

有限字符输入 DCO-OFDMA 系统的资源分配算法研究

李世银^{1,2}, 鲁姍妹¹, 马 帅^{1,3,4}, 张 凡¹, 徐子涵⁵, 王洪梅¹, 李宗艳¹, 熊海良⁶

(1. 中国矿业大学信息与控制工程学院, 江苏徐州 221116; 2. 地下空间智能控制教育部工程研究中心, 江苏徐州 221116;
3. 东南大学移动通信国家重点实验室, 江苏南京 210096; 4. 西安邮电大学陕西省信息通信网络及安全重点实验室, 陕西西安 710121;
5. 展讯通信有限公司通信算法技术资源部, 上海 201203; 6. 山东大学信息科学与工程学院, 山东济南 250100)

摘 要: 至今,有限字符输入可见光通信(Visible Light Communication, VLC)直流偏置光正交频分多址接入(Direct Current Biased Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access, DCO-OFDMA)系统的用户信息传输速率极限仍然未知. 本文首次推导了有限字符输入 DCO-OFDMA 系统的用户准确可达速率及其下界,并研究了满足用户速率门限要求的总传输电功率最小化问题. 由于原始优化问题为优化变量为子载波分配、功率分配及直流偏置的最小化总传输电功率的联合优化问题,复杂度高难以求解,本文通过推导最优直流偏置及固定子载波分配方式将原始问题简化为优化变量为功率分配的最小化总信息传输功率的单变量优化问题,并利用拉格朗日函数、Karush-Kuhn-Tucker (KKT)条件,提出了满足用户速率门限要求的最小化总信息传输功率的功率分配方案. 仿真结果表明,本文提出的功率分配方案依赖于子载波之间的信道增益差异和用户速率门限,且在低速率门限与高速率门限时效果均明显优于等功率分配方案,并且在高速率门限时效果明显优于传统注水功率分配方案.

关键词: 可见光通信; 直流偏置光正交频分多址接入; 有限字符输入; 直流偏置; 资源分配

中图分类号: TN929

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(XXXX)XX-0001-11

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12236/DZXB.20210277

Research on Resource Allocation Algorithm of DCO-OFDMA System with Finite-Alphabet Inputs

LI Shi-yin^{1,2}, LU Shan-mei¹, MA Shuai^{1,3,4}, ZHANG Fan¹, XU Zi-han⁵, WANG Hong-mei¹, LI Zong-yan¹, XIONG Hai-liang⁶

(1. School of Information and Control Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou, Jiangsu 221116, China;
2. Engineering; Research Center of Intelligent Control for Underground Space, Ministry of Education, Xuzhou, Jiangsu 221116, China;
3. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China;
4. Shaanxi Key Laboratory of Information Communication Network and Security, Xi'an University of Posts & Telecommunications, Xi'an, Shaanxi 710121, China;
5. Spreadtrum Communications Co., Ltd. Communication Algorithm Technology Resources Department, Shanghai 201203, China;
6. The School of Information Science and Engineering, Shandong University, Jinan, Shandong 250100, China)

Abstract: So far, the limit of user information transmission rate of direct current biased optical orthogonal frequency division multiplexing access (DCO-OFDMA) for visible light communication (VLC) system with finite-alphabet inputs is yet unknown. In this paper, the user accurate achievable rate and its lower bound of the DCO-OFDMA system with finite-alphabet inputs are derived for the first time, and the total electrical transmission power minimization problem under user rate threshold constraints is studied. Since the original optimization problem is a joint optimization problem of minimizing the total electrical transmission power with the optimization variables of subcarrier allocation, power allocation and DC-bias, which is with high complexity and difficult to solve, by deriving the optimal DC-bias and fixed subcar-

收稿日期: 2021-02-25; 修回日期: 2021-08-19; 责任编辑: 梅志强

基金项目: 国家自然科学基金(No.61771474); 山东省重大科技创新工程项目(No.2019JZZY020505); 东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金资助课题(No.2021D02); 信息光子学与光通信国家重点实验室开放基金(IPOC)(BUPT); 山东省自然科学基金面上项目(No.ZR2019MF038)

rier allocation, the original problem is simplified into a single variable optimization problem, which is, minimizing the total information transmission power with power allocation as the optimization variable. Moreover, by using the Lagrangian function and Karush-Kuhn-Tucker (KKT) conditions, we propose a power allocation scheme to minimize the total information transmission power with user rate threshold constraints. Numerical results show that the power allocation scheme proposed in this paper depends on the channel gain difference between subcarriers and the user rate threshold, and its performance is significantly better than the equal power allocation scheme at the low rate threshold and the high rate threshold, moreover, its performance is significantly better than the traditional Water-filling power allocation scheme at the high rate threshold.

Key words: visible light communication; direct current biased optical orthogonal frequency division multiplexing access; finite-alphabet inputs; direct current bias; resource allocation

1 引言

随着物联网(Internet of Things, IoT)设备数量的急剧增加,用户对无线服务的需求日益增长,使得无线电频谱资源日益紧张^[1,3]. 因此,使用普通的发光二极管(Light Emitting Diode, LED)即可提供通信的可见光通信(Visible Light Communication, VLC)^[4]由于其具有巨大的自由光谱及低成本、无电磁干扰、可同时提供数据传输及照明服务等优势^[5,6],成为未来物联网应用中的一种很有前景的技术.

从无线通信的角度来看,VLC系统与传统射频系统一样,仍然面临着LED调制带宽受限^[7]和多径衰落^[8]引起的码间串扰(Inter Symbol Interference, ISI)问题. 因此,正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术,作为移动通信系统中最著名的具有抗ISI能力的频谱高效调制技术之一^[9,10],被引入VLC系统来对抗ISI并提高VLC系统的通信能力. 对于多用户系统,通常将该技术与频分多址(Frequency Division Multiplexing Access, FDMA)技术结合,即正交频分多址(Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access, OFDMA),通过给不同的用户分配不同的子载波集来实现多址^[11].

由于VLC采用简单的强度调制和直接检测(Intensity Modulation and Direct Detection, IM/DD)方法,因此发射信号必须为正的实信号. 直流偏置光正交频分复用(Direct Current Biased Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing, DCO-OFDM)通过在时域信号中增加直流偏置,将仍为负的信号截断为零来保证传输的信号为正,由文献[12]可知,在同时需要数据通信和光照的典型VLC下行链路中,DCO-OFDM和直流偏置光正交频分多址接入(Direct Current Biased Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access,

DCO-OFDMA)分别是最适合的调制技术和多址接入方案.

至今,已有大量文献对OFDMA系统中的资源分配做过相应研究,并提出大量算法与资源分配方案^[13,14],

但由于DCO-OFDMA系统中直流偏置的影响及可见光信号传输的正实性等特性,导致DCO-OFDMA的系统性能与传统OFDMA系统有着很大的差异^[15],因此传统的OFDMA系统的资源分配算法并不完全适用于DCO-OFDMA系统. 在实际应用中,DCO-OFDMA系统通常使用脉冲幅度调制(Pulse Amplitude Modulation, PAM)和正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)等有限字符输入,但目前关于DCO-OFDMA系统研究的相关文献都基于如下假设:如果子载波数目足够多,则经过快速傅里叶逆变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)后得到的时域信号近似为高斯分布^[12,15,17]. 但是,这种假设只有当子载波数目足够大时才适用,并且会导致信号的近似误差. 此外,假定为高斯分布的信号将在截断过程中被截断,造成截断噪声和信息损失^[18,19]. 且文献[20]研究结果表明,基于高斯分布假设的功率分配方案在应用到有限字符输入时会导致显著的损失. 因此,现有的假设无法准确刻画有限字符输入DCO-OFDMA系统的信息传输,相应的信息传输极限及系统的资源分配仍尚未有文献进行研究. 目前,只有少数的文献[21]研究有界输入的可达速率表达式,但是可达速率没有闭式表达式,而文献[21]采用具有闭式表达式的下界来近似准确可达速率从而解决优化问题.

鉴于上述问题,本文研究了基于有限字符输入的DCO-OFDMA系统的信息传输极限和无截断噪声的最优直流偏置,并提出了在用户速率门限约束下DCO-OFDMA系统总传输电功率最小化的资源分配方案,本文的主要贡献概述如下:

(1)据我们所知,有限字符输入DCO-OFDMA系统的用户信息传输极限仍然未知. 为填补这一空白,本文首次推导了有限字符输入下DCO-OFDMA系统的无信息损失的用户准确可达速率. 由于用户准确可达速率没有闭式表达式,本文又推导了DCO-OFDMA系统用户可达速率的具有闭式表达式的下界.

(2)基于用户可达速率下界,本文首先提出优化变量为子载波分配、功率分配及直流偏置的最小化总传

输电功率的联合优化问题. 由于该联合优化问题复杂度高难以求得最优解, 本文通过推导最优直流偏置及固定子载波分配方式, 将原始优化问题简化为了优化变量为功率分配的最小化总信息传输功率的单变量优化问题.

(3) 针对上述优化问题, 本文利用拉格朗日函数、Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 条件, 提出满足用户速率门限要求的最小化总信息传输功率的功率分配方案, 并揭示该方案依赖于子载波之间的信道增益差异和用户速率门限的高低. 最后, 对本文提出的资源分配方案与传统注水以及等功率分配方案作了对比, 结果表明在低速率与高速率门限时, 本文提出的方案效果明显优于等功率分配方案, 并且在高速率门限时, 本文提出的方案效果明显优于传统注水功率分配方案.

2 相关研究

2.1 基于 OFDMA 的资源分配的研究

OFDMA 系统中的资源分配一般包括子载波的分配、功率的分配、调制方式的选择等, 且系统的最优资源分配方案可以用联合优化问题来求解, 其中最经典的优化问题之一为基于总发射功率最小化的问题, 即在用户数据速率的约束下, 实现整体发射功率最小. 由于一个子载波不能被多个用户共享, 使得求解该联合问题的最优解变的很困难^[22], 文献[23]将该多用户 OFDM 子载波、比特和功率分配联合优化问题进行分步优化, 首先通过瞬时信道状态信息得到用户的子载波分配, 然后确定每个子载波的比特数和发射功率, 提出了一种次优的算法来最小化总发射功率. 文献[22]放松了约束条件, 提出一种多用户自适应 OFDM 子载波分配算法, 降低了系统的总发射功率. 文献[24]针对快速时变多径衰落信道, 提出了一种最小化系统总传输功率的次优的子载波分配算法, 文献[25]固定了每个子载波的调制方式, 考虑了有服务质量保证的 OFDMA 系统的子载波和发射功率分配问题.

2.2 基于 DCO-OFDMA 的资源分配的研究

部分文献基于 IFFT 后的时域信号近似为高斯分布的假设, 对 DCO-OFDMA 系统的资源分配做过相关研究. 文献[15]研究了 DCO-OFDMA 系统的下行链路的资源分配问题, 在光功率约束下对直流偏置、功率和子载波进行了联合优化设计, 提出了高效的直流偏置优化算法及子载波分配和功率分配策略, 并给出了算法的收敛性分析. 文献[16]研究了基于 DCO-OFDMA 的光保真技术 (Light Fidelity, LiFi) 系统中的资源分配, 提出了一种最优的资源分配方案和一种基于 LiFi 信道特

性的低复杂度的资源分配方案, 通过有效利用高频带宽资源, 该系统的资源分配方案在数据速率和用户公平性方面均优于时分多址接入 (Time Division Multiple Access, TDMA) 系统. 文献[17]综合考虑了多小区多用户 DCO-OFDMA 系统中功率分配、子载波分配、频率复用、低采样率、截断失真等问题, 在峰值发射功率约束下最大化用户的最小吞吐量, 通过跨多小区结构的资源分配, OFDMA 频率子载波集可以在不同小区中复用, 增加了系统的容量. 但由于上述研究均基于近似高斯分布假设, 所提出的功率分配方案应用到有限字符输入系统会造成显著的损失.

3 系统模型

由于 OFDMA 系统对频率同步和定时同步有严格要求, 且下行链路中系统的同步技术更易于实现, 因此本文将 DCO-OFDMA 系统资源分配的重点集中在下行链路^[26]. 本文考虑了如图 1 所示的基于有限字符输入的下行 DCO-OFDMA 系统, 系统共有 $2N$ 个子载波, 为 U 个用户同时提供通信.

在发射机端, 不同用户的数据流输入子载波、比特及功率分配模块, 系统根据子载波、比特及功率分配信息, 将不同的子载波分配给不同的用户, 并对各个用户的数据进行 M 维 QAM 调制及功率分配. 由于 VLC 系统采用 IM/DD 方法, 为保证 IFFT 的输出信号为实值 VLC 信号, 因此输入 IFFT 的数据应该具有厄米特对称性, 则功率分配后 $2N$ 个子载波的 IFFT 输入信号应满足:

$$\sqrt{p_{u,2N-i}} X_{u,2N-i} = \sqrt{p_{u,i}} X_{u,i}^*, \forall u \in \mathcal{U}, \forall i \in \mathcal{N}, \quad (1)$$

其中, $p_{u,i}$ 示用户 u 在子载波 i 上传输的功率, 且每个子载波最多仅可以分配给一个用户, 若 $p_{u,i} \neq 0$, 则对于任何 $u' \neq u$ 都有 $p_{u',i} = 0$; $X_{u,i}$ 表示用户 u 在子载波 i 上传输的信号, 若 $X_{u,i} \neq 0$, 则对于任何都有 $X_{u',i} = 0$ 且 $X_{u,0} = X_{u,N} = 0$, $\mathbb{E} \left\{ |X_{u,i}|^2 \right\} = 1$; $(\cdot)^*$ 表示共轭变换, 由于信号的厄米特对称性, 且第 0、

第 N 个子载波均不传输信息, 则具有 $2N$ 个子载波的 DCO-OFDMA 系统有效传输信息的子载波共有 $N-1$ 个, 定义 $\mathcal{N} \triangleq \{1, 2, \dots, N-1\}$ 表示有效子载波集; $\mathcal{U} \triangleq \{1, 2, \dots, U\}$ 表示用户集合.

注意, 由于每个子载波最多仅可以分配给一个用户, 假设分配给用户 u 的子载波集定义为 \mathcal{N}_u , 对于任意 $u' \neq u$, 有 $\mathcal{N}_u \cap \mathcal{N}_{u'} = \emptyset$, 且 $\bigcup_{u=1}^U \mathcal{N}_u \subseteq \mathcal{N}$. 且为保证各个用户都有可用子载波, 本文要求 $N-1 \geq U$.

时域内的 IFFT 输出信号 x_k 由下式给出

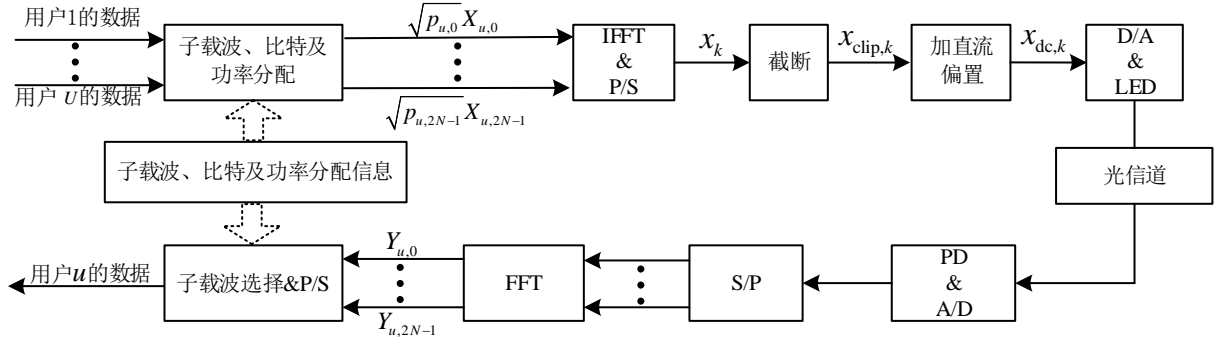


图1 DCO-OFDMA系统框图

$$\begin{aligned}
 x_k &= \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{u=1}^U \sum_{i=0}^{2N-1} \sqrt{p_{u,i}} X_{u,i} \exp\left(j \frac{\pi k i}{N}\right) \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{u=1}^U \sum_{i \in \mathcal{N}_u} \sqrt{p_{u,i}} X_{u,i} \exp\left(j \frac{\pi k i}{N}\right) \\
 &\quad + \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{u=1}^U \sum_{i \in \mathcal{N}_u} \left(\sqrt{p_{u,i}} X_{u,i} \exp\left(j \frac{\pi k i}{N}\right) \right)^* \\
 &= \sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{u=1}^U \sum_{i \in \mathcal{N}_u} \sqrt{p_{u,i}} \operatorname{Re} \left(X_{u,i} \exp\left(j \frac{\pi k i}{N}\right) \right),
 \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $k=1, \dots, 2N-1$, $\operatorname{Re}(\cdot)$ 和 $\operatorname{Im}(\cdot)$ 分别表示变量的实部和虚部. 容易发现 $E\{x_k\} = 0$.

为保证 VLC 信号非负性, 系统采用了截断操作. 具体来说, 时域信号 x_k 在值 $-I_{\text{dc}}$ 上被截断为截断信号 $x_{\text{clip},k}$, 其中 I_{dc} 为直流偏置, 且截断操作定义为:

$$x_{\text{clip},k} = \begin{cases} x_k & x_k \geq -I_{\text{dc}}, \\ -I_{\text{dc}} & x_k < -I_{\text{dc}}. \end{cases} \quad (3)$$

然后, $x_{\text{clip},k}$ 与 I_{dc} 相加, 其中 I_{dc} 仅影响频域中的第 0 个子载波. 因此, 获得了如下非负信号:

$$x_{\text{dc},k} = x_{\text{clip},k} + I_{\text{dc}}. \quad (4)$$

如果我们为了避免截断噪声带来的信息损失, 时域信号 x_k 的幅度应该是有限的, 并且应该选择合适的直流偏置 I_{dc} , x_k 和 I_{dc} 的对应约束应该为:

$$x_k + I_{\text{dc}} \geq \min\{x_k\} + I_{\text{dc}} \geq 0. \quad (5)$$

注意到 VLC 系统的信道一般为低通信道^[18,27], 可利用各子载波之间的信道增益差, 向各子载波分配适当的功率来改善 VLC 系统的性能. 室内 VLC 信道由两个部分组成: 发射端与接收端之间的视距链路 (Line of Sight, LOS), 以及由房间表面的一次或多次反射引起的所有非 LOS 分量的叠加而形成的散射链路.

令 $H_{u,i,L} = \eta_L e^{-j2\pi f_{u,i} \tau_L}$ 表示用户 u 在第 i 个子载波上对应的 LOS 链路的信道增益, 其中 η_L 为广义朗伯发射模型^[6,27], 表示为:

$$\eta_L = \frac{(m+1)A_R \cos(\varphi)}{2\pi d^2} \cos^m(\theta) T(\varphi) G(\varphi) \operatorname{rect}(\varphi/\psi). \quad (6)$$

在式 (6) 中, $m = -\ln 2 / \ln(\cos \phi_{1/2})$ 表示朗伯发射阶数, $\phi_{1/2}$ 表示半功率角, A_R 表示光探测器 (PD) 的有效探测面积, φ 和 θ 分别代表 LED 到 PD 的入射角和辐射角, $T(\varphi)$ 和 $G(\varphi)$ 分别表示接收机的光滤波器增益和集中器增益, ψ 表示接收机的视场角 (Field of View, FOV), 当 $|x| \leq 1$ 时, 矩形函数 $\operatorname{rect}(x)$ 取 1, 否则取 0, $f_{u,i}$ 表示用户 u 在子载波 i 上的频率, 若子载波 i 没有分配给用户 u , 即当 $i \notin \mathcal{N}_u$ 时, $f_{u,i} = 0$, $\tau_L = d/c$ 为 LED 到 PD 的信号传播时延, 其中 d 为 LED 到 PD 的距离, c 表示光速.

令 $H_{u,i,D} = \eta_D / (1 + j2\pi\tau_D f_{u,i})$ 表示用户 u 在第 i 个子载波上对应的散射链路的信道增益^[28], 其中 $\eta_D = A_R \rho / (A_{\text{room}}(1-\rho))$ 为散射信道增益因子, A_{room} 表示房间表面面积, ρ 为房间反射率的平均值. 此外, $\tau_D = -4V_{\text{room}} / (cA_{\text{room}} \ln \rho)$ 代表时间常数, V_{room} 是房间的体积.

则用户 u 在子载波 i 上的总信道增益 $H_{u,i}$ 可表示为

$$H_{u,i} = H_{u,i,L} + H_{u,i,D}, \quad \forall u \in \mathcal{U}, \forall i \in \mathcal{N}. \quad (7)$$

假设子载波、比特及功率分配信息通过单独的控制信道发送给接收机, 在接收端, 接收到的光信号通过 PD 转换为模拟电信号, 然后通过模数转换器 (Analog-to-Digital Convertor, ADC) 得到数字信号, 通过快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 后, 根据子载波和比特分配信息提取用户 u 的数据.

具体而言, 用户 u 在第 i 个子载波上的接收信号 $Y_{u,i}$ 可以表示为

$$Y_{u,i} = H_{u,i} \sqrt{p_{u,i}} X_{u,i} + Z_{u,i}, \quad \forall u \in \mathcal{U}, \forall i \in \mathcal{N}, \quad (8)$$

其中, $Z_{u,i}$ 是均值为零的加性高斯白噪声, 即 $Z_{u,i} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 W)$, 其中 σ^2 表示噪声功率谱密度, W 为每个子载波的带宽.

4 DCO-OFDMA 系统中各用户的准确可达速率及速率下界

迄今为止, 在现有的大多数工作中, DCO-OFDMA

系统中各用户可达速率都是基于 IFFT 后得到的时域信号近似为高斯分布的假设推导的,而具有有限字符输入且无信息损失的 DCO-OFDMA 系统的用户准确可达速率仍然未知. 因此,本文首次研究了具有有限字符输入且无信息损失的 DCO-OFDMA 系统中各用户的准确可达速率.

假设用户 u 在子载波 i 上传输的信号为 $X_{u,i}$, 离散星座点等概率地从 M 维的离散星座集 $\{X_{u,i,n}\}_{n=1}^M$ 中取出, 其中 $X_{u,i,n}$ 表示用户 u 在第 i 个子载波上的第 n 个星座点. 因此, 具有有限字符输入且无信息损失的 DCO-OFDMA 系统的第 u 个用户的准确可达速率 $R_u^F(\{p_{u,i}\})$ 可以表示为:

$$R_u^F(\{p_{u,i}\}) = \sum_{i \in \mathcal{N}_u} \left[W \left(\log_2 M - \frac{1}{\ln 2} \right) - \sum_{n=1}^M \frac{W}{M} E_{Z_{u,i}} \left\{ \log_2 \sum_{m=1}^M \exp(-d_{n,m}) \right\} \right], \quad (9)$$

其中 $d_{n,m} \triangleq \left| H_{u,i} \sqrt{p_{u,i}} (X_{u,i,n} - X_{u,i,m}) + Z_{u,i} \right|^2 / \sigma^2 W$ 是离散星座点 $X_{u,i,n}$ 与 $X_{u,i,m}$ 之差的度量, $E_{Z_{u,i}}\{\cdot\}$ 表示噪声 $Z_{u,i}$ 的期望值.

值得注意的是, 当 $M \geq 2$ 时, 式(9)中的准确可达速率的期望项是不可积函数, 且缺乏闭式表达式, 虽可以用蒙特卡洛方法进行求解, 但计算复杂度较高且耗时较长^[21]. 为了解决这个问题, 本文进一步推导了式(9)的闭式表达式的下界. 具体来说, 式(9)中期望项的上界推导由下式给出

$$\begin{aligned} E_{Z_{u,i}} \left\{ \log_2 \sum_{m=1}^M \exp(-d_{n,m}) \right\} &\stackrel{(a)}{\leq} \log_2 \sum_{m=1}^M E_{Z_{u,i}} \left\{ \exp(-d_{n,m}) \right\} \\ &= \log_2 \sum_{m=1}^M \int_{Z_{u,i}} \exp(-d_{n,m}) \frac{1}{\pi \sigma^2 W} \exp \left(-\frac{|Z_{u,i}|^2}{\sigma^2 W} \right) dZ_{u,i} \quad (10) \\ &= -1 + \log_2 \sum_{m=1}^M \exp \left(-\frac{p_{u,i} |H_{u,i}|^2 |X_{u,i,n} - X_{u,i,m}|^2}{2\sigma^2 W} \right), \end{aligned}$$

其中步骤(a)成立是基于 Jensen 不等式^[21]且 $\log_2(\cdot)$ 是凹函数.

因此, 有限字符输入 DCO-OFDMA 系统中第 u 个用户的可达速率下界为

$$R_u^L(\{p_{u,i}\}) = \sum_{i \in \mathcal{N}_u} W \left(\log_2 M + 1 - \frac{1}{\ln 2} \right) - \sum_{i \in \mathcal{N}_u} \frac{W}{M} \log_2 \sum_{m=1}^M \exp \left(-\frac{p_{u,i} |H_{u,i}|^2 |X_{u,i,n} - X_{u,i,m}|^2}{2\sigma^2 W} \right), \quad (11)$$

与 $R_u^F(\{p_{u,i}\})$ 类似, $R_u^L(\{p_{u,i}\})$ 也是关于功率分配

$p_{u,i}$ 的凹函数, 且文献[21]表明下界做一个常数位移, 可以非常近似准确可达速率值, 所以下界可以作为准确可达速率值的一个低复杂度的很好的近似.

5 基于用户速率约束的 DCO-OFDMA 系统资源分配问题

在本节中, 本文研究了在各用户速率门限约束下 DCO-OFDMA 系统的总传输电功率最小化问题. 由于用户的准确可达速率式(9)缺乏闭式表达式, 且利用蒙特卡洛方法所需计算复杂度较高, 因此, 本文中考虑对用户可达速率的下界式(11)进行约束, 且在可达速率下界满足速率门限要求的同时, 准确可达速率也一定满足速率门限要求.

基于上述分析, 本文中考虑的基于用户速率门限约束的 DCO-OFDMA 系统的总传输电功率最小化问题可以写为:

$$\begin{aligned} \min_{\{\mathcal{N}_u\}, \{p_{u,i}\}, I_{dc}} & \sum_{k=0}^{2N-1} E \{ x_{dc,k}^2 \} \\ \text{s.t.} \quad & C1: x_k + I_{dc} \geq 0, \\ & C2: R_u^L(\{p_{u,i}\}) \geq \gamma_u, \forall u \in \mathcal{U} \\ & C3: p_{u,i} \geq 0, \forall u \in \mathcal{U}, \forall i \in \mathcal{N}_u, \\ & C4: \mathcal{N}_u \cap \mathcal{N}_{u'} = \emptyset, \forall u' \neq u, \\ & C5: \bigcup_{u=1}^U \mathcal{N}_u \subseteq \mathcal{N}, \end{aligned} \quad (12)$$

其中, 目标函数 $\sum_{k=0}^{2N-1} E \{ x_{dc,k}^2 \}$ 表示该系统的总传输电功率, 优化变量为子载波分配 $\{\mathcal{N}_u\}$, 功率分配 $\{p_{u,i}\}$ 及直流偏置 I_{dc} , 约束 C1 表示时域信号 x_k 与直流偏置 I_{dc} 需满足的条件, C2 约束了每个用户应满足的最小数据传输速率 γ_u , C3 约束了每个子载波分配功率的非负性, C4 和 C5 约束了系统中每个子载波仅可分配给一个用户.

观察优化问题(12)可知, 原始优化问题为子载波分配 $\{\mathcal{N}_u\}$, 功率分配 $\{p_{u,i}\}$ 及直流偏置 I_{dc} 的联合设计, 使得优化问题变得复杂且难以处理, 为简化联合优化问题, 本文考虑固定子载波的分配方式.

子载波的固定分配方式主要有连续分配和交织分配两种, 分别如图 2(a) 和图 2(b) 所示. 连续分配是指系统将相邻一段子载波分配给一个用户用来传输数据, 交织分配是指系统将各个子载波依次分配给不同用户来传输数据. 用户在子载波交织分配时在整个系统带宽内均匀分布, 相比于连续分配方式, 该方式下用户分配公平性更高, 且具有更高的载波传输效率及多样性, 可以更好地抗频率选择性衰落^[29], 因此本文采用子载波交织分配的方式, 重点研究直流偏置 I_{dc} 的选择及功率分配 $\{p_{u,i}\}$.

进一步地, 基于式(4)和式(12)中的约束 C1, 目标

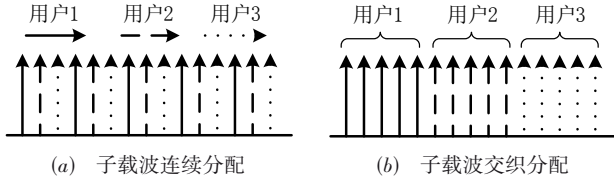


图2 子载波分配方式

函数即系统的总传输电功率可以表示为:

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{2N-1} \mathbb{E}\{x_{\text{dc},k}^2\} &= \sum_{k=0}^{2N-1} \mathbb{E}\{x_k^2\} + \sum_{k=0}^{2N-1} \mathbb{E}\{I_{\text{dc}}^2\} \\ &\stackrel{(b)}{=} 2 \sum_{u=1}^U \sum_{i \in \mathcal{N}_u} p_{u,i} + 2NE\{I_{\text{dc}}^2\}, \end{aligned} \quad (13)$$

其中,步骤(a)成立是基于式(4)和约束C1,即 $x_{\text{clip},k} = x_k$,步骤(b)成立是遵循帕萨瓦尔定理,即时域信号 x_k 的电功率为

$$\sum_{k=0}^{2N-1} \mathbb{E}\{x_k^2\} = \sum_{u=1}^U \sum_{i=0}^{2N-1} p_{u,i} = 2 \sum_{u=1}^U \sum_{i \in \mathcal{N}_u} p_{u,i}, \quad (14)$$

由步骤(b)可知,系统的总传输电功率由两部分组成,一部分是用来传输信息的 $p_{u,i}$ 的功率,另一部分是不携带信息的直流偏置 I_{dc} 的功率.观察优化问题式(13)的目标函数可知,为了在满足约束条件C1的情况下使得系统的总传输电功率最小,直流偏置的最优值 $I_{\text{dc}}^{\text{opt}}$ 应选为在不对信号 x_k 产生截断造成信息损失的情况下使直流偏置的功率最小的值.

具体来说,由式(2)可知

$$x_k \geq -\sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{u=1}^U \sum_{i \in \mathcal{N}_u} \sqrt{p_{u,i}} |X_{u,i}|. \quad (15)$$

因此,在不截断信号 x_k 的情况下,最小化直流偏置功率的最优 $I_{\text{dc}}^{\text{opt}}$ 可以写成

$$I_{\text{dc}}^{\text{opt}} = \sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{u=1}^U \sum_{i \in \mathcal{N}_u} \sqrt{p_{u,i}} |X_{u,i}|. \quad (16)$$

因此,将(16)中的最优 $I_{\text{dc}}^{\text{opt}}$ 代入步骤(b)中公式,总传输电功率可以写为

$$\sum_{k=0}^{2N-1} \mathbb{E}\{x_{\text{dc},k}^2\} = 2 \sum_{u=1}^U \sum_{i \in \mathcal{N}_u} p_{u,i} + 4\mathbb{E}\left\{\left|\sum_{u=1}^U \sum_{i \in \mathcal{N}_u} \sqrt{p_{u,i}} |X_{u,i}|\right|^2\right\}. \quad (17)$$

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial p_{u,i}} = 1 - \frac{W\lambda_u}{M \ln 2} \left(\frac{\sum_{m=1}^M \frac{|H_{u,i}|^2 |X_{u,i,n} - X_{u,i,m}|^2}{2\sigma^2 W} \exp\left(-\frac{|H_{u,i}|^2 |X_{u,i,n} - X_{u,i,m}|^2}{2\sigma^2 W} p_{u,i}\right)}{\sum_{m=1}^M \exp\left(-\frac{|H_{u,i}|^2 |X_{u,i,n} - X_{u,i,m}|^2}{2\sigma^2 W} p_{u,i}\right)} \right) = 0, \quad (27)$$

根据式(27)可以得到功率分配 $p_{u,i}$ 与 λ_u 的隐式表达式,且对偶变量 λ_u 可以通过算法1中所列的二分搜

根据柯西施瓦兹不等式

$$\left(\sum_{i=1}^n a_i\right)^2 \leq n \sum_{i=1}^n a_i^2, \quad a_i \geq 0, \quad (18)$$

总传输电功率式(13)的上界为

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{2N-1} \mathbb{E}\{x_{\text{dc},k}^2\} &\leq 2 \sum_{u=1}^U \sum_{i \in \mathcal{N}_u} p_{u,i} \\ &\quad + 4\mathbb{E}\left\{\left|(N-1) \sum_{u=1}^U \sum_{i \in \mathcal{N}_u} \sqrt{p_{u,i}} |X_{u,i}|\right|^2\right\} \\ &= (4N-2) \sum_{u=1}^U \sum_{i \in \mathcal{N}_u} p_{u,i}. \end{aligned} \quad (19)$$

因此,最小化总传输电功率的原始优化问题可以转化为最小化总传输电功率上界的优化问题,由上述分析可知,原始优化问题可以转化为

$$\begin{aligned} \min_{\{p_{u,i}\}} &\sum_{u=1}^U \sum_{i \in \mathcal{N}_u} p_{u,i} \\ \text{s.t.} & \quad C1: R_u^L(\{p_{u,i}\}) \geq \gamma_u, \forall u \in \mathcal{U} \\ & \quad C2: p_{u,i} \geq 0, \forall u \in \mathcal{U}, \forall i \in \mathcal{N}_u, \end{aligned} \quad (20)$$

注意到本优化问题的目标函数关于 $p_{u,i}$ 是仿射函数,约束关于 $p_{u,i}$ 是凹函数.这类优化问题可以基于KKT条件高效求解.为此,本文首先推导出该问题的拉格朗日函数,如下式所示

$$\mathcal{L} = \sum_{u=1}^U \sum_{i \in \mathcal{N}_u} p_{u,i} + \sum_{u=1}^U \lambda_u \left(-R_u^L(\{p_{u,i}\}) + \gamma_u \right), \quad (21)$$

其中 $\lambda_u \geq 0, \forall u \in \mathcal{U}$ 为问题(20)中的约束C1对应的拉格朗日乘子.然后,可以得到问题(20)的KKT条件如下:

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial p_{u,i}} = 0, \forall u \in \mathcal{U}, \forall i \in \mathcal{N}_u, \quad (22)$$

$$\lambda_u \left(-R_u^L(\{p_{u,i}\}) + \gamma_u \right) = 0, \forall u \in \mathcal{U} \quad (23)$$

$$-R_u^L(\{p_{u,i}\}) + \gamma_u \leq 0, \forall u \in \mathcal{U} \quad (24)$$

$$\lambda_u \geq 0, \forall u \in \mathcal{U} \quad (25)$$

$$p_{u,i} \geq 0, \forall u \in \mathcal{U}, \forall i \in \mathcal{N}_u, \quad (26)$$

其中,式(22)的表达式可以写为

索法得到.

算法 1 二分搜索法

输入: 给定 $\lambda_u \in [0, \hat{\lambda}]$, $\delta > 0$, 初始化 $\lambda_{u,\min} = 0, \lambda_{u,\max} = \hat{\lambda}$; 其中 $\hat{\lambda}$ 是 λ_u 的上界, δ 是控制算法精度的很小的正常数.

1: 当 $\lambda_{u,\max} - \lambda_{u,\min} \geq \delta$ 时,

2: 令 $\lambda_u = (\lambda_{u,\min} + \lambda_{u,\max})/2$;

3: 将 λ_u 带入下式求得 $p_{u,i}^*, p_{u,i}^* = \max\{p_{u,i}^*, 0\}$,

4:

$$1 - \frac{W\lambda_u}{M \ln 2} \left(\frac{\sum_{m=1}^M \frac{|H_{u,i}|^2 |X_{u,i,n} - X_{u,i,m}|^2}{2\sigma^2 W} \exp\left(-\frac{|H_{u,i}|^2 |X_{u,i,n} - X_{u,i,m}|^2}{2\sigma^2 W} p_{u,i}^*\right)}{\sum_{m=1}^M \exp\left(-\frac{|H_{u,i}|^2 |X_{u,i,n} - X_{u,i,m}|^2}{2\sigma^2 W} p_{u,i}^*\right)} \right) = 0$$

5: 如果

$$\sum_{i \in \mathcal{A}_u} \left[W \left(\log_2 M + 1 - \frac{1}{\ln 2} \right) - \sum_{n=1}^M \frac{W}{M} \log_2 \sum_{m=1}^M \exp\left(-\frac{p_{u,i}^* |H_{u,i}|^2 |X_{u,i,n} - X_{u,i,m}|^2}{2\sigma^2 W}\right) \right] \geq \gamma_u$$

令 $\lambda_{u,\min} \leftarrow \lambda_u$;

6: 否则, 令 $\lambda_{u,\max} \leftarrow \lambda_u$;

7: 结束循环

输出: $p_{u,i}^*$;

6 仿真结果与讨论

在本节中, 本文给出数值结果来说明所提出的满足用户速率门限的情况下 DCO-OFDMA 系统的总传输电功率最小化问题的功率分配方案. 本文考虑在配备了 4 个 LED 灯的 $(5 \times 5 \times 5) \text{m}^3$ 的房间中研究上述 DCO-OFDMA 系统, 且三维笛卡尔坐标系 (X, Y, Z) 的原点 $(0, 0, 0)$ 位于方形房间地板的一个角上. 用户 1 的接收机位于 $(2.5, 2.5, 0) \text{m}$, 用户 2 的接收机位于 $(0.5, 0.5, 0) \text{m}$, 四个 LED 灯分别位于 $(1.5, 1.5, 3) \text{m}$, $(1.5, 1.5, 3) \text{m}$, $(1.5, 1.5, 3) \text{m}$, $(3.5, 3.5, 3) \text{m}$. 本文假设子载波采用交织式分配方式, 奇数子载波分配给用户 1, 偶数子载波分配给用户 2, 且各子载波传输的比特数相同、调制方式也相同. 系统的其他基本参数见表 1.

为了说明子载波信道增益之间的差异对功率分配的影响, 在图 3 中给出了本文 DCO-OFDMA 系统采用的信道模型对应的用户 1 与用户 2 的半子载波的信道增益 $H_{u,i}$, 即等式 (7). 从图 3 中可以看出, 两用户相对应子载波的信道增益 $H_{u,i}$ 均随着子载波索引数的增加而减小, 即本文采用的信道模型也具有低通特性, 且用户 1 的信道增益高于用户 2 的信道增益.

图 4 给出了第 1 个子载波与第 15 个子载波对应的可达速率下界随分配功率的变化情况. 可以看出, 随着分配功率的增加, 第一个子载波的可达速率下界和第 15 个子载波的可达速率下界均先快速增加后缓慢增

表 1 仿真参数表

仿真参数及对应符号	参数值
半子载波数, N	16
接收器视场角 FOV, ψ	90°
朗伯发射阶数, m	1
半功率角, $\phi_{1/2}$	60°
PD 有效探测面积, A_R	1cm^2
房间反射率, ρ	0.8
接收机的光滤波器增益, $T(\varphi)$	0dB
接收机的集中器增益, $G(\varphi)$	0dB
噪声功率谱密度, σ^2	$10^{-18} \text{A}^2/\text{Hz}$
调制方式	4-QAM
各子载波的带宽, W	1 MHz

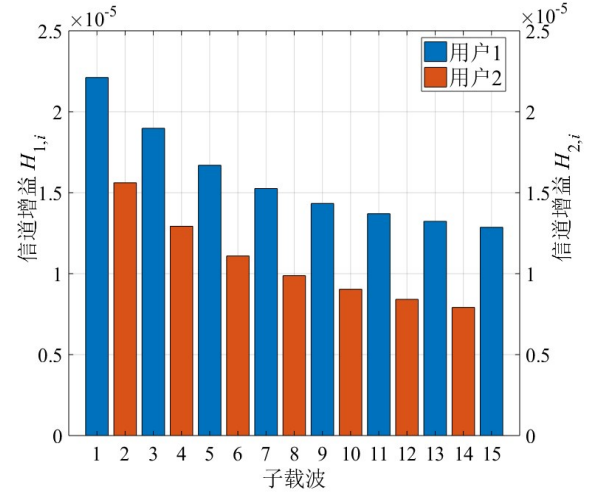


图 3 两用户的信道增益随子载波序号的变化

加, 且均逐渐接近 $\log_2 M (M=4)$. 这是因为 M 维离散星座调制的互信息不能超过 $\log_2 M$. 观察两条曲线的增长趋势可以发现, 当分配功率较小时, 第 1 个子载波对应的速率下界的增长速度明显高于第 15 个子载波对应的速率下界的增长速度, 而当分配功率较大时则相反. 此外, 由于 $H_{u,1} > H_{u,15}$, 因此第 1 个子载波对应的可达速率下界高于第 15 个子载波对应的可达速率下界.

为了说明在低、中、高三种速率门限约束情况下各子载波的功率分配情况, 本文分别给出了 $\gamma_u = 3 \text{Mbits/s}$ 、 $\gamma_u = 8 \text{Mbits/s}$ 、 $\gamma_u = 13 \text{Mbits/s}$ 三种情况下用户 1 与用户 2 对应的子载波功率分配的对比如图 5(a)~图 5(c) 所示.

从图 5(a) 可以看出, 对于用户 1 和用户 2 来说, 当速率门限较小时 ($\gamma_u = 3 \text{Mbits/s}$), 信道增益较大的子载波均分配的功率更多, 且用户 2 分配的功率明显高于用户 1 分配的功率. 结合图 5(a) 和图 4 可知, 这是因为当速率门限较小时, 达到该速率门限所需分配的功率较少, 当分配功率较少时, 信道增益较大的子载波的速率

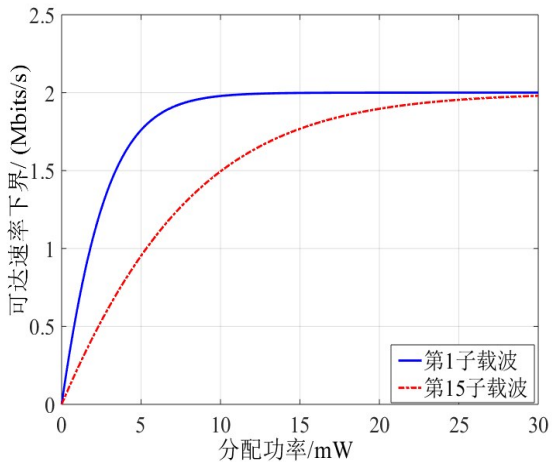


图4 子载波可达速率下界随着分配功率的变化情况

下界比信道增益较小的子载波的速率下界的增长速度更快,因此,为了在达到速率门限的条件下使得系统总传输功率最小,应该给信道增益较大的子载波分配更多的功率,且由于用户2的信道增益相比用户1来说更差,所以达到相同的速率门限时,用户2所需分配的功率更多。

图5(b)表明,对于用户1和用户2来说,在中等速率门限($\gamma_u = 8\text{Mbits/s}$)的条件下,信道增益中等的子载波均分配更多的功率,且由于用户2的信道增益比用户1的信道增益差,用户2分配的功率依旧明显高于用户1分配的功率。结合图5(b)和图4可以看出,这是因为随着速率门限的增大,达到该速率门限所需分配的功率变多,而随着分配功率的增大,信道增益较大的子载波对应的速率下界的增长速率逐渐小于信道增益中等的子载波对应的速率下界的增长速率,因此,为了在达到速率门限的条件下使得系统总传输功率最小,应该优先将功率分配给此时速率增长最快的、信道增益中等的子载波。

从图5(c)可以看出,对用户1和用户2来说,当速率门限较大时($\gamma_u = 13\text{Mbits/s}$),均为信道增益较小的子载波分配更多的功率,且由于用户2的信道增益比用户1的信道增益差,用户2分配的功率依旧明显高于用户1分配的功率。结合图5(c)和图4可以看出,这是因为当速率门限较大时,所需分配的功率也较多,而此时,信道增益较大的子载波对应的速率下界接近饱和($\log_2 M$),而信道增益较小的子载波对应的速率下界还未达到饱和,因此,为了在达到速率门限的条件下使得系统总传输功率最小,额外的功率优先分配给容量仍未饱和的、信道增益较小的子载波。

图6对比了不同调制阶数下总信息传输功率随速率门限的变化情况,从图6可以看出,在三种不同的调制阶数下,总信息传输功率均随着速率门限的增大而

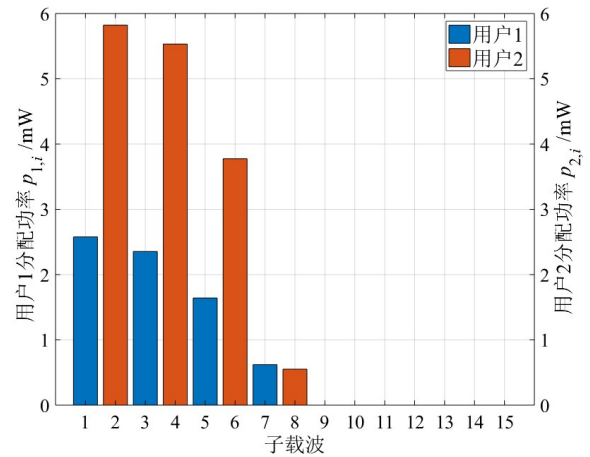
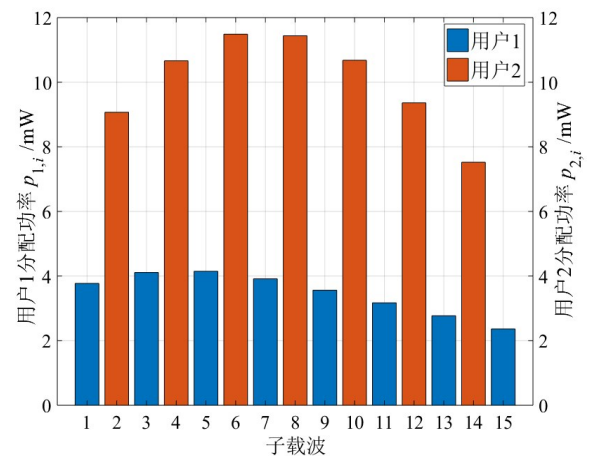
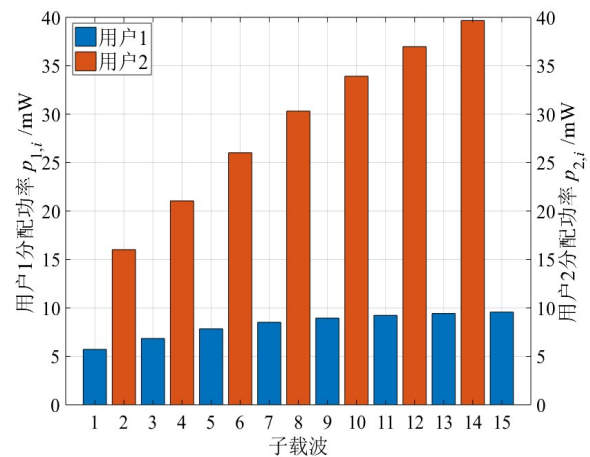
(a) $\gamma_u = 3\text{Mbits/s}$ (b) $\gamma_u = 8\text{Mbits/s}$ (c) $\gamma_u = 13\text{Mbits/s}$

图5 三种情况下用户1与用户2对应的子载波功率分配图

增大,且随着调制阶数的增大,对应的总信息传输功率逐渐减小,图线之间的间隙随着速率门限的增大而逐渐变大。这是因为子载波采用调制阶数越高,数据传输的速率越大,则在达到相同的速率下界门限要求时所

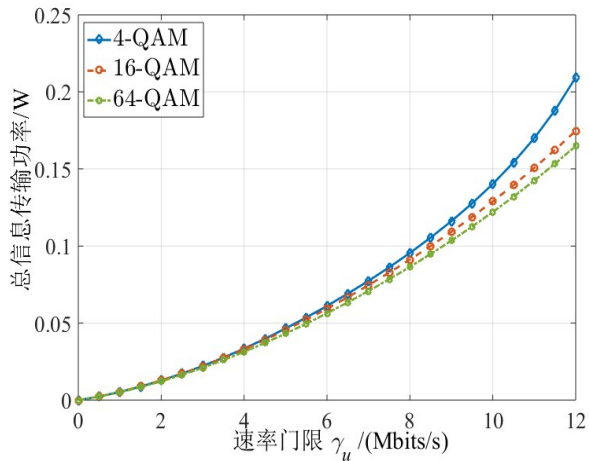


图6 不同调制阶数对应的所需总信息传输功率随速率门限变化的对比

需消耗的功率越少。

图7给出了本文提出的功率分配方案和等功率方案以及传统注水对应的总信息传输功率随速率门限 γ_u 变化的对比。可以看出,三种不同的功率分配方案所对应的总信息传输功率都随着速率门限的增大而增大,且本文提出的功率分配方案对应的总信息传输功率总是小于等于传统注水和等功率分配方案对应的总信息传输功率,对于传统注水的功率分配方案,在速率门限较大的情况下效果更优,而对于等功率分配方案,在速率门限较小与较大两种情况下效果更优。

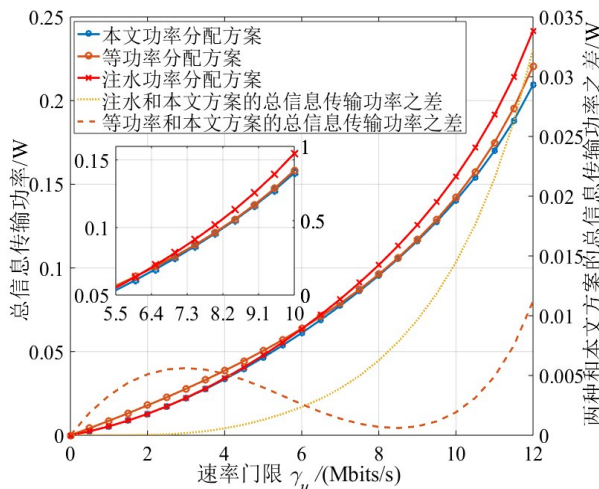


图7 本文提出的功率分配方案与另两种分配方案对应的总信息传输功率随速率门限变化的对比

7 结论

本文首次推导了有限字符输入 DCO-OFDMA 系统的无信息损失的用户准确可达速率及其下界,并提出了满足用户速率门限要求的最小化系统总传输电功率的功率分配方案。本文首先提出了优化变量为子载波

分配、功率分配及直流偏置的最小化总传输电功率的联合优化问题,进一步,本文固定了子载波分配方式并推导了最优直流偏置,将原始优化问题简化为优化变量为功率分配的最小化总信息传输功率的单变量优化问题。然后本文利用拉格朗日函数、KKT条件,提出了满足用户速率门限要求的最小化总信息传输功率的功率分配方案。最后,仿真结果表明,本文提出的功率分配方案依赖于子载波之间的信道增益差异和用户速率门限,当速率门限较低时,各子载波的功率分配与信道增益成正比,当速率门限较高时,各子载波的功率分配与信道增益成反比。此外,调制阶数越高,满足相同速率门限所需的总信息传输功率越低,且本文提出的功率分配方案在低速率门限与高速率门限时效果明显优于等功率分配方案,并且在高速率门限时效果明显优于传统注水功率分配方案。

参考文献

- [1] RAZZAQUE M A, MILOJEVIC-JEVRIĆ M, PALADE A, CLARKE S. Middleware for internet of things: a survey [J]. IEEE Internet of Things Journal, 2016, 3(1): 70 – 95.
- [2] ZANELLA A, BUI N, CASTELLANI A, VANGELISTA L, ZORZI M. Internet of things for smart cities[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2014, 1(1): 22 – 32.
- [3] WONG V W S, SCHÖBER R, NG D W K, Wang L C. Key Technologies for 5G Wireless Systems[M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2017.
- [4] 迟楠. LED可见光通信技术[M]. 北京: 清华大学出版社, 2013.
- [5] HAAS H, YIN L, WANG Y, CHEN C. What is LiFi?[J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(6): 1533 – 1544.
- [6] LIU X, WANG Y, ZHOU F, MA S, Hu R Q, Ng D W K. Beamforming design for secure MISO visible light communication networks with SLIPT[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(12): 7795 – 7809.
- [7] MINH H L, O'BRIEN D, FAULKNER G, ZENG L, LEE K, JUNG D, OH Y. High-speed visible light communications using multiple-resonant equalization[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2008, 20(14): 1243 – 1245.
- [8] HUSSEIN A T, ELMIRGHANI J M H. Mobile multi-gigabit visible light communication system in realistic indoor environment[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(15): 3293 – 3307.
- [9] AFGANI M, HAAS H, ELGALA H, KNIPP D. Visible light communication using OFDM[C]//Proceedings of the International Conference on Testbeds and Research Infra-

- structures for the Development of Networks and Communities(TRIDENTCOM). Barcelona, Spain: IEEE, 2006: 129 – 134.
- [10] 周明宇,李立华,王海峰,张平. MIMO-OFDM 接力通信系统的最优功率分配[J]. 电子学报, 2009, 37(1): 26 – 30. ZHOU Ming-yu, LI Li-hua, WANG Hai-feng, ZHANG Ping. Optimal power allocation for MIMO-OFDM relaying systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(1): 26 – 30. (in Chinese)
- [11] 王卫东,张英海,张恒,赵晶,王首峰. 基于载干比最优的 OFDMA 切换算法的研究[J]. 电子学报, 2010, 38(1): 213 – 217. WANG Wei-dong, ZHANG Ying-hai, ZHANG Heng, ZHAO Jing, WANG Shou-feng. Study on the handover algorithm based on carrier-interference ratio optimization in OFDMA system[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(1): 213 – 217. (in Chinese)
- [12] FAKIDIS J, TSONEV D, HAAS H. A comparison between DCO-OFDMA and synchronous one-dimensional OCDMA for optical wireless communications[C]//Proceedings of the International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC). London, UK: IEEE, 2013. 3605 – 3609.
- [13] 郝丹丹,李永华,张瀚峰,邹仕洪,程时端. 一种跨层的 OFDMA 系统调度和资源分配算法[J]. 电子学报, 2008, 36(10): 1923 – 1930. HAO Dan-dan, LI Yong-hua, ZHANG Han-feng, ZOU Shi-hong, CHENG Shi-duan. A cross-layered scheduling and resource allocation algorithm in OFDMA systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(10): 1923 – 1930. (in Chinese)
- [14] 张然然,刘元安,林晓峰,谢刚,刘罡. 认知无线电下行链路中的 OFDMA 资源分配算法[J]. 电子学报, 2010, 38(3): 632 – 637. ZHANG Ran-ran, LIU Yuan-an, LIN Xiao-feng, XIE Gang, LIU Gang. OFDMA-based resource allocation for downlink cognitive radio systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(3): 632 – 637. (in Chinese)
- [15] LING X, WANG J, DING Z, ZHAO C, GAO X. Efficient OFDMA for LiFi downlink[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(10): 1928 – 1943.
- [16] WANG Y, WU X, HAAS H. Resource allocation in LiFi OFDMA systems[C]//Proceedings of the IEEE Global Communications Conference. Singapore: IEEE, 2017: 1 – 6.
- [17] LIAN J, BRANDT-PEARCE M. Multiuser visible light communication systems using OFDMA[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(21): 6015 – 6023.
- [18] LING X, WANG J, LIANG X, DING Z, ZHAO C. Offset and power optimization for DCO-OFDM in visible light communication systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(2): 349 – 363.
- [19] ARMSTRONG J, SCHMIDT B J C. Comparison of asymmetrically clipped optical OFDM and DC-biased optical OFDM in AWGN[J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12(5): 343 – 345.
- [20] XIAO C, ZHENG Y R, DING Z. Globally optimal linear precoders for finite alphabet signals over complex vector gaussian channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(7): 3301 – 3314.
- [21] ZENG W, XIAO C, LU J. A low-complexity design of linear precoding for MIMO channels with finite-alphabet inputs[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2012, 1(1): 38 – 41.
- [22] WONG C Y, CHENG R S, LETAIEF K B, MURCH R D. Multiuser subcarrier allocation for OFDM transmission using adaptive modulation[C]//Proceedings of the Vehicular Technology Conference. Houston, USA: IEEE, 1999. 479 – 483.
- [23] WONG C Y, CHENG R S, LETAIEF K B, MURCH R D. Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit, and power allocation[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(10): 1747 – 1758.
- [24] WONG C Y, TSUI C Y, CHENG R S, LETAIEF K B. A real-time sub-carrier allocation scheme for multiple access downlink OFDM transmission[C]//Proceedings of the Vehicular Technology Conference. Amsterdam, Netherlands: IEEE, 1999:1124 – 1128.
- [25] PIETRZYK S, JANSSEN G J M. Multiuser subcarrier allocation for QoS provision in the OFDMA systems[C]. Proceedings of the Vehicular Technology Conference. Vancouver, BC, Canada: IEEE, 2002:1077 – 1081.
- [26] LANDSTROM D, WILSON S K, BEEK J V D, OD-LING P, BORJESSON P O. Symbol time offset estimation in coherent OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(4): 545 – 549.
- [27] KAHN J M, BARRY J R. Wireless infrared communications[J]. Proceedings of the IEEE, 1997, 85(2): 265 – 298.
- [28] SCHULZE H. Frequency-domain simulation of the indoor wireless optical communication channel[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(6): 2551 – 2562.

[29] 张布战, 陈臣, 马晓婷. 子载波交织分配的 OFDMA 系统 [J]. 信息技术, 2005(06):21 – 23.

ZHANG Bu-zhan, Chen Chen, Ma Xiao-ting. Subcarriers interleaved OFDMA uplink systems[J]. Information Technology, 2005(06): 21 – 23. (in Chinese)

作者简介



李世银 男, 1971年生, 四川犍为人. 现为中国矿业大学信息与控制工程学院教授、博士生导师. 主要方向为煤矿信息化和移动目标定位.

E-mail:lishiyin@cumt.edu.cn



鲁姗妹 女, 1995年生, 江苏徐州人. 现为中国矿业大学信息与控制工程学院研究生. 主要方向为无线通信和可见光通信.

E-mail:lushanmei@cumt.edu.cn



马帅(通信作者) 男, 1986年生, 山东日照人. 现为中国矿业大学信息与控制工程学院副教授. 主要方向为无线通信和可见光通信.

E-mail:mashuai001@cumt.edu.cn



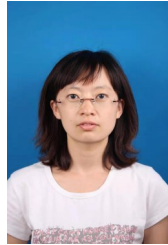
张凡 女, 1996年生, 山东日照人. 现为中国矿业大学信息与控制工程学院研究生. 主要方向为无线通信和可见光通信.

E-mail:zhangfan@cumt.edu.cn



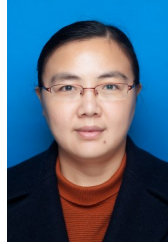
徐子涵 女, 1996年生, 山东济南人. 现为展讯通信(上海)有限公司通信算法技术资源部人员. 主要方向为无线通信和可见光通信.

E-mail:xuzihan@cumt.edu.cn



王洪梅 女, 1983年生, 山东诸城人. 现为中国矿业大学信息与控制工程学院副教授. 主要方向为无线通信.

E-mail:whm99@cumt.edu.cn



李宗艳 女, 1982年生, 山东临沂人. 现为中国矿业大学信息与控制工程学院讲师. 主要方向为无线通信和光通信的编码调制技术.

E-mail:lizongyan@cumt.edu.cn



熊海良 男, 1981年生, 湖南双峰人. 现为山东大学信息科学与工程学院副教授. 主要方向为智能感知、智能决策和深度学习.

E-mail:hailiangxiong@gmail.com