



上行 SCMA 信道估计及性能评估

胡显安, 曾祥念

(上海诺基亚贝尔股份有限公司, 浙江 杭州 310053)

摘要: 针对两种 SCMA 资源映射方式 (RE-Sparse SCMA 和 RB-Sparse SCMA) 和已有的基于 ZC 序列循环移位正交性和正交覆盖码的导频图样方案, 提出了基于频分复用的稀疏导频图样, 并且在具有不同频率选择性的信道下进行了仿真评估, 同时对 SCMA 的 SIC-MPA 接收算法提出了目标用户选择策略。从仿真结果可以看出, 在慢衰落信道前提下, 正交覆盖码和频分复用都可以明显提升信道估计性能, RB-Sparse SCMA 与 RE-Sparse SCMA 相比, 导频图样本身有一定的频域正交性, 且性能更好, 因此能更灵活地适用于实际多用户传输场景。

关键词: 5G; 非正交多址; SCMA 上行链路; 导频图样; 信道估计; SIC-MPA

中图分类号: TP393

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2017267

Channel estimation and performance analysis for uplink SCMA system

HU Xian'an, ZENG Xiangnian

Nokia Shanghai Bell, Hangzhou 310053, China

Abstract: There are two types of physical mapping for SCMA named RE-Sparse SCMA and RB-Sparse SCMA. A frequency division multiplexing (FDM) based pilot pattern was proposed for RE-Sparse SCMA, and existing code division multiplexing pilot patterns based on cyclic shift and orthogonal cover code (OCC) were considered. Under different frequency selective channels, simulation and evaluation work for the two mapping schemes of SCMA had done. Besides, a target user selection strategy was proposed for existing SIC-MPA. Analytical simulation results show that both OCC and FDM can improve system performance with slot fading channel. Compared with RE-Sparse SCMA, RB-Sparse SCMA with partially frequency orthogonal pilot pattern enjoys better performance gain, and it is more applicable for realistic multi-user SCMA scenario.

Key words: 5G, non-orthogonal multiple access, uplink SCMA, pilot pattern, channel estimation, SIC-MPA

1 引言

与目前 LTE 相比, 未来 5G 无线网络势必要

具备支持多样化数据业务和终端设备的需求, 如大规模用户接入、更高的频谱效率和更低的时延等^[1], 特别是在上行链路中。SCMA (sparse code

收稿日期: 2017-07-05; 修回日期: 2017-09-21

基金项目: 国家科技重大专项基金资助项目 (No.2016ZX03001018)

Foundation Item: The National Science and Technology Major Project of China (No. 2016ZX03001018)



multiple access, 稀疏码分多址) 在参考文献[2]中被提出, 并且作为 5G 候选非正交多址技术之一目前受到了业界的广泛关注^[3]。SCMA 主要是通过稀疏码本的设计和次优的 MPA (message passing algorithm, 消息传递算法) 来实现多用户过载传输。

目前 SCMA 的研究主要集中在两个方面: 一是码本和 MPA 接收算法的优化设计, 另一个是随机竞争接入场景下的用户识别和数据检测。其中, 基于软消息传递迭代检测的 MPA 复杂度很高。参考文献[4,5]提出了基于 PM (partial marginalization, 部分边缘化) 的快速收敛优化算法。同时参考文献[6]也进行了 MPA 接收算法优化, 提出了基于 SIC (successive interference cancellation, 串行干扰消除) 的 SIC-MPA 快速收敛算法。

事实上, 接收端的数据检测依赖于具体的信道信息, 特别是对于上行链路来说, 每个用户的信号都是经历了不同的路径到达基站, 因此信道估计的准确性对系统性能有着至关重要的影响。参考文献[7-9]都是研究 SCMA 在随机接入场景下的用户识别问题和基于导频的简单信道估计, 如平坦衰落信道或块衰落信道。同样, 参考文献[10]考虑了上行 SCMA 在色散信道下不同衰落块的独立用户检测和信道估计, 从而减小导频开销。参考文献[11]则针对导频开销问题, 设计了稀疏的导频图样, 并且通过 WR (weight regularization, 权重调整) 算法来减小载波间干扰。然而, SCMA 在频率选择性衰落信道下的信道估计还没有被研究。参考文献[12]中, 只是简单讨论了可能适用于上行非正交多址的 DMRS (demodulation reference signal, 解调参考信号) 导频图样方案, 并没有进一步做仿真研究和验证。SIC-MPA 算法是目前 SCMA 的主流接收算法, 通过每次对指定的待检测用户进行 MPA 联合检测, CRC (cyclic redundancy check, 循环

冗余校验) 正确后从接收信号中减去, 直到所有用户数据检测正确。

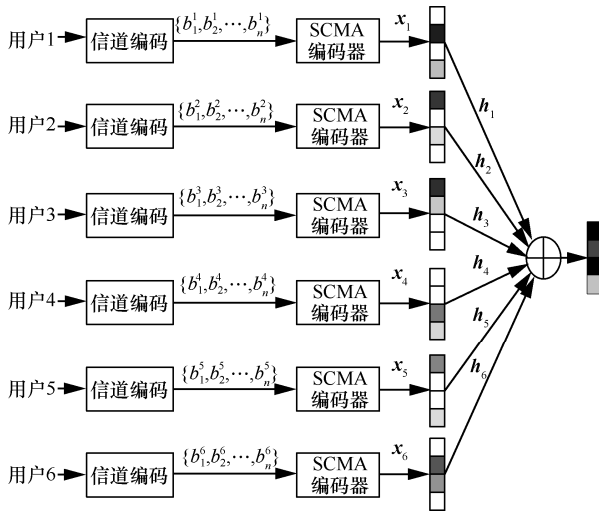
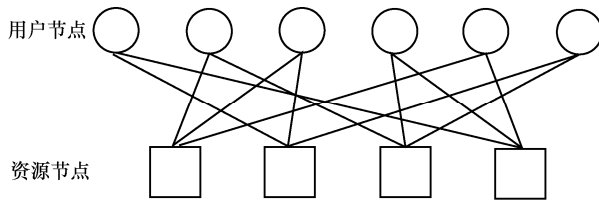
本文对 SIC-MPA 提出了目标用户选择策略, 当系统过载大于 150% 时, 接收机从所有未解码的用户中选择一部分作为目标 MPA 解码用户, 并且基于信号功率的穷尽搜索算法选取信号功率之和最大的目标解码用户组合进行 MPA 联合检测, CRC 正确后从接收信号中减去, 这样就减小了每次 MPA 联合检测需要遍历的因子图大小, 加快了迭代的收敛速度。同时, 根据资源映射单位的不同, SCMA 可分为以 RE (resource element, 资源元素) 为资源单位的 RE-Sparse SCMA 和以 RB (resource block, 资源块) 为资源单位的 RB-Sparse SCMA, 针对这两种 SCMA 资源映射方式提出适用于 RE-Sparse SCMA 的频分复用导频方案, 并且基于已有的导频图样方案, 如基于 ZC (Zadoff-Chu) 基序列循环移位实现码分复用和正交覆盖码的传统 LTE 导频图样、基于频分复用和码分复用这两者特性的稀疏导频图样, 在频率选择性衰落信道下进行一系列的实际信道估计仿真评估。

2 系统模型

2.1 SCMA 编码器

假设在 SCMA 上行链路中, 用户 J 复用相同的时频资源。每个用户发送的数据先经过 Turbo 码信道编码, 然后经过 SCMA 编码器实现符号映射和稀疏扩频。SCMA 具体过程是将 $\log_2 M$ 比特映射到大小为 M 的 K 维复数码本上, $K < J$ 。每个码本中 K 维复数码字都是一个含有 N 个非零值的稀疏向量, $N < K$ 。SCMA 上行链路模块如图 1 所示, 其中, $K=4$, $N=2$, $J=6$, SCMA 码本映射关系可通过矩阵 $\mathbf{F} = (\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \dots, \mathbf{f}_J)$ 表示出资源节点和用户节点之间的关系。

图 2 为 SCMA 因子图表示法, 可以看出每个资源节点上碰撞用户数为 $d_f = 3$, $f = 1, \dots, K$ 。

图1 SCMA上行链路模块, $K=4, N=2, J=6$ 图2 SCMA因子图表示法, $K=4, N=2, J=6$

当式(1)中元素为1时,则因子图中用户节点和资源节点之间连接:

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

因此, J 个用户复用 K 个相同的时频资源块时,接收信号可表示为:

$$y_k = \sum_{j=1}^J h_{kj} x_{kj} + n_k \quad (2)$$

其中, x_{kj} 表示用户 j 的码字 x_j 的第 k 个元素, h_{kj} 表示用户 j 在第 k 个载波上的信道增益, n_k 是第 k 个子载波上的复高斯白噪声,均值为0,方差为 σ^2 。总接收信号 $y = (y_1, y_2, \dots, y_K)^T$ 可表示为:

$$y = \sum_{j=1}^J \text{diag}(h_j) x_j + n \quad (3)$$

其中, $x_j = (x_{1j}, \dots, x_{Kj})^T$ 是用户 j 的 SCMA 码字, $h_j = (h_{1j}, \dots, h_{Kj})^T$ 是用户 j 信道矢量。 $n \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 I_K)$ 为加性高斯白噪声。通过在 K 个

正交资源上复用 J 个用户,则系统过载因子 $\lambda = J/K$ 。

2.2 SCMA 接收机

为了兼顾性能和复杂度,参考文献[6]提出了迭代接收算法 SIC-MPA。每次外环迭代包含两个内环迭代,一个是 SCMA 的 MPA 迭代解码,迭代解码次数记为 I_s ;另一个是 Turbo 码迭代解码,迭代次数记为 I_T 。外环迭代进行多次,直到所有用户都正确解码或者达到最大外环迭代次数 I_0 ,具体每次外环迭代的步骤描述如下。

首先,如果不是首次外环迭代,则要将已正确解码的用户从接收到的信号中消除。将所有 SCMA 用户的集合记为 $\xi = \{1, 2, \dots, J\}$,并将其中已正确解码的用户集合记为子集 ω ,则经过干扰消除后的信号记为 z ,具体表示为:

$$z = y - \sum_{j \in \omega} \text{diag}(h_j) \hat{x}_j \quad (4)$$

然后,从所有未解码的用户中选择一部分作为 MPA 目标解码用户,同时保证每个资源节点上碰撞用户数 $\hat{d}_f \leq d_{\max}$, $d_{\max}$ 是小于 d_f 的整数,以达到减小 MPA 计算复杂度的目的。由于参考文献[6]中未给出 SIC-MPA 具体的目标解码选择算法,因此本文提出了基于信号功率的穷尽搜索算法来选取目标解码用户。把子集 ω 在 ξ 中的补集记为 $\bar{\omega}$,用 $|\bar{\omega}|$ 表示 $\bar{\omega}$ 中元素的个数。比如在首次迭代里, ω 是空集,则 $\bar{\omega} = \xi$ 。首先设置目标解码用户数初值 $k = |\bar{\omega}|$,找出从 $\bar{\omega}$ 中取出 k 个元素的所有组合,并从这些组合里找出满足资源节点的度小于或等于 $d_{\max}$ 条件的组合。如果没有满足条件的组合,则设置 $k = k - 1$ 继续查找满足条件的组合;如果有至少一个满足条件的组合,则从中找出信号功率之和最大的组合作为目标用户并停止搜索。因此选择策略的算法复杂度为 $O\left(\sum_{k=\min(d_{\max}, |\bar{\omega}|)}^{|\bar{\omega}|} C_{|\bar{\omega}|}^k\right)$ 。用户 j 的信号功率 $P_j = \sum_{k \in \phi_j} |h_{k,j}|^2$, ϕ_j 表示用户 j 的数据符号使用的子载波集合。



把目标解码用户集合记为 ε ，把剩下的未解码用户记为 $\zeta = \bar{\omega} - \varepsilon$ 并建模为干扰，则经过干扰消除后的信号表示为：

$$z = \sum_{j \in \varepsilon} \text{diag}(\mathbf{h}_j) \hat{\mathbf{x}}_j + \mathbf{I} \quad (5)$$

其中， $\mathbf{I} = \sum_{j \in \zeta} \text{diag}(\mathbf{h}_j) \hat{\mathbf{x}}_j + \mathbf{n}$ 表示干扰和噪音之和，协方差矩阵为 $\sigma_I^2 = \sum_{j \in \zeta} \text{diag}(|h_j|^2) \text{diag}(E\{|\mathbf{x}_j|^2\}) + \sigma^2 \mathbf{I}$ 。

接着，通过 MPA 算法计算目标解码用户的 SCMA 码字的似然比，随后将 SCMA 码字的似然比转换为比特似然比，用作 Turbo 解码器的输入。具体对数域的 MPA 算法在参考文献[15-17]有详细描述。

最后，Turbo 解码算法输出信息比特的硬判决和编码比特的似然比。如果 CRC 正确，则用信息比特硬判决重建该用户发送的信号，并反馈给下一次外环迭代用作干扰消除处理；如果 CRC 错误，则把编码比特的似然比转换为 SCMA 码字的似然比，并反馈给下一次外环迭代中的 MPA 用作先验信息。直到所有的用户都能够全部正确或者达到最大迭代次数为止。

3 导频图样方案

SCMA 系统中数据符号在进行资源映射时，除了沿用 LTE 连续子载波映射方式外，即以 1 个 RE 为基本资源单位，每 4 个连续子载波承载复用用户，简称 RE-Sparse SCMA；还可以使用另一种资源映射方式，以 1 个 RB 为基本资源单位，每 4 个连续的 RB 来承载复用用户，简称 RB-Sparse SCMA。假设分配带宽为 4 个 RB，则 RB-Sparse SCMA 系统中，每个用户数据符号映射到所分配的 2 个 RB 时频资源上。针对这两种 SCMA 资源映射方式，可以设计不同的导频图样方案用于实际信道估计。

对于 LTE 上行链路来说，DMRS 处放置导频信号用于 PUSCH (physical uplink shared channel, 物理上行共享信道) 估计。其中，DMRS 为基于 ZC

序列生成的导频序列，占用每个子帧的第 4 个和第 11 个符号，具体 DMRS 导频序列生成式如下：

$$r_{\text{PUSCH}}^{(\lambda)}(m \cdot M_{\text{sc}}^{\text{RS}} + n) = w^{(\lambda)}(m) e^{\frac{j2\pi n_{\text{cs},\lambda}}{12}} \bar{r}(n) \quad (6)$$

其中， $0 \leq n < M_{\text{sc}}^{\text{RS}} - 1$ ， $M_{\text{sc}}^{\text{RS}}$ 为导频序列长度； λ 为 LTE 可复用数据层， $\lambda \in \{0, 1, 2, 3\}$ ； $n_{\text{cs},\lambda}$ 为 LTE 中可用的 CS (cyclic shift, 循环移位)， $n_{\text{cs},\lambda} \in \{0, 1, 2, \dots, 11\}$ ， $\bar{r}(n)$ 为 ZC 基序列； $w^{(\lambda)}(m)$ 是时域 OCC (orthogonal cover code, 正交覆盖码)， $m \in \{0, 1\}$ ，一对用户的正交覆盖码分别为 [1, 1] 和 [1, -1]，用于接收端导频分离。

3.1 RE-Sparse SCMA CDM 导频图样

在 RE-Sparse SCMA 系统中，多用户复用相同的时频资源，如图 3 (a) 所示，每个用户导频占据连续的子载波带宽，使用相同的基序列，但使用不同的序列循环移位或正交覆盖码来生成各自的导频序列，接收端可以利用它们间的正交性来区分不同用户^[13]。因此，这是一种基于 CDM (code division multiplexing, 码分复用) 的导频图样。

本文考虑了两种码分复用的导频方案，假设复用用户数 $J = 6$ ，带宽为 1 个 RB，则导频序列长度为 12。第一种方案是只用循环移位进行用户区分，则所有 J 个用户使用最大间隔的 J 个循环移位 $\text{CS}_1, \text{CS}_2, \dots, \text{CS}_J$ ，最大间隔为 $12/6=2$ ；第二种方案是将用户分成两组，采用循环移位和正交覆盖码进行用户区分，假设在一个子帧用户信道没有发生变化，将所有 J 个用户分为两组，每组 $J/2$ 个用户，两组用户重复使用最大间隔为 4 的 $J/2$ 个循环移位，且在一个子帧的两个导频符号上第一组用户使用正交覆盖码 [1, 1]，第二组用户使用正交覆盖码 [1, -1]。

3.2 RE-Sparse SCMA FDM 导频图样

基于 FDM (frequency division multiplexing, 频分复用) 的导频图样同样适用于 RE-Sparse SCMA。与 CDM 导频图样不同，FDM 导频图样是给不同的用户分配正交的导频图样，从而保证各个用户之间的信道估计互不干扰，因此不需要

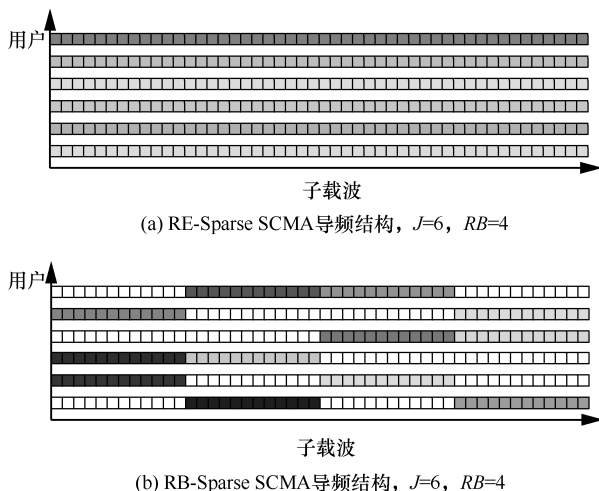


图3 SCMA 不同资源映射方式时导频结构比较

在接收端做导频分离处理。RE-Sparse SCMA FDM 导频图样设计如图 4 所示, 相同数字的部分表示同一个用户的导频分配位置, 同时为了信道估计的均匀性, 第 1 个时隙图样与第 2 个时隙图样之间错开了一半的间隔距离, 如图 4 (b) 中每个用户图样间隔距离为 12 个 RE, 则第 2 个时隙从用户 7 开始分配导频图样。从图 4 可以看出, 每个用户的导频能量只集中在少数图样点上, 而 CDM 导频图样中导频能量分摊在整个分配带宽上。



图4 RE-Sparse SCMA FDM 导频图样设计

3.3 RB-Sparse SCMA CDM+FDM 导频图样

与基本资源单位为 1 个 RE 的 RE-Sparse SCMA 不同, RB-Sparse SCMA 是以 1 个 RB 为基本资源单位, 每个用户进行稀疏扩频时只在所分配的 RB 资源块上发送数据, 因此接收端进行数据检测时, 只需要知道所分配资源块的信道信息。为了简化信道

估计算法, 只需要在每个用户所分配的 RB 上放置导频符号, 如图 3 (b) 所示。不同用户可以通过 RB 分配、ZC 序列循环移位正交性和正交覆盖码来进行区分, 如式(1)中用户 1 资源块分配 $f_1 = [0 \ 1 \ 0 \ 1]$ 与用户 2 资源块分配 $f_2 = [1 \ 0 \ 1 \ 0]$ 是频域正交的, 而与用户 3 资源块分配 $f_3 = [1 \ 1 \ 0 \ 0]$ 和用户 6 资源块分配 $f_6 = [0 \ 1 \ 1 \ 0]$ 在频域是部分重叠的, 因此重叠部分导频分离可通过不同循环移位来实现码分复用。

因此, 可以将互为正交频分复用的两个用户视为一对用户, 给它们分配使用相同的循环移位。从图 3 可以看出, (b) 中导频序列长度只有 (a) 中导频序列长度的一半。为了仿真比较的公平性, 以 LTE 导频符号总功率为基准, 保证每个子帧中 OFDM 符号的发送功率一致。这种导频相对于传统连续导频有两个优势, 一是导频符号上的信噪比增加了一倍; 二是给定用户个数, 在每个 RB 上发送导频信号的用户个数减少一半, 这样可以减少用户间的干扰。

同理, RB-Sparse SCMA 导频图样也考虑了两种码分复用方案。第一种是只用循环移位, 所有 $J/2$ 对用户使用最大间隔的 $J/2$ 个循环移位; 第二种是同时采用循环移位和正交覆盖码, 将所有 $J/2$ 对用户分为两组, 每组 $J/4$ 对用户, 两组用户重复使用最大间隔的 $J/4$ 个循环移位, 且在一个子帧的两个导频符号上第一组用户使用正交覆盖码 $[1, 1]$, 第二组用户使用正交覆盖码 $[1, -1]$ 。

4 信道估计方法

4.1 基于 DFT 逐个 RB 信道估计

对于 RE-Sparse SCMA CDM 导频图样和 RB-Sparse SCMA CDM+FDM 导频图样, 采用相同的信道估计方法, 即每个 RB 上采用基于 DFT (discrete Fourier transform, 离散傅里叶变换) 的方法逐个 RB 地做信道估计。以 1 个 RB 为例, 假设每个 RB 上有 J 个用户发送导频信号, 则第一种码分复用方案是首先需要将接收到的导频信号



乘以基序列的共轭, 然后对它做 12 点的 IDFT, 得到时域的 12 个采样 $\mathbf{s}=[s_0, s_1, \dots, s_{11}]$, 则可估计用户 j 在这个 RB 上的信道冲激响应为:

$$\hat{\mathbf{h}}_j = \left[S_{(12-CS_j) \bmod 12}, S_{(12-CS_j) \bmod 12+1}, \dots, S_{(12-CS_j) \bmod 12+\frac{12}{J}-1} \right] \quad (7)$$

最后对 $\hat{\mathbf{h}}_j$ 做 12 点的 DFT, 得到该用户在该 RB 上的信道频域响应估计^[14]。

对于第二种结合正交覆盖码的码分复用方案, 将第 g 组的第 j 用户在一个子帧的两个时隙上的循环移位序列和信道分别记为 $\mathbf{p}_j^{(g)}$ 和 $\mathbf{h}_j^{(g)}$, $g \in \{1, 2\}$ 。接收端在第 1 时隙和第 2 时隙收到的导频信号可分别表示为:

$$\mathbf{y}_1 = \sum_{j=1}^{J/2} \text{diag}(\mathbf{p}_j^{(1)}) \mathbf{h}_j^{(1)} + \sum_{j=1}^{J/2} \text{diag}(\mathbf{p}_j^{(2)}) \mathbf{h}_j^{(2)} + \mathbf{n}_1 \quad (8)$$

$$\mathbf{y}_2 = \sum_{j=1}^{J/2} \text{diag}(\mathbf{p}_j^{(1)}) \mathbf{h}_j^{(1)} - \sum_{j=1}^{J/2} \text{diag}(\mathbf{p}_j^{(2)}) \mathbf{h}_j^{(2)} + \mathbf{n}_2 \quad (9)$$

其中, $\mathbf{n}_1$ 和 $\mathbf{n}_2$ 分别表示第 4 个符号和第 11 个符号上的高斯白噪声, 功率为 σ^2 。接收端的信道估计过程分为两步。第 1 步是使用正交覆盖码分离第 1 组用户和第 2 组用户的导频信号, 分离后的信号表示为 $\mathbf{y}^{(1)}$ 和 $\mathbf{y}^{(2)}$:

$$\mathbf{y}^{(1)} = \frac{\mathbf{y}_1 + \mathbf{y}_2}{2} = \sum_{j=1}^{J/2} \text{diag}(\mathbf{p}_j^{(1)}) \mathbf{h}_j^{(1)} + \frac{\mathbf{n}_1 + \mathbf{n}_2}{2} \quad (10)$$

$$\mathbf{y}^{(2)} = \frac{\mathbf{y}_1 - \mathbf{y}_2}{2} = \sum_{j=1}^{J/2} \text{diag}(\mathbf{p}_j^{(2)}) \mathbf{h}_j^{(2)} + \frac{\mathbf{n}_1 - \mathbf{n}_2}{2} \quad (11)$$

第 2 步是利用每组中 $J/2$ 个用户的不同循环移位, 可在每个 RB 上用基于 DFT 的方法逐个 RB 地将 $J/2$ 个用户的信道分离出来。从式(10)和式(11)可以看到, 由于 $\mathbf{n}_1$ 和 $\mathbf{n}_2$ 是不相关的, $\mathbf{y}^{(1)}$ 和 $\mathbf{y}^{(2)}$ 包含的噪声功率是 $\sigma^2/2$, 这会明显提高信道估计的性能。

4.2 线性插值算法

基于 FDM 的 RE-Sparse SCMA 系统中, 每个用户的导频图样是相互正交的。因此, 接收端做信道估计时只需要对导频图样点的接收信号乘以

发送导频序列的共轭即可得到当前位置信道信息。但是, 每个用户只能获得部分导频符号位置上的信道信息, 为了获得一个子帧中完整数据符号的信道信息就需要做信道插值处理, 最简单的方法就是线性差值。

假设在每个子帧中, $\hat{\mathbf{H}}_{p1}$ 、 $\hat{\mathbf{H}}_{p2}$ 分别表示两个导频符号所估计出来的信道矩阵, 则具体插值计算式为:

$$\hat{\mathbf{H}}_d = \hat{\mathbf{H}}_{p1} \cdot \mathbf{e}^T + \mathbf{G} \cdot \mathbf{T}_\Delta^T \quad (12)$$

$$\mathbf{T}_\Delta^T = \mathbf{T}_d^T - T_{p1} \cdot \mathbf{e}^T \quad (13)$$

$$\mathbf{G} = (\hat{\mathbf{H}}_{p2} - \hat{\mathbf{H}}_{p1}) \cdot \frac{1}{T_{p2} - T_{p1}} \quad (14)$$

其中, $\mathbf{e}^T$ 为 1×12 全 1 向量, T_{p1} 、 T_{p2} 分别为第 1 个和第 2 个导频符号的中心采样点时刻, $\mathbf{T}_d^T$ 为所有数据符号的中心采样点时刻, 则 $\mathbf{T}_\Delta^T$ 为每个子帧中数据符号相对于第 1 个导频符号的时延, $\mathbf{G}$ 为每个子载波沿着时间方向的信道梯度。

5 仿真结果与分析

基于 LTE 上行链路, 仿真比较了 RE-Sparse SCMA 和 RB-Sparse SCMA 在理想信道估计和实际信道估计下的性能, 具体 LTE 系统仿真参数见表 1。

表 1 具体 LTE 系统仿真参数

参数	取值
载频/GHz	2
系统带宽/MHz	10
子载波间距/kHz	15
信道模型	TDL-C 300 ns/ETU
移动速度/(km·h ⁻¹)	3
分配 RB 数	4, 12
仿真时长/s	10
信道编码	Turbo, 1/3
调制编码	C84
发送天线配置	1
接收天线配置	2

仿真中 SCMA 使用的是参考文献[18]中提出的 C84 码, 它包含 6 个码本, 每个码本有 8 个码字, 每个码字的维度为 4。本文仿真考虑了在相同的时频资源上复用 6 个用户和 12 个用户的两种场景。用户 1 到用户 6 使用码本 1 到码本 6。当有 12 个用户时, 用户 7 到用户 12 重复使用码本 1 到码本 6。资源带宽分配 4 个或 12 个 RB 时, 对应的传输块大小分别是 120 bit 和 408 bit, 加上 24 个 CRC 比特后进行 Turbo 编码。仿真比较了时延扩展均方根为 300 ns 的 TDL-C^[19]和 ETU^[20]这两种具有不同时延长度的信道模型, 用户的移动速度为 3 km/h, 因而信道变化很缓慢。仿真图中, 横轴 SNR 的定义是用户在每个用于发送数据的子载波上的平均信号功率除以每个子载波上的噪声功率, 且保持用户的信号功率在导频符号和数据符号上是相等的。

假设接收端噪声功率已知, 当复用 6 个用户时, SIC-MPA 解码算法中 $d_{\max} = 3$, 各模块使用迭代解码次数为 $(I_o, I_s, I_T) = (3, 3, 8)$; 当复用 12 个用户时, $d_{\max} = 4$, 迭代解码次数为 $(I_o, I_s, I_T) = (6, 3, 8)$ 。

图 5~图 8 给出了在 12 个 RB 场景下信道估计的均方差 (mean squared error, MSE) 性能。可以看到, 对于 RE-sparse SCMA CDM 导频和 RB-Sparse CDF+FDM 导频来说, 第二种码分方案的性能比第一种码分方案好 3 dB, 这是由于第二种码分方案在两组导频分离之后, 信噪比增加了一倍。唯一的例外是, 图 8 中 12 个用户 ETU 信道场景下, RE-Sparse SCMA CDM 导频的第一种方案由于使用了 12 个 CS, 其性能出现错误平台, 因而远比 RE-Sparse SCMA CDM 导频的第二种方案差。从图 8 中还可以看到, CDM 导频使用 12 个 CS 或 FDM 导频只在每个 RB 中 1 个子载波上发送导频, 都不能满足 ETU 这种频率选择性很强的信道对循环移位的间隔和对导频密度的要求, 所以它们都出现了错误平台。

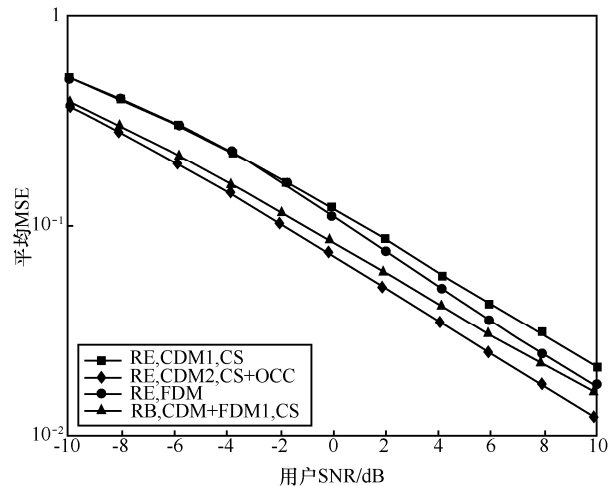


图 5 SCMA 12RB 6 用户 TDL-C 信道估计 MSE 性能

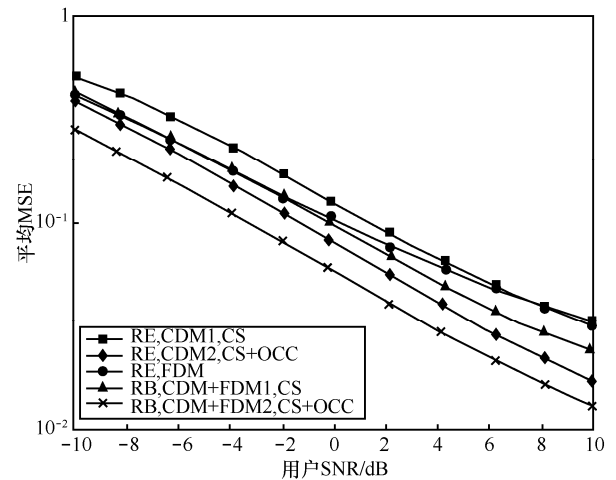


图 6 SCMA 12RB 12 用户 TDL-C 信道估计 MSE 性能

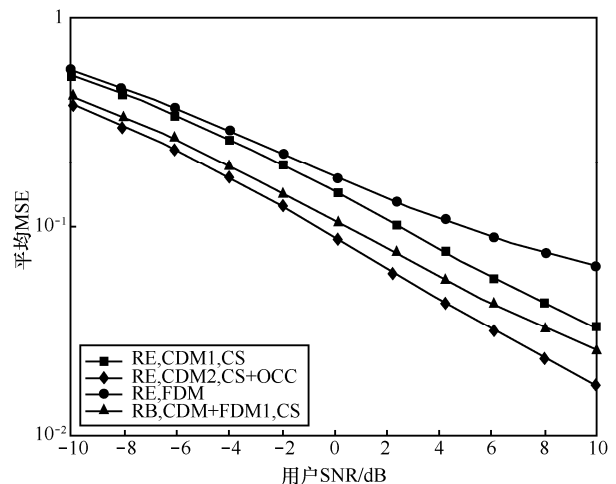


图 7 SCMA 12RB 6 用户 ETU 信道估计 MSE 性能

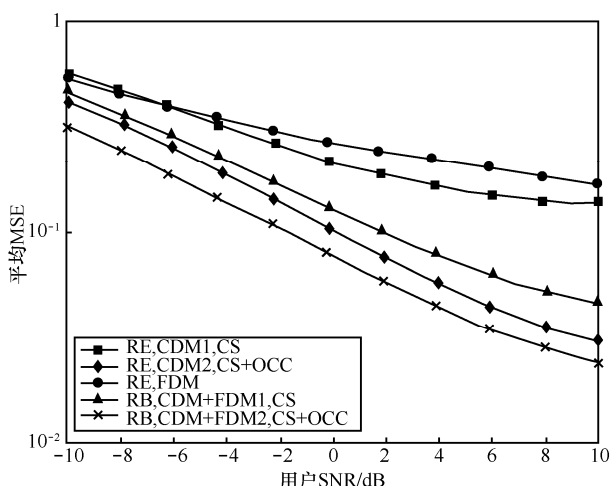


图8 SCMA 12RB 12用户 ETU 信道估计 MSE 性能

在图5复用6个用户的场景下, RE-Sparse SCMA 使用 FDM 导频比使用 CDM 导频6个CS的方案好一些。在图6复用12个用户的场景下, RE-Sparse SCMA 使用 FDM 导频比使用 CDM 导频12个CS的方案在低信噪比时好, 而在高信噪比时差, 这说明在用户数较多的场景下, FDM 导频将功率集中在少数的子载波上, 所以在低信噪比时表现出较好的抗噪声能力; 但在高信噪比时, 由于它依赖线性插值做信道估计, 从而表现出它的弱势。比较图5和图7中复用6个用户的场景可以看到, 在 TDL-C 信道下 RE-Sparse SCMA 使用 FDM 导频比使用 CDM 导频6个CS的方案好, 而在 ETU 信道下表现相反, 这说明采用线性插值的 FDM 导频更偏向适用于频率选择性较低的信道。

比较以上所有的导频方案可以看出, 在复用6个用户的场景下, RE-Sparse SCMA CDM 导频的第二种方案有最好的信道估计性能; 而在复用12个用户的场景下, RB-Sparse SCMA CDM+FDM 导频的第二种方案有最好的性能。如果信道是快衰落信道从而排除使用 OCC, 则 RB-Sparse SCMA CDM+FDM 导频的第一种方案在所有考虑的场景下性能都是最好的。

图9给出了复用6个用户的 SCMA 在 TDL-C

信道下理想信道估计的 BLER (block error rate, 误块率) 性能。从图9中可以看到, RB-Sparse SCMA 比 RE-Sparse SCMA 要差一点, 这是由于 RB-sparse SCMA 使用的子载波相对较集中, 所以它获得的频域分集增益较小; 但是随着分配带宽增加, RE-Sparse SCMA 相对于 RB-Sparse SCMA 的优势也随之减小。

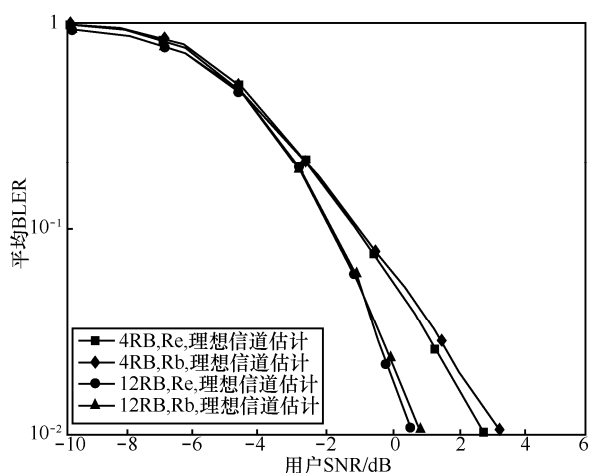


图9 SCMA 12RB 6用户 TDL-C 理想信道估计 BLER 性能

图10和图11分别给出了在 TDL-C 信道下, SCMA 复用6个用户和12个用户实际信道估计的 BLER 性能。可以看到, RE-Sparse SCMA CDM 导频的第一种方案与 RE-Sparse FDM 导频的 BLER 性能相近, 尽管它们在图5和图6中体现出的信道估计性能差异稍大一点。这说明当信道估计性能得到提升时, 不一定能得到 BLER 性能同等程度的提升。在 $BLER=0.1$ 处, 复用6个UE的场景下, RE-Sparse SCMA CDM 导频使用6个CS与理想信道估计下的 BLER 性能差距为 2.3 dB, 如果使用3个CS和OCC, 则性能差距可缩小为 1.5 dB; RB-Sparse SCMA CDM+FDM 导频使用3个CS与理想信道估计下的 BLER 性能差距是 1.7 dB。在复用12个用户的场景下, RE-Sparse SCMA CDM 导频使用12个CS与理想信道估计下 BLER 性能的差距是 3 dB, 如果使用6个CS和OCC, 则性能差距可缩小为 2 dB; RB-Sparse SCMA CDM+

FDM 导频使用 6 个 CS 与理想信道估计下 BLER 性能的差距是 2.4 dB, 如果使用 3 个 CS 和 OCC, 则性能差距可缩小为 1.6 dB。由此可见, 通过使用具有 FDM 特性的导频和使用 OCC, 都能增大导频序列循环移位的间隔, 从而提高信道估计的准确性和 BLER 性能。

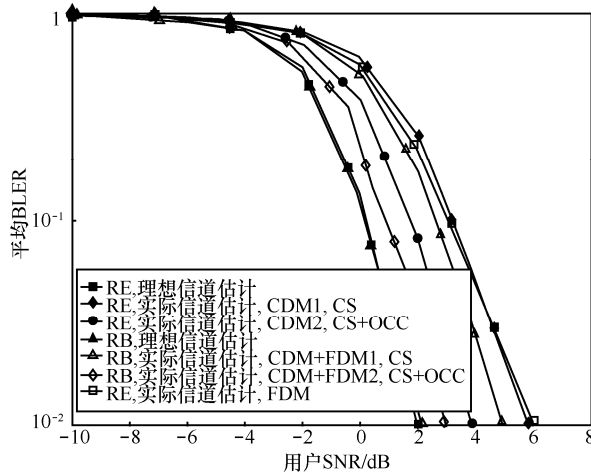


图 10 SCMA 12RB 6 用户 TDL-C 信道 BLER 性能

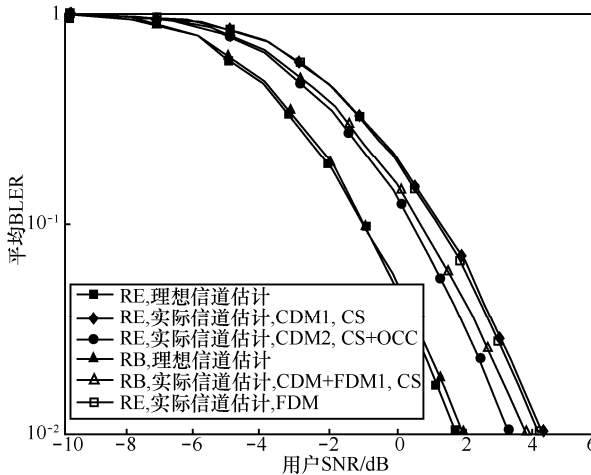


图 11 SCMA 12RB 12 用户 TDL-C 信道 BLER 性能

6 结束语

本文基于 RE-Sparse SCMA 和 RB-Sparse SCMA 这两种资源映射方式, 对适用于 RE-Sparse SCMA 的 CDM 和 FDM 导频图样以及适用于 RB-Sparse SCMA 的导频图样, 在 TDL-C 和 ETU 信道下进行仿真验证和评估, 并且基于信号功率

的穷尽搜索算法提出了适用于 SIC-MPA 的目标用户选择策略。通过对信道估计的 MSE 性能和 BLER 性能的结果分析比较可以看出, 当用户数增加到 12 个时, RE-Sparse SCMA 的信道估计性能有明显下降, 而 FDM 和 OCC 方式都可以增大导频序列循环移位的间隔, 从而提高信道估计的准确性和 BLER 性能。RB-Sparse SCMA 虽然较 RE-Sparse SCMA 在频域分集上的增益要小, 但在实际系统中只需要在所分配的 RB 上进行导频分配, 并且能够额外利用因子图的部分频域正交性, 从而减少所需要的循环移位的个数, 增大循环移位间隔来提高信道估计的性能。从仿真结果中可以看出, 在相同的导频方案下, RB-Sparse SCMA 性能都是最好的, 因此 RB-Sparse SCMA 能更灵活地适用于实际多用户传输场景。

参考文献:

- [1] 倪善金, 赵军辉. 5G 无线通信网络物理层关键技术[J]. 电信科学, 2015, 31(12): 40-45.
NI S J, ZHAO J H. Key technologies in physical layer of 5G wireless communications network[J]. Telecommunications Science, 2015, 31(12): 40-45.
- [2] NIKOPOUR H, BALIGH H. Sparse code multiple access[C]//IEEE Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Sept 8-11, 2013, London, UK. New Jersey: IEEE Press, 2013: 332-336.
- [3] WANG B, WANG K, LU Z, et al. Comparison study of non-orthogonal multiple access schemes for 5G[C]//IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB), June 17-19, 2015, Ghent, Belgium. New Jersey: IEEE Press, 2015: 1-5.
- [4] MU H, MA Z, ALHAJI M, et al. A fixed low complexity message pass algorithm detector for up-link SCMA system[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2015, 4(6): 585-588.
- [5] DU Y, DONG B, CHEN Z, et al. A fast convergence multiuser detection scheme for uplink SCMA systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2016, 5(4): 388-391.
- [6] Huawei. R1-164390 transceiver implementation and complexity analysis for SCMA[R]. 2016.
- [7] BAYESTEH A, YI E, NIKOPOUR H, et al. Blind detection of SCMA for uplink grant-free multiple access[C]//IEEE in Wireless Communications Systems (ISWCS), Aug 26-29, 2014, Barcelona, Spain. New Jersey: IEEE Press, 2014: 853-857.



- [8] WANG Y, ZHOU S, XIAO L, et al. Sparse Bayesian learning based user detection and channel estimation for SCMA uplink systems[C]//International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP), Oct 15-17, 2015, Nanjing, China. New Jersey: IEEE Press, 2015: 1-5.
- [9] STRUMINSKY K, KRUGLIK S, VETROV D, et al. A new approach for sparse Bayesian channel estimation in SCMA uplink systems[C]//International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP), Oct 13-15, 2016, Yangzhou, China. New Jersey: IEEE Press, 2016: 1-5.
- [10] WANG Y, ZHANG X, ZHOU S, et al. User detection and channel estimation for SCMA uplink system in dispersive channel[C]//IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS), Dec 14-16, 2016, Shenzhen, China. New Jersey: IEEE Press, 2016: 1-5.
- [11] HEO E, KIM N, PARK H. Sparse structure-based channel estimation for uplink SCMA system[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017(99): 1-10.
- [12] Fujitsu. R1-166671 DM-RS considerations for UL non-orthogonal multiple access[R]. 2016.
- [13] 3GPP. Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); physical channels and modulation: TS36.211[S]. 2012.
- [14] ZHAO Y, HUANG A. A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform-domain processing[C]//IEEE 47th Vehicular Technology Conference Technology, May 4-7, 1997, Phoenix, USA. New Jersey: IEEE Press, 1997, 3: 2089-2093.
- [15] ZHANG S, XU X, LU L, et al. Sparse code multiple access: An energy efficient uplink approach for 5G wireless systems[C]//IEEE Global Communications Conference, Dec 8-12, 2014, Austin, USA. New Jersey: IEEE Press, 2014: 4782-4787.
- [16] WU Y, ZHANG S, CHEN Y. Iterative multiuser receiver in sparse code multiple access systems[C]//IEEE International Conference on Communications, June 8-12, 2015, London, UK. New Jersey: IEEE Press, 2015: 2918-2923.
- [17] XIAO B, XIAO K, ZHANG S, et al. Iterative detection and decoding for SCMA systems with LDPC codes[C]//IEEE International Conference on Wireless Communications & Signal Processing, Oct 15-17, 2015, Nanjing, China. New Jersey: IEEE Press, 2015: 1-5.
- [18] Huawei Technologies Co., Ltd. SCMA pre-standardization whitepaper[R]. 2016.
- [19] 3GPP. Study on channel model for frequency spectrum above 6 GHz: TR38.900[S]. 2016.
- [20] 3GPP. Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); user equipment (UE) radio transmission and reception: TS36.803[S]. 2016.

[作者简介]



胡显安（1990-），女，上海诺基亚贝尔股份有限公司算法工程师，主要研究方向为 5G 新型多址技术。



曾祥念（1976-），女，博士，上海诺基亚贝尔股份有限公司系统工程师，主要研究方向为 LTE、Turbo 均衡器、SCMA、LDPC。