

高速铁路无线通信中基于正交空时码的格型正交重构算法

罗万团^{1,2}, 方旭明¹, 程梦¹

(1. 西南交通大学 信息编码与传输省重点实验室, 四川 成都 610031; 2. 广西民族大学 信息科学与工程学院, 广西 南宁 530006)

摘 要: 分析了基于正交空时码的开环和闭环 MIMO 系统, 并着重研究了高铁场景下速度对正交空时码的影响, 高速移动导致的快时变信道将会破坏正交空时码的正交结构, 降低由此获得的分集增益, 从而引起了误码率性能的降低。提出了格型正交重构算法, 通过 givens 变换对正交空时码进行码内正交重构; 算法在恢复码内正交性的同时, 也改变了发射端波束成形方向。因此, 在高速移动场景下, 所提算法使发射端获得了波束成形的阵列增益以及和用户静止时相同的分集增益。从系统性能仿真中看出, 所提算法提升了高铁场景下基于正交空时码 MIMO 系统的误码性能。

关键词: 高速铁路; 正交空时码; givens 变换; 格型正交重构; 误码率

中图分类号: TN925

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)07-0208-07

Trellis orthogonal reconstruction algorithm based on orthogonal space-time block code for wireless communication system in high-speed railway

LUO Wan-tuan^{1,2}, FANG Xu-ming¹, CHENG Meng¹

(1. Provincial Key Lab of Information Coding and Transmission, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China;

2. College of Information Science and Engineering, Guangxi University for Nationalities, Nanning 530006, China)

Abstract: A detailed analysis of open-loop (OL) and closed-loop (CL) multiple input multiple output (MIMO) scheme based on orthogonal space-time block code (OSTBC), and lays emphasis on how the velocity influences the OSTBC in high-speed railway scenario is provided. When the train moves at a fantastic speed, the fast time-varying channel destroys the orthogonality of OSTBC reducing the diversity gain which would severely degrade the bit error rate (BER) performance. The trellis orthogonal reconstruction algorithm (TORA), in which the intra-code orthogonality is reconstructed through givens transformation and the transmit beamforming direction can be changed as well is proposed. In high-speed railway scenario, this proposal obtains not only the array gain by transmit beamforming, but also the same diversity gain as the train is motionless. The simulation shows that the TORA improves BER performance of MIMO schemes based on OSTBC for mobile communication system in high-speed railway.

Key words: high-speed railway; OSTBC; givens transformation; trellis orthogonal reconstruction; BER

1 引言

随着 LTE-R 和智能交通系统的发展, 车载多天线技术在交通运输场景 (如车对车通信、高速铁路车地通信) 的应用成为一个热点。为了保障行车安

全, 满足车内旅客各种各样的通信业务, 高速铁路无线通信系统要求更可靠的通信链路和更高的数据率。因此, 在高铁场景下揭示多天线技术应用的有效性、挖掘多天线技术的应用潜力成为高铁无线通信系统的主要研究问题之一。

收稿日期: 2013-06-17; 修回日期: 2013-08-20

基金项目: 国家重点基础研究发展计划 (“973” 计划) 基金资助项目 (2012CB316100); 国家自然科学基金资助项目 (61071108, 61032002); 铁道部科技研究开发计划基金资助项目 (2013X016-A)

Foundation Items: The National Basic Research and Development Program of China (973 Program) (2012CB316100); The National Natural Science Foundation of China (61071108, 61032002); The Programs of Technological Research and Development of the Ministry of Railways (2013X016-A)

在下一代移动通信系统中，MIMO 是一项重要的技术^[1]。文献[2]详细介绍了 LTE 系统中的 MIMO 特性，文献[3]对开环和闭环^[4]模式 MIMO 系统做了详细的性能比较。正交空时码在多天线发射分集技术中可以提高传输可靠性，典型的正交空时码 (OSTBC, orthogonal space-time block code) 如 Alamouti 码^[5]由于解码复杂度低在 WCDMA 中得到广泛应用^[6]，但是，Alamouti 方案假设信道在 2 个连续的符号时间周期内保持不变；文献[7]提出了关于正交空时码的快速解码技术，同样没有考虑信道快速变化的影响；为了减少信道快速变化引起的系统性能的降低，文献[8]给出快衰信道下 OSTBC 的信道容量，但并没有研究系统可靠性；同样，文献[9]研究快时变信道下空时分组码的频域版本——空频分组码(SFBC)的频谱效率；文献[10]给出了快衰信道下简单的 OSTBC 解码器，但并没有具体深入研究系统性能下降的本质原因；文献[11]研究了时变信道下基于 OFDM 的 BICM-OSTBC 系统，获得了很好的空频分集性能，但是其方案较复杂，而且性能增益与其比特交织器有关。而在高铁场景下，基于正交空时码的开环和闭环 MIMO 系统的可靠性会因为列车的高速移动而大大降低，本文就此展开了深入的研究。

本文中， \mathbf{I} 表示单位矩阵； $(\cdot)^*$ 、 $(\cdot)^T$ 、 $(\cdot)^H$ 分别表示复共轭、转置、共轭转置； $(\cdot)^{-1}$ 表示矩阵的求逆操作； $|\cdot|$ 表示复数的模； $\|\cdot\|$ 表示向量或矩阵的 2 范数； $\|\cdot\|_F$ 表示矩阵的 Frobenius 范数； $\text{vec}(\mathbf{A})$ 表示将矩阵 \mathbf{A} 按列重排为一个列向量； $\text{inverse_vec}(\cdot)$ 是 $\text{vec}(\cdot)$ 逆操作； $E(\cdot)$ 表示对随机变量的均值操作； $\mathbf{e}_1 = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ 表示第一个元素 1，其余元素为 0 的单位列向量。

2 正交空时码结构

考虑一个具有 2 根发射天线，1 根接收天线的正交空时码收发系统，如图 1 所示。

图 1 中， T 为符号时间间隔。经过正交空时编

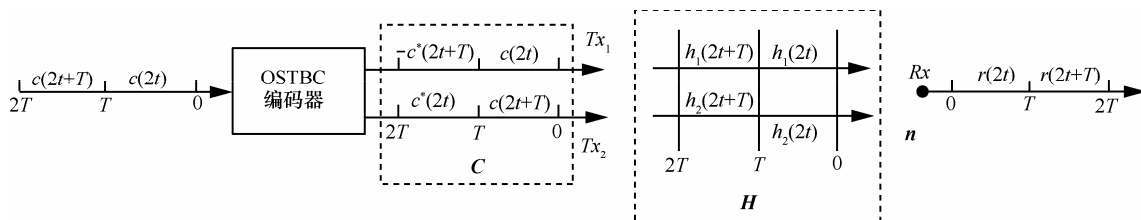


图 1 MISO 正交空时码收发系统

码后的码字为 $\mathbf{C} = [c_1 \ c_2]$ ， c_1 、 c_2 分别是 $[0, T]$ 、 $[T, 2T]$ 内的码字。正交空时结构码字 \mathbf{C} 存在多种构造方式，文献[12]给出了其他带有正负号及共轭构造的全部正交结构。不同的正交空时结构具有相同的性质，即 $\mathbf{C}\mathbf{C}^H = \mathbf{C}^H\mathbf{C} = a\mathbf{I}$ (a 为常数)。那么，在 $[0, 2T]$ 内，接收到的信号分别为

$$\begin{aligned} r(2t) &= h_1(2t)c(2t) + h_2(2t)c(2t+T) + n(2t) \\ r(2t+T) &= -h_1(2t+T)c^*(2t+T) + \\ &\quad h_2(2t+T)c^*(2t) + n(2t+T) \end{aligned} \quad (1)$$

式(1)中， $h_1(\cdot)$ 和 $h_2(\cdot)$ 中的下标分别表示发射天线 Tx_1 和 Tx_2 。将式(1)写成矩阵形式，有

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{c}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2)$$

其中， $\mathbf{r}(t) = [r(2t) \ r^*(2t+T)]^T$ ， $\mathbf{c}(t) = [c(2t) \ c^*(2t+T)]^T$ ， $\mathbf{n}(t) = [n(2t) \ n^*(2t+T)]^T$ ，式(2)中的信道矩阵为

$$\mathbf{H}(t) = \begin{bmatrix} h_1(2t) & h_2(2t) \\ h_2^*(2t+T) & -h_1^*(2t+T) \end{bmatrix} \quad (3)$$

另一方面，在 2 个符号周期内，噪声分量是独立同分布，方差为 σ^2 ，所以有

$$E(\mathbf{n}(t) \cdot \mathbf{n}^T(t)) = \begin{bmatrix} |n(2t)|^2 & 0 \\ 0 & |n(2t+T)|^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma^2 & 0 \\ 0 & \sigma^2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

对于 2×2 的 MIMO 正交空时码收发系统，信道矩阵为

$$\mathbf{H}(t) = \begin{bmatrix} h_{11}(2t) & h_{12}(2t) \\ h_{21}(2t) & h_{22}(2t) \\ h_{12}^*(2t+T) & -h_{11}^*(2t+T) \\ h_{22}^*(2t+T) & -h_{21}^*(2t+T) \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中， $h_{ij}(\cdot)$ 是接收天线 i 到发射天线 j 的信道增益。

由式(1)~式(5)可以看出，正交空时结构可以将码字的正交性传递给信道，通过信道来体现其正交结构。经典的正交空时码结构如 Alamouti 空时码^[5]，假设在 $[0, 2T]$ 内信道是不变的。但是在高铁环境下，信

道是快时变衰落的, 如式(3)、式(5)所示。Alamouti 空时码的假设将不成立, 此时必须考虑信道变化对正交结构的破坏, 对正交信道进行码内正交重构。

3 开环和闭环 MIMO 系统

包含反馈链路及码本更新选择的闭环 MIMO 系统如图 2 所示。假设接收机与发射机之间是一个零延迟、无差错的反馈链路, 反馈信息以预编码指示(PMI, precoding matrix indicator)的形式汇报给发射端。空时编码采用的是正交空时结构, 在信道 $H(t)$ 的条件下, 其成对误码率为^[13]

$$Pr(C_l \rightarrow C_m | H(t)) = Q \left(\sqrt{\frac{\rho \|H(t)W(t)E_{l,m}\|_F^2}{2N_T}} \right) \leq \exp \left(-\frac{\rho \|H(t)W(t)E_{l,m}\|_F^2}{4N_T} \right) \quad (6)$$

其中, $Q(\cdot)$ 为 Q 函数, 其定义为 $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$, ρ 是信噪比, C_l 、 C_m 是 l 、 m ($l \neq m$) 时刻的码字矩阵 (或向量), $E_{l,m} = C_l - C_m$ 是码字差错矩阵 (或向量), N_T 是发射天线数。

要使式(6)中的误码率最小, 那么有

$$W(t)_{opt} = \arg \max_{w, l \neq m} \|H(t)W(t)E_{l,m}\|_F^2 = \arg \max_w \|H(t)W(t)\|_F^2 \quad (7)$$

式(7)的推导中使用了正交空时码的特性, 即

$E_{l,m}E_{l,m}^H = aI$ 。 $W(t)$ 是预编码矩阵, 从码本 $W = \{W_1, W_2, \dots, W_L\}$ 中选择; $W(t)$ 的恒模性和嵌套性使所有物理发射天线保持同样的发射功率, 较高秩预编码矩阵包含了较低秩的预编码矩阵。但这些都不是本文所要研究的内容, 本文是根据笛卡尔距离最小化的准则产生码本 W ^[14]。

闭环 MIMO 系统需要无差错反馈链路来保证其性能, 而开环 MIMO 系统不依赖任何来自接收端有关预编码的指示, 由接收端对信道进行估计、检测和解码, 如图 3 所示。

图 3 中, 接收端对信道的估计为 \hat{H} , 假设接收机能完美估计信道信息, 即不存在信道估计误差, 那么, 接收机在 $[0, 2T]$ 内接收信号为

$$\begin{aligned} \hat{c}(t) &= (H^H(t)H(t))^{-1} H^H(t)r(t) \\ &= c(t) + (H^H(t)H(t))^{-1} H^H(t)n(t) \\ &= c(t) + H^+(t)n(t) \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $H^+(t) = (H^H(t)H(t))^{-1} H^H(t)$, 表示 Moore-Penrose 伪逆^[15]。式(8)中, 其获得了与最大比合并(MRC)相同的分集增益。假设接收机使用的是最大似然接收解码, 那么在实际的通信系统中, 式(8)等价

$$\begin{aligned} \hat{c}(t) &= \arg \min_c \|H^H(t)r(t) - H^H(t)H(t)c(t)\|^2 \\ &= \arg \min_c \|H^H(t)r(t) - \Gamma(t)c(t)\|^2 \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $\Gamma(t) = H^H(t)H(t)$ 。

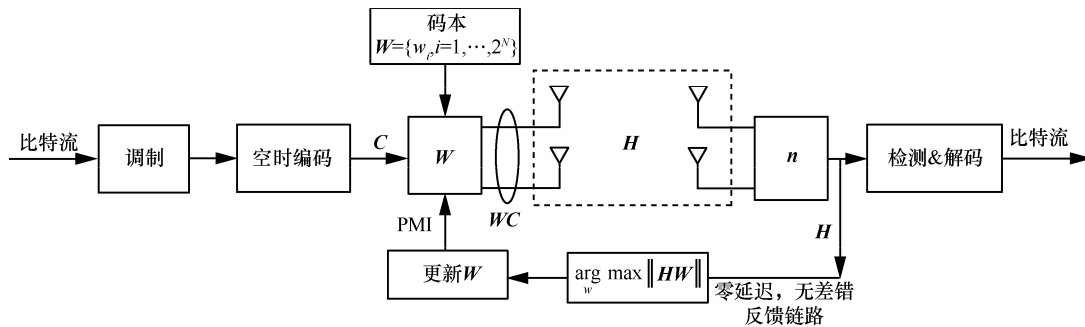


图 2 含反馈链路及码本更新选择的闭环 MIMO 系统

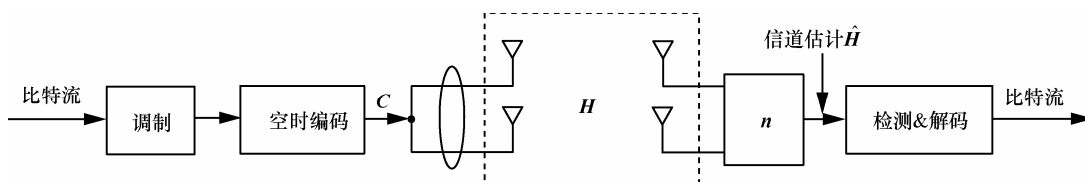


图 3 开环 MIMO 系统

4 速度对正交空时码的影响

如上所述，正交空时码方案(如 Alamouti 方案)假设信道在 2 个连续符号周期内是不变的，即只考虑慢时变信道；而在高铁场景下，信道将呈现快时变特性，此时，使用一阶 AR 模型来表示该时间相关信道^[16]，即

$$h(2t+T) = \alpha h(2t) + \sqrt{1-\alpha^2} w(2t) \quad (10)$$

$$\Gamma(t) = \begin{bmatrix} h_1^*(2t) & \alpha h_2(2t) + \sqrt{1-\alpha^2} w(2t) \\ h_2^*(2t) & -\alpha h_1(2t) - \sqrt{1-\alpha^2} w(2t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_1(2t) & h_2(2t) \\ \alpha h_2^*(2t) + \sqrt{1-\alpha^2} w^*(2t) & -\alpha h_1^*(2t) - \sqrt{1-\alpha^2} w^*(2t) \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$= \begin{bmatrix} |h_1(2t)|^2 + \alpha^2 |h_2(2t)|^2 + (1-\alpha^2) |w(2t)|^2 & (1-\alpha^2) h_1^*(2t) h_2(2t) - (1-\alpha^2) |w(2t)|^2 \\ (1-\alpha^2) h_2^*(2t) h_1(2t) - (1-\alpha^2) |w(2t)|^2 & |h_1(2t)|^2 + \alpha^2 |h_2(2t)|^2 + (1-\alpha^2) |w(2t)|^2 \end{bmatrix}$$

当用户静止时，AR 模型的系数 $\alpha=1$ ，式(12)变为

$$\Gamma(t) = \begin{bmatrix} |h_1(2t)|^2 + |h_2(2t)|^2 & 0 \\ 0 & |h_1(2t)|^2 + |h_2(2t)|^2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

此时和一般的正交空时码结构如 Alamouti 方案一样，获得了阶数为 2 的分集增益。对比式(12)和式(13)可以看出，由于用户的高速移动，信道的快时变破坏了原有正交空时码传递给信道的正交性，使原本分集增益为 2 的对角矩阵(如式(13)所示)弥散成一个非对角阵(如式(12)所示)，这将会减少能获得的分集增益，导致系统误码率性能的降低。对于 2 根发射天线，1 根接收天线的正交码开环和闭环系统，瑞利衰落(莱斯因子 $K=0$)信道不同速度下的误码率如图 4 所示，仿真场景参数^[17]如表 1 所示。

其中， $w(2t)$ 是 0 均值为 0，方差为 1 的复高斯白噪声， α 是 AR 模型的系数，在一定的散射衰落环境中，可以表示为^[13]

$$\alpha = J_0(2\pi f_c v \tau / c) \quad (11)$$

其中， $J_0(\cdot)$ 是第一类零阶贝塞尔函数， f_c 、 v 、 τ 、 c 分别是载波频率、用户移动速度、相干时间间隔和电磁波在真空中的速度。

将式(10)代入 $\Gamma(t)$ ，可得

表 1 仿真场景参数

仿真参数	参数值
带宽	10 MHz
天线模式	全向天线
载波频率	2.0 GHz
P_{eNodeB}	46 dBm
N_0	-174 dBm/Hz
车载天线高度 (距离地面)	5 m
基站天线高度	35 m
基站与铁轨的垂直距离	30 m
小区半径	3 km
基站间距离	4.8 km
符号周期 ^[18]	$1/15 \times 10^{-3}$ s
信道模型	WINNER II D2a

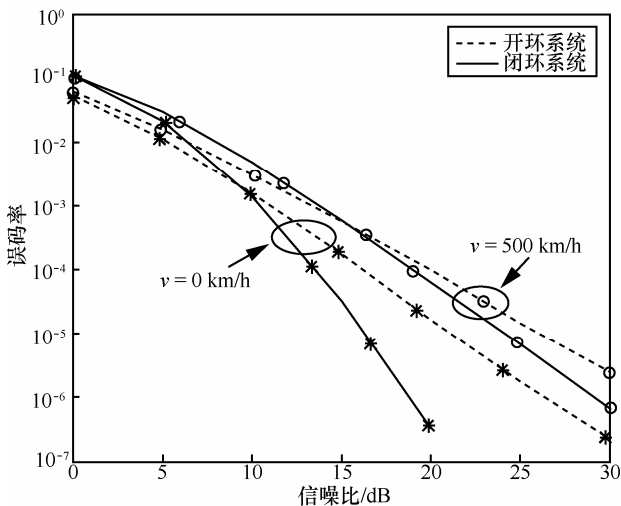


图 4 不同速度下，开环和闭环 2×1 正交码系统的误码率(QPSK 调制)

由图 4 可以看出，不管是开环还是闭环系统，速度都造成了误码率的降低，但是并没有出现误码率平台，这是由于假设接收端能完美估计信道，并没有造成检测和解码更多的错误。也就是说，图 4 中误码率性能的降低只是信道的快时变破坏了正交码的正交结构造成的，这也将是本文着重研究的内容。另一方面，当用户静止时，开环系统比闭环系统在低信噪比区域(小于 10 dB)有 2 dB 左右的增益，但是在高信噪比区域(大于 10 dB)，随着误码率的下降，闭环系统的信噪比增益越来越大，达到 10 dB 左右；用户在高速移动和静止时情景类似，闭环系统在高信噪比时(大于 15 dB)性能优于开环系统，而在低信噪比时(小于 15 dB)则劣于开

环系统，但是两者的误码率性能差异不是很大，最大性能差异是 2 dB 左右。这是因为快时变信道破坏了正交空时码字间的正交性，而不管开环系统还是闭环系统，即使准确估计出信道信息，采用最大似然估计检测也不能纠正码字间由于正交性破坏造成的码字错误，因此两者在高移动场景下的性能差异并没有用户静止时那么大。图 4 的仿真信道符合城区、隧道等散射丰富的高铁场景，在开阔地，高架桥等散射分量较少， K 因子较高的高铁场景中，误码率性能曲线与图 4 中的曲线趋势类似；同样，改变收发端天线数，误码性能曲线与图 4 中的趋势类似。这是因为 K 因子和收发端天线数的增加并不能避免由于快时变造成的信道非正交性，也就不能得到相应的性能提升。因此，图 4 的误码性能极具代表性，其余 2 类情况的误码性能没有必要列出。

5 格型正交重构算法

由以上分析可知，高速移动导致的快时变信道改变了正交空时码的正交结构，也降低了由此获得的分集增益，那么，要对正交空时码相应码格位置进行码字内正交重构补偿，恢复其正交性。本文提出格型正交重构算法，步骤如下。

step1 $\mathbf{h} = \text{vec}(\Gamma(t)) = [h_1 \ h_2 \ h_3 \ h_4]^T$, $N_T = 2$ 。

step2 根据附录，对码格位置 h_1 、 h_2 构造变换系数 $c_1 = \frac{h_1}{\sqrt{h_1^2 + h_2^2}}$, $s_1 = \frac{h_2}{\sqrt{h_1^2 + h_2^2}}$ ，由 givens 旋

变换^[19]构造正交矩阵 $\mathbf{G}_1 = \begin{bmatrix} c_1 & s_1 & 0 & 0 \\ -s_1 & c_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ ，得到

$$\mathbf{g}_1 = \mathbf{G}_1 \cdot \mathbf{h}。$$

step3 与 step2 类似，对码格位置 h_2 、 h_3 再次构造新的变换系数 $c_2 = \frac{\sqrt{h_1^2 + h_2^2}}{\sqrt{h_1^2 + h_2^2 + h_3^2}}$, $s_2 = \frac{h_3}{\sqrt{h_1^2 + h_2^2 + h_3^2}}$ ，

同样根据 givens 旋转变换构造新的正交矩阵

$$\mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} c_2 & 0 & s_2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -s_2 & 0 & c_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}，得到 \mathbf{g}_2 = \mathbf{G}_2 \mathbf{g}_1。$$

step4 $\Phi(t) = \text{inverse_vec}(\mathbf{g}_2)$ 。

step5 将以上步骤得到的矩阵代入式(9)，得

$$\mathbf{c}(t) = \arg \min_c \left\| \mathbf{G}_1 \mathbf{G}_2 \mathbf{H}^H(t) \mathbf{r}(t) - \Phi(t) \mathbf{c}(t) \right\|^2。$$

根据 givens 变换的性质，容易证明， $\|\mathbf{h}\|^2 = \|\mathbf{G}_1 \mathbf{h}\|^2 = \|\mathbf{G}_2 \mathbf{G}_1 \mathbf{h}\|^2$ ，而且 \mathbf{G}_1 、 \mathbf{G}_2 都是正交矩阵，因此，算法并没有改变信道的总增益，而是对正交码结构的信道进行了重构变换。从算法步骤来看，格型正交重构算法并不需要收发端之间的反馈链路，可以认为该算法是基于开环系统的一种适用于高速场景下的检测算法。与基于最大似然检测开环系统和已知信道信息的闭环系统进行比较，其性能如图 5 所示。

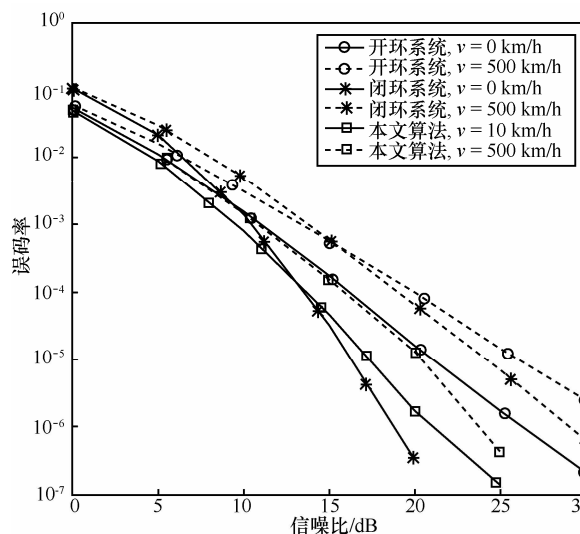


图 5 不同速度下格型正交重构算法的误码率(QPSK 调制)

由图 5 可以看出，速度为 500 km/h 时，格型正交重构算法的误码性能优于开环和闭环系统的误码性能，而且，信噪比越高，格型正交重构算法的性能增益也越大。格型正交重构算法在高速 (500 km/h) 时与开环系统静止 (0 km/h) 时的误码性能几乎一样，这是因为算法的 step2 和 step3 重新对信道进行了正交构造，使发射端的分集增益并没有因为用户的高速移动而降低。从物理意义上看，算法将信道的实际方向重新用其正交子空间来表示，线性组合表示的系数分别为 \mathbf{G}_1 、 \mathbf{G}_2 (线性组合系数的个数和发射天线数相同)。另一方面，算法在低速 (10 km/h) 时的误码性能优于开环系统静止 (0 km/h) 时的误码性能，而且性能增益也是随着信噪比的增加而增加。这是因为算法在重构信道正交性的同时，不仅获得了与静止时相同的分集增益^[12]，还使发射端获得了波束成形的阵列增益，即当信道方向与 \mathbf{e}_1 相同时，信噪比增益最大，文献[20]的附录 II

[12] OESTGES C, CLERCKX B. MIMO Wireless Communications: From Real-World Propagation to Space-Time Code Design[M]. Academic Press, 2007.220-223.

[13] CHO Y S, KIM J, YANG W Y, *et al.* MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB[M]. Wiley-IEEE Press, 2010.375-378.

[14] LOVE D J, HEATH R W. Limited feedback unitary precoding for orthogonal space-time block codes[J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 2005, 53(1):64-73.

[15] XUE D, CHEN Y. Solving Applied Mathematical Problems with MATLAB[M]. CRC Press, 2011.104-106.

[16] KIM H, TUGNAIT J K. Turbo equalization for doubly-selective fading channels using nonlinear kalman filtering and basis expansion models[J]. IEEE Transaction on Wireless Communication, 2010, 9(6):2076-2087.

[17] KYÖSTI P, MEINILÄ J, HENTILÄ L, *et al.* WINNER II channel models[EB/OL]. <https://www.ist-winner.org/>,2012.12.

[18] 3GPP, LTE Physical Layer-General description (Release 11)[S]. 2012.

[19] SUN L, LEI M. Quantized CSI-Based tomlinson-harashima precoding in multiuser MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(3): 1118-1126.

[20] LIU L, HAMID J. Novel transmit beamforming schemes for time-selective fading multiantenna systems[J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 2006, 54(12):4767-4781.

[21] PRESS W H, TEUKOLSKY S A, VETTERLING W T. Numerical Recipes 3rd Edition: the Art of Scientific Computing[M]. Cambridge University Press, 2007.

作者简介:



罗万团 (1981-), 男, 广西南宁人, 西南交通大学博士生, 主要研究方向为高铁环境下的群切换、多天线分集技术、MIMO 系统设计和应用。



方旭明 (1962-), 男, 浙江义乌人, 博士, 西南交通大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线宽带接入控制、无线资源管理、多跳中继网络、高铁宽带无线接入。



程梦 (1986-), 女, 湖北武汉人, 西南交通大学博士生, 主要研究方向为高铁环境下的协作分集、智能多天线技术。

(上接第 207 页)

[11] BURT P, ADELSON T. The laplacian pyramid as a compact image code[J]. IEEE Transactions on Communication, 1983, 31(4): 532-540.

[12] HAUTIERE N, TAREL J P, AUBERT D, *et al.* Blind contrast enhancement assessment by gradient ratioing at visible edges[J]. Image Analysis & Stereology Journal, 2006, 27(2): 87-95.

作者简介:



郭璠 (1982-), 女, 湖南临澧人, 博士, 中南大学讲师, 主要研究方向为图像处理、模式识别、虚拟现实等。



唐璘 (1967-), 男, 湖南武冈人, 中南大学教授、博士生导师, 主要研究方向为计算机视觉、嵌入式系统、机器人等。



蔡自兴 (1938-), 男, 福建莆田人, 中南大学教授、博士生导师, 主要研究方向为人工智能、智能控制等。