

时选衰落信道中的坐标交织空时分组码

龚政委^① 张太镒^① 卢照敢^① 汪烈军^{①②}

^①(西安交通大学电子与信息工程学院 710049 西安)

^②(新疆大学信息学院 830046 乌鲁木齐)

摘要: 为了提高空时分组码在时选衰落信道下的性能, 该文提出了坐标交织空时分组码(Coordinate Interleaved Space-Time Block Code, CISTBC)。和已有的空时分组码相比, CISTBC 将各码元的虚部和实部分别从不同的天线发射, 充分利用了信道系数的时变特性带来的多径传输, 提高了码元的抗深度衰落能力。另外, 该文分析了基于 QR 分解和高斯近似的连续干扰消除算法对不同码元解码性能的影响, 给出了循环连续干扰消除算法来减少误差传递, 进一步提高了系统性能。分析和仿真表明, CISTBC 有效地改善了分组码在时选信道下的性能。

关键词: 无线通信; 空时分组码; 坐标交织空时分组码; 时选衰落信道

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)11-2575-05

Coordinate Interleaved Space-Time Block Codes over Time-Selective Fading Channels

Gong Zheng-wei^① Zhang Tai-yi^① Lu Zhao-gan^① Wang Lie-jun^{①②}

^①(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an, 710049, China)

^②(School of Information Science and Engineering, Xinjiang University, Urumchi, 830046, China)

Abstract: To improve the performance of Space-Time Block Code (STBC) over time-selective fading channels, the Coordinate Interleaved Space-Time Block Code (CISTBC) is proposed. Compared with the existing STBC, CISTBC sends the real and imaginary parts of each symbol from different antennas. This makes the best of the multi-path transmission resulted from the time-varying character of the channel coefficients and strengthens each symbol's resistance to the deep fading. Moreover, from QR decomposition and gaussian approximation (GA), the impact of successive interference cancellation (SIC) algorithm on different symbol's decoding performance is analyzed. A Circular SIC (CSIC) algorithm to combat the error propagation and obtain an extra performance gain is developed. Analysis and simulations demonstrate that CISTBC can effectively improve the performance of STBC over time-selective fading channels.

Key words: Wireless communication; Space-Time Block Code (STBC); Coordinate Interleaved Space-Time Block Code (CISTBC); Time-selective fading channel

1 引言

在无线通信系统中, 空时分组码(Space-Time Block Code, STBC)是一种获得较高分集增益的传输技术, 其中, 正交空时分组码(Orthogonal STBC, OSTBC)^[1]和准正交空时分组码(Quasi-Orthogonal STBC, QOSTBC)^[2]可以实现简化的最大似然解码。然而, 只有在准静态衰落信道中, OSTBC 和 QOSTBC 对应的信道矩阵才能继承发射码字矩阵的正交或准正交特性, 实现简化的最大似然解码。在某些实际应用中, 信道系数在连续的几个码元间隔内保持不变的假设并不合理。Tran^[3]等人利用信道信息对接收信息进行线性处理, 消除天线间干扰, 实现了时选信道下 Alamouti 码这一特例的准最大似然解码。Zheng^[4,5]对时选信道下的各类

正交和准正交空时分组码进行了解码研究, 提出了迫零(Zero Forcing, ZF)和并行干扰消除(Parallel Interference Cancellation, PIC)等解码算法, 其中 PIC 算法的性能要好于 ZF, 但需要多次迭代运算, 计算复杂度较高。近来, Yu^[6]和 Song^[7]等人分别基于 QR 分解和高斯近似(Gaussian Approximation, GA)实现了时选信道下 STBC 的连续干扰消除算法(Successive Interference Cancellation, SIC), 能够解决所有空时分组码的解码问题, 但误差传递问题使得系统性能容易受最差码元性能的制约。

作为改进, 本文提出了坐标交织空时分组码(CISTBC), 使每个码元的虚部和实部分别经历不同的多径传输, 充分利用了信道系数的时变特性提供的丰富传输路径, 提高了每个码元的抗深度衰落能力, 改善了 STBC 的性能。CISTBC 适用于以往所有的分组码结构。接着, 分析了基于 QR 和 GA

的 SIC 算法(QR-SIC 和 GA-SIC)对不同码元解码的影响,提出了一种循环连续干扰消除算法(Circular SIC, CSIC),只保留每次 SIC 中性能最优的码元参与到下一个码元的解码,减少了误差传递的影响,进一步提高了系统性能。

2 时选信道模型和问题描述

考虑一个时选信道下的空时分组码系统,发射天线和接收天线数目分别为 M 和 N 。在 T 个连续码元间隔内发送一个 $M \times T$ 维的码字矩阵 \mathbf{C} 。在第 t ($1, 2, \dots, T$) 个码元间隔内,从发射天线 i ($1, 2, \dots, M$) 到接收天线 j ($1, 2, \dots, N$) 之间的信道增益系数为 $h_{ji}(t)$ 。各发射天线和接收天线之间的信道系数相互独立,信道增益系数为服从均值为 0, 实部和虚部的方差都为 0.5 的复高斯随机变量。任意一对收发天线间信道系数的时变特性满足 Jake's 模型^[3-7](即一阶 AR 模型),不同码元间隔之间的信道系数满足

$$h_{ji}(t) = \alpha_\tau h_{ji}(t-\tau) + w_{ji}(t) \quad (1)$$

式中 τ 表示 τ 个码元间隔; $w_{ji}(t)$ 为服从均值为 0, 方差为 σ_w^2 的复高斯随机变量,且满足 $|\alpha_\tau|^2 + \sigma_w^2 = 1$, 另外系数 α_τ 为

$$\alpha_\tau = E\{h_{ji}(t)h_{ji}^*(t-\tau)\} = J_0(2\pi\tau f_D T_s) \quad (2)$$

式中 $J_0(\cdot)$ 为第一类零阶贝塞尔函数; T_s 和 f_D 分别表示码元间隔和最大多普勒频偏。很显然, α_τ 体现相隔 τ 个码元间隔的信道系数之间变化的程度。

为了更一般地讨论时选信道对空时分组码的影响,本文选 4 天线 QOSTBC 作为例子来分析,为了简便描述,接收端的天线数目假设为 1, 则式(1)中的信道系数表示简化为 $h_i(t)$ ($i = 1, 2, 3, 4$), 4 个码元 c_1, c_2, c_3, c_4 构成的全码率码字结构为

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & c_3 & c_4 \\ -c_2^* & c_1^* & -c_4^* & c_3^* \\ -c_3^* & -c_4^* & c_1^* & c_2^* \\ c_4 & -c_3 & -c_2 & c_1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

在连续 4 个码元间隔内,接收端输出信号为

$$\begin{cases} y_1 = h_1(1)c_1 + h_2(1)c_2 + h_3(1)c_3 + h_4(1)c_4 + n_1 \\ y_2 = -h_1(2)c_2^* + h_2(2)c_1^* - h_3(2)c_4^* + h_4(2)c_3^* + n_2 \\ y_3 = -h_1(3)c_3^* - h_2(3)c_4^* + h_3(3)c_1^* + h_4(3)c_2^* + n_3 \\ y_4 = h_1(4)c_4 - h_2(4)c_3 - h_3(4)c_2 + h_4(4)c_1 + n_4 \end{cases} \quad (4)$$

将式(4)经代数转换整理为矩阵形式得

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{c} + \mathbf{n} \quad (5)$$

式中 $\mathbf{c} = [c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4]^T$; \mathbf{n} 表示整理后的高斯白噪声向量,方差为 σ^2 ; 对应信道矩阵 \mathbf{H} 为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1(1) & h_2(1) & h_3(1) & h_4(1) \\ h_2^*(2) & -h_1^*(2) & h_4^*(2) & -h_3^*(2) \\ h_3^*(3) & h_4^*(3) & -h_1^*(3) & -h_2^*(3) \\ h_4(4) & -h_3(4) & -h_2(4) & h_1(4) \end{bmatrix} \quad (6)$$

显然,信道矩阵并不具有码字矩阵 \mathbf{C} 的准正交结构,因此,接收端不能实现简化的最大似然解码。

3 坐标交织空时分组码

观察式(6)中的信道矩阵 \mathbf{H} , 信道系数的时变特性,使得传输路径变得更加丰富,空时分组码 \mathbf{C} 中的任何一个码元都只经历了 4 条不同的路径,更好地利用多径传输会提高各个码元的抗深度衰落能力。本文采用坐标交织,将一个码元的虚部和另一码元的实部信息,组成新的码元,从而使各码元的虚部和实部信息经历不同的传输路径。通过对称坐标交织,由式(5)中的码元向量 \mathbf{c} 得到新的向量为

$$\mathbf{s} = [c_1^R + jc_4^I \ c_2^R + jc_3^I \ c_3^R + jc_2^I \ c_4^R + jc_1^I]^T \quad (7)$$

式中 $(\cdot)^R$ 和 $(\cdot)^I$ 分别表示复数的实部和虚部;相应地,坐标交织准正交空时分组码为

$$\mathbf{C}_{ci} = \begin{bmatrix} (c_1^R + jc_4^I) & (c_2^R + jc_3^I) \\ -(c_2^R + jc_3^I)^* & (c_1^R + jc_4^I)^* \\ -(c_3^R + jc_2^I)^* & -(c_4^R + jc_1^I)^* \\ (c_4^R + jc_1^I) & -(c_3^R + jc_2^I) \\ (c_3^R + jc_2^I) & (c_4^R + jc_1^I) \\ -(c_4^R + jc_1^I)^* & (c_3^R + jc_2^I)^* \\ (c_1^R + jc_4^I)^* & (c_2^R + jc_3^I)^* \\ -(c_2^R + jc_3^I) & (c_1^R + jc_4^I) \end{bmatrix} \quad (8)$$

可以看出,交织后每个码元的虚部和实部分别从不同的多条路径传输到接收端。下面以 QR-SIC 为例来分析 CISTBC 对性能的改善。

假设接收端已知信道信息,对信道矩阵进行 QR 分解得

$$\mathbf{H} = \mathbf{Q}\mathbf{R} \quad (9)$$

式中 \mathbf{Q} 为酉矩阵,满足 $\mathbf{Q}^H\mathbf{Q} = \mathbf{I}_4$; \mathbf{R} 为上三角阵,定义为

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ & r_{22} & r_{23} & r_{24} \\ & & r_{33} & r_{34} \\ \mathbf{0} & & & r_{44} \end{bmatrix} \quad (10)$$

对式(5)的接收信号进行线性处理,得

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{Q}^H\mathbf{y} = \mathbf{Q}^H\mathbf{H}\mathbf{c} + \tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{R}\mathbf{c} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (11)$$

式中 $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{Q}^H\mathbf{n}$, 且协方差矩阵为 $E\{\tilde{\mathbf{n}}\tilde{\mathbf{n}}^H\} = E\{\mathbf{Q}^H\mathbf{n}\mathbf{n}^H\mathbf{Q}\} = \sigma^2\mathbf{I}_4$, 其中 \mathbf{I}_4 为四阶单位阵,因此,噪声方差并不改变。

然后利用 QR-SIC 算法得到式(7)中 \mathbf{s} 各分量的解码为

$$\begin{cases} \hat{s}_i = \arg \min_{s_i \in Q} \{|\tilde{y}_i - r_{ii}s_i|\}, \quad i = 4 \\ \hat{s}_i = \arg \min_{s_i \in Q} \left\{ \left| \tilde{y}_i - r_{ii}s_i - \sum_{l=i+1}^4 r_{il}\hat{s}_l \right| \right\}, \quad i = 1, 2, 3 \end{cases} \quad (12)$$

式中 \tilde{y}_i 为 $\tilde{\mathbf{y}}$ 的第 i 个分量; Q 为星座图。

通过解交织后, 得到码元向量 \mathbf{c} 的解码为

$$\hat{\mathbf{c}} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1^R + j\hat{s}_1^I & \hat{s}_2^R + j\hat{s}_2^I & \hat{s}_3^R + j\hat{s}_3^I & \hat{s}_4^R + j\hat{s}_4^I \end{bmatrix}^T \quad (13)$$

由式(12)可以看出, SIC 中第 i 个码元 s_i 的解码性能和所有已解码元 $\hat{s}_l, l = i+1, \dots, 4$ 有关, 已解码元的错误性能将传递给 s_i , 导致 s_i 的解码错误, 因此, QR-SIC 算法存在着误差传递的不利因素。为了便于分析, 在不考虑 SIC 过程中错误传递影响时, 则式(12)中每个码元的传输形式可简化为

$$\mathbf{y}_i = r_{ii}s_i + \tilde{\mathbf{n}}_i, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (14)$$

由式(14)可知, 每个码元的解码性能主要由对应的信噪比决定,

$$\text{snr}_i = \frac{E\{|r_{ii}s_i|^2\}}{\sigma^2} = \frac{|r_{ii}|^2 E\{|s_i|^2\}}{\sigma^2} = \frac{|r_{ii}|^2 E_s}{\sigma^2} \quad (15)$$

式中 E_s 表示码元的发送功率。

由矩阵分析知识可知, 对随机信道矩阵的 QR 分解得到的上三角矩阵 \mathbf{R} , 各对角元互相独立, 第 i 层对角元 r_{ii} 服从自由度为 $10 - 2i$ 的 χ^2 分布, 非对角元 $r_{ii} (i \neq l)$ 服从独立复高斯分布。 i 值越大, r_{ii} 自由度越小, 取小值的概率越大, 第 i 个子信道的传输性能越差。尽管时选信道下对应信道矩阵的各元素之间互不独立, 但 i 越大, r_{ii} 值越小的性质仍然成立, 特别当信道系数在码元间隔间随机变化, 则完全成立。显然, 式(15)表明解码次序靠前的码元 (i 越大) 对应的信噪比较低, 性能越差, 为了描述方便, 将最先和最后解码的码元分别称为“最差”和“最优”码元, 则 SIC 解码算法性能容易受最差码元的性能限制。

假设每个发送码元的虚部和实部具有相同的发送功率, $E\{|c_i^I|^2\} = E\{|c_i^R|^2\} = E_s/2$, 则去交织解码以后, 接收端每个码元对应的信噪比变为

$$\left. \begin{aligned} \text{snr}'_i &= \frac{E\{|r_{11}c_1^R + jr_{44}c_1^I|^2\}}{\sigma^2} = \frac{E\{|r_{44}c_1^I + jr_{11}c_1^R|^2\}}{\sigma^2} \\ &= \frac{(|r_{11}|^2 + |r_{44}|^2)E_s}{2\sigma^2}, \quad i = 1, 4 \\ \text{snr}'_i &= \frac{E\{|r_{22}c_2^R + jr_{33}c_2^I|^2\}}{\sigma^2} = \frac{E\{|r_{33}c_2^I + jr_{22}c_2^R|^2\}}{\sigma^2} \\ &= \frac{(|r_{22}|^2 + |r_{33}|^2)E_s}{2\sigma^2}, \quad i = 2, 3 \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

显而易见, $\frac{(|r_{11}|^2 + |r_{44}|^2)}{2} > |r_{44}|^2$ 表明交织前后最差码元

的信噪比改善, 且信道时变特性越大, 最差码元的信噪比改善越明显。CISTBC 提高了最差码元的性能, 也改善了整个系统的误码性能,

4 循环连续干扰消除

再来分析一下 GA-SIC, 和 QR-SIC 类似, GA-SIC 同样存在“最差码元”问题, 但原因不同。

GA-SIC^[7]算法的主要思想是在解当前码元的时候, 将别的码元和白噪声都看成干扰, 利用最大似然准则来求解。将式(5)的接收信号重新表示为

$$\mathbf{y} = \sum_{i=1}^4 \mathbf{h}_i c_i + \mathbf{n} \quad (17)$$

式中向量 \mathbf{h}_i 表示式(6)信道矩阵中的第 i 个列向量。

不失一般性, GA-SIC 算法按照码元下标升序来排列解码顺序。同样, 不考虑连续干扰消除算法过程中的误差传递问题, 在解第 i 个码元时, 将接收信号表示为

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{h}_i c_i + \left(\sum_{l=i+1}^4 \mathbf{h}_l c_l + \mathbf{n} \right) = \mathbf{h}_i c_i + \mathbf{n}_i \quad (18)$$

式中 $\mathbf{n}_i = \sum_{l=i+1}^4 \mathbf{h}_l c_l + \mathbf{n}$, 此时, 每个码元的解码为

$$\hat{c}_i = \arg \min_{c_i \in Q} \left\{ (\mathbf{y}_i - \mathbf{h}_i c_i)^H \boldsymbol{\Sigma}_i^{-1} (\mathbf{y}_i - \mathbf{h}_i c_i) \right\} \quad (19)$$

式中 $\boldsymbol{\Sigma}_i = \mathbf{H}_{i+1,4} \mathbf{H}_{i+1,4}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_4$, 其中 $\mathbf{H}_{i+1,4} = [\mathbf{h}_{i+1} \cdots \mathbf{h}_4]$;

$\mathbf{c}_{i+1,4} = [c_{i+1} \cdots c_4]^T$ 。

事实上, 在每次具体的传输过程中, 实现码元最大似然解码的噪声方差矩阵应该为

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\Sigma}'_i &= E\{\mathbf{n}_i \mathbf{n}_i^H\} = E\left\{ \left(\sum_{l=i+1}^4 \mathbf{h}_l c_l + \mathbf{n} \right) \left(\sum_{l=i+1}^4 \mathbf{h}_l c_l + \mathbf{n} \right)^H \right\} \\ &= \mathbf{H}_{i+1,4} \mathbf{c}_{i+1,4} \mathbf{c}_{i+1,4}^H \mathbf{H}_{i+1,4}^H + E\{\mathbf{n} \mathbf{n}^H\} \\ &= \mathbf{H}_{i+1,4} \mathbf{c}_{i+1,4} \mathbf{c}_{i+1,4}^H \mathbf{H}_{i+1,4}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_4 \end{aligned} \quad (20)$$

由于在解 c_i 的时候, 其它码元 $c_l (l > i)$ 是未知的, 因此噪声方差 $\boldsymbol{\Sigma}'_i$ 也是未知的, GA 算法为了实现解码, 假设码元之间的独立性, 将矩阵 $\mathbf{c}_{i+1,4} \mathbf{c}_{i+1,4}^H$ 近似为 $E_s \mathbf{I}_{4-i}$, 相应地,

$$\boldsymbol{\Sigma}'_i \approx \boldsymbol{\Sigma}_i = \mathbf{H}_{i+1,4} \mathbf{H}_{i+1,4}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_4 \quad (21)$$

此时, c_i 只和信道矩阵和噪声向量有关, 从而由式(19)实现了最大似然解码。

从上面对噪声方差的近似过程可以看出, 顺序越靠前的码元对应的噪声方差近似程度越大, 因此性能越差, 只有当误差传递不存在时, 最后一个码元的解码才是真正的最大似然解码。因此, GA-SIC 和 QR-SIC 一样, 存在误差传递, 且受最差码元性能的制约。

分析表明, SIC 算法中解码顺序越后的码元性能越好, 当前码元性能越好, 传递误差也就越小。不难想到, 利用循环思想, 将每次 SIC 过程中的最优码元保留下来, 参与到下一次 SIC 解码, 最终完成所有码元的解码。对于 QR-SIC 和 GA-SIC, 我们将循环连续干扰消除算法(CSIC)总结为如下 3 步:

第 1 步 在接收端根据估计得到的信道信息, 根据式(17)计算每个发送天线总的功率增益 $\|\mathbf{h}_i\|_F^2, i = 1, 2, \dots, M$, 根据增益大小的降序排列, 简单调整每次连续干扰消除算法中的码元解码顺序, 假设顺序恰为 c_1, c_2, \dots, c_M 。

第2步 利用连续干扰消除算法(QR-SIC 或 GA-SIC)进行解码,将最后解得的码元 \hat{c}_i 保留下来,式(17)中的接收信号更新为 $\mathbf{y}_{i-1} = \mathbf{y}_i - \hat{c}_i \mathbf{h}_i$ 。

第3步 通过循环采用第2步中的连续干扰算法,直到最后一个码元解码完成,从而获得新的解码顺序为 $\hat{c}_M, \hat{c}_{M-1}, \dots, \hat{c}_1$ 。

5 仿真结果

为了验证坐标交织空时分组码(CISTBC)在时选信道下的性能以及循环连续干扰消除算法(CSIC)对性能的改进,本文采用蒙特卡罗方法进行了算法仿真。为更好地与空时分组码的误码性能进行比较,这里选取了 $M=4$ 天线准正交码,接收天线数目为 $N=1,2$,采用了和文献[3-7]完全相同的仿真条件。发射信号采用4QAM调制,每个码元间隔内发射总功率为1。在前面介绍的时选衰落信道条件下,接收端高斯白噪声方差由信噪比SNR定义为 $\sigma^2 = 10^{-\text{SNR}/10}$,SNR单位为dB。载波频率为2GHz,码元间隔为 $T_s = 128 / (3.84 \times 10^6)$,移动台时速250km,则式(2)中的 $f_D T_s = 0.0154$ 。系统性能用误比特率(BER)随信噪比(SNR)变化的曲线来衡量。

图1给出了交织空时分组码(CISTBC)在时选信道中对空时分组码的性能改进,接收端分别采用了连续干扰消除(SIC)和迫零(ZF)解码算法。由图中的BER曲线可知,SIC算法的解码性能优于ZF算法,但性能改进不是很大,这是由于信道较小的时变特性使SIC算法并没有获得很高的额外分集增益。对于不同的两种解码算法,CISTBC都能明显提高时选信道下STBC的性能,可以获得大约0.8dB的性能增益。充分表明了CISTBC通过坐标交织,使每个码元的实部和虚部从不同的路径发射出去,经历不同的解码,改善了最差码元的性能,从而提高了整个分组码系统的误码性能。

同样,图2给出了部分坐标交织空时分组码(Partial Coordinate Interleaved STBC, PCISTBC)在时选信道中的BER性能,其中,PCISTBC的码元向量为式(7)中 $\mathbf{s} = [c_1^R + jc_1^I \quad c_2 \quad c_3 \quad c_4^R + jc_4^I]^T$ 。可以看出,相对于CISTBC,PCISTBC并没有完全利用信道系数时变带来的多径效应,从而性能要略差于CISTBC,即使这样,部分的交织作用也使其能要优于图1中的STBC。所有CISTBC系统的实现,只需在发射和接收端加入交织器和解交织器,比较简单,而且解码复杂度并没有任何改变。

图3给出了循环连续干扰消除算法(CSIC)对系统性能的改进。仿真中采用4天线准正交CISTBC,时变信道和图1完全一样。由图中的BER曲线可知,对于QR-SIC和GA-SIC,CSIC在 $\text{BER} = 10^{-3}$ 的高信噪比区域,能够获得大约0.6dB的性能改善,而在低信噪比区域改善较小,这是由于在强噪声干扰的环境中,SIC算法本身的错误传递比较严重,不同码元之间的性能差别不大,因此,在高信噪比区

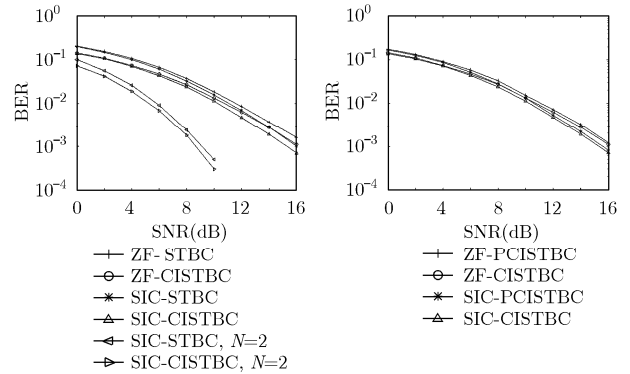


图1 CISTBC在时选衰落信道中的性能

图2 PCISTBC在时选衰落信道中的性能

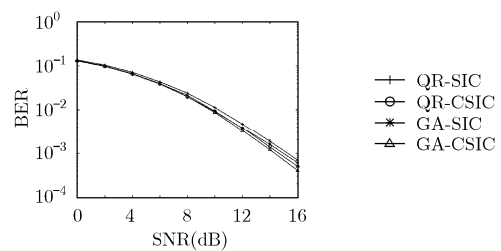


图3 循环连续干扰消除算法对性能的改进

域采用CSIC可以较好提高系统的误码性能。分别以QR分解和噪声方差逆矩阵的运算复杂度 $o(n^3)$ 为例,其中 n 为方阵大小,相比于原来算法的复杂度 $o(n^3)$ 和 $4o(n^3)$,循环算法的复杂度增大为 $\sum_{l=1}^n o(l^3)$ 和 $\left(\sum_{l=1}^4 l\right) o(n^3)$ 。

6 结束语

本文利用信道系数的时变特性提供的丰富的传输路径,采用坐标交织的方法,较好提高空时分组码在时变信道下的性能。另外,针对连续干扰消除算法中存在的误差传递问题,本文提出了一种循环算法,利用每次SIC获得的性能最优码元参与到下一个码元的解码,减少了误差传递的影响,进一步提高了系统性能。

参考文献

- [1] Tarokh V, Jafarkhani H, and Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs[J]. *IEEE Trans. on Inform Theory*, 1999, 45(5): 1456-1467.
- [2] Jafarkhani H. A quasi-orthogonal space-time block code[J]. *IEEE Trans. on Commun*, 2001, 49(1): 1-4.
- [3] Tran T A and Sesay A B. A generalized linear quasi-ML decoder of OSTBCs for wireless communications over time-selective fading channels[J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun*, 2004, 3(3): 855-864.
- [4] Zheng F C and Burr A G. Signal detection for orthogonal space-time block coding over time-selective fading channels:

- The \mathcal{H}_1 Systems [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2006, 5(1): 40-42.
- [5] Zheng F C and Burr A G. Signal detection for orthogonal space-time block coding over time-selective fading channels: A PIC approach for the \mathcal{G}_i systems[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2005, 53(6): 969-972.
- [6] Yu D H and Lee J H. A QR-based detection scheme of orthogonal space-time block codes for very fast fading channels[C]. *IEEE 63rd VTC 2006-Spring*, Melbourne, Australia, 2006, 3: 1497-1500.
- [7] Song L Y and Burr A G. Successive interference cancelation for space-time block codes over time-selective channels [J]. *IEEE Commun Lett*, 2006, 10(12): 837-839.
- 龚政委: 男, 1979 年生, 博士生, 研究领域为通信信号处理、MIMO 空时编码.
- 张太镒: 男, 1944 年生, 教授, 博士生导师, 研究领域为宽带通信、信号处理、图像处理与系统.