

文章编号:1000-582X(2008)12-1371-05

一种新的基于码本设计的 MIMO 系统预编码方法

郝东来^{1,2} 葛建华¹

(1. 西安电子科技大学 综合业务网国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

(2. 西安通信学院 电子工程教研室, 陕西 西安 710106)

摘要:针对多输入多输出系统基于码本的预编码反馈开销与性能的矛盾,提出了一种新的基于码本设计的预编码方案,在传统码本设计中引入分集概念,通过空间分集的增益来改善码本矩阵的性能,并进一步在预编码实现中增加了预编码补偿单元。最后在 4×4 天线模式下对该算法进行了性能仿真和对比,仿真结果表明,在不增加任何开销的情况下,所提方案较传统的预编码方案大约有 $1 \sim 2$ dB 的性能改善。

关键词:多输入多输出;正交频分复用;预编码;分集;码本

中图分类号:TN911.5

文献标志码:A

A new codebook-based precoding scheme for multiple-input multiple-output systems

HAO Dong-lai^{1, 2}, GE Jian-hua¹

(1. National Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, P. R. China;

2. Department of Electronic Engineering, Xi'an Institute of Communication, Xi'an 710106, P. R. China)

Abstract: Focusing on the contradiction between overhead and performance in the codebook-based precoding scheme, a precoding method with a new codebook was proposed in which the concept of diversity was adopted in the codebook design. Performance of the codebook matrix was improved by the gain resulting from spatial diversity. Furthermore, a compensation unit for precoding was added in the scheme. The simulation results for the 4 by 4 antenna mode show that the proposed codebook-based precoding scheme for multiple-input multiple-output system does not add any overhead and produces superior performance (approximately 1 dB to 2 dB) compared to traditional precoding schemes.

Key words: multiple-input multiple-output; orthogonal frequency division multiplexing; precoding; diversity; codebook

由于对吞吐量和频谱效率的有效改善,多输入多输出正交频分复用(MIMO-OFDM)系统成为目前移动通信研究的一个热点,下一代无线通信的很多标准组织已经将 OFDMA(orthogonal frequency division multiple access)作为下行链路的关键技术,

而多天线技术也成为了提高数据吞吐率的一种很有效的方法。在多天线的应用中,空间无线信道的相关性对接收机的性能会产生非常大的影响。在目前的研究中,如何来克服信道的相关性一直是人们关注的课题,预编码技术的提出,为人们提供了一种解

收稿日期:2008-07-03

基金项目:国家自然科学基金资助项目(60332030,60496316)

作者简介:郝东来(1974-),男,西安电子科技大学博士研究生,主要从事无线通信系统中 MIMO 关键技术方向研究,
(Tel)13325460283;(E-mail)hao_dl@126.com。

葛建华(联系人),男,西安电子科技大学教授,博士生导师,(E-mail)jhge@xidian.edu.cn。

决问题的思路,但是如何真实的反馈信道的真实情况,并解决反馈带来的巨大开销,又成了一个新的问题,为了降低反馈的开销,在频分双工(frequency division duplex, FDD)方式中,以 LTE^[1](long term evolution)为代表的标准组织建议预编码的设计采用基于码本的方式。基于这样的考虑,码本的设计首先要考虑在满足性能要求的情况下尽量降低反馈的开销,其次要能够体现预编码的增益,另外能够随收发天线数和码流数的改变自适应的调节反馈的比特数。目前常用的量化方式有基于 Household 变换^[2]、基于 DFT(discrete fourier transform)矩阵^[3-4]以及直接量化^[5]等方式。但是这几种方式都会由于系统反馈开

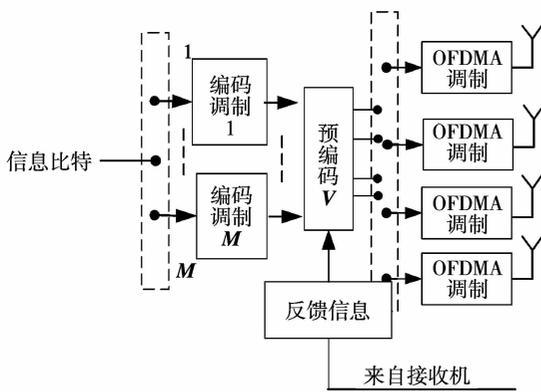


图 1 基于预编码的 MIMO-OFDM 系统框图

发射机的基本结构如图 1 左半部分所示,各个码流进行独立的编码和调制,经过调制后的码字送入预编码模块,经过 OFDM 调制后进行发送。接收机结构如图 1 右半部分所示,由信道估计得到的信道矩阵送入预解码单元进行分解,预编码采用基于奇异值分解(SVD)设计,分解得到的 V 阵可以通过接收端对信道矩阵进行分解求得,在实际应用中,为了减少反馈的开销,可以采用基于码本设计的预编码矩阵。发送的流个数与 V 阵反馈时可以用的向量个数一致,其余的向量就不再反馈。根据不同的天线模式(比如 $4 \times 4, 4 \times 2$ 等)可以得到对应 U 阵和 V 阵,将 V 阵以码本或非码本形式反馈给发射端,同时根据分解得到的空间子信道的 λ 值,接收到的信息送入 U 阵处理器进行处理,经过 U 阵预处理后的信号提供给检测模块进行检测。

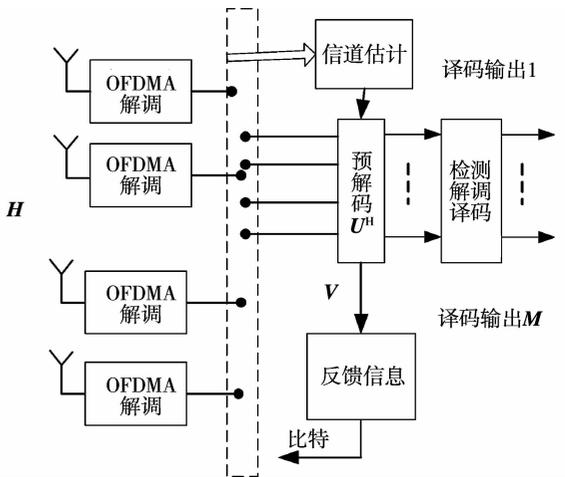
图 1 中 V 阵的元素需要通过信道质量信息(CQI)进行反馈,但 CQI 中预留的空间不足以传输 V 矩阵信息^[6-11],所以需要通过构建码本来近似反馈 V 阵信息。使用码本预编码方法可以根据接收端 SVD 分解计算的结果,在预编码权值码本中寻找

销或矩阵设计方式本身的局限性能受到影响。

针对上述目前存在的问题,提出了一种基于分集码本考虑的准线性预编码方案,在基于现有码本设计的预编码方案中引入分集概念,在不增加反馈开销的情况下提高预编码的性能,针对 4×4 的天线模式对性能进行了仿真,验证了该算法的正确性和可行性。

1 系统模型

研究基于 OFDM 技术,通过在 OFDM 系统中采用多天线的空间复用方式,在发射和接收端采用预编码技术来克服信道的相关性以提高系统的整体性能,其结构如图 1 所示。



最接近的一个码本,将此码本矩阵的索引号通过 CQI 反馈给发射端,在发射端进行码本的重建,进行加权。这样可大大降低反馈的开销,为此,在下面对码本的设计方法进行研究。

2 传统的预编码码本设计性能分析

目前常用的码本设计方式有基于 Household 变换、基于 DFT 矩阵以及直接量化等方式。由于直接量化法是对幅度和相位分别作量化,因此在天线数增加时,开销会随之增加,因此目前主要采用的就是 Householder 变换和 DFT 矩阵的方法。

2.1 基于 Householder 阵的码本设计

以 4 个发射天线的情况为例,当发送 i ($i = 1, 2, 3, 4$) 个数据流时,需要将 V 矩阵的前 i 列反馈回发射端。例如对于一个 4×4 的 V 矩阵,当发送 4 个

数据流时,反馈 $V = \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} & v_{13} & v_{14} \\ v_{21} & v_{22} & v_{23} & v_{24} \\ v_{31} & v_{32} & v_{33} & v_{34} \\ v_{41} & v_{42} & v_{43} & v_{44} \end{bmatrix}$ 。 V 矩阵

元素需要反馈给发射端进行发射端预编码, V 矩阵

第 i ($i = 1, 2, 3, 4$) 个列向量就是第 i 个数据流在发射端的预编码权值,也就是说对于发送 n ($n \leq 4$) 个数据流的情况,有 $4n$ 个元素需要量化反馈。Householder 反射矩阵构造为

$$\mathbf{F}_1 = \mathbf{I} - \frac{2}{\omega_1} \omega_1 \omega_1^H, \quad (1)$$

其中: $\omega_1 = v_1 e^{-j\varphi_1} - \mathbf{e}_1$; $\varphi_1 = \arg(v_1(1,1))$; $\mathbf{e}_1 = [1, 0, \dots, 0]^T$ 。

对上述 \mathbf{V} 阵经过 \mathbf{F}_1 变换后得

$$\mathbf{F}_1 \mathbf{V} = \begin{bmatrix} e^{j\varphi_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \underbrace{\begin{bmatrix} v2_{11} & v2_{12} & v2_{13} \\ v2_{21} & v2_{22} & v2_{23} \\ v2_{31} & v2_{32} & v2_{33} \end{bmatrix}}_{\mathbf{V}_2} \\ 0 & & & \\ 0 & & & \end{bmatrix},$$

采用与式(1)类似的做法,依此类推,得到

$$\mathbf{F}_2 \mathbf{V}_2 = \begin{bmatrix} e^{j\varphi_2} & 0 & 0 \\ 0 & \underbrace{\begin{bmatrix} v3_{11} & v3_{12} \\ v3_{21} & v3_{22} \end{bmatrix}} \\ 0 & & \end{bmatrix} \text{ 和 } \mathbf{F}_3 \mathbf{V}_3 = \begin{bmatrix} e^{j\varphi_3} & 0 \\ 0 & v4 \end{bmatrix}。$$

然后在将 $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$ 以及 $\mathbf{V}, \mathbf{V}_2,$ 和 \mathbf{V}_3 矩阵的第一列元素反馈给发端,这样反馈的开销就会太大,在 4 天线发送 2 个流时有 22 bit 的开销,因此这种方式在天线数较多时应用不是很好。

2.2 基于 DFT 阵的码本设计

同样以 4×4 天线模式为例,文献[7]给出了 DFT 矩阵,可以表达为

$$\mathbf{F}_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & j & -1 & -j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -j & -1 & j \end{bmatrix}。 \quad (2)$$

一般来讲,基于 DFT 矩阵构造的码本都是以上述矩阵为基础乘以权值进行的。基于 DFT 矩阵的码本实现简单,但脱离了具体信道的实际,在应用中与非码本情况相比会出现较大误差。

3 改进的码本设计方法

针对以上分析,在传统码本设计中引入矩阵旋转覆盖的思想,提出一种改进的码本设计方法,下面对其进行详细描述。

码本设计首先考虑生成的码本矩阵的正交性,因此从矩阵正交性设计入手分析。根据参考文献[12],得到在单天线下构造一个正交的信号 Φ_l , 需要满足式 $\max_{l=2, \dots, L} |\Phi_l^+ \Phi_{l'}|$ 的值在不同的码本向量上保持最小,其中 L 为码本矩阵集合的个数, l 和 l' 是码本向量集合中 2 个不同的码本向量。

基于酉阵的特性进行考虑,结合 Householder 反射矩阵的思想,令

$$\Phi_l = \Theta^{l-1} \Phi_1, \quad (3)$$

式中 Θ 是一个 $T \times T$ 的对角阵,对角元素分别为 $e^{j\frac{2\pi}{L}u_1/L}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{L}u_T/L}$, Φ_1 为 $1/\sqrt{T}$ 倍的全 1 向量,可以看到,满足上述条件的 Θ 是一个酉阵并且满足 $\Theta^L = \mathbf{I}_L$ 。也就是说,在历经 L 次旋转后,向量 Θ 会回到最初的位置。这样可以保证生成的码本可以覆盖整个空间的情况。将式(3)展开,得到

$$\Phi_l = \frac{1}{\sqrt{T}} \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{L}u_1(l-1)} \\ e^{j\frac{2\pi}{L}u_2(l-1)} \\ \vdots \\ e^{j\frac{2\pi}{L}u_T(l-1)} \end{bmatrix}, 0 \leq u_1, \dots, u_T \leq L-1. \quad (4)$$

其中 T 为向量的行数,可以得到 $|\Phi_l^+ \Phi_{l'}| = \frac{1}{T} \left| \sum_{i=1}^T e^{j\frac{2\pi}{L}u_i(l'-l)} \right|$, 可见此时矩阵为一循环相关的结构,设计中希望这 2 个信号的相关性越小越好,为此需要寻找适合的 u_1, \dots, u_T 值使得在 $0 \leq u_1, \dots, u_T \leq L-1$ 区间上 $\max_{l=2, \dots, L} \frac{1}{T} \left| \sum_{i=1}^T e^{j\frac{2\pi}{L}u_i(l'-l)} \right|$ 最小。

下面将上述单天线的情况扩展到天线数为 M 的情形,当发射天线数为 $M > 1$ 时,令 Φ_1 为一 $T \times M$ 矩阵并且满足 $\Phi_1^+ \Phi_1 = \mathbf{I}_M$, 基于以上分析,在 4 天线情况下,对式(3)进行变形,选择 16 个码本矩阵,这样,只有 4 bit 的反馈开销。将码本矩阵计为 Φ_m , 结合上述对 DFT 码本设计的式(2),对式(3)进行改进得到如下式(5)

$$\Phi_m = \Theta^k \mathbf{M}_{\text{DFT}}^n, \quad \begin{matrix} k = 1, 2, 3, 4, \\ n = 1, 2, 3, 4. \end{matrix} \quad (5)$$

根据上述描述,对式(5)中的矩阵分别选择如下

$$\Theta = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j2\pi/16} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j2\pi/16} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j2\pi/16} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{M}_{\text{DFT}} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & j & -1 & -j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -j & -1 & j \end{bmatrix},$$

实际上 Θ 和 \mathbf{M}_{DFT} 分别满足式(3)中 Θ 和 Φ_1 的性能特点, Θ 阵还可以在上述最小原则下进一步调整。进一步考虑到码本矩阵对信道情况覆盖的全面性和均匀性,此处引入一个循环延迟矩阵 \mathbf{P} , 对上述式(5)进一步进行修改,得到

$$\Phi_m = \mathbf{P}^m \Theta^k \mathbf{M}_{\text{DFT}}^n \mathbf{P}^n, \quad \left. \begin{matrix} m = 1, 2, 3, 4, \\ k = 1, 2, 3, 4, \\ i = 1, 2, 3, 4, \\ n = 1, 2, 3, 4. \end{matrix} \right\} \quad (6)$$

$$\text{式(6)中, } \mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

右乘 \mathbf{P} 矩阵的作用是使得矩阵对列做循环移位,左乘 \mathbf{P} 矩阵的功能是使得矩阵对行做循环移位。对于 DFT 矩阵 \mathbf{M}_{DFT} 给出不同指数的情况,使得其对应指数 $i=1,2,3,4$ 四种情况。矩阵 \mathbf{P} 只是在此基础上再进行了旋转。这样得到的样本矩阵 Φ_m 可以满足酉阵的特点,并彼此之间保持近似正交的性能。符合最优码本设计原则。因为上述矩阵 \mathbf{P} 、 \mathbf{M}_{DFT} 和 Θ 的指数分别均为 1,2,3,4,所以依据式(6)设计的码本集合共有 256 个码本矩阵,共需要 8 bit 的反馈开销。为节省开销,也可以对上述式(6)进行简化,得到

$$\Phi_m = \mathbf{P}^m \Theta^k \mathbf{M}_{\text{DFT}}^i \mathbf{P}^m \quad \left. \begin{array}{l} m = 1, 2, 3, 4, \\ k = 1, 2, 3, 4, \\ i = 1, 2, 3, 4. \end{array} \right\} \quad (7)$$

此时码本集合共有 64 个码本矩阵反馈开销降到 5 bit。进一步在开销要求更为苛刻的条件下,在保证性能最小损失的情况下,可以将式(7)进一步简化为

$$\Phi_m = \mathbf{P}^m \Theta^k \mathbf{M}_{\text{DFT}} \quad \left. \begin{array}{l} m = 1, 2, 3, 4, \\ k = 1, 2, 3, 4. \end{array} \right\} \quad (8)$$

这样,码本集合中就只有 16 个码本矩阵,开销减小到 4 bit。

4 基于改进码本设计的预编码实现方案

在上节中,提出了一种改进的码本设计方案,该方案在不增加开销的情况下最大程度地均匀覆盖了空间信道的可能情况,但是毕竟在实现中系统的开销是有限的,因此在具体实现预编码时,考虑添加预编码补偿单元,如图 2 所示。

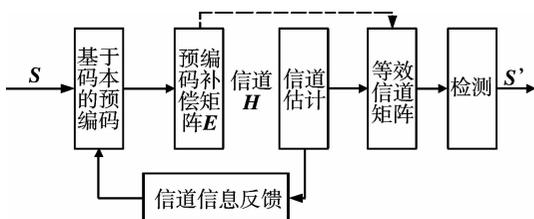


图 2 基于补偿的预编码框图

图 2 中,给出了方案的示意图,在式(6)的基于码本的预编码矩阵中,有可能由于信道相关性过强或反馈开销有限等原因会造成码本与非码本预编码之间出现较大误差,因此在基于码本的预编码之后再进行一次补偿,补偿单元不需要额外的反馈开销,可以采用开环的形式。补偿矩阵 \mathbf{E} 的选择可以采用类似于循环延迟分集(CDD)的方式,延迟的大小以

及矩阵的形式事先告知用户(UE)端。为了保持码本矩阵的正交性,这里考虑采用酉矩阵,以 4 天线为

$$\text{例,可以选择 } \mathbf{E} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{4}} & e^{-j\frac{4\pi}{4}} & e^{-j\frac{6\pi}{4}} \\ 1 & e^{-j\frac{4\pi}{4}} & e^{-j\frac{8\pi}{4}} & e^{-j\frac{12\pi}{4}} \\ 1 & e^{-j\frac{6\pi}{4}} & e^{-j\frac{12\pi}{4}} & e^{-j\frac{18\pi}{4}} \end{bmatrix},$$

在每一天线上的延迟量不同,这样保证了天线间的正交,其他天线类型 \mathbf{E} 矩阵可以效仿上式得到。经过这样的补偿后,即使前面预编码模块与信道的本身的特征有较大的偏差,也会通过信号在多天线上分集增益得到一定补偿。

5 性能仿真

仿真参数^[13-15]假定系统带宽为 10 MHz,子载波数为 601,子载波间隔 15 kHz,一个传输间隔(TTI)为 1.0 ms,14 个 OFDM 符号,QPSK 调制,1/3码率的 Turbo 信道编码,发送码流数可调,4×4 天线模式,SCME 信道多普勒频移 $f_D = 5.55$ Hz,接收机采用最小均方误差结合连续干扰消除(MMSE-SIC)的检测算法。图 3 给出了采用基于不同码本设计思想时系统的误码率性能。从图 3 可以看出,由于传统的基于 Householder 阵的码本设计方法有较大的反馈开销,因此其性能优于其他方式,而在基于式(6)所提码本设计方法中,性能大概损失 1~2 dB,但节约了 14 bit 的开销,两者相比,14 bit 在系统中是一个非常大的开销,而损失的 1~2dB 的增益会由下面的预编码补偿矩阵以及预编码本身带来的增益来补偿,因此此处的性能与开销的折中应该还是比较合理的。如果将式(6)的 \mathbf{P} 矩阵去掉一个,则反馈开销会进一步减小,性能损失 1 dB,而基于 DFT 矩阵的方法则由于设计的码本对信道的覆盖不全面或不均匀,在相同的开销下,性能大概会损失 1 dB 左右。

为了比较采用了预编码补偿矩阵后准线性预编码方案的性能与未采用补偿矩阵的区别,对这种情形也进行仿真,仿真条件同图 3 条件相同。仿真结果如图 4 所示。可以看出,在采用了第 4 节所述预编码补偿阵后,对于传统的基于 Householder 设计码本的预编码方案改善不是很明显,这是因为在这种情况下它采用较大的开销已经比较准确地反馈了信道的情况,而笔者所提码本设计方法由于开销较小,因此在利用了上述预编码补偿阵 \mathbf{E} 后,性能有较为明显的改善大约在 0.5~1 dB 左右。由此可以看出,由于补偿阵的循环为分集带来的增益确实为系统性能的改善起到了较好的作用。经过预编码补偿后的系统误码性能已接近于传统的基于较大开销的 Householder 码本设计线性预编码的性能。

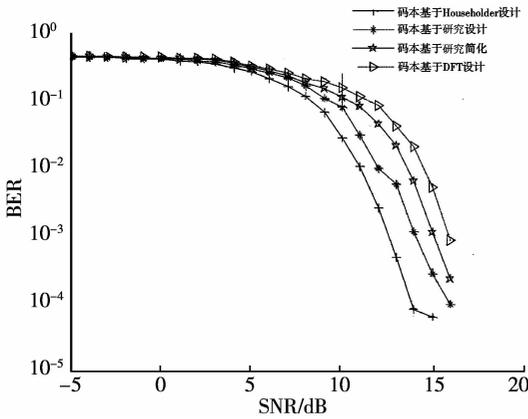


图 3 基于不同码本设计的系统误码性能

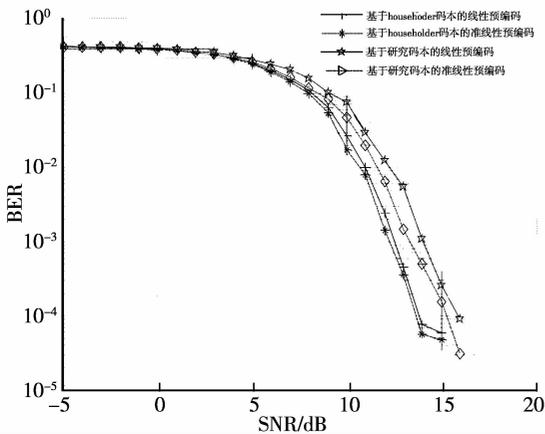


图 4 误码性能曲线比较

6 结 论

在对 MIMO-OFDM 预编码码本设计研究的基础上,提出了一种改进的码本设计方法,并在此基础上,进一步提出了一种基于改进码本的预编码方案。通过理论分析这种方案的正确性,并以 4×4 天线模式为例对码本设计及准线性预编码方案进行了性能仿真和对比,仿真结果表明,在同等条件下,所提方案较传统的预编码方案大约有 $1 \sim 2$ dB 的性能改善。从而证明了所提的基于改进码本的准线性预编码方案的可行性。

参考文献:

- [1] 3GPP. TR 25.814 V7.1.0 Physical layer aspects for evolved universal terrestrial radio access (UTRA)[S]. Europe; 3 GPP TSG Working Group, 2006.
- [2] STEWART G W. Preface: a s householder, linear algebra appl [J]. Linear Algebra Applied, 1979(28): 1-3.
- [3] GOLUB G, VAN LOAN C. Matrix computations, 3rd edition [M]. Baltimore: Johns Hopkins University

Press, 1996.

- [4] GERSHO A, GRAY R M. Vector quantization and signal compression[M]. Netherland: Kluwer Academic Press, 1992.
- [5] LINDE Y, BUZO A, GRAY R. An algorithm for vector quantizer design [J]. IEEE Transactions on Communication, 1980,28(1): 84-95.
- [6] ROH J C, RAO B D. An efficient feedback method for MIMO systems with slowly time-varying channels[C]// IEEE WCNC 2004. Atlanta: Proceedings of IEEE WCNC, 2004,2(6): 760-764.
- [7] BHASHYAM S, SABHARWAL A. Feedback gain in multiple antenna systems [J]. IEEE Transactions on Communication, 2002, 50(5): 785-798.
- [8] YELLAPANTULA R, YAO Y. Unitary precoding and power control in MIMO systems with limited feedback[C]// IEEE Wireless Communication and Networking Conference. Las Vegas; IEEE,2006;1221-1226.
- [9] 刘建国,杨绿溪.有限反馈 MIMO 系统中一种基于双码本的功率分配与预编码方案 [J]. 电子学报, 2007, 35(6):78-82.
LIU JIAN-GUO, YANG LV-XI. Precoding and power allocation based on double codebook in MIMO systems with limited feedback [J]. Acta Electronica Sinica, 2007,35(6):78-82.
- [10] 王欣,罗汉文,余锋.基于有限反馈的 MIMO 空分复用预编码优化设计[J].上海交通大学学报,2008, 42(4): 621-624.
WANG XIN, LUO HAN-WEN, SHE FENG. The optimal precoder design for spatial multiplexing MIMO system with limited feedback [J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2008, 42(4): 621-624.
- [11] LOVE D J, HEATH R W. Limited feedback unitary precoding for orthogonal space-time block codes [J]. Signal Processing of IEEE Transactions, 2005, 53(1): 64-73.
- [12] HOCHWALD B M. Systematic design of unitary space-time constellations [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2000, 46(6): 1962-1973.
- [13] SAMPATH H, STOICA P, PAULRAJ A. Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion[J]. IEEE Transactions on Communication, 2001,49(12): 2198-2206.
- [14] 3GPP. TR 25.996 V6.1.0 Spatial channel model for multiple input multiple output (MIMO) simulations[S]. Europe: 3GPP TSG Working Group, 2003.
- [15] ZHOU S L, LI B S. BER criterion and codebook construction for finite-rate precoded spatial multiplexing with linear receivers[J]. IEEE Transactions on Singnal Processing, 2006, 49(5): 1653-1664.