



多径信道下 UFMC 系统的信道估计

余翔, 高燕妮, 段思睿
(重庆邮电大学, 重庆 400065)

摘要: 通用滤波多载波 (UFMC) 技术作为 5G 的一种候选波形, 能够抑制带外辐射、实现宽松同步并且很好地支持物联网中短的突发分组传输。但在 UFMC 传输中不加循环前缀 (CP), 多径衰落信道下会产生符号间干扰 (ISI) 以及子载波间干扰 (ICI), 在信道估计时会影响估计精度。首先分析了多径信道下 UFMC 系统接收端的干扰情况, 在采用反馈均衡抑制 ISI 后, 根据相邻载波间干扰相近的特性, 采用自消除算法抑制 ICI, 并且根据 UFMC 系统设计导频系数。最后仿真对比了不同多径时延下 UFMC 系统与 CP-OFDM 系统信道估计以及误码率性能, 通过仿真验证, 提出的导频设计方法应用到 UFMC 中能够很好地抑制干扰, 提高估计精度, 降低误码率。

关键词: 通用滤波多载波; 符号间干扰; 载波间干扰; 导频设计; 信道估计

中图分类号: TN919

文献标识码: A

doi:10.11959/j.issn.1000-0801.2018113

Channel estimation of UFMC system in multipath channel

YU Xiang, GAO Yanni, DUAN Sirui

Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

Abstract: As a candidate waveform of 5G, universal filter multi-carrier (UFMC) technology could inhibit out-of-band radiation, achieve loose synchronization and well support the short bursts of things in the transmission. However, in the UFMC transmission without cyclic prefix (CP), inter-symbol interference (ISI) and subcarrier interference (ICI) are generated in the multipath fading channel, which will affect the estimation accuracy in channel estimation. The interference of the UFMC system in multipath channel was firstly analyzed. After using the feedback equalization suppression ISI, the self-elimination algorithm was used to suppress the ICI according to the similarity between adjacent carriers, and the pilot coefficients were designed according to the UFMC system. Finally, the simulation results show that the proposed method applied to the UFMC can suppress the interference, improve the accuracy and reduce the bit error rate.

Key words: UFMC, inter-symbol interference, subcarrier interference, pilot design, channel estimation

收稿日期: 2017-10-16; 修回日期: 2018-02-07

基金项目: 国家科技重大专项基金资助项目 (No.2017ZX03001004-004)

Foundation Item: The National Science and Technology major Project(No.2017ZX03001004-004)

1 引言

面向 2020 年及未来, 数据流量的千倍增长, 千亿设备连接和多样化的业务需求都将对 5G 系统设计提出严峻挑战。与 4G 主要关注的移动宽带业务不同, 5G 的业务类型更加丰富^[1], 尤其是大量的物联网业务, 如低成本大连接的机器通信业务、低时延高可靠的 V2V (车对车) 业务等, 这些业务对基础波形提出了新的要求^[2,3], 而需要严格同步来实现载波间正交的 OFDM 系统难以满足新场景下的需求^[4]。

UFMC (universal filter multi-carrier, 通用滤波多载波) 作为一种新型多载波技术, 通过对子带滤波来抑制带外泄露, 从而降低时频偏干扰, 实现宽松同步, 满足低端设备低耗电的需求。与 FBMC (滤波器组多载波) 相比, UFMC 的滤波长度短一些, 对于低功耗的短突发分组传输效率高^[5], 如认知的 M2M (机器对机器) 通信、上行链路控制信令等^[6]。但是在 UFMC 中为了提高频谱效率, 没有加入 CP, 需要考虑多径信道带来的 ISI (符号间干扰) 和 ICI (子载波间干扰) 影响^[7,8]。特别在 5G 的 M2M 通信中, 主要为短分组传输, 其对多径时延带来的 ISI 更加敏感, 在进行信道估计时, 这些干扰必然会影响估计的准确性, 需要采用相应干扰抑制方法或重新设计导频来减小干扰对估计的影响, 从而提高系统性能, 降低误码率。

在 CP-OFDM 系统中, 对于多径产生的 ISI, 只要 CP 长度大于信道响应长度, 接收端便可以通过去除 CP 来完全消除这部分干扰, 而当 CP 长度不足时, 系统进行信道估计时亦需要考虑 ISI 以及 ICI 的影响, 参考文献[9,10]中针对 CP 不足时的干扰, 采用对称的两部分作为训练序列对信道进行估计, 利用无干扰的第二部分进行信道估计, 然后通过后半段得到的估计值进行干扰消除, 最后利用无干扰的整个序列进行估计, 但是这种对称序列的方式对 UFMC 系统并不适用, 其实对称序

列的前半部分就相当于 CP 的作用, 可以将干扰限制在前半部分, 而经过子带滤波的 UFMC 系统加入 CP 的方式与 OFDM 不同, 采用这种方式不仅不会起到保护作用而且还会形成新的干扰^[11], 参考文献[12]中通过多步骤求解信道响应, 将其分解为路径数、路径系数以及各路径时延, 其中路径数和系数都是通过最小二乘法来求解, 求解过程中减去频域干扰项并进行多次迭代, 而求解路径时延则是将干扰部分假设服从近似高斯分布, 最后通过最大似然估计来选择合适的多次迭代路径时延向量, 但是这种方法复杂高, 而且估计结果也是建立在干扰服从近似高斯分布之上, 估计准确度不高。在无 CP 的 FBMC 系统亦会受到固有的 ICI 和 ISI 影响, 使得信道估计过程更复杂^[13,14]。为了消除 FBMC 中的固有干扰, 参考文献[15,16]将导频周围的符号全部设为 0, 用来消除大部分 ISI, 并且根据导频上下位置对导频处的干扰互为相反数, 将导频上下位置设置为相同的值, 固有干扰便可抵消。但是这种方法至少要发送 3 个符号的训练序列, 占用资源较多。参考文献[17]提出了辅助导频 (AP) 方案, 虽然占用导频资源最少, 但缺点是辅助导频的等效功率可能较大。关于 UFMC 信道估计的文献比较少, 大部分认为可以沿用 OFDM 的估计方法, 而忽略了多径信道下的干扰, 参考文献[18]中提出可以通过设计滤波器形状和长度将 ISI 以及 ICI 限制在可忽略的水平, 使用 CP-OFDM 系统常用的信道估计方法, 在 UFMC 系统中则可以非常方便地估计信道。但是这种方法在某种程度上提高了滤波器设计的复杂度, 而且在时延比较大时, 这种滤波产生的“软保护”效果并不能很好地抑制 ISI 和 ICI, 所以必须采用一些方法抑制这些干扰并且结合滤波器的“软保护”效果, 最后才能很好地解决 UFMC 系统信道估计的干扰问题, 而不仅仅只依赖滤波器。本文在参考文献[19]的基础上分析出频域 ICI 在相邻频点相近的特性, 重新设计导频, 新设计的



导频能够很好地对抗 ICI, 对于 ISI, 本文则根据频域干扰表达式采用反馈抑制前一符号的 ISI, 与参考文献[18]中使用的信道估计方法相比, 本文的信道估计方法准确度更高, 误码率也更低。

2 UPMC 系统干扰分析

首先简单介绍 UPMC 系统模型, 并在此基础上分析接收端经过多径信道以及加窗处理后的时域信号, 再经过补零以及 $2N$ -FFT 处理后分离得到有用信号, 符号间干扰以及载波间干扰 3 部分。本文中用大小写字母表示频域和时域响应, 黑体表示矩阵。

2.1 UPMC 系统模型

UPMC 系统模型如图 1 所示, 信号在进行传输时, 整个频带被划分成 B 个子带, 每个子带分配 N_B 个连续的子载波, 每一个子带对应 LTE 中的一个物理资源块。总的子载波数量为 N , 每一个子带 i 都进行 N 点的 IDFT 将信号从频域转换到时域, 所有的数据符号都被调制到分配的对应子带的子载波上, 在未分配的子载波上将进行补零从而进行 IDFT, 在经过 IDFT 后符号长度为 N 。然后输出信号 s_i 经过长度为 L_i 的滤波器 f_i 进行滤波, 因为 s_i 与 f_i 的线性卷积, 最后符号长度变为 $G=N+L_i-1$ 。

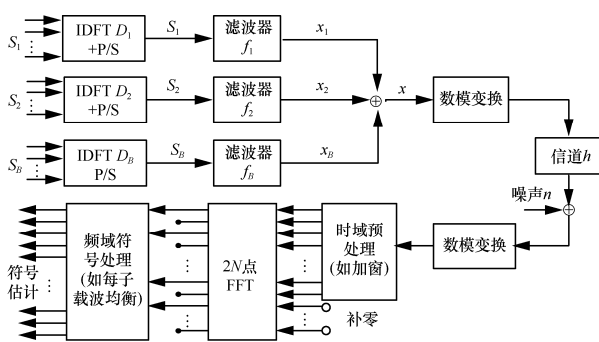


图 1 UPMC 系统模型

在每个子带经过滤波之后, 所有子带信号叠加进行传输, 输出信号 x 可以表示为:

$$x = \sum_{i=0}^{B-1} F_i D_i S_i \quad (1)$$

其中, S_i 为 N 个子载波上调制的频域数据, D_i 为 N 点 IDFT 矩阵 D 的第 (kN_B+1) 列到第 $((k+1)N_B)$ 列, 矩阵 D 中第 k 行第 n 列元素为 $d_{k,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j2\pi kn/N}$ 。 F_i 为托普利兹矩阵, 用来进行线性卷积, 第一列为 $\tilde{f}_i = [f_i(0), f_i(1), \dots, f_i(L_i-1), 0_{1 \times (N-L_i)}]^T$, 第一行为 $[f_i(0), 0_{1 \times (N-1)}]$ 。

2.2 多径信道对 UPMC 系统的影响

UPMC 系统在宽松同步方面表现出了很大的优势, 无论是时偏 (TO) 还是频偏 (CFO), 在参考文献[20,21]中都对此进行了证明, 但是其中的信道都是基于单纯的高斯白噪声信道或假设接收端已知信道响应, 但是无线通信通常会受到多径传播的影响。在 OFDM 中考虑多径效应通过加入 CP 可以消除 ISI, 所以在进行信道估计时比较方便也很简单。虽然也可以考虑在 UPMC 系统中加入 ZP, 但是另一方面这样也降低了频谱效率。为了提高频谱效率, 下面在传输中没有加入 ZP, 在分析多径信道下 UPMC 系统抗干扰的能力的同时, 并采用相应的方法尽可能抑制剩余干扰, 进一步提高 UPMC 系统的性能。经过多径信道, 接收端第 m 个符号信号如图 2 所示。

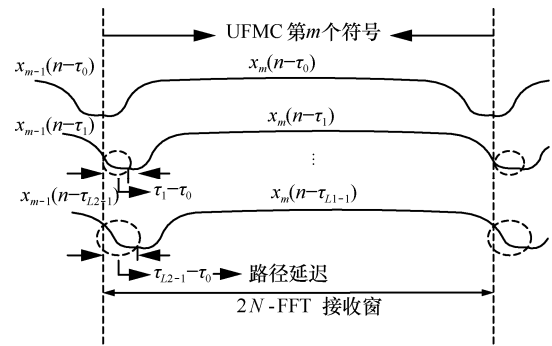


图 2 UPMC 符号经过多径信道

从图 2 中可以看出, 接收端信号为 L_2 条不同衰减系数信号的叠加, 相应的数学表达式为:

$$y_m(n) = \sum_{l=0}^{L_2-1} h_{l,m} x_m(n-\tau_l)_{2N} \mu_1(n) + \sum_{l=1}^{L_2-1} h_{l,m-1} x_{m-1}(n+G-\tau_l)_{2N} \mu_2(n) + \omega(n) \quad (2)$$

由于在 UFMC 系统中接收端会进行补零, 然后再进行 $2N$ 点 FFT 运算, 所以式 (2) 中 x_m 、 x_{m-1} 都为补零后的信号, 其中, $(n)_{2N}$ 代表 $n \bmod 2N$, $\omega(n)$ 代表信号传输的噪声, 函数 $\mu_1(n)$ 、 $\mu_2(n)$ 定义为:

$$\mu_1 = \begin{cases} 1, & \tau_l \leq n \leq G-1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}, \quad \mu_2 = \begin{cases} 1, & 0 \leq n \leq \tau_{l-1} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

对式 (3) 进行 $2N$ -FFT, 根据级数运算性质, 得到第 a 个子载波信号为:

$$Y(a) = S_m(a)F_m(a) \sum_{l=0}^{L_2-1} h_{l,m} e^{-j\pi a \tau_l / N} + \sum_{l=0}^{L_2-1} h_{l,m} \sum_{k=0, k \neq a}^{2N-1} \frac{S_{m-1}(k)F_{m-1}(k)}{2N} e^{-j\pi k \tau_l / N} b_1(a-k)_{2N} + \sum_{l=1}^{L_2-1} h_{l,m-1} \left(\frac{S_{m-1}(a)F_{m-1}(a)}{2N} e^{-j\pi a (\tau_l - G) / N} \tau_l + \sum_{k=0, k \neq a}^{2N-1} \frac{S_{m-1}(k)F_{m-1}(k)}{2N} e^{-j\pi k (\tau_l - G) / N} b_2(a-k)_{2N} \right) + \omega'(a) \quad (4)$$

$$\text{其中, } b_1(k) = \frac{e^{-j\pi k \tau_l / N} (1 - e^{-j\pi k (G - \tau_l) / N})}{1 - e^{-j\pi k / N}},$$

$b_2(k) = \frac{1 - e^{-j\pi k \tau_l / N}}{1 - e^{-j\pi k / N}}$, 分别对应 μ_1 、 μ_2 的傅里叶变换, $S_m(a)$ 、 $F_m(a)$ 为发送信号以及滤波器频域响应。式 (4) 中第二项为相应的载波间干扰, 第三、四项为系统所受的符号间干扰, 对此将式 (4) 简化为:

$$Y(a) = F(a)H(a)S(a) + I_{ICI}(a) + I_{ISI}(a) + W(a) \quad (5)$$

其中:

$$I_{ICI}(a) = \sum_{l=0}^{L_2-1} h_{l,m} \sum_{k=0, k \neq a}^{2N-1} \frac{S_m(k)F_m(k)}{2N} e^{-j\pi k \tau_l / N} b_1(a-k)_{2N} \quad (6)$$

$$I_{ISI}(a) = \sum_{l=1}^{L_2-1} h_{l,m-1} \left(\frac{S_{m-1}(a)F_{m-1}(a)}{2N} e^{-j\pi a (\tau_l - G) / N} \tau_l + \sum_{k=0, k \neq a}^{2N-1} \frac{S_{m-1}(k)F_{m-1}(k)}{2N} e^{-j\pi k (\tau_l - G) / N} b_2(a-k)_{2N} \right) \quad (7)$$

那么可以得到信道估计表达式为:

$$H(a) = \frac{Y(a)}{F(a)S(a)} - \left(\frac{I_{ICI}(a) + I_{ISI}(a) + W(a)}{F(a)S(a)} \right) \quad (8)$$

其中, $H(a)$ 、 $F(a)$ 、 $W(a)$ 分别为时域信号对应的 $2N$ 点 DFT, $I_{ICI}(a)$ 为其他子载波对载波 a 点的干扰, $I_{ISI}(a)$ 为前一符号对载波 a 的干扰, 以上是对 UFMC 信道估计所受干扰的理论分析, 后面也从仿真的角度分析了多径信道中干扰造成的误码率, 在时延比较大时, UFMC 系统中干扰的影响是不可忽略的。

3 导频辅助的信道估计

第 2 节分析了信号经过多径信道产生的干扰情况, 采用插入导频的方式对信道进行估计, 在已知导频信息的情况下估计信道频域响应 $H(a)$, 从式 (5) 中可以看到要尽可能准确地估计出 $H(a)$, 就必须先消除 $I_{ICI}(a)$ 以及 $I_{ISI}(a)$ 这两部分或尽可能抑制干扰, 下面将介绍这两部分干扰的抑制方法。

3.1 ISI 抑制

对于多径带来的符号间干扰, 在 CP 不足的 OFDM 系统中通常采用反馈均衡进行抑制, 本文也通过这种方法抑制 UFMC 系统中的 ISI 项, 根据式 (7) 可以看到, 这部分干扰主要与前一符号频域信号以及其所经信道的时域响应有关, 只需将前一符号解调后的频域信号以及经过 IFFT 变换的信道时域响应反馈到当前符号, 便能通过干扰式消除 ISI 项, 具体过程如图 3 所示。

在图 3 中接收端对补零后的时域信号首先进行 $2N$ 点 FFT 运算, 然后对偶载波的频域信号进行 ISI

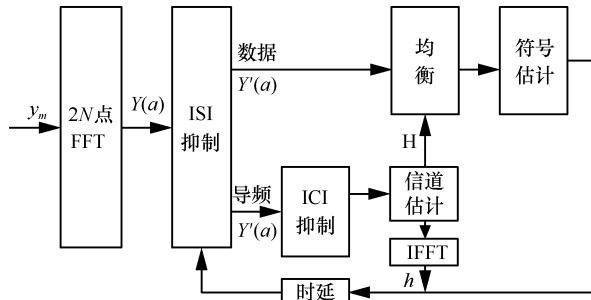


图3 UPMC接收机框架

抑制，这里不仅是导频信号，对于数据部分也可以通过频域反馈消除部分来自前一符号的干扰，经过 ISI 抑制后可以得到：

$$\begin{aligned} Y'(a) &= Y(a) - I_{\text{ISI}}(a) \\ &= F(a)H(a)S(a) + I_{\text{ICI}}(a) + W(a) \end{aligned} \quad (9)$$

本节简单介绍了常用的 ISI 反馈抑制方法，下面将具体介绍 ICI 抑制方法，也是本文的主要创新之处。

3.2 ICI 抑制

在进行 ISI 干扰抑制后，还必须考虑多径信道中由于非正交导致的载波间干扰，这部分干扰是由当前符号中载波间干扰带来的影响，在参考文献[12]中对于这部分干扰仍然根据式(7)中的 ICI 项进行多次迭代进行干扰消除，但是考虑到这样会存在错误重传的问题，干扰抑制效果不是很好，会影响估计精度。所以本文考虑从导频设计的角度来抑制 ICI 干扰，参考 OFDM 系统对于 ICI 的干扰的处理，参考文献[22,23]中都利用干扰自消除进行 ICI 抑制，当载波间所受干扰相近时，可以将两部分进行相减，相减后的干扰比原来的干扰小很多，基本可以忽略不计。将这种自消除算法用于信道估计中时，可以通过将相邻两个导频设计为相反数，在接收端相邻导频相减可以抑制两个载波处各自所受的干扰，并且保留导频信息进行信道估计。但是应用这种方法是建立在相邻导频所受干扰相近的情况下，在 UPMC 系统中这种 ICI 是否具有这种特性还需要对其进行验证。

图4为 UPMC 系统每个子载波所受的来自其他载波的干扰以及对相邻载波进行相减后的干扰情况。从图4中可以看到在未相减之前，UPMC 系统各载波所受的 ICI 比较大，如果不经任何处理会影响进行信道估计的导频信号，在经过相邻载波干扰相减的处理后，可以从图4中看到，相比自消除前，自消除后干扰有很大的下降，基本可以忽略不计，说明采用自消除算法来抑制 ICI 是合适的，后面仿真也验证了这种方法确实能够减小干扰，提高估计准确度，下面将详细介绍利用导频进行信道估计的过程。

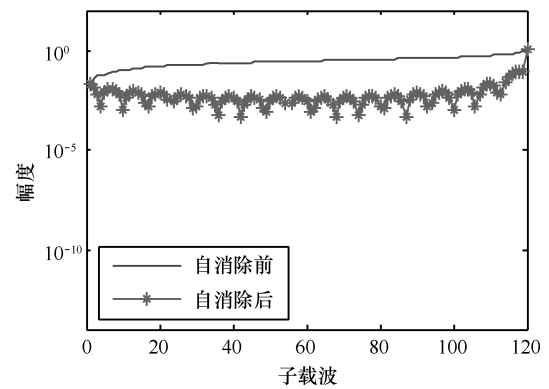


图4 自消除前后载波间干扰

由于常值导频峰功率均比较高，因此本文选用随机导频，并且采用能够很好地应对频率选择性衰落信道的块状导频图案，假设在 UPMC 系统进行信道估计发送的导频序列为：

$$(P(a)), a = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (10)$$

则经过 ICI 自消除调制后的序列为：

$$\left(P'_1(2a) = P(a), P'_1(2a+1) = -P(a) \right), 0 \leq a \leq \frac{N}{2} - 1 \quad (11)$$

经过前面提出的 ISI 抑制后接收端频域信号序列可以近似表示为：

$$Y'_1(a) = F(a)H(a)P(a) + I_{\text{ICI}}(a) + W(a) \quad (12)$$

假设当前载波 a 为奇数子载波（对于偶载波道理相同）采用 ICI 自消除抑制干扰，即接收端

相邻导频位置相减后有:

$$\begin{aligned} Y_1''(a) &= Y_1'(a) - Y_1'(a+1) \\ &= F(a)H(a)P(a) - F(a+1)H(a+1)P(a+1) + \\ &\quad I_{ICI}(a) - I_{ICI}(a+1) + W(a) - W(a+1) \end{aligned} \quad (13)$$

由于奇偶载波导频互为相反数, 即 $P(a+1) = -P(a)$ 且 $I_{ICI}(a) - I_{ICI}(a+1)$ 值很小可以忽略不计, 可以得到:

$$Y_1''(a) = (F(a)H(a) + F(a+1)H(a+1))P(a) + W(a) \quad (14)$$

采用 LS 进行对 H 进行求解可以得到:

$$\frac{Y_1''(a)}{P(a)} = (F(a)H(a) + F(a+1)H(a+1)) + \frac{W(a)}{P(a)} \quad (15)$$

从式 (15) 中可以看出, 由于 UPMC 系统中加入滤波器, 直接除以导频信号并不能直接得到 H 的值, 而是加入滤波器响应系数的频域信道响应, 所以必须采用相应的方法来消除滤波器系数对 H 值估计的影响, 对此本文重新设计导频为:

$$\begin{aligned} (P_1'(2a) &= P(a), P_1'(2a+1) \\ &= -\frac{F(2a)}{F(2a+1)} P(i)), 0 \leq a \leq \frac{N}{2} - 1 \end{aligned} \quad (16)$$

根据新设计的导频进行 ICI 自消除可以得到:

$$\begin{aligned} Y_1''(a) &= Y_1'(a) - Y_1'(a+1) \\ &= F(a)H(a)P(a) - F(a+1)H(a+1) - \\ &\quad \frac{F(a)P(a)}{F(a+1)} + W(a) \\ &= (H(a) + H(a+1))F(a)P(a) + W(a) \end{aligned} \quad (17)$$

采用 LS (最小二乘法) 进行对 H 进行求解可以得到:

$$\frac{Y_1''(a)}{F(a)P(a)} = (H(a) + H(a+1)) + \frac{W(a)}{F(a)P(a)} \quad (18)$$

根据式 (18) 得到的 $H(a) + H(a+1)$, 由于相

邻频点信道响应变化不大, 所取 $\hat{H}_{LS}(a) =$

$$\hat{H}_{LS}(a+1) = \frac{H(a) + H(a+1)}{2}.$$

在基于 LS 得到信道估计后, 进一步可以得到基于 MMSE (最小均方误差) 进行信道估计的结果为:

$$\hat{H}_{MMSE} = R_{HH_{LS}} \left(R_{HH} + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_p^2} \right)^{-1} \hat{H}_{LS} \quad (19)$$

其中, $R_{HH_{LS}}$ 为真实信道向量和采用 LS 估计的信道向量之间的互相关函数, R_{HH} 为信道 H 的自相关矩阵, σ_n^2 为导频子信道噪声方差, σ_p^2 为导频信号方差。

4 仿真结果分析

本节将利用 MATLAB 对 UPMC 系统信道估计进行仿真, 主要分析在不同信道下 UPMC 系统与 OFDM 系统信道估计的 MSE (均方误差), 并且将本文的估计方法与传统估计方法的 MSE 以及 BER (误码率) 进行对比, 验证本文方法的有效性。

本文仿真参数设置见表 1。

表 1 仿真基本参数

仿真项目	参数
FFT 点数 N	512
实际占用子载波数	120
子载波数/子带	12
子带数	10
OFDM 中 CP 长度	20
均衡方式	频域单抽头
调制方式	QPSK
滤波器	切比雪夫
旁瓣衰减/dB	40
滤波器长度	21

图 5 给出了 4 种不同信道环境: 无多径的高斯信道, 最大多径时延分别为 CP/2、CP 以及超过 CP 长度 ($L=30$) 的瑞利衰落信道。在高斯信道中两个系统误码率几乎相同, 当多径时延增加到 CP/2 时, OFDM 系统误码率比 UPMC 系统稍微低



一些,而时延增加为 CP 长度时可以看到 UPMC 误码率明显高于 OFDM 系统。其主要原因为多径长度在 CP 之内时 OFDM 系统可以通过去除 CP 消除 ISI,而无 CP 的 UPMC 系统只能通过滤波方式引起的 UPMC 符号的斜升和斜坡下降对信道时延扩展起到“软保护”的作用,但是时延较大时这种“软保护”并不能完全消除 ISI,不能达到 OFDM 中 CP 的效果,所以当多径时延等于 CP 时,UPMC 系统的误码性能不及 OFDM 系统。但是当多径时延大于 CP 时,UPMC 系统与 OFDM 系统误码率相差不大,这主要由于 OFDM 系统 UPMC 系统中滤波器可以一定程度上抑制 ISI 以及 ICI。

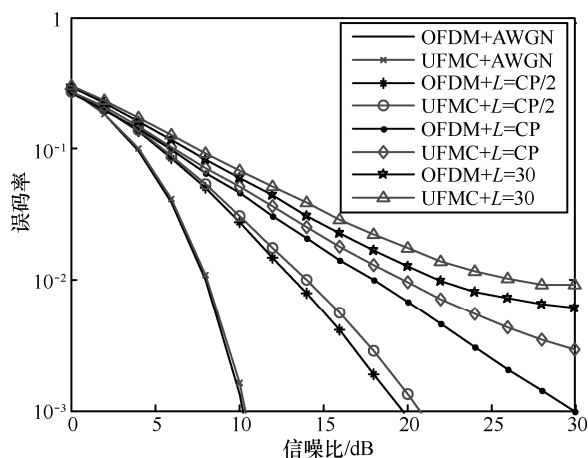


图 5 不同信道环境下 UPMC 与 OFDM 系统误码率

图 6 为最大多径时延 $L=CP$ 以及 $L>CP(L=30)$ 时,OFDM 与 UPMC 系统信道估计的均方误差,其中 OFDM 系统采用传统的 MMSE 算法进行信道估计,UPMC 系统分为传统的基于 MMSE 的信道估计以及进行 ISI 抑制后采用自消除算法后的信道估计,可以看到由于 OFDM 中 CP 对干扰的抑制作用,其信道估计性能比 UPMC 系统更好,但这是通过牺牲频谱效率换取的。而在 UPMC 系统中采用自消除算法后比传统基于 MMSE 信道估计的性能得到了提升,并且很好地缩小了与 OFDM 估计的差距,而在 UPMC 系统自消除算法方面,

通过将原始导频与更新系数后的导频进行对比后,可以发现新设计的导频估计性能更好,证明本文设计的导频是有效的。

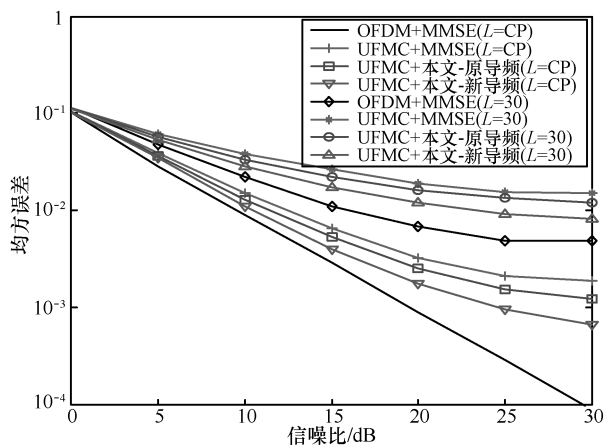


图 6 采用自消除算法后信道估计的均方误差

图 7 为两种不同最大多径时延下 ($L=CP$ 、 $L>CP$),使用本文得到的信道估计值进行频域均衡后的误码率与传统方法 (MMSE) 进行的对比,可以看出本文使用的方法能够在一定程度上降低误码率,结果与 CP-OFDM 相比相差不大,而且提高了频谱效率。

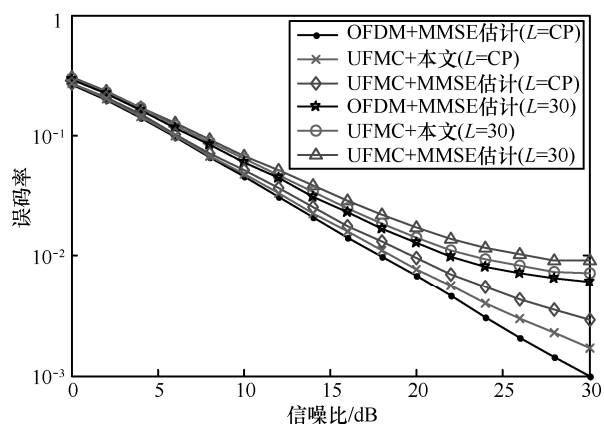


图 7 不同信道下进行单抽头均衡后系统误码率

5 结束语

本文主要分析了多径信道下 UPMC 系统存在的符号间干扰以及载波间干扰问题,并考虑在信道估计中这两部分干扰会影响估计精度,采用反

馈抑制法减小部分 ISI 的影响,根据相邻频点干扰相近的特点,采用自消除算法设计导频序列,并结合 UFMC 系统重新确定导频系数,最后通过仿真验证,本文提出的方法能够一定程度上提高估计精度,降低误码率,但本文并没有考虑频偏带来的影响,下一步将考虑存在频偏时的联合信道估计方法。

参考文献:

- [1] 董振江, 董昊, 韦薇, 等. 5G 环境下的新业务应用及发展趋势[J]. 电信科学, 2016, 32(6): 58-64.
DONG Z J, DONG H, WEI W, et al. New services and development trend in 5G environment[J]. Telecommunications Science, 2016, 32(6): 58-64.
- [2] 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): 48-53.
NI S J, ZHAO J H. Key technologies in physical layer of 5g wireless communications network[J]. Telecommunications Science, 2015, 31(12): 48-53.
- [3] 谢显中. 第 5 代移动通信基本要求与新型多址复用技术[J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版), 2015, 27(4): 434-440.
XIE X Z. Key requirements and multi-access multiplexing techniques for 5G[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications(Natural Science Edition), 2015, 27(4): 434-440.
- [4] FARHANG-BOROUJENY B. OFDM versus filter bank multicarrier[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2011, 28(3): 92-112.
- [5] KIBRIA M G, VILLARDI G P, ISHIZU K, et al. Throughput enhancement of multicarrier cognitive M2M networks: universal-filtered OFDM systems[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2016, 3(5): 830-838.
- [6] HELWA S S, IBRAHIM M, ELRAMLY S. Universal filtered multi-carrier performance analysis with multipath fading channels[C]// International Conference on Next Generation Mobile Applications, Security and Technologies, Aug 24-26, 2016, Cardiff, UK. Piscataway: IEEE Press, 2016: 35-40.
- [7] WANG S, THOMPSON J S, GRANT P M. Closed-form expressions for ICI/ISI in filtered OFDM systems for asynchronous 5G uplink[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, PP(99): 1.
- [8] AMO C P D. Iterative joint estimation procedure for channel and frequency offset in multi-antenna OFDM systems with an insufficient cyclic prefix[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(8): 3653-3662.
- [9] 邱昕, 张浩, 元中瑞, 等. CP 不足情况下 OFDM 系统信道估计与均衡[J]. 电子科技大学报, 2009, 38(2): 198-201.
- QIU X, ZHANG H, QI Z R, et al. On channel estimation and equalization of OFDM systems with insufficient cyclic prefix[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2009, 38(2): 198-201.
- [10] ZHANG L, XIAO P, QUDDUS A. Cyclic prefix-based universal filtered multicarrier system and performance analysis[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2016, 23(9): 1197-1201.
- [11] PHAM T, LE-NGOC T, WOODWARD G K, et al. Channel estimation and data detection for insufficient cyclic prefix MIMO-OFDM[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(6): 4756-4768.
- [12] 李俊, 田苑, 邱玉, 等. 面向 5G 应用的 OQAM-OFDM 调制: 原理、技术和挑战[J]. 电信科学, 2016, 32(6):15-19.
LI J, TIAN Y, QIU Y, et al. Principles, technologies and challenges of OQAM-OFDM for 5G applications[J]. Telecommunications Science, 2016, 32(6):15-19.
- [13] KOFIDIS E. Channel estimation in filter bank-based multicarrier systems: challenges and solutions[C]// International Symposium on Communications, Control and Signal Processing, May 21-23, 2014, Athens, Greece. Piscataway: IEEE Press, 2014: 453-456.
- [14] HU S, WU G, LI T, et al. Preamble design with ICI cancellation for channel estimation in OFDM/OQAM system[J]. IEICE Transactions on Communications, 2010, E93-B(1): 211-214.
- [15] KANG S, CHANG K. A novel channel estimation scheme for OFDM/OQAM-IOTA system[J]. ETRI Journal, 2007, 29(4): 430-436.
- [16] CUI W, QU D, JIANG T, et al. Coded auxiliary pilots for channel estimation in FBMC-OQAM systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(5): 2936-2946.
- [17] WANG X, WILD T, SCHAICH F, et al. Pilot-aided channel estimation for universal filtered multi-carrier[C]// Vehicular Technology Conference, Sep 6-9, 2015, Boston, USA. Piscataway: IEEE Press, 2016:1-5.
- [18] WANG X, WILD T, SCHAICH F, et al. Universal filtered multi-carrier with leakage-based filter optimization[C]// European Wireless Conference 2014, May 14-16, 2014, Barcelona, Spain. [S.l.:s.n.], 2014: 1-5.
- [19] WANG X, WILD T, SCHAICH F. Filter optimization for carrier-frequency and timing-offset in universal filtered multi-carrier systems[C]// Vehicular Technology Conference, May 11-14, 2015, Glasgow, United Kingdom. Piscataway: IEEE Press, 2015: 1-6.
- [20] WEN M, LI Y, CHENG X, et al. Index modulated OFDM with ICI self-cancellation in underwater acoustic communications[C]// Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Nov 3-6, 2014, Pacific Grove, CA, USA. Piscataway: IEEE Press, 2014: 338-342.
- [21] 秦文彭, 启琮. 利用 ICI 自消除改善 OFDM 系统时变信道估计



与均衡的性能[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(9): 2189-2192.
QIN W P, QI Z. Performance improvement of time-varying OFDM channel estimation and equalization using ICI self-cancellation[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(9): 2189-2192.

[作者简介]



余翔（1969-），男，重庆邮电大学学院教授，主要研究方向为通信网及交换技术、计算机网络及信息安全和下一代网络技术。



高燕妮（1993-），女，重庆邮电大学硕士生，主要研究方向为无线通信技术。



段思睿（1986-），男，重庆邮电大学副教授，主要研究方向为无线通信中的信号处理和下一代无线通信系统的多载波传输。