

基于索引调制的广义频分复用技术

魏鹏, 周成, 肖悦, 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

【摘要】为了降低广义频分复用的信号干扰以提升系统性能, 该文提出了基于交织子载波索引调制的广义频分复用传输技术, 通过联合设计, 使得发射数据符号的子载波均按照交织子载波索引调制的方式进行数据映射, 改善了接收信号的平均欧氏距离, 提升了接收端信号恢复的性能。仿真结果显示新系统在典型无线传输信道中能够获得比传统广义频分复用系统更加优越的误码率性能。

关键词 广义频分复用; 交织子载波索引; 最大似然检测; 正交频分复用

中图分类号 TN929.5 **文献标志码** A **doi**:10.3969/j.issn.1001-0548.2017.03.007

GFDM with Interleaved Subcarrier-Index Modulation

WEI Peng, ZHOU Cheng, XIAO Yue, and LI Shao-qian

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731)

Abstract In order to reduce the interference and improve the system performances, this paper utilizes the idea of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) with interleaved subcarrier-index modulation (OFDM-ISIM) into Generalized frequency division multiplexing (GFDM), which is referred as interleaved subcarrier-index modulation GFDM (ISIM-GFDM). In the ISIM-GFDM, the data are mapped by the interleaved subcarrier-index modulation in each ISIM-GFDM subsymbol, which can enlarge the average Euclidean distance of the received symbols and improve the error performance of the signal recovery in the receiver. Simulation results show that ISIM-GFDM outperforms GFDM and SIM-GFDM in wireless mobile communication channel in terms of bit error rate (BER).

Key words GFDM; interleaved subcarrier-index modulation; maximum-likelihood detection; OFDM

广义频分复用(GFDM)^[1-3]作为一类波形灵活的多载波传输方案, 已被列为第五代无线移动通信的候选技术。GFDM具有比正交频分复用(OFDM)更低的带外泄漏, 并且能够针对不同通信网络的信号时频分布需求进行灵活的波形设计, 从而得到了业界的广泛关注和研究。然而, GFDM的传输波形具有非正交性, 使得该系统的传输性能劣于传统的OFDM系统。

交织子载波索引调制正交频分复用^[4](OFDM-ISIM)是传统的子载波索引调制(index modulation, IM)的改进传输方案^[5-8], 该类技术通过将部分比特信息映射为激活子载波的索引序号来传递信息。

OFDM-ISIM技术增大了子载波间的频域间隔, 因而在高速移动通信中对信道干扰具有良好的鲁棒性^[5-10]。此外, 交织的引入增大了接收符号间的欧氏距离, 所以该系统具有比OFDM更加优越的误码率

性能^[4]。而且, 在高阶星座点调制下, 相比传统OFDM系统, OFDM-ISIM通过调整子载波索引调制的参数设置, 在系统误码率性能没有损失的前提下, 保证不损失频谱效率^[8]。

针对载波索引调制, 文献[2]提出了匹配滤波(matched filter, MF)迫零(zero forcing, ZF)和最小均方误差(minimum mean square error, MMSE)等信号恢复方式, 然而, 上述方法各自具有局限性。其中, MF能够最大化信噪比, 但是无法消除符号间的严重干扰; ZF能够消除符号间干扰, 却放大了信道噪声。MMSE在ZF和MF方面力求平衡, 但仍然不能很好的改善系统性能^[2]。为此, 匹配滤波后的干扰抵消方法^[2,11]被提出来。该方法确实缩小了GFDM与OFDM的BER性能差距, 但是需要复杂的接收机处理。文献[12]从频域处理的角度进一步降低了干扰抵消方法的复杂度, 但是仍然需要多次迭代处理才能够很

收稿日期: 2016-03-25; 修回日期: 2016-11-20

基金项目: 国家自然科学基金(61671134,61671131); 中央高校基础预研基金(ZYGX2015J011)

作者简介: 魏鹏(1986-), 男, 博士生, 主要从事无线通信中数字信号处理方面的研究。

好的改善系统。

本文将OFDM-ISIM方法的子载波索引调制与GFDM结合, 实现了交织子载波索引的GFDM (ISIM-GFDM)系统。在ISIM-GFDM系统中, 对每个子GFDM符号中的数据进行了子载波索引调制, 然后对索引调制后的子载波进行交织处理。由于交织的子载波索引调制能够充分利用分集, 从而增大了接收信号的平均欧氏距离和最小欧氏距离^[4], 所以ISIM-GFDM也能够充分利用分集增益以增大接收符号的平均欧氏距离和最小欧氏距离。而且, 子载波索引调制选择性地对子载波数据传输, 降低了GFDM信号子载波间的干扰。所以, 相比GFDM系统, ISIM-GFDM系统的BER性能提升了。

1 GFDM系统介绍

在GFDM系统中, 数据比特流经过 Q 个星座点的相移键控(Q -PSK) (或 Q 个星座点的正交幅度调制(Q -QAM))后得到 KM 个复数值。每个复数向量 $\mathbf{d}=[d_0 \ d_1 \ \cdots \ d_{M-1}]$ 被分配到 M 个时隙的 K 个子载波, 其中 $\mathbf{d}_m=[d_{m,0} \ d_{m,1} \ \cdots \ d_{m,K-1}]$, $m=0,1,\dots,M-1$ 。因此, $d_{k,m}$ 就表示每个GFDM块中第 m 个子块的第 k 个子载波上的传输数据。每个 $d_{k,m}$ 通过一个冲击整形滤波器^[2]:

$$g_{k,m}(n) = g((n-mK)_N) e^{-j2\pi \frac{k}{K}n} \quad (1)$$

式中, 信号样点索引 $n=0,1,\dots,N-1$, $N=MK$; $(\cdot)_N$ 表示模运算; $g(n)$ 是一个原型滤波器, 它的时频移生成了 $g_{k,m}(n)$ 。将所有滤波后的 $d_{k,m}$ 叠加后产生发射的GFDM信号:

$$x(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} d_{k,m} g_{k,m}(n) \quad (2)$$

将式(2)写成矢量形式:

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

式中, $\mathbf{A}=[\mathbf{g}_{0,0} \ \cdots \ \mathbf{g}_{K-1,0} \ \mathbf{g}_{1,0} \ \cdots \ \mathbf{g}_{K-1,M-1}]$;

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

经过无线信道后的GFDM接收信号为:

$$\mathbf{r}(n) = \mathbf{h}(n) \otimes \mathbf{x}(n) + \mathbf{w}(n) \quad (4)$$

式中, $\mathbf{h}(n)$ 是时域信道冲击响应系数; $\mathbf{w}(n)$ 是均值为零方差为 σ^2 的高斯白噪声(AWGN); \otimes 表示卷积运算。式(4)的矢量形式为:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (5)$$

式中, \mathbf{H} 是一个 $N \times N$ 的循环卷积矩阵。经过ZF信道均衡后的信号为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}^{-1} \mathbf{r} = \mathbf{x} + \mathbf{H}^{-1} \mathbf{w} = \mathbf{A} \mathbf{d} + \mathbf{H}^{-1} \mathbf{w} \quad (6)$$

为了恢复数据, 文献[2]提出了线性解调的方式得到估计的数据 $\hat{\mathbf{d}}$:

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{B} \mathbf{y} \quad (7)$$

式中, \mathbf{B} 为 $N \times N$ 的解调矩阵。对应MF、ZF和MMSE这三种解调方案, 对应的解调矩阵分别为: $\mathbf{B}_{\text{MF}}=\mathbf{A}^H$, $\mathbf{B}_{\text{ZF}}=\mathbf{A}^{-1}$, $\mathbf{B}_{\text{MMSE}}=(\mathbf{R}^2+\mathbf{A}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{H}^H$ 。其中, \mathbf{R}^2 为信道噪声 \mathbf{w} 的协方差矩阵。为了更好地消除GFDM系统本身导致的符号间干扰和子载波间干扰, 文献[2]进一步研究了结合匹配滤波和连续干扰抵消的方法, 该方法能够进一步抵消噪声。当然, 最好的检测方法是最大似然(ML), 代价是复杂度较高。

2 ISIM-GFDM系统

本节从发射机和接收机两个方面对ISIM-GFDM进行介绍。其中, 信号的子载波调制在发射机中采用交织子载波索引的调制方式, 为良好的恢复信号同时避免过高的复杂度, 在接收机中采用次优的最大似然检测方法。

2.1 发射机设计

为了提高GFDM的稳定性, 本文将ISIM-OFDM中交织的子载波索引调制的概念^[4]引入到GFDM系统的子载波调制中, 构成了交织的子载波索引调制的GFDM系统。该系统的主要思路就是对每个子GFDM符号块中的 K 个子载波进行子载波索引调制。

首先, 按照OFDM-IM的子载波调制方式, 将 K 个子载波分成 V 组, 每组均含有 $L=K/V$ 个子载波。那么, 第 m 个时隙中GFDM每个子块可以表示为 $\tilde{\mathbf{z}}_{m,v}=[z_{m,v,0} \ z_{m,v,1} \ \cdots \ z_{m,v,L-1}]$, $v=0,1,\dots,V-1$ 。所以, OFDM-IM调制下的第 m 个子GFDM块对应的发送数据可以表示为:

$$\tilde{\mathbf{z}}_m = [\tilde{\mathbf{z}}_{m,0} \ \tilde{\mathbf{z}}_{m,1} \ \cdots \ \tilde{\mathbf{z}}_{m,V-1}] \quad (8)$$

式中, 每个子块 $\tilde{\mathbf{z}}_{m,v}$ 是针对信息调制后的基本单元, 它可以表示成:

$$\tilde{\mathbf{z}}_{m,v} =$$

$$[0, \cdots, 0, d_{m,v,0}, 0, \cdots, 0, d_{m,v,1}, \cdots, 0, \cdots, 0, d_{m,v,U-1}] \quad (9)$$

式中, $d_{m,v,u}$ ($u=0,1,\dots,U-1$)表示的也是经过星座点调制之后的数据; $\tilde{\mathbf{z}}_{m,v} \in \mathcal{A}$, \mathcal{A} 表示所有可能的信号矢量集合。那么, 比特信息在每个数据块 $\tilde{\mathbf{z}}_{m,v}$ 中的映射方式可以表述如下。一方面, L 个子载波中激活 U 个的组合方式用以调制 $p_1 = \lfloor \log_2 C_L^U \rfloor$ 个比特, 其中 $\lfloor c \rfloor$ 表示小于 c 的最大正数, C_L^U 表示二项式系数。另一方面, $p_2 = U \log_2 Q$ 比特经过星座点调制后存放到 U 个激活子载波上。总之, 每个子块中可以调制

的比特总数为 $p_1 + p_2$ ，整个GFDM符号可以调制的比特总数为 $MV(p_1 + p_2)$ 。

以上调制过程是传统 (L, U) OFDM-IM的子载波索引调制方式， (L, U) 表示在 L 个子载波中选取 U 个传输信息，而且每个子块 $z_{m,v}$ 中的 L 个子载波是相邻的。假设 K 很大时，每个子块的子载波上的信道系数具有很高的相关性。下面将这种相邻的子载波方式修改为交织形式。因此，得到交织子载波索引调制在GFDM系统下的发送数据形式：

$$\mathbf{z} = [\mathbf{z}_0 \quad \mathbf{z}_1 \quad \cdots \quad \mathbf{z}_{M-1}] \quad (10-a)$$

$$\mathbf{z}_m = [z_{m,0} \quad z_{m,1} \quad \cdots \quad z_{m,L-1}] \quad (10-b)$$

$$\mathbf{z}_{m,l} = [z_{m,0,l}, z_{m,1,l}, \cdots, z_{m,V-1,l}] \quad (10-c)$$

式中， $l=0,1,\dots,L-1$ 。

图1描述了在 $(2, 1)$ 的ISIM-GFDM系统中一个子GFDM符号块中信号的交织处理过程，灰色块表示用以发送 Q -PSK(Q -QAM)调制后的数据。如图1所示，对于子块 $\tilde{z}_{m,v} = [z_{m,v,0} \quad z_{m,v,1}]$ ，比特“0”映射为 $[E, 0]$ ，比特“1”映射为 $[0, E]$ ，其中 E 为星座点映射后的值。通过子载波间的交织， $\tilde{z}_{m,v}$ 中的两个元素被散射到频带中，形成新的子块 $z_{m,l}$ 以构成ISIM-GFDM的基本单元。

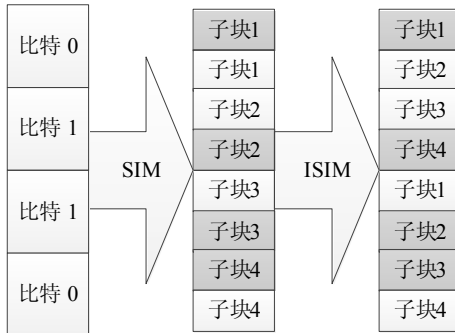


图1 ISIM-GFDM的数据子载波索引调制示意图

因此，等效基带ISIM-GFDM发送信号表示为：

$$\mathbf{x}_{\text{ISIM}} = \mathbf{A}\mathbf{z}^T \quad (11)$$

信号 \mathbf{x}_{ISIM} 加入CP后，通过发射机发送出去。

2.2 接收机设计

经过多径无线信道后，接收信号具有如式(5)的形式：

$$\mathbf{r}_{\text{ISIM}} = \mathbf{H}\mathbf{x}_{\text{ISIM}} + \mathbf{w} \quad (12)$$

在接收端，假设信号能够被准确地同步，而且CP的设置能够抵抗信道带来的符号间干扰。那么，去除CP并对接收信号进行傅里叶变换处理后，接收信号的频域表达式为：

$$\mathbf{R}_{\text{ISIM}} = \mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{x}_{\text{ISIM}} + \mathbf{F}\mathbf{w} = \mathbf{H}_F\mathbf{A}\mathbf{z}^T + \mathbf{W} \quad (13)$$

式中， \mathbf{F} 表示傅里叶变换矩阵； $\mathbf{H}_F = \mathbf{F}\mathbf{H}$ 表示矩阵 \mathbf{H}

的频域表示形式。

最优检测接收信号的方法是ML检测，检测形式如下：

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{z}} &= \arg \min_{\mathbf{z} \in \mathcal{A}_{\max}} \left\| \mathbf{R} - \mathbf{H}_F \mathbf{A} \mathbf{z}^T \right\|_2^2 = \\ & \arg \min_{\mathbf{z} \in \mathcal{A}_{\max}} \left\| \mathbf{R} - \mathbf{H}_F \sum_{\bar{m}=0}^{M-1} \mathbf{A}_{\bar{m}} \mathbf{z}_{\bar{m}}^T \right\|_2^2 = \\ & \arg \min_{\mathbf{z} \in \mathcal{A}_{\max}} \left\| \mathbf{R} - \mathbf{H}_F \mathbf{A}_m \mathbf{z}_m^T - \mathbf{H}_F \sum_{\substack{\bar{m}=0 \\ \bar{m} \neq m}}^{M-1} \mathbf{A}_{\bar{m}} \mathbf{z}_{\bar{m}}^T \right\|_2^2 \end{aligned} \quad (14)$$

式中， $\|\cdot\|_2^2$ 是二范数的平方； \mathcal{A}_{\max} 是在 K 个子载波 M 个时隙上所有交织子载波索引调制组合的集合，该集合中遍历的矢量数目为 $(C_L^U)^{VM}$ 。也就是说，按照式(13)需要 $(C_L^U)^{VM}$ 次的最小幅值比较判断得到检测数据，计算复杂度非常高。

考虑到发送信号采用的是按时隙分别进行ISIM的调制方式，接收端也采用按不同时隙分别检测的方式，即对每个GFDM块按照GFDM子块 m 进行ML检测。由于这种检测方式不是从整体进行ML检测，所以本文的检测方式为次优的ML检测。

令 $\mathbf{A}_m = [\mathbf{g}_{0,m} \quad \mathbf{g}_{1,m} \quad \cdots \quad \mathbf{g}_{K-1,m}]$ ，那么检测到的信号为：

$$\tilde{\mathbf{z}}_m = \arg \min_{\mathbf{z}_m \in \bar{\mathcal{A}}} \left\| \mathbf{R} - \mathbf{H}_F \mathbf{A}_m \mathbf{z}_m^T \right\|_2^2 \quad (15)$$

式中， $\bar{\mathcal{A}}$ 是集合 \mathcal{A} 经过交织后的所有可能的信号矢量集合，该集合中遍历矢量的数目为 $(C_L^U)^V$ ，需要按照式(15)进行信号检测的数目为 $M(C_L^U)^V$ ，该复杂度要远远小于式(14)的检测数目。所以，本文提出的次优ML检测方法具有较低的复杂度。

然后，对检测信号 $\tilde{\mathbf{z}}_m$ 进行解交织处理：

$$\mathbf{z}'_m = \mathbf{G}\tilde{\mathbf{z}}_m^T \quad (16)$$

式中， \mathbf{G} 是 $K \times K$ 的解交织矩阵。由于发射机的交织处理，对比式(8)和式(10)可以看出，接收信号经过解交织处理后，相邻子载波上的信道相关度大大弱化。

接着对 \mathbf{z}'_m 进行子载波索引解调以得到索引调制中包含的比特信息。具体做法是：

- 1) 将 \mathbf{z}'_m 分为 V 块，每块表示为 $\mathbf{z}'_{m,v}$ ；
- 2) 用能量检测的方式确定 $\mathbf{z}'_{m,v}$ 中非零值的位置 $\mathbf{l}_U = [l_0 \quad l_1 \quad \cdots \quad l_{U-1}]^T$ ，其中， $|z'_{m,v,l_u}| \neq 0$ ；
- 3) 将 \mathbf{l}_U 与 (L, U) 发射机中的子载波索引的映射码本进行比对，得到对应的比特信息；
- 4) 将非零位置 \mathbf{l}_U 上的子载波进行星座点反映

射后得到比特信息, 将该比特信息与解子载波索引映射后的比特信息结合后形成最终的解调比特信息。

按照上述步骤1)~步骤4)的处理过程, 对每个GFDM符号中的每个子GFDM块做同样的处理, 最终得到一个GFDM符号中包含的所有比特信息。

另一方面, 对次优ML检测和最优ML的检测性能差异进行了分析。最优ML检测考虑了整个GFDM符号中每个调制符号间的相互影响, 即图2中的整个GFDM块。次优的ML检测只是考虑了当前时刻不同符号间在子载波上的相互影响, 如图2中阴影块所示。对比式(14)和式(15), 由于次优的ML检测方法并没有考虑来自其他时刻的符号影响, 所以次优的ML检测的性能比最优的ML检测的性能差些。随着GFDM成型波形的滚降系数减小, GFDM子符号间的时域干扰也随之降低, 次优ML检测的性能会逼近最优ML检测的性能。当 $\beta=0$ 时, GFDM的成型波形在时域正交, 式(14)中的干扰项 $\sum_{\bar{m}=0, \bar{m} \neq m}^{M-1} A_{\bar{m}} z_{\bar{m}}^T = 0$ 。在这种情况下, 式(14)和式(15)相同, 次优的ML检测和最优的ML检测具有相同的检测性能。

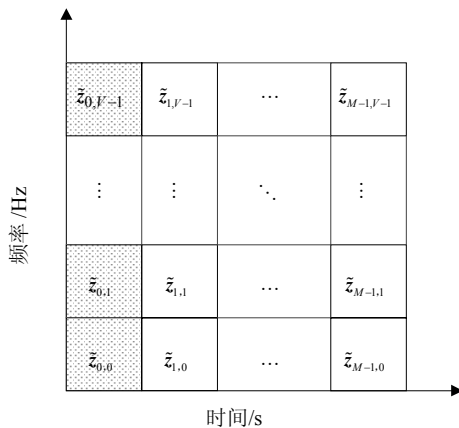


图2 一个ISIM-GFDM符号的时频调制数据分布示意图

另外, 文献[4]已经证明在满足信道独立的情况下, 同时(2,1)的ISIM-OFDM系统中与同样采用BPSK调制的OFDM系统相比具有相同频谱效率, 但是前者加大了接收信号的平均欧氏距离, 同样也比接收的SIM-OFDM信号平均欧氏距离更大。同理可以得到在满足信道独立的情况下, (2,1)的ISIM-GFDM系统比同样采用BPSK调制的GFDM接收信号和SIM-OFDM接收信号的平均欧氏距离大, 即:

$$AED_{ISIM-GFDM} > AED_{SIM-GFDM} \quad (17)$$

式中, AED (average Euclidean distance)表示平均欧氏距离。式(17)表明由于ISIM-GFDM能够更加充分地利用子载波分集带来的增益, ISIM-GFDM系

统在经过子载波交织处理后能够获得比SIM-GFDM系统更大的AED。所以, ISIM-GFDM系统性能比SIM-GFDM系统性能更加优越。另外, 由于GFDM系统具有良好的时频特性, 只有相邻的子载波间存在干扰, 而子载波索引调制选择性的在子载波上放置数据, 使得部分子载波间没有干扰。同时, 交织的子载波索引调制能够充分利用分集。那么, 在相同的数据速率下, 可以推断出子载波间干扰更小的ISIM-GFDM系统能够获得比原始GFDM系统更好的系统性能。下面给出基于MATLAB的计算机仿真的误码率性能。

3 仿真结果和分析

在仿真中, GFDM、SIM-GFDM和ISIM-GFDM的参数为子载波数目 $K=8$, 子GFDM符号数目 $M=7$, CP长度为14, 星座点映射方式为BPSK和QPSK, 载波频率为2 GHz, 子载波间隔为15 kHz。发送滤波器采用的为升余弦窗, 其滚降系数 $\beta=0.1$ 和0.5。为了调查系统性能, 信号经过了3GPP LTE 标准^[13]中的Extended Vehicular A (EVA)九径信道(功率衰减为[0, -1.5, -1.4, -3.6, -0.6, -9.1, -7.0, -12.0, -16.9] dB, 信道延迟为[0, 30, 150, 310, 370, 710, 1 090, 1 730, 2 510] ns)。针对 M 个子符号(子GFDM符号块、子SIM-GFDM符号块和子ISIM-GFDM符号)中的每个子符号块, 采用对 K 个子载波进行ML检测的方式恢复数据。

图3和图4分别比较了GFDM、SIM-GFDM和ISIM-GFDM系统在BPSK调制下, 接收信号没有频率偏移和有频率偏移的BER性能。经过比较可以得到, 在不同信道条件下, 相比SIM-GFDM和GFDM, ISIM-GFDM能够得到很大的BER性能提升。而且, SIM-GFDM系统的BER性能比GFDM系统的BER性能更好。从而验证了前面对接收信号AED的分析是正确的。

图5和图6分别比较了GFDM、SIM-GFDM和ISIM-GFDM系统在QPSK调制下, 接收信号没有频率偏移和有频率偏移的BER性能。这两个图所反应的性能趋势与图3和图4是吻合的, 这进一步例证了ISIM-GFDM系统相比GFDM和SIM-GFDM系统具有最好的BER性能。

另外, 由于GFDM发送滤波器具有良好的时频特性, 所以GFDM系统具有较低的频谱泄漏。如图7所示, 使用GFDM发送滤波器的SIM-GFDM和

ISIM-GFDM具有比OFDM和SIM-OFDM更低的带外泄漏。综合考虑, ISIM-GFDM系统可以作为未来第5代无线移动通信的候选系统。

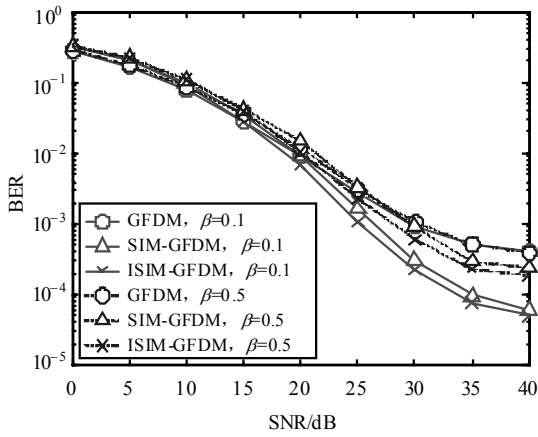


图3 GFDM、SIM-GFDM、ISIM-GFDM系统在BPSK调制下不同发送滤波器系数的BER性能, 无信道频偏

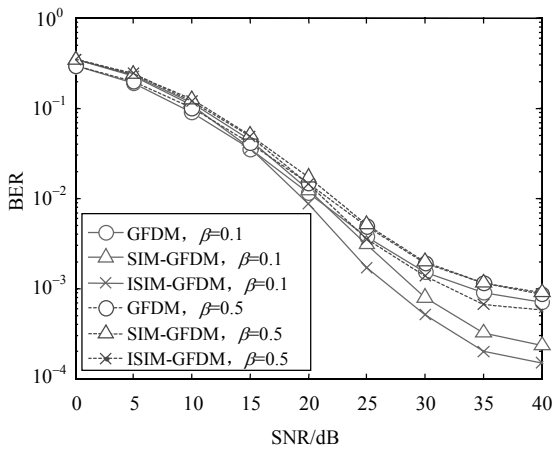


图4 GFDM、SIM-GFDM、ISIM-GFDM系统在BPSK调制下不同发送滤波器系数的BER性能, 信道归一化频偏为0.1

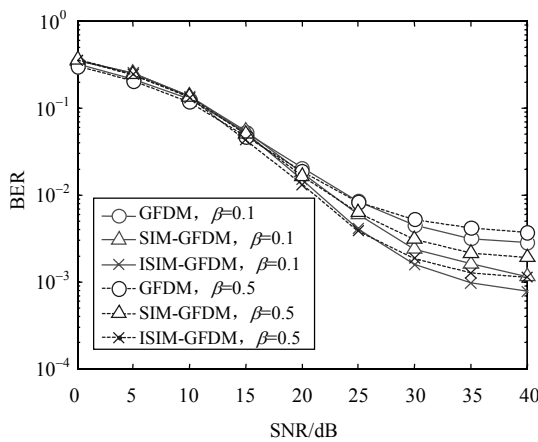


图5 GFDM、SIM-GFDM、ISIM-GFDM系统在QPSK调制下不同发送滤波器系数的BER性能, 无信道频偏

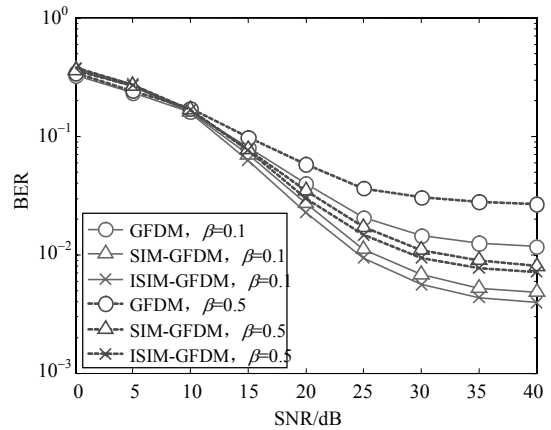


图6 GFDM、SIM-GFDM、ISIM-GFDM系统在QPSK调制下不同发送滤波器系数的BER性能, 信道归一化频偏为0.1

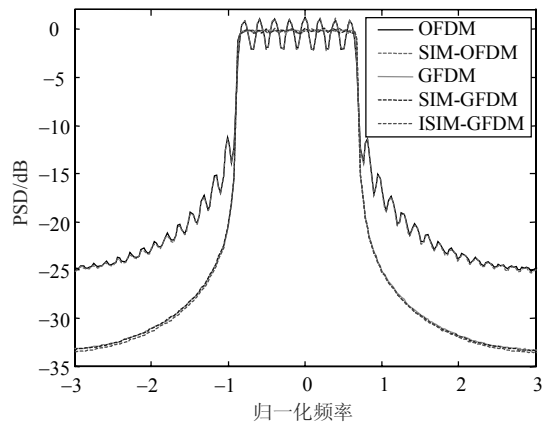


图7 OFDM系统和GFDM系统下发送信号的功率谱密度(PSD)对比, 其中调制方式QPSK和 $\beta=0.1$

4 结束语

本文基于OFDM-ISIM的数据调制方式将GFDM中每个子GFDM符号的数据按照交织子载波索引调制的方式进行数据映射, 得到了本文提出的系统结构ISIM-GFDM。ISIM-GFDM除了具有GFDM本身较好的频谱特性外, 与OFDM-ISIM类似, 能够增加接收符号的欧氏距离, 增加信号恢复的可靠性, 提升系统的性能。从仿真结果中可以看出, 提出的ISIM-GFDM能够获得比传统GFDM和SIM-GFDM更好的比特错误率性能。所以, 本文的结果有助于GFDM系统在误码率性能方面的提升, 为该系统在第五代无线移动通信系统中的应用提供了一定的参考价值。

参考文献

[1] WUNDER G, et al. 5GNOW: Non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 97-105.

- [2] MICHAÏLOW N, et al. Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(9): 3045-3061.
- [3] FETTWEIS G, KRONDORF M, BITTNER S. GFDM-Generalized frequency division multiplexing[C]//The 69th IEEE Vehicular Technology Conference Spring. Barcelona: IEEE, 2009: 1-4.
- [4] XIAO Yue, WANG Shun-shun, DAN Li-lin, et al. OFDM with interleaved subcarrier-index modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(8): 1447-1450.
- [5] ABUALHIGA R, HAAS H. Subcarrier-index modulation OFDM[C]//The 20th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Tokyo: IEEE, 2009: 13-16.
- [6] TSONEV D, SINANOVIC S, HAAS H. Enhanced subcarrier index modulation (SIM) OFDM[C]//The 2011 IEEE GLOBECOM Workshops. Houston: IEEE, 2011: 728-732.
- [7] BASAR E, AYGOLU U, PANAYIRCI E, et al. Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation[C]//The 2012 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Anaheim: IEEE, 2012: 4741-4746.
- [8] BASAR E, AYGOLU U, PANAYIRCI E, et al. Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 61(22): 5536-5549.
- [9] ZHAO Long, Zhao Hui, ZHENG Kan, et al. A high energy efficient scheme with selecting subcarriers modulation in OFDM system[C]//The 2012 IEEE International Conference on Communications. Ottawa: IEEE, 2012: 5711-5715.
- [10] BASAR E, AYGOLU U, PANAYIRCI E. Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation in the presence of high mobility[C]//The 2013 First International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom). Batumi: IEEE, 2013: 147-151.
- [11] DATTA R, MICHAÏLOW N, LENTMAIER M, et al. GFDM interference cancellation for flexible cognitive radio PHY design[C]//The 76th IEEE Vehicular Technology Conference Fall. Québec: IEEE, 2012: 1-5.
- [12] GASPAR I, et al. Low complexity GFDM receiver based on sparse frequency domain processing[C]//The 77th IEEE Vehicular Technology Conference Spring. Dresden: IEEE, 2013: 1-6.
- [13] 3GPP Organization, 3GPP Organizational Partners. User equipment (UE) radio transmission and reception (release 12)[EB/OL]. [2015-08-25]. <http://www.3gpp.org/DynaReport/25101.htm>.

编辑 叶芳