

分布式 MIMO 系统的一种低复杂度检测算法

赵宏志 唐友喜 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

摘要: 针对发射天线分布的 MIMO 信号, 基于排序的乔列斯基分解过程(Sorted CHolesky Decomposition, SCHD), 将匹配滤波后的加性高斯色噪声转化成加性高斯白噪声, 根据后验信噪比对发射信号检测顺序进行重排, 降低了误差传播的影响, 该算法仅需一次矩阵求逆操作。在瑞利衰落信道下的计算机仿真表明, 该算法与已有的分布式 MIMO 信号检测方法相比, 具有较优的性能和较低的复杂度。

关键词: 分布式 MIMO 系统; 排序; 乔列斯基分解

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)03-0661-05

A Low Complexity Detection Scheme for MIMO Signal with Distributed Transmit Antennas

Zhao Hong-zhi Tang You-xi Li Shao-qian

(National Key Lab. of Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: A low complexity detection scheme for the MIMO system with distributed transmit antennas is presented. Based on a Sorted CHolesky Decomposition (SCHD), the additive gaussian color noise after match filter is whitened; The detection sequence according to the post signal noise ratio is reordered, and the risk of error propagation is degraded. The whole algorithm only requires one matrix inverse. Simulation results show that the presented algorithm has better performance and lower complexity compared to the existing detection scheme over Rayleigh fading channels.

Key words: Distributed MIMO system; Reordering; Cholesky decomposition

1 引言

MIMO(Multiple Input Multiple Output)系统与SISO(Single Input Single Output)系统相比, 信道容量有着巨大的优势^[1]。Foschini等人于1998年提出了V-BLAST^[2](Vertical Bell Labs Layered Space-Time)的思想, 在室内慢衰落的环境下, 实验验证该系统的频谱效率可达到40bit/s/Hz。

分布式天线MIMO(Distributed Antenna MIMO)系统, 将多个天线组分布到不同的地理区域, 不同位置的天线组经过光纤或同轴电缆与中心信号处理器相连^[3]。与收发天线集中式MIMO相比, 分布式MIMO的收发天线间的链路更加独立, 能达到更高的系统容量^[4]; 另一方面, 由于收发天线分布于小区的不同地理位置, 分布式MIMO能有效的缩短信号的接入距离, 降低对发射信号的功率要求^[5], 提高小区覆盖率^[6]。由于分布式MIMO的以上优点, 近几年来分布式MIMO的研究得到了关注。目前, 对分布式MIMO的研究主要有: 综合考虑大尺度衰落和小尺度衰落的分布式信道模型^[7], 分

布式MIMO的误码率^[7]和信道容量^[8]。

采用分布式发射天线结构的V-BLAST(Distributed Transmit Antennas V-BLAST, DTA-V-BLAST)系统, 在继承传统V-BLAST系统技术优势的同时, 兼有分布式天线系统的特点。然而, 发射天线在地域上的分布性会引起各发射天线的发射信号不同时到达接收天线, 传统V-BLAST的信号检测算法不能直接使用^[9]。文献[9]提出了基于编码的分布式MIMO系统的迭代格搜索算法。文献[10]给出了分布式MIMO的一种信号检测方法, 通过发射端的预滤波和接收端的均衡器来恢复发射机发射的信号。文献[11]提出了一种分布式MIMO下排序的干扰抵消检测算法: DTA-VBLAST-OIC (Distributed Transmit Antennas V-BLAST Order Interference Cancellation)。

文献[11]提出的DTA-VBLAST-OIC算法, 该算法存在两个缺陷: 一是该算法未考虑接收信号表达式中的高斯噪声为色噪声的问题, 因此文献[11]中提出的算法并非最优的干扰抵消排序算法; 二是复杂度较高, 每检测一个发射符号, 需要进行一次矩阵伪逆运算, 伪逆运算具有较高的复杂度。

为解决上述问题, 本文提出一种基于乔列斯基分解的排序的信号检测算法: SCHD(Sorted CHolesky Decomposition), SCHD算法根据相关矩阵的对称特点, 对等效信

2005-06-10 收到, 2006-04-13 改回

国家自然科学基金(60272009, 60472045, 60496313)和教育部博士点基金(20020614001)资助课题

道矩阵进行乔列斯基分解, 将匹配滤波后的高斯色噪声进行白化处理, 转化为高斯白噪声, 根据后验信噪比对检测顺序进行排列, 完成信号检测。同时 SCHD 算法复杂度较低, 整个检测过程仅需一次矩阵求逆操作。

本文的其余部分结构如下: 第 2 节给出发射天线分布式 MIMO 的系统模型, 其中包括发射机模型、信道模型和接收机模型; 第 3 节是基于乔列斯基分解的信号检测方法; 第 4 节是复杂度分析; 第 5 节是计算机仿真结果及分析; 最后是本文结束语。

如无特殊注明, 本文采用以下标记: $(\bullet)^T$ 表示 (\bullet) 的转置, $(\bullet)^H$ 表示 (\bullet) 的转置共扼, \mathbf{A} 表示矩阵, \mathbf{A}_j 表示矩阵 \mathbf{A} 的第 j 列, 其中第 i 行第 j 列元素为 $a_{i,j}$, \mathbf{b} 表示向量, 其中第 i 行元素为 b_i , $Q(x)$ 表示判决函数。

2 系统模型

2.1 发射机模型

图 1 为分布式 MIMO 系统模型。

信源数据比特经调制后从 N_T 个发射天线上发送, 从 0 到 $L-1$ 时刻的发射信号向量为 $\mathbf{s} = [\mathbf{s}^T(0), \dots, \mathbf{s}^T(L-1)]^T$, $\mathbf{s}(l) = [s_1(l), \dots, s_{N_T}(l)]^T$, $\mathbf{s}(l)$ 表示 l 时刻的发射矢量, $s_m(l)$ 表示 l 时刻第 m 个发射天线的发射符号, $s_m(l)$ 取自 M 维调制字符集合 $\{a_1, \dots, a_M\}$ 。当 $l \notin [0, L-1]$ 时, $\mathbf{s}(l) = \mathbf{0}$ 。第 m 个发射天线的发射信号可以表示为

$$x_m(t) = \sqrt{\frac{2P}{N_T}} \sum_{i=0}^{L-1} s_m(i)g(t-iT) \quad (1)$$

其中 P 为 N_T 个发射天线发射的总功率, 每个发射天线的发射功率为 P/N_T , T 为符号周期, $g(t)$ 为发射天线的基带波形, 不失一般性, 本文中取为单位脉冲:

$$g(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$$

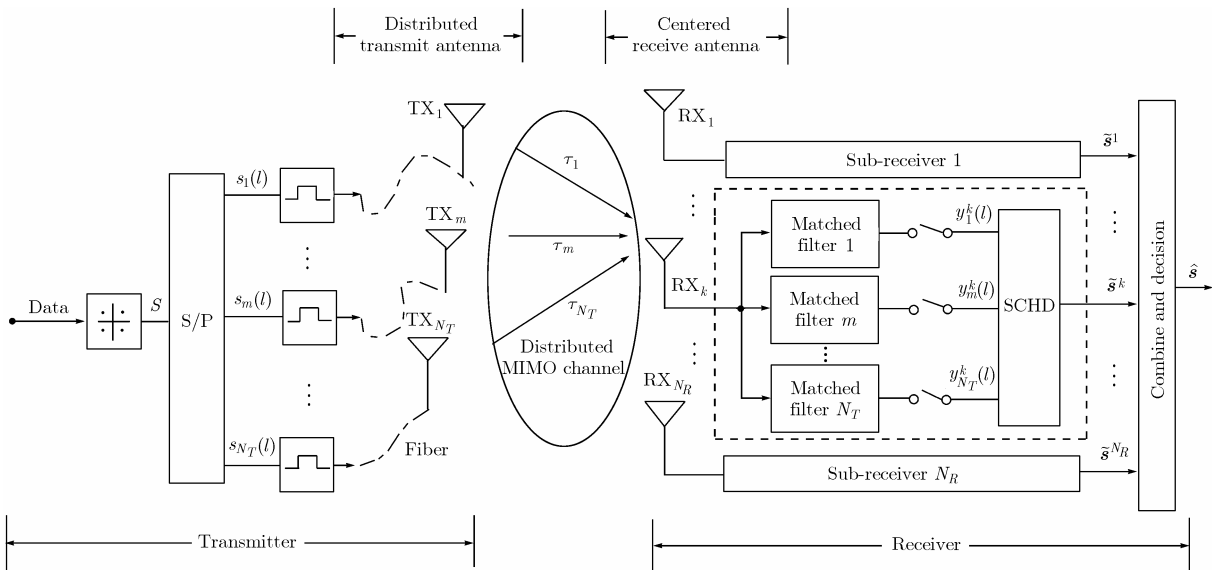


图1 分布式 MIMO 系统模型

2.2 信道模型

N_T 个发射天线分布于小区中, 接收端 N_R 个接收天线充分靠近, 同一发射天线到达不同接收天线的时延相同, 假定无线环境散射充分, 不同发射天线到接收天线经历独立的瑞利衰落。本文只考虑单径瑞利衰落信道, 且接收机已知信道的冲击响应。接收端第 k 个接收天线接收到的信号可以表示为

$$r^k(t) = \sum_{j=1}^{N_T} f_{k,j}(i)x_n(t-\tau_j) + n^k(t) \quad (2)$$

其中 $f_{k,j}(i)$ 是 i 时刻从第 j 个发射天线到第 k 个接收天线的信道衰落, τ_j 是从第 j 个发射天线到第 k 个接收天线的信道传播时间。 $n^k(t)$ 为加性复高斯噪声, 均值为零, 方差为 σ^2 。不失一般性, 这里假设不同发射天线对应的信道时延按 $0 \leq \tau_1 < \dots < \tau_{N_T} < T$ 排序。

2.3 接收机模型

首先在每个接收天线上提取每个发射天线发射的信号, 如图 1 所示, 第 k 个接收天线上的信号 $r^k(t)$ 首先通过匹配滤波器组对不同发射天线到接收天线 k 的信号进行匹配滤波, 匹配滤波器组包括 N_T 个匹配滤波器。接收信号通过发射天线 m 的匹配滤波器后 l 时刻的输出为

$$\begin{aligned} y_m^k(l) &= \int_{-\infty}^{\infty} r^k(t)g(t-lT-\tau_m)dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sqrt{\frac{2P}{N_T}} \sum_{j=1}^{N_T} \sum_{i=0}^{L-1} f_{k,j}(i)s_j(i)g(t-iT-\tau_j) + n^k(t) \right] \\ &\quad \cdot g(t-lT-\tau_m)dt \end{aligned} \quad (3)$$

化简式 (3), 令 $n_m^k(l) = \int_{-\infty}^{\infty} n^k(t)g(t-lT-\tau_m)dt$,

$R_{m,j}(l-i) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t-iT-\tau_j)g(t-lT-\tau_m)dt$, 由于基带波

形 $g(t)$ 仅在 $[0, T]$ 内有值, 故 $R_{m,j}(l-i) = 0, \forall |l-i| > 1$ 。

基于以上假设, 式(3)可简化为

$$y_m^k(l) = \sqrt{\frac{2P}{N_T}} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=1}^{N_T} R_{m,j}(l-i) f_{k,j}(i) s_j(i) + n_m^k(l) \quad (4)$$

引入 $N_T \times N_T$ 的相关矩阵 $\mathbf{R}(l-i)$, 其元素为 $R_{m,j}(l-i)$, $\mathbf{R}(l-i)$ 满足:

$$\mathbf{R}(l-i) = \mathbf{R}^T(i-l)$$

同时引入 l 时刻接收天线 k 的对角信道矩阵 $\mathbf{F}^k(l) = \text{diag}[f_{k,1}(l), \dots, f_{k,N_T}(l)]$ 。

第 k 个接收天线匹配滤波器组在 l 时刻的输出式(4)可表示为向量形式:

$$\mathbf{y}^k(l) = \sqrt{\frac{2P}{N_T}} [\mathbf{R}(1)\mathbf{F}^k(l-1)\mathbf{s}(l-1) + \mathbf{R}(0)\mathbf{F}^k(l)\mathbf{s}(l) + \mathbf{R}(-1)\mathbf{F}^k(l+1)\mathbf{s}(l+1)] + \mathbf{n}^k(l) \quad (5)$$

其中 $\mathbf{y}^k(l) = [y_1^k(l), \dots, y_{N_T}^k(l)]^T$, $\mathbf{n}^k(l) = [n_1^k(l), \dots, n_{N_T}^k(l)]^T$ 。

将第 k 个接收天线匹配滤波器组在 $l = 0, \dots, L-1$ 时刻的输出表示成矩阵形式。定义 $LN_T \times LN_T$ 的对称 Toeplitz 矩阵 \mathbf{R} 和 $LN_T \times LN_T$ 的对角信道矩阵 \mathbf{F}^k

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) & 0 & \dots & 0 \\ \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) & & \vdots \\ 0 & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \ddots & 0 \\ \vdots & & & \ddots & \mathbf{R}(-1) \\ 0 & \dots & 0 & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{F}^k = \text{diag}[f_{k,1}(0), \dots, f_{k,N_T}(0), \dots, f_{k,1}(L-1), \dots, f_{k,N_T}(L-1)]$$

$$\mathbf{y}^k = [(\mathbf{y}^k(0))^T, \dots, (\mathbf{y}^k(L-1))^T]^T$$

$$\mathbf{n}^k = [(\mathbf{n}^k(0))^T, \dots, (\mathbf{n}^k(L-1))^T]^T$$

这样, 从符号时隙 0 到 $L-1$ 在接收天线 k 上进行匹配滤波, 提取到的信号 \mathbf{y}^k 可表示为

$$\mathbf{y}^k = \sqrt{\frac{2P}{N_T}} \mathbf{R} \mathbf{F}^k \mathbf{s} + \mathbf{n}^k \quad (6)$$

由式(3)可知: \mathbf{n}^k 为零均值高斯色噪声, 其协方差矩阵 $\text{cov}(\mathbf{n}^k) = \sigma^2 \mathbf{R}$ 。

在本文的条件下, 由于各收发天线对的时延不相等, 式(6)中 $\mathbf{R} \mathbf{F}^k$ 是可逆的, 仅需一根接收天线即可检测出全部 LN_T 个发射符号。

从式(6)出发, 文献[11]提出DTA-VBLAST-OIC算法, DTA-VBLAST-OIC算法存在两个缺陷, 首先, DTA-VBLAST-OIC算法未考虑到式(6)中的 \mathbf{n}^k 实际为高斯色噪声的问题, 针对式(6)直接进行干扰抵消排序, 假设第 k 步的零化矢量为 $\boldsymbol{\omega}_k$, 考虑第 k 步的信噪比 $\text{SNR}_k^{\text{DTA-VBLAST-OIC}}$:

$$\text{SNR}_k^{\text{DTA-VBLAST-OIC}} = \frac{\mathbf{E}\{|s_k|^2\}}{\mathbf{E}\{\boldsymbol{\omega}_k^H \mathbf{n}_k\}} \quad (7)$$

当 \mathbf{n}^k 为高斯白噪声时(假设其协方差矩阵为 $\sigma^2 \mathbf{I}$):

$$\begin{aligned} \mathbf{E}\{\boldsymbol{\omega}_k^H \mathbf{n}_k\} &= \mathbf{E}\{\boldsymbol{\omega}_k^H \mathbf{n}_k \mathbf{n}_k^H \boldsymbol{\omega}_k\} = \boldsymbol{\omega}_k^H \mathbf{E}\{\mathbf{n}_k \mathbf{n}_k^H\} \boldsymbol{\omega}_k \\ &= \sigma^2 |\boldsymbol{\omega}_k|^2 \end{aligned} \quad (8)$$

当 \mathbf{n}^k 为高斯色噪声时(其协方差矩阵为 $\sigma^2 \mathbf{R}$):

$$\begin{aligned} \mathbf{E}\{\boldsymbol{\omega}_k^H \mathbf{n}_k\} &= \mathbf{E}\{\boldsymbol{\omega}_k^H \mathbf{n}_k \mathbf{n}_k^H \boldsymbol{\omega}_k\} = \boldsymbol{\omega}_k^H \mathbf{E}\{\mathbf{n}_k \mathbf{n}_k^H\} \boldsymbol{\omega}_k \\ &= \sigma^2 \boldsymbol{\omega}_k^H \mathbf{R} \boldsymbol{\omega}_k \end{aligned} \quad (9)$$

由式(8)、式(9)可以看出: 在 \mathbf{n}^k 为高斯白噪声的情况下, \mathbf{n}^k 的协方差矩阵为单位阵(存在常数区别), 第 k 步的信噪比 $\text{SNR}_k^{\text{DTA-VBLAST-OIC}}$ 只与第 k 步的零化矢量为 $\boldsymbol{\omega}_k$ 有关, 排序结果只与 $\boldsymbol{\omega}_k$ 有关; 在 \mathbf{n}^k 为高斯色噪声的情况下, \mathbf{n}^k 的协方差矩阵并非单位阵, 因此第 k 步的信噪比不仅与 $\boldsymbol{\omega}_k$ 有关, 还与 \mathbf{n}^k 的协方差矩阵有关, 即排序结果由 $\boldsymbol{\omega}_k$ 和 \mathbf{R} 共同决定。而式(6)中的 \mathbf{n}^k 为高斯色噪声, 文献[11]仅根据零化矢量 $\boldsymbol{\omega}_k$ 的范数进行排序, 忽略色噪声协方差矩阵中 \mathbf{R} 的影响, 故其算法并非最优的排序干扰抵消。

另一方面, 在于计算复杂度较高, 伪逆运算具有较高的复杂度, 整个算法共需 $LN_T - 1$ 次伪逆操作才能完成发端全部发射符号检测, 随着 N_T 和 L 的增加, 复杂度的增加更为明显。

为了解决上述问题, 下文以单天线接收为例介绍基于乔列斯基分解的分布式 MIMO 信号检测算法。

3 乔列斯基分解信号检测

在式(6)两边同时左乘 \mathbf{F}^H

$$(\mathbf{F}^k)^H \mathbf{y}^k = \sqrt{\frac{2P}{N_T}} (\mathbf{F}^k)^H \mathbf{R} \mathbf{F}^k \mathbf{s} + (\mathbf{F}^k)^H \mathbf{n}^k \quad (10)$$

令等效信道矩阵 $\mathbf{H} = \sqrt{2P/N_T} (\mathbf{F}^k)^H \mathbf{R} \mathbf{F}^k$, \mathbf{R} 和 \mathbf{F}^k 均为对称矩阵, 故 \mathbf{H} 为 Hermite 矩阵, 在本文的条件下, 根据 \mathbf{R} 和 \mathbf{F}^k 的特点, 容易证明 \mathbf{H} 为正定黑米特矩阵, 对 \mathbf{H} 进行乔列斯基(Cholesky)分解, $\mathbf{H} = \mathbf{G}^H \mathbf{G}$, 式(7)两边同时左乘 $(\mathbf{G}^H)^{-1}$:

$$(\mathbf{G}^H)^{-1} (\mathbf{F}^k)^H \mathbf{y}^k = \mathbf{G} \mathbf{s} + (\mathbf{G}^H)^{-1} (\mathbf{F}^k)^H \mathbf{n}^k \quad (11)$$

令 $\mathbf{y} = (\mathbf{G}^H)^{-1} (\mathbf{F}^k)^H \mathbf{y}^k$, $\mathbf{n} = (\mathbf{G}^H)^{-1} (\mathbf{F}^k)^H \mathbf{n}^k$, $N = LN_T$:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (12)$$

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_{1,1} & g_{1,2} & \dots & g_{1,N} \\ 0 & g_{2,2} & \dots & g_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & g_{N,N} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_N \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_N \end{pmatrix} \quad (13)$$

经过上述变换后, \mathbf{n} 为零均值高斯白噪声矢量。 \mathbf{y} 中的第 k 个元素 y_k :

$$y_k = g_{k,k} s_k + \sum_{i=k+1}^N g_{k,i} s_i + n_k \quad (14)$$

式(14)中, 第 1 项为期望解调的信号, 根据乔列斯基分解的性质, $g_{k,k}$ 为正实数, 第二项为其他时刻信号的干扰项, 最后一项为高斯噪声, 假设 $y_{k+1}, y_{k+2}, \dots, y_N$ 都已正确检测, 第

k 步的信噪比 SNR_k :

$$\text{SNR}_k = \frac{\mathbf{E}\left\{\left|s_k\right|^2\right\}g_{k,k}}{\mathbf{E}\left\{\left|n_k\right|^2\right\}} \sim g_{k,k} \quad (15)$$

经过乔列斯基分解后得到的 \mathbf{n} 为零均值高斯白噪声矢量, 故 n_k 相互独立, 且均值为零, 方差为 σ^2 , s_k 方差为 1, 最大化 SNR_k 即等效于最大化 $g_{k,k}$, 根据以上分析, 在式(13)的基础上进行排序干扰抵消, 无需考虑噪声 \mathbf{n} 的协方差矩阵, 仅需考虑 $g_{k,k}$ 的影响。

3.1 非排序乔列斯基分解信号检测方法(Unsorted Cholesky Decomposition, UCHD)

根据式(10)~式(13), 首先由 y_N 检测出 s_N , 然后从 y_{N-1} 中扣除 s_N 的干扰, 检测出 s_{N-1} , ..., 依次解出 s_N, s_{N-1}, \dots, s_1 , 上述依次检测出 s_N, s_{N-1}, \dots, s_1 的过程, 实质上是一个串行干扰抵消过程, 由于误差传播的影响, 串行干扰抵消检测方法的检测顺序至关重要。 \mathbf{H} 中元素的不同排列组合, 得到不同的乔列斯基分解结果, 从而导致不同的检测顺序, 进而造成不同的误码率性能。上述信号部分的顺序为信号的接收逆顺序, 显然不是一种最优的检测顺序。

3.2 排序的乔列斯基分解信号检测方法(Sorted Cholesky Decomposition, SCHD)

最佳的信号检测顺序是最大化后验信噪比 $\text{SNR}_k(k = N, \dots, 1)$ 。根据式(10), 首先确保在所有可能的 \mathbf{H} 排列组合中, 后验信噪比 SNR_N 取得最大值, 即 $g_{N,N}$ 选取最大的值, 确定第 1 步检测的信号分量, 然后 $g_{N-1, N-1}$ 按照类似的方法选取, ..., 最后得到 $g_{1,1}$, 确定第 N 步检测的信号分量。但是, 由于实际的乔列斯基分解是按照一种相反的顺序进行的, 首先产生 $g_{1,1}$, 然后是 $g_{2,2}, \dots$, 最后得到 $g_{N,N}$, 因此要根据 $\text{SNR}_k(k = N, \dots, 1)$ 最大化准则获得最佳检测顺序, 所需要的计算量是非常大的。

本文提出一种低复杂度, 基于排序的乔列斯基分解的信号检测方法: 最小化 $\text{SNR}_k(k = 1, \dots, N)$:

首先是排序过程: 在 N 个候选信号中, 选择一信号分量, 使得 $g_{1,1}$ 最小化, 确定第 N 步(最后一步)待检测的信号分量, 然后根据 $g_{1,1}$ 计算 $g_{2,2}$, 从 $N-1$ 个候选信号中选择使得 $g_{2,2}$ 最小化的信号分量, 确定第 $N-1$ 步待检测的信号分量, ..., 最后得到 $g_{N,N}$, 确定第 1 步待检测的信号。上述排序过程与乔列斯基分解顺序相吻合, 算法复杂度较低。

然后按照跟非排序乔列斯基分解相同的信号检测方法, 依次检测出 s_N, s_{N-1}, \dots, s_1 。

需要指出的是, 上述排序过程是一种次佳的排序方法, 对于乔列斯基分解的矩阵 \mathbf{G} , 如果按照最佳的检测顺序最大化 SNR_k , $k = N, \dots, 1$ 。即首先最大化 $g_{N,N}$, 计算 $g_{N,N}$ 需要已知 $g_{k,k}$, $k = 1, \dots, N-1$, 但是 $g_{k,k}$, $k = 1, \dots, N-1$ 又是未知的, 所以最优的排序方法在计算量上是非常复杂的, 本文提出的信号检测方法最小化 SNR_k , $k = 1, \dots, N$, 首先最小化 $g_{1,1}$, 与乔列斯基分解的顺序相吻合, 降低了计算复杂

度。

3.3 多接收天线信号合并

上述算法以接收天线 k 为例, $\hat{\mathbf{s}}$ 忽略其上标 k 。如图 1 所示, 将 N_R 个子接收机的结果进行等增益合并, 判决, 得到发射信号的估计值 $\hat{\mathbf{s}}$

$$\hat{\mathbf{s}} = Q\left(\sum_{i=1}^{N_R} \hat{\mathbf{s}}^i\right) \quad (16)$$

4 复杂度分析

本文使用浮点操作数(floating point operations, flops)用来度量 3 种算法的复杂度, 实数加、减、乘、除均视为一次浮点操作, 根据以上设定, DTA-VBLAST-OIC 算法和 SCHD 算法的复杂度分别为:

$$f_{\text{DTA-VBLAST-OIC}} = 8(N_T L)^4 + (16N_R + 1)(N_T L)^3 + (12N_R + 7)(N_T L)^2 + (18N_R - 2)(N_T L)$$

$$f_{\text{SCHD}} = \frac{11}{2}(N_T L)^3 + (4N_R + 4)(N_T L)^2 + \left(4N_R - \frac{1}{2}\right)(N_T L)$$

定义复杂度对比因子:

$$\rho = f_{\text{SCHD}} / f_{\text{DTA-VBLAST-OIC}}$$

图 2 为接收天线和发射天线数均为 4 时, 复杂度对比因子 ρ 随每天线发射信号块长 L 的变化曲线, 从图中可以看出, 随着 L 的增大, SCHD 算法的优势逐步得到体现, 在 $L = 5$ 的情况下, SCHD 算法的复杂度约相当于 DTA-VBLAST-OIC 算法复杂度的百分之一。

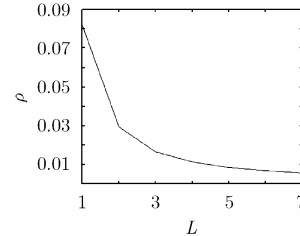


图 2 复杂度对比因子随发射信号块长 L 的变化曲线

5 仿真结果分析

为了验证本文所提出的思想, 进行了计算机仿真。不同收发天线之间的信道采用单径瑞利衰落信道, 其他仿真条件如表 1 所示, 对 DTA-VBLAST-OIC 算法和 SCHD 算法进行了仿真对比。

表1 仿真条件

表1 仿真条件	
载波频率	2000MHz
信号带宽	1MHz
运动速度	120km/h
发射天线数	4
发送块长 L	2
调制方式	BPSK

为了验证各发射天线发射信号不同时到达接收天线的特性对本算法的影响, 这里假设两种时延场景, 如表 2 所示。

表 2 不同分布时延场景

分布时延	τ_1	τ_2	τ_3	τ_4
场景 1	0	$0.1T$	$0.2T$	$0.3T$
场景 2	0	$0.2T$	$0.4T$	$0.6T$

图 3 为在分布时延场景 1 时两种算法的性能比较, 发射天线数为 4, 上方的两条曲线代表接收天线数目为 1, 下方的两条曲线代表接收天线数目为 4, 实线表示 SCHD 算法, 虚线表示 DTA-VBLAST-OIC 算法。在单接收天线和多接收天线两种情况下, SCHD 算法均优于 DTA-VBLAST-OIC 算法, 在单天线接收, 10^{-1} 误码率下, SCHD 算法性能比 DTA-VBLAST-OIC 算法提高 2~3dB。在 4 接收天线, 误码率为 10^{-3} 条件下, SCHD 算法性能比 DTA-VBLAST-OIC 算法提高 3dB。多接收天线合并后的性能明显优于单接收天线的性能。图 4 是在分布时延场景 2 下, 两种算法性能计算机仿真结果, 从中可以得到类似的结论。在单接收天线和多接收天线情况下, SCHD 算法性能优于 DTA-VBLAST-OIC 算法。

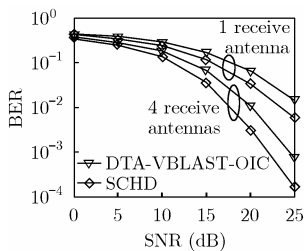


图 3 场景 1 中 DTA-VBLAST-OIC 算法和 SCHD 算法在不同接收天线数目下的误码率

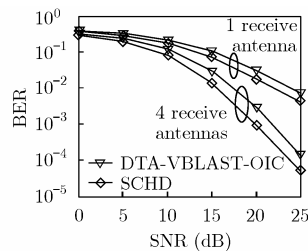


图 4 场景 2 中 DTA-VBLAST-OIC 算法和 SCHD 算法在不同接收天线数目下的误码率

SCHD 算法性能优于 DTA-VBLAST-OIC 算法原因在于, DTA-VBLAST-OIC 算法未考虑进行排序干扰抵消时色噪声的影响, 在此基础上进行的排序干扰抵消算法并非最优, SCHD 算法首先进行了噪声白化处理, 将高斯色噪声转化成高斯白噪声, 然后再进行基于乔列斯基的排序的干扰抵消信号检测, 因此 SCHD 算法取得了较优的 BER 性能。

比较图 3 和图 4, 在相同时延场景和相同的合并接收天线数条件下, SCHD 算法和 DTA-VBLAST-OIC 算法的误码率均随着分布式时延差的增大而降低。

6 结束语

本文提出了一种低复杂度的基于排序的乔列斯基分解的信号检测方法, SCHD 算法对接收到等效的信道矩阵进行乔列斯基分解, 将高斯色噪声转化成高斯白噪声, 按照最小化 $SNR_k (k=1, \dots, N)$ 的原则, 对待检测信号进行排序, 抑制了串行检测过程中误差传播的影响, 提高了系统性能, 同时降低了算法的复杂度。计算机仿真结果显示, 在分布式时延场景 1, 4 发 4 收, $L=2$, BPSK 调制, 10^{-3} 误码率条件下, SCHD 算法跟 DTA-VBLAST-OIC 算法相比, 性能提高约 3dB, 复杂度约相当于 DTA-VBLAST-OIC 算法的 3%。

参考文献

- [1] Foschini G J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas. *Bell Laboratories Technical Journal*, 1996, 1(2): 41-59.
- [2] Wolniansky P W, Foschini G J, Golden G D, and Valenzuela R A. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. *IEEE International Symposium on Secure Software Engineering*, Pisa, Italia, 1998: 295-300.
- [3] Kerpez K J and Ariyavisitakul S. A radio access system with distributed antennas. *Global Telecommunications Conference*, San Francisco, 1994: 1696-1700.
- [4] Xiao Liang, Dai Lin, Zhuang Hairuo, Zhou Shidong, and Yao Yan. Information-theoretic capacity analysis in MIMO distributed antenna systems. *Vehicular Technology Conference*, Korea, 2003, vol.1: 779-782.
- [5] Zhou Shidong, Zhao Ming, Xu Xibin, Wang Jing, and Yao Yan. Distributed wireless communication system: A new architecture for future public wireless access. *IEEE Communications Magazine*, 2003, 41(3): 108-113.
- [6] Xia H, Herrera A B, Kim S and Rico F S. A CDMA-distributed antenna system for in-building personal communications services. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1996, 14(4): 644-650.
- [7] Roh W and Paulraj A. Outage performance of the distributed antenna systems in a composite fading channel. *Proc. 2002 IEEE 56th Conference on Vehicular Technology (VTC)*, Canada, 2002, vol.3: 1520-1524.
- [8] Roh W and Paulraj A. MIMO channel capacity for the distributed antenna systems. *Proc. 2002 IEEE 56th Conference on Vehicular Technology (VTC)*, Canada, 2002, vol.2: 706-709.
- [9] De Jong Y L C and Willink T J. Iterative trellis search detection for asynchronous MIMO systems. *Vehicular Technology Conference*, Korea, 2003, vol. 1: 503-507.
- [10] Luo Hui, Liu R W, Lin Xieting, and Li Xin. The autocorrelation matching method for distributed MIMO communications over unknown FIR channels. *Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Salt Lake City, Utah, 2001, vol. 4: 2161-2164.
- [11] 曾昆, 唐友喜, 田斌, 孔婷, 李少谦. 分布发射天线 V-BLAST 信号的排序干扰抵消检测. *电子与信息学报*, 2006, 28(1): 135-138.

赵宏志: 男, 1978 年生, 博士, 研究方向为 MIMO, OFDM 技术。
唐友喜: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为 OFDM, CDMA, UWB, MIMO 等。
李少谦: 男, 1957 年生, 教授, 博士生导师, 从事移动通信、个人通信、扩频通信、抗干扰通信研究。