

# 双模索引辅助广义空间调制系统设计

王相相, 冯兴乐, 韩佳倩

(长安大学信息工程学院, 西安 710064)

**摘要:** 广义空间调制 (Generalized spatial modulation, GSM) 技术通过选择部分发射天线来传输信息, 该系统由于部分天线保持静默而造成系统传输速率低。为了提高系统的传输速率, 将 GSM 系统的所有发射天线均激活, 但该系统在接收端依旧很难恢复出发射信号。为了达到传输速率与系统性能这两方面的平衡, 本文提出双模广义空间调制系统, 该系统将每时隙发送的信息比特分为索引比特和星座调制比特, 利用索引比特将所有发射天线分为两组, 将两种可分辨的星座调制符号分别放在两组天线上同时进行发送, 在接收端采用最大似然算法 (Maximum likelihood, ML) 进行检测解调得到发送符号。通过分析与仿真表明, 在误比特率为  $10^{-3}$  时, 双模广义空间调制系统与发射总功率且传输速率均相同的 GSM 系统和多输入多输出 (Multiple input multiple output, MIMO) 系统相比, 前者采用低阶调制方式来最大化星座点间的欧氏距离, 将获得约 4 dB 的增益, 后者在接收端可通过功率索引来提升检测算法性能, 将获得约 2 dB 的增益。

**关键词:** 双模广义空间调制; 索引调制; 星座模式; 功率分配; 传输速率

**中图分类号:** TN929      **文献标志码:** A

## Design of Two-Mode Indexed Generalized Space Modulation System

WANG Xiangxiang, FENG Xingle, HAN Jiaqian

(School of Information Engineering, Chang'an University, Xi'an 710064, China)

**Abstract:** Generalized spatial modulation (GSM) technology transmits information by selecting part of the transmitting antenna. This system has a low transmission rate due to some antennas remaining silent. To improve the transmission rate of the system, all the transmitting antennas of the GSM are activated. The system still can hardly recover the transmitted signal at the receiving end. In this paper, a two-mode generalized spatial modulation system is proposed, the information bits sent in each time slot of the system are divided into index bits and constellation modulation bits, and all transmitting antennas are divided into two groups by the index bit. Two distinguishable constellation modulation symbols are transmitted simultaneously on two groups of antennas. The maximum likelihood (ML) algorithm is used to detect and demodulate the transmission symbol at the receiver. The proposed system achieves the balance between transmission efficiency and system performance. Analysis and simulation show that when the bit error rate is  $10^{-3}$ , the dual-mode generalized spatial modulation system is compared with the GSM and the multiple input multiple output (MIMO) system with same total transmit power and transmission rate. The former adopts low-order modulation to maximize the Euclidean distance between constellation points, which can

obtain a gain of about 4 dB, while the latter can improve the performance of detection algorithm through power index at the receiver end, which can obtain a gain of about 2 dB.

**Key words:** dual-mode generalized spatial modulation; index modulation; constellation pattern; power splitting; transmission speed

## 引言

随着信息化社会的不断发展,移动通信已经经历了从1G~4G的变革,而5G也正在悄悄地改变着这个世界,万物互联已经成为必然的趋势<sup>[1]</sup>。据统计,在2019年末,全国平均每4人就拥有一辆车,全国民用汽车保有量已经达到26 150万辆,比上一年增长了1 905万辆。由于汽车数量的迅速增长,市民的出行效率降低、交通拥堵现象频繁、出行的安全也越发难以保障、环境污染越发严重,这些将对城市的经济发展和市民的生活造成很大的影响<sup>[2-3]</sup>。

在未来,一方面可以通过无人驾驶技术实时监控路况、精准导航等方式来提高出行效率和出行安全。据有关部门统计,在未来每辆车每小时处理的信息量达到100 GB以上,因此要求5G无线通信系统在有限带宽下提高数据的传输速率。另一方面在目前的车辆网络中,车辆可以与其他车辆和路边基础设施交换有用信息,例如交通状况、道路信息和学校位置等,同时车载网络可以根据不同的需求提供不同的娱乐服务<sup>[4]</sup>。因此,大多数车辆进行超大比特数据传输将是未来常见的业务之一,这将进一步提高用户的驾驶体验和车载娱乐性。

大规模多输入多输出(Massive multiple-input multiple-output, Massive MIMO)技术通过在收发端设置多根天线,在不增加系统带宽与发射功率的前提下,利用空域资源有效提高系统容量<sup>[5]</sup>。然而在采用Massive MIMO技术的5G系统中,配置在同一基站的上百根天线之间的信道间干扰、天线间同步和多射频等问题会制约传输性能<sup>[6-7]</sup>。为了降低干扰和射频链路的数量,传递部分消息的索引调制技术被提出,根据应用场景分为频域索引和空域索引<sup>[8-9]</sup>。

频域索引的代表之一为正交频分索引调制(Orthogonal frequency division multiplexing index modulation, OFDM-IM)系统<sup>[10]</sup>。文献[11]为了提高OFDM-IM系统的频谱速率提出了一种基于双模调制的OFDM-IM(Dual mode OFDM-IM, DM-OFDM-IM)系统,该系统每个子块中的所有子载波均激活,并且使用功率不同的星座模式来区别不同的子载波,故该系统在提升频谱效率的同时损失较少的性能。随后大量的学者对DM-OFDM-IM系统的接收端检测算法进行了研究,其中文献[12]使用了最大似然算法(Maximum likelihood, ML)算法对每一个子块所有的子载波组合以及每一种组合对应的所有星座点的组合进行搜索,联合估计出子载波序号和星座符号,但复杂度随子载波组合数和调制阶数的乘积呈指数增长。文献[13]为了降低ML检测算法的复杂度,提出了一种分步检测算法,该算法在子载波索引检测正确的前提下,再进行星座符号的估计。文献[14]考虑了无线信道的质量,提出了自适应DM-OFDM-IM来提升系统性能,该系统通过反馈链路来监测信道状态,并自适应地选择星座调制模式,在高信噪比(Signal-to-interference ratio, SNR)时,选择采用高阶调制来提高频谱效率,在低SNR时,选择低阶调制来保证传输的可靠性。

空域索引代表之一为空间调制(Spatial modulation, SM),该系统在每个时隙仅激活一根天线,输入的信息比特一部分用于确定激活天线的索引序号,其余比特用于星座图调制<sup>[15]</sup>。SM系统利用天线索引来隐性传输信息,但是该系统要想实现同MIMO系统相同的频谱效率,发射天线数量将远远大于MIMO系统。为了提高频谱效率,文献[16]对SM系统的发射端进行改进,提出了新的双空间调制(Double spatial modulation, DSM),该系统输入数据位确定两个调制符号及其相应的激活发射天线指

数,其中一个调制符号直接通过其相应的激活发射天线传输,而另一个符号在前一个调制符号的基础上进行旋转后在对应的激活天线上传输。

随后将SM系统的激活天线变大,提出了广义空间调制(Generalized spatial modulation, GSM),该系统在每个时隙激活至少两根以上的天线用来同时传输数据符号,此外激活的天线索引组合序号也携带一部分的信息<sup>[17]</sup>。文献[18]提出了基于GSM和双极化相结合的系统,以提高频谱效率降低空间相关效应和空间占用率,该系统在传统的GSM方案中增加了极化维数,增强了频谱效率。

本文以GSM系统作为研究对象,提出了一种在提升频谱效率的同时可保证系统性能的DM-GSM,设计流程如图1所示。

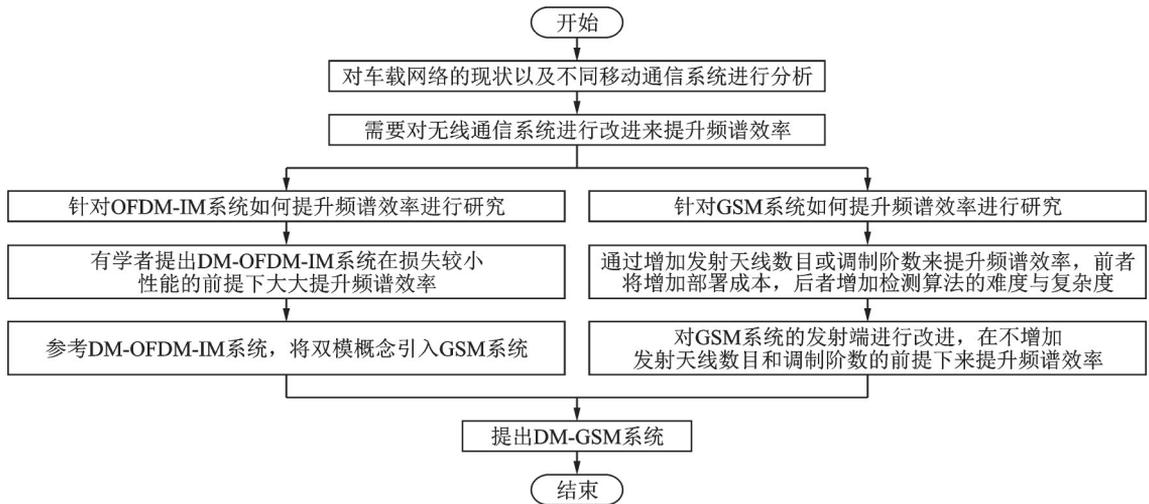


图1 设计流程图

Fig.1 Design flow chart

该系统主要有以下3方面的创新:

(1)将DM-OFDM-IM提升了OFDM-IM的频谱效率的思想引入GSM系统中,解决了GSM系统由于部分天线保持静默造成的频谱速率低的问题,同时通过功率索引来辅助接收端检测算法,以此提升系统性能。

(2)对本文所提系统发射端的工作原理以及接收端检测算法进行了详细的描述,并说明本文所提系统与GSM和MIMO系统之间的差别。

(3)通过理论与数学公式分析,在同等实验条件下,验证本文所提系统性能优于GSM和MIMO系统。

本文首先介绍了不同系统在频域和空域上提升频谱效率的相关工作。然后介绍了GSM的整体工作流程,进而将频域上的提升频谱效率的思想引入GSM系统中,并展示了实验分析结果。最后,得出结论并提出本系统的受限场景。

## 1 GSM系统模型

GSM系统模型如图2所示,有 $n_t$ 根发送天线和 $n_r$ 根接收天线。在每个时隙共传输 $\lfloor \log_2(C_{n_t}^{n_p}) \rfloor + n_p \log_2 M$ 个比特。其中 $\lfloor \log_2(C_{n_t}^{n_p}) \rfloor$ 个比特用于选择激活的发射天线组合, $C_{n_t}^{n_p}$ 表示从 $n_t$ 根发送天线中激

活  $n_p$  根天线的所有可能组合数,  $\lfloor \cdot \rfloor$  表示向下取整。  
 $n_p \log_2 M$  个比特用于  $M$ -QAM 数字调制的星座映射。

GSM 系统的接收信号向量为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

在  $n_r \times n_t$  维的矩阵  $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{n_t}]^T$  中,  $\mathbf{h}_i =$

$[h_{i,1}, h_{i,2}, \dots, h_{i,n_r}]$  表示  $\mathbf{H}$  的第  $i$  行;  $h_{ij}$  表示发射天线到

接收天线的信道增益;  $[\cdot]^T$  代表矩阵的转置; 假设传

输的数据符号  $\mathbf{x} = [\dots, 0, s_1, 0, s_2, \dots, 0, s_{n_p}, 0, \dots]^T$ , 共有  $n_p$  个非零值, 其中  $s_i$  表示  $M$ -QAM 星座调制符号;

$\mathbf{y}$  表示接收信号向量;  $\mathbf{n}$  表示均值为 0, 方差为  $\sigma^2$  的加性高斯白噪声。

在接收端, 采用 ML 最优检测算法来联合检测出天线序号  $\hat{l}$  和星座符号  $\hat{s}$ , 目标函数为

$$(\hat{l}, \hat{s}) = \arg \min_{l \in \Gamma, s \in S} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}_l \mathbf{s}\|_F^2 \quad (2)$$

式中:  $\Gamma$  表示激活天线集合,  $S$  表示星座调制符号集合,  $\|\cdot\|_F$  表示欧几里德范数,  $\mathbf{H}_l$  表示激活天线组合的信道矩阵。

## 2 DM-GSM 系统模型和星座模式

### 2.1 DM-GSM 系统模型

DM-GSM 系统设计思路为: (1) 以 GSM 系统模型为基础, 根据索引比特将 GSM 系统模型的所有发射天线均激活, 并为不同的索引子集分配不同功率的星座图, 在接收端根据功率的差异来检测索引子集以及该子集发送的信号, 提升系统传输速率; (2) 在 MIMO 系统模型的基础增加索引调制的概念, 根据索引比特将所有发射天线分为两组, 为不同的索引子集分配不同功率的星座图, 提升 MIMO 系统的性能。上述两方面均为了在提高系统传输速率的前提下, 最大可能地提高系统的性能, 达到传输速率与系统性能两方面的均衡。

DM-GSM 系统模型如图 3 所示,

输入的  $m$  比特的数据首先分为两部分, 分别对应索引比特  $m_1$  和星座调制比特  $m_2$ 。其中索引比特  $m_1$  将被送入索引选择器中, 利用索引选择器将所有的发射天线分为  $I_A$  和  $I_B$  天线子集。

$I_A$  子集中天线为采用 A 模式进行星座调制,  $I_B$  集合中的天线采用 B 模式进行星座调制。根据  $I_A$  与  $I_B$  天线子集, 剩余的星座调制比特  $m_2$  将被分别送入 A 模式与 B 模式的星座调制器进行调制, 此时得到星座点子集为  $\Omega$  和  $\Phi$ 。

图 3 中配置了  $n_t$  根发射天线,  $n_r$  根接收天线。从  $n_t$  中选出  $k$  根天线使用 A 模式进行星座调制, 剩下的  $(n_t - k)$  根天线使用 B 模式进行星座调制, 由于该系统所有可能天线组合的个数必须满足 2 的幂次方, 故所需的比特数  $m_1, m_2$  为

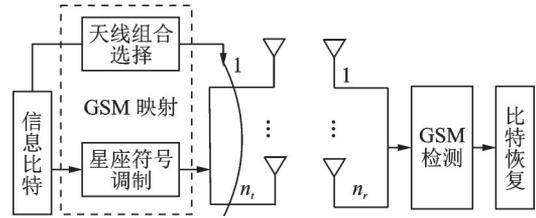


图 2 GSM 系统模型

Fig.2 GSM system model

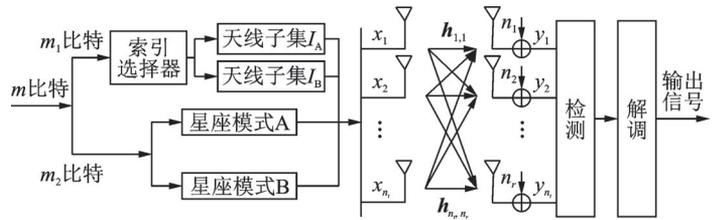


图 3 DM-GSM 系统模型

Fig.3 DM-GSM system model

$$\begin{cases} m_1 = \left\lceil \log_2 \left( \frac{n_t!}{(n_t - k)! k!} \right) \right\rceil \\ m_2 = k \log_2 M_A + (n_t - k) \log_2 M_B \end{cases} \quad (3)$$

每个时隙该系统一共发送的比特数为

$$m = m_1 + m_2 \quad (4)$$

在接收端,只需要确定天线索引子集  $I_A$ , 就可以得到索引子集  $I_B$ , 该子集为  $I_A$  的补集。因此,该系统一共有  $n = 2^{m_1}$  种天线组合。索引子集  $I_A$  的集合和索引子集  $I_B$  的集合可以分别表示为

$$\begin{aligned} I_A &= \{I_A^{(1)}, I_A^{(2)}, \dots, I_A^{(n)}\} \\ I_B &= \{I_B^{(1)}, I_B^{(2)}, \dots, I_B^{(n)}\} \end{aligned} \quad (5)$$

为了更详细地介绍 DM-GSM 系统,以  $n_t=4, k=2$  为例,此时  $m_1 = \left\lceil \log_2 \left( \frac{4!}{2! 2!} \right) \right\rceil = 2$  bit, 故该系

统的索引比特集合有 4 种可能,分别为  $\{(0, 0), (0, 1), (1, 0), (1, 1)\}$ , 但是所有可能的天线组合的集合为  $\{(1, 2), (1, 3), (1, 4), (2, 3), (2, 4), (3, 4)\}$ , 因此需要从该集合中选择 4 组天线组合来对应索引比特集合。本文不考虑天线组合的选择对系统的影响,仅从所有可能的天线组合集合中选择前  $2^{m_1}$  个作为天线索引子集,因此索引比特  $(0, 0), (0, 1), (1, 0), (1, 1)$  分别对应的天线组合为  $(1, 2), (1, 3), (1, 4), (2, 3)$ , 该系统所有可能发送的信号如表 1 所示。

表 1  $n_t=4, k=2$  时索引选择器映射表  
Table 1 Index selector mapping table when  $n_t=4, k=2$

索引比特	天线集合 $I_A$	天线集合 $I_B$	每个时隙 发送的符号
[0, 0]	[1, 2]	[3, 4]	$[s_A^{(1)}, s_A^{(2)}, s_B^{(3)}, s_B^{(4)}]$
[0, 1]	[1, 3]	[2, 4]	$[s_A^{(1)}, s_B^{(2)}, s_A^{(3)}, s_B^{(4)}]$
[1, 0]	[1, 4]	[2, 3]	$[s_A^{(1)}, s_B^{(2)}, s_B^{(3)}, s_A^{(4)}]$
[1, 1]	[2, 3]	[1, 4]	$[s_B^{(1)}, s_A^{(2)}, s_A^{(3)}, s_B^{(4)}]$

假设  $x$  是  $n_t \times 1$  维的发送信号,在  $x = [x(1), x(2), \dots, x(n_t)]^T$  中,  $x(i) (i = 1, 2, \dots, n_t)$  表示第  $i$  根发射天线发送的符号,其中  $x(i)$  为

$$x(i) = \begin{cases} s_A^{(i)} & i \in I_A, s \in \Omega \\ s_B^{(i)} & i \in I_B, s \in \Phi \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $s_A^{(i)}$  表示第  $i$  根发射天线发送的是 A 星座模式调制后的符号;  $s_B^{(i)}$  表示第  $i$  根发射天线发送的是 B 星座模式调制后的符号。

经过无线信道后,接收端接收到的向量  $y$  为

$$y = Hx + n \quad (7)$$

式中  $y$  的维度为  $n_r \times 1$ , 矩阵向量同 GSM 一样,将  $H$  写为

$$H = [h_1, h_2, \dots, h_{n_r}]^T \quad (8)$$

在接收端,采用 ML 最优检测算法来联合检测出所有的天线子集对  $(\hat{I}_A, \hat{I}_B)$  和对应的星座调制符号对  $(\hat{s}_A^i, \hat{s}_B^i)$ , 目标函数

$$\begin{aligned} (\hat{I}_A, \hat{I}_B, \hat{s}_A^i, \hat{s}_B^i) = \arg \min_{I_A, I_B, s_A^i, s_B^i} & \sum_{r=1}^k \left| y(I_A^{(i)}(r)) - H(I_A^{(i)}(r)) x(I_A^{(i)}(r)) \right|^2 + \\ & \sum_{q=1}^{n_r-k} \left| y(I_B^{(i)}(q)) - H(I_B^{(i)}(q)) x(I_B^{(i)}(q)) \right|^2 \quad i = 1, 2, \dots, n \end{aligned} \quad (9)$$

式中:  $y(I_A^{(i)}(r))$  表示选取第  $i$  个天线子集  $I_A$  对应的接收向量  $y$  的第  $r$  行,  $H(I_A^{(i)}(r))$  表示选取第  $i$  个天线

子集  $I_A$  中对应的信道矩阵  $H$  中数据的第  $r$  列,  $\mathbf{x}(I_A^{(i)}(r))$  表示选取第  $i$  个天线子集  $I_A$  对应的发送符号  $x$  中的第  $r$  行。  $\mathbf{y}(I_B^{(i)}(q)), H(I_B^{(i)}(q)), \mathbf{x}(I_B^{(i)}(q))$  亦是如此。

### 2.2 星座模式与功率分配

相比传统的二维调制方式,空间调制又增加了一个空域维度,基于一致界的理论分析方法,空间调制系统的误码率理论上界可以表示为<sup>[19]</sup>

$$P_{e, \text{bit}} \leq \frac{1}{MN_t} \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{l=1}^M \sum_{\hat{n}=1}^{N_t} \sum_{\hat{l}=1}^M \frac{N(\mathbf{x}_{n,l}, \mathbf{x}_{\hat{n},\hat{l}}) P(\mathbf{x}_{n,l} \rightarrow \mathbf{x}_{\hat{n},\hat{l}})}{\log_2 MN_t} \quad (10)$$

式中:  $M$  代表空间调制系统的星座图调制阶数,  $N_t$  代表该系统的发射天线数目,  $N(\mathbf{x}_{n,l}, \mathbf{x}_{\hat{n},\hat{l}})$  表示向量  $\mathbf{x}_{n,l}$  与  $\mathbf{x}_{\hat{n},\hat{l}}$  对应比特串之间对应的汉明距离,  $P(\mathbf{x}_{n,l} \rightarrow \mathbf{x}_{\hat{n},\hat{l}})$  为系统的成对差错概率(Pairwise error probability, PEP)表示发送端发送信号向量为  $\mathbf{x}_{n,l}$  而将其错误地估计为  $\mathbf{x}_{\hat{n},\hat{l}}$  的概率。在已知的信道条件下,空间调制系统采用 ML 检测算法的 PEP 可以表示为

$$P_1(\mathbf{x}_{n,l} \rightarrow \mathbf{x}_{\hat{n},\hat{l}} | H) = P(d_{n,l} > d_{\hat{n},\hat{l}} | H) = Q\left(\sqrt{\frac{\rho}{2}} \left\| \mathbf{h}_n \mathbf{x}_l - \mathbf{h}_{\hat{n}} \mathbf{x}_{\hat{l}} \right\|_F\right) \quad (11)$$

式中:  $\rho$  为接收天线的平均接收信噪比;  $d_{n,l} = \sqrt{\rho} \left\| \mathbf{h}_n \mathbf{x}_l \right\|_F^2 - 2\text{Re}\{\mathbf{y}^H \mathbf{h}_n \mathbf{x}_l\}$ ;  $Q(\bullet)$  表示高斯函数, 定义为

$$Q(m) = \int_m^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (12)$$

在空间调制系统中,接收端需要估计出天线序号和调制符号两部分,故将式(10)分解为

$$P_{e, \text{bit}} \leq \frac{1}{MN_t} \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{l=1}^M \sum_{\hat{n}=1, \hat{n} \neq n}^{N_t} \sum_{\hat{l}=1}^M \frac{N_1(\mathbf{x}_{n,l}, \mathbf{x}_{\hat{n},\hat{l}}) P_1(\mathbf{x}_{n,l} \rightarrow \mathbf{x}_{\hat{n},\hat{l}})}{\log_2 MN_t} + \frac{1}{MN_t} \sum_{n=\hat{n}=1}^{N_t} \sum_{l=1, l \neq \hat{l}}^M \frac{N_2(\mathbf{x}_{n,l}, \mathbf{x}_{\hat{n},\hat{l}}) P_2(\mathbf{x}_{n,l} \rightarrow \mathbf{x}_{\hat{n},\hat{l}})}{\log_2 MN_t} \quad (13)$$

由式(13)可以看出系统误码率主要取决于不同星座符号的欧氏距离,还取决于不同符号之间的汉明距离,而汉明距离只受到比特到星座图之间的映射方式的影响。

GSM 系统作为空间调制技术的典型代表之一,而 DM-GSM 作为 GSM 系统的变形,故 DM-GSM 系统性能也将受到不同星座符号的欧氏距离和不同符号之间的汉明距离的影响。在本文所提的系统中使用格雷码映射,故式(13)中的  $N_1(\mathbf{x}_{n,l}, \mathbf{x}_{\hat{n},\hat{l}})$  和  $N_2(\mathbf{x}_{n,l}, \mathbf{x}_{\hat{n},\hat{l}})$  均为常数,DM-GSM 系统只受不同星座符号间的欧氏距离的影响。

文献[12]所提的 DM-OFDM 系统中,必须保证发射端的 A 星座模式与 B 星座模式有不同的功率,即  $\Omega \cap \Phi = \emptyset$ , 否则在接收端将难以分辨,造成系统性能损失。文献[20]提出了适用于 DM-OFDM 系统的双星座调制模式,其中 A 模式的星座点集合为  $\{-1-j, 1-j, 1+j, -1+j\}$ , B 模式的星座点集合为  $\{1+\sqrt{3}, (1+\sqrt{3})j, -1-\sqrt{3}, (-1-\sqrt{3})j\}$ , 如图 4 所示。

在 DM-OFDM 系统中, A 与 B 星座模式的功率分配决定了系统的性能。对于 DM-GSM 系统而言,由于天线子集  $I_A$  和  $I_B$  中的发射天线发送不同功率  $P_l, P_h$  的星座符号,当信噪比固定时,即总功率一定时,分配功率比  $R_p = P_h/P_l$  也决定了系统的性能。

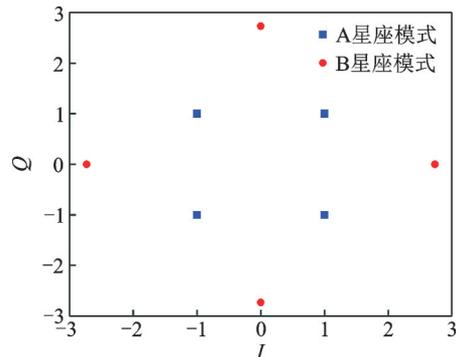


图4 DM-OFDM系统的双星座调制模式 I  
Fig.4 Dual constellation mode I for DM-OFDM systems

### 3 仿真结果与分析

#### 3.1 不同参数配置的DM-GSM的最佳功率分配对比与分析

为了简化分析,假设DM-GSM系统使用的双星座调制模式均为BPSK,只是为每一种星座模式分配的功率不同。本文根据图3所示框图,通过MATLAB工具对分配不同功率比的DM-GSM系统性能进行了仿真,选取蒙特卡罗仿真次数为 $10^4$ ,具体系统参数如表2所示。

图5给出了分配不同功率比且使用A模式进行调制的天线数为1的DM-GSM的性能仿真图。由图5可以看出,在 $R_p=1.5\sim 3$ 之间时,DM-GSM系统的性能随着功率比的增加而逐渐提升。在误码率为 $10^{-4}$ 时, $R_p=3$ 与 $R_p=1.5$ 相比,获得约1.5 dB的增益,这是由于 $R_p=3$ 时,意味着B模式的星座符号的功率为A模式星座功率的3倍且对于使用A模式进行调制的天线数目仅为1的DM-GSM系统来说,该系统发射的大功率信号占发送总符号的75%,系统传输信息的可靠性将大大增加。在接收端采用最大似然检测算法,可以对大部分信息较为准确地恢复,从而达到提升系统性能的目的。但是当 $R_p=3.5$ 时,系统性能骤降,这是由于发射总功率一定,故B星座模式的发射功率越大时,意味着A星座模式的发射功率就越小,此时小功率信息经过信道衰减后,在接收端通过幅度来判断星座模式几乎均未成功,因此要合理地分配功率比,使得系统的性能最优。

图6给出了分配不同功率比且使用A模式进行调制的天线数为2的DM-GSM的性能仿真图,选取蒙特卡罗仿真次数为 $10^4$ ,具体系统参数如表3所示。

由图6可以看出,当功率分配比在1.2~1.6之间时,系统的性能随着功率分配比的增大在逐步提升。在误码率为 $10^{-4}$ 时, $R_p=1.6$ 的系统性能相比于 $R_p=1.2$ 的系统性能将损失约1.5 dB的信道增益,与分配 $R_p=1.4$ 的系统相比,将损失约0.5 dB的增益。由于在DM-GSM系统中采用高功率与低功率的两种双种模式进行调制的符号均占有发射天线发送符号的50%,故在该种配置下DM-GSM的功率分配比相比图5会大幅度降低,这也是星座模式之间功率在不断均衡的结果。但是在功率分配比为1.8和2时,DM-GSM的性能急剧下降,在误码率为 $10^{-4}$ 时, $R_p=1.6$ 的DM-GSM性能相比于 $R_p=1.8$ 和 $R_p=2$ 的性能相比,前者将获得约1 dB的增益,后者将获得约3 dB的增

表2 DM-GSM仿真参数配置

Table 2 DM-GSM simulation parameter configuration

系统模型	DM-GSM
发射天线	4
接收天线	4
使用星座模式A的天线数	1
发射比特功率	10
天线子集 $I_A$	{1,2,3,4}
调制方式	BPSK
信道模型	瑞丽衰落信道
噪声	高斯白噪声

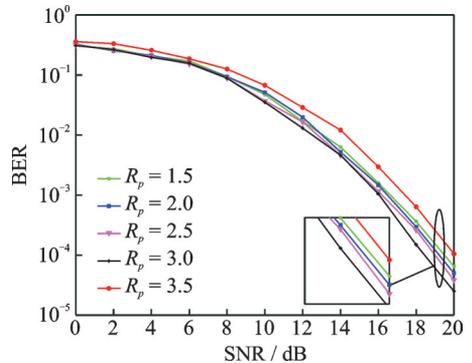


图5  $k=1$ ,分配不同功率比的DM-GSM仿真曲线

Fig.5  $k=1$ , DM-GSM simulation curves with different powers

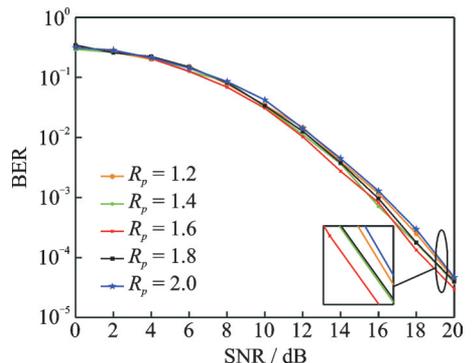


图6  $k=2$ ,分配不同功率比的DM-GSM仿真曲线

Fig.6  $k=2$ , DM-GSM simulation curves with different powers

益,这是由于在 $R_p=1.8$ 与 $R_p=2$ 的情况下,功率分配比较大,意味着采用B种星座模式进行调制时,星座点的幅度过小。对于4选2的DM-GSM系统来讲,高功率信号与低功率信号均占总发射天线符号的一半,故必须要考虑低功率信号在接收端的恢复情况,过高的功率分配比将造成低功率信号在接收端误码的概率大,系统的性能也将降低。

### 3.2 GSM、DM-GSM和MIMO系统性能对比与分析

根据图2、3所示的框图分别对GSM和DM-GSM系统性能进行MATLAB仿真。仿真条件:平坦瑞丽衰落信道,接收端已知理想的信道状态信息。

图7给出了GSM、DM-GSM和MIMO在发送相同比特数情况下的误码率仿真图,GSM和DM-GSM仿真参数为 $n_t=n_r=4$ , $n_p=1$ ,BPSK调制。MIMO的仿真参数为 $n_t=n_r=3$ ,QPSK调制。由图7可以看出,DM-GSM系统的性能优于GSM系统和MIMO系统,这是由于在发射相同比特数的情况下,GSM和MIMO系统需要高阶的调制方式,故星座点间的最小欧式距离小,导致系统性能差。而DM-GSM系统的天线索引携带额外的信息,且每个发射天线均发射信息,故需要的双模星座调制阶数小。由于双模星座模式发送功率不同,故在接收端可以成功检测出发送的信息。在误码率为 $10^{-3}$ 时,DM-GSM系统相比MIMO系统性能提升约2 dB,相比GSM系统性能提升约4 dB。

主要原因在于:为了保证GSM、DM-GSM、MIMO这三个系统性能具有可比性,假设这两个系统每个时隙发送的比特数、发射功率、发射天线、接收天线和星座图的平均能量均相同。其中DM-GSM采用4根发射天线,双星座模式均为BPSK,发射端使用的比特功率为6,星座图的平均功率为10,故DM-GSM每个时隙发送的比特数为10。为了保证发射的比特数一致,GSM系统采用16QAM的星座模式,此时该星座图的平均符号能量为10,平均信号能量为

$$\bar{E} = \frac{\sum_{n=1}^M |x(n)|^2}{M} \quad (14)$$

式中: $n$ 为星座图中的星座点, $x(n)$ 为该星座点距离原点的距离。为了保证DM-GSM系统的星座图的平均符号能量与16QAM一致且双星座模式的功率分配为 $R_p=P_h/P_l=3$ ,故DM-GSM星座图如图8所示。

通过对DM-GSM系统的误码率分析可知,在星座图的

表3 DM-GSM仿真参数配置

Table 3 DM-GSM simulation parameter configuration

系统模型	DM-GSM
发射天线	4
接收天线	4
使用星座模式A的天线数	2
发射比特功率	10
天线子集 $I_A$	{(1 2), (1 3), (1 4), (2 3)}
调制方式	BPSK
信道模型	瑞丽衰落信道
噪声	高斯白噪声

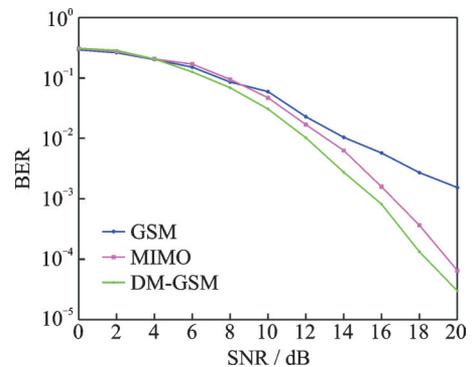


图7 GSM、DM-GSM和MIMO系统性能对比图( $n_p=1$ )

Fig.7 GSM, DM-GSM and MIMO system performance comparison ( $n_p=1$ )

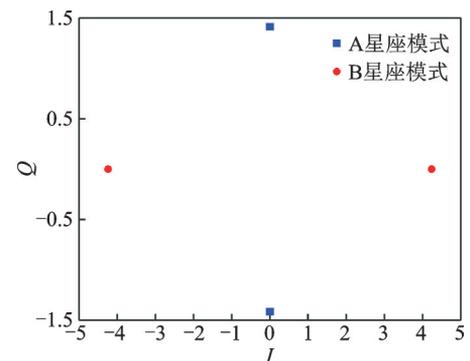


图8 DM-GSM系统的双星座调制模式II

Fig.8 Dual constellation mode II for DM-GSM systems

平均能量保持不变的情况下,增加星座点,则星座点间的欧氏距离变小,进而导致误码率上升,所以低阶星座图比高阶更具可靠性。由图8可知,DM-GSM使用的星座模式中的星座点间的最小欧式距离大于16QAM的星座模式,故在发射相同比特数的前提下,DM-GSM系统的性能优于GSM系统。

图9给出发射相同比特数情况下的GSM、DM-GSM和MIMO的误码率仿真图。其中GSM的参数配置为 $n_t=n_r=4, n_p=2$ , 16QAM调制,其中GSM系统中激活天线均发送相同的信息。DM-GSM系统参数配置为 $n_t=n_r=4, n_p=2$ , BPSK调制。MIMO系统的仿真参数为 $n_t=n_r=3$ , QPSK调制。由图9可以看出,DM-GSM系统的性能优于GSM系统和MIMO系统,这也是由于星座点间欧氏距离决定的,其中激活两根发射天线发送相同信息的GSM系统性能同图7的GSM系统相比,二者的性能几乎相同,主要因为激活的发射天线数目增加,故天线间有干扰造成系统性能的损失,其次两根发射天线均发送相同信息的数目,在接收端更加容易检测成功,故两种GSM系统的性能几乎相同。在误码率为 $10^{-3}$ 时,DM-GSM系统相比MIMO系统性能提升约1 dB,相比GSM系统性能提升约4 dB,其中DM-GSM系统与MIMO系统相比提升系统的性能将略低于图7,主要因为本次仿真中,DM-GSM系统中的高功率信号与低功率信号均占总发射天线符号的一半,虽然已经调整最佳功率分配比,但该系统在接收端进行信号检测相比4选1的DM-GSM系统的难度较大,故DM-GSM系统的性能有所损失。

#### 4 结束语

本文针对GSM系统激活部分天线造成系统吞吐量低以及激活所有天线造成的系统性能较差的问题,提出DM-GSM系统。该系统在使用所有发射天线发送数据的同时使用不同功率的星座模式进行调制,从而使得双模星座模式下的星座点变得稀疏,故接收端易于检测,提高系统性能。仿真结果表明,在误码率为 $10^{-3}$ 时, $k=1, R_p=3$ 的DM-GSM系统与传输速率一致的GSM系统相比,系统的性能提升约4 dB。与MIMO相比,系统的性能提升约2 dB。但该系统发射端采用幅度来区分不同星座模式,在接收端也通过幅度来辅助检测算法,当正交载波幅度不平衡造成了星座点的两轴增益不一致,此时该系统的性能将发生骤降。同时若振荡器相对的相位不稳定造成了星座点发生旋转,此时在接收端检测算法的性能也较差。

#### 参考文献:

- [1] 虞湘宾, 王光英, 许方斌. 未来移动通信网络中移动边缘计算技术[J]. 南京航空航天大学学报, 2018, 50(5): 586-594.  
YU Xiangbin, WANG Guangying, XU Fangcheng. Mobile edge computing technique in future mobile communication network [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2018, 50(5): 585-594.
- [2] ELUWOLE O T, UDOH N, OJO M, et al. From 1G to 5G, what next? [J]. International Journal of Computer Science, 2020, 45(3): 413-434.
- [3] ROBERT A, GERNOT F. 3G-4G-5G: How baw filter technology enables a connected world[C]//Proceedings of the 20th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems & Eurosensors. Berlin, Germany: IEEE, 2019: 523-526.
- [4] WANG Y, ZHENG J, MITTON N. Delivery delay analysis for roadside unit deployment in vehicular ad hoc networks with

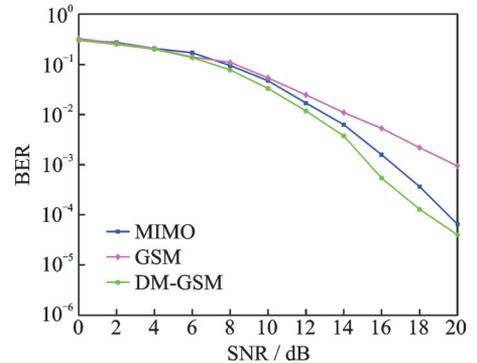


图9 GSM、DM-GSM和MIMO系统性能对比图( $n_p=2$ )

Fig.9 GSM、DM-GSM and MIMO system performance comparison ( $n_p=2$ )

- intermittent connectivity[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(10): 8591-8602.
- [5] 王晓天, 杨龙祥. 大规模MIMO信号检测算法研究[J]. *南京邮电大学学报(自然科学版)*, 2015, 35(3): 52-56.  
WANG Xiaotian, YANG Longxiang. Signal detection algorithm for massive MIMO[J]. *Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition)*, 2015, 35(3): 52-56.
- [6] HASAN Z, BOOSTANIMEHR H, BHARGAVA V K. Green cellular networks: A survey, some research issues and challenges[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2011, 13(4): 524-540.
- [7] RENZO M D, HAAS H, GHRAYEB A, et al. Spatial modulation for generalized MIMO: Challenges, opportunities, and implementation[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2014, 102(1): 56-103.
- [8] SUN Z, XIAO Y, YOU L, et al. Cross-entropy-based antenna selection for spatial modulation[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(3): 622-625.
- [9] ISHIKAWA N, SUGIURA S, HANZO L. Subcarrier-index modulation aided OFDM-will it work[J]. *IEEE Access*, 2016, 4(2): 2580-2593.
- [10] BASAR E, AYGOLU U, PANAYRCE, et al. Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, 61(22): 5536-5549.
- [11] WEN M, BASAR E, LI Q, et al. Multiple-mode orthogonal frequency division multiplexing with index modulation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2017, 65(9): 3892-3906.
- [12] MAO T, WANG Z C, WANG Q, et al. Dual-mode index modulation aided OFDM[J]. *IEEE Access*, 2017, 5(5): 50-60.
- [13] ZHANG Xuekun, BIE Hongxia, YE Qiangwen, et al. Dual-mode index modulation aided OFDM with constellation power allocation and low-complexity detector design[J]. *IEEE Access*, 2017, 5: 23871-23880.
- [14] COLAK S A, ACAR Y, BASAR E. Adaptive dual-mode OFDM with index modulation[J]. *Physical Communication*, 2018, 30(11): 15-25.
- [15] MESLEH R Y, HAAS H, SINANOVIC S, et al. Spatial modulation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2008, 57(4): 2228-2241.
- [16] YIGIT Z, BASAR E. Double spatial modulation: A high-rate index modulation scheme for MIMO systems[C]//*Proceedings of 2016 International Symposium on Wireless Communication Systems*. Poznan, Poland: IEEE, 2016: 347-351.
- [17] RAJASHEKAR R, YANG L L, HARI K, et al. Transmit antenna subset selection in generalized spatial modulation systems [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(2): 1979-1983.
- [18] NIZAR B, MAJED S, FAOUZI B, et al. Dual-polarized generalized spatial modulation for wireless terabit system[C]//*Proceedings of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. London, UK: IEEE, 2020: 1-7.
- [19] RENZO M D, HAAS H. Performance analysis of spatial modulation[C]//*Proceedings of International Conference on Communication and Network in China*. Beijing, China: IEEE, 2010: 1-7.
- [20] KIM K H, PARK H. New design of constellation and bit mapping for dual mode OFDM-IM[J]. *IEEE Access*, 2019, 7(7): 52573-52580.

#### 作者简介:



王相相(1995-),通信作者,女,硕士研究生,研究方向:无线通信系统、检测算法, E-mail: 1823831400@qq.com。



冯兴乐(1971-),男,博士,教授,研究方向:嵌入式开发、空时联合传输技术研究、未来移动通信系统中的关键技术研究。



韩佳倩(1997-),女,硕士研究生,研究方向:边缘计算、OFDM、检测算法。

(编辑:陈珺)