

# 基于三级LLR检测的广义零填充三模OFDM索引调制系统研究

王孟依<sup>1</sup>, 陈振兴<sup>2</sup>, 陈智慧<sup>3</sup>

(1. 武汉大学电子信息学院, 湖北武汉 430072; 2. 中国地质大学(武汉)机械与电子信息学院, 湖北武汉 430074;  
3. 华北理工大学人工智能学院, 河北唐山 063299)

**摘要:** 本文提出了一种基于对数似然比(LLR)检测算法的广义零填充三模正交频分复用(OFDM)索引调制(GZTM-OFDM-IM)系统, 目的在于提高传统ZTM-OFDM-IM系统的频谱效率(SE). 在提出的系统发送端, 更多的OFDM子载波激活样式有效提高了系统的SE, 并且一种新的双模信号星座图被采用. 为了降低接收端检测过程的复杂度, 设计了基于LLR算法的三级检测器. 仿真结果表明: 利用设计的低复杂度检测器, GZTM-OFDM-IM在实现了高SE的同时, 系统的误比特率(BER)性能在高信噪比(SNR)范围与传统ZTM-OFDM-IM相比没有降低, 且BER性能与理论差错性能上边界非常接近.

**关键词:** 索引调制; 正交频分复用; 双模信号星座图; 对数似然比检测; 频谱效率; 误比特率; 计算复杂度

**中图分类号:** TN914.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2021)07-1291-07

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.12263/DZXB.20201420

## Generalization of Zero-Padded Tri-Mode OFDM with Index Modulation Based on Three-Stage LLR Detection

WANG Meng-yi<sup>1</sup>, CHEN Zhen-xing<sup>2</sup>, CHEN Zhi-hui<sup>3</sup>

(1. School of Electronic Information, Wuhan University, Wuhan, Hubei 430072, China;

2. School of Mechanical Engineering and Electronic Information, China University of Geosciences, Wuhan, Hubei 430074, China;

3. School of Artificial Intelligence, North China University of Science and Technology, Tangshan, Hebei 063299, China)

**Abstract:** In this paper, we propose a generalization of zero-padded tri-mode orthogonal frequency division multiplexing with index modulation (GZTM-OFDM-IM) system based on the log-likelihood ratio (LLR) detection. In the proposed system, a dual-mode signal constellation is designed and applied, and a three-stage detector based on LLR algorithm is applied for the receiver. Due to more index activation patterns produced in the transmitter, spectral efficiency (SE) of the proposed system is efficiently improved compared with the traditional ZTM-OFDM-IM system. Simulation results show that the GTM-OFDM-IM system has higher SE than the corresponding ZTM-OFDM-IM, and maintains the bit error rate (BER) performance depending on the proposed detection algorithm with low computational complexity. And theoretical BER upper bound of the proposed system is fit to the simulation results at the high signal-to-noise ratio (SNR) region.

**Key words:** index modulation; orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); dual-mode signal constellation; log-likelihood ratio (LLR) detection; spectral efficiency (SE); bit error rate (BER); computational complexity

## 1 引言

随着第五代(Fifth Generation, 5G)移动通信时代的来临, 用户对无线通信系统的吞吐量有更大的需求<sup>[1]</sup>. 索引调制(Index Modulation, IM)技术能够利用通

信系统的时间间隙、天线或子载波索引携带信息<sup>[2,3]</sup>, 且不消耗额外的能量资源, 其在提高通信系统频谱效率(Spectral Efficiency, SE)、能量效率(Energy Efficiency, EE)和误比特率(Bit Error Rate, BER)等优势

基础上,已经被应用于水声通信和5G通信网络<sup>[4,5]</sup>,且与多输入多输出技术相结合可进一步加强通信系统容量<sup>[6]</sup>.

受空间调制技术的启发,文献[7]将IM技术与正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)相结合,提出了子载波索引调制OFDM(Subcarrier Index Modulation OFDM, SIM-OFDM).文献[8]提出的增强型SIM-OFDM(Enhanced SIM-OFDM, ESIM-OFDM)解决了每个SIM-OFDM模块传输的比特数变化问题,但需要更高阶的星座图来保证系统SE.为解决文献[7]和文献[8]中存在的问题,索引调制OFDM(OFDM with IM, OFDM-IM)被提出<sup>[9]</sup>.在OFDM-IM中,OFDM模块的子载波按规则分成子模块,每个子模块通过隐含的索引比特和星座图符号传递比特信息.由于在OFDM-IM中存在未激活的空子载波,一种基于IM技术的双模OFDM(Dual-Mode OFDM, DM-OFDM)被提出,每个OFDM子模块的频域子载波均承载星座图符号,系统的SE得到有效提升<sup>[10]</sup>.进一步,在文献[11]提出的基于零填充的三模OFDM-IM(Zero-padded Tri-Mode OFDM-IM, ZTM-OFDM-IM)系统中,由于保留了小部分未激活子载波,系统的SE和EE较OFDM-IM和DM-OFDM有所提高,且ZTM-OFDM-IM在加性高斯白噪声和频率选择性瑞利衰落信道中均获得了更好的BER性能.然而在ZTM-OFDM-IM系统中,每个子模块激活的子载波个数是固定的.

为了进一步提高ZTM-OFDM-IM系统的SE,本文提出了一种新的广义ZTM-OFDM-IM(Generalization of ZTM-OFDM-IM, GZTM-OFDM-IM).在提出的GZTM-OFDM-IM中,每个子模块激活子载波的个数不再固定,能产生更多的子载波激活样式,从而提高系统SE.同时,一种新的双模信号星座图和基于对数似然比(Log Likelihood Ratio, LLR)的三级检测器被采

用.利用设计的低复杂度检测器,GZTM-OFDM-IM在实现了高SE的同时,系统的BER性能在高信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)范围与传统ZTM-OFDM-IM相比没有降低,且BER性能与理论差错性能上边界非常接近.

## 2 系统模型

### 2.1 传统ZTM-OFDM-IM系统模型

图1为ZTM-OFDM-IM系统发送端框图,其中 $N$ 表示一个OFDM信号的子载波数.输入的 $B$ 比特信息经分组,每 $B/G$ 比特为一组输入OFDM子模块,即 $N$ 个子载波为 $G$ 组,每组的子载波个数为 $l = N/G$ .

在每个子模块中,部分比特信息输入索引选择器决定子载波的激活样式,其余比特信息通过双模信号星座图进行映射.星座图 $A(M_A)$ 和 $B(M_B)$ 的尺寸分别为 $N_A$ 和 $N_B$ .例如,图2展示了2进制和4进制的双模信号星座图.

根据图1, $p_{ZTM}$ 比特被分为 $p_1$ 比特和 $p_2$ 比特. $p_1$ 比特输入索引选择器用于决定双模信号星座图的激活样式, $p_2$ 比特用于映射双模符号 $S_A$ 和 $S_B$ .假设在子模块的 $l$ 个子载波中, $k = k_1 + k_2$  ( $k < l$ )个子载波被激活,其中 $k_1$ 个子载波根据星座图A进行映射, $k_2$ 个子载波根据星座图B,其他 $(l - k)$ 个子载波保持为0.索引比特 $p_1$ 可表示为:

$$p_1 = \lfloor \log_2(C_l^{k_1} C_k^{k_2}) \rfloor \quad (1)$$

其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整.符号比特 $p_2$ 可表示为:

$$p_2 = k_1 \log_2 N_A + k_2 \log_2 N_B \quad (2)$$

每个ZTM-OFDM-IM子模块总的比特信息可表示为:

$$p_{ZTM} = p_1 + p_2 = \lfloor \log_2(C_l^{k_1} C_k^{k_2} N_A^{k_1} N_B^{k_2}) \rfloor \quad (3)$$

通过双模信号星座图映射,产生的频域OFDM信号经 $N$ 点的快速傅里叶反变换(Inverse Fast Fourier

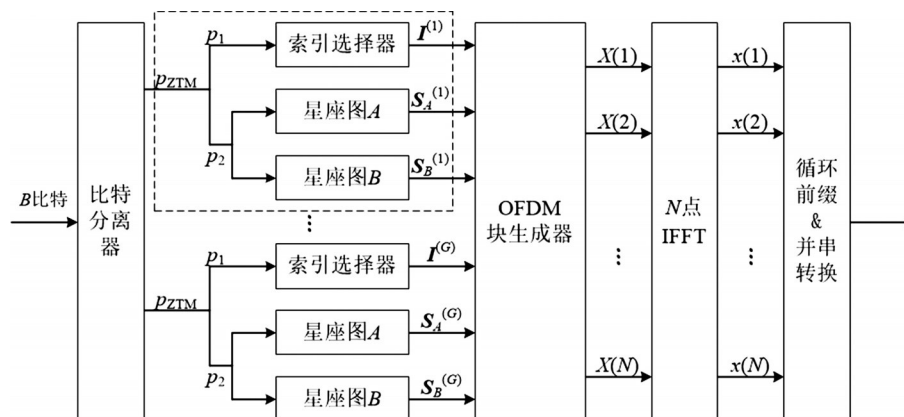


图1 ZTM-OFDM-IM系统发送端框图

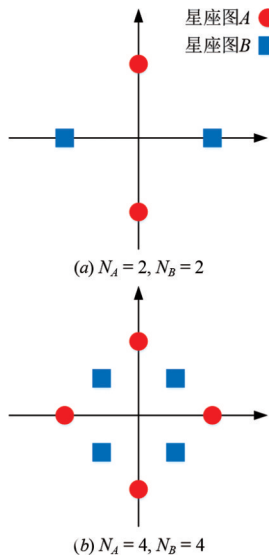


图2 双模信号星座图

Transform, IFFT)转换到时域,加入循环前缀和并串转换后经加性高斯白噪声或频率选择性瑞利衰落信道进行传输.加循环前缀的目的是减小码间串扰和子载波间的干扰.

由于子模块中激活的子载波个数是固定的,其限制了SE的提升,我们提出了激活子载波个数非固定的调制计划.

### 2.2 提出的GZTM-OFDM-IM系统模型

根据文献[12]的广义索引调制计划,子模块非固定个数的子载波激活方式可以方便有效的提高IM系统的SE.为实现GZTM-OFDM-IM系统,图3展示了提出的广义索引调制计划映射原理框图.

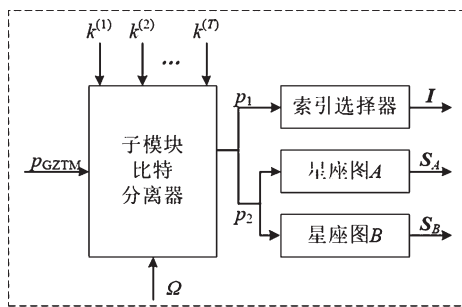


图3 提出的GZTM-OFDM-IM计划映射原理框图

如图3所示,参数 \$k\$ 从固定值扩展为集合 \$K = \{k^{(1)}, k^{(2)}, \dots, k^{(T)}\}\$, 其中 \$T\$ 是集合的尺寸. \$K\$ 中的元素 \$k^{(i)}, i = 1, 2, \dots, T\$, 表示可选择的子模块激活子载波个数,即 \$k^{(i)} = k\_1^{(i)} + k\_2^{(i)}, k\_1^{(i)}\$ 和 \$k\_2^{(i)}\$ 分别表示用于星座图 \$A\$ 和星座图 \$B\$ 映射的子载波,且 \$k\_1^{(i)}\$ 和 \$k\_2^{(i)}\$ 可变,假设共 \$R\$ 种变化, \$R\$ 种不同的 \$k\_1^{(i)}\$ 所组成的集合记为 \$\Omega\$. 由于非固定个数激活子载波方案的采用, GZTM-OFDM-IM 子模块可传输的

比特信息可计算为:

$$p_{GZTM} = \left\lceil \log_2 \left( \sum_{i=1}^T \sum_{k_1^{(i)} \in \Omega} C_i^{k_1^{(i)}} C_k^{k_2^{(i)}} N_A^{k_1^{(i)}} N_B^{k_2^{(i)} - k_1^{(i)}} \right) \right\rceil \quad (4)$$

当集合 \$K\$ 与 \$\Omega\$ 中都只包含一种元素时,广义系统就退化为传统的 ZTM-OFDM-IM.

根据提出的 GZTM-OFDM-IM, 有两种实现方式, 第一种是子模块中激活的子载波总个数是变化的; 第二种是激活的子载波总个数不变, 但用于映射星座图 \$A\$ 和星座图 \$B\$ 的子载波个数变化. 由于第一种方法实现复杂度较高, 现阶段本文只针对第二种方式进行研究.

针对第二种方法, 假设 \$l = 4, K = \{3\}\$ 即 \$k^{(1)} = 3\$, 采用两种互无交集的 BPSK 星座图, 令 \$k\_1^{(1)} = 1, k\_2^{(1)} = 2\$ 或 \$k\_1^{(1)} = 2, k\_2^{(1)} = 1, \Omega = \{1, 2\}, R = 2\$, 每个 GZTM-OFDM-IM 子模块能传输 7 个信息比特, 而传统 ZTM-OFDM-IM 只能传输 6 比特信息. GZTM-OFDM-IM 子模块携带信息比特的通用表达式为:

$$p_{GZTM} = \left\lceil \log_2 \left( \sum_{k_1^{(i)} \in \Omega} C_i^{k_1^{(i)}} C_k^{k_2^{(i)}} N_A^{k_1^{(i)}} N_B^{k_2^{(i)} - k_1^{(i)}} \right) \right\rceil \quad (5)$$

为了提高星座图携带信息的能力, 针对提出的 GZTM-OFDM-IM, 我们设计了一种新的 8 进制双模信号星座图, 如图 4 所示. 根据星座图相邻信号点间最小欧式距离 (Minimum Euclidean Distance, MED) 最大化的准则、并借鉴 16QAM 星座图, 由于空载波的存在, 星座图中每相邻信号点间及部分信号点与坐标轴间的距离设定为相等, 以同时达到缓解系统 EE、提高 SE 和 BER 性能的问题.

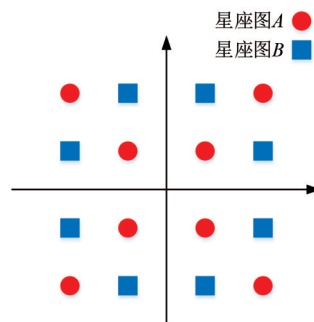


图4 一种新的双模8进制星座图

### 3 GZTM-OFDM-IM 系统检测算法

在接收端, 接收信号经串并转换和去循环前缀后进行 \$N\$ 点 FFT 运算, 得到频域 OFDM 信号. 针对 GZTM-OFDM-IM 第 \$\beta\$ 子模块, 接收的频域信号可表示为 \$Y^{(\beta)} = [Y^{(\beta)}(1) Y^{(\beta)}(2) \dots Y^{(\beta)}(l)]^T, (\cdot)^T\$ 表示转置. 在频率选择性瑞利衰落信道条件下, 频域接收与发送

信号间的关系表示为:

$$Y^{(\beta)} = \text{diag}(X^{(\beta)})H^{(\beta)} + Z^{(\beta)}, \quad \beta = 1, 2, \dots, g \quad (6)$$

其中  $\text{diag}(X^{(\beta)})$  表示对角线元素为  $X^{(\beta)}$  的对角线矩阵,  $H^{(\beta)}$  表示长度为  $\nu$  的多径瑞利衰落信道单位冲激响应系数,  $Z^{(\beta)}$  为加性高斯白噪声, 均值为 0、方差为  $N_0$ .

### 3.1 最大似然检测

在通信系统中, 最大似然 (Maximum Likelihood, ML) 算法能有效检验不同调制系统的差错性能. 对于 GZTM-OFDM-IM 子模块, ML 检测算法将综合考虑索引比特和星座图映射的信号, 通过计算接收的子模块信号与发送端所有可能的信号组合方式进行检测, 即最小化

$$[\hat{I}^{(\beta)}, \hat{X}^{(\beta)}] = \arg \min_{\substack{I^{(\beta)} \\ X^{(\beta)} \in \theta}} \sum_{i=1}^l \|Y^{(\beta)}(i) - H^{(\beta)}(i)X^{(\beta)}(i)\|^2 \quad (7)$$

式(7)中  $\theta$  表示所有可能的信号组合方式. 由于 ML 检测综合考虑所有可能的组合, 其计算复杂度成指数增长, 在实际应用中受限.

### 3.2 提出的对数似然比三级检测

针对 ML 检测算法计算复杂度较高的问题, 本文提出了一种基于 LLR 的三级检测算法.

根据提出的 GZTM-OFDM-IM 实现方法, 第一级 LLR 检测主要根据最大后验概率的对数判断子模块中的子载波是否被激活, 检测标准为:

$$\gamma_\alpha = \ln \left( \frac{\sum_{i=1}^{N_A + N_B} P(X^{(\beta)}(\alpha) = S_{c,i} | Y^{(\beta)}(\alpha))}{P(X^{(\beta)}(\alpha) = 0 | Y^{(\beta)}(\alpha))} \right) \quad (8)$$

其中  $\alpha = 1, 2, \dots, l$ ,  $S_{c,i} = M_A \cup M_B$  表示双模信号星座图上的第  $i$  个信号点.  $\gamma_\alpha$  值越大, 表示子载波被激活的概率越大. 考虑  $\sum_{i=1}^{N_A + N_B} P(X^{(\beta)}(\alpha) = S_{c,i}) = k^{(1)}/l$ ,  $P(X^{(\beta)}(\alpha) = 0) = (l - k^{(1)})/l$  及贝叶斯公式可将式(8)化简为:

$$\gamma_\alpha = \ln \left( \frac{k^{(1)}}{(N_A + N_B)(l - k^{(1)})} + \frac{(Y^{(\beta)}(\alpha))^2}{N_0} \right) + \ln \left[ \sum_{i=1}^{N_A + N_B} \exp \left( -\frac{|Y^{(\beta)}(\alpha) - H^{(\beta)}(\alpha)S_{c,i}|^2}{N_0} \right) \right] \quad (9)$$

根据文献[9], LLR 迭代算法如算法 1 所示.

#### 算法 1 LLR 迭代算法

**步骤 1** 设  $\gamma_\alpha$  为第  $n$  个子载波, 令  $\Delta_1 = -|Y^{(\beta)}(\alpha) - H^{(\beta)}(\alpha)S_{c,i}|^2/N_0$ ;

**步骤 2** for ( $i=2, i \leq N_A + N_B, i++$ )

do  $T_1 = -|Y^{(\beta)}(\alpha) - H^{(\beta)}(\alpha)S_{c,i}|^2/N_0$ ;

$T_2 = f_{\max}(\Delta_1, T_1)$ ;

$\Delta_1 = T_2$ ;

end

#### 步骤 3

$$\gamma_\alpha = \ln(k^{(1)}/(l - k^{(1)})) - \ln(N_A + N_B) + (Y^{(\beta)}(\alpha))^2/N_0 + \Delta_1$$

#### 步骤 4 返回 $\gamma_\alpha$ .

根据步骤 1~4, 最大的  $k^{(1)}$  个 LLR 值即判定为激活的子载波.

第二级 LLR 检测目的是检测第一级中  $k^{(1)}$  个激活子载波是由星座图 A 调制还是由星座图 B, 检测标准为:

$$\gamma_\alpha^* = \ln \left( \frac{\sum_{i=1}^{N_A} P(X^{(\beta)}(\alpha) = S_{A,i} | Y^{(\beta)}(\alpha))}{\sum_{i=1}^{N_B} P(X^{(\beta)}(\alpha) = S_{B,i} | Y^{(\beta)}(\alpha))} \right) \quad (10)$$

式(10)中,  $\gamma_\alpha^*$  值越大, 则判定为该子载波由星座图 A 调制. 考虑  $\sum_{i=1}^{N_A} P(X^{(\beta)}(\alpha) = S_{A,i}) = k_1^{(1)}/k^{(1)}$ ,  $\sum_{i=1}^{N_B} P(X^{(\beta)}(\alpha) = S_{B,i}) = (k^{(1)} - k_1^{(1)})/k^{(1)}$  及贝叶斯公式可将式(10)化简为:

$$\gamma_\alpha^* = \ln(a) + \ln \left( \sum_{i=1}^{N_A} \exp \left( -\frac{|Y^{(\beta)}(\alpha) - H^{(\beta)}(\alpha)S_{A,i}|^2}{N_0} \right) \right) - \ln \left( \sum_{i=1}^{N_B} \exp \left( -\frac{|Y^{(\beta)}(\alpha) - H^{(\beta)}(\alpha)S_{B,i}|^2}{N_0} \right) \right) \quad (11)$$

式(11)中  $a = (N_B/N_A) \times (k_1^{(1)}/(k^{(1)} - k_1^{(1)}))$ . 在第二级 LLR 检测中, 尽管  $k_1^{(1)}$  和  $k_2^{(1)}$  是可变的, 但两者满足约束条件  $k_1^{(1)} + k_2^{(1)} = k^{(1)}$ . 由于子模块中由星座图 A 调制的子载波个数是未知的, 因此  $\Omega$  里包含的所有情况均需代入式(11)计算对应的 LLR 值, 共有  $R$  组 LLR 值, 每一组都对应着不同的  $k_1^{(1)}$ . 利用查表法, 即可检测出每一种情况所对应的子载波索引模式与映射的星座图信号点.

第三级检测, 根据第二级的 LLR 检测结果, 利用 ML 检测算法进行对应激活子载波的星座图 A 或 B 的符号检测.

综上, 基于 LLR 的三级检测器通过计算频域内信号点的后验概率及欧氏距离, 检测出星座图 A、星座图 B 和空载波调制的子载波索引比特和符号比特.

### 3.3 计算复杂度

根据复数乘法, 式(7) ML 检测每个子模块的计算复杂度可表示为:

$$O \left( \sum_{k^{(1)} \in \Omega} 2^{\lfloor \log_2 C_i^{(1)} C_i^{(2)} \rfloor} N_A^{k_1^{(1)}} N_B^{k^{(1)} - k_1^{(1)}} l \right) \quad (12)$$

由于式(12)随参数  $N_A$ 、 $N_B$ 、 $k^{(1)}$  呈指数倍增长, 所以 ML 检测器不适用于上述参数较大的情况.

针对提出的基于 LLR 的三级检测, 第一级主要检

测子模块中激活的子载波及其索引比特. 根据式(9), 每个子模块的计算复杂度为  $O(l(N_A+N_B))$ . 第二级检测激活的子载波是由星座图  $A$  调制还是由星座图  $B$  调制, 根据(11)每个子模块计算复杂度为:

$$O\left\{Rl(N_A + N_B) + \sum_{k_1^{(l)} \in \Omega} [k_1^{(l)} N_A + (k_1^{(l)} - k_1^{(l)}) N_B]\right\} \quad (13)$$

第三级中, 每个子模块的计算复杂度为  $O(Rl)$ . 提出的 LLR 检测的计算复杂度为三级复杂度之和.

根据文献[10], ML 检测算法基本语句为一次欧氏距离的计算, 包括两次复数乘法和一次复数加法. 三级 LLR 检测器的基本语句与 ML 检测器相同, 前两级包括三次复数乘法及一次复数加法, 第三级包括两次复数乘法及一次复数加法. 表 1 针对不同的参数, 对提出的广义系统与 ZTM-OFDM-IM 系统 ML 和 LLR 检测算法的复数乘法和复数加法数量进行了比较. 当星座图  $A$  和  $B$  的尺寸相同且表示为  $N_{AB}$  时, 三级 LLR 检测器的复数乘法和复数加法次数可分别表示为:  $CM(18lN_{AB}+4l+6N_{AB})$  和  $CA(6lN_{AB}+2l+6N_{AB})$ . 根据表 1, 对于 8 进制星座图, GZTM-OFDM-IM 三级 LLR 与 ML 检测器相比所需的复数乘法次数节省约 89 倍, 高于 ZTM-OFDM-IM 两级 LLR 检测器约 1.6 倍.

表 1 ML 和 LLR 检测算法复数乘法和加法数对比  
( $l=4, k^{(l)}=3, \Omega=\{1, 2\}, N_A=N_B=N_{AB}$ )

$N_{AB}$	ZTM-OFDM-IM				GZTM-OFDM-IM			
	ML		LLR		ML		LLR	
	乘法	加法	乘法	加法	乘法	加法	乘法	加法
2	$2^9$	$2^8$	114	38	$2^{10}$	$2^9$	204	68
4	$2^{12}$	$2^{11}$	228	76	$2^{13}$	$2^{12}$	376	128
8	$2^{15}$	$2^{14}$	456	152	$2^{16}$	$2^{15}$	736	248
16	$2^{18}$	$2^{17}$	912	304	$2^{19}$	$2^{18}$	1456	488

#### 4 性能分析

根据文献[9, 10], 利用平均比特错误概率(Average Bit Error Probability, ABEP)可计算索引调制 OFDM 系统的误比特率上边界. 假设发送端的子模块为  $\mathbf{X}^{(\beta)} = \text{diag}\{[X^{(\beta)}(1) X^{(\beta)}(2) \dots X^{(\beta)}(l)]\}$ , 接收为  $\mathbf{X}_e^{(\beta)}$ , 相应的条件成对错误概率(Conditional PEP, CPEP)可表示为:

$$p(\mathbf{X}^{(\beta)} \rightarrow \mathbf{X}_e^{(\beta)} | \mathbf{h}^{(\beta)}) = Q\left(\frac{\sqrt{(\mathbf{h}^{(\beta)})^H \mathbf{A}^{(\beta)} \mathbf{h}^{(\beta)}}}{N_0}\right) \quad (14)$$

式(14)中,  $\mathbf{h}^{(\beta)} = [h^{(\beta)}(1) h^{(\beta)}(2) \dots h^{(\beta)}(l)]^T$  为瑞利衰落信道在频域内的单位冲激响应,  $Q(\cdot)$  表示高斯  $Q$  函数,  $\mathbf{A}^{(\beta)} = (\mathbf{X}^{(\beta)} - \mathbf{X}_e^{(\beta)})^H (\mathbf{X}^{(\beta)} - \mathbf{X}_e^{(\beta)})$ ,  $(\cdot)^H$  表示厄密共轭转置. 根据文献[11],  $Q(x) \approx 0.168 \times \exp(-0.876x^2) + 0.144 \times \exp(-0.525x^2) + 0.002 \times \exp(-0.603x^2)$ , 可得无条件成对错误概率(Unconditional PEP, UPEP):

$$p(\mathbf{X}^{(\beta)} \rightarrow \mathbf{X}_e^{(\beta)}) = \frac{0.168}{\det(\mathbf{I}_l + \frac{0.876}{2N_0} \mathbf{K}^{(\beta)} \mathbf{A}^{(\beta)})} + \frac{0.144}{\det(\mathbf{I}_l + \frac{0.525}{2N_0} \mathbf{K}^{(\beta)} \mathbf{A}^{(\beta)})} + \frac{0.002}{\det(\mathbf{I}_l + \frac{0.603}{2N_0} \mathbf{K}^{(\beta)} \mathbf{A}^{(\beta)})} \quad (15)$$

式(15)中  $\mathbf{I}_l$  代表  $l \times l$  的单位矩阵,  $\mathbf{K}^{(\beta)} = \mathbf{E}\{\mathbf{h}^{(\beta)} (\mathbf{h}^{(\beta)})^H\}$  为信道系数的期望值. 所以广义系统的 BER 上边界可表示为:

$$p_e = \frac{1}{t2^t} \sum_{\mathbf{X}^{(\beta)} \neq \mathbf{X}_e^{(\beta)}} p(\mathbf{X}^{(\beta)} \rightarrow \mathbf{X}_e^{(\beta)}) e(\mathbf{X}^{(\beta)}, \mathbf{X}_e^{(\beta)}) \quad (16)$$

式(16)中  $t = p_{GZTM}$ ,  $e(\mathbf{X}^{(\beta)}, \mathbf{X}_e^{(\beta)})$  表示  $\mathbf{X}^{(\beta)}$  被错误判决为  $\mathbf{X}_e^{(\beta)}$  时的错误比特个数.

#### 5 性能比较与分析

本章针对提出的 GZTM-OFDM-IM 进行了系统仿真, 并与经典 OFDM, DM-OFDM 和 ZTM-OFDM-IM 系统进行对比. 系统参数设置:  $l=4, N=128$ , 循环前缀长度  $L_{cp}=16, \nu=10$ , 发送的 OFDM 信号个数为  $10^6$ . 在 OFDM-IM 中, 激活的子载波数为 2; 在 ZTM-OFDM-IM 中, 激活的子载波数为 3, 星座图  $A$  调制的子载波数  $k_1=1$ , 星座图  $B$  调制的子载波数  $k_2=2$ . 在 GZTM-OFDM-IM 中, 激活的子载波数为  $K=k^{(1)}=3, k_1^{(1)}=1, k_2^{(1)}=2$  或  $k_1^{(1)}=2, k_2^{(1)}=1$ , 即  $\Omega=\{1, 2\}, R=2$ . 信噪比  $\rho = E_b/N_0$ , 其中  $E_b$  为比特能量. 系统的 SE 为  $\eta = B/(N+L_{cp})$ .

图 5 为 GZTM-OFDM-IM 系统采用基于 LLR 的三级检测器和 ML 检测器的 BER 性能. 为使系统 SE 达到 2.89bit/(s·Hz), 采用图 4 所示的双模 8 进制信号星座图. 图 5 中, 当信噪比较低时, ML 检测器的 BER 性能优于 LLR 检测器. 然而, 随着信噪比的提高, 两者的 BER 性能几乎相同, 且仿真结果与理论上边界相匹配.

图 6 对经典 OFDM 系统, ZTM-OFDM-IM 系统和 GZTM-OFDM-IM 系统在频率选择性瑞利衰落信道和加性高斯白噪声信道进行了比较. 三种系统的 SE 分别为 1.78, 2.00 和 2.22bit/(s·Hz). 经典 OFDM 系统采用 QPSK 调制, 后两系统采用两种互无交集的 QPSK 调制, 如图 2(b) 所示. 在不同的信道条件下, 当信噪比较低时, 索引调制系统相比于经典 OFDM 系统具有较高的 BER, 因为索引调制系统的接收端进行索引和符号的联合判决, 索引误判会连带造成符号误判, 导致 BER 升高. 而在高信噪比范围, 索引调制系统的 EE 高, 索引比特误判的概率降低. 在 SE 方面, 广义系统相比于经典 OFDM 系统和 ZTM-OFDM-IM 系统分别提高了 0.44 和 0.22bit/(s·Hz), 获得了 25% 和 11% 的性能增益. 在瑞利衰落信道中, 当信噪比小于 22dB 时, 索引调制系统的

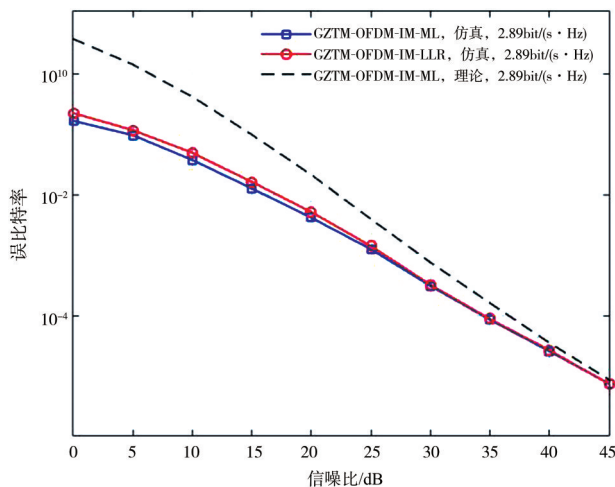


图5 GZTM-OFDM-IM系统ML和LLR检测器BER性能比较

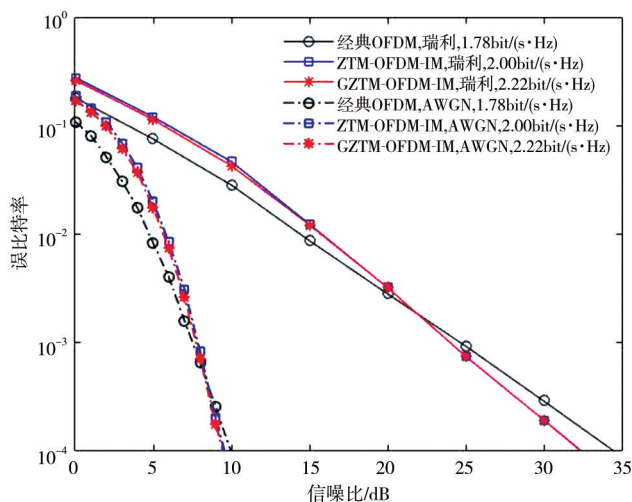


图6 经典OFDM, ZTM-OFDM-IM和GZTM-OFDM-IM系统BER性能比较,信道:加性高斯白噪声和频率选择性瑞利衰落信道

BER要低于经典OFDM系统.当BER为 $10^{-4}$ 时,相比于经典OFDM系统,ZTM-OFDM-IM系统和广义系统获得了约2dB的信噪比增益.在高斯白噪声信道中,广义系统较ZTM-OFDM-IM系统没有信噪比损失且当信噪比大于8dB时,其性能优于经典OFDM系统.

图7对OFDM-IM系统、DM-OFDM系统、ZTM-OFDM-IM系统及广义系统进行了BER比较. OFDM-IM系统采用16QAM进行调制,DM-OFDM系统采用QPSK和8PSK进行调制. ZTM-OFDM-IM系统及广义系统采用如图4所示的星座图进行调制.根据表1,尽管本文提出的LLR三级检测器的计算复杂度与ZTM-OFDM-IM系统相比略有提高,但广义系统较前三个系统的SE提高了0.67、0.22和0.22bit/(s·Hz),获得了30%、8%和8%的频谱增益.在信噪比较低的区域内,广义系统较双模系统和零填充三模系统在SE和BER性能两个方面均有增益,在信噪比较高的区域内,三者的BER曲线

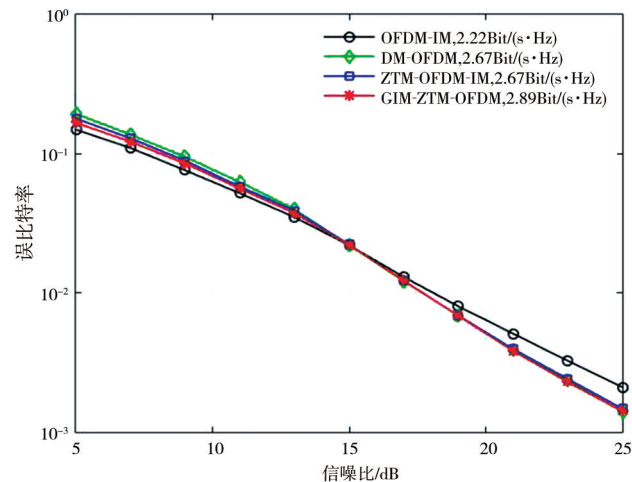


图7 OFDM-IM, DM-OFDM, ZTM-OFDM-IM和GZTM-OFDM-IM系统BER性能比较

几乎重合.

## 6 结束语

本文提出了基于三级LLR检测的GZTM-OFDM-IM系统.广义系统中用于映射的激活子载波的分配方式不再固定,而是根据输入比特流变化,因此产生了更多的子载波索引样式.基于广义索引调制,应用三级LLR检测器并与ML检测器进行比较.仿真结果表明:利用提出的低计算复杂度三级LLR检测器,GZTM-OFDM-IM系统实现了较高的SE,且在高信噪比范围内没有BER性能损失.

## 参考文献

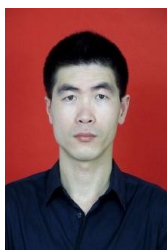
- [1] Baker M. From LTE-advanced to the future [J]. IEEE Communications Magazine, 2012, 50(2): 116 – 120.
- [2] Lu S Y, Hemadehia, Ei H, al. Compressed-sensing aided space-time frequency index modulation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(7): 6259 – 6271.
- [3] Mesieh R, Aithunibat S, Younis A. Differential quadrature spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(9): 3810 – 3817.
- [4] Wen M, Cheng X, Yang L, et al. Index modulated OFDM for underwater acoustic communications [J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(5): 132 – 137.
- [5] Basar E. Index modulation techniques for 5G wireless networks [J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(7): 2228 – 2241.
- [6] Basar E. On multiple-input multiple-output OFDM with index modulation for the next generation wireless networks [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64

- (15): 3869 – 3878.
- [7] Abu A, Hass H. Subcarrier-index modulation OFDM [A]. Proceedings of the 20th IEEE International Symposium on Indoor Mobile Radio Communications (PIMRC) [C]. Tokyo, Japan: IEEE Press, 2009. 177 – 181.
- [8] Tsonev D, Sinaovic S, Haas H. Enhanced subcarrier index modulation (SIM) OFDM [A]. Proceedings of IEEE GLOBECOM Workshops (GC Wkshops) [C]. Houston, TX, USA: IEEE Press, 2011. 728 – 732.
- [9] Basar E, Aygolu U, Panayirci E, et al. Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(22): 5536 – 5549.
- [10] Mao T, Wang Z, Chen S, et al. Dual-mode index modulation aided OFDM [J]. IEEE Access, 2007, 5(99): 50 – 60.
- [11] Mao T, Wang Z, Wang Q, et al. Zero-padded orthogonal frequency division multiplexing with index modulation using multiple constellation alphabets [J]. IEEE Access, 2017, 5: 21168 – 21178.
- [12] Fan R, Yu Y, Guan Y. Generalization of orthogonal frequency division multiplexing with index modulation [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(10): 5350 – 5359.

### 作者简介



王孟依 男, 1998 年 6 月生, 河北唐山  
人. 2020 年在中国地质大学(武汉)获学士学位.  
现为武汉大学电子信息学院硕士研究生. 主要  
研究方向: 索引调制、雷达信号处理.  
E-mail: 2956199566@qq.com



陈振兴(通讯作者) 男, 硕士生导师, 1982  
年 10 月生, 辽宁葫芦岛人. 2008 和 2012 年在韩  
国国立庆尚大学分别获硕士、博士学位. 现就职  
于中国地质大学(武汉)电子信息工程系. 主要  
研究方向: 无线通信、高维信号处理.  
E-mail: chenzx@cug.edu.cn