

# 分布式 MIMO 系统中基于矩阵分割的检测算法

云 婵<sup>1,2</sup>, 王 霞<sup>1</sup>

(1. 西安交通大学电子与信息工程学院, 陕西 西安 710049;

2. 西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

**摘要:** 针对分布式多输入多输出 (multiple input multiple output, MIMO) 系统中由于收发天线在地域上的离散分布所引起的异步接收问题, 提出了一种基于矩阵分割的串行检测算法。该算法先从等效信道矩阵中划分出较小的矩阵, 然后在此矩阵内进行检测。检测出的结果, 部分用于干扰消除, 部分用于和之后的检测结果合并。最后, 从干扰消除后的信道矩阵中再划分矩阵, 重复检测步骤, 直至所有信号被检测出。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天线下的排序干扰抵消 (distributed antenna ordering successive interference cancellation, DA-OSIC) 检测算法相比, 可支持信号的连续发送, 且随着发送序列的增长, 算法性能逐步逼近 DA-OSIC 算法, 并具有较低的计算复杂度。

**关键词:** 分布式天线系统; 多输入多输出; 联合检测; 矩阵分割; 异步接收

**中图分类号:** TN 929.5

**文献标志码:** A

**DOI:**10.3969/j.issn.1001-506X.2010.10.10

## Detection scheme based on matrix partition for distributed antennas MIMO systems

YUN Chan<sup>1,2</sup>, WANG Xia<sup>1</sup>

(1. The School of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong Univ., Xi'an 710049, China;

2. The State Key Laboratory of Integrated Services Networks, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

**Abstract:** Aiming at the problem of the asynchronous receiving for distributed antenna multiple input multiple output systems, a serial detection scheme based on matrix partition is proposed. Firstly, a smaller matrix is partitioned from the equivalent channel matrix, from which, signals are detected. Then the first of the detected signals is used for interference cancellation, and the remainder is used for combination. Finally, another small matrix is partitioned from the channel matrix cancelled the interference. This process is repeated until all the signals are detected. Some computer simulation results under the single-path Rayleigh fading channel show that the proposed detection scheme supports the successive transmission of signal compared with the exiting distributed antenna ordering successive interference cancellation (DA-OSIC) algorithm. Meanwhile, as the length of signal sequence being large, the proposed algorithm has the same performance as the DA-OSIC scheme and has lower complexity.

**Keywords:** distributed antenna system (DAS); multiple input multiple output (MIMO); joint detection; matrix partition; asynchronous receive

## 0 引言

随着通信技术的发展, 人们对信息的需求不断增长, 频谱资源日益紧张。分布式多输入多输出 (multiple input multiple output, MIMO) 技术能够在不额外增加所占用的信号带宽的前提下提高频谱利用率, 使移动通信系统的容量和性能得到明显的提高<sup>[1]</sup>, 因而已成为下一代无线通信

中的关键技术。

分布式 MIMO 系统将多个天线组分布到不同的地理区域, 通过光纤将不同位置的天线组与中心信号处理器相连<sup>[2]</sup>。收发天线在地域上的分布拉大了天线间距离, 能同时提供微分集和宏分集, 具有更好的分集性能<sup>[3]</sup>。同时, 天线间的链路更加独立, 从而获得更高的系统容量<sup>[4]</sup>。分布式 MIMO 系统以用户为小区中心, 小区组建更加灵活, 能

收稿日期: 2009-07-29; 修回日期: 2010-01-21。

基金项目: 综合业务网国家重点实验室开放基金 (ISN-9-07) 资助课题

作者简介: 云婵 (1985-), 女, 硕士, 主要研究方向为分布式 MIMO 中的检测算法。E-mail: yunchan@stu.xjtu.edu.cn

有效地缩短信号接入距离,降低对发射功率的要求,具有更高的小区覆盖率。

分布式 MIMO 系统的垂直贝尔实验室分层空时 (distributed antennas vertical bell labs layered space-time, DA V-BLAST) 结构,继承了传统 V-BLAST 技术的优势,即通过分集发射极大地提高了信号的传输速率,同时又具有分布式天线的优点。然而,收发天线在地域上的分布会引发发射信号不能同时到达接收天线的情况,并且由于发射天线和接收天线都是分布的,这一情形不能通过发端对信号发射时间的预调整来解决。因此,集中式 V-BLAST 中的检测算法在 DA V-BLAST 中不能直接使用。分布式 MIMO 系统中的接收检测算法是系统得以实现的关键。文献[5]提出了一种采用匹配滤波的分布式 MIMO 分层结构的相干检测结构,并采用基于编码的迭代格搜索算法进行检测。文献[6]采用在发射端对信号进行预滤波,然后在接收端使用均衡器的方法来恢复分布式 MIMO 系统的发射信号。文献[7]对文献[5]中的相干检测结构进行了一定的改进,并将传统 V-BLAST 结构中的排序干扰对消算法引入到分布式 MIMO 结构中。文献[8]针对文献[7]中检测复杂度过高的问题,提出了一种基于排序的乔列斯基分解过程的检测算法,一定程度上降低了复杂度。

然而,不论是文献[7]提出的分布式天线下的排序干扰对消 (distributed antenna ordering successive interference cancellation, DA-OSIC) 算法,还是文献[8]提出的基于排序的乔列斯基分解过程的检测算法,都是将经过匹配滤波后的等效信道作为一个整体来进行信号检测。这样不论是文献[7]的  $O((SNt)^4)$  的复杂度,还是文献[8]的  $O((SNt)^3)$

的复杂度,在系统需要连续发送数据,即符号序列长度  $S$  很大的时候,都将由于检测过于复杂而在实际中无法应用。同时,上述检测算法对时延场景比较敏感,不同时延下检测性能相差较大<sup>[9]</sup>,并且在单接收天线的情况下,系统性能随着  $S$  的增加急剧下降,使得实际应用中  $S$  只能取很小的值,无法实现信号的连续发送。

针对上述问题,本文提出了一种基于矩阵分割的分布式 MIMO 系统串行检测算法。首先从等效信道矩阵中划分出一个较小的矩阵,然后在此矩阵内进行检测。检测出的结果先进行干扰消除,再和后面的检测结果相合并以提高信号检测的可靠性。依次从干扰消除后的信道矩阵中划分矩阵,重复检测步骤,直至所有信号被检测出。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 V-BLAST 系统 OSIC 检测算法相比,克服了其不支持信号连续发送的问题。随着发送序列的增长,该算法在检测性能上逐步逼近已有算法,且降低了复杂度,提高了传输速率,更适合于信号连续发送的情况。

## 1 系统模型

### 1.1 分布式 MIMO 发射机模型

分布式 MIMO 系统模型如图 1 所示。在发射端,发送信号经星座映射、串并变换以及基带调制后从  $N_t$  个发射天线上发送出去,假设单根天线上连续发送的符号长度为  $S$ ,则第  $k$  个发射天线上的低通等效复基带信号可以表示为

$$x_k(t) = \sqrt{\frac{E_s}{N_t}} \sum_{i=0}^{S-1} b_k(i) g(t - iT_s) \quad (1)$$

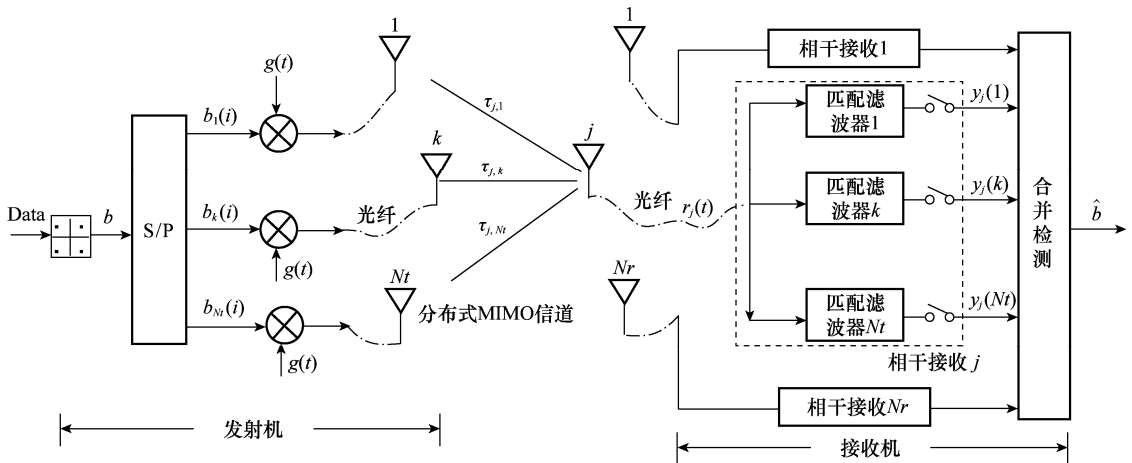


图 1 分布式 MIMO 系统模型

式中,  $b_k(i)$  是第  $k$  个发射天线第  $i$  个符号持续时间内发送的符号 ( $k=1, \dots, N_t$ );  $N_t$  为发射天线个数;  $E_s$  是  $N_t$  个发射天线上的总能量,这里假设功率均分;  $T_s$  为符号周期;  $g(t)$  为发射天线的等效基带波形,不失一般性,这里设

$$g(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_s \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

### 1.2 信道模型

$N_t$  个发射天线,  $N_r$  个接收天线分布在不同地域,不同收发天线对间时延独立,信道衰落独立。本文中假设信道为瑞利平坦衰落信道,尽管这种信道模型在实际无线通信系统中并不适用,但是由于采用正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 技术后,使得 MIMO V-BLAST 系统的多个子载波信道可以划分为并行的独立子信道,因此这里主

要介绍信道为瑞利平坦衰落模型的情况<sup>[10]</sup>。信号经过分布 MIMO 信道后,第  $j$  个接收天线接收到的信号可以表示为

$$r_j(t) = \sqrt{\frac{E_s}{Nt}} \sum_{i=0}^{S-1} \sum_{k=1}^{N_r} b_k(i) a_{j,k}(i) g(t - iT_s - \tau_{j,k}) + n_j(t) \quad (3)$$

式中,  $a_{j,k}(i)$  表示发射天线  $k$  与接收天线  $j$  在第  $i$  个时刻的信道衰落因子;  $\tau_{j,k}$  表示第  $k$  发射天线与第  $j$  个接收天线间的时延。不失一般性,这里假设不同发射天线对应的信道时延按  $0 \leq \tau_{j,1} < \dots < \tau_{j,N_r} < T_s$  排序,其中  $j=1,2,\dots,N_r$ 。

### 1.3 接收机模型

首先,在每个接收天线上提取不同发射天线发射的信号,如图 1 所示,第  $j$  个接收天线上的信号  $r_j(t)$  首先经过匹配滤波器组根据时延不同对不同发射天线上的信号进行匹配滤波,然后将不同接收天线上匹配滤波出的不同发送天线的信号进行最大比合并,再进行检测。接收天线  $j$  经过匹配滤波器组  $m$  后  $n$  时刻的输出为

$$y_{j,m}(n) = \int_{-\infty}^{\infty} r_j(t) g(t - nT_s - \tau_{j,m}) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \left( \sqrt{\frac{E_s}{Nt}} \sum_{i=0}^{S-1} \sum_{k=1}^{N_r} b_k(i) a_{j,k}(i) g(t - iT_s - \tau_{j,k}) + n_j(t) \right) g(t - nT_s - \tau_{j,m}) dt \quad (4)$$

令

$$n_{j,m}(n) = \int_{-\infty}^{\infty} n_j(t) g(t - nT_s - \tau_{j,m}) dt$$

$$R_{m,k}(n-i) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t - iT_s - \tau_{j,k}) g(t - nT_s - \tau_{j,m}) dt$$

式(4)可简化为

$$y_{j,m}(n) = \sqrt{\frac{E_s}{Nt}} \sum_{i=0}^{S-1} \sum_{k=1}^{N_r} R_{m,k}(n-i) a_{j,k}(i) b_k(i) + n_{j,k}(n) \quad (5)$$

引入  $Nt \times Nt$  的相关矩阵  $\mathbf{R}(n-i)$ , 其元素为  $R_{m,k}(n-i)$ , 由于基带波形  $g(t)$  仅在  $[0, T_s]$  内有值,故  $\mathbf{R}(n-i) = 0, \forall |n-i| > 1$ , 且  $\mathbf{R}(n-i) = \mathbf{R}^T(n-i)$ 。同时,引入  $n$  时刻接收天线  $j$  的对角信道矩阵  $\mathbf{h}_j(n) = \text{diag} [a_{j,1}(n), \dots, a_{j,N_r}(n)]$ 。此时,第  $j$  个接收天线经过匹配滤波器组在  $n$  时刻的输出可以表示为

$$y_j(n) = \sqrt{\frac{E_s}{Nt}} [\mathbf{R}(1)\mathbf{h}(n-1)\mathbf{b}(n-1) + \mathbf{R}(0)\mathbf{h}(n)\mathbf{b}(n) + \mathbf{R}(-1)\mathbf{h}(n+1)\mathbf{b}(n+1)] + \mathbf{n}_j(n) \quad (6)$$

式中

$$y_j(n) = [y_{j,1}(n), y_{j,2}(n), \dots, y_{j,N_r}(n)]^T$$

$$\mathbf{n}_j(n) = [n_{j,1}(n), n_{j,2}(n), \dots, n_{j,N_r}(n)]^T$$

将接收天线  $j$  经匹配滤波后在  $n=0,1,\dots,S-1$  时刻的输出表示成向量形式。定义  $SNt \times SNt$  的对称 Toeplitz 矩阵  $\mathbf{\Pi}_j$  和  $SNt \times SNt$  的对角信道矩阵  $\mathbf{H}_j$

$$\mathbf{\Pi}_j = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_j(0) & \mathbf{R}_j(-1) & & & & & \\ \mathbf{R}_j(1) & \mathbf{R}_j(0) & \mathbf{R}_j(-1) & & & & \\ & \mathbf{R}_j(1) & \mathbf{R}_j(0) & \ddots & & & \\ & & & \ddots & \ddots & & \\ & & & & \ddots & \ddots & \\ & & & & & \mathbf{R}_j(0) & \mathbf{R}_j(-1) \\ & & & & & \mathbf{R}_j(1) & \mathbf{R}_j(0) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{H}_j = \text{diag} [\mathbf{h}_j(0)^T, \dots, \mathbf{h}_j(S-1)^T] \quad (8)$$

$$\mathbf{y}_j = [\mathbf{y}_j(0)^T, \dots, \mathbf{y}_j(S-1)^T]^T \quad (9)$$

$$\mathbf{n}_j = [\mathbf{n}_j(0)^T, \dots, \mathbf{n}_j(S-1)^T]^T \quad (10)$$

这样,式(6)可以化简为

$$\mathbf{y}_j = \sqrt{\frac{E_s}{Nt}} \mathbf{\Pi}_j \mathbf{H}_j \mathbf{b} + \mathbf{n}_j \quad (11)$$

对不同接收天线上经过匹配滤波后的信号进行最大比合并,就可以得到最终的待检测信号

$$\mathbf{Y} = \sum_{j=1}^{N_r} \mathbf{H}_j^H \mathbf{Y}_j = \sum_{j=1}^{N_r} \sqrt{\frac{E_s}{Nt}} \mathbf{H}_j^H \mathbf{\Pi}_j \mathbf{H}_j \mathbf{b} + \sum_{j=1}^{N_r} \mathbf{H}_j^H \mathbf{n}_j \quad (12)$$

## 2 基于矩阵分割的检测算法

将式(12)写为如下形式

$$\mathbf{Y} = \mathbf{Fb} + \mathbf{N} \quad (13)$$

式中,  $\mathbf{F} = \sum_{j=1}^{N_r} \sqrt{\frac{E_s}{Nt}} \mathbf{H}_j^H \mathbf{\Pi}_j \mathbf{H}_j$ ;  $\mathbf{N} = \sum_{j=1}^{N_r} \mathbf{H}_j^H \mathbf{n}_j$ 。

由于  $\mathbf{\Pi}$  为  $SNt \times SNt$  的带状矩阵,  $\mathbf{H}$  为对角阵,因此对于分布式 MIMO,在采用匹配滤波器后,其等效信道矩阵  $\mathbf{F}$  为带状矩阵,若直接套用传统 V-BLAST 检测算法,则存在以下两个问题。首先,  $\mathbf{F}$  是一个  $SNt \times SNt$  的矩阵,当  $S$  很大时,直接套用集中式 MIMO 中的检测算法,即使在  $Nt$  很小的情况下,也会出现复杂度过高的问题。其次,  $\mathbf{F}$  是一个宽度为  $2Nt-1$  的带状矩阵,与集中式 MIMO 中信道矩阵  $\mathbf{H}$  的假定相去甚远,因此已有的对集中式 MIMO 中检测算法的性能分析将不再适用。最后,由于引入了参数  $S$  以及相关矩阵  $\mathbf{\Pi}$ ,因此在不同的  $S$  下,不同的时延分布场景下,检测算法将呈现不同的性能。

对分布式 MIMO 下 OSIC 算法(以下简称 DA-OSIC)的仿真表明,该算法对时延分布比较敏感,且检测性能会随着  $S$  的增加而不断恶化。由于 OSIC 算法的复杂度与信道矩阵规模的 4 次方成正比,因此 DA-OSIC 的算法复杂度为  $O((SNt)^4)$ 。不论从检测性能还是检测复杂度来说,DA-OSIC 都不适合于信号的连续发送,即  $S$  很大的情况。针对这一问题,本文提出了一种基于矩阵分割的检测算法(以下简称 DA-M),该算法在  $S$  较大的情况下,不但降低了检测复杂度,且随着  $S$  的增加,算法性能将逐步逼近 DA-OSIC 算法,更适合于信号的连续发送。

观察信道矩阵,发现当将前  $Nt-1$  列置零后,信道矩阵可以划分出一个  $M \times M$  的方阵,这里  $M=2Nt-1$ 。如果仅在  $M$  矩阵内进行检测,那么复杂度无疑将急剧下降。

图 2 示为  $Nt=2, S=8$  时的信道矩阵分割示意图,图中数字 1 仅代表矩阵元素值不为零,不代表具体数值。首先,将信道矩阵  $\mathbf{F}$  的前  $Nt-1$  列置零,即在发射端第一个时隙仅第  $Nt$  个天线发送信号,然后矩阵从第  $Nt$  列起可分割出一个  $M \times M$  的下三角阵,这里  $M=2Nt-1$ 。从  $\mathbf{M}$  矩阵检测出  $M$  个发送信号,再将第一个信号的干扰从接收信号中消除,即矩阵第  $Nt$  列也为零,此时矩阵又可以从  $Nt+1$  列起分割出一个  $\mathbf{M}$  矩阵进行下一步检测,如此循环,直到所有信号均被检测出来。每次检测出的  $M$  个信号,第一个用

于干扰抵消,剩余的  $M-1$  个用来和之后的检测结果进行合并,以提高可靠性。这样,检测算法的复杂度将与单个发射天线上连续发送的信号长度  $S$  成正比,而不是与  $S$  的 3 次方、4 次方成正比,当  $S$  较大时检测复杂度无疑将急剧下降。对于  $M$  矩阵,考虑其为下三角阵,且对角元素受天线间时延影响变化较大,因此  $M$  矩阵内采用最大似然(maximum likelihood, ML)检测,并且对检测结果用其在  $M$  矩阵内所对应列的模值来加权,一方面提高合并的合理性,一方面当部分天线间时延相同时检测算法亦能使用,增加了算法的鲁棒性。



图 2 矩阵分割示意图

算法的具体步骤如下:

**步骤 1** 前  $N_t-1$  列置零,通过发端在第一个时隙仅第  $N_t$  个天线发送信号来实现。

$$F = F_{N_t, SN_t}$$

**步骤 2**  $M=2N_t-1$

for  $i=1; SN_t-M+1$

$$Y_i = Y_{i, i+m-1}$$

$$G_i = \{F\}_{i, i+M-1}^{i, i+M-1}$$

$$x_i = b_{i, i+M-1}$$

$$k_i = \text{sum}(\text{abs}(G_i), \wedge 2)$$

$$\hat{x}_i = \arg \min_x \|y_i - G_i x_i\|^2$$

$$\hat{b}_{i, i+M-1} = \hat{b}_{i, i+M-1} + \hat{x}_i \times \text{diag}(k_i)$$

$$\hat{b}_i = Q(\hat{b}_i)$$

$$Y = Y - (F)^t \hat{b}_i, F = F - (F)^i$$

end for

**步骤 3** 输出  $\hat{b}$ 。其中,  $Y_{i, i+M-1}$  表示  $Y$  的第  $i$  到第  $i+M-1$  个元素;  $(F)_{i, i+M-1}^{i, i+M-1}$  表示矩阵  $F$  的  $i$  到  $i+M-1$  行,  $i$  到  $i+M-1$  列。

### 3 仿真结果及分析

为验证本文提出的算法,这里用 Monte Carlo 方法进行计算机仿真,不同收发天线间采用独立平坦的瑞利衰落信道模型。首先,对两种算法在不同时延分布下的性能进行研究。为了便于仿真,这里假定  $N_t=2, N_r=1, \text{SNR}=15 \text{ dB}$ ,采

用正交相移键控(quadrature phase shift keying, QPSK)调制。

由图 3、图 4 中可以看出,对于 2 发 1 收的分布式 MIMO 系统而言,已有的 DA-OSIC 算法对时延分布场景比较敏感,其检测性能受信道矩阵影响较大。同时,随着  $S$  的增加,符号间干扰增强,使得检测性能不断恶化并且在不同时延场景下的差异进一步增大。因此,这一算法较适合于在发送序列较短的时候使用。一般情况下,将发送序列划分为若干个数据块,取块长  $S=2$ ,同时数据块之间空出一个符号周期以避免块间干扰,然而这样做虽然保留了较好的检测性能,但却同时降低了数据传输速率。而本文提出的 DA-M 算法由于对检测结果进行了合并,因此随着  $S$  的增加对时延分布不再敏感,具有较好的鲁棒性,同时算法性能随着  $S$  的增加而不断提高,适用于序列较长的情况,可以支持数据的连续发送。

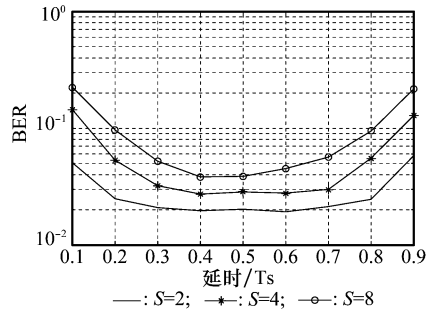


图 3 DA-OSIC 算法在不同时延场景下的性能

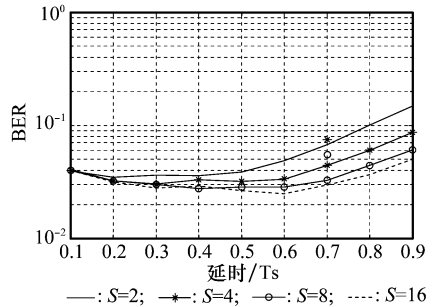


图 4 DA-M 算法在不同时延场景下的性能

下面对 DA-OSIC 算法,集中式 OSIC(co-located antenna OSIC, CA-OSIC)算法,DA-M 算法做仿真对比。由于 CA-OSIC 算法要求接收天线个数不小于发射天线个数,因此这里对 QPSK 调制的  $N_t=2, N_r=2$  的分布式 MIMO 系统做仿真。

图 5 中,DA-OSIC 取  $S=2$ ,DA-M 算法取  $S=32$ ,两根接收天线时延均为  $0, 0.2$ 。可以看出,在 2 发 2 收系统中,不论采用何种检测算法,分布式 MIMO 系统性能都优于集中式 MIMO。当  $S$  取 32 时,DA-M 算法在性能上逼近  $S=2$  时的 DA-OSIC 算法。从传输速率上来看,假设一共需要传输 64 个字符,即每根发射天线上传输 32 个字符。DA-OSIC 算法在  $S$  取 2 时需要将数据分为 16 个数据块进行传输,块之间留出一个符号周期不发送数据,因此传输速率为  $64 / ((2+1) \times 16) \approx 1.33$ ,而 DA-M 算法只需第一个时隙仅第 2 跟天线上发送数据,因此其传输速率为  $64 / (32+1) \approx$

1.94, 大于 DA-OSIC 算法。随着发送字符个数的增加, DA-M 算法支持信号的连续发送, 因此其传输速率将接近 2, 即发射天线个数, 而 DA-OSIC 算法为了获得最好的检测性能 ( $S=2$ ), 则其传输速率恒为 1.33, 不发生改变。从算法复杂度来看, DA-OSIC 算法复杂度为  $O((SN_t)^4)$ , 若数据连续发送, 则为  $(32 \times 2)^4 = 16\ 777\ 216$ , 这里取  $S=2$ , 为  $16(2 \times 2)^4 = 4\ 096$ , 以传输速率换取了复杂度的降低。而 DA-M 算法复杂度为  $O((SN_t - 2N_t + 2)(2)^{Q_M})$ , 这里为  $(32 \times 2 - 2 \times 2 + 2)(2)^{2 \times 3} = 3\ 968$ , 略低于  $S$  取 2 时的 DA-OSIC 算法。综上所述, DA-M 算法在检测性能, 算法复杂度以及数据传输速率之间进行了较好的折中, 以微弱的检测性能损失换取了传输速率的提高和检测复杂度的降低, 更适合于信号的连续发送。

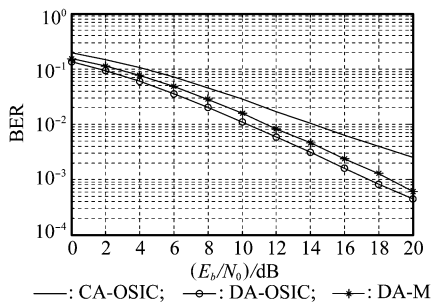


图 5 三种算法性能比较

## 4 结 论

本文提出了一种基于矩阵分割的分布式 MIMO 串行检测算法。首先根据从等效信道矩阵中分割出一个大小为  $M$  的下对角阵; 然后根据最大似然检测算法对  $M$  矩阵进行检测, 检测出的数据先进行干扰抵消, 再与后面的检测结果相合并以提高信号检测的可靠性。然后从干扰消除后的信道矩阵中再划分出一个  $M$  矩阵继续检测, 直至所有发射信号被检测出来。在瑞利衰落信道下的计算机仿真表明, 该算法与已有的 DA-OSIC 检测算法相比, 克服了其不支持信号连续发送的问题。随着发送序列的增长, 该算法在检测

性能上逐步逼近已有算法, 且降低了复杂度, 提高了传输速率, 更适合于信号连续发送的情况。

## 参考文献:

- [1] Zhang Ningbo, Kang Guixia, Cao Peng, et al. Channel capacity analysis of distributed antenna systems[J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2008, 31(6): 125-128.
- [2] Simenoe O, Somekh O, Poor H V, et al. Distributed MIMO systems with oblivious antennas [C]// *Proc. of the IEEE International Symposium on Information Theory*, 2008:910-914.
- [3] Rong Yue, Hua Yingbo. Optimal power schedule for distributed MIMO links[J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2008, 7(8):2896-2900.
- [4] Gong Yuhong, Wang Xia. Channel capacity analysis and simulations of distributed MIMO system [C]// *Wireless Communication, Networking and Mobile Computing*, 2009:1-4.
- [5] De Jong Y L C, Willink T J. Iterative trellis search detection for asynchronous MIMO systems[C]// *IEEE 58th Vehicular Technology Conference*, Korea, 2003:503-507.
- [6] Luo Hui, Liu Ruyi-Wen, Lin Xieting, et al. The autocorrelation matching method for distributed MIMO communications over unknown FIR channels[C]// *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Salt Lake City, Utah, 2001, 4:2161-2164.
- [7] 曾昆, 唐友喜, 田斌, 等. 分布发射天线 V-BLAST 信号的排序干扰抵消检测[J]. *电子与信息学报*, 2006, 28(1):135-138.
- [8] 赵宏志, 唐友喜, 李少谦. 分布式 MIMO 系统的一种低复杂度检测算法[J]. *电子与信息学报*, 2007, 29(3):661-665.
- [9] Shao S, Tang Y, Kong T, et al. Performance analysis of a modified V-BLAST system with delay offsets using zero-forcing detection[J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2007, 56(6):3827-3837.
- [10] Adachi K, Adachi F, Nakagawa M. A study on channel capacities of MC-CDMA MIMO and OFDM MIMO[C]// *11th IEEE International Conference on Communication Systems*, 2008:1384-1388.