



## 一种可扩展的广义空移键控调制系统设计

祝捷, 王萍, 海涵, 王帅

(东华大学 信息科学与技术学院, 上海 201600)

**摘要:** 5G车联网中的不同传输业务对高可靠、可扩展和低功耗的通信性能有较高要求,为此,设计一种新型高可靠、可扩展的广义空移键控调制(GSSK)系统。在发射端提出一种基于Butson Hadamard矩阵的广义空移键控调制(BHSSK)方案,通过引入具有正交性和可扩展性的Butson Hadamard矩阵,采用循环加权方法构造符号选择矩阵,将矩阵的列作为符号向量并调制到激活的天线组合上进行发送。针对检测复杂度对车联网下通信可行性的影响,在接收端提出一种基于方向夹角加权排序检测(DWOD)算法,通过设计发射天线组合的权重因子构造天线组合搜索空间,并设置判决收敛门限以减少信号检测的搜索范围,在保证可靠性的同时降低检测复杂度。Matlab仿真结果表明,BHSSK以较少的天线实现相对较高和可扩展的频谱效率,相比GSSK、GSM、MA-SM和HSSK分别达到约8 dB、3 dB、3 dB和0.6 dB的误码率性能增益。DWOD算法在达到近似最优误码率性能的同时,其复杂度减少了约40%~70%。

**关键词:** 5G车联网;广义空移键控;Butson Hadamard矩阵;循环加权;方向夹角加权排序检测算法

开放科学(资源服务)标志码(OSID):



**中文引用格式:** 祝捷,王萍,海涵,等.一种可扩展的广义空移键控调制系统设计[J].计算机工程,2021,47(1): 188-195.

**英文引用格式:** ZHU Jie, WANG Ping, HAI Han, et al. Design of a scalable generalized space shift keying modulation system[J]. Computer Engineering, 2021, 47(1): 188-195.

## Design of a Scalable Generalized Space Shift Keying Modulation System

ZHU Jie, WANG Ping, HAI Han, WANG Shuai

(College of Information Science and Technology, Donghua University, Shanghai 201600, China)

**[Abstract]** In 5G Internet of vehicles, different transmission services have higher communication demands for reliability, scalability and power consumption. Therefore, this paper proposes a new highly reliable and scalable Generalized Space Shift Keying (GSSK) modulation system. At the transmitter, a Butson Hadamard matrix-aided generalized Space Shift Keying (BHSSK) scheme is designed. By introducing the orthogonal and scalable Butson Hadamard matrix, the symbol selection matrix is constructed by using the cyclic weighting method, and its columns are modulated as symbol vectors to the active antenna combination for transmission. To address the influence of detection complexity on the feasibility of downlink communication in Internet of vehicles, an algorithm based on Direction angle Weighted Order Detection (DWOD) is proposed at the receiver. The weight factor of transmitting antenna combination is designed to construct the antenna combination search space, and the decision convergence threshold is set to narrow the search range of signal detection, which reduces the detection complexity while ensuring reliability. Matlab simulation results show that the BHSSK achieves relatively high and scalable spectrum efficiency with fewer antennas. Compared with GSSK, GSM, MA-SM and HSSK, it achieves Bit Error Rate (BER) performance gains of about 8 dB, 3 dB, 3 dB and 0.6 dB, respectively. The complexity of DWOD algorithm is reduced about 40%~70% while the performance of approximate optimal BER is achieved.

**[Key words]** 5G Internet of vehicle; Generalized Space Shift Keying (GSSK); Butson Hadamard matrix; cyclic weighting; Direction angle Weighting Order Detection (DWOD) algorithm

**DOI:** 10. 19678/j. issn. 1000-3428.0056468

### 0 概述

5G系统<sup>[1]</sup>采用软件定义网络(Software Defined

Network, SDN)<sup>[2]</sup>与网络切片(Sliding)<sup>[3]</sup>等灵活网络架构,促使车联网<sup>[4]</sup>、人工智能<sup>[5]</sup>等新兴应用得以快速发展。针对当前频谱资源不足的现状,大规模多

**基金项目:** 国家自然科学基金(62471236)。

**作者简介:** 祝捷(1996—),女,硕士研究生,主研方向为5G移动通信、多天线调制技术;王萍(通信作者),教授、博士;海涵,讲师、博士;王帅,博士研究生。

**收稿日期:** 2019-11-01 **修回日期:** 2020-01-08 **E-mail:** zhujie794960977@163.com

输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)技术<sup>[6]</sup>成为5G系统提高频谱效率、实现大容量通信的关键技术之一。由于车联网V2X业务对高可靠、可扩展和低复杂度的通信性能<sup>[7]</sup>有较高要求,传统MIMO技术<sup>[8-10]</sup>激活全部天线时将使得射频损耗大、天线信道间干扰(Inter Channel Interference, ICI)严重,使得高速移动场景下天线间同步(Inter Antenna Synchronization, IAS)和信道估计等技术变得复杂,造成通信误码率(Bit Error Rate, BER)性能下降。

近年来,空间调制(Space Modulation, SM)<sup>[11]</sup>和空移键控(Space Shift Keying, SSK)技术<sup>[12]</sup>作为新型大规模MIMO调制技术,通过将输入的比特信息编码映射到空间有效激活的天线索引上,实现低复杂度的多天线传输,解决ICI、IAS和射频损耗等问题,有利于提高通信可靠性。其中,SSK技术将全部比特信息映射到天线索引上,充分利用了信道间衰落的差异性,实现比幅度相位调制(Amplitude Phase Modulation, APM)更好的误码率性能。

为了满足快速增长的传输数据率要求,研究人员在SM的基础上提出GSM(Generalized SM)<sup>[13]</sup>和MA-SM(Multiple Activated-antennas SM)<sup>[14]</sup>调制系统,通过使用天线组合索引来对比特信息进行编码,以提升频谱效率。类似地,在SSK基础上提出的广义空移键控(Generalized SSK, GSSK)调制系统<sup>[15]</sup>也通过激活多根天线来提升频谱效率,但这些调制方案的误码率性能都有部分损失。为了在保持频谱效率的同时提升可靠性,HSSK调制系统<sup>[16]</sup>通过在发射端引入Complex-Hadamard矩阵,以提升传输可靠性。然而,HSSK的有效激活天线数目受限于Complex-Hadamard矩阵维度,且仅能为2的幂次方,造成数据传输速率不能灵活适应各类业务的可扩展传输需求。

在广义空移键控系统的接收机信号检测方面,

最大似然(Maximum Likelihood, ML)检测<sup>[11]</sup>作为最优性能的检测算法,其复杂度随着发射天线的增加呈指数级增长,在实际应用过程中受限。迫零(ZF)和最小均方误差(MMSE)检测<sup>[17]</sup>虽然降低了复杂度,但误码率损失严重。文献[18-19]提出一种基于信号向量的检测(Signal Vector-based Detection, SVD)算法,将信道矩阵向量与接收向量之间的方向夹角作为天线检测的评估因素,降低了检测复杂度,但当应用于多激活天线系统时,存在误码率性能严重下降的问题。

为解决现有空移键控系统在可靠性、频谱效率和可扩展性间失衡的问题,探索出灵活有效的调制方案以及低复杂度、高可靠的检测算法显得必要。本文在发射端设计一种基于Butson-Hadamard矩阵<sup>[20]</sup>的广义空移键控(Butson Hadamard matrix-aided generalized Space Shift Keying, BHSSK)调制系统,在接收端提出一种基于方向夹角加权排序检测(Direction angle Weighted Order Detection, DWOOD)算法,通过设置阈值 $V_0$ 来缩小检测遍历搜索范围,以降低检测复杂度,并使得可靠性和复杂度之间达到平衡。

## 1 BHSSK 系统模型

如图1所示,BHSSK系统在发射端采用BHSSK调制,接收端采用DWOOD算法。假设BHSSK系统具有 $N_t$ 根发射天线和 $N_r$ 根接收天线,其中,每个符号周期仅激活 $N_p$  ( $N_p < N_t$ )根发射天线,图中给出 $N_p=3$ 时的比特信息流向。为了满足比特信息的调制要求,总共有 $N = 2^{\lfloor \lg \frac{N_t}{N_p} \rfloor}$ 种发射天线组合(Transmission Antenna Combinations, TACs)可用,其中, $\lfloor x \rfloor$ 表示对 $x$ 向下取整, $\binom{m}{n}$ 表示从 $m$ 中选择 $n$ 的排列组合数。

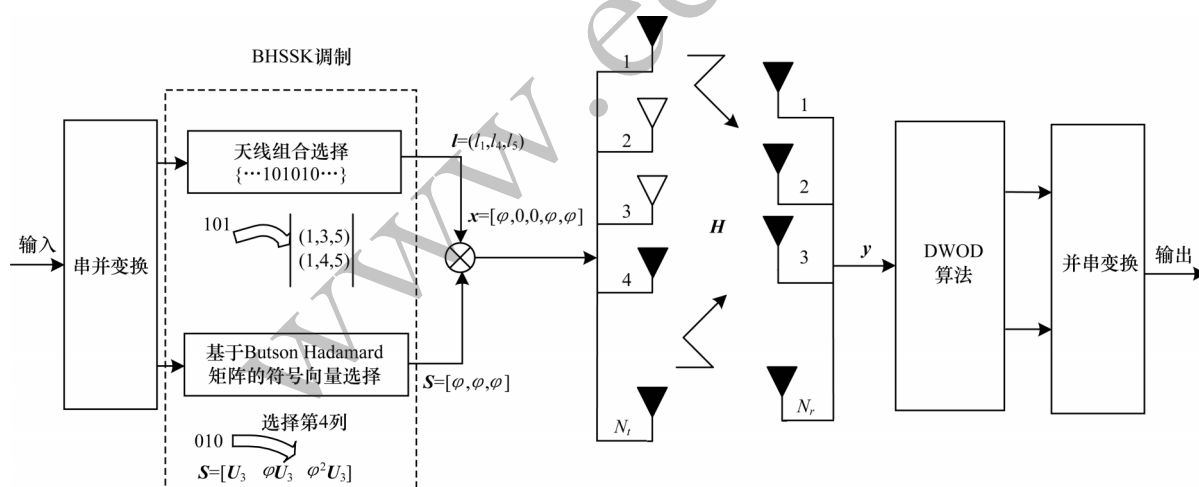


图1 BHSSK系统框架

Fig.1 BHSSK system framework

在发射端的BHSSK调制模块中,信息比特被分成天线组合选择与符号向量选择2个部分。一方面, $m_1 = \lg N$ 个比特用于选择激活的天线组合, $I = (I_1,$

$I_2, \dots, I_{N_p})$ ,其中, $I_i$ 是第 $i$ 根激活天线的索引。另一方面, $m_2 = \lfloor \lg(N_p \times N_p) \rfloor$ 个比特用于从符号选择矩阵 $S_n$ 中选择符号向量 $s = [s_1, s_2, \dots, s_n]^T$ ,且 $S_n$ 的设计将在

下一章节中详细阐述。因此, BHSSK 系统的数据传输率  $m$  如式(1)所示:

$$m = m_l + m_s = \left\lfloor \lg \left( \frac{N_t}{N_p} \right) \right\rfloor + \left\lfloor \lg (N_p \times N_p) \right\rfloor \quad (1)$$

相应的调制信号向量  $\mathbf{x}$  表示为:

$$\mathbf{x} = [0, \dots, 0, s_{l_1}, 0, \dots, s_{l_2}, 0, \dots, s_{l_{N_p}}, 0, \dots, 0]^T \quad (2)$$

用  $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  表示元素服从  $\mathcal{CN}(0, 1)$  的瑞利平坦衰落信道, 其中,  $\mathbb{C}^{m \times n}$  表示  $m \times n$  维度的复空间,  $\mathcal{CN}(\mu, \sigma^2)$  表示复高斯随机分布,  $\mu$  表示平均值,  $\sigma^2$  表示均方差。用  $\mathbf{h}_{l_i}$  表示信道矩阵  $\mathbf{H}$  的第  $l_i$  列,  $\mathbf{H}_i = (\mathbf{h}_{l_1}, \mathbf{h}_{l_2}, \dots, \mathbf{h}_{l_{N_p}})$  表示具有  $N_p$  个列向量的  $\mathbf{H}$  子矩阵, 其对应激活天线组合  $l$ 。此时, 接收信号向量  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  可表示为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \boldsymbol{\eta} = \mathbf{H}_l \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta} = \sum_{i=1}^{N_p} \mathbf{h}_{l_i} s_i + \boldsymbol{\eta} \quad (3)$$

其中,  $\boldsymbol{\eta} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  表示高斯白噪声随机向量, 元素均服从  $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$  分布。

在接收端, 假设接收机可以完全获取信道信息, 则常采用 ML 检测的接收机解调过程, 具体如式(4)所示:

$$(\hat{l}, \hat{s}) = \arg \max_{l, s} p_y(\mathbf{y} | \mathbf{x}, \mathbf{H}) = \arg \min_{l \in \Phi, s \in S_n} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}_l \mathbf{s}\|_F^2 \quad (4)$$

其中,  $\|\cdot\|_F$  表示矢量或者矩阵的 Frobenius 范型,  $p_y$  表示  $\mathbf{y}$  的概率密度函数,  $\Phi = \{l_1, l_2, \dots, l_{N_p}\}$  为可用发射天线组合 TACs 的集合,  $S_n$  为  $N_p$  行维度的符号选择矩阵。

## 2 BHSSK 调制

### 2.1 BHSSK 调制设计原理

BHSSK 调制主要由天线组合选择和符号向量选择 2 个部分组成, 其中, 文献[15]给出了天线组合选择原理的映射码本, 本章节主要对符号向量选择部分进行详细设计。

在符号向量选择中, BHSSK 调制提出充分利用 Butson Hadamard 矩阵  $\mathbf{U}_n$  的正交性和可扩展性, 对其进行循环加权构造符号选择矩阵  $\mathbf{S}_n$ , 并将比特信息映射为  $\mathbf{S}_n$  矩阵的列索引, 以选择符号向量  $\mathbf{s}$ 。 $n$  阶可扩展 Butson Hadamard 矩阵  $\mathbf{U}_n$  的  $u$  行  $v$  列元素可表示为:

$$U_n(u, v) = \omega^{(u-1)(v-1)} \quad (5)$$

其中,  $u, v = 1, 2, \dots, n$ ,  $\omega = \exp\left(\frac{2\pi j}{n}\right)$ ,  $j = \sqrt{-1}$ ,  $n$  可以为任意阶数。显然,  $\mathbf{U}_n$  满足共轭正交特性公式:

$$\mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H = n \mathbf{I}_n \quad (6)$$

其中,  $\mathbf{I}_n$  表示  $n$  阶单位矩阵。

本文提出采用循环加权的方法设计符号选择矩阵  $\mathbf{S}_n$  为:

$$\mathbf{S}_n = [\mathbf{U}_n \quad \varphi \mathbf{U}_n \quad \varphi^2 \mathbf{U}_n \quad \dots \quad \varphi^{n-1} \mathbf{U}_n] \quad (7)$$

其中,  $\varphi = \frac{2\pi j}{n}$  表示循环权重因子,  $\mathbf{S}_n$  中的  $M = 2^{m_s}$  个列向量可供比特信息映射成为符号向量  $\mathbf{s}$ 。此时, 为了能够将选择的符号向量  $\mathbf{s}$  调制到对应的激活天线组合  $l$  上进行发送, 本文设置  $n = N_p$ 。

接下来, 为了进一步降低 BER, 本文采用最大 Lee 距离<sup>[16]</sup>的映射准则进行比特信息与符号向量间的映射设计。以  $n = N_p = 5$  为例, 5 阶的 Butson Hadamard 矩阵可表示为:

$$\mathbf{U}_5 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & \omega & \omega^2 & \omega^3 & \omega^4 \\ 1 & \omega^2 & \omega^4 & \omega & \omega^3 \\ 1 & \omega^3 & \omega & \omega^4 & \omega^2 \\ 1 & \omega^4 & \omega^3 & \omega^2 & \omega \end{bmatrix} \quad (8)$$

当  $n = 5$  时,  $\mathbf{S}_5 = [\mathbf{U}_5 \quad \varphi \mathbf{U}_5 \quad \varphi^2 \mathbf{U}_5 \quad \varphi^3 \mathbf{U}_5 \quad \varphi^4 \mathbf{U}_5]$ , 信息比特  $m_s$  到符号向量  $\mathbf{s}$  之间的映射关系如表 1 所示。

表 1 BHSSK 符号向量映射关系

Table 1 Mapping relation of symbol vector in BHSSK

$m_s$	$\mathbf{s}^T$	$m_s$	$\mathbf{s}^T$
0000	[1, 1, 1, 1, 1]	1100	$\varphi[1, \omega^3, \omega, \omega^4, \omega^2]$
0001	[1, $\omega, \omega^2, \omega^3, \omega^4]$	1101	$\varphi[1, \omega^4, \omega^3, \omega^2, \omega]$
0011	[1, $\omega^2, \omega^4, \omega, \omega^3]$	1111	$\varphi^2[1, 1, 1, 1, 1]$
0010	[1, $\omega^3, \omega, \omega^4, \omega^2]$	1110	$\varphi^2[1, \omega, \omega^2, \omega^3, \omega^4]$
0110	[1, $\omega^4, \omega^3, \omega^2, \omega]$	1010	$\varphi^2[1, \omega^2, \omega^4, \omega, \omega^3]$
0111	$\varphi[1, 1, 1, 1, 1]$	1011	$\varphi^2[1, \omega^3, \omega, \omega^4, \omega^2]$
0101	$\varphi[1, \omega, \omega^2, \omega^3, \omega^4]$	1001	$\varphi^2[1, \omega^4, \omega^3, \omega^2, \omega]$
0100	$\varphi[1, \omega^2, \omega^4, \omega, \omega^3]$	1000	$\varphi^3[1, 1, 1, 1, 1]$

依据上述调制原理可知, 一方面,  $\mathbf{U}_n$  矩阵列向量间的正交性和最大 Lee 距离的映射准则使得  $\mathbf{S}_n$  具有良好的抗符号间干扰 (ISI) 特性, 提升了 BHSSK 调制的传输可靠性。另一方面, 激活天线  $N_p$  可随着  $n$  任意扩展, 在提升传输数据率的同时, 满足不同业务的可扩展传输需求。BHSSK 调制模块实现步骤如下:

**步骤 1** 将  $m_l = \left\lfloor \lg \left( \frac{N_t}{N_p} \right) \right\rfloor$  比特信息映射为整数  $k \in \{k | 0 \leq k \leq N-1\}$ , 并选择第  $k$  个可用激活天线组合  $l = (l_1, l_2, \dots, l_{N_p})$ 。

**步骤 2** 对  $N_p$  阶的可扩展 Butson Hadamard 矩阵进行循环加权设计, 构造符号选择矩阵  $\mathbf{S}_n$ 。将  $m_s = \left\lfloor \lg (N_p \times N_p) \right\rfloor$  的比特信息映射为整数  $i$ , 然后采用最大 Lee 距离映射准则选择  $\mathbf{S}_n$  矩阵的第  $i$  列作为符号向量  $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_n]^T$ 。

**步骤 3** 用第  $k$  个激活天线组合来传输符号向量  $\mathbf{s}$ 。因此, BHSSK 的信号传输向量为  $\mathbf{x} = [0, \dots, 0, s_{l_1}, 0, \dots, s_{l_2}, 0, \dots, s_{l_{N_p}}, 0, \dots, 0]^T$ 。

### 2.2 理论性能分析

本文对 BHSSK 调制方案的频谱效率 (Spectral



Efficiency, SE)和理论误码率上界进行分析。假设系统传输在单位带宽上时,传输数据率等同于频谱效率。各调制方案的频谱效率理论计算分析和仿真结果分别如表2、图2所示,其中, $N_p=5$ ,GSM方案及MA-SM方案使用BPSK调制。

表2 4种调制方案的频谱效率理论计算分析

Table 2 Theoretical calculation and analysis of spectrum efficiency of four modulation schemes

调制方案	频谱效率
GSSK	$\gamma_{\text{GSSK}} = \left\lfloor \lg \left( \frac{N_t}{N_p} \right) \right\rfloor$
GSM	$\gamma_{\text{GSM}} = \left\lfloor \lg \left( \frac{N_t}{N_p} \right) \right\rfloor + \lg M$
MA-SM	$\gamma_{\text{MA-SM}} = \left\lfloor \lg \left( \frac{N_t}{N_p} \right) \right\rfloor + N_p \times \lg M$
BHSSK	$\gamma_{\text{BHSSK}} = \left\lfloor \lg \left( \frac{N_t}{N_p} \right) \right\rfloor + \lfloor \lg(n \times n) \rfloor$

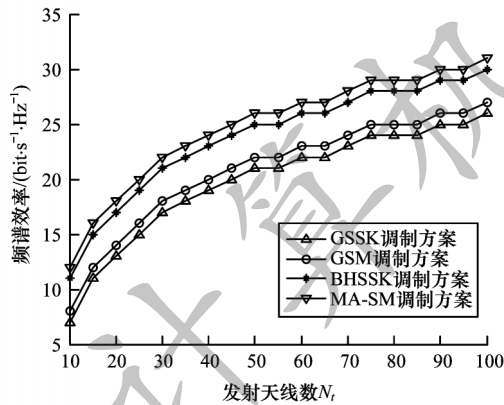


图2 4种调制方案的频谱效率对比

Fig.2 Spectrum efficiency comparison of four modulation schemes

从表2可知,在相同激活天线数目情况下,BHSSK调制方案具有独特的第2个加项部分,相比于GSSK、GSM调制方案,其可以实现更高的频谱效率。从图2可以看出,随着发送天线数目增加,4种调制方案的频谱效率均呈现增加的趋势,且BHSSK调制方案的频谱效率高于GSM、GSSK调制方案,仅次于MA-SM调制方案,保证了相对较高的数据传输率。

基于成对误码率(PEP)上界理论<sup>[21]</sup>,本文对BHSSK调制方案BER性能进行理论分析。在ML检测算法下,BHSSK的平均BER上界计算方法<sup>[22]</sup>如下:

$$P_{e, \text{bit}}^{\text{BHSSK}} = E \left[ \frac{1}{\gamma} \sum_{\hat{\mathbf{x}} \in \Phi, \hat{s} \in S_n} N(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}}) \Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) \right] = \frac{1}{\gamma 2^{\gamma}} \sum_{\mathbf{x} \in \Phi, \mathbf{s} \in S_n} \sum_{\hat{\mathbf{x}} \in \Phi, \hat{s} \in S_n} N(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}}) \Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) \quad (9)$$

其中, $N(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}})$ 表示发送向量 $\mathbf{x}$ 与检测向量 $\hat{\mathbf{x}}$ 之间的错误比特数, $\Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}})$ 表示 $\mathbf{x}$ 检测为 $\hat{\mathbf{x}}$ 事件的概率密度函数。

由式(4)可知, $\Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}})$ 可表示为:

$$\Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) = E_H \left\{ \left\| \mathbf{y} - \sqrt{\rho} \mathbf{H} \mathbf{x} \right\|_F^2 \right\} > \left\| \mathbf{y} - \sqrt{\rho} \mathbf{H} \hat{\mathbf{x}} \right\|_F^2 \right\} = E_H \left\{ Q \left( \sqrt{\|(\mathbf{H}(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}))\|^2} \right) \right\} \quad (10)$$

其中, $Q(\cdot)$ 函数定义为 $Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ 且满足

$$Q(x) \leq \frac{1}{2} \exp \left( -\frac{x^2}{2} \right).$$

由此可得:

$$\Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) \leq E_H \left\{ \frac{1}{2} \exp \left( -\frac{\rho}{4} (\mathbf{H}(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}))^2 \right) \right\} = \frac{1}{2^{N_r}} \left[ \det \left( \mathbf{I}_{N_r} + \frac{\rho}{4} (\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})^H \right) \right]^{-N_r} \quad (11)$$

其中, $\mathbf{I}_{N_r}$ 表示单位矩阵。

将式(11)代入式(9),可得BER上界为:

$$P_{e, \text{bit}}^{\text{BHSSK}} \leq \frac{N_{\Sigma}}{\gamma 2^{(\gamma + N_r)}} \cdot \left[ \det \left( \mathbf{I}_{N_r} + \frac{\rho}{4} (\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})^H \right) \right]^{-N_r} \quad (12)$$

其中, $N_{\Sigma} = \sum_{\mathbf{I} \in \Phi, \mathbf{s} \in S_n} \sum_{\hat{\mathbf{x}} \in \Phi, \hat{s} \in S_n} N(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})$ 。

图3给出在接收天线 $N_r=4$ ,不同发射和激活天线数目情况下,理论与实际仿真BER的性能对比结果。其中,a表示实际仿真,b表示理论推导。

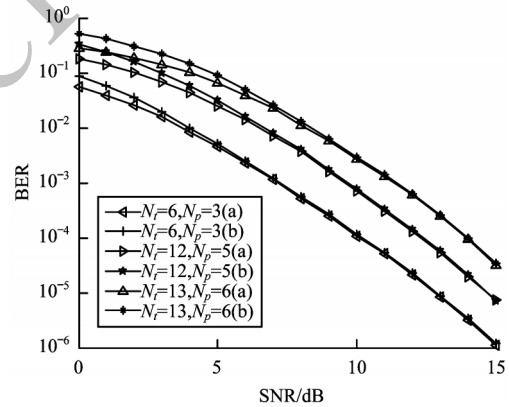


图3 理论与实际仿真BER对比

Fig.3 BER comparison between theoretical and practical simulation

从图3可以看出,理论与实际仿真BER均随着发射天线数目增加而呈现下降趋势。在低信噪比(SNR)下,理论与实际仿真之间的BER差异是由理论误码率的近似计算造成的误差,但实际仿真误码率仍低于理论推导,验证了理论推导的正确性。结合图2分析得到,BHSSK调制方案可以通过调整发射天线数目,实

现可靠性和频谱效率之间的性能达到平衡。

### 3 DWOD低复杂度检测算法

#### 3.1 DWOD算法设计

在BHSSK系统的接收端,为了在保持近似ML

检测误码率性能的同时降低检测复杂度,本文设计一种基于方向夹角加权排序(DWOD)的低复杂度高效检测算法,该算法流程如图4所示。DWOD算法设计主要分为天线组合搜索空间构造和信号向量检测2个部分。

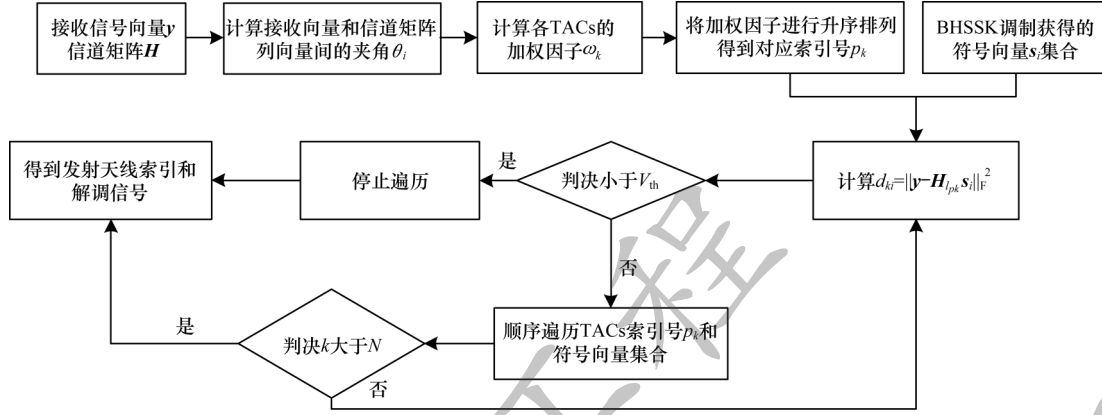


图4 DWOD算法流程

Fig.4 Procedure of DWOD algorithm

##### 3.1.1 天线组合搜索空间构造

由式(3)可知,在不考虑噪声影响的情况下,接收向量 $y$ 的方向主要由激活天线对应的信道向量 $h_i$ 的方向组合决定,因此将它们之间的夹角作为TACs的衡量因素,计算接收向量 $y$ 与各个信道矩阵向量 $h_i \in h_1, h_2, \dots, h_{N_t}$ 之间的夹角,且计算方法为:

$$\theta_i = \arccos \frac{\| \langle h_i, y \rangle \|_F}{\| h_i \|_F \| y \|_F} \quad (13)$$

其中,  $i \in 1, 2, \dots, N_t$ ,  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  表示 Hilbert 空间中的内积。

由于BHSSK系统同时激活多根天线,设计权重因子 $w_k$ 来衡量各个激活天线组合的可靠性差异,具体如式(14)所示:

$$w_k = \theta_{k_1} + \theta_{k_2} + \dots + \theta_{k_{N_p}} = \sum_{i=1}^{N_p} \theta_{k_i} \quad (14)$$

其中,  $k \in 1, 2, \dots, N$  表示第 $k$ 个天线组合的权重值。由此得到 $N$ 个天线组合对应的权重向量为 $w = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T$ , 权重值越小,表示实际发射激活天线组合的可能性就越大。因此对权重因子进行排序构造TACs搜索空间,获得有序的TACs索引为:

$$[p_1, p_2, \dots, p_N] = \text{argsort}(w) \quad (15)$$

其中,  $\text{sort}(\cdot)$  表示对输入向量进行升序重排列,  $p_k$  表示重排序后 $w$ 向量元素的索引,  $p_1$  表示最小权重对应的发射天线组合TACs索引。

##### 3.1.2 信号向量检测

接下来,本节对接收信号向量进行检测。根据式(15),将 $[p_1, p_2, \dots, p_N]$ 对应的TACs和从矩阵 $S_n$ 选择得到的符号向量 $s_i$ 依次按顺序代入式(16)进行遍历检测:

$$d_{ki} = \| y - H_{p_k} s_i \|_F^2 \quad (16)$$

其中,  $s_i \in S_n, i \in \{1, 2, \dots, 2^{\lfloor \log_2(N_p \times N_p) \rfloor}\}$ 。

为降低遍历搜索次数,本文设置收敛阈值 $V_{th} = N_t \sigma^2$ , 且其正比于噪声功率<sup>[23]</sup>。遍历搜索的收敛条件为:当 $d_{ki} < V_{th}$ 时,式(16)终止遍历,获得估计的TACs及符号向量,即 $\hat{l} = l_{p_k}, \hat{s} = s_i$ ; 否则,将 $k = k + 1$ 或 $i = i + 1$ 代入式(16)进行下一次遍历。当 $k > N$ 时,检测算法等同于ML算法,并得到最优的预估量 $(\hat{l}, \hat{s})$ 为:

$$(\hat{l}, \hat{s}) = \underset{l \in \Phi, s \in S_n}{\text{argmin}} \| y - H_l s \|_F^2 \quad (17)$$

因此,DWOD算法有别于ML的遍历搜索,其通过设计TACs权重因子来优化有效激活天线组合的搜索空间,依据权重大小顺序搜索,提高搜索效率,抑制误码率损失。再通过引入搜索收敛阈值来减少搜索次数,降低复杂度,从而在系统性能和复杂度之间实现更好的权衡,且适用于类似5G车联网下高可靠、低复杂度的传输场景。

#### 3.2 复杂度分析

复杂度是指算法计算使用到的实数乘法和加法的数量,DWOD算法主要通过优化搜索空间与减少搜索次数来降低复杂度。在BHSSK系统中,由式(4)和文献[13]可以得到,ML算法需要 $N^2 m N_r$  ( $4N_p + 2$ )次乘法运算和 $N^2 m N_r (4N_p + 1)$ 次加法运算。对于DWOD算法,式(13)的计算需要 $(6N_r + 4)N_t + 2N_r$ 次乘法及 $N_r + N_t (3N_r + 4)$ 次加法,而式(14)与式(15)分别需要 $(N_p - 1)N$ 次及 $M \log N$ 次加法运算。类似地,式(16)需要 $4N_r N_p + 2N_r$ 次乘法及 $N_r (4N_p + 1)$ 次加法。因此,本文所提DWOD算法需要的乘法运算次数 $A$ 和加法运算次数 $B$ 分别如式(18)、式(19)所示:

$$A = (6N_r + 4)N_t + 2N_r + N_r(4N_p + 2)p_{\text{avg}} \quad (18)$$

$$B = N_r + N_t(3N_r + 4) + N_p(N_p - 1 + \lg N) + N_r(4N_p + 1)p_{\text{avg}} \quad (19)$$

其中,  $p_{\text{avg}}$  为所提算法的平均搜索次数, 其由具体仿真实验得到。

## 4 数据仿真

### 4.1 BHSSK调制的BER性能对比

仿真参数设置各调制系统具有相同的数据传输速率, GSM调制系统和MA-SM调制系统采用BPSK调制阶数, 发射端信号向量为单位能量, 实验采用Matlab蒙特卡洛仿真方法, 保证  $10^6$  的仿真次数。在ML检测下, 实验对比BHSSK调制系统与GSSK、GSM、MA-SM和HSSK调制系统的BER仿真性能, 结果如图5~图8所示。从图5~图7可以看出, 当激活天线数目保持一致时, BHSSK调制系统采用较少的发射天线能达到与其他调制系统相同的频谱效率。比如, 在给定频谱效率  $\gamma$  为 7 bit/s/Hz 情况下, BHSSK调制系统只需要6根发射天线, 相比于GSSK、GSM和MA-SM调制系统, 其天线数目分别减少了5根、3根和3根。BHSSK调制系统误码率性能总是优于其他3种传输方案。比如, 当  $\text{BER}=10^{-2}$  时, 相比GSSK、GSM与MA-SM调制系统, BHSSK调制系统约有8 dB、3 dB和3 dB的性能增益。从图8可以看出, 当发射天线数目保持一致时, BHSSK调制系统能够配置HSSK调制系统无法实现的激活天线数目, 且比HSSK调制系统达到更好的误码率性能, 比如, 当  $\text{BER}=10^{-2}$  时, BHSSK调制系统约有0.6 dB的性能增益。

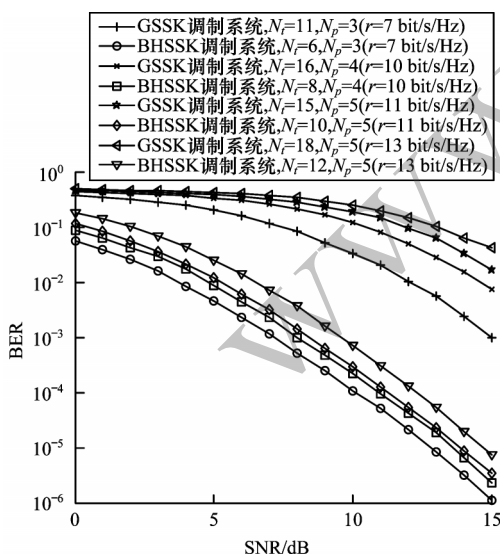


图5 BHSSK调制系统与GSSK调制系统的BER对比  
Fig.5 BER comparison between BHSSK modulation system and GSSK modulation system

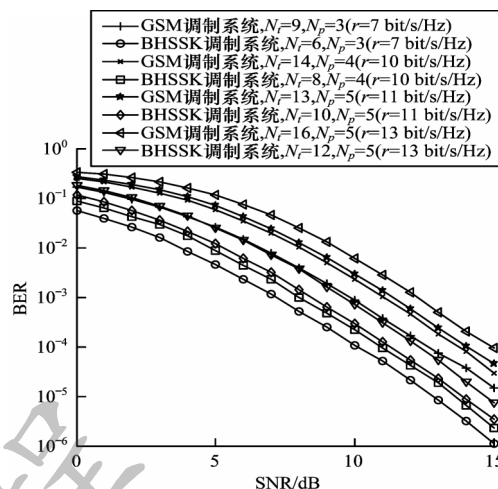


图6 BHSSK调制系统与GSM调制系统的BER对比  
Fig.6 BER comparison between BHSSK modulation system and GSM modulation system

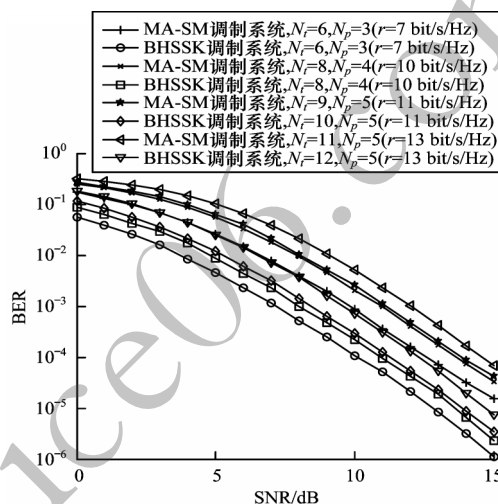


图7 HSSK调制系统与MA-SM调制系统的BER对比  
Fig.7 BER comparison between HSSK modulation system and MA-SM modulation system

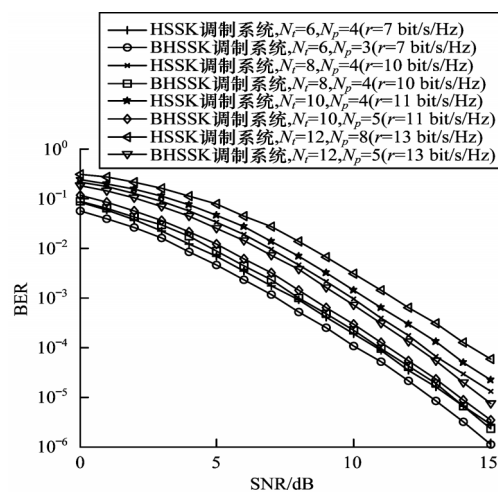


图8 BHSSK调制系统与HSSK调制系统的BER对比  
Fig.8 BER comparison between BHSSK modulation system and HSSK modulation system



以上仿真结果表明,BHSSK调制系统能够灵活选择激活天线数目,以较少的发射天线数目达到更高的可靠性,且实现了可扩展的高可靠性传输。

#### 4.2 DWOD算法检测性能和复杂度对比

在BHSSK调制系统下,仿真比较了DWOD检测算法与ML算法的BER和复杂度性能,结果如图9、图10所示。其中,图10中 $R=(C_{ML}-C_{DWOD})/C_{ML}$ 表示DWOD检测算法的复杂度减少率。从图9可以看出,在不同激活天线数目下,随着信噪比的增加,2种算法的BER性能均得到改善,且DWOD算法与ML算法的BER性能接近,说明了DWOD算法具有高可靠和良好的可扩展性。从图10可以看出,在低信噪比条件下,DWOD算法复杂度降低了约50%~70%,即使在信噪比大于10 dB的条件下,复杂度也降低了约46%。随着激活天线数目增加,DWOD算法在低信噪比下的复杂度减少率更大,在高信噪比下的复杂度减少率有所损失。结合图9,当 $N_t=12$ , $N_p=4$ ,信噪比为8 dB时,本文所提算法相比于ML算法的误码率相差不到0.000 1,此时DWOD算法相比于ML算法降低约46%的复杂度。仿真实验说明了DWOD算法在实现近似最优误码率的同时降低了算法复杂度,使得可靠性和复杂度达到平衡。

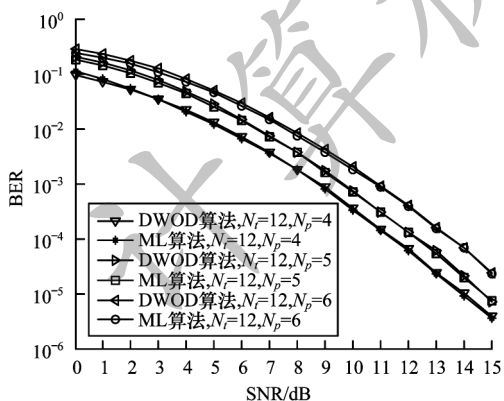


图9 DWOD算法与ML算法的BER对比

Fig.9 BER comparison between DWOD algorithm and ML algorithm

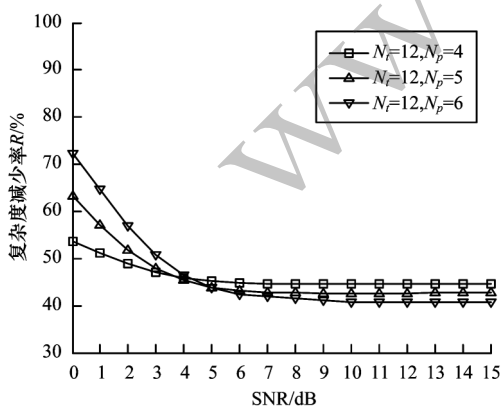


图10 DWOD算法的复杂度减少率

Fig.10 Complexity reduction rate of DWOD algorithm

## 5 结束语

针对5G时代车联网场景中不同传输业务对高可靠、可扩展和低复杂度等传输性能的要求,本文设计一种新型高可靠、可扩展的广义空移键控系统。在发射端提出的BHSSK调制方案通过引入Butson Hadamard矩阵的正交性和可扩展性进行循环加权并设计符号映射维度,实现频谱效率与高可靠性的优化平衡,满足不同业务类型的可扩展通信。在接收端提出的DWOD算法通过设计激活天线组合权重来构造搜索空间,以提升搜索效率,同时,通过设置判决收敛阈值来减少搜索代价,在保证可靠性的同时,降低算法复杂度。针对Butson Hadamard矩阵调制利用率不足100%的问题,下一步将继续探索矩阵属性,使得在相同激活天线数量下达到更高的频谱效率,从而提高矩阵调制利用率。

## 参考文献

- [1] AGIWAL M, ROY A, SAXENA N. Next generation 5G wireless networks: a comprehensive survey [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2016, 18(3): 1617-1655.
- [2] HUANG Xumin, YU Rong, KANG Jiawen, et al. Exploring mobile edge computing for 5G-enabled software defined vehicular networks [J]. IEEE Wireless Communications, 2017, 24(6): 55-63.
- [3] WANG Rui, ZHANG Keluo. Survey of 5G network slicing [J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science), 2018, 38(5): 19-27. (in Chinese)  
王睿, 张克落. 5G网络切片综述 [J]. 南京邮电大学学报(自然科学版), 2018, 38(5): 19-27.
- [4] IMRAN M A, ABDULRAHMAN S Y, ABBASI Q H. Enabling 5G communication systems to support vertical industries [EB/OL]. [2019-09-28]. <https://www.doc88.com/p-5899907803581.html>.
- [5] ZHANG Jing, JIN Shi, WEN Chaokai, et al. An overview of wireless transmission technology utilizing artificial intelligence [J]. Telecommunications Science, 2018, 34(8): 46-55. (in Chinese)  
张静, 金石, 温朝凯, 等. 基于人工智能的无线传输技术最新研究进展 [J]. 电信科学, 2018, 34(8): 46-55.
- [6] NISHIMORI K. Novel technologies using massive MIMO transmission toward 5G and its beyond systems [C]//Proceedings of 2018 International Symposium on Antennas and Propagation. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2018: 1-2.
- [7] XU Sen, XIN Jincan. Study on 5G uRLLC enhancement technology for ultra-reliable and low latency communications [J]. Mobile Communications, 2019, 43(9): 62-67. (in Chinese)

- 许森,信金灿. 面向低时延高可靠的5G uRLLC增强技术研究[J]. 移动通信,2019,43(9):62-67.
- [8] FOSCHINI G J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas [J]. Bell Labs Technical Journal, 2002, 1(2): 41-59.
- [9] JAFARKHANI H. Space-time coding [M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2005.
- [10] GESBERT D, SHAFI M, SHIU D S, et al. From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2003, 21(3): 281-302.
- [11] MESLEH R Y, HAAS H, SINANOVIC S, et al. Spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(4): 2228-2241.
- [12] JEGANATHAN J, GHAYEB A, SZCZECINSKI L, et al. Space shift keying modulation for MIMO channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(7): 3692-3703.
- [13] YOUNIS A, SERAFIMOVSKI N, MESLEH R, et al. Generalised spatial modulation [C]// Proceedings of 2010 Conference Record of the 44th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2010: 1498-1502.
- [14] WANG Jintao, JIA Shuyun, SONG Jian. Generalised spatial modulation system with multiple active transmit antennas and low complexity detection scheme [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(4): 1605-1615.
- [15] JEGANATHAN J, GHAYEB A, SZCZECINSKI L. Generalized space shift keying modulation for MIMO channels [C]// Proceedings of 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2008: 1-5.
- [16] HAI Han, JIANG Xueqin, DUAN Wei, et al. Complex hadamard matrix-aided generalized space shift keying modulation [J]. IEEE Access, 2017, 5: 21139-21147.
- [17] GOLDEN G D, FOSCHINI C J, VALENZUELA R A, et al. Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture [J]. Electronics Letters, 1999, 35(1): 14-16.
- [18] WANG Jintao, JIA Shuyun, SONG Jian. Signal vector based detection scheme for spatial modulation [J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(1): 19-21.
- [19] CHEN Fatang, LONG Yunbo, WANG Yufan. Low-complexity signal detection for spatial modulation [J]. Computer Engineering, 2018, 44(3): 99-102, 108. (in Chinese)  
陈发堂,龙云波,王与凡. 低复杂度的空间调制信号检测 [J]. 计算机工程, 2018, 44(3): 99-102, 108.
- [20] BUTSON A T. Generalized hadamard matrices [J]. Proceedings of the American Mathematical Society, 1962, 13(6): 894-896.
- [21] PROAKIS J G. Digital communication [M]. 4th ed. New York, USA: McGraw-Hill, 2002.
- [22] HANDTE T, MULLER A, SPEIDEL J. BER analysis and optimization of generalized spatial modulation in correlated fading channels [C]// Proceedings of the 70th Vehicular Technology Conference Fall. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2009: 1-5.
- [23] HOCHWALD B M, TEN BRINK S. Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel [J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(3): 389-399.

编辑 刘继娟