

DOI: 10.7652/xjtuxb201412018

采用星座旋转的高速率空时分组码空间调制算法

陈诚, 王磊, 李晓峰

(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对空时分组码空间调制(STBC-SM)算法中由空间维度调制所能提供的频谱效率较低的问题,提出了一种采用星座旋转的高速率空时分组码空间调制(CR-STBC-SM)算法。该算法首先从所有有效天线组合中选择 2 根天线,然后从 M-PSK/QAM 星座图中选择一组符号对,最后以 Alamouti 编码或其对应的星座旋转编码的形式将符号传输出去,并且为了最大化发射分集增益与编码增益,进一步对旋转角度进行了优化。此外,CR-STBC-SM 算法还利用 Alamouti 码的正交性来实现低复杂度的最大似然译码。仿真结果表明:与 STBC-SM 算法相比,在发射天线数相同时,CR-STBC-SM 算法可以获得额外 0.5 b/(s · Hz)的频谱效率;当频谱效率为 4 b/(s · Hz)时,2 种算法的性能非常接近,但是 CR-STBC-SM 算法可以节省 3 根发射天线,从而节约了硬件资源。

关键词: 空时分组码;空间调制;星座旋转;发射分集

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2014)12-0113-07

A High Rate Space-Time Block Coding Spatial Modulation Algorithm Using Constellation Rotation

CHEN Cheng, WANG Lei, LI Xiaofeng

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A high rate space-time block coding spatial modulation(STBC-SM) algorithm based on constellation rotation, called CR-STBC-SM, is presented to improve the spectral efficiency of STBC-SM generated by the spatial modulation. The new scheme chooses two antennas from effective antenna combinations, and then a pair of symbols is drawn from the M-PSK/QAM constellation. The symbols are then transmitted in the form of Alamouti code or constellation rotated Alamouti code. The rotation angles are further optimized to maximize the diversity and coding gains of CR-STBC-SM. Moreover, the CR-STBC-SM uses the orthogonality of Alamouti code to get a low-complexity maximum likelihood (ML) decoder. Simulation results and comparison with the STBC-SM scheme show that under the same number of transmit antennas the CR-STBC-SM achieves an extra spectral efficiency of 0.5 b/(s · Hz). Under the spectral efficiency of 4 b/(s · Hz), the performances of both algorithms are very close, but the CR-STBC-SM saves three transmit antennas, that is, the hardware resource is saved by the CR-STBC-SM.

Keywords: space-time block coding; spatial modulation; constellation rotation; transmit diversity

在无线通信技术中,由于空间调制(SM)和空移键控(SSK)可以利用空间维度来传递额外的信息,

相比于传统的多输入多输出(MIMO)技术可以获得更高的频谱效率,同时 SM 和 SSK 还具有对射频链

路要求较低、避免信道间干扰(ICI)以及更高的能量效率等优势^[1-4],因此近年来作为一种新颖的 MIMO 传输技术受到了广泛的关注^[5-7]。然而,SM 和 SSK 在每次传输时只能激活一根天线,所以它们不能获得发射分集,只能依赖接收分集来对抗信道衰落。

为了提高 SM 和 SSK 的发射分集增益,文献[8]提出了一种利用脉冲成型技术的 SSK 方案(TOSD-SSK),可以取得的发射分集阶数为 2,但是该算法中的脉冲成型的设计比较复杂。文献[9]提出一种利用天线选择技术获得发射分集的 SSK 算法,可以获得选择分集增益,但在该算法中,需要接收端反馈信息至发射端,增加了反馈开销。文献[10]利用时间分集的方法使 SSK 获得发射分集增益,但由于采用了时间分集使得 SSK 的传输速率更低了。文献[11]提出了基于坐标交织的空间调制算法(CIOD-SM),同样可以获得发射分集增益,然而其系统频谱效率较低。文献[12]提出了空时移键控(STSK)传输方案,通过额外的信息比特来激活不同的散射矩阵,可以获得的分集阶数为发射天线数与传输时隙中的最小值。但是,在 STSK 方案中最优的散射矩阵集需要用计算机做最优搜索,这使得 STSK 具有较高的设计复杂度,同时传输速率也会随着时隙数的增多而线性减小。文献[13]将 SM 与时分复用(STBC)相结合提出了一种新的方案,称为空时分复用空间调制(STBC-SM),通过从所有的发射天线中激活 2 根天线来发送 Alamouti 编码,Alamouti 码中包含的符号与激活的天线对均携带信息,通过优化不同码字之间的旋转角度获得的发射分集阶数为 2。此外,在接收端利用 Alamouti 码的正交性可以实现低复杂度的最大似然(ML)译码。然而,STBC-SM 方案中由于其设计的码字数有限,因此该方案中由空间维度调制所提供的频谱效率较低。对此,文献[14]提出了一种高速率 STBC-SM 方案(H-STBC-SM),其中采用 Alamouti 码作为核心矩阵,通过设计多个空间星座(SC)矩阵与 Alamouti 矩阵相乘来构造空时码字,将码字数扩展为 STBC-SM 的 2 倍。但是,H-STBC-SM 中设计的码字仅适合发射天线数为 4 和 6 的情况,并不适合于其他的天线数。

本文针对现有的 STBC-SM 和 H-STBC-SM 算法的缺陷,提出了通过星座图旋转的 Alamouti 码来扩展码字数的空时分复用空间调制算法,简称为 CR-STBC-SM。该算法的主要思想是分别利用

Alamouti 码的编码矩阵及其对应的旋转矩阵来构造 CR-STBC-SM 中的码字矩阵,因此扩展了码字数,同时该方案也适合于任意天线数,另一方面,通过对旋转角度的优化可以使该方案获得最大的分集增益和编码增益。此外,利用 Alamouti 码的正交性,该方案在接收端可以实现低复杂度的 ML 译码。

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。假设在 T 个时隙内的发射信号为 $T \times N_t$ 维码字矩阵 $\mathbf{X}$,则 $T \times N_r$ 维的接收信号矩阵可以表示为

$$\mathbf{Y} = \rho^{1/2} \mathbf{X} \mathbf{H} + \mathbf{N} \quad (1)$$

式中: ρ 是每个接收天线处的平均信噪比(SNR); $\mathbf{H}$ 和 $\mathbf{N}$ 分别表示 $N_t \times N_r$ 维的信道矩阵和 $T \times N_r$ 维的噪声矩阵。 $\mathbf{H}$ 和 $\mathbf{N}$ 中的元素均服从均值为 0、方差为 1 的独立同分布的高斯分布,假设 $\mathbf{H}$ 为准静态瑞利衰落信道,在 T 个时隙内保持不变,且只有接收端已知信道状态信息。

对于采用 STBC-SM 调制的 MIMO 系统,采用的 STBC 为 Alamouti 码,因此 $T=2$,发送信号 $\mathbf{X}$ 为 $2 \times N_t$ 维的矩阵。在 $N_t=4$ 时,文献[13]设计的 2 个子码本 $\mathbf{X}_k, k \in \{1, 2\}$ 为

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1 &= \{\mathbf{X}_{1,1}, \mathbf{X}_{1,2}\} = \\ &\left\{ \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & 0 & 0 \\ -x_2^* & x_1^* & 0 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 0 & x_1 & x_2 \\ 0 & 0 & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \right\}; \\ \mathbf{X}_2 &= \{\mathbf{X}_{2,1}, \mathbf{X}_{2,2}\} = \\ &\left\{ \begin{bmatrix} 0 & x_1 & x_2 & 0 \\ 0 & -x_2^* & x_1^* & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} x_2 & 0 & 0 & x_1 \\ x_1^* & 0 & 0 & -x_2^* \end{bmatrix} \right\} e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2$ 分别含有 2 个 STBC-SM 码字 $\mathbf{X}_{k,j}, j \in \{1, 2\}$,且 $\mathbf{X}_{k,j} \mathbf{X}_{k,g}^H = \mathbf{0}_{2 \times 2}, j, g \in \{1, 2\}, j \neq g$,即每一个子码本内任意 2 个码字间无重合的激活天线, $\mathbf{0}_{2 \times 2}$ 表示 2×2 的零矩阵; θ_1 为子码本之间的旋转角度,设置旋转角度 θ_1 是为了使子码本间的码字各列相互之间不会重叠,从而保证发射分集阶数为 2^[13]。

STBC-SM 的发送过程为:①在连续 2 个时隙内, $2m(m = \frac{1}{2} \text{lb}c + \text{lb}M)$,其中 m 为系统的频率谱效率, c 为总的码字数,即有效的天线组合数, M 为调制阶数)个比特符号进入系统发射端;② $2m$ 个比特符号被分成 2 个部分,首先根据前 $\text{lb}c$ 个比特符号从所有有效的天线组合 c 中选择一组天线激活,且 c

$= \left\lfloor \binom{N_t}{2} \right\rfloor_{2^p}$, 其中 $\binom{n}{k}$ 、 $\lfloor x \rfloor_{2^p}$ 分别表示从 n 中取 k 的组合数和小于等于 x 的最大整数, 且这个数是 2 的 p 次幂, p 为正整数, 最后的 $2\text{lb}M$ 个比特符号决定了对 $(x_1, x_2) \in \Omega_1$ 的选择, Ω_1 表示传统的 M-PSK/QAM 星座, x_1, x_2 以 Alamouti 码的形式构成了码字矩阵 $\mathbf{X}$, 由于发送 Alamouti 码时只需要激活 2 根发射天线, 因而 $\mathbf{X}$ 中仅有 2 列非零元素, 该非零元素的位置即为激活天线的索引号。

2 CR-STBC-SM 算法

针对 STBC-SM 方案中设计的码字数 c 较小的问题, 本文提出一种 CR-STBC-SM 算法, 通过引入星座图旋转的 Alamouti 码来扩展 STBC-SM 的码字数, 从而提高了系统的频谱效率。

2×2 维 Alamouti 空时码可表示为 $\mathbf{Q}(x_1, x_2) = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}$, $x_1, x_2 \in \Omega_1$ 。本文定义星座旋转的

Alamouti 码为 $\tilde{\mathbf{Q}}(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2) = \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 & x_2 \\ -x_2^* & \tilde{x}_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 e^{j\phi} & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* e^{-j\phi} \end{bmatrix}$, 其中 $\tilde{x}_1$ 选自 Ω_1 的旋转星座图

Ω_2 , 即 $\Omega_2 = e^{j\phi}\Omega_1$, $x_2 \in \Omega_1$, ϕ 为星座旋转角度。称 $\mathbf{Q}$ 和 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 为 2 个基矩阵, 令 $\mathbf{U} = \mathbf{Q} \cup \tilde{\mathbf{Q}}$, 其中 $\mathbf{U}$ 表示的是由 $\mathbf{Q}$ 和 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 组成的集合。以下将利用扩展的集合 $\mathbf{U}$ 来构造高速率的 STBC-SM 码本集合。

对于含 4 根天线的 MIMO 系统, 本方案有 2 个子码本 $\mathbf{X}_k, k \in \{1, 2\}$, 其设计如下

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1 &= \{ \{ \mathbf{X}_{1,1}, \mathbf{X}_{1,2} \}, \{ \tilde{\mathbf{X}}_{1,1}, \tilde{\mathbf{X}}_{1,2} \} \} = \\ &= \left\{ \left\{ \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & 0 & 0 \\ -x_2^* & x_1^* & 0 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 0 & x_1 & x_2 \\ 0 & 0 & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \right\}, \right. \\ &\quad \left. \left\{ \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 & x_2 & 0 & 0 \\ -x_2^* & \tilde{x}_1^* & 0 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 0 & \tilde{x}_1 & x_2 \\ 0 & 0 & -x_2^* & \tilde{x}_1^* \end{bmatrix} \right\} \right\}; \\ \mathbf{X}_2 &= \{ \{ \mathbf{X}_{2,1}, \mathbf{X}_{2,2} \}, \{ \tilde{\mathbf{X}}_{2,1}, \tilde{\mathbf{X}}_{2,2} \} \} = \\ &= \left\{ \left\{ \begin{bmatrix} 0 & x_1 & x_2 & 0 \\ 0 & -x_2^* & x_1^* & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} x_2 & 0 & 0 & x_1 \\ x_1^* & 0 & 0 & -x_2^* \end{bmatrix} \right\}, \right. \\ &\quad \left. \left\{ \begin{bmatrix} 0 & \tilde{x}_1 & x_2 & 0 \\ 0 & -x_2^* & \tilde{x}_1^* & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} x_2 & 0 & 0 & \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_1^* & 0 & 0 & -x_2^* \end{bmatrix} \right\} \right\} e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (3)$$

式中: θ_1 为子码本之间的旋转角度; $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2$ 这 2 个子

码本构成了 CR-STBC-SM 方案总的码本集合 $\mathbf{X} = \bigcup_{k=1}^2 \mathbf{X}_k$, 其中每一个子码本 $\mathbf{X}_k, k \in \{1, 2\}$ 含有 4 个码字 $\mathbf{X}_{k,j}, \tilde{\mathbf{X}}_{k,l}, j, l \in \{1, 2\}$ 。显然, 在同一个子码本中, 当 $j=l$ 时, 码字矩阵 $\mathbf{X}_{k,j}, \tilde{\mathbf{X}}_{k,l}$ 含有非零元素的 2 列位置相同, 即它们激活的发射天线相同, 但 $\mathbf{X}_{k,j}$ 和 $\tilde{\mathbf{X}}_{k,l}$ 分别由基矩阵 $\mathbf{Q}$ 和 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 构成。受到文献[12]的启发, 可以设计更多的空时矩阵来使得码字数得以扩展。基于此思想, 本文引入了基矩阵 $\tilde{\mathbf{Q}}, \tilde{\tilde{\mathbf{Q}}}$ 中的符号 $\tilde{x}_1$ 选自旋转的星座图。旋转角度 ϕ 的设置是为了保证在每个子码本内的码字相互之间不会重叠, 即在激活相同的发射天线时分别采用基矩阵 $\mathbf{Q}$ 和 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 构成的码字的误差矩阵的秩为 2, 从而保证获得的发射分集阶数为 2。对于 θ_1 和 ϕ 等参数的优化将在本文第 3 部分进行描述。

下面给出 CR-STBC-SM 算法中码字的一般设计方法。

(1) 对于具有任意 N_t 根发射天线的 MIMO 系统, 当采用的 STBC 为 Alamouti 码时, 需要从所有的发射天线中每次激活 2 根天线, 因此所有有效的天线组合数为 $c_1 = \left\lfloor \binom{N_t}{2} \right\rfloor_{2^p}$ 。

(2) CR-STBC-SM 总的码本集合为 $\mathbf{X} = \bigcup_{k=1}^n \mathbf{X}_k$, 其中 k 为子码本索引号, n 为子码本的总个数, $n = \lceil c_1/a \rceil, a = \lfloor N_t/2 \rfloor$ 。子码本 $\mathbf{X}_k, k \in \{1, \dots, n-1\}$ 中含有的码字数为 $2a$, 而最后一个子码本 $\mathbf{X}_n$ 中则含有 $2a' = 2(c_1 - a(n-1))$ 个码字。

(3) 所有的子码本 $\mathbf{X}_k, k \in \{1, \dots, n\}$ 均由 2 部分码字 (即 $\mathbf{X}_{k,j}$ 和 $\tilde{\mathbf{X}}_{k,l}$) 组合而成。对于前 $n-1$ 个子码本, $j, l \in \{1, \dots, a\}$, 而对于第 n 个子码本, $j, l \in \{1, \dots, a'\}$ 。在 $j=l$ 时码字矩阵 $\mathbf{X}_{k,j}, \tilde{\mathbf{X}}_{k,l}$ 中含有非零元素的 2 列位置相同, 即它们激活的发射天线相同, 但 $\mathbf{X}_{k,j}$ 和 $\tilde{\mathbf{X}}_{k,l}$ 分别由基矩阵 $\mathbf{Q}$ 和 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 构成。同时, 保证第 k 个子码本内的码字矩阵在前面的子码本内均未出现过。

通过上述过程可以设计出 CR-STBC-SM 的码本集合 $\mathbf{X}$, 可见 $\mathbf{X}$ 中总的码字数 $c = 2 \times \left\lfloor \binom{N_t}{2} \right\rfloor_{2^p}$ 。图 1 给出了 CR-STBC-SM 算法发射端的实现框图。首先 $2m$ 个比特符号进入发射端, 经过串并转换后, 根据前 $\text{lb}c_1$ 个比特符号从所有有效的天线组合中选择一组天线, 而后 $2\text{lb}M$ 个比特符号决定了对

$(x_1, x_2) \in \Omega_1$ 的选择, 最后的 1 个比特符号决定选中的 (x_1, x_2) 是以基矩阵 $\mathbf{Q}$ 还是 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 的形式构成码字矩阵, 即在本文中不仅 Alamouti 符号和激活的天线对均携带信息, 而且基矩阵也携带部分信息, 因此可以获得较文献[13]更高的频谱效率。

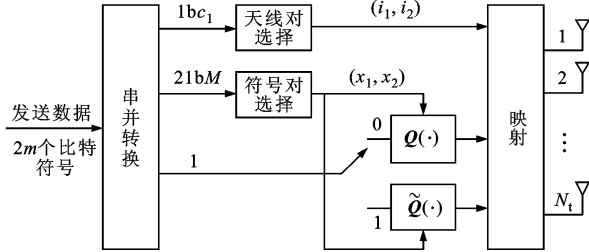


图1 CR-STBC-SM 算法发射端的实现框图

通过分析可知, 本文 CR-STBC-SM 算法的频谱效率为

$$m = \frac{1}{2} \text{lb}(cM^2) = \frac{1}{2} \text{lb}c + \text{lb}M \quad (4)$$

从式(4)可见, 系统的频谱效率 m 由 2 项构成: 前一项是对空间维度调制所提供的频谱效率; 后一项是对 Alamouti 块中的符号调制所提供的频谱效率。显然, 当符号调制的阶数 M 确定的时候, 其频谱效率 m 完全由码字数 c 所决定。文献[13]所提 STBC-SM 算法的码字数为 $c = \left\lfloor \binom{N_t}{2} \right\rfloor_{2^p}$, 而 CR-

STBC-SM 算法的码字数为 $c = 2 \times \left\lfloor \binom{N_t}{2} \right\rfloor_{2^p}$, STBC-SM 算法码字数仅为 CR-STBC-SM 算法的一半, 因此, CR-STBC-SM 算法可以获得更高的频谱效率。表 1 中对 STBC-SM、H-STBC-SM 和本文 CR-STBC-SM 算法中由空间维度调制所提供的频谱效率(即式(4)中的第一项)进行了比较。

表1 不同发射天线数下 3 种算法由空间维度调制所提供的频谱效率比较

N_t	频谱效率/ $\text{b} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1}$		
	STBC-SM	H-STBC-SM	CR-STBC-SM
3	0.5		1.0
4	1.0	1.5	1.5
5	1.5		2.0
6	1.5	2.0	2.0
7	2.0		2.5
8	2.0		2.5

从表 1 可以发现, CR-STBC-SM 比 STBC-SM 算法由空间维度调制所提供的频谱效率高 0.5 b/(s

· Hz), 在发射天线数为 4 和 6 时, CR-STBC-SM 与 H-STBC-SM 算法的频谱效率相同, 但 CR-STBC-SM 算法对于任意发射天线数都适应, 而非仅仅局限于 4、6 根发射天线。

3 CR-STBC-SM 系统的参数优化

本节通过优化旋转角度 ϕ 和 $\{\theta_k\}_{k=1}^{n-1}$ 来最大化 CR-STBC-SM 的编码增益(G_c), 同时保证发射分集阶数为 2。

在准静态瑞利衰落信道下空时码的主要设计准则为最大化任意 2 个码字 $\mathbf{S}$ 和 $\hat{\mathbf{S}}$ 之间的最小 G_c , 其中 $\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}} \in \mathbf{X}, \mathbf{S} \neq \hat{\mathbf{S}}, \mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}$ 由基矩阵 $\mathbf{Q}$ 或 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 构成。令误差矩阵 $\Delta = \mathbf{S} - \hat{\mathbf{S}}$, 则最小编码增益^[13]定义为

$$G_c = \min_{\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}} \det(\Delta \Delta^H) \quad (5)$$

假设 $\mathbf{S}$ 和 $\hat{\mathbf{S}}$ 所在的子码本索引号分别为 k 和 k' , 相应的激活天线索引号为 (i_1, i_2) 和 (j_1, j_2) , 且构成 $\mathbf{S}$ 和 $\hat{\mathbf{S}}$ 的符号分别为 x_i 和 $\hat{x}_i$ 。根据 (i_1, i_2) 和 (j_1, j_2) 之间、基矩阵 $\mathbf{Q}$ 和 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 之间的关系, 在计算 CR-STBC-SM 算法的 G_c 时可以具体分为如下几种情况进行讨论。

情况 1 在 $\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}$ 中激活的发射天线是不同的, 即 i_1, i_2, j_1, j_2 均不相同, 此时的编码增益为

$$G_{c1} = \min \det(\Delta \Delta^H) = \min(|x_1|^2 + |x_2|^2 + |\hat{x}_1|^2 + |\hat{x}_2|^2) \quad (6)$$

情况 2 在 $\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}$ 中, 只有一根激活天线是相同的, 具体又分为如下 2 种情况。

(1) $i_1 = j_1, i_2 \neq j_2$ 或 $i_1 \neq j_1, i_2 = j_2$, 进一步又可以分为如下 2 种情况: ① $\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}$ 均由基矩阵 $\mathbf{Q}$ 构成或均由 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 构成, 此时的编码增益为

$$G_{c2.1.1} = \min\{(|x_1 - \hat{x}_1 e^{j\varphi_{k,k'}}|^2 + |x_2|^2 + |\hat{x}_2|^2)(|x_2 - \hat{x}_2 e^{-j\varphi_{k,k'}}|^2 + |x_1|^2 + |\hat{x}_1|^2) - |x_2 \hat{x}_1 e^{j2\varphi_{k,k'}} + x_1 \hat{x}_2|^2\} \quad (7)$$

式中 $\varphi_{k,k'} = \theta_{k'} - \theta_k$; ② $\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}$ 分别由基矩阵 $\mathbf{Q}$ 和 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 构成, 此时的编码增益为

$$G_{c2.1.2} = \min\{(|x_1 - \hat{x}_1 e^{j(\phi + \varphi_{k,k'})}|^2 + |x_2|^2 + |\hat{x}_2|^2)(|x_2 - \hat{x}_2 e^{-j\varphi_{k,k'}}|^2 + |x_1|^2 + |\hat{x}_1|^2) - |x_2 \hat{x}_1 e^{j(\phi + 2\varphi_{k,k'})} + x_1 \hat{x}_2|^2\} \quad (8)$$

(2) $i_1 = j_2, i_2 \neq j_1$ 或 $i_1 \neq j_2, i_2 = j_1$, 进一步也可分为如下 3 种情况: ① $\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}$ 均由基矩阵 $\mathbf{Q}$ 构成, 此时的编码增益为

$$G_{c2.2.1} = \min\{(|x_2 - \hat{x}_1 e^{j\varphi_{k,k'}}|^2 + |x_1|^2 + |\hat{x}_2|^2)(|x_1 + \hat{x}_2 e^{-j\varphi_{k,k'}}|^2 + |x_2|^2 + |\hat{x}_1|^2) - |x_1 \hat{x}_1 - x_2 \hat{x}_2 e^{-j2\varphi_{k,k'}}|^2\} \quad (9)$$

② $\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}$ 均由基矩阵 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 构成,此时的编码增益为

$$G_{c2.2.2} = \min\{(|x_2 - \hat{x}_1 e^{j(\phi + \varphi_{k,k'})}|^2 + |x_1|^2 + | \hat{x}_2|^2)(|x_1 + \hat{x}_2 e^{-j(\phi + \varphi_{k,k'})}| + |x_2|^2 + | \hat{x}_1|^2) - |x_1 \hat{x}_1 - x_2 \hat{x}_2 e^{-j2(\phi + \varphi_{k,k'})}|^2\} \quad (10)$$

③ $\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}$ 分别由基矩阵 $\mathbf{Q}$ 和 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 构成,此时的编码增益为

$$G_{c2.2.3} = \min\{(|x_2 - \hat{x}_1 e^{j(\phi + \varphi_{k,k'})}|^2 + |x_1|^2 + | \hat{x}_2|^2)(|x_1 + \hat{x}_2 e^{-j\varphi_{k,k'}}| + |x_2|^2 + | \hat{x}_1|^2) - |x_1 \hat{x}_1 - x_2 \hat{x}_2 e^{-j2(\phi + \varphi_{k,k'})}|^2\} \quad (11)$$

情况 3 在 $\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}$ 中激活的发射天线是相同的,即 $i_1 = j_1, i_2 = j_2$,具体可以分为如下 2 种情况:

(1) $\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}$ 均由基矩阵 $\mathbf{Q}$ 或均由 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 构成,此时的编码增益为

$$G_{c3.1} = \min((|x_1 - \hat{x}_1|^2 + |x_2 - \hat{x}_2|^2)^2) \quad (12)$$

(2) $\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}$ 分别由基矩阵 $\mathbf{Q}$ 和 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 构成,此时的编码增益为

$$G_{c3.2} = \min((|x_1 - \hat{x}_1 e^{j\phi}|^2 + |x_2 - \hat{x}_2|^2)^2) \quad (13)$$

从以上式子可以发现,编码增益 G_c 不仅与 ϕ 、 $\{\theta_k\}_{k=1}^{n-1}$ 有关,同时也依赖于星座图 Ω_1 。综上所述,CR-STBC-SM 算法的编码增益可以表示为

$$G_c(\phi, \{\theta_k\}_{k=1}^{n-1}, \Omega_1) = \min(G_{c1}, G_{c2.1.1}, G_{c2.1.2}, G_{c2.2.1}, G_{c2.2.2}, G_{c2.2.3}, G_{c3.1}, G_{c3.2}) \quad (14)$$

因此,对于特定的星座 Ω_1 ,最优的旋转角度 ϕ 和 $\{\theta_k\}_{k=1}^{n-1}$ 可以表示为

$$(\hat{\phi}, \{\hat{\theta}_k\}_{k=1}^{n-1}) = \arg \max_{\phi, \{\theta_k\}_{k=1}^{n-1}} G_c(\phi, \{\theta_k\}_{k=1}^{n-1}, \Omega_1) \quad (15)$$

式中: $0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{2}, 0 \leq \theta_k \leq \pi$ 。对于 CR-STBC-SM 算法,由于其 G_c 的闭式解很难得到,因此这里按照式(14)、(15)利用计算机对其旋转角度做最优搜索。

表 2 中给出了发射天线数 N_t 从 3 增大到 6 时最优的 ϕ 、 $\{\theta_k\}_{k=1}^{n-1}$ 和相应的编码增益 G_c 。由于 $G_c > 0$,由空时编码的设计准则可知,CR-STBC-SM 获得的发射分集阶数为 2。由于引入了基矩阵 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 使得系统的码字数翻倍,因此系统的编码增益较文献[13]有所降低,但是码字数的增加有效地提高了系统的频谱效率。从下文的仿真结果可以看出,在相同的频谱效率下,本文较文献[13]的算法可以节约一定的发射天线数,同时获得了相近的 BER 性能,即相近的编码增益。

4 最大似然检测算法

对于有 c 个码字的 CR-STBC-SM 算法,当其调制阶数为 M 时,可以构成 cM^2 个不同的码字矩阵。CR-STBC-SM 算法进行 ML 译码时,需要对 cM^2 个码字矩阵进行搜索,其译码复杂度较高。与文献[13]类似,利用 Alamouti 码的正交性也可以将 CR-STBC-SM 的 ML 译码简化为一个线性过程。首先将式(1)简化为

$$\mathbf{y} = \rho^{1/2} \mathbf{H}_x \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \mathbf{n} \quad (16)$$

式中: $\mathbf{H}_x$ 是与发送的码字矩阵相对应的 $2N_r \times 2$ 维等价信道矩阵; $\mathbf{y}$ 和 $\mathbf{n}$ 分别表示 $2N_r \times 1$ 维的等价接收信号和噪声。

对于 $N_t = 4$,选择式(3)中的 8 个码字作为发送的码字,即式(16)含有 8 个等价的信道矩阵。式(17)给出了激活天线索引号为(1,2)、(2,3)时系统的等价信道矩阵,对于天线索引号为(3,4)、(4,1)时的等价信道矩阵则与式(17)相似

表 2 N_t 从 3 增大到 6 时最优的旋转角度和相应的编码增益

N_t	调制方式	$\theta_1 / (^{\circ})$	$\theta_2 / (^{\circ})$	$\theta_3 / (^{\circ})$	$\phi / (^{\circ})$	G_c / dB
3	BPSK	1.30			1.57	3.993 6
	QPSK	0.21			0.79	0.335 6
	8QAM	0.25			0.79	0.059 9
4	BPSK	0.61			1.57	2.856 2
	QPSK	0.21			0.79	0.335 6
	8QAM	0.21			0.79	0.059 9
5	BPSK	2.18	1.22	0.61	1.57	2.856 2
	QPSK	0.49	0.79	1.23	0.79	0.335 6
	8QAM	0.49	0.79	1.23	0.79	0.059 9
6	BPSK	0.52	2.62		1.57	2.114 9
	QPSK	0.52	2.62		0.79	0.335 6
	8QAM	0.52	2.62		0.79	0.059 9

$$\begin{aligned}
 \mathbf{H}_1 &= \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{1,2}^* & -h_{1,1}^* \\ h_{2,1} & h_{2,2} \\ h_{2,2}^* & -h_{2,1}^* \\ \vdots & \vdots \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} \\ h_{N_r,2}^* & -h_{N_r,1}^* \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} h_{1,1}\xi & h_{1,2} \\ h_{1,2}^*\xi & -h_{1,1}^* \\ h_{2,1}\xi & h_{2,2} \\ h_{2,2}^*\xi & -h_{2,1}^* \\ \vdots & \vdots \\ h_{N_r,1}\xi & h_{N_r,2} \\ h_{N_r,2}^*\xi & -h_{N_r,1}^* \end{bmatrix} \\
 \mathbf{H}_3 &= \begin{bmatrix} h_{1,2}\psi & h_{1,3}\psi \\ h_{1,3}^*\psi^* & -h_{1,2}^*\psi^* \\ h_{2,2}\psi & h_{2,3}\psi \\ h_{2,3}^*\psi^* & -h_{2,2}^*\psi^* \\ \vdots & \vdots \\ h_{N_r,2}\psi & h_{N_r,3}\psi \\ h_{N_r,3}^*\psi^* & -h_{N_r,2}^*\psi^* \end{bmatrix}; \\
 \mathbf{H}_4 &= \begin{bmatrix} h_{1,2}\xi\psi & h_{1,3}\psi \\ h_{1,3}^*\xi\psi^* & -h_{1,2}^*\psi^* \\ h_{2,2}\xi\psi & h_{2,3}\psi \\ h_{2,3}^*\xi\psi^* & -h_{2,2}^*\psi^* \\ \vdots & \vdots \\ h_{N_r,2}\xi\psi & h_{N_r,3}\psi \\ h_{N_r,3}^*\xi\psi^* & -h_{N_r,2}^*\psi^* \end{bmatrix} \quad (17)
 \end{aligned}$$

式中: $h_{i,j}$ 表示从第 j 根发射天线到第 i 根接收天线之间的信道系数; $\xi = e^{j\phi}$; $\psi = e^{j\theta_1}$ 。从上式可见, 尽管本文算法在构造码字矩阵的过程中引入了星座旋转的基矩阵 $\tilde{\mathbf{Q}}$, 但 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 依然保持了 Alamouti 码的正交结构, 这种正交结构使得本方案等效信道矩阵 $\mathbf{H}_x$ 的 2 列相互正交, 有效地避免了信道间干扰, 同时也将译码复杂度从 cM^2 降为 $2cM$ 。

5 仿真结果与分析

为了验证所提算法的有效性, 本节对 STBC-SM、H-STBC-SM 以及 CR-STBC-SM 算法的误比特 (BER) 性能进行了仿真, 并对仿真结果进行了分析。

仿真实验中不同方案的接收天线数均设为 1, 图 2 给出了在 QPSK 调制时, CR-STBC-SM、H-STBC-SM 和 STBC-SM 算法在码字数 c 分别为 4 和 16 时, 即频谱效率为 3 和 4 b/(s·Hz) 时的 BER 曲线。当频谱效率为 3 b/(s·Hz) 时, CR-STBC-SM 需要 3 根发射天线, 而 STBC-SM 需要 4 根发射天线; 当频谱效率为 4 b/(s·Hz) 时, CR-STBC-SM、H-STBC-SM 和 STBC-SM 则分别需要 5、6、8 根发射天线。由图 2 可以看出, 几种不同算法的

BER 曲线的斜率相同, 因而它们获得了相同的分集增益 $2N_r$ 。此外, 当频谱效率为 4 b/(s·Hz) 时, CR-STBC-SM 在节约 1 根发射天线的情况下, BER 性能仍然略好于 H-STBC-SM; 在 3 和 4 b/(s·Hz) 的频谱效率下, CR-STBC-SM 分别节省了 1 根和 3 根发射天线, 但是却能和 STBC-SM 获得非常相近的 BER 性能。

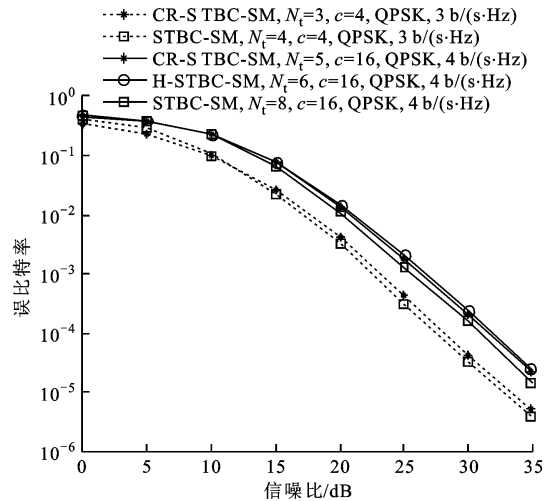


图 2 频谱效率为 3、4 b/(s·Hz) 时 3 种算法的 BER 性能比较

图 3 给出了 CR-STBC-SM、H-STBC-SM 和 STBC-SM 算法分别采用 BPSK 和 8QAM 调制方式下的 BER 曲线。由图 3 可见, 在码字数 $c=8$ 、频谱效率为 2.5 b/(s·Hz)、发射天线数均为 4 时, CR-STBC-SM 的 BER 性能与 H-STBC-SM 非常接近, 但是在 $c=16$ 、频谱效率为 5 b/(s·Hz)、发射天线数均为 6 时, CR-STBC-SM 获得了比 H-STBC-SM

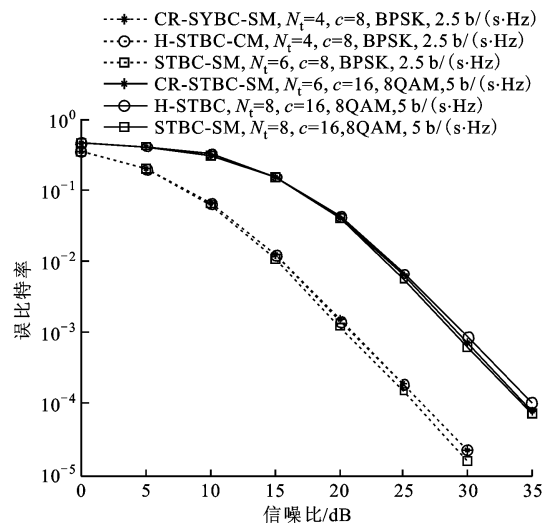


图 3 2 种调制方式下 3 种算法的 BER 性能比较

更好的性能。与 STBC-SM 相比,CR-STBC-SM 与其性能相近,但是在相同的频谱效率下,CR-STBC-SM 配置的发射天线数比 STBC-SM 少了 2 根,因此节约了硬件资源。

6 结 论

针对 STBC-SM 算法由空间维度调制所提供的频谱效率较低的问题,本文提出了一种新的改进算法 CR-STBC-SM,该算法通过引入星座旋转的 Alamouti 码来扩展码字数,使得系统的频谱效率得到了有效提高。同时,CR-STBC-SM 算法在接收端可以实现低复杂度 ML 译码。理论分析及仿真结果表明,相比于 STBC-SM,在相同频谱效率下,CR-STBC-SM 算法以很小的 BER 性能损失换来了发射天线数的节约。相比于 H-STBC-SM,本文算法在 4.5 b/(s · Hz)时获得了更好的 BER 性能,而且对于发射天线数没有严格的要求,因此灵活性更高。

参考文献:

[1] MEELEH R Y, HASS H, SINANOVIC S, et al. Spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(4): 2228-2241.

[2] MALEKI M, BAHRAMI H R, ALIZADEH A, et al. On the performance of spatial modulation: optimal constellation breakdown [J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(1): 144-157.

[3] PEPPAS K P, ZAMKOTSIAN M, LAZARAKIS F, et al. Unified error performance analysis of space shift keying modulation for MISO and MIMO systems under generalized fading [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2013, 2(6): 663-666.

[4] LIANG Han-Wen, CHANG R Y, CHUNG Wei-Ho, et al. Bi-space shift keying modulation for MIMO systems [J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(8): 1161-1164.

[5] GESBESRT D, SHAFI M, SHIU D S, et al. From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wire-less systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2003, 21(3): 281-302.

[6] CHEN H H, YEH Y C, GUIZANI M. Space-time complementary coding MIMO with joint spatial diversity and multiplex capability [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(8): 2950-2956.

[7] WANG Dongming, WANG Jianzhou, YOU Xiaohu, et al. Spectral efficiency of distributed MIMO systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(10): 2112-2127.

[8] RENZO M D, HASS H. Space shift keying (SSK-) MIMO over correlated Rician fading channels: performance analysis and a new method for transmit-diversity [J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(1): 116-129.

[9] 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.

[10] YANG Du, XU Chao, YANG Lieliang, et al. Transmit-diversity-assisted space-shift keying for allocated and distributed/cooperative MIMO elements [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(6): 2864-2869.

[11] 聂仲尔,王安国,曲倩倩,等. 一种采用坐标交织空时编码的空间调制方案 [J]. 计算机工程与应用, 2012, 48(20): 103-107.

NIE Zhong'er, WANG Anguo, QU Qianqian, et al. Coordinate interleaved space time coded spatial modulation scheme [J]. Journal of Computer Engineering and Application, 2012, 48(20): 103-107.

[12] SUGIURA S, CHEN S, 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.

[13] BASAR E, AYGOLU U, PANAYIRCI E, et al. Space-time block coded spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Communications 2011, 59(3): 823-832.

[14] LE M T, NGO V D, MAI H A, et al. High-rate space-time block coded spatial modulation [C]// Proceeding of IEEE International Conference on Advanced Technologies for Communications. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2012: 278-282.

(编辑 刘杨)