



专题: 5G+6G

基于 CP-free OFDM 的上行 SCMA 收发机设计和性能分析

周立, 刘喜庆

(北京邮电大学信息与通信工程学院, 北京 100876)

摘要: 典型稀疏码分多址 (sparse code multiple access, SCMA) 系统采用带循环前缀 (cyclic prefix, CP) 的 OFDM 实现抗多径衰落无线传输, 其容量受限于 CP 开销。针对此问题, 提出了一种基于时域预编码的稀疏码分多址 (time domain precoding-OFDM SCMA, TDP-OFDM SCMA) 上行接入方案。给出了发射机、接收机的主要结构并进行不同信道、不同过载率和不同信道估计误差下的系统容量以及误比特率性能仿真, 最后对 TDP-OFDM SCMA 信号的功率效率展开了分析。仿真结果表明: 在相同过载率下, TDP-OFDM SCMA 系统容量较 CP-OFDM SCMA 最高可提升 25%。

关键词: SCMA; MPA; 上行; CP-free OFDM; 系统容量

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2021132

Transceiver design and performance analysis for uplink SCMA based on CP-free OFDM

ZHOU Li, LIU Xiqing

School of Information and Communication Engineering,
Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

Abstract: A typical sparse code multiple access (SCMA) system utilizes orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) technology with cyclic prefix (CP) to combat multipath fading in wireless channels. Therefore, its capacity is reduced by the CP-insertion. To address this issue, the SCMA scheme based on CP-free OFDM using the time domain precoding (TDP) algorithm was proposed and the proposed scheme was termed as TDP-OFDM SCMA. The transceiver structure was designed, and the capacity plus the bit error rate (BER) performances under various channels with different overload rates and with channel estimation errors were evaluated via the simulations. Also, the power consumption problem in TDP-OFDM SCMA was discussed. The simulation results show that under the same overload rate, the capacity of TDP-OFDM SCMA can be increased by up to 25% if compared with the SCMA based on CP-OFDM.

Key words: SCMA, MPA, uplink, CP-free OFDM, system capacity

收稿日期: 2021-05-10; 修回日期: 2021-06-10

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61901315)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61901315)



1 引言

随着信息化革命的不断发展,无线通信网络的接入终端数与日俱增,利用有限频谱资源实现更多终端的接入是未来移动通信的一大发展趋势^[1-2]。5G 技术方兴未艾,但其最初提出的三大愿景之一的“海量连接”并未实现,基于正交资源的多址接入技术越来越无法满足海量增长的接入设备数目需求,如何利用有限的物理资源实现更多终端的接入将是 B5G、6G 的重点研究方向之一。因此,非正交多址(non-orthogonal multiple access, NOMA)技术应运而生。目前的 NOMA 系统主要可以分为两大类:功率域 NOMA 以及码域 NOMA。其中,码域 NOMA 主要包括图样分割多址接入(pattern division multiple access, PDMA)、多用户共享接入(multi-user shared access, MUSA)以及稀疏码分多址接入。作为极具竞争力的候选 NOMA 技术之一,SCMA 最早由 Nikopour 等人提出,在低密度扩频技术的研究基础上发展而来,是华为技术有限公司主推的一种非正交多址技术。SCMA 将信息的调制、扩频过程抽象成从码本中选取一个高维稀疏码字,接收端充分利用码字稀疏性采用高性能低复杂度的消息传递算法(message passing algorithm, MPA)进行多用户检测,实现了接入用户数过载于正交资源数,提升了系统吞吐量^[3-7]。在发射端,每个用户被分配一个特定的码本,发射机根据信息比特从码本中选取一个高维稀疏码字并经过物理资源映射后进行无线传输。接收端采用性能次优的消息传递算法来进行多用户检测^[8-11],多用户叠加信号经过一定次数的 MPA 算法迭代以后各个用户的发送码字概率将会收敛。SCMA 凭借其优秀的接入用户数过载性能以及不俗的误码性能一举成为极具竞争力的新一代多址接入候选技术,目前国内外对于 SCMA 系统容量提升的研究主要集中在码本优化以及高效率传输方案设计两方面。所谓码本优化是指将系统容量设置为优

化目标,学者们通过一系列数学方法对 SCMA 码本进行调整优化,最后产出容量最优或次优码本。而高效率传输方案设计则是指将 SCMA 与各种高效率传输技术(如滤波器组多载波传输)结合,通过设计合理的收发方案以提升 SCMA 系统容量。本文研究属于上述第二方面,针对长时延扩展信道下的 SCMA 系统容量提升展开研究,设计了基于时域预编码的无循环前缀 SCMA 系统收发方案,并给出了性能仿真及分析。

2 SCMA 概述及相关工作

典型 SCMA 系统可以用因子图来描述,因子图由用户节点、资源节点以及连接两种节点的边组成。记因子图中用户节点数目为 J , 资源节点数目为 K , 每个用户节点所占据资源节点的数目为 d_j , 每个资源节点上承载的用户数为 d_k 。一个简单的 SCMA 系统的因子图如图 1 所示。

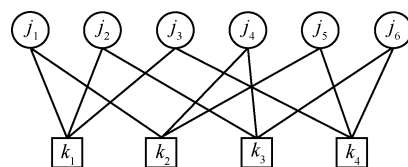


图 1 (4,6) SCMA 系统因子图

图 1 中,方框代表资源节点,共有 4 个,即 $K=4$ 。圆圈代表用户节点,共有 6 个,即 $J=6$ 。图 1 中每个用户节点均有两条边与之相连,即 $d_j=2$ 。每个资源节点均有 3 条边与之连接,即 $d_k=3$ 。图 1 中的边表征了 SCMA 系统中用户对正交资源的利用情况。以第 3 个用户为例,其有两条边分别连接到了资源节点 1 和 4,说明用户 3 仅在第 1 和第 4 个物理资源上进行信息传输。因子图可以用因子矩阵进行描述,与图 1 等价的因子矩阵如式 (1) 所示:

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

因子矩阵的行重 $d_k = 3$ ，列重 $d_j = 2$ ，矩阵第 k 行第 j 列的元素 $g_{k,j} = 1$ 表示用户节点 j 与资源节点 k 之间有边相连。在 SCMA 系统中，每个用户拥有一个特定的码本，图 2 简单示意了用户 1 的一个码本。

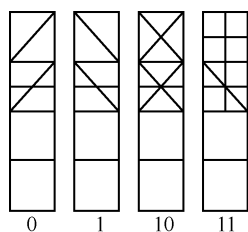


图 2 用户 1 码本

对应于因子矩阵的第一列，用户 1 码本中的码字均只在第一、二个资源块上有值。图 2 示意的码本大小为 4（码本中共有 4 个不同的稀疏码字，用户每发送两个 bit 即进行一次码字映射）。一般地，对于大小为 M 的码本，用户每发送 $\text{lb}M$ bit 便进行一次码字映射。在上行系统中，各用户将自身 SCMA 码字映射到相应的物理资源进行无线传输，经历不同的衰落信道后到达接收端，基站端采用 MPA 算法进行多用户检测。

学术界对提升 SCMA 容量的研究主要从优化码本设计的角度展开。参考文献[12]对上行最大和速率问题进行了建模，并给出了一种基于码字非零元素间相关性消除与功率分配的联合设计方法，使得容量逼近于最优界。参考文献[13]提出了一种基于用户分组的三层功率分配策略以使系统和容量最大化，并采用拉格朗日对偶分解法解决了上述非凸问题。参考文献[14]给出了 AWGN 信道下具有星座约束的 SCMA 系统容量的闭式解，并证明了对码本进行相位旋转能优化链路传输性能。参考文献[15]首先对一维星座图进行优化进而构造高维码字，并证明了该码本能够达到香农限。需要指出，上述研究建立在 CP-OFDM 传输的基础之上，其系统容量仍然受制于 CP 开销。

传统 ZP-OFDM/CP-OFDM 通过在符号块间

置入零前缀（zero padding prefix, ZP）或循环前缀（CP）来将多径干扰的影响控制在 ZP/CP 区间内，其中 ZP/CP 长度至少等于信道的最大时延扩展。但添加的 ZP/CP 并不能携带更多的信息，这直接导致了传统 OFDM 传输效率低下。记 OFDM 有用信息长度为 L_B ，添加的 CP/ZP 长度为 L_C ，则 OFDM 的实际传输效率仅为 $L_B/(L_B + L_C)$ 。在长时延扩展传输环境下 OFDM 的频谱效率将急剧下降。针对此问题，参考文献[16]提出了一种基于时域预编码的 CP-free OFDM 传输方案——TDP SMIC OFDM，通过在发射端进行干扰重建以消除子载波间干扰（inter carrier interference, ICI）和符号间干扰（inter symbol interference, ISI），但该方案只适用于点对点传输场景，其没有考虑多用户场景下的干扰消除问题。为了进一步提升 SCMA 系统的容量，从改进无线传输方式的角度出发，本文提出了基于 TDP-OFDM 的 SCMA 上行传输方案——TDP-OFDM SCMA，给出了完整的收发机结构。在此基础上进行了不同信道、不同过载率以及不同信道估计误差下的 SCMA 系统误比特率以及容量性能仿真。

3 系统结构

3.1 TDP-OFDM SCMA 上行发射机

图 3 为 TDP-OFDM SCMA 上行发射机的主要结构，包含 SCMA 码字映射模块、傅里叶逆变换模块、时域预编码模块以及信道信息接收模块。下面以用户 j 为例对信息的发送过程进行介绍，记第 j 个用户的信息比特向量为 $\mathbf{b}_j = [b_j(1), \dots, b_j(\text{lb}M)]$ ，其中 M 为用户 j 码本的大小，即用户每发送 $\text{lb}M$ 比特便进行一次码字映射。记映射规则为 $f(\bullet)$ ，则码字映射过程可由式 (2) 表示：

$$\mathbf{S}_j = f(\mathbf{b}) \quad (2)$$

其中， $\mathbf{S}_j = [S_j(1), \dots, S_j(K)]^T$ 为 K 维稀疏复向量，



K 为子载波数, 一个简单的映射规则 $f(\bullet)$ 如图 2 所示 (即: 收到比特 00 时将码本的第一个码字发送出去, 以此类推)。以典型的华为码本为例, 上述映射规则可以表示为:

$$\begin{aligned} 00 &\rightarrow [-0.3020 - 0.7226i, -0.3989 + 1.0604i, 0, 0]^T \\ 01 &\rightarrow [-0.9496 + 0.5746i, 0.7124 + 0.3968i, 0, 0]^T \\ 10 &\rightarrow [0.9496 - 0.5746i, -0.7124 - 0.3968i, 0, 0]^T \\ 11 &\rightarrow [0.3020 + 0.7226i, 0.3989 - 1.0604i, 0, 0]^T \end{aligned} \quad (3)$$

上述列向量就是码本中的稀疏复向量, 稀疏复向量 $\mathbf{S}_j$ 经过傅里叶逆变换之后得到时域向量 $\mathbf{s}_j$, 再经时域预编码得到编码向量 $\mathbf{u}_j$ 。对于上行系统, 每个用户首径信号到达时间不同, 发射端需要接受基站调度以同步首径信号到达时间, 图 3 中使用同步时延表示上述过程, 之后进行射频传输。

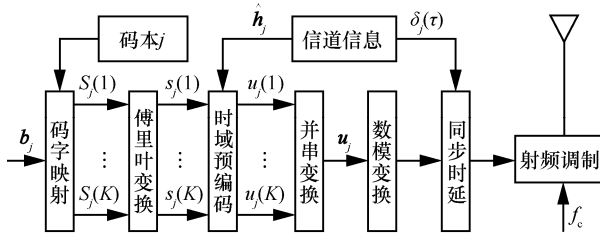


图3 TDP-OFDM SCMA 上行发射机

时域预编码模块利用信道反馈信息进行干扰估计以进行 ISI、ICI 预消除。其主要结构如图 4 所示。

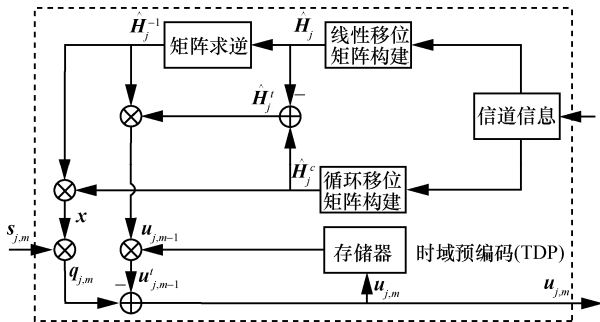


图4 时域预编码模块结构

图 4 中, 时域预编码模块主要由信道信息采集模块、矩阵线性移位构建模块、矩阵循环移位

构建模块以及存储器构成。信道向量经过线性移位矩阵构建模块以及循环移位矩阵构建模块之后得到信道线性移位矩阵以及信道循环移位矩阵, 在预编码信号的构建过程中将用到上述两个矩阵。

记傅里叶变换矩阵为 $\mathbf{F}$, 其逆变换矩阵为 $\mathbf{F}^{-1}$:

$$\mathbf{F}^{-1} = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & W_K^{-1} & \ddots & W_K^{-(K-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_K^{-(K-1)} & \cdots & W_K^{-(K-1)(K-1)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中, $W_K = e^{-j2\pi/K}$, 傅里叶逆变换过程可以由式 (5) 表示:

$$\mathbf{s}_{j,m} = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{S}_{j,m} = [s_{j,m}(1), \dots, s_{j,m}(K)]^T \quad (5)$$

其中, $\mathbf{s}_{j,m}$ 表示用户 j 发送的第 m 个时域向量。对于发射机而言, 在进行第 m 个符号块的传输时, 第 $m-1$ 个符号块的信息是完全已知的, 结合信道反馈信息可以在发射端进行 ICI 及 ISI 估计^[16]。记预编码矩阵为 χ :

$$\chi = \hat{\mathbf{H}}_j^{-1} \hat{\mathbf{H}}_j^c \quad (6)$$

其中, $\hat{\mathbf{H}}_j^{-1}$ 及 $\hat{\mathbf{H}}_j^c$ 分别为利用用户 j 的信道反馈向量 $\hat{\mathbf{h}}_j$ 生成的信道线性移位矩阵的逆以及信道循环移位矩阵, 其中 $\hat{\mathbf{h}}_j$ 展开写作:

$$\hat{\mathbf{h}}_j = [\hat{h}_j(1), \dots, \hat{h}_j(L)]^T \quad (7)$$

其中, L 表示用户 j 与基站之间信道的最大时延扩展, 可以证明第 l 径的信道增益 $\hat{h}_j(l)$ 的幅值满足瑞利分布, 相位服从 $[0, 2\pi]$ 上的均匀分布^[17]。

$\hat{\mathbf{H}}_j$ 及 $\hat{\mathbf{H}}_j^c$ 具体可以表示为:

$$\hat{\mathbf{H}}_j = \begin{bmatrix} \hat{h}_j(1) & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \hat{h}_j(L) & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \hat{h}_j(L) & \cdots & \hat{h}_j(1) \end{bmatrix}_{K \times K} \quad (8)$$

$$\hat{\mathbf{H}}_j^c = \begin{bmatrix} \hat{h}_j(1) & 0 & \cdots & 0 & \hat{h}_j(L) & \cdots & \hat{h}_j(2) \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \hat{h}_j(L-1) & & \ddots & \ddots & & \ddots & \hat{h}_j(L) \\ \hat{h}_j(L) & \ddots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \hat{h}_j(L) & \hat{h}_j(L-1) & \cdots & \hat{h}_j(1) \end{bmatrix}_{K \times K} \quad (9)$$

对 $\mathbf{s}_{j,m}$ 进行预编码得到 $\mathbf{q}_{j,m}$, 即:

$$\mathbf{q}_{j,m} = \mathbf{X} \mathbf{s}_{j,m} = \begin{bmatrix} q_{j,m}(1) \\ \vdots \\ q_{j,m}(K) \end{bmatrix} \quad (10)$$

记拖尾矩阵为 $\hat{\mathbf{H}}_j^t = \hat{\mathbf{H}}_j^c - \hat{\mathbf{H}}_j$ 利用 $\hat{\mathbf{H}}_j^t$ 进行第 $m-1$ 个传输符号块的 ISI 预消除, 有:

$$\mathbf{u}_{j,m} = \mathbf{q}_{j,m} - \hat{\mathbf{H}}_j^{-1} \hat{\mathbf{H}}_j^t \mathbf{u}_{j,m-1} \quad (11)$$

若信道估计准确, 则式 (11) 可以写作:

$$\mathbf{u}_{j,m} = \mathbf{q}_{j,m} - \mathbf{H}_j^{-1} \mathbf{H}_j^t \mathbf{u}_{j,m-1} \quad (12)$$

其中, $\mathbf{H}_j$ 为真实信道矩阵。

信号经过时域预编码以后进行射频传输, 对于上行系统, 各个用户产生的无线信号经历不同的衰落信道后在基站端线性叠加, 编码信号此时受到的干扰包括 ICI、ISI、多用户干扰以及加性热噪声。由于发送端已经对信号将要受到的 ICI 以及 ISI 进行了预估计及预消除。因此, 对于接收端而言, 其只需要处理多用户干扰即可, 下面对 TDP-OFDM SCMA 接收机结构及多用户干扰消除算法展开介绍。

3.2 TDP-OFDM SCMA 上行接收机

图 5 给出了 TDP-OFDM SCMA 上行接收机的主要结构, 主要包括傅里叶变换模块以及 MPA 多用户检测模块。

接收机采样信号为各用户经历不同的多径信道后的叠加, 假设所有发射机都处于理想同步状态 (即首径到达时间差不超过一个符号周期^[17], 注: 符号周期为 T_s , 符号块周期为 $T_B = KT_s$), 接

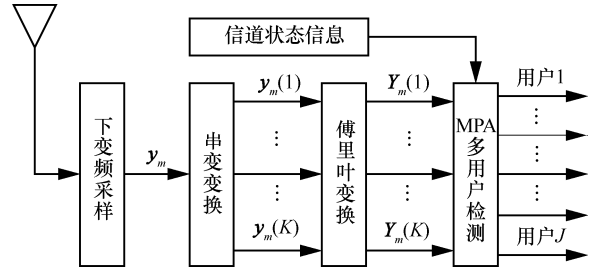


图 5 TDP-OFDM SCMA 上行接收机

收机可以同步采样得到一个符号块的数据。记第 j 个用户的经过时域预编码以及干扰预消除后的第 m 个发送符号块为 $\mathbf{u}_{j,m}$, 则接收机接收的多用户混叠信号为:

$$\mathbf{y}_m = \sum_{j=1}^J \mathbf{H}_j \mathbf{u}_{j,m} + \boldsymbol{\gamma}_{m-1} + \mathbf{v} \quad (13)$$

其中, $\boldsymbol{\gamma}_{m-1}$ 为各个用户发送的第 $m-1$ 个符号块拖尾信号的叠加, 有:

$$\boldsymbol{\gamma}_{m-1} = \sum_{j=1}^J \mathbf{H}_j^t \mathbf{u}_{j,m-1} \quad (14)$$

将式 (13) 中的 $\mathbf{u}_{j,m}$ 及 $\boldsymbol{\gamma}_{m-1}$ 展开得到:

$$\mathbf{y}_m = \sum_{j=1}^J \mathbf{H}_j (\mathbf{q}_{j,m} - \hat{\mathbf{H}}_j^{-1} \hat{\mathbf{H}}_j^t \mathbf{u}_{j,m-1}) + \sum_{j=1}^J \mathbf{H}_j^t \mathbf{u}_{j,m-1} + \mathbf{v} \quad (15)$$

若信道估计准确, 即 $\hat{\mathbf{H}}_j = \mathbf{H}_j$, 则式 (15)

可以进一步写作:

$$\mathbf{y}_m = \sum_{j=1}^J \mathbf{H}_j \mathbf{q}_{j,m} + \mathbf{v} \quad (16)$$

将 $\mathbf{y}_m$ 输入傅里叶变换模块。如第 3.1 节所分析的, 傅里叶变换过程等价于傅里叶变换矩阵 $\mathbf{F}$ 与信号向量作矩阵乘法, 得到:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_m &= \mathbf{F} \left[\sum_{j=1}^J \mathbf{H}_j \mathbf{q}_{j,m} + \mathbf{v} \right] = \mathbf{F} \left[\sum_{j=1}^J \mathbf{H}_j \mathbf{H}_j^{-1} \mathbf{H}_j^c \mathbf{s}_{j,m} + \mathbf{v} \right] = \\ &= \sum_{j=1}^J \mathbf{F} \mathbf{H}_j^c \mathbf{s}_{j,m} + \mathbf{F} \mathbf{v} = \sum_{j=1}^J \mathbf{F} \mathbf{H}_j^c \mathbf{F}^{-1} \mathbf{S}_{j,m} + \mathbf{F} \mathbf{v} = \sum_{j=1}^J \boldsymbol{\lambda}_j \mathbf{S}_{j,m} + \mathbf{F} \mathbf{v} \end{aligned} \quad (17)$$

其中, $\boldsymbol{\lambda}_j = \mathbf{F} \mathbf{H}_j^c \mathbf{F}^{-1}$ 为用户 j 的信道频域响应矩阵, 可以证明其为对角矩阵^[15]。记 $\tilde{\boldsymbol{\lambda}}_j = \text{diag}(\boldsymbol{\lambda}_j)$, 其中 $\text{diag}(\bullet)$ 表示取矩阵的对角线元素。



3.3 多用户检测

本文采用 MPA^[11]算法来进行多用户检测, 各个用户发送码字的概率消息估计值不断在用户节点与资源节点之间进行交换与更新, 可以证明迭代至一定次数后各个用户发送码字的概率将会收敛。每个用户均取其发送概率最大的码字进行输出。

MPA 算法主要分 3 步进行。

步骤 1 初始化各个用户发送码字概率:

$$I_{u_j \rightarrow r_k}^0(w_{kj}) = \frac{1}{M} \quad (18)$$

其中, $I_{u_j \rightarrow r_k}^t$ 为第 t 次迭代中用户节点 u_j 向资源节点 r_k 传递的关于自身发送码字的概率判断。 w_{kj} 表示用户 j 可能的发送码字序号, 满足 $w_{kj} \in \{1, 2, \dots, M\}$, M 为码本大小。

步骤 2(a) 资源节点向用户节点更新消息:

$$I_{r_k \rightarrow u_j}^t(w_{kj}) = \sum_{w_{kl} \in c} \left[f(Y_k | \mathbf{x}^k) \cdot \prod_{l \in \zeta_k / j} I_{u_l \rightarrow r_k}^{t-1}(w_{kl}) \right] \quad (19)$$

其中, $I_{r_k \rightarrow u_j}^t$ 为第 t 次迭代中资源节点 r_k 向用户节点 u_j 传递的概率消息。 ζ_k 为与资源节点 r_k 相连的用户节点的集合。 ζ_k / j 为除去用户节点 u_j 之后所有与资源节点 r_k 相连的用户节点的集合。 c 为集合 ζ_k / j 中所有可能发送码字的集合。 t 为当前迭代次数, $f(Y_k | \mathbf{x}^k)$ 表示接收信号的条件概率密度, 展开写作:

$$f(Y_k | \mathbf{x}^k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp \left(-\frac{1}{2\sigma^2} \left\| \mathbf{Y}_k - \sum_{l \in \zeta_k} \tilde{\lambda}_{l,k} \mathbf{x}_{l,k} \right\|^2 \right) \quad (20)$$

其中, $\mathbf{Y}_k$ 为第 m 个接收符号块中第 k 个子载波上的接收信号值。 σ^2 为噪声功率。 $\tilde{\lambda}_{j,k}$ 表示第 j 个用户频域响应向量的第 k 个元素, 即资源节点 r_k 与用户节点 u_j 之间的信道增益。 $\mathbf{x}^k$ 表示资源节点 r_k 上承载的所有用户发送码字的集合。 $\mathbf{x}_{j,k}$ 表示用户 j 所发送的码字在第 k 个子载波上的值。

步骤 2(b) 用户节点向资源节点更新消息:

$$I_{u_j \rightarrow r_k}^t(w_{kj}) = \prod_{p \in \xi_j / k} I_{r_k \rightarrow u_j}^t(w_{pj}) \quad (21)$$

其中, ξ_j 表示所有与第 j 个用户相连的资源节点的集合, ξ_j / k 表示除去资源节点 r_k 外所有与第 j 个用户相连的资源节点的集合。

步骤 3 达到最大迭代次数 $t_{\max}$ 后输出:

$$\mathbf{Q}_j(w_j) = \prod_{k \in \xi_j} I_{r_k \rightarrow u_j}^{t_{\max}}(w_{kj}) \quad (22)$$

其中, $\mathbf{Q}_j(w_j)$ 表示第 j 个用户所发送的码字序号为 $w_j \in \{1, \dots, M\}$ 的概率值, 选择其中概率最大的码字进行输出。

3.4 系统容量与功率效率

系统容量定义为所有接入用户容量之和, 用户 j 的容量可以写作^[18]:

$$C_j = B \log \left(1 + \frac{\sum_{d \in \xi_j} \|\tilde{\lambda}_{j,d} \mathbf{x}_{j,d}\|^2}{\sum_{d \in \xi_j} \sum_{j' \in \zeta_d / j} \|\tilde{\lambda}_{j',d} \mathbf{x}_{j',d}\|^2 + \sigma_j^2} \right) \quad (23)$$

其中, B 为系统带宽, ξ_j 表示与用户节点 u_j 相连的资源节点集合, $\tilde{\lambda}_{j,d}$ 为用户 j 在第 d 个子载波上的信道增益, $\mathbf{x}_{j,d}$ 为用户 j 的发送码字在第 d 个子载波上的值, $\|\bullet\|$ 表示对复数求模, ζ_d / j 表示除去用户节点 u_j 外, 所有其他与资源节点 r_d 相连的用户节点集合, σ_j^2 为用户 j 的噪声功率。系统总容量记作:

$$C = \sum_{j=1}^J \lambda_j C_j \quad (24)$$

其中, λ_j 为传输效率, 对于 TDP-OFDM SCMA 其值为 1, 对于 CP-OFDM SCMA 传输, 其值为 $K / (K + L_j)$, L_j 为用户 j 信道的最大时延扩展。

与其他接收端处理方案不同, 本文采用发送端预编码来进行各用户的 ICI 及 ISI 消除, 这样做的代价是产生了额外的功率开销。换言之, 本文所提方案以功率效率的下降换取了接收机处理复杂度的下降及误比特率性能的提升, 笔者对 TDP-OFDM SCMA 系统的功率效率进行了分析。

如式(10)所示,发送信号可以写作: $\mathbf{u}_{j,m} = \mathbf{q}_{j,m} - \hat{\mathbf{H}}_j^{-1} \hat{\mathbf{H}}_j' \mathbf{u}_{j,m-1}$,其中 $\mathbf{q}_{j,m}$ 为信息信号, $\hat{\mathbf{H}}_j^{-1} \hat{\mathbf{H}}_j' \mathbf{u}_{j,m-1}$ 为干扰消除信号。记 $E_1 = E(\|\mathbf{q}_{j,m}\|^2)$ 为信息信号的平均功率, $E_2 = E(\|\hat{\mathbf{H}}_j^{-1} \hat{\mathbf{H}}_j' \mathbf{u}_{j,m-1}\|^2)$ 为干扰消除信号所消耗的功率值。则 TDP-OFDM SCMA 信号的功率效率为:

$$\Delta = \frac{E_1}{E_1 + E_2} \quad (25)$$

可以看出,功率效率与信道矩阵相关。

4 仿真与分析

在仿真中,收发天线数量均为1。子载波数 $K=8$,定义过载率 $\eta = J/K$ 。各个用户码本大小均为4,无信道编码,带宽为0.5 MHz,仿真中采用的信道时延和相对功率见表1。

表1 信道时延和相对功率^[19]

ETU		EVA		EPA	
时延/ns	功率/dB	时延/ns	功率/dB	时延/ns	功率/dB
0	-1.0	0	0.0	0	0.0
50	-1.0	30	-1.5	30	-1.0
120	-1.0	150	-1.4	70	-2.0
200	0.0	310	-3.6	90	-3.0
230	0.0	370	-0.6	110	-8.0
500	0.0	710	-9.1	190	-17.2
1 600	-3.0	1 090	-7.0	410	-20.8
2 300	-5.0	1 730	-12.0	N/A	N/A
5 000	-7.0	2 510	-16.9	N/A	N/A

图6给出了扩展典型城市信道模型(extended typical urban model, ETU)、扩展车辆信道模型(extended vehicular A model, EVA)以及扩展步行者信道模型(extended pedestrian A model, EPA)下的系统误比特率曲线,3种信道下的过载率均为150%。假设信道估计理想,可以看出不论哪种信道下 TDP-OFDM SCMA 性能均与 CP-OFDM SCMA 相同。此外,由于可分辨径数以及可分辨

径增益为 ETU 最高、EVA 次之、EPA 最小,系统的误比特率性能表现为 ETU 最优, EPA 最差。

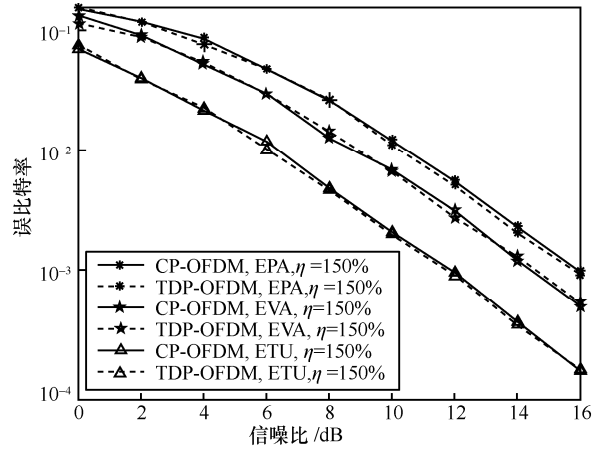


图6 不同信道下的误比特率性能

图7示意了 ETU 信道下,不同过载率下的系统误比特率性能曲线。随着过载用户数的增加,多用户干扰逐渐增大。系统平均误比特率性能表现为随过载率增加而减小。

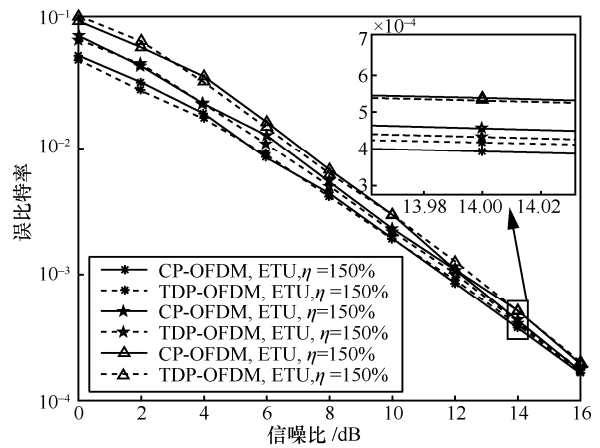


图7 ETU 信道下不同过载率下的误比特率性能

图8给出了不同信道误差估计下的系统误比特率性能, e 定义为信道估计误差功率与真实信道功率的比值,记真实信道向量为 $\mathbf{h}$,由信道估计模块输出的估计信道向量为 $\hat{\mathbf{h}}$,则 $e \triangleq \|\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}\|^2 / \|\mathbf{h}\|^2$ 。如图8所示,在非理想信道估计下, TDP-OFDM SCMA 的误比特率性能劣于 CP-OFDM SCMA。虽然二者在多用户检测阶段均



要用到带误差的信道估计信息，不同的是 TDP-OFDM SCMA 在时域预编码阶段还要使用一次带误差的信道估计信息，故而 CP-OFDM SCMA 的信道估计误差容忍度更大。

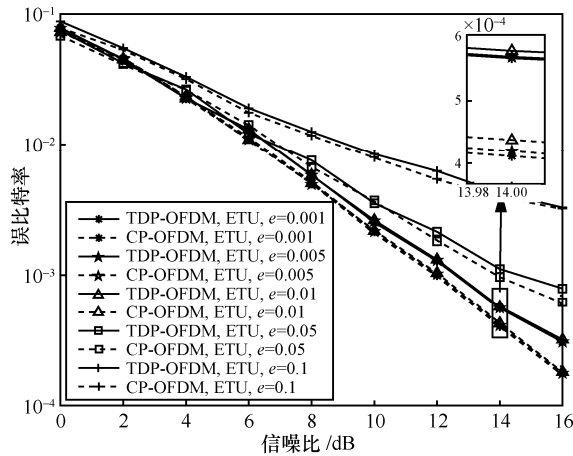


图8 不同信道估计误差下的误比特率性能

图9给出了在ETU信道下,TDP-OFDM SCMA和基于特征抑制 (feature suppressed OFDM, FS-OFDM)算法^[20]的误比特率性能对比。FS-OFDM是一种基于迭代干扰抑制的CP-free OFDM传输技术,在FS-OFDM系统中,未加CP的OFDM信号被直接发送至无线信道进行传输,接收端利用判决反馈均衡对上一个符号的拖尾干扰进行消除以后,将信号直接进行FFT处理,原本聚集于符号首部的ISI干扰被均摊至整个OFDM符号中,对符号进行首次判决以后再进行时域OFDM信号重建并得到第一次重建的CP,将此CP添加至原始接收信号首部,并进行一次更精确的判决,并得到更精确的CP,如此迭代直到收敛。本文使用FS-OFDM作为对比方案,在仿真图中使用Ite表示FS-OFDM算法中的迭代次数,随着迭代次数的增加,FS-OFDM SCMA的误比特率性能逐渐逼近于CP-OFDM SCMA及TDP-OFDM SCMA。需要指出,FS-OFDM SCMA是牺牲了信号处理的实时性来换取的系统误码性能的提升,这对于一些时延敏感场景(如自动驾驶)是不可接受的。

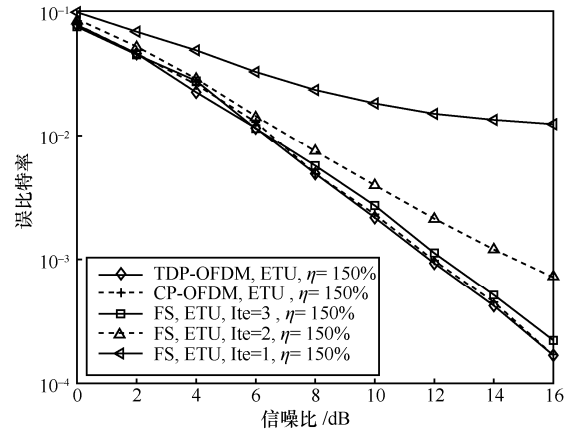


图9 TDP-OFDM SCMA/FS-OFDM SCMA 性能对比

图10~图12分别给出了EPA、EVA和ETU信道下不同过载率下的系统容量随着信噪比变化的曲线,由于省去了CP开销,TDP-OFDM SCMA的系统容量明显高于CP-OFDM SCMA,在最长时延扩展达到OFDM符号长度的1/4时,系统容量最多可以提升25%。此外,ETU信道的可分辨径数目以及增益大于EVA及EPA,在容量性能上表现为ETU优于EVA,EVA优于EPA。且信道时延扩展越大,TDP-OFDM SCMA较CP-OFDM SCMA的容量提升越明显。在低信噪比范围(例如0~8 dB),系统容量随着过载率的变化表现为先增后减,在 $\eta=200\%$ 时容量达到最大,此后再增加过载率时,多用户干扰愈发严重从而导致容量减小。在高信噪比范围(例如12~16 dB),影响系统容量的主要因素已经不是噪声而是多用户干扰,随着过载率的增加系统容量减小。

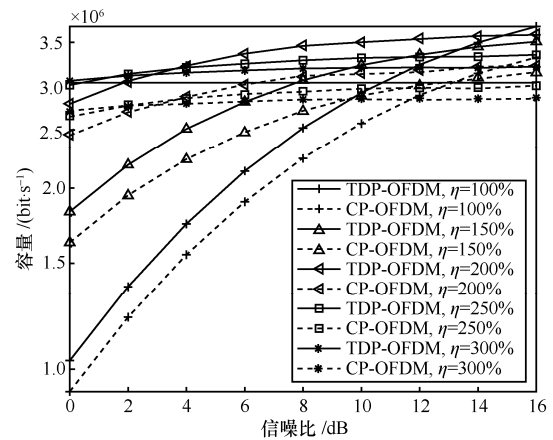


图10 EPA信道下不同过载率下的系统容量

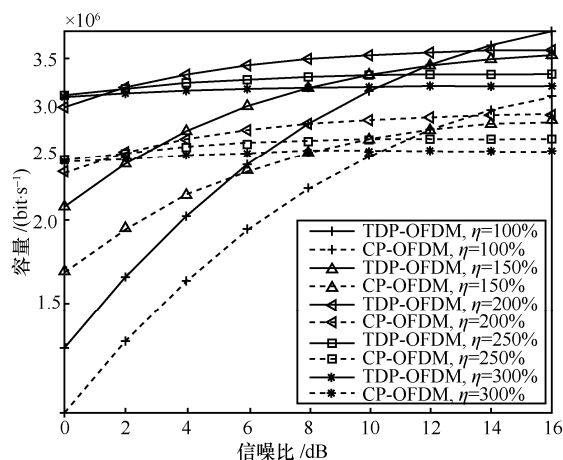


图 11 EVA 信道下不同过载率下的系统容量

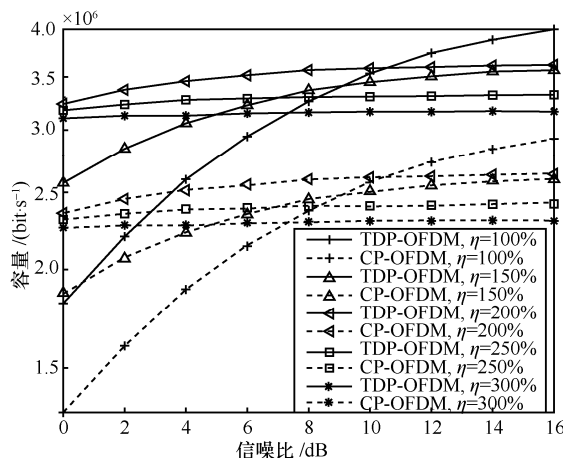


图 12 ETU 信道下不同过载率下的系统容量

图 13 给出了不同信道下的 TDP-OFDM SCMA 信号的功率效率对比。如第 3.4 节分析, 信号的功率效率与多径信道矩阵直接相关, 且多径时延越大,

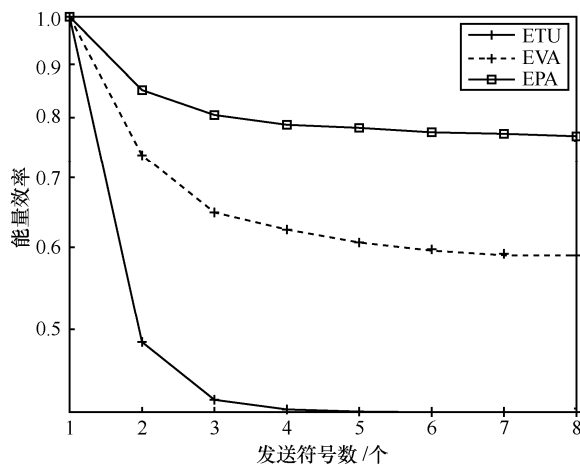


图 13 不同信道下的功率效率

由上一个传输符号引起的符号拖尾越长, 发射端需要引入的干扰消除功率开销越大, 在仿真中则表现为信号的功率效率 EPA 最高, ETU 最低, EVA 居中。需要指出, TDP-OFDM SCMA 正是以发射端的功率开销为代价换取了相较于 CP-OFDM SCMA 系统的容量性能上的提升。

5 结束语

TDP-OFDM SCMA 通过省去 CP 开销使得 SCMA 系统容量获得了大幅提升。在误比特率方面, 理想信道估计下 TDP-OFDM SCMA 与 CP-OFDM SCMA 有着基本一致的性能, 存在信道估计误差时, 后者的误差容忍度更大。需要说明的是, 容量上的性能提升是以功率开销为代价的, TDP-OFDM SCMA 进行干扰消除时会产生额外的功率开销, 如何在保证容量以及误比特率性能的同时进一步降低功率开销则是一个值得进一步研究的课题。频谱效率作为移动通信领域学者们不懈优化的目标之一, 可以预见, B5G、6G 时代对于大流量无线传输的需求将更加迫切, TDP-OFDM SCMA 将高过载的多址技术和低冗余的波形技术进行有机结合, 给未来的高容量移动通信技术选型提供了一个参考。

参考文献:

- [1] 易芝玲, 王森, 韩双峰, 等. 从 5G 到 6G 的思考: 需求、挑战与技术发展趋势[J]. 北京邮电大学学报, 2020, 43(2): 1-9.
YI Z L, WANG S, HAN S F, et al. From 5G to 6G: requirements, challenges and technical trends[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2020, 43(2): 1-9.
- [2] 田飞燕, 陈晓明, 钟财军, 等. 6G 蜂窝物联网的大规模接入技术[J]. 物联网学报, 2020, 4(1): 92-103.
TIAN F Y, CHEN X M, ZHONG C J, et al. Massive access technology in 6G cellular Internet of Things network[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2020, 4(1): 92-103.
- [3] 王健, 杨闯, 闫宁宁. 面向 B5G 和 6G 通信的数字孪生信道研究[J]. 电波科学学报: 1-8.
WANG J, YANG C, YAN N N. Study on digital twin channel for the B5G and 6G communication[J]. Chinese Journal of Radio Science: 1-8.
- [4] 彭木根, 孙耀华, 王文博. 智简 6G 无线接入网: 架构、技术

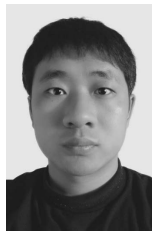


- 和展望[J]. 北京邮电大学学报, 2020, 43(3): 1-10.
- PENG M G, SUN Y H, WANG W B. Intelligent-concise radio access networks in 6G: architecture, techniques and insight[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2020, 43(3): 1-10.
- [5] 肖子玉. 面向 2030 的未来网络关键技术综述: Beyond 5G[J]. 电信科学, 2020, 36(9): 114-121.
- XIAO Z Y. A review of key technologies for the future of the 2030 network—Beyond 5G[J]. Telecommunications Science, 2020, 36(9): 114-121.
- [6] 魏克军, 胡泊. 6G 愿景需求及技术趋势展望[J]. 电信科学, 2020, 36(2): 126-129.
- WEI K J, HU B. 6G vision requirements and technology trend prospect[J]. Telecommunications Science, 2020, 36(2): 126-129.
- [7] 周洋程, 闫实, 彭木根. 意图驱动的 6G 无线接入网络[J]. 物联网学报, 2020, 4(1): 72-79.
- ZHOU Y C, YAN S, PENG M G. Intent-driven 6G radio access network[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2020, 4(1): 72-79.
- [8] WANG Y F, ZHANG X J, ZHOU S D, et al. User detection and channel estimation for SCMA uplink system in dispersive channel[C]//Proceedings of 2016 IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS). Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-5.
- [9] JUN W, ZHAO H, PENG Y X, et al. A novel codeword grouped SCMA[C]//Proceedings of 2015 IEEE 6th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies (MAPE). Piscataway: IEEE Press, 2015: 753-758.
- [10] KANG G M, KIM H M, SHIN Y, et al. Message passing algorithm based on QR decomposition for an SCMA system with multiple antennas[C]//Proceedings of 2017 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC). Piscataway: IEEE Press, 2017: 941-944.
- [11] HOSHYAR R, WATHAN F P, TAFAZOLLI R. Novel low-density signature for synchronous CDMA systems over AWGN channel[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(4): 1616-1626.
- [12] LI Z Y, CHEN W, WEI F, et al. Joint codebook assignment and power allocation for SCMA based on capacity with Gaussian input[C]//Proceedings of 2016 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC). Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-6.
- [13] HAN S, HUANG Y T, MENG W X, et al. Optimal power allocation for SCMA downlink systems based on maximum capacity[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(2): 1480-1489.
- [14] CHENG M, WU Y Q, CHEN Y. Capacity analysis for non-orthogonal overloading transmissions under constellation constraints[C]//Proceedings of 2015 International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP). Piscataway: IEEE Press, 2015: 1-5.
- [15] XIAO K X, XIA B, CHEN Z Y, et al. On capacity-based codebook design and advanced decoding for sparse code multiple access systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(6): 3834-3849.
- [16] LIU X Q, CHEN H H, WANG X, et al. Time domain precoding for OFDM/OFDMA systems without cyclic prefix[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(6): 5510-5514.
- [17] LIU X Q, CHEN H H, CHEN S Y, et al. Symbol cyclic-shift equalization algorithm—a CP-free OFDM/OFDMA system design[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(1): 282-294.
- [18] LIU T T, LI X M, QIU L. Capacity for downlink massive MIMO MU-SCMA system[C]//Proceedings of 2015 International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP). Piscataway: IEEE Press, 2015: 1-5.
- [19] 3GPP. Evolved universal terrestrial radio access, base station radio transmission and reception: TS 36.104[S]. 2011.
- [20] WANG X B, HO P, WU Y. Robust channel estimation and ISI cancellation for OFDM systems with suppressed features[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(5): 963-972.

[作者简介]



周立 (1997—), 男, 北京邮电大学信息与通信工程学院硕士生, 主要研究方向为新型无线多址接入。



刘喜庆 (1985—), 男, 博士, 北京邮电大学信息与通信工程学院副研究员、博士生导师, 主要研究方向为干扰消除、多址接入、多天线技术。