, the spectral lines corresponding to the symbol rate can be extracted. The fourth-order cumulant is used for suppressing the strong background noise of symbol rate spectral lines in this paper. This method is robust to Gaussian noise and can achieve good estimation results with lower SNR. At the same time, it has lower computational complexity and is applicable to different shaping filters and different modulation orders of MPSK/MQAM signals.

Key words delay multiplication; fourth-order cumulant; MPSK/MQAM signals; nonlinear transform; phase change; symbol rate estimation

符号速率是解调器的重要参数,在电子对抗或智能接收系统中需要进行精确的估计。目前,符号速率的盲估计算法需要解决两个问题:(1) 利用相位的跳变信息或信号的循环平稳特性提取符号速率的基频或谐波分量^[1]; (2) 利用信号的循环平稳特性抑制符号速率估计中的背景噪声^[2],以降低符号速率的检测门限。近年来,有许多文献提出了基于小波变换^[3-4]、周期谱^[5-6]、FFT变换^[7-8]实现符号速率盲估计的算法,但这些方法存在无法适应低信噪比的要求、运算复杂度大等问题。

本文针对上述问题,提出了一种采用非线性变换的符号速率盲估计方法。该方法利用零中频变换和非线性变换,生成含有与符号速率相关的离散谱线信号,再利用四阶累积量一维切片提取符号速率

的谱线分量。该方法运算简单、适应性好、抗噪声能力强,对MQAM和MPSK类中不同调制阶数、不同成形滤波器的信号均适用,在信噪比为5 dB时,对于高阶调制信号仍具有很好的性能。

1 符号速率离散谱线的生成

MQAM/MPSK 信号为:

$$r(t) = A(t) \exp\{j[2\pi f_c t + \varphi(t) + \theta]\} \quad (1)$$

假设初始相位 $\theta = 0$, 并且有:

$$A(t) = \sum_n \alpha_n g(t - nT_b) \quad (2)$$

$$\varphi(t) = \sum_n \phi_n g(t - nT_b) \quad (3)$$

式中 T_b 为符号周期; $g(t)$ 为长度为 T_b 的单位脉冲函数; f_c 为载波频率,该参数无需先验已知; α_n 、

收稿日期: 2009-06-10; 修回日期: 2009-11-20

基金项目: 国家自然科学基金(60672132)

作者简介: 张海瑛(1973-), 女, 博士, 研究员级高级工程师, 主要从事通信对抗和信号处理等方面的研究。

ϕ_n 分别为星座映射的幅度值和相位值。

通过零中频变换技术形成复信号, 设 f_1 为数字下变频的本振频率, 理想情况下应等于接收信号的载波频率 f_c 。但由于该本地载波是通过信号载频估计确定的, 与发射端频率不同源, 所以两者之间存在频率差和相位差。设 $\Delta f_0 = (f_c - f_1)$ 为信号载频与本地载频之间的差值, $\Delta\theta$ 为相位差, 则本地载波为:

$$s(t) = \exp[j(\omega_1 t + \Delta\theta)] = \exp[j(2\pi f_1 t + \Delta\theta)] \quad (4)$$

将输入信号与本振信号共轭相乘, 可得到零中频信号:

$$\begin{aligned} u(t) &= r(t)s^*(t) = \\ &A(t)\exp\{j[(\omega_c - \omega_1)t + \varphi(t) - \Delta\theta]\} = \\ &A(t)\exp\{j[\varphi(t) + \Delta\omega_0 t - \Delta\theta]\} \end{aligned} \quad (5)$$

设 $\varphi_0(t) = \Delta\omega_0 t - \Delta\theta$ 为频率偏差引起的慢变部分的相位函数, 则有:

$$u(t) = A(t)\exp\{j[\varphi(t) + \varphi_0(t)]\} \quad (6)$$

对 $u(t)$ 进行非线性处理, 构造复数函数

$$Z_c(t) = \frac{u^2(t)}{|u(t)|^2}, \text{ 则有:}$$

$$Z_c(t) = \frac{u^2(t)}{|u(t)|^2} = \frac{A^2(t)\exp\{j2[\varphi(t) + \varphi_0(t)]\}}{|A(t)|^2 \exp\{j2(\varphi(t) + \varphi_0(t))\}} = \quad (7)$$

为进一步强化相邻符号的相位变化信息, 可以采用延迟相乘法使信号相位每个符号周期归一次零。通过对延迟相乘后的脉冲序列功率谱的分析可知, 当 $\tau_0 = \frac{T_b}{2}$ 时, 代表符号速率的谱线分量功率达到最大值, 可获得最佳的抗噪能力。 T_b 是需精确估计的参数, 对于 MPSK/MQAM 信号, 可通过信号带宽 B_w 近似估计 τ_0 , 取 $\tau_0 \approx \frac{0.7}{B_w}$ 。

将输出信号 $Z_c(t)$ 和其延迟 τ_0 后的信号 $Z_c(t - \tau_0)$ 共轭相乘, 可得:

$$\begin{aligned} x_c(t) &= Z_c(t)Z_c^*(t - \tau_0) = \exp\{j2(\varphi(t) + \varphi_0(t))\} \times \\ &\exp\{-j2(\varphi(t - \tau_0) + \varphi_0(t - \tau_0))\} = \\ &\exp\{j2((\varphi(t) - \varphi(t - \tau_0)) + \\ &(\varphi_0(t) - \varphi_0(t - \tau_0)))\} = \\ &\exp\{j2((\varphi(t) - \varphi(t - \tau_0)) + (\Delta\omega_0\tau_0))\} \end{aligned} \quad (8)$$

对 $x_c(t)$ 取对数, 则有:

$$x_l(t) = \ln[x_c(t)] = j2[(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_0)) + \Delta\omega_0\tau_0] \quad (9)$$

式中 $\Delta\omega_0\tau_0$ 为由于数字下变频本振的频率偏差而造成的直流分量, 系常数项。对 $x_l(t)$ 去均值并求模, 设 $E(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_0)) = 0$, 则有:

$$x(t) = 2|(\varphi(t) - \varphi(t - \tau_0))| \quad (10)$$

式中 $0 < \tau_0 < T_b$, 设 $\tau_0 = \frac{1}{2}T_b$ 。

由于 $\varphi(t) = \sum_n \phi_n g(t - nT_b)$ 可以表示为 $\varphi(t) = \phi_n g(t) \otimes \delta_\Sigma(t - nT_b)$, 则有:

$$x(t) = 2|\varphi(t) - \varphi(t - \tau_0)| = 2|\phi_n g(t) \otimes \delta_\Sigma(t - nT_b) - \phi_n g(t - \tau_0) \otimes \delta_\Sigma(t - nT_b - \tau_0)| \quad (11)$$

当 $nT_b < t \leq (nT_b + \tau_0)$, $n = 0, 1, \dots$, 有:

$$x_n(t) = 2|\phi_n - \phi_{n-1}| = 2\Delta\phi_n \quad (12)$$

当 $(nT_b + \tau_0) < t \leq (n+1)T_b$, $n = 0, 1, \dots$, 有:

$$x_n(t) = 2|\phi_n - \phi_n| = 0 \quad (13)$$

因此, 可将式(11)表示为:

$$x(t) = 2\sum \Delta\phi_n c(t - nT_b) \quad (14)$$

式中 $\Delta\phi_n$ 为相邻符号之间相位差的绝对值; $c(t)$ 为周期为 T_b 、脉宽为 τ_0 、幅度为 1 的脉冲序列。由式(14)得到一组脉冲宽度为 τ_0 的归零脉冲序列 $x(t)$, 因而 $x(t)$ 包含有位同步(即符号速率)的频率分量, 其大小与归零脉冲的幅度和宽度有关。 $x(t)$ 的功率谱密度(power spectral density, PSD)为:

$$P_x(f) = 2\frac{\sigma_{\Delta\phi}^2}{T_b} |C(f)|^2 + 2\frac{\mu_{\Delta\phi}^2}{T_b^2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left| C\left(\frac{k}{T_b}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{k}{T_b}\right) \quad (15)$$

式中 $C(f)$ 为 $c(t)$ 对应的傅里叶变换; $\sigma_{\Delta\phi}^2$ 和 $\mu_{\Delta\phi}$ 分别为相邻符号间相位差绝对值的方差和均值; $\delta(\cdot)$ 为冲激函数。式(15)中, 矩形脉冲 $c(t)$ 对应的傅里叶变换为:

$$C(\omega) = \tau_0 \left| \frac{\sin(\omega\tau_0/2)}{(\omega\tau_0/2)} \right| = \tau_0 |Sa(\omega\tau_0/2)| \quad (16)$$

由式(15)可知, 当相位差码元的均值 $\mu_{\Delta\phi}$ 不为 0 时, 功率谱会出现离散谱线。由于 $\Delta\phi_n \geq 0$, 则 $\mu_{\Delta\phi} > 0$, 因此 $P_x(f)$ 必然存在频率分量等于符号速率的离散谱线。

2 符号速率的提取

本文通过非线性变换产生含有信号符号速率的脉冲信号, 在信噪比较高时, 通过功率谱分析即可提取信号的符号速率, 但功率谱方法不能有效地抑制高斯白噪声的影响。为了在低信噪比条件下精确地提取符号速率, 可采用四阶累积量实现噪声的抑制。

假设接收机信号 $r(t)$ 的背景噪声为高频带限复高斯噪声, 其实部和虚部为相互独立且具有均值为 0

和方差为 σ_n^2 的窄带高斯过程, 设

$$n_c(t) = n_i(t) + jn_q(t) = \rho_n(t) \exp[j(2\pi f_c t + \varphi_n(t))] \quad (17)$$

将信号经过零中频下变频和非线性变换, 去掉加噪信号中的幅度项影响, 留下其相位噪声; 经过延迟相乘的变换, 对于相位项的噪声也仅是相减的运算, 此时仅需分析加噪信号的相位分布。为简化推导过程, 通过分析正弦信号加高斯噪声的联合概率密度 $p(\rho_y, \varphi_y)$ 分析相位分布。设信号幅度为 a , 则有:

$$y_c(t) = r_i(t) + n_c(t) = a \exp\{j[2\pi f_c t + \theta]\} + \rho_n(t) \exp\{j[2\pi f_c t + \varphi_n(t)]\} \quad (18)$$

将加噪信号 $y_c(t)$ 经过零中频下变频到零中频, 且为简化推导, 令常数项 $\theta = 0$, 可得:

$$y_c'(t) = y_c(t) \exp\{-j[2\pi f_c t]\} = a + \rho_n(t) \exp\{j[\varphi_n(t)]\} = [\rho_y(t)] \exp\{j[\varphi_y(t)]\} \quad (19)$$

其中:

$$\rho_y(t) = \sqrt{(a + \rho_n(t) \cos \varphi_n(t))^2 + (\rho_n(t) \sin \varphi_n(t))^2}$$

$$\varphi_y(t) = \arctan \left[\frac{\rho_n(t) \sin(\varphi_n(t))}{a + \rho_n(t) \cos(\varphi_n(t))} \right]$$

根据参考文献[9], 可得正弦信号加高斯噪声的联合概率密度为:

$$p(\rho_y, \varphi_y) = \frac{\rho_y}{2\pi\sigma_n^2} \exp \left\{ -\frac{[\rho_y^2 + a^2 - 2a\rho_y \cos \varphi_y]}{2\sigma_n^2} \right\} \quad (20)$$

式(20)表明, 在有信号 ($a \neq 0$) 的情况下, ρ_y 和 φ_y 是相关的随机变量。因此, φ_y 的分布可以通过 $p(\rho_y, \varphi_y)$ 对所有可能 ρ_y 值的积分求得, 即:

$$p(\varphi_y) = \int_0^\infty p(\rho_y, \varphi_y) d\rho_y = \frac{1}{2\pi} \exp \left[-\frac{a^2}{2\sigma_n^2} \right] + \frac{a \cos \varphi_y}{2\sigma_n \sqrt{2\pi}} \left\{ 1 + \operatorname{erf} \left[\frac{a \cos \varphi_y}{\sigma_n \sqrt{2}} \right] \right\} \exp \left[-\frac{a^2 \sin^2 \varphi_y}{2\sigma_n^2} \right] \quad (21)$$

令 $r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2}$, 可得:

$$p(\varphi_y) = \frac{1}{2\pi} \exp[-r] \exp[r \cos^2 \varphi_y] \times \{1 + \sqrt{\pi r} \cos \varphi_y [1 + \operatorname{erf}(\sqrt{r} \cos \varphi_y)]\} \quad (22)$$

考虑到误差函数 $\operatorname{erf}(\cdot)$ 与概率积分 $\Gamma(\cdot)$ 之间的关系 $\operatorname{erf}(x) = 2\Gamma(\sqrt{2}x) - 1$, 可将式(21)写为:

$$p(\varphi_y) = \frac{1}{2\pi} \exp[-r] \exp[r \cos^2 \varphi_y] \times \{1 + 2\sqrt{\pi r} \cos \varphi_y \Gamma[\sqrt{2r} \cos \varphi_y]\} \quad (23)$$

当 $r = 0$ 时, 得到相位 φ_y 为均匀分布, 即有:

$$p(\varphi_y) = \frac{1}{2\pi} \quad (24)$$

在大信噪比条件下, 利用近似式 $\operatorname{erf}(x) = 1 - \frac{e^{-x}}{x\sqrt{\pi}}$, $x \gg 1$, 可得到信号加噪声的相位 φ_y 的概率分布密度为:

$$p(\varphi_y) = \sqrt{\frac{r}{\pi}} \cos \varphi_y \exp[-r \sin^2 \varphi_y] \quad r \gg 1 \quad (25)$$

当 $\varphi_y = 0$ 时, $p(\varphi_y = 0) = \sqrt{\frac{r}{\pi}}$ 。

由于指数因子项的作用, 随着 φ_y 的增加, $p(\varphi_y)$ 趋于零。说明在大信噪比的条件下, 信号加噪声的相位主要集中在信号相位附近。

本文讨论了低信噪比条件下提取符号速率的方法, 因此在该前提下加在信号 $x(t)$ 上的相位噪声可近似认为服从均匀分布, 且与信号相互独立, 即有:

$$y(t) = x(t) + n(t) \quad (26)$$

$n(t)$ 的概率密度函数 $f(x)$ 为:

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} & x \in [-\pi, \pi] \\ 0 & \pi \text{ 或 } x < -\pi \end{cases} \quad (27)$$

特征函数 $\Phi(\omega)$ 是概率密度函数 $f(x)$ 的傅里叶变换。对 $f(x)$ 进行傅里叶变换, 可得到其第一特征函数

$$\Phi(\omega) = \frac{1}{2\pi} Sa(\pi\omega) = \frac{1}{2\pi^2} \frac{\sin(\pi\omega)}{\omega}。$$

特征函数的对数为第二特征函数为:

$$\Psi(\omega) = \ln \Phi(\omega) = \ln(\sin \pi\omega) - \ln \omega - \ln(2\pi^2) \quad (28)$$

对于单个随机变量的高阶累积量 c_k 定义如下: x 的第二特征函数 $\Psi(\omega)$ 按泰勒级数展开, 有:

$$\Psi(\omega) = \ln \Phi(\omega) = \sum_{k=1}^n \frac{c_k}{k!} (j\omega)^k + O(\omega^n) \quad (29)$$

并且 c_k 与 $\Psi(\omega)$ 的 k 阶导数之间的关系为:

$$c_k = \frac{1}{j^k} \left[\frac{d^k \ln \Phi(\omega)}{d\omega^k} \right]_{\omega=0} = \frac{1}{j^k} \left[\frac{d^k \Psi(\omega)}{d\omega^k} \right]_{\omega=0} = (-j)^k \Psi^k(0) \quad k \leq n \quad (30)$$

c_k 称为随机变量 x 的 k 阶累积量。因此, 可分别求出 $n(t)$ 的 1~4 阶累积量分别为:

$$c_1 = (-j) \left[\frac{\cos \pi\omega}{\sin \pi\omega} - \frac{1}{\omega} \right]_{\omega=0} \quad (31a)$$

$$c_2 = \left[\frac{1}{\omega^2} - \frac{\cos \pi\omega}{\sin^2 \pi\omega} \right]_{\omega=0} \quad (31b)$$

$$c_3 = (-j) \left[\frac{2 \cos \pi\omega}{\sin^3 \pi\omega} - \frac{2}{\omega^3} \right]_{\omega=0} = 0 \quad (31c)$$

$$c_4 = \left[\frac{6}{\omega^4} - \frac{2\sin^2 \pi\omega + 6\cos^2 \pi\omega}{\sin^4 \pi\omega} \right]_{\omega=0} = 0 \quad (31d)$$

信号 $x(t) = 2 \sum \Delta\phi_n c(t - nT_b)$ 。其四阶矩和四阶累积量分别为:

$$m_{4,x}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = E[x(t)x(t+\tau_1)x(t+\tau_2)x(t+\tau_3)] \quad (32)$$

$$c_{4,x}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = m_{4,x}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) - m_{2,x}(\tau_1)m_{2,x}(\tau_3 - \tau_2) - m_{2,x}(\tau_2)m_{2,x}(\tau_3 - \tau_1) - m_{2,x}(\tau_3)m_{2,x}(\tau_2 - \tau_1) \quad (33)$$

由式(33)可以看出, 为了得到 $x(t)$ 的四阶累积量, 必须同时知道其四阶矩和自相关函数。已知信号 $x(t)$ 是矩形脉冲周期序列, 设其脉宽 $\tau_0 \leq \frac{T_b}{2}$ (周期为 T_b)、则 $x(t)$ 的自相关函数为三角脉冲的周期序列 $g(t)$, 其脉宽为 $2\tau_0$, 周期为 T_b 。设 β_n 为每个三角脉冲的幅度值, 则 $x(t)$ 的二阶矩为:

$$m_{2,x}(\tau) = E[x(t)x(t+\tau)] = \sum \beta_n g(\tau - nT_b) \quad (34)$$

三角脉冲序列的功率谱为^[10]:

$$P_g(\omega) = \frac{\sigma_{\beta_n}^2}{T_b} |G(\omega)|^2 + 2\pi \frac{\mu_{\beta_n}^2}{T_b^2} \times \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{2T_b}{\tau_0} \frac{1}{(n\pi)^2} \sin^2 \left(\frac{n\pi \tau_0}{2 T_b} \right) \right]^2 \delta \left(\omega - \frac{2\pi n}{T_b} \right) \quad (35)$$

矩形脉冲序列的功率谱为:

$$P_c(\omega) = \frac{\sigma_{\Delta\phi}^2}{T_b} |C(\omega)|^2 + 2\pi \frac{\mu_{\Delta\phi}^2}{T_b^2} \times \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{(n\pi)^2} \sin^2 \left(\frac{n\pi \tau_0}{T_b} \right) \right] \delta \left(\omega - \frac{2\pi n}{T_b} \right) \quad (36)$$

三角脉冲序列的功率谱求和项的分母中包含 n^4 , 因此, 相比矩形脉冲序列的功率谱其谐波分量衰减得更快; 其基频分量 $f_b = 1/T_b$ 单谱线的检测效果会更突出。

由此可见, 本文运用高阶统计量提取符号速率有两个显著的优点: (1) 高阶累积量在理论上能够完全抑制均匀分布的噪声; (2) 高阶统计量蕴含比二阶统计量更丰富的信息。利用高阶累积量可以自动地抑制均匀分布的背景噪声影响, 提取信号的谱频分量^[11]。

为减少运算量, 设信号 $x(t)$ 的四阶累积量 1-D 切片分别为:

$$c_{4,x}(0,0,0) = E[x^4(t)] - 3m_{2,x}^2(0) \quad (37a)$$

$$c_{4,x}(\tau,0,0) = E[x^3(t)x(t+\tau)] - 3m_{2,x}(0)m_{2,x}(\tau) \quad (37b)$$

$$c_{4,x}(\tau,\tau,0) = E[x^2(t)x^2(t+\tau)] - 2m_{2,x}^2(\tau) - m_{2,x}^2(0) \quad (37c)$$

$$c_{4,x}(\tau,\tau,\tau) = E[x(t)x^3(t+\tau)] - 3m_{2,x}(0)m_{2,x}(\tau) \quad (37d)$$

式中 $c_{4,x}(\tau,0,0)$ 和 $c_{4,x}(\tau,\tau,\tau)$ 的计算结果是相同的。通过比较 $c_{4,x}(0,0,0)$ 、 $c_{4,x}(\tau,0,0)$ 、 $c_{4,x}(\tau,\tau,0)$ 3 个检测效果, 发现 $c_{4,x}(\tau,\tau,0)$ 的谱线检测效果最为突出, 抑制高斯噪声的性能也最好。

3 算法流程

本文提出的算法流程可归纳为: (1) 粗略估计接收信号的载波频率 f'_c 和带宽 B_w ; (2) 将输入信号与本振信号共轭相乘, 可得到零中频信号 $u(t)$; (3) 通过非线性变换, 得到复信号 $Z_c(t) = \frac{u^2(t)}{|u(t)|^2}$; (4) 将输出信号 $Z_c(t)$ 和其延迟 τ_0 后的信号 $Z_c(t - \tau_0)$ 共轭相乘, 得到 $x_c(t)$ 。(5) 对 $x_c(t)$ 取对数, 得到 $x_l(t)$; (6) 对 $x_l(t)$ 去均值并求模, 得到实数信号 $x(t)$; (7) 计算信号 $x(t)$ 的四阶累积量 1-D 切片 $c_{4,x}(\tau,\tau,0)$, 通过 FFT 得到其功率谱, 并通过检测离散谱线的位置得到符号速率 $f_b = \frac{1}{T_b}$ 。

4 计算机仿真及性能分析

4.1 加性噪声的影响分析

本文进行的第一种试验条件如下: 以 16QAM 信号为例, 成形滤波器系数 $\alpha = 0.5$ 、 $f_s = 1$ 、 $f_c = 0.25$ 、 $f_b = 0.0625$ 。共进行 500 次独立试验, 每次试验的符号个数为 1 000。通过对四阶累积量的一维切片进行 FFT 计算, 可以检测出功率谱上的离散谱线, 从而判断出信号的符号速率。在 SNR = -3 dB 时, 其四阶累积量的一维切片 $c_{4,x}(\tau,\tau,0)$ 的功率谱如图 1 所示, 仍可以准确地检测出信号的符号速率。

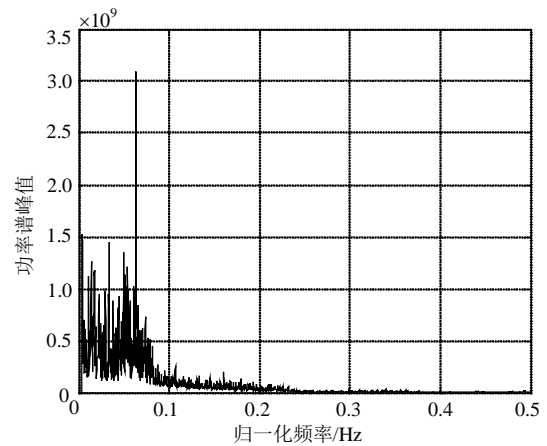


图 1 SNR = -3 dB 时, $c_{4,x}(\tau,\tau,0)$ 的功率谱

本文进行第二种试验条件如下: 成形滤波器

系数 $\alpha=0.5$ 、 $f_s=1$ 、 $f_c=0.25$ 、 $f_b=0.0625$ 。QPSK、8PSK、16QAM 和 64QAM 四类信号随信噪比的变化估计性能的结果如图 2 所示。QPSK 和 16QAM 的性能曲线比较接近，在 SNR=0 dB 时，估计正确率可以达到 90% 以上；8PSK 和 64QAM 的性能曲线比较接近，当 SNR>5 dB 时，估计正确率可以达到 95% 以上。由此可见，该算法对高阶 MPSK/MQAM 调制也具有较弱的适应能力。本文定义符号速率的相对估计误差在 0.1% 内为估计正确。

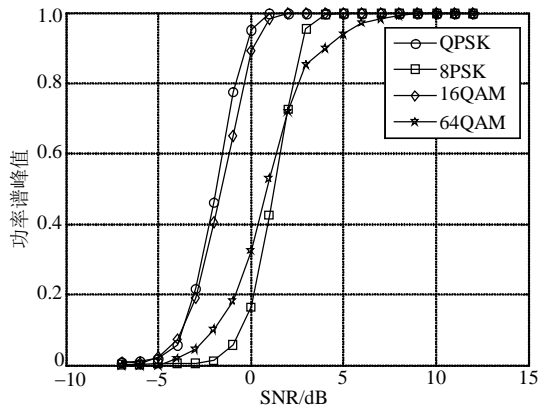


图 2 不同信噪比下不同信号的符号速率的估计正确率曲线

4.2 成形滤波器系数的影响分析

以 16QAM 信号为例， $\alpha=0.5$ 、 $f_s=1$ 、 $f_c=0.25$ 、 $f_b=0.0625$ ，选择升余弦成形滤波器。成形滤波器系数 α 分别取 0、0.25、0.50、0.75、1.00，随信噪比变化的估计性能结果如图 3 所示。在 $\alpha=0$ 的极限情况下，该算法无法生成离散的符号速率的谱线峰值，因为信号此时由离散相位变成了连续相位，即便信噪比很好，也很难实现符号速率的正确估计。当 $\alpha>0.1$ 时，可估计出信号的符号速率，且系数越大，估计性能越好。

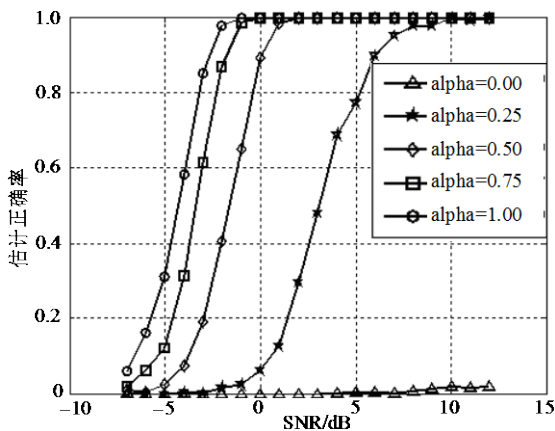


图 3 成形滤波器系数不同时符号速率的估计正确率曲线

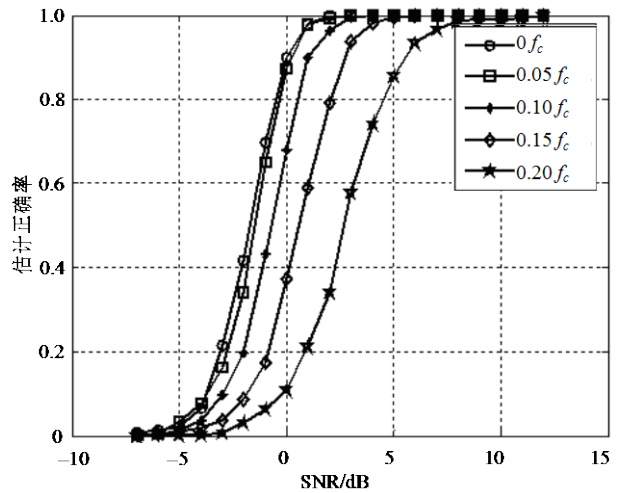


图 4 载频偏差不同下 16 QAM 符号速率的估计正确率曲线

4.3 载频偏差对估计精度的影响分析

以 16QAM 信号为例， $\alpha=0.5$ 、 $f_s=1$ 、 $f_c=0.25$ 、 $f_b=0.0625$ 。载频偏差 Δf 分别为 0、 $0.05 f_c$ 、 $0.1 f_c$ 、 $0.15 f_c$ 、 $0.2 f_c$ 时，随信噪比变化的估计性能结果如图 4 所示。由图可知，该算法在载波估计偏差 20% 以内时，性能都很好。该算法中通过数字下变频和去均值等运算，能够有效地校正由频率偏差而造成的直流分量，理论和实验仿真都证明了该方法的有效性。

4.4 几种算法的性能比较

为了评估本文算法的性能，通过计算机仿真文献[6](基于循环相关方法cyclo)和文献[4](基于小波变换方法wavelet)两种符号速率盲估计算法。以 8PSK 信号为例， $\alpha=0.5$ 、 $f_s=1$ 、 $f_c=0.25$ 、 $f_b=0.0625$ 、 $L=1000$ 。文献[6]方法中，循环谱计算时 $\Delta f=0.0625$ 、 $\Delta\alpha=1/1024$ ；文献[4]方法中，小波变换的尺度选为 20。在 500 次独立实验中得到 SNR 在 0~15 dB 范围内符号速率估值相对误差的均值结果，如图 5 所示。

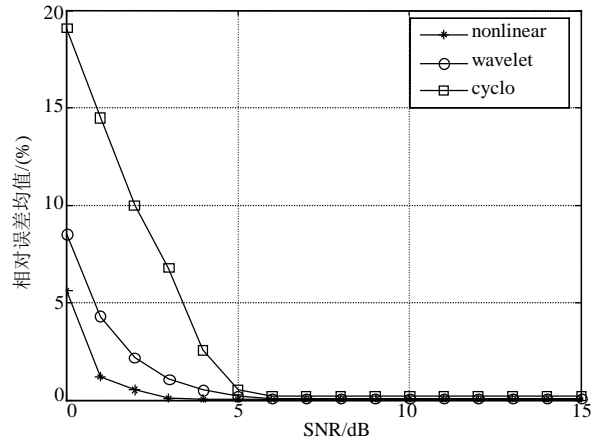


图 5 不同估计方法的性能对比

实验表明, 本文算法的性能明显优于其他两种算法, 主要是由于该算法通过对中频信号的下变频和非线性处理还原出信号的相位信息, 又通过延迟相乘获得相邻符号之间相位差的绝对值, 在幅度谱上产生了与符号速率相对应的离散频率分量, 有利于对相位跳变信息的提取和窄带噪声的抑制。另外, 利用四阶累积量一维切片能够有效抑制高斯背景噪声的特点, 进一步抑制了噪声的影响, 提高了测量的精度。

5 结 论

本文算法通过非线性变换产生出对应于符号速率的基频分量和谐波分量, 利用高阶谱处理技术在抑制高斯背景噪声的同时, 有效地检测出 MPSK 和 MQAM 信号的相位跳变信息, 即信号的符号速率。理论分析和计算机仿真均验证了该算法的正确性和有效性。仿真结果表明本文算法无须知道信号的调制方式和精确的载频等先验条件, 运算简单, 适应性好, 对 MQAM 和 MPSK 调制的不同阶数、不同成形滤波器系数的信号均适用。

参 考 文 献

- [1] LOPEZ-VALCARCE R, SCALISE S, MOSQUERA C. Non- data-aided symbol rate estimation of linearly modulated signals[J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 2008, 56(2): 664-674.
- [2] 刘双平, 闻 翔, 金 梁. 一种抑制符号速率估计背景色噪声的非线性滤波算法[J]. 电子学报, 2007, 35(1): 95-99.
LIU Shuang-ping, WEN Xiang, JIN Liang. A new nonlinear filtering algorithm for colored background self-noise suppressing of symbol rate estimation[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(1): 95-99.
- [3] HO K C, PROKOPIW W, CHAN Y T. Modulation identification of digital signals by the wavelet transform[J]. IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, 2000, 147(4): 169-176.
- [4] YOUSSEF O A S. New algorithm to phase selection based on wavelet transforms[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2002, 17(4): 908-914.
- [5] 刘世刚. 基于循环相关的符号速率盲估计[J]. 信号处理, 2004, 20(4): 356-359.
LIU Shi-gang. Cyclocorrelation based symbol rate estimation [J]. Signal Processing, 2004, 20(4): 356-359.
- [6] JIN Yan, JI Hong-bing. Statistical characteristics of stationary processes in cyclic autocorrelation based PSK symbol rate estimation[C]//Control Conference, CCC 2007. [S.l.]: [s.n.], 2006.
- [7] FLOHBERGER M, KOGLER W, GAPPMAI W, et al. Symbol rate estimation with inverse fourier transforms [C]//2006 International Workshop on Satellite and Space Communications. Madrid: IWSSC, 2006.
- [8] XU Hai-yuan, ZHOU Yi-yu, HUANG Zhi-tao. Blind roll-off factor and symbol rate estimation using FFT and least squares estimator[C]//2007 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. [S.l.]: [s.n.], 2007.
- [9] 鞠德航, 林可祥, 陈 捷. 信号检测理论导论[M]. 北京: 科学出版社, 1977.
JU De-hang, LIN Ke-xiang, CHEN Jie. Introduction on signal detection theory[M]. Beijing: Science Press, 1977.
- [10] 畅艺峰, 李存永. 不同注入脉冲信号的功率谱计算[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(5): 1250-1253.
CHANG Yi-feng, LI Cun-yong. New approach to the power spectrum calculation of several injection signals[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 29(5): 1250-1253.
- [11] 周 围, 林 云, 张德民, 等. 智能天线中一种上行信号空间特征盲估计算法[J]. 北京邮电大学学报, 2006, 29(6): 32-35.
ZHOU Wei, LIN Yun, ZHANG De-min, et al. A blind estimation algorithm for spatial signature of uplink signals in smart antenna[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2006, 29(6): 32-35.

编 辑 黄 莘