



# 莱斯衰落信道下大规模 MIMO 系统中的信道估计方法

王雪丽, 王海泉, 李肖, 杨大款

(杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江 杭州 310016)

**摘要:** 日趋重要的高速移动工具, 如高速铁路、无人驾驶飞机等, 大多都处在开阔地带。由于视距传播的存在, 瑞利衰落模型已经不能很好地描述该环境下的信道情况, 而莱斯衰落信道模型由视距分量和多径分量组成, 更能准确地表述上述信道变化。基于此模型, 在大规模天线系统下, 在已存在的基于叠加训练序列信道估计方法的基础上, 提出了改进的信道估计方法和对应的解码方法。改进后的信道估计方法分为直射分量已知和未知两种情况, 分别推导了相应的信道估计公式和解码方法。数值仿真结果验证了本文所提方案性能的优越性。

**关键词:** 大规模多输入多输出系统; 莱斯衰落信道; 叠加训练序列; 信道估计

**中图分类号:** TN929

**文献标识码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-0801.2017257

## Channel estimation method for massive MIMO system in Rice channel

WANG Xueli, WANG Haiquan, LI Xiao, YANG Dakuan

College of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310016, China

**Abstract:** The high-speed mobile transportations, such as high-speed rails, pilot-less airplanes, are mostly in the open areas. Due to the existence of line of sight (LOS) propagations, the Rayleigh fading model can not describe the channels very well in these environments. The Rice fading channel model is constituted of a LOS component and a multiple-path component, which can characterize the channels more accurately. Based on the Rice model, the improved channel estimation methods and corresponding decoding methods were proposed based on the superimposed training sequences for massive multiple input multiple output (MIMO) system. The improved channel estimation methods were divided into two cases: the LOS component was known to the receiver and the other was unknown. The numerical simulation results show that the superiority of the proposed methods.

**Key words:** massive MIMO system, Rice fading channel, superimposed training sequence, channel estimation

### 1 引言

在大规模多输入多输出 (massive multiple

input multiple output, massive MIMO) 系统<sup>[1-4]</sup>中, 基站配备了多根天线, 有几十根甚至几百根, 较 4G 系统中的 4 (或 8) 根天线数增加了一个量级

收稿日期: 2017-04-27; 修回日期: 2017-08-24

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61372093)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61372093)

以上, 这些天线以大规模阵列方式集中放置, 以相同的频率服务于多个单天线用户。众多学者研究表明, 基站配备的天线数越多, 用户间信道的正交性越强, 这样的系统不仅提高了传输利用率和无线系统容量, 还增加了链路的可靠性, 并减少了系统的干扰。由于该系统突出的优点, 大规模 MIMO 技术毫无疑问被列为 5G 的关键技术之一<sup>[5-7]</sup>。

目前, 高速铁路已成为人们生活中重要且不可缺少的一部分。我国 80% 甚至以上的高速铁路都建在高架桥上, 高速铁路最典型的场景就是高架桥。由于高架桥的高度增加了用户天线的高度, 所以信号在传输时, 必然存在着直射波。在这种情况下, 视距 (line of sight, LOS) 传播有可能是主导的。因此, 在 LOS 存在条件下, 运行大规模 MIMO 系统将成为一种新颖的范例。遗憾的是, 许多现有的开创性工作简单地假定了瑞利衰落条件, 虽然这个假设简化了广泛的所有数学操作, 但是当发射机和接收机之间存在镜面或 LOS 分量时, 它已经不能准确地捕获信道衰落变化, 这时莱斯信道衰落模型能更好地描述此类信道。例如, 参考文献[8]阐述了高速铁路中无线信道的特点, 并用莱斯衰落信道模型做了建模分析。参考文献[9]和参考文献[10]都对高铁高架桥快时变信道环境的建模问题进行了详细的分析, 以视距传播为主导, 给出了信道冲激响应矩阵。

信道信息的获取或信道估计在无线通信系统中占有十分重要的位置。在瑞利衰落条件下, 目前较为流行的信道估计方法是基于训练序列的信道估计。具体可以分为两种: 一种是时分训练序列<sup>[11,12]</sup>, 用户先发送训练序列, 基站根据已知训练序列和接收到的信息去估计信道; 另一种是叠加训练序列<sup>[13-17]</sup>, 发送端先将训练序列和数据进行叠加然后一起发送, 基站利用接收到的信息估计信道。参考文献[16]表明, 后一种方法中的训练序列除了不占用发送数据信

息的时隙外, 还大大增加了信息传输的效率, 也提高了系统的误码性能。但是, 仅限笔者所知, 很少有文献是针对莱斯衰落信道环境下的无线通信系统提出基于叠加训练序列的信道估计方案和对应的解码方案。

本文假设信道服从莱斯分布, 其衰落信道矩阵由 LOS 分量和分散信号的瑞利分布随机分量两部分组成。在考虑 LOS 分量信息已知或未知的情况下, 分别提出了信道状态信息 (channel status information, CSI) 的估计方法, 基于理论推导, 得到估计公式。在此基础上, 分别设计了相应的 MMSE 解码器。数值仿真结果验证了本文所提方案系统性能的优越性。

## 2 系统模型

本文考虑的系统模型如图 1 所示。假定该系统含有  $L$  个小区, 每个小区内随机分布  $K$  个独立的单天线用户, 基站配备了  $M$  根天线 ( $M$  可为几根到上百根)。一般来说, 其信道状态信息包括两个部分: 一部分是阴影效应和路径损耗等大尺度衰落; 另一部分是多径衰落, 即小尺度衰落。所以, 第  $n$  ( $1 \leq n \leq LK$ ) 个用户到基站的第  $m$  ( $1 \leq m \leq M$ ) 根天线之间的信道增益, 可以表示成  $h_{mn}\beta_n$ , 这里的  $\beta_n$  来源于路径损耗和阴影衰落, 由于信道的大尺度衰落因子变化较慢并且在很长的一段时间内保持不变, 所以这部分的增益系数  $\beta_n$  可以当成常数被基站所知晓。为了使平均接收功率归一化, 进一步假设  $\beta_1=1$ 。小尺度衰落因子  $h_{mn}$  根据不同场景来设定。这样, 基站所接收到的信号可以表示为:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\rho} \mathbf{H} \mathbf{B} \mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (1)$$

其中, 假定用户发送长度为  $T$  ( $T \geq LK$ ) 的信息序列 (训练序列与数据序列的叠加), 发送信号则为  $LK \times T$  维的矩阵  $\mathbf{X}$ , 记  $\mathbf{X}$  为  $[\mathbf{x}_1 \mathbf{x}_2 \cdots \mathbf{x}_{LK}]^T$ ,  $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \cdots, \mathbf{x}_{LK}$  都为  $T \times 1$  维的列向量, 基站的接收信号为  $M \times T$  维的矩阵  $\mathbf{Y}$ ,  $\rho$  表示平均接收信噪

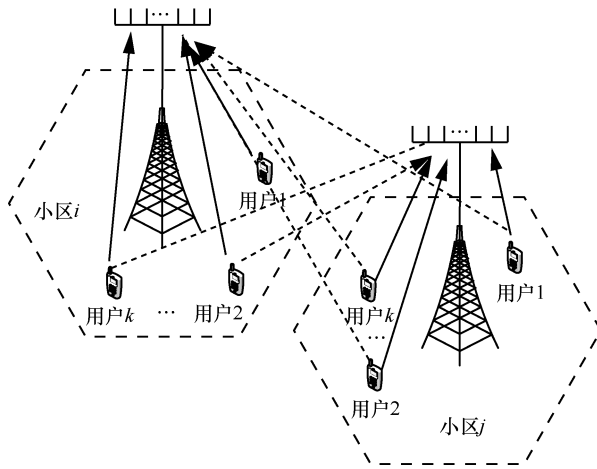


图1 系统模型

比,  $\mathbf{H}$  为信道的小尺度衰落系数矩阵。  $\mathbf{B}$  为大尺度衰落系数矩阵, 这里为对角矩阵,  $\mathbf{B} = \text{diag}([\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{LK}])$ 。  $\mathbf{W}$  为零均值、单位方差的复高斯白噪声。

设  $\mathbf{G} = \mathbf{H}\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{G}$  表示信道状态信息矩阵, 基站接收方程可简化为:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\rho}\mathbf{G}\mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (2)$$

本文考虑的系统模型是莱斯衰落信道下的模型, 可以表示为:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{\kappa}{\kappa+1}}\mathbf{H}_{\text{LOS}} + \sqrt{\frac{1}{\kappa+1}}\mathbf{H}_{\text{NLOS}} \quad (3)$$

其中,  $\kappa$  为莱斯衰落  $\kappa$  因子, 定义为直射分量与多径分量的功率之比,  $\mathbf{H}_{\text{LOS}}$  为直射波信道响应,  $\mathbf{H}_{\text{NLOS}}$  为多径分量的信道响应。对于直射波的信道响应, 第  $n$  ( $1 \leq n \leq LK$ ) 个用户到基站的第  $m$  根天线的信道冲激响应可以表示为:

$$[\mathbf{H}_{\text{LOS}}]_{mn} = e^{-j(m-1)\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_n} \quad (4)$$

其中,  $\theta_n$  为第  $n$  个用户到基站天线的到达角, 假设用户到基站各个天线的到达角都相等。  $d$  为天线间的距离,  $\lambda$  为电磁波波长, 为了方便起见, 下文假设  $d = \lambda/2$ , 则式 (4) 可简化为:

$$[\mathbf{H}_{\text{LOS}}]_{mn} = e^{-j(m-1)\pi \sin \theta_n} \quad (5)$$

则有:

$$\mathbf{H}_{\text{LOS}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j\pi \sin \theta_1} & e^{-j\pi \sin \theta_2} & \dots & e^{-j\pi \sin \theta_{LK}} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ e^{-j\pi(M-1)\sin \theta_1} & e^{-j\pi(M-1)\sin \theta_2} & \dots & e^{-j\pi(M-1)\sin \theta_{LK}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

很明显,  $\mathbf{H}_{\text{LOS}}$  在此模型中取决于发送天线和接收天线间的距离和到达角。在大规模天线中, 当基站天线数  $M$  远远大于所有用户数  $LK$  时, 当  $M \rightarrow \infty$  时,  $\mathbf{H}_{\text{LOS}}^H \mathbf{H}_{\text{LOS}} \approx M\mathbf{I}_{LK}$  [15], 其中  $(\cdot)^H$  表示共轭矩阵。而反射、折射、散射等多径分量的信道响应  $\mathbf{H}_{\text{NLOS}}$  [19] 是服从零均值、单位方差的复高斯过程。

### 3 莱斯衰落信道环境下的信道估计方法及解码

为了更好地叙述本文信道估计与解码方案, 图 2 给出了信号传输、信道估计以及解码的示意。

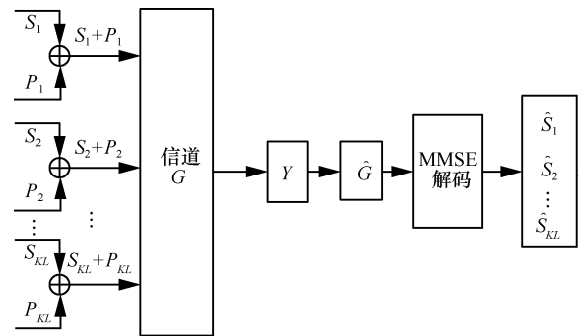


图2 信号传输、信道估计以及解码的示意

#### 3.1 基于叠加训练序列的信号传输方案

所谓叠加训练序列, 主要是将训练序列叠加到用户发送的数据序列上作为发送信号一起发送, 这个训练序列的发送方和接收方都是已知的。下面来做详细的介绍。

首先, 选取训练序列矩阵  $\mathbf{P}$ , 该矩阵的第  $n$  ( $1 \leq n \leq LK$ ) 行  $\mathbf{P}_n$  表示第  $n$  个用户的用于估计信道的训练序列,  $\mathbf{P}$  的选取一般要满足:

$$\mathbf{P}_i \mathbf{P}_j^H = \begin{cases} 0, & i \neq j \\ T, & i = j \end{cases} \quad (7)$$

例如, 当  $T = 2^v$  时, 其中,  $v$  为一个正整数, 且  $T \geq LK + 1$ , 令  $P_i$  为  $T$  维哈达玛 (Hadamard) 矩阵中的第  $(i+1)$  行, 即矩阵  $P$  可由 Hadamard 矩阵中的第  $2 \sim LK+1$  行组成, 则上述条件满足。本文采用此种方法来选择矩阵  $P$ 。

假设系统内所有用户发送的数据信号为  $S$ , 记  $S = (s_{jt})_{LK \times T}$ , 其中,  $s_{jt} (j=1, 2, \dots, LK; t=1, 2, \dots, T)$  随机地取自于某一星座图 QAM, 例如 4-QAM、16-QAM 等。满足  $E(|s_{jt}|^2) = 1$ , 即  $E(SS^H) = TI_{LK}$ , 且假设各用户发送的信号是相互独立的。

然后, 将训练序列  $P$  叠加到数据信号  $S$  上作为发送信号一起发送:

$$X = S + P \quad (8)$$

### 3.2 叠加训练序列信道估计方案

分 3 种情况对叠加训练序列信道估计方案进行具体的分析, 第一种是目前已存在的叠加训练序列信道估计的方法<sup>[16,17]</sup>; 第二种是假设  $H_{LOS}$  是已知的情况下, 改进的叠加训练信道估计的方法; 最后一种是假设  $H_{LOS}$  未知的情况下, 改进的叠加训练信道估计的方法。

#### 3.2.1 已存在的信道估计方法

假设发送端给训练序列和数据信号分配的功率是均匀的, 因此接收信号可以表示为:

$$Y = \sqrt{\rho/2}GS + \sqrt{\rho/2}GP + W \quad (9)$$

某小区基站接收到信号  $Y$  后, 需要估计出信道系数矩阵  $G$ , 在式 (9) 等号左右两边同时乘以  $P^H$ , 则有:

$$YP^H = \sqrt{\rho/2}GSP^H + T\sqrt{\rho/2}GPP^H + WP^H \quad (10)$$

利用  $PP^H = TI_{LK}$ , 式 (10) 可化简为:

$$YP^H = \sqrt{\rho/2}GSP^H + T\sqrt{\rho/2}G + WP^H \quad (11)$$

由于  $T$  和  $\rho$  为常数, 基站已知, 将式 (10) 等号左右两边同时除以  $T\sqrt{\rho/2}$ , 为:

$$\frac{YP^H}{T\sqrt{\rho/2}} = G + \frac{GSP^H}{T} + \frac{WP^H}{T\sqrt{\rho/2}} \quad (12)$$

其中, 等式右边第一项表示目标信道状态信息矩阵部分, 第二项表示叠加训练序列所带来的误差, 最后一项表示由附加噪声带来的误差部分。可以看出, 当相干时间  $T$  很大, 即  $T \rightarrow \infty$  时,  $\frac{SP^H}{T}$  和  $\frac{WP^H}{T\sqrt{\rho/2}}$  都趋于 0, 所以, 信道矩阵  $G$  可以根据式 (12) 估计如下:

$$\tilde{G} = \frac{YP^H}{T\sqrt{\rho/2}} \quad (13)$$

式 (13) 为已存在的一种基于叠加训练序列的信道估计方法。

#### 3.2.2 $H_{LOS}$ 已知条件下改进的信道估计方法

目前, 在莱斯衰落信道模型下, 由式 (6) 可知,  $H_{LOS}$  完全由到达角  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{LK}$  决定, 到目前为止, 有很多技术方法可以直接或间接地测量出直射波的到达角。这里就假设  $H_{LOS}$  是已知的情况下, 讨论改进的信道估计方法。接收信号可以表示为:

$$Y = \sqrt{\rho/2} \left( \sqrt{\frac{\kappa}{\kappa+1}} H_{LOS} + \sqrt{\frac{1}{\kappa+1}} H_{NLOS} \right) B(S + P) + W \quad (14)$$

为了便于观察和分析, 令  $a = \sqrt{\frac{\kappa}{\kappa+1}}$ ,

$b = \sqrt{\frac{1}{\kappa+1}}$ , 式 (14) 可化简为:

$$Y = \sqrt{\rho/2} (aH_{LOS} + bH_{NLOS}) B(S + P) + W \quad (15)$$

同第 3.2.1 节, 在式 (15) 等号左右两边同时乘以  $P^H$ , 然后同时除以  $bT\sqrt{\rho/2}$ , 并将已知项移到等号的左边, 最终得到:

$$\begin{aligned} & \frac{YP^H}{bT\sqrt{\rho/2}} - \frac{aH_{LOS}B}{b} \\ &= H_{NLOS}B + \frac{aH_{LOS}BSP^H}{bT} + \frac{H_{NLOS}BSP^H}{T} + \frac{WP^H}{bT\sqrt{\rho/2}} \end{aligned} \quad (16)$$

其中, 等式右边第一项表示目标信道状态信息



矩阵部分, 第二项和第三项表示叠加训练序列所带来的误差, 最后一项表示由附加噪声带来的误差部分。同样可以看出, 当相干时间  $T$  很大, 即  $T \rightarrow \infty$  时,  $\frac{a\mathbf{H}_{\text{LOS}}\mathbf{B}\mathbf{S}\mathbf{P}^{\text{H}}}{bT}$ 、 $\frac{\mathbf{H}_{\text{NLOS}}\mathbf{B}\mathbf{S}\mathbf{P}^{\text{H}}}{T}$  和  $\frac{\mathbf{W}\mathbf{P}^{\text{H}}}{bT\sqrt{\rho/2}}$  都趋于 0。令多径分量的信道状态矩阵  $\mathbf{G}_{\text{NLOS}} = \mathbf{H}_{\text{NLOS}}\mathbf{B}$ , 则  $\mathbf{G}_{\text{NLOS}}$  可以通过式 (16) 等号左边的式子估计如下:

$$\tilde{\mathbf{G}}_{\text{NLOS}} = \frac{\mathbf{Y}\mathbf{P}^{\text{H}}}{bT\sqrt{\rho/2}} - \frac{a\mathbf{H}_{\text{LOS}}\mathbf{B}}{b} \quad (17)$$

显然, 上述  $\tilde{\mathbf{G}}_{\text{NLOS}}$  的推导原理与第 3.2.1 节完全相同。为了进一步提高信道估计准确性, 本文提出了下列改进的信道估计方案:

$$\hat{\mathbf{G}}_{\text{NLOS}} = \tilde{\mathbf{G}}_{\text{NLOS}}\mathbf{A}_{\text{NLOS}} \quad (18)$$

其中,  $LK$  维方阵  $\mathbf{A}_{\text{NLOS}}$  由下列 MMSE 估计器得到:

$$\arg \min_A E \left[ \left\| \tilde{\mathbf{G}}_{\text{NLOS}}\mathbf{A}_{\text{NLOS}} - \mathbf{G}_{\text{NLOS}} \right\|^2 \right] \quad (19)$$

其中,  $\|\cdot\|$  表示欧几里得范数, 对于上述极小问题, 有以下结论。

**命题 1** 优化问题式 (19) 的解是:

$$\mathbf{A}_{\text{NLOS}} = \left( \frac{\text{tr}(\mathbf{B}^2)}{T} \mathbf{I}_{LK} + \frac{2}{b^2 T \rho} \mathbf{I}_{LK} + \mathbf{B}^2 + \frac{a^2 \text{tr}(\mathbf{B}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{LOS}}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{LOS}} \mathbf{B})}{b^2 T M} \mathbf{I}_{LK} \right)^{-1} \mathbf{B}^2 \quad (20)$$

其中,  $T = 2^v$ ,  $v$  为一个正整数, 且  $T \geq LK + 1$ 。

证明: 首先, 由式 (18) 可知, 要找到一个矩阵  $\mathbf{A}_{\text{NLOS}}$ , 使信道的估计误差方差最小, 即

$$\arg \min_A E \left[ \left\| \tilde{\mathbf{G}}_{\text{NLOS}}\mathbf{A}_{\text{NLOS}} - \mathbf{G}_{\text{NLOS}} \right\|^2 \right], \text{ 其中:}$$

$$E \left[ \left\| \tilde{\mathbf{G}}_{\text{NLOS}}\mathbf{A}_{\text{NLOS}} - \mathbf{G}_{\text{NLOS}} \right\|^2 \right] = E \left[ \text{tr} \left( (\tilde{\mathbf{G}}_{\text{NLOS}}\mathbf{A}_{\text{NLOS}} - \mathbf{G}_{\text{NLOS}})^{\text{H}} (\tilde{\mathbf{G}}_{\text{NLOS}}\mathbf{A}_{\text{NLOS}} - \mathbf{G}_{\text{NLOS}}) \right) \right] \quad (21)$$

将  $\tilde{\mathbf{G}}_{\text{NLOS}} = \frac{\mathbf{Y}\mathbf{P}^{\text{H}}}{bT\sqrt{\rho/2}} - \frac{a\mathbf{H}_{\text{LOS}}\mathbf{B}}{b}$  代入式 (21) 并

展开, 分为 4 项:

$$\begin{aligned} \text{式(21)} &= E \left[ \text{tr}(\mathbf{G}_{\text{NLOS}}(\mathbf{A}_{\text{NLOS}} - \mathbf{I})(\mathbf{A}_{\text{NLOS}} - \mathbf{I})^{\text{H}} \mathbf{G}_{\text{NLOS}}^{\text{H}}) \right] + \\ &\frac{a^2}{b^2 T^2} E \left[ \text{tr}(\mathbf{H}_{\text{LOS}} \mathbf{B} \mathbf{S} \mathbf{P}^{\text{H}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}}^{\text{H}} \mathbf{P} \mathbf{S}^{\text{H}} \mathbf{B}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{LOS}}^{\text{H}}) \right] + \\ &\frac{1}{T^2} E \left[ \text{tr}(\mathbf{G}_{\text{NLOS}} \mathbf{S} \mathbf{P}^{\text{H}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}}^{\text{H}} \mathbf{P} \mathbf{S}^{\text{H}} \mathbf{G}_{\text{NLOS}}^{\text{H}}) \right] + \\ &\frac{2}{b^2 T^2 \rho} E \left[ \text{tr}(\mathbf{W} \mathbf{P}^{\text{H}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}}^{\text{H}} \mathbf{P} \mathbf{W}^{\text{H}}) \right] \end{aligned} \quad (22)$$

对每一项分别化简求解, 对于第一项, 由于  $E[\mathbf{H}_{\text{NLOS}}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{NLOS}}] = \mathbf{M} \mathbf{I}_{LK}$ , 有:

$$\begin{aligned} E_G \left[ \text{tr}(\mathbf{G}_{\text{NLOS}}(\mathbf{A}_{\text{NLOS}} - \mathbf{I})(\mathbf{A}_{\text{NLOS}} - \mathbf{I})^{\text{H}} \mathbf{G}_{\text{NLOS}}^{\text{H}}) \right] &= E_G \left[ \text{tr}(\mathbf{H}_{\text{NLOS}} \mathbf{B} (\mathbf{A}_{\text{NLOS}} - \mathbf{I})(\mathbf{A}_{\text{NLOS}} - \mathbf{I})^{\text{H}} \mathbf{B} \mathbf{H}_{\text{NLOS}}^{\text{H}}) \right] \\ &= M \text{tr} \left( (\mathbf{A}_{\text{NLOS}} - \mathbf{I})^{\text{H}} \mathbf{B}^{\text{H}} \mathbf{B} (\mathbf{A}_{\text{NLOS}} - \mathbf{I}) \right) \end{aligned} \quad (23)$$

对于第二项, 首先对  $\mathbf{S}$  求期望:

$$\begin{aligned} \frac{a^2}{b^2 T^2} E \left[ \text{tr}(\mathbf{H}_{\text{LOS}} \mathbf{B} \mathbf{S} \mathbf{P}^{\text{H}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}}^{\text{H}} \mathbf{P} \mathbf{S}^{\text{H}} \mathbf{B}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{LOS}}^{\text{H}}) \right] &= \frac{a^2}{b^2 T^2} \text{tr}(\mathbf{H}_{\text{LOS}} \mathbf{B} E_{\mathbf{S}} \left[ \mathbf{S} \mathbf{P}^{\text{H}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}}^{\text{H}} \mathbf{P} \mathbf{S}^{\text{H}} \right] \mathbf{B}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{LOS}}^{\text{H}}) \\ &= \frac{a^2}{b^2 T} \text{tr}(\mathbf{H}_{\text{LOS}} \mathbf{B} \mathbf{B}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{LOS}}^{\text{H}}) \text{tr}(\mathbf{A}_{\text{NLOS}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}}^{\text{H}}) \end{aligned} \quad (24)$$

所以第二项结果为:

$$\begin{aligned} \frac{a^2}{b^2 T^2} E \left[ \text{tr}(\mathbf{H}_{\text{LOS}} \mathbf{B} \mathbf{S} \mathbf{P}^{\text{H}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}}^{\text{H}} \mathbf{P} \mathbf{S}^{\text{H}} \mathbf{B}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{LOS}}^{\text{H}}) \right] &= \frac{a^2}{b^2 T} \text{tr}(\mathbf{H}_{\text{LOS}} \mathbf{B} \mathbf{B}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{LOS}}^{\text{H}}) \text{tr}(\mathbf{A}_{\text{NLOS}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}}^{\text{H}}) \end{aligned} \quad (25)$$

对于第三项, 有:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T^2} E \left[ \text{tr}(\mathbf{G}_{\text{NLOS}} \mathbf{S} \mathbf{P}^{\text{H}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}}^{\text{H}} \mathbf{P} \mathbf{S}^{\text{H}} \mathbf{G}_{\text{NLOS}}^{\text{H}}) \right] &= \frac{1}{T^2} E \left[ \text{tr}(\mathbf{H}_{\text{NLOS}} \mathbf{B} \mathbf{S} \mathbf{P}^{\text{H}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}}^{\text{H}} \mathbf{P} \mathbf{S}^{\text{H}} \mathbf{B}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{NLOS}}^{\text{H}}) \right] \\ &= \frac{M}{T} \text{tr}(\mathbf{A}_{\text{NLOS}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}}^{\text{H}}) \text{tr}(\mathbf{B} \mathbf{B}^{\text{H}}) \end{aligned} \quad (26)$$

对于第四项, 有:

$$\begin{aligned} & \frac{2}{b^2 T^2 \rho} E \left[ \text{tr}(\mathbf{W} \mathbf{P}^H \mathbf{A}_{\text{NLOS}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}}^H \mathbf{P} \mathbf{W}^H) \right] \\ &= \frac{2}{b^2 T^2 \rho} E_w \left[ \text{tr}(\mathbf{A}_{\text{NLOS}}^H \mathbf{P} \mathbf{W}^H \mathbf{W} \mathbf{P} \mathbf{A}_{\text{NLOS}}) \right] \\ &= \frac{2M}{b^2 T \rho} \text{tr}(\mathbf{A}_{\text{NLOS}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}}^H) \end{aligned} \quad (27)$$

所以, 结合式 (23)、式 (25) ~ 式 (27), 有:

$$\begin{aligned} E \left[ \left\| \tilde{\mathbf{G}}_{\text{NLOS}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}} - \mathbf{G}_{\text{NLOS}} \right\|^2 \right] &= \text{tr}(\mathbf{A}_{\text{NLOS}} \mathbf{A}_{\text{NLOS}}^H (\mathbf{B}^2 + \\ & \frac{a^2}{b^2 T M} \text{tr}(\mathbf{B}^H \mathbf{H}_{\text{LOS}}^H \mathbf{B} \mathbf{H}_{\text{LOS}}) \mathbf{I}_{LK} + \frac{2}{b^2 T \rho} \mathbf{I}_{LK} + \\ & \frac{\text{tr}(\mathbf{B}^2)}{T} \mathbf{I}_{LK})) - 2 \text{tr}(\mathbf{B} \mathbf{A} \mathbf{B}^H) + \text{tr}(\mathbf{B}^2) \end{aligned} \quad (28)$$

为了找到一个矩阵  $\mathbf{A}_{\text{NLOS}}$  使式 (28) 的结果为最小, 将其对  $\mathbf{A}_{\text{NLOS}}$  进行求导, 再令求导后的式子为 0, 就可以得到命题 1 的结论。证毕。

这样, 在  $\mathbf{H}_{\text{LOS}}$  已知的情况下而估计出来的信道状态信息矩阵为:

$$\hat{\mathbf{G}} = a \mathbf{H}_{\text{LOS}} \mathbf{B} + b \hat{\mathbf{G}}_{\text{NLOS}} \quad (29)$$

从后面仿真结果可以看出, 此种估计方法明显优于已存在的方法 (式 (13))。

### 3.2.3 $\mathbf{H}_{\text{LOS}}$ 未知条件下改进的信道估计方法

当  $\mathbf{H}_{\text{LOS}}$  未知时,  $\mathbf{H} = \sqrt{\frac{\kappa}{\kappa+1}} \mathbf{H}_{\text{LOS}} + \sqrt{\frac{1}{\kappa+1}} \mathbf{H}_{\text{NLOS}}$  也是未知的。令  $\mathbf{G} = \mathbf{H} \mathbf{B}$ , 同样, 发送端给训练序列和数据信号均匀分配功率:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\rho/2} \mathbf{G} (\mathbf{S} + \mathbf{P}) + \mathbf{W} \quad (30)$$

依据第 3.2.1 节的分析方法, 可得到  $\mathbf{H}_{\text{LOS}}$  未知情况下已存在的信道估计矩阵  $\tilde{\mathbf{G}}$ :

$$\tilde{\mathbf{G}} = \frac{\mathbf{Y} \mathbf{P}^H}{T \sqrt{\rho/2}} \quad (31)$$

为了进一步提高估计准确性, 本文提出了如下信道估计方案:

$$\hat{\mathbf{G}} = \tilde{\mathbf{G}} \mathbf{A} \quad (32)$$

其中,  $\mathbf{A}$  由以下 MMSE 估计器得到:

$$\arg \min_{\mathbf{A}} E \left[ \left\| \tilde{\mathbf{G}} \mathbf{A} - \mathbf{G} \right\|^2 \right] \quad (33)$$

对于上述优化问题, 有以下结果。

**命题 2** 优化问题式 (33) 的解是:

$$\mathbf{A} = \left( \frac{2 + \rho \text{tr}(\mathbf{B}^2)}{T \rho} \mathbf{I}_{LK} + \mathbf{B}^2 \right)^{-1} \mathbf{B}^2 \quad (34)$$

证明: 首先, 由式 (12) 得:

$$\tilde{\mathbf{G}} = \mathbf{G} + \frac{\mathbf{G} \mathbf{S} \mathbf{P}^H}{T} + \frac{\mathbf{W} \mathbf{P}^H}{T \sqrt{\rho/2}} \quad (35)$$

要找到一个矩阵  $\mathbf{A}$ , 使信道的估计误差方差最小, 即  $\arg \min_{\mathbf{A}} E \left[ \left\| \tilde{\mathbf{G}} \mathbf{A} - \mathbf{G} \right\|^2 \right]$ , 在求解  $\mathbf{A}$  的过程中,  $\mathbf{S}$ 、 $\mathbf{P}$ 、 $\mathbf{W}$  之间两两独立, 且  $E(\mathbf{S} \mathbf{S}^H) = T \mathbf{I}_{LK}$ ,  $E(\mathbf{W} \mathbf{W}^H) = T \mathbf{I}_M$ ,  $E(\mathbf{P} \mathbf{P}^H) = T \mathbf{I}_{LK}$ , 因此求矩阵  $\mathbf{A}$  的问题转化为求解  $E[\text{tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})]$ :

$$\begin{aligned} E[\text{tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})] &= E \left[ \text{tr} \left( \left( \sqrt{\frac{\kappa}{\kappa+1}} \mathbf{H}_{\text{LOS}} + \sqrt{\frac{1}{\kappa+1}} \mathbf{H}_{\text{NLOS}} \right)^H \right. \right. \\ & \left. \left. \left( \sqrt{\frac{\kappa}{\kappa+1}} \mathbf{H}_{\text{LOS}} + \sqrt{\frac{1}{\kappa+1}} \mathbf{H}_{\text{NLOS}} \right) \right) \right] \end{aligned} \quad (36)$$

由于信道参数矩阵  $\mathbf{H}$  中含有直射波分量, 当基站不知道  $\mathbf{H}_{\text{LOS}}$  信息,  $\mathbf{H}_{\text{LOS}}$  就是一个未知矩阵, 又因为  $E(\mathbf{H}_{\text{NLOS}}) = 0$ ,  $E(\mathbf{H}_{\text{NLOS}}^H \mathbf{H}_{\text{NLOS}}) = M \mathbf{I}_{LK}$  且  $\mathbf{H}_{\text{LOS}}$ 、 $\mathbf{H}_{\text{NLOS}}$  是相互独立的。同时在大规模多天线下, 当基站天线数  $M$  远远大于系统中所有的用户数  $LK$  时, 即当  $M \rightarrow \infty$  时,  $\mathbf{H}_{\text{LOS}}^H \mathbf{H}_{\text{LOS}} \approx M \mathbf{I}_{LK}$ 。利用  $\mathbf{H}_{\text{LOS}}^H \mathbf{H}_{\text{LOS}} \approx M \mathbf{I}_{LK}$ , 代入式 (36) 中, 得到  $E(\text{tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})) = M \mathbf{I}_{LK}$ 。

所以:

$$\begin{aligned} \left\| \tilde{\mathbf{G}} \mathbf{A} - \mathbf{G} \right\|^2 &= \text{tr} \left[ (\tilde{\mathbf{G}} \mathbf{A} - \mathbf{G})^H (\tilde{\mathbf{G}} \mathbf{A} - \mathbf{G}) \right] \\ &= \text{tr} \left[ \left( \mathbf{G} (\mathbf{A} - \mathbf{I}) + \frac{\mathbf{G} \mathbf{S} \mathbf{P}^H \mathbf{A}}{T} + \frac{\mathbf{W} \mathbf{P}^H \mathbf{A}}{T \sqrt{\rho/2}} \right)^H \right] \end{aligned}$$



$$\left[ \mathbf{G}(\mathbf{A}-\mathbf{I}) + \frac{\mathbf{GSP}^H \mathbf{A}}{T} + \frac{\mathbf{WP}^H \mathbf{A}}{T\sqrt{\rho/2}} \right] \quad (37)$$

可化简为:

$$\begin{aligned} \|\tilde{\mathbf{G}}\mathbf{A}-\mathbf{G}\|^2 &= \text{tr}((\mathbf{A}-\mathbf{I})^H \mathbf{G}^H \mathbf{G}(\mathbf{A}-\mathbf{I})) + \\ &\frac{1}{T^2} \text{tr}(\mathbf{A}^H \mathbf{PS}^H \mathbf{G}^H \mathbf{GSP}^H \mathbf{A}) + \frac{2}{T^2 \rho^2} \text{tr}(\mathbf{A}^H \mathbf{PW}^H \mathbf{WP}^H \mathbf{A}) \end{aligned} \quad (38)$$

很明显, 式(38)包含3项, 对每一项分别求解, 第一项为:

$$\begin{aligned} E_G &\left[ \text{tr}((\mathbf{A}-\mathbf{I})^H \mathbf{G}^H \mathbf{G}(\mathbf{A}-\mathbf{I})) \right] \\ &= E_G \left[ \text{tr}((\mathbf{A}-\mathbf{I})^H \mathbf{B}^H \mathbf{H}^H \mathbf{HB}(\mathbf{A}-\mathbf{I})) \right] \\ &= M \text{tr}((\mathbf{A}-\mathbf{I})^H \mathbf{B}^H \mathbf{B}(\mathbf{A}-\mathbf{I})) \end{aligned} \quad (39)$$

第二项, 首先对  $G$  求期望:

$$\begin{aligned} E_G &\left[ \text{tr}(\mathbf{A}^H \mathbf{PS}^H \mathbf{G}^H \mathbf{GSP}^H \mathbf{A}) \right] \\ &= E_G \left[ \text{tr}(\mathbf{A}^H \mathbf{PS}^H \mathbf{B}^H \mathbf{H}^H \mathbf{HBSP}^H \mathbf{A}) \right] \\ &= M \text{tr}(\mathbf{BSP}^H \mathbf{AA}^H \mathbf{PS}^H \mathbf{B}^H) \end{aligned} \quad (40)$$

再对  $S$  求期望:

$$\begin{aligned} E_S &\left[ \mathbf{BSP}^H \mathbf{AA}^H \mathbf{PS}^H \mathbf{B}^H \right] \\ &= \mathbf{BE}_S \left[ \mathbf{SP}^H \mathbf{AA}^H \mathbf{PS}^H \right] \mathbf{B}^H \\ &= T \mathbf{B} \text{tr}(\mathbf{AA}^H) \mathbf{B}^H \end{aligned} \quad (41)$$

所以第二项为:

$$\frac{1}{T^2} \text{tr}(\mathbf{A}^H \mathbf{PS}^H \mathbf{G}^H \mathbf{GSP}^H \mathbf{A}) = \frac{M}{T} \text{tr}(\mathbf{AA}^H) \text{tr}(\mathbf{BB}^H) \quad (42)$$

第三项求解:

$$\begin{aligned} E_W &\left[ \text{tr} \left( \frac{2}{T^2 \rho} \mathbf{A}^H \mathbf{PW}^H \mathbf{WP}^H \mathbf{A} \right) \right] \\ &= \frac{2}{T^2 \rho} E_W \left[ \text{tr}(\mathbf{A}^H \mathbf{PW}^H \mathbf{WP}^H \mathbf{A}) \right] \\ &= \frac{2}{T^2 \rho} \text{tr}(\text{tr}(\mathbf{P}^H \mathbf{AA}^H \mathbf{P}) \mathbf{I}_M) = \frac{2M}{T^2 \rho} \text{tr}(\mathbf{PP}^H \mathbf{AA}^H) \end{aligned} \quad (43)$$

所以结合式(39)、式(42)、式(43)可得:

$$\begin{aligned} E \left[ \|\tilde{\mathbf{G}}\mathbf{A}-\mathbf{G}\|^2 \right] &= M \left[ \frac{1}{T} \text{tr}(\mathbf{A}^H \mathbf{A}) \text{tr}(\mathbf{B}^2) + \right. \\ &\left. \text{tr} \left[ \mathbf{B}(\mathbf{A}-\mathbf{I})(\mathbf{A}-\mathbf{I})^H \mathbf{B}^H \right] + \frac{2}{T\rho} \text{tr}(\mathbf{AA}^H) \right] \\ &= M \left[ \text{tr} \left[ \left( \frac{1}{T} \text{tr}(\mathbf{B}^2) + \frac{2}{T\rho} + \mathbf{B}^2 \right) \mathbf{A}^H \mathbf{A} \right] - \right. \\ &\left. \text{tr}(\mathbf{BAB}^H) - \text{tr}(\mathbf{BA}^H \mathbf{B}^H) + \text{tr}(\mathbf{B}^2) \right] \end{aligned} \quad (44)$$

为了找到一个矩阵  $\mathbf{A}$  使式(44)的结果最小, 将式(44)对  $\mathbf{A}$  进行求导, 再令求导后的式子为0, 就可以解出矩阵  $\mathbf{A}$ , 可以得到命题2的结论。证毕。

### 3.3 解码器的设计

基站一旦得到信道状态信息矩阵  $\hat{\mathbf{G}}$ , 就要立即解码, 解出本小区所有用户发送的数据信号。令:

$$\hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{Y} - \sqrt{\rho/2} \hat{\mathbf{G}}\mathbf{P} = \sqrt{\rho/2} \hat{\mathbf{G}}\mathbf{S} + \hat{\mathbf{W}} \quad (45)$$

其中,  $\hat{\mathbf{W}} = \sqrt{\rho/2}(\mathbf{G} - \hat{\mathbf{G}})(\mathbf{S} + \mathbf{P}) + \mathbf{W}$  为等效噪声, 包括加性高斯白噪声和信道估计的不完全准确所造成的总噪声。在式(45)中, 基站已知  $\hat{\mathbf{Y}}$ 、 $\rho/2$  和  $\hat{\mathbf{G}}$ , 但是  $\hat{\mathbf{W}}$  是未知的。为了解出数据信号  $\mathbf{S}$ , 自然考虑到利用 MMSE 解码器来解码, 但是  $\hat{\mathbf{G}}$  的求解是根据数据信号矩阵  $\mathbf{S}$  来求得的, 所以无法判断  $\hat{\mathbf{G}}$  与  $\mathbf{S}$  是否独立, 从而无法求出  $\hat{\mathbf{W}}$  的协方差矩阵。因此, 很难在当前环境下得到准确的 MMSE 估计器。为此, 这里设计了一个与 MMSE 解码器相似的解码器:

$$\mathbf{R} = \left( \frac{\mathbf{I}_{LK}}{\hat{\rho}} + \hat{\mathbf{G}}_r^H \hat{\mathbf{G}}_r \right)^{-1} \hat{\mathbf{G}}_r \quad (46)$$

其中,  $\hat{\rho} = \rho/(2 + \gamma\rho)$ ,  $\gamma$  是个待定的正数。利用解码矩阵  $\mathbf{R}$ , 数据信号矩阵的第  $k$  行  $s_{kt}$  ( $k=1, 2, \dots, K; t=1, 2, \dots, T$ ) 可以通过式(47)估计出来:

$$\hat{s}_{kt} = \arg \min_{s \in QAM} \left\| \left( \frac{R\hat{Y}}{\sqrt{1+\gamma\rho/2}} \right)_{(k,t)} - \sqrt{\hat{\rho}}(R\hat{G}_r)_{(k,k)}s \right\| \quad (47)$$

其中，矩阵下标  $(k,t)$  表示该矩阵的第  $k$  行的第  $t$  列。同时，对于不同情况下的不同的信道估计方法， $\hat{G}$  不同，对应  $\hat{G}_r$  和  $\gamma$  的选取也跟着变化。

### 4 仿真分析

为了检验本文所提方案的系统性能，本节通过 MATLAB 仿真工具对所提出的信道估计方法进行仿真。在大规模 MIMO 系统中，莱斯衰落信道环境下，以系统误码率为标准评价方案的优越性。整个仿真分为 3 个部分：第一部分含有 3 个仿真比较图，即在不同的莱斯  $\kappa$  因子下，分别比较已存在信道估计方案与本文所提方案的误码率性能；第二部分为在已存在估计方案与本文估计方案下基站配备的天线数与系统误码性能的关系；最后一部分为在已存在估计方案和本文估计方案下相干时间与系统误码性能的关系。

在大规模 MIMO 天线系统模型下，假设系统中含有 3 个小区，每个小区有 3 个独立的单天线用户和 1 个基站，同时每个基站都配备 128 根天线，即  $L=3, K=3, M=128$ 。相干时间  $T=128$ ，莱斯  $\kappa$  因子取 0、1、50 共 3 个不同的值，分别代表无直射分量、直射分量与多径分量共存、几乎无多径分量 3 种情况。假设小区中的用户都采用标准的 4-QAM 码本，信噪比取值范围为  $-10 \sim 20$  dB，为了便于比较，这里大尺度衰落因子在区间  $[0,1]$  中随机选取，选取原则以从大到小顺序排列。不同信道估计方案下解码时  $\gamma$  取不同的确定的正数，已存在的信道估计方法下  $\gamma_1=2tr(\mathbf{B}^2(\mathbf{I}_{LK}+1)^2)$ ， $H_{LOS}$  已知情况下的估计方法中  $\gamma_2=2tr(\mathbf{B}^2(\mathbf{I}_{LK}+\mathbf{A})^2)$ ，而  $H_{LOS}$  未知情况下的估计方法中  $\gamma_3=2tr(\mathbf{B}^2(\mathbf{I}_{LK}+\mathbf{A})^2)$ 。

$\kappa=0、1、50$  时传统估计方法与本文方法误码率的比较分别如图 3~图 5 所示。从图 3~图 5 可以看出，本文提出的信道估计方法与已存在的误码率都随信噪比的增大而减小，且本文所提方案性能明

显优于已存在方法的性能。特别是当  $\kappa$  较小时，这种优越性更加显著。另外，在同样的条件下， $H_{LOS}$  已知情况下系统的误码性能明显更优。

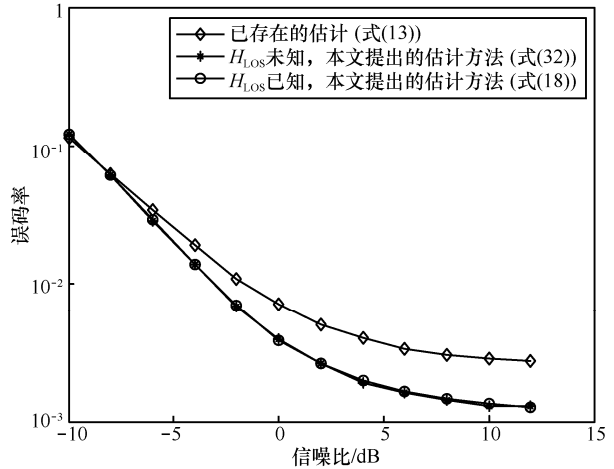


图 3  $\kappa=0$  时传统估计方法与本文方法误码率比较

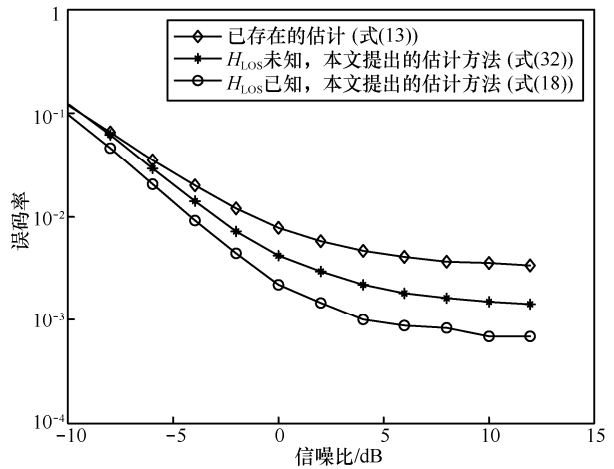


图 4  $\kappa=1$  时传统估计方法与本文方法误码率比较

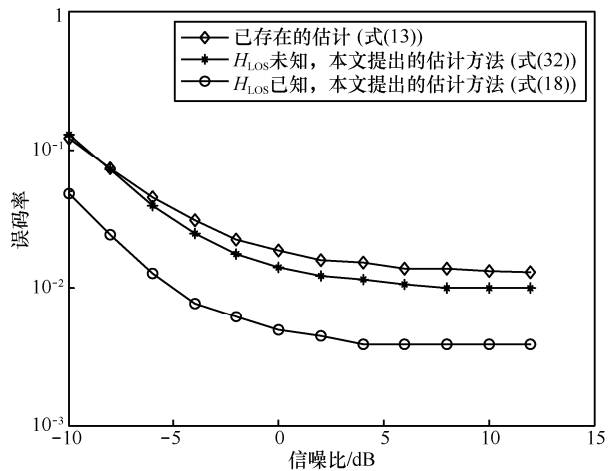


图 5  $\kappa=50$  时传统估计方法与本文方法误码率比较



在大规模天线系统中,通过增加天线的数量来消除小区间不同用户的干扰,从而提高系统解码的性能。仍然假设小区数是 3 个,每个小区中有 1 个基站和 3 个单天线用户,这里每个小区中的基站分别装备了 20~220 根天线。莱斯  $\kappa$  因子固定为 1,每个小区中的用户还是采用标准的 4-QAM 码本,信噪比取 8 dB,大尺度衰落因子的选取与仿真 1 相同。仿真结果如图 6 所示。

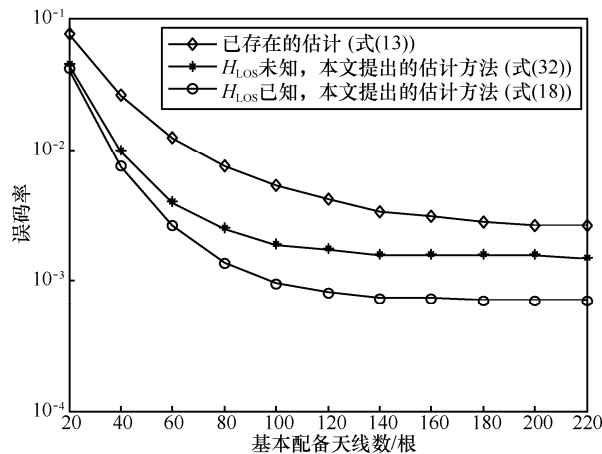


图 6 SNR=8 dB 时基站配备天线数对系统性能的影响

从图 6 可以看出,随着基站配备天线数的增多,系统的误码性能都变好,且天线数越多,用户间信道的正交性越好,解码准确性更高。同时,当基站配备天线数很大时, $H_{\text{LoS}}$  已知情况下系统的误码性能明显更优,大规模天线可以有效改善系统的误码性能。

相干时间  $T$  就是用户发送信息序列的长度,在  $T$  内,假设信道是不发生变化的。为了更好地观察本文所提方案的优越性,图 7 主要给出相干时间对各方案下误码性能的影响。同样,系统用户与基站配置同图 6,且  $\text{SNR}=8 \text{ dB}$ ,图 7 给出了在本文所提方案下相干时间对系统误码性能的影响。相干时间分别取值为 16、32、64、128、256、512。

从图 7 可以看出,已存在的估计方法和  $H_{\text{LoS}}$  已知或未知时系统误码率随着相干时间的增加,曲线都呈下降趋势,这表示系统性能都变好,同

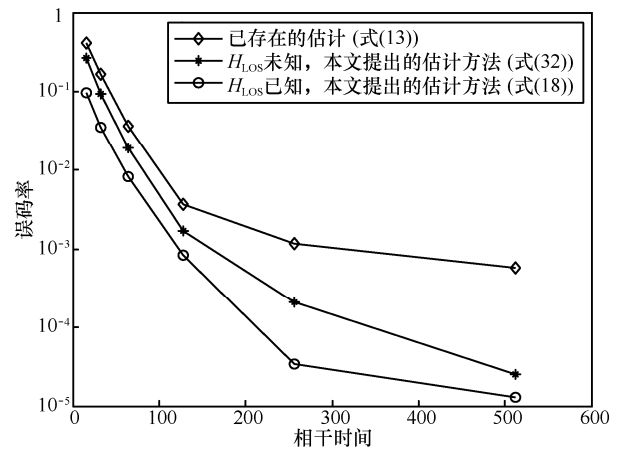


图 7 SNR=8 dB 时相干时间对系统性能的影响

时也可以看出本文所提方案的优越性。

## 5 结束语

针对莱斯衰落信道模型的系统,融合大规模 MIMO 技术,提出了一种基于叠加训练序列的信道估计方法和相应的解码方法。由于高速铁路、无人驾驶飞机等高速移动物体通信环境大都在开阔地带,视距传播有可能占主导位置。莱斯衰落信道模型基本能够准确地描述这一类环境的信道衰落变化。又由于训练序列直接叠加在发送数据上,不仅没有占用发送数据信号额外的时隙,带宽利用率也得到了很大的提高。因此,在已存在叠加训练序列方案上综合考虑结合目前已有的一些测量技术,就是在已存在的基于叠加训练的信道估计方法上考虑 LOS 分量已知和未知两种情况,分别提出了改进的信道估计方案。在其估计的信道状态信息矩阵上右乘一个矩阵,严格利用 MMSE 估计器,推导得到该矩阵,提高信道状态信息矩阵估计的准确性。数值仿真结果表明,本文所提方案提高了信道估计准确性,使系统的误码性能得到优化。直射分量未知时的改进方案相对于已存在的方案,不仅随着信噪比的增加,也随着天线数目和相干时间的递增,出现明显的减小,但是在直射分量已知的情况下,系统的误码性能得到了明显的改进。

## 参考文献:

- [1] MARZETTA T L. Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(11): 3590-3600.
- [2] 阳析, 金石. 大规模 MIMO 系统传输关键技术研究进展[J]. 电信科学, 2015, 31(5): 28-35.  
YANG X, JIN S. Overview of key technologies of transmission in massive MIMO system[J]. Telecommunications Science, 2015, 31(5): 28-35.
- [3] PITAROKOILIS A, MOHAMMED S K, LARSSON E G. On the optimality of single-carrier transmission in large-scale antenna systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2012, 1(4): 276-279.
- [4] HOYDIS J, BRINK S T, DEBBAH M. Massive MIMO in the UL/DL of cellular networks: how many antennas do we need?[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(2): 160-171.
- [5] GE X, JING Y, GHARAVI H, et al. Energy efficiency challenges of 5G small cell networks[J]. IEEE Communications Magazine, 2017, 55(5): 184-191.
- [6] GE X, TU S, MAO G, et al. 5G ultra-dense cellular networks[J]. IEEE Wireless Communications, 2016, 23(1): 72-79.
- [7] GE X, ZI R, WANG H, et al. Multi-user massive MIMO communication systems based on irregular antenna arrays[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(8): 5287-5301.
- [8] AI B, CHENG X, KÜRNER T, et al. Challenges toward wireless communications for high-speed railway[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2014, 15(5): 2143-2158.
- [9] YANG J, AI B. Construction and capacity analysis of high-rank LOS MIMO channels in high speed railway scenarios[C]//International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, September 21-23, 2012, Shanghai, China. New Jersey: IEEE Press, 2014: 1-4.
- [10] YAN L, FANG X, ZHONG S. Quasi-full-duplex wireless communication scheme for high-speed railway[C]//Vehicular Technology Conference, September 14-17, 2014, Vancouver, BC, Canada. New Jersey: IEEE Press, 2014: 1-6.
- [11] NOH S, ZOLTOWSKI M D, SUNG Y, et al. Pilot beam pattern design for channel estimation in massive MIMO systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5): 787-801.
- [12] TRUONG K T, LOZANO A, HEATH R W. Optimal training in continuous flat-fading massive MIMO systems[C]//20th European Wireless, May 14-16, 2014, Barcelona, Spain. New Jersey: IEEE Press, 2014: 1-6.
- [13] HE S, TUGNAIT J K, MENG X. On superimposed training for MIMO channel estimation and symbol detection[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(6): 3007-3021.
- [14] ZHANG H, GAO S, LI D, et al. On superimposed pilot for channel estimation in multicell multiuser MIMO uplink: large system analysis[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(3): 1492-1505.
- [15] TUGNAIT J K, MENG X, HE S. Doubly selective channel estimation using superimposed training and exponential bases models[J]. Eurasip Journal on Advances in Signal Processing, 2006, 6(11): 3877-3883.
- [16] UPADHYA K, VOROBYOV S, VEHKAPER M. Superimposed pilots are superior for mitigating pilot contamination in massive MIMO[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, PP(99): 1.
- [17] LI F, WANG H Q, YING M Y, et al. Channel estimations based on superimposed pilots for massive MIMO uplink system[C]//8th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), October 13-15, 2016, Yang Zhou, China. New Jersey: IEEE Press, 2016: 13-15.
- [18] CRAMÉR H. Random variables and probability distributions[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004.
- [19] FARROKHI F R, LOZANO A, FOSCHINI G J, et al. Spectral efficiency of FDMA/TDMA wireless systems with transmit and receive antenna arrays[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2002, 1(4): 591-599.

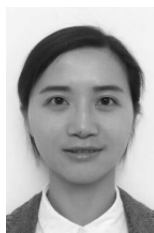
## [作者简介]



王雪丽 (1991-), 女, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为信号与信息处理。



王海泉 (1964-), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信、多天系统、信号检测、信息论等。



李肖 (1992-), 女, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为信号与信息处理。

杨大款 (1993-), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为信号与信息处理。