

低信噪比下非数据辅助的 OFDM 系统信道阶数和噪声方差的估计

王东^① 赵加祥^{*②} 喻丽红^①

^①(南开大学计算机与控制工程学院 天津 300071)

^②(南开大学电子信息与光学工程学院 天津 300071)

摘要: 在低信噪比情况下, 该文提出一种新的针对正交频分复用(OFDM)系统信道阶数和噪声方差的非数据辅助(NDA)估计算法。算法中应用了一种新的基于联合极大几何均值(MGM)的代价函数。新的代价函数不仅利用了循环前缀(CP)冗余性, 同时也利用了信道记忆性。对比只利用了 CP 的方法, 该算法可以在低信噪比情况下更准确地估计信道阶数和噪声方差。仿真结果表明, 在低信噪比情况下, 该算法针对信道阶数的估计得到约 10 dB 的信噪比增益; 同时, 对噪声方差的估计, 该算法显著提高了估计精度, 抑制了信噪比 20 dB 以下估计性能恶化的现象。

关键词: 正交频分复用; 信道阶数和噪声方差估计; 低信噪比; 非数据辅助; 联合极大几何均值

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2016)02-0276-06

DOI: 10.11999/JEIT150599

The Non-data-aided Channel Order and Noise Variance Estimation in the Low SNR Region of OFDM Signals

WANG Dong^① ZHAO Jiaxiang^② YU Lihong^①

^①(College of Computer and Control Engineering, Nankai University, Tianjin 300071, China)

^②(College of Electronic Information and Optical Engineering, Nankai University, Tianjin 300071, China)

Abstract: This paper proposes a new Non-Data-Aided (NDA) scheme to estimate the channel order and noise variance in the low Signal to Noise Ratio (SNR) region of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) signals. In this scheme, a new cost function is derived based on the joint Maximum Geometric Mean (MGM) which relies on both the Cyclic Prefix (CP) redundancy and channel memory. Compared with the schemes which only rely on the CP, more accurate estimations of channel order and noise variance can be obtained from this joint MGM cost function. Simulation results show that the proposed channel order estimator gets approximately 10 dB SNR gain in the low SNR region. Meanwhile, the proposed noise variance estimator outperforms significantly the other existing NDA algorithms, and suppresses the performance deterioration when SNR below 20 dB.

Key words: OFDM; Channel order and noise variance estimation; Low SNR; Non-Data-Aided (NDA); Joint Maximum Geometric Mean (MGM)

1 引言

在低信噪比情况下, 准确地估计噪声方差, 对于提高通信系统的性能至关重要。噪声方差的估计精度, 极大地影响了判决门限的设定^[1-3]、信噪比(SNR)的估计^[4,5]以及通信系统的误比特率^[6]。在多径信道环境下, 正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)系统中的噪声功率估计, 依赖于对信道阶数(即信道冲击响应长度)的准确估计^[7-12]。但随着信噪比的降低, 在无数据辅

助(Non-Data-Aided, NDA)的情况下, 信道阶数和噪声功率的估计精度均迅速恶化^[11]。因此, 在低信噪比情况下, 提高 NDA 信道阶数和噪声功率估计精度, 是十分必要的。

相对于有数据辅助(已知训练序列)的估计方法^[13], NDA 估计方法不需要额外的系统开销, 更适合于批量数据传输。近年来, 基于 OFDM 循环前缀(Cyclic Prefix, CP)的 NDA 信道阶数和噪声功率估计算法, 一直是研究的热点^[9-11]。然而, 在低信噪比情况下, 已有算法的性能并不理想。例如, 文献[9]中所提算法的性能取决于一个门限值, 而该门限值在低信噪比下很难准确设定。文献[10]中提出的算法, 消除了对门限值的依赖, 但在信噪比低于 20 dB 以后, 估计的准确度迅速下降; 并且在高信噪比区

收稿日期: 2015-05-21; 改回日期: 2015-11-04; 网络出版: 2015-12-18

*通信作者: 赵加祥 zhaojx@nankai.edu.cn

基金项目: 天津市应用基础与前沿技术研究计划(14JCYBJC16100)
Foundation Item: Natural Science Foundation of Tianjin (14JCYBJC16100)

间,估计性能也始终不能达到理想的精度^[11]。文献[11]提出的算法在高信噪比区间修正了估计精度,但所付出的代价是,在低信噪比区间的性能进一步恶化。

针对在低信噪比情况下,信道阶数和噪声功率估计性能迅速恶化的问题,本文提出了一种新的代价函数,并基于该代价函数提出了一套新的 NDA 信道阶数和噪声功率估计算法。新的代价函数基于联合的极大几何均值(Maximum Geometric Mean, MGM)^[10,14],它联合了两部分的信息:CP 冗余性和信道记忆性。相对于只利用了 CP 的算法^[9-11],本文额外利用的信道记忆性,在低信噪比情况下,能够显著提高信道阶数和噪声功率的估计精度。仿真结果表明,在低信噪比区域,针对信道阶数的估计,本文提出的算法获得了约 10 dB 的信噪比增益;同时,针对噪声方差的估计,本文所提算法显著提高了估计精度,抑制了信噪比低于 20 dB 后估计精度恶化的现象。

本文的组织结构如下:第 2 节,介绍一个典型的 OFDM 系统通信模型;第 3 节,在提出的模型的基础上,阐明了本文所提出的新的代价函数,并推导了基于该代价函数的信道阶数和噪声方差估计算法;第 4 节,对所提算法的估计性能进行了仿真验证,并与另两种方法进行了性能对比和分析;第 5 节是结束语。

2 OFDM 系统模型

对于具有 N 个子载波的基带等效离散 OFDM 系统,经发射功率归一化后,发射的 M 个时域 OFDM 符号中的第 m 个符号($0 \leq m \leq M-1$)可以表示为

$$x_m(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_m(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N} n\right) \quad (1)$$

其中 $n \in [0, N-1]$ 。式中 $X_m(k)$ 是第 m 个 OFDM 符号中第 k 个子载波上的发送符号。不失一般性,这里假设 $X_m(k), 0 \leq k \leq N-1$ 为归一化方差的独立同分布随机变量。复制每一个时域 OFDM 符号的最后 N_g 个采样点到起始处,得到 CP。插入 CP 后, $x_m(n)$ 的长度扩展为 $N_s = N + N_g$ 。最终,由连续 M 个 OFDM 符号组成的时域发送信号为

$$x(n) = \sum_{m=0}^{M-1} x_m(n - nN_s) \text{Rect}(n - nN_s) \quad (2)$$

其中

$$\text{Rect}(n) = \begin{cases} 1, & n \in [0, N_s - 1] \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (3)$$

为矩形脉冲函数,而 $x(n)$ 的时域坐标 $n \in [0, MN_s - 1]$ 。

假设发送信号 $x(n)$ 通过一个时不变瑞利多径衰落信道,其离散信道冲激响应为 $\{h(l)\}_{l=0,1,\dots,L}$ 。其中, $h(l)$ 为第 l 个信道抽头系数, L 为最大延时多径对应的抽头个数,称为信道阶数。通常情况下,OFDM 的系统设计将保证 CP 长度大于信道阶数,即 $N_g > L$ 。假设接收端实现了同步^[15],则接收信号为

$$y(n) = \sum_{l=0}^L h(l)x(n-l) + w(n) \quad (4)$$

其中 $w(n)$ 为方差为 σ^2 的加性零均值复高斯白噪声。当子载波数 N 较大时,根据中心极限定理,发送信号 $x(n)$ 和接收信号 $y(n)$ 的采样点可以近似为复高斯随机变量。令 $y_m(n) = y(n + mN_s)$ 表示与第 m 个 OFDM 发射符号 $x_m(n)$ 对应的第 m 个 OFDM 接收符号,其中 $0 \leq n \leq N_s - 1$ 。值得注意的是,由于多径的影响,每个 $y_m(n)$ 的前 L 个采样点,均被前一个发送符号 $x_{m-1}(n)$ 所干扰。

定义接收端的平均信噪比为

$$\text{SNR} = S/\sigma^2 \quad (5)$$

其中 $S = \sum_{l=0}^L |h(l)|^2$ 为无噪声时信号的接收功率(信号的发射功率已归一化)。在本文中,我们提出一种新的方法,在 NDA 情况下(发送符号 $X_m(k)$ 未知),在接收端估计信道阶数 L 和噪声方差 σ^2 。

3 信道阶数和噪声方差的估计

在本节中,我们提出一个新的基于联合 MGM 的代价函数。通过最大化该代价函数,可以得到关于信道阶数的估计 \hat{L} 。利用得到的 \hat{L} ,进一步可以得到关于噪声方差的估计 $\hat{\sigma}^2$ 。因为新的代价函数联合了 CP 冗余性和信道记忆性两部分的信息,故在低信噪比情况下,相对于只利用了 CP 的方法,我们得到的关于 \hat{L} 和 $\hat{\sigma}^2$ 的估计精度得到了显著的提升。

3.1 联合 MGM

MGM 方法^[10,14]可以被用来估计一组随机变量中独立同分布随机变量的个数。在本文中,为了更准确地估计信道阶数和噪声方差,我们基于 MGM 提出了一个新的联合 MGM 代价函数。该代价函数联合了两部分信息: $\text{MGM}_{\text{CP}}(j)$ 和 $\text{MGM}_{\text{h}}(j)$, 分别代表基于 CP 冗余性的 MGM 和基于信道记忆性的 MGM。

由于联合利用了两部分信息,在低信噪比情况下,通过使该联合 MGM 最大化,可以得到关于信道阶数的更准确的估计

$$\hat{L} = \underset{0 \leq j \leq N_g - 1}{\text{argmax}} [\text{MGM}_{\text{CP}}(j) + \text{MGM}_{\text{h}}(j)] \quad (6)$$

在得到信道阶数的估计 \hat{L} 后,利用文献[9]提出

的方法, 我们可以进一步得到噪声方差的估计:

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{2M(N_g - \hat{L})} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=\hat{L}}^{N_g-1} |y_m(n) - y_m(n+N)|^2 \quad (7)$$

由式(7)的求和区间可以看出, $\hat{\sigma}^2$ 的估计精度直接取决于 \hat{L} 的估计准确度。过大估计的 \hat{L} , 会减少用于估计 σ^2 的采样点数; 而过小估计的 \hat{L} , 会使 $\hat{\sigma}^2$ 受到前一个 OFDM 符号的干扰。因此, 准确估计信道阶数 \hat{L} 是提高 $\hat{\sigma}^2$ 估计精度的前提。下面我们将分别介绍 $\text{MGM}_h(j)$ 和 $\text{MGM}_{\text{CP}}(j)$ 的计算方法。

3.2 $\text{MGM}_h(j)$ 和 $\text{MGM}_{\text{CP}}(j)$ 的计算

假定实际信道阶数 L 没有超出 CP 的长度范围, 即 $L \in [0, N_g - 1]$ 。这时对 L 的估计, 可以等价为一个 N_g 元假设检验问题, 这 N_g 个假设分别为

$$H_j: L = j, \quad j = 0, 1, \dots, N_g - 1 \quad (8)$$

当假设 $H_j: L = j$ 成立时, 由式(4)可以看出, 由于信道中多径的影响, 接收端收到的任意连续 $j+1$ 个采样点间 $\{y(n-j), \dots, y(n)\}$ 均被引入了相关性。这种相关性称为信道记忆性。定义自相关系数函数为

$$\rho_d \triangleq \frac{\text{cov}[y(n), y(n+d)]}{\sqrt{\text{var}[y(n)]} \sqrt{\text{var}[y(n+d)]}} \quad (9)$$

其中 $d \in [0, N_g]$ 。将式(4)代入式(9), 得到 $y(n)$ 的自相关系数函数为

$$\rho_d = \begin{cases} 1, & d = 0 \\ \frac{1}{S + \sigma^2} \sum_{l=0}^{j-d} h(l)h^*(l+d), & d \in [1, j] \\ 0, & d \in [j+1, N_g] \end{cases} \quad (10)$$

由式(10)可以看出, 信道阶数 L 的估计(此时已假设 $L = j$), 可以通过计算 $y(n)$ 的自相关系数函数中 $\rho_d \neq 0$ 的个数来确定。接收端收到 M 个 OFDM 符号的接收信号 $y(n)$ (每个 OFDM 符号 N_s 个采样点), 可以计算 ρ_d 的估计值, 即样本自相关系数为

$$r_d = \frac{\sum_{i=0}^{MN_s-d-1} y(i)y^*(i+d)}{\sum_{i=0}^{MN_s-1} |y(i)|^2} \quad (11)$$

其中 $d \in [0, N_g]$ 。由于接收信号 $y(n)$ 为有限长(共 MN_s 个采样点), 故式(11)中分子分母的求和范围相差 d 个采样点。对于实际信号, 通常 $MN_s \gg d$, 因此由求和项的多少造成的误差可以忽略。

当 MN_s 足够大时, 根据文献[16], r_d 近似为高斯分布, 均值 $E(r_d) \approx \rho_d$ 。根据文献[16]中式(8), r_d 的方差和协方差分别为

$$\text{var}(r_d) \approx \frac{1}{MN_s} \sum_{i=-j}^j \rho_i^2 \quad (12)$$

和

$$\text{cov}(r_d, r_{d+s}) \approx \frac{1}{MN_s} \sum_{i=-j}^j \rho_i \rho_{i+s} \quad (13)$$

在低信噪比情况下 ($S \ll \sigma^2$), 根据式(10)以及柯西—施瓦兹不等式, 对 $d \in [1, j]$ 的 ρ_d 有近似

$$\begin{aligned} |\rho_d|^2 &= \frac{\left| \sum_{l=0}^{j-d} h(l)h^*(l+d) \right|^2}{(S + \sigma^2)^2} \\ &\leq \left(\frac{\sum_{l=0}^j |h(l)|^2}{S + \sigma^2} \right)^2 = \left(\frac{S}{S + \sigma^2} \right)^2 \approx 0 \end{aligned} \quad (14)$$

将 $\rho_0 = 1$ 和 $\rho_d \approx 0$ ($d \in [1, N_g]$) 代入式(12)和式(13), 得到 $\text{var}(r_d) \approx 1/MN_s$ 和 $\text{cov}(r_d, r_{d+s}) \approx 0$ 。因此, 在低信噪比情况下, 近似高斯分布的 r_d 的条件概率密度函数可以分为两部分:

$$f(r_d | \rho_d) = \begin{cases} \frac{\exp(-MN_s |r_d - \rho_d|^2)}{\pi/MN_s}, & d \in [1, j] \\ \frac{\exp(-MN_s |r_d|^2)}{\pi/MN_s}, & d \in [j+1, N_g] \end{cases} \quad (15)$$

其中 ρ_d 未知。尽管如此, 由式(15)可以看出, 当假设 $H_j: L = j$ 成立时, 后半部分 $\{r_{j+1}, \dots, r_{N_g}\}$ 是近似独立同分布的零均值复高斯随机变量。因此, 可以利用 MGM 方法来估计它们的数量, 从而得到 L 的估计。根据文献[14]中的式(6), 当假设 $H_j: L = j$ 成立时, 令辅助随机变量 $\psi(d) = r_{d+1}/(N_g - j)$ 。则

$$\psi(d) \sim CN(0, \sigma_{\psi, j}^2), \quad j \leq d \leq N_g - 1 \quad (16)$$

其中方差 $\sigma_{\psi, j}^2 = 1/MN_s(N_g - j)^2$ 。

根据文献[14]中的式(12), 可以得到基于多径信道记忆性的 MGM 为

$$\text{MGM}_h(j) = -\lg \sigma_{\psi, j}^2 - \frac{1}{N_g - j} \sum_{d=j}^{N_g-1} \frac{|\psi(d)|^2}{\sigma_{\psi, j}^2} \quad (17)$$

关于 $\text{MGM}_{\text{CP}}(j)$ 的计算, 由文献[10]的式(5)给出(采用文献[14]中式(12)的表示形式)

$$\text{MGM}_{\text{CP}}(j) = -\frac{1}{2} \lg \sigma_{\xi, j}^2 - \frac{1}{N_g - j} \sum_{d=j}^{N_g-1} \frac{(\xi(d) - \mu_{\xi, j})^2}{2\sigma_{\xi, j}^2} \quad (18)$$

其中

$$\xi(d) = \frac{\hat{\sigma}^2(d)}{N_g - j} \quad (19)$$

$$\mu_{\xi,j} = \frac{J(j)}{N_g - j} \quad (20)$$

$$\sigma_{\xi,j}^2 = \frac{[J(j)]^2}{M(N_g - j)^2} \quad (21)$$

$$J(j) = \frac{1}{N_g - j} \sum_{d=j}^{N_g-1} \hat{\sigma}^2(d) \quad (22)$$

$$\hat{\sigma}^2(d) = \frac{1}{2M} \sum_{m=0}^{M-1} |y_m(d) - y_m(d + N)|^2 \quad (23)$$

在式(18)的计算中,利用了 CP 的冗余性,即每个发送 OFDM 符号中的 CP,与该符号最后 N_g 个采样点相同。通过多径信道后,CP 的前 L 个采样点被前一个 OFDM 符号所干扰。在接收端,将 CP 与最后 N_g 个采样点相减(式(23))。在得到的差值信号中,未被干扰的部分只剩下白噪声,且各个采样点间独立同分布。而被干扰的前 L 个采样点,既包含白噪声又包含干扰项,方差大于未被干扰的部分。所以,通过计算差值信号的样本方差(式(23)),并构造辅助随机变量 $\xi(d)$ (式(19)),代入文献[14]中的式(12),可以得到 $MGM_{CP}(j)$ (式(18))^[10]。

将式(17)和式(18)代入式(6),通过使该联合 MGM 代价函数最大化,得到了信道阶数的估计 \hat{L} 。将 \hat{L} 代入式(7),最终得到噪声方差的估计 $\hat{\sigma}^2$ 。

综上所述,本文提出的基于联合 MGM 的 NDA 信道阶数和噪声方差估计的主要步骤,总结如下:

第 1 步 按照式(11)计算 $\{r_d\}_{d=1,2,\dots,N_g}$,构造 $\psi(d) = r_{d+1}/(N_g - j)$ 。按照式(23)计算 $\{\hat{\sigma}^2(d)\}_{d=0,1,\dots,N_g-1}$,构造 $\xi(d) = \hat{\sigma}^2(d)/(N_g - j)$;

第 2 步 根据式(17)计算 $MGM_h(j)$,根据式(18)计算 $MGM_{CP}(j)$, $j = 0, 1, \dots, N_g - 1$;

第 3 步 将 $MGM_h(j)$ 和 $MGM_{CP}(j)$ 代入式(6),通过使式(6)最大化,得到信道阶数的估计 \hat{L} ;

第 4 步 将 \hat{L} 代入式(7),得到噪声方差的估计 $\hat{\sigma}^2$ 。

4 仿真结果

为了验证本文所提算法的估计性能,本节对算法进行了仿真,并与文献[9],文献[10],文献[11]所提的算法进行了性能对比。采用文献[11]设定的仿真参数,设基于 QPSK 调制的 OFDM 系统,子载波数 $N = 64$, CP 的长度 $N_g = 16$, OFDM 符号数 $M = 24$ 。传输信道采用 9 条多径 ($L = 8$) 时不变瑞利衰落信道,功率延时谱服从指数衰减 $E(|h(l)|^2) = e^{-l/3}$, $0 \leq l \leq 8$ 。所有仿真结果均经过 10^5 次独立蒙特卡罗仿真得到。

图 1 给出了本文算法(实线)与文献[9],文献[10],文献[11]所提算法(虚线)关于信道阶数估计 \hat{L} 性能的对比。图 1(a)中给出的是对 L 正确估计的概率 (Probability Of Correct Detection, POCD),图 1(b)中给出的是归一化均方误差 (Normalized Mean Squared Error, NMSE)。 \hat{L} 的 NMSE 定义为 $NMSE_L = E[(\hat{L} - L)^2]/L^2$ 。从图中可以看出,相对于只利用了 CP 的方法^[9-11],额外利用的关于信道记忆性的信息将会显著提高对 L 估计的准确度。本文提出的方法,在高、低信噪比区域都优于另两种方法。在低信噪比 SNR = 0 dB 附近,本文提出的算法大约获得了 10 dB 的信噪比增益。在图 2 中将会看到,随着子载波数 N 的进一步增加,获得的信噪比增益还会进一步增加。

如果固定 CP 的长度 N_g 不变,增加子载波数 N 将会进一步提高本文算法对 L 的估计精度。图 2 分别给出了本文算法(实线)与文献[9],文献[10],文献[11]所提算法(虚线)在子载波数 N 依次为 64, 128 和 256 时 \hat{L} 的 POCD 和 NMSE 曲线。针对 3 种不同的 N ,因为 CP 的长度不变,仅利用 CP 的算法^[9-11]性能并不会改变,即 3 条曲线重合(为清晰起见,仅标出其中一条)。而子载波数 N 的增大,将会增加式(11)中用于估计 r_d 的采样点数量。信道记忆性被估计的更准,从而最终提高 \hat{L} 的估计精度。从图中可以看

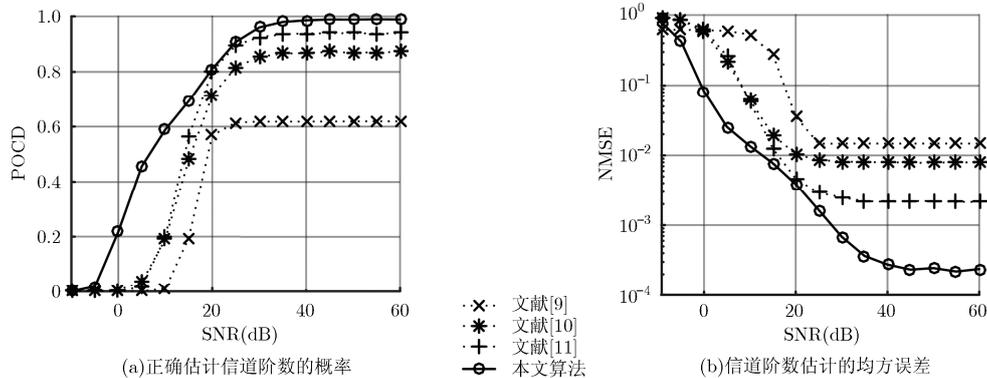


图 1 对信道阶数 L 估计性能的对比($N=64$)

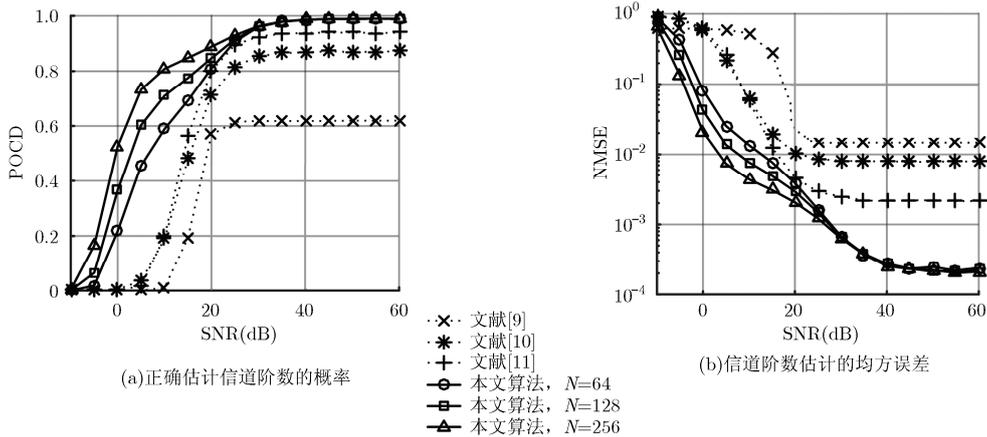


图2 子载波数 N 增加时本文算法对信道阶数 L 估计性能的提升

出, 随着子载波数 N 的增大, 在低信噪比区域, 本文算法对 L 的估计精度会不断增加。因此, 对于 CP 所占比例较小的 OFDM 系统(频谱效率更高), 本文算法提升的性能将更为显著。

图3给出了本文算法(实线)与文献[9], 文献[10], 文献[11]所提算法(虚线)关于噪声方差估计 $\hat{\sigma}^2$ 的性能对比。 $\hat{\sigma}^2$ 的 NMSE 定义为 $NMSE_{\hat{\sigma}^2} = E[(\hat{\sigma}^2 - \sigma^2)^2] / \sigma^4$ 。图3(a)中对比了本文算法与另外3种算法^[9-11]的估计性能。由于 $\hat{\sigma}^2$ 的估计精度直接取决于 \hat{L} 的估计准确度, 而本文得到了更准确的 \hat{L} , 因此本文算法在低信噪比下显著地提高了 $\hat{\sigma}^2$ 的估计精度。在图3(b)中, 针对不同的 OFDM 符号数 M , 对比了本文算法与文献[10]和文献[11]所提算法的估计性能。3组 NMSE 曲线分别对应不同的 OFDM 符号数 M 。由图中可以看出, 随着 M 的增加, 噪声方差估计的精度得到了改善。但无论对于多大的 M , 当 SNR 降低至 20 dB 以下时, 另两种算法^[10,11]针对 $\hat{\sigma}^2$ 的估计性能都会开始恶化(曲线上扬), 这是由于对 L 的估计不准造成的。本文提出的算法可以更准确地估计 L , 从而抑制了 $\hat{\sigma}^2$ 的性能恶化, 使 NMSE 曲线一直保持平稳。当 SNR 持续降低至 0 dB 以后, 本文算法与另两种算法^[10,11]对 σ^2 的估计性能都反而得到

了提升(曲线下降)。这种现象主要是由于: 在低信噪比情况下, 信道阶数总是欠估计($\hat{L} < L$)造成的。参照式(7), 在 \hat{L} 欠估计时, 更多的采样点将会被用于估计 $\hat{\sigma}^2$ 。而当 SNR 低于 0 dB 后, 接收信号的采样点中噪声所占的比重大于信号所占的比重。所以, 在这种情况下, 利用更多的“由噪声占主要成分的采样点”来估计噪声的功率, 将会使噪声功率的估计精度变得更高。

5 结束语

在低信噪比情况下, 针对信道阶数和噪声方差估计精度迅速恶化的问题, 本文提出了一种新的代价函数, 并基于该代价函数提出了一套新的针对 OFDM 系统的 NDA 信道阶数和噪声方差的估计算法。新的代价函数联合了两部分信息: CP 冗余性和信道记忆性。在低信噪比情况下, 额外利用的信道记忆性, 能够显著地提高估计算法的精度, 从而得到关于信道阶数和噪声方差更准确的估计。仿真结果表明, 在低信噪比区域, 信道阶数的估计得到了约 10 dB 的信噪比增益, 而噪声方差的估计精度也得到了显著提升, 抑制了信噪比 20 dB 以下性能恶化的现象。

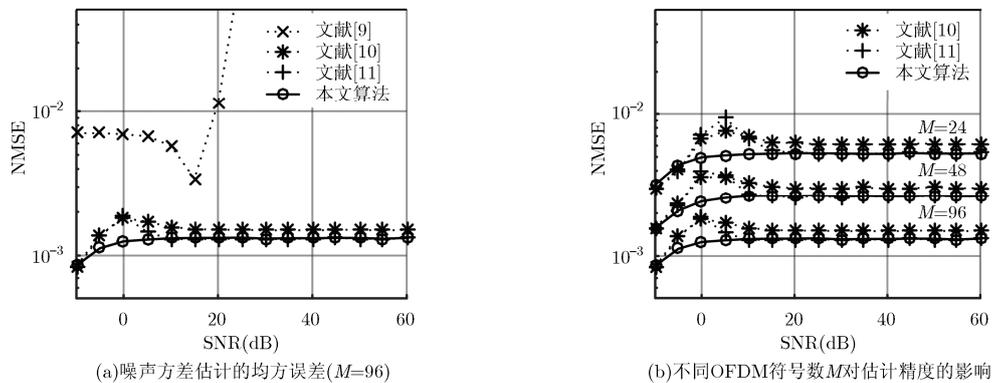


图3 对噪声方差估计性能的对比如(N=64)

参考文献

- [1] 袁龙, 邢祿, 彭涛, 等. 基于精确噪声估计的迭代频谱感知算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(3): 655–661. doi:10.3724/SP.J.1146.2013.00659.
- YUAN Long, XING Lu, PENG Tao, *et al.* An iterative spectrum sensing algorithm based on accurate noise estimation[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(3):655–661. doi:10.3724/SP.J.1146.2013.00659.
- [2] 谢显中, 胡小峰, 马彬. 噪声功率不确定性区间估计和降低 SNR WALL 恶化的能量检测算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(2): 364–370. doi:10.3724/SP.J.1146.2013.00928.
- XIE Xianzhong, HU Xiaofeng, and Ma Bin. Estimation of noise power uncertainty interval and energy detector with lowering SNR WALL deterioration[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(2): 364–370. doi:10.3724/SP.J.1146.2013.00928.
- [3] 劳子轩, 刘子扬, 彭涛, 等. 全盲频谱感知: 噪声估计与能量检测联合迭代算法[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(8): 1958–1963. doi:10.3724/SP.J.1146.2012.01617.
- LAO Zixuan, LIU Ziyang, PENG Tao, *et al.* Totally-blind spectrum sensing: A joint iterative algorithm of noise estimation and energy detection[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(8): 1958–1963. doi:10.3724/SP.J.1146.2012.01617.
- [4] SHENG Bin. A robust non-data-aided SNR estimation method for OFDM systems[J]. *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, 2013, 26(2): 103–106. doi:10.1002/ett.2612.
- [5] SAVAUX V, DJOKO-KOUAM M, LOUET Y, *et al.* Convergence analysis of a joint signal-to-noise ratio and channel estimator for frequency selective channels in orthogonal frequency division multiplexing context[J]. *IET Signal Processing*, 2014, 8(6): 693–701. doi:10.1049/iet-spr.2013.0407.
- [6] SUN Mingyong, LI Yuan, and SUN Sumei. Impact of SNR estimation error on turbo code with high-order modulation[C]. IEEE 59th Vehicular Technology Conference, Milan, 2004, 3: 1320–1324. doi:10.1109/VETECS.2004.1390467.
- [7] 岳光荣, 田浩, 杨霖, 等. LTE 中一种基于探测参考信号的信噪比估计算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(1): 241–245. doi:10.3724/SP.J.1146.2013.00885.
- YUE Guangrong, TIAN Hao, YANG Lin, *et al.* SNR estimation algorithm based on sounding reference signal in LTE[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(1): 241–245. doi:10.3724/SP.J.1146.2013.00885.
- [8] BAUMGARTNER S, HIRTZ G, and BAUMGARTNER A. A modified maximum likelihood method for SNR estimation in OFDM based systems[C]. IEEE International Conference on Consumer Electronics(ICCE), Las Vegas, 2014: 155–158. doi:10.1109/ICCE.2014.6775951.
- [9] CUI Tao and TELLAMBURA C. Power delay profile and noise variance estimation for OFDM[J]. *IEEE Communications Letters*, 2006, 10(1): 25–27. doi:10.1109/LCOMM.2006.1576558.
- [10] SOCHELEAU F, AISSA-EL-BEY A, and HOUCKE S. Non data-aided SNR estimation of OFDM signals[J]. *IEEE Communications Letters*, 2008, 12(11): 813–815. doi:10.1109/LCOMM.2008.081134.
- [11] WANG Kun and ZHANG Xianda. Blind noise variance and SNR estimation for OFDM systems based on information theoretic criteria[J]. *Signal Processing*, 2010, 90(9): 2766–2772. doi:10.1016/j.sigpro.2010.03.007.
- [12] NGUYEN V D, KUCHENBECKER H, and PATZOLD M. Estimation of the channel impulse response length and the noise variance for OFDM systems[C]. IEEE 61th Vehicular Technology Conference, Stockholm, 2005, 1: 429–433. doi:10.1109/VETECS.2005.1543326.
- [13] 田浩, 杨霖, 李少谦. LTE 上行链路中基于探测参考信号的信噪比估计[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(2): 353–357. doi:10.3724/SP.J.1146.2013.00445.
- TIAN Hao, YANG Lin, and LI Shaoqian. SNR estimation based on sounding reference signal in long term evolution uplink[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(2): 353–357. doi:10.3724/SP.J.1146.2013.00445.
- [14] WANG Kun and ZHANG Xianda. Robust spectrum sensing algorithm for cognitive radio networks[C]. IEEE 10th International Conference on Signal Processing (ICSP), Beijing, 2010: 1520–1523. doi:10.1109/ICOSP.2010.5656703.
- [15] VAN DE BEEK J, SANDELL M, and BORJESSON P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1997, 45(7): 1800–1805. doi:10.1109/78.599949.
- [16] BARTLETT M S. On the theoretical specification and sampling properties of autocorrelated time-series[J]. *Supplement to the Journal of the Royal Statistical Society*, 1946, 8(1): 27–41. doi:10.2307/2983611.
- 王东: 男, 1981年生, 博士生, 研究方向为数字信号处理和信号的检测与估计.
- 赵加祥: 男, 1961年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信技术和信号与信息处理.
- 喻丽红: 女, 1988年生, 博士生, 研究方向为数字信号处理.