

## 空间相关 MIMO 信道中一种自适应的天线选择算法

孟庆民<sup>①</sup> 颜永庆<sup>①</sup> 尤肖虎<sup>①</sup> Jae Young Ahn<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

<sup>②</sup>(Mobile Telecom. Research Lab, ETRI, 161 Gajeong-dong Yuseong-gu, Daejeon, 305-350, Korea)

**摘要** 该文研究了空间相关性对于多输入多输出空间复用(MIMO-SM)系统性能影响问题,并提出了一种适用于迭代迫零软干扰抵消接收机的天线选择算法。平坦衰落信道中,发送天线相关性将降低接收天线选择算法的性能,该文所研究的算法采用可变的接收天线数以获得不同的接收分集,增加一定的硬件实现复杂度但可以显著减小发送天线相关性引起的误码性能下降。在2个发送天线,4个接收天线的天线配置场合,计算机仿真证实该算法在帧误码率上优于简单的行相关算法(CBM)。

**关键词** MIMO, 空间复用, 衰落相关性, 天线选择, Turbo 处理, 分集

**中图分类号:** TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2006)01-0130-05

## An Adaptive Antenna Selection Scheme for Spatial Correlated MIMO Channel

Meng Qing-min<sup>①</sup> Yan Yong-qing<sup>①</sup> You Xiao-hu<sup>①</sup> Jae Young-Ahn<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(National Mobile Communications Research Lab, Southeast University, Nanjing 210096, China)

<sup>②</sup>(Mobile Telecom. Research Lab, ETRI, 161 Gajeong-dong Yuseong-gu, Daejeon 305-350, Korea)

**Abstract** In this paper, the impact of spatial fading correlation on Multiple-Input Multiple-Output Spatial Multiplexing (MIMO-SM) systems is investigated, where antenna selection and soft canceller with iterative decoding is considered. It turns out that the number of receive antennas to be selected at the receiver plays an important part when dealing with high antennas correlation in flat fading channel. To mitigate the effects of highly spatial correlation at the transmitter while hardware costs and computational burden are tolerable, the variable receive antennas is selected to obtain different receiver diversity. It will be shown via simulation that in some cases this adaptive antenna selection scheme with two transmit antennas and four receive antennas offers better frame error rate performance than the simple row Correlation-Based Method (CBM).

**Key words** MIMO, Spatial multiplexing, Fading correlation, Antenna selection, Turbo processing, Diversity

### 1 引言

多输入多输出空间复用技术可以提供高的频谱利用率<sup>[1]</sup>,但是基于空间复用(SM)系统的容量和误码性能对于传播环境和天线阵元间距所引起的空间衰落相关性较敏感<sup>[2,3]</sup>。文献[4]显示发送端的相关性会降低迫零接收机的有效接收信噪比(SNR)并带来接收分集度(Diversity)损失。考虑仅仅接收端已知信道状态信息和发送端可能存在较高的衰落相关性的上行应用场合时, SM系统采用多于发送天线数的分集接收天线可以使得链路的误码率维持在一定的要求上,但是多个接收天线将导致额外的射频和基带处理实现复杂度。近几年来,有关的天线选择技术正被广泛研究<sup>[5-8]</sup>。

该技术可以在降低实现复杂度的同时保持信道容量基本不变。文献[8]讨论了实际的多输入多输出(MIMO)系统中空间衰落相关性动态变化的问题,因此实用天线选择算法需要考虑可能存在的强相关性对于复用(SM)系统性能的影响。本文提出了一种可自适应MIMO-SM系统中空间相关性变化的天线选择算法,并把它应用在基于Turbo处理<sup>[9,10]</sup>的简化迫零软干扰抵消(SC/ZF)接收机中。它在一定的射频实现复杂度条件下,获得有效的帧误码率性能改进,是基于信道容量性能准则的CBM<sup>[6]</sup>的一种的扩展版本。本文结构如下:第2节是系统模型;第3节给出了该自适应的天线选择算法;第4节给出了计算机仿真结果;第5节是结论。

## 2 系统模型

考虑  $N_t$  发送天线和  $N_r$  接收天线的上行 SM 系统, 并且最大射频单元数为  $L_d$  ( $L_d \leq N_r$ )。假设接收机已经获得 MIMO 信道矩阵和噪声方差, 因此发送天线之间的相关性就可以估计。如果采用接收天线选择算法, 接收机将同时处理  $L_0$  路基带信号, 这里  $N_t \leq L_c \leq L_0 \leq L_d$ ,  $L_c, L_0$  分别为接收机进行分集合并的最小分支数和预定的固定分支数。图 1(a)所示的是采用编码的 SM 系统的结构图。来自于一个发送数据块(含有  $F$  帧)的信息比特流先经过串并转换, 分为  $F$  路比特流。然后, 每个流通过一个码率为  $R_c$  的卷积码编码器(Conv. Encod.)后又送到一个随机比特交织器(B-IT)。所有  $F$  个流经过 B-IT 后形成  $N_t$  路编码符号子流  $c(m) = \{c_j(m)\}$ ,  $j=1, \dots, N_t$ ,  $m=1, \dots, M_q$ , 每路子流上的  $M_q$  个连续的符号被调制(Mod)为  $M$  个 QAM 复值符号, 这里映射为  $2^q$ -ary 星座(例如  $q=2$ ),  $M$  为帧长。接着, 来自各子流上的  $N_t$  个符号成组形成一个  $N_t \times 1$  发送符号矢量输出, 即  $x_n = [x_1(n), \dots, x_j(n), \dots, x_{N_t}(n)]^T$ ,  $n=1, \dots, M$ , 为了简化表达, 下面的部分省略了时间下标  $n$ 。

图 1(b)为一种 MIMO 系统框图, 它含有发射机(Transmitter)与接收机(Receiver), 其中的接收机是一种 Turbo 处理的简化迫零软干扰抵消(SC/ZF)接收机。选择的接收天线数既可以预先设定为一个固定值  $L_0$ , 也可以根据接收端所估计的空间衰落相关性与预定的阈值比较结果确定, 因此系统框图也包含空间相关估计与预测(Spatial Correlation Estim./Predict.)子模块以实现自适应的天线选择(Antenna Selection)。接收机包含 SC/ZF 检测器(Detector)和软输入软输出信道译码器(SISO Decod.)两个主要模块, 这两个模块之间交换软信息以进行迭代译码(Iterative decoding)或称为 Turbo 处理。SC/ZF 先输出与编码符号  $c_j(m)$ ,  $j=1, \dots, N_t$ ,  $m=1, \dots, M_q$  对应的后验概率  $P(c_j(m); O)$ , 然后该信息通过一个与发送端相对应的比特解交织器(B-DEIT)。这里, 假设第 1 回 Turbo 处理是在等概率条件下进行的, 即先验信息  $P(c_j(m); I)$  为零。其次, 交织后的信息先被送到 SISO 译码器<sup>[11]</sup>, 它输出的经过更新的软信息则送到 B-IT 完成随机化交织操作后再送到 SC/ZF, 以准备下一回的 Turbo 处理。从第 2 回起, SC/ZF 利用输入的先验信息产生干扰子流上的星座符号估计, 接着进行软干扰抵消。通过对抵消后的接收符号矢量进行最大比合并(MRC), 接收机就可以得到一个可信用度比上回更高的符号估计。接收端的信号可以表示为

$$y = Hx + \eta \quad (1)$$

其中  $H$  是  $N_r \times N_t$  MIMO 信道矩阵,  $\eta$  是零均值、协方差矩阵为  $N_0 I_{N_r}$  的  $N_r \times 1$  噪声矢量。假设发送符号矢量能量为  $E_s$ , 则发送符号矢量  $x$  的每个符号的能量约束是  $E|x_j|^2 = E_s/N_t, 1 \leq j \leq N_t$ 。信道矩阵  $H$  的元素  $h_{i,j}$ ,

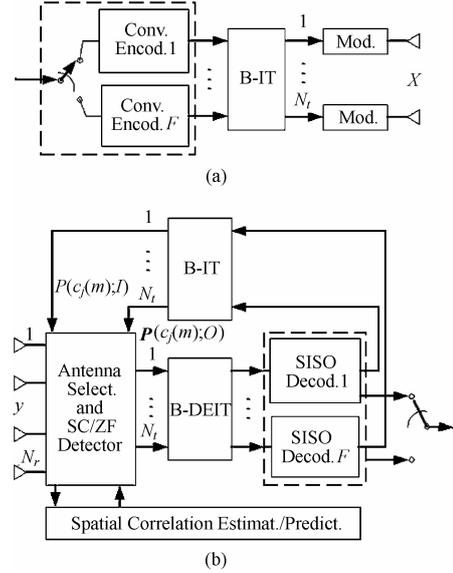


图 1 一种 MIMO 系统框图 (a)发射机模型 (b)接收机模型

Fig 1 Diagram of a MIMO system (a)Transmitter (b)Receiver

$1 \leq i \leq N_r, 1 \leq j \leq N_t$  表示第  $j$  个发送天线到第  $i$  个接收天线的复信道系数。

## 3 自适应的天线选择算法

假设信道为准静态平坦衰落, 则在第  $f$  ( $1 \leq f \leq F$ ) 帧内, 复信道系数  $h_{i,j}$  恒定, 而相邻帧复信道系数独立变化。在此假设下, 与 CBM 比较, 自适应的天线选择算法不会明显增加接收机的实现复杂度。我们主要考虑发送端具有  $N_t = 2$ , 接收端  $N_r$  最大取 4 的上行 SM 系统。假设因为有限的天线间隔或者有限的信号角度扩展, 移动台具有可能比较高的发送相关, 基站的接收端的相关性可以忽略, 则相关的 MIMO 信道表示为<sup>[3]</sup>

$$H = W R_t^{1/2}(f) \quad (2)$$

其中随机矩阵  $W$  的元素  $w_{i,j}$ ,  $1 \leq i \leq N_r, 1 \leq j \leq N_t$  服从独立同分布的瑞利分布, 表示为  $W \sim CN(0,1)$ ,  $R_t(f)$  是  $N_t \times N_t$  的发送相关矩阵, 其第 1 列为  $N_t \times 1$  维矢量, 表示为  $[1, \dots, \rho(f), \dots, \rho(f)]^T$ , 这里  $0 \leq \rho(f) < 1$  代表相关系数。第 2 列是由第 1 列的向下循环移位一次后得到的。 $H$  的奇异值分解为  $U \Sigma V^*$ , 这里  $U$  和  $V$  分别表示  $H$  的左和右奇异矢量形成的矩阵,  $\Sigma$  的对角元素是由相应的  $N_t$  个奇异值按照递减顺序排列而成, 即  $\lambda_1 \geq \lambda_2, \dots, \geq \lambda_{N_t}$ 。此外, 用  $\lambda_j(A)$  代表矩阵  $A$  的第  $j$  个奇异值, 即  $\lambda_{N_t}^2(H)$  表示  $H$  的最小奇异值, 当  $W$  具有正交的列时它仅与随机变量  $\rho(f)$  有关。在前面的慢变信道的假设下, 接收机可使用所有  $L_d$  射频单元估计信道矩阵  $H$ , 并且可以应用各种简单的天线选择算法(如 CBM 算法), 从  $N_r$  个天线中选择有效的天线子集以进行相应的基带处理。考虑简化的线性迫零均衡算法, 当无天线选择时(即  $L_d = N_r$ ), 接收端检测器的输出可以表示为

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{G}\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{G}\boldsymbol{\eta} \quad (3)$$

其中  $\mathbf{G} = \mathbf{H}^+$  表示信道矩阵  $\mathbf{H}$  的伪逆。发送的第  $j$  ( $j=1, \dots, N_t$ ) 个子流的瞬时接收信噪比(SNR)可以表示为

$$\text{SNR}_j = \frac{E_s}{N_t N_0 (\mathbf{H}^* \mathbf{H})_{jj}^{-1}} \quad (4)$$

由于 SM 系统中的线性接收机的误码性能主要取决于具有最低 SNR 的子流, 由式(4)可以求得接收机的最低 SNR:

$$\text{SNR}_j \geq \gamma_0 \lambda_{N_t}^2(\mathbf{H}) \quad (5)$$

其中  $\gamma_0 = E_s / (N_t N_0)$  代表接收机每个子流的平均接收 SNR。当高的发送相关情况出现时, 变量  $\rho(f)$  通常会大于预定门檻  $\rho_t$ , 这将使得信道矩阵  $\mathbf{H}$  的最大与最小奇异值  $\lambda_1^2(\mathbf{H})$  和  $\lambda_{N_t}^2(\mathbf{H})$  的比值变大, 从而显著减低式(5)中所表示的最低 SNR 值。在此情况下, 如果接收端采用简单的 CBM 算法, 即所选择的天线子集数  $L_0$  固定值(例如取  $N_t$ ), 从  $\mathbf{H}$  的所有行中选择  $L_0$  行后得到的信道子矩阵可以表示为  $\tilde{\mathbf{H}}$ , 则由式(5)可见天线选择后的 SM 系统将出现信道容量和误码性能的损失。这因为此时天线选择算法在比较小的  $L_0$  条件下更有可能选择一个接近病态(有大的条件数)的子矩阵  $\tilde{\mathbf{H}}$ , 导致选择后的 SNR 下限  $\gamma_0 \lambda_{N_t}^2(\tilde{\mathbf{H}})$  明显小于  $\gamma_0 \lambda_{N_t}^2(\mathbf{H})$ 。

为了减小可能的高发送相关情况下最低 SNR 性能的恶化, 以维持最小误码性能的要求, 本文提出一种 CBM 算法的改进方法: 自适应的天线选择算法(AAS), 即所选择接收天线数  $L_0$  自适应于空间衰落相关性的变化,  $L_0$  可以取  $L_c$  和  $L_d$  之间的值。设  $\mathbf{h}_j$ ,  $j=1, \dots, N_t$  和  $\mathbf{h}_{(i)}$ ,  $i=1, \dots, N_r$  分别表示矩阵  $\mathbf{H}$  的  $j$  列和第  $i$  行, 则  $\rho(j_a; j_b) = |\mathbf{h}_{j_a}^* \cdot \mathbf{h}_{j_b}| / (\|\mathbf{h}_{j_a}\| \cdot \|\mathbf{h}_{j_b}\|)$  和  $\rho(i_a; i_b) = |\mathbf{h}_{(i_a)} \cdot \mathbf{h}_{(i_b)}^*| / (\|\mathbf{h}_{(i_a)}\| \cdot \|\mathbf{h}_{(i_b)}\|)$  分别表示  $\mathbf{H}$  的第  $j_a$  列与  $j_b$  列之间和第  $i_a$  行与  $i_b$  行之间的相关系数。对  $\mathbf{H}$  采用 AAS 后, 每个子流的瞬时 SNR 可以表示为

$$\text{SNR}_0 = \gamma_0 \sum_{i=1}^{L_0} \sum_{j=1}^{N_t} |h_{i,j}|^2 \quad (6)$$

由式(5)和式(6)可见当空间衰落相关性比较高时(即变量  $\rho(f)$  高于门檻  $\rho_t$ ), 若  $L_0$  取  $L_d$ , 则选择后获得的“高的矩阵”  $\tilde{\mathbf{H}}$  使  $\lambda_{N_t}^2(\tilde{\mathbf{H}})$  与  $\lambda_{N_t}^2(\mathbf{H})$  更接近; 当空间衰落相关性比较低时(即变量  $\rho(f)$  低于门檻  $\rho_t$ ), 若  $L_0$  取  $L_c$ , 这样接收机在不降低误码性能的前提下, 可以减少基带处理等实现复杂度。由于本文主要考虑简化的 Turbo 接收机中的天线选择问题, 没有讨论优化门檻设定, 在此假设门檻  $\rho_t$  为 0.7。此外, 由于  $L_c$  和  $L_d$  对应不同基带处理复杂度及其射频(RF)功耗等, 我们定义两个天线使用效率  $\mu_c$  和  $\mu_d$ 。这里  $\mu_c$  等于总发射的帧数除采用  $L_c$  个接收分支的帧数,  $\mu_d$  等于总发射的帧数除采用  $L_d$  个接收分支的帧数。具体的 AAS 可以分为 6 个步骤(包含天线选择本身的实现复杂度)实现:

(1) 设定门檻  $\rho_t$  和最大选择数  $L_d$  (最大 RF 单元数);

(2) 估计列相关系数  $\rho(j_a; j_b)$ ,  $N_t \geq j_a > j_b \geq 1$  和最大列相关系数  $\hat{\rho}_j(f) = \max(\rho(j_a; j_b))$ , 其实现复杂度为  $O(N_t \cdot N_r)$ ;

(3) 如果  $\hat{\rho}_j(f) > \rho_t$ ,  $L_0 = L_d$ ; 否则  $L_0 = L_c$ ;

(4) 估计行相关系数  $\rho(i_a; i_b)$ ,  $N_r \geq i_a > i_b \geq 1$ , 和最大行相关系数  $\rho(i_a; i_b)$ , 其实现复杂度为  $O(N_r \cdot N_r)$ ;

(5) 如果  $\|\mathbf{h}_{(i_a)}\| > \|\mathbf{h}_{(i_b)}\|$ , 消除  $\mathbf{H}$  的行  $\mathbf{h}_{(i_b)}$ ; 否则消除  $\mathbf{H}$  的行  $\mathbf{h}_{(i_a)}$ ;

(6) 转到第(4)步, 直至  $\mathbf{H}$  的  $N_r - L_0$  行被消除后, 得到  $\tilde{\mathbf{H}}$ 。

由 AAS 的步骤可见 AAS 需要估计列相关系数, 但是在准静态平坦信道和小的发送天线数的假设下, 每帧额外的计算复杂度还是比较低的, 因此在天线选择本身的硬件实现复杂度方面, AAS 与 CBM 相近, 都接近  $O(N_r \cdot N_r)$ 。通过 AAS 处理后, 本文再把简化的 SC/ZF 接收机应用于存在可变衰落相关性的 MIMO-SM 系统中, 以降低天线选择带来的分集度损失。

## 4 仿真结果

在本节中, 本文首先给出了一种基于文献[6]CBM 算法的实现方案的帧误码(FER)性能, 它采用低复杂度的 SC/ZF 接收机。接着, 我们给出了计算机仿真结果以显示在存在空间衰落相关的无线传播环境中 AAS 算法可用于提高迭代接收机的误码性能, 并且讨论了该方案与基于 CBM 算法方案的实现复杂度比较。为了简要表示空间衰落相关性的变化, 对应于不同帧的变量  $\rho(f)$  被表示为  $\rho$ , 它被局限于两种极端情况, 即  $\rho = 0$  和  $\rho = 0.9$ 。考虑码率  $R_c = 1/2$ 、生成多项式为(7, 5)的卷积码和 4QAM ( $q = 2$ ) 调制, 并且选择天线配置参数为  $N_t = 2$  和  $2 \leq N_r \leq 4$ , 则对应的上行频谱利用率为 2 bit/(s · Hz)。所有仿真的交织帧数设为  $F = 4$  帧, 每帧包含 144 次传输, 即每帧对应信息比特为 288bit。至少仿真 3000 帧以计算有关的帧误码率, SNR 被定义为  $E_b/N_0$ ,  $E_b = E_s L_c / (R_c N_t q)$ 。这里对于 CBM,  $L_c = L_0$ 。

图 2 显示了在两种信道相关系数时 CBM 在不同天线参数情况下的帧误码率性能比较。这里, 2T2R 代表  $N_t = 2, N_r = 2$ , 2T3R 代表  $N_t = 2, N_r = 3$ , 2T4R 代表  $N_t = 2, N_r = 4$ 。由于 2T2R,  $L_0 = 2$  情况仅仅考虑收发天线数相同的配置, 它们的性能最差, 原因是简单的 SC/ZF 接收机在该配置下不易充分利用空间分集自由度。在图 2 中, CBM 采用  $L_0 = 2$ ,  $L_0 = 3$  和  $L_0 = 4$  等参数, 并且该图中的仿真都采用简单的 SC/ZF 方案, 有信道译码但是没有采用迭代检测方案(即 0 次迭代)。图 2 中, 下方的实线所示为低相关场合 ( $\rho = 0$ ), 一方面接收天线数越多, CBM 的空间分集度越高, 其对应的性能也越好, 但是需要更多的射频(RF)和基带处理

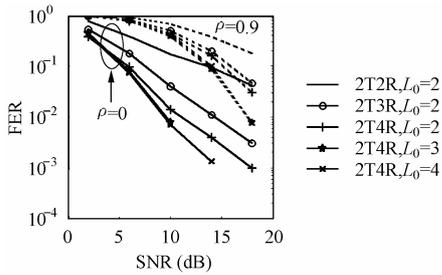


图 2 不同天线参数下 CBM 的性能比较

Fig. 2 Comparison for CBM under different configurations

实现复杂度。并且,在所选择的天线子集数固定为  $L_0 = 2$  时,在较小的总接收天线数  $N_r$  中进行的 CBM 选择将导致一定的性能损失(见带有标志“o”的曲线);另一方面,在虚线所示的高相关场合( $\rho = 0.9$ ),即使选择比较多的接收天线,系统性能都明显减低。这里,配置 2T4R,  $L_0 = 3$  与 2T4R,  $L_0 = 4$  的性能在两种相关系数下基本重叠。因此,为了提高基于天线选择 SC/ZF 接收机的性能以接近最大传输速率,下面的仿真采用迭代检测方案来充分利用可能的空间分集自由度。为了降低总的接收机的实现复杂度,这里外迭代检测的次数仅取 2 次。

图 3 显示了不同天线参数情况下 AAS 与 CBM 的帧误码率性能比较,图中实线和虚线所示分别为低相关( $\rho = 0$ )和高相关场合( $\rho = 0.9$ )。这里  $L_0 = 2$  和  $L_0 = 3$  仅对应于  $N_r = 4$  时的 CBM,取  $L_c = 2$  的 AAS 共有 3 种配置对,即 AAS1、AAS2 和 AAS3 分别对应于配置对( $N_r = 3, L_d = 3$ )、( $N_r = 4, L_d = 3$ )和( $N_r = 4, L_d = 4$ )。图 3 中,在低相关场合,配置对 AAS2(见带有标志“+”的曲线)与配置对 AAS3 的性能接近,它们的性能明显好于两种 CBM 的性能,在误帧率  $10^{-2}$  处, AAS2 和 AAS3 优于方案 CBM,  $L_0 = 3$  (见带有标志“★”的曲线)和方案 CBM,  $L_0 = 2$  分别为 1dB 和 3dB。这一方面由于 AAS 最低的空间分集度可在  $L_c - N_t + 1$  和  $L_d - N_t + 1$  之间变化,而简单的 CBM 分集度低于  $L_0 - N_t + 1$ ,另一方面由于迭代检测有助于系统获得更多的分集增益。在高相关场合,尽管 AAS 与 CBM 的性能都呈现性能降级, AAS2 和 AAS3 的性能依然好于两种 CBM 方案 1dB 以上。此外, AAS1 与方案 CBM,  $L_0 = 3$  的性能相近是由于总接收天线数  $N_r$  太小时,较小的选择自由度导致了分集度损失。为了比较不同相关下

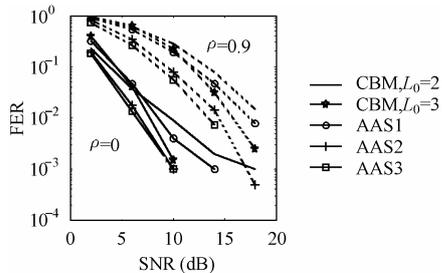


图 3 AAS 与 CBM 的性能比较

Fig.3 Comparison between AAS and CBM under different configurations

AAS 的不同天线使用效率,我们按照测量的  $L_c$  和  $L_d$  的使用效率  $\mu_c$  和  $\mu_d$  于列表 1。另外,当 AAS 与 CBM 的 RF 单元相同时,尽管两者都具有节省 RF 单元个数的优点, AAS 与 CBM 在较低的天线相关条件下将具有不同的基带处理复杂度。由表 1 可见,在高相关场合, AAS 将更多选择  $L_d$  个分支,因此, AAS 与 CBM 有关的基带处理复杂度相近。由于每帧仅需要计算一次式(3)中的伪逆  $\mathbf{G}$ ,在  $L_0$  与  $L_d$  接近的情况下,我们可认为与上面两种算法对应的伪逆  $\mathbf{G}$  的计算量相近,则基带处理复杂度主要由干扰抵消和随后的迫零检测<sup>[1]</sup>的计算复杂度决定。根据前面的分析,在一定的 MIMO 信道相关性下, AAS 比 CBM 处理更少的接收分支,因此, AAS 将具有更低的基带处理复杂度。CBM 的基带实现复杂度近似为  $2N_t L_0$ , AAS 的基带实现复杂度近似为  $2N_t(\mu_c L_c + \mu_d L_d)$ 。结合表 1,在  $q = 2, N_t = 2, N_r = 4$ , CBM 参数  $L_0 = 3$  和 3 种 AAS 参数  $L_c = 2$  的配置下,我们给出了表 2,它表示 AAS 与 CBM,  $L_0 = 3$  的平均复杂度比较,采用的度量为每发送符号矢量处理的浮点运算次数(Flops per vector)。这里, AAS2 与 CBM,  $L_0 = 3$  的比较是公平的,因为两者具有相同的 RF 单元个数与最大的接收分支个数,但是在中、低相关(相关系数小于 0.7)下, AAS2 具有较低的实现复杂度;在高相关(相关系数 0.9)下, AAS2 具有更好的 FER 性能,这因为 AAS2 充分考虑了信道矩阵的列相关特性来选择条件数更好的信道矩阵  $\tilde{\mathbf{H}}$ 。另外, AAS2 相应的处理功耗也比 CBM,  $L_0 = 3$  要低。

考虑图 3、表 1 和表 2,在总接收天线  $N_r = 4$ 、最大射频单元数  $L_d = 3$  和简化的 SC/ZF 接收机等约束条件下, AAS2 配置对可获得较好的 RF 与基带处理复杂度,并在发送天线相关性升高时使得链路的误帧率性能损失的幅度变小。

表 1 测量的 AAS 天线使用效率

$N_t = 2$	$\rho = 0$		$\rho = 0.7$		$\rho = 0.9$	
	$L_c$	$L_d$	$L_c$	$L_d$	$L_c$	$L_d$
$L_c = 2$						
AAS1	73.	27.	29.	71.	4.4	95.6
AAS2	86.	14.	34.	66.	3.3	96.7
AAS3	86.	14.	34.	66.	3.3	96.7

表 2 AAS 与 CBM 的复杂度比较

	Flops per vector		
	$\rho = 0$	$\rho = 0.7$	$\rho = 0.9$
	AAS1	9.1	10.9
AAS2	8.6	10.7	11.9
AAS3	9.1	13.3	15.8
CBM	12		

## 5 结束语

本文提出了一种自适应于发送端天线相关性的天线选择算法,它可以与简化的迭代迫零软干扰抵消接收机方案结合,有效地提高空间复用系统在相关的平坦 MIMO 信道下的性能。本算法采用可变的接收天线数以降低空间衰落相关性的影响,并且兼顾实现复杂度。分析和仿真结果表明,本文所提出的算法是基于信道容量性能准则的 CBM 选择算法的一种有效的扩展方案,它有助于多天线无线通信的环境自适应方面的研究与应用。

## 参 考 文 献

- [1] Foschini G J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell Laboratories Technical Journal*, 1996, 1(2): 41 – 59.
- [2] Shiu D, Foschini G J, Gans M J, Kahn J M. Fading correlation and its effect on the capacity of multi-element antenna systems. *IEEE Trans.on Commun.*, 2000, 48(3): 502 – 513.
- [3] Bölcskei H, Borgmann M, Paulraj A J. Impact of the propagation environment on the performance of space-frequency coded MIMO-OFDM. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 2003, 21(4): 427 – 439.
- [4] Gore D, Heath R W, Paulraj A J. On performance of the zero forcing receiver in presence of transmit correlation. In Proc. IEEE ISIT2002, Lausanne, Switzerland, 2002: 159 – 159.
- [5] Heath R W, Sandhu S, Paulraj A J. Antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers. *IEEE Communica-tions Letters*, 2001, 5(4): 142 – 144.
- [6] Choi Yang-Seok, Molisch A F, Win M Z, Winters J H. Fast algorithms for antenna selection in MIMO systems. In Proc. IEEE VTC 2003, Orlando, Florida USA., 2003, vol.3: 1733 – 1737.
- [7] Gorokhov A, Gore D, Paulraj A J. Receive antenna selection for MIMO spatial multiplexing: theory and algorithms. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(11): 2796 – 2806.
- [8] Ozdemir M K, Arvas E, Arslan H. Dynamics of spatial correlation and implications on MIMO systems. *IEEE Commun. Magazine*, 2004, 42(6): S14 – S19.
- [9] Bahl, Cocke, Jelinek, Raviv. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate. *IEEE Trans.on Inform. Theory*, 1974, IT-20(3): 284 – 287.
- [10] Sellathurai M, Haykin S. Turbo-BLAST performance evaluation in correlated Rayleigh-fading environment. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 2003, 21(4): 340 – 349.
- [11] Benedetto S, Divsalar D, Montorsi G, Pollara F. A soft-input soft-output APP model for iterative decoding of concatenated codes. *IEEE Communications Letters*, 1997, 1(1): 22 – 24.

孟庆民: 男, 1965 年生, 博士生, 研究方向为迭代译码和空时信号处理等.

颜永庆: 男, 1965 年生, 博士后, 研究方向为空时信号处理等.

尤肖虎: 男, 1962 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为未来宽带移动通信理论与技术.

Jae Young Ahn: 男, 高级研究员, 研究方向为未来宽带移动通信理论与技术.