

文章编号: 2095-4980(2013)04-0572-06

基于 MSINR 的上行多用户 MIMO 多址干扰抑制算法

马俊¹, 窦冬冬², 王大鸣¹

(1.解放军信息工程大学 信息系统工程学院, 河南 郑州 450002; 2.蚌埠汽车士官学校, 安徽 蚌埠 233011)

摘要: 针对多用户多输入多输出技术上行传输系统, 以最大信干噪比作为多址干扰(MAI)抑制的准则提出了一种新算法。该算法充分利用基站接收端所能获知的信道状态信息构造滤波矩阵, 以抑制 MAI 以及噪声带来的影响。与广泛关注的块对角化 MAI 抑制算法相比, 该算法考虑了噪声的影响, 性能有较大提升。针对非理想信道环境, 给出了本文算法的改进, 仿真结果表明该算法具有优异的性能。

关键词: 多用户多输入多输出; 上行链路; 检测; 多址干扰抑制

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201304.0572

An uplink multiple access interference suppression algorithm in multiuser MIMO based on MSINR

MA Jun¹, DOU Dong-dong², WANG Da-ming¹

(1.Institute of Information System Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou Henan 450002, China;
2.Bengbu Automobile NCO Academy, Bengbu Anhui 233011, China)

Abstract: Aiming at the uplink multiuser Multiple Input Multiple Output(MIMO) system, a new algorithm is proposed with the maximum Signal-to-Interference Noise Ratio(SINR) guideline for Multiple Access Interference(MAI) suppression. The algorithm makes full use of the Channel State Information(CSI) to design a filter to suppress multiple access interference caused by multiple access interference and noise. In comparison with Block Diagonalization(BD) algorithm, the proposed algorithm takes the influence of noise into account, and its performance is greatly improved. The algorithm under imperfect channel scenarios is modified, and it exhibits good performance in the simulation results.

Key words: Multi-User Multiple Input Multiple Output; uplink system; detection; Multiple Access Interference suppression

多输入多输出(MIMO)技术在发送端和接收端配置多根天线以获得复用增益和分集增益, 近年来得到了普遍的关注和研究^[1-4]。多用户 MIMO(MU-MIMO)相比于单用户 MIMO(Single-User MIMO, SU-MIMO)能充分利用天线的空域资源来提高系统的吞吐量, 已经被采纳为下一代无线通信系统的关键技术^[5-8]。但由于多个用户使用相同频率同时进行通信, 存在多址干扰(MAI)。如果不能较好处理 MAI, 将会导致系统性能急剧下降。目前在 MU-MIMO 的研究中, 块对角化(BD)是备受关注的一种解决方法。该方法通过将接收的每个用户的信号限制在其余所有用户的零空间上以抑制 MAI。因此只要接收端获取了所有用户的信道状况, 就可以将 MU-MIMO 信道分解成互不干扰的多个并行的 SU-MIMO 信道。但由于 BD 算法没有考虑噪声的影响, 因此性能受到限制。考虑在 MU-MIMO 上行链路中, 将信干噪比(SINR)作为构造接收滤波器的标准, 即对每一个用户最大化有用信号的功率, 同时最小化其余用户对其的干扰。这样处理能最小化噪声以及其余用户的干扰, 然后使用 SU-MIMO 的检测算法来实现最终检测。本文建立了上行多用户垂直的贝尔实验室空时分层结构(Vertical Bell Laboratories layered Space-Time, VBLAST)链路的模型, 分别使用 BD 算法和本文给出的最大 SINR(Maximizing SINR, MSINR)检测算法对接收信号进行处理, 仿真表明在相同配置的条件下利用 MSINR 能达到更好的误码率性能。为了充分研究 MSINR 算法的性能, 仿真了不同接收天线数对 MSINR 算法的影响。最后, 提出了适用于非理想信道环境下改进的 MSINR 算法。

收稿日期: 2012-08-28; 修回日期: 2012-09-27

基金项目: “十二五”国家高技术研究发展计划(863 计划)资助项目(2012AA01A502; 2012AA01A505)

1 系统模型

上行 MU-MIMO 系统模型见图 1, 设基站(Base Station, BS)具有 M 根天线, 用户(User Equipment, UE) k 具有 N_k 根发送天线, 共 K 个用户。用户 k 的发送信号可表示为 $\mathbf{X}_k = [x_{k1} \ x_{k2} \ \dots \ x_{kN_k}]^T$, BS 可以获得每个用户的信道状态信息(CSI)。信道服从半静态的莱斯衰落, 即一个帧内信道信息保持不变, 则用户 k 的信道矩阵 \mathbf{H}_k 可以表示为:

$$\mathbf{H}_k = \sqrt{K_R/(K_R+1)}\mathbf{H}_{kw} + \sqrt{1/(K_R+1)}\mathbf{H}_{kw} \quad (1)$$

式中: \mathbf{H}_{kw} 服从瑞利分布; K_R 为莱斯因子。

这样 BS 接收到的信号向量 \mathbf{Y} 表示为:

$$\mathbf{Y} = \sum_{i=1}^K \mathbf{H}_i \mathbf{X}_i + \mathbf{Z} \quad (2)$$

式中 \mathbf{Z} 表示 M 维的加性高斯白噪声矩阵, 服从均值为零, 协方差为 σ^2 的复高斯分布。

文献[9]使用 BD 算法对多用户上行链路进行处理, 可以完全消除其余用户的干扰, 分离出检测用户 k 的子系统。但是其本质是将用户 k 的接收信号投影到其余所有用户信道矩阵的正交子空间上, 这就意味着会损失较多接收信号的维度分量。同时, BD 算法也没有考虑噪声的影响, 使得其性能不够优异。

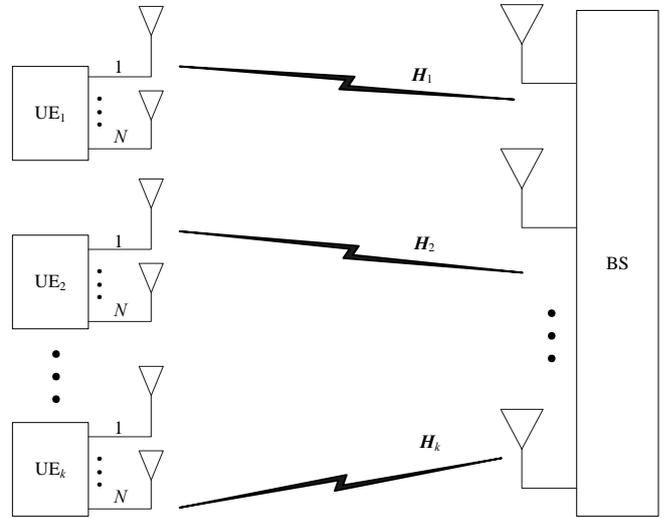


Fig.1 Uplink multiuser MIMO system
图1 上行多用户MIMO系统

2 基于 MSINR 的多用户上行链路检测

尽管 BD 分解的方法可以完全消除用户间的 MAI, 但是由于没有考虑噪声的影响, 所以其性能受到限制。为了进一步提升检测性能, 不仅需要抑制其余用户的 MAI, 而且应该考虑噪声对系统性能的影响。本文提出的 MSINR 算法通过使每个用户接收信号的 SINR 最大来对多址信号进行处理, 抑制噪声及其余用户信号的干扰。

由上一节的分析, 式(2)可以分解为:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{H}_i \mathbf{X}_i + \mathbf{Z} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{H}_k \mathbf{X}_k$ 是接收的有效信号; $\sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{H}_i \mathbf{X}_i$ 是其余用户对第 k 个用户的干扰; 发送数据流 \mathbf{X}_i 是独立功率为 1 的随机信号。

在接收端, BS 通过 $\{\mathbf{G}_k, k=1,2,\dots,K\}$ 来滤除 MAI 及噪声:

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{G}_k^H \mathbf{Y} = \mathbf{G}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{G}_k^H \mathbf{H}_{\bar{k}} \mathbf{X}_{\bar{k}} + \mathbf{G}_k^H \mathbf{Z} \quad (4)$$

式中: $\mathbf{H}_{\bar{k}} = [\mathbf{H}_1 \ \dots \ \mathbf{H}_{k-1} \ \mathbf{H}_{k+1} \ \dots \ \mathbf{H}_K]$; $\mathbf{X}_{\bar{k}} = [\mathbf{X}_1 \ \dots \ \mathbf{X}_{k-1} \ \mathbf{X}_{k+1} \ \dots \ \mathbf{X}_K]$ 。

\mathbf{G}_k 的设计应该使得用户 k 的 SINR 最大化, 即

$$\mathbf{G}_k = \arg \max_{\mathbf{G}_k} \frac{\|\mathbf{G}_k^H \mathbf{H}_k\|_F^2}{\|\mathbf{G}_k^H\|_F^2 \sigma^2 + \|\mathbf{G}_k^H \mathbf{H}_{\bar{k}}\|_F^2}, \quad k=1,2,\dots,K \quad (5)$$

$$SINR = \frac{\|\mathbf{G}_k^H \mathbf{H}_k\|_F^2}{\|\mathbf{G}_k^H\|_F^2 \sigma^2 + \|\mathbf{G}_k^H \mathbf{H}_{\bar{k}}\|_F^2} \quad (6)$$

先讨论用户 k 只有 1 个数据流的情况, 则 \mathbf{G}_k^H 为 $1 \times M$ 的行向量。此时令 $\mathbf{g}_k = \mathbf{G}_k$, 则有:

$$\mathbf{g}_k = \arg \max_{\mathbf{g}_k} \frac{\|\mathbf{g}_k^H \mathbf{H}_k\|_F^2}{\|\mathbf{g}_k^H\|_F^2 \sigma^2 + \|\mathbf{g}_k^H \mathbf{H}_{\bar{k}}\|_F^2} = \arg \max_{\mathbf{g}_k} \frac{\|\mathbf{g}_k^H \mathbf{H}_k\|^2}{\|\mathbf{g}_k^H\|^2 \sigma^2 + \|\mathbf{g}_k^H \mathbf{H}_{\bar{k}}\|^2} \quad (7)$$

$$\mathbf{g}_k = \arg \max_{\mathbf{g}_k} \frac{\mathbf{g}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H \mathbf{g}_k}{\mathbf{g}_k^H (\mathbf{H}_{\bar{k}} \mathbf{H}_{\bar{k}}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M) \mathbf{g}_k}$$

由文献[10]可知这是一个广义瑞利商问题, 且

$$\frac{\mathbf{g}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H \mathbf{g}_k}{\mathbf{g}_k^H (\mathbf{H}_{\bar{k}} \mathbf{H}_{\bar{k}}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M) \mathbf{g}_k} \leq \lambda_{\max} (\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H, \mathbf{H}_{\bar{k}} \mathbf{H}_{\bar{k}}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M) \quad (8)$$

式中 λ_{\max} 是关于矩阵 $\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H$ 及 $\mathbf{H}_{\bar{k}} \mathbf{H}_{\bar{k}}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M$ 的最大广义特征值。当 \mathbf{g}_k^H 取与最大广义特征值相对应的特征向量时, 等号成立。 $\mathbf{H}_{\bar{k}} \mathbf{H}_{\bar{k}}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M$ 可逆, 广义瑞利商的问题可以转化为求解普通瑞利商的问题。最大特征值为:

$$\lambda_{\max} (\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H, \mathbf{H}_{\bar{k}} \mathbf{H}_{\bar{k}}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M) = \lambda_{\max} ((\mathbf{H}_{\bar{k}} \mathbf{H}_{\bar{k}}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H) \quad (9)$$

从而得到:

$$\mathbf{g}_k^H = \max \text{eigenvector} ((\mathbf{H}_{\bar{k}} \mathbf{H}_{\bar{k}}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H) \quad (10)$$

下面讨论用户 k 具有多个并行独立数据流时的情形。

令 $\mathbf{G}_k^H = [\mathbf{g}_{k1} \ \mathbf{g}_{k2} \ \cdots \ \mathbf{g}_{kN_k}]^H$, 其中 \mathbf{g}_{ki} 为 \mathbf{G}_k 的第 i 列, 则:

$$\frac{\|\mathbf{G}_k^H \mathbf{H}_k\|_F^2}{\|\mathbf{G}_k^H\|_F^2 \sigma^2 + \|\mathbf{G}_k^H \mathbf{H}_{\bar{k}}\|_F^2} = \frac{\|(\mathbf{g}_{k1} \ \mathbf{g}_{k2} \ \cdots \ \mathbf{g}_{kN_k})^H \mathbf{H}_k\|_F^2}{\|(\mathbf{g}_{k1} \ \mathbf{g}_{k2} \ \cdots \ \mathbf{g}_{kN_k})^H\|_F^2 \sigma^2 + \|(\mathbf{g}_{k1} \ \mathbf{g}_{k2} \ \cdots \ \mathbf{g}_{kN_k})^H \mathbf{H}_{\bar{k}}\|_F^2} = \frac{\sum_{i=1}^{N_k} \|\mathbf{g}_{ki}^H \mathbf{H}_k\|_F^2}{\sigma^2 \sum_{i=1}^{N_k} \|\mathbf{g}_{ki}^H\|_F^2 + \sum_{i=1}^{N_k} \|\mathbf{g}_{ki}^H \mathbf{H}_{\bar{k}}\|_F^2} \quad (11)$$

由于

$$\|\mathbf{g}_{ki}^H \mathbf{H}_k\|_F^2 = \|\mathbf{g}_{ki}^H \mathbf{H}_k\|^2 = \mathbf{g}_{ki}^H \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H \mathbf{g}_{ki} \quad (12)$$

从而求解式(5)变为:

$$\mathbf{G}_k = \arg \max_{\mathbf{G}_k} \frac{\sum_{i=1}^{N_k} \mathbf{g}_{ki}^H \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H \mathbf{g}_{ki}}{\sum_{i=1}^{N_k} \mathbf{g}_{ki}^H (\mathbf{H}_{\bar{k}} \mathbf{H}_{\bar{k}}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M) \mathbf{g}_{ki}} \quad (13)$$

因此, 求解 \mathbf{G}_k 的问题转化为求解 $((\mathbf{H}_{\bar{k}} \mathbf{H}_{\bar{k}}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H)$ 的 N_k 个最大广义特征值对应的特征向量。即通过求解 $\lambda_{\max}, \lambda_2, \dots, \lambda_{N_k}$ 对应的特征向量 $\mathbf{g}_{k1}, \mathbf{g}_{k2}, \dots, \mathbf{g}_{kN_k}$, 就可以构造出 MSINR 准则下的最优干扰抑制矩阵 \mathbf{G}_k 。

经过上述处理, 第 k 个用户接收信号为:

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{G}_k^H \mathbf{Y} = \mathbf{G}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{n}_k \quad (14)$$

等效信道矩阵即为 $\mathbf{G}_k^H \mathbf{H}_k$, 再使用单用户 MIMO 检测算法如 MMSE 进一步检测各用户的数据信号。

对于本文算法的复杂度进行一定的分析。根据文献[10], 大小为 $q \times q$ 的矩阵 \mathbf{A} 的求逆运算的计算复杂度等效于 $\mathcal{O}(q^w)$, $2 < w < 3$ 。大小为 $q \times p$ 矩阵 \mathbf{B} 的奇异值分解(Singular Value Decomposition, SVD)复杂度为 $\mathcal{O}(\max(pq^2, p^2q, q^3))$ 。求解 \mathbf{G}_k 的过程中, 需要对 $(\mathbf{H}_{\bar{k}} \mathbf{H}_{\bar{k}}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M)$ 求逆, 求解复杂度为 $\mathcal{O}(M^w)$, $2 < w < 3$ 。对 $((\mathbf{H}_{\bar{k}} \mathbf{H}_{\bar{k}}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H)$ 要进行 SVD 分解, 求解复杂度为 $\mathcal{O}(M^3)$ 。这样, 本文算法的计算复杂度主要取决于 BS 接收天线的数目。

3 非理想信道环境下本文算法的设计

本节着重分析存在信道估计误差的信道环境下 MSINR 的改进算法。假定 BS 所获取的用户 k 的信道估计可以表示为:

$$\mathbf{H}_{k,\text{est}} = \mathbf{H}_k + \mathbf{A}_k \quad (15)$$

式中 \mathbf{A}_k 的元素独立同分布, 服从均值为 0, 方差为 σ_e^2 的复高斯分布。在此假设下, 需要重新考虑第 2 节中 $\{\mathbf{G}_{k,\text{est}}, k=1, 2, \dots, K\}$ 的求解问题。

$$r_k = G_{k,est}^H H_k X_k + G_{k,est}^H H_{\bar{k}} X_{\bar{k}} + G_{k,est}^H Z = G_{k,est}^H (H_{k,est} - A_k) X_k + G_{k,est}^H (H_{\bar{k},est} - A_{\bar{k}}) X_{\bar{k}} + G_{k,est}^H Z \quad (16)$$

式中: $H_{\bar{k},est} = H_{\bar{k}} + A_{\bar{k}}$; $A_{\bar{k}} = [A_1 \cdots A_{k-1} \ A_{k+1} \cdots A_K]$ 。

进一步处理

$$r_k = G_{k,est}^H H_k X_k + G_{k,est}^H H_{\bar{k}} X_{\bar{k}} + G_{k,est}^H Z - G_{k,est}^H A_k X_k - G_{k,est}^H A_{\bar{k}} X_{\bar{k}} = G_{k,est}^H H_k X_k + G_{k,est}^H H_{\bar{k}} X_{\bar{k}} + G_{k,est}^H Z - G_{k,est}^H A X \quad (17)$$

式中: $A = [A_1 \ A_2 \ \cdots \ A_K]$; $X = [X_1 \ X_2 \ \cdots \ X_K]^T$ 。

同样,为了使每个用户的接收 SINR 最大,即

$$SINR = \frac{\|G_{k,est}^H H_k\|_F^2}{\|G_{k,est}^H\|_F^2 \sigma^2 + \|G_{k,est}^H H_{\bar{k}}\|_F^2 + \|G_{k,est}^H A\|_F^2} \quad (18)$$

$$G_{k,est} = \arg \max_{G_{k,est}} \frac{\|G_{k,est}^H H_k\|_F^2}{\|G_{k,est}^H\|_F^2 \sigma^2 + \|G_{k,est}^H H_{\bar{k}}\|_F^2 + \|G_{k,est}^H A\|_F^2} \quad (19)$$

通过化简得到:

$$G_{k,est} = \arg \max_{G_{k,est}} \frac{\sum_{i=1}^{N_k} g_{ki}^H H_k H_k^H g_{ki}}{\sum_{i=1}^{N_k} g_{ki}^H (H_{\bar{k}} H_{\bar{k}}^H + (\sigma^2 + \sigma_e^2) I_M) g_{ki}} \quad (20)$$

根据文献[11], σ_e^2 可以在训练期间获得,这样就得到了存在信道估计误差条件下 MSINR 算法的改进算法。即求解 $(H_{\bar{k}} H_{\bar{k}}^H + (\sigma^2 + \sigma_e^2) I_M)^{-1} H_k H_k^H$ 的 N_k 个最大特征值对应的特征向量构成滤波器 $\{G_{k,est}, k=1,2,\dots,K\}$ 。使用改进的 MSINR MAI 抑制算法后,再采用单用户 MIMO 的检测算法进行 VBLAST 检测。

4 仿真结果及分析

仿真条件:考虑无编码上行多用户 VBLAST 链路,假设各用户的信道为独立同分布的半静态平坦非频选莱斯信道。为了验证本文算法的有效性,仿真中首先将 MSINR 算法与传统的 BD 算法进行比较,然后给出在不同天线配置下 MSINR 算法的性能,最后对比了不同的信道估计误差下本文算法及其改进算法的误码率性能。仿真通过 Monte Carlo 模拟方法验证算法的性能,采用 QPSK 调制方式,经过 1 000 000 次独立实现。不失一般性,仿真中移动台数目 K 均为 3,解耦后接收端采用 MMSE 算法进行译码。

图 2 是上行多用户 MIMO 系统分别采用 BD 算法与 MSINR 算法的误码率对比,其中移动台数目 $K=3$,每个移动台天线数 $N_k=2$,BS 的天线数 $M=6$ 。由图 2 可以看出,在相同的误码率下,MSINR 算法要比 BD 算法好大约 4 dB。这是因为 MSINR 算法不仅抑制了其余用户的 MAI,而且限制了噪声对检测的影响。

图 3 显示的是在发送天线数目一定的情况下,BS 接收天线数目对 MSINR 算法性能的影响。移动台数目 $K=3$,每个移动台天线数 $N_k=4$,基站 8~13 根接收天线。由图可以看出,随着天线数目的增加,误码率也随之减少。当 BS 接收天线数目小于用户发送天线数目总和的情况下,误码性能受到限制。在信噪比为 20 dB,BS 接收天线数目为 11 时,误码率只能达到 10^{-2} 。同样的信噪比下,接收天线数目为 12 时,误码率能达到约 10^{-4} 。而接收天线数目为 13 时,误码率则能达到约 10^{-5} 。这是由于上行多用户 VBLAST 链路一般不采用预编码技术,发送天线数目等于发送的独立数据流数目。当 BS 接收天线数目小于发送天线数目的总和时,解耦后仍然会存在一部分其余用户的干扰。值得指出的是,BD 算法严格要求接收天线

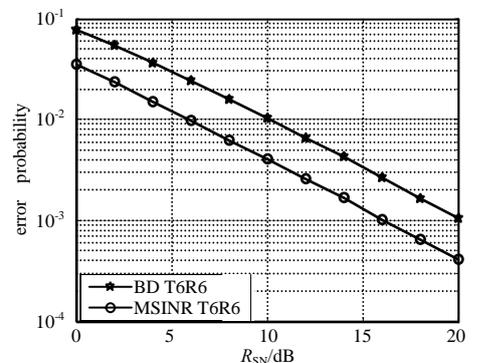


Fig.2 Comparison between BD and MSINR
图2 BD算法与MSINR算法的比较

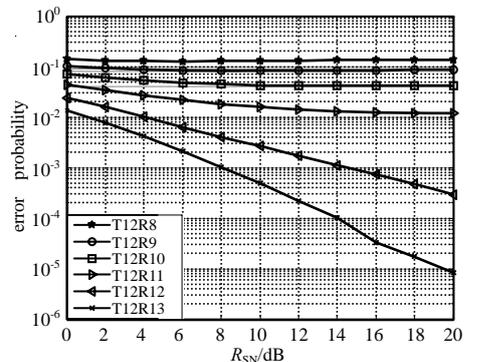


Fig.3 BER results with different numbers of transmit antennas for MSINR

图3 不同接收天线数目下MSINR算法误码率性能

数目大于或等于发送天线数目, 否则将不满足对角化条件, 无法进行检测。与之相比, 本文的 MSINR 算法在接收天线数目略小于发送天线数目的情况下, 仍然能提供一定的性能, 放松了对天线数目的约束。

图 4 展示的是在不同信道估计误差下 MSINR 算法及其改进算法的误码率随信噪比的变化趋势图。其中移动台数目 $K=3$, 每个移动台天线数 $N_k=2$, BS 的天线数 $M=6$ 。信道估计误差的方差 σ_e^2 分别取 0.3, 0.03 和 0.003, 使用 MSINR 算法以及第 3 节中非理想环境下 MSINR 的改进算法进行多用户 MIMO 检测。从图中可以看出改进的 MSINR 算法性能明显更加优异。在 E_b/N_0 较大时, σ_e^2 越大, 改进的算法性能优势越明显。其原因在于 R_{SN} 较大时, 信道估计误差成为影响系统性能的主要因素, 因此改进算法具有较大的优势。此外还可以发现, 在 R_{SN} 较高的区域, MSINR 算法的性能曲线有上升趋势, 这是因为随着 R_{SN} 的增加, 由信道估计误差引入的干扰将远大于噪声, 干扰与噪声之和将趋于恒定; 而 MSINR 算法仅考虑了噪声影响而忽略了干扰项, 因此在 R_{SN} 较大时, SINR 严重失配, 从而导致系统 BER 出现上升趋势。

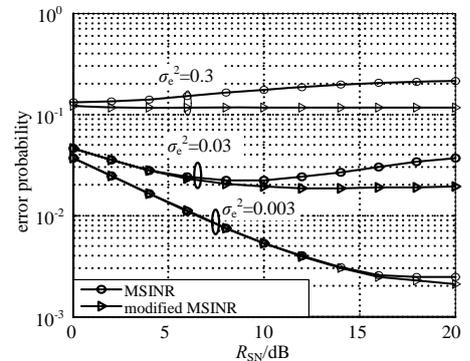


Fig.4 BER results of MSINR and the modified MSINR with channel estimation errors

图4 信道估计误差下MSINR算法及其改进算法性能

5 结论

本文提出了一种 MSINR 上行 MU-MIMO MAI 抑制算法, 该算法充分利用所能获知的 CSI 构造滤波矩阵, 以消除用户之间的干扰以及噪声的影响。相比于经典 BD 算法, MSINR 由于考虑了噪声, 检测性能有进一步的提升。然后给出了非理想信道环境下 MSINR 的改进算法, 改进算法在存在信道估计误差时仍然具有良好的性能。理论分析和仿真结果表明, 该算法与 BD 算法相比, 有效降低了噪声的影响, 检测性能明显提升。

参考文献:

- [1] 郭里婷, 祝素军, 吴美凤. MIMO 信号周期平稳特性研究[J]. 信息与电子工程, 2007, 5(5): 334-338. (GUO Liting, ZHU Sujun, WU Meifeng. Cyclostationarity of MIMO Signals[J]. Information and Electronic Engineering, 2007, 5(5): 334-338.)
- [2] 赵海龙, 张健, 周劫. 下一代无线通信关键技术及其在遥测中的应用[J]. 信息与电子工程, 2012, 10(1): 1-6. (ZHAO Hailong, ZHANG Jian, ZHOU Jie. Key techniques of next generation wireless communication and their applications in telemetry[J]. Information and Electronic Engineering, 2012, 10(1): 1-6.)
- [3] 任光亮, 段昕利, 郁光辉, 等. MIMO 空间复用系统中的一种新的低复杂度球形检测算法[J]. 西安电子科技大学学报, 2011, 38(2): 13-17. (REN Guangliang, DUAN Xinli, YU Guanghui, et al. Novel low complexity sphere detection algorithm for MIMO spatial multiplex systems[J]. Journal of Xidian University, 2011, 38(2): 13-17.)
- [4] 钱荣容, 漆渊, 彭涛, 等. MIMO 系统中低功耗性能最优的球译码[J]. 北京邮电大学学报, 2011, 34(1): 90-93. (QIAN Rongrong, QI Yuan, PENG Tao, et al. Power-Saving Optimal Sphere Decoding in MIMO System[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2011, 34(1): 90-93.)
- [5] 张新程, 田韬, 周晓津, 等. LTE 空中接口技术与性能[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2009. (ZHANG Xincheng, TIAN Tao, ZHOU Xiaojin, et al. LTE airinterface: Technology and Performance[M]. Beijing: Posts & Telecom Press, 2009.)
- [6] 沈嘉, 索士强, 全海洋. 3GPP 长期演进(LTE)技术原理与系统设计[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2008. (SHEN Jia, SU Shi qiang, QUAN Haiyang. 3GPP LTE technical principle and system design[M]. Beijing: Posts & Telecom Press, 2008.)
- [7] 3GPP TSG-RAN WG1#49bis R1-072774. UL MU-MIMO Performance Improvement for E-UTRA[S]. 2007.
- [8] 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #48 R1-070953. Multi-user MIMO and Antenna Selection for E-UTRA uplink[S]. 2007.
- [9] 黑永强, 李晓辉, 易克初, 等. 低复杂度上行多用户 MIMO 检测算法[J]. 通信学报, 2010, 31(8): 114-120. (HEI Yongqiang, LI Xiaohui, YI Kechu, et al. Low complexity uplink multiuser MIMO detecting algorithm[J]. Journal of Communications, 2010, 31(8): 114-120.)
- [10] GOLUB G H, VAN L C F. Matrix Computation[M]. Baltimore, MD: John Hopkins Univ. Press, 1996.
- [11] 郭明喜, 沈越泓. 非理想信道条件下的 V-BLAST 系统检测算法[J]. 数据采集与处理, 2011, 25(3): 253-257. (GUO Mingxi, SHEN Yuehong. Detection algorithm of V-BLAST system under imperfect channel condition[J]. Data Acquisition & Processing, 2011, 25(3): 253-257.)

作者简介:



马俊(1987-),男,四川省大邑县人,在读硕士研究生,主要研究方向为无线通信多用户MIMO技术.email:majun0316@126.com.

窦冬冬(1986-),男,河南省商丘市人,在读硕士研究生,主要研究方向为分布式MIMO信号检测技术.

王大鸣(1971-),男,辽宁省大连市人,博士,教授,博士生导师,主要研究方向为无线与移动通信.

(上接第560页)

- [2] 杨杰,杨光,蒋国琼,等. 基于DDS的低杂散捷变频率合成器设计[J]. 信息与电子工程, 2011,9(4):422-425. (YANG Jie, YANG Guang,JIANG Guoqiong,et al. Design of a frequency agility synthesizer with low spurious using DDS technology[J]. Information and Electronic Engineering, 2011,9(4):422-425.)
- [3] 杨光,杨杰,蒋国琼,等. 基于双环X波段低相噪频率合成器的设计与实现[J]. 信息与电子工程, 2012,10(1):68-72. (YANG Guang,YANG Jie,JIANG Guoqiong. Design and implementation of X-band low phase noise frequency synthesizer using dual-loop technology[J]. Information and Electronic Engineering, 2012,10(1):68-72.)
- [4] 张曾科. 计算机网络[M]. 2版. 北京:清华大学出版社, 2005. (ZHANG Zengke. Computer network[M]. 2nd ed. Beijing: Tsinghua University Press, 2005.)
- [5] 刘长军,黄卡玛,闫丽萍. 射频通信电路设计[M]. 北京:科学出版社, 2005. (LIU Changjun,HUANG Kama,YAN Liping. RF communication circuit design[M]. Beijing:Science Press, 2005.)
- [6] Silicon Laboratories. Embedded Ethernet system design guide[EB/OL]. (2008-07-08). http://www.eetindia.co.in/ART_8800532989_1800006_AN_09ef1f19.HTM.
- [7] Silicon Laboratories. TCP/IP library programmer's guide[EB/OL]. (2008-07-01). http://www.eetindia.co.in/ART_8800532063_1800006_AN_f5588107.HTM.
- [8] 王建新,杨世凤,隋美丽. LabWindows/CVI测试技术及工程应用[M]. 北京:化学工业出版社, 2006. (WANG Jianxin, YANG Shifeng,SUI Meili. LabWindows/CVI Measurement Technology and Engineering Applications[M]. Beijing:Chemical Industry Press, 2006.)

作者简介:



余晶晶(1986-),男,四川省广安市人,在读硕士研究生,主要研究方向为嵌入式系统和微波有源电路.email:605028604@qq.com.

叶力群(1988-),男,江西省抚州市人,在读硕士研究生,主要研究方向为微波技术.

刘长军(1973-),男,河北省邢台市人,教授,博士生导师,主要研究领域为电磁场与微波技术,微波化学和计算电磁学.