引用格式:梁仕杰、王彪、张岑、基于 gOMP 算法的 FBMC 水声通信信道估计方法[J]. 声学技术, 2021, 40(3): 329-335. [LIANG Shijie, WANG Biao, ZHANG Cen. FBMC underwater acoustic communication channel estimation method based on gOMP algorithm[J]. Technical Acoustics, 2021, 40(3): 329-335.] DOI: 10.16300/j.cnki.1000-3630.2021.03.005

## 基于 gOMP 算法的 FBMC 水声通信信道估计方法

# 梁仕杰, 王彪, 张岑 (江苏科技大学电子信息学院, 江苏镇江 212003)

摘要: 传统基于训练序列及块状导频结构的滤波器组多载波(Filter Bank Multicarrier, FBMC)信道估计方法花费额外的 频谱资源,这在频谱资源较为紧张的水声通信环境中具有一定的局限性。针对这一问题并结合水声信道稀疏性的特 点,文章提出了一种基于压缩感知的离散导频结构 FBMC 信道估计方法。首先基于等效导频能量最大化的思想,设 计了一种新的离散导频结构来解决 FBMC 系统信道估计时存在的固有虚部干扰问题;然后配合该结构,提取出导频 处的接收信息并利用重构效果优良的压缩感知 gOMP 算法对水声信道进行重构。该方法在保证水声信道估计精度的 同时有效提高了 FBMC 系统的频谱利用率,改善了水声通信的性能。仿真结果表明,文中所提方法相较于传统方法 在估计精度和频谱利用率方面具有一定的优越性。

关键词:滤波器组多载波;压缩感知;虚部干扰;gOMP算法;离散导频 中图分类号: TN929.3 文献标志码:A 文章编号: 1000-3630(2021)-03-0329-07

### FBMC underwater acoustic communication channel estimation method based on gOMP algorithm

### LIANG Shijie, WANG Biao, ZHANG Cen

(School of Electronic and Information, Jiangsu University of Science and Technology, Zhenjiang 212003, Jiangsu, China)

Abstract: The traditional filter bank multi-carrier (FBMC) channel estimation method based on training sequence and block pilot structure spends additional spectrum resources, which leads to certain limitations of applying this method in the underwater acoustic communication environment where spectrum resources are limited. To solve this problem and considering the sparsity of underwater acoustic channel, a channel estimation method of FBMC with discrete pilot structure based on compressed sensing is proposed in this paper. Firstly, based on the idea of equivalent pilot energy maximization, the discrete pilot structure is designed reasonably to solve the problem of inherent imaginary part interference in channel estimation of FBMC system. Then with this structure, the received information at pilot is extracted and the compressed sensing gOMP algorithm with good reconstruction effect is used to reconstruct the underwater acoustic channel. This method not only ensures the accuracy of channel estimation, but also effectively improves the spectrum utilization of FBMC system, which greatly improves the performance of underwater acoustic communication. The simulation results show that the proposed method is superior to the traditional methods in estimation accuracy and spectrum utilization.

Key words: filter bank multi-carrier (FBMC); compressed sensing; imaginary part interference; gOMP algorithm; discrete pilot

#### 引言 0

水声信道的多径效应强、可利用带宽窄,信号 衰减严重等特点严重阻碍了水声通信的发展。滤波 器组多载波技术(Filter Bank Multicarrier, FBMC)采

用时频聚焦性能良好的原型滤波器对每个子信道 中的信号进行脉冲成形滤波,与传统正交频分复用 技术相比在有效增强抗载波间干扰(Inter Carrier Interference, ICI)和符号间干扰(Inter Symbol Interference, ISI)能力的基础上提高了频谱利用率<sup>[1-2]</sup>。在 此基础上,FBMC 技术又采用交错正交振幅调制技 术,在不额外增加频谱资源开销的条件下进一步抵 抗了 ICI 和 ISI<sup>[3-4]</sup>。这些优点使得 FBMC 技术相对 OFDM 技术更加适用于水声通信。但 FBMC 技术 也存在一些问题,其子载波基函数仅在实数域上保 持正交的特性会引入符号间和子载波间固有的虚

收稿日期: 2020-03-16; 修回日期: 2020-05-06

基金项目:国家自然科学基金(11574120、U1636117);江苏省自然科学 基金(BK20161359); 江苏省研究生科研与实践创新计划项目 (KYCX19\_1691).

作者简介:梁仕杰(1994-),男,江苏盐城人,硕士研究生,研究方向为 水声通信,水声信号处理。

通信作者:梁仕杰, E-mail: 1941407485@gg.com

部干扰问题,这增加了通信系统信道估计和均衡模 块的复杂度。因此,研究适用于 FBMC 的高精度信 道估计算法对提升水声通信系统的性能至关重要。

目前,用于 FBMC 信道估计的导频结构总体上 包括块状和格状导频结构两类。这两类结构都是基 于干扰消除或干扰利用的思想来处理 FBMC 系统 的固有虚部干扰问题,从而进一步提升信道估计精 度的。格状导频结构研究方面, Mogol 等<sup>[5]</sup>将原先 在导频位置周围的数据符号置零而去除了干扰,但 这降低了系统的频谱利用率。Javaudin 等<sup>16</sup>利用干 扰抵消的思想,选取导频符号一阶邻域内的某个数 据符号并设置使其产生的干扰值与一阶邻域内的 其他数据符号产生的总干扰值相抵消,但此方法在 工程中难以实现。块状导频结构研究方面, Lélé 等 在文献[7]中最早提出了成对导频法(Pair Of Pilots, POP) 和干扰近似法 (Interference Approximation Method, IAM)这两种方法。POP 方法主要是利用相 关数学方法对一对相邻导频进行处理,从而尽可能 地消除导频处的干扰。但该种方法由于估计性能不 稳定而不适合在实际中应用。IAM 方法的块状导 频结构将导频信息扩展到三个连续的 FBMC 符号 上,并基于等效导频的能量最大原则设计块状导频 结构,从而削弱噪声对估计精度的影响,但块状导 频结构也极大地降低了系统的频谱利用率。

信道估计算法方面,一般有自适应滤波算法及 压缩感知算法这两类。传统的LMS算法,LS算法 及RLS算法很难在收敛速度与估计精度间达到平 衡<sup>[8-9]</sup>。由于水声信道具有稀疏性,因此将压缩感 知算法<sup>[10]</sup>应用于水声信道估计中具有良好的效果。 文献[11]将改进 IAM 结构与正交匹配追踪 (Orthogonal Matching Pursuit, OMP)算法结合,取得 了比自适应滤波算法更好的信道估计效果。文献 [12]将自适应压缩采样匹配追踪算法(Adaptive Regularized Compressive Sampling Matching Pursuit, ARCoSaMP)应用到 FBMC 信道估计中,其估计性 能优于基于 OMP 算法的信道估计方法。

本文针对上述传统块状和格状导频结构存在 的问题并结合水声信道稀疏性的特点,提出了一种 基于压缩感知的离散导频结构 FBMC 信道估计方 法,将水声信道估计问题转化为稀疏信号的重构问 题。首先基于等效导频能量最大化的思想,设计了 一种新的离散导频结构来解决 FBMC 系统信道估 计时存在的固有虚部干扰问题;然后配合该种离 散导频结构,提取导频处的接收信息并利用重构 效果优良的压缩感知 gOMP 算法对水声信道进行 重构<sup>[13]</sup>。该方法在保证信道估计精度的同时有效提 高了 FBMC 系统的频谱利用率,较大地改善了水声 通信的性能。

### 1 FBMC 系统原理

### 1.1 FBMC 系统模型

FBMC 基带等效发送信号可以表示为

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{N-1} a_{m,n} g_{m,n}(t)$$
(1)

其中: *N* 是 FBMC 的子载波个数,  $a_{m,n}$ 是第 n 个 FBMC 符号中第 m 个子载波上发送的实值数据符 号, 它主要是将 QAM 复数符号的实部与虚部拆 分, 以 $\tau_0$ 的时间偏移先后输入 FBMC 系统进行传 输。 $g_{m,n}(t)$ 表示第 n 个 FBMC 符号中第 m 个子载 波处的基函数,表达式为

$$g_{m,n}(t) = e^{j\frac{\pi}{2}(m+n)} e^{j2\pi m v_0 t} g(t - n\tau_0)$$
(2)

其中: $v_0$ 表示子载波之间的间隔, $\tau_0$ 是相邻符号的时间偏移。它与无循环前缀(Cyclic Prefix, CP)的OFDM系统的符号周期*T*以及子载波间隔*F*之间的关系为*T*= $2\tau_0$ =1/*F*= $1/v_0$ 。OFDM/OQAM与OFDM系统格点分布情况如图 1 所示。



图 1 OFDM/OQAM 与 OFDM 系统格点分布 Fig.1 Grid distribution of OFDM/OQAM and OFDM systems

### 1.2 FBMC 实现方式

这里给出两种基于 FFT/IFFT 的方法实现 FBMC。方法一将待发送数据乘上j<sup>m</sup>后经过 IFFT, 然后用滤波器组系数分别对其时偏量进行加权求 和即可得到发送端的数据。方法一发送端数据生成 框图如图 2 所示。

$$d_n^{(R)} = g_0 \times b_n^{(R)} + g_1 \times b_{n-1}^{(R)} + \dots + g_{K-1} \times b_{n-(K-1)}^{(R)}$$
(3)

其中:  $b_n^{(R)} = \text{IDFT}[\omega \times a_n^{(R)}]$ 。

方法二,首先将经过映射后的复数数据串并转换,然后将复数数据的实部和虚部分别进行傅里叶 逆变换,再经过滤波器组进行脉冲成形滤波,最后 将得到的两部分数据相加,并串转换后得到要发送的数据。方法二发送端数据生成框图如图 3 所示。



图 2 方法一发送端数据生成 Fig.2 Data generation at the sending end with method 1





### 1.3 FBMC 系统信道估计原理

研究 FBMC 系统的信道估计关键在于对系统 固有虚部干扰的处理。假设子载波参数设定合理及 原型滤波器的时频聚焦(Time Frequency Localization, TFL)性能良好,信道响应在导频格点(*p*,*q*)处 的一阶邻域内保持不变,接收端信号可表示为

$$r_{p,q}^{(c)} = H_{p,q}^{(c)} \left[ a_{p,q} + j \sum_{(m,n) \in \Omega_{p,q}} a_{m,n} \left\langle g \right\rangle_{m,n}^{p,q} \right] + \eta_{p,q}^{(c)} = H_{p,q}^{(c)} c_{p,q} + \eta_{p,q}^{(c)}$$
(4)

其中:  $a_{p,q}$ 表示第 p 个子载波,第 q 个符号上发送的导频数据, $H_{p,q}^{(c)}$ 表示符号 $a_{p,q}$ 处的信道响应, $c_{p,q}$ 为系统等价发送导频符号,称为伪导频,也可称为等效导频。 $\eta_{p,q}^{(c)}$ 为该符号处的噪声。则时频格点(p,q)处的信道冲激响应可以表示为

$$\frac{r_{p,q}^{(c)}}{c_{p,q}} = H_{p,q}^{(c)} + \frac{\eta_{p,q}^{(c)}}{c_{p,q}}$$
(5)

由式(5)可以发现,信道估计的准确度受到噪声 和等效导频能量的影响,等效导频能量值越大,噪 声干扰的影响就越小。

将时频格点上经过时频域偏移的原型脉冲的 内积称之为干扰权重系数,干扰权重关系矩阵可以 表示为

$$\boldsymbol{W} = \begin{bmatrix} (-1)^m \delta & -\beta & (-1)^m \delta \\ -(-1)^m \gamma & 1 & (-1)^m \gamma \\ (-1)^m \delta & \beta & (-1)^m \delta \end{bmatrix}$$
(6)

式(6)中心点周围一阶邻域表示的是干扰权重 系数,其中参数 *β*、*γ*和*δ*可以由式(7)计算得到:

$$\begin{cases} \beta = \sum_{l=0}^{L_g^{-1}} g^2(l) e^{j(2\pi/N)l} \\ \gamma = \sum_{l=N/2}^{L_g^{-1}} g(l) g(l - \frac{N}{2}) \\ \delta = -j \sum_{l=N/2}^{L_g^{-1}} g(l) g(l - \frac{N}{2}) e^{j(2\pi/N)l} \end{cases}$$
(7)

### 1.4 基于块状导频的 FBMC 信道估计方法

干扰近似(Interference Approximate Method, IAM)是基于块状导频结构的 FBMC 系统信道估计 方法的主要思想。所谓干扰近似就是根据干扰权重 系数先求出伪导频,然后进一步计算得到信道响应 的方法。IAM 方法将导频符号一阶邻域内的所有 符号设为已知且其块状导频结构时域长度持续三 个符号间隔,基于 IAM 方法的 FBMC 块状导频结 构如图 4 所示,其最显著的特点是三个连续的 FBMC 符号上每个子载波均承载导频信息。



块状导频结构的列号由 0 开始计数,图中连续的三列导频称为块状前导,块状前导中间列为导频 列,每个导频符号用 *a<sub>p,q</sub>*来表示,其中 *p*=0,1,…, *M*-1;*q*表示导频列号。保护符号 *a<sub>p,q-1</sub>*和 *a<sub>p,q+1</sub>*排 布在导频符号两侧。每个导频符号处的伪导频可以 通过式(8)计算:

$$\mathcal{L}_{p,q} = a_{p,q} + j \sum_{(m,n) \in \Omega_{p,q}} a_{m,n} \langle g \rangle_{m,n}^{p,q}$$
(8)

经典 IAM 方法是将块状前导的保护符号列置 为 0。如图 5 所示。这种排布方式使得导频所受到 的虚部干扰均来自自身的导频列。



图 5 基于 IAM 方法的 FBMC 块状导频结构 Fig.5 FBMC block pilot structure based on IAM methods

为了进一步扩大伪导频的能量, IAM 方法主要有 IAM-R 和 IAM-C 这两种块状导频结构。

(1) IAM-R 块状导频结构

IAM-R 的导频符号列由实数组成。如图 6 所示,为了抑制保护符号对导频符号的影响,将块状前导的保护符号列置 0,导频列按照 1,1,-1,-1 循环变化。

$$\begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & a_{0,3} & a_{0,4} & \cdots \\ 0 & 1 & 0 & a_{1,3} & a_{1,4} & \\ 0 & -1 & 0 & a_{2,3} & a_{2,4} & \vdots \\ 0 & -1 & 0 & a_{3,3} & a_{3,4} & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & a_{N-1,3} & a_{N-1,4} & \cdots \end{pmatrix}$$
  
图 6 IAM-R 块状导频结构  
Fig.6 IAM-R block pilot structure

结合式(6)和式(7),该种块状导频结构的每个导频符号处的等效导频功率为:

$$P_{\text{IAM}-R} = a^2 (1 + 4\beta^2) \tag{9}$$

(2) IAM-C 块状导频结构

将奇数子载波上的导频符号乘以 j,则导频列 变为 1, j, -1, -j 循环结构,则每个导频处的等效 导频为纯虚数或纯实数,这样设计的导频结构具有 更高的等效导频功率。如图 7 所示。

$$\begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & a_{0,3} & a_{0,4} & \cdots \\ 0 & j & 0 & a_{1,3} & a_{1,4} & & \\ 0 & -1 & 0 & a_{2,3} & a_{2,4} & \vdots \\ 0 & -j & 0 & a_{3,3} & a_{3,4} & \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \\ 0 & \cdots & 0 & a_{N-1,3} & a_{N-1,4} & \cdots \end{pmatrix}$$

图 7 IAM-C 块状导频结构 Fig.7 IAM-C block pilot structure

同理,结合式(6)和式(7),该种块状导频结构的 每个导频符号处的等效导频功率为

$$P_{\rm IAM-c} = a^2 (1 + 2\beta)^2 \tag{10}$$

对比式(9)和式(10),可以发现 IAM-C 块状导频结构每个导频符号处的等效导频功率比 IAM-R 块状结构大,因此其在导频符号处的信道估计精度 更高。

# 2 基于压缩感知的离散导频 FBMC 信道估计方法

其中: Y 为接收信号的一维向量; X 为对角矩阵形式的发送信号; H 是每个符号处的信道响应; F 是 傅里叶矩阵; h 是稀疏信道冲激响应的离散时域表示; W 为噪声向量。

导频符号是进行信道估计时必需的元素,首先 在发送信号中插入部分导频,并用选择矩阵记录导 频位置,接收端利用选择矩阵 P(P×M)将导频处的 接收值提取出来,可以得到:

$$\boldsymbol{Y}_{p} = \boldsymbol{X}_{p} \boldsymbol{F}_{p} \boldsymbol{h} + \boldsymbol{W}_{p} \tag{12}$$

其中:  $Y_p = PY, X_p = PXP', F_p = PF$ ,  $Y_p, X_p, F_p$ 为 部分傅里叶矩阵。

信道估计过程实质上是稀疏信道 h 的重构过程。下面将通过 FBMC 离散导频结构及压缩感知重 建算法两个方面对此重构过程进行介绍。

### 2.1 FBMC 离散导频结构设计

在设计导频结构时需要注意消除或利用导频符号一阶邻域内的数据符号对其的干扰,一般通过 在导频符号的一阶邻域内放置保护符号来解决,具 体离散导频结构如图 8 所示。



$$H_{p,q}^{(c)} = \frac{r_{p,q}^{(c)}}{c_{p,q}} + \frac{\eta_{p,q}^{(c)}}{c_{p,q}}$$
(13)

等效导频的能量越大,就越能削弱噪声的影响,从而提高信道估计的精度。因此设计离散导频 结构的基本思想就是最大限度地提高等效导频的 能量。本部分主要对图9中所示的三种类型的离散 导频结构进行介绍和分析。

|                                       | 0 | 0 | 0 | [0 | 1  | 0 | [ j | 1  | −j ] |  |
|---------------------------------------|---|---|---|----|----|---|-----|----|------|--|
|                                       | 0 | 1 | 0 | 0  | 1  | 0 | -1  | j  | 1    |  |
|                                       | 0 | 0 | 0 | 0_ | -1 | 0 | _−j | -1 | j 🛓  |  |
| (a) 置零法结构 (b) IAM-R 结构 (c) E-IAM-C 结构 |   |   |   |    |    |   |     |    |      |  |
| 图 9 三种类型的离散导频结构                       |   |   |   |    |    |   |     |    |      |  |

Fig.9 Three kinds of structures of scattered pilots

第一种离散结构如图 9(a)所示,将导频符号周围的保护符号置为 0,这有效规避了导频一阶邻域

山か日北ウムて北

40

(15)

| 3 | 3 | 3 |
|---|---|---|
| - | - | - |

| 内付亏利匕的干扰,用 a 代表守则付亏日            | 沙咱徂, 侬 |
|---------------------------------|--------|
| 据式(6)可以得到其等效导频â <sub>m</sub> ,为 |        |
| $\hat{a}_{m,n} = a$             | (14)   |
| 则每个导频符号处的等效导频功率为                |        |

小士已运放日的后住

$$P=a^2$$

图 9(b)IAM-R 中的离散导频结构将导频列的左 右两列均置 0,导频符号的上下相邻符号处由一对 相反数代替,用 *a* 代表导频符号的幅值,等效导频 *â*<sub>m</sub>,的表达式可以写为

$$\hat{a}_{m,n} = a(1 \pm 2j\beta) \tag{16}$$

则每个导频符号处的等效导频功率为

$$P_{\rm IAM-R} = a^2 (1 + 4\beta^2) \tag{17}$$

用 *a* 代表导频符号的幅值,图 9(c)中的 E-IAM-C 离散导频结构的等效导频*â*<sub>m</sub>,可以表示为

 $\hat{a}_{m,n} = ja(1+2\beta+2\gamma) \tag{18}$ 

则每个导频符号处的等效导频功率为

$$P_{\rm E-IAM-c} = a^2 (1 + 2\beta + 2\gamma)^2 \tag{19}$$

通过对比式(15)、(17)、(19)可知,本文所提 E-IAM-C 离散导频结构导频符号处的等效导频功率最 大,因此是最优选。

### 2.2 压缩感知重建算法性能分析

对于式(12)的求解,一般通过附加最小*l*<sub>0</sub>范数 约束来解决,如式(20)所示:

$$\hat{\boldsymbol{h}} = \arg\min \|\boldsymbol{h}\|_{0}, \quad st. \quad \boldsymbol{y} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{h}$$
(20)

尽管如此,式(20)的求解仍然比较复杂,需要 考虑到 h 中非零值的所有排列情况。本文主要通过 贪婪算法中的 gOMP 算法来解决这一问题。OMP 每次只选择与残差相关最大的一个,而 gOMP 则是 简单地选择最大的 *S* 个。此种处理方式能够极大地 提高稀疏信号的重构精度。

算法步骤:

输入:感知矩阵 A,观测向量 y,稀疏度 K, 每次选择的原子个数 S,默认取值为 $\frac{K}{4}$ 。

输出: h的稀疏度为K时的近似解 $\hat{h}$ ; 初始化: 残差 $r_0 = y$ ,索引集 $\Lambda_0 = \emptyset$ , t=1; 循环执行步骤(1)~(4):

步骤(1):找出残差 r 和感知矩阵 A 的列 A<sub>j</sub>内 积的 S 个最大值所对应的索引,将这些索引值构成 集合 J<sub>0</sub>;

步骤(2):更新索引集 $\Lambda_{i}=\Lambda_{i-1}\cup J_{0}$ ,并记录感知 矩阵A的重建原子集: $A_{i}=A_{i-1}\cup A_{i}(j\in J_{0})$ ;

步骤(3): 更新残差 $r_i = y - A_i (A_i^T A_i)^{-1} A_i^T y$ , t = t+1;

步骤(4):判断是否满足*t>K*,若满足则停止迭代;若不满足,执行步骤(1)。

### 3 仿真与分析

### 3.1 仿真条件

本节对所提方法进行了仿真分析,仿真条件由 表1给出。

|         | 表 1 | 仿真参数               |
|---------|-----|--------------------|
| Table 1 | Sim | ulation parameters |

| 参数       | 设置的值           |
|----------|----------------|
| 子载波个数    | 512            |
| 原型滤波器    | EGF 滤波器(α=1)   |
| 离散导频插入间隔 | 8              |
| 映射方式     | QPSK           |
| 仿真次数     | 70             |
| 压缩感知重建算法 | gOMP 算法        |
| 重构成功残差标准 | $\leq 10^{-6}$ |

### 3.2 gOMP 算法性能分析

图 10 仿真了不同原子个数下,稀疏度与重构 概率的关系。仿真的测量数为 128,信号长度为 256, 重构成功的标准主要看残差是否小于 10<sup>-6</sup>。从图 10 中可以发现,在稀疏度较大的情况下,gOMP 算法 每次所选原子数越少,重构成功率越好。





图 11 仿真了不同压缩感知算法的重构性能。 仿真的测量数为 128,信号长度为 256,重构成功 的标准主要看残差是否小于 10<sup>-6</sup>。可以看出,在相 同测量值的条件下,随着稀疏度的增加,每种算法 的重构成功概率都会有所下降。其中,gOMP 算法 的性能最好,其重构成功率从稀疏度为 45 时才开 始下降,其他算法对稀疏度较为敏感,稀疏度稍一 提升,重构成功率就会有所下降。





### 3.3 本文所提方法信道估计结果与仿真信道对比

本文所提信道估计方法的仿真信道系数是随 机生成的,图 12 将信道估计结果与仿真信道系数 对比。图 12 中纵轴表示每条径的增益,横轴表示 多径的时延,从图中可以发现本文所述压缩感知方 法能够较好地重构信道。



图 12 所提方法信道估计结果与仿真信道 Fig.12 The actual channel and the channel estimation results of the proposed method

### 3.4 不同导频结构的信道估计性能分析

仿真所选信道为慢时变信道,设定其在三个 FBMC 符号时间间隔内不变。其模型为

$$h(\tau, l) = \sum_{l=0}^{L} h(l)\delta(t - \tau_l)$$
(21)

其中: *L* 是具有不同时延的多径数目, *h*(*l*) 是第 *l* 条路径下的信道增益, *τ*<sub>l</sub> 是第 *l* 条路径下的时延差。 子载波数为 512,在 FBMC 符号的导频列间隔 8 个 数据符号插入导频符号,一共插入 63 个导频。

本部分通过归一化均方误差(Normalized Mean Square Error, NMSE)来衡量不同导频结构的信道估 计性能,表达式为

$$E_{\rm NMS}(n) = \frac{\left\|h(n) - \hat{h}(n)\right\|_2^2}{\left\|h(n)\right\|_2^2}$$
(22)

图 13 仿真了不同导频结构的估计性能随信 噪比的变化趋势。其中,横轴表示信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR), 纵轴表示估计信道与实际信道 的归一化均方误差。从图 13 中可以看出,随着信 噪比的增加,所有导频结构的估计精度都越来越 高,且基于压缩感知的离散导频结构的估计性能 要比基于块状导频的 IAM-R 和 IAM-C 估计性能 要好,这是因为后两种结构在进行信道估计时需 要进行插值计算,在一定程度上会引入插值误差。 在三种离散导频结构中, E-IAM-C 离散导频结构 的估计性能最好,这是因为它在每个导频符号处 的等效导频能量最高,相较于其他两种结构可以 尽可能地削弱噪声的影响。更重要的是,本文所 提的压缩感知方法仅用了 63 个导频就达到了比 传统基于块状 IAM-R 和 IAM-C 更好的性能,考 虑到保护符号,最多占用189个子载波,导频开 销为 37%。而传统基于 IAM 的块状导频结构 FBMC 信道估计方法是占用块状前导的全部子载 波,因而本文所提信道估计方法有效提高了 FBMC 系统的频谱利用率。





### 3.5 不同导频结构的系统误码率对比

图 14 对比分析了不同导频结构的误码率。横轴是信噪比,纵轴是误码率。从图 14 中可以看出,随着信噪比的增加,不同导频结构的通信误码率均呈现下降趋势。本文所提离散导频结构的误码率要比传统基于块状 IAM-R 和 IAM-C 导频结构低,而且在相同导频数量的条件下,E-IAM-C 离散导频结构的通信误码率最低,这在节省 FBMC 系统频谱资源的同时大大的提高了通信的性能。



4 结论

本文提出了基于压缩感知 gOMP 算法的 FBMC 离散导频结构信道估计方法。在离散导频结构设计 方面,提出了 E-IAM-C 离散导频结构,该种结构在 每个导频符号处的等效导频能量最大,因此其能最 大限度地削弱噪声的影响,从而提高信道估计的精 度。配合该离散导频结构,提取出导频处的接收信 息并利用重构效果优良的压缩感知 gOMP 算法对水 声信道进行重构。仿真结果表明,该方法仅用少量 导频就达到与传统方法相近甚至更好的效果,在保 证信道估计精度的同时,大大降低了 FBMC 系统的 额外频谱开销。因此,将本方法应用于 FBMC 信道 估计中具有一定的意义。

### 参考文献

- 王彪,方涛,戴跃伟.时间反转滤波器组多载波水声通信方法[J]. 声学学报,2020,45(1):38-44.
   WANG Biao, FANG Tao, DAI Yuewei. Method of Time reversal filter bank multicarrier underwater acoustic communication[J]. Acta Acustica, 2020, 45(1): 38-44.
- [2] 吴蓉, 罗志年. 基于加权的 FBMC 系统信道估计新算法[J]. 微电子学与计算机, 2020, 37(1): 66-71.
   WU Rong, LUO Zhinian. New channel estimation method for FBMC system based on weighed[J]. Microelectronics & Computer,

2020, 37(1): 66-71.

- [3] 罗珍珍,王苏妍. 高速移动环境下 FBMC-OQAM 技术的研究[J].
   科技视界, 2019(31): 18-19,28.
   LUO Zhenzhen, WANG Suyan. Research on FBMC-OQAM technology in high speed mobile environment[J]. Science & Technology Vision, 2019(31): 18-19,28.
- [4] 王涵,廖建庆,王咸鹏. FBMC/OQAM 系统中基于子空间的信道 估计算法[J]. 计算机应用研究, 2019, 36(5): 1482-1485,1489.
   WANG Han, LIAO Jianqing, WANG Xianpeng. Channel estimation for FBMC/OQAM systems based on subspace method[J]. Application Research of Computers, 2019, 36(5): 1482-1485,1489.
- [5] MONGOL B, YAMAZATO T, OKADA H, et al. Channel estimation for BFDM/OQAM system in dispersive time-varying channels[C]//2006 3rd International Symposium on Wireless Communication Systems. Valencia, Spain. IEEE, 2006: 159-163.
- [6] JAVAUDIN J P, LACROIX D, ROUXEL A. Pilot-aided channel estimation for OFDM/OQAM[C]//The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. Jeju, Korea (South). IEEE, 2003: 1581-1585.
- [7] LELE C, SIOHAN P, LEGOUABLE R, et al. Preamble-based channel estimation techniques for OFDM/OQAM over the powerline[C]//2007 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications. Pisa, Italy. IEEE, 2007: 59-64.
- [8] 宁小玲, 张林森, 梁玥. 一种改进 LS 信道估计算法在稀疏多径水 声信道中的应用[J]. 声学技术, 2016, 35(4): 378-384. NING Xiaoling, ZHANG Linsen, LIANG Yue. Application of an improved LS channel estimation algorithm to sparse multipath underwater acoustic channel[J]. Technical Acoustics, 2016, 35(4): 378-384.
- [9] 李成, 舒勤. RLS 算法自适应信道估计的性能分析[J]. 通信技术, 2009, 42(7): 53-54,71.
   LI Cheng, SHU Qin. Performance analysis of RLS algorithm adaptive channel estimation[J]. Communications Technology, 2009, 42(7): 53-54,71.
- [10] DONOHO D L. Compressed sensing[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(4): 1289-1306.
- [11] LIU X M, CAI Z W, JIA A, et al. A novel channel estimation method based on compressive sensing for OFDM/OQAM systems[J]. Journal of Computational Information Systems, 2013, 9(15): 5955-5963.
- [12] WANG H, DU W C, XU L W. A new sparse adaptive channel estimation method based on compressive sensing for FBMC/ OQAM transmission network[J]. Sensors (Basel, Switzerland), 2016, 16(7): 966-977.
- [13] 梁仕杰,基于滤波器组多载波的水声通信信道估计方法研究[D]. 镇江: 江苏科技大学, 2020.
  LIANG Shijie. Research on channel estimation method for underwater acoustic communication based on filter bank multicarrier
  [D]. Zhenjiang: Jiangsu University of Science and Technology, 2020