

MIMO 系统中分集增益和空间复用增益的折衷关系

黄丘林 史小卫

(西安电子科技大学天线与微波技术国家重点实验室 西安 710071)

摘要: 论文导出了分集增益与空间复用增益间的最佳折衷关系式。该关系式为阶梯递减右连续函数, 阶梯数等于接收天线数目。分集增益的取值与分组长度有关, 只有当分组长度不小于发射天线数目时才能获得满分集增益。折衷关系表明, 采用合适的空时编码可以同时获得分集增益和空间复用增益, 但是两种增益不能同时达到最大。由最佳折衷关系可以推测一定空间复用增益时可得到的最大分集增益, 以及一定分集增益时能获得的最大空间复用增益。

关键词: 多入多出; 空时编码; 分集增益; 空间复用增益

中图分类号: TN919.72

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)03-0681-05

Tradeoff between Diversity Gain and Multiplexing Gain in MIMO Systems

Huang Qiu-lin Shi Xiao-wei

(National Key Laboratory of Antennas and Microwave Technology, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: An optimal tradeoff formula between diversity gain and multiplexing gain was derived. The formula is a step decreasing and right continuous function, and the number of steps is equal to the number of receiving antennas. The diversity gain is relative to the block length, and can amount to the full diversity gain only when the block length is no less than the number of transmit antennas. The tradeoff shows that suitable space time codes would provide diversity gain and multiplexing gain simultaneously. However, two gains can not achieve the maximum level at the same time. By the tradeoff formula, the maximum diversity gain under a certain multiplexing gain can be estimated, and vice versa.

Key words: MIMO; Space-time code; Diversity gain; Multiplexing gain

1 引言

采用多天线可以有效改善无线通信系统的性能^[1,2]。众所周知, 发射分集和接收分集可以提供一定的分集增益, 常常用来对抗多径衰落。相对于单天线系统, 采用接收分集或发射分集的通信系统, 其发射信号从发射端到接收端有更多的传输路径, 这种重复传输可以降低误码率, 保证信号的可靠接收。如果在发射端和接收端同时使用多天线, 那么就构成一个多入多出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)系统。已有的研究表明, MIMO系统具有更高的信道容量, 如果采用合适的发射方案, 可以获得比单天线系统高得多的频谱利用率。在发射端将数据流分成多个子数据流从不同的天线发射出去, 这样可以提高传输速率, 同时并不需要增加传输的功率和带宽。这种技术称为空间复用 (spatial multiplexing) 技术^[3], 带来的传输速率的提高称为空间复用增益。对于一个包含 n 个发射天线和 n 个接收天线的MIMO系统, 采用空间复用技术后最多可以获得 n 倍于单天线系统的传输速率或频谱利用率。

MIMO系统性能的改善依赖于合适的空时编码方案。空时编码技术是1998年由Tarokh^[4]等人提出的一项基于发射分集的编码技术。该技术同时利用时间和空间两维信号处理来构造码字, 能够有效地对抗信道衰落, 提高功率效率, 并且能够在传输信道中实现并行多路传输, 提高频谱效率。目前, 空时编码主要有分层空时码(LSTC)^[5], 空时网格码(STTC)^[4], 空时分组码(STBC)^[6], 酉空时码^[7]以及差分空时码^[8]等, 其中前3种空时编码方法需要进行信道估计, 后两种不需要进行信道估计。

本文将分集增益与空间复用增益联合起来考虑, 分析了两者的关系, 导出了两种增益间的最佳折衷关系式, 它反映了两种增益的性能极限。研究表明, 采用合适的空时编码可以同时获得分集增益和空间复用增益, 但两种增益要受到最佳折衷关系的限制。已往的文献对两种增益间关系的研究不多, 各种空时编码方法往往是为了追求最大分集增益或者最大空间复用增益。文献[9]对两种增益之间的关系进行了研究, 得出与本文相似的结论, 给出了一种折衷关系。与之相比, 本文所给的折衷关系更具指导意义。本文对分集增益的定义与文献[4]类似, 都利用了成对差错概率。而文献[9]的定义是考虑了加性噪声、信道响应矩阵以及发送码字后的平均

差错概率。

本文其它部分内容安排如下：第2节介绍系统模型及分集增益和空间复用增益的定义；第3节推导两种增益之间的折衷关系，并进行了分析；第4节利用折衷关系对空时网格码、空时分组码以及分层空时码的性能进行了分析和评价；论文的最后对全文进行总结。

2 系统模型及有关定义

2.1 MIMO 信道容量

考虑一个具有 n_R 个接收天线和 n_T 个发射天线的 MIMO 系统，在一个分组长度 l 内，发射信号和接收信号的关系可表示为

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{\text{SNR}}{n_T}} \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{N}_0 \quad (1)$$

其中 $\mathbf{Y} \in \mathbf{C}^{n_R \times l}$ 为接收信号矩阵， $\mathbf{H} = [h_{ij}]^{n_R \times n_T}$ 为 $n_R \times n_T$ 阶信道响应矩阵， \mathbf{N}_0 为加性高斯白噪声向量， $\mathbf{X} \in \mathbf{C}^{n_T \times l}$ 为发射码字矩阵

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & \cdots & x_l^1 \\ x_1^2 & x_2^2 & \cdots & x_l^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_1^{n_T} & x_2^{n_T} & \cdots & x_l^{n_T} \end{bmatrix} \quad (2)$$

满足如下归一化条件：

$$\|\mathbf{X}\|_F^2 \leq n_T l$$

$\|\cdot\|_F$ 表示矩阵的 Frobenius 范数。对于瑞利衰落信道，信道响应矩阵 \mathbf{H} 的每个元素独立，均服从零均值、单位方差的复高斯分布^[1]。平坦瑞利衰落信道下 MIMO 系统采用均匀功率分配方案时的信道容量为^[1]

$$C = \log \det \left(\mathbf{I}_{n_R} + \frac{\text{SNR}}{n_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right), \quad \text{bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}) \quad (3)$$

对所有可能的 h_{ij} 求信道容量的数学期望，可得信道容量均值：

$$C = E \left[\log \det \left(\mathbf{I}_{n_R} + \frac{\text{SNR}}{n_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] \quad (4)$$

对 \mathbf{H} 进行奇异值分解，设 λ_i 为 $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ 的特征值，则式(4)可改写为

$$C = E \left[\sum_{i=1}^{n_R} \log_2 \left(1 + \frac{\text{SNR} \lambda_i}{n_T} \right) \right] \quad (5)$$

进一步可得在大信噪比时，

$$C = \min(n_T, n_R) \log \frac{\text{SNR}}{n_T} + o(1) \quad (6)$$

对于自适应功率分配情况，可以采用“注水法”得到最佳功率分配时的信道容量：

$$C = \sum_{i=1}^{\min(n_T, n_R)} \log_2 (\lambda_i \mu)^+ \quad (7)$$

λ_i 为 $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ 的非零特征值， μ 满足

$$\sum_i \left(\mu - \frac{1}{\lambda_i} \right)^+ = \text{SNR} \quad (8)$$

其中 $+$ 表示仅取值为正数的项。将式(8)代入式(7)，得

$$C = \sum_{i=1}^{\min(n_T, n_R)} \log \left[\lambda_i \left(\frac{\text{SNR}}{\min(n_T, n_R)} + \frac{1}{\min(n_T, n_R)} \sum_{i=1}^n \lambda_i \right) \right] \quad (9)$$

大信噪比时，

$$C = \min(n_T, n_R) \log \frac{\text{SNR}}{\min(n_T, n_R)} + o(1) \quad (10)$$

可见，在非相关衰落信道下，无论是平均功率分配还是最佳功率分配，MIMO 系统都可等效地看成 $\min(n_T, n_R)$ 个并行 SISO 系统的叠加，信道容量随 $\log \text{SNR}$ 线性增加，是 SISO 系统信道容量的 $\min(n_T, n_R)$ 倍。

2.2 定义

对于某种空时编码方案 C ，由于可能存在符号在同一发射支路或不同发射支路上重复传输的情况，传输速率必定不大于信道容量，假设传输速率为

$$R(\text{SNR}) = kC(\text{SNR}), \quad 0 \leq k \leq 1 \quad (11)$$

将 MIMO 系统能够得到的传输速率与 SISO 系统的最大传输速率的比值定义为空间复用增益^[9]，即

$$r = \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{R(\text{SNR})}{\log \text{SNR}} \quad (12)$$

则 $r = k \min(n_T, n_R)$ ，MIMO 系统能够得到的最大空间复用增益 $r_{\max} = \min(n_T, n_R)$ 。

对于空时编码 C ，传输的符号可能经由不同的传输路径到达接收机，这样可以提供分集增益，降低误码率。本文对分集增益的定义如下：

$$d = \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{\log P(\text{SNR})}{-\log \text{SNR}} \quad (13)$$

其中 $P(\text{SNR})$ 为帧差错概率，它是所有差错事件的成对差错概率之和。

以上对分集增益的定义与文献[4]有所不同。文献[4]采用的是某一差错事件的成对错误概率，此处采用了帧差错概率，包含了所有差错事件。但是，这个差异并不影响对最大分集增益的分析。

在平均意义上，一个分组长度内任一符号重复出现 $1/k$ 次。显然，编码方案 C 使符号在传输路径中出现重复与不重复分别提供分集增益和空间复用增益。

3 最佳折衷关系

3.1 慢衰落

首先考虑慢衰落情况，采用极大似然准则对信号进行估计，假设 MIMO 系统发射码字序列和接收码字序列分别为 \mathbf{c} 和 \mathbf{e} ：

$$\begin{aligned} \mathbf{c} &= c_1^1 c_1^2 \cdots c_1^{n_T} c_2^1 c_2^2 \cdots c_2^{n_T} \cdots c_l^1 c_l^2 \cdots c_l^{n_T} \\ \mathbf{e} &= e_1^1 e_1^2 \cdots e_1^{n_T} e_2^1 e_2^2 \cdots e_2^{n_T} \cdots e_l^1 e_l^2 \cdots e_l^{n_T} \end{aligned}$$

则差别矩阵为

$$\mathbf{B}(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \begin{bmatrix} c_1^1 - c_1^1 & e_2^1 - c_2^1 & \cdots & e_l^1 - c_l^1 \\ c_1^2 - c_1^2 & e_2^2 - c_2^2 & \cdots & e_l^2 - c_l^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_1^{n_T} - c_1^{n_T} & e_2^{n_T} - c_2^{n_T} & \cdots & e_l^{n_T} - c_l^{n_T} \end{bmatrix}$$

如果 $\mathbf{B}(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \neq \mathbf{0}$, 就出现错误接收。根据文献[4], 莱斯衰落信道时的成对差错概率为

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) \leq \prod_{j=1}^{n_R} \prod_{i=1}^{n_T} \frac{1}{1 + \frac{\text{SNR}}{4} \lambda_i} \exp \left(-\frac{K_{ij} \frac{\text{SNR}}{4} \lambda_i}{1 + \frac{\text{SNR}}{4} \lambda_i} \right) \quad (14)$$

其中 λ_i 为 $\mathbf{B}\mathbf{B}^H$ 的特征值, $K_{ij} = E(\beta_{ij})^2$, β_{ij} 独立且服从单位方差的复高斯分布。大信噪比时,

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) \leq \left(\frac{\text{SNR}}{4} \right)^{-\text{rank}(\mathbf{B}\mathbf{B}^H)n_R} \left[\prod_{i=1}^{\text{rank}(\mathbf{B}\mathbf{B}^H)} \lambda_i \right]^{n_R} \cdot \prod_{j=1}^{n_R} \prod_{i=1}^{\text{rank}(\mathbf{B}\mathbf{B}^H)} \exp(-K_{ij}) \quad (15)$$

对于瑞利衰落信道,

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) \leq \left[\prod_{i=1}^{n_T} \left(1 + \frac{\text{SNR}}{4} \lambda_i \right) \right]^{-n_R} \quad (16)$$

大信噪比时,

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) \leq \left(\frac{\text{SNR}}{4} \right)^{-\text{rank}(\mathbf{B}\mathbf{B}^H)n_R} \left[\prod_{i=1}^{\text{rank}(\mathbf{B}\mathbf{B}^H)} \lambda_i \right]^{-n_R} \quad (17)$$

使用联合界技术, 可以计算出码的帧差错概率的上界。由于成对差错概率随 SNR 呈指数下降, 因此当 SNR 较大时, 帧差错概率 $P(\text{SNR})$ 主要受最小的 $\text{rank}(\mathbf{B}\mathbf{B}^H)n_R$ 值决定的成对差错概率的影响。由于 $\text{rank}(\mathbf{B}) = \text{rank}(\mathbf{B}\mathbf{B}^H)$, 所以对莱斯衰落信道和瑞利衰落信道情况, MIMO 系统能够得到的最大分集增益都为

$$d = \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{\log P(\text{SNR})}{-\log \text{SNR}} = \min \{ \text{rank}(\mathbf{B}) \} n_R \quad (18)$$

当 \mathbf{c} 和 \mathbf{e} 中仅有一个符号不同时 \mathbf{B} 具有最小秩, 由于同一个符号出现 $1/k$ 次, 所以有

$$\min \{ \text{rank}(\mathbf{B}) \} = \begin{cases} \lfloor \frac{1/k}{l} \rfloor, & l \geq n_T \\ \lfloor \frac{1/k}{n_T} \rfloor, & l < n_T \end{cases}$$

其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示下取整, 且当分子除不尽时取整加 1。将 $r = k \min(n_T, n_R)$ 代入上式可得空间复用增益与最大分集增益间的关系:

$$d(r) = \begin{cases} n_R \lfloor \frac{\min(n_T, n_R)}{rl} \rfloor, & l \geq n_T \\ n_R \lfloor \frac{\min(n_T, n_R)}{rn_T} \rfloor, & l < n_T \end{cases} \quad (19)$$

3.2 快衰落

对于快衰落信道, 由文献[4]得成对差错概率:

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) \leq \prod_{\tau \in \nu(\mathbf{c}, \mathbf{e})} \left(\left| \mathbf{e}_\tau - \mathbf{c}_\tau \right|^2 \frac{\text{SNR}}{4} \right)^{-n_R} \quad (20)$$

其中 $\nu(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ 表示使 $\mathbf{e}_\tau - \mathbf{c}_\tau \neq \mathbf{0}$ 时 $\tau (0 \leq \tau \leq l)$ 的集合, 假设集合 $\nu(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ 的元素总数为 $|\nu(\mathbf{c}, \mathbf{e})|$, 那么

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) \leq \left(\frac{\text{SNR}}{4} \right)^{-|\nu(\mathbf{c}, \mathbf{e})|n_R} \prod_{\tau \in \nu(\mathbf{c}, \mathbf{e})} \left| \mathbf{e}_\tau - \mathbf{c}_\tau \right|^{-2n_R} \quad (21)$$

同样, 使用联合界技术, 可以计算出码的帧差错概率的上界。帧差错概率 $P(\text{SNR})$ 主要受最小的 $|\nu(\mathbf{c}, \mathbf{e})| n_R$ 值决定的成对差错概率的影响。此时, MIMO 系统能够得到的最大分集增益为

$$d = \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{\log P(\text{SNR})}{-\log \text{SNR}} = \min \{ |\nu(\mathbf{c}, \mathbf{e})| \} n_R \quad (22)$$

分析可知

$$\min \{ |\nu(\mathbf{c}, \mathbf{e})| \} = \begin{cases} \lfloor \frac{1/k}{l} \rfloor, & l \geq n_T \\ \lfloor \frac{1/k}{n_T} \rfloor, & l < n_T \end{cases}$$

所以, 快衰落信道情况下空间复用增益与最大分集增益的折衷关系与慢衰落情况是一致的。

3.3 折衷关系分析

由以上分析可知, 慢衰落信道和快衰落信道都具有相同的 $r-d$ 最佳折衷关系, $d(r)$ 的取值与分组长度 l 有关。

当 $l \geq n_T$ 时, $\max \{ \min(\text{rank} \mathbf{B}) \} = n_T$, 此时得到分集增益的极大值 $d_{\max} = n_T n_R$, 对应的空间复用增益的最小值 $r_{\min} = \min(n_T, n_R) / (n_T l)$ 。当 $l < n_T$ 时, $\max \{ \min(\text{rank} \mathbf{B}) \} = l$, 此时空间复用增益仍可取到最小值 r_{\min} , 对应的分集增益为 $d_{\max}^* = l n_R < n_T n_R$ 。可见, 只有当分组长度不小于发射天线数目时才可能得到满分集增益 $n_T n_R$ 。

最大空间复用增益 $r_{\max} = \min(n_T, n_R)$, 此时得到最小的分集增益 $d_{\min} = n_R$, 与分组长度如何取值无关。这种情况可理解为 $\min(n_T, n_R)$ 个并行 SISO 信道传输互不相同的信息, 而每个支路上的信息都有 n_R 个接收天线接收, 因此得到的分集增益为 n_R 。

受码字矩阵阶数的限制使得 $1/k \in [1, l n_T]$, 空间复用增益 $r \in [r_{\min}, r_{\max}]$, 与以上分析得到的范围是一致的, 取值可由下式表示:

$$r(i) = \frac{\min(n_T, n_R)}{n_T l - i}, \quad i \in [0, l n_T - 1]$$

由分析可知, $r-d$ 关系式为阶梯递减右连续函数, 且阶

梯数目等于接收天线数目 n_R 。根据该关系式可以推测一定空间复用增益时可得到的最大分集增益, 以及一定分集增益时能获得的最大空间复用增益。

考虑一个具有 4 个发射天线和 4 个接收天线的 MIMO 系统, 分组长度 l 取 1, 2, 3, 4, 图 1 给出了 4 种情况下的 $r-d$ 最佳折衷关系。 $l=1, 2, 3$ 时, MIMO 系统能够获得的最大分集增益分别等于 4, 8, 12, $l=4$ 时才得到满分集增益 16。一定水平的分集增益对应一段空间复用增益的范围, 从中可以找出最大空间复用增益的极限。

当 $l \geq n_T$ 时得到最大分集增益的 $r(i)$ 的范围为 $\left[\frac{\min(n_T, n_R)}{n_T l}, \frac{\min(n_T, n_R)}{(n_T - 1)l} \right)$ 。显然, $r(i)$ 的取值与 l 有关, l 取值越大该范围的取值就越小, 也就意味着最大分集增益时能够获得的最大空间复用增益就越小。实际上对每个阶梯都存在相同的问题。

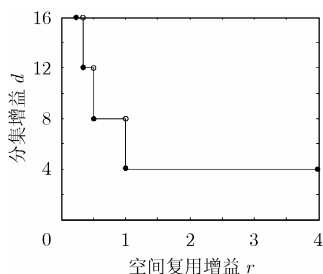


图 1 (4,4)系统 $r-d$ 最佳折衷关系

4 对几种空时编码方案的评价

频带利用率和误码率是空时编码的两个主要性能指标, $r-d$ 折衷关系将两者联系起来, 给出了空间复用增益和分集增益的性能极限。采用合适的编码方案, 可以同时获得分集增益和空间复用增益, 并得到限定条件下的最佳折衷性能。本节将对平坦瑞利衰落信道下的空时网格码、空时分组码以及分层空时码的折衷性能进行分析和比较。

4.1 空时网格码

STTC由Tarokh, Seshadri和Calderbank首次提出^[4], 它将差错控制编码、调制、发射和接收分集进行联合设计, 能够同时得到较大的频谱利用率和分集增益。在平坦瑞利衰落信道下, STTC的成对差错概率由式(16)给出。根据第 3 节的分析可知, STTC能够得到空间复用增益和分集增益的最佳折衷关系, 既可以获得满分集增益 $n_T n_R$, 也可以获得最大的空间复用增益 $\min(n_T, n_R)$ 。然而, STTC存在一个潜在的缺陷, 就是随着每一符号所包含的比特数的增加, 最大似然译码器的复杂度呈指数上升, 因而限制了数据传输速率。

4.2 空时分组码

1998 年 Alamouti 提出一种简单的双路分集发射方案^[10], 1999 年Tarokh等人将Alamouti方案推广到多个发射天线的情形, 形成了基于正交设计概念的STBC方案^[6]。STBC的传输矩阵各行相互正交, 以 $n_T = 4$ 的实信号空时分

组码为例, 若需传输的信号序列为 $x_1 x_2 x_3 x_4$, 则传输矩阵为

$$\mathbf{X}_4 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & x_4 & x_1 & x_2 \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix}$$

\mathbf{X}_4 任意两行的内积都为 0, 亦即各行两两正交。

若发射码字矩阵为 \mathbf{X} , 则 STBC 根据式(2)按列在各时刻完成一个编码码字的发送, 且

$$\mathbf{X}\mathbf{X}^H = (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_l|^2) \mathbf{I}_{n_T \times n_T}$$

差别矩阵 $\mathbf{B}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ 满足

$$\mathbf{B}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})\mathbf{B}^H(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = (|x_1 - \hat{x}_1|^2 + |x_2 - \hat{x}_2|^2 + \dots + |x_l - \hat{x}_l|^2) \mathbf{I}_{n_T \times n_T}$$

显然, $\mathbf{B}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})\mathbf{B}^H(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ 为满秩矩阵, STBC 可实现满分集增益 $n_T n_R$, 但只能得到较小的空间复用增益, 其变化范围在区间 $\left[\frac{\min(n_T, n_R)}{n_T l}, \frac{\min(n_T, n_R)}{(n_T - 1)l} \right)$ 内, 最大的空间复用增益

不超过 $\frac{\min(n_T, n_R)}{(n_T - 1)l}$ 。

4.3 分层空时码

LSTC由Bell实验室首先提出^[5], 它的突出特点是可以在同一空间范围内通过一维处理方法处理多维信号, 接收机复杂度随数据率的增加而线性升高。根据信源信息到发射天线的映射方式不同, LSTC可以分为垂直分层空时码(VLST)^[5]、水平分层空时码(HLST)、对角分层空时码(DLST)^[11]以及螺旋分层空时码(TLST)^[12]。此处仅对HLST进行分析。设发射码字序列和接收码字序列分别为 \mathbf{c} 和 \mathbf{e} , 在平坦瑞利衰落信道下发射 \mathbf{c}^k 而接收机判断为 \mathbf{e}^k 的成对差错概率为

$$P(\mathbf{c}^k \rightarrow \mathbf{e}^k) \leq \left(1 + \frac{\text{SNR}}{4} |\mathbf{c}^k - \mathbf{e}^k|^2 \right)^{-(n_R - k)}, k = 0, 1, \dots, n_T - 1$$

那么, 最早检测出来的信号的分集增益仅为 $n_R - n_T + 1$, 最后检测出来的信号的分集增益为 n_R 。显然, HLST 能够获得的最大分集增益仅为 n_R 。若 $n_T = n_R = l$, 那么空间复用增益 $r \in [1, \min(n_T, n_R)]$ 。虽然 HLST 不能获得满分集增益, 但是它可以获得最大的空间复用增益 $r_{\max} = \min(n_T, n_R)$, 也就是可以得到最高的频谱利用率。

5 结束语

频带利用率和误码率是空时编码的两个主要性能指标, 分别对应空间复用增益和分集增益。本文分析了两种增益间的关系, 导出了其最佳折衷关系式。该关系式为阶梯递减右连续函数, 且阶梯下降的水平等于接收天线的数目。分集增益的取值与分组长度有关, 只有当分组长度不小于发射天线数目时才能获得满分集增益 $n_T n_R$; 如果分组长度小于发射天线数目, 那么系统能够获得的最大分集增益仅为 ln_R 。一定水平的分集增益对应的空间复用增益也与分组长度有关。

当分组长度不小于发射天线数目时, 分组长度越小则获得的最大空间复用增益就越大, 因此最佳的情况是分组长度等于发射天线数目。根据最佳折衷关系可以推测一定空间复用增益时可得到的最大分集增益, 以及一定分集增益时能获得的最大空间复用增益。折衷关系表明, 采用合适的空时编码可以同时获得分集增益和空间复用增益, 并得到限定条件下的最佳折衷性能。

参 考 文 献

- [1] Foschini G J and Gans M J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 1998, 6(3): 311–335.
 - [2] Paulraj A J, Gore D A, and Nabar R U, *et al.* An overview of MIMO communications—A key to gigabit wireless. *Proc. IEEE*, 2004, 92(2): 198–218.
 - [3] Bölcskei H, Gesbert D, and Paulraj A J. On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems. *IEEE Trans. on Commun.*, 2002, 50(2): 225–234.
 - [4] Tarokh V, Seshadri N, and Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criteria and code construction. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1998, 44(2): 744–765.
 - [5] Foschini G J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas. *Bell Lab. Technical Journal*, 1996, 1(2): 41–59.
 - [6] Tarokh V, Jafarkhani H, and Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1999, 45(5): 1456–1466.
 - [7] Hochwald B M and Marzetta T L. Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in layleigh flat fading. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2000, 46(2): 543–563.
 - [8] Tarokh V and Jafarkhani H. A differential detection scheme for transmit diversity. *IEEE Journal on Areas in Communications*, 2000, 18(7): 1169–1174.
 - [9] Zheng L and Tse D N C. Diversity an multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels. *IEEE Trans. on Inform Theory*, 2003, 49(5): 1073–1096.
 - [10] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1451–1457.
 - [11] Shiu D and Kahn J M. Layered space-time codes for wireless communications using multiple transmit antennas. 1999 IEEE International Conference on Communications, Vancouver, Canada, June 1999, 1: 436–440.
 - [12] Gamal H E and Hammons A R. A new approach to layered space-time coding and signal processing. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2001, 47(6): 2321–2334.
- 黄丘林: 男, 1978年生, 讲师, 博士生, 研究方向为射频识别及 MIMO 无线通信技术。
- 史小卫: 男, 1963年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为智能天线、射频识别及电磁兼容。