

复数域格缩减的MIMO检测算法研究

孙艳华¹, 王浩², 张延华¹

(1. 北京工业大学电控学院 北京 朝阳区 100124; 2. 普天信息技术研究院有限公司 北京 海淀区 100080)

【摘要】多入多出(MIMO)系统可以获得比单发单收系统更高的容量,对于MIMO系统,最大似然检测是最优接收,但其指数复杂度难以在实际中应用。针对该问题,结合格缩减理论提出了基于Householder变换的复数域格缩减算法,将该算法和MIMO次优检测算法相结合,给出了量化判决方法,且该复数域格缩减算法复杂度小于实数域格缩减算法。仿真结果表明,基于Householder变换复数域格缩减的MIMO次优检测算法,通过优化信道矩阵可以得到更好的判决域,取得了逼近最优最大似然检测算法的性能。

关键词 检测; Householder; 格缩减; 多入多出系统

中图分类号 TN911.2

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2010.05.005

MIMO Detection Algorithm of Complex Lattice Reduction

SUN Yan-hua¹, WANG Hao², and ZHANG Yan-hua¹

(1. School of Electronic Information and Control Engineering, Beijing University of Technology Chaoyang Beijing 100124

2. Potevio Institute of Technology Company Limited Haidian Beijing 100080)

Abstract Multi-input multi-output (MIMO) systems can achieve more capacity than single input single output systems. For MIMO systems, maximum likelihood detection is the optimum detection but its exponential complexity limits its application. In this paper, a complex lattice reduction algorithm based on householder transform is proposed and combined with MIMO suboptimal detection algorithm. Moreover the complexity of this complex lattice reduction algorithm is lower than that of real lattice reduction algorithm. Simulation results show that MIMO suboptimal detection algorithm based on this complex lattice reduction can approach the optimum performance of maximum likelihood detection by optimizing channel matrix to get better decision domain.

Key words detection ; Householder ; lattice reduction; MIMO systems

近年信息理论的研究结果表明:对存在丰富散射的无线信道,收发两端均采用多天线,并假设每对收发天线之间的信道是相互独立的瑞利衰落信道,即多入多出(MIMO)系统,可以获得比单发单收系统更高的容量^[1-2]。BLAST系统将信源数据分为多个数据子流,分别用不同的发射天线发射出去,尽管最大似然检测在误比特率最小的意义下是最优接收,但其复杂度随着天线个数及调制星座点数的增加成指数增加。

贝尔实验室提出了低复杂度最优排序的V-BLAST检测算法,但即使采用最优的排序算法,对于病态信道矩阵,V-BLAST检测与最优的最大似然检测性能仍然有很大的差距^[3]。近年来提出了一些准最大似然检测算法,如球译码^[4]、半定松弛算

法^[5]、粒子滤波算法^[6]等,都能很好地逼近或者取得最优的性能,但复杂度仍然较高。因此如何找到一个低复杂度且性能良好的算法是人们研究的问题。

文献[7]提出实数域的格缩减技术,给出了基于实数域格缩减的QR分解检测算法。在此基础上,本文提出了基于Householder变换的复数域格缩减算法,并将其和最优排序的V-BLAST检测算法相结合,给出量化判决的方法,取得了逼近最大似然检测的性能。

1 系统模型

具有 N_T 个发送天线、 N_R 个接收天线的MIMO系统($N_R \geq N_T$)如图1所示,信源数据经过串并变换分成 N_T 个数据子流,每层的数据流经过调制由

收稿日期: 2009-02-15; 修回日期: 2009-09-03

基金项目: 国家863计划(863-317-03-06-99)

作者简介: 孙艳华(1978-),女,博士,主要从事空时信号处理方面的研究。

N_T 个不同的发送天线同时发送出去。记发送信号矢量 $s = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_{N_T}]^T$ ，对应的接收信号 $r = [r_1 \ r_2 \ \dots \ r_{N_R}]^T$ ，在平坦衰落情况下，接收信号表示为：

$$r = Hs + n \quad (1)$$

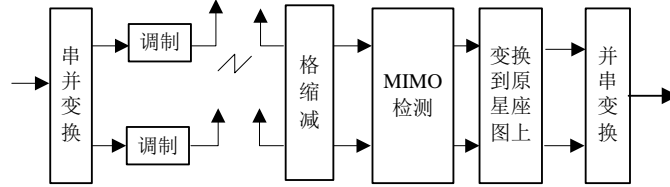


图1 MIMO系统结构

2 基于复数域格缩减的检测算法

2.1 格的定义

格(lattice)是一类定义在有限域上的离散几何结构，是 n 维向量构成的线性空间的一个子集。复数域格的定义如下^[8]：

设 $b_1, b_2, \dots, b_n \in CZ_n$ 是 n 维复整数线性空间中的一组线性无关的向量， CZ 表示复整数集合，格 L 是由该组向量 b_1, b_2, \dots, b_n 所有线性组合所构成的集合，即：

$$L = \{y \in CZ_m \mid y = \sum_{i=1}^n \lambda_i b_i \quad \lambda_i \in CZ\} \quad (2)$$

式中 m 称为格 L 的维数， n 称为格 L 的阶。 b_1, b_2, \dots, b_n 向量组称为格 L 的一组基。式(2)也可写成矩阵形式：

$$L = \{y = B\lambda\} \quad (3)$$

式中 $B = (b_1 \ b_2 \ \dots \ b_n)$ 是格基矢量构成的矩阵， $\lambda = (\lambda_1 \ \lambda_2 \ \dots \ \lambda_n)^T$ 是复整数权值构成的系数矢量。

2.2 复数域格缩减算法

比较式(3)和MIMO系统模型式(1)，可以把无噪接收信号点 Hs 看成是由 H 生成的格中的点，信道矩阵的列矢量 $h_l (1 \leq l \leq N_T)$ 构成格的基矢量。假设发送符号在整数域范围内取值，那么，所有可能的无噪接收信号点构成格：

$$L(H) = L(h_1, h_2, \dots, h_{N_T}) = \sum_{l=1}^{N_T} h_l Z \quad (4)$$

对格 $L(H)$ 来说有很多可能的基，任何由 H 经过初等列变换得到的矩阵都可以作为它的基。初等变换矩阵的乘积实际上等效于一个幺模变换矩阵 P ，即 P 中元素只取整数且行列式^[9] $\det(P) = \pm 1$ ，因此当且仅当 P 是幺模矩阵时， $H' = HP$ 与 H 产生相同的格，即：

$$L(H') = L(H) \Leftrightarrow H' = HP \quad (5)$$

信道 H 在一帧中不变化，帧与帧之间独立变化，信道元素是一个均值为0、方差为1的独立复高斯随机变量，噪声是独立同分布的均值为0、实部虚部方差为 $\sigma_n^2/2$ 的复高斯随机变量，且满足 $E(nn^H) = \sigma_n^2 I_{N_R}$ 。

格缩减(lattice reduction)技术^[10]就是优化格的产生矩阵即信道矩阵 H ，使其成为格的新基矢量 H' ，新基矢量变成正交性更好和长度更短的矢量，可以得到好的判决域。

通常，高维格缩减问题是一个NP-hard问题，文献[7]提出了多项式时间、次优的实数域LLL算法，在此基础上本文提出基于Householder变换的复数域格缩减算法，具体步骤如下。

输入： $Q, R, P = I_{N_T}$

输出： Q', R', P

初始化 $Q' = Q, R' = R$

$k = 2$

while $k \leq N_T$

for $l = k - 1, \dots, 2, 1$

$b = R'(l, k) / R'(l, l)$ ，将 b 舍入到最近的复整数 $\mu \in CZ$

if $m \neq 0$

$R'(1:l, k) = R'(1:l, k) - \mu R'(1:l, l)$

$P(:, k) = P(:, k) - mP(:, l)$

end

end

if $\delta |R'(k-1, k-1)|^2 > |R'(k, k)|^2 + |R'(k-1, k)|^2$

交换矩阵 R' 和 P 中的列 $k-1$ 与 k ，计算

Householder矩阵 $\theta = I_2 - 2u^H u$ (其中 $u = \frac{a - \|a\|e_2}{\|a - \|a\|e_2\|}$ ，

$e_2 = [1, 0]^T$ ， $a = R'(k-1:k, k-1)$)，使得

$R'(k, k-1) = 0$ ， $R'(k-1:k, k-1:N_T) = \theta R'(k-1:k, k-1:N_T)$ ，

$Q'(:, k-1:k) = Q'(:, k-1:k)\theta^H$ ，

$k = \max\{k-1, 2\}$

else

$k = k + 1$

end

end

该算法与实数域LLL算法的主要区别是算法在复数域运算,运算步骤中为了保证 \mathbf{R}' 矩阵的上三角特性,在经过列交换后,用Householder变换代替了实数域LLL算法中的Givens旋转变换。

2.3 复数域格缩减辅助的线性及V-BLAST检测

将格缩减技术应用于传统的低复杂度线性及非线性MIMO检测算法中,基本思想就是优化格基,减小基矢量之间的相关性,在变换后的新基中用传统算法检测信号,然后将估计值再恢复成原来格基中的点,可以大大改善次优检测算法的性能。

2.3.1 格缩减辅助线性检测

线性迫零检测导致噪声放大,特别是当信道矩阵接近奇异时。因此,利用复数域格缩减技术找到优化的格基 $\mathbf{H}' = \mathbf{H}\mathbf{P}$,引入 $\mathbf{z} = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{s}$,接收信号式(1)可以写为:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} = \mathbf{H}\mathbf{P}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{s} + \mathbf{n} = \mathbf{H}'\mathbf{z} + \mathbf{n} \quad (6)$$

根据式(6),用对 \mathbf{z} 的均衡代替对 \mathbf{s} 进行均衡:

$$\mathcal{Q}_{\text{ZF}} = \mathbf{P}^{-1} \mathcal{Q}_{\text{ZF}} (\mathbf{H}')^+ \mathbf{r} = \mathbf{z} + (\mathbf{H}')^+ \mathbf{n} \quad (7)$$

格缩减后矩阵 \mathbf{H}' 的列粗略正交,因此与 \mathbf{H} 相比,用 \mathbf{H}' 滤波引起较小的放大噪声。

对于MMSE准则,采用基于MMSE准则的滤波代替ZF滤波即得到:

$$\mathcal{Q}_{\text{DR-MMSE}} = (\mathbf{H}'^H \mathbf{H}' + \sigma^2 \mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{H}'^H \mathbf{r} \quad (8)$$

也可以先将信道进行扩展^[5]:

$$\bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H} \\ \sigma \mathbf{I}_{N_T} \end{bmatrix} \quad \bar{\mathbf{r}} = \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{0}_{N_T,1} \end{bmatrix} \quad (9)$$

然后对扩展的信道 $\bar{\mathbf{H}}$ 进行复数域格缩减,得到 $\bar{\mathbf{H}}' = \bar{\mathbf{H}}' \bar{\mathbf{P}}$,计算:

$$\tilde{\mathbf{z}}_{\text{LR-MMSE}} = (\bar{\mathbf{H}}')^+ \bar{\mathbf{r}} \quad (10)$$

2.3.2 量化判决方法

格缩减辅助检测算法运用格缩减技术,将信道矩阵 \mathbf{H} 列正交化,减小了各发送符号间的干扰,其核心思想是对基于格缩减后的新基进行检测,将检测出的信号直接在变换后星座空间内判决,否则不会带来性能增益。本文采用对检测出的信号各元素进行移位修正独立量化判决的方法。

设发送信号 $\mathbf{s} \in A^{N_T}$,可以把空间 A^{N_T} 看作复整数子空间 $D^{N_T} \cap CZ^{N_T}$ 移位修正的版本,即 $A^{N_T} = c(D^{N_T} + m)$,其中复整数子集合 $D = \left\{ \frac{\sqrt{M}}{2} + j\frac{\sqrt{M}}{2}, \frac{\sqrt{M}}{2} - j\frac{\sqrt{M}}{2}, \frac{\sqrt{M}}{2} + j\frac{\sqrt{M}}{2}, \frac{\sqrt{M}}{2} - j\frac{\sqrt{M}}{2} \right\}$, m 为一复常

数矢量 $\frac{1}{2}(1+j)\mathbf{1}_{N_T}$, $\mathbf{1}_{N_T} = [1 \ 1 \ \dots \ 1]^T$ 是一个 N_T 维的全1列矢量, c 是能量归一化参数。因此变换后信号矢量 \mathbf{z} 可以表达为:

$$\mathbf{z} = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{s} = c\mathbf{P}^{-1}(\mathbf{x} + m) = c(\mathbf{z}_x + \mathbf{P}^{-1}m) \quad (11)$$

其中复整数矢量 \mathbf{z}_x 定义为:

$$\mathbf{z}_x = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{x} \cap \mathbf{P}^{-1}D^{N_T} \cap CZ^{N_T} \quad (12)$$

以 \mathbf{H}' 为滤波矩阵对接收信号进行滤波后得到输出:

$$\mathcal{Q}_{\text{ZF}} = \mathbf{z} + \mathbf{h} = a(\mathbf{z}_x + \mathbf{P}^{-1}m) + \mathbf{h} \quad (13)$$

为了得到发送信号的估计 $\hat{\mathbf{s}}$,将滤波输出信号在复整数域 CZ 内量化,然后重新修正移位得到:

$$\hat{\mathbf{z}} = c \mathcal{Q} \left(\frac{1}{c} \mathcal{Q}_{\text{ZF}} - \mathbf{P}^{-1}m \right) + \mathbf{P}^{-1}m \quad (14)$$

其中 $\mathcal{Q}\{\cdot\}$ 代表逐元素量化操作,最终发送信号估计 $\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{P}\hat{\mathbf{z}}$ 。

2.3.3 格缩减V-BLAST检测

虽然格缩减技术可以优化信道矩阵 \mathbf{H} 使列矢量之间的相关性变小,但是由于 \mathbf{H} 列矢量只是粗略正交,在新基上表示的信号 \mathbf{z} 元素之间仍然存在干扰,所以采用干扰删除的V-BLAST检测与复数域格缩减算法结合能进一步提高性能,具体步骤如下。

假设信号检测顺序为 k_1, k_2, \dots, k_{N_T} ,其中 k_1, k_2, \dots, k_{N_T} 是 $1, 2, \dots, N_T$ 的一个置换。

(1) 初始化: 令 $i=1$, $\mathbf{r}_1 = \mathbf{r}$, $\mathbf{G}_1 = (\mathbf{H}')^+$, $k_1 = \arg \min_j \|(\mathbf{G}_1)_j\|^2$ 。

(2) 递归: 加权矢量 $\mathbf{w}_{k_i} = (\mathbf{G}_i)_{k_i}$,用 \mathbf{w}_{k_i} 对接收信号进行加权处理得到对应第 k_i 个信号的滤波输出 $y_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i}^H \mathbf{r}_{k_i}$,然后利用公式:

$$\hat{\mathbf{z}}_{k_i} = c \mathcal{Q} \left(\frac{1}{c} y_{k_i} - (\mathbf{P}^{-1}m)_{k_i} \right) + (\mathbf{P}^{-1}m)_{k_i}$$

移位修正后得到新基上的估计值,在新基上进行干扰抵消 $\mathbf{r}_{i+1} = \mathbf{r}_i - \hat{\mathbf{z}}_{k_i} (\mathbf{H}')_{k_i}$ 。计算新的滤波矩阵 $\mathbf{G}_{i+1} = (\mathbf{H}')_{k_i}^+$,其中 $(\mathbf{H}')_{k_i}^+$ 是将 \mathbf{H}' 的 k_1, k_2, \dots, k_i 列置零后求伪逆得到的矩阵,寻找滤波矩阵行范数最小的下标值 $k_{i+1} = \arg \min_{j \in \{k_1, k_2, \dots, k_i\}} \|(\mathbf{G}_{i+1})_j\|^2$, $i \leftarrow i+1$,不断地重复上述步骤直到判决出所有新基上对应的估计信号 $\hat{\mathbf{z}}$ 。

(3) 根据公式 $\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{P}\hat{\mathbf{z}}$ 得到原发送信号估计值。

格缩减BLAST检测与传统BLAST检测的不同之处在于,对格缩减后的矩阵 \mathbf{H}' 进行干扰删除;另外对滤波后的估计值,按照上面介绍的移位修正量

化方法进行移位修正操作, 以得到原发送信号估计 \hat{s} 。

2.4 复数域与实数域格缩减算法复杂度比较

由格缩减算法的计算过程看出, 其复杂度在很大程度上取决于格基矩阵 H 的列交换次数。为了分析简单, 假设信道矩阵 H 为一个方阵即 $N_T = N_R = m$, 此时基矩阵列交换次数为 $O(m^2 \lg B)^{[11-12]}$, 其中 B 是最长基矢量的范数, 格缩减算法总的计算复杂度为 $O(m^4 \lg B)$ 。

由式(1)可看出MIMO系统模型构成的是一个复数域格, 若采用实数域格缩减算法, 需要先将信道矩阵 H 和接收信号 r 按下式得到各自的实数域等效模型:

$$H_R = \begin{bmatrix} \text{Re}(H) & -\text{Im}(H) \\ \text{Im}(H) & \text{Re}(H) \end{bmatrix} \quad r_R = \begin{bmatrix} \text{Re}(r) \\ \text{Im}(r) \end{bmatrix} \quad (15)$$

这种变换使得信号处理维度增大了一倍, 而本文提出的基于Householder变换的复数域格缩减算法直接在复数域运算, 不需要扩大矩阵维数。

复数域和实数域格缩减算法复杂度的比值为:

$$K \frac{m^4 \lg B}{(2m)^4 \lg B} \quad (16)$$

式中 参数 K 表示平均每个复数运算等价于多少个实数运算。

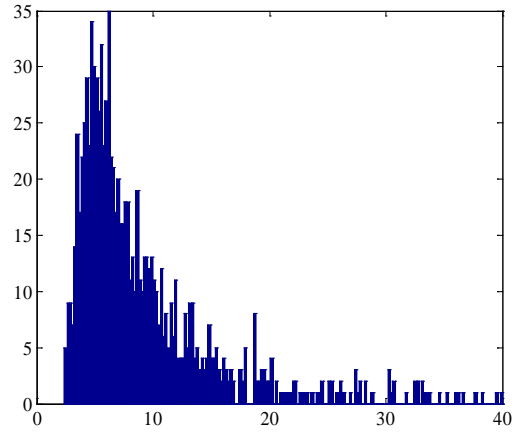
由式(16)可看出, 由于满足 $\frac{K}{16} < 1$, 所以复数域格缩减算法复杂度小于实数域格缩减算法复杂度。

3 仿真结果及分析

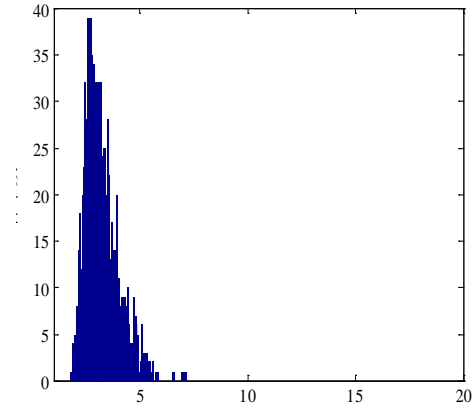
考虑一个4发4收的MIMO系统, 假设信道为平坦瑞利慢衰落信道, 在一帧中不变化, 帧与帧之间独立变化, QPSK调制, 发送端每个天线能量归一化为1, 发送信号总能量为 $E_s = N_T$, N_R 个接收天线总能量为 $N_R E_s$, 承载了 $N_T M_c$ 个信息比特, 信噪比定义为 $\frac{E_b}{N_0} = \frac{E_s N_R}{2\sigma_n^2 N_T M_c}$ 。

为了说明格缩减技术改善矩阵奇异程度的作用, 本文用条件数 $\text{cond}(A) = \|A\|_2 \|A^{-1}\|_2$ 说明矩阵的“好坏”。如果矩阵的条件数越大, 矩阵越接近奇异矩阵, 成为病态矩阵的可能性就越大。

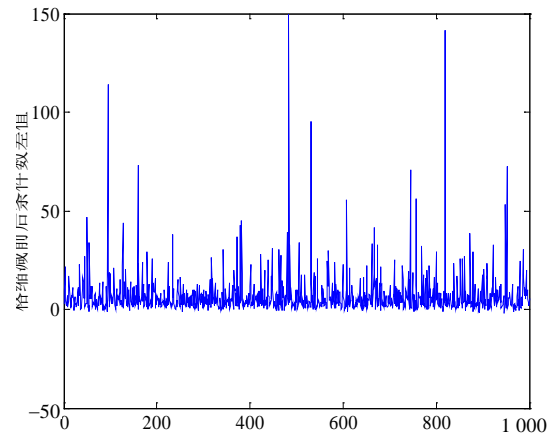
图2a为1 000个样本的 4×4 随机矩阵的条件数统计分布直方图; 图2b为经过复数域格缩减算法后得到新矩阵的条件数统计分布图。



a. 原矩阵条件数分布



b. 复数域格缩减后矩阵条件数分布



c. 格缩减前后矩阵条件数分布差值
图2 格缩减前后矩阵条件比较

从图2a和图2b可以看出, 初始矩阵的条件数分布在较宽的范围, 而且平均值比较大, 经过格缩减处理后, 新的矩阵条件数分布不仅扩展区间变小了, 而且主要集中在较小的取值范围。图2c为每个矩阵格缩减前后条件数的差值分布图。可看出格缩减前后矩阵条件数差值都大于零, 说明矩阵经过格缩减后, 条件数减小了, 成为病态矩阵的可能性变小了。线性ZF、线性MMSE以及与格缩减技术相结合的性能仿真曲线如图3所示。

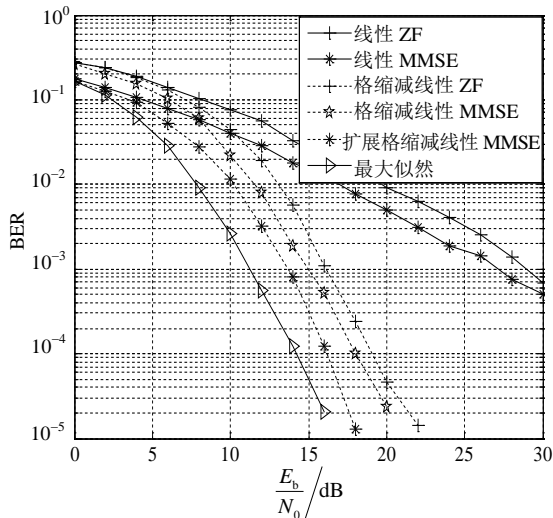


图3 格缩减辅助的线性检测

从图中可以看出,采用本文提出的复数域格缩减技术可以改善系统的性能。在 10^{-3} 误比特率时,采用格缩减的ZF检测与没有格缩减的ZF检测相比,信噪比提高了大约13 dB。对于MMSE准则,格缩减带来的性能增益大约为12 dB,对扩展信道模型进行格缩减与对原始信道进行格缩减相比,带来的性能增益为1.5 dB左右,因此对扩展信道进行格缩减的MMSE检测性能更好。而且从图中还可看出,线性ZF、MMSE检测的分集增益为1,而格缩减辅助的线性检测性能曲线平行于最大似然检测性能曲线,分集增益为4dB。

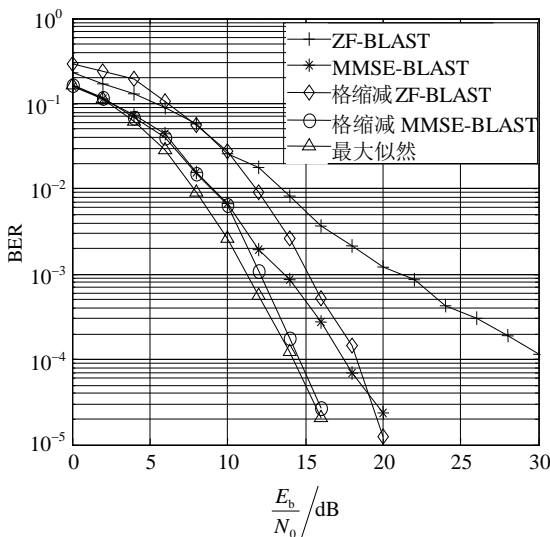


图4 格缩减辅助的BLAST检测

最优排序的BLAST检测及与格缩减技术相结合的性能曲线如图4所示。

从图中可以很明显的看出,格缩减技术同样可以提高BLAST检测的性能。在 10^{-3} 误比特率时,格缩减辅助的ZF-BLAST检测与传统的ZF-BLAST检

测相比,信噪比改善了大约7 dB,基于MMSE准则时,性能提高了大约2 dB,而且格缩减辅助的MMSE-BLAST检测和最大似然检测性能非常接近。

由前面的介绍可知,复数域格缩减的复杂度在很大程度上取决于列交换的次数。如果满足条件 $d|r'_{k-1,k-1}|^2 \leq |r'_{k,k}|^2 + |r'_{k-1,k}|^2$,就不需要进行列交换,所以上三角矩阵 $R\Phi$ 的对角元素应该尽可能小,在进行格缩减运算前,采用排序的QR分解可以降低格缩减的计算复杂度。4发4收情况下,复数域格缩减算法中所需列交换的平均次数随信噪比变化的情况如图5所示。

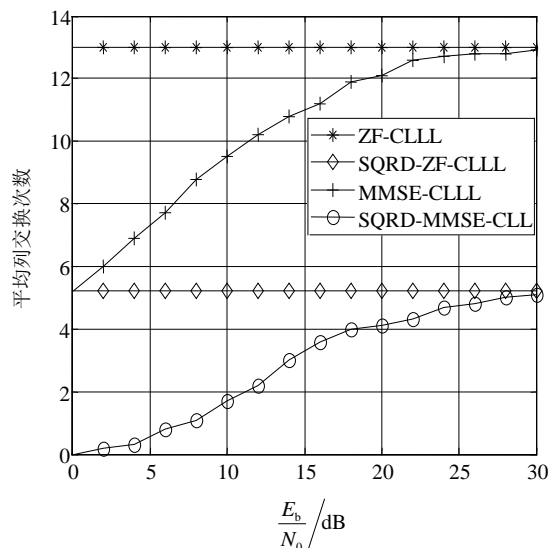


图5 复数域格缩减算法列交换平均次数

由图可以看出,对于ZF准则,如果采用SQRD作为初始点,平均列交换的次数由原来的13减小为5.2。在采用扩展信道模型的MMSE准则下,复杂度的降低更加明显,在10 dB时,没有预先排序的MMSE-格缩减算法列交换次数大约为9.5,而以SQRD作为初始点的列交换次数为1.8,复杂度低了5倍多,即采用SQRD的解作为起始点进行格缩减算法可以降低计算复杂度。

4 结论

最大似然检测在误比特率最小的意义下是最优接收,但其复杂度不可实现。本文提出了基于Householder变换的复数域格缩减算法,该算法复杂度小于实数域格缩减算法。仿真结果表明,基于复数域格缩减技术的MIMO检测算法取得了逼近最优最大似然检测算法的性能。

本文研究工作得到北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室开放课题项目(2009 10 2)的资助,在此表示感谢。

参 考 文 献

- [1] TELATAR I E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels[J]. *Eur Trans Telecom*, 1999, 10(6): 585-595.
- [2] 付卫红, 杨小牛, 刘乃安, 等. 宽带无线通信中的MIMO系统[J]. *电子科技大学学报*, 2007, 36(2): 176-178.
FU Wei-hong, YANG Xiao-niu, LIU Nai-an, et al. MIMO systems in wideband wireless[J]. *Journal of University of Electronic Science and Technology of China*, 2007, 36(2): 176-178.
- [3] WOLNIANSKY P W, FOSCHINI G J, GOLDEN G D, et al. V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel[C]//*Proceedings of URSI International Symposium on Signals, Systems and Electronics*. Italy: IEEE, 1998: 295-300.
- [4] AHMED D K, AMIR S, JEAN P C, et al. New list sphere decoding and iterative synchronization algorithms for MIMO-OFDM detection with LDPC FEC[J]. *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, 2008, 57(6): 3510-3524.
- [5] YANG Yi-jin, ZHAO Chun-ming, ZHOU Peng, et al. MIMO detection of 16QAM signaling based on semidefinite relaxation[J]. *IEEE Transaction on Signal Processing*, 2007, 14(11): 797-799.
- [6] WANG Yun, LIU Shou-yin. A new high rate differential space-time-frequency modulation for MIMO-OFDM[J]. *Journal of Electronic Science and Technology of China*, 2007, 5(3): 193-198.
- [7] WUBBEN D, BOHNKE R, Kuhn V, et al. Near maximum likelihood detection of MIMO systems using MMSE-based lattice reduction[C]//*Proceedings of International Conference on Communications*. Paris: IEEE, 2004: 798-802.
- [8] MICCIANCIO D, GOLDWASSER S. Complexity of lattice problems: a cryptographic perspective[M]. Norwell: Kluwer Academic Publishers. 2002: 180-190.
- [9] SCHNOOR C P, EUCHNER M. Lattice basis reduction: improved practical algorithms and solving subsets sum problems[J]. *Mathematical Programming*, 1994, 66(3): 181-191.
- [10] WINDPASSINGER C, FISCHER R F H. Low-complexity near maximum-likelihood detection and precoding for MIMO systems using lattice reduction[C]//*Proceedings of Information Theory Workshop*. Paris: IEEE, 2003: 345-348.
- [11] LENSTRA A K, LENSTRA H W, Lovasz L. Factoring polynomials with rational coefficients[J]. *Math Ann* 1983, 261(4): 513-534.
- [12] YING Hung-gan, WAI How Mow. Complex lattice reduction algorithms for low-complexity MIMO detection [C]//*Proceedings of Global Telecommunication Conference*. St. Louis: IEEE, 2005: 2953-2957.

编辑 张俊

(上接第669页)

- [11] TANG B, WANG X G, CHEN K S. Improved multistage wiener filters in nonhomogeneous clutter environments[J]. *Journal of Electronic Science and Technology of China*, 2008, 6(1): 75-78.
- [12] PARK H R, LI J, WANG H. Polarization-space-time domain generalized likelihood ratio detection of radar targets[J]. *Signal Process*, 1995, 41: 153-164.
- [13] PARK H R, WANG H. Adaptive polarization-space-time domain radar target detection in inhomogeneous clutter environments[J]. *IEE Proceedings Radar, Sonar and Navig*, 2006, 153(1): 35-43.
- [14] 刘力东, 吴顺君, 孙晓闻. 复合高斯杂波中相干雷达极化自适应检测算法研究[J]. *电子与信息学报*, 2006, 28(2): 326-329.
LIU L D, WU S J, SUN X W. Polarimetric adaptive detection algorithm in compound-Gaussian clutter with coherent radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2006, 28(2): 326-329.
- [15] 蒋咏梅, 陆铮. 相关非高斯分布杂波的建模与仿真[J]. *系统工程与电子技术*, 1999, 21(10): 27-30.
JIANG Y M, LU Z. Modeling and simulation of correlated non-Gaussian foliage background radar clutter[J]. *System Engineering and Electronics*, 1999, 21(10): 27-30.

编辑 黄莘