

基于正交叠加的 SCMA 系统信道估计方法^{*}

李啸天 季雪京 马金龙

(河北科技大学信息科学与工程学院 石家庄 050018)

摘要: 在稀疏码分多址接入(SCMA)系统中,由于相同子载波上叠加多个用户数据,且不同用户的信道条件不同,所以无法直接进行准确的信道估计。针对此问题,提出了一种基于正交叠加的 SCMA 系统信道估计方法。该方法利用 SCMA 系统码本的稀疏性,设计了一种多用户时隙复用的新型导频结构,使不同用户的导频数据在相同时隙叠加后仍能够保证子载波资源相互正交,同时降低了导频资源时隙开销。在此基础上进一步提出了局部正交叠加的导频结构,利用子载波间相关性估计相邻子载波的信道衰落系数,进一步降低导频资源时隙开销。仿真结果表明:在总时间开销相同的前提下,正交叠加方法的信道估计均方误差性能相比于现有方法提升了 3 dB,局部正交叠加性能进一步提升了 1.7 dB。

关键词: 稀疏码分多址接入;正交叠加;信道估计;导频结构;时隙开销;均方误差

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5015

Channel estimation method of SCMA system based on orthogonal superposition

Li Xiaotian Ji Xuejing Ma Jinlong

(School of Information Science and Engineering, Hebei University of Science and Technology, Shijiazhuang 050018, China)

Abstract: In sparse code division multiple access (SCMA) systems, because multiple user data are superimposed on the same subcarrier and the channel conditions of different users are different, accurate channel estimation cannot be performed directly. To solve this problem, a channel estimation method for SCMA systems based on orthogonal superposition is proposed. This method uses the sparsity of SCMA codebook to design a new pilot structure with multi-user timeslot multiplexing, which can ensure the orthogonal subcarrier resources and reduce the timeslot overhead of pilot resources after the same timeslot is superimposed on the pilot data of different users. On this basis, a pilot structure of local orthogonal superposition is proposed, and the channel fading coefficients of adjacent subcarriers are estimated by using the correlation between subcarriers to further reduce the time slot overhead of pilot resources. The simulation results show that the channel estimation MSE performance of orthogonal superposition method is improved by 3 dB and the local orthogonal superposition performance is further improved by 1.7 dB compared with the traditional method under the same total time cost.

Keywords: sparse code multiple access;orthogonal superposition;channel estimation;pilot structure;slot overhead;mean square error

0 引言

非正交多址(non-orthogonal multiple access, NOMA)作为第五代移动通信(fifth generation, 5G)技术中重要的资源复用解决方案,能够有效提高频谱利用率^[1]。与传统的以正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技术为代表的正交多址接入术

(orthogonal multiple access, OMA)相比^[2], NOMA 技术打破了子载波间的正交性^[3],在相同的频率资源条件下能够并发接入更多的用户,因此具有高频谱效率、低延迟通信、海量连接等特点^[4-5]。在各种 NOMA 方案中,由华为公司提出的稀疏码分多址接入(sparse code multiple access, SCMA)是典型代表^[6]。由于 SCMA 的码本设计使用多个用户数据在相同的时频资源上叠加,需要通过高复杂度的

迭代消息传递算法(message passing algorithm, MPA)来进行 SCMA 信号检测, 实现多用户分离^[7-8]。MPA 接收机基于最大似然(maximum likelihood, ML)标准, 需要获取准确的信道状态信息(channel state information, CSI)作为先验信息^[9]。因此, 面向 SCMA 系统的信道估计技术研究具有重要意义, 信道估计精度是影响 SCMA 解调性能的一个重要参数^[10]。

目前针对 SCMA 系统信道估计技术的研究还较为欠缺。Heo 等^[11]提出一种基于稀疏导频结构的信道估计方案, 该方案通过在 SCMA 码字的非零元素位置放置非零导频符号来进行信道估计, 能够显著降低由于用户数量增加带来的训练开销, 但随着用户数量和码本的增加, 计算复杂度仍较高, 影响实时性和效率; Heo 等^[12]提出一种基于循环移位 Zadoff-Chu(ZC)序列的导频结构和信道估计方法, 利用 ZC 序列的自相关特性来分离每个用户的信道信息, 减少了所需的训练块数量并提高了信道估计的效率, 但在高信噪比区域下会导致其性能下降; Wang 等^[13]提出一种分割扩展母码本(divide dextended mother codebook, DEMC)的方法, 该方法基于金角度调制(golden angle modulation, GAM)星座点, 通过引入符号的功率和相位依赖性来构建码本, 简化了 SCMA 码本的设计过程, 但在大规模码本设计中, 符号依赖关系优化的复杂度较高; 陈晨阳等^[14]提出一种基于最小二乘(least square, LS)算法的导频结构, 通过合理设计导频间隔和位置进行信道估计并获取了完整的信道估计值, 是当前 SCMA 系统信道估计方面较新的研究成果, 但仍然是基于不同用户分时发送导频信息

以避免在相同的子载波资源上产生用户数据叠加, 占用的时隙资源较多, 时间效率较低。

针对上述问题, 本文提出一种基于正交叠加的 SCMA 系统信道估计方法, 利用 SCMA 系统码本的稀疏性, 通过搜索在相同时隙叠加后仍能够保证子载波资源相互正交的用户, 设计多用户时隙复用的导频结构, 对于各用户在各子载波上的信道衰落系数, 利用 LS 算法进行精确的信道估计。该方法在保证各子载波资源上没有多用户导频数据叠加的同时, 有效减少了整体系统的导频时隙开销。理论研究和仿真实验表明: 与现有方法相比, 本文提出的正交叠加方法的均方误差性能提升了 3 dB, 局部正交叠加方法相比于正交叠加方法性能提升了 1.7 dB。

1 SCMA 基本原理

本文建立如图 1 所示的上行 SCMA 系统模型, 其用户数为 J , 子载波资源数为 K 。 J 个用户传输的信号复用在 K 个资源块上发送给基站, 过载因子 $\lambda = \frac{J}{K}$ 。在发送端 SCMA 编码器码本映射过程可以表示为:

$$f: B_{\log_2(M)} \rightarrow \chi \quad (1)$$

其中, χ 表示用户码本, 码本大小为 $|M|$, 码本中每个元素均为 K 维复数向量。则第 j 个用户发送的比特流先经过信道编码, 得到二进制数据比特向量 $b_j = [b_j^1, b_j^2, \dots, b_j^{\log_2(M)}]^T$, 向量维度为 $\log_2 M$, 然后进入 SCMA 编码器, 具体映射规则为: $x_j = f(b_j)$, $x_j \in \chi_j$, 得到 K 维复数码字 $x_j = [x_j^1, x_j^2, \dots, x_j^K]^T$ ^[15]。

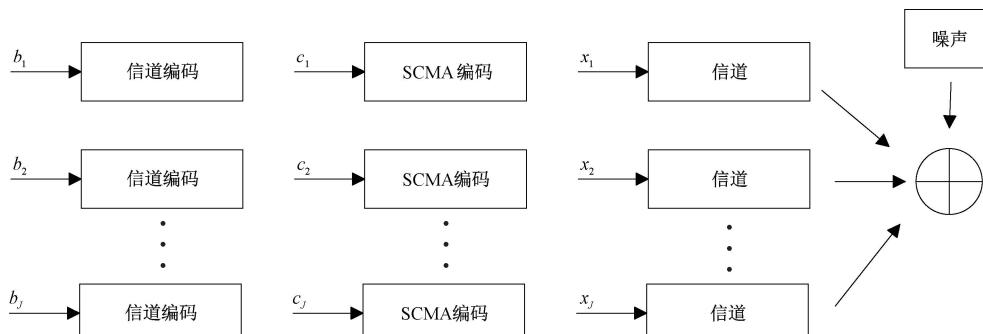


图 1 上行 SCMA 系统模型

Fig. 1 Upstream SCMA system model

由于用户码字中的复数序列具备稀疏性, 每个用户的非零元素所占的资源各不相同, 用户和资源的映射关系可以用因子图或因子矩阵表示。在因子图中, 用户节点与资源节点间有连线则表示该用户在该资源上有非零元素; 在因子矩阵中, 若 $F_{k,j} = 1$, 则表示第 j 个用户在第 k 个资源上有非零元素。单个资源上叠加的用户 $d_f = [d_f^1, d_f^2, \dots, d_f^K]^T$, 用户扩展的资源数 $d_v = [d_v^1, d_v^2, \dots, d_v^J]^T$ 。以 $J = 6, K = 4$ 为例, 因子矩阵 F 和 SCMA 系统的因子图如图 2

所示。

$$F_{4 \times 6} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

多用户发送的信号通过不同的信道传播, 并经历频率选择性衰落。采用简化抽头延迟线多径作为信道模型, L 个不同路径的第 j 个用户的信道脉冲响应(CIR)为:

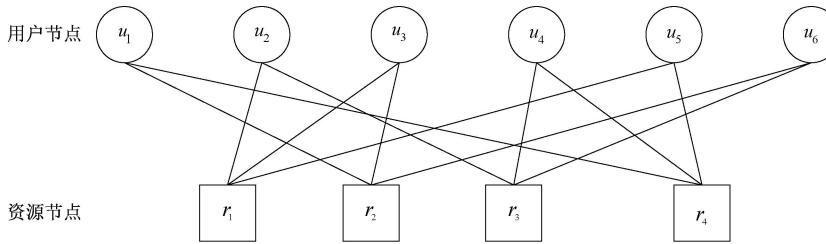


图 2 SCMA 系统因子图
Fig. 2 SCMA system factor diagram

$$h_j(t) = \sum_{j=0}^{L-1} a_j \delta(t - \tau_j) \quad (3)$$

其中, L 是抽头总数, a_j 是第 j 个抽头的衰减系数, τ_j 是对应的时延。

信道频率响应(CFR)通过对 CIR 进行离散傅里叶变换(DFT)得到:

$$H_j(n) = \sum_{l=0}^{L_j-1} h_j(l) e^{-j2\pi nl/N}, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

其中, $h_j(l)$ 是第 j 个信道冲击响应在时刻 l 的值, L_j 是第 j 个信道冲击响应的长度, N 是子载波数, n 是离散频率索引。

记 $\mathbf{h}_j = [h_j^1, h_j^2, \dots, h_j^k]^T$ 为用户到基站的信道衰落系数向量, 完成数据层同步传输后, 接收端的接收符号可以表示为^[16]:

$$\mathbf{y} = \sum_{j=1}^J \text{diag}(\mathbf{h}_j) \mathbf{x}_j + \mathbf{w} \quad (5)$$

其中, $\mathbf{y} = [y^1, y^2, \dots, y^k]^T$ 表示接收端收到的 K 维信号序列, $\mathbf{w} = [w^1, w^2, \dots, w^k]^T$ 是 K 维信道上的加性噪声且 $\mathbf{w} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 I)$ 。

2 信道估计方法

2.1 最小二乘估计

LS 算法是一种用于数据拟合和参数估计的基本方法, 其核心思想是通过最小化观测数据与模型预测值之间的平方误差和来找到最优的模型参数^[17]。

假设有一组观测数据 (x_i, y_i) , 希望找到一个模型函数 $f(x; \beta)$, 使得模型的预测值 $f(x; \beta)$ 尽可能接近观测值 y_i 。最小二乘法通过最小化以下目标函数来找到最佳参数 β 。

$$S(\beta) = \sum_{i=1}^q [y_i - f(x_i; \beta)]^2 \quad (6)$$

其中, $i = 1, 2, \dots, q$, β 是需要估计的参数。

对于线性模型 $y_i = \beta_0 + \beta_1 x_i + \gamma_i$, 最小二乘法的估计值可以通过解以下正则方程组得到:

$$\mathbf{X}^T \mathbf{X} \hat{\beta} = \mathbf{X}^T \mathbf{Y} \quad (7)$$

其中, γ_i 是误差项, \mathbf{X} 是设计矩阵, $\hat{\beta}$ 是参数的最小二乘估计, \mathbf{Y} 是观测值向量。

克拉美-罗界(Cramer-Rao) 描述了无偏估计量方差

的下界, 具体来说, 对于参数 θ 的无偏估计量 $\hat{\theta}$, 有:

$$\text{Var}(\hat{\theta}) \geq \frac{1}{I(\theta)} \quad (8)$$

其中, $I(\theta)$ 是 θ 的费舍尔信息量。在正态分布误差模型下, 最小二乘估计量的方差正好等于 Cramer-Rao, 即:

$$\text{Var}(\hat{\theta}) = \frac{1}{I(\theta)} \quad (9)$$

这表明最小二乘估计不仅是无偏的, 而且在满足正态分布误差假设的情况下, 它的方差达到了无偏估计量方差的理论下界, 因而是最优的。

2.2 正交叠加的导频结构设计

以上行链路为例, SCMA 系统在发射端采用非正交多址的方式, 在相同的子载波频率资源上叠加不同用户的信号。另外由于每个用户终端的地理位置不同, 其到达接收端基站的信道衰落系数也不相同, 如图 3 所示。

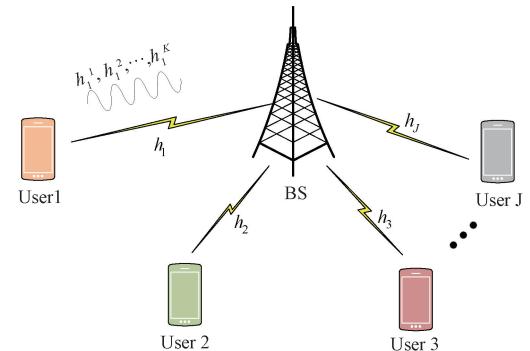


图 3 用户终端位置分布图

Fig. 3 Location distribution of user terminals

以式(2)中第 1 个子载波上的用户叠加情况为例, 其接收信号为:

$$y_{2,3,5}^1(p) = h_2^1 \cdot r_2^1(p) + h_3^1 \cdot r_3^1(p) + h_5^1 \cdot r_5^1(p) + n^1(p), p = 1, 2, 3, \dots, P \quad (10)$$

其中, $y_{2,3,5}^1(p)$ 为第 1 个子载波上用户接收到的信号, h_2^1, h_3^1, h_5^1 分别为用户 2、用户 3、用户 5 在第 1 个子载波上的衰落系数, $r_2^1(p), r_3^1(p), r_5^1(p)$ 分别为用户 2、用户 3、用户 5 在第 1 个子载波上的训练序列, $n^1(p)$ 为第 1 个子载波上的噪声信号, p 为时间序号。从式(10)可以看出, $r_2^1(p), r_3^1(p), r_5^1(p)$ 为已知, h_2^1, h_3^1, h_5^1 未知且不相关, 所以这是一个欠定方程, 无法只根据接收信号

$y_{2,3,5}^1(p)$ 求解衰落系数。

针对上述问题,本文设计了一种基于正交叠加(orthogonal superposition, OS)的 SCMA 系统信道估计方法,在保证各子载波资源上没有多用户导频数据叠加的同时,有效降低了 SCMA 系统估计各个用户信道信息的时隙开销。

现有研究成果通过合理地设计每个用户的导频位置,使得每个用户的导频符号位置各不相同,如图 4 所示,确保了每个用户的导频符号在子载波上是正交的。这种正

交方式便于接收端进行信道估计,只依据用户的发送与接收导频便可以准确估计各用户的信道情况。然而,这种方法增加了整个系统导频时隙的开销。为了减少整体系统导频时隙开销,在该领域现有方法的基础上,OS 方法利用 SCMA 系统码本的稀疏性,在保证每个用户在每个子载波上只传输 2 个导频符号的情况下,通过搜索相同时隙叠加后仍能够保证子载波资源相互正交的用户,设计多用户时隙复用的导频结构。

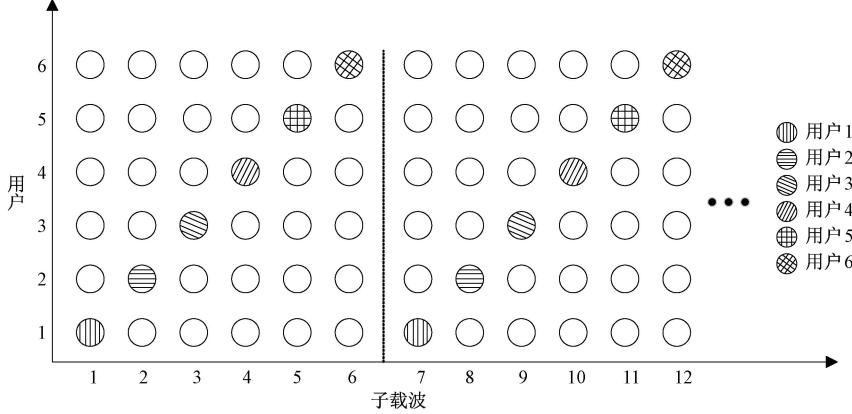


图 4 现有研究成果的导频结构设计

Fig. 4 The pilot structure design of the existing research results

设计的 SCMA 系统多用户时隙复用的正交叠加导频结构,以 6 个用户共享 4 个子载波为例,如图 5 所示。图中每个用户按照因子矩阵结构的导频位置在发送端插入各自的导频符号,让在相同时隙上叠加后仍能够保证资

源子载波相互正交的用户同时进行导频符号的传输。其中,非零导频符号的位置与因子图矩阵中非零元素的位置相同,每个用户的非零导频符号各不相同且用不同的颜色表示。

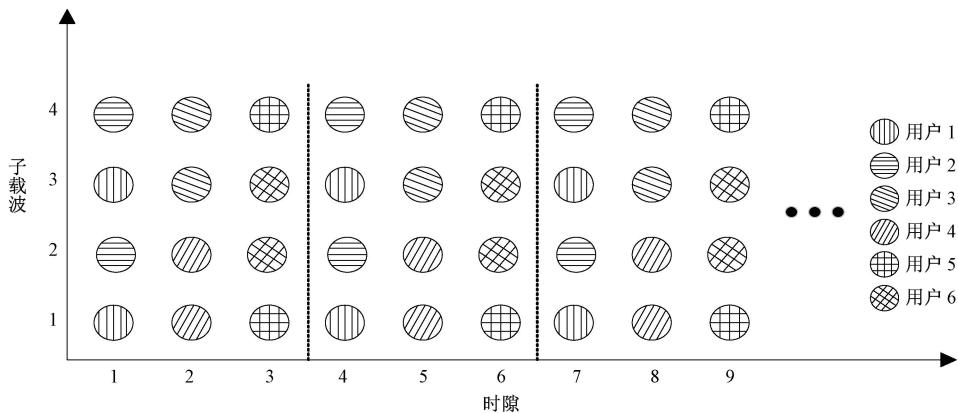


图 5 SCMA 系统多用户时隙复用的正交叠加导频结构

Fig. 5 Orthogonal superposition pilot structure of multi-user slot multiplexing in SCMA system

在同一时隙内,用户训练序列符号相同,定义为 r_j^K ,
 r_j^K 为第 J 个用户在第 K 个子载波上的训练序列符号,则第 J 个用户在第 K 个子载波上接收到的导频信号可以表示为:

$$y_j^K(p) = h_j^K r_j^K + n^K(p), p = 1, 2, \dots, P \quad (11)$$

其中, h_j^K 为第 J 个用户在第 K 个子载波上的衰落系数, $n^K(p)$ 为第 K 个子载波上的噪声信号, p 为时间符

号, P 为训练序列符号长度。

基于数据辅助的最小二乘(DA-LS)估计式为:

$$\hat{h}K_j = \frac{\sum_{p=1}^P r_j^{K \wedge} y_j^K(p)}{|r_j^K|^2 P} \quad (12)$$

其中, $r_j^{K \wedge}$ 为 r_j^K 的共轭符号。这样不仅保证了组内用户导频位置的独特性和正交性,还使原有的整体导频时隙

开销 J 变为 $\frac{2J}{K}$ 。从另一角度考虑,若用于信道估计总的时间开销相同,那么 OS 方法相较于现有方法,每个用户信道估计时隙长度变为原来的 $\frac{K}{2}$, 用于信道估计的训练序列符号长度也会变为原来的 $\frac{K}{2}$, 信道估计性能得到提升。

2.3 局部正交叠加的导频结构设计

如 2.2 节所述,不同用户由于分布地理位置不同,其信道衰落系数不同并且相互独立。然而对于相同用户,与基站之间的信道虽为多径信道,但不同的子载波资源往往具有相关性。若信道的多径效应越弱,频率选择性也就越弱,相邻子载波信道相关性越强,信道衰落系数也就越接近。因此可以利用此特征,进一步减小时隙开销。

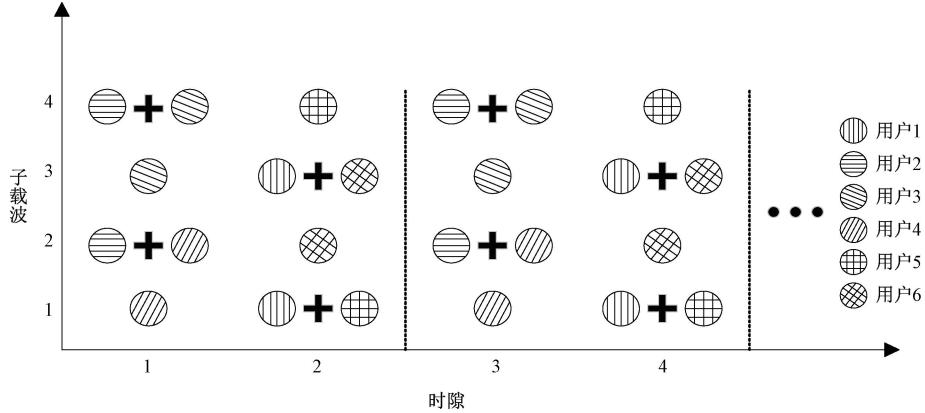


图 6 SCMA 系统多用户时隙复用的局部正交叠加导频结构

Fig. 6 Local orthogonal superposition pilot structure of multi-user slot multiplexing in SCMA system

用户 2 和用户 4 在第 2 个子载波上的信号为:

$$y_{2,4}^2(p) = h_{2,4}^2 r_{2,4}^2 + h_{4,4}^2 r_{4,4}^2 + n^2(p) \quad (14)$$

将式(13)带入式(12)可得用户 4 在第 1 个子载波上的信道估计值:

$$\hat{h}_{4,4}^1 = \frac{\sum_{p=1}^P r_{4,4}^1 \wedge y_{4,4}^1(p)}{|r_{4,4}^1|^2 P} \quad (15)$$

由于相邻子载波资源上信道衰落系数认为近似相同,那么用户 4 在第 1、第 2 子载波上的衰落系数近似相同,其信道估计值也近似相同,即: $h_{4,4}^1 \approx h_{4,4}^2, \hat{h}_{4,4}^1 \approx \hat{h}_{4,4}^2$ 。将 $\hat{h}_{4,4}^1$ 代替 $\hat{h}_{4,4}^2$ 带入式(14),可得用户 2 在第 2 个子载波上的信道估计值:

$$\hat{h}_{2,4}^2 = \frac{\sum_{p=1}^P r_{2,4}^2 \wedge [y_{2,4}^2(p) - \hat{h}_{4,4}^1 r_{4,4}^2]}{|r_{2,4}^2|^2 P} \quad (16)$$

用户 2、用户 3 在第 3、第 4 子载波上的信道估计值与第 2 时隙上各用户在各子载波上的信道估计值求解方法同上,SCMA 系统估计各个用户信道信息的时隙开销变为 $\frac{2J}{K+2}$,

考虑信道多径效应较弱的情况,此时信道频率特征变化缓慢,频率选择性较弱,相邻子载波资源上信道衰落系数可认为近似相同。在该情况下,局部正交叠加(local orthogonal superposition, LOS)的 SCMA 系统信道估计方法利用 OS 方法的原理,首先搜索同一时隙叠加后仍能保证子载波资源相互正交的拥有相邻导频符号的用户,然后在该时隙上任意叠加拥有不相邻导频符号的用户,此时该子载波资源是局部正交的,利用局部正交性与式(12)可以准确得知每个用户在每个子载波上的信道估计,且花费的时隙开销比 OS 方法的时隙开销更少。

以 6 个用户、4 个子载波的 SCMA 系统为例,时隙复用的局部正交叠加导频结构如图 6 所示。由式(11)可以得知:系统接收端在第 1 个时隙上,用户 4 在第 1 个子载波上的信号为:

$$y_4^1(p) = h_4^1 r_4^1 + n^1(p) \quad (13)$$

更有效地降低了整体系统的时隙开销。此时在信道估计总的时间开销相同的情况下,LOS 方法中每个用户信道估计时隙长度变为原来的 $\frac{K+2}{2}$, 用于信道估计的训练序列符

号长度也会变为原来的 $\frac{K+2}{2}$, 信道估计性能会更准确。

3 实验分析

3.1 实验条件

针对本文提出的 OS 方法和 LOS 方法,利用 MATLAB 软件进行仿真实验,通过仿真分析信息速率、信道估计均方误差曲线性能及不同 $\frac{E_b}{N_0}$ 条件下 SCMA 系统误码率性能,其具体参数设置如表 1 所示。

SCMA 系统 $\frac{E_b}{N_0}$ 与信噪比的关系为:

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} + 10 \lg \left(\frac{J \log_2(M)}{K} \right) \quad (17)$$

针对 2.3 中的 LOS 方法,分析了 h_4^1 与 h_4^2 在不同相关

表 1 参数设置

Table 1 Parameter settings

参数	SCMA
用户数 J	6
子载波个数 K	4
SCMA 调制阶数 M	4
蒙特卡洛仿真次数 Q	5 000
SCMA 译码算法	Log-MPA 算法

性条件下的均方误差性能。定义衰落系数 h , 相关系数 α , $\alpha \in [0,1]$, 定义相同用户在相邻子载波上衰落系数分别为:

$$h_4^1 = \alpha h + (1 - \alpha)m \quad (18)$$

$$h_4^2 = \alpha h + (1 - \alpha)n \quad (19)$$

其中, h, m, n 为复衰落系数且 $h, m, n \sim N(0,1)$ 。

仿真图中横坐标为信噪比, 纵坐标为均方误差 (mean square error, MSE), 定义为:

$$MSE = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q |h - \hat{h}|^2 \quad (20)$$

其中, Q 为蒙特卡洛仿真次数。

3.2 信息速率分析

假设 SCMA 系统符号速率为 10 k Baud, 每个符号承载 2 bit, 共分配 100 个时隙, 每个时隙传输 100 个符号, 总时间开销为 1 s, 用户数为 6, 子载波个数为 4。由 2.2 节可知现有方法的信道估计需要 6 个时隙, OS 方法的信道估计需要 3 个时隙, 由 2.3 节可知 LOS 方法的信道估计需要 2 个时隙, 此时现有方法、OS 方法及 LOS 方法用于传输信息符号的时隙分别为 94、97、98 个。

对 3 种方法的信息速率进行仿真对比, 如图 7 所示。从图中可以看出: 本文提出的 OS 方法与 LOS 方法的信息速率均高于现有方法的信息速率, 且 LOS 方法的信息速率最高。

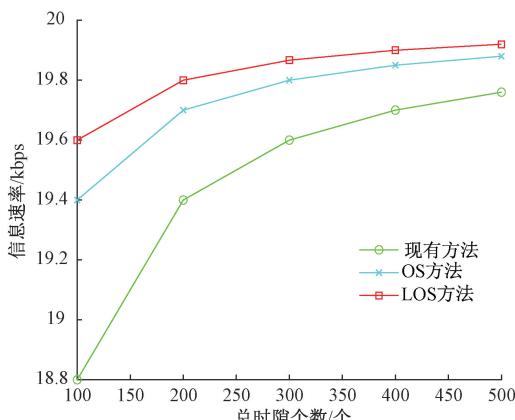


图 7 现有方法、OS 方法与 LOS 方法的信息速率对比

Fig. 7 Comparison of information rates of existing methods, OS methods and LOS methods

3.3 信道估计均方误差性能分析

设置现有方法的训练序列符号长度 P 为 100, 蒙特卡洛仿真次数为 5 000, 相关系数 α 为 1。利用蒙特卡洛仿真对比现有方法、本文提出的 OS 方法与 LOS 方法的均方误差性能, 其仿真结果如图 8 所示。

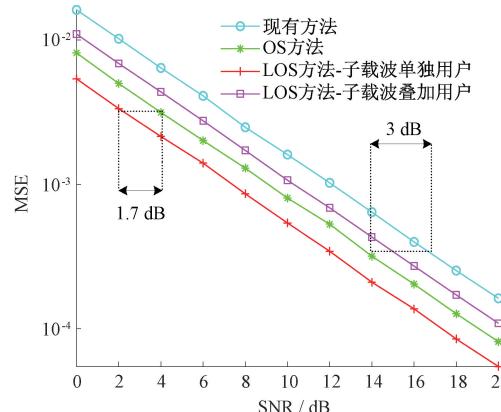


图 8 现有方法、OS 方法与 LOS 方法均方误差曲线性能对比

Fig. 8 Comparison of mean square error curves of existing methods, OS methods and LOS methods

图 8 中, LOS 方法估计性能分为子载波单独用户和子载波叠加用户, 单独用户为子载波上只有 1 个用户导频数据情况, 对应 2.3 节中 \hat{h}_4^1 , 叠加用户为子载波上有 2 个用户叠加导频数据的情况, 对应 2.3 节中 \hat{h}_4^2 。从图中看出: 本文提出的 OS 方法与 LOS 方法与现有方法相比有着较好的估计性能。OS 方法相比于现有方法性能提升了 3 dB, 原因是 OS 方法相较于现有方法时隙开销减少一半, 在总时间开销相同的前提下时隙长度提升了一倍, 训练序列符号长度也提升了一倍, 则均方误差性能提升了 $10\lg 2 \approx 3$ dB, 证明仿真结果与理论研究一致。在此基础上, LOS 方法—子载波单独用户相比于 OS 方法性能提升了 1.7 dB, LOS 方法—子载波叠加用户相比于 OS 方法性能略差, 但仍优于现有方法, 其原因是子载波叠加用户信道估计以相邻子载波单独用户估计值为输入, 叠加了相邻子载波单独用户信道估计误差, 导致估计性能变差。

针对 LOS 方法, 相关系数 α 分别取值 0.9、0.92、0.94、0.96、0.98、1 时, 对 LOS 方法—子载波叠加用户进行仿真分析, 如图 9 所示。从图 9 中可以看出: 在信噪比相同时, 相关系数 α 越高, 相邻子载波间相关性越强, 信道估计性能越好。

3.4 系统误码率性能分析

训练序列样本符号长度 P 分别取值 10、25、50、100, 分析完美 CSI 条件下和 OS 方法在不同训练序列符号长度条件下的信道估计误码率性能, 如图 10 所示。从图中可以看出: 训练序列符号越多, 误码率性能越好, 越趋近于完美信道状态信息条件下的 SCMA 系统误码率性能。

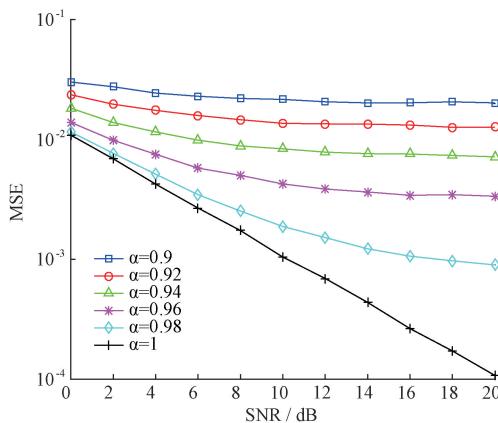


图 9 不同相关系数 α 下 LOS 方法—子载波叠加用户的均方误差曲线

Fig. 9 Mean square error curve of LOS method subcarrier superposition user under different correlation coefficients α

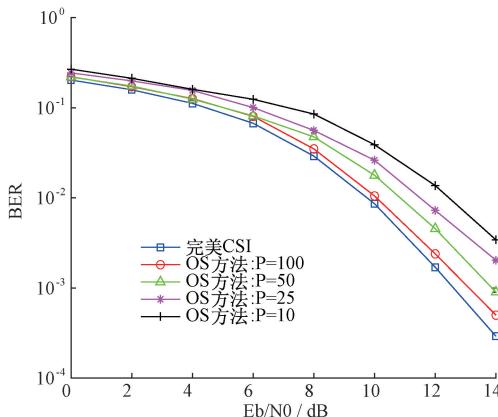


图 10 不同训练序列样本长度 P 下 OS 方法误码率性能

Fig. 10 Bit error rate performance of OS method under different training sequence sample symbol length P

设置训练序列样本长度 P 为 100, 分析完美 CSI 条件下和 LOS 方法在不同子载波叠加情况下信道估计误码率性能。其中相邻子载波相关系数 α 设为 0.99, 间隔为 1 的子载波相关系数设为 0.98, 间隔为 2 的子载波相关系数设为 0.97, 根据图 5 局部正交叠加导频结构, 用户 3、4、5、6 为子载波单独用户情况, 用户 1、2 为子载波叠加用户情况, 分别分析 6 个用户整体、后 4 个子载波单独用户和前 2 个子载波叠加用户误码率性能, 如图 11 所示。从图中可以看出, 子载波单独用户的误码率性能接近理想信道状态信息情况, 而子载波叠加用户误码率性能相对略差, LOS 方法整体性能居中。

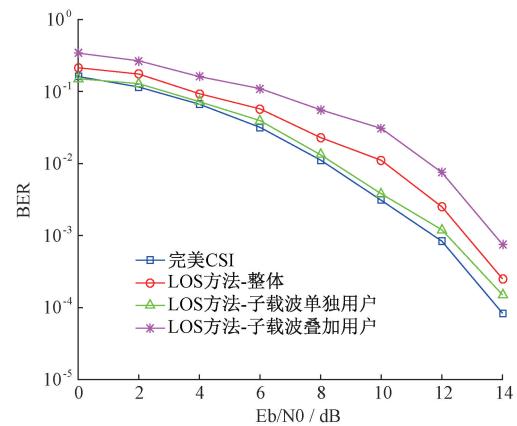


图 11 LOS 方法误码率性能

Fig. 11 Bit error rate performance of LOS method

4 结 论

针对 SCMA 系统中相同子载波叠加多个用户数据且不同用户信道条件不同, 无法直接准确进行信道估计这一问题, 提出了一种基于正交叠加的信道估计方法。该方法利用 SCMA 系统码本的稀疏性, 设计了多用户时隙复用的导频结构, 使不同用户的导频数据在相同时隙叠加后仍能够保证子载波资源相互正交, 然后利用 LS 算法对各用户在各子载波上的信道衰落系数进行准确的信道估计。在此基础上进一步利用相邻子载波间的相关性, 设计了基于局部正交叠加的导频结构, 利用子载波单独用户导频数据估计信道衰落系数, 作为输入再估计相邻子载波叠加用户信道, 进一步降低了信道估计导频时隙开销, 仿真实验验证了上述方法的可靠性。该研究成果后续可为 SCMA 传输系统设计与实现提供理论支撑。局部正交叠加的导频结构在相邻子载波相关性较强时体现出较好的信道估计性能, 后续需要进一步研究相关性较弱时的精确信道估计方法。

参考文献

- [1] 张凯萍, 杨杨. 面向非正交多址接入的 FSO-RF 混合链路的中断概率性能分析 [J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(5): 26-30.
ZHANG K P, YANG Y. Performance analysis of outage probability of hybrid free space optical-RF system [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2022, 41(5): 26-30.
- [2] 何怡刚, 隋永波, Farhan Ali, 等. 自适应 OFDM 系统的时域信道预测研究 [J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(5): 100-110.
HE Y G, SUI Y B, FARHAN A, et al. Research of the time-domain channel prediction for adaptive OFDM systems [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2021, 35(5): 100-110.

- [3] 李燕龙, 陈晓, 詹德满, 等. 非正交多址接入中稀疏多用户检测方法[J]. 西安电子科技大学学报, 2017, 44(3): 151-156.
LI Y L, CHEN X, ZHAN D M, et al. Method of sparse multi-user detection in non-orthogonal multiple access[J]. Journal of Xidian University, 2017, 44(3): 151-156.
- [4] 邱斌, 王炜. 基于无线携能的协作 NOMA 系统安全性能研究[J]. 电子测量技术, 2022, 45(10): 26-32.
QIU B, WANG W. Security performance of cooperative NOMA system based on SWIPT [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2022, 45(10): 26-32.
- [5] REBHI M, HASSAN K, RAOOF K, et al. Sparse code multiple access: Potentials and challenges [J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2021, 2: 1205-1238.
- [6] 杨一夫, 武刚, 李欣然, 等. 面向后 5G 的非正交多址技术综述[J]. 无线电通信技术, 2020, 46(1): 26-34.
YANG Y F, WU G, LI X R, et al. A survey of non-orthogonal multiple access technology for beyond-5G[J]. Radio Communications Technology, 2020, 46 (1): 26-34.
- [7] HOU ZH Y, XIANG ZH, REN P, et al. SCMA codebook design based on divided extended mother codebook[J]. IEEE Access, 2021, 9: 71563-71576.
- [8] VAMEGHESTAHBANATI M, MARSLAND I D, GOHARY R H, et al. Hypercube-based SNR-adaptive multidimensional constellation design for uplink SCMA systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 69(1): 121-132.
- [9] JIAO J, LIANG K X, FENG B W, et al. Joint channel estimation and decoding for polar coded SCMA system over fading channels[J]. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2020, 7(1): 210-221.
- [10] THOMAS A, DEKA K, RAVITEJA P, et al. Convolutional sparse coding based channel estimation for OTFS-SCMA in uplink[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(8): 5241-5257.
- [11] HEO E, KIM N, PARK H. Sparse structure-based channel estimation for uplink SCMA system[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(9): 8037-8046.
- [12] HEO J, JUNG I, KIM T, et al. Channel estimation for uplink SCMA systems with reduced training blocks[C]. 2018 IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2018: 1-5.
- [13] WANG Y F, ZHANG X J, ZHOU SH D, et al. User detection and channel estimation for SCMA uplink system in dispersive channel[C]. 2016 IEEE International Conference on Communication Systems(ICCS), 2016: 1-5.
- [14] 陈晨阳, 郭里婷. 采用上行 SCMA 系统的新型导频结构及信道估计方法[J]. 福州大学学报(自然科学版), 2022, 50(4): 468-474.
CHEN CH Y, GUO L T. New pilot structure and channel estimation for uplink SCMA system [J]. Journal of Fuzhou University (Natural Science Edition), 2022, 50(4): 468-474.
- [15] 赖恪, 雷菁, 刘伟, 等. 基于网络编码的稀疏码分多址接入 HARQ 方案[J]. 通信学报, 2022, 43(9): 57-69.
LAI K, LEI J, LIU W, et al. HARQ scheme for sparse code multiple access based on network coding[J]. Journal on Communications, 2022, 43(9): 57-69.
- [16] 雷菁, 王水琴, 黄巍, 等. 稀疏码多址接入多用户检测算法综述 [J]. 电子与信息学报, 2021, 43 (10): 2757-2770.
LEI J, WANG SH Q, HUANG W, et al. Survey of multi-user detection algorithms for sparse code multiple access system[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2021, 43(10): 2757-2770.
- [17] DEMIR Ö T, BJÖRNSON E, SANGUINETTI L. Channel modeling and channel estimation for holographic massive MIMO with planar arrays [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(5): 997-1001.

作者简介

李啸天, 博士, 硕士生导师, 主要研究方向为通信信号处理、5G 技术、多载波通信技术。

E-mail:lxtrichard@126.com

季雪京(通信作者), 硕士研究生, 主要研究方向为多载波通信技术。

E-mail:2930640318@qq.com

马金龙, 博士, 硕士生导师, 主要研究方向为复杂网络非线性动力学、大数据与机器学习。

E-mail:1003671216@qq.com