

文章编号: 2095-4980(2024)08-0888-05

一种适用于空间相关信道的分集接收方法

蒋攀攀, 鲁 航, 云 超, 谭志强

(63891 部队, 河南 洛阳 471000)

摘 要: 针对空间相关信道下信号检测误码率性能下降的问题, 提出一种多天线分集接收方法。该方法通过增加接收机天线个数, 减小信道空间相关性对信号检测的影响, 可根据实际工程需求灵活配置相应的接收天线数量, 在避免引入高复杂度检测算法的同时具有较优的检测误码率性能。采用等增益合并方式对所提方法进行仿真分析, 仿真结果验证了方法的有效性。

关键词: 空间相关信道; 分集接收; 信号检测; 等增益合并

中图分类号: TN925

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2022100

A diversity reception method for spatial correlated channel

JIANG Panpan, LU Hang, YUN Chao, TAN Zhiqiang

(Unit 63891 of PLA, Luoyang Henan 471000, China)

Abstract: In response to the issue of performance degradation in signal detection bit error rate under spatially correlated channels, a method of multi-antenna diversity reception is proposed. This method reduces the impact of channel spatial correlation on signal detection by increasing the number of receiving antennas, and can flexibly configure the corresponding number of receiving antennas according to actual engineering needs. While avoiding the introduction of high-complexity detection algorithms, it offers superior performance in detection bit error rate. Simulation analysis is conducted on the proposed method using equal gain combining, and the simulation results confirm the effectiveness of the method.

Keywords: spatial correlated channel; diversity reception; signal detection; equal gain combining

多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)系统^[1]通过在收发两端配置多根独立天线创造出并行的空间信道, 在不增加带宽的前提下实现数据流的同时同频传输, 提高了信息传输速率。MIMO 系统容量随天线个数的增加可成倍地增长, 但作为 MIMO 系统中性能最优的最大似然(Maximum Likelihood, ML)检测算法^[2], 其计算复杂度与发送天线数量、调制阶数等呈指数增长的关系, 故 ML 检测无法在实际中具体应用。因此, 误码性能优异且复杂度较低的 MIMO 检测算法是实际工程实现所需要的, 目前常用的检测算法主要包括: 迫零(Zero-Forcing, ZF)检测^[3]、最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)检测^[4]、垂直贝尔实验室分层空时码检测算法^[5]。

以上检测算法基本是在假设信道环境富散射的情况下展开研究的。实际的无线传播环境中, 由于天线阵元间距较小或散射体分布较少等原因, 子信道之间并不总是独立衰落的, 天线之间存在一定的空间相关性^[6], 对检测误码率性能会造成很大影响。本文针对空间相关信道, 提出一种多天线分集接收方法。该方法采用增加接收端天线数目的策略提高检测性能, 增大系统的接收分集增益。仿真结果表明, 该方法在避免引入较高复杂度检测算法的同时, 获得了较优的检测性能, 且工程实现要求较低。

1 信道模型

实际的无线传播环境中, 由于天线阵元间距较小或散射体分布较少等原因, 子信道之间并不总是独立衰落的。因此, 在实际无线信道模型中需考虑空间相关性的影响。MIMO 无线信道的空间相关性与收发天线的物理参数以及散射体分布有关。

天线之间的相关性一般由 3 个主要因素决定: 天线间距离、入射波的角度扩展(Azimuth Spread, AS)和平均

到达角(Angle-Of-Arrival, AOA)^[7]。假设 MIMO 系统有 N_T 个发送天线和 N_R 个接收天线, 此时信道可表示为 $N_R \times N_T$ 维的信道矩阵 $\mathbf{H}$ 。采用信道协方差矩阵 $\mathbf{R}$ 表征发送天线和接收天线的空间相关性, 即用 $N_R N_T \times N_R N_T$ 维协方差矩阵 $\mathbf{R}$ 定义 $\mathbf{H}$ 中 $N_R N_T$ 个元素的相关性:

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{h}\mathbf{h}^H] \quad (1)$$

式中 $\mathbf{h} = \text{vec}(\mathbf{H})$, 即矩阵 $\mathbf{H}$ 按列排列成的向量。 $\mathbf{R}$ 为半正定复 Hermitian 矩阵, 其对角元素表示 $N_R N_T$ 个信道的功率增益, 非对角元素则表示信道之间的耦合程度。

假设 $\mathbf{R}$ 符合 Kronecker 模型^[8], 收发天线各自分别相关, 则 $\mathbf{R}$ 可分解为:

$$\mathbf{R} = E[\text{vec}(\mathbf{H})\text{vec}(\mathbf{H})^H] = \mathbf{R}_t^T \otimes \mathbf{R}_r \quad (2)$$

式中: $\otimes$ 为 Kronecker 乘积; $\mathbf{R}_t$ 和 $\mathbf{R}_r$ 分别为发送相关矩阵和接收相关矩阵, 均为半正定复 Hermitian 矩阵, 则信道矩阵 $\mathbf{H}$ 可表示为:

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_t^{1/2} \quad (3)$$

式中 $\mathbf{H}_w$ 的元素为均值为 0, 方差为 1 的独立同分布复高斯随机变量。

为更直观地描述 MIMO 无线信道的空间相关性, 引入信道条件数的概念及物理意义。信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的条件数是衡量 MIMO 通信系统空间相关性的重要指标之一^[9], 通常定义信道条件数为:

$$\text{cond}(\mathbf{H}) = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} \quad (4)$$

式中: $\text{cond}(\cdot)$ 表示求解矩阵条件数; $\lambda_{\max}$ 和 $\lambda_{\min}$ 分别为矩阵 $\mathbf{H}$ 的最大、最小奇异值。

信道条件数的取值大小反映了最好和最差信道间的差距, 可描述符号星座图被信道扭曲的程度。条件数越大, 信道矩阵相关性越强, 矩阵的奇异性越大, 行列式 $|\mathbf{H}|$ 越接近于零。显然, 最佳的信道条件数为 1, 条件数从 1 逐步增大的过程即信道从“良态”(well-conditioned)转化为“病态”(ill-conditioned)的过程。

根据接收端信道和发送端信道的相关性, 将 MIMO 无线信道分为不相关、部分相关和完全相关信道三大类。

1) 不相关衰落信道

此种情况发生在收发两端均存在大量的散射体时, 比较典型的环境是城市微小区信道。此时, 接收端和发送端的角度扩展都比较大, 信道之间相关性很弱, 式(3)中的 $\mathbf{R}_r^{1/2} = \mathbf{I}_{N_R}$, $\mathbf{R}_t^{1/2} = \mathbf{I}_{N_T}$ 。当无直射分量时, 可得

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_w \quad (5)$$

即为独立同分布复高斯信道。

2) 部分相关衰落信道

此种情况发生在仅在接收端或发送端的近场存在有大量散射体, 而另一端有直射分量存在或角度扩展很小时。一般出现在发射设备天线足够高且移动台周围有散射体的城市信道环境。故式(3)可表示为:

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_w \mathbf{R}_t^{1/2} \text{ 或 } \mathbf{H} = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{H}_w \quad (6)$$

当 $\mathbf{R}_r^{1/2} = \mathbf{I}_{N_R}$ 且 $\mathbf{R}_t^{1/2} \neq \mathbf{I}_{N_T}$ 时, 信道为发送相关衰落; 反之, 当 $\mathbf{R}_t^{1/2} = \mathbf{I}_{N_T}$ 且 $\mathbf{R}_r^{1/2} \neq \mathbf{I}_{N_R}$ 时, 信道为接收相关衰落。

3) 完全相关衰落信道

此时情况是收发两端都没有丰富的散射体环境, 都会发生相关衰落, 信道衰落矩阵同式(3), 其中 $\mathbf{R}_t^{1/2} \neq \mathbf{I}_{N_T}$ 且 $\mathbf{R}_r^{1/2} \neq \mathbf{I}_{N_R}$ 。

2 空间相关信道下分集接收方法

假设一个发送天线数和接收天线数分别为 N_T 和 N_R 的 MIMO 空分复用系统, 信道满足准静态平坦衰落条件, 其接收信号可表示为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_T}]^T$ 为复列向量发送数据; $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_R}]^T$ 为复列向量接收数据; $\mathbf{n}$ 为均值为 0, 方差为 σ^2 的 N_R 维复高斯白噪声向量; $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ 为复信道冲击响应矩阵, 考虑到实际的信道传输环境中, 天线间的距离以及天线周围散射环境的局限性, 信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的各元素将不再为满足独立同分布的复高斯随机变量。

考虑空间相关性对检测矩阵的影响, 采用常用的 Kronecker 模型, Kronecker 模型的有效性已被大量的实验所验证。室内环境天线配置一般为 3×3 ^[10], 室外环境一般为 8×8 ^[11]。本文主要考虑接收机所处位置散射体不够丰富的情况, 属于部分相关衰落信道模型的接收相关衰落, 因此只考虑接收端的空域相关矩阵 $\mathbf{R}_r$ 即可。 $\mathbf{R}_r$ 可被建模为相关系数为 $\rho_r (0 \leq \rho_r \leq 1)$ 的函数, 表示为 $N_R \times N_R$ 维的 Toeplitz 矩阵:

$$\mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} 1 & \rho_r & \rho_r^4 & \cdots & \rho_r^{(N_R-1)^2} \\ \rho_r & 1 & \rho_r & \cdots & \rho_r^{(N_R-2)^2} \\ & & \vdots & & \\ \rho_r^{(N_R-1)^2} & \rho_r^{(N_R-2)^2} & \rho_r^{(N_R-3)^2} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

此时信道矩阵为:

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{H}_w \quad (9)$$

设备与接收机进行通信时, 很难同时满足解调信噪比和数据流数的要求。当接收机在设备远端时, 具有丰富的散射体结构, 可获得较多的数据流数, 但不能解调信噪比, 无法解出信号; 当接收机在设备近端时, 接收信噪比很大, 但散射体不够丰富, 不具有足够的数据流数, 无法解出信号。此问题可归结为线性方程组求解方程个数和方程系数之间的矛盾, 数据流数为方程个数, 解调信噪比为方程系数。如一个天线配置为 4×4 的 MIMO 系统, 假设接收数据为 $y_i (i=1, 2, 3, 4)$, 发送数据为 $x_i (i=1, 2, 3, 4)$, 信道增益 $\mathbf{H}$ 为 4×4 的矩阵, 从而有 $y_i = \mathbf{H}x_i$ (未考虑噪声)。可写成方程组形式:

$$\begin{cases} y_1 = h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + h_{13}x_3 + h_{14}x_4 \\ y_2 = h_{21}x_1 + h_{22}x_2 + h_{23}x_3 + h_{24}x_4 \\ y_3 = h_{31}x_1 + h_{32}x_2 + h_{33}x_3 + h_{34}x_4 \\ y_4 = h_{41}x_1 + h_{42}x_2 + h_{43}x_3 + h_{44}x_4 \end{cases} \quad (10)$$

式中矩阵 $\mathbf{H}$ 的元素, 可由信道估计得出; y_i 为已知接收数据, 故此问题为四元一次线性方程组求解问题。由于实际信道环境中的空间相关性会导致系数矩阵 $\mathbf{H}$ 的秩减小, 此时该方程组欠定, 具有无穷多个解。等效为 4 路信号在空域上发生了混叠, 造成信息量的缺失, 接收端无法直接处理恢复出信号。

综上所述, 对于设备发送的不同数量数据流, 接收机必须配置与之数量至少相同的接收天线才能恢复出信号。如果接收天线之间存在空间相关性, 会增大检测误码率。因此, 采用在接收机上增加接收天线个数的方法, 减小空间相关性对检测误码率的影响。增加的天线个数由发送端发送的具体流数决定, 本方法采用至多两倍于数据流数的接收天线数量。图 1 为本方法的简化框图, 发送端具有 n 个独立数据流, 接收端配置 $2n$ 根接收天线。

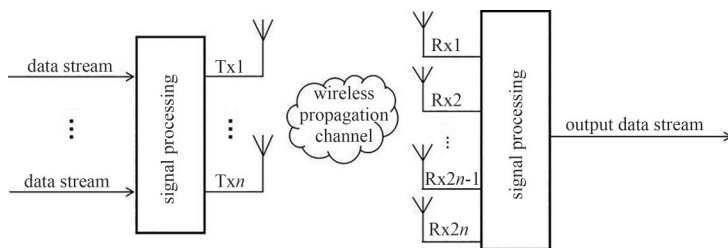


Fig.1 Simplified block diagram of multi-antenna diversity receiving method

图 1 多天线分集接收方法的简化框图

该接收方法在接收机上增加了接收天线的数量, 实质上相当于加大了通信终端的硬件开销, 无需寻找复杂度高的检测算法。分集接收处理方法主要有 3 种: 选择性合并、最大比合并和等增益合并。接收端接收到多路信号后, 选择性合并选择信噪比最高的一路信号输出; 等增益合并将各支路信号相位调整为一致, 各路信号按照同样的加权系数同相加输出; 最大比合并^[12]将每路信号的相位调整到一致, 各路信号按照不同的加权系数同相加输出, 加权系数与各路衰落系数相关。3 种合并方式中, 最大比合并效果最好, 等增益合并次之, 选择性合并效果最差。当接收信号路数较大时, 等增益合并与最大比值合并相差约 1 dB, 但等增益合并的复杂性要小, 因此本文采用等增益合并处理方法, 对 ZF 算法和 MMSE 算法 2 种线性检测算法进行仿真验证。

3 性能仿真与分析

为验证该多天线分集接收方法的有效性, 对所提方法进行计算机仿真。为简便起见, 仿真中设发送天线数即为实际数据流数, 采用传统的线性检测算法: ZF 检测和 MMSE 检测。仿真参数: 信源采用正交相移键控

(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)调制方式, 信道类型为瑞利平坦衰落, 合并方式采用等增益合并^[13], 发送天线数 N_T 分别配置为2根和4根, 相关系数 ρ 分别设为0.1、0.7和0.9, 利用式(9)建立相关信道模型。

图2和图3分别给出了当 $N_T=2$ 和 $N_T=4$ 时, 不同相关系数 ρ 和不同接收天线数 N_R 下的ZF检测算法的误码率性能对比, 图例中 2×2 表示2个发射天线2个接收天线, 以此类推。可以看出, 在相同数量的收发天线配置下, 检测误码率随着相关系数 ρ 的增大而变大; 当收发天线配置为 $N_R=2N_T$ 时, 误码率性能有了明显改善, 在 $\rho=0.1$ 、0.7、0.9三种相关系数下, 其误码率性能均优于天线配置为 $N_R=N_T$ 的检测方案; 在相同的 N_R/N_T (大于1)下, 发送数据流数为4时, 随着 N_R 的增大, 其误码率性能的改善更为明显。

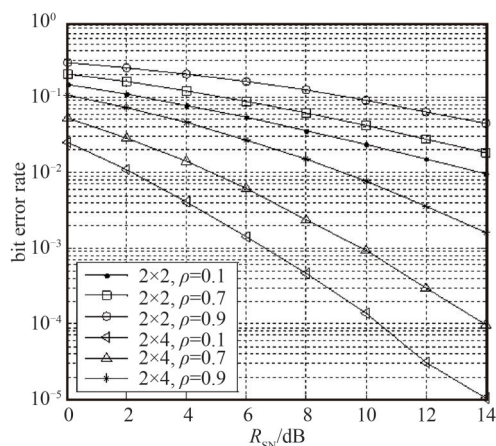


Fig.2 Performance comparison of ZF algorithm with different ρ ($N_T=2$)

图2 ZF算法在不同 ρ 下性能对比($N_T=2$)

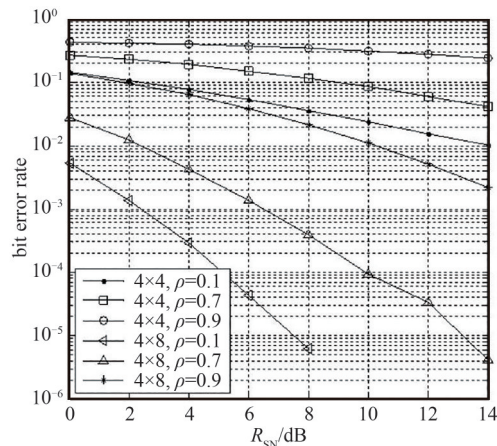


Fig.3 Performance comparison of ZF algorithm with different ρ ($N_T=4$)

图3 ZF算法不同 ρ 下的性能对比($N_T=4$)

图4和图5分别给出了当 $N_T=2$ 和 $N_T=4$, $\rho=0.7$ 时(本节主要研究信道空间相关性对算法检测性能的影响, 选取相关系数 $\rho=0.7$ 具有一定的代表意义), ZF检测算法随着接收天线数量变化的误码率性能对比。可以看出, 在相同的相关系数下, 检测误码率随着接收天线数量的增多而变小, 这是因为增加接收天线数量能够增大系统的接收分集增益, 减小空间相关性对检测性能的影响。

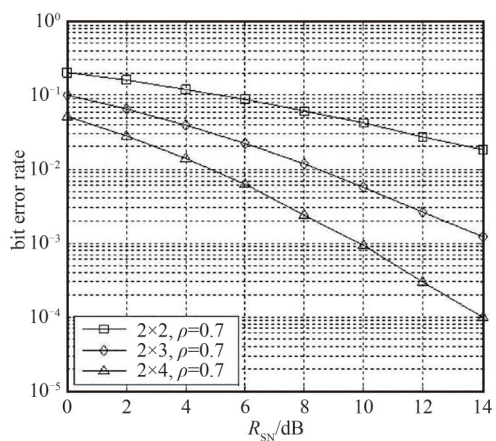


Fig.4 Performance comparison of ZF algorithm with different N_R ($N_T=2$)

图4 ZF算法在不同 N_R 下性能对比($N_T=2$)

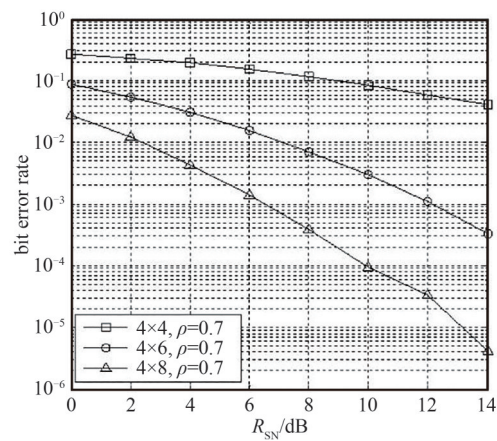


Fig.5 Performance comparison of ZF algorithm with different N_R ($N_T=4$)

图5 ZF算法在不同 N_R 下性能对比($N_T=4$)

图6和图7分别给出了当 $N_T=2$ 和 $N_T=4$, $\rho=0.7$ 时, ZF检测算法和MMSE检测算法随着接收天线数量变化的误码率性能对比。可以看出, MMSE算法由于考虑了噪声的影响, 其误码率性能略优于ZF算法, 但性能提高不明显, 尤其在 $N_R=2N_T$ 时, 其性能与ZF算法基本相当, 故ZF检测算法为该分集接收方法的首选算法。

由以上分析可得, 增加接收天线数目的接收方法对于空间相关信道下的MIMO检测性能有明显的改善, 即使采用低复杂度的ZF线性检测算法, 也能获得较优的误码率性能。相比引入过高复杂度的检测算法来提高性能, 该接收方法能够在第三方接收机上较为容易实现。本文采用2发4收或4发8收的收发天线配置, 即两倍于发送数据流数的接收天线数, 对于不同大小的相关系数 ρ 都能获得较好的检测性能。

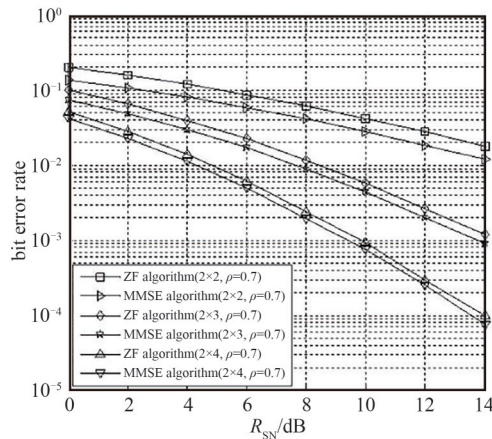


Fig.6 Performance comparison of ZF algorithm and MMSE algorithm($N_T=2$)

图6 ZF算法和MMSE算法性能对比($N_T=2$)

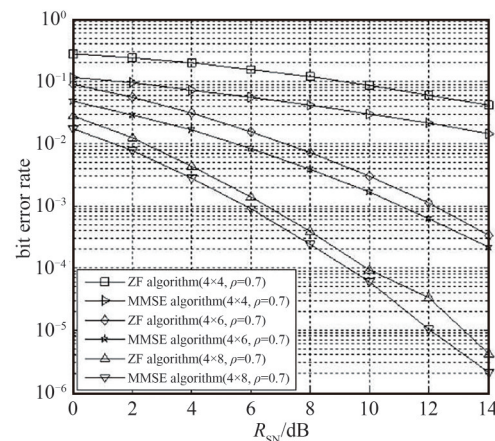


Fig.7 Performance comparison of ZF algorithm and MMSE algorithm($N_T=4$)

图7 ZF算法和MMSE算法性能对比($N_T=4$)

4 结论

针对空间相关信道造成检测误码率性能下降的问题,本文提出了一种适用于空间相关信道下的分集接收方法,采用增加接收天线数量的方法降低检测误码率。结合不同相关系数的信道模型,对多种收发天线配置下的检测性能进行了仿真验证。结果表明,该方法能够减小空间相关性对信号检测的影响,避免了需引入复杂度高的检测算法来改善检测性能,可根据具体的工程需求较为容易地配置需要增加的接收天线。

参考文献:

- [1] TELATAR I E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels[J]. European Transactions on Telecommunications, 1999,10(6): 585-595.doi:10.1002/ett.4460100604.
- [2] DAMEN O,CHKEIF A,BELFIORE J C. Lattice code decoder for space-time codes[J]. IEEE Communications Letters, 2000,4(5): 161-163. doi:10.1109/4234.846498.
- [3] PAULRAJ A. Introduction to space-time wireless communication[M]. New York:Cambridge University Press, 2003.
- [4] HAYKIN S,SELLATHURAI M,JONG Y. Turbo-MIMO for wireless communication[J]. IEEE Communications Magazine, 2004, 42(10):48-53.
- [5] LI Peng,DE-LAMARE R C. Adaptive decision-feedback detection with constellation constraints for MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012,61(2):853-859. doi:10.1049/ic.2011.0150.
- [6] 李建东,陈睿,李长乐,等. MIMO空间相关信道下格规约辅助的信号检测[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2012,39(1): 11-18. (LI Jiandong,CHEN Rui,LI Changle,et al. Lattice-reduction-aided detection in spatial correlated MIMO channels[J]. Journal of Xidian University(Natural Science Edition), 2012,39(1):11-18.) doi:10.3969/j.issn.1001-2400.2012.01.003.
- [7] 胡羽云. 大规模MIMO无线信道非平稳特性建模的研究[D]. 南京:南京邮电大学, 2018:14-16. (HU Yuyun. Research on modeling the non-stationary characteristics of large-scale MIMO wireless channels[D]. Nanjing,China: Nanjing University of Posts and Telecommunications, 2018:14-16.)
- [8] 翟曼,李建证,季薇,等. 基于Weichselberger模型的3D MIMO信道建模研究[J]. 信号处理, 2018,33(5):687-694. (ZHAI Man, LI Jianzheng,JI Wei,et al. Research on 3D MIMO channel modeling based on Weichselberger model[J]. Journal of Signal Processing, 2018,33(5):687-694.) doi:10.16798/j.issn.1003-0530.2017.05.005.
- [9] 周围,曾雪,樊鹏. MIMO系统中基于条件数阈值的格基约减信号检测算法[J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版), 2017,29(6): 711-716. (ZHOU Wei,ZENG Xue,FAN Peng. Lattice reduction aided signal detection algorithm based on condition number threshold in MIMO systems[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications(Natural Science Edition), 2017,29(6):711-716.) doi:10.3979/j.issn.1673-825X.2017.06.001.
- [10] KALACHIKOV A A,SHELKUNOV N S. Measurement and statistical analysis of indoor MIMO radio channel parameters[C]// International Scientific-technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering. Novosibirsk,Russia: IEEE, 2016:1-1. doi:10.1109/APEIE.2016.7806422.