

一种 FBMC 系统干扰分类预处理方案^①

赵清华^② 马天鸣^③ 王 星

(上海工程技术大学电子电气工程学院 上海 201620)

摘 要 为解决滤波器组多载波(FBMC)信道估计中导频符号所含虚部干扰的影响,提出了一种发送端导频周围符号的预处理方案。该方案利用干扰系数矩阵通过预消除导频邻域低功率符号的影响,来改善 FBMC 系统接收端信道估计的复杂度,将导频符号的干扰问题转换为对极少数几个高干扰系数的符号处理,并结合具体方案给出该预处理方案的适用情形,使得一些包括辅助导频法(AP)、编码法(Cod)在内的只可在原理上实现的方案可以直接在实际上得到应用。理论分析和仿真结果表明,当使用该方案后,传统基于离散导频估计 FBMC 信道所面临的问题都能得到有效解决,并且相对于其他改进方案,该方案进一步实现了频谱效率的优化。

关键词 滤波器组多载波(FBMC);信道估计;预处理;辅助导频(AP);编码

0 引言

基于偏移正交幅度调制(offset quadrature amplitude modulation, OQAM)的滤波器组多载波(filter bank multicarrier, FBMC)^[1]是一种非正交的多载波传输技术,该技术利用时频聚焦特性优良的原型滤波器^[2-3]代替正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)中的矩形窗函数来降低带外发射功率,而且能在不需要任何循环前缀的前提下对多径衰落信道有很好的鲁棒性,因此 FBMC 被认为是新一代移动通信中能够取代正交频分复用的一种优秀候选方案^[4-5]。

然而,与 OFDM 不同,FBMC 的优良特性是以牺牲复数正交性为前提的,FBMC 只满足实数域的正交,这使得接收端的数据会包含系统本身产生的干扰影响,因此传统的信道估计方案也不能直接应用在 FBMC 上^[6]。针对这个问题,目前主要的解决方案分为干扰利用和干扰消除两种。

干扰利用法基于伪导频思想^[7],通过对 FBMC 系统干扰分布的特性分析,导频与导频直接相邻的位置采用三列块状导频的方案来进行信道估计,除中间一列为有效导频位,其他两列置零。文献[8]通过在中间导频序列位置加入虚数来提高伪导频功率,进而得到更精确的信道估计值。文献[9,10]在文献[8]的基础上进一步提高了伪导频功率。文献[11,12]通过三列导频项全部填入已知的虚实项来提高中间一列的伪导频功率,该方案虽然大幅增加了伪导频功率,提高了信道估计的精确值,但引入的虚部数据会对未知数据造成新的干扰,在一定程度上增大了系统误码率。文献[13,14]作了进一步优化,使得系统误码率进一步降低。文献[15]通过子块划分进行整体优化来提升伪导频功率,但干扰利用的方案都是基于三列导频,一方面,在实际运用时很难对其他非直接相邻位造成的未知干扰作进一步处理,另一方面,块状导频的使用极大地浪费了频谱资源。

文献[16]根据 FBMC 干扰特性提出了基于辅

① 国家自然科学基金(61601296, 61701295, 61801286)和上海工程技术大学研究生科研创新项目(19KY0215)资助。

② 男,1994年生,硕士生;研究方向:5G通信 FBMC信道估计;E-mail: zhao872907097@163.com。

③ 通信作者,E-mail: tmma@sues.edu.cn。

(收稿日期:2020-12-11)

助项消除直接邻位干扰的方案,该方案计算复杂度低,并且导频以离散的方式排列,极大地节省了频谱资源,但这种方法存在辅助项功率过高的问题。文献[17,18]利用 FBMC 系统原型滤波器的干扰对称性提出了两种基于干扰消除的块状导频序列方案,这两种方案通过对已知导频序列的合理排列达到了干扰对称消除的目的,在实际应用中可以实现消除直接邻域干扰的效果。但是该类方案的问题在于块状干扰消除导频的使用既无法像干扰利用方案那样可以进一步提高信道估计性能,达到降低系统误码率的效果,也无法做到类似离散导频方案的高效频谱资源利用以及实现系统干扰的完全消除。文献[19]重新回到离散导频的消除干扰方案,给出了辅助导频法(auxiliary pilot, AP)的明确定义并指出了辅助导频法的不足之处,接着提出了一种基于编码法(coding method, Cod)的干扰消除方案。虽然方案在理论上也能达到干扰的完全消除,但这是以增加系统复杂度为代价的,因此在实际应用中也无法做到干扰的彻底消除。文献[20,21]利用迭代法消除的方式进一步优化系统性能,但实际操作时对于迭代值的存取空间处理及本身由于迭代产生的附加时延无法忽略。文献[22]讨论了双选信道下的离散导频方案性能。文献[23]提出的双辅助导频法(double auxiliary pilot, DAP)在传统辅助导频法的基础上通过增加辅助项位数来获得系统性能的改善。文献[24]通过结合编码法和辅助导频法,利用二者在优缺点上的互补特性提出了编码辅助导频法(coding auxiliary pilot, CAP)获得进一步的优化效果。文献[25]提出了一种编码法的简化方案,降低了编码的复杂度,但该方案是以使用辅助导频消除多余干扰为基础的,因此本质上也属于 CAP 方案。相对于改进之前的方案,上述改进算法都会增加额外的消耗。

本文提出了一种对发送端导频周围符号进行预处理的方案,将 FBMC 中心导频所受周围未知干扰的问题转换为对极少数几个大影响因子数据的处理,从而降低接收端信道估计中对未知干扰处理时的复杂度。经过该预处理方案之后的符号在采用辅助导频方案时可以使得辅助导频功率在不损耗额外

频谱资源的前提下获得与平均符号功率一致的结果,在采用编码方案时能够使得算法计算复杂度只与处理后的几个大影响因子符号有关,大幅降低了算法的计算复杂度。

本文各部分内容安排如下:第1节介绍了 FBMC 系统模型。第2节给出了 FBMC 系统2种传统的离散导频估计方案原理,并且分别指出了它们在实际应用中存在的问题。第3节提出了一种干扰分类预处理方案,并对两种传统导频估计方案在采用该预处理方案之后的改善情况进行了理论分析。第4节对所提方案进行了仿真分析。第5节对全文进行了总结。

1 FBMC 系统模型

假设 FBMC 系统的载波数目为 N ,符号数为 M ,它的基带等效发送信号可以表示为^[18]

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{N-1} a_{m,n} \underbrace{g(t - n\tau_0) e^{j\varphi_{m,n} t} e^{j2\pi m v_0 t}}_{g_{m,n}(t)} \quad (1)$$

其中, $a_{m,n}$ 是位于时频网格点 (m, n) 处的数据, $g_{m,n}(t)$ 为时频网格点 (m, n) 处的基函数, $g(t)$ 是原型滤波器, v_0 为子载波之间的间隔, τ_0 是 FBMC 符号之间的时间间隔, $\varphi_{m,n}$ 是相位因子。不考虑通道影响,理论上位于 (m_0, n_0) 处 FBMC 接收信号的表达式为^[12]

$$\begin{aligned} \hat{a}_{m_0, n_0} &= \langle s(t), g_{m_0, n_0} \rangle_R \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{N-1} a_{m,n} \langle g_{m,n}, g_{m_0, n_0} \rangle_R = a_{m_0, n_0} \end{aligned} \quad (2)$$

其中, $p = m - m_0$, $q = n - n_0$, $\langle g_{m,n}, g_{m_0, n_0} \rangle$ 代表 $g_{m,n}$ 与 g_{m_0, n_0} 之间的时域内积操作,可以表示为^[18]

$$\begin{aligned} \langle g_{m,n}, g_{m_0, n_0} \rangle_R &= R \int g_{m,n}(t), g_{m_0, n_0}^*(t) dt \\ &= R \int j^{p+q+p(q+2n_0)} A_g(-q\tau_0, -pv_0) \\ &= \delta_{m,m_0} \delta_{n,n_0} \end{aligned} \quad (3)$$

$$A_x(\tau, v) = \int_{-\infty}^{+\infty} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi vt} dt \quad (4)$$

式(4)为 $x(t)$ 的自模糊函数,通常用来描述函数 $x(t)$ 在时频偏移后与自身的相关性^[26]。

2 基于导频的信道估计方案

2.1 传统方案

将信道信息加入到式(2)并采用最小二乘法可以得出系统接收端位于时频点 (m_0, n_0) 处的信道估计值:

$$\hat{H}_{m_0, n_0} = \frac{Y_{m_0, n_0}}{a_{m_0, n_0}} = \frac{\langle h(t) \otimes s(t), g_{m_0, n_0} \rangle_R}{a_{m_0, n_0}} = \frac{H_{m_0, n_0} a_{m_0, n_0}}{a_{m_0, n_0}} + \underbrace{\sum_{\substack{(p,q) \in Z \\ (p,q) \neq (0,0)}} \frac{a_{m_0+p, n_0+q}}{a_{m_0, n_0}} j^{p+q+p(q+2n_0)} A_g(-q\tau_0, -pv_0) H_{m_0+p, n_0+q}}_{I_{m_0, n_0}} + \frac{w_{m_0, n_0}}{a_{m_0, n_0}} = H_{m_0, n_0} + I_{m_0, n_0} + \frac{w_{m_0, n_0}}{a_{m_0, n_0}} \quad (5)$$

其中, $h(t)$ 是信道函数, H_{m_0, n_0} 是信道在 (m_0, n_0) 处的频率响应, w_{m_0, n_0} 是信道噪声, I_{m_0, n_0} 为 FBMC 多出来的干扰项。从式(5)可以看出, 若直接采用传统方法, 即使信道中没有噪声也不能准确地估计出信道的真实值。

2.2 AP 法和预编码方案

2.2.1 AP 法原理

若将 (m, n) 周围数据对中心位置的干扰系数用 $u_{m, n} = j^{p+q+p(q+2n_0)} A_g(-p\tau_0, -qv_0)$ 表示, 并且令 $\alpha_{n, m} = u_{n, m}$, 其中 $u_{n, m} = -u_{m, n}$, 则 a_{m_0, n_0} 在分析滤波器(analytic filter bank, AFB)输出端所对应的值可以写为

$$\hat{a}_{m_0, n_0} = a_{m_0, n_0} + \underbrace{\sum_{\substack{(p,q) \in \Omega_{m,n} \\ (p,q) \neq (0,0)}} a_{m_0+p, n_0+q} u_{m_0+p, n_0+q}}_{I_{m_0, n_0}} = a_{m_0, n_0} + a_{m_0+1, n_0} u_{m_0+1, n_0} + \sum_{\substack{(p,q) \in \Omega_{m,n} \\ (p,q) \neq (0,0), (0,1)}} a_{m_0+p, n_0+q} u_{m_0+p, n_0+q} \quad (6)$$

其中, p, q 分别代表当前时频格点与中心数据 d_{m_0, n_0} 的距离, a_{m_0, n_0} 、 I_{m_0, n_0} 分别表示经分析滤波器组后, 位于 (m_0, n_0) 点的数据真实值和周围数据对中心导频数据的叠加干扰项, $\Omega_{m,n}$ 可以表示为

$$\Omega_{m,n} = \{ (x, y) \mid x \leq |m - m_0|, y \leq |n - n_0| \} \quad (7)$$

令 $I_{m_0, n_0} = 0$, 即可得到辅助导频位置的幅值表

达式为

$$d_{m_0+1, n_0} = - \frac{\sum_{\substack{(p,q) \in \Omega_{m,n} \\ (p,q) \neq (0,0), (0,1)}} a_{m_0+p, n_0+q} u_{m_0+p, n_0+q}}{u_{m_0+1, n_0}} \quad (8)$$

当增加一个辅助项位数时, 该方案就成了双辅助导频法(DAP), 此时每个导频对应的额外损耗是2个有效数据位。

2.2.2 编码法原理

编码法的主要原理是利用正交编码对导频周围所有未知干扰数据进行编码, 为了更清晰地解释, 这里只对导频的直接邻位进行编码, 编码数目为8。

采用类似扩频的方法将导频直接邻位数据的随机数据矩阵 $\mathbf{A}_n = [a_1, a_2, a_3, \dots, a_n]^T (n \in \mathbf{N}^+)$, 扩展到所有一阶邻域内生成新的数据 $\mathbf{D}_n = [d_1, d_2, d_3, \dots, d_n] (n \in \mathbf{N}^+)$, 每个符号下标编号分别对应一个时频点坐标。 a_k 和 d_m 分别为编码前后的数据, m 和 k 分别为编码前和编码后数据下标, 若 c_k 表示由 a_k 对扩展后的每个数据的影响系数, 那么 a_k ($k = 1, 2, \dots, 8$) 对应 \mathbf{D}_k 一组扩展码表示为 $\mathbf{c}_k = [c_{1,k}, c_{2,k}, c_{3,k}, \dots, c_{8,k}]^T$, 同理可以得到扩展后的数据 d_m ($m = 1, 2, \dots, 8$) 对应 \mathbf{A}_m 的一组编码系数 $\hat{\mathbf{c}}_m = [c_{m,1}, c_{m,2}, c_{m,3}, \dots, c_{m,8}]^T$, 据此 a_k 和 d_m 分别可以表示为

$$a_k = \mathbf{D}_8 \mathbf{c}_k = c_{1,k} d_1 + c_{2,k} d_2 + \dots + c_{7,k} d_7 + c_{8,k} d_8 = \sum_{m=1}^8 c_{m,k} d_m \quad m, k \in [1, 8] \quad (9)$$

$$d_m = \mathbf{A}_8 \hat{\mathbf{c}}_m = c_{m,1} a_1 + c_{m,2} a_2 + \dots + c_{m,7} a_7 + c_{m,8} a_8 = \sum_{k=1}^8 c_{m,k} a_k \quad m, k \in [1, 8] \quad (10)$$

令 $\hat{\mathbf{C}}_m = [\hat{\mathbf{c}}_1, \hat{\mathbf{c}}_2, \hat{\mathbf{c}}_3, \dots, \hat{\mathbf{c}}_m]$, 可以得到关系式: $\mathbf{D}_m = \mathbf{A}_k \hat{\mathbf{C}}_m$ 。设 $\hat{\mathbf{C}}_m$ 为标准正交矩阵, 则有 $\|\mathbf{D}_m\| = \mathbf{D}_m \mathbf{D}_m^T = \mathbf{A}_k \hat{\mathbf{C}}_m \hat{\mathbf{C}}_m^T \mathbf{A}_k^T = \|\mathbf{A}_k\|$ 。结合式(9)、式(10), 令干扰系数矩阵 $\mathbf{U}_m = (u_1, u_2, \dots, u_m)$, 则有:

$$I = \sum_{m=1}^8 d_m u_m = \sum_{m=1}^8 \mathbf{A}_8 \hat{\mathbf{c}}_m u_m = \sum_{m=1}^8 u_m \sum_{k=1}^8 c_{m,k} a_k = \sum_{k=1}^8 a_k \sum_{m=1}^8 u_m c_{m,k} = \sum_{k=1}^8 (\mathbf{U}_m \mathbf{c}_k) a_k \quad (11)$$

上式表明只需 $\mathbf{U}_m \mathbf{c}_k = 0$, 无论 a_k 取何值都有 $I = 0$, 但是 $[c_1, c_2, \dots, c_8, \mathbf{U}_8]$ 是一个维度为 8×9 的

矩阵,必定线性相关,因此编码法也会额外损耗一个有效数据位。所以结合了 Cod 法和 AP 法的改进 CAP 方案也会额外损耗 2 个有效数据位。

3 FBMC 信道估计预处理方案

3.1 预处理方案原理及前提条件

通过辅助导频法原理可知,利用额外辅助项的自身干扰可以实现对导频的干扰消除,但即使 FBMC 最大的干扰系数项的干扰系数也比 1 小,这使得辅助项的功率不能全部用于消除辅助项。这一方面造成了功率额外损耗,另一方面也会对包括自身和其周围符号在内的功率提升,增大了系统的峰值平均功率比。本文将所需干扰消除功率直接加在导频上可以很好地解决以上问题。但产生的新问题是,新引入的消除项为虚数,这使得导频周围未知数据误码率提升。针对这个问题,本文对导频周围符号进行预处理。

设导频周围符号数据为 a_n ,其中 $n \in N$,结合式(8)可以得出 AP 位置用于干扰消除的叠加项为

$$I_0 = - \sum_{n \neq 0} a_n u_n \quad (12)$$

其中下标 0 代表中心导频符号编号。 I_0 对未知数据的干扰为 $I_k = I_0 \alpha_k$, $k \in N^+$,其中 $\alpha_k = -u_k$,设预处理后数据符号为 \tilde{a}_n ,经过干扰叠加后数据正好为所需数据 a_n ,于是有 $a_n = \tilde{a}_n + I_k$,将式(12)代入可得:

$$a_n = \tilde{a}_n - \alpha_k \sum_{n \neq 0} \tilde{a}_n u_n \quad (13)$$

将上式进一步展开:

$$\begin{aligned} a_1 &= \tilde{a}_1 - \alpha_1 \tilde{a}_1 u_1 - \alpha_1 \tilde{a}_2 u_2 - \cdots - \alpha_1 \tilde{a}_n u_n \\ a_2 &= -\alpha_2 \tilde{a}_1 u_1 + \tilde{a}_2 - \alpha_2 \tilde{a}_2 u_2 - \cdots - \alpha_2 \tilde{a}_n u_n \\ &\quad \cdots \\ a_n &= -\alpha_n \tilde{a}_1 u_1 - \alpha_n \tilde{a}_2 u_2 - \cdots + \tilde{a}_n - \alpha_n \tilde{a}_n u_n \end{aligned} \quad (14)$$

经过整理可以得到:

$$\begin{aligned} a_1 &= \tilde{a}_1 (1 - \alpha_1 u_1) - \tilde{a}_2 \alpha_1 u_2 - \cdots - \tilde{a}_n \alpha_1 u_n \\ a_2 &= -\tilde{a}_1 \alpha_2 u_1 + \tilde{a}_2 (1 - \alpha_2 u_2) - \cdots - \tilde{a}_n \alpha_2 u_n \\ &\quad \cdots \\ a_n &= -\tilde{a}_1 \alpha_n u_1 - \tilde{a}_2 \alpha_n u_2 - \cdots + \tilde{a}_n (1 - \alpha_n u_n) \end{aligned} \quad (15)$$

将式(15)矩阵化,令 $A_n = [a_1, a_2, a_3, \dots, a_n]^T, \tilde{A}_n = [\tilde{a}_1, \tilde{a}_2, \tilde{a}_3, \dots, \tilde{a}_n]^T$,系数矩阵:

$$\Theta_n = \begin{bmatrix} -\alpha_1 u_1, & -\alpha_1 u_2, & \cdots, & -\alpha_1 u_n \\ -\alpha_2 u_1, & -\alpha_2 u_2, & \cdots, & -\alpha_2 u_n \\ & & \cdots & \cdots \\ -\alpha_n u_1, & -\alpha_n u_2, & \cdots, & -\alpha_n u_n \end{bmatrix} \quad (16)$$

由 n 阶单位矩阵 E_n ,可以得出处理后的值:

$$\tilde{A}_n = A_n M_n^{-1} \quad (17)$$

$$M_n = [E_n - \Theta_n]^{-1} \quad (18)$$

由于 FBMC 良好的时频聚焦特性,本文所提预处理方案只会对一阶邻域造成有效干扰,因此式(14)矩阵维度为 8 即可满足误码率要求,并且求逆矩阵只和原型滤波器系数有关,因此矩阵只需计算一次即可。

由式(14) ~ (16)可以得出导频周围需要预处理的数据:

$$A_8 = \tilde{A}_8 M_8 + I_{9,N} \Rightarrow \tilde{A}_8 = (A_8 - I_{9,N}) M_8^{-1} \quad (19)$$

$$I_{k_1, k_2} = -[\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_8]^T \sum_{n=k_1}^{k_2} a_n u_n \quad (20)$$

其中, N 表示位置数据对中心导频有效干扰的最大数目, k_1 和 k_2 分别代表未被预处理数据的起始和结束的范围。由式(17)可知,处理后的数据值受右式逆矩阵的影响,而逆矩阵的值和干扰矩阵中大干扰系数有直接关系。因此,为保证逆矩阵元素值在可接受范围内,就必须去除其中的大干扰系数影响。当采用 PHYDYAS^[27-28] 原型滤波器时,从表 1 中矩阵系数可以直观反映出大干扰系数项的影响。

由表 2 可以看出,剔除大干扰系数的干扰系数矩阵几乎不会对处理后的符号产生影响。因此本文方法可以将 N 个位置干扰的处理转换为几个大干扰系数的简单处理。而剔除大干扰系数项也是本文方案的前提条件。下面进一步介绍本方案与其他方法结合的优势。

3.2 预处理方案与辅助导频法的结合

根据预处理方案前提条件,当采用 PHYDYAS 滤波器时,若导频中心点坐标为 (m_0, n_0) ,则大干扰项位于 $(m_0 + 1, n_0)$ 和 $(m_0 - 1, n_0)$ 处,对不包括 $(m_0 + 1, n_0)$ 和 $(m_0 - 1, n_0)$ 两点在内的其余 6 个直接邻位采用预处理,其中 $(m_0 + 1, n_0)$ 保留为辅助

表 1 PHYDYAS 滤波器下包含大系数项的 D 矩阵(左 8 列)及其逆矩阵(右 8 列)

0.6672	-0.1103	0.1258	-0.1103	0.3328	-0.1103	-0.1258	-0.1103	4.5753	1.1851	-1.3515	1.1851	-3.5753	1.1851	1.3515	1.1851
-0.1103	0.9634	0.0417	-0.0366	0.1103	-0.0366	-0.0417	-0.0366	1.1851	1.3928	-0.4480	0.3928	-1.1851	0.3928	0.4480	0.3928
0.1258	0.0417	0.9524	0.0417	-0.1258	0.0417	0.0476	0.0417	-1.3515	-0.4480	1.5109	-0.4480	1.3515	-0.4480	-0.5109	-0.4480
-0.1103	-0.0366	0.0417	0.9634	0.1103	-0.0366	-0.0417	-0.0366	1.1851	0.3928	-0.4480	1.3928	-1.1851	0.3928	0.4480	0.3928
0.3328	0.1103	-0.1258	0.1103	0.6672	0.1103	0.1258	0.1103	-3.5753	-1.1851	1.3515	-1.1851	4.5753	-1.1851	-1.3515	-1.1851
-0.1103	-0.0366	0.0417	-0.0366	0.1103	0.9634	-0.0417	-0.0366	1.1851	0.3928	-0.4480	0.3928	-1.1851	1.3928	0.4480	0.3928
-0.1258	-0.0417	0.0476	-0.0417	0.1258	-0.0417	0.9524	-0.0417	1.3515	0.4480	-0.5109	0.4480	-1.3515	0.4480	1.5109	0.4480
-0.1103	-0.0366	0.0417	-0.0366	0.1103	-0.0366	-0.0417	0.9634	1.1851	0.3928	-0.4480	0.3928	-1.1851	0.3928	0.4480	1.3928

表 2 PHYDYAS 滤波器下不包含大系数项的 D 矩阵(左 6 列)及其逆矩阵(右 6 列)

0.9634	0.0417	-0.0366	-0.0366	-0.0417	-0.0366	1.0482	-0.0550	0.0482	0.0482	0.0550	0.0482
0.0417	0.9524	0.0417	0.0417	0.0476	0.0417	-0.0550	1.0627	-0.0550	-0.0550	-0.0627	-0.0550
-0.0366	0.0417	0.9634	-0.0366	-0.0417	-0.0366	0.0482	-0.0550	1.0482	0.0482	0.0550	0.0482
-0.0366	0.0417	-0.0366	0.9634	-0.0417	-0.0366	0.0482	-0.0550	0.0482	1.0482	0.0550	0.0482
-0.0417	0.0476	-0.0417	-0.0417	0.9524	-0.0417	0.0550	-0.0627	0.0550	0.0550	1.0627	0.0550
-0.0366	0.0417	-0.0366	-0.0366	-0.0417	0.9634	0.0482	-0.0550	0.0482	0.0482	0.0550	1.0482

项。 $(m_0 + 1, n_0)$ 和 $(m_0 - 1, n_0)$ 在式(15)中分别对应编号 7 和 8。那么结合式(19)、(20)可以得出:

$$\mathbf{A}_6 = \tilde{\mathbf{A}}_6 \mathbf{M}_6 + \mathbf{I}_{9,N} \Rightarrow \tilde{\mathbf{A}}_6 = (\mathbf{A}_6 - \mathbf{I}_{9,N}) \mathbf{M}_6^{-1} \quad (21)$$

剩下干扰系数较大的两位可以简单地进行操作来消除干扰,根据 FBMC 滤波器对称性,直接令辅助项等于另一个位置数据即可,即令 $a_7 = a_8$,可以看出,此时的辅助位不存在任何功率问题。另外叠加在导频的虚部也会对这两位进行干扰,但是由于这两项的干扰是通过辅助导频法进行额外处理的,叠加项 I_0 和这两个数据的改变无关,因此直接预减去实值干扰即可,即 $a_7 = a_7 - \alpha_7 I_0$, $a_8 = a_7$ 。虽然 I_0 只和低功率符号干扰有关,并且 α_7 再次降低了干扰影响,但 a_7 与 a_8 幅值还是会受到 FBMC 原型滤波器系数的较大限制。比如当采用 Hermite 滤波器^[17]时,大系数干扰数目为 4 个,那么显然与辅助导频方案结合对于辅助项自身缺点的改善不明显。这里再给出另一种思路辅助导频符号取法,可以将这两位的处理看成是特殊的预编码。即令 $\tilde{a}_7 = \tilde{a}_8 = (1/2)^{1/2} a_7$,则在接收端有 $a_7 = 2^{1/2} \tilde{a}_7$,这样处理后可以直接消除添加在中心导频的虚部对 a_7 的影响。

3.3 预处理方案与预编码方案结合

本节以具有 4 位大干扰系数的 Hermite 原型滤波器为例,给出更为通用也更加稳定的干扰消除方案。首先结合式(19)、(20)给出 4 位直接相邻的非大干扰系数数据处理方案:

$$\tilde{\mathbf{A}}_4 = (\mathbf{A}_4 - \mathbf{I}_{4,N}) \mathbf{M}_4^{-1} \quad (22)$$

对于大干扰系数项因为只有 4 位,直接采用 2.2.1 节所提编码方案即可。由于编码法需要额外损耗一个有效数据位,结合式(10), $\mathbf{D}_4 = \mathbf{A}_3 \hat{\mathbf{C}}_4$,其中 \mathbf{C}_4 是一个 3 行 4 列的编码矩阵。可以看出,编码方案受到最大编码位数的限制,但是不受数据幅值改变限制,因此在低数目干扰消除的编码上依然具有很大的优势,对于本方案只需要对 4 位进行编解码操作即可。

下面给出无需对编码方案数据中包含 I_0 产生干扰处理的证明,设接收端受到 I_0 干扰后的实值数据为 $r_k = d_k + \alpha_k I_0$, $\mathbf{R}_k = [r_1, r_2, \dots, r_k]$,结合式(10)、(11)对 \mathbf{R}_k 进行解码操作:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_k &= \mathbf{R}_k \hat{\mathbf{C}}_k^{-1} \\ &= [d_1 + \alpha_1 I_0, d_2 + \alpha_2 I_0, \dots, d_k + \alpha_k I_0] \\ &\quad [\hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots, \hat{c}_k]^{-1} \\ &= [d_1, d_2, \dots, d_k] [\hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots, \hat{c}_k]^{-1} \\ &\quad + I_0 [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k] [\hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots, \hat{c}_k]^{-1} \\ &= [d_1, d_2, \dots, d_k] [\hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots, \hat{c}_k]^{-1} \\ &\quad - I_0 [u_1, u_2, \dots, u_k] [\hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots, \hat{c}_k]^{-1} \\ &= [d_1, d_2, \dots, d_k] [\hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots, \hat{c}_k]^{-1} \\ &= [a_1, a_2, \dots, a_k] \end{aligned} \quad (23)$$

因此所提预处理方案与编码方案具有很好的兼容性,并且只需对 $k = 5, 6, 7, 8$ 这 4 个大干扰系数位置数据进行编解码操作即可。

3.4 与其他算法结合伪代码示例

由于导频周围固定位置的干扰系数值固定,为简化伪代码,直接令导频周围由大到小排序后的干扰系数和所对应的未处理数据集分别为 U 和 D , 对应邻域内的所有干扰数据位数为 N , 需要处理的数据位数为 N_2 , 其中包含大干扰系数数目为 N_1 , 中心导频值用 P 表示。具体步骤如下。

步骤 1 对有效干扰数据位 $N_1 \sim N_2$ 进行预处理,得到处理后数据和算法的导频值。

$D_s \leftarrow D$

$D_Pces \leftarrow \text{preprocessing}(P, D, U, N_1 + 1, N_2)$

步骤 2 剩余少数大干扰系数对应的数据采用传统算法,设传统算法为预编码且函数已知。

$D_Pco \leftarrow \text{precoding}(P, D, U, 1, N_1)$

步骤 3 将处理好中心导频及周围的数据赋给发送端对应位置。

$D_Pi \leftarrow P - \text{sum}(U \cdot D);$

$D_s[1 \text{ to } N_2] \leftarrow [D_Pcod \ D_Pces]$

// 预处理算法功能函数

function preprocessing(P, D, U, N_1, N_2)

result $\leftarrow 0$;

$U_0 \leftarrow U$;

$I_res \leftarrow (-U[N_2 \cdots N]) \cdot \text{sum}(D[N_2 \cdots N]) \cdot U[N_2, \cdots, N]$

result $\leftarrow (D[N_1 \cdots N_2] - I_res) \cdot \text{inv}(E - U[N_1 \cdots N_2])$

end

3.5 计算复杂度分析

由于预处理方案与编码方案具有更好的兼容性,因此下面针对结合编码法的情况进行复杂度分析。

设需要消除干扰位数为 N , 忽略加法复杂度,若原型滤波器为 Hermite 滤波器,首先 I_0 的求取消耗乘法 $N - 4$ 次,其次 4 个直接邻居位小干扰符号共损耗 16 次乘法,而其余 4 位编解码则损耗了 $2 \times 4 \times 3 = 24$ 次乘法,总共损耗复杂度为 $N + 36$ 。而传统编码方案则损耗 $2N(N - 1)$ 次乘法。若 $N = 16$, 那么对符号预处理和不进行预处理分别损耗复杂度为 52 和 480,事实上即使对所有符号进行处理,本

方案因为无需解码操作,复杂度也仅为编码方案的一半。

4 仿真结果与分析

本节主要对 OQAM/FBMC 系统中包括编码法、辅助导频法、双辅助导频法、编码辅助导频法以及本文方案的预处理编码在 COST207^[29] 和 VehicularA^[30] 信道下进行仿真对比分析。其中 Prcod 表示采用了本文所提预处理方法与 4 编码法结合的方案, Cod4、Cod12、Cod16 则是为了更直观地显示编码法计算复杂度与其精度的关系而分别采用编码数据位数为 4、12、16 的编码方案。表 3 为仿真参数设置。

表 3 仿真参数

参数名称	参数值
带宽	8 MHz
调制方式	16 QAM
符号数 M	40
子载波 N	128
导频时间间隔	8
导频频率间隔	6
抽样频率	2.52 MHz
原型滤波器	Hermite、PHYDYAS
信道模型	Vehicular A(6 径)、COST207(12 径)
噪声模型	独立同分布加性高斯白噪声
预处理数据数目	4
移动台速度	5/500 km/h
仿真迭代次数	10 000

注:仿真图若无强调则移动台相对速度默认为 5 km/h。

首先,对两种信道下的归一化均方误差(normalized mean square error, NMSE)^[31] 进行仿真,仿真结果如图 1 和图 2 所示。归一化均方误差的计算表达式如下:

$$NMSE = E \left[\frac{(H - \hat{H})^2}{H^2} \right] \quad (24)$$

其中 $E[\cdot]$ 代表求取数学期望。

结合式(5)可知,理论上所有基于干扰消除的方案在消除干扰后,信道具有几乎一致的 NMSE 特性,这一点从图 1 和图 2 可以得出。对于 COST207

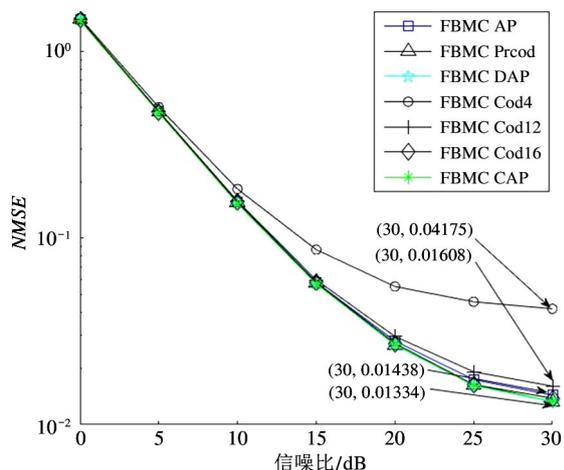


图1 12径 COST207 信道模型下不同方案的 NMSE 曲线图

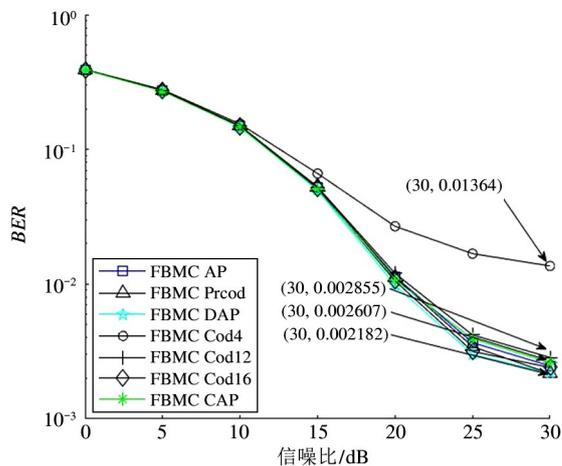


图3 12径 COST207 信道模型下不同方案的 BER 曲线

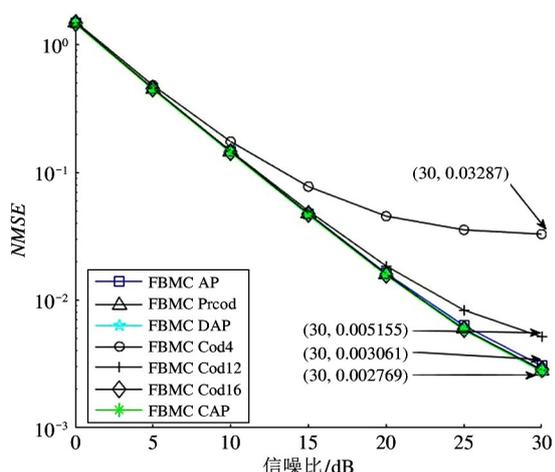


图2 6径 Vehicular 信道模型下不同方案的 NMSE 曲线

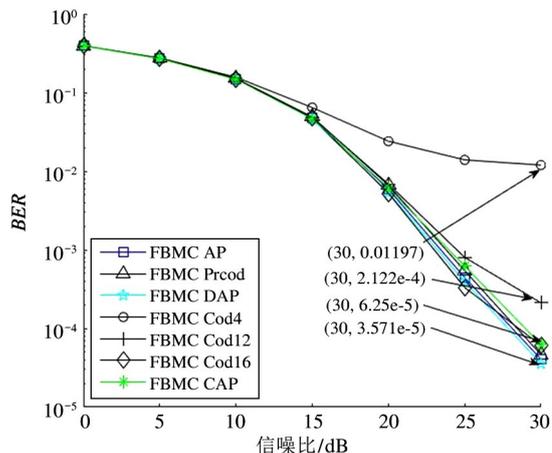


图4 6径 Vehicular 信道模型下不同方案的 BER 曲线

和 Vehicular 信道而言,除了 Cod4 和 Cod12 方法外,其他几种方案的 NMSE 性能最大差距分别为 0.33 dB和 0.44 dB。

其次,对两种信道下各种方案的误码率(bit error ratio, BER)进行仿真分析,仿真结果如图 3 和图 4所示。

可以看出,误码率性能和归一化均方误差性能对应,对于 COST207 和 Vehicular 信道而言,除了 Cod4 和 Cod12 方法外,其他几种方案误码率之间的最大差距分别为 0.773 dB 和 2.431 dB。

从图 1~图 4 中数据可以得出,在频率选择性信道下,相对于纯 4 编码方案,在结合了所提 Prod 的 4 编码方案在 COST207 和 Vehicular 两种信道下的归一化均方误差分别降低了 4.63 dB 和 10.74 dB 左右,而误码率性能则分别降低了 7.96 dB 和 25.25 dB 左右。

最后,对本文方案在双选信道下的误码率性能进行仿真,仿真结果如图 5 所示。

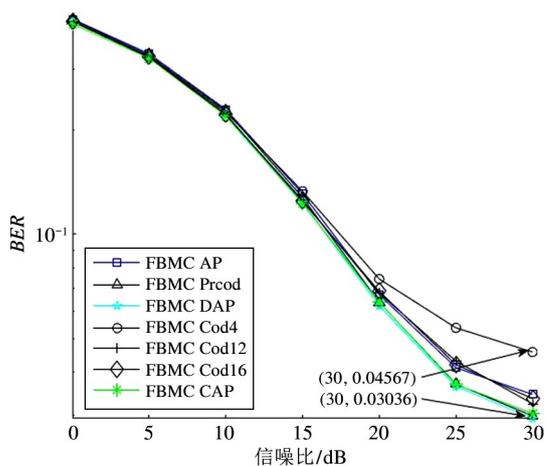


图5 12径 COST207 信道模型下移动台速度为 500 km/h 时不同方案的 BER 曲线

可以看出,当移动台相对速度为 500 km/h 时,受多普勒频移影响,信道估计和误码率性能均有大幅降低,但是相对于其他方案,二者性能依然达到近似一致的效果,相对于 4 编码方案,本文方案误码率性能提高了 1.7733 dB。

综合图 1~图 5 不难发现,对于编码法而言,编码数目和信道估计的准确性有直接关系,尤其是在大于 12 位编码后其精度的小幅改变是以增加大量计算复杂度为代价的。对比 4 编码位的纯编码方案,Prod 乘法计算复杂度增加了 $16 + 36 - 3 \times 4 \times 2 = 28$ 次。而作为对比的 Cod16 编码方案则增加了 $16 \times 15 \times 2 - 3 \times 4 \times 2 = 456$ 次。另外 AP 法由于只需对式(8)进行求解,因此消耗复杂度为 $N = 16$ 次,对于其改进算法 DAP,同样只需额外消耗 $N = 16$ 次乘法;采用 4 编码的 CAP 的计算复杂度则是编码法和 AP 法复杂度的叠加,即 $12 + 3 \times 4 \times 2 = 36$ 次。虽然 AP 的改进算法复杂度均低于 Prod,但所提方案将干扰进行归类,简化了 FBMC 系统信道估计对未知数据的处理,降低了传统方案的使用标准,并且增加少量复杂度换来的是传输效率的提高,除了中心导频外只额外损耗 1 个有效数据位,这一方面提高了传输效率,另一方面也增加了离散导频方案信道估计的可操作性。当 Prod 继续结合干扰利用法时,在保持和 CAP、DAP 同样的传输效率的前提下,会进一步改善误码率性能^[7]。

5 结论

本文通过对 FBMC 导频周围符号进行预先处理,将 FBMC 信道估计中的导频所受未知数据符号干扰问题成功转化到对极少数干扰的处理上,简化了 FBMC 信道估计问题。理论分析和仿真结果表明,该方案可以和编码法很好地结合,降低了其计算复杂度,使得在理论上无法直接应用的编码方案得到很好的应用。对比双辅助导频法、编码辅助导频法等改进算法,本文方案相对于传统编码和辅助导频方案无需额外的频谱损耗,可以实现频谱资源的高效利用。

参考文献

- [1] KONG D, ZHENG X, ZHANG Y, et al. Frame repetition: a solution to imaginary interference cancellation in FBMC/OQAM systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2020, 68:1259-1273
- [2] 田苑. OQAM/FBMC 原型滤波器设计[D]. 武汉:华中科技大学电子信息与通信学院,2019:1-25
- [3] GALDINO I, ZAKARIA R, RUYET D L, et al. Short prototype filter design for OQAM-FBMC modulation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(8):9163-9167
- [4] SHAIK M, YARRABOTHU R S. Comparative study of FBMC-OQAM and OFDM communication system[C] // The 2nd International Conference on Trends in Electronics and Informatics, Tirunelveli, India, 2018:559-563
- [5] HAMMOODI A, AUDAH L, TAHER M A. Green coexistence for 5G waveform candidates: a review[J]. *IEEE Access*, 2019, 7:10103-10126
- [6] CHEN D, TIAN Y, QU D, et al. OQAM-OFDM for wireless communications in future Internet of Things: a survey on key technologies and challenges[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2018, 5(5):3788-3809
- [7] YOU B, YANG L, LUO F. Joint carrier frequency offset and phase noise estimation based on pseudo-pilot in CO-FBMC/OQAM system [J]. *IEEE Photonics Journal*, 2019, 11(1):1-11
- [8] LÉLÉ C, JAVAUDIN J, LEGOUABLE R, et al. Channel estimation methods for preamble-based OFDM/OQAM modulations[J]. *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, 2008, 19(7):741-750
- [9] LÉLÉ C, SIOHAN P, LEGOUABLE R. 2 dB better than CP-OFDM with OFDM/OQAM for preamble-based channel estimation [C] // IEEE International Conference on Communications, Beijing, China, 2008:19-23
- [10] DU J, SIGNELL S. Novel preamble-based channel estimation for OFDM/OQAM systems [C] // IEEE International Conference on Communications, Dresden, Germany, 2009:1-6
- [11] KOFIDIS E, KATSELIS D. Improved interference approximation method for preamble-based channel estimation in FBMC/OQAM[C] // 2011 19th European Signal Processing Conference, Barcelona, Spain, 2011:1603-1607
- [12] KOFIDIS E, KATSELIS A D, RONTOGIANNIS A, et al. Preamble-based channel estimation in OFDM/OQAM systems: a review[J]. *Signal Processing*, 2013, 93(7):2038-2054
- [13] WANG H, DU W, XU L. Novel preamble design for channel estimation in FBMC/OQAM systems [J]. *KSI Transactions on Internet and Information Systems*, 2016, 10(8):3672-3688
- [14] LIU W, CHEN D, LUO K, et al. FDM-structured preamble optimization for channel estimation in MIMO-

- OQAM/FBMC systems [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(12):8433-8443
- [15] LIU W F, RUPP M, SCHWARZ S, et al. Block-wise preamble design in OQAM/FBMC systems with interference cancellation [J]. *IEEE Communications Letters*, 2021, 25(3):1015-1018
- [16] JAVAUDIN J P, LACROIX D, ROUXEL A. Pilot-aided channel estimation for OFDM/OQAM [C] // The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference, Jeju, Korea, 2003:1581-1585
- [17] KANG S W, CHANG K H. A novel channel estimation scheme for OFDM/OQAM-IOTA system [J]. *ETRI Journal*, 2007, 29(4):430-436
- [18] DU J, SIGNELL S. Novel preamble-based channel estimation for OFDM/OQAM systems [C] // IEEE International Conference on Communications, Dresden, Germany, 2009:1-6
- [19] LÉLÉ C, LEGOUABLE R, SIOHAN P. Channel estimation with scattered pilots in OFDM/OQAM [C] // IEEE 9th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, Recife, Brazil, 2008:286-290
- [20] LÉLÉ C, LEGOUABLE R, SIOHAN P. Iterative scattered pilot channel estimation in OFDM/OQAM [C] // 2009 IEEE 10th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, Perugia, Italy, 2009:176-180
- [21] XUE L, CHEN H, ZHANG K, et al. Iterative auxiliary pilots channel estimation for OFDM/OQAM systems [C] // The 3rd IEEE International Conference on Computer and Communications, Chengdu, China, 2017:136-140
- [22] ZHAO Z, VUCIC N, SCHELLMANN M. A simplified scattered pilot for FBMC/OQAM in highly frequency selective channels [C] // 2014 11th International Symposium on Wireless Communications Systems, Barcelona, Spain, 2014:819-823
- [23] NISSEL R, RUPP M. On pilot-symbol aided channel estimation in FBMC-OQAM [C] // Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Shanghai, China, 2016:3681-3685
- [24] 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
- [25] 王献炜, 颜彪, 王应元, 等. 一种基于导频的 FBMC 信道估计算法 [J]. *无线电通信技术*, 2019, 45(2):178-181
- [26] 李黎明. 基于偏移正交幅度调制的滤波器组多载波传输关键技术研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学信息与通信工程学院, 2020:12-14
- [27] CHOI J, OH Y, LEE H, et al. Pilot-aided channel estimation utilizing intrinsic interference for FBMC/OQAM systems [J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2017, 63(4):644-655
- [28] BELLANGER M. FBMC physical layer: a primer [EB/OL]. <http://www.ict-phydyas.org>; PHYDYAS, (2010-06-01), [2020-11-11]
- [29] Commission of the European Communities. COST 207 Digital land mobile radio communications [S]. Brussels, Belgium; ETSI, 1989
- [30] International Telecommunication Union. ITU-R M. 1225. Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000 [S]. 1997
- [31] 钱睿. FBMC 信道估计与均衡技术研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学信息与通信工程学院, 2018:37-38

A preprocessing scheme for interference classification of FBMC system

ZHAO Qinghua, MA Tianming, WANG Xing

(School of Electronic and Electrical Engineering, Shanghai University of Engineering Technology, Shanghai 201620)

Abstract

In order to solve the influence of the imaginary part interference contained in pilot symbols in filter bank multicarrier (FBMC) channel estimation, a preprocessing scheme of symbols around the pilot is proposed. In this scheme, the interference coefficient matrix is used to reduce the complexity of channel estimation at the receiving end of FBMC system by pre-eliminating the influence of low-power symbols in the pilot neighborhood. The interference problem of pilot symbols is transformed into the processing of a few symbols with high interference coefficient. The application of the pretreatment scheme is given in combination with the specific scheme. Some schemes which can only be realized in principle, such as auxiliary pilot (AP) and coding method (Cod), can be directly applied in practice. Theoretical analysis and simulation results show that the problems of traditional FBMC channel estimation based on discrete pilot can be solved effectively, and compared with other improved schemes, the proposed scheme further realizes the optimization of spectrum efficiency.

Key words: filter bank multicarrier (FBMC), channel estimation, preprocessing, auxiliary pilot (AP), coding