

doi: 10.11918/j.issn.0367-6234.2015.11.011

采用格基规约算法的空间调制检测方案

张文彬, 王 孝, 陶臣嵩, 何晨光

(哈尔滨工业大学 通信技术研究所, 150080 哈尔滨)

摘要: 空间调制是未来 5G 蜂窝通信系统的物理层备选技术之一, 为研究 LLL、嵌入式两种格基规约算法对空间调制技术的影响, 设计了两种检测方案, 分别为 LLL 辅助 MMSE 检测方案和嵌入式检测方案。在不同的调制符号、不同的天线数目下, 通过仿真比较两种检测方案的误比特率性能。然后通过矩阵运算理论对两种检测方案的运算复杂度进行分析, 为使分析结果更直观, 在不同天线数目下, 对两种方案的运算复杂度进行了仿真。理论分析和仿真结果表明, 嵌入式检测方案在误比特率和运算复杂度两方面均优于 LLL 辅助 MMSE 检测方案, 它更适用于空间调制技术。

关键词: 空间调制; 格基规约; LLL 算法; 嵌入式算法

中图分类号: TN911.3 **文献标志码:** A **文章编号:** 0367-6234(2015)11-0063-06

Spatial modulation detection schemes based on lattice reduction algorithm

ZHANG Wenbin, WANG Xiao, TAO Chensong, HE Chenguang

(Communication Research Center, Harbin Institute of Technology, 150080 Harbin, China)

Abstract: Spatial modulation is one of the alternative physical layer technologies in 5G cellular communication system. To study the influence of LLL algorithm and augmented lattice reduction on the bit error rate and computational complexity of spatial modulation, two schemes are proposed, which are called LLL aided MMSE detection scheme and augment detection scheme. With different modulation symbols and different antenna numbers, the error rate of the two detection schemes is compared by simulation. Then, the computational complexity of the two detection schemes is compared by the matrix operation analysis. To make the analysis result more intuitive, the simulation with different antenna numbers is executed. Theoretical analysis and simulation results show that in the aspect of bit error rate and computational complexity, the augment detection scheme excels the LLL aided MMSE detection scheme. Therefore, the augment detection scheme is more suitable for spatial modulation technology.

Keywords: spatial modulation; lattice reduction; LLL algorithm; augmented lattice reduction

近些年出现的空间调制技术 SM (spatial modulation) 可看做大规模 MIMO 系统的一个特例。它利用发射端天线的序号组合携带部分信息, 可降低功耗及发射机的复杂度^[1-2]。空间调制与空间多路 MIMO 系统的差别在于空间调制多了一个天线序号的检测环节。目前空间多路 MIMO 系统的检测算法包括: 最大似然算法 (ML)、迫零算法 (ZF)、最小均方误差算法 (MMSE) 等^[3], 后两者属于线性检测算法, 运算复杂度较低, 但误比特性能较差。误比特性能较差的根源在于 MIMO 信道矩阵的各列是非正交

的, 针对这一问题, 有学者采用格基规约来改善空间多路 MIMO 中信道矩阵各列的正交性^[4-6]。但目前还没有文献研究格基规约算法对空间调制技术的影响, 本文尝试做一些这方面的研究工作。

多种格基规约算法中, LLL (lenstra-lenstra-lovasz) 算法是最常用的经典算法^[7], Augmented lattice reduction (嵌入式算法)^[8-10] 是近些年出现的算法, 本文以这两种算法为基础, 设计了两种空间调制技术检测方案: LLL 辅助 MMSE 方案和嵌入式方案。通过理论分析和仿真研究了两种方案的误比特性能和运算复杂度, 所得结果表明嵌入式方案优于 LLL 辅助 MMSE 方案。

1 空间调制模型

图 1 所示是一个采用空间调制技术的 $n_T \times n_R$

收稿日期: 2015-07-29.

基金项目: 黑龙江省科学基金项目 (F2015001); 中央高校基本科研业务费专项资金资助 (HIT.NSRIF.2012019).

作者简介: 张文彬 (1973—), 男, 副教授, 硕士生导师.

通信作者: 张文彬, zwbgy1973@hit.edu.cn.

MIMO 系统,其数学模型为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_{\text{basic}} \mathbf{x} + \mathbf{n}. \quad (1)$$

式中发射信号向量为 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{n_T}]^T$, 对于空间调制技术,由于只有部分天线发射信号,可把不发射信号的分量置为“0”,例如,如果第 1 号天线和第 2 号天线发送符号,其余天线不发送符号,则发射信号向量为 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, 0, \dots, 0]^T$; 接收信号向量为 $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{n_R}]^T$; 信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{basic}}$ 为 $n_R \times n_T$ 矩阵;接收端接收到的噪声为 $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_{n_R}]^T$, 每个噪声分量的均值为 0, 方差为 σ_n^2 .

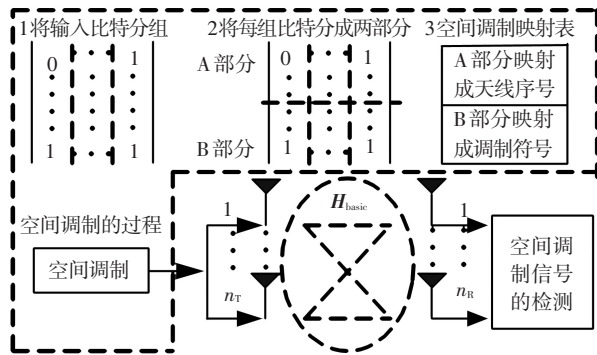


图 1 空间调制技术

LLL 算法一般针对实数进行处理,而式(1)中的各量都为复数,因此需要对其实数化,信道矩阵的实数化过程:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{H}_{\text{basic}}) & -\text{Im}(\mathbf{H}_{\text{basic}}) \\ \text{Im}(\mathbf{H}_{\text{basic}}) & \text{Re}(\mathbf{H}_{\text{basic}}) \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{2n_R \times 2n_T}. \quad (2)$$

实数化发射向量 $\bar{\mathbf{x}} = [\text{Re}(\mathbf{x}^T), \text{Im}(\mathbf{x}^T)]^T \in \mathbf{R}^{2n_T}$, 类似得到 $\bar{\mathbf{y}} = [\text{Re}(\mathbf{y}^T), \text{Im}(\mathbf{y}^T)]^T \in \mathbf{R}^{2n_R}$.

对信道矩阵 \mathbf{H} 和接收信号矢量 $\bar{\mathbf{y}}$ 进行扩展得

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H} \\ \sigma_n \mathbf{I}_{2n_T} \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{y}} \\ \mathbf{0}_{2n_T \times 1} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

2 两种格基规约检测方案

2.1 LLL 辅助 MMSE 检测方案

LLL 辅助 MMSE 检测方案,以后简称 LLL+MMSE 方案,它由 LLL+MMSE 算法^[11]和空间调制信号的检测两部分组成.先介绍 LLL+MMSE 算法,通过式(3)可将 MMSE 转化成 ZF 的形式^[12],转化后的算法执行过程见图 2.利用 LLL 算法对式(3)中的 $\tilde{\mathbf{H}}$ 进行格基规约,得

$$\tilde{\mathbf{H}}_{\text{red}} = \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{T}. \quad (4)$$

式中: \mathbf{T} 为幺模矩阵,矩阵中的元素均为整数,且行列式的值为 ± 1 ;其初始取值为单位矩阵 \mathbf{I} ,而后在格基规约的具体处理过程中因 $\tilde{\mathbf{H}}$ 而异.针对 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{red}}, \tilde{\mathbf{y}}$, 采用式(5)中的迫零算法求出 $\mathbf{z}_{\text{LLL+MMSE}}$.

$$\mathbf{z}_{\text{LLL+MMSE}} = \tilde{\mathbf{H}}_{\text{red}}^+ \tilde{\mathbf{y}} = (\tilde{\mathbf{H}}_{\text{red}}^T \tilde{\mathbf{H}}_{\text{red}})^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_{\text{red}}^T \tilde{\mathbf{y}}. \quad (5)$$

利用量化器及幺模矩阵得

$$\hat{\mathbf{x}}_{\text{LLL+MMSE}} = \mathbf{T} \times \text{quantize}(\mathbf{z}_{\text{LLL+MMSE}}). \quad (6)$$

空间调制信号的检测见图 3, 将式(6)中得到的 $2n_T$ 维向量 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{LLL+MMSE}}$ 作为待检测量,对其 $2n_T$ 个分量按绝对值从大到小排序,假设空间调制激活 m 根天线发射信号,就挑选排序表中前 m 个分量,通过对 m 个分量的序号进行加 n_T (如果分量序号 $\leq n_T$) 或者减 n_T (如果分量序号 $> n_T$) 的操作,确定另外 m 个分量,然后根据这 $2m$ 个分量确定发射端采用的天线序号组合,接下来对天线序号组合对应的各分量进行最大似然检测以确定各根天线上发送的调制符号,最后根据空间调制映射表,找到与天线序号组合、各根天线上的调制符号相对应的一组比特,完成空间调制信号的检测.

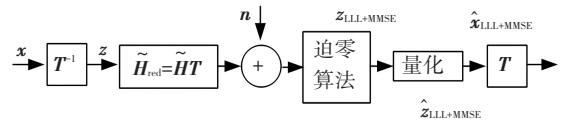


图 2 LLL+MMSE 算法的执行过程

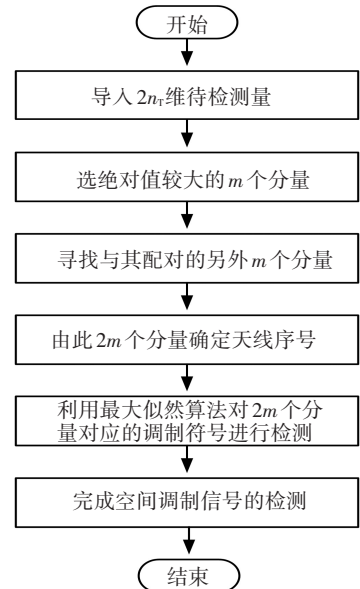


图 3 空间调制信号的检测

2.2 嵌入式检测方案

嵌入式检测方案,简称 Aug 方案,是由嵌入式算法(简称 Aug 算法)和空间调制信号的检测两部分组成.Aug 算法^[8]见图 4,对式(3)中的信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}$ 进行扩展得到 $(2n_R + 2n_T + 1) \times (2n_T + 1)$ 维的扩展信道矩阵

$$\mathbf{H}^a = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}} & \tilde{\mathbf{y}} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2n_T} & t \end{bmatrix}. \quad (7)$$

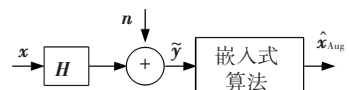


图 4 Aug 算法的执行过程

利用 LLL 算法对矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}$ 进行格基规约

$$\tilde{\mathbf{H}}_{\text{red}} = \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{T}} = \tilde{\mathbf{Q}}_{\text{red}}\tilde{\mathbf{R}}_{\text{red}}. \quad (8)$$

式中: $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{red}}$ 为 LLL 约减后的信道矩阵, $\tilde{\mathbf{Q}}_{\text{red}}$ 为正交矩阵, $\tilde{\mathbf{R}}_{\text{red}}$ 为上三角矩阵, $\tilde{\mathbf{T}}$ 为幺模矩阵, 矩阵中的元素均为整数. 利用前面得到的各矩阵及向量形成下面 3 个扩展矩阵:

$$\mathbf{Q}^a = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Q}}_{\text{red}} & \mathbf{0}_{(2n_T+2n_R) \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2n_T} & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{R}^a = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{R}}_{\text{red}} & \tilde{\mathbf{Q}}_{\text{red}}^T \tilde{\mathbf{y}} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2n_T} & t \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{T}^a = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{T}} & \mathbf{0}_{2n_T \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2n_T} & 1 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

其中 t 为待定系数, 由上述各扩展矩阵的形式可知 $\mathbf{H}^a \mathbf{T}^a = \mathbf{Q}^a \mathbf{R}^a$, 而 $\mathbf{Q}^a \mathbf{R}^a$ 中除最后一列外都满足 LLL 格基规约条件, 因此只需用 LLL 算法格基规约 $\mathbf{H}^a \mathbf{T}^a$ 的最后一列, 所得矩阵为

$$\mathbf{H}_{\text{red}}^a = \mathbf{H}^a \mathbf{T}_{\text{red}}^a = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}} & \tilde{\mathbf{y}} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2n_T} & t \end{bmatrix}.$$

$$\begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \times & \cdots & \times \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ \times & \cdots & \times \end{bmatrix}_{2n_T \times 2n_T} & \begin{bmatrix} \otimes \\ \vdots \\ \otimes \end{bmatrix}_{2n_T \times 1} \\ \begin{bmatrix} \times & \cdots & \times \end{bmatrix}_{1 \times 2n_T} & 1 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

式中: $\mathbf{T}_{\text{red}}^a$ 为幺模矩阵, 其中的元素 \otimes 、 \times 、 1 均为整数. 而矩阵 $\mathbf{H}_{\text{red}}^a$ 中经格基规约后的最后一列可表示为

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2n_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \otimes \\ \vdots \\ \otimes \end{bmatrix}_{2n_T \times 1} + \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{y}} \\ t \end{bmatrix}. \quad (11)$$

当所选参数 $t > \tilde{\mathbf{R}}_{\text{red}}(2n_T, 2n_T)$ 时, 根据格基规约的特性可知: 格基规约基中的每个向量的长度都接近于由格基张成的格中的最短格点的长度, 因此 $\mathbf{T}_{\text{red}}^a$ 矩阵中的最后一列 \otimes 元素的相反数对应于 $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{H}\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}}$ 在 2 范数下的 $\tilde{\mathbf{x}}$ 的最小整数二乘解. 解记为 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{Aug}}$, 然后将 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{Aug}}$ 作为待检测量代入图 3 所示过程, 完成了空间调制信号的检测, 对比上述两种检测方案可发现: 两种检测方案的最后一个环节是相同的, 它们都是采用图 3 所示的过程进行空间调制信号的检测. 在此之前的处理过程是不同的, LLL+MMSE 算法是 LLL 算法和 MMSE 算法的结合, 它先利用 LLL 算法得到正交性较好的信道矩阵, 在此基础上利用 MMSE 算法进行信号检测, 由此可见, 此算法主要利用了格基规约提高信道矩阵各列之间正交性的效果. Aug 算法是扩展信道矩阵和 LLL 算法的结合, 它先对信道矩阵及其相关矩阵进行扩展, 再利用 LLL

算法对扩展信道矩阵进行规约, 进而得到待检测信号, Aug 算法中没有涉及 MMSE 算法.

通过直接对 LLL+MMSE 算法、Aug 算法的输出 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{LLL+MMSE}}$ 、 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{Aug}}$ 执行最大似然检测来完成空间多路 MIMO 信号的检测.

3 误比特率仿真分析

3.1 仿真设置及说明

发射端调制方式包括: 空间多路 BPSK 调制、QPSK+SM、16QAM+SM; 接收端检测算法包括: LLL+MMSE 算法、Aug 算法和 ML 算法. 为实现比较的公平性, 不同的调制方式采用相同的信道接入速率. 仿真中的信道矩阵元素服从 $(0, 1)$ 复高斯分布.

仿真不考虑比特信息的编码/译码过程, 就数字信号的各种调制方式而言, 均使用标准的星座图进行映射, 且每个 BPSK 符号需要 1 bit 的 0/1 信息、每个 QPSK 符号需要 2 bit 的 0/1 信息、每个 16QAM 符号需要 4 bit 的 0/1 信息. “信道接入速率”的单位为“bit/信道接入”, 表示单位时间内发射端发送至信道的 0/1 信息比特数, 此单位时间可以是“1 秒”, 也可以是“1 微秒”等.

3.2 误比特率仿真

1) 信道接入速率为 5 bit/信道接入的 5×8 系统. 在单位时间内有 5bit 的 0/1 信息需要发射端发送至信道, 发射端分别采用空间多路 BPSK 调制和 QPSK+SM 调制方式. 其中空间多路 BPSK 使用 5 根发射天线同时发射 5 路 BPSK 符号; QPSK+SM 的实现方法是将 5 bit 分成 3、2 bit 两部分, 其中的 3 bit 用于从 5 根发射天线中选 2 根发射天线, 2 bit 用于确定 1 个 QPSK 符号, 2 根激活天线发射相同的 QPSK 符号, 具体方案见表 1. 在两种调制方式下, 接收端分别使用 LLL+MMSE、Aug 和 ML3 种检测算法.

表 1 5 天线选 2 天线且发射相同 QPSK 符号的映射表

2 bit 对应 1 个 QPSK 符号	3 bit 对应激活天线的序号	发射端的天线配置情况 (输出符号)
s_0 对应 00	000(1,2)	$(s_0, s_0, 0, 0, 0)^T \sim (s_3, s_3, 0, 0, 0)^T$
	001(2,3)	$(0, s_0, s_0, 0, 0)^T \sim (0, s_3, s_3, 0, 0)^T$
s_1 对应 01	010(3,4)	$(0, 0, s_0, s_0, 0)^T \sim (0, 0, s_3, s_3, 0)^T$
	011(4,5)	$(0, 0, 0, s_0, s_0)^T \sim (0, 0, 0, s_3, s_3)^T$
s_2 对应 10	100(1,5)	$(s_0, 0, 0, 0, s_0)^T \sim (s_3, 0, 0, 0, s_3)^T$
	101(2,5)	$(0, s_0, 0, 0, s_0)^T \sim (0, s_3, 0, 0, s_3)^T$
s_3 对应 11	110(2,4)	$(0, s_0, 0, s_0, 0)^T \sim (0, s_3, 0, s_3, 0)^T$
	111(3,5)	$(0, 0, s_0, 0, s_0)^T \sim (0, 0, s_3, 0, s_3)^T$

仿真结果见图 5, 此图反映出: 当发射端采用低阶调制 BPSK 或 QPSK 时, 采用 Aug 算法对空间调

制信号进行检测可取得较好的误比特性能,其性能接近于“发射端采用空间多路 BPSK,接收端使用 ML 算法”的情况.而在发射端使用相同调制方式的情况下,3 种检测算法的误比特性能表现为:ML 算法优于 Aug 算法,Aug 算法优于 LLL+MMSE 算法.

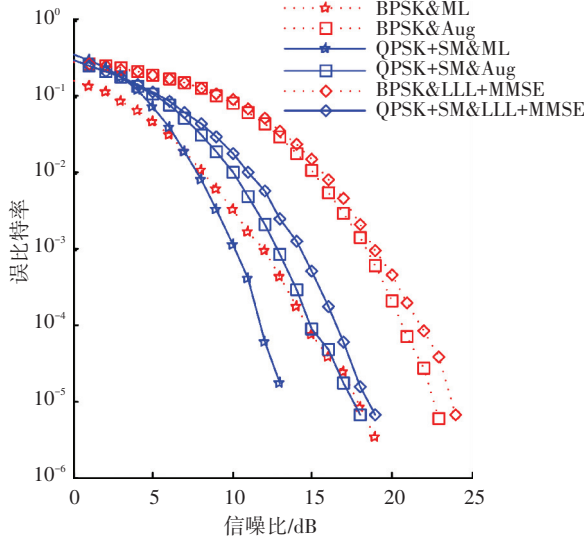


图 5 5×8 系统,BPSK/QPSK+SM,LLL+MMSE/Aug/ML 的误比特率

2) 信道接入速率为 10 bit/信道接入的 5×8 系统.在单位时间内有 10 bit 的 0/1 信息需要发射端发送至信道,发射端分别采用空间多路 QPSK 和 16QAM+SM 调制方式.其中的空间多路 QPSK 使用 5 根发射天线同时发送 5 路 QPSK 符号;在 16QAM+SM 调制方式中,10 个 bit 中的 2 个 bit 用于从 5 根发射天线中选 2 根天线,其余 8 个 bit 用于选择两个不同的 16QAM 调制符号,具体方案见表 2.在两种调制方式下,接收端分别使用 LLL+MMSE、Aug 和 ML3 种检测算法.

表 2 5 天线选 2 天线且发送不同 16QAM 的映射表

8bit 信息对应 2 个 16QAM 符号	2 bit 信息对应 激活天线序号	发射端的天线配置情况(输出符号)
s_1, s_2 对应于	00(1,2)	$(s_1, s_2, 0, 0, 0)^T$
00000000 ~ 11111111	01(2,3)	$(0, s_1, s_2, 0, 0)^T$
中一组比特	10(3,4)	$(0, 0, s_1, s_2, 0)^T$
	11(4,5)	$(0, 0, 0, s_1, s_2)^T$

由于运算复杂度过大,没有对 16QAM+SM 的 ML 检测进行仿真.仿真结果见图 6,此图反映出:在接收端采用相同的检测算法条件下,发射端采用高阶调制方式产生的误比特率要高于用低阶调制方式产生的误比特率.但是无论在哪一种调制方式下, Aug 算法的误比特性能均优于 LLL+MMSE 算法.

3) 信道接入速率为 10 bit/信道接入的 10×10 系统.在单位时间内有 10 bit 的 0/1 信息需要发射端发

送至信道,发射端分别采用空间多路 BPSK 和 QPSK+SM 调制方式.其中的空间多路 BPSK 使用 10 根发射天线同时发送 10 路信号;在 QPSK+SM 调制方式中,10 个 bit 中的 4 个 bit 用于从 10 根发射天线中选 3 根天线,其余 6 个 bit 对应于 3 根发射天线上的 3 个不同的 QPSK 符号,具体方案见表 3.在两种调制方式下,接收端分别采用 LLL+MMSE、Aug 和 ML3 种检测算法.

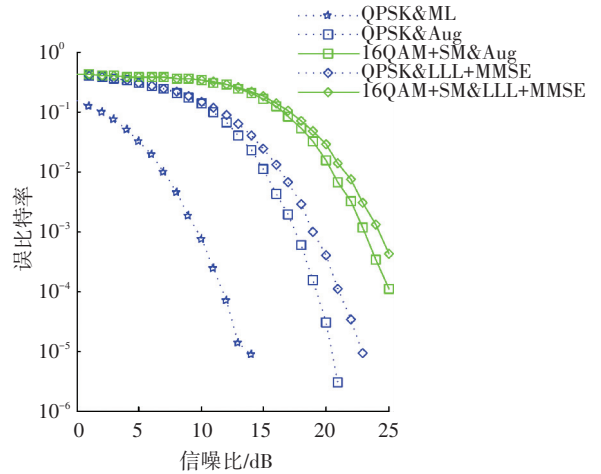


图 6 5×8 系统,QPSK/16QAM+SM,LLL+MMSE/Aug/ML 的误比特率

表 3 10 天线选 3 天线且发射不同 QPSK 符号的映射表

6 bit 信息对应 3 个 QPSK 符号	4 bit 信息对应 激活天线序号	发射端的天线配置情况(输出符号)
s_1 对应 00 ~ 11 中一组比特;	0000(1,2,3)	$(s_1, s_2, s_3, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)^T$
	0001(2,3,4)	$(0, s_1, s_2, s_3, 0, 0, 0, 0, 0, 0)^T$
	0010(3,4,5)	$(0, 0, s_1, s_2, s_3, 0, 0, 0, 0, 0)^T$
	0011(4,5,6)	$(0, 0, 0, s_1, s_2, s_3, 0, 0, 0, 0)^T$
s_2 对应 00 ~ 11 中一组比特;	0100(5,6,7)	$(0, 0, 0, 0, s_1, s_2, s_3, 0, 0, 0)^T$
	0101(6,7,8)	$(0, 0, 0, 0, 0, s_1, s_2, s_3, 0, 0)^T$
	0110(7,8,9)	$(0, 0, 0, 0, 0, 0, s_1, s_2, s_3, 0)^T$
	0111(8,9,10)	$(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, s_1, s_2, s_3)^T$
s_3 对应 00 ~ 11 中一组比特;	1000(1,3,4)	$(s_1, 0, s_2, s_3, 0, 0, 0, 0, 0, 0)^T$
	1001(2,4,5)	$(0, s_1, 0, s_2, s_3, 0, 0, 0, 0, 0)^T$
	1010(3,5,6)	$(0, 0, s_1, 0, s_2, s_3, 0, 0, 0, 0)^T$
	1011(4,6,7)	$(0, 0, 0, s_1, 0, s_2, s_3, 0, 0, 0)^T$
	1100(5,7,8)	$(0, 0, 0, 0, s_1, 0, s_2, s_3, 0, 0)^T$
	1101(6,8,9)	$(0, 0, 0, 0, 0, s_1, 0, s_2, s_3, 0)^T$
	1110(7,9,10)	$(0, 0, 0, 0, 0, 0, s_1, 0, s_2, s_3)^T$
	1111(1,5,10)	$(s_1, 0, 0, 0, s_2, 0, 0, 0, 0, s_3)^T$

由于运算复杂度过大,没有对 QPSK+SM 的 ML 检测进行仿真.仿真结果如图 7 所示,此图反映出:无论在空间多路情况下,还是在空间调制下, Aug 算法的误比特性能都优于 LLL+MMSE 算法,特别是在空间调制下, Aug 算法的性能大大优于 LLL+MMSE 算法.

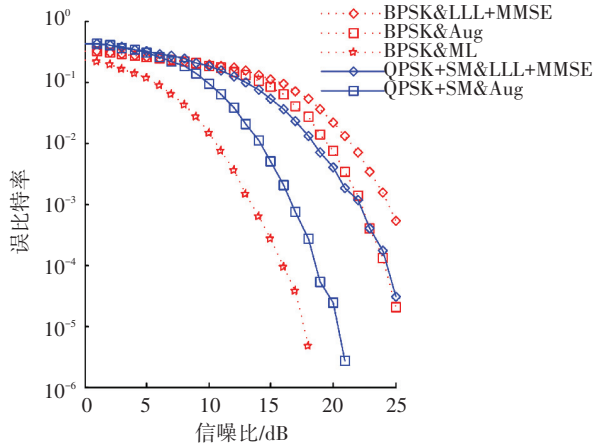


图 7 10×10 系统, BPSK/QPSK+SM, LLL+MMSE/Aug/ML 的误比特率

4 运算复杂度理论分析及仿真

4.1 仿真设置

n_T 为发射天线总数, $n = 2n_T$; n_R 为接收天线总数; 信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{basic}}$ 为 $n_R \times n_T$ 维复矩阵; 发射信号向量 \mathbf{x} 为 $n_T \times 1$ 维复向量; 接收信号向量 \mathbf{y} 为 $n_R \times 1$ 维复向量. 算法运算复杂度的指标为算法包括的实数



图 9 采用排序的奇异值分解的 LLL+MMSE 算法执行过程

② 根据式 (3), 对实数信道矩阵 \mathbf{H} 进行扩展, 得到 $\tilde{\mathbf{H}}$, 其维度变为 $(2n_R + 2n_T) \times 2n_T$;

③ 对上一步所得信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}$ 进行 SQRD 和 LLL 处理, 运算复杂度分别增加了 counter1 和 counter2;

④ 扩展得到矩阵 \mathbf{H}^a 时用到了 $\tilde{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{P}$, 运算复杂度增加了 $n \times n \times (n + 2n_R)$, 扩展得到矩阵 \mathbf{R}^a 时由式 (9) 可知运算复杂度增加了 $n \times (n + 2n_R)$;

⑤ 对扩展矩阵 \mathbf{H}^a 最后一列进行简化 LLL 处理的循环过程中, 运算复杂度增加

$$n + \frac{(n+1) \times n}{2} + n \times (n+1).$$

⑥ 对所得到的检测结果进行置换矩阵 \mathbf{P} 的还原时运算复杂度增加了 $n \times n$;

⑦ 对 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{Aug}}$ 执行如图 3 所示的空间调制信号的检测过程时, 运算复杂度增加了 counter3.

综上所述, 利用嵌入式检测方案对空间调制发射信号向量进行一次检测所需的运算复杂度为

$$\text{counter1} + \text{counter2} + \text{counter3} + n^2 \times (n + 2n_R) + n \times (n + 2n_R) + n + \frac{(n+1) \times n}{2} + n \times (n+1) + n^2. \quad (12)$$

2) LLL 辅助 MMSE 方案的复杂度

乘法、除法及开方的次数总和.

4.2 运算复杂度理论分析

两种空间调制检测方案的不同之处在于: 一个采用 Aug 算法, 另一个采用 LLL+MMSE 算法. 考虑到采用排序的奇异值分解 (SQRD) 可以减小 LLL 算法的复杂度, 本文将图 4 中的 Aug 算法执行过程转变成了图 8 所示的形式, 二者主要的差别在于图 8 多了一个置换矩阵 \mathbf{P} , 这个矩阵是在利用排序的奇异值分解对式 (3) 中的 $\tilde{\mathbf{H}}$ 进行 LLL 格基规约时产生的置换矩阵, 用 $\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{P}$ 替换 $\tilde{\mathbf{H}}$ 之后, 从 $\tilde{\mathbf{x}}$ 到 $\tilde{\mathbf{x}}_{\text{Aug}}$ 的处理过程同图 3 描述的嵌入式算法的处理过程一致了. 消除置换矩阵 \mathbf{P} 的影响, 执行 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{Aug}} = \mathbf{P}\tilde{\mathbf{x}}_{\text{Aug}}$.

采用排序的奇异值分解对图 2 所示的 LLL+MMSE 算法执行过程进行处理得到图 9 所示的形式.

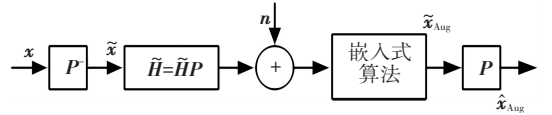


图 8 采用排序的奇异值分解的 Aug 算法执行过程

1) 嵌入式方案的复杂度

① 利用式 (2) 对信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{basic}}$ 进行复数到实数的变换, 得到 \mathbf{H} 矩阵, 其维度变为 $2n_R \times 2n_T$;

① 处理过程同 1) 嵌入式方案的复杂度中的 ①、②、③ 相同, 运算复杂度增加了 counter1 和 counter2;

② LLL 格基规约处理之后的信道矩阵为 \mathbf{H}_{red} , 而在得到它的过程之中, 由于 $\mathbf{H}_{\text{red}} = \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{P}\mathbf{T}$, 运算复杂度增加了 $2 \times n \times n \times (n + 2n_R)$;

③ 求矩阵 \mathbf{H}_{red} 的 MP 逆时运算复杂度增加了 $6 \times n \times n \times n + 4 \times n_R \times n \times n$;

④ 将矩阵 \mathbf{H}_{red} 的 MP 逆与经过扩展的接收信号向量 $\tilde{\mathbf{y}}$ 相乘时运算复杂度增加了 $n \times (n + 2n_R)$;

⑤ 对所得到的检测结果进行置换矩阵 \mathbf{P} 和么模矩阵 \mathbf{T} 的还原时运算复杂度增加了: $n \times n + n \times n$;

⑥ 对 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{LLL+MMSE}}$ 执行见图 3 所示的空间调制信号的检测过程, 运算复杂度增加了 counter3.

综上所述, 利用 LLL 辅助 MMSE 检测方案对空间调制发射信号向量进行一次检测所需的运算复杂度为

$$\text{counter1} + \text{counter2} + \text{counter3} + 2n^2 \times (n + 2n_R) + 6 \times n^3 + 4 \times n_R \times n^2 + n \times (n + 2n_R) + 2n^2. \quad (13)$$

4.3 运算复杂度仿真

式 (12)、(13) 中的 counter1、counter2、counter3

是相等的,因此只对两个公式中其余项进行仿真。收发天线数目相同、不同的仿真结果分别如图 10、11 所示。可以看出:在任何天线配置下, Aug 检测方案的复杂度都低于 LLL+MMSE 检测方案的复杂度,而且随着天线数目的增加,二者的差距逐渐增大。

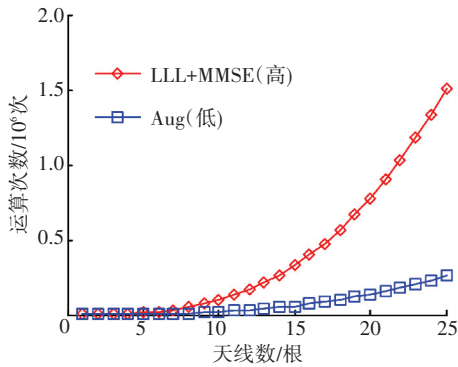


图 10 发、收天线数相同时算法复杂度比较

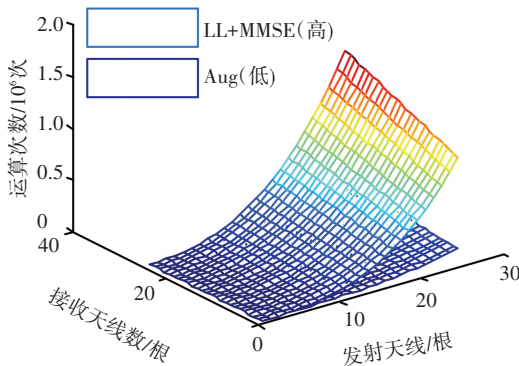


图 11 发、收天线数不同时算法复杂度比较

5 结 语

为研究格基规约算法对空间调制技术的影响,设计了基于 Aug 算法和 LLL+MMSE 算法的空间调制技术检测方案.在不同的调制符号、信道接入速率、激活天线数目下对两种检测方案的误比特率性能进行了仿真,仿真结果表明 Aug 检测方案优于 LLL+MMSE 检测方案.考虑到运算复杂度是衡量检测算法优劣的重要指标,对两种检测算法的运算复杂度进行了详细的理论分析和仿真,所得结果表明:无论是在收发天线数目相同还是不同的情况下, Aug 检测方案的运算复杂度都低于 LLL+MMSE 检测方案,而且随着天线数目的增加,二者的差距拉大.综合误比特率和运算复杂度两项指标,可以得出结论:Aug 检测方案更加适用于空间调制技术。

参考文献

- [1] MEN Hongzhi, JIN Minglu. A low-complexity ML detection algorithm for spatial modulation systems with MPSK constellation[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(8): 1375-1378.
- [2] 曲倩倩, 郑剑锋, 陈为刚, 等. 结合天线选择的空时调制及性能仿真[J]. 计算机工程与应用, 2012, 48(17): 99-104.
- [3] YONG Soocho, KIM J, WON Youngyang, et al. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB [M]. Singapore: IEEE PRESS, 2010: 319-373.
- [4] WUBBEN D, SEETHALER D, JALDEN J, et al. Lattice reduction—a survey with applications in wireless communications[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2011, 28(3): 70-91.
- [5] YAO H, WORNELL, GREGORY W. Lattice-reduction-aided detectors for MIMO communication systems [C]// Global Telecommunications Conference 2002. Taipei: IEEE, 2002: 424-428.
- [6] WUBBEN D, BOHNKE R, KUHN V, et al. Near maximum likelihood detection of MIMO systems using MMSE based lattice reduction [C]//IEEE International Conference on Communications 2004. Paris: IEEE, 2004: 798-802.
- [7] PHONG Q, NGUYEN, BRIGITTE V. The LLL Algorithm—Survey and Applications[M]. Berlin Heidelberg: Springer, 2009: 145-179.
- [8] KIM N, HYUNCHEOL P. Improved lattice reduction aided detections for MIMO systems [C]//2006 IEEE 64th Vehicular Technology Conference. Montreal: IEEE, 2006: 1-5.
- [9] LUZZI L, OTHMAN G R, BELFIORE J. Augmented lattice reduction for MIMO decoding [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(9): 2853-2859.
- [10] LUZZI L, STEHLE D, CONG L. Decoding by embedding: correct decoding radius and DMT optimality [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2013, 59(5): 2960-2973.
- [11] 郭腾, 林云. MIMO 系统中信号检测算法的研究[J]. 现代电信科技, 2010, 25(11): 48-51.
- [12] WUBBEN D, BOHNKE D, KUHN V, et al. MMSE-based lattice-reduction for near-ML detection of MIMO systems [C]//2004 ITG Workshop on Smart Antennas. Munich: IEEE, 2004: 106-113.

(编辑 苗秀芝)