

# 激光与光电子学进展

## 针对大规模多输入多输出的动态调整排序 串行干扰消除算法

申东, 赵丹\*, 李强, 刘家乐

兰州交通大学电子与信息工程学院, 甘肃 兰州 730070

**摘要** 针对多输入多输出(MIMO)系统非线性检测中排序串行干扰消除(OSIC)算法信号检测性能弱的问题,提出了一种可动态调整的OSIC(D-OSIC)检测算法。为解决早期的误差传播问题,通过最大似然(ML)算法选择最佳符号,提高ML-D-OSIC算法的检测性能。根据遍历容量动态调节消除层的数目,并结合混合迭代算法降低算法的复杂度。仿真结果表明,ML-D-OSIC算法的信号检测性能明显优于OSIC算法,检测性能可通过调整预定义阈值、偏移量和权重而提升,且复杂度远低于ML算法。

**关键词** 信号处理; 多输入多输出; 信号检测; 最大似然算法; 串行干扰消除

中图分类号 TN929.5

文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP202259.1107004

## Dynamically Adjusted Order Successive Interference Cancellation Algorithm for Massive Multiple Input Multiple Output

Shen Dong, Zhao Dan\*, Li Qiang, Liu Jiale

*School of Electronics and Information Engineering, Lanzhou Jiaotong University,  
Lanzhou 730070, Gansu, China*

**Abstract** Aiming at the low signal detection performance of the order successive interference cancellation (OSIC) algorithm in the nonlinear detection of multiple input multiple output (MIMO) systems, the paper proposes a dynamic adjusted OSIC (D-OSIC) detection algorithm. In order to solve the problem of early error propagation, the maximum likelihood (ML) is used to select the best symbol which could improve the detection performance of the ML-D-OSIC algorithm. The number of elimination layers is dynamically adjusted due to the traversal capacity. Compared with the hybrid iterative algorithm, the complexity of the algorithm is reduced. The simulation results show that ML-D-OSIC algorithm is superior to the OSIC algorithm in signal detection performance. The detection performance improves with the difference of predefined threshold, offset and weight. The complexity is much lower than that of ML algorithm.

**Key words** signal processing; multiple input multiple output; signal detection; maximum likelihood algorithm; successive interference cancellation

### 1 引言

大规模多输入多输出(MIMO)技术的出现为

解决频谱资源短缺问题提供了新思路。相比传统的MIMO,大规模MIMO需要在基站侧配置多根天线,多用户共用频谱资源的大规模MIMO系统可以

收稿日期: 2021-10-11; 修回日期: 2021-12-15; 录用日期: 2021-12-29

基金项目: 国家自然科学基金(61741113)、甘肃省科技计划(20JR10RA273)

通信作者: \*314320212@qq.com

充分利用空间域,有效提高频谱利用效率<sup>[1]</sup>,增加空间自由度<sup>[2]</sup>,同时可提高数据传输速率<sup>[3]</sup>、链路可靠性<sup>[4]</sup>以及通信容量<sup>[5]</sup>,而同信道干扰消除和多用户检测是频谱分配模式的两大难题<sup>[6]</sup>。

大规模 MIMO 系统的实现模式包括分集模式和复用模式两种<sup>[7]</sup>。分集模式通过空时分组码<sup>[8]</sup>和空时格码<sup>[9]</sup>等有效编码方案提高系统的分集效益和可靠性;复用模式通过分解信道使多信号同时在一个码元周期内发送,增加分集增益,使传输速率成倍提高。贝尔实验室分层结构(BLAST)作为一种空分复用模式,是一种可以有效提高通信速率的空时处理技术,可以充分获取空间增益<sup>[10]</sup>。其中,垂直 BLAST(V-BLAST)是常见的一种编码方案,具有结构简单且检测复杂度相对较小的优点<sup>[11]</sup>。MIMO 系统中的主要检测方法为最大似然(ML)检测算法<sup>[12]</sup>、线性检测算法和非线性检测算法。球形译码(SD)<sup>[13]</sup>是最接近 ML 检测性能的一种算法,但仅适用于 32 个真实维度<sup>[14]</sup>且复杂度过高。线性次优算法包括迫零(ZF)算法<sup>[15]</sup>和最小均方误差(MMSE)算法<sup>[16]</sup>,计算复杂度小,但检测性能较差。串行干扰消除(SIC)<sup>[17]</sup>算法的检测性能优于线性算法,又被称为分层检测<sup>[18]</sup>,在检测过程中进行反馈,消除了被检测用户对未被检测用户的干扰<sup>[19]</sup>,提高了系统的检测性能<sup>[20]</sup>。排序串行干扰消除(OSIC)算法先在接收端按接收信噪比(SNR)对接收到的符号进行排序,选取最高 SNR 的符号,然后从总信号中消除该符号的干扰,再选取总信号中 SNR 最高的符号,当所有符号被检测后算法结束<sup>[21]</sup>。该算法的复杂度低,但存在的误差传播会降低系统的检测性能,难以运用于实时系统。Miridakis 等<sup>[22-23]</sup>提出的 ZF-SIC 和 MMSE-SIC 算法分别根据 ZF 和 MMSE 准则对矩阵求逆,消除同信道干扰;Abrardo

等<sup>[24]</sup>提出的算法可降低计算复杂度,主要通过并行伪逆运算接近最优性能;赵壮志等<sup>[25]</sup>提出了串/并混合干扰消除(ZF-HIC)信号检测算法,通过在并行干扰消除算法中融入 SIC 算法提高检测性能。

虽然 OSIC 算法的检测性能高于线性检测算法,但如果早期判决是错误的,则存在错误传播问题,早期的检测层错误会传播到后面的检测层,增加了错误的总数。为了使判决落在阴影区域,用动态调整的 OSIC(D-OSIC)算法对判决反馈中的多个相邻星座点利用 ML 算法选择最佳候选符号,进一步提升了 ML-D-OSIC 算法的检测性能;为了降低算法的复杂度,同时根据遍历容量动态调整消除层数。

## 2 大规模 MIMO 上行链路系统模型

MIMO 系统的发射端配有  $N_t$  根天线,接收端配有  $N_r$  根天线,如图 1 所示。对每个用户发射的数据流进行编码和调制,得到  $N_t$  个符号序列,并通过  $N_t$  根天线同时发出,则发射信号可表示为  $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_{N_t}]^T$ ,且  $\mathbf{x}$  是均值为 0 的独立同分布(i, i, d)随机信号,即  $E(\mathbf{x}_i \mathbf{x}_i^H) = \mathbf{I}_{N_t}$ , $E$  为求均值函数, $\mathbf{x}_i^H$  为  $\mathbf{x}_i$  的酉矩阵,当  $i \neq j$  时,  $E(\mathbf{x}_i \mathbf{x}_j^H) = \mathbf{0}_{N_t}$ 。接收端接收的信号可表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (1)$$

式中,  $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_{N_r}]^T$ ,  $\mathbf{H}$  为平坦的瑞利衰落信道矩阵,发射、接收天线之间的信道特征不相关,  $\mathbf{n} \in \mathbf{C}^{N_r \times 1}$  是均值为 0, 方差为  $\delta^2$  的高斯随机噪声  $N(0, \delta^2 \mathbf{I}_{N_r})$ 。信道矩阵  $\mathbf{H}$  和噪声方差  $\delta^2$  在基站处已知, SNR 的平均值为  $10 \log_{10} \frac{N_t E_x}{N_r}$ 。其中,  $E_x$  为信号的平均能量。

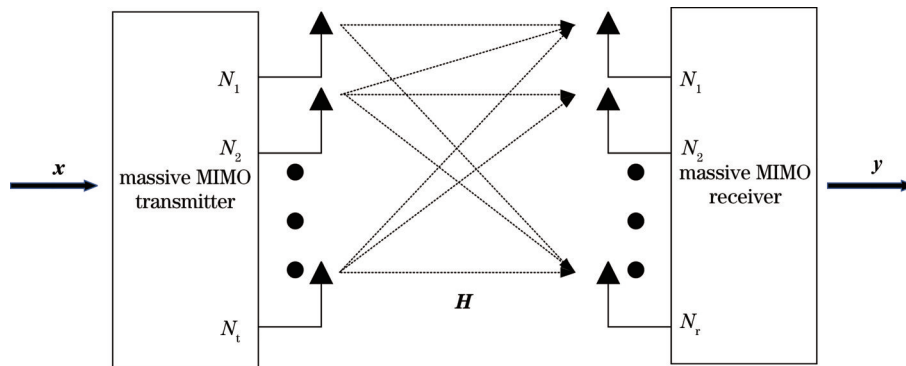


图 1 大规模 MIMO 的上行链路系统

Fig. 1 Uplink system of the massive MIMO

在 MIMO 系统中,空时编码可增加空间分集并提高传输可靠性<sup>[26]</sup>,经过空时编码器可将用户从天线发送的信号空间和时间相结合,从而提高传输速率。发射端的多根天线同时发送数据流,形成子信息流,接收端不仅会接收到有用信号,还会接收到干扰信号,这是由多信号在相同空时资源上相互干扰造成的。为了消除干扰,需要通过信号检测方法,将有用数据经过空时解码器解码为子数据流,进而实现高吞吐的传输<sup>[27]</sup>。

### 3 OSIC 算法

OSIC 算法在第一层中通过 SNR 排序检测符号,并在下一层中用 MMSE 算法检测符号,可表示为

$$\mathbf{M}_{\text{MMSE}} = \arg \min \|\mathbf{M}\mathbf{y} - \mathbf{x}\|^2 = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \delta^2 \mathbf{I}_{N_t})^{-1} \mathbf{H}^H, \quad (2)$$

$\mathbf{M}_{\text{MMSE}}$  的第  $i$  行可表示为

$$\mathbf{m}_i = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \delta^2 \mathbf{I}_{N_t})^{-1} \mathbf{h}_i^H, \quad (3)$$

式中,  $\mathbf{h}_i$  为信道矩阵  $\mathbf{H}$  的第  $i$  列, 则第  $i$  个检测信号可表示为

$$\hat{\mathbf{x}}_i = \mathbf{m}_i \mathbf{y} = \mathbf{v}_i \mathbf{x}_i + \mathbf{w}_i, \quad (4)$$

式中,  $\mathbf{v}_i = \mathbf{m}_i \mathbf{h}_i$  为权重向量,  $\mathbf{w}_i$  为干扰项和噪声项。为了减小接收端的干扰, 消除已检测到的信号, 只检测  $\hat{\mathbf{x}}_i$  后的每一个信号, 从而提高检测空时层中的 SNR, 可表示为

$$R_{\text{SNR}_{o_i}} = \frac{E(|\mathbf{x}_{o_i}|^2)}{E(|\mathbf{m}_{o_i}|^2)}, \quad (5)$$

式中,  $o_i$  为最佳的有序空时层, 可根据 2-范数  $\|\mathbf{b}_j\|^2 (1 \leq j \leq N_t)$  对信道矩阵  $\mathbf{H}$  进行升序排列得到,  $x_{o_i}$  为第  $o_i$  个发射信号,  $\mathbf{m}_{o_i}$  为  $\mathbf{M}_{\text{MMSE}}$  的第  $o_i$  行。可通过排序先检测出最佳符号, 提高早期消除层上判决的准确性, 减少误差传播, 已知第  $o_i$  个检测信号  $\hat{\mathbf{x}}_{o_i}$ , 则调制信号可表示为

$$\hat{\mathbf{x}}_{o_i}' = Q(\hat{\mathbf{x}}_{o_i}), \quad (6)$$

式中,  $Q$  为调制星座系统  $S$  的一个函数。从原始接收信号向量中消除该检测信号, 可表示为

$$\mathbf{y}' = \mathbf{y} - \hat{\mathbf{x}}_{o_i}' (\mathbf{H}_{o_i}), \quad (7)$$

在等效矩阵中消除该列, 将对应的最优序列归零创建一个新的信道矩阵  $\mathbf{H}$ , 使  $\mathbf{y} = \mathbf{y}'$ , 然后将接收到的信号以最优顺序迭代重复, 得到全部检测信号。

错误传播问题会导致传统 OSIC 算法的检测性能降低, 因此需要解决错误传播带来的影响。以 4-

正交振幅调制 (4-QAM) 星座图为例, 根据 OSIC 算法对星座集  $S$  中的每个星座点周围定义一个具有预定义阈值半径  $d_{\text{th}}$  的圆, 如图 2 所示。

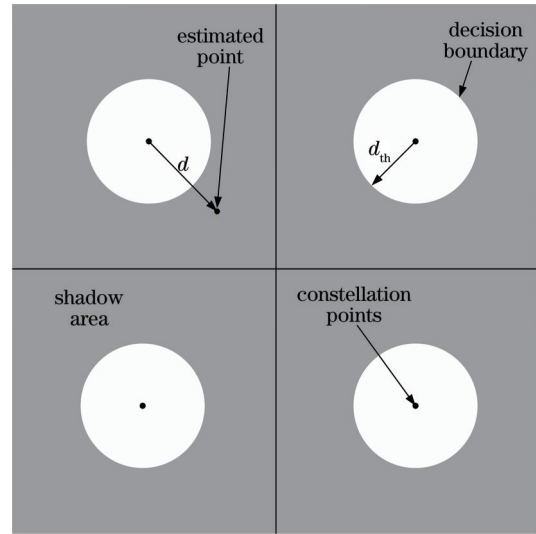


图 2 4-QAM 星座图的阴影区域

Fig. 2 Shadow area of 4-QAM constellation diagram

第  $l$  次的软判决可表示为

$$\hat{\mathbf{x}}_l = \mathbf{m}_l \mathbf{y}, \quad (8)$$

靠近软判决  $\hat{\mathbf{x}}_l$  的星座点为其量化值, 可表示为

$$Q(\hat{\mathbf{x}}_l) = \arg \min (\hat{\mathbf{x}}_l - \mathbf{s}_i), \quad (9)$$

式中,  $\mathbf{s}_i$  为调制星座系统  $S$  中的一个点。量化过程是将软判决值映射到最近的星座点, 软判决和其量化值之间的距离为  $d$ , 可表示为

$$d = \hat{\mathbf{x}}_l - Q(\hat{\mathbf{x}}_l). \quad (10)$$

假如 OSIC 算法的软判决不在预定义阈值内 ( $d > d_{\text{th}}$ ), 则 OSIC 算法用多个相邻的星座点而非量化值; 若在预定义的阈值内 ( $d \leq d_{\text{th}}$ ), 且围绕最近的星座点, 表明该判决是可靠且量化值可被用作判决反馈。用  $N(\hat{\mathbf{x}}_l) = \{\mathbf{s}_i^{(1)}, \dots, \mathbf{s}_i^{(n)}\} \subseteq S$  表示软判决估计值  $\hat{\mathbf{x}}_l$  的  $n$  个相邻星座点的集合, 该值是通过测量软判决值  $\hat{\mathbf{x}}_l$  和星座点  $\mathbf{s}_i \in S, i = 1, \dots, M$  ( $M$  为集合  $S$  的基数) 的距离选择得到。当某一层 (第  $i$  个检测信号) 的判决落入不可靠区域时, 生成基数为  $M$  的相邻集合  $N(\hat{\mathbf{x}}_l)$ , 并用集合  $N(\hat{\mathbf{x}}_l)$  的元素初始化对应第  $i$  层的判决值, 即  $\mathbf{x}_i^j = \mathbf{s}_i^{(j)}$ 。将  $\mathbf{x}_i^j, j = 1, \dots, M$  作为第  $i$  个发射天线的对应解, 通过 OSIC 算法求解剩余发送天线的发射信号并得到一个完全解  $\mathbf{x}^j$ , 即  $M$  个解向量  $\mathbf{x}^j \{\mathbf{x}^1, \dots, \mathbf{x}^M\}$ 。对比每个解的最大似然代价值, 用最大似然代价值对应的指标  $j_{\text{opt}} \in \{1, \dots, M\}$  作为最优指标, 将第  $i$  层的检测信号

更新为  $\hat{x}_i' = x_i^{opt}$ 。对于每一个不可靠条件,都用相似的过程得到最优决策,避免错误传播。

上述算法虽然能提高信号的检测性能,但计算复杂度也会大幅提升,理论上在某些瞬时信道使用时,系统数据速率是理论容量的小部分,可相应减少计算工作量,从而实现动态调整复杂度和误差。MIMO 系统的信道利用率为  $R = bnr$ , 其中,  $b = \log_2 M$  为  $M$ -QAM 星座  $S$  中每符号的比特速率,  $n$  为发射天线的数量,  $r$  为信道编码的速率, 则空间复用容量的信道遍历容量<sup>[5]</sup>可表示为

$$C = n \log \frac{R_{SN}}{n}, \quad (11)$$

式中,  $R_{SN}$  为 SNR。图 3 为 4-QAM 和 16-QAM 调制、发射天线数分别为 8 和 16 的 MIMO 系统容量及相应的信息速率, BPCU 为一个信号的速率与其频谱占用带宽的比, 当  $R > C$  时, 天线的数量对误码率的影响不大; 当遍历信道容量的小部分工作时, 可

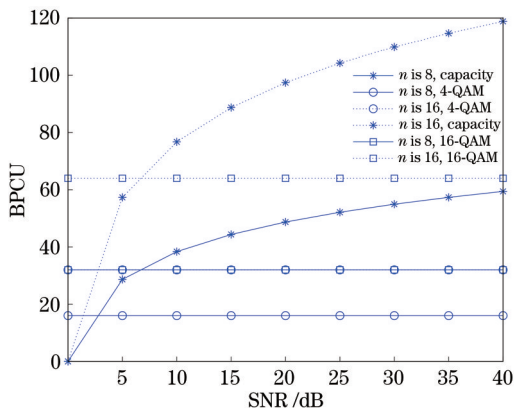


图 3 不同 MIMO 系统的遍历容量和信息速率

Fig. 3 Traversal capacity and information rate of different MIMO systems

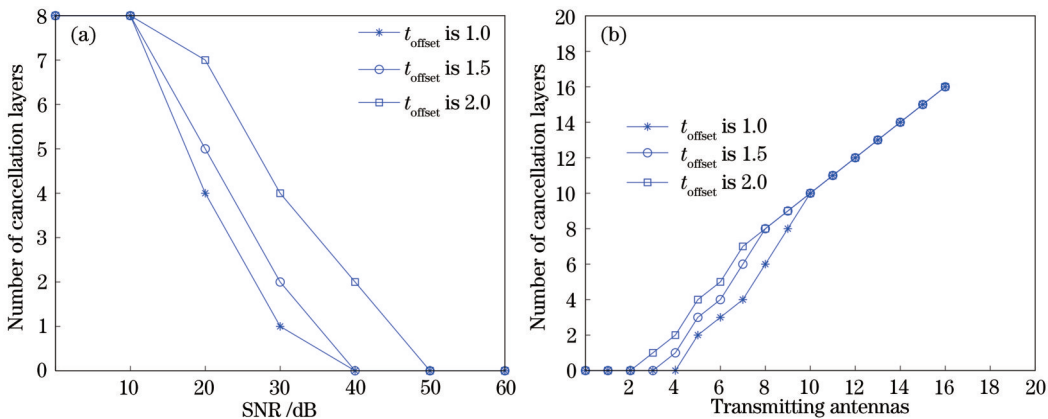


图 4 偏移量对消除层数目的影响。(a)  $N_t=8$ ; (b) SNR 为 15 dB

Fig. 4 Effect of offset on the number of cancellation layers. (a)  $N_t=8$ ; (b) SNR is 15 dB

以用更少的干扰消除比例。

改进 ML-D-OSIC 算法中可动态调整消除层数, 消除层数可表示为

$$\lambda_{dyn} = \max [(N_t - \lambda_{red}), 0], \quad (12)$$

式中,  $\lambda_{red}$  为消除后的剩余层数, 可表示为

$$\lambda_{red} = \max \left\{ \text{round} [t_{weight} (C - t_{offset} \times R)], 0 \right\}, \quad (13)$$

式中,  $t_{offset}$  为偏移量,  $t_{weight}$  为权重, 这两个参数会影响复杂度减少的速率且均大于 0; round 为四舍五入函数。ML-D-OSIC 算法能适应瞬时信道条件, 其中, 权重和偏移量都是固定值, 剩余层的信号检测通过混合迭代算法<sup>[28]</sup>得出。

## 4 仿真结果及分析

### 4.1 偏移量和权重对消除层数的影响

图 4 为偏移量对消除层数的影响, 其中, 权重为 1。可以发现: 当  $N_t = 8$  时, 随着偏移量的增加, 消除层数逐渐增加, 剩余层数逐渐减少; 当 SNR 为 15 dB、偏移量确定时, 随着发射天线数的增加, 消除层数逐渐增加, 剩余层数减少, 算法复杂度增加; 当天线数达到 10 时, 偏移量的变化对消除层数无影响。

图 5 为权重对消除层数的影响, 其中, 偏移量为 1。图 5(a) 中  $N_t = 8$ , 消除层数随着权重和 SNR 的变化而变化, 当 SNR 确定时, 消除层数随着权重的增加而减少, 剩余层数则逐渐增加; 图 5(b) 中 SNR 为 15 dB, 消除层数随着天线发射数目和权重的变化而变化, 当权重确定时, 消除层数随发射天线数的增加而增加, 剩余层数则逐渐减少, 算法复杂度增加, 当天线数为 10 时, 权重的变化对消除层数无影响。



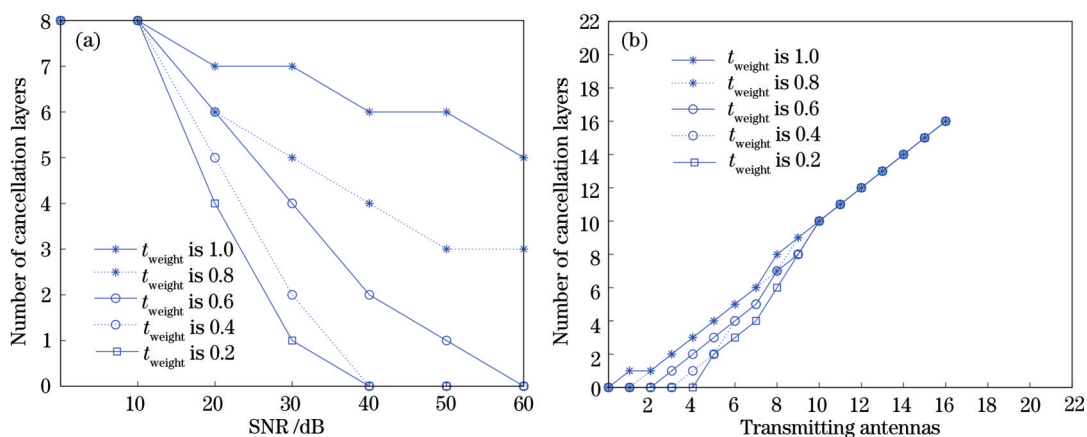


图 5 权重对消除层数目的影响。(a)  $N_t=8$ ; (b) SNR 为 15 dB

Fig. 5 Effect of weights on the number of cancellation layers. (a)  $N_t=8$ ; (b) SNR is 15 dB

### 4.2 检测性能和复杂度的仿真结果及分析

设置传输信道为快衰落 Rayleigh 信道, 噪声为独立同分布加性高斯白噪声, 系统的带宽为 3 MHz, 信道均值为 0, 方差为 2, 基带信号调制方式为 4-QAM, 每个用户的平均发射功率为 1, 卷积误码率为 1/2, 接收天线数均为 32, 偏移量和权重没有特别说明时均为 1。图 6 为混合迭代算法、MMSE 算法、OSIC 算法、ZF-HIC 算法、ML-D-OSIC 算法、ML 算

法的检测性能, 其中,  $k$  为迭代次数,  $d_{th}=0.2$ 。可以发现: 当发射天线数为 8 时, 不同 SNR 情况下非线性检测算法的检测性能明显优于线性检测算法, ML-D-OSIC 算法的误码率 (BER) 曲线比其他算法更接近 ML 算法, 且算法的检测性能随迭代次数的增大而提升, 如图 6(a) 所示。迭代次数为 3 时不同 SNR 情况下系统的 BER 如表 1 所示。可以发现: 当迭代次数为 3 时, 随着发射天线数的减少 ( $N_r/N_t$  增

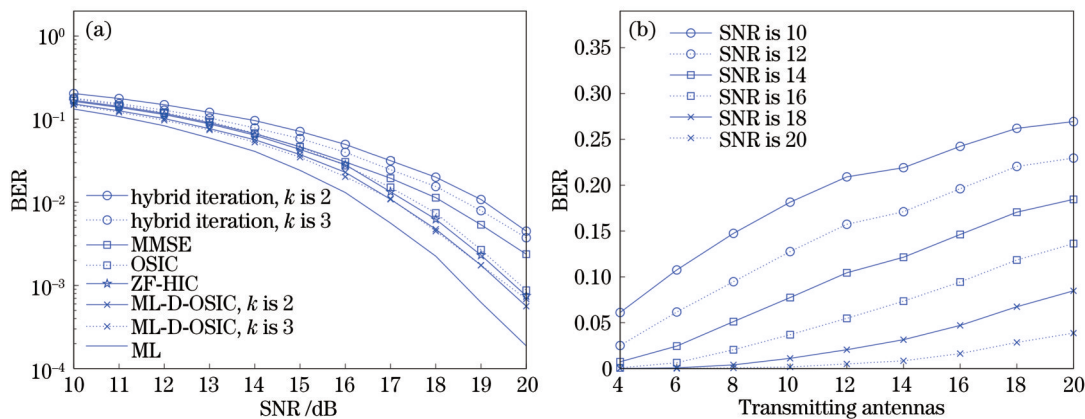


图 6 不同算法的检测性能。(a)  $N_t=8$ ; (b) 发射天线数量对算法性能的影响

Fig. 6 Detection performance of different algorithms. (a)  $N_t=8$ ; (b) effect of the number of transmit antennas on the performance of the algorithm

表 1  $N_t=8$  时不同算法的 BER

Table 1 BER of different algorithms when  $N_t=8$

SNR /dB	Algorithm					
	Hybrid iteration	MMSE	OSIC	ZF-HIC	ML-D-OSIC	ML
10	0.17693	0.16743	0.17081	0.16118	0.14600	0.12856
12	0.12543	0.11475	0.11762	0.10793	0.09943	0.07981
14	0.07393	0.06743	0.06550	0.05831	0.04912	0.03906
16	0.03931	0.03181	0.02993	0.02400	0.01781	0.01106
18	0.01387	0.01018	0.00731	0.00606	0.00531	0.00212
20	0.00362	0.00168	0.00081	0.00087	0.00062	0.00031

加), BER 减小, 信号的检测性能有所提升; 当天线数确定时, 随着 SNR 的增加, 系统的 BER 减小, 信号的检测性能提升。表 2 为不同发射天线数和 SNR 情况下 ML-D-OSIC 算法的 BER。

表 2 不同 SNR 下 ML-D-OSIC 算法的 BER

Table 2 BER of ML-D-OSIC algorithm under different SNR

SNR / dB	Number of antennas		
	4	12	20
10	0.06112	0.20908	0.26942
12	0.02512	0.15737	0.22960
14	0.00737	0.10445	0.18455
16	0.00075	0.05475	0.13632
18	0.00012	0.02054	0.08477

图 7 为 D-OSIC 与 ML-D-OSIC 算法的检测性能, 其中, 迭代次数均为 3。可以发现, 加入 ML 判决可提升算法的检测性能。发射天线数为 16、迭代次数  $k=3$  时, 不同预定义阈值  $d_{th}$  下 ML-D-OSIC 算法的 BER 如图 8 所示。可以发现, ML-D-OSIC 算法的 BER 随  $d_{th}$  值的减小而减小, 信号检测性能逐渐提升, 具体参数如表 3 所示。

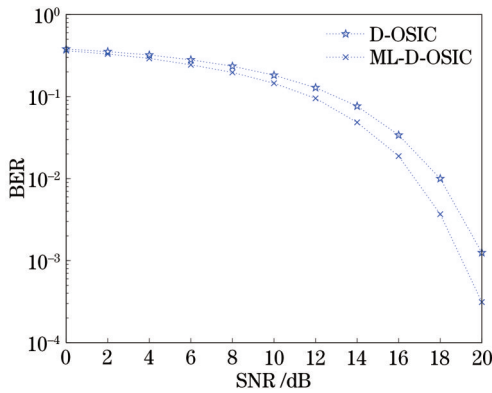


图 7 D-OSIC 和 ML-D-OSIC 算法的检测性能

Fig. 7 Detection performance of D-OSIC algorithm and ML-D-OSIC algorithm

表 4  $N_t=8$  时 ML-D-OSIC 算法 BER

Table 4 BER of ML-D-OSIC algorithm when  $N_t=8$

Parameter	SNR / dB					
	10	12	14	16	18	20
$\rho=1.0$	0.14762	0.09825	0.05006	0.01900	0.00456	0.00075
$\rho=1.5$	0.14287	0.09200	0.04400	0.01750	0.00462	0.00050
$\rho=2.0$	0.13587	0.08575	0.04287	0.01506	0.00293	0.00037
$\omega=0.8$	0.15250	0.09712	0.04975	0.02006	0.00443	0.00056
$\omega=0.6$	0.15043	0.09387	0.04700	0.01675	0.00418	0.00056
$\omega=0.2$	0.13918	0.08856	0.04350	0.01668	0.00393	0.00050

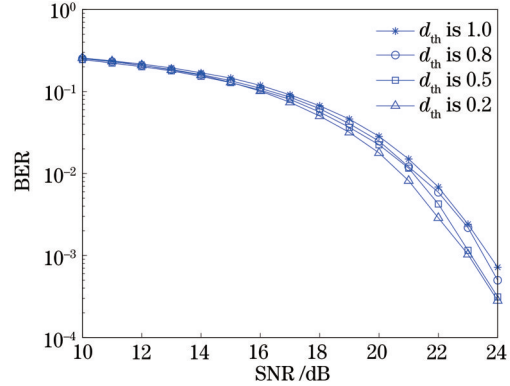


图 8 不同  $d_{th}$  时 ML-D-OSIC 算法的检测性能

Fig. 8 Detection performance of ML-D-OSIC algorithm under different  $d_{th}$

表 3 不同  $d_{th}$  时 ML-D-OSIC 算法的 BER

Table 3 BER of ML-D-OSIC algorithm under different  $d_{th}$

SNR / dB	$d_{th}$			
	1.0	0.8	0.5	0.2
10	0.25840	0.25437	0.25293	0.25140
20	0.02696	0.02434	0.02350	0.01778
24	0.00084	0.00065	0.00053	0.00037

图 9 为偏移量和权重对 ML-D-OSIC 算法信号检测性能的影响, 其中,  $d_{th}=0.2, k=3$ 。图 9(a)、图 9(c) 中的发射天线为 8, 图 9(b)、图 9(d) 中的 SNR 为 15 dB, 图 9(a)、图 9(b) 中的权重为 1, 图 9(c)、图 9(d) 中的偏移量为 1。可以发现: 当发射天线数确定时, 系统的 BER 随偏移量的增加或权重的减小而减小, 信号检测性能逐渐提升, 具体的 BER 如表 4 所示; 当 SNR 确定、偏移量或权重确定时, 系统的 BER 随发射天线数的增加而增加, 信号检测性能逐渐降低, 具体的 BER 如表 5 所示; 消除层的数目取决于瞬时系统信息和噪声值, 接收端可以动态处理变化的信道容量。接收机在通用中央处理器 (CPU) 上运行, 这种灵活性使得自适应接收机对软件定义无线电 (SDR) 的实现很有吸引力。

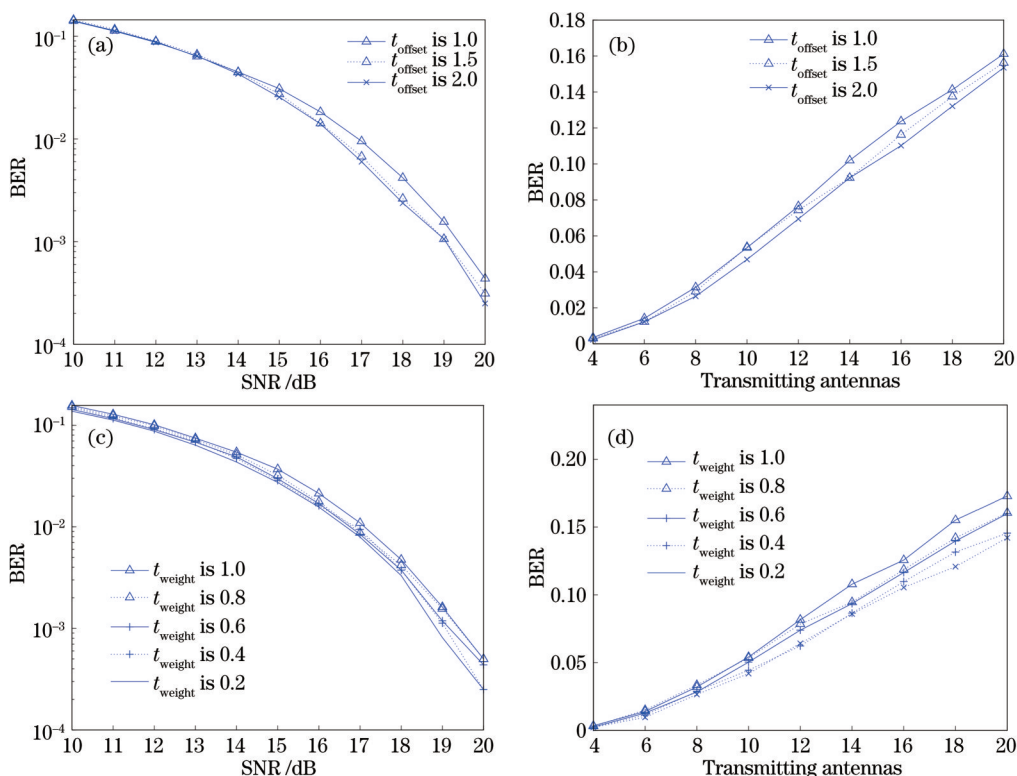


图 9 不同参数对 ML-D-OSIC 算法检测性能的影响。(a)偏移量和 SNR 对算法的影响；(b)偏移量和发射天线数对算法的影响；(c)权重和 SNR 对算法的影响；(d)权重和发射天线数对算法的影响

Fig. 9 Effect of different parameters on the detection performance of ML-D-OSIC algorithm. (a) Effect of offset and SNR on the algorithm; (b) effect of offset and the number of transmit antennas on the algorithm; (c) effect of weight and SNR on the algorithm; (d) pair of weights and the number of transmit antennas

表 5 SNR 为 15 dB 时 ML-D-OSIC 算法的 BER

Table 5 BER of ML-D-OSIC algorithm when SNR is 15 dB

Parameter	Number of antennas		
	4	12	20
$\sigma=1.0$	0.00350	0.07650	0.16120
$\sigma=1.5$	0.00300	0.07433	0.15627
$\sigma=2.0$	0.00225	0.06941	0.15352
$\omega=0.8$	0.00312	0.07645	0.16055
$\omega=0.6$	0.00250	0.07395	0.15987
$\omega=0.2$	0.00230	0.06229	0.14552

在 SDR 实现中调用接收机功能或取数据流标签时，瞬时 SNR、新的传输速率或容量可以更容易更新。

图 10 为不同算法的复杂度对比图。可以发现：OSIC 算法的复杂度明显高于混合迭代算法和 MMSE 算法，进一步验证了非线性检测算法的复杂度远高于线性检测算法的结论；ML 算法的复杂度随着发射天线数的增加呈指数增加，ML-D-OSIC 算法的复杂度略高于 OSIC 算法，但远低于 ML 算法。

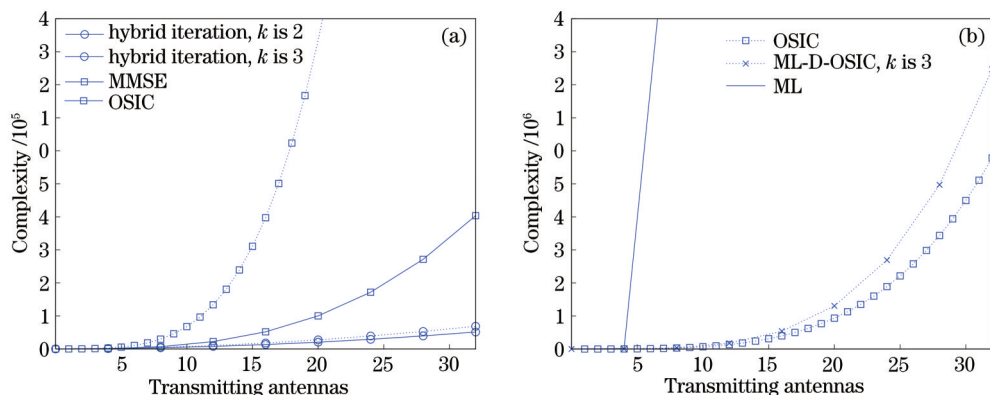


图 10 不同信号检测算法的复杂度。(a)线性算法和非线性算法；(b)非线性算法

Fig. 10 Complexity of different signal detection algorithms. (a) Linear and nonlinear algorithms; (b) non-linear algorithms

## 5 结 论

提出了一种在大规模 MIMO 系统上行链路中应用的 ML-D-OSIC 信号检测算法。该算法通过 ML 算法选择最优信号并利用系统容量、系统速率以及系统的瞬时 SNR 动态调整分集优势和相应的计算复杂度,信号检测次序由 SNR 决定。仿真结果表明,接收端可以动态处理变化的信道容量,ML-D-OSIC 算法的检测性能明显优于 OSIC 算法,且 ML-D-OSIC 算法的检测性能随预定义阈值、偏移量和权重的变化而变化。

### 参 考 文 献

- [1] Björnson E, Sanguinetti L, Wymeersch H, et al. Massive MIMO is a reality: what is next? [J]. *Digital Signal Processing*, 2019, 94: 3-20.
- [2] Panwar N, Sharma S, Singh A K. A survey on 5G: the next generation of mobile communication[J]. *Physical Communication*, 2016, 18: 64-84.
- [3] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [4] Marzetta T L. How much training is required for multiuser MIMO? [C]//2006 Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, October 29-November 1, 2006, Pacific Grove, CA, USA. New York: IEEE Press, 2006: 359-363.
- [5] Telatar E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels [J]. *European Transactions on Telecommunications*, 1999, 10(6): 585-595.
- [6] Zhang C W, Wang B, Li D L, et al. Low complexity multiuser detection with recursively successive zero-forcing and SIC based on nullspace for multiuser MIMO-OFDM system[J]. *China Communications*, 2015, 12(9): 53-63.
- [7] 赵书锋. 大规模 MIMO 系统上行链路低复杂度信号检测算法研究[D]. 重庆: 重庆邮电大学, 2018.  
Zhao S F. Research on low-complexity signal detection algorithms for uplink massive MIMO systems[D]. Chongqing: Chongqing University of Posts and Telecommunications, 2018.
- [8] 于柯远, 张立民, 闫文君, 等. 基于特征序列的时域 STBC-OFDM 盲识别算法[J]. *北京航空航天大学学报*, 2021, 47(8): 1524-1532.  
Yu K Y, Zhang L M, Yan W J, et al. Blind identification algorithm of time-domain STBC-OFDM based on feature sequence[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2021, 47(8): 1524-1532.
- [9] Tubail M A, Abu-Hudrouss A M, El Astal M T O. Super-orthogonal double space-time trellis code[J]. *Physical Communication*, 2020, 41: 101110.
- [10] Foschini G J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas[J]. *Bell Labs Technical Journal*, 1996, 1(2): 41-59.
- [11] Golden G D, Foschini C J, Valenzuela R A, et al. Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture [J]. *Electronics Letters*, 1999, 35(1): 14-16.
- [12] Srinidhi N, Datta T, Chockalingam A, et al. Layered tabu search algorithm for large-MIMO detection and a lower bound on ML performance[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2011, 59(11): 2955-2963.
- [13] 蒋阳, 谢宗霖, 吴亚辉, 等. 一种低复杂度空间调制球形译码检测算法[J]. *电子学报*, 2018, 46(12): 3008-3013.  
Jiang Y, Xie Z L, Wu Y H, et al. A low-complexity sphere-decoding for spatial modulation[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2018, 46(12): 3008-3013.
- [14] Viterbo E, Boutros J. A universal lattice code decoder for fading channels[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1999, 45(5): 1639-1642.
- [15] 周冬, 曹海燕, 许方敏, 等. 大规模 MIMO 系统中基于权重高斯赛德低复杂度 ZF 预编码方案[J]. *电信科学*, 2019, 35(3): 69-75.  
Zhou D, Cao H Y, Xu F M, et al. A low complexity ZF precoding scheme based on weighted Gauss-Seidel in massive MIMO systems[J]. *Telecommunications Science*, 2019, 35(3): 69-75.
- [16] Khani N A K, Ahmed S, Bhatti D M S, et al. Study of MIMO detection schemes for emerging wireless communications[J]. *International Journal Computer Science Network Security*, 2018, 18(3): 142-149.
- [17] Khani N A K, Chen Z, Yin F L. MIMO V-BLAST scheme based on physical-layer network coding for data reliability in emerging wireless networks[J]. *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2016, 39(2): 103-111.
- [18] Mandloi M, Hussain M A, Bhatia V. Improved multiple feedback successive interference cancellation algorithms for near-optimal MIMO detection[J]. *IET Communications*, 2017, 11(1): 150-159.
- [19] Adnan S, Fu Y L, Ahmed B J, et al. Modified ordered successive interference cancellation MIMO



- detection using low complexity constellation search [J]. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 2020, 121: 153223.
- [20] Aldababsa M, Kucur O. Outage and ergodic sum-rate performance of cooperative MIMO-NOMA with imperfect CSI and SIC[J]. *International Journal of Communication Systems*, 2020, 33(11): e4405.
- [21] Al-Khasib T, Lampe L, Alnuweiri H M. Uplink multiple-user V-BLAST optimal detection ordering with service differentiation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2010, 59(5): 2308-2319.
- [22] Miridakis N I, Vergados D D. Efficient detection-switching based on successive interference cancellation for multiple-input multiple-output orthogonal frequency division multiplexing systems[J]. *IET Signal Processing*, 2013, 7(5): 436-443.
- [23] Adnan S, Zhang L B, Dars M A, et al. Low complexity MIMO detection algorithm by combining modified OSIC and ML detection[C]//2016 8th IEEE International Conference on Communication Software and Networks, June 4-6, 2016, Beijing, China. New York: IEEE Press, 2016: 192-195.
- [24] Abrardo A, Fodor G, Moretti M. Distributed digital and hybrid beamforming schemes with MMSE-SIC receivers for the MIMO interference channel[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(7): 6790-6804.
- [25] 赵壮志, 侯嘉. 一种串/并混合的多输入多输出信号检测算法[J]. *科学技术与工程*, 2021, 21(32): 13753-13757.
- Zhao Z Z, Hou J. A serial/parallel hybrid multiple-input multiple-output signal detection algorithm[J]. *Science Technology and Engineering*, 2021, 21(32): 13753-13757.
- [26] Wu H B, Shen B, Zhao S F, et al. Low-complexity soft-output signal detection based on improved kacmarz iteration algorithm for uplink massive MIMO system [J]. *Sensors*, 2020, 20(6): 1564-1577.
- [27] 谷建强, 王可蒙, 许祎, 等. 基于超材料的太赫兹光电导天线[J]. *中国激光*, 2021, 48(19): 1914004.
- Gu J Q, Wang K M, Xu Y, et al. Metamaterials-based terahertz photoconductive antennas[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2021, 48(19): 1914004.
- [28] 申东, 赵丹, 李强, 等. 低复杂度的大规模 MIMO 上行链路软输出信号检测[J]. *计算机应用研究*, 2021, 38(5): 1524-1528.
- Shen D, Zhao D, Li Q, et al. Low-complexity soft-output signal detection on uplink for large-scale MIMO[J]. *Application Research of Computers*, 2021, 38(5): 1524-1528.