基于干扰消除的 MIMO-OTFS 系统信号检测研究*

苗豪伟, 唐智灵†
(桂林电子科技大学 广西无线宽带通信和信号处理重点实验室, 广西 桂林 541004)

摘 要: 高迁移率条件下正交时频空间(OTFS)调制技术的性能优于正交频分复用(OFDM),而常规的多输入多输出系统(MIMO)信号检测中,基于干扰消除信号的检测技术的复杂度较大。针对此缺点,提出了一种改进的基于信干噪比(SINR)排序的信号检测算法。该算法先算出每一层信号的信干噪比,然后利用信息传递(MP)检测技术检测出每一层信号并通过干扰消除检测出全部信号。最后通过仿真对算法进行了验证,结果表明改进后的算法具有更好的性能。

关键词: 正交时频空间调制; 信号检测; 信干噪比排序; 干扰消除
中图分类号: TN911.3 **文献标志码**: A **文章编号**: 1001-3695(2021)07-041-2141-03
doi:10.19734/j.issn.1001-3695.2020.10.0382

Study on signal detection of MIMO-OTFS system based on interference elimination

Miao Haowei, Tang Zhiling†
(*Guangxi Key Laboratory of Wireless Broadband Communication & Signal Processing, Guilin University of Electronic Technology, Guilin Guangxi 541004, China*)

Abstract: The performance of OTFS modulation is better than that of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) under the condition of high mobility, while in conventional multi-input and multi-output (MIMO) system signal detection, the detection technology based on interference elimination signal is very complex. To solve this problem, this paper proposed an improved signal detection algorithm based on SINR (signal to interference plus noise ratio) sorting. This algorithm first calculated the SINR of each layer, then used MP (message passing) detection technology to detect each layer and eliminate all signals through interference elimination. Finally, the simulation results show that the improved algorithm has better performance.
Key words: otfs modulation; signal detection; SINR sorting; interference elimination

随着高速场景(如高速铁路)通信需求的发展,未来通信网络须具备高速场景通信的可行性和稳定性[1]。因此保证高吞吐量通信系统的稳定性是未来高速通信的主要研究方向之一[2]。正交时频空间(orthogonal time-frequency space, OTFS)调制是最近提出的一种调制方案[2~7],该方案将时变多径信道转换为延迟—多普勒域中的二维信道并在该域内进行调制解调,从满足了高速移动的通信场景需求,并且与多天线 OFDM 系统类似,具有多输入多输出的 OTFS 系统可以进一步提高频谱效率。最近关于 OTFS 的研究主要集中在信号检测和信道估计。文献[8]建立了 OTFS 调制的线性矢量模型,并针对该模型提出了一种基于信息传递的信号检测算法;文献[9]提出一种高多普勒延迟条件下 MIMO-OTFS 系统的信号检测迭代算法和信道估计方案,并证明了在相同的延时和多普勒频移条件下,OTFS 比 OFDM 系统具有更好的性能;文献[10]提出一种基于马尔可夫链蒙特卡罗技术的 OTFS 信号检测和信道估计方案。

为了进一步提升 MIMO-OTFS 系统中信号检测的性能,本文将传统的基于干扰消除的信号检测算法进行改进,接收端算出每一层信号的 SINR 之后,根据 SINR 的值将信号进行排序,然后利用 MP(message passing)算法逐层检测出全部信号。

1 OTFS 调制解调

1.1 OTFS 调制

OTFS 调制技术是在 OFDM 系统的基础上实现的,其调制解调的原理概述如图 1 所示。

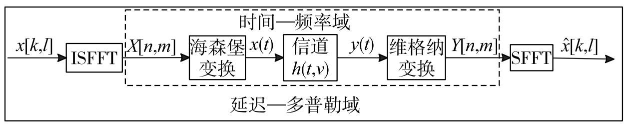

图1 OTFS调制/解调框
Fig.1 OTFS modulation/demodulation block diagram

首先作如下定义:T 表示时间—频率域中每个发送符号的持续时间;Δf 表示子载波间隔;$g_{tx}(t)$ 和 $g_{rx}(t)$ 分别表示发射和接收脉冲,且两个脉冲的时间和频率是严格正交的。$x[k,l]$($k=0,1,2,\cdots,N-1$;$l=0,1,2,\cdots,M-1$)表示待发送的信息符号,N,M 都为大于 0 的整数。首先通过有限长辛傅里叶反变换(inverse symplectic finite Fourier transform, ISFFT)将信息符号 $x[k,l]$ 映射为时频域符号 $X[n,m]$[8]:

$$X[n,m]=\frac{1}{\sqrt{NM}}\sum_{k=0}^{N-1}\sum_{l=0}^{M-1}x[k,l]\quad \mathrm{e}^{-j2\pi\left(\frac{nk}{N}-\frac{ml}{M}\right)}$$

$$n=0,1,2\cdots,N-1;\ m=0,1,2\cdots,M-1 \tag{1}$$

$X[n,m]$ 的发送时长为 $T_f=NT$,所占带宽为 $B=M\Delta f$。时频调制器利用发射脉冲将 $X[n,m]$ 转换为时间连续的波形 $x(t)$:

$$x(t)=\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{m=0}^{M-1}X[n,m]g_{tx}(t-nT)\mathrm{e}^{j2\pi m\Delta f(t-nT)} \tag{2}$$

接收信号为

$$y(t)=\iint h(\tau,v)x(t-\tau)\mathrm{e}^{j2\pi v(t-\tau)}\mathrm{d}\tau\mathrm{d}v \tag{3}$$

$$h(\tau,v)=\sum_{i=1}^{P}h_i\delta(\tau-\tau_i)\delta(v-v_i) \tag{4}$$

其中:$h(\tau,v)$ 表示信道增益;τ 为延时;ν 为多普勒频移;P 为多

收稿日期: 2020-10-20; **修回日期**: 2020-12-14 **基金项目**: 国家自然科学基金资助项目(61461013);广西区自然科学基金资助项目(2018GXNSFAA281179);广西区研究生创新计划资助项目(2020YCXS041)

作者简介: 苗豪伟(1994-),男,河南驻马店人,硕士研究生,主要研究方向为无线通信;唐智灵(1975-),男(通信作者),广西桂林人,教授,博士,主要研究方向为认知无线电、数字射频技术、无线传感器网络、数字波束成形、通信信号识别(tzl888@guet.edu.cn).

径传播的路径数。

1.2 OTFS 解调

接收端通过维格纳变换将接收到的信号变回时频域：

$$Y[n,m]=A_{g_{rx},r}(t,f)|_{t=nT,f=m\Delta f} \tag{5}$$

$A_{g_{rx},r}(t,f)$ 为交叉模糊函数：

$$A_{g_{rx},r}(t,f)=\int g_{rx}^{*}(t'-t)y(t')\mathrm{e}^{-j2\pi f(t-t')}\mathrm{d}t' \tag{6}$$

时间—频率域发射信号 $X[n,m]$ 和接收信号 $Y[n,m]$ 的关系为

$$Y[n,m]=H[n,m]X[n,m]+V[n,m] \tag{7}$$

$H[n,m]$ 为时间—频率域内的信道增益：

$$H[n,m]=\int\int h(\tau,v)\mathrm{e}^{j2\pi vnT}\mathrm{e}^{-j2\pi v(v+m\Delta f)\tau}\mathrm{d}\tau\mathrm{d}v \tag{8}$$

其中：$V[n,m]$ 表示高斯白噪声。

在延时—多普勒域内，调制符号的输入输出关系为

$$\hat{x}[k,l]=\frac{1}{MN}\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{N-1}Y[n,m]h_{\omega}(\frac{k-n}{NT},\frac{l-m}{M\Delta f})+v[k,l] \tag{9}$$

$$h_{\omega}(\frac{k-n}{NT},\frac{l-m}{M\Delta f})=h_{\omega}(v',\tau')|_{v'=\frac{k-n}{NT},\tau'=\frac{l-m}{M\Delta f}} \tag{10}$$

其中：$h_{\omega}(v',\tau')$ 是信道响应 $h(\tau,v)$ 与矩形窗函数 $w(v,\tau)$ 在时频域的循环卷积[11]；$v[k,l]$ 表示延迟—多普勒域内的噪声。

$$h_{\omega}(v',\tau')=\int_{v}\int_{\tau}h(\tau,v)w(v'-v,\tau'-\tau)\mathrm{d}\tau\mathrm{d}v \tag{11}$$

其中：

$$w(v,\tau)=\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{m-1}^{M-1}\mathrm{e}^{-j2\pi(vnT-\tau m\Delta f)} \tag{12}$$

2 MIMO-OTFS 系统

为了简化分析，本文采用了线性系统模型，发射天线和接收天线个数分别 N_t 和 N_r。MIMO-OTFS 系统如图 2 所示，信息符号经过 OTFS 调制后被转换为时间连续的波形信号发射出去，接收机经过信道估计和信号检测等步骤恢复出原始信息符号。

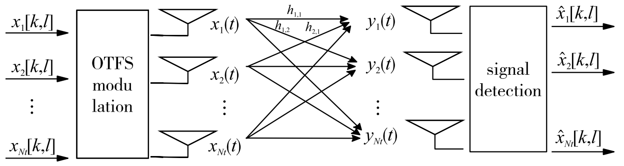

图2 MIMO-OTFS 系统框图

Fig.2 MIMO-OTFS system block diagram

第 p 个发射天线和第 q 个接收天线对应的信道增益为

$$h_{qp}(\tau,v)=\sum_{i=1}^{P}h_{qp}\delta(\tau-\tau_i)\delta(v-v_i) \tag{13}$$

MIMO-OTFS 系统的输入输出关系描述如下：

接收信号：

$$y=[y_1(t),y_2(t),y_3(t),\cdots,y_{Nr}(t)]^{\mathrm{T}}$$

发射信号：

$$x=[x_1(t),x_2(t),x_3(t),\cdots,x_{Nt}(t)]^{\mathrm{T}}$$

信道矩阵：

$$\boldsymbol{H}=\begin{bmatrix}h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,Nr}\\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,Nr}\\ \vdots & \vdots & & \vdots\\ h_{Nt,1} & h_{Nt,2} & \cdots & h_{Nt,Nr}\end{bmatrix}$$

噪声：

$$n=[n_1(t),n_2(t),n_3(t),\cdots,n_{N_r}(t)]^{\mathrm{T}}$$

输入—输出关系为

$$y=\boldsymbol{H}x+n \tag{14}$$

假定信道矩阵是稀疏矩阵，发送和接收符号都是等概率且相互独立的，传统的基于排序的连续干扰消除（ordered successive interference cancellation，OSIC）检测算法采用一组线性接收机，每个接收机检测并行数据中的一组数据，之后从接收端减去检测出的信号成分，使剩余的信号具有更少的干扰[12]。具体算法如下：

输入：接收信号 y，信道矩阵 $\boldsymbol{H}$。

for $j=1:N_t$

$\boldsymbol{W}_{MMSE}=(\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}+\delta_Z^2\boldsymbol{I})^{-1}\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}$

$$w_{i,MMSE}=\underset{w=(w_1,w_2,\cdots,w_{N_t})}{\operatorname{argmax}}\frac{|wh_i|^2E_x}{E_x\sum_{j=1,j\neq i}^{N_t}|wh_j|^2+\|w\|^2\sigma_z^2}$$

$$SINR_i=\frac{E_x|w_{i,MMSE}h_i|^2}{E_x\sum_{l\neq i}|w_{i,MMSE}h_l|+\sigma_z^2\|w_{i,MMSE}h_i\|^2}$$

$\tilde{s}_i=w_{i,MMSE}y$

$\hat{x}_i=Q(\tilde{s}_i)$

$y_i=y-w_{i,MMSE}\hat{x}_i$

$H_{j+1}=H-H_j$

end

其中：σ_z^2 表示接收机的产生的高斯白噪声；$\boldsymbol{I}$ 为单位矩阵；E_x 为传输信号的能量；h_i 为信道矩阵的第 i 行；$W_{i,MMSE}$ 为加权矩阵 $\boldsymbol{W}_{MMSE}$ 的第 i 行；$(.)^{\mathrm{H}}$ 和 $Q(.)$ 分别表示信道矩阵的埃米特转置和信号的量化；H_j 表示将需要移除的信号对应的信道矩阵所在的列。上述算法的复杂度随着天线数目的增加复杂度近似指数增长，完成全部的信号检测需要计算 $\sum_{j=1}^{N_t}j=N_t(N_t+1)/2$ 次 SINR[13]。

3 改进的信号检测算法

为了降低系统的复杂度，本文对上述算法进行了改进，在算出信号的 SINR 后，用 MP 检测算法检测出每一层的信号，然后利用干扰消除检测出全部信号。改进后的算法如下：

a）输入：接收信号 y，信道矩阵 $\boldsymbol{H}$。

b）$W_{MMSE}=(\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}+\delta_Z^2\boldsymbol{I})^{-1}\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}$

$$w_{i,MMSE}=\underset{w=(w_1,w_2,\cdots,w_{N_t})}{\operatorname{argmax}}\frac{|wh_i|^2E_x}{E_x\sum_{j=1,j\neq i}^{N_t}|wh_j|^2+\|w\|^2\sigma_z^2}$$

$$SINR_i=\frac{E_x|w_{i,MMSE}h_i|^2}{E_x\sum_{l\neq i}|w_{i,MMSE}h_l|+\sigma_z^2\|w_{i,MMSE}h_i\|^2}$$

c）将信号按照 SINR 的值由大到小将信号进行排序：$W=[w_1^{\mathrm{T}},w_2^{\mathrm{T}},w_3^{\mathrm{T}},\cdots,w_{Nr}^{\mathrm{T}}]$

d）$[\tilde{x}_1,\tilde{x}_2,\tilde{x}_3,\cdots,\tilde{x}_{Nr}]=MP([w_1^{\mathrm{T}},w_2^{\mathrm{T}},w_3^{\mathrm{T}},\cdots,w_{Nr}^{\mathrm{T}}]y)$。

e）消除干扰：$\tilde{y}_i=y-\sum_{m=0}^{i-1}\hat{\boldsymbol{x}}^{m+1}H_{m+1}-\sum_{m=i+1}^{Nr-1}\tilde{\boldsymbol{x}}^{m+1}H_{m+1}$

f）最后检测的一组信号：$\hat{x}^{(1+i)}=MP[W_{1+i}]\tilde{y}_i$。

其中：$\hat{\boldsymbol{x}}^{m+1}$ 为检测后的信号向量；$\tilde{\boldsymbol{x}}^{m+1}$ 为剩余的信号向量；$\tilde{y}_i$ 表示干扰消除后的信号。MP 信号检测过程如下[9]：

将接收端的符号 $y(t)$ 记做观测节点，对应的检测符号 $x(t)$ 记做变量节点：

$$\hat{x}(t)=\operatorname{argmax}\ Pr(x(t)|y(t),\boldsymbol{H}) \tag{15}$$

假定该传输符号位于信道传输矩阵的行为 ζ_a，所在的列为 ζ_b。

$$\hat{x}_a=\underset{a_j\in A}{\operatorname{argmax}}\Pr(x_a=a_j|y,H)=\underset{a_j\in A}{\operatorname{argmax}}\frac{1}{|A|}\Pr(y|x_a=a_j,H)\approx \underset{a_j\in A}{\operatorname{argmax}}\prod_{c\in\zeta_a}\Pr(y_c|x_a=a_j,H) \tag{16}$$

其中：A 表示调制符号（如 QAM 调制），将信息符号从 $x(t)$ 传送至 $y(t)$ 所产生的干扰视为高斯随机变量 $I_{b,a}$。

$$I_{b,a}=\sum_{c\in\zeta_b,c\neq a}x_cH_{b,c}+v_b \tag{17}$$

将该干扰的均值记为 $\mu_{ba}^{(t)}$，方差记为 $(\sigma_{ba}^{(t)})^2$。

$$\mu_{ba}^{(t)}=E(I_{ba})=\sum_{c\in\zeta_b,c\neq a}\sum_{j=1}^{|A|}p_{cb}^{(t)}(a_j)a_jH_{b,c} \tag{18}$$

$$(\sigma_{ba}^{(t)})^2=\mathrm{var}[I_{ba}]=\sum_{c\in\zeta_b,c\neq a}(\sum_{j=1}^{|A|}p_{cb}^{(t)}(a_j)|a_j|^2|H_{b,c}|^2-|\sum_{j=1}^{|A|}p_{cb}^{(t)}(a_j)a_jH_{b,c}|^2)+\sigma^2 \tag{19}$$

其中：$P_{ab}^{(t+1)}$ 表示信息符号从 x_a 传送到 y_b 的后验概率，且 $P_{ab}^{(0)}=\frac{1}{A}$。

$$P_{ab}^{(t+1)}(a_j)=\Delta P_{ab}^{(t)}(a_j)+(1-\Delta)P_{ab}^{(t-1)}(a_j) \tag{20}$$

$\Delta\in(0,1]$是提高收敛速度的阻尼因子。

$$P_{ab}^{(t)} \propto \prod_{c\in\zeta_a,c\neq b} Pr(y|x_a=a_j,H) \tag{21}$$

$$\Pr(y_c|x_a=a_j,H)\propto \exp\left(\frac{-|y_c-\mu_{ca}^{(t)}-H_{c,a}a_j|^2}{(\sigma_{ca}^2)^{(t)}}\right) \tag{22}$$

重复计算式(17)~(22)直到$|P_{ab}^{(t+1)}(a_j)-P_{ab}^{(t)}(a_j)|\leqslant(1-\varepsilon)$($\varepsilon\in(0,1)$是精度系数)。

最终输出的符号为

$$\hat{x}_a=\underset{a_j\in A}{\operatorname{argmax}} Pa(a_j) \tag{23}$$

$$p_a(a_j)=\prod_{c\in\zeta_a}\Pr(y|x_a=a_j,H) \tag{24}$$

4　仿真结果与分析

传统的 OSIC 检测算法首先计算出 N_t 个 SINR,选择具有最大的 SINR 对应的信号层,检测完成后将这一层信号删除。在第二次检测过程中需要计算(N_t-1)个 SINR 用于选择具有最大 SINR 的信号。该算法完成全部的信号检测需要计算 $\sum_{j=1}^{N_t} j=N_t(N_t+1)/2$ 次 SINR,此外还需要对 SINR 进行 N_t 次排序。改进后的算法需要计算 N_t 个 SINR 和 1 次排序,改进后算法的复杂度明显下降。算法复杂度比较如表 1 所示。

表 1　算法复杂度比较

Tab. 1　Algorithm complexity comparison

算法	算法复杂度
传统 OSIC 算法	$\sum_{j=1}^{N_t} j=N_t(N_t+1)/2+N_t$
改进后的算法	N_t+1

通过 MATLAB 对改进后的算法进行的仿真验证(仿真参数设置如表 2 所示),将误比特率(bit error rate,BER)作为性能参考标准,假定接收端已经获得完美的信道状态信息,所以对信道估计不作考虑。仿真参数设置如表 2 所示。

表 2　仿真参数设置

Tab. 2　Simulation parameter setting

参数	数值	参数	数值
载波频率/GHz	2.5	(N,M)	(4,6)
子载波间隔/kHz	15	多普勒频移量/Hz	1 400
天线配置	2×2,4×4,6×6	延时/μs	8
SNR/dB	0~30		

图 3~5 分别是不同的调制方式和不同的天线配置下算法改进前后性能的对比。仿真结果表明信号的信噪比小于 15 dB 时两种算法的误比特率相差不大,当信号的信噪比大于 15 dB 时,改进后的算法性能比传统的 OSIC 算法有明显提升。图 3、4 的对比结果表明相同条件下采用 QPSK 调制方式具有更低的误比特率。图 3、5 的对比结果表明在相同的调制方式下,天线较多的系统误比特率较低。

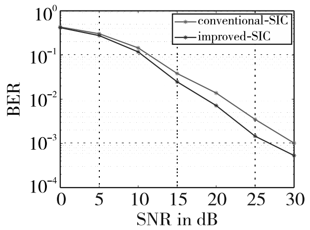

图3　4-QAM调制方式下4×4系统算法对比

Fig.3　Algorithm comparison of 4×4 system under 4-QAM modulation

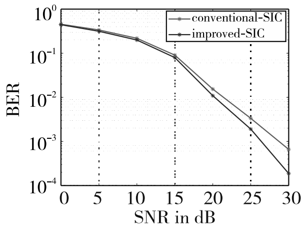

图4　QPSK调制方式下4×4系统算法对比

Fig.4　Algorithm comparison of 4×4 system under QPSK modulation

图 6 是天线配置为 2×2、4×4 和 6×6 的 MIMO-OTFS 系统性能对比。从结果图中可以看出,系统的误比特率随着天线数目的增加而降低,这表明随着发射天线数量的增加,系统的频谱效率也在增长。

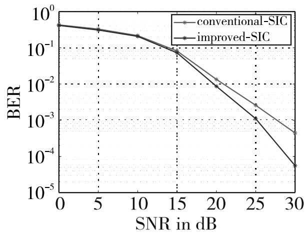

图5　4-QAM调制方式下6×6系统的算法对比

Fig.5　Algorithm comparison of 6×6 system under 4-QAM modulation

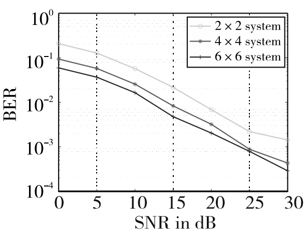

图6　不同天线配置条件下系统的误比特率比较

Fig.6　Comparison of system BER under different antenna configurations

5　结束语

本文对传统的基于干扰消除的信号检测算法进行了改进,减少了在信号检测过程中计算信号的信干噪比和排序的次数,从而有效降低了系统的复杂度,同时仿真结果表明在相同的信噪比条件下改进后的算法具有更低的误比特率,并且随着天线数目的增加系统的频谱效率也在增加。

参考文献:

[1] Ai Bo, Cheng Xiang, Kürner T, *et al*. Challenges toward wireless communications for high-speed railway[J]. IEEE Trans on Intelligent Transportation Systems,2014,15(5):2143-2158.

[2] Hadani R, Monk A. OTFS: a new generation of modulation addressing the challenges of 5 [EB/OL]. (2018-02-07). https://arxiv.org/abs/1802.02623.

[3] Hadani R, Rakib S, Kons S, *et al*. Orthogonal time frequency space modulation[C]//Proc of Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway,NJ:IEEE Press,2017:1-6.

[4] Hadani R, Rakib S, Molisch A F, *et al*. Orthogonal time frequency space (OTFS) modulation for millimeter-wave communications systems[C]//Proc of IEEE MTT-S International Microwave Symposium. Piscataway,NJ:IEEE Press,2017:681-683.

[5] Farhang A, Rezazadehreyhani A, Doyle L E, *et al*. Low complexity modem structure for OFDM-based orthogonal time frequency space modulation[J]. IEEE Wireless Communications Letters,2018,7(3):344-347.

[6] Li Lingjun, Liang Yu, Fan Pingzhi, *et al*. Low complexity detection algorithms for OTFS under rapidly time-varying channel[C]//Proc of the 89th IEEE Vehicular Technology Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press,2019.

[7] Shen Wenqian, Dai Linglong, An Jianping, *et al*. Channel estimation for orthogonal time frequency space (OTFS) massive MIMO[J]. IEEE Trans on Signal Processing,2019,67(16):4204-4217.

[8] Raviteja P, Phan K T, Hong Yi, *et al*. Interference cancellation and iterative detection for orthogonal time frequency space modulation[J]. IEEE Tran on Wireless Communications,2018,17(10):6501-6515.

[9] Ramachandran M K, Chockalingam A. MIMO-OTFS in high-doppler fading channels: signal detection and channel estimation[C]//Proc of IEEE Global Communications Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press,2018:206-212.

[10] Murali K R, Chockalingam A. On OTFS modulation for high-Doppler fading channels[C]//Proc of Information Theory and Applications Workshop. Piscataway,NJ:IEEE Press,2018:1-10.

[11] Khammammetti V, Mohammed S K. OTFS-based multiple-access in high doppler and delay spread wireless channels[J]. IEEE Wireless Communications Letters,2019:8(2)528-531.

[12] Adnan S, Linbo Zhang, Dars M A, *et al*. Low complexity MIMO detection algorithm by combining modified OSIC and ML detection[C]//Proc of the 8th IEEE International Conference on Communication Software and Networks. Piscataway,NJ:IEEE Press,2016:192-195.

[13] Riadi A, Boulouird M, Hassani M M. ZF/MMSE and OSIC detectors for uplink OFDM massive MIMO systems[C]//Proc of IEEE Jordan International Joint Conference on Electrical Engineering and Information Technology. Piscataway,NJ:IEEE Press,2019:767-772.