

DOI: 10.7652/xjtuxb201906010

采用 Alamouti 码构造的正交空间调制 及低复杂度解码算法

曹鑫, 王磊, 邵彦彰
(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对空间调制(SM)频谱效率较低以及不能获取发射分集的缺陷,提出了一种基于 Alamouti 码的正交空间调制(AL-QSM)算法。首先将传统 QSM 算法中的单调制符号扩展至 P 个 Alamouti 调制符号矩阵,从而携带更多的调制信息;同时利用传统的二阶单位矩阵构造天线选择矩阵;然后通过激活两组天线选择矩阵分别对 P 个 Alamouti 编码的实部和虚部进行调制,相加后生成传输码字矩阵;最后,将携带信息的码字矩阵经由天线发射并在接收端进行解码。理论分析表明:AL-QSM 算法在任何参数配置下均可获取二阶发射分集;同时得益于 Alamouti 矩阵的两列间正交特性,在接收端可以实现低复杂度解码。仿真实验结果表明:与现有的经典算法相比,所提 AL-QSM 算法拥有更好的误比特率性能;当频谱效率为 $4 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 时,AL-QSM 算法相比 STBC-SM 算法获得了约 2 dB 的性能增益;当频谱效率为 $8 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 时,AL-QSM 算法相比 SM-OSTBC 算法获得了约 3 dB 的性能增益。

关键词: 空间调制;Alamouti 码;频谱效率;发射分集

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2019)06-0069-08

A Decoding Algorithm with Quadrature Spatial Modulation and Low-Complexity Using Alamouti Code

CAO Xin, WANG Lei, SHAO Yanzhang
(School of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A new quadrature spatial modulation scheme based on the Alamouti code, called AL-QSM, is proposed to focus on the problem that spatial modulation cannot obtain high spectral efficiency and transmit diversity. Firstly, single-modulation symbols in the conventional QSM algorithm are extended to P Alamouti modulation matrices in order to carry more information, and an antenna selection matrix is constructed from the conventional 2-order identity matrix. Then, two groups of antenna selection matrices are linearly combined with the real and imaginary parts of P Alamouti codes to generate a transmission code matrix. Lastly, the code matrix carrying information is sent by transmitting antennas and decoded at receivers. Theoretical analysis shows that the AL-QSM scheme can achieve 2-order transmit diversity, and a low-complexity decoding can be implemented at the receivers due to the orthogonality between two columns of the Alamouti matrix. Simulation results show the proposed AL-QSM scheme has better bit error rate (BER) performance than the existing algorithms have. Comparison with

STBC-SM algorithm and SM-OSTBC algorithm shows that AL-QSM algorithm achieves about 2 dB performance gain when the spectral efficiency is 4 b/(s · Hz) and about 3 dB performance gain when the spectral efficiency is 8 b/(s · Hz), respectively.

Keywords: spatial modulation; Alamouti code; spectral efficiency; transmit diversity

多输入多输出(MIMO)通信^[1-3]中的空间调制(SM)技术^[4-7]由于很好地解决了传统 MIMO 技术中存在的信道间干扰(ICI)、天线间同步(IAS)困难、射频链路硬件成本高等问题,因而获得了广泛关注。然而,传统 SM 技术存在频谱效率低和无法获取发射分集两个缺陷。

SM 每个时隙内在所有的发射天线中激活一根天线用来传递信息,其频谱效率与发射天线数呈对数关系,因而不能获得较高的频谱效率。为了提高 SM 的频谱效率,文献[8-9]通过在发射端同时激活多根天线发射信号的方式,提出了广义空间调制(GSM)方案,文献[10]采用相似的思路提出了广义空移键控调制(GSSK)方案,从而提高了频谱效率;文献[11]通过拓展星座点的个数提出了一种扩展空间调制(ESM),在一定程度上提升了频谱效率,并在文献[12]中进一步完善了该方案;文献[13]则通过将星座符号的实部和虚部分解,扩展到两个正交维度,提出了正交空间调制(QSM)算法,QSM 相比于 SM 提供了额外的空间维度,从而提高了系统的频谱效率。但是,上述方案均不能获取发射分集。

为了解决 SM 不能获取发射分集的问题,研究者在文献[14-16]中提出了空时移键控(STSK)及广义空时移键控(GSTSK)方案,这些方案通过激活一个或多个散射矩阵来获取发射分集,但散射矩阵需要通过计算机搜索得到,因此系统复杂度较高。文献[17]将空时分组码(STBC)应用到 SM 中,提出了空时分组码空间调制(STBC-SM)方案,该方案通过对旋转参数进行优化来获取二阶发射分集,但在天线数较大时旋转参数不易得到。文献[18]通过设计空间星座矩阵与 Alamouti 矩阵相乘来构造 SM 传输码字,提出了一种能够获取二阶发射分集的空间调制正交空时分组码(SM-OSTBC)方案,但该方案的频谱效率较低。为了在获取发射分集的同时提高频谱效率,文献[19]在 QSM 基础上提出了一种能够获取发射分集的正交空间调制方案(DA-QSM),该方案利用两组散射矩阵分别对多个符号的实部和虚部进行调制,达到了在多数参数配置下获取发射分集和提高频谱效率的效果,但该方案在部分参数配置下依然无法获取发射分集。

为了克服现有方案的缺陷,本文提出了一种采用 Alamouti 码构造的正交空间调制方案,简称为 AL-QSM 方案。该方案将天线选择矩阵和 Alamouti 码相结合来构造传输码字矩阵,在不进行参数搜索的条件下,能够同时达到获取二阶发射分集和提高系统频谱效率的目的,并且该方案具有较低的译码复杂度。

1 系统模型

考虑一个具有 N_t 根发射天线和 N_r 根接收天线的 MIMO 系统,假设其在 T 个时隙中发射 $N_t \times T$ 维码字 $\mathbf{C}$,则 $N_r \times T$ 维接收信号 $\mathbf{Y}$ 可表示为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{C} + \mathbf{N} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{H}$ 和 $\mathbf{N}$ 分别表示 $N_r \times N_t$ 维的信道矩阵和 $N_r \times T$ 维加性高斯白噪声(AWGN)矩阵; $\mathbf{H}$ 中的元素服从均值为 0、方差为 1 的独立复高斯分布; $\mathbf{N}$ 中的元素均服从均值为 0、方差为 N_0 的独立复高斯分布,其中 $N_0 = 2P/\rho$, ρ 表示每个接收天线处的平均信噪比。假设信道矩阵 $\mathbf{H}$ 在一个发射周期 T 内保持不变,且接收端能够准确估计信道矩阵,借鉴文献[17-19],为了在获得发射分集的同时又不降低系统的频谱效率,本文取信号的发射周期 $T=2$ 。

2 AL-QSM 算法

在 QSM 算法^[13]中,调制符号的实部和虚部被分解,分别通过不同或相同的天线在 2 个正交的空间维度进行发射,发射所使用的天线序号由 2 个 $N_t \times 1$ 维天线选择矩阵确定。由于使用了 2 个天线选择矩阵,因此 QSM 算法的频谱效率相较 SM 算法得到了提升。在 QSM 算法的基础上,将单调制符号扩展为一个 2×2 维的 Alamouti 调制符号矩阵,同时将天线选择矩阵扩展至 $N_t \times 2$ 维,通过二者的结合提出了一种新的 AL-QSM 算法。

2.1 比特映射过程

图 1 给出了 AL-QSM 算法的发射端实现框图。为方便描述,本文中矩阵 $\mathbf{X}$ 的实部 $\text{Re}\mathbf{X}$ 简记为 $\mathbf{X}^{\text{Re}}$,虚部 $\text{Im}\mathbf{X}$ 简记为 $\mathbf{X}^{\text{Im}}$ 。首先定义一组天线选择矩阵集合 $S = \{\mathbf{S}_q\}_{q=1}^Q$,集合中每个元素 $\mathbf{S}_q$ 是一个 $N_t \times 2$ 维的天线选择矩阵。在 2 个连续的发送时隙

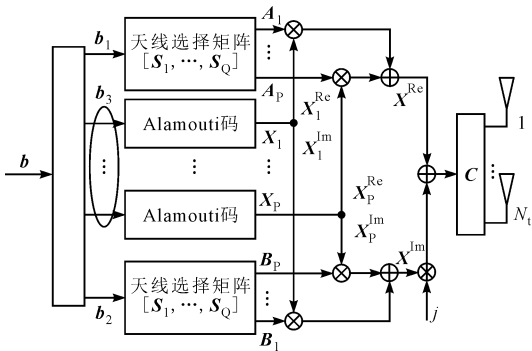


图 1 AL-QSM 算法发射端实现框图

中,携带 r 比特信息的数据流 $\mathbf{b}$ 进入发射端后被划分为 3 部分,携带 r_1 比特信息的数据流 $\mathbf{b}_1$ 从集合 S 中选出 P 个矩阵,分别记为 $\mathbf{A}_p(p=1, \dots, P)$; 同样携带 r_1 比特信息的数据流 $\mathbf{b}_2$ 从集合 S 中选出 P 个矩阵,分别记为 $\mathbf{B}_p(p=1, \dots, P)$; 携带 r_2 比特信息的数据流 $\mathbf{b}_3$ 用来映射成 P 个调制符号矩阵。由图 1 可知 $r=2r_1+r_2$, 其中

$$r_1 = \text{lb}(f(Q, P)) \tag{2}$$

$$r_2 = P \text{lb} M^2 \tag{3}$$

式中: $Q = N_t/2$; $f(Q, P) = \lfloor \binom{Q}{P} \rfloor_{2^l}$, $\binom{Q}{P}$ 表示从 Q 个元素中选取 P 个的组合数; $\lfloor \cdot \rfloor_{2^l}$ 表示向下取最大的 2 的整数次幂; 调制符号矩阵采用 Alamouti 码, 形式如下

$$\mathbf{X}_p = \begin{bmatrix} s_{2p-1} & -s_{2p}^* \\ s_{2p} & s_{2p-1}^* \end{bmatrix} \tag{4}$$

式中: $s_{2p-1}, s_{2p} \in \mathcal{T}$, $\mathcal{T}$ 为 M-QAM/PSK 星座。用 2 个天线选择矩阵 $\mathbf{A}_p$ 和 $\mathbf{B}_p(p=1, \dots, P)$ 分别对第 p 个 Alamouti 码 $\mathbf{X}_p$ 的实部 $\mathbf{X}_p^{\text{Re}}$ 和虚部 $\mathbf{X}_p^{\text{Im}}$ 进行调制, 最终, AL-QSM 算法的发射码字可表示为

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}^{\text{Re}} + \text{j}\mathbf{C}^{\text{Im}} = \sum_{p=1}^P (\mathbf{A}_p \mathbf{X}_p^{\text{Re}} + \text{j}\mathbf{B}_p \mathbf{X}_p^{\text{Im}}) \tag{5}$$

式中: $\mathbf{C}^{\text{Re}}, \mathbf{C}^{\text{Im}}$ 分别表示 AL-QSM 码字矩阵 $\mathbf{C}$ 的实部和虚部。

在发射天线处, 仍采用 QSM 算法的机制, 码字矩阵的实部数据 $\mathbf{C}^{\text{Re}}$ 经由 I 支路载波调制后发射, 而虚部数据 $\mathbf{C}^{\text{Im}}$ 经由 Q 支路载波调制后发射, 因此本文所提的 AL-QSM 方案具有空间正交特性。

为方便表达, 在 AL-QSM 算法中, 若系统的发射天线数为 N_t , 接收天线数为 N_r , 发送的 Alamouti 码个数为 P , 调制符号阶数为 M , 则将系统记为 AL-QSM(N_t, N_r, P, M)。此外, 将系统在发射时隙内激活的天线数记为 N_a 。

2.2 天线选择矩阵的构造

为在不需对天线选择矩阵进行最优搜索的情况下就能获得发射分集, AL-QSM 算法采用了最简单的二阶单位矩阵来构造天线选择矩阵。集合 $S = \{\mathbf{S}_q\}_{q=1}^Q$ 中每个天线选择矩阵采用如下形式

$$\mathbf{S}_q = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 \\ s_{2q-1,1} & 0 \\ 0 & s_{2q,2} \\ 0 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{6}$$

式中: $\mathbf{S}_q$ 中元素 $s_{2q-1,1} = s_{2q,2} = 1$ 。以 $N_t = 6$ 的 MI-MO 系统为例, 集合 S 中共包含 3 个元素, 分别为

$$\mathbf{S}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{S}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{S}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{7}$$

显然, 集合 S 中元素个数为 $Q = N_t/2$ 。

2.3 频谱效率分析

依据 2.1 节中的发射端比特映射过程, AL-QSM 算法的频谱效率为

$$R = \frac{r}{2} = \text{lb}(f(Q, P)) + P \text{lb} M \tag{8}$$

由式(8)可以看出, 该算法的频谱效率由 2 部分构成, 分别是天线选择矩阵携带的信息和调制符号矩阵携带的信息。在式右第 2 项中, 由于 Alamouti 码是由 2 个 M-QAM/PSK 符号组成, 因此比传统的 SM 获得了更高的频谱效率。

图 2 给出了当符号的调制阶数 $M=4$ 时, 在不同发射天线数 N_t 下各算法的频谱效率。可以看出在相同调制阶数下, AL-QSM 算法频谱效率高于 STBC-SM 算法^[9]和 SM-OSTBC 算法^[10]。表 1 给出

表 1 M=4 时不同发射天线数下各算法频谱效率对比

算法	频谱效率/ $\text{b} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1}$					
	$N_t=4$	$N_t=6$	$N_t=8$	$N_t=12$	$N_t=16$	$N_t=24$
STBC-SM	3	3.5	4	5	5	6
SM-OSTBC($N_a=4$)	4	4.5	5	5.5	6	7
AL-QSM($P=2$)	4	5	6	7	8	10

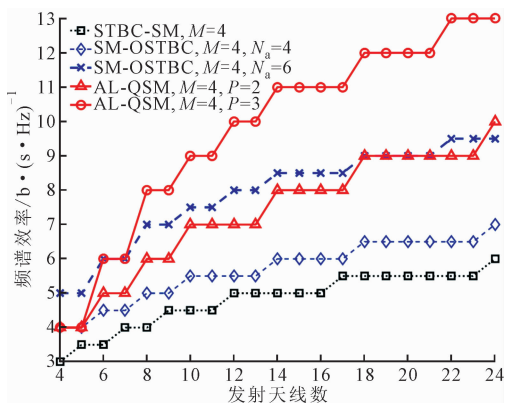


图2 不同发射天线数下各算法频谱效率对比

了在 $M=4$ 时,各算法在不同 N_t 下的频谱效率,可以看出随着 N_t 的增加,本文所提 AL-QSM 算法的频谱效率优势更加明显。

3 系统发射分集

考虑 2 个不同的 AL-QSM 码字 $\mathbf{C}(\mathbf{X}, \mathbf{l}, \mathbf{k})$ 和 $\hat{\mathbf{C}}(\hat{\mathbf{X}}, \hat{\mathbf{l}}, \hat{\mathbf{k}})$, 其中 2 个码字的参数 $\mathbf{X}=[\mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_P]$ 和 $\hat{\mathbf{X}}=[\hat{\mathbf{X}}_1, \dots, \hat{\mathbf{X}}_P]$ 分别表示 2 个码字中的 P 个 Alamouti 调制符号矩阵,参数 $\mathbf{l}=[l_1, \dots, l_P]$ 和 $\hat{\mathbf{l}}=[\hat{l}_1, \dots, \hat{l}_P]$ 分别表示 2 个码字中发射实部数据所使用的天线选择矩阵 $\mathbf{A}_b$ 的索引号, $\mathbf{k}=[k_1, \dots, k_P]$ 和 $\hat{\mathbf{k}}=[\hat{k}_1, \dots, \hat{k}_P]$ 分别表示 2 个码字中发射虚部数据所使用的天线选择矩阵 $\mathbf{B}_b$ 的索引号,对于 $\mathbf{C}$ 和 $\hat{\mathbf{C}}$,二者之间的误差矩阵为

$$\mathbf{\Delta} = \mathbf{C}(\mathbf{X}, \mathbf{l}, \mathbf{k}) - \hat{\mathbf{C}}(\hat{\mathbf{X}}, \hat{\mathbf{l}}, \hat{\mathbf{k}}) \quad (9)$$

通过分析 Alamouti 码的结构,可知 $\mathbf{\Delta}$ 具备如下形式

$$\mathbf{\Delta} = \begin{bmatrix} e_1 & -e_2 \\ e_2 & e_1 \\ \vdots & \vdots \\ e_{N_t-1} & -e_{N_t} \\ e_{N_t} & e_{N_t-1} \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} z_1 & z_2 \\ z_2 & -z_1 \\ \vdots & \vdots \\ z_{N_t-1} & z_{N_t} \\ z_{N_t} & -z_{N_t-1} \end{bmatrix} \quad (10)$$

将符号 s 的实部 $\text{Re}s$ 简记为 s^{Re} ,虚部 $\text{Im}s$ 简记为 s^{Im} ,则式(10)中的元素 $e_i \in \{0, s^{\text{Re}}, -s^{\text{Re}}, s^{\text{Re}} - s^{\text{Re}}\}$,元素 $z_i \in \{0, s^{\text{Im}}, -s^{\text{Im}}, s^{\text{Im}} - s^{\text{Im}}\}$ 。计算可得

$$\mathbf{\Delta}^H \mathbf{\Delta} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: $a_{11} = a_{22} = \sum_{i=1}^{N_t} (e_i^2 + z_i^2)$; $a_{12} = a_{21} = 0$ 。由此可得

$$\det(\mathbf{\Delta}^H \mathbf{\Delta}) = \left(\sum_{i=1}^{N_t} (e_i^2 + z_i^2) \right)^2 \quad (12)$$

式中 $\det(\cdot)$ 表示矩阵的行列式。当调制符号 s 选自 M -QAM 星座时其实部与虚部均不为 0,即 $s^{\text{Re}} \neq 0$ 且 $s^{\text{Im}} \neq 0$ 。针对式(12)中 e_i 和 z_i 的取值情况,分别对 $\det(\mathbf{\Delta}^H \mathbf{\Delta})$ 进行讨论。

情况 1 $l=\hat{l}$ 且 $k=\hat{k}$,此时二者的天线选择矩阵完全相同。在此情况下,由于 $\mathbf{C} \neq \hat{\mathbf{C}}$,则必然有 $\mathbf{X} \neq \hat{\mathbf{X}}$,即二者对应的 P 个 Alamouti 矩阵不会完全相同,此时至少存在 1 个 e_i 或 z_i 不为 0。

情况 2 $l=\hat{l}$ 且 $k \neq \hat{k}$ (或 $l \neq \hat{l}$ 且 $k=\hat{k}$),此时二者用于发射虚部(或实部)数据的天线选择矩阵不同。在此情况下,至少存在一组 Alamouti 矩阵的虚部(或实部)数据由不同的天线对发射,即至少存在 4 个 z_i (或 e_i) 不为 0。

情况 3 $l \neq \hat{l}$ 且 $k \neq \hat{k}$,此时二者用于发射实部和虚部数据的天线选择矩阵均不同。在此情况下,由情况 2 分析可知,存在多个 e_i 和 z_i 不为 0。

综合以上情况可知,对任意 2 个不同的码字,总有 $\det(\mathbf{\Delta}^H \mathbf{\Delta}) > 0$,即 $\mathbf{\Delta}^H \mathbf{\Delta}$ 的秩恒为 2。因此,AL-QSM 算法可以获取二阶发射分集。

说明 文献[19]指出,若调制符号 s 选自 M -PSK 星座,则 QSM 方案中将产生码字重复。AL-QSM 方案中同样存在此问题。为了避免码字重复,可以对 M -PSK 信号进行角度旋转,使得调制符号的实部及虚部均不为 0。旋转后的 M -PSK 符号可表示为

$$s_i = \exp \left[-j \frac{2\pi}{M} (i-1) + \varphi \right], \quad i = 1, \dots, M \quad (13)$$

式中:当 $M \geq 4$ 时, $\varphi = \pi/M$; 当 $M=2$ 时, $\varphi = \pi/4$ 。

4 解码算法及复杂度分析

4.1 最大似然解码算法

由式(1)可知接收端的最大似然(ML)检测为

$$\hat{\mathbf{C}} = \arg \min_{\mathbf{C}} \|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{C}\|^2 \quad (14)$$

为避免在整个码字空间中进行搜索,进一步对式(14)进行推导得到对调制符号和激活天线序号的检测表达式。由式(1)和式(5)可知

$$\mathbf{Y} = \sum_{i=1}^P (\mathbf{H}\mathbf{A}_i \mathbf{X}_i^{\text{Re}}) + j \sum_{i=1}^P (\mathbf{H}\mathbf{B}_i \mathbf{X}_i^{\text{Im}}) + \mathbf{N} \quad (15)$$

式中: $\mathbf{Y}=[\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2]$; $\mathbf{N}=[\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2]$ 。对式(15)进行实数化的等效变换,当实部天线选择矩阵索引参数为 $\mathbf{l}$,虚部天线选择矩阵索引参数为 $\mathbf{k}$ 时,变换后形式如下

$$\bar{\mathbf{y}} = \sum_{i=1}^P \bar{\mathbf{H}}_i \mathbf{s}_i + \bar{\mathbf{n}} \quad (16)$$

式中: $\bar{\mathbf{y}} = [\mathbf{y}_1^{\text{Re}}, \mathbf{y}_1^{\text{Im}}, \mathbf{y}_2^{\text{Re}}, \mathbf{y}_2^{\text{Im}}]^T$ 为 $4N_r \times 1$ 维等效接收向量; $\mathbf{y}_1^{\text{Re}}, \mathbf{y}_1^{\text{Im}}$ 分别为 $\mathbf{y}_1$ 的实部和虚部; $\mathbf{y}_2^{\text{Re}}, \mathbf{y}_2^{\text{Im}}$ 分别为 $\mathbf{y}_2$ 的实部和虚部; $\bar{\mathbf{H}}_i$ 为 $4N_r \times 4$ 维等效信道矩阵, 具体形式为

$$\bar{\mathbf{H}}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{2l_i-1}^{\text{Re}} & -\mathbf{h}_{2k_i-1}^{\text{Im}} & \mathbf{h}_{2l_i}^{\text{Re}} & -\mathbf{h}_{2k_i}^{\text{Im}} \\ \mathbf{h}_{2l_i-1}^{\text{Im}} & \mathbf{h}_{2k_i-1}^{\text{Re}} & \mathbf{h}_{2l_i}^{\text{Im}} & \mathbf{h}_{2k_i}^{\text{Re}} \\ \mathbf{h}_{2l_i}^{\text{Re}} & \mathbf{h}_{2k_i}^{\text{Im}} & -\mathbf{h}_{2l_i-1}^{\text{Re}} & -\mathbf{h}_{2k_i-1}^{\text{Im}} \\ \mathbf{h}_{2l_i}^{\text{Im}} & -\mathbf{h}_{2k_i}^{\text{Re}} & -\mathbf{h}_{2l_i-1}^{\text{Im}} & \mathbf{h}_{2k_i-1}^{\text{Re}} \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中, $\mathbf{h}_{2l_i}$ 表示信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的第 $2l_i$ 列, $\mathbf{h}_{2l_i}^{\text{Re}}$ 和 $\mathbf{h}_{2l_i}^{\text{Im}}$ 分别表示该列的实部和虚部; $\mathbf{s}_i = [s_{2i-1}^{\text{Re}}, s_{2i-1}^{\text{Im}}, s_{2i}^{\text{Re}}, s_{2i}^{\text{Im}}]^T$ 为与激活的 $\mathbf{A}_i$ 和 $\mathbf{B}_i$ 相对应的 4×1 维符号向量, 其中 $s_{2i-1}^{\text{Re}}, s_{2i-1}^{\text{Im}}$ 和 $s_{2i}^{\text{Re}}, s_{2i}^{\text{Im}}$ 分别为第 i 个 Alamouti 码中元素 s_{2i-1} 和 s_{2i} 的实部和虚部; $\mathbf{n} = [\mathbf{n}_1^{\text{Re}}, \mathbf{n}_1^{\text{Im}}, \mathbf{n}_2^{\text{Re}}, \mathbf{n}_2^{\text{Im}}]^T$ 为 $4N_r \times 1$ 维等效噪声向量。

由式(16)可知, 在天线选择矩阵参数为 l 和 k 的情况下, 调制符号的最大似然检测表达式为

$$[\hat{\mathbf{s}}_1, \dots, \hat{\mathbf{s}}_i, \dots, \hat{\mathbf{s}}_P] = \arg \min \left\| \bar{\mathbf{y}} - \sum_{i=1}^P \bar{\mathbf{H}}_i \mathbf{s}_i \right\|^2 \quad (18)$$

而激活天线序号的检测表达式为

$$(\hat{l}, \hat{k}) = \arg \min \left\| \bar{\mathbf{y}} - \sum_{i=1}^P \bar{\mathbf{H}}_i \hat{\mathbf{s}}_i \right\|^2 \quad (19)$$

式(18)中仍然需要对所有调制符号的实部和虚部进行联合搜索, 解码复杂度仍较大, 注意到如果第 i 个 Alamouti 矩阵的实部和虚部经由相同天线对发送(即 $l_i = k_i$), 此时 $\bar{\mathbf{H}}_i$ 中的 4 列两两正交, 即 $\langle \bar{\mathbf{H}}_i(m), \bar{\mathbf{H}}_i(n) \rangle = 0$, 其中 $m \neq n$, $\bar{\mathbf{H}}_i(m)$ 表示矩阵 $\bar{\mathbf{H}}_i$ 的第 m 列, $\langle \mathbf{a}, \mathbf{b} \rangle$ 表示向量 $\mathbf{a}$ 和 $\mathbf{b}$ 的内积, 可以利用正交性对第 i 个 Alamouti 矩阵中的 $s_{2i-1}^{\text{Re}}, s_{2i-1}^{\text{Im}}, s_{2i}^{\text{Re}}, s_{2i}^{\text{Im}}$ 进行独立解耦。此时, 采用条件 ML 解码算法^[20]可以降低解码复杂度。

4.2 条件 ML 解码算法

在解码过程中, 需对所有天线选择矩阵组合情况进行遍历, 按照是否符合条件 ML 解码要求, 可以将解码分为 2 种情况。

情况 1 不符合条件 ML 解码要求。在此情况下, 仍需按照式(18)和式(19)对调制符号和激活天线序号进行最大似然检测。

情况 2 符合条件 ML 解码要求。在第 i 个 Alamouti 码的实部和虚部由同一天线对发射的情况下, 此时 $l_i = k_i$, 可验证(17)中 $\bar{\mathbf{H}}_i$ 满足矩阵各列两两正交的条件, 因而支持条件 ML 解码。在此情况下可

以将该 Alamouti 矩阵中调制符号的实部与虚部分别解耦从而降低解码复杂度。

当第 n 个 Alamouti 码的实部和虚部都由第 l_n 个天线对发射时, 在 l, k 及 s_i ($1 \leq i \leq P$ 且 $i \neq n$) 已确定的条件下, 式(18)中的待检测变量仅有 s_n 一项, 则该项的条件检测表达式为

$$\hat{s}_n \mid (l, k, s_1, \dots, s_{n-1}, s_{n+1}, \dots, s_P) = \arg \min \left\| \bar{\mathbf{y}} - \sum_{i \neq n} \bar{\mathbf{H}}_i \mathbf{s}_i - \bar{\mathbf{H}}_n s_n \right\|^2 \quad (20)$$

由 4.1 节分析可知, 码字 s_n 中的 $s_{2n-1}^{\text{Re}}, s_{2n-1}^{\text{Im}}$ 和 $s_{2n}^{\text{Re}}, s_{2n}^{\text{Im}}$ 两两独立, 可分别进行解耦, 则式(20)可进行分解, 分解后 s_{2n-1}^{Re} 的检测表达式为

$$s_{2n-1}^{\text{Re}} \mid (l, k, s_1, \dots, s_{n-1}, s_{n+1}, \dots, s_P) = \arg \min \left\| \bar{\mathbf{y}} - \sum_{i \neq n} \bar{\mathbf{H}}_i \mathbf{s}_i - \bar{\mathbf{H}}_n(1) s_{2n-1}^{\text{Re}} \right\|^2 \quad (21)$$

$s_{2n-1}^{\text{Im}}, s_{2n}^{\text{Re}}, s_{2n}^{\text{Im}}$ 的检测表达式与式(21)类似。

在得到各组参数所对应最优解 $\hat{s}_n$ 的同时, 将此参数情况下 4 个检测符号所对应的最小范数值分别记为 $a_m \mid (l, k, s_i)$, ($1 \leq m \leq 4$), 并通过对比相应的最小范数和来获取 l, k 及 s_i ($1 \leq i \leq P$ 且 $i \neq n$) 的最优解, 其检测表达式为

$$(\hat{l}, \hat{k}, \hat{s}_1, \dots, \hat{s}_{n-1}, \hat{s}_{n+1}, \dots, \hat{s}_P) = \arg \min \left(\sum_{m=1}^4 a_m \mid (l, k, s_i) \right) \quad (22)$$

4.3 解码复杂度分析

本节以解码过程中所需的实数乘法运算次数来衡量解码复杂度。

本文所提出的条件 ML 解码算法的运算复杂度包括等价信道矩阵 $\bar{\mathbf{H}}_i$ 的预处理复杂度和解码检测复杂度两部分; 通过 4.1 节可知等价信道矩阵预处理不需要进行乘法运算, 只是取信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的实部或虚部, 因此大大降低了预处理复杂度。

对于 AL-QSM 算法, 当采用 4.1 节中的复数 ML 解码时, 对于每个码字 $\mathbf{C}$, 式(14)中 $\mathbf{H}\mathbf{C}$ 的运算复杂度为 $N_r \times 2 \times N_t \times 4$, $\|\cdot\|^2$ 的运算复杂度为 $N_r \times 2 \times 2$, 总的码字数为 2^r , 则解码每 bit 的运算复杂度为

$$C_{\text{ML}} = \frac{2^r(8N_r N_t + 4N_r)}{2\text{lb}(f(Q, P)) + 2\text{Plb}(M)} \quad (23)$$

当进行实部和虚部分解后, 需要对 2 种情况进行分析。

情况 1 如果不能采用条件 ML 解码, 则在该天线选择组合情况下, 式(18)中 $\sum_{i=1}^P \bar{\mathbf{H}}_i \mathbf{s}_i$ 的运算复杂度为 $4N_r \times 4P$, $\|\cdot\|^2$ 的运算复杂度为 $4N_r$, 所需遍

历的星座符号选择总数为 M^{2P} , 则解码每 bit 信号的运算复杂度为

$$c_1 = \frac{M^{2P}(16PN_r + 4N_r)}{2\text{lb}(f(Q, P)) + 2P\text{lb}(M)} \quad (24)$$

情况 2 如果可以采用条件 ML 解码, 则在该天线选择组合情况下, 式(21)中表达式 $\sum_{i \neq n} \bar{\mathbf{H}}_i \mathbf{s}_i$ 的运算复杂度为 $4N_r \times 4(P-1)$, $\bar{\mathbf{H}}_n(1) \mathbf{s}_{2n-1}^{\text{Re}}$ 的运算复杂度为 $4N_r$, $\|\cdot\|^2$ 的运算复杂度为 $4N_r$, 则解码每 bit 的运算复杂度为

$$c_2 = \frac{4M^{2(P-1)} \sqrt{M}(16(P-1)N_r + 4N_r + 4N_r)}{2\text{lb}(f(Q, P)) + 2P\text{lb}(M)} \quad (25)$$

综合以上 2 种情况, 考虑到总的天线选择组合数量为 $f^2(Q, P)$, 则解码每 bit 信号的运算复杂度为

$$C = f^2(Q, P)((1 - p_{\text{cond}})c_1 + p_{\text{cond}}c_2) \quad (26)$$

式中: p_{cond} 为总的天线选择矩阵中满足条件 ML 解码的天线组合所占的比例。

图 3 给出了当 $N_t=4$, $R=4$ b/(s · Hz) 和 $R=6$ b/(s · Hz) 时几种算法的解码复杂度对比。由图 3 可见, 本文所提的条件 ML 解码算法相比传统 ML 解码算法, 能够明显降低解码复杂度, 并且与现有的 GSTSK 和 DA-QSM 算法相比, 其解码复杂度也具有优势。

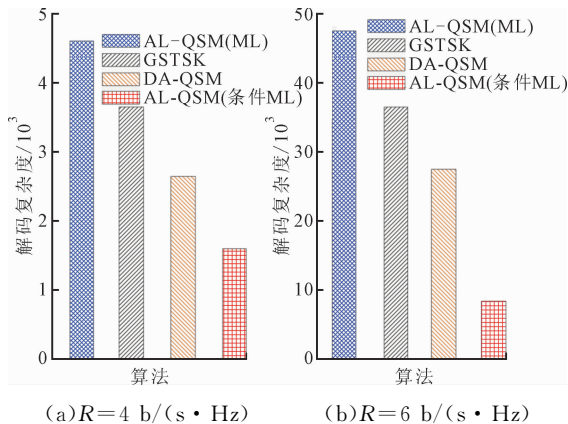


图 3 $N_t=4$ 时各算法解码复杂度对比

5 仿真结果及分析

为了验证所提方案的误码性能, 本节对 STBC-SM、SM-OSTBC、DA-QSM 和 AL-QSM 算法的误比特率(BER)性能进行了仿真比较。仿真实验中, 不同算法的接收天线数 N_r 均为 4, 信道为准静态瑞利平坦衰落信道, 且信道矩阵的各元素服从均值为 0、方差为 1 的独立复高斯分布。本节中所有的性能

比较都是在误比特率为 10^{-5} 的情况下进行的。

图 4 给出了当系统参数分别为 AL-QSM(4, 4, 2, 4)和 AL-QSM(6, 4, 2, 4)时, 本文所提的条件 ML 解码与传统 ML 解码算法的性能对比。由于条件 ML 解码只是利用 Alamouti 码的正交性对各个符号的实部和虚部进行解耦检测, 因此并不会影响检测的性能, 由图 4 可见二者性能曲线基本一致。

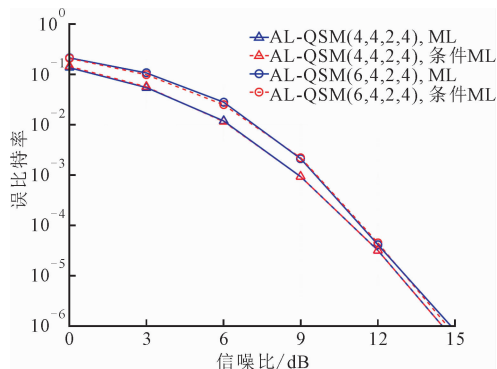


图 4 条件 ML 解码与 ML 解码性能对比

图 5 给出了频谱效率为 4 b/(s · Hz) 时各算法的误比特率性能曲线。从图 5 可见: 当发射天线数 $N_t=4$ 时, AL-QSM(4, 4, 2, 4) 相比 STBC-SM 算法获得了约 2 dB 的性能增益; 与 DA-QSM 算法相比, AL-QSM(4, 4, 2, 4) 克服了相同参数情况下 DA-QSM(4, 4, 2, 4) 无法获取发射分集的缺陷, 因此其性能优于 DA-QSM(4, 4, 2, 4); 当发射天线数 $N_t=8$ 时, AL-QSM(8, 4, 2, 4) 相比于 STBC-SM 算法获得了约 0.8 dB 的性能增益, 此时 AL-QSM 算法性能与 DA-QSM 相仿。此外, 图中还给出了 AL-QSM 算法的仿真 BER 与理论 BER 上界^[17] 的比较, 可以看出在高信噪比情况下, 二者高度吻合。

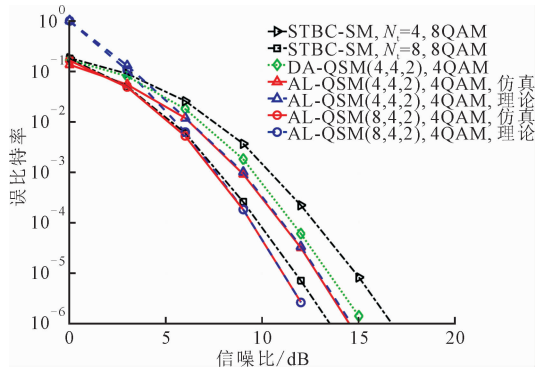


图 5 频谱效率为 4 b/(s · Hz) 时, 各算法误比特率对比

图 6 给出了频谱效率为 5 b/(s · Hz) 时各算法的误比特率性能曲线。从图 6 可见: AL-QSM 算法性能明显优于 STBC-SM; 当发射天线数 $N_t=6$ 时, AL-QSM(6, 4, 2, 4) 相比 SM-OSTBC(6, 4, 6, 2) 和

DA-QSM(6, 4, 2, 4) 分别获得了约 1.6 dB 和 0.7 dB 的性能增益。在激活天线数同为 $N_a = 6$ 的情况下, AL-QSM(6, 4, 3, 4) 与 SM-OSTBC(6, 4, 6, 2) 二者性能相仿, 但是前者频谱效率较后者高了 1 b/(s · Hz)。

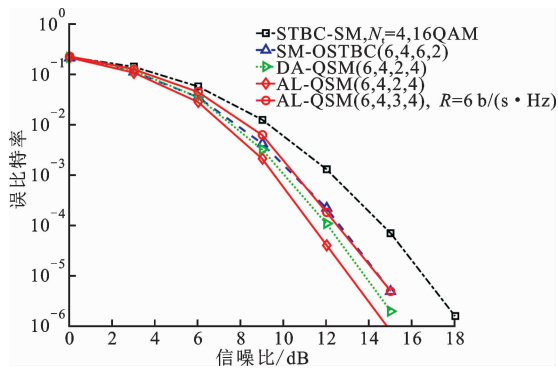


图6 频谱效率为 5 b/(s · Hz) 时各算法误比特率对比

图7 比较了频谱效率为 8 b/(s · Hz) 时各算法的误比特率性能曲线。从图7中可见, 当发射天线数 $N_t = 8$ 时, AL-QSM(8, 4, 3, 4) 比 SM-OSTBC(8, 4, 6, 8) 和 QSM 算法分别获得了 3 dB 和 3.3 dB 的性能增益, 略优于 DA-QSM(8, 4, 3, 4)。由于 AL-QSM 算法获取了发射分集, 随着信噪比的提升, 其性能提升速度明显快于 QSM 算法。当发射天线数 $N_t = 16$ 时, AL-QSM(16, 4, 2, 4) 相比 SM-OSTBC(16, 4, 4, 16) 获得了约 3 dB 的性能增益, 性能与 DA-QSM(16, 4, 2, 4) 相仿。

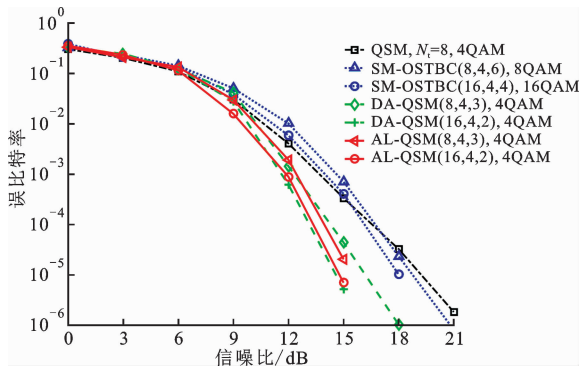


图7 频谱效率为 8 b/(s · Hz) 时各算法误比特率对比

6 结论

针对 SM 算法无法获取发射分集和频谱效率较低的缺陷, 本文提出了一种采用 Alamouti 码构造的正交空间调制算法, 与现有算法相比, 本文所提算法具有如下优势:

(1) 在 2 个传输时隙内, P 个 Alamouti 码的实部和虚部分别通过不同的天线组合发送, 从而获得

了更高的频谱效率;

(2) 克服了 DA-QSM 算法在部分参数配置下无法获取发射分集的缺陷, 该算法对任意参数均能够保证获取二阶发射分集;

(3) 无需进行散射矩阵以及其他参数的搜索, 相比 STSK/GSTSK 以及 STBC-SM 算法降低了系统复杂度;

(4) 由于利用 Alamouti 码作为基本码字矩阵, 该方案可以采用条件最大似然译码, 具有较低的解码复杂度。

仿真实验结果表明, 相对于现有的能够获得二阶发射分集的 STBC-SM、SM-OSTBC 算法, 本文所提的算法可以获得更高的频谱效率和更好的误比特率性能。

参考文献:

- [1] LI Qinghua, LI Guangjin, LEE W, et al. MIMO techniques in WiMAX and LTE: a feature overview [J]. IEEE Communications Magazine, 2010, 48(5): 86-92.
- [2] LOYKA S, TSOULOS G. Estimating MIMO system performance using the correlation matrix approach [J]. IEEE Communications Letters, 2002, 54(6): 19-21.
- [3] CHEN H H, YEH Y C, MOHSEN G, et al. Space-time complementary coding MIMO with joint spatial diversity and multiplex capability [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(8): 2950-2956.
- [4] MESLEH R, HAAS H, SINANOVIC S, et al. Spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(4): 2228-2241.
- [5] CHAU Y A, YU Shihong. Space modulation on wireless fading channels [C]// IEEE 54th Vehicular Technology Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2001: 1668-1671.
- [6] MESLEH R, HAAS H, AHN C, et al. Spatial modulation: a new low complexity spectral efficiency enhancing technique [C]// First International Conference on Communications and Networking in China. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2007: 4149-4151.
- [7] 门宏志, 刘文龙. 空间调制系统低复杂度的天线选择算法 [J]. 电子学报, 2016, 44(6): 1322-1327.
- [8] MEN Hongzhi, LIU Wenlong. Low-complexity antenna selection algorithms for spatial modulation systems [J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 57(5): 608-614.
- [8] YOUNIS A, SERAFIMOVSKI N, MESLEH R, et al.

- al. Generalized spatial modulation [C] // Conference Record of the Forty-Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2010: 1498-1502.
- [9] 刘健伶, 陈志刚, 王磊. 一种自适应广义空间调制及其低复杂度算法 [J]. 西安交通大学学报, 2016, 50(4): 48-53.
- LIU Jianling, CHEN Zhigang, WANG Lei. An adaptive modulation algorithm with low complexity for generalized spatial modulation [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2016, 50(4): 48-53.
- [10] JEGANATHAN J, GHRAYEB A, SZCZECINSKI L. Generalized space shift keying modulation for MIMO channels [C] // 2008 IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2008: 4699782.
- [11] CHENG C C, SARI H, SEZGINER S, et al. Enhanced spatial modulation with multiple signal constellations [C] // 2014 IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2014: 6848993.
- [12] CHENG C C, SARI H, SEZGINER S, et al. New signal designs for enhanced spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(11): 7766-7777.
- [13] MESLEH R, IKKI S S, AGGOUNE H M. Quadrature spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(6): 2738-2742.
- [14] SUGIURA S, CHEN S, HANZO L, et al. Coherent and differential space-time shift keying: a dispersion matrix approach [J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(11): 3219-3230.
- [15] 李晓峰, 王磊, 张晓阳. 获得天线选择分集的空移键控调制算法 [J]. 西安交通大学学报, 2013, 47(8): 98-103.
- LI Xiaofeng, WANG Lei, ZHANG Xiaoyang. A space shift keying modulation for antenna selection diversity [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2013, 47(8): 98-103.
- [16] SUGIURA S, CHEN Sheng, HANZO L. Generalized space-time shift keying designed for flexible diversity, multiplexing and complexity-tradeoffs [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(4): 1144-1153.
- [17] BASAR E, AYGOLU U, PANAYIRCI E, et al. Space-time block coded spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(3): 823-832.
- [18] LE M T, NGO V D, MAI H A, et al. Spatially modulated orthogonal space-time block codes with non-vanishing determinants [J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(1): 85-99.
- [19] WANG Lei, CHEN Zhigang, GONG Zhengwei, et al. Diversity-achieving quadrature spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(12): 10764-10775.
- [20] EHSAN N, MOJTABA A, MOHAMMAD F, et al. Low-complexity decoder based on conditional ML for QOSTBC [J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(8): 1548-1551.

[本刊相关文献链接]

- 李云飞, 王磊, 王志成. 采用幅度相移键控调制的分层空间调制算法. 2018, 52(8): 117-123. [doi: 10.7652/xjtuxb201808018]
- 杨洋, 张瑞智, 张杰, 等. 植入式医疗装置的无线通信和能量收集电路. 2018, 52(7): 160-166. [doi: 10.7652/xjtuxb201807023]
- 宋华伟, 金梁, 王旭. 无线网络物理层安全认证方法. 2018, 52(4): 105-110. [doi: 10.7652/xjtuxb201804015]
- 徐静, 许思文, 孙黎. 多发单收窃听信道中人工噪声辅助的鲁棒波束成形设计. 2017, 51(11): 118-124. [doi: 10.7652/xjtuxb201711016]
- 程龙旺, 李为, 马东堂, 等. 一种利用 OFDM 系统无线信道相位响应的密钥提取方案. 2016, 50(12): 114-120. [doi: 10.7652/xjtuxb201612018]
- 刘健伶, 陈志刚, 王磊. 一种自适应广义空间调制及其低复杂度算法. 2016, 50(4): 48-53. [doi: 10.7652/xjtuxb201604008]
- 俱莹, 殷勤业, 陈媛, 等. 发射聚焦式的多天线跳空安全通信技术. 2015, 49(6): 22-26. [doi: 10.7652/xjtuxb201506004]
- 钟艺玲, 穆鹏程. 单发多收无线窃听信道中的自适应保密速率传输方案. 2015, 49(4): 104-109. [doi: 10.7652/xjtuxb201504017]
- 吴飞龙, 王文杰, 刘超文, 等. 接收空间调制信道容量计算及其鲁棒性设计. 2015, 49(2): 49-54. [doi: 10.7652/xjtuxb201502009]
- 陈诚, 王磊, 李晓峰. 采用星座旋转的高速率空时分组码空间调制算法. 2014, 48(12): 113-119. [doi: 10.7652/xjtuxb201305021]
- 殷勤业, 张建国, 郑通兴, 等. 分布式多天线跳空收发技术(II)——权值反馈型反向训练模式下的 0/1 式跳空技术. 2013, 47(6): 1-5. [doi: 10.7652/xjtuxb201306001]
- 殷勤业, 贾曙乔, 左莎琳, 等. 分布式多天线跳空收发技术(I). 2013, 47(1): 1-6. [doi: 10.7652/xjtuxb201301001]

(编辑 刘杨)