

## 射频干扰环境下 OFDM 系统的盲信号干扰噪声比估计

洪顺利<sup>1,2</sup>, 李有明<sup>1</sup>, 金明<sup>1</sup>, 王刚<sup>1</sup>

(1. 宁波大学 通信技术研究所, 浙江 宁波 315211; 2. 浙江交通职业技术学院 信息学院, 浙江 杭州 311112)

**摘要:** 基于 OFDM 信号的循环平稳特性, 提出一种在射频干扰环境下 OFDM 系统的盲信号干扰噪声比估计方法。通过分析发送信号, 射频干扰信号以及高斯白噪声的周期自相关函数能量分布规律, 选取合适的延时变量和循环频率在功率谱域能有效分离信号功率和干扰加噪声功率分量, 从而估计出信号干扰噪声比值。计算机仿真结果表明, 和经典的二阶四阶矩(M2M4, second-order and fourth-order moments)盲信号干扰噪声比估计方法相比, 新方法不仅能够有效估计射频干扰环境下 OFDM 系统的信号干扰噪声比值, 而且无论是估计性能还是复杂度都优于 M2M4 方法; 同时在快衰落 Rayleigh 信道下, 新方法也能有效地估计出信号干扰噪声比值。进一步, 所提方法具有对射频干扰信号密度不敏感的优点。

**关键词:** OFDM; 循环平稳特性; 射频干扰; 信号干扰噪声比

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)06-0126-06

## Blind SINR estimation for OFDM system in the presence of radio frequency interference

HONG Shun-li<sup>1,2</sup>, LI You-ming<sup>1</sup>, JIN Ming<sup>1</sup>, WANG Gang<sup>1</sup>

(1. Institute of Communication Technology, Ningbo University, Ningbo 315211, China;

2. Institute of Information Technology, Zhejiang Institute of Communications, Hangzhou 311112, China)

**Abstract:** Based on cyclostationarity properties of OFDM signal, a novel blind SINR estimation method for OFDM system in the presence of RFI was proposed. By analyzing the power distribution of cyclic correlation of transmitted signal, RFI and AWGN, appropriately selecting the time delay variable and cyclic frequency of the OFDM signal, the signal and interference plus noise power could be efficiently isolated in the power domain, which formed the SINR estimation method. Computer simulation results verify that the performance of the proposed method is superior to that of second-order and fourth-order moments (M2M4) method and the complexity of the new method is also lower than that of the M2M4 method. The new method can also effectively estimate SINR under the fast fading Rayleigh channel. Furthermore, the new method is robust to the density of RFI signal.

**Key words:** OFDM; cyclostationarity properties; radio frequency interference; signal-to-interference-plus-noise ratio estimation

### 1 引言

随着无线通信技术的不断发展, 正交频分复用技术(OFDM)<sup>[1]</sup>以其具有高传输速率、高带宽效率和高频谱效率等优点, 已经在地面数字电视、室内无

线网络以及移动通信中得到广泛应用, 已经成为第四代移动通信的关键技术之一。而在多用户无线网络中, 信号干扰噪声比(SINR)在物理层和更高协议层资源分配中起着至关重要的作用<sup>[2,3]</sup>。SINR 是表征信道条件的重要参数, 是系统进行模式选择、数

收稿日期: 2013-02-06; 修回日期: 2014-04-19

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61071119); 浙江省教育厅科研基金资助项目(Y201224625); 宁波市自然科学基金资助项目(2012A610017)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China(61071119); Scientific Research Project of Zhejiang Education Department(Y201224625); The Natural Science Foundation of Ningbo(2012A610017)

据调度和功率控制的主要依据，甚至还被应用于接纳、拥塞、切换和测距等功能模块。SINR 估计<sup>[4]</sup>准确性和有效性直接影响了系统的组网效率和吞吐量。

随着无线发送设备引起的干扰越来越多，SINR 估计的重要性也显得尤为突出，而在一系列干扰下，脉冲干扰和射频干扰<sup>[5,6]</sup>对通信系统的影响日趋严重。射频干扰主要来自于相同频段传输不同的信号所造成的干扰、相邻频段传输泄露所造成的干扰以及非通信源干扰，像微波炉、电子开关等引起的干扰，它是多种独立辐射的组合，所以在 SINR 估计过程中，必须考虑射频干扰的影响。在射频干扰环境下目前主要集中在干扰检测与抑制方面的研究，而对于 SINR 估计的研究目前尚未有相关报道。

本文提出一种在射频干扰环境下 OFDM 系统的盲信号干扰噪声比估计方法。该方法主要针对多径衰落信道下的 OFDM 系统提出一种信号干扰噪声比估计算法，通过分析 OFDM 信号、射频干扰信号以及高斯白噪声的周期自相关函数能量分布规律，选取合适的循环频率和延时变量，有效地分离信号功率和干扰加噪声功率，从而估计出信号干扰噪声比。计算机仿真结果表明，新方法无论是在多径衰落信道还是在快衰落 Rayleigh 信道下都能够准确有效地估计信号干扰噪声比，而且相比较经典的二阶四阶矩(M2M4)<sup>[4]</sup>盲估计方法，算法复杂度远远小于 M2M4 估计方法，且归一化均方误差(NMSE)也远小于 M2M4 估计方法的 NMSE 值，从而验证了该方法的有效性。

## 2 系统模型和信号循环平稳特性分析

OFDM 系统中第  $m$  个符号的第  $n$  个采样点的发送信号可表示为

$$x_m(n) = x(nP + m) = \sum_{p=0}^{M-1} s_p(n) \exp(j \frac{2\pi}{M} p(m-L)), \quad m = 0, \dots, P-1 \quad (1)$$

其中， $s_p(n)$  为第  $n$  个 OFDM 符号中第  $p$  个子载波上的调制符号， $M$  为子载波数， $L$  为 CP 的长度， $P$  为 OFDM 符号长度，且  $P = M + L$ ， $x_m(n)$  为时域信号  $x(nP + m)$ 。

OFDM 信号在引入循环前缀以后，使信号具有了循环平稳特性。假设调制信号独立同分布，方差

为  $\sigma_s^2$ ，则发送信号的自相关函数为

$$R_x(n, \tau) = \sigma_s^2 M [\delta(\tau) + \delta(\tau - M) \sum_{\tau=0}^{L-1} \delta(n - \tau) + \delta(\tau + M) \sum_{\tau=M}^{P-1} \delta(n - \tau)] \quad (2)$$

容易验证  $R_x(n, \tau) = R_x(n + P, \tau)$ ，即该信号具有循环平稳特性，则其周期自相关函数为

$$R_x(k, \tau) = \frac{\sigma_s^2 M}{P} \{ \delta(\tau) \delta(k) + \delta(\tau + M) E_1(k) + \delta(\tau - M) E_2(k) \} \quad (3)$$

其中， $k$  是循环频率， $E_1(k) = e^{-j \frac{\pi k}{P} (L-1)} \frac{\sin(\pi k L / P)}{\sin(\pi k / P)}$ ，

$E_2(k) = E_1(k) e^{-j 2 \pi M k / P}$ 。

图 1 给出基于射频干扰环境下的 OFDM 系统采用多径衰落信道，则接收信号  $y(n)$  为

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L_h-1} \sqrt{S_i} e^{j \varphi_i} x(n - \tau_i) + \sqrt{S_r} r(n) + \sqrt{S_v} v(n) \quad (4)$$

其中， $x(n)$  为 OFDM 信号， $r(n)$  为射频干扰信号， $v(n)$  为高斯白噪声， $S_i$ 、 $\varphi_i$  和  $\tau_i$  分别为第  $i$  径的信号功率因子，到达相位和延时变量， $i = 0, 1, \dots, L_h - 1$ ， $L_h$  为多径信道数， $S_r$  为干扰信号功率因子， $S_v$  为噪声功率因子，从而可以得到多径衰落信道下的信号干扰噪声比： $SINR = \sum_{i=0}^{L_h-1} S_i / (S_r + S_v)$ 。

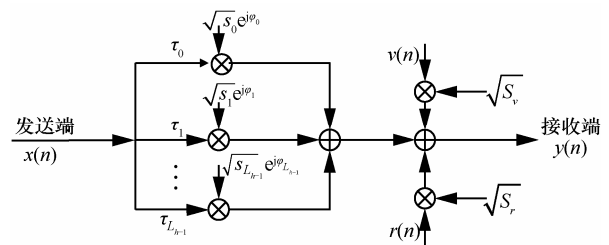


图 1 射频干扰环境下的 OFDM 系统

## 3 射频干扰信号系统模型

本文采用的射频信号模型是米德尔顿 Class A 模型<sup>[7,8]</sup>，该模型下，射频信号的频谱带宽小于接收信号带宽。在米德尔顿 Class A 噪声模型中，接收到的干扰信号  $r(t)$  包括 2 个独立的部分： $r(t) = r_G(t) + r_p(t)$ ， $r_G(t)$  是平稳高斯过程， $r_p(t)$  表述为  $X_p(t) = \sum_l U_l(t, \theta)$ ，其中， $U_l$  为第  $l$  个干扰波形， $\theta$  是随机常数。假设各个干扰源发送的波形独

立, 那么 Class A 的概率密度函数为

$$p_r(x) = e^{-A} \sum_{j=1}^{\infty} \frac{A^{(j-1)}}{(j-1)! \sqrt{2\pi\sigma_j}} e^{-x^2/2\sigma_j^2} \quad (5)$$

其中,  $\sigma_j^2 \triangleq \frac{(j-1) + \Gamma}{1 + \Gamma}$ , 模型中 2 个最基本的传统参数为  $A$  和  $\Gamma$ , 分别定义如下。

1)  $A$  是重叠指数, 表示发送的平均数与平均持续时间的乘积; 2)  $\Gamma$  是高斯因子, 表示高斯过程的强度与非高斯过程强度的比值, 在此  $\Gamma = 0$ 。

#### 4 基于循环平稳特性的盲信号干扰噪声比估计方法

本节首先提出了基于循环平稳特性的盲信号干扰噪声比(SINR)估计方法, 然后对该方法的算法复杂度做分析比较。

##### 4.1 提出的盲 SINR 估计方法

若在一个 OFDM 符号内信道是近似不变的, 则可以证明接收信号具有循环平稳特性, 根据循环平稳的定义可以得到接收信号的自相关函数为

$$\begin{aligned} R_y(n, \tau) &= E\{y(n)y^*(n + \tau)\} \\ &= \sum_{i_1=0}^{L_n-1} \sum_{i_2=0}^{L_n-1} \sqrt{S_{i_1}} \sqrt{S_{i_2}} e^{j(\varphi_{i_1} - \varphi_{i_2})} \cdot E\{x(n - \tau_{i_1})x^* \\ &\quad (n + \tau - \tau_{i_2})\} + S_R E\{r(n)r^*(n + \tau)\} + S_V E\{v(n)v^*(n + \tau)\} \\ &= \sum_{i_1=0}^{L_n-1} \sum_{i_2=0}^{L_n-1} \sqrt{S_{i_1}} \sqrt{S_{i_2}} e^{j(\varphi_{i_1} - \varphi_{i_2})} \cdot \\ &\quad R_x(n - \tau_{i_1}, \tau + \tau_{i_1} - \tau_{i_2}) + S_r R_r(n, \tau) + S_v R_v(n, \tau) \end{aligned} \quad (6)$$

其中,  $R_x(n - \tau_{i_1}, \tau + \tau_{i_1} - \tau_{i_2})$ 、 $R_r(n, \tau)$  和  $R_v(n, \tau)$  分别为发送信号、射频干扰信号以及高斯白噪声的自相关函数。

从而可以得到接收信号的周期自相关函数

$$\begin{aligned} C_y(k, \tau) &= \frac{1}{P} \sum_{n=0}^{P-1} R_y(n, \tau) e^{-j\frac{2\pi kn}{P}} = \sum_{i_1=0}^{L_n-1} \sum_{i_2=0}^{L_n-1} \sqrt{S_{i_1}} \sqrt{S_{i_2}} e^{j(\varphi_{i_1} - \varphi_{i_2})} \cdot \\ &\quad C_x(k, \tau + \tau_{i_1} - \tau_{i_2}) e^{-j\frac{2\pi k\tau_i}{P}} + S_r C_r(k, \tau) + S_v C_v(k, \tau) \\ &= \sum_{i=0}^{L_n-1} S_i e^{-j\frac{2\pi k\tau_i}{P}} C_x(k, \tau) + \Psi(k, \tau) + S_r C_r(k, \tau) + S_v C_v(k, \tau) \end{aligned} \quad (7)$$

其中,  $\Psi(k, \tau) = \sum_{i_2=0}^{L_n-1} \sum_{i_1=0, i_1 \neq i_2}^{L_n-1} \sqrt{S_{i_1}} \sqrt{S_{i_2}} e^{j(\varphi_{i_1} - \varphi_{i_2})} C_x(k, \tau +$

$\tau_{i_1} - \tau_{i_2}) e^{-j\frac{2\pi k\tau_i}{P}}$ ,  $C_x(k, \tau)$ 、 $C_r(k, \tau)$  和  $C_v(k, \tau)$  分别为发送信号, 射频干扰信号以及高斯白噪声的周期自相关函数。

图 2 和图 3 分别表示  $A=0.01$ ,  $\Gamma=0$  和  $A=0.1$ ,  $\Gamma=0$  时的周期自相关函数能量分布规律, 从图中可知射频干扰信号的周期自相关函数能量主要分布在  $\tau=0$  处, 且在  $k=0$  时是一个脉冲, 而且随着  $A$  值的增大, 在  $k \neq 0$  时的能量逐步减小。

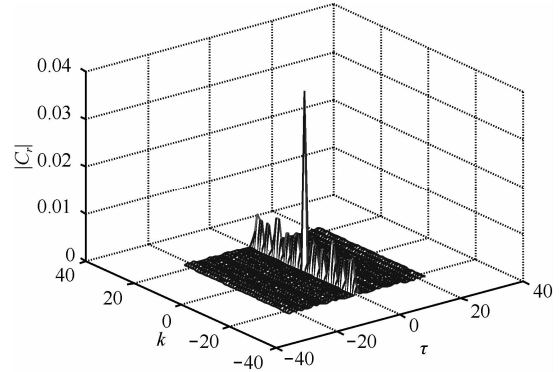


图 2 射频干扰信号周期自相关函数能量分布规律,  $A=0.01$ ,  $\Gamma=0$

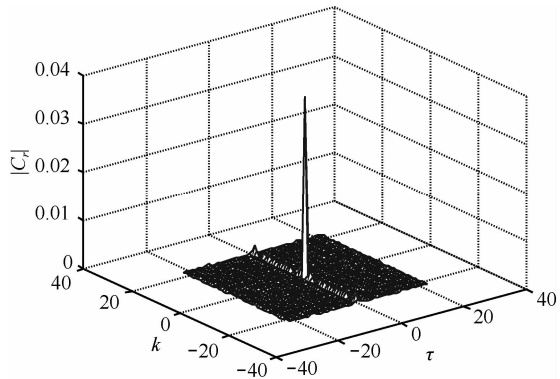


图 3 射频干扰信号周期自相关函数能量分布规律,  $A=0.1$ ,  $\Gamma=0$

图 4 给出 OFDM 信号周期自相关函数能量分布规律, 该信号能量仅存在于  $k=0$  且  $\tau=0$  和  $\tau = \pm M$  处, 与式(3)相符合。

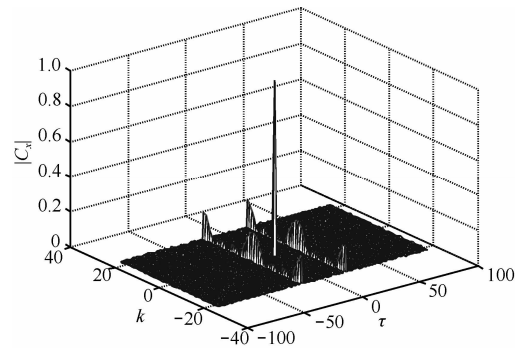


图 4 OFDM 信号的周期自相关函数能量分布规律

图 5 给出高斯白噪声的周期自相关函数能量分布规律，该能量仅仅分布于  $k=0$  且  $\tau=0$  处，与  $C_v(k, \tau) = \delta(k)\delta(\tau)$  相符合。

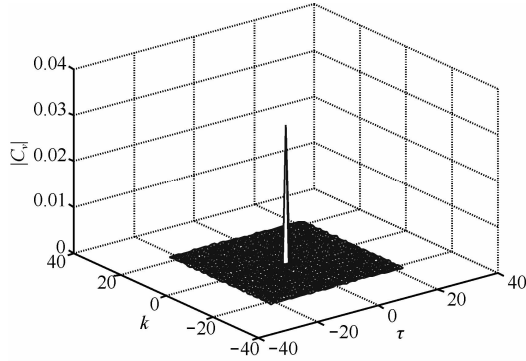


图 5 高斯白噪声周期自相关函数能量分布规律

从 OFDM 信号的周期自相关函数能量分布规律图可知，随着两径时延差不等于 0 或者超过 1 个符号时即  $\tau_{i_1} - \tau_{i_2} \neq 0$ ，周期自相关函数为零从而  $C_x(k, \tau + \tau_{i_1} - \tau_{i_2}) = 0$ ，可以得到  $\Psi(k, \tau) = 0$ ，式(7)可以转化为

$$C_y(k, \tau) = \sum_{i=0}^{L_h-1} S_i e^{-j\frac{2\pi k \tau_i}{P}} C_x(k, \tau) + S_r C_r(k, \tau) + S_v C_v(k, \tau) \quad (8)$$

对式(8)两端取绝对值得

$$|C_y(k, \tau)| = \left| \sum_{i=0}^{L_h-1} S_i e^{-j\frac{2\pi k \tau_i}{P}} C_x(k, \tau) + S_r C_r(k, \tau) + S_v C_v(k, \tau) \right| \quad (9)$$

根据各个信号的能量分布规律以及  $C_r(k, \tau) = \delta(k)\delta(\tau) + \delta(\tau) \sum_{k'=(P-1)}^{P-1} A_k \delta(k-k')$  和  $C_v(k, \tau) = \delta(k)\delta(\tau)$  ( $A_k < 1$ )，式(9)可以转化为

$$\begin{cases} |C_y(k, \tau)| = \sum_{i=0}^{L_h-1} S_i |C_x(k, \tau)|, \\ k = 0, \tau \neq 0 \end{cases} \quad (10a)$$

$$\begin{cases} |C_y(0, 0)| = \sum_{i=0}^{L_h-1} S_i |C_x(0, 0)| + \\ |S_r |C_r(0, 0)| + S_v |C_v(0, 0)|, k = 0, \tau = 0 \end{cases} \quad (10b)$$

令  $S = \sum_{i=0}^{L_h-1} S_i$ ，从而上式可以变化为

$$\begin{cases} |C_y(k, \tau)| = S |C_x(k, \tau)|, k=0, \tau \neq 0 \end{cases} \quad (11a)$$

$$\begin{cases} |C_y(0, 0)| = S |C_x(0, 0)| + S_r + S_v, k=0, \tau = 0 \end{cases} \quad (11b)$$

根据最小均方误差理论，由式(11a)可得

$$\hat{S} = \sum_{\tau \neq 0} (|C_y(k, \tau)| |C_x(k, \tau)|) / \sum_{\tau \neq 0} |C_x(k, \tau)|^2 \quad (12)$$

根据式(12)和式(11b)，可以得到干扰加噪声功率

$$\hat{S}_r + \hat{S}_v = |C_y(0, 0)| - \hat{S} |C_x(0, 0)| \quad (13)$$

最后，根据 SINR 的定义可以得出 SINR 估计值

$$SINR = \frac{\hat{S}}{\hat{S}_r + \hat{S}_v} \quad (14)$$

### 4.2 算法复杂度分析

以乘法数为例分析比较新方法和经典的 M2M4 方法<sup>[4]</sup>的算法复杂度，该方法的算法运算量约为  $8N \times P^4$ ，而 M2M4 方法的算法运算量为  $N^4$ ，其中， $N$  为发送的 OFDM 符号数， $P$  为循环周期 ( $P \ll N$ )，从表 1 可以看出，几种典型 OFDM 符号数及循环周期下，新方法的算法复杂度远远小于经典的 M2M4 方法。

表 1 新方法和经典的 M2M4 方法算法运算量

算法	一般的 $N, P$	$N=256, P=23$	$N=512, P=23$	$N=1\ 024, P=23$
新方法	$8N \times P^4$	$5.7 \times 10^8$	$1.1 \times 10^9$	$2.3 \times 10^9$
M2M4 方法	$N^4$	$4.3 \times 10^9$	$6.9 \times 10^{10}$	$1.1 \times 10^{12}$

### 5 仿真结果

本文的仿真环境如下：OFDM 系统中存在射频干扰，4QAM 调制方式；OFDM 符号子载波数  $M=19$ ，循环前缀长度  $L=4$ ，则周期  $P=23$ ；采用的信道冲击响应  $h = [1 - 0.8 + 0.2j \ 0.6 - 0.3j \ 0.8 - 0.5j]$ ；发送符号数  $N=1\ 000$ ，射频干扰信号采用的是米德尔顿 Class A 模型， $A=0.1$ ， $\Gamma=0$ ，并进行  $Num=1\ 000$  的蒙特卡罗平均实验，为了进一步说明该算法的估计性能，采用归一化均方误差和偏差来进行衡量，2 种比较函数有如下表示

$$NMSE(\hat{\rho}) = \frac{1}{Num} \sum_{i=1}^{Num} \frac{(\hat{\rho} - \rho)^2}{\rho^2} \quad (15)$$

$$NBias(\hat{\rho}) = \frac{1}{Num} \sum_{i=1}^{Num} \frac{\hat{\rho} - \rho}{\rho} \quad (16)$$

其中， $\rho$  为 SINR 真实值， $\hat{\rho}$  为 SINR 估计值。

图 6 给出干扰噪声比  $INR=5$  dB 时，多径衰落信道和快衰落 Rayleigh 信道条件下，信号干扰噪声比实际值和估计值比较，从中可以看出在普通的多径衰落信道和快衰落 Rayleigh 信道条件下，该方法都能够很好地估计出 SINR 值。

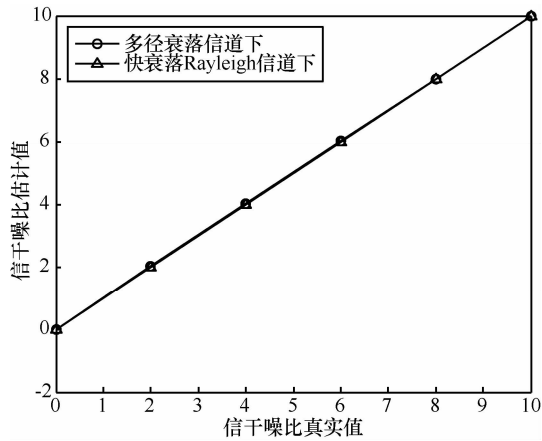


图 6  $INR=5\text{dB}$  时, 不同信道下信号干扰噪声比真实值和估计值比较

图 7 给出多径衰落信道下, 新方法 SINR 估计的归一化均方误差值随着 SINR 变化曲线。从图中可以看出 NMSE 随着 SINR 的增大而减小, 同时在低 SINR 时, NMSE 随着干扰噪声比的增大而减小, 在高 SINR 时, NMSE 随着干扰噪声比的增大而增大。

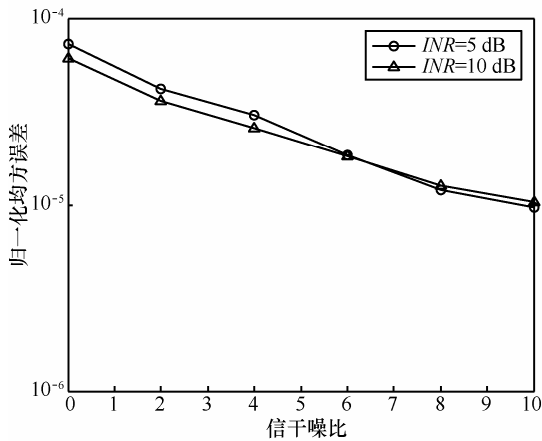


图 7 不同 SINR 下, 新方法 SINR 估计的归一化均方误差值

图 8 给出  $INR=5\text{ dB}$  时, 多径衰落信道和快衰落 Rayleigh 信道条件下, 信号干扰噪声比估计的 NMSE 值比较, NMSE 值随着 SINR 值的增大而减小, 且在多径衰落信道下的 NMSE 值要小于快衰落 Rayleigh 信道条件下的 NMSE 值, 说明多径衰落信道下估计的 SINR 值比快衰落 Rayleigh 信道下的估计值准确。

图 9 给出多径衰落信道  $SINR=5\text{dB}$  时, 新方法 SINR 估计的归一化均方误差随着  $A$  值变化曲线, 说明 NMSE 随着  $A$  值的增大总是在一个较小的范围内变化, 对  $A$  值不敏感。图 10 给出多径衰落信道  $SINR=5\text{dB}$  时, 新方法 SINR 估计的归一化偏差(Nbias)随着  $A$  变化曲线, 从该图中可以得到相似的结论。

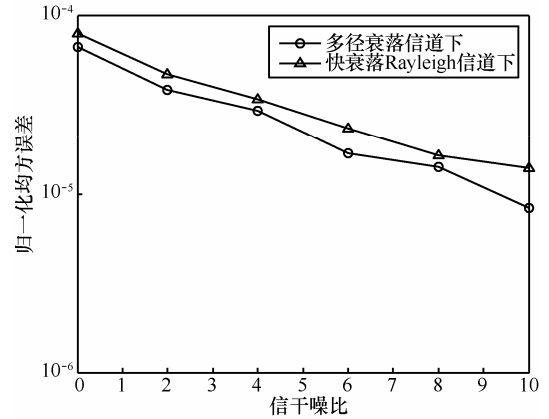


图 8  $INR=5\text{dB}$  时, 不同信道下信号干扰噪声比估计的 NMSE 比较

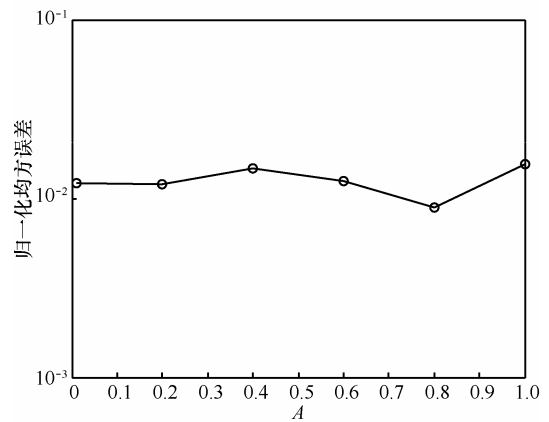


图 9 不同  $A$  值下, 新方法 SINR 估计的归一化均方误差值,  $SINR=5\text{dB}$

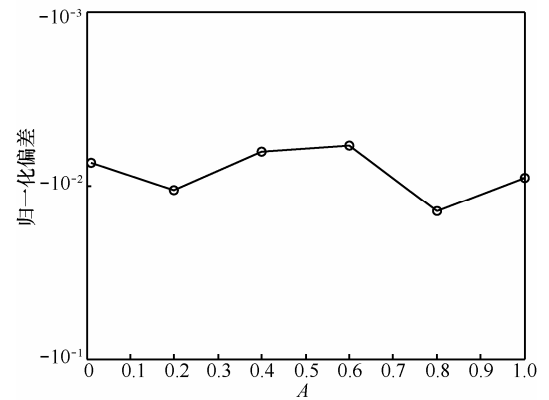


图 10 不同  $A$  值下, 新方法 SINR 估计的归一化偏差值,  $SINR=5\text{dB}$

图 11 给出多径衰落信道条件下, 新方法 SINR 估计与经典的二阶四阶矩方法<sup>[4]</sup>的归一化均方误差值比较, 从图中可以得到新方法的 NMSE 要小于 M2M4 方法的 NMSE, 与 M2M4 估计方法相差 10 dB 左右, 表明新方法的估计准确度高于 M2M4 估计方法。

图 12 给出新方法 SINR 估计的归一化均方误差值随着符号数变化曲线, 从图中可以得到不论

$INR=5$  dB 还是  $INR=10$  dB, 估计方法的 NMSE 值都随着符号数的增加而减小, 趋势是一致的, 说明该估计方法的性能随着符号数的增加而提高; 同时, 在符号数较小时,  $INR=5$  dB 的 NMSE 值大于  $INR=10$  dB 的 NMSE 值, 而在符号数较大时,  $INR$  越小, NMSE 值越小。

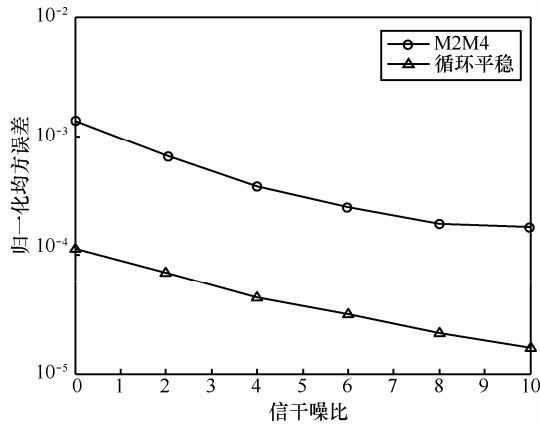


图 11 不同 SINR 下, 新方法 SINR 估计与 M2M4 方法的归一化均方差误差值的比较

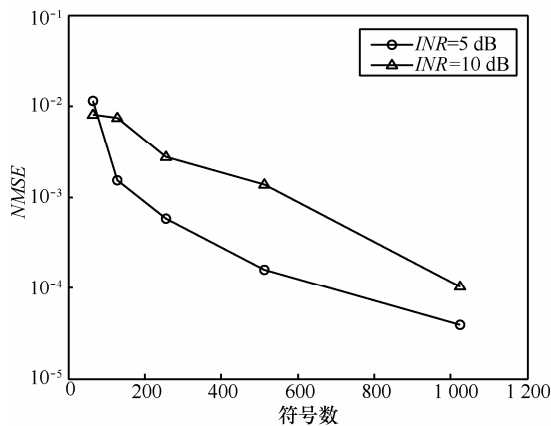


图 12 不同符号数下, 新方法 SINR 估计的归一化均方差误差值的比较

## 6 结束语

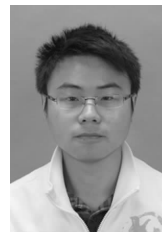
本文提出一种射频干扰环境下 OFDM 系统的盲信号干扰噪声比估计方法。该方法基于 OFDM 信号的循环平稳特性, 不需要发送端发送已知信号, 适应于多径衰落信道和快衰落 Rayleigh 信道。仿真结果表明在采用米德尔顿 Class A 模型的射频干扰环境下, 该方法能够有效地估计信号干扰噪声比值, 该方法是一种基于统计量的方法, 性能随着符号数的增加而提高, 且对  $A$  值不敏感, 在快衰落

Rayleigh 信道下也有很好的估计性能, 与经典的 M2M4 方法比较, 误差更小且算法复杂度低。

## 参考文献:

- [1] LI J Q, CUI W L, JIANG Y, *et al.* Second-order cyclostationarity analysis of OQAM/OFDM signals[J]. JOURNAL OF Electronics & Information Technology, 2011, 33(5):1076-1081.
- [2] JAVAN M R, SHARAFAT A R. Efficient and distributed SINR-based joint resource allocation and base station assignment in wireless CDMA networks[J]. IEEE Trans Commun, 2011, 59(12):3388-3399.
- [3] KUCERA S, AISSA S, YOSHIDA S. Adaptive channel allocation for enabling target SINR achievability in power-controlled wireless networks[J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2010, 9(2):833-843.
- [4] CHEN Y, BEAULIEU N C. NDA estimation of SINR for QAM signals[J]. IEEE Commun Lett, 2005, 9(8): 688-690.
- [5] GULATI K, CHOPRA A, HEATH R W, *et al.* MIMO receiver design in the presence of radio frequency interference[A]. Proc IEEE Global Communications Conf, 2008[C]. New Orleans, LA USA, 2008.1-5.
- [6] CHOPRA A, EVANS B L. Joint statistics of radio frequency interference in multi-antenna receivers[J]. IEEE Trans Signal Process, 2012, 60(7):3588-3603.
- [7] DELANEY P A. Signal detection in multivariate class-a interference[J]. IEEE Trans Commun, 1995, 43(2), 365-373.
- [8] ZABIN S M, POOR H V. Efficient estimation of Class A noise parameters via the EM algorithm[J]. IEEE Trans Inform. Theory, 1991, 37(1):60-72.

## 作者简介:



洪顺利 (1987-), 男, 浙江淳安人, 浙江交通职业技术学院讲师, 主要研究方向为无线通信系统中的信道参量估计、传感器技术等。



李有明 [通信作者] (1963-), 男, 陕西扶风人, 宁波大学教授、博士生导师, 主要研究方向为宽带通信技术, 包括干扰抑制和频谱分配、认知无线电技术等。E-mail: liyouming@hbu.edu.cn。

金明 (1981-), 男, 浙江舟山人, 博士, 宁波大学讲师, 主要研究方向为认知无线电、智能天线技术等。

王刚 (1984-), 男, 山东潍坊人, 博士, 宁波大学讲师, 主要研究方向为无线网络中的定位和跟踪等。