

双向中继系统中基于对角空时码的空间调制传输算法

李峰, 王磊, 陈志刚

(西安交通大学 电子与信息学院, 陕西 西安 710049)

摘要: 在双向中继系统中, 针对采用 SSK 传输不能获得发射分集且频谱效率较低的问题, 提出了一种对角空时码空间调制算法, 简称为 DSTC-SM。该算法在源节点处采用 DSTC-SM 码字发送信号, 在中继节点处配置单根天线对接收到的信号进行放大并将其转发至目的节点。DSTC-SM 码字的构造中以对角码作为基本码块, 并与空间调制 (SM) 技术相结合, 采用循环结构来激活不同的天线。此外, 通过对旋转角度的优化使该方案在即使只激活一根天线的情况下仍然可以获得发射分集增益。仿真结果表明, 所提的算法比现有的算法具有较好的误码性能。

关键词: 双向中继; 对角空时码; 空间调制; 发射分集

中图分类号: TN929.53

文献标识码: A

ce-time coded scheme for two-way relay system

LI Feng, WANG Lei, CHEN Zhi-gang

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

Abstract: In two-way relay system, focusing on the problem that using SSK transmission can not achieve the transmit diversity and has lower spectral efficiency, a diagonal space-time coded spatial modulation scheme called DSTC-SM scheme was proposed. In the DSTC-SM scheme, the source nodes transmit signals to the relay node by using the DSTC-SM codewords, and then the relay node equipped with one antenna amplifies the received signals and broadcasts them to the destination nodes. The proposed scheme uses the diagonal space-time codes as the core space-time block code (STBC) to construct the DSTC-SM codewords, and combines with SM technology to take advantage of the benefits of DSTC and SM. The antenna pairs activated in different codewords are moving cyclically along the total transmit antenna array. In addition, the rotation angles are further optimized to maximize the diversity and coding gains of the DSTC-SM codewords, so the proposed scheme can still obtain diversity gain even though only one transmit antenna is activated. Simulation results show that the proposed scheme outperforms the existing schemes.

Key words: two-way relay; diagonal space-time code; spatial modulation; transmit diversity

1 引言

协作中继技术不仅可以提高无线链路的传输速率及可靠性, 而且可以增大用户吞吐量, 扩展无线通信系统的覆盖范围, 近年来已经成为无线通信系统中的研究热点。然而, 当 2 个源节点之间需要交互信息时, 采用单向中继系统传输需要占用多个时隙, 这就带来了系统频谱效率的损失。为此,

Rankov 等人^[1]根据经典的三节点中继网络, 提出了一种双向中继传输方案, 这种方案能够明显提升系统的频谱效率。在双向中继系统中, 根据中继节点的处理方式不同, 可以采用放大转发 (AF)、解码转发 (DF)、估计转发 (EF) 或去噪转发 (DNF) 等多种中继转发方式。文献[2]在多天线双向中继系统中提出了联合源节点和中继节点的预编码设计方案, 充分地利用了 MIMO 技术和双向中

收稿日期: 2014-08-15; 修回日期: 2014-09-25

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (60902045)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (60902045)

继的优势，近一步提升了该系统的频谱效率。文献[3]针对具有多个中继节点的双向中继系统提出了分布式空时编码传输方案，该方案通过中继节点采用线性弥散码对接收到的信号进行编码来获得分集增益，然而该方案需要配置多个中继节点。文献[4]针对具有单中继两天线的双向中继系统，提出了级联 Alamouti 编码方案，可获得满分集，但是该方案在中继节点处需要配置 2 根天线。文献[5]在文献[4]的基础上将单中继系统扩展为多中继系统并针对该系统提出了分布式准正交空时分组码(QO-STBC)来获得发射分集，但其系统复杂度过高而且频谱效率较低。可以看到，为了获得发射分集，文献[3~5]都是在中继节点处采用空时编码的方法来传输信息，这样各个节点需要配置多个射频链路，因而占用了较多的硬件资源。因此，在双向中继系统中如何设计占用资源较少又能保证系统性能的传输方式更加具有实际意义。

作为一种新型的多天线传输技术，空间调制(SM)^[6,7]和空移键控调制(SSK)^[8]由于每次只激活一根天线来传输信息，它们可以在节约硬件资源的情况下获得比传统的 MIMO 技术更好的性能，因而在双向中继系统中采用 SM/SSK 技术传输信息显得更有必要。目前，在单向中继系统中对此研究较为充分，文献[9]将中继节点作为发射端的虚拟天线通过选择激活不同的中继节点来传输信息。文献[10,11]通过多个中继节点间的协作来实现空时移键控(STSK)，以获得发射分集，但这种单向中继传输方案系统结构复杂，而且频谱效率较低。文献[12]在 DF 中继系统中采用双跳空间调制(dual-hop SM)技术，可以获得比传统的 DF 系统更优的性能。文献[13]则在双跳 AF 中继系统中采用 SSK 调制，并推导出该系统平均误比特率的精确闭式解。目前，在双向中继系统中采用 SM/SSK 技术传输信息的方案研究较少，文献[14]在 DNF 中继系统中的所有节点处均采用 SSK 调制，然而，该方案需要在中继节点处配置多根天线并采用去噪映射的方法来完成信息的交互，系统复杂度较高。文献[15]在 AF 中继系统中采用 SSK 调制，并推导出该系统的平均误比特率近似闭式解。在上述方案中，只有文献[10,11]方案可以获得发射分集，但这 2 种方案仅适用于单向中继系统，系统频谱效率较低。而对于双向中继系统，现有的方案^[14,15]均不能获得发射分集。

针对双向中继系统采用 SSK/SM 时不能获得发射分集的问题，本文提出了一种新的双向中继传输方案，称为对角空时码空间调制(DSTC-SM)。该方案在源节点处通过发送对角空时码和相应的激活天线索引来传输信息比特，并通过中继节点来完成信息的放大转发(AF)。与现有的双向中继传输方案相比，本文提出的方案不仅可以提高频谱效率，获得发射分集，而且在每个源节点处只需配置一个射频链路，此外在中继节点处仅需要配置一根天线，因而可以节约硬件资源。

2 系统模型

考虑一个由 2 个源节点 S_1 、 S_2 与一个中继节点 R 组成的双向中继系统(如图 1 所示)。2 个源节点配置的天线数分别为 N_{S_1} 和 N_{S_2} 且均大于 2，在 2 个源节点处均采用对角空时码空间调制(DSTC-SM)方案传输信息，中继节点配置单根天线对接收到的信号进行放大转发处理。假设源节点 S_1 和 S_2 到中继节点 R 之间的信道增益分别为 $f_i(i=1, \dots, N_{S_1})$ 和 $g_l(l=1, \dots, N_{S_2})$ ，它们均是复高斯随机变量，其均值为 0，方差为 1。此外，在源节点处知道所有的信道状态信息。

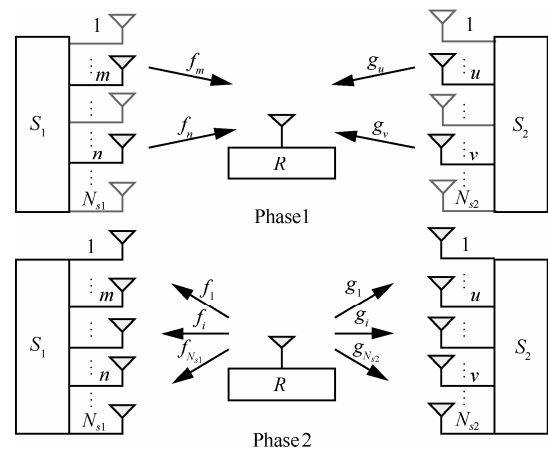


图 1 双向中继系统模型

在该双向中继系统中，源节点间的信息交换需要 2 个阶段来完成，每个阶段占用 2 个时隙。第一阶段，2 个源节点同时向中继节点发送信息，中继节点处接收到 2×1 的信号为

$$\mathbf{R} = \mathbf{X}_1 \mathbf{H}_1 + \mathbf{X}_2 \mathbf{H}_2 + \mathbf{N}_r \quad (1)$$

其中， \mathbf{X}_1 、 \mathbf{X}_2 分别为源节点 S_1 和 S_2 处的发射矩阵， $\mathbf{H}_1 = [f_1, \dots, f_{N_{S_1}}]^T$ ， $\mathbf{H}_2 = [g_1, \dots, g_{N_{S_2}}]^T$ 分别为源节点

S_1 和 S_2 与中继节点 R 之间的信道矩阵, N_r 为中继处的高斯噪声, 其均值为 0, 方差为 σ^2 。

以每个源节点具有 4 根天线为例, 说明 DSTC-SM 的传输过程。当 $N_{S_1} = N_{S_2} = 4$ 时, 源节点 S_1 发送的码字集合为

$$\begin{aligned} \mathcal{X}_{11} &= \left\{ \begin{pmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_2 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & a_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_2 & 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & 0 & a_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_2 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & a_1 \\ a_2 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \right\} \\ \mathcal{X}_{12} &= \left\{ \begin{pmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_2 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & a_1 & 0 & 0 \\ a_2 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & 0 & a_1 & 0 \\ 0 & a_2 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & a_1 \\ 0 & 0 & a_2 & 0 \end{pmatrix} \right\} e^{j\theta} \end{aligned} \quad (2)$$

源节点 S_2 发送的码字集合为

$$\begin{aligned} \mathcal{X}_{21} &= \left\{ \begin{pmatrix} b_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_2 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & b_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_2 & 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & 0 & b_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_2 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & b_1 \\ b_2 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \right\} \\ \mathcal{X}_{22} &= \left\{ \begin{pmatrix} b_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_2 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & b_1 & 0 & 0 \\ b_2 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & 0 & b_1 & 0 \\ 0 & b_2 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & b_1 \\ 0 & 0 & b_2 & 0 \end{pmatrix} \right\} e^{j\theta} \end{aligned} \quad (3)$$

其中, a_1, a_2, b_1, b_2 为构成对角空时码的符号, $\mathcal{X}_{11}, \mathcal{X}_{12}, \mathcal{X}_{21}, \mathcal{X}_{22} \in \mathcal{X}$ 为 DSTC-SM 的子码本, 每个 2×4 的矩阵为一个 DSTC-SM 码字, 在每个码字中都包含有一个对角空时码块。在发送的第一阶段, 每个节点在上述 8 个码字中根据要传输的比特信息选择一个码字进行发送, 可以看出, 每个时刻 4 根天线中只有一根被激活用以传输信号。因此, 式(1)可以等效为

$$\begin{aligned} r_1 &= f_m a_1 + g_u b_1 + n_1 \\ r_2 &= f_n a_2 + g_v b_2 + n_2 \end{aligned} \quad (4)$$

其中, r_t 为中继节点第 t 个 ($t=1,2$) 时隙接收到的信号, a_1, a_2 分别为源节点 S_1 在第 1 时隙激活第 m 根和第 2 时隙激活第 n 根天线发送的信号, b_1, b_2 分别为源节点 S_2 在第 1 时隙激活第 u 根和第 2 时隙激活第 v 根天线发送的信号, n_t 为中继节点处第 t 个 ($t=1,2$) 时隙的高斯噪声, 其均值为 0, 方差为 σ^2 。

第二阶段, 中继节点对接收到的信号进行放大后转发至源节点。源节点 S_1 和 S_2 处收到的信号分别为

$$Y_1 = \beta R H_1^T + N_1 \quad (5a)$$

$$Y_2 = \beta R H_2^T + N_2 \quad (5b)$$

其中, β 为中继节点处的功率放大因子, 用来对中继节点处的发射功率进行归一化, 即 $\beta^2 = \frac{1}{(2 + \sigma^2)}$ 。

N_1, N_2 分别为源节点 S_1 和 S_2 处的高斯噪声, 其均

值为 0, 方差为 σ^2 。

源节点 S_1 和 S_2 根据已知的信道状态信息消除自身发射信号后得到的有用信号分别为

$$\tilde{Y}_1 = X_2 \beta H_2 H_1^T + \beta N_r H_1^T + N_1 \quad (6a)$$

$$\tilde{Y}_2 = X_1 \beta H_1 H_2^T + \beta N_r H_2^T + N_2 \quad (6b)$$

其中, $\beta H_2 H_1^T$ 和 $\beta H_1 H_2^T$ 为等效信道矩阵, $\beta N_r H_1^T + N_1$ 和 $\beta N_r H_2^T + N_2$ 为等效噪声。因此, 当源节点已知信道状态信息时在每个源节点处可以采用最大似然解码来检测出对方节点的发送信息

$$\hat{X}_1 = \arg \min_{x_1} \|\tilde{Y}_2 - X_1 \beta H_1 H_2^T\|^2 \quad (7a)$$

$$\hat{X}_2 = \arg \min_{x_2} \|\tilde{Y}_1 - X_2 \beta H_2 H_1^T\|^2 \quad (7b)$$

3 DSTC-SM 码字设计

DSTC-SM 是以对角空时码作为基本码块与 SM 相结合来构造的。首先, 为了保证对角空时码本身为满秩的, 先对构成对角空时码的符号向量进行预处理, 再将该符号向量对角化, 构成对角码块。随后, 将对角空时码作为基矩阵, 将对角空时码与空间调制相结合, 沿着天线阵列采用循环结构来构造 DSTC-SM 码字, 即天线阵列中的各个天线以循环激活的方式来发送对角码块。最后, 为了使 DSTC-SM 获得发射分集, 对预处理矩阵 Θ 中的角度变量 φ 以及 DSTC-SM 子码本之间的旋转角度 θ 进行优化, 使构造出的 DSTC-SM 码字达到最大分集增益和编码增益。DSTC-SM 具体的设计过程如下。

首先对符号向量 $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$ 进行预处理, 得到一个新的符号向量

$$\mathbf{c} = \Theta \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 + x_2 e^{j\varphi} \\ x_1 - x_2 e^{j\varphi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中, $\Theta = T \times \text{diag}\{1, e^{j\varphi}\}$ 为处理矩阵, $T = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$ 为 Hadamard 矩阵, φ 为角度变量, x_1, x_2 为选自 M -PSK/QAM 星座图 Ω 的调制符号。随后, 利用向量 $\mathbf{c} = [c_1 \ c_2]^T$ 来构造对角空时码块

$$\mathbf{C}(c_1, c_2) = \begin{bmatrix} c_1 & 0 \\ 0 & c_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

将 \mathbf{C} 称为基矩阵, 并利用 \mathbf{C} 来构造 DSTC-SM

码本。例如, 当天线数目 $N_t=4$ 时, 可以构造出如下所示的 DSTC-SM 码本集合

$$\begin{aligned} \mathcal{X}_1 &= \left\{ \begin{pmatrix} c_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_2 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & c_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_2 & 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & 0 & c_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_2 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & c_1 \\ c_2 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \right\} \\ \mathcal{X}_2 &= \left\{ \begin{pmatrix} c_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_2 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & c_1 & 0 & 0 \\ c_2 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & 0 & c_1 & 0 \\ 0 & c_2 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & c_1 \\ 0 & 0 & c_2 & 0 \end{pmatrix} \right\} e^{j\theta_k} \end{aligned} \quad (10)$$

该码本集合中含有 2 个子码本 $\mathcal{X}_k, (k=1,2)$, 每个子码本含有 4 个码字 $\mathbf{C}_{kl}, (l=1,2,3,4)$, 码字矩阵中非零元素列的位置为相应的激活天线索引, 该天线索引是沿着天线阵列循环激活而得到的。通过优化角度 φ 以及子码本之间的旋转角度 θ_l 使 DSTC-SM 码字达到最大分集增益和编码增益。

下面介绍当发射天线 N_t 为任意值时 DSTC-SM 码本构造的一般方法。当发射天线数为 N_t 时, 定义 $2 \times N_t$ 发射矩阵 \mathbf{C}_k

$$\mathbf{C}_k = \begin{bmatrix} c_1 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & c_2 & \dots & 0 \\ & & & & & \vdots \\ & & & & & 1 \\ & & & & & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中, $1 \leq k \leq N_t - 1, c_1, c_2$ 为来自基矩阵 \mathbf{C} 的符号。发射矩阵 \mathbf{C}_k 通过与 $N_t \times N_t$ 右移位矩阵

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 1 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

相乘来构造含有 N_t 个 DSTC-SM 码字的子码本

$$\mathcal{X}_k = \left\{ \mathbf{C}_k \mathbf{G}^{l-1} e^{j\theta_k} \right\}_{l=1}^{N_t} = \left\{ \mathbf{C}_{k,l} \right\}_{l=1}^{N_t} \quad (13)$$

其中, $\mathbf{G}^0 = \mathbf{I}_{N_t}, \mathbf{C}_{kl} = \mathbf{C}_k \mathbf{G}^{l-1} e^{j\theta_k}, l=1, \dots, N_t$ 为第 k 个子码本 \mathcal{X}_k 中的第 l 个 DSTC-SM 码字, θ_k 为子码本之间的旋转角度。当 N_t 为奇数时, DSTC-SM 码本由 $N_t - 1$ 个子码本构成, 即 $\mathcal{X}_{\text{odd}} = \bigcup_{k=1}^{N_t-1} \mathcal{X}_k$, 在码本 \mathcal{X}_{odd} 中共含有 $N_t(N_t - 1)$ 个 DSTC-SM 码字。当 N_t 为偶数时, DSTC-SM 码本由 $N_t - 2$ 个子码本构成,

即 $\mathcal{X}_{\text{even}} = \bigcup_{k=1}^{\frac{N_t-1}{2}} \mathcal{X}_k + \bigcup_{k=\frac{N_t+1}{2}}^{\frac{N_t-1}{2}} \mathcal{X}_k$, 在码本 $\mathcal{X}_{\text{even}}$ 中共含有

$N_t(N_t - 2)$ 个 DSTC-SM 码字。每个子码本中的码字所对应的激活天线索引, 是沿着天线阵列循环激活而得到的, 采用这样的方式可以扩充码字的个数。被激活的天线索引组合为 (i_1, i_2) , 其中,

$i_2 = (i_1 + k)_{N_t}, 1 \leq i_1 \leq N_t, (i_1 + k)_{N_t}$ 表示 $(i_1 + k)$ 对 N_t 取模, 当 $(i_1 + k)_{N_t} = 0$ 时, $(i_1 + k)_{N_t}$ 的值为 N_t 。上述过程即为 DSTC-SM 码本构造的一般方法。

4 DSTC-SM 最优化

本节将通过角度 φ 和 $\{\theta_k\}_{k=1}^{N_t-2}, N_t$ 为奇数, 或 $\{\theta_k\}_{k=1}^{N_t-3}, N_t$ 为偶数进行优化使 DSTC-SM 码字达到最大编码增益。称 DSTC-SM 子码本 \mathcal{X}_k 中的第 l 个码字 $\mathbf{C}_{kl}(c_1, c_2)$ 为发射矩阵, 不同的激活天线对 (i_1, i_2) 和 (j_1, j_2) 分别对应于不同的发射矩阵 $\mathbf{C}_{kl}(c_1, c_2)$ 和 $\mathbf{C}_{k'l'}(\hat{c}_1, \hat{c}_2)$ 。空时码的主要设计准则是最大化任意 2 个码字 $\mathbf{C}_{kl}(c_1, c_2)$ 和 $\mathbf{C}_{k'l'}(\hat{c}_1, \hat{c}_2)$ 之间的最小编码增益 CG 。令码字误差矩阵为 $\Delta = \mathbf{C}_{kl}(c_1, c_2) - \mathbf{C}_{k'l'}(\hat{c}_1, \hat{c}_2)$, 则最小编码增益定义为

$$CG = \min_{\mathbf{C}_{kl}(c_1, c_2) \neq \mathbf{C}_{k'l'}(\hat{c}_1, \hat{c}_2)} \det(\Delta \Delta^H) \quad (14)$$

在计算 CG 时, 根据激活天线对 (i_1, i_2) 和 (j_1, j_2) 之间的关系可分为如下几种情况进行讨论。

情况 1 在 $\mathbf{C}_{kl}(c_1, c_2)$ 和 $\mathbf{C}_{k'l'}(\hat{c}_1, \hat{c}_2)$ 中激活的天线是不同的, 即 i_1, i_2, j_1, j_2 均不相同, 此时编码增益记为 CG_1

$$\begin{aligned} CG_1 &= \min_{\text{Case 1}} \det(\Delta \Delta^H) \\ &= \min_{\text{Case 1}} \{(|c_1|^2 + |\hat{c}_1|^2)(|c_2|^2 + |\hat{c}_2|^2)\} \end{aligned} \quad (15)$$

情况 2 在 $\mathbf{C}_{kl}(c_1, c_2)$ 和 $\mathbf{C}_{k'l'}(\hat{c}_1, \hat{c}_2)$ 中只有 1 根激活天线相同, 可分为如下几种情况。

情况 2.1 $i_1 = j_1, i_2 \neq j_2$ 或者 $i_1 \neq j_1, i_2 = j_2$, 情况 2.1 存在于 $k \neq k'$ 时, 即 $\mathbf{C}_{kl}(c_1, c_2)$ 和 $\mathbf{C}_{k'l'}(\hat{c}_1, \hat{c}_2)$ 分别来自不同子码本。

情况 2.1.1 $i_1 = j_1, i_2 \neq j_2$, 此时编码增益记为 $CG_{2.1.1}$ 。

$$\begin{aligned} CG_{2.1.1} &= \min_{\text{Case 2.1.1}} \det(\Delta \Delta^H) \\ &= \min_{\text{Case 2.1.1}} \{(|c_1 e^{j\theta_k} - \hat{c}_1 e^{j\theta_{k'}}|^2)(|c_2|^2 + |\hat{c}_2|^2)\} \end{aligned} \quad (16)$$

情况 2.1.2 $i_1 \neq j_1, i_2 = j_2$, 此时编码增益记为 $CG_{2.1.2}$ 。

$$\begin{aligned} CG_{2.1.2} &= \min_{\text{Case 2.1.2}} \det(\Delta \Delta^H) \\ &= \min_{\text{Case 2.1.2}} \{(|c_2 e^{j\theta_k} - \hat{c}_2 e^{j\theta_{k'}}|^2)(|c_1|^2 + |\hat{c}_1|^2)\} \end{aligned} \quad (17)$$

情况 2.2 $i_1 = j_2, i_2 \neq j_1$ 或者 $i_1 \neq j_2, i_2 = j_1$, 情况 2.2 存在于任意码本组合 (k, k') , 即 $\mathbf{C}_{kl}(c_1, c_2)$ 和

$C_{k'Y}(\hat{c}_1, \hat{c}_2)$ 分别来自任意子码本。

情况 2.2.1 $i_1 = j_2, i_2 \neq j_1$, 此时编码增益记为 $CG_{2.2.1}$ 。

$$CG_{2.2.1} = \min_{\text{Case 2.2.1}} \det(\Delta\Delta^H) = \min_{\text{Case 2.2.1}} \{(|c_1|^2 + |\hat{c}_1|^2)(|c_2|^2 + |\hat{c}_2|^2) - |c_1\hat{c}_2|^2\} \quad (18)$$

情况 2.2.2 $i_1 \neq j_2, i_2 = j_1$, 此时编码增益记为 $CG_{2.2.2}$ 。

$$CG_{2.2.2} = \min_{\text{Case 2.2.2}} \det(\Delta\Delta^H) = \min_{\text{Case 2.2.2}} \{(|c_1|^2 + |\hat{c}_1|^2)(|c_2|^2 + |\hat{c}_2|^2) - |\hat{c}_1c_2|^2\} \quad (19)$$

情况 3 在 $C_{kl}(c_1, c_2)$ 和 $C_{k'Y}(\hat{c}_1, \hat{c}_2)$ 中激活天线相同, 可分为如下 2 种情况。

情况 3.1 $i_1 = j_1, i_2 = j_2$, 情况 3.1 存在于 $k = k'$ 时, 即 $C_{kl}(c_1, c_2)$ 和 $C_{k'Y}(\hat{c}_1, \hat{c}_2)$ 分别来自同一子码本。此时编码增益记为 $CG_{3.1}$ 。

$$CG_{3.1} = \min_{\text{Case 3.1}} \det(\Delta\Delta^H) = \min_{\text{Case 3.1}} \{(|c_1 - \hat{c}_1|^2)(|c_2 - \hat{c}_2|^2)\} \quad (20)$$

情况 3.2 $i_1 = j_2, i_2 = j_1$, 情况 3.2 存在于 $k \neq k'$ 时, 即 $C_{kl}(c_1, c_2)$ 和 $C_{k'Y}(\hat{c}_1, \hat{c}_2)$ 分别来自不同子码本。此时编码增益记为 $CG_{3.2}$ 。

$$CG_{3.2} = \min_{\text{Case 3.2}} \det(\Delta\Delta^H) = \min_{\text{Case 3.2}} \{(|c_1|^2 + |\hat{c}_1|^2) \cdot (|c_2|^2 + |\hat{c}_2|^2) - |c_1\hat{c}_2^*e^{j\phi_{k,k'}} + \hat{c}_1c_2^*e^{-j\phi_{k,k'}}|^2\} \quad (21)$$

其中, $\phi_{k,k'} = \theta_k - \theta_{k'}$ 。

由以上几种情况可以发现, 编码增益 CG 不仅与角度 φ , $\{\theta_k\}_{k=1}^{N_t-2}$ (或者 $\{\theta_k\}_{k=1}^{N_t-3}$) 有关, 同时也依赖于信号星座图 Ω 。综上所述, DSTC-SM 码字的编码增益可以表示为

$$CG = (\varphi, \{\theta_k\}_{k=1}^{N_t-2} \text{ or } \{\theta_k\}_{k=1}^{N_t-3}, \Omega) = \min(CG_1, CG_{2.1.1}, CG_{2.1.2}, CG_{2.2.1}, CG_{2.2.2}, CG_{3.1}, CG_{3.2}) \quad (22)$$

因此, 对于给定的星座图 Ω , 最优的角度 φ 和 $\{\theta_k\}_{k=1}^{N_t-2}$ (或者 $\{\theta_k\}_{k=1}^{N_t-3}$) 可以表示为

$$(\hat{\varphi}, \{\hat{\theta}_k\}_{k=1}^{N_t-2} \text{ or } \{\hat{\theta}_k\}_{k=1}^{N_t-3}) = \arg \max_{\varphi, \{\theta_k\}_{k=1}^{N_t-2} \text{ or } \{\theta_k\}_{k=1}^{N_t-3}} CG(\varphi, \{\theta_k\}_{k=1}^{N_t-2} \text{ or } \{\theta_k\}_{k=1}^{N_t-3}, \Omega) \quad (23)$$

其中, $0 \leq \varphi \leq \pi$, $0 \leq \theta_k \leq 2\pi$ 。由于 DSTC-SM 的编码增益 CG 的闭式解很难得到, 这里利用计算机对其旋转角度进行最优搜索。

表 1 中给出了发射天线数目 N_t 从 3 增大至 6 时最优的旋转角度 φ 和 $\{\theta_k\}_{k=1}^{N_t-2}$, N_t 为奇数或 $\{\theta_k\}_{k=1}^{N_t-3}$, N_t 为偶数以及相应的编码增益 CG 。

5 性能分析

本节分别求出了在直传链路中与双向中继系统中采用 DSTC-SM 方案的系统频谱效率, 并与其他 2 种方案所获得的频谱效率进行了比较, 通过比较可看出采用 DSTC-SM 方案时的频谱效率均高于其他方案。此外, 还对 DSTC-SM 方案中的码字性

表 1 N_t 从 3 增大至 6 时最优的旋转角度和编码增益

N_t	M-PSK/QAM	θ_1	θ_2	θ_3	φ	CG
3	BPSK	1.1	—	—	0.87	1.28
	QPSK	2.75	—	—	2.36	0.15
	8-QAM	1.45	—	—	2.44	0.006 7
4	BPSK	1.1	—	—	0.87	1.28
	QPSK	2.75	—	—	2.36	0.15
	8-QAM	1.45	—	—	2.44	0.006 7
5	BPSK	2.36	1.58	0.8	2.2	0.755 9
	QPSK	0.94	1.26	0.32	2.06	0.042 2
	8-QAM	1.17	2.34	3.51	1.45	0.002
6	BPSK	2.36	1.58	0.8	2.2	0.755 9
	QPSK	0.94	1.26	0.32	2.06	0.042 2
	8-QAM	1.17	2.34	3.51	1.45	0.002

能进行了分析，通过分析可知在双向中继系统中采用 DSTC-SM 方案可以获得发射分集。

5.1 频谱效率比较

在直传链路中，发送 DSTC-SM 码字时的信息比特可分为 2 部分。一部分用于从码本 χ 中选择码字 C_{kl} (即选择不同的激活天线)；另一部分用于确定发送符号对 (c_1, c_2) 。由于符号对 (c_1, c_2) 是由符号对 (x_1, x_2) 经过线性处理后得到的，2 个符号对之间是一一对应的关系，所以 2 个符号对所携带的信息比特数是相同的。当 x_1, x_2 选自 M -PSK/QAM 星座图时，在直传链路中发送 DSTC-SM 码字的频谱效率为

$$m = \frac{1}{2} \text{lb}c + \text{lb}M \quad (24)$$

其中，前面乘以 $\frac{1}{2}$ 是因为 DSTC-SM 码字是占用了 2 个符号周期传输， c 为 DSTC-SM 码字的个数，当发射天线数 N_t 为奇数时， $c = \lfloor N_t(N_t - 1) \rfloor_{2^p}$ ，当 N_t 为偶数时， $c = \lfloor N_t(N_t - 2) \rfloor_{2^p}$ 。而在直传链路中文献[6]

方案中提出的空时分组码空间调制 (STBC-SM) 方案的码字个数为 $c = \left\lfloor \binom{N_t}{2} \right\rfloor_{2^p}$ 大约是 DSTC-SM 码字数的一半。因此，在直传链路中采用相同发射天线数与调制方式时，DSTC-SM 方案可以得到比 STBC-SM 方案更高的频谱效率。 $\binom{n}{k}$ 、 $\lfloor x \rfloor$ 分别表示从 n 个不同元素中取出 k 个元素的组合数，小于等于 x 的最大整数。 $\lfloor x \rfloor_{2^p}$ 表示小于等于 x 的最大整数，且这个整数是 2 的 p 次幂， p 为正整数。

表 2 中对直传链路中 STBC-SM 方案和 DSTC-SM 方案中由空间维度调制提供的频谱效率 (即 $\frac{1}{2} \text{lb}c$) 进行了比较。从表 2 中可以看出，采用相同的天线数目时 DSTC-SM 方案中由空间维度调制提供的频谱效率均比 STBC-SM 方案高出 0.5bit/s/Hz。

表 2 2 种算法中采用不同天线数目进行空间调制时所提供的频谱效率比较

N_t	STBC-SM	DSTC-SM
3	0.5	1
4	1	1.5
5	1.5	2
6	1.5	2
7	2	2.5
8	2	2.5

在双向中继系统中，采用 DSTC-SM 方案传输信息时，系统的频谱效率为

$$m = \frac{1}{4} \text{lb}c + \frac{1}{2} \text{lb}M \quad (25)$$

而采用 SSK-TW 方案^[15]传输信息时，系统的频谱效率为

$$m = \frac{1}{2} \text{lb} \lfloor N_t \rfloor_{2^p} \quad (26)$$

表 3 对双向中继系统中采用 DSTC-SM 方案和 SSK-TW 方案的频谱效率进行了比较。从表 3 中可以看出，在采用相同的天线数目情况下，DSTC-SM 方案采用 BPSK 调制时的频谱效率要比 SSK-TW 方案的频谱效率高出 0.25 bit/(s·Hz)，而且 DSTC-SM 方案不受天线数目的限制。相比之下，采用 SSK 传输时发射天线的数目必须为 2 的整数幂。

表 3 双向中继系统中 SSK-TW 与 DSTC-SM 频谱效率比较

N_t	SSK-TW	DSTC-SM
3	—	1
4	1	1.25
5	—	1.5
6	—	1.5
7	—	1.75
8	1.5	1.75

5.2 分集性能

在上一节中，对 DSTC-SM 码字中的旋转角度进行了优化，使 DSTC-SM 码字的编码增益 $CG > 0$ 且取得最大值。由空时编码的秩与行列式准则可知：当编码增益 $CG > 0$ 时，DSTC-SM 码字对的误差矩阵满秩，因而 DSTC-SM 码字可以获得满分集。由于本文设计的 DSTC-SM 码字是 $2 \times N_t$ 的矩阵，所以 DSTC-SM 码字获得的分集阶数为 2。从式(6)中可以看出，在等效信道模型中得到的发射矩阵 $X_i, i=1, 2$ ，仍然是 DSTC-SM 码字。由此可以得知在双向中继系统中采用 DSTC-SM 方案可以获得发射分集，分集阶数为 2。

6 仿真结果

为了验证所提算法的有效性，本节将 SSK-TW 算法、分布式级联 Alamouti 码 (简称为 C-Alamouti)^[4] 以及本文提出的 DSTC-SM 算法进行了仿真，给出

了仿真结果并对其进行了分析。

图 2 给出了双向中继系统中 DSTC-SM 与 SSK-TW 2 种算法在相同频谱效率下采用不同发射天线时的误比特率性能曲线。由图 2 可见, 在频谱效率为 2 bit/(s·Hz)、2.5 bit/(s·Hz) 时, DSTC-SM 方案的性能均优于 SSK-TW 方案。在频谱效率为 2 bit/(s·Hz), 误比特率为 10^{-4} 时, DSTC-SM 方案的性能比 SSK-TW 提高了 15 dB 左右。这是由于 DSTC-SM 方案能够获得发射分集增益, 而 SSK-TW 方案不能获得发射分集所致。此外, 可以看出在传输相同比特信息时 DSTC-SM 方案比 SSK-TW 方案需要使用更少的发射天线。因而 DSTC-SM 方案更加节省硬件资源。

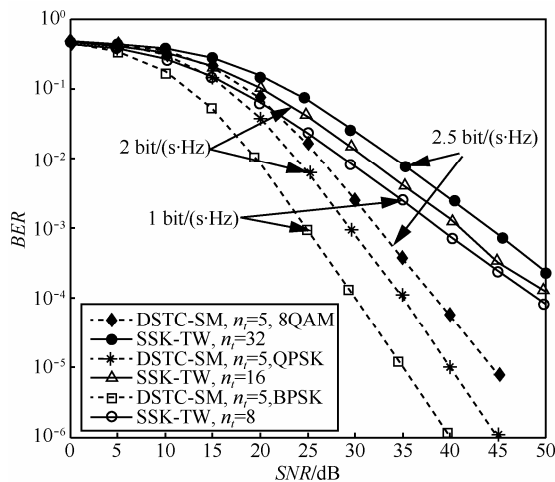


图 2 频谱效率为 1 bit/(s·Hz)、2 bit/(s·Hz)、2.5 bit/(s·Hz) 时, DSTC-SM 与 SSK-TW 的 BER 性能比较

图 3 给出了双向中继系统中, 中继节点处天线数为 2 时, DSTC-SM 方案与 C-Alamouti 方案在频谱效率分别为 2 bit/(s·Hz)、3 bit/(s·Hz) 时的误比特率性能曲线。

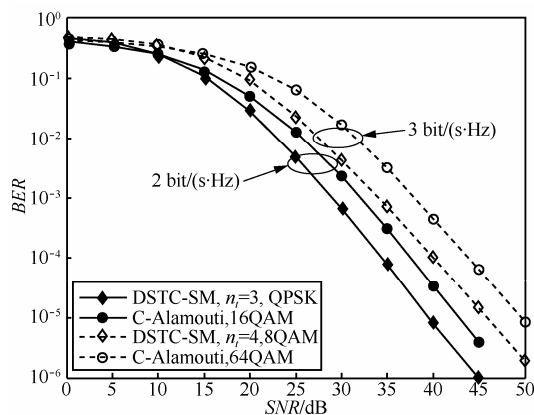


图 3 频谱效率为 2 bit/(s·Hz)、3 bit/(s·Hz) 时, DSTC-SM 与 C-Alamouti 的 BER 性能比较

由图 3 可见, 在频谱效率相同时, DSTC-SM 方案与 C-Alamouti 方案的误比特率曲线斜率一致, 这是因为它们所获得的分集阶数相同。而在相同的频谱效率下, DSTC-SM 方案具有比 C-Alamouti 方案更好的误比特率性能。这是因为 DSTC-SM 方案可以以较低的调制阶数获得和 C-Alamouti 方案相同的频谱效率。

7 结束语

本文针对双向中继系统中源节点采用 SSK 调制不能获得发射分集且频谱效率较低的问题, 提出了 DSTC-SM 算法。该算法将对角空时码与空间调制相结合, 通过优化码字之间的旋转角度使得该方案在即使只激活一根天线的情况下仍然可以获得分集增益, 并利用循环结构来扩展码字个数以提高频谱效率。因此, 本文算法不仅可以提高系统的频谱效率, 获得发射分集, 而且可以节约资源开销。理论分析及仿真结果表明, 在双向中继系统中, 中继节点具有单天线的条件下, DSTC-SM 比 SSK-TW 算法的误比特率性能提高了 15 dB 左右。在中继节点具有 2 根天线的条件下, DSTC-SM 算法可以获得与 C-Alamouti 算法相同的发射分集且误比特率性能比 C-Alamouti 算法提高了 3 dB 左右。

参考文献:

- [1] RANKOV B, WITTNEBEN A. Spectral efficient protocols for half-duplex fading relay channels[J]. IEEE J Sel Areas Commun, 2007, 25(2):379-389.
- [2] WANG R, TAO M X. Joint source and relay precoding designs for MIMO two-way relaying based on MSE criterion[J]. IEEE Trans Signal Proc, 2012, 60(3): 1352-1365
- [3] CUI T, GAO F F, HO T. Distributed space-time coding for two-way wireless relay networks[J]. IEEE Trans Signal Proc, 2009, 57(2): 658-671.
- [4] GONG F K, ZHANG J K, GE J H. Distributed concatenated alamouti codes for two-way relaying networks[J]. IEEE Wire Commun, 2012, 1(3): 197-200.
- [5] GONG F K, ZHANG J K, GE J H. Novel distributed quasi-orthogonal space-time block codes for two-way two-antenna relay networks[J]. IEEE Wire Commun, 2013, 12(9): 4338-4349.
- [6] BASAR E, ÜMIT A, ERDAL PANAYRC. Space-time block coded spatial modulation[J]. IEEE Trans Commun, 2011, 59(3): 823-832.
- [7] LI X F, WANG L. High rate space-time block coded spatial modulation with cyclic structure[J]. IEEE Commun Lett, 2014, 18(4): 532-535.
- [8] JEGANATHAN J, GHRAÏEBA, SZCZECINSKI L. Generalized

- space shift keying modulation for MIMO channels[A]. Proc IEEE Symp Pers, Indoor and Mobile Radio Commun[C]. French Riviera, France, 2008. 1-5.
- [9] YANG Y, AISSA S. Information-guided transmission in decode-and-forward relaying systems: spatial exploitation and throughput enhancement[J]. IEEE Trans Wirel Commun, 2011, 10(7): 341-2351.
- [10] SUGIURA S, CHENG SHENG, HAAS H. Coherent versus non-coherent decode-and-forward relaying aided cooperative space-time shift keying[J]. IEEE Trans Commun, 2011, 59(6): 1707-1719.
- [11] YANG D, XU C, YANG L L. Transmit-diversity-assisted space-shift keying for colocated and distributed/cooperative MIMO elements[J]. IEEE Trans Veh Tech, 2011, 60(6): 2864-2869.
- [12] NIKOLA S, SINAN S, MARCO R I. Dual-hop spatial modulation (Dh-SM)[A]. Proc IEEE Spring Vehicular Techn Conf[C].Budapest, 2011.1-5.
- [13] RAED M, SALAMA I. Performance analysis of space shift keying (SSK) modulation with multiple cooperative relays[J]. EURASIP J Adv Signal Process 2012,(4):1-10.
- [14] XIE X Q, ZHAO Z Y, PENG M G. Spatial modulation in two way network coded channels: Performance and mapping optimization[A]. Proc IEEE Symp Pers, Indoor and Mobile Radio Commun, Sydney[C]. 2012. 72-76.
- [15] WEN M W, CHENG X, JIAO B L Use of SSK modulation in two-way amplify-and-forward relaying[J]. IEEE Trans Veh Tech, 2014, 63(3): 1498-1504.

作者简介:



李峰(1984-), 男, 山西临汾人, 西安交通大学硕士生, 主要研究方向为双向中继系统中的通信传输技术等。

王磊[通信作者](1977-), 女, 陕西西安人, 西安交通大学讲师、硕士生导师, 主要研究方向为无线通信领域的 MIMO 多天线传输技术、空时编码技术、中继及协作通信技术等。E-mail: lei.wang@mail.xjtu.edu.cn。

陈志刚(1977-), 男, 湖北武汉人, 西安交通大学讲师、硕士生导师, 主要研究方向为宽带无线通信信号处理。