

双选择信道中的时间偏移广义频分复用通信

王莹 于释雄 任军 林彬*

(大连海事大学信息科学技术学院 大连 116026)

摘要: 当信道存在时间-频率双选择性时,严重的子载波间干扰和子符号间干扰将导致广义频分复用(GFDM)系统性能显著下降。为此,该文提出一种时间偏移GFDM系统(TO-GFDM),通过对传统GFDM系统的原型滤波器进行时间偏移,来提高双选择信道下GFDM系统的性能。该文推导了GFDM信号在双选择信道中的平均信干比公式,并提出基于离散导频的联合迭代信道估计与符号检测算法,该算法利用信道估计器与串行干扰消除符号检测器之间的信息交换,逐步减小干扰信号,提高信道估计与符号检测的精度。理论分析与仿真实验结果表明,在双选择信道条件下,时间偏移GFDM比传统的GFDM具有更高的平均信干比和误码率性能;并且,联合迭代信道估计与符号检测算法能有效降低系统误码率。

关键词: 广义频分复用; 时间偏移; 双选择信道; 迭代信道估计; 串行干扰消除

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)04-1080-10

DOI: 10.11999/JEIT200269

Time-Offset Generalized Frequency Division Multiplexing Communication in Doubly-selective Channels

WANG Ying YU Shixiong REN Jun LIN Bin

(College of Information Science and Technology, Dalian Maritime University, Dalian 116026, China)

Abstract: The performance of Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM) systems significantly degrades over time-frequency doubly selective channels due to the severe inter-carrier interference and inter-subsymbol interference. To this end, a Time-Offset GFDM (TO-GFDM) is proposed, which can improve the performance of GFDM systems under doubly selective channel environment by introducing a time-offset to the prototype filter of conventional GFDM systems. The average signal-to-interference ratio of GFDM systems in doubly selective channels is analytically derived, and a pilot-aided joint iterative channel estimation and symbol detection algorithm is proposed. The proposed algorithm can progressively decrease the interference signal and improve the performance of channel estimation and symbol detection with the information exchanging between the channel estimation unit and the successive interference cancellation based symbol detection unit. The results of theoretical analysis and simulation demonstrate that in doubly selective channels, the time-offset GFDM outperforms the conventional GFDM in terms of average signal-to-interference ratio and bit error rate, and the joint iterative channel estimation and symbol detection algorithm can reduce the bit error rate effectively.

Key words: Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM); Time-offset; Doubly-selective channel; Iterative channel estimation; Successive Interference Cancellation (SIC)

1 引言

广义频分复用 (Generalized Frequency Divi-

收稿日期: 2020-04-14; 改回日期: 2021-02-23; 网络出版: 2021-03-14

*通信作者: 林彬 Binlin@dlnu.edu.cn

基金项目: 国家重点研发计划(2019YFE0111600), 国家自然科学基金(61971083, 51939001), 大连市科技创新基金重点学科重大课题(2019J11CY015)

Foundation Items: The National Key Research and Development Program of China (2019YFE0111600), The National Natural Science Foundation of China (61971083, 51939001), The Dalian Science and Technology Innovation Fund (2019J11CY015)

sion Multiplexing, GFDM)是一种非正交多载波调制技术,被认为是5G移动通信系统中主要的候选波形之一,已成为近些年来的研究热点^[1,2]。GFDM系统在时频2维平面上具有矩形的网格结构,以数据块的方式进行传输。每个GFDM符号块包含多个子符号,共用一个循环前缀以消除相邻GFDM符号块间的干扰;并且对每一个子载波均利用时频局部化的脉冲成型滤波器进行单独滤波^[3]。基于上述特点,GFDM系统与正交频分多址复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)系统相比,不仅具有高频谱效率,低带外

辐射等优点; 还能够通过块状传输灵活控制信号的时频结构, 非常适合于5G场景下的应用需求, 如物联网以及车联网的低时延通信等应用^[4,5]。

GFDM系统中的循环移位脉冲成型操作使其存在较强的自干扰^[6], 即固有的子载波间干扰 (Inter-Carrier Interference, ICI) 和子符号间干扰 (Inter-Subsymbol Interference, ISI), 这会导致导频污染现象, 使信道估计质量下降。文献^[7]分析了GFDM波形在存在定时偏差、载波频偏和相位噪声时的信干比 (Signal to Interference Ratio, SIR), 结果表明GFDM对载波频偏非常敏感。文献^[8]提出互补自干扰消除方法并设计了最大化SIR的全双工GFDM接收滤波器。文献^[9]提出了一种GFDM发射机导频干扰预消除技术, 在发射端预先消除导频符号受到的干扰; 然而该方法导致GFDM发射功率损失、计算复杂度增加, 且仅适用于非时变、频率平坦衰落信道。文献^[10]设计了GFDM调制解调的频域实现方法, 可为导频符号分配与数据符号满足正交条件的专用子载波, 提高了GFDM在频率选择性信道下的误码率 (Bit Error Rate, BER) 性能。文献^[11]在文献^[10]的基础上提出了软判决控制的迭代信道估计算法, 利用信道估计单元与信道译码单元间的迭代处理, 以计算复杂度的增加换取了系统在频率选择性衰落信道条件下性能的提升。文献^[12]利用文献^[10]的导频符号保护方法, 提出了GFDM联合信道估计与收发信机I/Q不平衡补偿技术。然而, 文献^[10]的无干扰导频插入方案在时变信道条件下将失去导频符号子载波与数据符号子载波间的正交性, 产生导频污染现象。文献^[13]提出了双滤波器GFDM, 以消除传统GFDM中的固有干扰, 并针对频率选择性信道给出了相应的基于最小二乘准则的信道估计方法; 但是其奇数子载波的成型滤波器存在不连续性, 导致信号带外辐射增加。文献^[14]提出基于特征分解的无干扰导频插入方法, 可是对成型滤波器的预处理使得其等效脉冲成型滤波器失去了时域局部化特征, 造成抵抗时间选择性信道的能力下降。文献^[15]在块衰落信道假设条件下, 构建了导频与循环前缀辅助的序贯线性最小均方误差信道估计算法; 首先对包含导频的GFDM符号所对应的时不变信道脉冲响应函数进行估计, 再利用信道脉冲响应函数在时域的相关性, 估计出其他数据GFDM符号所对应的信道状态信息。然而, 该方法在双选择信道下的信道估计性能会明显下降。

对于宽带GFDM系统, 当通信终端高速移动时会产生多普勒频移, 无线信道同时具有频率选择性和时间选择性, 即所谓双选择信道。在双选择信道

下, 一方面GFDM符号中的ICI与ISI将显著增强, 产生严重的导频污染; 另一方面每个GFDM符号中需要估计的信道参数的数目也会明显增加。因此, 双选择信道中的GFDM通信充满挑战性, 上述介绍的GFDM导频污染抑制及相应的信道估计方法均无法直接应用于双选择信道场景。为此, 本文提出一种时间偏移GFDM (Time-Offset GFDM, TO-GFDM), 通过对传统GFDM的原型滤波器进行时间偏移, 提高多普勒频移抵抗性能。然后, 推导了双选择信道条件下GFDM系统的平均SIR计算公式; 并提出GFDM联合迭代双选择信道估计与符号检测算法, 利用信道估计单元与符号检测单元的信息交换, 以迭代处理的方式逐步提高信道估计与符号检测的质量, 达到良好的BER性能。

2 系统模型

2.1 GFDM系统

考虑一个具有 K 个子载波 M 个子符号的GFDM系统, 其在时频2维平面上有 $N = KM$ 个网格点, 每个网格点可以携带一个通过正交幅度调制 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) 映射得到复数据符号。将 N 个复数据符号记为矢量 $\mathbf{d} = [d_{0,0} \cdots d_{K-1,0} \ d_{0,1} \cdots d_{K-1,M-1}]^T$ 。其中, $d_{k,m}$ 表示第 m 个子符号的第 k 个子载波所传输的数据符号, 并假设数据符号独立同分布, 即 $E[d_{k,m}d_{k',m'}^*] = \sigma_d^2 \delta_{k-k'} \delta_{m-m'}$ 。这里, $E[\cdot]$ 表示求数学期望, $(\cdot)^*$ 表示取共轭, σ_d^2 为数据符号的功率, $\delta_{k,m}$ 为2维delta函数。GFDM的发送信号可以表示为

$$x[n] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_{k,m} g_{k,m}[n], n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

其中, $g_{k,m}[n]$ 为与数据符号 $d_{k,m}$ 相对应的循环移位脉冲成型函数, 定义为

$$g_{k,m}[n] = g_m[n] e^{j\frac{2\pi}{K}kn} = g[\langle n - mK \rangle_N] e^{j\frac{2\pi}{K}kn} \quad (2)$$

其中, $\langle \cdot \rangle_N$ 表示模- N 运算, $g[n]$ 表示原型滤波器, $g_m[n]$ 是第 m 个子符号的脉冲成型滤波器。从式(2)可以看出, $g_{k,m}[n]$ 实际上是原型滤波器 $g[n]$ 经过循环时间移位与频率调制得到的。

将式(1)写成矩阵形式, 有

$$\mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{d} \quad (3)$$

其中, $\mathbf{x} = [x[0] \ x[1] \ \cdots \ x[N-1]]^T$ 。调制矩阵 \mathbf{A} 为

$$\mathbf{A} = [\mathbf{g}_{0,0} \ \mathbf{g}_{1,0} \ \cdots \ \mathbf{g}_{K-1,0} \ \mathbf{g}_{0,1} \ \cdots \ \mathbf{g}_{K-1,M-1}] \quad (4)$$

其中, $\mathbf{g}_{k,m} = [g_{k,m}[0] \ g_{k,m}[1] \ \cdots \ g_{k,m}[N-1]]^T$ 。

考虑时变多径信道, 其离散时间信道脉冲响应记为 $\{h_{n,l}, l \in [0, L], n \in \mathbf{Z}\}$ 。其中 L 为信道的径数,

\mathbf{Z} 为整数集合, $h_{n,l}$ 表示在第 n 时刻第 l 径的信道增益。假设时变多径信道满足广义平稳非相关散射条件, 且信道多普勒功率谱具有Jakes功率谱密度函数, 则其第 l 径的相关函数可由式(5)给出^[16]

$$E[h_{l,n}h_{l,n+\kappa}^*] = \sigma_l^2 J_0(2\pi\kappa f_D T_s / K) \quad (5)$$

其中, $J_0(\cdot)$ 表示0阶贝塞尔函数, f_D 是最大多普勒频移, T_s 表示GFDM各子符号的周期, σ_l^2 为第 l 径信道增益的平均功率。

假设GFDM符号的循环前缀长度不小于时变多径信道的最大时延扩展, 且接收机完成完美符号同步, 则去除循环前缀后的接收信号可以表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{w} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{y} = [y[0] \ y[1] \ \dots \ y[N-1]]^T$ 是接收信号矢量, $\mathbf{w} = [w[0] \ w[1] \ \dots \ w[N-1]]^T$ 是0均值、方差为 $\sigma_w^2 \mathbf{I}_N$ 的加性高斯白噪声矢量, \mathbf{I}_N 为 $N \times N$ 的单位矩阵, \mathbf{H} 为 $N \times N$ 的信道矩阵, 其第 n_1 行第 n_2 列的元素 $[\mathbf{H}]_{n_1, n_2} = h_{n_1, \langle n_1 - n_2 \rangle_N}$, 当 $\langle n_1 - n_2 \rangle_N \geq L$ 时, 有 $[\mathbf{H}]_{n_1, n_2} = 0$, 这里 $n_1, n_2 \in \{0 \ 1 \ \dots \ N-1\}$ 。注意到信道矩阵 \mathbf{H} 包含的未知数的数目为 NL , 这大于数据符号矢量 \mathbf{d} 内的数据符号的数目。

文献[17]指出, 多载波通信系统脉冲成型函数良好的时频局部化特征, 是系统在双选择信道条件下实现可靠数据传输的重要保障。对于GFDM系统, 图1(a)是当 $K=32, M=4$, 原型滤波器为滚降因子0.4的升余弦函数时, 子符号脉冲成型函数波形。由图1可见, 由于GFDM系统脉冲成型函数的循环时移操作, 使其 $m=0$ 的子符号的成型脉冲函数的能量主要集中在符号块的首尾边缘。因此, 其时域局部化特征被破坏, 这将导致双选择信道条件下 $m=0$ 的子符号的误码率高于其他子符号, 并且不利于GFDM整体的符号检测。

2.2 TO-GFDM系统

为了改善GFDM系统中 $m=0$ 的子符号的时频

局部化特征, 并提高GFDM在双选择信道条件下整体的符号检测性能, 本文提出一种时间偏移GFDM新结构TO-GFDM, 其原型滤波器定义为

$$f_{II}[n] = f_I[\langle n - K/2 \rangle_N] \quad (7)$$

其中, $f_I[n]$ 为传统GFDM的原型滤波器。由式(7)可知, TO-GFDM的原型滤波器是传统GFDM原型滤波器的时间偏移版本。图1(b)是与图1(a)相同参数下, TO-GFDM各子符号脉冲成型函数波形, 可以看出通过脉冲成型函数的时间偏移, $m=0$ 的子符号的成型脉冲函数时域局部化特征得到改善。本文将传统GFDM称为GFDM-I型, 而将TO-GFDM称为GFDM-II型, 并将二者统称为GFDM。进一步, 定义

$$g[n] = \begin{cases} f_I[n], & \text{GFDM-I} \\ f_{II}[n], & \text{GFDM-II} \end{cases} \quad (8)$$

则GFDM-I和GFDM-II可以使用统一的数学公式描述。

3 GFDM信号信干比分析

GFDM是一种非正交波形, 存在固有的干扰, 而双选择信道会使GFDM波形中的干扰变得更为严重。下面推导双选择信道下GFDM接收信号的平均信干比公式, 首先通过匹配滤波从接收信号 \mathbf{y} 中提取数据符号 $d_{k,m}$ 的判决统计量 $r_{k,m}$, 即

$$r_{k,m} = \langle \mathbf{y}, \mathbf{g}_{k,m} \rangle \quad (9)$$

其中, $\langle \cdot, \cdot \rangle$ 表示内积运算。根据式(2)、式(6)和式(8), 式(9)可以进一步展开, 有

$$r_{k,m} = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \sum_{m'=0}^{M-1} \sum_{k'=0}^{K-1} d_{k',m'} g_{k',m'}[\langle n-l \rangle_N] \cdot g_{k,m}^*[n] + \sum_{n=0}^{N-1} g_{k,m}^*[n] w[n] \quad (10)$$

对式(10)进行整理, 得到

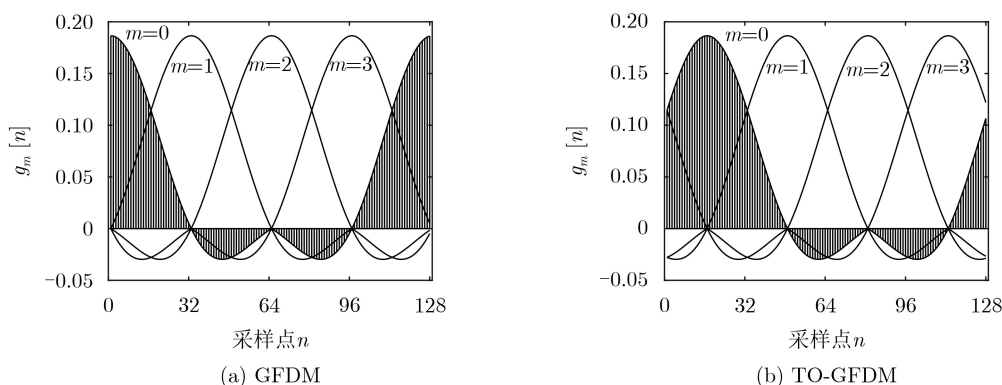


图1 GFDM与TO-GFDM的子符号脉冲成型滤波器波形

$$\begin{aligned}
r_{k,m} &= \sum_{m'=0}^{M-1} \sum_{k'=0}^{K-1} d_{k',m'} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} h[n,l] g_{m'}[\langle n-l \rangle_N] \\
&\quad \cdot g_m[n] e^{-j\frac{2\pi}{K}(k-k')n} e^{-j\frac{2\pi}{K}k'l} + \sum_{n=0}^{N-1} g_{k,m}^*[n] w[n] \\
&= d_{k,m} H_{k,m}^{0,0} + \sum_{(\alpha,\beta) \in \mathbf{S}_{k,m}} d_{k-\alpha,m-\beta} H_{k,m}^{\alpha,\beta} \\
&\quad + \sum_{n=0}^{N-1} g_{k,m}^*[n] w[n] \quad (11)
\end{aligned}$$

其中, 集合 $\mathbf{S}_{k,m} = \{k-1 \dots k-K+1\} \times \{m-1 \dots m-M+1\} \setminus (0,0)$, 即 $\alpha = k-k'$, $\beta = m-m'$ 。 $H_{k,m}^{\alpha,\beta}$ 为广义信道增益, 定义为

$$\begin{aligned}
H_{k,m}^{\alpha,\beta} &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h[n,l] g_{m-\beta}[\langle n-l \rangle_N] \\
&\quad \cdot g_m^*[n] e^{-j\frac{2\pi}{K}(\alpha n + k l - \alpha l)}, (\alpha, \beta) \in \mathbf{S}_{k,m} \cup (0,0) \quad (12)
\end{aligned}$$

式(12)还可以写成矩阵形式, 即

$$\begin{aligned}
H_{k,m}^{\alpha,\beta} &= \mathbf{g}_{k,m}^H \mathbf{H} \mathbf{g}_{k-\alpha,m-\beta} \\
&= (\mathbf{g}_{k-\alpha,m-\beta}^T \otimes \mathbf{g}_{k,m}^H) \text{vec}\{\mathbf{H}\} \quad (13)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\mathbb{E} \left[\left| H_{k,m}^{\alpha,\beta} \right|^2 \right] &= \mathbb{E} \left[\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l'=0}^{L-1} \sum_{n'=0}^{N-1} h_{l,n} g_{m-\beta}[\langle n-l \rangle_N] g_m[n] e^{-j\frac{2\pi}{K}(\alpha n + k l - \alpha l)} \right. \\
&\quad \left. \cdot h_{l',n'}^* g_{m+\beta}[\langle n'-l' \rangle_N] g_m[n'] e^{j\frac{2\pi}{K}(\alpha n' + k l' - \alpha l')} \right] \\
&= \mathbb{E} \left[\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} h_{l,n} h_{l,n'}^* g_{m-\beta}[\langle n-l \rangle_N] g_m[n] g_{m-\beta}[\langle n'-l \rangle_N] g_m[n'] e^{j\frac{2\pi}{K}\alpha(n'-n)} \right] \quad (15)
\end{aligned}$$

令 $\rho_{m,\beta}^l(n) = g_{m-\beta}[\langle n-l \rangle_N] g_m[n]$, $\eta = n' - n$, 式(15)可以改写为

$$\begin{aligned}
\mathbb{E} \left[\left| H_{k,m}^{\alpha,\beta} \right|^2 \right] &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\eta=-n}^{N-n-1} \mathbb{E} [h_{l,n} h_{l,n+\eta}^*] \\
&\quad \cdot \rho_{m,\beta}^l[n] \rho_{m,\beta}^l[n+\eta] e^{j\frac{2\pi}{K}\alpha\eta} \quad (16)
\end{aligned}$$

根据信道脉冲响应函数的时域相关函数, 见式(5), 式(16)可以表示为

$$\begin{aligned}
\mathbb{E} \left[\left| H_{k,m}^{\alpha,\beta} \right|^2 \right] &= \sum_{l=0}^{L-1} \sigma_l^2 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\eta=0}^{N-n-1} 2J_0 \left(\frac{2\pi\eta f_D T_s}{K} \right) \\
&\quad \cdot I(\eta) \rho_{m,\beta}^l(n) \rho_{m,\beta}^l(n+\eta) \cos \left(\frac{2\pi\alpha\eta}{K} \right) \quad (17)
\end{aligned}$$

其中

$$I(\eta) = \begin{cases} 1/2, & \eta = 0 \\ 1, & \eta \neq 0 \end{cases} \quad (18)$$

基于余弦函数的周期性, 由式(17)可知,

其中, \otimes 表示 Kronecker 积, $\text{vec}\{\cdot\}$ 表示将矩阵转换成矢量。

式(11)等号右侧第1项是有效信号, 而第2项为其他数据符号带来的干扰信号。当 $(\alpha, \beta) = (0,0)$ 时, $H_{k,m}^{0,0}$ 表示有效信号 $d_{k,m}$ 的增益, 当 $(\alpha, \beta) \neq (0,0)$ 时, $H_{k,m}^{\alpha,\beta}$ 表示 $d_{k-\alpha,m-\beta}$ 对 $d_{k,m}$ 带来干扰的增益。根据数据符号的独立同分布假设, 数据符号 $d_{k,m}$ 的平均 SIR 可由式(14)给出

$$\begin{aligned}
\text{SIR}(k,m) &= \frac{\mathbb{E} \left[\left| d_{k,m} H_{k,m}^{0,0} \right|^2 \right]}{\mathbb{E} \left[\sum_{(\alpha,\beta) \in \mathbf{S}_{k,m}} \left| d_{k-\alpha,m-\beta} H_{k,m}^{\alpha,\beta} \right|^2 \right]} \\
&= \frac{\mathbb{E} \left[\left| H_{k,m}^{0,0} \right|^2 \right]}{\mathbb{E} \left[\sum_{(\alpha,\beta) \in \mathbf{S}_{k,m}} \left| H_{k,m}^{\alpha,\beta} \right|^2 \right]} \quad (14)
\end{aligned}$$

基于广义平稳非相关散射信道假设, 广义信道增益 $H_{k,m}^{\alpha,\beta}$, $(\alpha, \beta) \in \mathbf{S}_{k,m} \cup (0,0)$ 的平均功率可以表示为

$H_{k,m}^{\alpha,\beta}$ 的平均功率不依赖于具体的子载波索引 k , 即在同—个子符号内各子载波上的广义信道增益的平均功率相等。此时, 将式(17)代入式(14)便可计算出符号 $d_{k,m}$ 的平均信干比, 进而定义 GFDM 信号的整体平均信干比为所有数据符号平均信干比的均值, 即

$$\text{SIR}_{\text{GFDM}} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \text{SIR}(k,m), \forall k \in \{0, 1, \dots, K-1\} \quad (19)$$

4 联合信道估计与符号检测

本文采用导频辅助的信道估计方法, 为了适应双选择信道的估计, 导频符号以离散的方式在 GFDM 符号块内均匀分布, 如图2所示。导频符号在频率上相隔 ΔF 个子载波, 在时间上间隔 ΔT 个子符号。记导频符号的集合为 $\mathbf{P} \subset \{0, 1, \dots, K-1\} \times \{0, 1, \dots, M-1\}$, 导频符号的数目为 $|\mathbf{P}|$ 。定义 $N \times 1$ 的导频

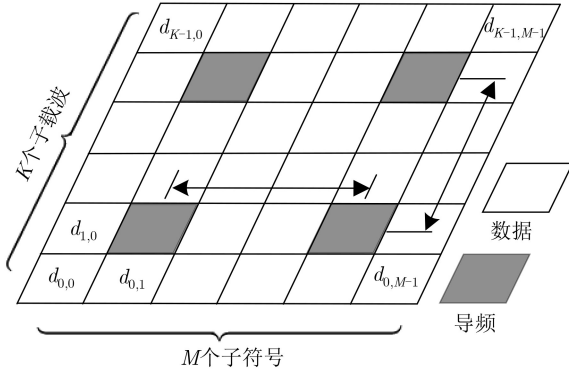


图2 导频符号布置示意图

$$\mathbb{H} = \begin{bmatrix} H_{0,0}^{0,0} & H_{0,0}^{-1,0} & H_{0,0}^{-2,0} & \dots & H_{0,0}^{1-K,1-M} \\ H_{1,0}^{1,0} & H_{1,0}^{0,0} & H_{1,0}^{-1,0} & \dots & H_{1,0}^{2-K,1-M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{K-1,M-1}^{K-1,M-1} & H_{K-1,M-1}^{K-2,M-1} & H_{K-1,M-1}^{K-3,M-1} & \dots & H_{K-1,M-1}^{0,0} \end{bmatrix} \quad (21)$$

其中, \mathbb{H} 的第 n_1 行第 n_2 列元素 $[\mathbb{H}]_{n_1, n_2} = H_{\langle n_1 \rangle_K, \langle n_2 \rangle_K}^{\alpha, \beta}$, $\alpha = \langle n_1 \rangle_K - \langle n_2 \rangle_K$, $\beta = \lfloor n_1/K \rfloor - \lfloor n_2/K \rfloor$, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整。广义信道矩阵 \mathbb{H} 为一非对角矩阵, 其对角线元素为有效信号的增益, 而非对角线元素会对有效信号的解调带来干扰。如果已知矩阵 \mathbb{H} , 基于式(20), 利用迫零均衡便可得到发送信息的估计值, 即

$$\tilde{\mathbf{d}} = \mathbb{H}^{-1} \mathbf{r} \quad (22)$$

其中, $\tilde{\mathbf{d}} = [\tilde{d}_{0,0} \ \tilde{d}_{1,0} \ \dots \ \tilde{d}_{K-1,0} \ \dots \ \tilde{d}_{K-1,M-1}]^T$ 。 $N \times N$ 的广义信道矩阵 \mathbb{H} 包含 N^2 个元素, 即使GFDM符号携带的均是导频数据, 表面上看仍无法实现对 \mathbb{H} 的估计。然而, 由于原型滤波器具有良好的时频局部化特征, 通过式(12)可知, \mathbb{H} 的大部分非对角线元素为0, 即 \mathbb{H} 是稀疏矩阵。此外, 矩阵 \mathbb{H} 中的元素还存在相关性。因此, 利用矩阵 \mathbb{H} 的这些特点, 便能够通过导频辅助的信道估计方式, 实现对 \mathbb{H} 矩阵的估计。下面给出本文提出的导频辅助的迭代联合信道估计与符号检测算法。

4.1 导频辅助的广义信道估计

基于式(20), 采用最小二乘准则对 $|\mathcal{P}|$ 个导频符号对应的广义信道矩阵 \mathbb{H} 的对角线元素进行估计, 即

$$\tilde{H}_{k,m}^{0,0} = \frac{r_{k,m}}{d_{k,m}}, \quad (k, m) \in \mathcal{P} \quad (23)$$

将通过式(23)得到的 $|\mathcal{P}|$ 个广义信道增益的最小二乘估计值表示成 $|\mathcal{P}| \times 1$ 的矢量形式, 有

$$\tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}} = [\tilde{H}_{k_0, m_0}^{0,0}, \tilde{H}_{k_1, m_1}^{0,0}, \dots, \tilde{H}_{k_{|\mathcal{P}|-1}, m_{|\mathcal{P}|-1}}^{0,0}]^T \quad (24)$$

符号矢量 $\mathbf{d}_{\mathcal{P}}, \mathbf{d}_{\mathcal{P}}$ 在非导频符号位置为0元素; 并定义 $N \times 1$ 的数据符号矢量 $\mathbf{d}_{\mathcal{d}}, \mathbf{d}_{\mathcal{d}}$ 在非数据符号位置为0元素。 $\mathbf{d}_{\mathcal{P}}$ 与 $\mathbf{d}_{\mathcal{d}}$ 满足 $\mathbf{d}_{\mathcal{P}} \odot \mathbf{d}_{\mathcal{d}} = \mathbf{0}$, $\mathbf{d}_{\mathcal{P}} + \mathbf{d}_{\mathcal{d}} = \mathbf{d}$, 这里 \odot 表示Hadamard积。

将判决统计量的式(11)写成矩阵形式, 有

$$\mathbf{r} = \mathbb{H} \mathbf{d} + \mathbf{w}' \quad (20)$$

其中, $\mathbf{r} = [r_{0,0} \ r_{1,0} \ \dots \ r_{K-1,0} \ \dots \ r_{K-1,M-1}]^T$, $\mathbf{w}' = [w'_{0,0} \ w'_{1,0} \ \dots \ w'_{K-1,0} \ \dots \ w'_{K-1,M-1}]^T$, 且 $w'_{k,m} = \langle \mathbf{w}, \mathbf{g}_{k,m} \rangle$ 。 \mathbb{H} 为 $N \times N$ 的广义信道矩阵, 其表达式为

为了进一步利用 $\hat{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}$ 估计广义信道矩阵 \mathbb{H} 中的其他元素, 根据文献[18]的分析, 本文构建一个基于最小均方误差的广义信道增益估计器[19], 即

$$[\tilde{\mathbb{H}}]_{n_1, n_2} = \mathbf{R}_{[\mathbb{H}]_{n_1, n_2}, \tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}, \tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}} \quad (25)$$

其中, $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}, \tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}}, \mathbf{R}_{[\mathbb{H}]_{n_1, n_2}, \tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}}$ 分别为 $|\mathcal{P}| \times |\mathcal{P}|$ 和 $1 \times |\mathcal{P}|$ 的相关矩阵, 定义为

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}, \tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}} = \mathbf{E} \left[\tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}} (\tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}})^{\text{H}} \right] \quad (26)$$

$$\mathbf{R}_{[\mathbb{H}]_{n_1, n_2}, \tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}} = \mathbf{E} \left[[\mathbb{H}]_{n_1, n_2} (\tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}})^{\text{H}} \right] \quad (27)$$

下面给出 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}, \tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}}$ 和 $\mathbf{R}_{[\mathbb{H}]_{n_1, n_2}, \tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}}$ 的计算公式。首先考察相关矩阵 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}, \tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}}$ 的第 i 行第 j 列元素, 有

$$[\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}, \tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}}]_{i,j} = \mathbf{E} \left[\tilde{H}_{k_i, m_i}^{0,0} (\tilde{H}_{k_j, m_j}^{0,0})^* \right] \quad (28)$$

将式(11)和式(23)代入式(28), 并基于广义信道增益随机变量与加性高斯白噪声不相关, 及数据符号的独立同分布假设, 当 $i \neq j$ 时, 可得

$$[\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}, \tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}}]_{i,j} = \mathbf{E} \left[H_{k_i, m_i}^{0,0} (H_{k_j, m_j}^{0,0})^* \right] \quad (29)$$

再将式(13)代入式(29), 有

$$[\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}, \tilde{\mathbf{h}}_{\mathcal{P}}^{\text{LS}}}]_{i,j} = (\mathbf{g}_{k_i, m_i}^{\text{T}} \otimes \mathbf{g}_{k_i, m_i}^{\text{H}}) \cdot \mathbf{R}_{\text{vec}\{\mathbf{H}\}} \left(\mathbf{g}_{k_j, m_j}^{\text{T}} \otimes \mathbf{g}_{k_j, m_j}^{\text{H}} \right)^{\text{H}} \quad (30)$$

其中, $\mathbf{R}_{\text{vec}\{\mathbf{H}\}} = \mathbf{E}[\text{vec}\{\mathbf{H}\}(\text{vec}\{\mathbf{H}\})^{\text{H}}]$, 是伪循环信道矩阵 \mathbf{H} 矢量化后的相关矩阵, 可以根据式(5)给出的信道脉冲响应的相关函数计算得到。而当 $i = j$ 时, 式(28)可改写为

$$\begin{aligned}
[\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}_p^{\text{LS}}, \tilde{\mathbf{h}}_p^{\text{LS}}}]_{i,i} &= \text{E} \left[\tilde{H}_{k_i, m_i}^{0,0} (\tilde{H}_{k_i, m_i}^{0,0})^* \right] \\
&= \text{E} \left[\frac{1}{d_{k_i, m_i} d_{k_i, m_i}^*} \left(\sum_{(\alpha, \beta) \in \mathbf{U}} d_{k_i - \alpha, m_i - \beta} H_{k_i, m_i}^{\alpha, \beta} + \mathbf{g}_{k_i, m_i}^{\text{H}} \mathbf{w} \right) \right. \\
&\quad \left. \cdot \left(\sum_{(\alpha', \beta') \in \mathbf{U}} d_{k_i - \alpha', m_i - \beta'} H_{k_i, m_i}^{\alpha', \beta'} + \mathbf{g}_{k_i, m_i}^{\text{H}} \mathbf{w} \right)^* \right] \quad (31)
\end{aligned}$$

其中, $\mathbf{U} = \mathbf{S}_{k_i, m_i} \cup (0, 0)$ 。由于广义信道增益与高斯白噪声不相关, 且数据符号彼此独立, 式(31)可整理为

$$[\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}_p^{\text{LS}}, \tilde{\mathbf{h}}_p^{\text{LS}}}]_{i,i} = \frac{\sum_{(\alpha, \beta) \in \mathbf{U}} \sigma_{k_i - \alpha, m_i - \beta}^2 \text{E}[H_{k_i, m_i}^{\alpha, \beta} (H_{k_i, m_i}^{\alpha, \beta})^*] + \sigma_n^2 \mathbf{g}_{k_i, m_i}^{\text{H}} \mathbf{g}_{k_i, m_i}}{\sigma_p^2} \quad (32)$$

其中, σ_p^2 为导频符号的功率, 而 $\sigma_{k_i - \alpha, m_i - \beta}^2$ 为符号 $d_{k_i - \alpha, m_i - \beta}$ 的平均功率, 如果 $d_{k_i - \alpha, m_i - \beta}$ 是导频符号, 则 $\sigma_{k_i - \alpha, m_i - \beta}^2 = \sigma_p^2$, 否则 $\sigma_{k_i - \alpha, m_i - \beta}^2 = \sigma_d^2$, 将式(13)代入式(32), 有

$$[\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}_p^{\text{LS}}, \tilde{\mathbf{h}}_p^{\text{LS}}}]_{i,i} = \frac{\sum_{(\alpha, \beta) \in \mathbf{U}} \sigma_{k_i - \alpha, m_i - \beta}^2 (\mathbf{g}_{k_i - \alpha, m_i - \beta}^{\text{T}} \otimes \mathbf{g}_{k_i, m_i}^{\text{H}}) \mathbf{R}_{\text{vec}\{\mathbf{H}\}} (\mathbf{g}_{k_i - \alpha, m_i - \beta}^{\text{T}} \otimes \mathbf{g}_{k_i, m_i}^{\text{H}})^{\text{H}} + \sigma_n^2 \mathbf{g}_{k_i, m_i}^{\text{H}} \mathbf{g}_{k_i, m_i}}{\sigma_p^2} \quad (33)$$

结合式(30)和式(33)两式, 便可确定相关矩阵 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}_p^{\text{LS}}, \tilde{\mathbf{h}}_p^{\text{LS}}}$ 。然后计算 $\mathbf{R}_{[\mathbb{H}]_{n_1, n_2}, \tilde{\mathbf{h}}_p^{\text{LS}}}$, 考察其第*i*个元素, 有

$$[\mathbf{R}_{[\mathbb{H}]_{n_1, n_2}, \tilde{\mathbf{h}}_p^{\text{LS}}}]_i = \text{E} \left[[\mathbb{H}]_{n_1, n_2} (\tilde{H}_{k_i, m_i}^{0,0})^* \right] \quad (34)$$

根据式(13)和式(21), 式(34)可表示为

$$\begin{aligned}
[\mathbf{R}_{[\mathbb{H}]_{n_1, n_2}, \tilde{\mathbf{h}}_p^{\text{LS}}}]_i &= (\mathbf{g}_{(n_2)_K, [n_2/K]}^{\text{T}} \otimes \mathbf{g}_{(n_1)_K, [n_1/K]}^{\text{H}}) \\
&\quad \cdot \mathbf{R}_{\text{vec}\{\mathbf{H}\}} (\mathbf{g}_{k_i, m_i}^{\text{T}} \otimes \mathbf{g}_{k_i, m_i}^{\text{H}}) \quad (35)
\end{aligned}$$

由式(35)可得到相关矢量 $\mathbf{R}_{[\mathbb{H}]_{n_1, n_2}, \tilde{\mathbf{h}}_p^{\text{LS}}}$ 。

至此, 得到了广义信道矩阵的估计值 $\tilde{\mathbf{H}}$ 。在双选择信道下, GFDM系统矩阵的非对角线元素会对

符号的判决统计量 \mathbf{r} 带来显著干扰。为了减小导频符号对后续数据符号判决带来的干扰, 符号检测器可利用导频符号信息及广义信道矩阵的估计值, 对判决统计量 \mathbf{r} 进行处理, 删除导频符号对其他数据符号的干扰, 有

$$\mathbf{r} = \mathbf{r} - \tilde{\mathbb{H}} \mathbf{d}_p \quad (36)$$

4.2 串行干扰消除符号检测

本文采用串行干扰消除 (Successive Interference Cancellation, SIC) 技术, 依次对数据符号进行检测。即顺序选择数据符号 d_{k^*, m^*} 作为判决对象, 其索引值 (k^*, m^*) 满足条件式(37)

$$(k^*, m^*) = \arg \max_{(k, m) \notin \mathbf{P}} \text{SINR}(k, m) = \arg \max_{(k, m) \notin \mathbf{P}} \frac{|\tilde{H}_{k, m}^{0,0}|^2}{\sum_{(\alpha, \beta) \in \mathbf{S}_{k, m}} |\tilde{H}_{k, m}^{\alpha, \beta}|^2 + \sigma_n^2 \mathbf{g}_{k, m}^{\text{H}} \mathbf{g}_{k, m}} \quad (37)$$

这里 $\text{SINR}(k, m)$ 表示 $d_{k, m}$ 的信噪比(Signal-to-Interference plus Noise Ratio, SINR)。在确定 (k^*, m^*) 之后, 利用式(36)给出的删除导频干扰的判决统计量 \mathbf{r} , 根据 $r_{k^*, m^*} / \tilde{H}_{k^*, m^*}^{0,0}$ 的计算结果做硬判决得到估计值 \tilde{d}_{k^*, m^*} 。接下来, 对判决统计量 \mathbf{r} 进行修改, 删除 \tilde{d}_{k^*, m^*} 对其他数据符号的干扰, 即

$$\mathbf{r} = \mathbf{r} - [\tilde{\mathbb{H}}]_{k^* + m^* K, k^*, m^*} \tilde{d}_{k^*, m^*} \quad (38)$$

这里 $[\tilde{\mathbb{H}}]_n$ 表示广义信道矩阵 $\tilde{\mathbb{H}}$ 的第*n*个列向量。然后重复上述过程, 对剩余未检测的数据符号按SINR从大到小的顺序依次进行检测, 得到数据符号的估计值 $\tilde{\mathbf{d}}_d$ 。

4.3 迭代联合信道估计与符号检测

将得到数据符号估计值 $\tilde{\mathbf{d}}_d$ 反馈给信道估计器, 便可以通过迭代的方式来提高导频符号的广义信道增益的估计质量。利用式(21)计算GFDM符号的判决统计量 \mathbf{r} , 并基于当前的广义信道矩阵和数据符号的估计值, 删除 \mathbf{r} 中的干扰信号成分, 即

$$\mathbf{r} = \mathbf{r} - \tilde{\mathbb{H}}' (\tilde{\mathbf{d}}_d + \mathbf{d}_p) \quad (39)$$

这里 $\tilde{\mathbb{H}}'$ 表示的是将 $\tilde{\mathbb{H}}$ 对角线元素置0的矩阵。接下来, 按照4.1和4.2小节中给出的方法重新估计 $\tilde{\mathbf{h}}_p^{\text{LS}}, \tilde{\mathbb{H}}$, 以及 $\tilde{\mathbf{d}}_d$ 。完整的迭代联合信道估计与符号检测算法如表1所述。

表1 迭代联合信道估计与符号检测算法

- (1) 令迭代次数指示变量 $i = 0$;
- (2) 通过式(20)计算得到符号判决统计量 $\mathbf{r}^{(i)}$;
- (3) 利用式(23)估计导频符号的广义信道矢量 $\tilde{\mathbf{h}}_p^{\text{LS}(i)}$;
- (4) 基于 $\tilde{\mathbf{h}}_p^{\text{LS}(i)}$, 利用式(25)估计广义信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}^{(i)}$;
- (5) $i = i + 1$;
- (6) 利用式(36)消除导频符号对数据符号的干扰, 即 $\mathbf{r}^{(i)} = \mathbf{r}^{(0)} - \tilde{\mathbf{H}}^{(i-1)} \mathbf{d}_p$;
- (7) 利用式(37)确定最佳检测符号的索引值 (k^*, m^*) , 并基于 $(r_{k^*, m^*})^{(i)} / (\tilde{H}_{k^*, m^*}^{0,0})^{(i-1)}$ 的值进行硬判决, 得到估计值 $(\tilde{d}_{k^*, m^*})^{(i)}$;
- (8) 对符号判决统计量 $\mathbf{r}^{(i)}$ 进行更新, $\mathbf{r}^{(i)} = \mathbf{r}^{(i)} - [\tilde{\mathbf{H}}^{(i-1)}]_{k^*+m^*K} (\tilde{d}_{k^*, m^*})^{(i)}$;
- (9) 返回第(7)步, 对剩余未处理的数据符号依次完成硬判决;
- (10) 更新判决统计量, $\mathbf{r}^{(i)} = \mathbf{r}^{(0)} - \tilde{\mathbf{H}}^{(i-1)} (\tilde{\mathbf{d}}_d^{(i)} + \mathbf{d}_p)$;
- (11) 返回第(3)步, 直至到达设定的迭代次数或者收敛。

5 仿真实验

为了验证推导的GFDM系统平均SIR计算公式与提出的联合迭代双选择信道估计与符号检测算法, 并比较GFDM-I与GFDM-II在双选择信道条件下的性能差异, 接下来进行仿真实验。仿真参数如表2所示。

对于图3—图5, 设置子符号数 $M=4$ 。图3与图4分别是GFDM-I和GFDM-II的子符号平均SIR理论计算与蒙特卡洛仿真结果, 可以看出理论计算结果与仿真结果一致。此外, 由图3可知, GFDM-I位于数据块边缘 $m=0$ 的子符号在双选择信道下平均

SIR急剧下降, 明显低于其他子符号。这是由于其能量分别集中在符号块的首尾两端, 时域局部化性能差, 参见图1(a); 故在多普勒频移的作用下, 该子符号能量集中的两部分在时域将存在明显的相位差, 从而导致匹配滤波时信号功率下降, 使平均SIR性能变差。由图4可知, GFDM-II中 $m=0$ 的子符号其平均SIR较GFDM-I得到明显改善, 代价是另一个边缘子符号 ($m=3$) 的平均SIR下降。双选择信道下GFDM信号整体平均SIR曲线如图5所示, 可以发现, GFDM信号的整体平均SIR随着多普勒频移的增加而逐渐下降, GFDM-II的整体平均

表2 系统仿真参数设定

参数	参数值
子载波数目	32
原型滤波器	升余弦函数
滚降因子 α	0.4
采样频率	4.8 MHz
调制方式	QPSK
信道功率延迟分布	[0, -1, -9, -10, -15, -20] dB
时变信道模型	Jakes
σ_p^2 / σ_d^2	2

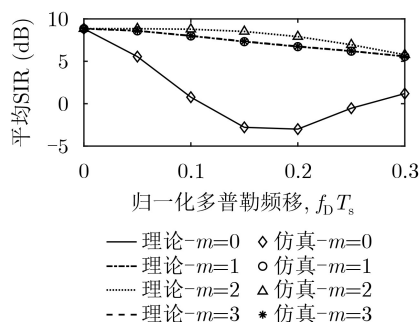


图3 GFDM-I的子符号平均SIR

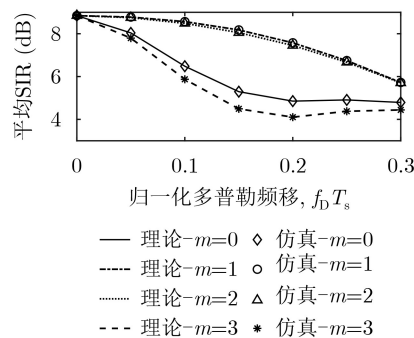


图4 GFDM-II的子符号平均SIR

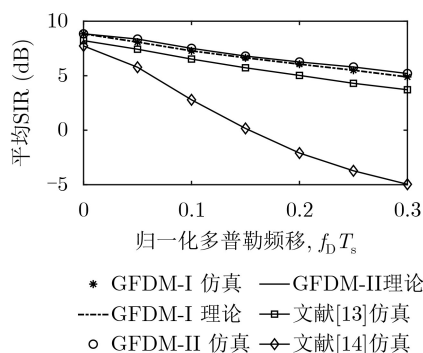


图5 双选择信道下GFDM信号整体平均SIR

SIR性能优于GFDM-I。此外, GFDM-I与GFDM-II的平均SIR性能均优于文献[13]和文献[14]提出的方案。这是因为文献[13]使用双滤波器获得子载波间、子符号间的正交, 可是其奇数子载波成型滤波器的不连续性会造成对频偏敏感; 时变多径信道带来的频偏会破坏其信号的正交性, 导致显著的子载波间和子符号间干扰。而文献[14]基于特征值分解实现干扰消除与无干扰导频插入, 由于其预处理后的原型滤波器失去了时域局部化特性, 使其抵抗时间选择性信道的能力显著下降。在双选择信道下文献[15]信号的整体平均SIR甚至远低于文献[14]的双滤波器方案。

对于图6—图9, 设置子符号数 $M=7$, 32个导频符号均匀分布在 $m=0, 2, 4, 6$ 号子符号内。图6和图7分别是GFDM-I和GFDM-II在归一化多普勒频移 $f_D T_s = 0.05$ 时, 带信道估计的误码率仿真。为了更好地观察本文提出算法的性能, 图中还分别给出了另外两条基准误码率曲线。其中一条是将干扰信号当作噪声处理, 只估计广义信道矩阵的对角线元素, 利用最小二乘准则进行均衡后判决, 不进行迭代, 对应于图中的“无干扰消除”曲线; 另一条是假设具有理想的信道估计, 采用SIC顺序完成接收信号的判决, 对应于图中的“理想信道估计”曲线。由图6和图7可见, 在双选择信道条件下无干扰

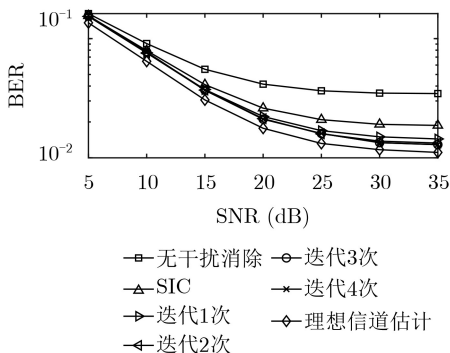


图6 GFDM-I信道估计误码率性能

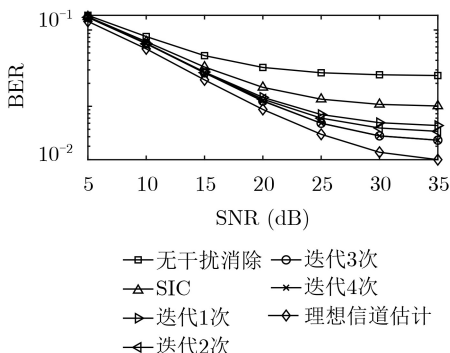


图7 GFDM-II信道估计误码率性能

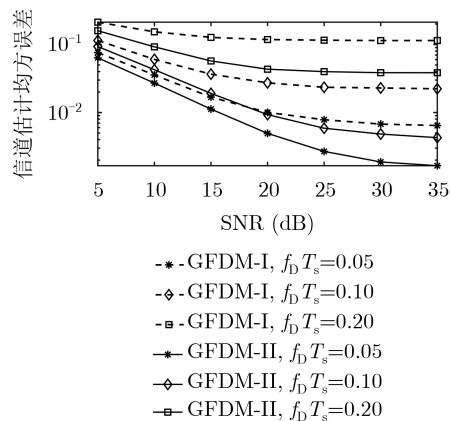


图8 GFDM-I与GFDM-II的信道估计均方差对比

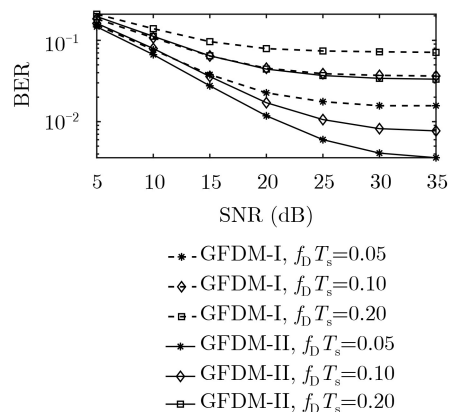


图9 GFDM-I与GFDM-II的误码率对比

消除时, GFDM的性能会显著下降, 且此时GFDM-II的BER性能优于GFDM-I。原因在于GFDM-II较GFDM-I平均SIR的提升。利用提出的联合迭代信道估计与符号检测算法, 可以通过迭代逐步提高系统的BER性能, 并经过少量迭代达到收敛, 得到接近于理想信道估计的BER性能, 且GFDM-II的BER性能优于GFDM-I。

在归一化多普勒频移等于0.05, 0.10和0.20的情况下, 图8和图9分别给出了GFDM-I和GFDM-II通过4次迭代处理后得到的信道估计均方误差与误码率曲线。由图8可知, 随着多普勒频移的增加, GFDM-I和GFDM-II的信道估计均方误差都会逐步增大, 信道估计精度降低, 提出的GFDM-II在信道估计均方误差性能上明显优于GFDM-I。由图9可知, GFDM-I与GFDM-II的误码率性能与信道估计均方误差的特征相似, 即随着多普勒频移的增加, 误码率性能下降; 并且, GFDM-II的误码率性能显著优于GFDM-I。GFDM-II在信道估计均方误差和误码率性能上优于GFDM-I, 原因在于GFDM-II通过对原型滤波器进行时移, 提高了双选择信道下信号整体平均SIR。由式(11)和式(23)可知导频符号广义信道增益的估计会受其他符号干扰的

影响, 干扰信号的消除需要准确的数据符号估计值。由于数据符号的BER性能与其SIR呈正比关系, 故GFDM-II具有比GFDM-I更高的BER性能; 进而通过迭代处理可以更有效地消除符号间干扰, 使得GFDM-II的信道估计均方误差性能和BER性能明显优于GFDM-I。

6 结束语

针对GFDM系统在双选择信道下的通信场景, 本文提出时间偏移GFDM方案, 推导出GFDM系统的平均SIR公式, 并提出联合迭代信道估计与符号检测算法。理论分析与仿真结果表明, 在双选择信道条件下, 时间偏移GFDM系统比传统的GFDM系统具有更高的平均SIR和误码率性能; 而且提出的联合迭代信道估计与符号检测算法能够显著提高GFDM系统的信道估计与检测精度, 通过少量迭代达到收敛, 获得趋近于理想信道估计的性能。下一阶段的工作将主要集中在双选择信道下原型滤波器参数优化设计, 以及导频符号保护方法研究。

参 考 文 献

- [1] MICHAÏLOW N, MATTHÉ M, GASPARI S, *et al.* Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(9): 3045–3061. doi: [10.1109/TCOMM.2014.2345566](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2014.2345566).
- [2] TAO Yunzheng, LIU Long, LIU Shang, *et al.* A survey: Several technologies of non-orthogonal transmission for 5G[J]. *China Communications*, 2015, 12(10): 1–15. doi: [10.1109/CC.2015.7315054](https://doi.org/10.1109/CC.2015.7315054).
- [3] FETTWEIS G, KRONDORF M, and BITTNER S. GFDM-generalized frequency division multiplexing[C]. The 69th IEEE Vehicular Technology Conference, Barcelona, Spain, 2009: 1–4.
- [4] LI Fei, ZHENG Kan, LONG Hang, *et al.* Performance analysis of complementary GFDM in IoT communications[C]. 2019 IEEE 89th Vehicular Technology Conference, Kuala Lumpur, Malaysia, 2019: 1–5.
- [5] 钱志鸿, 田春生, 郭银景, 等. 智能网联交通系统的关键技术与发展[J]. *电子与信息学报*, 2020, 42(1): 2–19. doi: [10.11999/JEIT190787](https://doi.org/10.11999/JEIT190787).
QIAN Zhihong, TIAN Chunsheng, GUO Yinjing, *et al.* The key technology and development of intelligent and connected transportation system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2020, 42(1): 2–19. doi: [10.11999/JEIT190787](https://doi.org/10.11999/JEIT190787).
- [6] DE ALMEIDA I B F, MENDES L L, RODRIGUES J J P C, *et al.* 5G waveforms for IoT applications[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2019, 21(3): 2554–2567. doi: [10.1109/COMST.2019.2910817](https://doi.org/10.1109/COMST.2019.2910817).
- [7] LIM B and KO Y C. SIR analysis of OFDM and GFDM waveforms with timing offset, CFO, and phase noise[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16(10): 6979–6990. doi: [10.1109/TWC.2017.2736998](https://doi.org/10.1109/TWC.2017.2736998).
- [8] MOHAMMADIAN A, TELLAMBURA C, and VALKAMA M. Analysis of self-interference cancellation under phase noise, CFO, and IQ imbalance in GFDM full-duplex transceivers[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(1): 700–713. doi: [10.1109/TVT.2019.2953623](https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2953623).
- [9] VILAIORNASAWAI U and JIA Ming. Scattered-pilot channel estimation for GFDM[C]. 2014 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Istanbul, Turkey, 2014: 1053–1058.
- [10] EHSANFAR S, MATTHE M, ZHANG Dan, *et al.* Interference-free pilots insertion for MIMO-GFDM channel estimation[C]. 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, San Francisco, USA, 2017: 1–6.
- [11] NA Zhenyu, PAN Zheng, XIONG Mudi, *et al.* Soft decision control iterative channel estimation for the internet of things in 5G networks[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2019, 6(4): 5990–5998. doi: [10.1109/JIOT.2018.2864213](https://doi.org/10.1109/JIOT.2018.2864213).
- [12] CHENG Hao, XIA Yili, HUANG Yongming, *et al.* Joint channel estimation and Tx/Rx I/Q imbalance compensation for GFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(2): 1304–1317. doi: [10.1109/TWC.2019.2891649](https://doi.org/10.1109/TWC.2019.2891649).
- [13] LI Fei, ZHENG Kan, ZHAO Long, *et al.* Design and performance of a novel interference-free GFDM transceiver with dual filter[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(5): 4695–4706. doi: [10.1109/TVT.2019.2902561](https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2902561).
- [14] JEONG J, PARK Y, WEON S, *et al.* Eigendecomposition-based GFDM for interference-free data transmission and pilot insertion for channel estimation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(10): 6931–6943. doi: [10.1109/TWC.2018.2864995](https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2864995).
- [15] EHSANFAR S, MATTHÉ M, CHAFII M, *et al.* Pilot-and CP-aided channel estimation in MIMO non-orthogonal multi-carriers[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(1): 650–664. doi: [10.1109/TWC.2018.2883940](https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2883940).
- [16] GOLDSMITH A. *Wireless Communications*[M]. New York: Cambridge University Press, 2005: 71–74.
- [17] KOZEK W and MOLISCH A F. Nonorthogonal pulseshapes for multicarrier communications in doubly dispersive

- channels[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1579–1589. doi: [10.1109/49.730463](https://doi.org/10.1109/49.730463).
- [18] NISSEL R, ADEMAJ F, and RUPP M. Doubly-selective channel estimation in FBMC-OQAM and OFDM systems[C]. The 88th IEEE Vehicular Technology Conference, Chicago, USA, 2018: 1–5.
- [19] KAY S M. *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*[M]. Englewood Cliffs: PTR Prentice-Hall, 1993: 344–365.
- 王莹: 男, 1968年生, 教授, 研究方向为移动通信技术与无线自组织网络.
- 于释雄: 男, 1995年生, 硕士生, 研究方向为OFDM和GFDM.
- 任军: 男, 1997年生, 硕士生, 研究方向为OFDM和GFDM.
- 林彬: 女, 1977年生, 教授, 研究方向为无线网络通信技术.
- 责任编辑: 余蓉