

一种 TDD-MIMO 系统混合预编码传输机制

刘 帅¹, 孙德春¹, 易克初¹, 杨 宏²

(1. 西安电子科技大学 综合业务网理论与关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071; 2. 中国空间技术研究院, 北京 100094)

摘 要:针对 TDD-MIMO 系统中, 天线之间存在相关性时会影响系统性能的问题, 提出一种混合预编码传输机制。在该机制中, 基站首先采用一种低复杂度的信道估计算法来计算信道矩阵, 然后计算信道矩阵的相关度来判断相关性的高低并选择相应的预编码方式。当相关度大于等于转换系数时, 采用基于协方差矩阵的预编码; 反之, 则利用基于 LR 的预编码。仿真结果表明, 该机制充分利用了 2 种预编码分别适用于不同相关性范围的特点, 在降低了系统的误码率的同时保持了低复杂度, 提高了系统在天线之间存在相关性时的容量。仿真验证了该机制的有效性。

关键词:基于时分双工的多天线系统; 相关性; 互易性; 混合预编码传输

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

A TDD-MIMO Transmission Scheme with Hybrid Precoding

LIU Shuai¹, SUN Dechun¹, YI Kechu¹, YANG Hong²

(1. State Key Lab. of Integrated Services Networks, Xidian Univ., Xi'an 710071, China;

2. China Academy of Space Technol., Beijing 100094, China)

Abstract: In TDD-MIMO systems, the antenna correlation has a great impact on the system performance. In order to overcome this problem, a hybrid precoding scheme was proposed. In this scheme, the channel was estimated at the BS by a low complexity channel estimation method. Then, the correlation factor of the channel was calculated to select the proper precoding method. If the correlation factor was bigger than the threshold, the covariance-based precoding was employed. Otherwise, the LR-based precoding was employed. Simulation results showed that the proposed low-complexity precoding scheme can make full use of the characteristic of the two precoding methods in different correlation ranges, and improve the BER performance and capacity. The effectiveness of the proposed scheme was also verified by the simulation.

Key words: TDD-MIMO systems; correlation; reciprocity; hybrid precoding transmission

在时分双工多天线系统中, 上下行信道工作在同一频率上, 具有相同的衰落特性, 因此上下行信道是互易的, 下行发送端可以把上行信道的状态信息(CSI)作为下行信道的CSI, 并将它用于下行的预处理中, 进而提高系统的性能。

当天线之间存在相关性时, 会对系统的性能和复杂度造成影响, 针对 MIMO 相关信道, 为了尽量降低相关性对系统的影响, 文献[1]提出在上行传输时用户端只用一根天线传输信息, 下行用所有天线接收。与用于传输的一根天线的上行信道对应的下行信道状态信息可以根据互易性得到, 在这些信道

中采用预编码并且分配更多的功率, 其他信道的功率是平均分配。这样避免了上行时用户端天线之间的相关性, 降低了运算的复杂度。文献[2-3]提出基于 lattice reduction(LR)的预编码和检测技术, 通过 LR 将 MIMO 系统的信道矩阵变换为一个具有更好正交性的等效信道矩阵, 达到改善系统的性能和降低复杂度的目的。文献[2-3]的结论表明 LR 技术在信道矩阵相关度大于 0.5 时对于降低系统的误码率有很好的效果。但是, 在信道矩阵相关度小于 0.5 时, 效果有大幅的下降, 尽管比不采用 LR 技术时要好。基于协方差矩阵的预编码在快衰落环境下

有较好的鲁棒性[4-6],但是性能非常依赖于信道的相关性,在高相关信道条件下,基于协方差的预编码可以有很大的增益,但是在相关性较低的信道条件下,性能一般。从系统的复杂度方面考虑,在低相关信道条件下,用基于协方差的预编码是不经济的,因此文献[4]提出一种预编码/非预编码混合传输机制,当下行信道协方差矩阵的相关度高于转换系数时,就采用预编码,反之则不用,最大程度上利用了基于协方差矩阵的预编码在高相关信道条件下性能更好的特点,而且文献[4]提出一种能量矩阵的方法计算相关度。最后,文献[4]把预编码/非预编码混合传输机制与基于最小平方误差准则(LSE)和最小均方误差准则(MMSE)信道估计的非预编码传输以及全协方差矩阵预编码传输进行对比,混合预编码技术可以达到全协方差预编码传输的性能,而且在求信道相关系数的过程中,所采用的能量矩阵方法,不需要用到导频或者反馈,节省了系统资源,复杂度比 MMSE 的信道估计低的多,比 LSE 的信道估计复杂度有一定的降低。

综合分析对比现有的时分双工-多输入多输出(TDD-MIMO)系统在相关性条件下的传输方式,对文献[4]的混合预编码传输机制进行了改进,提出了一种基于协方差预编码和基于 LR 预编码的混合传输机制即 HLCP。在相关度较高时利用基于协方差的预编码,在相关度较低时应用文献[3]的 LR 预编码方法,而且利用了一种低复杂度的信道估计方法得到上行信道矩阵,再求解下行信道矩阵的相关度。

1 系统模型

设 MIMO 系统发送端有 M 根天线,接收端有 N 根天线,发射信号 \mathbf{x} 为 $M \times 1$ 维的发送信号矢量,且 $E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] = \sigma_x^2 \mathbf{I}_M$, 接收信号矢量为:

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

其中: \mathbf{n} 为 $N \times 1$ 维加性高斯白噪声矢量,其元素为独立同分布的零均值复高斯随机变量,方差为 σ_n^2 ; \mathbf{H} 为 $N \times M$ 维的信道矩阵,其元素为相应天线之间的信道冲击响应。信道的空间相关性一般采用 Kronecker 模型,即:

$$\mathbf{H} = \boldsymbol{\varphi}_R^{1/2} \mathbf{H}_w \boldsymbol{\varphi}_T^{1/2} \quad (2)$$

其中: $\boldsymbol{\varphi}_T = E[\mathbf{H}^H \mathbf{H}]/N$ 和 $\boldsymbol{\varphi}_R = E[\mathbf{H} \mathbf{H}^H]/M$ 分别为发送端和接收端的空域相关矩阵,下标 T 表示发送端,下标 R 表示接收端, $E[\cdot]$ 表示期望。

$\boldsymbol{\varphi}_T$ 和 $\boldsymbol{\varphi}_R$ 可以建模为 ρ_T 和 ρ_R ($0 \leq \rho_T \leq 1, 0 \leq$

$\rho_R \leq 1$) 的函数,即 $\boldsymbol{\varphi}_T$ 可以表示为 $M \times M$ 维的 Toeplitz 矩阵:

$$\boldsymbol{\varphi}_T = \begin{bmatrix} 1 & \rho_T & \rho_T^4 & \cdots & \rho_T^{(M-1)^2} \\ \rho_T & 1 & \rho_T & \cdots & \rho_T^{(M-2)^2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_T^{(M-1)^2} & \rho_T^{(M-2)^2} & \rho_T^{(M-3)^2} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

同理, $\boldsymbol{\varphi}_R$ 也可以表示为相关系数 ρ_R 的 $N \times N$ 维 Toeplitz 矩阵,假设 $\rho = \rho_T = \rho_R$, 多输入多输出空间相关信道模型可以得到进一步的简化。

2 TDD-MIMO 系统的混合预编码传输机制

2.1 算法流程

作者提出基于 LR 预编码和协方差预编码的混合传输(HLCP)算法,其流程如图 1 所示。

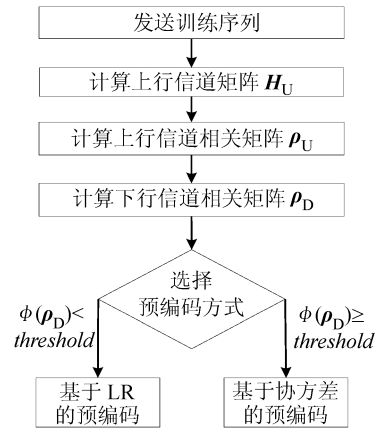


图 1 HLCP 算法流程图

Fig.1 Flow chart of HLCP

算法的执行步骤如下:

- 1) BS 利用信道估计计算上行信道矩阵 \mathbf{H}_U , 其中,下标 U 表示上行信道;
- 2) BS 计算上行信道矩阵 \mathbf{H}_U 的相关系数矩阵 $\boldsymbol{\rho}_U$, 因为上下行信道是互易的,则 BS 可得下行信道矩阵的相关系数矩阵 $\boldsymbol{\rho}_D = \boldsymbol{\rho}_U$, 其中,下标 D 表示下行信道;
- 3) BS 根据 $\phi(\boldsymbol{\rho}_D)$ 的值判断进行哪种预编码方式;
- 4) 如果相关度大于转换系数,采用基于协方差矩阵的预编码,BS 计算下行信道 \mathbf{H}_D 的协方差矩阵 \mathbf{W}_D , 预编码矩阵即为 \mathbf{W}_D ;
- 5) 如果相关度小于转换系数,利用基于 LR 的预编码。

2.2 信道估计和相关度的计算

文献[7]提出一种基于 Alamouti 的空时分组编

码(STBC)的低复杂度的信道估计方法:

上行传输时,BS 的接收信号为:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_{U1} \\ \mathbf{y}_{U2} \end{bmatrix} = \mathbf{x}_U \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

利用 Alamouti 的空时分组码设计训练序列:

$$\mathbf{x}_U = \begin{bmatrix} X_1 & X_2 \\ -X_2^* & X_1^* \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中, X_1 和 $-X_2^*$ 为第 1 根天线在第 1、2 个时隙发送的信号, X_2 和 X_1^* 为第 2 根天线在第 1、2 个时隙发送的信号。

根据 X 可以得到:

$$\mathbf{x}_U^H = \begin{bmatrix} X_1^* & -X_2 \\ X_2^* & X_1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

用 \mathbf{x}_U^H 乘以接收信号得:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}_1 \\ \mathbf{r}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \mathbf{x}_U^H \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{U1} \\ \mathbf{y}_{U2} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} X_1^H X_1 + X_2^H X_2 & 0 \\ 0 & X_1^H X_1 + X_2^H X_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \mathbf{x}_U^H \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \mathbf{x}_U^H \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

则利用 LS 准则得到的信道矩阵为:

$$\mathbf{H}_{1LS} \approx \mathbf{r}_1, \mathbf{H}_{2LS} \approx \mathbf{r}_2 \quad (8)$$

BS 利用信道估计得到上行信道矩阵 \mathbf{H}_U , 进而可以得到上行信道矩阵的相关系数矩阵 $\boldsymbol{\rho}_U$ 为:

$$\boldsymbol{\rho}_U = \boldsymbol{\varphi}_{UT}^T \otimes \boldsymbol{\varphi}_{UR} \quad (9)$$

其中: $\boldsymbol{\varphi}_{UT} = E[\mathbf{H}_U^H \mathbf{H}_U]/N$, $\boldsymbol{\varphi}_{UR} = E[\mathbf{H}_U \mathbf{H}_U^H]/M$, 分别为上行信道发送端和接收端的相关矩阵; \otimes 为 Kronecker 积。

根据上下行信道的互易性,有:

$$\mathbf{H}_D = \mathbf{H}_U^T \quad (10)$$

下行信道矩阵的相关系数矩阵:

$$\boldsymbol{\rho}_D = \boldsymbol{\rho}_U \quad (11)$$

采用何种预编码方式可以通过 $\phi(\boldsymbol{\rho}_D)$ 判断, $\phi(\boldsymbol{\rho}_D)$ 通过以下方式获得:

若一个相关矩阵为:

$$\boldsymbol{\rho}_D = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{1,2} & \rho_{1,3} & \cdots & \rho_{1,K} \\ \rho_{1,2}^* & 1 & \rho_{2,3} & \cdots & \rho_{2,K} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{1,K}^* & \rho_{1,K-1}^* & \rho_{1,K-2}^* & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

则矩阵 $\boldsymbol{\rho}_D$ 的相关度为^[8]:

$$\phi(\boldsymbol{\rho}_D) = \sqrt{\frac{1}{K(K-1)} \sum_{n=1}^K \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^K |\rho_{n,m}|^2} \quad (13)$$

2.3 基于协方差矩阵的预编码

如果采用基于协方差矩阵的预编码,由文献[5]可得协方差矩阵元素为:

$$W_{Uij} = \text{cov}(\mathbf{H}_{Ui}, \mathbf{H}_{Uj}) = E(\mathbf{H}_{Ui} - E(\mathbf{H}_{Ui}))(\mathbf{H}_{Uj} - E(\mathbf{H}_{Uj})) \quad (14)$$

其中, W_{Uij} 为协方差矩阵 \mathbf{W}_U 第 i 行第 j 列的元素, $\mathbf{W}_D = \mathbf{W}_U$, 即为所采用的预编码矩阵。

2.4 基于 LR 的预编码

LR 是一种预处理操作,目的在于改善信道矩阵的奇异性,通过对矩阵的各列进行迭代的模值比较和约减处理产生一个等效矩阵,使等效矩阵比原矩阵的正交性更好。

LR 算法可以找到矩阵 \mathbf{H} 的等效矩阵 $\mathbf{H} = \mathbf{H}\mathbf{T}$, 矩阵 \mathbf{H} 各向量间的正交性更好。其中, \mathbf{T} 为一个幺模矩阵(\mathbf{T} 中的元素为整数且 \mathbf{T} 的行列式的值为 ± 1 或 $\pm j$)。要对矩阵 \mathbf{H} 进行的处理可以转化为对 \mathbf{H} 的处理,不仅可以提高系统的性能,而且降低了运算复杂度。

给定一个矩阵 \mathbf{H} , 求幺模矩阵 \mathbf{T} 的常用算法有:Korkine-Zolotareff(KZ)算法[9],这种算法能从格中找到最优基,但是复杂度太高、限制了它在实际中的应用。文献[10]提出一种 LLL(lenstra lenstra lovasz)算法,这种算法虽然不能保证找到最优基,但却可以在多项式时间内找到最优基的较好的近似值,实数 LLL 算法(简称 RLLL)有着广泛的应用。文献[11]提出一种复数 LLL 算法(简称 CLLL),这种算法与 RLLL 算法相比,在没有任何性能损失的前提下,降低了复杂度。文献[12]提出的 CLLL 算法比文献[11]有更好的性能,复杂度比 RLLL 算法降低了一半,而且在 LR 之前会检测矩阵,如果已经是 LR 矩阵,就不进行 LR。所以,作者采用了文献[12]的 CLLL 算法,流程图如图 2 所示。

图 2 中,对于下行信道 \mathbf{H}_D 的处理过程如下:

先对 \mathbf{H}_D 做 LR 处理,得到:

$$\mathbf{H}_D = \mathbf{H}_D \mathbf{T} \quad (15)$$

其中, \mathbf{T} 为 LR 处理得到的幺模矩阵。

再对 \mathbf{H}_D 做 QR 分解得到:

$$\mathbf{H}_D = \mathbf{Q}\mathbf{R} \quad (16)$$

对于发送信号 \mathbf{x}_D 的处理过程如下:

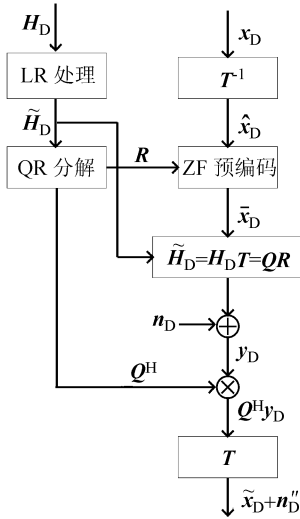


图2 基于 LR 的预编码系统框图

Fig.2 Flow chart of the LR-based precoding system

$$\hat{x}_D = T^{-1}x_D \quad (17)$$

其中, T^{-1} 为式(15)所得到的幺模矩阵 T 的逆矩阵。

对 \hat{x}_D 进行迫零(ZF)预编码得:

$$\tilde{x}_D = F\hat{x}_D \quad (18)$$

其中,预编码矩阵 F 为式(16)所得到的矩阵 R 的伪逆矩阵 R^+ 。

\tilde{x}_D 经过下行信道 H_D 后,接收信号为:

$$y_D = H_D R^+ T^{-1}x_D + n_D = QRR^+ T^{-1}x_D + n_D = QT^{-1}x_D + n_D \quad (19)$$

其中, x_D 为输入信号, F 为预编码矩阵, n_D 为噪声。

在接收端对接收信号进行处理,如式(20)、(21)所示:

$$Q^H y_D = Q^H QT^{-1}x_D + Q^H n_D = T^{-1}\hat{x}_D + n_D' \quad (20)$$

其中, Q^H 为式(16)所得 Q 的共轭转置。

$$TQ^H y_D = TT^{-1}\hat{x}_D' + Tn_D' = x_D + n_D'' \quad (21)$$

其中, x_D 为最终的接收信号。

3 仿真结果及分析

发射天线和接收天线数目均为 2,即 $M = N = 2$;无线信道为准静态平坦衰落信道,信道矩阵的各个元素服从均值为 0、方差为 1 的复高斯随机变量;噪声为加性高斯白噪声;相关度取值范围为 0 ~ 1;信噪比范围为 0 ~ 10 dB;预编码转换系数分别为 0.5 和 0.3。

图 3 和 4 分别是转换系数为 0.5 和 0.3 时,在不同的相关度下,作者提出的基于 LR 和协方差的混合传输(HLCP)算法与文献[4]提出的非预编码

和预编码混合传输(HNCP)算法的误码率比较。

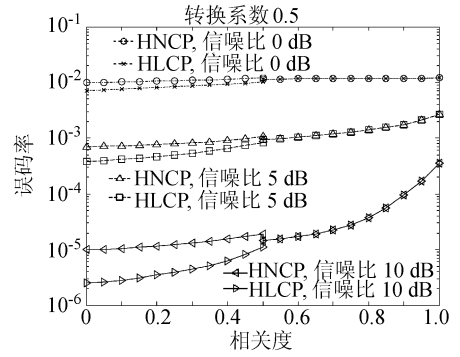


图3 不同的相关度下 HLCP、HNCP 的误码率比较(转换系数为 0.5)

Fig.3 BER performance comparison of HLCP and HNCP for different correlation factors (threshold = 0.5)

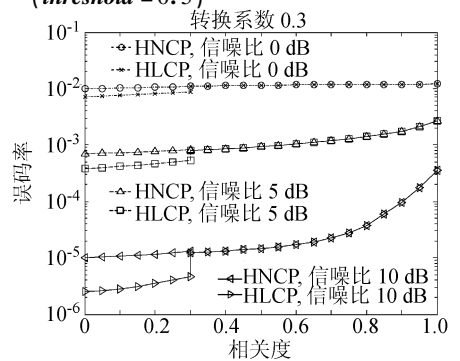


图4 不同的相关度下 HLCP、HNCP 的误码率比较(转换系数为 0.3)

Fig.4 BER performance comparison of HLCP and HNCP for different correlation factors (threshold = 0.3)

图 5 为在不同的信噪比情况下,HLCP 和 HNCP 的误码率比较。

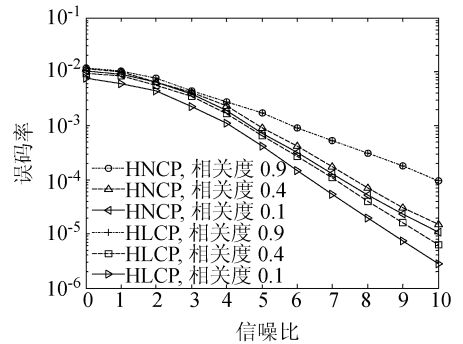


图5 不同的信噪比时 HLCP 和 HNCP 的误码率比较

Fig.5 BER performance comparison of HLCP and HNCP for different SNRs

从图 3 和 4 可以看出,随着相关性的增大,误码率也在增大,而且信噪比越高、误码率增幅也越大。图 3 中的预编码转换系数为 0.5,所以在相关度大于 0.5 时,HNCP 和 HLCP 都采用基于协方差的预编码,

二者合为一条曲线,在相关度小于 0.5 时,HLCP 采用基于 LR 的预编码,其性能比 HNCP 更好,信噪比越高、相关性越小,优势就越明显。同理,图 4 中的预编码转换系数为 0.3,所以在相关度大于 0.3 时,HNCP 和 HLCP 都采用基于协方差的预编码,二者合为一条曲线,在相关度小于 0.3 时,HLCP 采用基于 LR 的预编码,其性能比 HNCP 更好,信噪比越高,优势也越明显。但是,在相关度大于 0.3 小于 0.5 的区间里,基于 LR 的预编码的性能要比基于协方差的预编码的性能好,在采用 HLCP 时,转换系数应取 0.5,这样也更充分发挥了基于协方差的预编码在高相关时性能好的优势。在图 5 中,随着信噪比的增大,误码率相应减小,信噪比越大、相关性越小,HLCP 比 HNCP 的性能优势更明显。

简单分析 HLCP 和 HNCP 的复杂度。HNCP 不需要用信道矩阵,只用能量矩阵方法得到信道的协方差矩阵,因此,HNCP 得到信道协方差矩阵的相关度需要计算次数为 1 104,比文献[4]中引用的 CP 预编码方法所采用的 LSE 信道估计方法的复杂度降低了 35%,比 MMSE 信道估计方法的复杂度降低了 60%。作者采用了一种基于 Alamouti 的空时分组的低复杂度的信道估计方法,加法的计算次数为 162,减法的计算次数为 126,乘法的计算次数为 802,除法的计算次数为 39,则总计算次数为 1 129。结果表明,在得到用于选择预编码方式的相关度方面,HLCP 的运算复杂度跟 HNCP 是相当的,但是,性能有了大幅提高。

4 结 论

提出一种 TDD-MIMO 系统的预编码混合传输机制,该机制包含了 2 种预编码传输机制:基于 LR 的预编码和基于协方差矩阵的预编码。根据信道矩阵的相关度判断进行何种预编码方式。仿真结果表明,该机制较好地解决了 TDD-MIMO 系统在天线存在相关性下的传输问题。下一步要研究的问题是,在频分双工(FDD)情况下,如何低复杂度的解决天线之间存在相关性时的传输问题。

参考文献:

[1] Liu An, Huang Xinming, Liu Youjian, et al. Capacity bounds of MIMO channels with asymmetric channel state information at transmitter[J]. IEEE Communications Letters, 2009, 13(8): 564 - 566.

[2] Chen Rui, Li Jiandong, Li Changle, et al. Lattice-reduction-aided MMSE precoding for correlated MIMO channels

and performance analysis[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2012, 23(1): 16 - 23.

- [3] Li Jiandong, Chen Rui, Li Changle, et al. Lattice-reduction-aided detection in spatial correlated MIMO channels [J]. Journal of Xidian University, 2012, 39(1): 11 - 16. [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, 2012, 39(1): 11 - 16.]
- [4] Halmi M H, Alias M Y, Chuah T C. Hybrid multiple-input multiple-output scheme combining precoded and non-precoded transmission [J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2011, 5(10): 1242 - 1249.
- [5] Zerlin B, Joham M, Utschick W, et al. Covariance-based linear precoding[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2006, 24(1): 190 - 199.
- [6] Zhang Haixia, Ivrlac M T, Nossek J A, et al. Covariance based linear precoding in the case of identical long term channel state information [C]//Proceedings of International ITG Workshop on Smart Antennas, 2008 (WSA). Vienna: IEEE, 2008: 291 - 295.
- [7] Gong Y, Letaief K. Low complexity channel estimation for space-time coded wideband OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(5): 876 - 882.
- [8] Ivrlac M T, Nossek J A. Diversity and Correlation in Rayleigh Fading MIMO Channels [C]//Proceedings of 2005 IEEE 61st Vehicular Technology Conference (VTC). Stockholm: IEEE, 2005: 151 - 155.
- [9] Schnorr C P, Euchner M. Lattice basis reduction: improved practical algorithms and solving subset sum problems [J]. Mathematical Programming, 1994, 66(1/2/3): 181 - 199.
- [10] Lenstra A K, Lenstra H W, Lovász L. Factoring polynomials with rational coefficients [J]. Mathematische Annalen, 1982, 261(4): 515 - 534.
- [11] Ma Xiaoli, Zhang Wei. Performance analysis for MIMO systems with lattice-reduction aided linear equalization [J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(2): 309 - 318.
- [12] Gan Y H, Ling C, Mow W H. Complex lattice reduction algorithm for low-complexity full-diversity MIMO detection [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(7): 2701 - 2710.