

基于 BIC 停止准则的改进 A * OMP 信道估计算法

赵锦航 刘健均 周思源 谭国平

(河海大学计算机与信息学院 江苏 南京 211100)

摘要 在高速移动场景下,由于多普勒频移的影响,OFDM 系统会产生严重的载波间干扰,从而影响无线通信链路的质量。为弥补该缺陷以保障通信链路的质量需求,需要对高速移动通信信道进行准确估计,然后通过均衡算法进行补偿。已有的 A * OMP 算法是一种基于多路径搜索和优选的改进 OMP 算法,与传统 OMP 算法相比,虽然能够更加接近全局最优解,但其使用的停止准则在高速移动通信信道估计中性能表现欠佳。为此,提出一种运用 BIC 停止准则的改进 A * OMP 算法,对高速移动通信信道进行估计。仿真结果表明,BIC 停止准则比原有准则具有更好的信道估计性能。该改进算法在 350 km/h 的场景下,与 OMP 算法相比,约有 0.5 dB 的性能提升。

关键词 A * OMP BIC 停止准则 压缩感知 信道估计

中图分类号 TN911.23 TP3 文献标识码 A DOI:10.3969/j.issn.1000-386x.2019.05.013

AN IMPROVED A * OMP CHANNEL ESTIMATION ALGORITHM BASED ON BIC STOPPING CRITERION

Zhao Jinhang Liu Jianjun Zhou Siyuan Tan Guoping

(College of Computer and Information, Hohai University, Nanjing 211100, Jiangsu, China)

Abstract In the high-speed moving scene, due to the influence of Doppler frequency shift, there will be serious inter carrier interference to the OFDM system, which affects the quality of the wireless communication link. In order to compensate for this defect and guarantee the quality of communication links, it is necessary to estimate the channel accurately for high-speed mobile communication, and then compensates it by equalization algorithm. The existing A * OMP algorithm is an improved OMP algorithm based on multi path searching and optimization. Compared with the traditional OMP algorithm, it can be closer to the global optimal solution, but it is found that the stop criteria used in the existing algorithms are not good in channel estimation. Therefore, this paper proposed an improved A * OMP algorithm using BIC stopping criterion to estimate high-speed mobile communication channels. The simulation results show that the BIC stopping criterion has better channel estimation performance than the original criterion. In the scene of 350 km/h, the improved algorithm has a performance improvement about 0.5 dB compared with the OMP algorithm.

Keywords A * OMP BIC stop criterion Compressed sensing Channel estimation

0 引言

随着高速铁路的发展,乘坐高铁出行成为了越来越多人的选择,移动台在高速移动的场景下出现的频率与日俱增,在高速移动的场景下表现的更加明显^[1-2]。

由于多普勒频移的影响,对 OFDM(正交频分复用)系统会产生严重的载波间干扰。为弥补该缺陷影响,需要对高速移动通信信道进行准确的信道估计,然后通过均衡算法补偿多普勒频移带来的影响,从而保障通信链路的质量需求。由于 OFDM 技术自身的优点,具有抗窄带干扰、高频谱利用率和抗多径衰落等,在 4G

移动通信系统中得到了极大的关注^[3-4]。4G移动通信具有通信速度快、网络频谱宽、兼容性好等诸多优点,但是也面临许多技术上的难点,例如,在城市密集地区、高速移动场景、障碍物较多的情况下如何保证信号传输质量等问题。

为了能够恢复发送信号,信道估计是实现高质量无线通信的前提条件。信道估计方法大致可分为三类^[5-6]:(1)盲信道估计方法,主要是根据传输符号自身的特点进行估计,实现难度大、复杂度较高;(2)基于导频的信道估计方法,具体做法是事先将导频信号嵌入在发送信号中,在接收端先在导频位置估计出信道响应,然后通过相应的算法获得全部的信息,这种方法简单便捷,得到了广泛的使用;(3)半盲信道估计方法通常结合了另外两种方法的长处,是两者的折衷。传统的信道估计方法中,以最小二乘 LS(Least Square)法最为常见,其次还有最小均方误差 MMSE 估计等算法^[7-12]作为典型代表。这些方法或多或少都有不足之处,如 LS 估计方法没有考虑到信道的噪声,MMSE 估计方法中算法复杂度较高。因此,结合高速移动的场景,寻找更为合适的信道估计方法成为了当下研究的热点。传统的信道估计没有考虑到信道的稀疏特性,随着压缩感知技术的兴起,将压缩感知技术与信道估计相结合成为了新的研究方向。

压缩感知技术最早是由 Donoho 等^[13-14]提出的,区别于传统的采样方法,突破了奈奎斯特采样定理的限制,根据信号的稀疏特性,利用更少的采样数据恢复出原始信号。在 2008 年,多篇关于压缩感知理论的文献相继发表^[9-10],奠定了压缩感知的理论基础。压缩感知有三个重要的关键技术:信号的稀疏表示、测量矩阵的构造和恢复算法。

根据大量的实验数据分析表明,虽然多径效应对信号造成了一定影响,但是只有少数路径的分量对最终的接收信号起到了关键作用,即无线多径信道存在稀疏性。这种稀疏特性在某些特定的场景下更为突出,如周期长、传输带宽大以及多输入多输出的情况下,这种稀疏多径信道的传播路径通常具有可分辨性。基于多径信道的稀疏性这一特点,越来越多的研究人员开始将压缩感知相关理论知识应用在信道估计这一关键问题上。相较于传统的信道估计,基于压缩感知的信道估计算法能很好地利用移动通信信道固有的稀疏性特征,从而比传统算法能更好地满足信道估计性能要求。因此,利用无线信道的稀疏特性,对高速移动 OFDM 系统进行信道估计研究,对通信链路质量的提升有着重大的意义。常见的恢复算法一般分为两种:

一种是凸优化方法,另一种是贪婪算法^[15]。在贪婪算法中,OMP(正交匹配追踪)算法在信道估计中得到了广泛的研究和使用。鉴于 OMP 算法在每次迭代中选取的仅是局部最优,A*OMP 算法在 OMP 算法的基础上进一步扩展,作为一种最佳优先搜索算法,为寻找全局最优解提供了一种新的解决方案^[16]。然而,研究进一步发现,当在满足稀疏特性的信道中应用 A*OMP 进行信道估计时,消耗资源较多、性能也不够稳定^[17]。

本文阐述了压缩感知算法在信道估计中的适用性,并建立了相应的数学模型。针对传统的 A*OMP 算法中的停止准则不适用于高速移动通信场景下信道估计的缺陷,提出了基于 BIC 停止准则的改进 A*OMP 信道估计算法,并从 BER(比特出错率)和 NMSE(归一化均方误差)等角度对该算法进行了相应的分析。

1 系统模型

在 OFDM 中,设子载波的个数为 K ,根据多普勒延时扩展函数,我们可以将时域的信道冲激响应表示为:

$$h(t, \tau) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m e^{j2\pi f_m t} \delta(t - \tau_m) \quad (1)$$

式中: h_m 为第 m 条路径的信道增益; f_m 为第 m 条路径的多普勒频移。为了构造压缩感知的字典矩阵,我们将延时和多普勒频移进行采样,间隔分别为 $\Delta\tau$ 和 Δf , τ_0 和 f_0 为参考延时和多普勒频移,设 L 和 D 是延时分量数目和多普勒频移分量数目,因此第 l 个延时分量和第 d 个多普勒频移分量分别为:

$$\begin{aligned} \tau_l &= \tau_0 + l \cdot \tau \quad l=0, 1, \dots, L-1 \\ f_d &= f_0 + d \cdot f \quad d=0, 1, \dots, D-1 \end{aligned}$$

s. t.

$$\begin{aligned} \tau_0 + (L-1) \cdot \tau &\geq \tau_{\max} \\ f_0 &\leq -f_{\max} \\ f_0 + (D-1) \cdot f &\geq f_{\max} \end{aligned} \quad (2)$$

式中: τ_{\max} 和 f_{\max} 是根据 WINNER II 产生的最大时延和多普勒频移。设系统的带宽为 B ,采样频率为 $T_s = 1/B$,OFDM 中子载波的个数为 K ,那么令:

$$\begin{aligned} \gamma_l &= \frac{\tau_l}{T_s} \quad l=0, 1, \dots, L-1 \\ \vartheta_d &= f_d \cdot T_s \cdot K \quad d=0, 1, \dots, D-1 \end{aligned} \quad (3)$$

式中: γ_l 和 ϑ_d 称为归一化延时和归一化多普勒频移,令 $\omega = \frac{j2\pi\vartheta_d}{K}$,因此此时域里的多普勒频移对角矩阵表示为:

$$\Lambda_{f,d} = \text{diag} \{ [e^{j\omega^0}, e^{j\omega^1}, \dots, e^{j\omega^{(K-1)}}] \} \quad (4)$$

令 $\mu = \frac{-j2\pi\gamma_l}{K}$, 频域里的延时对角矩阵可以表示为:

$$\mathbf{A}_{\tau,l} = \text{diag}\{[e^{j\mu^0}, e^{j\mu^1}, \dots, e^{j\mu^{(K-1)}}]\} \quad (5)$$

因此,在不考虑噪声的情况下时域里的接收信号可以用矩阵表示为:

$$\mathbf{y} = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{d=0}^{D-1} \mu(l,d) \mathbf{A}_{f,d} \mathbf{C}_{\tau,l} \mathbf{x} \quad (6)$$

式中: \mathbf{x} 为发送信号; $\mathbf{C}_{\tau,l}$ 为时域循环矩阵, $\mathbf{C}_{\tau,l} = \mathbf{F} \mathbf{A}_{\tau,l} \mathbf{F}^H$, $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{K \times K}$ 是离散傅里叶矩阵, 那么频域里的接收信号表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_F &= \mathbf{F} \left(\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{d=0}^{D-1} \mu(l,d) \cdot \mathbf{A}_{f,d} \mathbf{C}_{\tau,l} \mathbf{x} \right) \mathbf{F}^H \mathbf{X} = \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{d=0}^{D-1} \mu(l,d) \mathbf{F} \cdot \mathbf{A}_{f,d} \mathbf{F}^H \mathbf{F} \mathbf{C}_{\tau,l} \mathbf{F}^H \mathbf{X} = \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{d=0}^{D-1} \mu(l,d) \mathbf{C}_{f,d} \mathbf{A}_{\tau,l} \cdot \mathbf{X} \end{aligned} \quad (7)$$

根据 OFDM 系统的特点可知, 发送的数据中包含了导频信号, 因此可以将发送信号写成以下形式:

$$\mathbf{X} = \mathbf{X}_D + \mathbf{X}_P \quad (8)$$

因此式(7)又可以写成:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_F &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{d=0}^{D-1} \mu(l,d) \mathbf{C}_{f,d} \mathbf{A}_{\tau,l} \mathbf{X}_D + \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{d=0}^{D-1} \mu(l,d) \mathbf{C}_{f,d} \mathbf{A}_{\tau,l} \mathbf{X}_P \end{aligned} \quad (9)$$

为了方便研究, 我们可以将式(9)简化为:

$$\mathbf{Y}_F = \mathbf{A}_D \mathbf{b} + \mathbf{A}_P \mathbf{b} \quad (10)$$

令: $f(x) = \mathbf{C}_{f,d(x)}$, $g(x) = \mathbf{A}_{\tau,l(x)}$, $M = DL - 1$, 得

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_D &= (f(0)g(0)X_D, \dots, f(M)g(M)X_D) \\ \mathbf{A}_P &= (f(0)g(0)X_P, \dots, f(M)g(M)X_P) \\ \mathbf{b} &= (\beta[0,0], \dots, \beta[L-1, D-1])^T \end{aligned} \quad (11)$$

设导频的个数为 N_p , 导频的位置为 $\mathcal{P} = \{p_0, p_1, \dots, p_{N_p-1}\}$, 代入式(10)中:

$$\mathbf{Y}_F^{|\mathcal{P},:|} = \mathbf{A}_D^{|\mathcal{P},:|} \mathbf{b} + \mathbf{A}_P^{|\mathcal{P},:|} \mathbf{b} = \mathbf{A}_P^{|\mathcal{P},:|} \mathbf{b} + i_D \quad (12)$$

式中: $i_D = \mathbf{A}_D^{|\mathcal{P},:|} \mathbf{b}$ 实际上是子载波间的 ICI, 我们将式(10)再次简化, 令 $\mathbf{Y}_F^{|\mathcal{P},:|} = \mathbf{Y}$, $\mathbf{A}_D^{|\mathcal{P},:|} = \mathbf{A}$, 那么系统模型最终简化为^[18]:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A} \mathbf{b} + i_D \quad (13)$$

2 算法设计

A*OMP 算法是以 A*搜索为基础的算法, 是一个最佳优先搜索的算法。A*OMP 算法是在 OMP 算法中的每次迭代中将最佳路径优先扩展, 因此可以改善单一路径搜索的缺陷。该算法是一种伪贪婪的算法。

A*OMP 算法通过每次迭代将节点构建成 A*搜索树, 这些节点是字典的原子(列索引)。每一条从根节点到叶子节点的路径表示字典原子的子集。如果一条路径有 K 个节点(信号是 K -稀疏)的话, 那么就说这条路径是完整的, 如果小于 K 则称是部分路径。A*搜索树初始化时初始所有可能的单一路径节点, 每次迭代的时候选择最有可能的路径, 并添加所有的子节点到搜索树中。当最有可能的路径被找到后, 迭代终止。

OMP 算法受到 RIP(有限等距性质)性质所限制, 但是对于 A*OMP 算法来说能够降低限制要求, 增加找到最佳路径的可能性, 这条路径不会因为字典矩阵中的线性相关性所改变。理想情况下, 为了正确地评估每一条路径, 辅助函数应该模仿残差衰减的趋势, 因此文献[16,19]中给出了多种路径评估模型。

在典型的 A*搜索中, 每次迭代时将树的子节点添加至当前最优路径中。但是在实际场景中, 会导致搜索路径太多, 因为可能的子节点太多了。令已被选取的部分路径的长度为 l , 则剩余子节点的个数是 $N-l$ 个, 由于 $l < K = N$, 则 $N-l \approx N$ 。因此, 每次迭代的时候会增加 N 条新的路径, 那么经历 K 次迭代, 路径数目的上限将达到 N^K , 其中 $K = N$ 。为了降低算法复杂度, 文献[16]提出了路径扩展剪枝、限制大小剪枝和等价路径剪枝三种剪枝方案。在 A*OMP 算法中, 当出现以下两种情况时, 迭代将停止:

- (1) 路径已搜索完毕, 即达到了信号的最大稀疏度;
- (2) 残差足够小。

由于 A*OMP 选择了多条路径来进行分析, 在实际的信道估计中, 起到主要作用的只是某几条路径, 所以过多的搜索以满足残差足够小这一条件, 不仅会造成资源的浪费, 同时也会带来意想不到的错误。因此在改进此算法的时候, 将贝叶斯信息准则(BIC)^[17]与 A*OMP 算法相结合, 可以改善 A*OMP 算法的不足之处。基于 BIC 的 A*OMP 算法步骤见算法 1。

算法 1 基于 BIC 的 A*OMP 算法

输入: 字典矩阵 \mathbf{A} , 观测向量 \mathbf{y} 。

定义: P 为搜索路径总数, I 为初始化路径数目, B 为每次迭代扩展的路径, r^i 是第 i 条路径的残差, T^i 是第 i 条路径的索引集合。

算法步骤:

- (1) 令: $T^i = \varphi$, $r^i = \mathbf{y}$, $\forall i = 1, 2, \dots, P$, $b = \{1\}$, $p = 0$ 观测向量与字典矩阵 \mathbf{A} 中每一列进行内积运算, 并取出绝对值最大的 I 条列向量索引, 即:

$$\Delta T = \arg \max_{J, \|J\|_0=I} \sum_{j \in J} |\langle \mathbf{A}_j, \mathbf{y} \rangle|$$

- (2) 开始初始化 L 条路径, 求得每条路径的残差和路径评

估函数;

(3) 迭代开始,选择第 b 条路径开始扩展,当 $b = \phi$ 时,

$$\Delta T = \arg \max_{J, \|J\|_0=B} \sum_{j \in J} |\langle A_j, r^b \rangle|$$

$$\tilde{T} = T^b, p = b$$

(4) 扩展 B 条路径,迭代 For $i = 1$ to B

$$\hat{T} = \tilde{T} \cup \{i\text{th index in } \Delta T\}$$

$$z = \arg \min_{\hat{z}} \|y - \Phi_{\hat{T}} \hat{z}\|_2,$$

求当前估计值

$$\hat{r} = y - \Phi_{\hat{T}} z,$$

更新残差

若满足迭代停止条件 ($\|\hat{r}\|_2 \leq \varepsilon \|y\|_2$), 迭代停止条件

可表示为: $f_{\text{BIC}}(\hat{c}^q) > f_{\text{BIC}}(\hat{c}^{q-1})$

式中: \hat{c}^q 表示第 q 次迭代中求得的列向量集合, BIC 函数定义如下:

$$f_{\text{BIC}}(\hat{c}^q) = \frac{N_p}{2} \log f_R(\hat{c}) + \frac{q}{2} \log N_p$$

式中: N_p 是信道长度, f_R 是残差平方和, $f_R(\hat{c})$ 定义如下:

$$f_R(\hat{c}) = (r)_p^T [(r)_p - (A)_{:,z} \hat{c}]$$

式中: A 是字典矩阵。

改进之后,不仅可以使结果接近全局最优解,同时又避免了过多的搜索造成的浪费以及不可预知的错误。

迭代停止后,返回索引集合 \hat{T} ;

(5) 开始剪枝,如果当前路径的评估值小于评估值最大的路径,那么将最大评估值的路径替换掉,并重新更新评估值最大的路径即:

$$T^p = \hat{T}, r^p = r$$

$$p = \arg \max_{i \in 1, 2, 3, \dots, p, i < k_{\max}} f(T^i)$$

(6) 在扩展完 B 条路径后选择当前评估值最小(即最佳路径)再次进行扩展

$$b = \arg \min_{i \in 1, 2, 3, \dots, p, i < k_{\max}} f(T^i)$$

(7) 直到满足迭代停止条件,返回索引集合 T^b

输出: 索引集合 T^b 。

3 仿真结果与分析

本文采用了 WINNER II 信道模型,采用 WINNER II 系统级别仿真。由于考虑到的是高速移动场景下, OFDM 系统的性能表现,因此选择了 WINNER II 信道模型中的 D2a 场景。

D2a 有一种典型商用移动通信系统布局场景:当基站天线与轨道相距 50 m 左右,天线高度 30 m,火车的高度(即移动台和中继站的高度)为 2.5 m。在仿真中我们考虑的是整个系统的性能即进行的是系统级别的仿真,重点考虑数据传输的质量,仿真中用的 OFDM 系统的参数设置如表 1 所示。

表 1 仿真主要参数设置

参数	值
载波频率	5.8 GHz
导频类型	块状导频(固定导频)
子载波数	512 个
循环前缀	32 个
带宽	2.8 MHz
调制方式	4-QAM
编码方式	卷积码
码率	1/2
移动台速度	350 km/h

本文在分析 NMSE 指标时,参照了文献[18]定义了 4 个不同的 NMSE:系统的总 NMSE($NMSE_T$)、错误估计的 NMSE($NMSE_F$)、遗漏估计的 NMSE($NMSE_L$)、正确估计的 NMSE($NMSE_D$)。我们可以结合某一次信道估计仿真结果进行说明,如图 1 所示。在图中显示的是压缩感知方法估计的和 WINNER II 信道真实的信道抽头系数,可以较为明显地看到三种不同的估计情形:(1) 估计的和真实的均存在,称为正确估计;(2) 估计结果不存在抽头系数,而实际存在的,称为遗漏估计;(3) 估计结果存在抽头系数,而实际不存在的,称为错误估计。那么 $NMSE_T$ 可以用公式表示为:

$$NMSE_T = NMSE_D + NMSE_L + NMSE_F = \frac{1}{S} E \{ \|\hat{b} - b\|_2^2 \}$$
(14)

式中: \hat{b} 为压缩感知方法估计出的信道抽头系数; b 为 WINNER 信道产生的信道抽头系数; S 为信道的稀疏度。

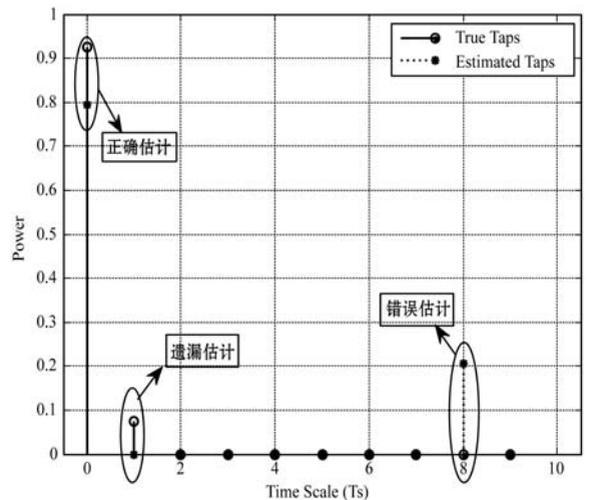


图 1 OMP 的信道估计方法估计结果示例

图 2 是停止条件对 $A * \text{OMP}$ 算法 BER 的影响,采用了 BIC 停止准则之后,系统的性能有了极大的飞跃。当信噪比大于 12 dB 时,原来的停止条件已经不能够使系统正确地估计出系统的信道系数, BER 不减反

增,导致性能极差,而使用 BIC 停止准则,系统的 BER 随着 Eb/NO 的增大而减小,并逐渐趋于稳定。

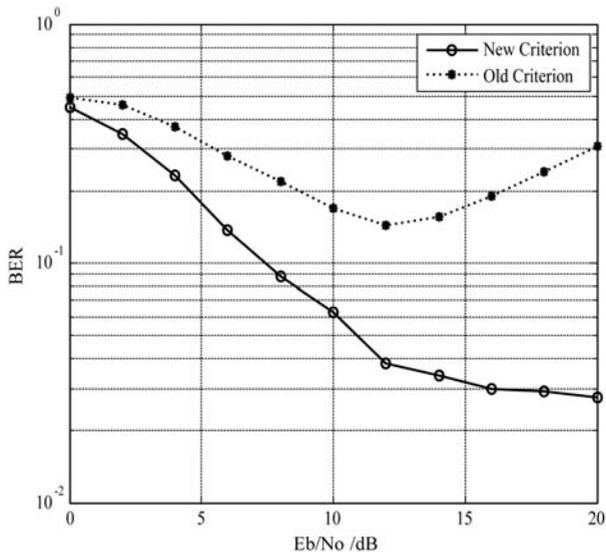


图 2 停止条件对 A * OMP 算法 BER 的影响

在图 3 中,可以看到,由于原来的停止准则主要考虑到残差,当残差足够小或迭代次数达到稀疏度时迭代停止,这就导致了使用原来的停止准则,估计出的信道系数比采用 BIC 停止准则的多。在 $NMSE_L$ 的表现上,原来的停止准则优于采用 BIC 停止准则;然而过多的估计会导致错误的估计,原停止准则的 $NMSE_F$ 要大于 BIC 停止准则;当信噪比越来越大时,采用 BIC 准则很快就能估计到主要路径的信道系数,而原停止准则下的算法还在为了使残差变小而进行运算,导致了 $NMSE_D$ 不减反增。综合以上的分析,原停止准则下的 $NMSE_T$ 整体上不如 BIC 停止准则下的,甚至在高信噪比情况下,不减反增。因此,在信道估计场景下,BIC 停止准则比原停止准则更适合。

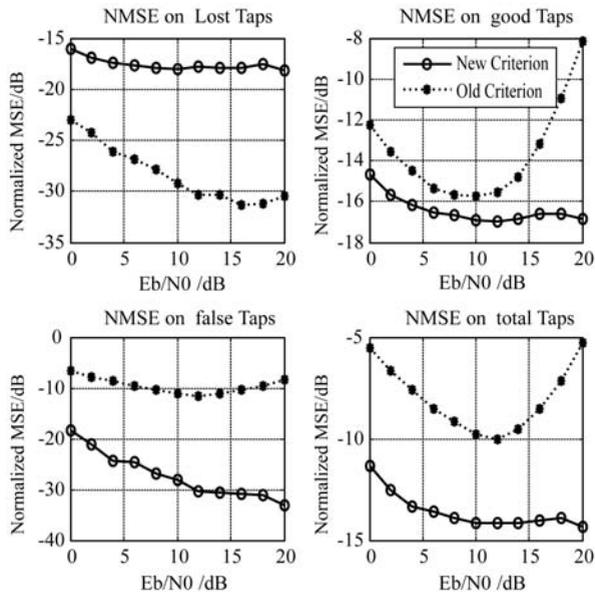


图 3 停止条件对 A * OMP 算法 NMSE 的影响

在确定了 BIC 停止准则之后,我们将 A * OMP 算法与 OMP 算法相比较。由图 4 可以看出,基于 BIC 停止准则的 A * OMP 改进信道估计算法在误码率上有了一定的降低,当信噪比逐渐变大时,系统性能趋于稳定,基于 BIC 停止准则的 A * OMP 改进信道估计算法的性能始终比 OMP 算法效果好,尤其是在低信噪比时,如图 5 所示,误码率在 10^{-1} 时有 0.5 dB 的提升。因为在 BIC 停止准则的 A * OMP 改进信道估计算法中,我们选取了多组字典矩阵中的列向量组合,寻找全局最优解,这比每次寻找局部最优解要精确得多,因此在 BER 表现上,基于 BIC 停止准则的 A * OMP 改进信道估计算法优于 OMP 的信道估计方法。

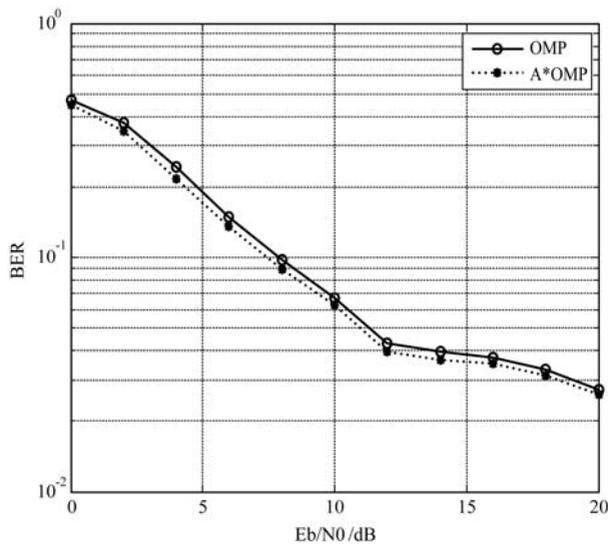


图 4 基于 BIC 停止准则的 A * OMP 改进信道估计算法 BER 对比图(0 ~ 20 dB)

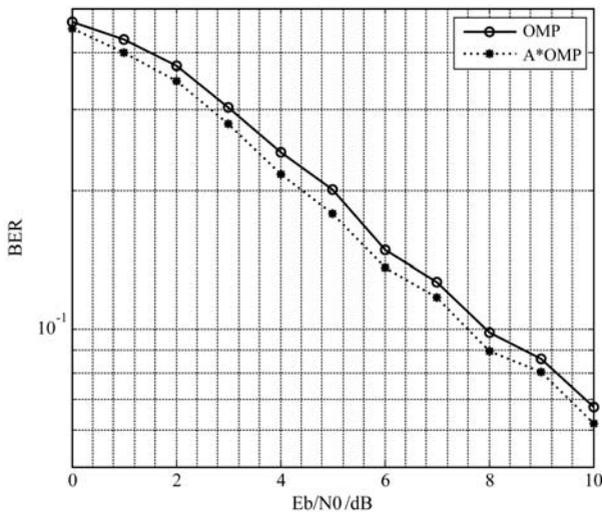


图 5 基于 BIC 停止准则的 A * OMP 改进信道估计算法 BER 对比图(0 ~ 10 dB)

从图 6 中可以看到,当移动速度越快时,系统的误码率随之逐渐变高,但是基于 BIC 停止准则的 A * OMP 改进信道估计算法的性能随着移动台的速度提高而

变得更好。当移动台速度变低时,系统只在较低信噪比时有一定的提升;当移动台速度变高时,如 350 km/h 时,基于 BIC 停止准则的 A * OMP 改进信道估计算法对系统性能提升更为明显。

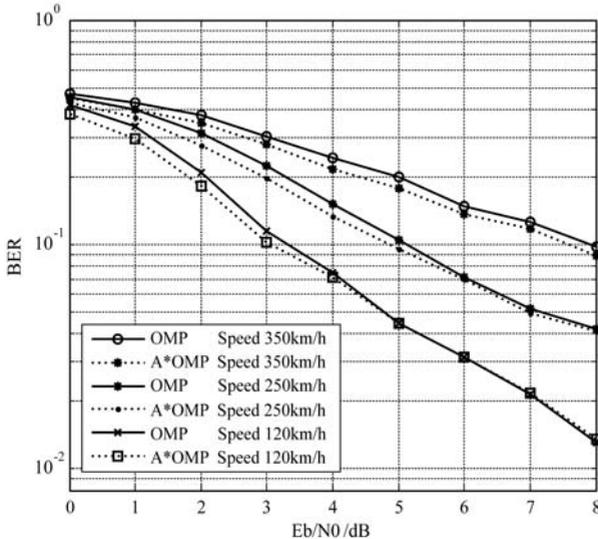


图6 移动速度对基于 A * OMP 算法 BER 的影响

4 结 语

仿真结果表明,基于 BIC 停止准则的 A * OMP 改进信道估计算法更适用于信道估计场景,在信噪比大于 12 dB 时,原有停止准则已经不能够有效进行信道估计,并且错误的估计越来越多。随着移动速度的提升,算法的性能越来越好,在 350 km/h 的场景下,与 OMP 算法相比,约有 0.5 dB 的性能提升。

参 考 文 献

- [1] Sklar B. Digital communications: fundamentals and applications[M]. 2nd ed. Prentice Hall PTR, 2002.
- [2] Rappaport T S. Wireless Communications: Principles and Practice[M]. 2nd ed. Prentice Hall PTR, 2001.
- [3] Ciminil J, Daneshrad B, Sollenberger N R. Clustered OFDM with Transmitter Diversity and Coding[C]//Proceedings of GLOBECOM'96. 1996 IEEE Global Telecommunications Conference, 1996: 703 - 707.
- [4] Bingham J A C. Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come [J]. IEEE Communications Magazine, 1990, 28(5): 5 - 14.
- [5] Chotikakamthorn N, Suzuki H. On identifiability of ofdm blind channel estimation[C]//Vehicular Technology Conference. IEEE Xplore, 1999.
- [6] Moon T K. The expectation-maximization algorithm [J]. IEEE Signal processing magazine, 1996, 13(6): 47 - 60.
- [7] Tufvesson F, Maseng T. Pilot assisted channel estimation for OFDM in mobile cellular systems [C]//IEEE Vehicular Technology Conference. IEEE, 2002.
- [8] Beek J J V D, Edfors O, Sandell M, et al. On Channel Estimation in OFDM Systems[C]//Vehicular Technology Conference. IEEE, 1995: 815 - 819.
- [9] Coleri S, Ergen M, Puri A, et al. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2002, 48 (3): 223 - 229.
- [10] Heiskala J, Terry J. OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide[M]. Sams Indianapolis, 2001.
- [11] Van Nee R, Prasad R. OFDM for Wireless Multimedia Communications[M]. Artech House Publishers, 2000.
- [12] Lau H K, Cheung S W. A pilot symbol-aided technique used for digital signals in multipath environments[C]//Proceedings of ICC/SUPERCOMM'94—1994 International Conference on Communications. IEEE, 1994: 1126 - 1130.
- [13] Candes E. Compressive Sampling [C]//Proceedings of the International Congress of Mathematicians. Madrid, Spain, 2006, 3: 1433 - 1452.
- [14] Donoho D L. Compressed sensing[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(4): 1289 - 1306.
- [15] Blumensath T, Davies M E. Gradient Pursuits [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56 (6): 2370 - 2382.
- [16] Karahanoglu N B, Erdogan H. A * Orthogonal Matching Pursuit: Best-First Search for Compressed Sensing Signal Recovery[J]. Digital Signal Processing, 2010, 22(4): 555 - 568.
- [17] Eldarov N, Tan G, Herfet T. Delay-Doppler search for matching pursuit algorithms in time-variant channels[C]//IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting. IEEE, 2015: 1 - 5.
- [18] Tan G, Herfet T. A Framework of Analyzing OMP-Based Channel Estimations in Mobile OFDM Systems [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2016, 5(4): 408 - 411.
- [19] Karahanoglu N B, Erdogan H. Improving A * OMP: Theoretical and empirical analyses with a novel dynamic cost model [J]. Signal Processing, 2013, 118: 62 - 74.

(上接第 68 页)

- [11] Nadir Z, Elfadhil N, Touati F. Pathloss Determination using Okumura-Hata Model and Spline Interpolation for missing Data for Oman[J]. Lecture Notes in Engineering & Computer Science, 2008, 2181(1): 77 - 87.
- [12] 李焜,王喆.无线通信电波传播模型的研究[J].无线通信技术,2008,17(1): 10 - 12.