

## 可变速率预编码 BLAST 与特征波束形成组合方案

胡洁<sup>①</sup> 谢显中<sup>②</sup> 杨燕玲<sup>③</sup>

<sup>①</sup>(华南农业大学工程学院电子与电气工程系 广州 510642)

<sup>②</sup>(重庆邮电学院移动通信技术重庆市重点实验室 重庆 400065)

<sup>③</sup>(广东省电信规划设计院 广州 510630)

**摘要:** 传统的基于迫零(ZF)和最小均方误差(MMSE)算法的分层空时码(BLAST)接收机由于其较大的复杂度不适合在移动终端使用。该文的发射方案将传输预编码 BLAST 与特征波束成形相结合,利用信道协方差矩阵特征值分解得到的特征波束来承载空时分层码,并在目标 BER 约束下自适应调整速率。在下行链路发送端使用可变速率预编码 BLAST 与特征波束形成组合方案,大大简化了移动终端的接收机算法。

**关键词:** BLAST; 特征波束形成; 预编码; 注水定理; TDD

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)12-2984-03

## A Transmit Processing Scheme Combined BLAST and Eigenbeamforming with Variable Rate Allocation

Hu Jie<sup>①</sup> Xie Xian-zhong<sup>②</sup> Yang Yan-ling<sup>③</sup>

<sup>①</sup>(Engineering College, South China Agriculture University, Guangzhou 510642, China)

<sup>②</sup>(Key Lab of Mobile Communications, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

<sup>③</sup>(Guangdong Planning and Designing Institute of Telecommunications Co.Ltd, Guangzhou 510630, China)

**Abstract:** Conventional Bell-labs Layered Space Time (BLAST) receivers based on ZF or MMSE algorithm are of great complexity which can not be utilized in the mobile. This paper proposed a transmitter design which combined BLAST and eigenbeamforming with multiple beams pointing to orthogonal directions along the eigenvectors of the channel's correlation matrix, and with variable rate allocation under certain bit error rate requirement. In this technique, layered space-time pre-processing at the transmitter with a simplified receiver at the mobile station requires only simple signal processing.

**Key words:** BLAST; Eigen Beam Forming(EBF); Pre-processing; Water-Filling(WF); TDD

### 1 引言

针对多输入多输出(MIMO)天线系统有两种主要的方案:发射端的空时编码(STC)技术和波束形成技术。近年来有许多研究致力于将这两种技术结合起来使用<sup>[1-4]</sup>,为的是充分发挥各自的优点。

受基于面向接收端的传输方案<sup>[5]</sup>启发,本文提出的预编码 BLAST 与特征波束形成组合方案在 TDD 下行链路中将接收机的复杂检测过程转移到发送端进行处理,避免了移动终端的高复杂度和高成本。方案基于自适应的数据速率分配,在信道条件好的情况下增加发送波束的数目,信道情况恶劣的时候减少发送波束的数目,使得任何信道条件下都达到目标 BER 的要求。

### 2 预编码BLAST与特征波束形成组合模型

图1给出了预编码BLAST与特征波束形成组合方案

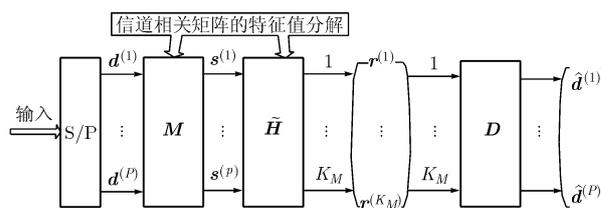


图1 Pre-BLAST-EBF 信号模型

(Pre-BLAST-EBF)的系统模型。 $M$  和  $D$  分别是调制矩阵和解调矩阵。

在基于面向发送端的模型中,根据调制矩阵  $M$  和信道矩阵  $H$  来确定解调矩阵  $D$ 。与其不同,在基于面向接收端的 Pre-BLAST-EBF 模型中,优先给出简单的接收端算法,然后根据估测的信道信息和已知的接收端算法确定发射端算法。即是由预先给出的  $D$  和  $H$  确定发射端调制矩阵  $M$ 。在这种设计原理下,主要的算法复杂度将由下行链路基站端来承受,接收端变得相当简单。

2006-12-31 收到, 2008-10-06 改回

国家自然科学基金(60572089)和广东省高等院校学科建设专项资金(0041301020070505)资助课题

$K_B$  个发送天线的 MIMO 系统最多可以形成  $K_B$  个彼此正交的特征波束。从中选取  $P$  个主波束来承载 BLAST 空时码,使得每个波束都可以达到目标 BER 的要求。信道协方差矩阵特征分解得到的特征向量是特征波束形成的加权向量。

经过调制矩阵  $\mathbf{M}$  后的  $P$  层信号  $\mathbf{s}^{(p)}$  ( $p=1, \dots, P$ ) 经由  $P$  个特征向量  $\mathbf{v}^{(p)}$  ( $p=1, \dots, P$ ) 加权,在发送端形成  $P$  个特征波束由  $K_B$  个发射天线发送。 $P$  个波束分量在天线  $k_B$  的合成发送信号为

$$\mathbf{t}^{(k_B)} = \mathbf{v}_{k_B}^{(1)} \mathbf{s}^{(1)} + \mathbf{v}_{k_B}^{(2)} \mathbf{s}^{(2)} + \dots + \mathbf{v}_{k_B}^{(P)} \mathbf{s}^{(P)} = \sum_{p=1}^P \mathbf{v}_{k_B}^{(p)} \mathbf{s}^{(p)} \quad (1)$$

经过信道,天线  $k_M$  的接收信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{r}^{(k_M)} &= \sum_{k_B=1}^{K_B} \mathbf{H}^{(k_M, k_B)} \mathbf{t}^{(k_B)} = \sum_{k_B=1}^{K_B} \sum_{p=1}^P \mathbf{H}^{(k_M, k_B)} \mathbf{v}_{k_B}^{(p)} \mathbf{s}^{(p)} \\ &= \sum_{p=1}^P \sum_{k_B=1}^{K_B} \mathbf{v}_{k_B}^{(p)} \mathbf{H}^{(k_M, k_B)} \mathbf{s}^{(p)} \end{aligned} \quad (2)$$

如果令

$$\tilde{\mathbf{H}}^{(k_M, p)} = \sum_{k_B=1}^{K_B} \mathbf{v}_{k_B}^{(p)} \mathbf{H}^{(k_M, k_B)} \quad (3)$$

代表波束  $p$  与接收天线  $k_M$  之间的等价信道,式(2)可以改写为

$$\mathbf{r}^{(k_M)} = \sum_{p=1}^P \tilde{\mathbf{H}}^{(k_M, p)} \mathbf{s}^{(p)} \quad (4)$$

接收信号向量为

$$\mathbf{r} = (\mathbf{r}^{(1)} \dots \mathbf{r}^{(K_M)})^T = (\tilde{\mathbf{H}}^{(1)} \dots \tilde{\mathbf{H}}^{(K_M)})^T \mathbf{s} = \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{s} \quad (5)$$

接收端通过解调矩阵  $\mathbf{D}$  从接收信号中检测出发送信号  $\mathbf{d}$ :

$$\mathbf{d} = \mathbf{D} \mathbf{r} = \mathbf{D} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{s} \quad (6)$$

根据基于面向接收端算法的设计原理,解调矩阵是基站和移动终端都预先知道的。设计解调矩阵  $\mathbf{D}$  为扩频矩阵的简单转置,则对应接收天线  $k_M$  和波束  $p$  的子矩阵  $\mathbf{D}^{(p, k_M)}$  为

$$\begin{aligned} \mathbf{D}^{(p, 1)} &= \mathbf{D}^{(p, 1)} = \dots = \mathbf{D}^{(p, K_M)} \\ &= \begin{pmatrix} \mathbf{v}_1^{(p)} \dots \mathbf{v}_{K_B}^{(p)} & & \\ & \ddots & \\ & & \mathbf{v}_1^{(p)} \dots \mathbf{v}_{K_B}^{(p)} \end{pmatrix}_{N \times NS_0} \end{aligned} \quad (7)$$

对应波束  $p$  的  $(N) \times (K_M NS_0)$  维解调子矩阵如下

$$\mathbf{D}^{(p)} = [\mathbf{D}^{(p, 1)} \dots \mathbf{D}^{(p, K_M)}] \quad (8)$$

构造  $(PN) \times (K_M NS_0)$  维总解调矩阵  $\mathbf{D}$

$$\mathbf{D} = [\mathbf{D}^{(1)} \dots \mathbf{D}^{(P)}]^T \quad (9)$$

根据最小能量算法由式(6)解得:

$$\mathbf{s} = (\mathbf{D} \tilde{\mathbf{H}})^H [\mathbf{D} \tilde{\mathbf{H}} (\mathbf{D} \tilde{\mathbf{H}})^H]^{-1} \mathbf{d} \quad (10)$$

调制矩阵  $\mathbf{M}$  为

$$\mathbf{M} = (\mathbf{D} \tilde{\mathbf{H}})^H [\mathbf{D} \tilde{\mathbf{H}} (\mathbf{D} \tilde{\mathbf{H}})^H]^{-1} \quad (11)$$

如果将信道噪声考虑进去,解调得到的信号  $\hat{\mathbf{d}}$  为

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{D} [\mathbf{r} + \mathbf{n}] = \mathbf{D} [\tilde{\mathbf{H}} \mathbf{M} \mathbf{d} + \mathbf{n}] = \mathbf{d} + \mathbf{D} \mathbf{n} \quad (12)$$

### 3 可变速率及功率分配

可变速率预编码 BLAST 与特征波束形成组合方案基于 QoS 的可变速率传输,波束个数  $P$  随信道条件而改变,当信道条件好的时候,发送较多的波束以增加信道容量;当信道情况恶劣的时候,一些波束会被取消发送以保证目标 BER 的系统性能。

基于 QoS 的可变速率预编码 BLAST 与特征波束形成组合方案的步骤如下:

第1步 由式(3)构造等效信道  $\tilde{\mathbf{H}}$ , 特征波束数目  $P$  初始值设为  $\min(K_B, K_M)$ 。

第2步 对  $\tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}}$  进行特征值分解,依据注水定理计算波束分配功率

$$P_p = (\mu - \sigma^2 / \tilde{\lambda}_p)^+, \quad p = 1, 2, \dots, P \quad (13)$$

其中波束功率  $P_p$  和特征值  $\tilde{\lambda}_p$  都按降序排列。

第3步 检测这  $P$  个波束的平均BER是否达到目标误码率要求。在计算平均BER时,考虑加性高斯白噪声信道下, MQAM ( $M \geq 4$ ) 调制的BER有下面的关系成立<sup>[6]</sup>:

$$\overline{\text{BER}}_{\text{bound}} = \sum_{p=1}^P 0.2 e^{-1.5 \gamma_p / (M-1)} / P \quad (14)$$

其中  $M$  是调制阶数,  $\gamma_p = P_p \tilde{\lambda}_p / \sigma^2$  是每一波束的接收SNR。

接着判断  $\overline{\text{BER}}_{\text{bound}}$  是否满足目标误比特率  $\text{BER}_0$ 。如果满足  $\overline{\text{BER}}_{\text{bound}} \leq \text{BER}_0$ , 所有的  $\text{BER}_0$  个特征波束都被发送。否则  $P = P - 1$ , 回到第1步继续刚才的过程。

最后,计算此时的信道利用率

$$C/W = \sum_{p=1}^P \log_2 [1 + (P_p \tilde{\lambda}_p) / \sigma^2] \quad (15)$$

除了上面所用到的注水定理,还可以采用平均分配波束功率来简化系统复杂度。

### 4 仿真

假定基站能够通过对上行链路的信道估计获得精确的信道信息,信道为频率非选择性衰落,层信号采用 QPSK 调制。为了方便,将可变速率预编码 BLAST 与特征波束形成组合方案表示为 VR-pre-BLAST-EBF。

图2是在发送天线和接收天线都为4的情况下,分别对 pre-BLAST-EBF 算法(特征波束为4,无BER约束)在独立信道下, VR-pre-BLAST-EBF 算法(BER约束为  $10^{-4}$ ) 在独立信道和相关信道下(相关系数  $\rho = 0.7, 0.9$ ) 的信道利用率进行仿真。波束的功率采用注水定理进行分配。可以看出,在小信噪比范围内, VR-pre-BLAST-EBF 算法损失部分信道容量来换取目标BER。但是随着信噪比的增加, BER 约束的影响逐渐减弱。

有意思的是,虽然在相关信道下,空时编码的性能会变差,但是对于有目标BER约束的 VR-pre-BLAST-EBF 算法来说,相关信道的信道利用率在小SNR的范围内高于独立信道

的信道利用率。这是因为在小信噪比的情况下，BER约束会导致可使用的波束个数为1个或者没有波束可以满足要求，而相关信道的能量更为集中(对应最大特征值与次大特征值的差值较大)，因此相关信道对应最大特征值的特征波束到达接收端的误码率相比独立信道的要小，能够满足目标BER要求。但是在小信噪比下，相关信道的性能就由于其相关性受到了较大的影响。

图3仿真了VR-pre-BLAST-EBF算法在注水定理(WF)和平均功率分配(EP)的情况下波束数目与信噪比的关系。目标BER约束为 $10^{-4}$ ，仿真基于发送接收天线为(2, 4)和(4, 4)的MIMO信道。可以看出，发送天线数目小于或等于接收天线数目时，两种功率分配算法下的波束个数都相等，亦即是它们的信道利用率相等。

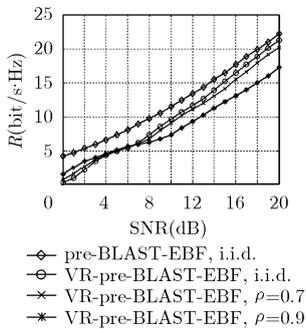


图2 ( $K_B, K_M$ )=(4,4)时的频谱效率比较

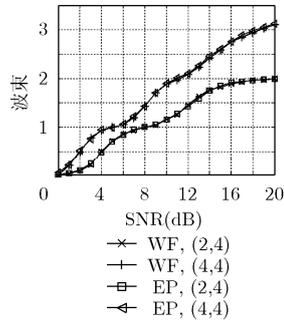


图3 ( $(K_B, K_M)=(2,4)$ 和 $(K_B, K_M)=(4,4)$ )时的波束数目比较

图4是比较当发送天线和接收天线为(8, 4)时注水定理和平均功率分配的信道利用率。可以看到，当发送天线数目大于接收天线时，注水定理显示了其优越性。

图5仿真的是Pre-BLAST-EBF系统与其它BLAST系统的误码率与信噪比的关系。选取波束的个数为2，比较基于

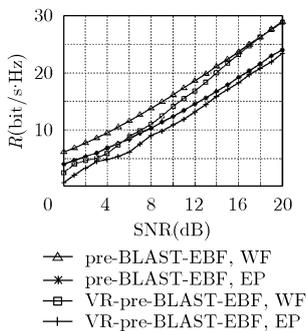


图4 ( $K_B, K_M$ )=(8,4)时平均功率和注水定理分配功率的频谱效率比较

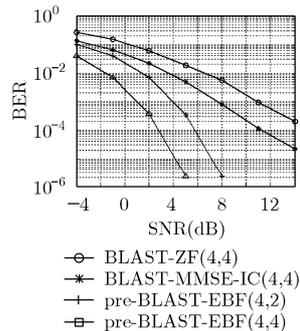


图5 2波束的BLAST系统误码率比较

Pre-BLAST-EBF与传统的使用迫零算法(BLAST-ZF)和最小均方误差(BLAST-MMSE)算法的BLAST接收机。发送接收天线的数目分别为(4,4)和(4, 2)。从图中看到，Pre-BLAST-EBF的误码率远好于其它两种接收机误码率。传统的基于迫零算法和最小均方误差的BLAST接收机的分集阶数<sup>[7]</sup>只能达到 $\sum_{p=1}^P K_M - p + 1$ 。而对Pre-BLAST-EBF系统，接收机充分利用了正交扩频的性质，使得每一层的分集阶数都达到了最大值 $K_M$ ，系统所获得的总的分集阶数为 $PK_M$ ，从而通过增加每一层的分集阶，降低了系统误码率。

参考文献

- [1] Tarokh V, Naguib A, Seshadri N, and Calderbank A R. Combined array processing and spacetime coding [J]. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1999, 45(4): 1121-1128.
- [2] Jongren G, Skoglund M, and Ottersten B. Combining beamforming and orthogonal space-time block coding. [J] *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2002, 48(3): 611-627.
- [3] Jongren G, Skoglund M, and Onersten B. Utilizing partial channel information in the design of spacetime block codes [C]. The 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, Hawaii, USA, Oct. 27-30, 2002, Vol. 2, 681-685.
- [4] Zhou S and Giannakis G B. Optimal transmitter-beamforming and space-time block coding based on channel correlations [J]. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2003, 49(7): 1673-1690.
- [5] Meurer M, Baier P W, and Qiu W. Receiver orientation versus transmitter orientation in linear MIMO transmission systems [J]. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, 2004, 2004(9): 1191-1198.
- [6] Zhou S, Vucetic B, Dohler M, and Li Y. MIMO systems with adaptive modulation [J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2005, 54(5): 1828-1842.
- [7] 李颖, 李佳, 王新梅. 基于成对错误概率的空时编码性能分析 [J]. *西安电子科技大学学报*, 2002, 29(5): 635-638.

胡 洁: 女, 1980年生, 讲师, 从事无线个人通信技术、通信信号处理的研究、开发与教学工作。

谢显中: 男, 1966年生, 教授, 计算机学院副院长, 主要从事移动通信技术、通信信号处理和通信应用软件的研究、开发与教学工作。

杨燕玲: 女, 1979年生, 工程师, 从事移动通信网络规划的技术工作。