

FBMC/OQAM 系统部分置零编码辅助导频方案

李同庆, 宋志群, 刘玉涛

(中国电子科技集团公司 第五十四研究所, 石家庄 050081)

摘要: FBMC/OQAM 系统的正交性只在实数域上满足, 存在固有虚部干扰问题, 使得准确的信道估计十分困难, 为解决固有虚部干扰对系统信道估计的影响, 改善系统性能, 因此对虚部干扰消除方案进行研究; 依托 FBMC/OQAM 系统中基于干扰消除原理的现有方案, 将现有方案中的邻域置零方案、辅助导频方案及编码方案融合均衡, 提出一种部分置零编码辅助导频方案; 理论分析表明, 新提出的方案相较于原有方案在提高频谱利用率的同时, 降低了峰均功率比和计算复杂度; 通过进一步的系统仿真发现, 在相同干扰计算域的前提下, 新提出的方案在多径信道中的误比特率和最小均方误差均低于现有方案, 具有一定的应用意义。

关键词: FBMC/OQAM; 虚部干扰; 信道估计; 编码处理; 辅助导频

Partial Zeroed Coding Auxiliary Pilot Scheme for FBMC/OQAM System

LI Tongqing, SONG Zhiqun, LIU Yutao

(China Electronics Technology Group Corporation No. 54 Research Institute, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: The orthogonality of FBMC/OQAM system is only satisfied in real number field, and there is inherent imaginary part interference problem, which makes accurate channel estimation very difficult. In order to deal with the influence of inherent imaginary part interference on system channel estimation and improve system performance, the elimination scheme of the imaginary part interference is studied. Depended on the existing scheme of FBMC/OQAM system based on the interference cancellation principle, the neighborhood zeroing scheme, the auxiliary pilot scheme and the coding scheme of the existing scheme are integrated and balanced, then a partially zeroing coding auxiliary pilot scheme is proposed. Theoretical analysis shows that compared with the original scheme, the proposed scheme improves the spectrum utilization, and reduces the peak-to-average power ratio and computational complexity. Further simulation results show that the proposed scheme has lower bit error rate and minimum mean square error in multipath channel than the existing schemes under the same interference computation domain, which has certain application significance.

Keywords: FBMC/OQAM; imaginary part interference; channel estimation; coding processing; auxiliary pilot

0 引言

移动技术的诞生改变了人类社会生产生活方式的方方面面, 特别是近数十年, 无线技术的发展伴随着智能终端设备的普及, 使得人们的生活方式发生了质的改变。在物联网发展的浪潮中^[1-2], 移动通信已经融入到每个角落, 与我们的日常生活息息相关。不管是在日常生活或工作中, 还是军用或民用场景, 都有着它的身影。随着移动通信设备数量爆发式的增长, 越来越多的移动智能终端引入到通信系统中^[3], 通信技术也由刚开始的模拟通信方式转向数字通信方式。为了满足日益增长的通信需求, 人类通信发展从 20 世纪 80 年代的第一代 (1G, 1st generation) 移动通信技术向 2019 年兴起的第五代 (5G, 5th generation) 移动通信技术飞速进步^[4], 以及对未来第六代 (6G, 6th generation) 移动通信技术发展方向规划^[5]。

正交频分复用^[6] (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 作为第四代 (4G, 4th generation) 移动

通信系统以及商用 5G 中的空口接入方案, 无论从理论上还是应用各方面的技术都是非常成熟的^[7-8], 然而随着通信技术发展, 对频谱资源利用率、高速场景稳定通信等要求越来越高, OFDM 系统的弊端愈发明显, 不仅对频偏表现敏感, 而且带外泄露过高, 将无法未来通信需求的发展。相较于传统的 OFDM 系统, 基于偏移正交幅度调制的滤波器组多载波 (FBMC/OQAM, filter bank multi carrier/offset quadrature amplitude modulation) 系统^[9,10]采用时频聚焦性良好的原型滤波器, 而非矩形滤波器, 带外泄露更低且无需循环前缀 (CP, cyclic prefix), 提高了频谱利用率, 故 FBMC 系统是通信技术的一个研究重点, 也是未来超高速通信发展的趋势之一。

与 OFDM 系统的正交性条件不同, 由于 FBMC/OQAM 系统采用优化后的原型滤波器, 系统的正交性只在实数域上满足, 导致当信号在通过发送滤波器进入复数信道时会产生固有虚部干扰, 使得 FBMC/OQAM 系统中的信

收稿日期: 2022-10-28; 修回日期: 2022-11-16。

作者简介: 李同庆 (1998-), 男, 安徽六安人, 在读研究生, 主要从事滤波器组多载波方向的研究。

通讯作者: 宋志群 (1963-), 男, 河北石家庄人, 博士, 研究员, 博导, 主要从事无线通信系统方向的研究。

引用格式: 李同庆, 宋志群, 刘玉涛. FBMC/OQAM 系统部分置零编码辅助导频方案[J]. 计算机测量与控制, 2023, 31(1): 264-269.

道估计、同步等关键技术变得更为困难^[11-15]。传统的基于 OFDM 系统的信道估计方式将不再适用于 FBMC/OQAM 系统, 因此如何处理 FBMC/OQAM 系统中固有虚部干扰问题, 将是信道估计技术研究的一个重点问题。由于导频可以根据信道变化情况进行实时追踪, 故而在对有关时变信道的信道估计算法进行研究时, 学者更偏向选择基于对导频的信道估计开发设计。目前利用导频解决这一问题的方法, 主要有干扰利用和干扰消除两个思路, 即设计利用虚部干扰和设计消除虚部干扰两种方式。常见的干扰利用方法是利用伪导频的干扰近似法^[16], 通过降低噪声对信道估计的影响, 来提高计算信道估计值得的准确度, 但是该方法只对噪声进行了设计处理, 信道估计精度较差, 误比特率曲线也不理想。另一方面, 基于干扰消除的设计思路提出的方法主要有邻域置零方案、辅助导频 (AP, auxiliary pilot) 方案^[17]和编码处理 (Cod, coding) 方案^[18]。其中, 邻域置零方案将导频周围固有虚部干扰较大的数据符号位置直接置零处理, 从而消除了绝大多数固有虚部干扰, 但是该方法会导致占用较多的频谱资源, 降低了资源利用率; 辅助导频方案通过提前预留导频周围的一个辅助位置, 通过计算导频位置的虚部干扰数值, 利用将辅助位置设置对应大小的数值将导频位置的虚部干扰消除。在足够的条件下, 可以基本消除固有虚部干扰, 且实现的计算复杂度也较低, 但是为了消除虚部干扰, 会使得辅助位置功率远大于平均符号功率, 导致系统的峰均功率比 (PAPR, peak to average power ratio) 过高, 影响系统的稳定性^[19]。而编码方案则是利用正交编码的方式对导频周围符号进行编码处理, 通过编码后的符号将不再对导频位置产生虚部干扰影响, 随着导频周围编码区间的扩大, 消除的固有虚部干扰越多, 在区间足够大的前提下, 该算法能实现完全的固有虚部干扰消除, 但随之带来的问题就是计算复杂度将随着编码区间的扩大指数倍增长^[20]。针对这些问题已经提出了一些改进的方案, 如双导频辅助法^[21] (DAP, dual auxiliary pilot) 和可调节幅度的辅助导频法^[22] (VAAP, variable amplitude auxiliary pilot), 但都是以牺牲频谱资源或提高计算复杂度为代价来降低峰均功率比和固有消除虚部干扰影响。

本文提出了一种部分置零编码辅助导频方案, 在合理牺牲频谱资源的前提下, 解决计算复杂度和峰均功率比高的问题。主要设计思路是将导频周围固有虚部干扰影响最大的两个位置分别进行置零处理和放置辅助导频, 用于降低峰均功率比和消除距离导频较远处固有虚部干扰对导频的影响, 再对部分位置进行编码处理消除导频周围的数据符号虚部干扰。该方案与传统的 FBMC/OQAM 系统导频设计方案相比, 通过降低辅助导频位置的功率大小, 降低了峰均功率比, 避免了频谱资源的浪费。同时, 在使用编码处理时, 由于编码区域小而对系统复杂度造成的影响可以忽略不计。理论分析与系统仿真表明, 新提出的方案有效改善了系统的综合性能。

1 FBMC/OQAM 系统模型

FBMC/OQAM 系统主要结构由 OQAM 预处理、综合滤波器组、OQAM 后处理、分析滤波器组四部分构成, 其系统框图如图 1 所示。在发送端, 通过将需要发送的比特流数据经过正交幅度调制 (QAM, quadrature amplitude modulation) 得到复数符号, 取该复数符号的实部和虚部的数值部分得到两个实数符号, 并将两个符号错位 $T/2$ 进行数据传输, 至此实现了 OQAM 预处理。通过以上 OQAM 预处理操作实现了 FBMC 系统在实数域上的正交性, 其中由复数符号得到的两个实数符号传输持续时间之和正好为 T , 与传统 OFDM 系统的一个数据符号的传输持续时间相同, 从而保证了与 OFDM 系统的同速率传输。综合滤波器组由 N 点快速傅里叶逆变换 (IFFT, inverse fast fourier transform) 和多相结构 (PPN, polyphase network) 组成, 经过综合滤波器将 OQAM 预处理后的实值信号映射到不同频带上进行调制并合并成为一个宽带信号发送。在接收端, 以相对应的逆过程, 首先通过分析滤波器组将子载波信号从宽带中解调出来, 其中分析滤波器是由多相结构和 N 点快速傅里叶逆变换 (FFT, fast fourier transform) 组成, 再利用 OQAM 后处理, 将处理过的信号取实部处理后合成复数信号进行还原。

FBMC/OQAM 系统的基带发送信号为:

$$s(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{K-1} a_{l,k} \underbrace{g(t-lT)}_{g_{l,k}(t)} e^{j2\pi(lT+v_k)t} \quad (1)$$

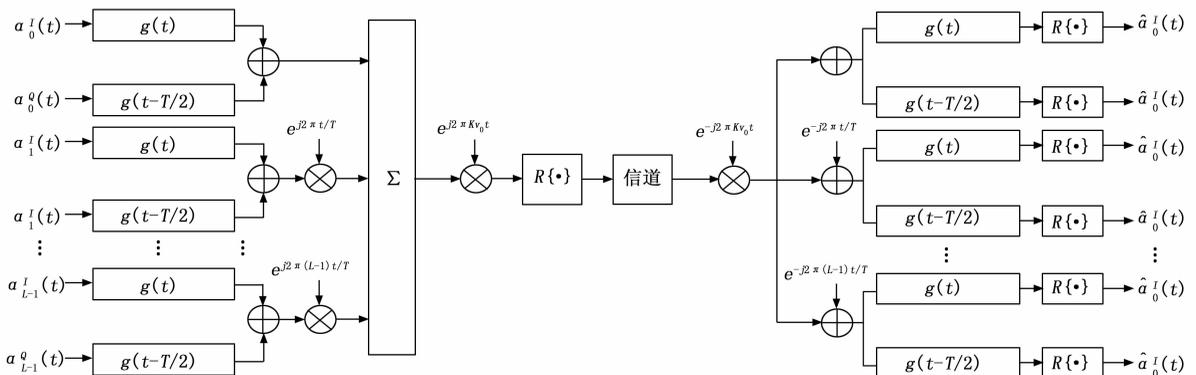


图 1 FBMC/OQAM 系统框图

表 1 PHYDYAS 原型滤波器邻域干扰系数表

$f \backslash t$	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4
-2	0	0.000 5	-0.000 1	0	0	0	-0.000 1	0.000 5	0
-1	0.005 4	-0.042 8	-0.125	0.205 8	0.239 3	-0.205 8	-0.125	0.042 8	0.005 4
0	0	-0.067	0	0.564 4	1	0.564 4	0	-0.067	0
1	0.005 4	0.042 8	-0.125	-0.205 8	0.239 3	0.205 8	-0.125	-0.042 8	0.005 4
2	0	0.000 5	-0.000 1	0	0	0	-0.000 1	0.000 5	0

式中, k 为子载波下标; K 为子载波个数; l 为符号下标; L 为符号个数; $a_{l,k}$ 为子载波 k 上调制的数据符号 l ; $g(t)$ 为原型滤波器的脉冲响应; $g_{l,k}(t)$ 为脉冲的时频移位; v_0 代表子载波之间的间隔; T 代表 FBMC 符号之间的时间间隔。

由于在信号传输的过程中, 发送信号会经过不同路径进行传输, 信号会受到信道中多径衰落的影响, 导致在接收端的数据发生变化, 其接收端的信号可以表示为:

$$r(t) = h(\tau, t) * s(t) + n(t) = \sum_{l=0}^{+\infty} \sum_{k=0}^{K-1} a_{l,k} \int_0^{\tau_{\max}} \int_0^{f_{\max}} H(\tau, \nu) g_{l,k}(t - \tau) e^{j2\pi\nu t} d\nu d\tau + n(t) \quad (2)$$

式中, $h(\tau, t)$ 表示多径信道; τ 表示多径时延; τ_{\max} 为最大多径时延; f_{\max} 为最大多普勒频移; $H(\tau, \nu)$ 为 $h(\tau, t)$ 的傅里叶变换; $n(t)$ 为加性高斯白噪声 (AWGN, additive white gaussian noise)。

在接收端, 接收信号经过分析滤波器组, 得到接收数据 \hat{a}_{l_0, k_0} 。

$$\hat{a}_{l_0, k_0} = [r(t), g_{l_0, k_0}] = \sum_{(p,q) \in \Omega_{l_0, k_0}} a_{l_0+p, k_0+q} [g_{l_0, k_0} * g_{l_0+p, k_0+q}] H_{l_0+p, k_0+q} + \int n(t) g_{l_0, k_0}^*(t) dt = a_{l_0, k_0} H_{l_0, k_0} + \sum_{\substack{(p,q) \in \Omega_{l_0, k_0} \\ (p,q) \neq (0,0)}} a_{l_0+p, k_0+q} [g_{l_0, k_0} * g_{l_0+p, k_0+q}] H_{l_0+p, k_0+q} \quad (3)$$

式中, $p = l - l_0, q = k - k_0, H_{l_0+p, k_0+q}$ 为对应时频点处的信道频率响应值。其中, $[g_{l_0, k_0} * g_{l_0+p, k_0+q}]$ 为 g_{l_0, k_0} 和 g_{l_0+p, k_0+q} 的内积。

对 g_{l_0, k_0} 和 g_{l_0+p, k_0+q} 的内积进行取实部操作后, 得到:

$$\text{Re}\{[g_{l_0, k_0} * g_{l_0+p, k_0+q}]\} = \text{Re}\{ \int g_{l_0, k_0}(t) g_{l_0+p, k_0+q}^*(t) dt \} = \text{Re}\{j^{p+q+p(q+2k_0)} A_g(-q\tau_0, -p\nu_0)\} = \delta_{l_0, l_0+p} \delta_{k_0, k_0+q} \quad (4)$$

其中:

$$A_g(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t + \frac{\tau}{2}) g^*(t + \frac{\tau}{2}) e^{-j2\pi\nu t} dt \quad (5)$$

由式 (4) 可知, FBMC/OQAM 系统只满足实正交, 其原型滤波器之间的固有虚部干扰可表示为:

$$I_{l_0, k_0}^{l_0, k_0} = \langle g_{l_0, k_0}(t), g_{l_0, k_0}(t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} g_{l_0, k_0}(t) g_{l_0, k_0}^*(t) dt \quad (6)$$

其中: $I_{l_0, k_0}^{l_0, k_0}$ 表示任意符号中任意子载波上的数据对本符号某子载波产生的干扰。以 PHYDYAS 原型滤波器为例, 通过对 PHYDYAS 原型滤波器进行上述分析, 可以得到其干扰系数如表 1 所示。其中, t 以 FBMC 系统符号间隔为单位, f 以子载波间隔为单位, 涂黑颜色由浅到深分别表

示为一阶邻域、二阶邻域 (窄窗)、三阶邻域 (宽窗)。

2 部分置零编码辅助导频方案原理及实现

2.1 邻域置零方案消除干扰分析

由表 1 可知, 在任意时频资源格点 (l_0, k_0) 处, 其固有干扰主要来自于二阶邻域, 如果能将导频附件位置的虚部干扰消除, 则可以解决大多数固有虚部干扰。因此设计将其导频附近虚部干扰较大的时频资源格点全部用数据 0 填充, 从而达到消除大部分虚部干扰的目的, 以该设计思路提出了邻域置零方案, 如图 2 所示。可以看出, 我们将导频附近位置全部做置零处理, 相当于放置了无效资源, 浪费了频谱资源。

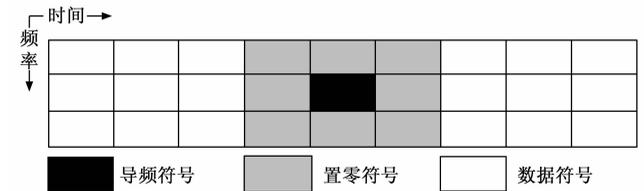


图 2 邻域置零方案

2.2 辅助导频方案消除干扰分析

为了消除周围符号对导频的干扰, 同时提高频谱资源利用率, 提出了辅助导频方案, 如图 3 所示。通过在原有导频位置附近的时频资源格点再放置一个导频 (即辅助导频), 设计该辅助导频的数值大小来抵消周围符号对导频位置的虚部干扰, 使导频所受的总干扰值为 0, 因此该辅助导频的值是根据周围符号的值来进行调整变化的。

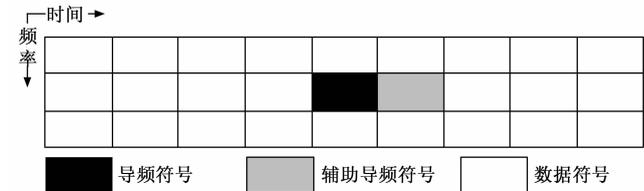


图 3 辅助导频方案

假设辅助导频位置为 $a_{l_0+m_1, k_0+n_1}$, 对应的干扰系数为 $I_{l_0, k_0}^{l_0+m_1, k_0+n_1}$, 由式 (6) 可知导频 (l_0, k_0) 所受的总虚部干扰如式所示:

$$I_{l_0, k_0} = \sum_{m, n \in \Omega_{l_0, k_0}} a_{l_0+m, k_0+n} \langle g_{l_0+m, k_0+n} | g_{l_0, k_0} \rangle =$$

$$\sum_{m,n \in \Omega_{i,k_0}} a_{l_0+m,k_0+n} I_{l_0,k_0}^{l_0+m,k_0+n} \quad (7)$$

辅助导频的最终目的就是消除 I_{l_0,k_0} , 即使得:

$$I_{l_0,k_0} = a_{l_0+m_1,k_0+n_1} I_{l_0,k_0}^{l_0+m_1,k_0+n_1} + \sum_{\substack{m,n \in \Omega_{i,k_0} \\ m,n \in (m_1,n_1)}} a_{l_0+m,k_0+n} I_{l_0,k_0}^{l_0+m,k_0+n} = 0 \quad (8)$$

则辅助导频的值:

$$a_{l_0+m_1,k_0+n_1} = \frac{\sum_{\substack{m,n \in \Omega_{i,k_0} \\ m,n \in (m_1,n_1)}} a_{l_0+l,k_0+k} I_{l_0,k_0}^{l_0+l,k_0+k}}{I_{l_0,k_0}^{l_0+m_1,k_0+n_1}} \quad (9)$$

通过选取对中心导频虚部干扰系数最大的时频资源格点作为预留辅助项位置, 以实现最大程度降低辅助导频能量大小。其中虚部干扰最大的两个时频资源格点为 $(l_0 - 1, k_0)$ 和 $(l_0 + 1, k_0)$, 假设将时频资源格点 $(l_0 + 1, k_0)$ 处作为辅助导频位置。由式 (6) 及表 1 可知, 当考虑一阶邻域和二阶邻域时, 辅助导频位置的能量分别为 I_1 和 I_2 , 有:

$$I_1 = \frac{0.5644^2 + 2 \times 0.2392^2 + 4 \times 0.2057^2}{0.5644^2} = 1.8906 \quad (10)$$

$$I_2 = \frac{0.5644^2 + 2 \times 0.2392^2 + 4 \times 0.2057^2 + 4 \times 0.1249^2}{2.0864} = \dots \quad (11)$$

可以看出, 仅仅考虑一阶邻域和二阶邻域, 辅助导频的功率要远大于导频位置数据功率, 从而使得 PAPR 过大, 提高系统对放大器线性范围的要求。

2.3 编码方案消除干扰分析

编码方案通过将需要传输的 $N - 1$ 个脉冲幅度调制 (PAM, pulse amplitude modulation) 符号, 映射为 N 个符号, 并放在导频符号 a_{l_0,k_0} 周围的时频资源格点发送这 N 个符号, 编码方案如图 4 所示。

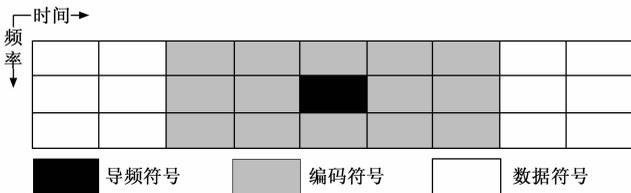


图 4 编码方案

令 $d = [d_1, d_2, \dots, d_{N-1}]^T$ 为需要传输的 $N - 1$ 个实数符号, $s = [s_1, s_2, \dots, s_N]^T$ 为映射后的结果, 其中, d 与 s 的关系为: $s = Cd$, 该过程为一个线性编码操作, C 是 $N * (N - 1)$ 维的编码矩阵, 可表示为 $C = [C_1, C_2, \dots, C_{N-1}]$, 其中 C_1 到 C_{N-1} 是 N 维列矢量, 编码矩阵满足 $C^T C = I$, 其中 I 为单位矩阵。

编码后得到的 s 对导频符号 a_{l_0,k_0} 的虚部干扰为: $\theta = I^T s$, 其中 $I = [I_1 \ I_2 \ \dots \ I_N]^T$ 为 s 对应的虚部干扰系数。编码的目的是使得通过编码之后的符号对导频符号的虚部干扰为 0, 即 $\theta = \vec{0}$, 编码后的符号将不会对导频符号产生影

响, 即 $I^T C = \vec{0}$ 。因此只需要保证 $[C_1, C_2, \dots, C_{N-1}, I]$ 向量之间满足正交。其中, 当 $N = 2$ 时, $I = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_1 \end{bmatrix}$, 由 $I^T C = \vec{0}$, 可得 $C_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ 。

上述分析可知, 在编码方案中, 只有当参与编码的符号个数 N (即 C 的维度) 相对较大时, 才能抵抗大多数虚部干扰, 否则, 依然存在较大的残余虚部干扰, 使得信道估计的性能变差, 影响接收机的正确解调。对于 PHYDYAS 原型滤波器来说, 经计算, 当 $N = 38$ 时, 才能完全消除虚部干扰。但是过大的 N 引来的编码器和解码器的计算复杂度是致命的, 计算复杂度以 N^2 增长。

2.4 部分置零编码辅助导频方案

根据对现有导频设计方案的分析发现, 邻域置零方案所带来的问题不仅是在频谱资源方面的浪费, 而且无法完全消除虚部干扰, 在距离导频位置更远的数据符号处对导频位置仍然有虚部干扰影响, 从而导致系统性能下降。辅助导频方案中, 为消除导频处干扰所生成的辅助导频需要的能量过高, 导致 PAPR 过大, 提高了系统对放大器的线性范围要求。而通过编码方案, 在提高当参与编码的符号个数 N 的条件下, 虽然可以完全抵消虚部干扰影响, 但是随着干扰计算域的增大, 计算复杂度呈二次倍增长。为了有效均衡不同设计方案对系统性能的影响, 基于原有设计思路, 在这里设计一种新的部分置零编码辅助导频方案 (ZCAP, partially zeroed code auxiliary pilot), 设计方案如图 5 所示, 导频左侧做置零处理, 右侧放置辅助导频, 上下两侧放置经过编码处理后的数据。

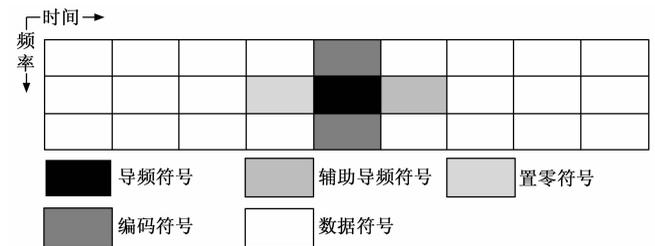


图 5 部分置零编码辅助导频方案

部分置零编码辅助导频方案具体步骤如下:

步骤 1: 设导频数为 W , 导频位置为 (l_0, k_0) , 在发生端, 利用公式 $I^T C = \vec{0}$, 对需要传输的 W 个 PAM 符号进行 W 次单独的预编码处理, 产生 W 组, 其中每组含有 2 个编码符号, 分别放在时频资源格点 $(l_0, k_0 + 1)$ 与 $(l_0, k_0 - 1)$ 两处, 通过设置较小的参与编码的符号个数来处理导频周围虚部干扰较大的点;

步骤 2: 合理牺牲频谱资源, 由于时频资源格点 $(l_0 - 1, k_0)$ 的虚部干扰对导频影响最大, 将时频资源格点 $(l_0 - 1, k_0)$ 做置零处理, 有效减小后续辅助导频位置 $(l_0 + 1, k_0)$ 处的能量大小, 从而降低 PAPR;

步骤 3: 在 $(l_0 + 1, k_0)$ 处放置辅助导频, 利用表 1 中窄

窗干扰计算域和宽窗干扰计算域计算未处理的残余虚部干扰部分, 以设计辅助导频大小;

步骤 4: 在其他位置填入有效数据, 然后进入综合滤波器组, 生成发送信号 $s(t)$;

步骤 5: 在接收端, 接收信号 $r(t)$ 经分析滤波器组处理后, 利用导频数据进行信道估计、信道均衡、OQAM 后处理等操作, 得到最终还原的接收数据。

可以发现, 新提出的导频设计方案虽然没有对编码复杂度 N^2 进行改进, 但是现在只需要考虑利用编码解决导频周围的虚部干扰, 有效控制了复杂度的提升。相较于邻域置零方案, 新方案只对导频左侧位置进行了置零处理, 加上辅助导频位置, 一个导频只浪费了周围两个时频资源格点的频谱资源。与原有设计方案中的一阶、二阶、三阶邻域全部做置零处理相比, 资源节省度也有了很大的提升, 且随着干扰计算域的增大, 资源节省越多。考虑到新方案辅助导频能量对导频位置的影响, 计算一阶、二阶、三阶邻域, 经计算, 相较于辅助导频方案, 新方案极大地降低了辅助导频位置的能量, 在相同干扰计算域下, 新方案辅助导频位置能量降低了近 2/3。

$$I_1 = \frac{4 \times 0.2057^2}{0.5644^2} = 0.5313 \quad (12)$$

$$I_2 = \frac{4 \times 0.2057^2 + 4 \times 0.1249^2}{0.5644^2} = 0.7272 \quad (13)$$

$$I_3 =$$

$$\frac{4 \times 0.2057^2 + 4 \times 0.1249^2 + 4 \times 0.0428^2 + 2 \times 0.0667^2}{0.5644^2} = 0.7781 \quad (14)$$

2.5 计算复杂度分析

假设对导频造成有效干扰的数据数目为 N_1 。当忽略加法复杂度时, 各种算法的计算复杂度大小如表 2 所示。

表 2 各种干扰消除导频设计方案的计算复杂度

方法	置零处理	AP	Cod	ZCAP
复杂度	0	N_1	$2N_1^2$	$2 \times 2^2 - 2 + N_1$

由表 2 可见, 新提出的 ZCAP 设计方案在计算复杂度上的增长并不多, 与辅助导频方案的计算复杂度为 N_1 相比, 相差并不大, 但随着 N_1 的增大, 编码方案的复杂度上升很大。

3 仿真分析

为了更好的模拟实际信道条件, 在多径信道条件下, 对上节所提出的邻域置零方案、辅助导频方案及部分置零编码辅助导频方案, 进行误比特率和均方误差性能随信噪比变化的 MATLAB 仿真, 具体仿真参数的设置如表 3 所示。

3.1 多径信道下不同导频方案的误比特率曲线对比

由于信道条件为多径信道, 随着信噪比的增加, 信噪比对误比特率造成的影响会降低, 因此不同导频方案的误比特率曲线都将逐渐趋于平缓, 误比特率受信噪比影响的程度越来越小。且由上节分析可知, 考虑的干扰计算域越

表 3 部分置零编码辅助导频方案仿真参数

参数名称	参数设置
系统带宽	4 MHz
子载波数目	56
符号数目	80
原型滤波器类型	PHYDYAS
重叠因子	4
调制方式	16-OQAM
导频子载波间隔	8
导频符号间隔	16

大, 系统的性能越好, 接收到的信号产生错误的概率越小, 误比特率也就越小。在相同干扰计算域的前提下, 通过理论分析可得, 邻域置零方案和辅助导频方案以及本文所提出的部分置零编码辅助导频方案均可消除干扰计算域内的虚部干扰, 只受干扰计算域外的虚部干扰影响, 故三者的误比特率相差不多。

图 6 为多径信道条件下采用不同导频设计方案的误比特率曲线图, 分别仿真了窄窗领域置零方案、窄窗辅助导频方案、宽窗辅助导频方案、窄窗部分置零编码辅助导频方案和宽窗部分置零编码辅助导频方案。从仿真结果可以发现, 干扰计算域为宽窗时的误比特率性能要比干扰计算域为窄窗时的误比特率性能更优。从发展趋势上看, 随着信噪比的增加, 性能差距也随着增加, 与理论分析的结果相符。当干扰计算域分别为窄窗部分和宽窗部分时, 在信噪比较小的情况下, 各种方案的误比特率差别很小, 几乎重合。在信噪比为 30 dB 的情况下, 本文所提出的新方案误比特率相较于其他方案略低。由此可见, 本文所提出的方案不仅有效改善了频谱资源利用率、降低了峰均功率比和计算复杂度, 在性能上也有一定程度的优化效果。

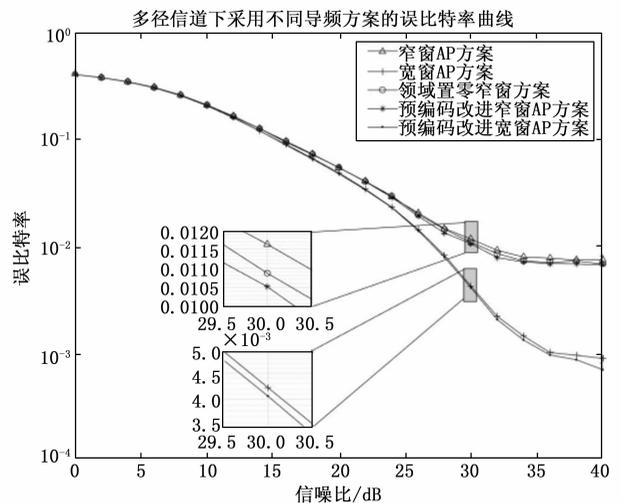


图 6 多径信道不同导频方案的误比特率曲线

3.2 多径信道下不同导频方案的均方误差曲线对比

在仿真过程中, 本文采用最常见, 复杂度低的最小二乘 (LS, least square)、线性内插 (LI, linear interpola-

tion) 以及迫零均衡 (ZF, zero force), 在接收端对接收到的导频信息进行信道估计处理, 得到信道状态信息, 并与理想状况下的信道状态信息进行对比。理论上, 在相同干扰计算域, 基于邻域置零方案的信道估计、基于辅助导频方案的信道估计和本文提出的导频设计方案的信道估计最小均方误差应该得到一致的结果。

图 7 为多径信道下不同导频方案的均方误差曲线, 由图可见, 在相同干扰计算域的情况下, 不同方案的最小均方误差几乎一致, 但基于本文提出的方案进行信道估计处理得到的最小均方误差略优于其他方案。

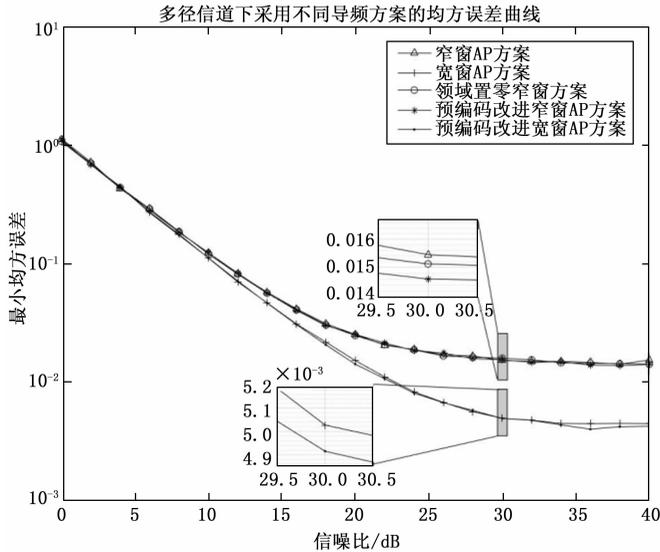


图 7 多径信道不同导频方案的均方误差曲线

4 结束语

本文针对 FBMC/OQAM 系统中现有的基于干扰消除原理的导频设计方案在频谱利用率、峰均功率比和计算复杂度等方面存在的问题, 提出了部分置零编码辅助导频方案, 并从理论上分析了该方案的可行性及性能优势。与现有方案相比, 新方案的导频设计结构融合均衡了邻域置零方案、辅助导频方案及编码方案, 实现了在不提高计算复杂度的基础上, 有效地降低了峰均功率比, 节省了频谱资源利用率, 同时也降低了虚部干扰对系统的影响, 提高了信道估计的性能。仿真结果表明, 在多径信道的条件下, 本文所提出的部分置零编码辅助导频方案在误比特率方面比现有导频设计方案略有降低, 且得到了更精确的信道估计值, 信道估计的最小均方误差也更小, 因此在 FBMC/OQAM 系统的数据传输移动场景中有非常重要的作用。

参考文献:

[1] 刘霞, 姜元山, 张光伟. 5G 和物联网技术应用发展综述 [J]. 物联网技术, 2022, 12 (5): 60-61, 64.
 [2] 王雷. 电子信息与物联网技术的发展状况分析 [J]. 电子元器件与信息技术, 2022, 6 (2): 201-203.
 [3] 李碧连, 马芳草, 王梦瑶, 等. 移动通信系统发展及关键技术

研究 [J]. 山西电子技术, 2021 (5): 92-96.
 [4] 李廷立, 王耀天, 付永明. 高速移动场景 5G 应用问题研究 [J]. 电讯技术, 2022, 62 (3): 292-298.
 [5] 刘光毅, 王莹莹, 王爱玲. 6G 进展与未来展望 [J]. 无线电通信技术, 2021, 47 (6): 668-678.
 [6] 张继东, 郑宝玉. 基于导频的 OFDM 信道估计及其研究进展 [J]. 通信学报, 2003 (11): 116-124.
 [7] 刘仲谦, 丁丹, 薛乃阳. 基于深度学习 OFDM 信道补偿技术硬件实现 [J]. 计算机测量与控制, 2022, 30 (6): 150-156, 162.
 [8] 马千里, 肖卓, 宋志群. OFDM 系统中的窄带干扰抑制 [J]. 计算机测量与控制, 2018, 26 (10): 150-154.
 [9] 常成龙. 滤波器组多载波关键技术研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2015.
 [10] 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, 2020.
 [11] 王应元, 颜彪, 王献伟. 基于导频结构的 MIMO-FBMC 系统同步算法研究 [J]. 无线电通信技术, 2019, 28 (1): 1-5, 16.
 [12] 刘高辉, 李平. 基于迭代的 FBMC/OQAM 系统 IAM 前导信道估计算法 [J]. 计算机测量与控制, 2018, 26 (10): 182-186.
 [13] 王献伟, 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.
 [14] 王献伟, 颜彪, 王应元, 等. 一种基于 LMMSE 改进的 FBMC 信道估计算法 [J]. 无线电通信技术, 2020, 46 (1): 103-107.
 [15] 祝致远. FBMC 信道估计及均衡技术研究 [D]. 上海: 上海交通大学, 2020.
 [16] LELE C, JAVAUDIN J, LEGOUABLE R, et al. Channel Estimation Methods for Preamble-based OFDM/OQAM Modulations [J]. Transactions on Emerging Telecommunications Technologies, 2012, 19 (7): 741-750.
 [17] JAVAUDIN J, LACROIX D, ROUXEL A. Pilot-aided channel estimation for OFDM/OQAM [J]. The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference, 2003 (3): 1581-1585.
 [18] 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, 2008: 286-290.
 [19] 何元驹. FBMC 系统信道估计技术研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2018.
 [20] 江涛, 陈达, 屈代明. OQAM/FBMC 通信系统原理与技术 [M]. 北京: 科学出版社, 2021: 208-213.
 [21] NISSEL R, RUPP M. On pilot-symbol aided channel estimation in FBMC-OQAM [C] //IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2016: 3681-3685.
 [22] 赵清, 马天鸣, 王星. 一种辅助导频幅度可调的 FBMC 信道估计方案 [J]. 西安电子科技大学学报, 2020, 47 (6): 91-98.