

基于迭代的 FBMC/OQAM 系统 IAM 前导信道估计算法

刘高辉, 李平

(西安理工大学 自动化与信息工程学院, 西安 710048)

摘要: FBMC/OQAM 系统中传统的基于干扰近似 (IAM) 的信道估计算法存在导频开销过大, 且计算复杂度高等问题; 研究了一种新的 IAM 前导信道估计算法, 该算法为增加导频功率采用一种新的三列导频结构, 同时采用多次迭代方法获得精度更高的信道信息, 来重构相邻子载波间和符号间干扰; 理论分析和仿真结果表明, 在 ITU 的车载信道环境和步行信道环境下, 基于迭代的 IAM 前导信道估计算法在保持其传统信道估计方法性能即传输速率高且降低干扰的同时, 有效地提高了数据传输速率且降低了计算复杂度。

关键词: FBMC/OQAM 系统; 信道估计; 干扰近似算法; 导频设计

IAM Preamble Channel Estimation Algorithm for FBMC/OQAM System Based on Iteration

Liu Gaohui, Li Ping

(School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: The traditional IAM-based channel estimation algorithms in FBMC/OQAM systems have problems such as high pilot overhead and high computational complexity. And studies a new IAM preamble channel estimation algorithm, which uses a new three-column pilot structure to increase pilot power, and uses multiple iterations to obtain more accurate channel information to reconstruct adjacent signals. Inter-subcarrier and inter-symbol interference. Theoretical analysis and simulation results show that the iterative IAM preamble channel estimation algorithm can effectively improve the performance of traditional channel estimation methods while maintaining high transmission rate and reducing interference in the environment of the car's on-board channel and walking channel environment. Transmission rate and reduce the computational complexity.

Keywords: FBMC/OQAM systems; channel estimation; interference approximation method; pilot design

0 引言

正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 技术凭借其抗多径衰落能力强、实现起来较为简单、频谱的利用率也较高等诸多优点被广泛应用于各种无线通信系统中。然而, OFDM 技术也存在一些缺陷^[1], 如为了对抗多径效应, 引入的循环前缀使得系统的频谱效率大大的降低; 由于在时域采用矩形窗对符号进行整形, 导致旁瓣功率的泄露很大; 而且还存在系统不够灵活和对频偏敏感的问题。故在此背景下, 滤波器组多载波技术/交错正交幅度调制 (filter bank based multi-carrier/offset quadrature amplitude modulation, FBMC/OQAM) 技术方案逐步变成新的多载波技术研究热点之一, 由于其在频谱旁瓣泄露低、无需循环前缀 (频谱效率高)、接收端无需严格正交同步以及基于多相滤波器结构的高效实现技术等方面的突出优势, FBMC 技术已大体上变为将来可以替代 OFDM 技术的作为

5G 物理层的一种可选的相关技术措施^[2]。

在 FBMC 系统中因为相邻的滤波器之间只是在实数域是满足正交的, 那么也就是说在该系统虚部的固有干扰只存在于复数域, 那么在 OFDM 系统信道估计中使用到的诸多传统的算法在 FBMC/OQAM 系统中就无法使用。针对虚部干扰问题, 国内外学者提出了许多关于 FBMC 系统的信道估计方法。根据不同的干扰处理机制, 将这些导频辅助的信道估计算法分为以下三类: 第一是基于干扰消除的信道估计方法, 这种方法主要是在发送端对导频结构进行优化设计, 使固有干扰不会影响到导频位置, 这是最直接的一类信道估计方法。比如文献 [3] 提出了辅助导频法 (auxiliary pilot, AP), 这种方法适合于导频结构是离散的, 占用时频资源最少, 滤波器组的信息在接收端则不需要, 第二是基于干扰利用的信道估计算法, 例如文献 [4] 中提出的干扰近似方法 (Interference Approximation Method, IAM), 这种方法不是把固有干扰消除掉, 而是近似的去估计它, 然后将其看作其中一部分的等效导频能量 (伪导频), 进而提高导频符号的等效导频功率, 从而提高系统信道估计的性能。文献 [5] 在干扰近似法的基础上提出了一种 IAM-R 导频结构, 该结构是由实数值构成的, 通过虚

收稿日期: 2018-04-13; 修回日期: 2018-04-29。

基金项目: 国家自然科学基金 (61671375)。

作者简介: 刘高辉 (1968-), 男, 陕西西安人, 硕士生导师, 副教授, 主要从事通信信号处理方向的研究。

部干扰相加增加了伪导频的功率。文献 [6] 在 IAM-R 的基础上, 通过在导频中引入虚数来改变导频结构, 得到部分为纯实数的等效导频值, 进一步构成 IAM-I 结构, 比 IAM-R 导频结构提升了 2dB 的性能优势。文献 [7] 在 IAM-I 结构的基础上, 为了进一步提高每个导频处的等效功率, 从而采用两列实值导频序列, 提出了 IAM-C 结构。文献 [8] 摒弃两侧为 0 的特性, 提出了新的结构 IAM-E-C, 该结构具有更高的等效导频功率, 经仿真证明 IAM-E-C 抗噪性能最佳, 其次依次为 IAM-C, IAM-I, IAM-R。文献 [9] 在 IAM-C 结构的基础上使两列的导频序列均为实数值, 算法表示为 L-IAM-C, 其信道估计性能相似于 IAM-C 算法性能。第三是基于干扰规避的信道估计方法, 此类方法主要通过运算的技巧或者滤波来推导出信道频域响应, 在整个系统中都没有涉及到固有干扰的计算, 优点就是滤波器组的信息无论在发送端还是接收端都不需要。即文献 [5] 提出的成对导频法 (POP), 利用在相邻符号位置处信道的拟不变的特性, 在运算方面把系统的固有干扰抵消掉, 进而得到信道的频率响应。

文中为了获得更高的等效导频功率, 在 IAM 算法的基础上将中间列导频两侧的导频数据取实虚相邻形成一个新的三列导频结构, 同时为了获得更为精确的信道估计值而采用多次迭代方法, 从而改善信道估计性能。通过理论的分析 and 仿真进而验证了该算法的可行性。

1 FBMC/OQAM 系统模型

FBMC/OQAM 系统^[10]如图 1 所示, 它是由 OQAM 预处理和 OQAM 后处理、综合滤波器组和分析滤波器组等四部分组成。其中在发送端, OQAM 预处理是为了确保系统在实数域的正交性, 将发送端发送的信号 $d_i(mM), i = 1, \dots, M-1$, 经过星座图映射以后, 对该复数符号进行实部和虚部部分分开处理, 时间间隔交错半个符号周期即成为传输符号 $a_{m,n}$ 。综合滤波器组则是由反向傅立叶变换和多相结构组成的, 主要是将经过 OQAM 预处理之后的输出信号, 分别在占有不同宽度频带的子载波上进行调制, 之后再经过相加来合并成一个宽带信号。而加上的多相结构则很大程度的降低了计算复杂度。同理在接收端, 分析滤波器组由傅立叶变换和多相结构组成, 主要工作是把子载波信号从宽带信号中解调出来, OQAM 后处理则是对调制到子载波上的信号取实部, 再经过实数和复数的相互转换, 把实数信号重新构建成复数信号。P/S 和 S/P 则分别表示并串和串并变换。基于此, FBMC/OQAM 系统的调制解调功能则可以实现, 从而还原原始信号。

FBMC/OQAM 系统经过发送端综合滤波器组后的基带等效离散信号表达式为:

$$s(k) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n \in Z} a_{m,n} g_{m,n}(k) \quad (1)$$

M 表示 FBMC/OQAM 系统的总的子载波数, $a_{m,n}$ 是发送的实值符号, 即第 n 个 FBMC/OQAM 符号中的第 m 个子载波上。为方便描述, 将时频格点 (Time Frequency

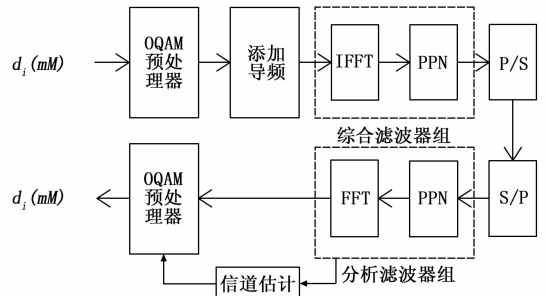


图 1 FBMC/OQAM 系统框图

Point, TFP) (m, n) 表示为发送的第 m 个子载波在第 n 个 FBMC 符号上的位置。 $g_{m,n}(k)$ 则是在时频格点 (m, n) 处调制的原型函数, 又叫作子载波基函数。其表达式为:

$$g_{m,n}(k) = g(k - n \frac{M}{2}) e^{j(2\pi/M)m(k - \frac{Mn}{2})} e^{j\varphi_{m,n}} \quad (2)$$

其中: K 为重叠因子, 原型滤波器的长度是 KM , $\varphi_{m,n}$ 是附加的相位项, 本文可以取 $\varphi_{m,n} = (m+n) \frac{\pi}{2} - mn\pi$ 。

对特殊设计的原型滤波器函数, 让不同的时频格点 (m, n) 和 (p, q) 处的原型函数在实数域进行内积有:

$$R\{(g_{m,n} | g_{p,q})\} = R\{\sum_k g_{m,n}(k) g_{p,q}^*(k)\} = \delta_{m,p} \delta_{n,q} \quad (3)$$

其中: R 为取实部的操作符, 只有当 $m = p$ 时, $\delta_{m,p} = 1$, 否则 $\delta_{m,p} = 0$ 。即证明了滤波器之间的干扰项在频域上是纯虚数的, 它的实部是零, 也就是满足实正交性。

然而在接收端, 接收到的符号之间并不存在正交性, 还存在有虚部干扰项, 这些干扰也就是纯虚数干扰, 表达式为:

$$\sum_k g_{m,n}(k) g_{p,q}^*(k) = j[g]_{m,n}^{p,q} \quad (4)$$

为了便于分析虚部干扰, 把原型滤波器在时频域上偏移以后的内积结果称为“干扰权重系数”^[11]。针对特定的原型滤波器, 干扰权重系数 $[g]_{m,n}^{p,q}$ 的取值是可以事先计算出来的, 本文中其值如下表所示:

表 1 $[g]_{m,n}^{p,q}$ 的值

$[g]_{m,n}^{p,q}$	$m = p - 1$	$m = p$	$m = p + 1$
$n = q - 1$	0.2058	0.2393	0.2058
$n = q$	-0.5644	1	0.5644
$n = q + 1$	0.2058	-0.2393	0.2058

假设每个子载波的信道为平坦信道, 则在接收端接收到的第 p 个子载波上的第 q 个 FBMC/OQAM 符号表达式为:

$$y_{p,q} = H_{p,q} a_{p,q} + I_{p,q} + \eta_{p,q} \quad (5)$$

$H_{p,q}$ 表示信道在频域上的响应, $\eta_{p,q}$ 为加性高斯白噪声, $I_{p,q}$ 表示 FBMC/OQAM 符号的虚部干扰, 表达式为:

$$I_{p,q} = j \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n \in Z} \underbrace{H_{m,n} a_{m,n}}_{(m,n) \neq (p,q)} [g]_{m,n}^{p,q} \quad (6)$$

假设原型函数有良好的时频聚集性, 则对 $I_{p,q}$ 有贡献的是时频格点 (p, q) 的一阶邻域。那么造成 FBMC 系统信

中道估计的最大问题就是该虚部干扰项，致使在 OFDM 系统中的通常使用的传统的经典的信道估计方法，在 FBMC 系统中不能直接应用。然后要处理的问题就是怎样减小格点处导频受到的周围邻居符号的影响，从而使信道估计方法达到最佳^[12]，即设计一个合适的导频结构，使虚部干扰 $I_{p,q}$ 近似最小，则公式 (5) 可以写成：

$$y_{p,q} \approx H_{p,q} (a_{p,q} + j \sum_{(m,n) \in \Omega_{p,q}} a_{m,n} [g]_{m,n}^{p,q}) + \eta_{p,q} = H_{p,q}(a_{p,q} + ju_{p,q}) + \eta_{p,q} = H_{p,q}c_{p,q} + \eta_{p,q} \quad (7)$$

式中， $c_{p,q} = a_{p,q} + ju_{p,q}$ 表示在时频格点 (p, q) 处的发送的等效导频数据，第一项为导频数据 $a_{p,q}$ ，第二项为周围邻居符号产生的虚部固有干扰项 $u_{p,q}$ ，也称为伪导频数据； $\Omega_{p,q}$ 为时频格点 (p, q) 的一阶邻域。

当在时频格点传输的导频符号 $a_{m,n}$ 和它的邻居范围 $\Omega_{p,q}$ 已知时，公式 (7) 中的 $u_{p,q}$ 可以被近似估计，即能得出信道频域响应在时频格点处的信道估计值^[13]，即：

$$\hat{H}_{p,q} = \frac{y_{p,q}}{c_{p,q}} \approx H_{p,q} + \frac{\eta_{p,q}}{c_{p,q}} \quad (8)$$

2 基于迭代的 IAM 前导信道估计方法

2.1 导频功率最大化的 IAM 导频结构

由式 (8) 可知，IAM 算法的估计性能是由等效导频的功率决定的，通过最大化等效导频的能量来降低信道估计受到的噪声的影响。不管什么样的原型滤波器函数及其干扰权重系数大多有特定的形式，可以通过这些系数来对进行设计导频结构。干扰权重的系数矩阵可以写作：

$$\begin{pmatrix} (-1)^p \delta & -\beta & (-1)^p \delta \\ -(-1)^p \gamma & a_{p,q} & (-1)^p \gamma \\ (-1)^p \delta & \beta & (-1)^p \delta \end{pmatrix} \quad (9)$$

水平方向对应的是时间，竖直方向对应的是频率。矩阵当中的所有变量都可以由以下公式来计算得到

$$\begin{cases} \beta = e^{-j\frac{\pi}{2}l} \sum_{l=0}^{L_c-1} g^2(l) e^{j\frac{\pi}{2}l} \\ \gamma = \sum_{l=\frac{M}{2}}^{L_c-1} g(l) g(l - \frac{M}{2}) \\ \delta = -j e^{-j\frac{\pi}{2}l} \sum_{l=\frac{M}{2}}^{L_c-1} g(l) g(l - \frac{M}{2}) e^{j\frac{\pi}{2}l} \end{cases} \quad (10)$$

本文假设 $\delta = 0.2058, \beta = 0.2393, \gamma = 0.5664$ ，通常 $\gamma, \beta > \delta$ 。对应的是表 1 中的干扰权重系数的值。文献中提到的基于干扰近似的 IAM-R, IAM-I, IAM-C, IAM-E-C 等四种 IAM 导频结构如下：

为了尽可能地使对信道估计值有影响的噪声减小，则要尽可能地增大等效导频的功率，就要尽量增大 $c_{p,q}$ 的幅值，即尽可能地增大 $ju_{p,q}$ 的幅值。在最大化等效导频能量的指导思想下，令 a 为导频符号的幅值，通过计算得到以上几种 IAM 导频结构的等效导频符号的 $c_{p,q}^{IAM-R} = |a_{p,q} + j2\beta a_{p+1,q}| = a\sqrt{1+4\beta^2}$ ，幅值及其等效导频功率分别为：

$$P_{IAM-R} = a^2(1+4\beta^2) =$$

0 1 0	0 1 0	0 1 0	j 1 -j
0 -1 0	0 j 0	0 j 0	-1 j 1
0 -1 0	0 -1 0	0 -1 0	-j -1 j
0 1 0	0 1 0	0 -j 0	1 -j -1
0 1 0 data	0 j 0 data	0 1 0 data	j 1 -j data
0 -1 0	0 -1 0	0 j 0	-1 j 1
0 -1 0	0 1 0	0 -1 0	-j -1 j
0 1 0	0 j 0	0 -j 0	1 -j -1
0 1 0	0 -1 0	0 1 0	j 1 -j
...

(a) IAM-R (b) IAM-I (c) IAM-C (d) IAM-C

图 2 基于干扰近似的导频结构

1. 2291a²。

$$c_{p,q}^{IAM-I} = a | (1 + \beta) + j\beta |$$
，相应的等效导频功率为

$$P_{IAM-I} = a^2 ((1 + \beta)^2 + \beta^2) = 1.5932a^2。$$

$$c_{p,q}^{IAM-C} = a | 1 + 2\beta |$$
，相应的等效导频功率为 $P_{IAM-C} =$

$$a^2 (1 + 2\beta)^2 = 2.1863a^2。$$

$$c_{p,q}^{E-IAM-C} = a | 1 + 2(\beta + \gamma) |$$
，相应的等效导频功率为

$$P_{E-IAM-C} = a^2 (1 + 2(\beta + \gamma))^2 = 6.7985a^2。$$

文献 [7] 已证明 E-IAM-C 抗噪性能最佳，其次依次为 IAM-C, IAM-I, IAM-R。

2.2 新 IAM 导频结构设计

根据等效导频功率最小值最大化准则，对导频进行设计，其导频结构如图 3 所示。

j 1 -j	
0 j 0	
-j -1 j	
0 -j 0	
j 1 -j	data
0 j 0	
-j -1 j	
0 -j 0	
j 1 -j	
... ..	

图 3 新 IAM 导频结构

由于干扰权重的系数矩阵公式可知，在新 IAM 导频结构中由于导频数据 $a_{p,q}$ 的取值为 $[1 j -1 -j]$ 循环，所以要把等效导频符号的取值分成实数和虚数来分析讨论：

当子载波处于偶数的位置上时，中间的导频序列符号位置处放置 ± 1 时，而在左侧和右侧的导频序列分别放置 $\pm j$ 和 $\mp j$ ，这样左右两侧的导频对中间列导频的等效导频为 $c_{p,q}^{new} = a | 1 + 2(\beta + \gamma) |$ ，等效导频功率为 $P^{new} = a^2 (1 + 2(\beta + \gamma))^2 = 6.7985a^2$ ，即新设计的导频结构的算法性能比 IAM-C 结构性能要好。

同理，当子载波处于奇数的位置上时，中间的导频序列符号放置 $\pm j$ 时，而在左侧和右侧的导频都放置 0，这时左 $c_{p,q}^{new} = a | 1 + 2\beta |$ ，右两侧的导频符号对中间列导 $P^{new} = a^2 (1 + 2\beta)^2 = 2.1863a^2$ 频的等效导频为等效导频功率为。

经过分析可知，本文提出的新的基于迭代的 IAM 前导信道估计算法的导频结构的等效导频功率在 IAM-C 和 E-IAM-C 之间波动，有更强的抗噪能力，而两项合起来的导频功率决定了性能。同时采用基于迭代的导频结构算

法, 对数据用原始的信道估计值进行解调后, 再对相邻的子载波间和符号间的干扰进行重构, 经过再次的估计, 可以得到更高精度的估计结果值^[14]。

新 IAM 导频结构信道估计算法的步骤:

步骤 1: 对接收端所接收到的第一列和第三列的导频信号利用第二列的信道估计值进行 FBMC/OQAM 解调。

步骤 2: 利用公式 (7) 和公式 (8) 计算第二列导频受到的导频位置周围的数据的干扰, 可以得到:

$$c_{p,q} = a_{p,q} + j \sum_{(m,n) \in \Omega_{p,q}} a_{m,n} [g]_{m,n}^{p,q} = a_{p,q} + j u_{p,q} \quad (9)$$

步骤 3: 然后利用步骤 2 中已经计算出来的值 $c_{p,q}$ (等效导频数据) 去除经过解调以后的信号中的导频点上面处的值 $y_{p,q}$ 就可以获得导频点位置处的信道估计值 $\hat{H}_{p,q}$ 。

步骤 4: 再利用步骤 3 所计算出来的导频点位置处的信道估计值 $\hat{H}_{p,q}$, 把解调信号中围绕导频的数据所对应的时频格点位置上的值通过信道均衡和信道译码给估计出来, 这个值就是 $c_{m+p,n+q}$ 。

步骤 5: 利用公式 (9) 来获得等效导频数据 $c_{m+p,n+q}$ 对导频的干扰项, 然后再利用步骤 3 所计算出来的信道估计值去减这个干扰量, 就可以使第一次迭代的信道估计值 $\hat{H}_{p,q}^{(1)}$ 更精确的获得。

步骤 6: 制定好要迭代的次数 i , 重复步骤 4 和步骤 5, 依次进行, 就可以得到最准确的估计值 $\hat{H}_{p,q}^{(i)}$ 。

实验的结果证明, 在迭代两次以后, 迭代收敛。

3 新导频结算法仿真与分析

3.1 新导频结构算法仿真

为了检验算法的可行性, 论文在不同的信道环境下对以上提到的各个不同的导频结构算法进行 Matlab 仿真分析进行验证。傅立叶变换长度为 $M=128$, 原型滤波器的长度为 $L=4$ m, 子载波频率为 1.8×10^9 Hz, 系统采样频率为 32 MHz, 信道环境为车载 ITU-VA 信道环境和步行 ITU-PA 信道环境。具体仿真参数如表 2 所示。

表 2 仿真参数

参数	参数值
子载波数	128
信道模型	ITU-PA 时延(ns): [0 110 190 410]
	功率(dB): [0 -19.7 -19.2 -22.8]
	ITU-VA 时延(ns): [0 310 710 1090 1730 2510]
	功率(dB): [0 -1.0 -9.0 -10.0 -15.0 -20.0]
调制方式	QPSK
采样频率	32 MHz
仿真次数	1000

仿真结果如图 4 和图 5 所示。

图 4 是在车载 ITU-VA 信道环境下的误码率仿真曲线图, 仿真图中 OFDM 为未经过干扰处理的基于 IAM 的导频结构下的传统的 OFDM 信道估计, IAM-C 是 IAM-C 导频结构的信道估计算法, No iteration、One iteration、Two iteration

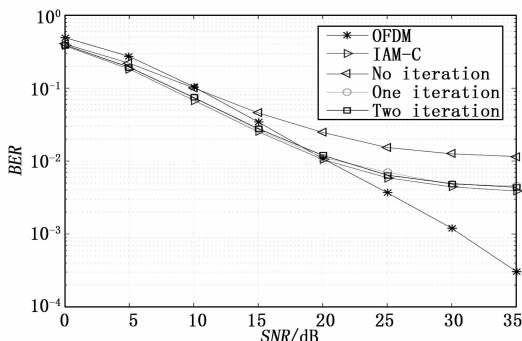


图 4 在 ITU-VA 信道下算法性能比较

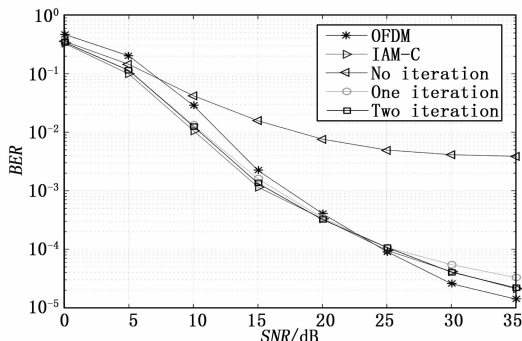


图 5 在 ITU-PA 信道下算法性能比较

tion 分别为在新的基于 IAM 的导频结构算法下的没有迭代、迭代 1 次、迭代 2 次的信道估计算法。从图中可以看出, 由于 IAM-C 采用三列导频, 使得等效导频功率较大, 算法的性能较好, 而论文所提出的新的基于迭代的 IAM 导频结构算法相比 IAM-C 算法来说, 没有迭代的导频结构与 IAM-C 算法的性能相比较差, 经过迭代一次后的算法性能有了很大的提升, 迭代两次后的算法性能略有提升, 即能够保持传统的 IAM-C 结构算法估计性能的同时, 由于引入了虚数导频, 经过计算证明使得等效导频功率在几者之间最大, 从而使得抗噪性能增强, 估计性能进一步得到提升, 但迭代两次以后有所收敛。在高信噪比条件下因为 FBMC/OQAM 系统存在不准确的时间分散, 因此存在内在的干扰残留, 所以没有 CP-OFDM 系统的信道估计性能佳。

图 5 是在步行 ITU-PA 信道环境下的误码率仿真曲线图, 仿真图中 OFDM 为未经过干扰处理的基于 IAM 的导频结构下的传统的 OFDM 信道估计, IAM-C 是 IAM-C 导频结构的信道估计算法, No iteration、One iteration、Two iteration 分别为在新的基于 IAM 的导频结构算法下的没有迭代、迭代 1 次、迭代 2 次的信道估计算法。从图中可以看出, 没有迭代的信道估计算法性能最差, IAM-C 算法的性能较好, 迭代以后的性能明显比没有迭代的算法性能要好得多, 相似于 IAM-C 算法的性能。在 BER 为 10^{-4} 数量级处, 迭代两次以后的性能要比 IAM-C 算法的性能提高大约 0.1dB。由于导频功率的增大, 使得抗噪性能增强, 估计性能进一步得到提升, 但迭代两次以后迭代收敛。在高信噪比条件下因为 FBMC/OQAM 系统存在不准确的时间分散, 因此存在内在的干扰残留, 所以没有 CP-OFDM 系统的信道估计性能佳。

间分散, 因此存在内在的干扰残留, 所以没有 CP-OFDM 系统的信道估计性能佳。

3.2 新导频结构算法复杂度分析

对 IAM-C 算法进行分析, 由文献 [9] 可知, IAM-C 算法需要先对 M (子载波数) 维矩阵进行求逆运算, 再对 M 维矩阵进行两次乘法运算。同时若信道估计方法是采用 LS 算法, 则需要进行 M 次除法。当子载波个数更大时, 就会有更大的求逆运算量; 再次, 在重构导频去消除周围数据对导频的干扰时, 要有滤波器组的信息才能实现。新 IAM 算法在进行信道估计时, 需要对等效导频进行计算。所以要进行 $4M$ 次乘法, M 次加法, 若采用 LS 信道估计, 则还要进行 M 次除法。计算量和 IAM-C 算法相比, 降低了很多。但是新算法需要有滤波器组的信息才能实现计算等效导频。

4 结束语

论文针对 FBMC/OQAM 系统中传统的干扰近似算法信道估计性能有限的问题, 提出了一种基于迭代的 IAM 导频结构的前导信道估计算法, 从理论上分析了算法的性能, 并与 IAM 算法进行比较, 由于新导频结构算法在中间导频序列两边的导频互为相反数, 因而提高了等效导频功率, 经过迭代以后还可以使得到的信道估计值更为精确。仿真表明, 在 ITU 车载信道环境和步行信道环境下, 论文所提出的新的基于迭代的 IAM 前导信道估计算法在保持其传统信道估计性能的同时, 得到了更精确的信道估计值。新的 IAM 算法因为两边取相反数, 因而减少了导频开销, 降低了算法复杂度, 在以后 5G 的高速率数据传输移动场景中有着非常重要的作用。

参考文献:

[1] 赵锦程, 黄斐一, 孔繁盛. 面向 5G 的无线宽带多载波传输技术 [J]. 移动通信, 2015, 41 (9): 14-18.

[2] Wunder G, Jung P, Kasparick M, et al. 5G Now: nonorthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications [J]. Communications Magazine IEEE, 2014, 52 (2): 97-105.

[3] Lélé C, Siohan P, Legouable R. Channel estimation with scattered pilots in OFDM/OQAM [A]. IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications [C]. Recife, Brazil: IEEE Press, 2008: 286-290.

[4] Lacroix D, Javaudin J P. A new channel estimation method for OFDM/OQAM [A]. 7th International OFDM - Workshop [C]. 2002.

[5] Lélé C, Siohan P, Legouable R. Channel estimation methods for preamble-based OFDM/OQAM modulations [A]. European Wireless Conference [C]. Paris, France: IEEE Press, 2007: 741-750.

[6] Lélé C, Siohan P, Legouable R. 2 dB better than CP-OFDM with OFDM/OQAM for preamble-based channel estimation [A]. IEEE International Communication Conference [C]. Beijing, China, 2008.

[7] Du J F. Novel preamble-based channel estimation for OFDM/OQAM systems [A]. International Conference on Communication (ICC) [C]. Dresden: IEEE Press, 2009: 1004-1009.

[8] Kofidis E, Katselis D. Improved interference approximation method for preamble-based channel estimation in FBMC/OQAM [A]. Proceedings of the EUSIPCO' 11 [C]. Barcelona, Spain: IEEE Press, 2011: 1603-1607.

[9] Liu W F, Chen D, Kong D J, et al. Preamble overhead reduction with IAM-C for channel estimation in OQAM-OFDM systems [A]. Proc of IEEE China. SIP [C]. 2015: 761-765.

[10] 梁 燕, 秦梦瑶, 张贺伟. FBMC/OQAM 系统导频辅助信道估计方法概述 [J]. 重庆邮电大学学报 (自然科学版), 2015, 27 (4): 477-483.

[11] Katselis D, Bengtsson M, Rojas C R, Hjalmarsson H. On preamble-based channel estimation in OFDM/OQAM systems [A]. Signal Processing Conference, 2011 19th European [C]. 2011: 1618-1622.

[12] 方 应. 基于滤波器组的多载波系统关键技术研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2016.

[13] Eleftherios K, Dimitrios K, Athanasios R, et al. Preamble-based channel estimation in OFDM/OQAM systems: A review [J]. Signal Processing, 2013, 93 (7): 2038-2054.

[14] Lélé C. Iterative scattered-based channel estimation method for OFDM/OQAM [J]. Eurasip Journal on Advances in Signal Processing, 2012: 1-14.

[3] Vazifehdan J, Prasad R V, Niemegeers I. Energy-efficient reliable considering residual energy in wireless Ad Hoc networks [J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2014, 13 (2): 434-447.

[4] 丁 青. 基于指数标度加权的 Ad Hoc 网络分簇算法 [D]. 兰州: 兰州交通大学, 2014.

[5] 李 进. 基于能量的无线传感器网络分簇算法改进的研究 [D]. 上海: 华东理工大学, 2011.

[6] 衡育强. 基于能量和密度的 WSNs 分簇路由协议研究 [D]. 大连: 大连理工大学, 2014.

[7] 杨宜萍. 无线传感器网络中基于节点能量的分簇算法研究 [D]. 上海: 上海交通大学, 2013.

[8] 李朋飞. 基于能量等级的分簇拓扑控制算法 [J]. 计算机科

Processing Advances in Wireless Communications [C]. Recife, Brazil: IEEE Press, 2008: 286-290.

[4] Lacroix D, Javaudin J P. A new channel estimation method for OFDM/OQAM [A]. 7th International OFDM - Workshop [C]. 2002.

[5] Lélé C, Siohan P, Legouable R. Channel estimation methods for preamble-based OFDM/OQAM modulations [A]. European Wireless Conference [C]. Paris, France: IEEE Press, 2007: 741-750.

[6] Lélé C, Siohan P, Legouable R. 2 dB better than CP-OFDM with OFDM/OQAM for preamble-based channel estimation [A]. IEEE International Communication Conference [C]. Beijing, China, 2008.

[7] Du J F. Novel preamble-based channel estimation for OFDM/OQAM systems [A]. International Conference on Communication (ICC) [C]. Dresden: IEEE Press, 2009: 1004-1009.

[8] Kofidis E, Katselis D. Improved interference approximation method for preamble-based channel estimation in FBMC/OQAM [A]. Proceedings of the EUSIPCO' 11 [C]. Barcelona, Spain: IEEE Press, 2011: 1603-1607.

[9] Liu W F, Chen D, Kong D J, et al. Preamble overhead reduction with IAM-C for channel estimation in OQAM-OFDM systems [A]. Proc of IEEE China. SIP [C]. 2015: 761-765.

[10] 梁 燕, 秦梦瑶, 张贺伟. FBMC/OQAM 系统导频辅助信道估计方法概述 [J]. 重庆邮电大学学报 (自然科学版), 2015, 27 (4): 477-483.

[11] Katselis D, Bengtsson M, Rojas C R, Hjalmarsson H. On preamble-based channel estimation in OFDM/OQAM systems [A]. Signal Processing Conference, 2011 19th European [C]. 2011: 1618-1622.

[12] 方 应. 基于滤波器组的多载波系统关键技术研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2016.

[13] Eleftherios K, Dimitrios K, Athanasios R, et al. Preamble-based channel estimation in OFDM/OQAM systems: A review [J]. Signal Processing, 2013, 93 (7): 2038-2054.

[14] Lélé C. Iterative scattered-based channel estimation method for OFDM/OQAM [J]. Eurasip Journal on Advances in Signal Processing, 2012: 1-14.

[9] 朱报开. WSN 中基于能量感知的最小路由由跳数路由算法 [J]. 无线电工程, 2017, 47 (2): 15-19.

[10] Leal J. Hybrid gateway advertisement scheme for connecting mobile ad hoc networks to internet [J]. Proceedings of VFC, 2013 (3): 191-195.

[11] 董思好, 张 洪, 王 路. 无人机自组网 OLSR 路由协议的优化 [J]. 军械工程学院学报, 2017, 29 (2): 67-70.

[12] 肖 玮, 涂亚庆. 基于等级的无线传感网自适应分簇算法 [J]. 计算机应用, 2017, 37 (6): 1532-1538.

[13] 高 越. 基于 OPNET 的 Ad Hoc 网络分布式仿真技术研究 [D]. 北京: 北京理工大学, 2015.

[14] 任焕锋. 自组织网络的分层结构研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2014.

(上接第 181 页)