

文章编号:1007-5321(2021)05-0014-07

DOI:10.13190/j.jbupt.2020-273

CPF-OFDM PDMA 下行传输方案

周立, 茅振东, 彭木根, 刘喜庆

(北京邮电大学 信息与通信工程学院, 北京 100876)

摘要: 典型的图样分割多址接入(PDMA)采用基于循环前缀的正交频分复用(CP-OFDM)技术作为多载波调制方式,因而其容量受限于循环前缀的开销. 针对此问题,首先研究了无循环前缀正交频分复用(CPF-OFDM)的无线传输机制,在此基础上,提出了CPF-OFDM PDMA下行传输方法,并给出了发射机和接收机的主要结构. 此外,为了评估系统性能,针对不同过载率、信道条件和信噪比等关键参数进行了系统容量和误比特率的仿真. 仿真结果表明,在相同过载率下,相比于CP-OFDM PDMA系统,CPF-OFDM PDMA可显著地提升系统容量.

关键词: 循环前缀; 图样分割多址接入; 正交频分复用; 容量

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

A CPF-OFDM PDMA Downlink Transmission Scheme

ZHOU Li, MAO Zhen-dong, PENG Mu-gen, LIU Xi-qing

(School of Information and Communication Engineering, Beijing University of Post and Telecommunication, Beijing 100876, China)

Abstract: A typical pattern division multiple access (PDMA) utilizes the cyclic prefix based orthogonal frequency division multiplexing (CP-OFDM) as the multicarrier modulator, and hence its capacity is reduced owing to cyclic prefix insertion. To address the issue, cyclic prefix free OFDM (CPF-OFDM) wireless transmission technologies is studied. Then a PDMA scheme based on CPF-OFDM is proposed and the main structure for its transceiver is designed. In addition, to evaluate the system performance, the system capacity and bit error rate are evaluated with different key parameters, such as overloading rates, channel conditions and signal-to-noise ratios. Simulation results show that the proposed CPF-OFDM PDMA are harvest a significant gain in terms of capacity compared with a conventional PDMA based on CP-OFDM.

Key words: cyclic prefix; pattern division multiple access; orthogonal frequency division multiplexing; capacity

随着社会信息化的发展,移动通信网络中接入终端的数目呈爆炸式增长,如何利用有限的无线资源来承载更多终端,提升系统吞吐量仍然是移动通信面临的一个重大挑战^[1]. 图样分割多址(PDMA, pattern division multiple access)通过收发端联合设计来实现接入用户数的过载,是一种有效提升系统容

量的非正交多址方案. 传统正交频分复用(OFDM, orthogonal frequency division multiplexing)利用循环前缀(CP, cyclic prefix)来抵御多径,传输效率低下,无循环前缀正交频分复用(CPF-OFDM, cyclic prefix free orthogonal frequency division multiplexing)通过在接收端进行循环前缀重建实现了无CP的OFDM传

收稿日期: 2020-12-30

基金项目: 国家自然科学基金项目(61901315)

作者简介: 周立(1997—),男,硕士生.

通信作者: 刘喜庆(1985—),男,副研究员,博士生导师, E-mail: liuxiqing@bupt.edu.cn.

输,大幅提升了频谱效率. 两者的结合将进一步提升 PDMA 的系统容量.

1 PDMA 及 CPF-OFDM 概述

1.1 PDMA

图样分割多址接入通过收发端的联合设计,将多用户信号在功率域、码域、空域单独或者联合编码传输,收端采用串行干扰消除(SIC, successive interference cancellation)进行多用户检测,使系统性能达到整体最优^[2]. PDMA 对物理资源的过载情况可以由图样矩阵描述,4 个子载波 6 个用户的一种图样矩阵如式 1 所示. 图样矩阵 \mathbf{P} 的第 j 列为用户 j 的图样向量,第 k 行表征了第 k 个子载波上过载的用户情况.

$$\mathbf{P}^{[4,6]} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

对于一个在 K 个子载波上过载 J 个用户的 PDMA 系统,记其图样矩阵为

$$\mathbf{P}^{[K,J]} = [\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \dots, \mathbf{p}_J] \quad (2)$$

其中 $\mathbf{p}_j (j \in \{1, 2, \dots, J\})$ 为元素取值集合为 $U = \{1, 0\}$ 的 K 维列向量,亦即用户 j 的图样向量.

在提升 PDMA 系统链路性能方面,Zeng 等^[3]给出了一种基于最优迭代注水原理的下行 PDMA 功率矩阵设计方法,使得 PDMA 系统容量获得了一定提升. Ren 等^[4]提出了一种充分利用 PDMA 系统特征的基于 Turbo 迭代探测和解码的消息传递接收机,系统误比特率性能相对于传统的基于消息传递算法的接收机有大幅提升. Singh 等^[5]对 PDMA 系统中的串行干扰消除算法以及并行干扰消除算法进行了性能评估. Li 等^[6]设计了一种基于滤波器组多载波的下行 PDMA 传输方案,通过使用滤波器组对子载波进行频域滤波以提升链路性能,硬件开销较大. Peng 等^[7]提出了一种最优化系统和速率的下行 PDMA 功率分配方法,通过优化码本的方式提升下行 PDMA 系统容量.

1.2 CPF-OFDM

OFDM 技术最早起源于 20 世纪 50 年代中期,为了对抗多径,OFDM 通过在符号块前端添加 CP 来将多径传播的影响控制在 CP 区间内. 但 CP 本身并不能携带更多的信息,长时延扩展场景下的 CP 的开销将变得很大,OFDM 传输效率急剧下降.

针对上述问题,Liu 等^[8]提出了一种点对点的 CPF-OFDM 传输方案. 其核心思想是在接收端通过判决反馈均衡(DFE, decision feedback equalization)和循环前缀重建(CPR, CP restoration)来进行 CP 重建,将符号线性移位转换成循环移位从而消除多径带来的子载波间干扰(ICI, inter carrier interference)以及符号间干扰(ISI, inter symbol interference). Bomfin 等^[9]提出了一种基于并行干扰消除的最小均方误差迭代接收机来进行 CPF-OFDM 信号接收. Zhang 等^[10]提出了一种基于人工智能辅助的 CPF-OFDM 接收机,利用人工智能的方法来进行信道估计和信号检测. Kim 等^[11]通过在接收端对包含 CP 缺口的 OFDM 信号进行迭代接收来实现 CPF-OFDM 信号检测,但这种方法会牺牲信号处理的实时性.

2 系统模型

2.1 CPF-OFDM PDMA 下行发射机

图 1 所示为 CPF-OFDM PDMA 下行发射机的主要结构,用户 j 生成的信息比特首先经过信道编码得到编码比特向量,再经星座映射得到调制符号 S_j , S_j 经过图样映射后得到编码图样 \hat{S}_j , 图样映射过程可表示为

$$\hat{S}_j = S_j \cdot \mathbf{p}_j \quad (3)$$

其中 \hat{S}_j 为 K 维列向量. 合路器将所有 J 个用户的信号进行线性叠加,最后进行傅里叶逆变换得到时域向量 $\tilde{\mathbf{S}}$ 并进行无线传输:

$$\tilde{\mathbf{S}} = \mathbf{F} \sum_{j=1}^J \hat{S}_j \quad (4)$$

其中 \mathbf{F} 为快速傅里叶逆变换(IFFT, inverse fast Fourier transform)矩阵.

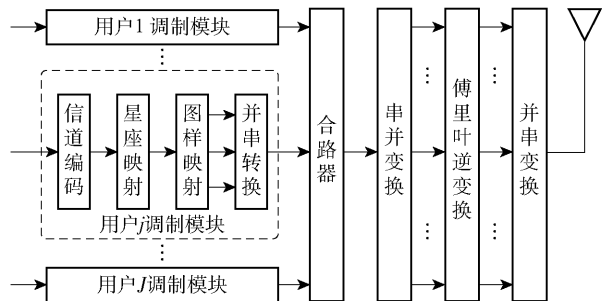


图 1 CPF-OFDM PDMA 下行发射机的主要结构

2.2 CPF-OFDM PDMA 下行接收机

图 2 所示为 CPF-OFDM PDMA 下行接收机的主要结构,包括判决反馈均衡、循环前缀恢复和多用户检测模块. 由于多径的存在, $\tilde{\mathbf{S}}$ 会受到符号间干扰

和子载波间干扰.

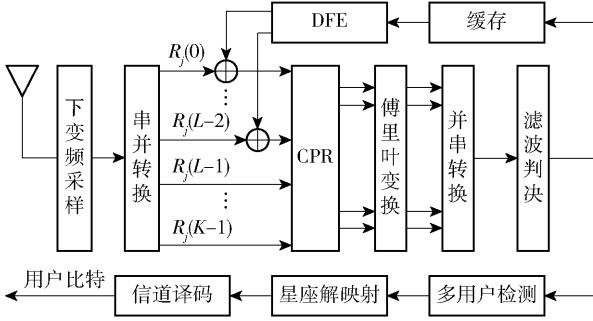


图2 CPF-OFDM PDMA 下行接收机的主要结构

记用户 j 的第 m 个 OFDM 符号块的采样向量为 $[\mathbf{R}_m(n)]_{n=0}^{K-1}$, 展开写作

$$[\mathbf{R}_m(n)]_{n=0}^{K-1} = [\mathbf{R}_m(n)]_{n=0}^{L-2} + [\mathbf{R}_m(n)]_{n=L-1}^{K-1} = \left[\sum_{l=0}^n \rho_{j,l} \tilde{\mathbf{S}}_m(n-l) e^{i2\pi\phi_{j,l}} + \mathbf{I}_m(n) + \mathbf{v}(n) \right]_{n=0}^{L-2} + \left[\sum_{l=0}^{L-1} \rho_{j,l} \tilde{\mathbf{S}}_m(n-l) e^{i2\pi\phi_{j,l}} + \mathbf{v}(n) \right]_{n=L-1}^{K-1} \quad (5)$$

其中: $\rho_{j,l}$ 为用户 j 的第 l 径的信道衰减, $2\pi\phi_{j,l}$ 为对应的随机相位, $\tilde{\mathbf{S}}_m(n-l)$ 为基站发送的第 m 个多用户叠加时域向量的第 $n-l$ 个元素值, $\mathbf{I}_m(n)$ 为检测第 m 个符号时受到的上一个符号的拖尾干扰, $\mathbf{v}(n)$ 为第 n 个时域符号上的高斯噪声.

若信道状态信息已知, 则拖尾长度也可以得到, 为 $L-1$. 将第 $m-1$ 个符号 $\tilde{\mathbf{S}}_{m-1}$ 与信道向量 \mathbf{h}_j 卷积后得到重建信号 \mathbf{C}_{m-1} , 对尾部长为 $L-1$ 的一段进行截取便完成了拖尾重建

$$[\mathbf{C}_{m-1}(n)]_{n=0}^{K+L-2} = [\tilde{\mathbf{S}}_{m-1}(n)]_{n=0}^{K-1} \otimes [\mathbf{h}_j(n)]_{n=0}^{L-1} \quad (6)$$

$$[\mathbf{I}_m(n)]_{n=0}^{L-2} \triangleq [\mathbf{C}_{m-1}(n)]_{n=K}^{K+L-2} \quad (7)$$

其中 \otimes 为离散卷积.

将采样向量减去上一个符号的拖尾重建信号即可消除拖尾干扰, 此时符号块还受到自身线性移位的影响. 利用循环前缀恢复算法来估计第 m 个符号的拖尾并将之填补至首部缺口, 将线性移位转换成循环移位, 再经快速傅里叶变换 (FFT, fast Fourier transformation) 后进行频域均衡便可恢复原始信号. 问题在于接收机采样得到的信号为多径叠加值. 对此, 可以采用步进估计的方法将所有径的每一个采样值估计出来, 在不考虑噪声且上一个符号的拖尾被消除的情况下, 第 m 个符号块的第 1 个采样值为

$$\mathbf{R}_m(0) = \rho_0 e^{i2\pi\phi_0} \tilde{\mathbf{S}}_m(0) \quad (8)$$

其中 ρ_0 和 ϕ_0 分别为首径信道衰减和相位. 用 $\mathbf{R}_m(0)$ 与 $\mathbf{h}_j/\mathbf{h}_j(0)$ 的乘积来估计各条径的第 1 个采样值 $[\hat{\mathbf{R}}_{m,0}(0), \hat{\mathbf{R}}_{m,1}(0), \dots, \hat{\mathbf{R}}_{m,L-1}(0)]$, 其中 $\hat{\mathbf{R}}_{m,l}(0)$ 为接收机对第 l 径上第 m 个符号块上的第 1 样值的估计. 接收机继续采样, 获得第 2 个采样点 $\mathbf{R}_m(1)$ 后, 该样值受到第 2 径第 1 样值的干扰, 其中第 2 径第 1 样值已经在上一步中被估计出来, 将 $\mathbf{R}_m(1)$ 与 $\hat{\mathbf{R}}_{m,1}(0)$ 作差便可得到消除干扰后的第 1 径的第 2 采样点的估计值

$$\hat{\mathbf{R}}_{m,0}(1) = \mathbf{R}_m(1) - \hat{\mathbf{R}}_{m,1}(0) \quad (9)$$

再用 $\hat{\mathbf{R}}_{m,0}(1)$ 乘以 $\mathbf{h}_j/\mathbf{h}_j(0)$ 来估计各条径的第 2 样值 $[\hat{\mathbf{R}}_{m,0}(1), \hat{\mathbf{R}}_{m,1}(1), \dots, \hat{\mathbf{R}}_{m,L-1}(1)]$, 依此类推便可把所有径的全部 K 个信号值估计出来, 完成 CP 重建. 之后进行 FFT 得到

$$\mathbf{S}'_m(k) = \sum_{l=0}^{L-1} [\rho_{j,l} e^{-i2\pi(\frac{kl}{K} - \phi_{j,l})}] \tilde{\mathbf{S}}_m(k) + \mathbf{v}'(k) + \boldsymbol{\epsilon}'_m(k) \quad (10a)$$

$$\mathbf{v}'(k) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{n=0}^{K-1} \mathbf{v}(n) e^{-i2\pi\frac{nk}{K}} \quad (10b)$$

$$\boldsymbol{\epsilon}'_m(k) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{n=0}^{L-2} \boldsymbol{\epsilon}_m(n) e^{-i2\pi\frac{nk}{K}} \quad (10c)$$

其中: $\mathbf{v}'(k)$ 为第 k 个子载波上的高斯噪声, $\boldsymbol{\epsilon}'_m(k)$ 为第 k 个子载波上判决反馈均衡误差, $\boldsymbol{\epsilon}_m(n)$ 为第 n 个时域符号上的判决反馈误差.

2.3 多用户检测

接收端采用串行干扰消除算法来进行多用户检测. SIC 排序依据为信干噪比. 解出用户 1 后, 从多用户叠加信号中减去该用户信号以消除用户 1 对其他用户的干扰. 依此类推, 直到最后一个用户信号被检测出来. 下面以 4 个子载波 ($K=4$), 6 个用户 ($J=6$) 的 PDMA 系统为例, 介绍 SIC 流程.

图样矩阵如式 (1) 所示. PDMA 为了增大用户区分度以获得良好的多用户检测性能, 往往会在图样矩阵的基础上引入功率因子, 则为

$$\mathbf{G}^{[4,6]} = \begin{bmatrix} g_{1,1} & g_{1,2} & g_{1,3} & g_{1,4} & 0 & 0 \\ g_{2,1} & g_{2,2} & 0 & g_{2,4} & 0 & 0 \\ g_{3,1} & g_{3,2} & g_{3,3} & 0 & g_{3,5} & 0 \\ g_{4,1} & 0 & 0 & 0 & 0 & g_{4,6} \end{bmatrix} \quad (11)$$

接收机首先进行检测优先级排序, 排序依据为各用户发送信号的发送分集度大小以及平均信干噪比. 发送分集度越大的, 其传输越可靠. 对于

发送分集度相等的,比较其平均信干噪比. 用户1和用户2的发送分集度分别为4和3,均高于后面几个用户,则先对用户1和用户2作检测. 对于用户3和用户4,其分集度相等,比较其平均信干噪比. 由于采用SIC检测,在检测用户3和用户4时,假设用户1和用户2的干扰被完美消除,则用户3的干扰来自用户4、用户5和用户6,用户4的干扰来自用户3、用户5和用户6. 用户3的平均信干噪比为

$$\bar{\gamma}_3 = \frac{\gamma_{1,3} + \gamma_{3,3}}{2} \quad (12a)$$

$$\gamma_{1,3} = \frac{g_{1,3}}{g_{1,4} + \sigma^2} \quad (12b)$$

$$\gamma_{3,3} = \frac{g_{3,3}}{g_{3,5} + \sigma^2} \quad (12c)$$

其中: $\gamma_{1,3}$ 和 $\gamma_{3,3}$ 为用户3在第1、3个子载波上的信干噪比, σ^2 为噪声功率. 同理得到用户4的平均信干噪比,比较两者,平均信干噪比大的先检测,采用最大比合并的方式来合并不同子载波上的信号. 记 $y_{k,j}$ 为用户 j 在第 k 个子载波上接收到的信号,则合并后用作判决的信号为

$$\hat{y}_j = \sum_{k=1}^K \lambda_{k,j} \cdot y_{k,j} \quad (13a)$$

$$\lambda_{k,j} = \frac{g_{k,j}}{\left(\sum_{n=j+1}^J g_{k,n} + \sigma^2 \right) \psi_j} \quad (13b)$$

$$\psi_j = \sum_{k=1}^K \frac{g_{k,j}}{\left(\sum_{n=j+1}^J g_{k,n} + \sigma^2 \right)} \quad (13c)$$

其中: ψ_j 为用户 j 在所有 K 个子载波上的信干噪比之和,若 $g_{k,j}=0$ 则用户 j 在第 k 个子载波上的信干噪比等于零,不被计入总和; $\lambda_{k,j}$ 为加权系数. 从式(13b)及(13c)可知, $\lambda_{k,j}$ 实际上是用户 j 在第 k 个子载波上的信干噪比与全部 K 个子载波信干噪比之和的比值,这种最大比合并加权系数的定义方式在文献[12]中被证明为最优. 用户 j 的信号进行最大比合并后,将后面未检测用户的信号视作噪声,进行判决. 用户 j 受到的等效噪声功率为

$$\hat{\sigma}_j^2 = \sum_{k=1}^K \lambda_{k,j}^2 \cdot \left(\sum_{n=j+1}^J g_{k,n} + \sigma^2 \right) \quad (14)$$

2.4 系统容量

用户 j 在第 k 个子载波上的频域响应为

$$\tilde{h}_j(k) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{l=0}^{L-1} \rho_{j,l} e^{-i2\pi \left(\frac{kl}{K} - \phi_{j,l} \right)} \quad (15)$$

对于用户 j ,信号经过图样映射后在不同子载波上传输,其容量 C_j 为信号在各个子载波上的容量之和^[3]:

$$C_j = \sum_{k=1}^K C_{j,k} \quad (16a)$$

$$C_{j,k} = \frac{B}{K} \log \left(1 + \frac{P_s}{\sigma^2 + P_i} \right) \quad (16b)$$

$$P_s = g_{k,j} \|\tilde{h}_j(k)\|^2 \quad (16c)$$

$$P_i = \|\tilde{h}_j(k)\|^2 \sum_{n=j+1}^J g_{k,n} \quad (16d)$$

其中: B 为系统带宽, B/K 为单个子载波所占带宽, $C_{j,k}$ 为用户 j 在子载波 k 上的容量, P_s 为第 k 个子载波上的用户 j 的信号功率, P_i 为第 k 个子载波上其他用户的干扰功率, σ^2 为噪声功率, $\|\cdot\|$ 为对复数求模.

系统容量 C 为所有用户的容量之和

$$C = \sum_{j=1}^J \xi_j C_j \quad (17)$$

其中 ξ_j 为传输效率,对于CPF-OFDM有 $\xi_j=1$,对于CP-OFDM有 $\xi_j=K/(K+L_j-1)$, L_j-1 为用户 j 信道的最大时延扩展,由 h_j 决定.

2.5 计算复杂度

相比于CP-OFDM PDMA,所提方案以接收机复杂度的增加为代价获取容量性能上的提升.

在对第 m 个多用户叠加符号块进行检测时,需要利用已经检测出的第 $m-1$ 个符号块与信道响应向量作卷积以重构出第 $m-1$ 个符号块的拖尾干扰,在这个过程中第 $m-1$ 个符号块还需要进行一次IFFT以重构时域信号 \tilde{S}_{m-1} ,这个过程消耗的复数乘法数量为 $K/2\log K$. 在卷积操作中,输入信号序列的长度在数值上等于子载波数 K ,信道响应向量的长度为 L ,故卷积操作的计算开销为 $K \times L$. 则DFE过程产生的计算量为

$$O_{\text{DFE}} = K/2\log K + KL \quad (18)$$

在CPR过程中运算复杂度主要体现在用首径信号的样值对其他路径样值做估计,即 $[\mathbf{R}_m(n)]_{n=0}^{K-1} \cdot \frac{[h(0), \dots, h(L-1)]}{h(0)}$,则该过程产生的计算量为

$$O_{\text{CPR}} = KL \quad (19)$$

CPF-OFDM PDMA的额外计算量为 $O_{\text{DFE}} +$

O_{CPR}

3 仿真与分析

在仿真中如无特别说明,子载波数 K 均为 16. 承载用户数为 J , 定义过载率 $\eta = J/K$. 调制方式为正交移相键控, 总带宽为 1 MHz. CP 长度等于信道的最大时延扩展. 仿真采用的信道模型为: 扩展典型城市信道模型 (ETU, extended typical urban model) 以及扩展车辆信道模型 (EVA, extended vehicular a model)

图3所示为在 ETU 中过载率为 150% 时, CPF-OFDM PDMA 系统与 CP-OFDM PDMA 系统中用户 1、用户 6 和用户 24 的误比特率对比. 由图可知, CPF-OFDM PDMA 系统的误比特率整体略高于 CP-OFDM PDMA, 以用户 1 为例, 在误比特率均为 10^{-3} 时, CPF-OFDM PDMA 较 CP-OFDM PDMA 有 3 dB 的误比特率性能损失. 一方面, 如 2.2 节分析, CPF-OFDM 接收机在进行 CP 重建时引入了判决反馈误差. 另一方面, 用户误比特率性能随着解调次序的增大而逐渐劣化, 这是串行干扰消除的误码传播效应造成的.

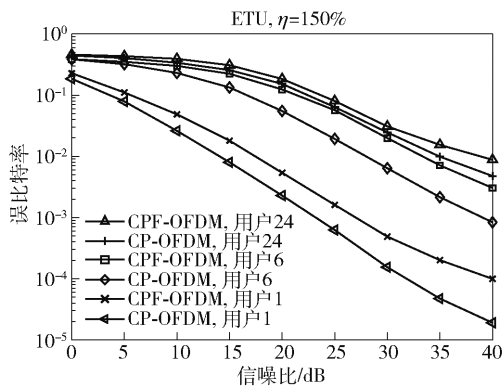


图3 ETU 下的误比特率性能

图4所示为在 ETU 中, 在不同过载率下, CPF-OFDM PDMA 和 CP-OFDM PDMA 下用户 6 的误比特率性能比较, 由图可知, 过载率会对系统误码率产生重大影响. $\eta = 100\%$ 时, 即 1 个子载波上传输 1 个用户的数据, 多用户干扰最小, 误比特率性能最优. 随着 η 的增大, 多用户干扰越来越严重. 在误比特率均为 10^{-2} 时, $\eta = 150\%$ 的 PDMA 系统与 $\eta = 100\%$ 的 CPF-OFDM PDMA 系统相比, 有 14 dB 的误比特率性能损失, $\eta = 200\%$ 时, 用户 6 的误比特率曲线已经出现误码平层, 此时影响系统误比

特率性能的主要因素不再是噪声, 而是其他用户的干扰.

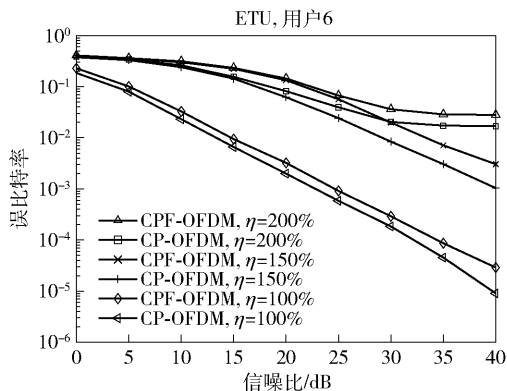


图4 ETU 下不同过载率下的误比特率性能

图5所示为在 EVA 下, 将 CPF-OFDM PDMA 与文献[13]所提的基于特征抑制 (FS-OFDM, feature suppressed OFDM) PDMA 以及 CP-OFDM PDMA 的用户 6 的误比特率性能对比, 其中 I 为 FS-OFDM PDMA 系统进行调解时的迭代次数, $I=0$ 代表无 ICI 及 ISI 消除, 由图可知, 其基本无法正确进行多用户检测, 随着迭代次数 I 的增加, FS-OFDM PDMA 的误比特率性能逐渐变好. 迭代次数 $I=2$ 时, 其性能接近 CP-OFDM PDMA. 与 CPF-OFDM PDMA 无需进行迭代相比, FS-OFDM PDMA 需要在接收端进行多次迭代才能获得比较好的误比特率性能. 这种迭代接收方案牺牲了信号处理实时性.

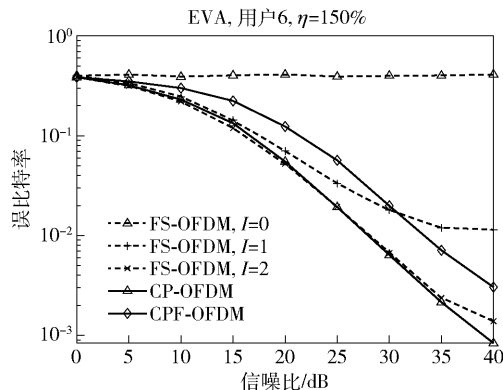


图5 CPF-OFDM 与 FS-OFDM 和 CP-DFDM 误比特率性能对比

图6所示为 ETU 下 CPF-OFDM PDMA 和 CP-OFDM PDMA 的系统容量关于过载率以及信噪比的变化曲线. 由图可知, 在过载率相同时, 由于省去了 CP 的开销, CPF-OFDM PDMA 的系统容量要大于

CPF-OFDM PDMA;在容量均为 1.5×10^7 , $\eta = 250\%$ 时,与 CP-OFDM PDMA 相比,CPF-OFDM PDMA 对信噪比的要求下降了 17 dB. 另外,在过载率较低时,随着过载率的增加,系统容量逐步提升. 当过载率较高时,多用户干扰十分严重,系统容量基本不再增加.

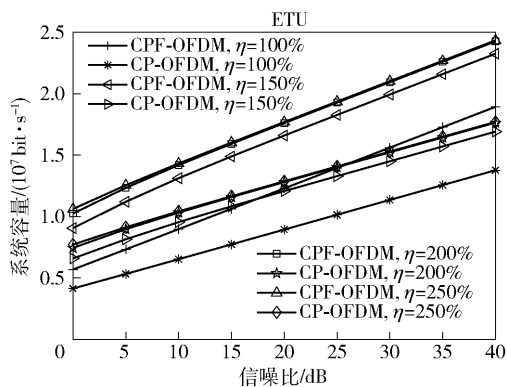


图6 不同过载率下的系统容量

图7所示为ETU下CPF-OFDM PDMA与CP-OFDM PDMA在不同信噪比下的系统容量关于用户个数的变化曲线. 由图可知,接入用户数较少时,随着接入用户数的逐步提升,系统容量在不断增加. 当用户数进一步增加时,系统容量的曲线斜率接近于0. 因为随着用户数增长,系统多用户干扰越来越严重,容量趋于平缓.

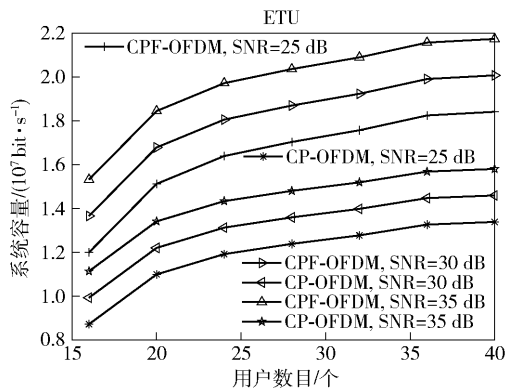


图7 不同用户数下的系统容量

图8所示为在不同的子载波 K 下,CPF-OFDM PDMA的计算复杂度关于时延扩展/符号周期的变化曲线,其中计算复杂度由复乘数目表征. 由图可知,在子载波 K 固定时,CPF-OFDM PDMA系统的计算复杂度会随着时延扩展/符号周期的增加而提升. 另一方面,在时延扩展/符号周期一定时,子载波 K 的增加也将导致计算复杂度的增加.

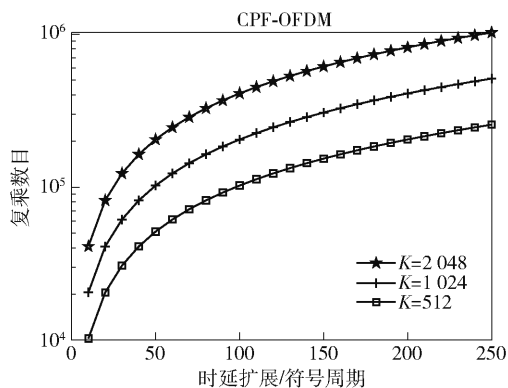


图8 计算复杂度

4 结束语

相对于 CP-OFDM PDMA, CPF-OFDM PDMA 系统通过省去 CP 开销使得系统容量获得大幅提升. 由于 PDMA 系统存在多用户干扰,系统容量并不会随着系统过载率的增加而无限地增加,仿真显示过载率达到 250% 时,系统容量基本不再增加. 另外,由于 CPF-OFDM 技术中的 CP 重建过程会引入重建误差,基于 CPF-OFDM 的 PDMA 系统的误比特率性能与 CP-OFDM PDMA 相比会有一定劣化,但这种误比特率性能上的损失相对于系统容量的提升而言,是可以接受的.

参考文献:

- [1] 易芝玲, 王森, 韩双锋, 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 Zhiling, Wang Sen, Han Shuangfeng, 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] Chen Shanzhi, Ren Bin, Gao Qiubin, et al. Pattern division multiple access—a novel nonorthogonal multiple access for fifth-generation radio networks [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(4): 3185-3196.
- [3] Zeng Jie, Liu Bei, Su Xin. Joint pattern assignment and power allocation in PDMA [C] // IEEE Vehicular Technology Conference. Toronto: IEEE Press, 2017: 1-5.
- [4] Ren Bin. Advanced IDD receiver for PDMA uplink system [C] // IEEE International Conference on Communications in China. Chengdu: IEEE Press, 2016: 1-6.
- [5] Singh R R, Mohammed V N, Lakshmanan M, et al. Performance analysis of pattern division multiple access tech-

- nique in SIC and PIC receiver[C]//International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies. Kollam: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [6] Li Kai, Wang Jue, Xu Chen. Design of PDMA communication system based on OQAM-OFDM [C] // IEEE Advanced Information Management Communicates, Electronic and Automation Control Conference. Xi'an: IEEE Press, 2018: 2098-2104.
- [7] Peng Mingyao, Zeng Jie, Su Xin, et al. Power allocation in downlink PDMA systems[C]//IEEE Global Communications Conference. Abu Dhabi: IEEE Press, 2018: 1-6.
- [8] Liu Xiqing, Chen Hsiaohwa, Chen Shuyi, 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.
- [9] Bomfin R, Chafii M, Fettweis G. A novel iterative receiver design for CP-Free transmission under frequency-selective channels[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(3): 525-529.
- [10] Zhang Jing, Wen Chaokai, Jin Shi, et al. Artificial intelligence-aided receiver for a CP-Free OFDM system: design, simulation, and experimental test[J]. IEEE Access, 2019, 7: 58901-58914.
- [11] Kim Dukhyun, Stuber G L. Residual ISI cancellation for OFDM with applications to HDTV broadcasting[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16(8): 1590-1599.
- [12] Andrea Goldsmith. Wireless communications[M]. London: Cambridge University Press, 2005: 214.
- [13] Wang Xianbin, Ho Paul, Wu Yiyang. 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.

(上接第13页)

- [7] Marquez P, Pinos D, Juan I O. Performance comparison in network traffic prediction for polynomial regression to PIP versus ARIMA and MWM [C]//2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIconRus). Moscow: IEEE, 2018: 77-82.
- [8] Wei Yongtao, Wang Jinkuan, Wang Cuirong. Network traffic prediction based on wavelet transform and season ARIMA model [C]//International Symposium on Neural Networks. Berlin: Springer, 2011: 152-159.
- [9] Dethe C G, Wakde D G. On the prediction of packet process in network traffic using FARIMA time-series model [J]. Journal of the Indian Institute of Science, 2004, 84310(2): 31-39.
- [10] Krizhevsky A, Sutskever I, Hinton G E. Imagenet classification with deep convolutional neural networks[J]. Communications of the ACM, 2017, 60(6): 84-90.
- [11] Strauss T, Wustlich W, Labahn R. Design strategies for weight matrices of echo statenetworks [J]. Neural Computation, 2012, 24(12): 3246-3276.
- [12] Bianchi F M, Livi L, Alippi C. Investigating echo-state networks dynamics by means of recurrence analysis [J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2018, 29(2): 427-439.
- [13] Ozturk M C, Xu D, Principe J C. Analysis and design of echo state networks [J]. Neural Computation, 2007, 19(1): 111-138.
- [14] Deng Zhidong, Zhang Yi. Collective behavior of a small-world recurrent neural system with scale-free distribution [J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2007, 18(5): 1364-1375.
- [15] Jaeger H, Haas H. Harnessing nonlinearity: predicting chaotic systems and saving energy in wireless communication[J]. Science, 2004, 304(5667): 78-80.
- [16] British Academic Backbone Network. Internet traffic time series datasets [2021-02-21]. <http://www3.dsi.nminho.pt/pcortez/series/>.
- [17] 吴佳东. 基于回声状态网络的网络流量预测研究[D]. 兰州: 兰州大学, 2016: 37.