

文章编号: 2095-2163(2021)10-0055-06

中图分类号: TN92

文献标志码: A

# 一种 FBMC 系统块状导频信道估计算法

赵清华, 马天鸣, 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 FBMC(Filter Bank Multicarrier)信道估计中导频符号所含虚部干扰的影响,提出了一种新的块状导频序列设计方案,在继承了 NPS(Novel Preamble Structure)方案中对接收端有效数据的干扰较小这一优点的同时,有效克服了其伪导频功率较低的缺陷。同时在此基础上进一步提出了一种新的干扰消除的块状导频序列设计方案,该方案不仅可以使目前所有基于块状导频的干扰利用法能够实现消除来自一阶邻域之外的未知数据干扰,而且还具有频谱效率不受影响、计算复杂度增加较少等优点。理论分析和仿真结果表明,采用该方案能够进一步改善系统的信道估计归一化均方误差和误码率性能。

**关键词:** FBMC; 虚部干扰; 块状导频; 信道估计; 干扰利用; 干扰消除

## A block pilot sequences channel estimation algorithm for FBMC system

ZHAO Qinghua, MA Tianming, WANG Xing

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

**[Abstract]** In order to solve the effects of virtual part interference in pilot symbol in FBMC (Filter Bank Multicarrier) channel estimation, a new block pilot sequence design scheme is proposed. This method inherits the advantage of NPS (Novel Preamble Structure) scheme that has less interference to the effective data of the receiver and overcomes the defect of low pseudo pilot power. At the same time, a new block pilot sequence design scheme for interference elimination is proposed, which can not only completely eliminate the unknown data interference from the first order neighborhood, but also have the advantages of no influence on spectral efficiency and less increase in computational complexity. Theoretical analysis and simulation results show that the proposed scheme can further improve the performance of channel estimation mean square error and bit error rate.

**[Key words]** FBMC; imaginary interference; block pilot sequences; channel estimation; interference utilization; interference elimination

## 0 引言

偏置正交调幅的滤波器组多载波 (Offset Quadrature Amplitude Modulation/Filter Bank Multicarrier, OQAM/FBMC) 是一种非正交的多载波传输技术,通过引入时频聚焦特性良好的原型滤波器来代替正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 中的矩形窗函数,可以提供较低的带外发射功率,并且对无循环前缀和保护间隔的多径衰落信道具有鲁棒性,因此已然成为新一代无线通信系统中用于取代 OFDM 的优秀候选方案。然而与 OFDM 不同的是,FBMC 只满足实数域内的正交性,这使得即使做到了完美的同步,在接收端也会受到固有的虚部干扰。因此,FBMC 的信道估计不能直接采用传统用于 OFDM 的估计方案<sup>[1]</sup>。针对这一问题,目前常见的解决思路主要有

干扰近似法 (Interference Approximation Method, IAM)<sup>[2-9]</sup>以及干扰消除法 (Interference Cancellation Method, ICM)<sup>[10-13]</sup>两种。其中,相对于干扰利用法的劣势在于导频消除的设计导频时,消除法并没有考虑到噪声问题,因此该方法的理想状态下误码率最高只能达到与 OFDM 一致的水平;而干扰利用则在设计时用到了 FBMC 的虚部干扰,这样一来既有效处理了干扰,同时也降低了系统噪声影响。然而基于块状导频的干扰利用方案虽然可以降低系统噪声的影响,但是却不能完全隔绝所有未知干扰对于中心导频数据的影响,当信噪比逐渐升高,信道噪声的影响逐渐降低并变为次要,干扰利用法趋向性能平台,此时原来被忽略的二阶及其以上的固有干扰重新成为影响信道估计性能的主要因素。

本文主要对目前干扰利用法存在的不足进行研究并提出解决方案。研究中,在分析了几种常见的

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

**作者简介:** 赵清华(1994-),男,硕士研究生,主要研究方向:无线通信信道估计;马天鸣(1983-),男,博士,副教授,主要研究方向:5G通信;王星(1995-),女,硕士研究生,主要研究方向:无线通信信道 PAPR 降低。

**通讯作者:** 马天鸣 Email: tmma@sues.edu.cn

收稿日期: 2021-04-26

块状导频设计方案后,提出了一种新的块状导频序列方案。该方案充分考虑了自身序列对于周围数据的干扰,通过对于导频的合理排列使得该方案不仅继承了在导频两侧不采用虚数则会对接收端有效数据干扰较小的优点,还能够克服其伪导频功率不大的缺陷。另外,针对目前的3列导频的块状序列无法隔绝来自一阶邻域以外的未知数据干扰的问题,本文继而提出了一种干扰消除的导频序列设计方案,就能在计算复杂度增加不多的同时完全消除来自一阶邻域以外的未知数据干扰。理论分析和仿真结果表明,采用这种方案可以有效改善系统的信道估计归一化均方误差和误码率性能。

## 1 FBMC 系统模型

假设 FBMC 系统载波数为  $N$ ,符号数为  $M$ ,相应的基带等效发送信号可以表示为<sup>[2]</sup>:

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

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;  $\tau_0$  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<sup>[2]</sup>:

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

其中,  $p = m - m_0, q = n - n_0, \langle g_{m,n}, g_{m_0, n_0} \rangle_R$  表示  $g_{m,n}$  与  $g_{m_0, n_0}$  之间的时域内积操作,其数学公式可写为<sup>[2]</sup>:

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

其中,

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

## 2 基于导频的信道估计方案

### 2.1 传统方案

对式(2)加入信道信息,采用最小二乘(Least Squares, LS)估计方案,则系统接收端在  $(m_0, n_0)$  处的信道估计值可以表示为:

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

其中,  $I_{m_0, n_0}$  和  $W_{m_0, n_0}$  分别是  $(m_0, n_0)$  处的虚部干扰和噪声。由式(5)不难发现,由于  $I_{m_0, n_0}$  的缘故,采用传统最小二乘法估计方案难以准确估计出  $(m_0, n_0)$  处的信道真实值。

### 2.2 基于干扰利用的信道估计方案

干扰利用的主要思想是将导频和其周围数据对导频干扰的叠加看成一个伪导频,也就是将综合滤波器的输出端的导频实际值作为信道估计的导频值进行估计。假设位于  $(m_0, n_0)$  处导频值为  $a_{m_0, n_0}$ , 位于  $(m_0+p, n_0+q)$  的数据对于  $(m_0, n_0)$  处数据的干扰系数为  $g_{m_0+p, n_0+q}^{m_0, n_0}$ , 那么在 FBMC 系统分析滤波器输出端对应的值为:

$$\begin{aligned} \hat{a}_{m_0, n_0} &= \sum_{(p,q) \in Z} a_{m_0+p, n_0+q} g_{m_0+p, n_0+q}^{m_0, n_0} = \\ & a_{m_0, n_0} + \sum_{\substack{(p,q) \in Z \\ (p,q) \neq (0,0)}} a_{m_0+p, n_0+q} g_{m_0+p, n_0+q}^{m_0, n_0} \end{aligned} \quad (6)$$

对于慢变信道而言,当  $p, q$  在比较小的范围变动时,有  $H_{m_0, n_0} \approx H_{m_0+p, n_0+q}$ <sup>[5]</sup>, 那么式(5)可以进一步表示:

$$\begin{aligned} \hat{H}_{m_0, n_0} &= \frac{Y_{m_0, n_0}}{\hat{a}_{m_0, n_0}} = \frac{\langle h(t) \otimes s(t), g_{m_0, n_0} \rangle_R}{\hat{a}_{m_0, n_0}} = \\ & \frac{H_{m_0, n_0} \hat{a}_{m_0, n_0}}{\hat{a}_{m_0, n_0}} + \frac{W_{m_0, n_0}}{\hat{a}_{m_0, n_0}} = \\ & H_{m_0, n_0} + \frac{W_{m_0, n_0}}{\hat{a}_{m_0, n_0}} \end{aligned} \quad (7)$$

由式(7)不难发现,  $\hat{a}_{m_0, n_0}$  越大,估计的精度越高。因此干扰利用的关键在于对导频序列进行合理设计使得伪导频功率最大。为了更加直观地看出周围符号对于导频序列的影响,这里选取一阶邻域,其干扰系数矩阵可以表示为<sup>[3]</sup>:

$$\begin{bmatrix} \gamma & -\beta & \gamma \\ \alpha & 1 & -\alpha \\ \gamma & \beta & \gamma \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中,  $\alpha, \beta, \gamma$  可以根据  $j^{p+q+p(q+2n_0)} Ag(-p\tau_0, -qv_0)$  求得。由于 OQAM/FBMC 的虚部干扰主要来自导频的一阶邻域, 因此合理的导频排列使得包含一阶干扰在内的伪导频功率最大是干扰利用法的核心思想。

### 2.3 E-IAM-C 与 NPS 方案分析

目前, E-IAM-C<sup>[5]</sup> 是基于 IAM 扩展方案中可获得伪导频功率最高的一种导频序列设计方案, 但由于其两侧导频中含有过多的虚数符号, 因而会加大接收端对有效数据的干扰并由此恶化系统的误码率性能。而与 E-IAM-C 相比, NPS<sup>[7]</sup> 完全舍弃两侧导频中的虚部符号, 因此能在降低伪导频功率的同时改善系统的误码率性能。这两种方案导频序列的排列方式如图 1 所示。

$$P_n = [1 + (2\beta - 2\gamma)^2 \quad 1 + (2\alpha + 2\beta)^2 \quad 1 + (2\beta + 2\gamma)^2 \quad 1 + (2\beta)^2] = [1.154 \ 4 \ 4.037 \ 9 \ 2.822 \ 71.759 \ 5] \quad (10)$$

由 FBMC 原理不难得知, 只要对输入端周围符号数据的干扰叠加项中不含有实数, 就可以在接收端通过取实操作来加以消除<sup>[4]</sup>。然而 E-IAM-C 两侧导频中的虚数项除了对中间导频产生叠加干扰外, 还会对周围的有效数据产生干扰, 且又无法通过取实操作来消除这一干扰, 因此其误码率性能并不理想。NPS 方案通过舍弃一阶邻域内的虚数以降低对周围有效数据干扰, 从而获得了比 E-IAM-C 更好的误码率性能, 然而由式(8)、式(9)不难发现, NPS 方案却会明显降低伪导频功率。

## 3 新的块状导频序列设计方案

### 3.1 新导频序列

FBMC 系统中块状导频选取 3 列的主要目的是为了在尽可能高的频谱利用率的前提下隔绝未知有效数据对导频数据的一阶干扰。在干扰利用法中则进一步利用了导频两侧的保护数据区域来提升伪导频的功率。当采用传统思路, 假定数据受到的干扰主要来自一阶邻域, 综合考虑数据和导频的相互影响, 当两侧充当保护间隔为实数时, 中间导频无论虚实都不会对有效数据产生一阶干扰。由此提出如下这种导频序列的排列方案: 若中心导频为  $a_{0,0}$ , 则有  $a_{1,0} = -ja_{0,0}, a_{-1,0} = ja_{0,0}, a_{0,-1} = \text{real}(a_{0,0}), a_{0,1} = -\text{real}(a_{0,0})$ , 其中  $\text{real}(\cdot)$  代表取实操作, 新导频序列的排列方式如图 2 所示。

$j$	1	$-j$		1	-1	1
-1	$-j$	1		1	1	-1
$-j$	-1	$j$		-1	1	-1
1	$j$	-1		1	-1	1
$j$	1	$-j$		1	-1	1
-1	$-j$	1		1	1	-1
$-j$	-1	$j$		-1	1	-1
1	$j$	-1		1	-1	1

(a) E-IAM-C                      (b) NPS

图 1 2 种干扰利用法导频序列的排列方式

Fig. 1 Two permutations of pilot sequences based on interference utilization method

当采用 Hermite 作为原型滤波器<sup>[12]</sup>时, 由式(8)可得 E-IAM-C 和 NPS 的伪导频符号功率分别为:

$$P_e = (1 + 2\alpha + 2\beta)^2 = 7.523 \ 8 \quad (9)$$

	1	1	-1
	-1	$-j$	1
	-1	-1	1
	1	$j$	-1
	1	1	-1
	-1	$-j$	1
	-1	-1	1
	1	$j$	-1

图 2 新导频序列方案

Fig. 2 New pilot sequences scheme

由式(8)可以得到新方案的伪导频功率为:

$$P_m = [(1 + 2\alpha + 2\beta)^2 \ 1 + (2\alpha + 2\beta)^2 \ (1 + 2\alpha + 2\beta)^2] \quad (11)$$

不难看出, 采用这种导频序列能够使得伪导频功率获得较为明显的提升。

### 3.2 一阶邻域以外干扰消除的导频序列设计方案

分析可知, 3.1 节中提出的序列设计方案虽然通过增大伪导频功率的方式能够在一定程度上改善系统的信道估计精度和误码率, 但由于仅处理了一阶邻域内的干扰情况, 因此与其他传统块状导频序列设计方案一样, 也都有着无法直接隔离一阶以上的未知数据干扰的不足。

根据离散辅助导频法<sup>[10]</sup>易知, 单个导频的干扰可以引用辅助项来加以消除, 并且由于离散导频之间可看作相互独立, 因此引入的辅助项也不会对其它不相关导频产生影响。但是由于其额外辅助项的高功率将会影响系统的峰均功率比, 极大地降低系统的稳定性。因此传统的辅助导频法无法直接运用于离散导频估计中<sup>[11-12]</sup>, 但这种思想方法可以用来

解决块状导频一阶领域以外的数据干扰问题。

首先保留左边两列导频作为中心导频和伪导频叠加项,第三列用于辅助消除干扰项。若采用3.1节所提出的导频序列来进行干扰消除,根据干扰利用法原理,新的中心伪导频功率更新为:

$$P_m = [(1 + 2\alpha + 2\beta)^2 1 + (2\alpha + 2\beta)^2 (1 + 2\alpha + 2\beta)^2] = [5.3227 \quad 2.7085 \quad 5.3227] \quad (12)$$

假设中心导频序列为  $\mathbf{A}_n = [a_1, a_2, a_3, \dots, a_{n-1}, a_n]$ , 用于提高伪导频功率的叠加项为  $\mathbf{B}_n = [b_1, b_2, b_3, \dots, b_{n-1}, b_n]$ , 对应所需要消除的一阶以上干扰值为  $\mathbf{I}_n = [i_1, i_2, i_3, \dots, i_{n-1}, i_n]$ , 辅助序列设为  $\mathbf{X}_n = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_{n-1}, x_n]$ , 当  $\mathbf{A}_n$  为不相关的离散导频时  $\mathbf{X}_n = -(\mathbf{I}_n/\boldsymbol{\lambda}_n)$ , 其中  $\boldsymbol{\lambda}_n = [u_1, u_2, u_3, \dots, u_{n-1}, u_n]$  是辅助项对应导频项的干扰系数。当  $n=8$  时, 其导频序列如图3所示。

$$\begin{array}{cccccc} b_1 & a_1 & x_1 & 1 & 1 & x_1 \\ b_2 & a_2 & x_2 & -1 & -j & x_2 \\ b_3 & a_3 & x_3 & -1 & -1 & x_3 \\ b_4 & a_4 & x_4 & 1 & j & x_4 \\ b_5 & a_5 & x_5 & 1 & 1 & x_5 \\ b_6 & a_6 & x_6 & -1 & -j & x_6 \\ b_7 & a_7 & x_7 & -1 & -1 & x_7 \\ b_8 & a_8 & x_8 & 1 & j & x_8 \end{array} \Rightarrow$$

图3 子载波数目为8时的块状导频干扰消除示意图

Fig. 3 Schematic diagram of block pilot sequences interference elimination when the number of subcarriers is 8

由图3可以看出,若直接将  $-(\mathbf{I}_n/\boldsymbol{\lambda}_n)$  赋给  $\mathbf{X}_n$ , 那么在消除  $a_n$  所受未知干扰的同时,所引入的辅助项也会对  $[a_{n-N}, a_{n+N}]$  范围内的导频数据产生新的干扰,这里的  $N$  表示受到  $x_n$  干扰的有效导频项的范围。为了解决这一问题,不妨将  $\mathbf{X}_n$  的所有项都设为  $a_n$  的辅助项。若假设干扰项表达式为  $\mathbf{U}_n = [u_{n,1},$

$u_{n,2}, u_{n,3}, \dots, u_{n,n-1}, u_{n,n}]^T$ , 其中  $u_{n,n}$  代表1到  $n$  个所有辅助项对第  $n$  项导频的干扰(这里第一个  $n$  代表导频序号), 则有:

$$\mathbf{X}_n \underbrace{[U_1 \ U_2 \ U_3 \ \dots \ U_{n-1} \ U_n]}_{[\mathbf{U}_n]} = - \underbrace{[i_1 \ i_2 \ i_3 \ \dots \ i_{n-1} \ i_n]}_{\mathbf{I}_n} \quad (13)$$

即:

$$\mathbf{X}_n = -\mathbf{I}_n [\mathbf{U}_n]^{-1} \quad (14)$$

推导后可得:

$$i_n = \sum_{k=N_1}^{N_2} d_k u_k \quad (15)$$

其中,  $d_k$  表示相对于中心导频数据的二阶及以上的未知有效干扰数据,  $N_1$  和  $N_2$  分别表示需要消除干扰起始和结束点。

由于在信号输入端  $\mathbf{I}_n$  和  $\mathbf{U}_n$  均可视为已知数据并且当滤波器固定时  $\mathbf{U}_n$  为常数矩阵, 故而容易得出辅助导频序列  $\mathbf{X}_n$  的值; 另外, 由于  $\mathbf{X}_n$  消除的干扰为二阶及其以上的未知干扰, 因此也不存在辅助序列的高功率问题。

通过观察式(14)不难发现, 上式的复杂度随子载波的数目增大而增加。若子载波数不大, 辅助序列  $\mathbf{X}_n$  可以直接用  $\mathbf{U}_n$  进行求取, 当载波数过大时, 为了降低复杂度, 可以再次利用 FBMC 系统原形滤波器的良好的时频聚焦特性对干扰项  $\mathbf{U}_n$  进行截取。若选用 Hermite 作为原型滤波器, 并假定子载波数为 128, 那么可以得出干扰逆矩阵的转置  $(\mathbf{U}_{128}^{-1})^T$ , 这里除了首尾载波外其余若保留大于 1.5 的数据, 则可以得到矩阵维度为 128 的表格序列, 具体如图4所示。

3.889 9	3.204 2	2.145 4	1.436 9	...						
-3.204 2	-6.529 3	-4.971 3	-3.329 0	-2.235 0	-1.507 5	...				
2.145 4	4.971 3	7.712 5	5.763 8	3.863 4	2.595 7	1.750 9	...			
-1.436 9	-3.329 0	-5.763 8	-8.243 3	-6.121 7	-4.104 9	-2.758 7	-1.860 9	...		
				⋮						
...	-1.952 8	-2.894 8	-4.306 7	-6.420 8	-8.686 4	-6.420 8	-4.306 7	-2.894 8	-1.952 8	...
...	1.952 8	2.894 8	4.306 7	6.420 8	8.686 4	6.420 8	4.306 7	2.894 8	1.952 8	...
				⋮						
...	1.255 8	1.860 9	2.758 7	4.104 9	6.121 7	8.243 3	5.763 8	3.329 0	1.436 9	
		...	-1.750 9	-2.595 7	-3.863 4	-5.763 8	-7.712 5	-4.971 3	-2.145 4	
			...	1.507 5	2.235 0	3.329 0	4.971 3	6.529 3	3.204 2	
				...	-1.436 9	-2.145 4	-3.204 2	-3.889 9		

图4 维度为128的干扰逆矩阵的转置序列

Fig. 4 Transposed sequence of interference inverse matrices while the dimension is 128

由图 4 可以看出,除了边界载波的干扰逆矩阵系数外,其它可视为正负符号相反的同—序列,序列长度选取越长,信道估计值越精确,但由于 FBMC 中数据符号之间的干扰相关度会随着距离的增加而急剧下降,因此事实上当子载波数目较大时逆矩阵序列的长度选取可以看作和载波数无关的短定值,对比离散导频的辅助导频消除方案,本文提出的方案经截取后平均每个导频只额外增加了少量的复杂度即可完成干扰的消除。

另外,对于本文提出导频序列若想获得更精确的接收值,就必须考虑到引入虚部导频数据对二阶邻域的未知数据造成的干扰。由于导频数据已知,在接收端受到干扰的未知数据也很容易可以恢复。若二阶接收端未知数据为  $d_n$ , 那么去除导频干扰后的接收端数据可以表示为:

$$\hat{d}_n = d_n - \sum_{N=n-1}^n a_N u_N = d_n - (a_{n-1} u_{n-1} + a_{n+1} u_{n+1}) \quad (16)$$

#### 4 实验结果仿真分析

本节主要对 OQAM/FBMC 系统采用基于干扰利用的 ICM、E-IAM-C、NPS 以及 MYWAY1、MYWAY2、MYWAY2C、NPS1 这几种块状导频序列设计方案在 COST207 和 Vehicular A 这 2 种不同的信道模型中进行 Matlab 仿真分析。其中,MYWAY1 表示采用 3.1 节中提出的导频序列,MYWAY2 表示在 MYWAY1 的基础上将最右侧的导频序列更换为零值序列之后的导频序列,而 MYWAY2C 和 NPS1 分别表示在 MYWAY2 和 NPS 的基础上采用 3.2 节中提出的干扰消除方案后的导频序列。仿真参数见表 1。

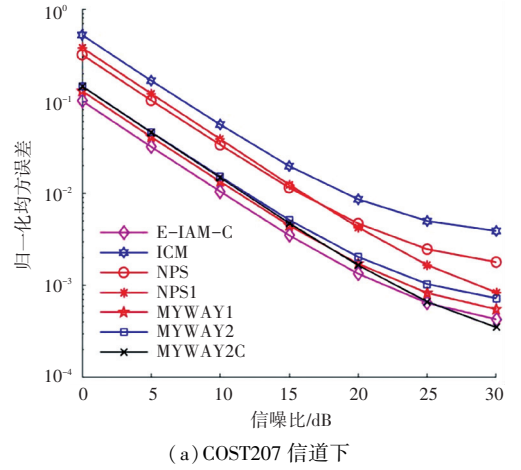
表 1 仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters

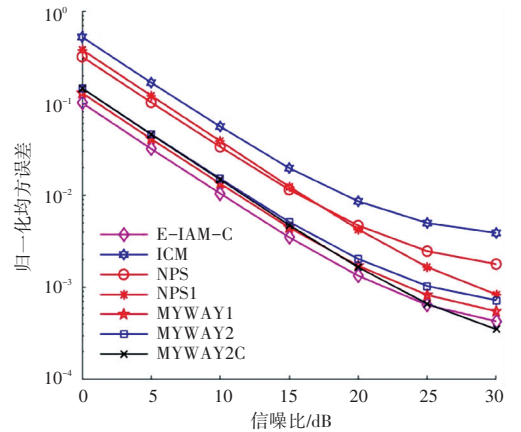
参数名称	参数值
带宽/MHz	8
调制方式	16QAM
符号数/M	40
子载波/N	128
导频时间	8
频率间隔	6
抽样频率/MHz	2.52
原型滤波器	Hermite
信道模型	COST207 <sup>[15]</sup> , Vehicular A <sup>[16]</sup>
噪声模型	独立同分布加性高斯白噪声

实验中,先对信道估计方案下的归一化均方误差(Normalized Mean Square Error, *NMSE*) 性能进行

仿真,仿真结果如图 5 所示。



(a) COST207 信道下



(b) Pedestrian A 信道下

图 5 各种块状导频方案在 2 种信道下的 *NMSE* 性能比较

Fig. 5 *NMSE* performance comparison of various block pilot sequences schemes under two channels

结合各种干扰利用法方案的伪导频功率不难看出,无论是在 COST 信道、还是 Pedestrian A 信道中,各种导频序列方案下的 *NMSE* 性能都与各自相应的伪导频功率有着直接关联。当不使用所提出的干扰消除方案时,伪导频功率越高,信道估计值越精确;当使用本文提出的干扰消除方案后,伪导频在低信噪比较低时,各种导频序列方案下的 *NMSE* 由小到大依次为 E-IAM-C、MYWAY1、MYWAY2、MYWAY2C、NPS、NPS1、ICM,这与未加任何处理的情况基本一致;然而随着信噪比的增加,各种方案的归一化均方误差逐渐依次变为 MYWAY2C、E-IAM-C、MYWAY2、MYWAY1、NPS1、NPS、ICM,这是由于随着信道噪声的影响逐渐降低,FBMC 系统中的一阶以上干扰的影响逐渐变大,在采用提出的干扰消除法之后 *NMSE* 性能的优越性开始逐渐凸现出来。

其次,对系统的误码率(Bit Error Rate, *BER*) 性能进行仿真,仿真结果如图 6 所示。

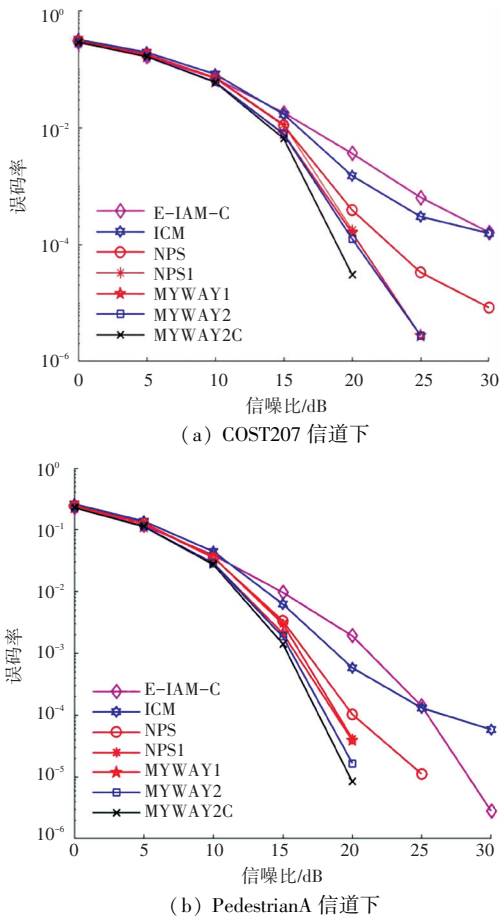


图6 各种块状导频方案在2种信道下的BER性能比较

Fig. 6 BER performance comparison of various block pilot sequences schemes under two channels

从图6中可以看出,无论采用哪种信道模型,系统的误码率性能不仅和信道估计性能有关,还和FBMC系统的干扰特性有关。因而不难得出以下结论:

(1)在ICM、E-IAM-C、NPS、MYWAY1这几种在未加干扰消除的方案中,MYWAY1具有最佳的误码率性能。

(2)NPS1和MYWAY2C这两种方案由于采用了3.2节中提出的干扰消除方案,因而分别比NPS和MYWAY2获得更好的误码率性能。

## 5 结束语

本文首先简要概述了FBMC结构并对E-IAM-C和NPS各自的优缺点进行了分析,接着提出了一种新的块状导频序列设计方案,在对接收端有效数据干扰较小的同时克服了NPS伪导频功率较小的缺陷,随后在此基础上进一步提出了一种干扰消除的块状导频序列设计方案来完全消除来自一阶邻域以外的未知数据干扰。理论分析和仿真结果表明,采用这种方案可以有效改善系统的信道估计归一化均方误差和误码率性能,而且还具有频谱效率不受影响、计算

复杂度不高等优点,因而具有很好的应用价值。

## 参考文献

- [1] CHEN Da, TIAN Yuan, QU Daiming, et al. OQAM-OFDM for wireless communications in future Internet of Things: A survey on key technologies and challenges[J]. IEEE Internet Things Journal, 2018, 5(5): 3788-3809.
- [2] 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.
- [3] LELE C, SIOHAN P, LEGOUABLE R. 2dB better than CP-OFDM with OFDM/OQAM for preamble-based channel estimation[C]// IEEE International Conference on Communications. Beijing, China: IEEE, 2008: 1302-1306.
- [4] DU J, SIGNELL S. Novel preamble-based channel estimation for OFDM/OQAM systems[C]// IEEE International Conference on Communications. Dresden, Germany: IEEE, 2009: 1-6.
- [5] 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: IEEE, 2011: 1603-1607.
- [6] KATSELIS D, KOFIDIS E, RONTOGIANNIS A, et al. Preamble-based channel estimation in OFDM/OQAM systems: A review[J]. Signal Processing, 2013, 93(7): 2038-2054.
- [7] WANG Han, DU Wencai, XU Lingwei. Novel preamble design for channel estimation in FBMC/OQAM systems[J]. KSII Trans. Internet Inf. Syst, 2016, 10(8): 3672-3688.
- [8] KANG S, CHANG K. A novel channel estimation scheme for OFDM/OQAM-IOTA system[J]. ETRI Journal, 2007, 29(4): 430-436.
- [9] 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.
- [10] LELE 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: IEEE, 2008: 286-290.
- [11] 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.
- [12] 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: IEEE, 2016: 3681-3685.
- [13] 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.
- [14] KONG Dejin, ZHENG Xing, ZHANG Yue, et al. Frame repetition: A solution to imaginary interference cancellation in FBMC/OQAM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 1259-1273.
- [15] Commission of the European Communities. Digital land mobile radio communications-COST 207[S]. Brussels: ETSI, 1989.
- [16] Rec. ITU-R M. 1225. Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000[S]. Geneva: ITU, 1997.