

# 第六章 多输入多输出 (MIMO) & 空时编码的无线系统

# 主要内容

---

第一节：MIMO的基本原理

第二节：MIMO的检测算法

第三节：MIMO系统的容量

第四节：MIMO应用示例

第五节：空时编码

# 矩阵基础知识

给定  $A \in M_n$ 、 $x \in C^n$ ，称满足方程  $Ax = \lambda x$ ， $x \neq 0$  的标量  $\lambda$  为矩阵  $A$  的**特征值**，非零向量  $x$  称作矩阵  $A$  对应于  $\lambda$  的**特征向量**。

如果  $\lambda_1, \dots, \lambda_n$  是矩阵  $A$  的  $n$  个特征值，则有

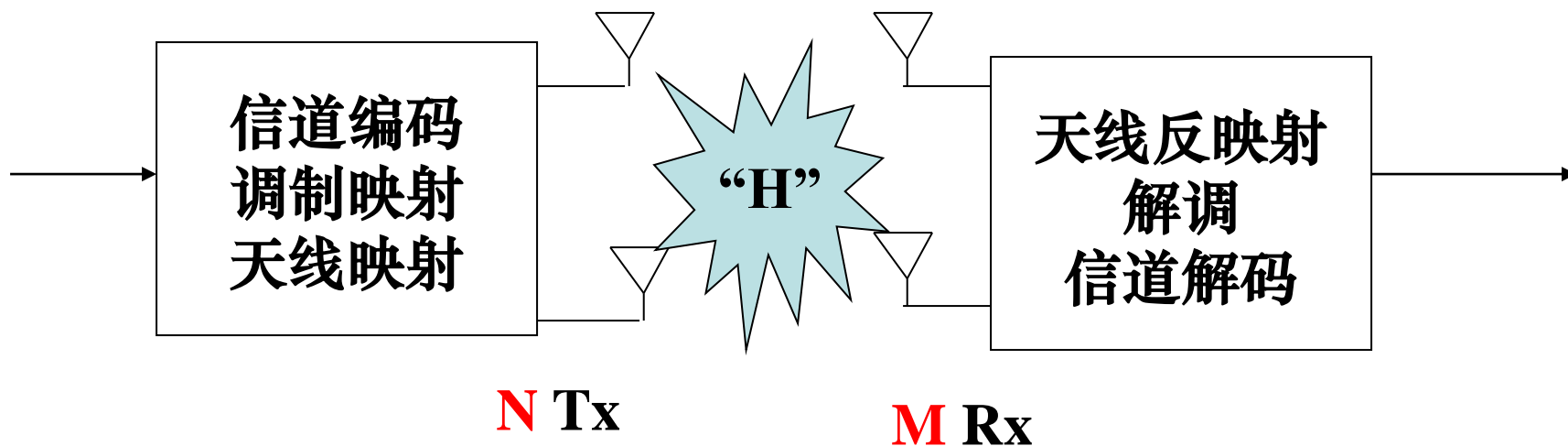
矩阵的迹  $trA = \sum_{i=1}^n \lambda_i$       和       $\det A = \prod_{i=1}^n \lambda_i$       矩阵的行列式

对于  $A \in M_{m,n}$ ， $A$  的**秩**表示  $A$  中线性无关的最大列/行数目。

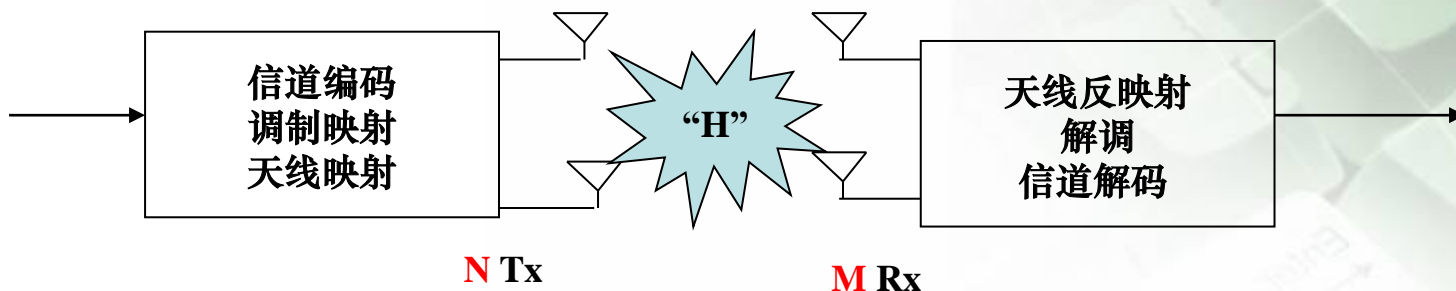
# 第一节 MIMO 的基本原理

# MIMO 系统定义

MIMO (Multiple Input Multiple Output) 系统可以简单的定义为在发射端和接收端同时使用多个天线的通信系统。其系统框架如下所示：

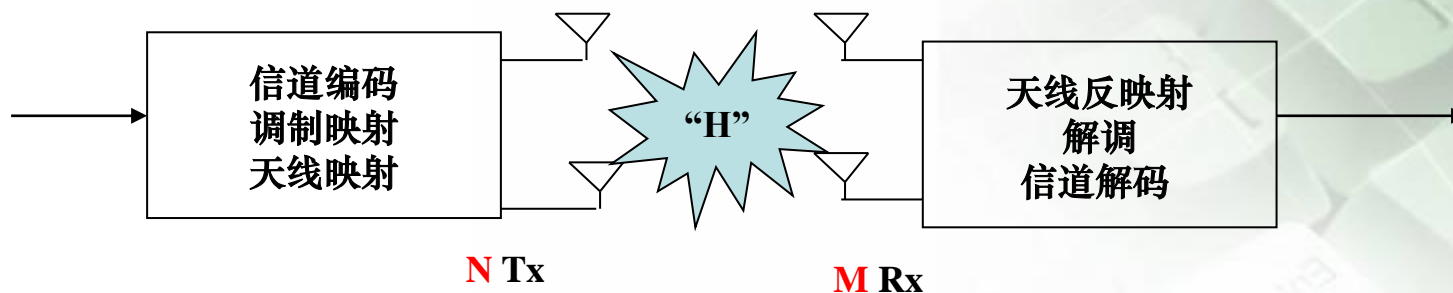


# 发射端操作



- 输入的**二进制数据流**，经过**差错控制编码**和**调制映射**到复数调制符号（QPSK, M-QAM等），产生出对应多个发射天线的多路并行数据符号流。这些数据流之间可以是**完全独立的**，也可能是**部分或者完全冗余的**。
- **天线映射**操作可以包含对天线元素的线性空间加权（波束形成）或者空时预编码。
- 最后，经过上变频、滤波和功率放大等一系列操作，信号被发射到实际的无线信道中。

# 接收端操作



在接收端也可以通过多天线来捕获信号，通过反映射、解调和解码等一系列与发射端相反的操作来恢复原始发送信号。

用于选择编码和天线映射算法的复杂度、智能化程度和信道检测的精确度取决于具体的应用环境，而这也共同决定了多天线系统实现中的类型和性能。

# 目的

MIMO思想的出发点是期望通过**无线链路收发两端信号之间的联合**（Combining）来达到下列目标：

- ⤴ **空间分集**：提高系统通信质量（误比特率）
- ⤴ **空间复用**：改进每个MIMO用户的数据数率（bits/sec）。



# 目的

- 空间分集：是指利用多根发送天线将具有相同信息的信号通过不同的路径发送出去，同时在接收机端获得同一个数据符号的多个独立衰落的信号，从而获得分集提高的接收可靠性。
- 举例来说，在慢瑞利衰落信道中，使用一根发射天线 $n$ 根接收天线，发送信号通过 $n$ 个不同的路径。如果各个天线之间的衰落是独立的，可以获得最大的分集增益为 $n$ 。
- 对于发射分集技术来说，同样是利用多条路径的增益来提高系统的可靠性。在一个具有 $m$ 根发射天线 $n$ 根接收天线的系统中，如果天线对之间的路径增益是独立均匀分布的瑞利衰落，可以获得的最大分集增益为 $mn$ 。

# 目的

- 空间复用：就是在接收端和发射端使用多副天线，充分利用空间传播中的多径分量，在同一频带上使用多个数据通道（M I M O子信道）发射信号，从而使得容量随着 天线数量的增加而线性增加。
- 这种信道容量的增加不需要占用额外的带宽，也不需要消耗额外的发射功率，因此是提高信道和系统容量一种非常有效的手段。

# 主要特性

- 多径效应会影响信号质量，因此，如何消除多径效应是传统的天线系统需要解决的关键问题。
- MIMO 系统一个非常重要的性能是可以将传统观点上认为的**多径传播**这一对无线传输有害的特性转变为对用户有利的一面。它利用多径效应来改善通信质量。在MIMO系统中，收发双方使用多副可以同时工作的天线进行通信。MIMO系统通常采用复杂的信号处理技术来显著增强可靠性、传输范围和吞吐量。发射机采用这些技术同时发送多路射频信号，接收机再从这些信号中将数据恢复出来

# 主要特性

MIMO 可以有效地利用**随机衰落和多径时延扩展来成倍提高传输数率**。MIMO 能够在**不增加系统带宽**（只是增加了系统硬件实现的复杂度）的同时大幅度地提高无线通信的速率，这使其成为新近的研究热点。

- 多天线阵发送和接收技术本质上是空间分集与时间分集技术的结合，有很好的抗干扰能力；
- 进一步将多天线发送和接收技术与信道编码技术结合，可以极大地提高系统的性能，这样导致了空时编码技术的产生。空时编码技术真正实现了空分多址，

# 主要特性

- 多天线阵发送和接收技术本质上是空间分集与时间分集技术的结合，有很好的抗干扰能力；
- 进一步将多天线发送和接收技术与信道编码技术结合，可以极大地提高系统的性能，这样导致了空时编码技术的产生。空时编码技术真正实现了空分多址，

# 主要特性

- MIMO天线阵列的设计
- 一般情况下，基站天线架设的较高，天线阵列周围的近场散射相对较为微弱，因而为了在不同阵元上获取不相关的信号往往需要将阵元间至少保持10倍波长间距。当天线数量较大时，基站线阵列的架设将可能存在障碍。对于移动终端而言，由于近场散射体较为丰富，一般认为天线阵元间距 $1/2$ 波长以上就可以使信号相关性足够微弱。极化天线阵可以在同一空间位置利用相互正交的极化状态实现阵元见得不相关性，因而可相对的减小天线阵列的尺寸。

# 主要特性

- MIMO系统的信号处理
- 处于衰落环境中的阵列天线通信系统面临着同信道干扰和符号间干扰。为了逼近多天线系统的容量需要很好地信号处理技术。高性能、低复杂度的信号检测方法或联合检测方法一直是研究者的热点内容。



# 主要特性

- MIMO系统的复杂度问题
- 由于MIMO系统中信号被扩展至空时二维中，与单天线系统相比，其信道估计、信道均衡、译码、检测环节的复杂度都将随着天线数量或者信号调制阶数的增长而急剧增加，而算法计算量又将直接影响到处理时延、设备功耗以及待机时间。同时，在实际应用中，限制MIMO系统的一个关键因素就是多个射频链路所带来的的昂贵成本。



# 主要特性

- MIMO系统的复杂度问题
- 对于降低“软件”的计算复杂度，为MIMO系统提供更为简单而且有效的信号处理方法和各种空时编、译码方案层出不穷。对于降低“硬件”成本，天线选择则是一项非常关键的技术，其可在保持MIMO技术优点的同时，大幅度降低处理复杂度和硬件成本，是将MIMO系统推向实用化的一个研究重点。

# 主要特性

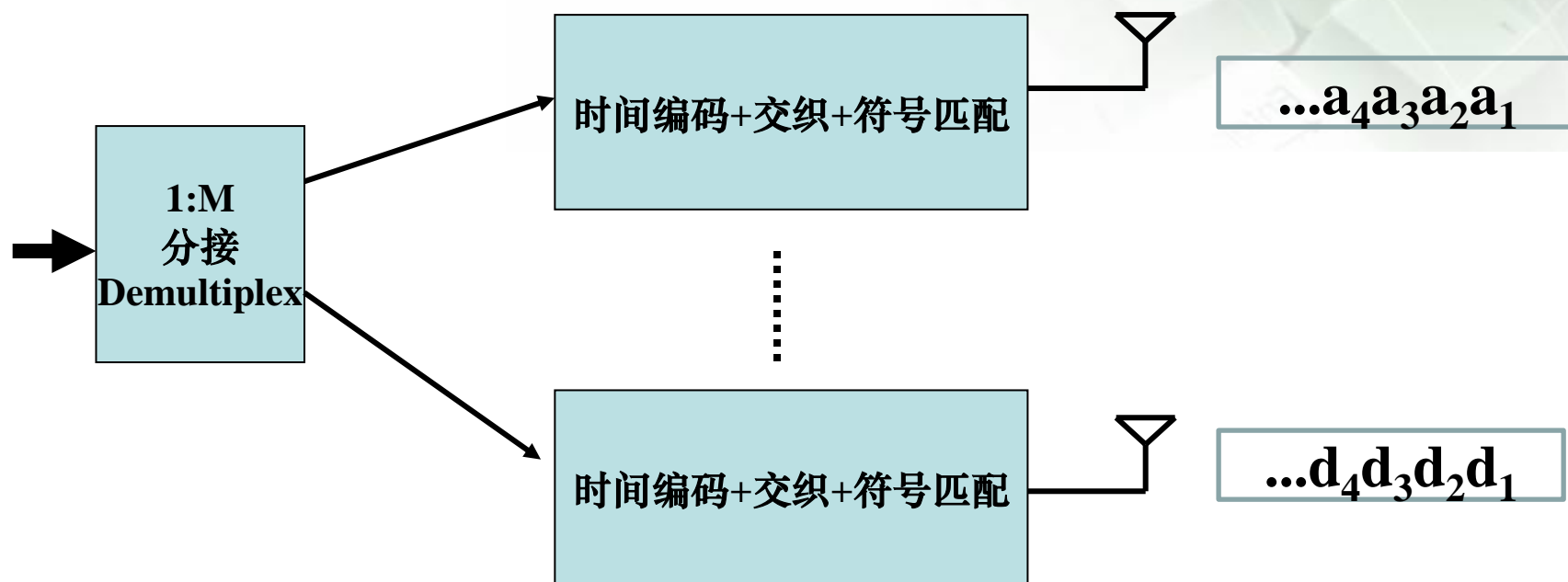
- MIMO系统的分集与复用
- MIMO系统的本质是提供分集增益和复用增益。前者保证系统的传输可靠性，后者提高系统的传输速率。
- 研究初期大多数工作集中在发送分集和空间复用单独使用或单独与编码结合使用，研究表明，多天线系统能同时提供分集和空间复用，两者之间存在折衷关系。通过合理利用MIMO系统分集和复用两种模式来最大限度获得系统增益是非常值得探讨的。

# 主要特性

- 多用户MIMO系统
- 从理论上讲，多用户MIMO系统的容量域已经得到解决，但是如何让容量域满足各种用户对传输速率的要求，仍然没有很好地解决。
- 在广播信道中，由于MIMO系统存在天线间和用户间干扰，如何设计发送向量以消除用户间的共信道干扰，如何使功率受限时系统的容量和每个用户特定QoS的功率控制最优化的问题，以及存在多小区多用户系统时的相关技术仍是研究重点。

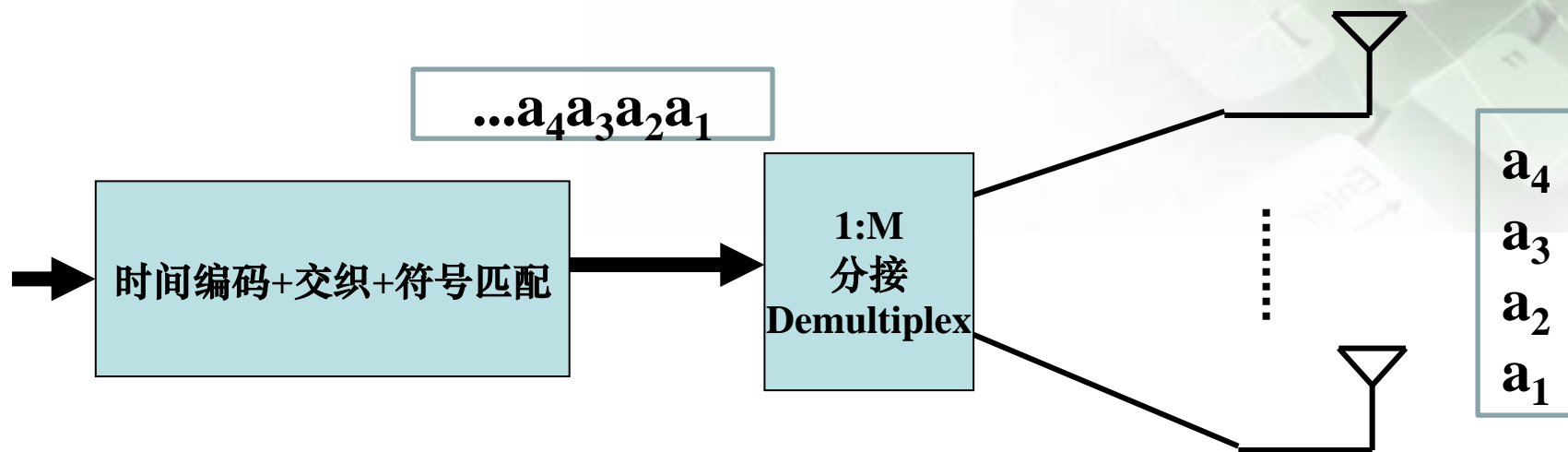
# MIMO的发送结构

# MIMO的分层空时编码(LSTC)结构



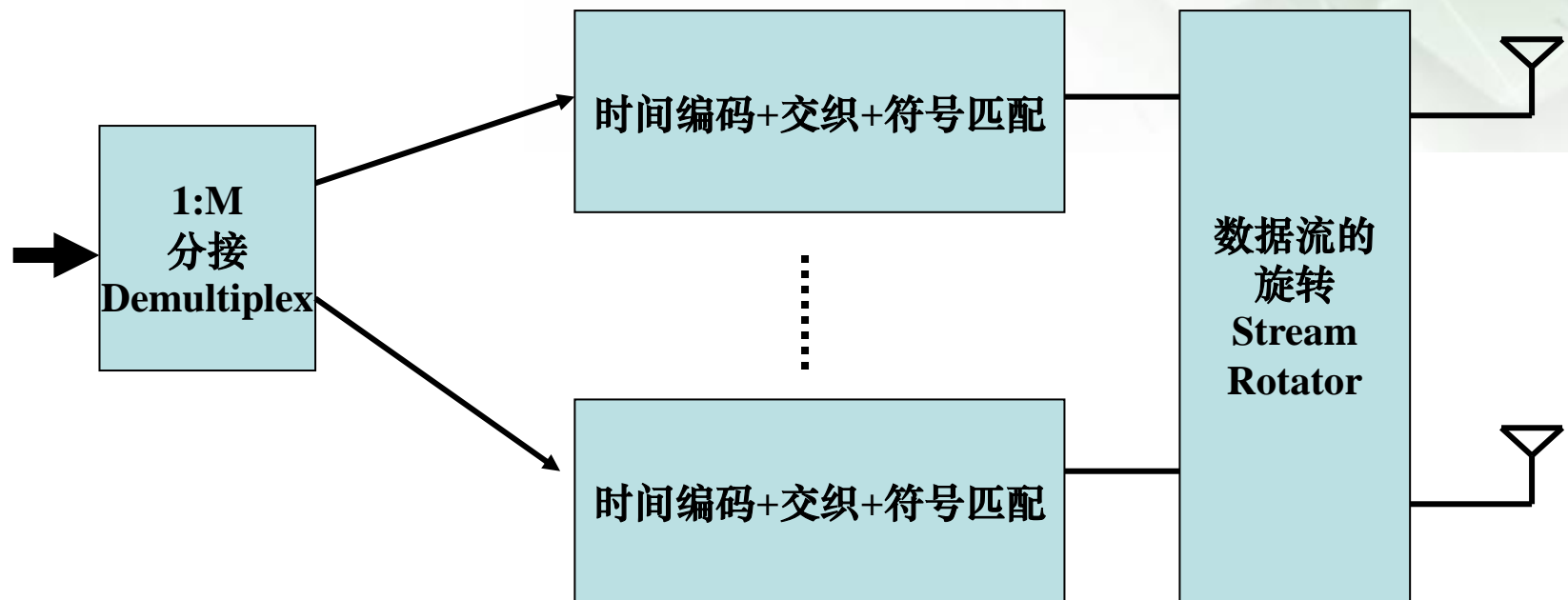
结构一: 水平编码(HE).

# MIMO的分层空时编码(LSTC)结构



**结构二：垂直编码.** 它可以实现信息比特扩展到所有天线上。通常要求复杂的译码技术。

# MIMO的分层空时编码(LSTC)结构

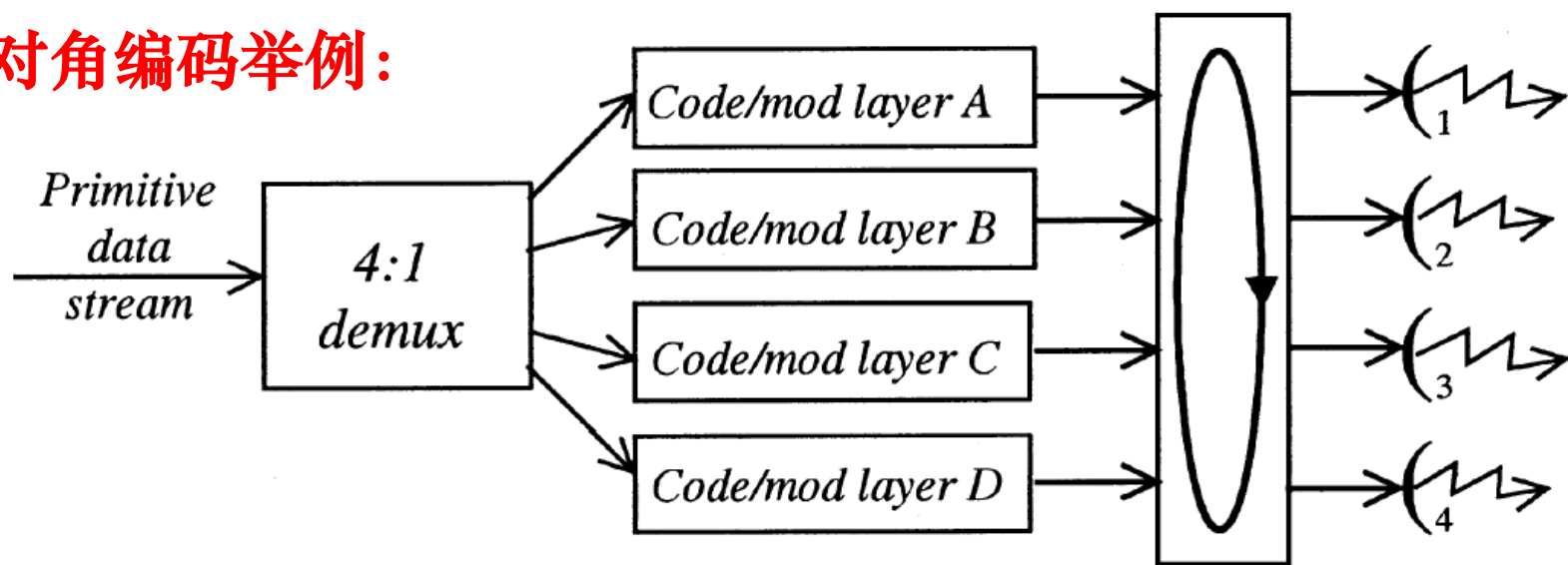


**结构三: 对角编码(HE).** 数据流的旋转可实现信息比特扩展到所有天线上。

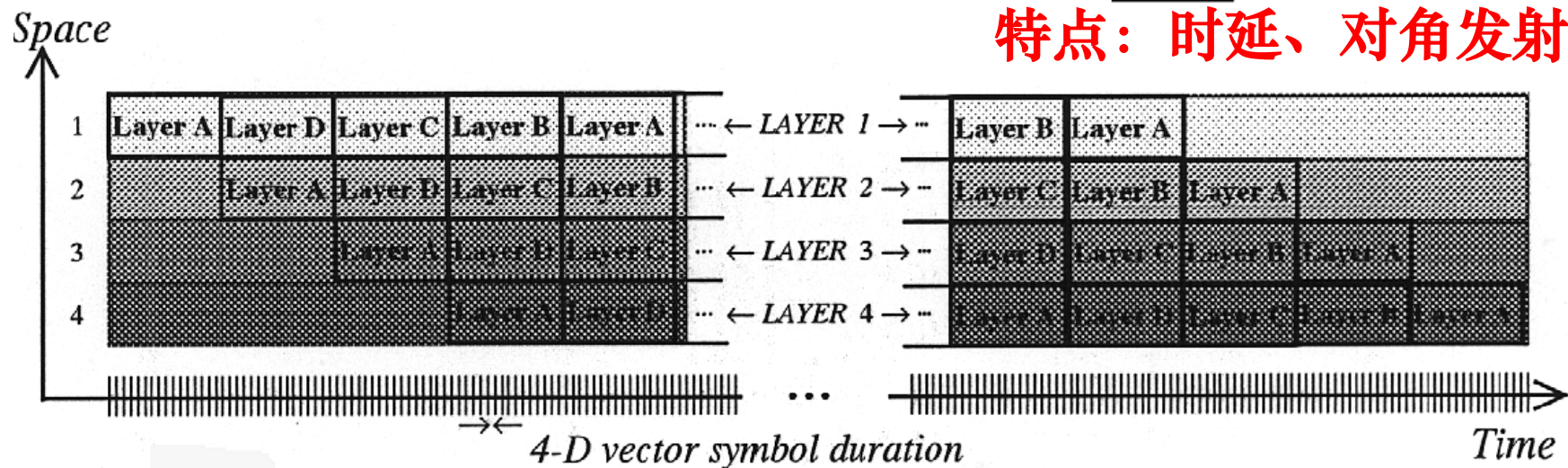


# MIMO的分层空时编码(LSTC)结构

## 对角编码举例:



特点: 时延、对角发射





# BLAST结构

分层空时码是由Bell Lab. 发明，因而也称为：

**BLAST: Bell Laboratories Layered Space-Time**

BLAST结构使用标准的一维前向纠错码和低复杂度干扰抵消方案来构造和译码高效的二维空时码。

**注：**只要MIMO系统满足下面的三个条件，其频谱效率可以明显增加：

1. 系统工作在**大量的瑞利散射环境下**；
2. 采用**适当的编码结构**；
3. 干扰抵消方案中**可采用无差错判决**。（该条件假设运用了任意长FEC的码和理想译码）

## 第三节 MIMO 容量

# MIMO 容量

在下面的章节中，我们将探讨MIMO所能够提供的容量界（绝对增益）。

首先，我们将单入单出（SISO）、单入多出（SIMO）和多入多出（MIMO）系统的容量进行比较，以得到一些基本结论；然后，推广到更一般的情况，即考虑有先验的信道信息情况下的容量。

需要注意的是，我们仅讨论**单用户系统的容量**。

# MIMO 容量假设

本章所讨论的容量（多数MIMO文献中也是如此）是基于**准静态信道**假设的，即信道在一次突发持续时间内保持不变，在相邻两个突发间随机变化。并且假设在一次突发间隔内能够传输足够多的bits，以使得计算出的容量符合信息理论容量定义。

（信道是一个频率平坦的**确定**MIMO信道）

# SISO 容量

所谓信道容量**C**就是**信道能够传输的最大无差错的数据速率** (如果 $R \leq C$ , 差错率任意小; 反之, 如果 $R > C$ , 没有任何办法传输这样的信息)。在高斯白噪声的情况下有:

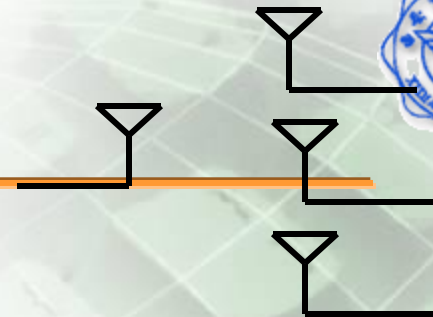
$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad \text{bits/s}$$

无记忆1 x 1 (SISO)系统的容量可以表示为:

$$C = \log_2 (1 + \rho |h|^2) \quad \text{b/s/Hz} \quad (1)$$

其中,  $h$  是归一化信道复数增益;  $\rho$  表示在单个天线上信噪比。

# SIMO 容量



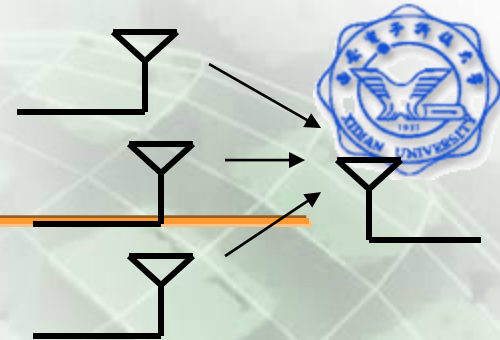
在接收端配置**M**个接收天线，系统容量将会随之增加，并且在数值上可以用下式表示：

$$C = \log_2 \left( 1 + \rho \sum_{i=1}^M |h_i|^2 \right) \quad \text{b/s/Hz} \quad (2)$$

式中， $h_i$  表示接收天线增益。

注意，如果我们假定  $|h_i|^2=1$ ,  $i=1,\dots,M$ , (2)式中平均信道容量随着M的增大成**对数性质增长**。这表明接收天线**阵列增益**导致容量增加。

# MISO 容量

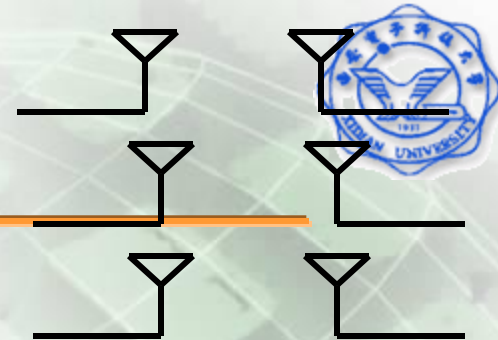


通常情况下，发送端是未知信道信息的。此时多入单出（MISO）系统的容量公式为：

$$C = \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N} \sum_{i=1}^N |h_i|^2 \right) \quad \text{b/s/Hz} \quad (3)$$

式中，因子 $N$ 保证了发送总功率恒定。

# 发端未知信道状态条件下 的MIMO 容量



这里，我们来看 $N \times M$  MIMO系统。其容量公式为：  
(发端未知信道状态条件下：)

$$C_{EP} = \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_M + \frac{\rho}{N} \mathbf{H} \mathbf{H}^* \right) \right] \quad \text{b/s/Hz} \quad (4)$$

式中， $(*)$ 表示共轭转置变换， $\mathbf{H}$ 代表 $M \times N$ 信道矩阵。  
注意，公式(3)和(4)都是发送端等功率分配时的信道容量  
(based on  $N$  equal power (EP) uncorrelated sources)。Foschini  
和Telatar 都证明了(4)中的容量与 $m = \min(M, N)$ 成线性  
增加关系，而不再是对数增长关系。

$$\det A = \prod_{i=1}^n \lambda_i$$

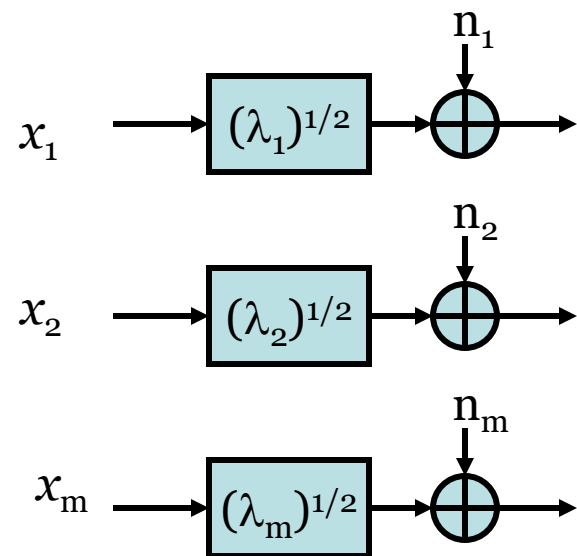


(4) 式可以写成:  $C_{EP} = \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_M + \frac{\rho}{N} \mathbf{H} \mathbf{H}^* \right) \right] \text{ b/s/Hz} \quad (4)$

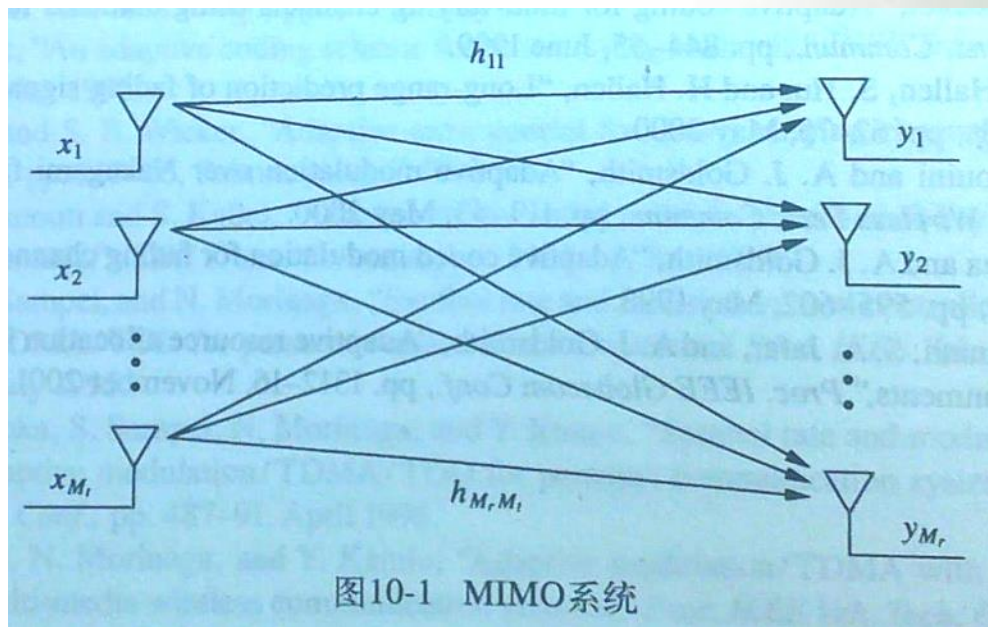
$$C_{EP} = \sum_{i=1}^m \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N} \lambda_i \right) \text{ b/s/Hz}$$

这里  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$  是  $\mathbf{W}$  的特征值,  $m = \min(M, N)$ , 以及

$$\mathbf{W} = \begin{cases} \mathbf{H} \mathbf{H}^*, & M \leq N \\ \mathbf{H}^* \mathbf{H}, & M > N \end{cases}$$



# MIMO复用增益的另一种解释



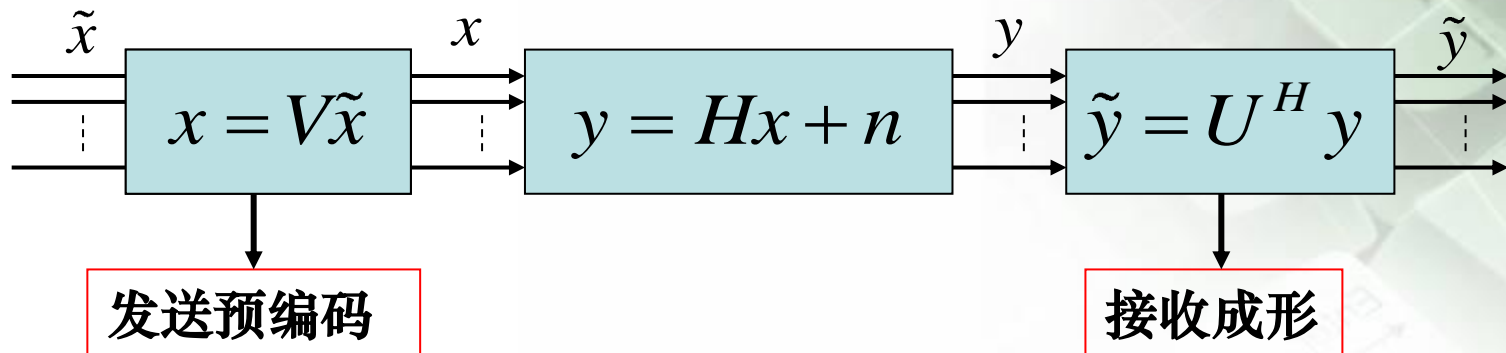
$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_{M_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r 1} & \cdots & h_{M_r M_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{M_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{M_r} \end{bmatrix}$$

H: 奇异值分解SVD

$$H = U \Sigma V^H$$

注：上标 $H$ 表示共轭转置， $U$ 和 $V$ 均表示酉矩阵。

# MIMO复用增益的另一种解释



发送预编码和接收成形将MIMO信道变换成 $R_u$ 个并行的单入单出信道，其输入为 $\tilde{x}$ ，输出为 $\tilde{y}$ 。

$$\begin{aligned}
 \tilde{y} &= U^H (Hx + n) \\
 &= U^H (U\Sigma V^H x + n) = U^H (U\Sigma V^H V\tilde{x} + n) \\
 &= U^H U\Sigma V^H V\tilde{x} + U^H n \\
 &= \Sigma\tilde{x} + \tilde{n}
 \end{aligned}$$

$$H = U\Sigma V^H$$

$\Sigma$ 是由 $H$ 的奇异值 ( $\sigma_i$ ) 构成的对角阵。

$\sigma_i = \sqrt{\lambda_i}$ ,  $\lambda_i$ 是 $HH^H$ 的第 $i$ 大的特征值。

# MIMO复用增益的另一种解释

例10.1：某MIMO信道的信道增益矩阵为

$$H = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.3 & 0.7 \\ 0.5 & 0.4 & 0.1 \\ 0.2 & 0.6 & 0.8 \end{bmatrix} \quad (10-3)$$

求等价的并行信道模型。

解： $H$ 的奇异值分解为

$$H = \begin{bmatrix} -0.555 & 0.3764 & -0.7418 \\ -0.3338 & -0.9176 & -0.2158 \\ -0.7619 & -0.1278 & -0.6349 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1.3333 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5129 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0965 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -0.2811 & -0.7713 & -0.5710 \\ -0.5679 & -0.3459 & -0.7469 \\ -0.7736 & -0.5342 & -0.3408 \end{bmatrix} \quad (10-4)$$

结果有3个非零奇异值，故 $R_H=3$ ，可以分解为3个并行信道，信道增益分别为 $\sigma_1=1.3333$ 、 $\sigma_2=0.5129$ 、 $\sigma_3=0.0965$ 。可以看到，信道增益逐渐减小，第三个信道的增益非常小，这个信道要么差错率很高，要么信道容量很小。

$$H = U \Sigma V^H$$

$\Sigma$ 是由 $H$ 的奇异值（ $\sigma_i$ ）构成的对角阵。

$\sigma_i = \sqrt{\lambda_i}$ ,  $\lambda_i$ 是 $HH^H$ 的第 $i$ 大的特征值。



# MIMO复用增益的另一种解释

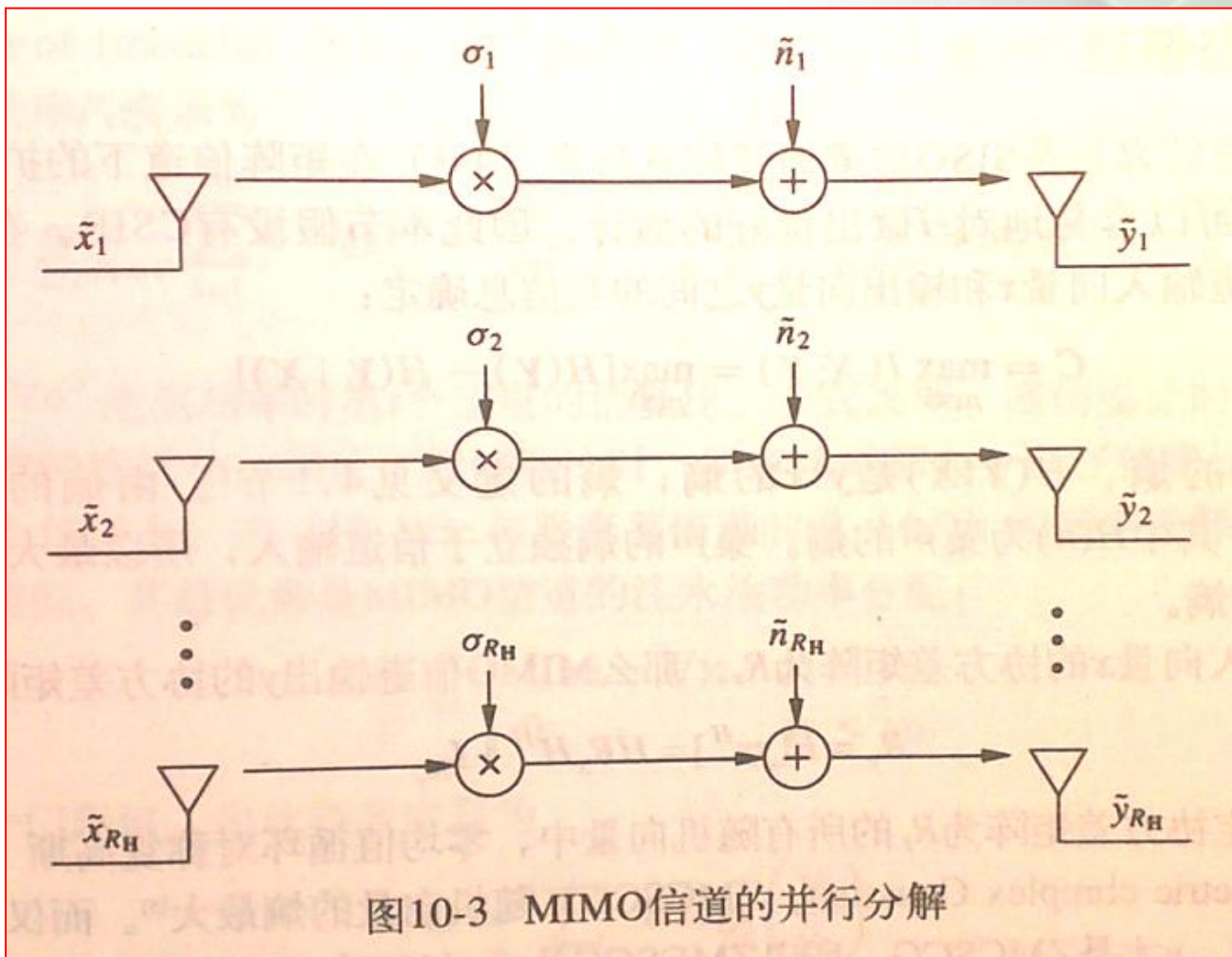


图10-3 MIMO信道的并行分解

# 如何使MIMO 容量的最大化?

如果给定一个固定的**总的信道功率传输函数**:

$$\sum_{i=1}^m \lambda_i = \zeta$$

什么性质的H可使信道容量最大?  $C_{EP} = \sum_{i=1}^m \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N} \lambda_i \right)$  b/s/Hz

考虑一个满秩的MIMO信道,  $m=M=N$ ; 根据**上式**是一个凹函数 (concave) 的性质, 其最大值出现在:

$$\lambda_i = \lambda_j = \zeta / m \quad i, j = 1, \dots, m$$

所以, 对于最大的容量, **H必须是正交矩阵**, 即:

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^* = \mathbf{H}^*\mathbf{H} = (\zeta / m)\mathbf{I}_m$$

# 如何使MIMO 容量的最大化?

如果我们进一步假定:

$$tr\mathbf{A} = \sum_{i=1}^n \lambda_i \quad \mathbf{H}\mathbf{H}^* = \mathbf{H}^*\mathbf{H} = (\zeta / m)\mathbf{I}_m$$

$\mathbf{H}$ 的元素 $|h_{i,j}|^2 = 1$ , 则有 $\|\mathbf{H}\|_F^2 = tr(\mathbf{H}\mathbf{H}^*) = m^2 (= \sum_{i=1}^m \lambda_i = \zeta)$

(即:  $\lambda_i = m = N$ )  $C = m \log_2(1 + \rho)$

$$C_{EP} = \sum_{i=1}^m \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N} \lambda_i \right) \quad \text{b/s/Hz}$$

一个正交的MIMO信道的容量是一个标量信道的**m倍**。

# 发端确知信道的条件下MIMO 容量

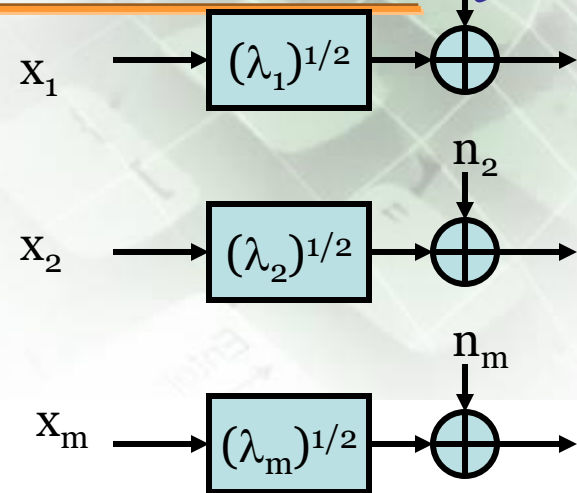
发端**确知信道**的条件下:

$$C = \sum_{i=1}^m \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N} \gamma_i \lambda_i \right) \quad \text{b/s/Hz}$$

这里  $\gamma_i = E\{|x_i|^2\}$  为第  $i$  子信道的发射能量的比例, 且有  $\sum_{i=1}^m \gamma_i = N$

容量最大化的问题变成:

$$C = \max_{\sum_{i=1}^m \gamma_i = N} \sum_{i=1}^m \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N} \gamma_i \lambda_i \right) \quad \text{b/s/Hz}$$





$$C = \max_{\sum_{i=1}^m \gamma_i = N} \sum_{i=1}^m \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N} \gamma_i \lambda_i \right)$$

采用Lagrangian优化的方法，可得**最佳的能量分配策略**满足下式：

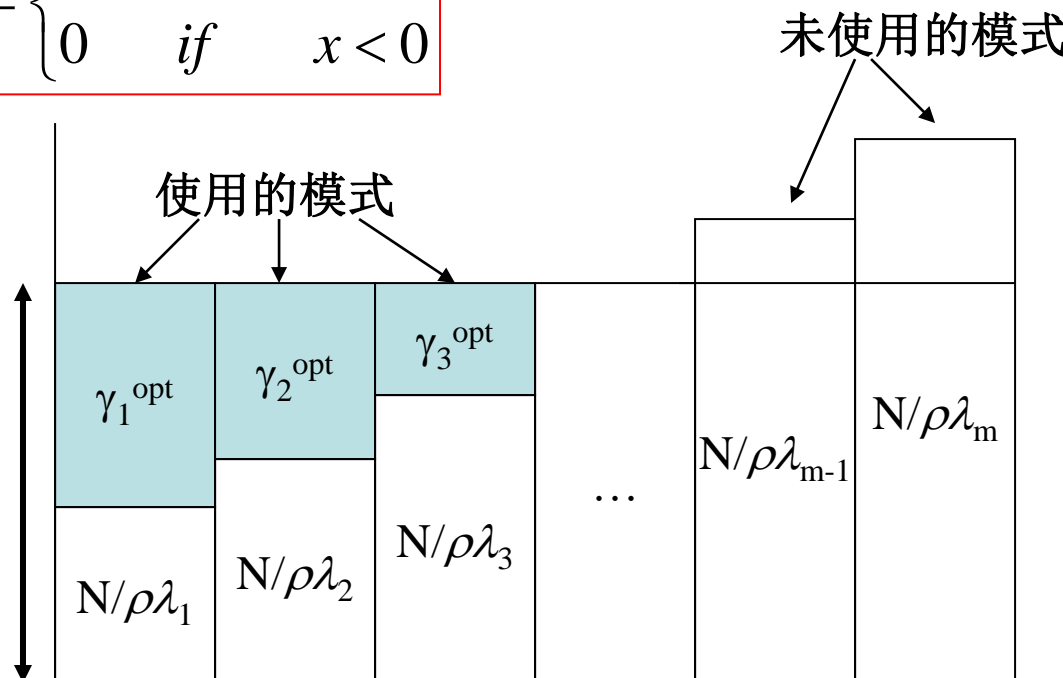
$$\gamma_i^{\text{opt}} = \left( \mu - \frac{N}{\rho \lambda_i} \right)_+, \quad i = 1, \dots, m$$

$$\mu \text{ 是一个常量, } (x)_+ = \begin{cases} x & \text{if } x \geq 0 \\ 0 & \text{if } x < 0 \end{cases}$$

**注水算法：**通过迭代的方法(从p=1开始)来求得最佳的功率分配结果，直到分配给每个空闲子信道的能量为非负为止。

$$\mu = \frac{N}{(m-p+1)} \left[ 1 + \frac{1}{\rho} \sum_{i=1}^{m-p+1} \frac{1}{\lambda_i} \right]$$

$$\gamma_i = \left( \mu - \frac{N}{\rho \lambda_i} \right)_+, \quad i = 1, 2, \dots, m-p+1.$$



# 随机信道的MIMO 容量

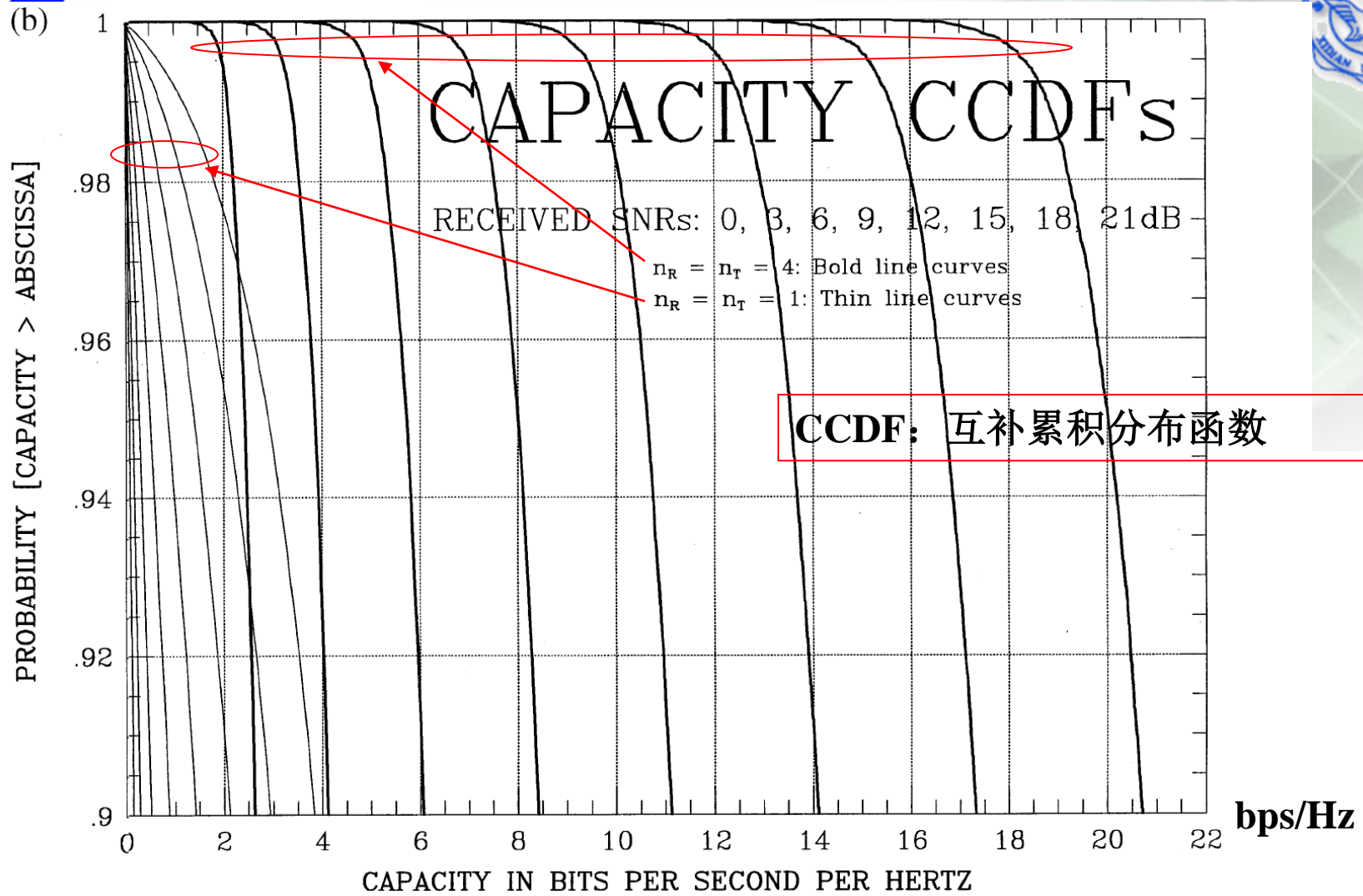
当信道是一个**随机信道** (random MIMO Channel) 时, 式(4)中定义的**容量是一个随机变量**, 所以如何对其进行最优化和分析就是一个值得考虑的问题。

一般有两种衡量标准, 一个是**平均 (各态历经Ergodic) 容量**, 另一个是容量的**中断概率(outage)**。

中断概率 (一般是基于仿真的结论) 经常用  $C_{0.1}$  或  $C_{0.01}$  等表示, 即在90%或99%的时间内, 都可以达到该容量值, 从而表明了系统的可靠性。

$$C_{\text{EP}} = \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_M + \frac{\rho}{N} \mathbf{H} \mathbf{H}^* \right) \right] \quad \text{b/s/Hz} \quad (4)$$

(b)



re 1. Capacity: Complementary Cumulative Distribution Functions. Assumes statistically independent eigh faded paths. Average received SNR is a parameter ranging from 0 to 21 dB in steps of 3 dB. (a) antennas at both transmitter and receiver (bold line curves). Single antenna at both transmitter and receiver n for reference (thin line curves). (b) Same as (a) except four antennas depicted by bold line curves.

PROBABILITY OF EXCEEDING ABSCISSA

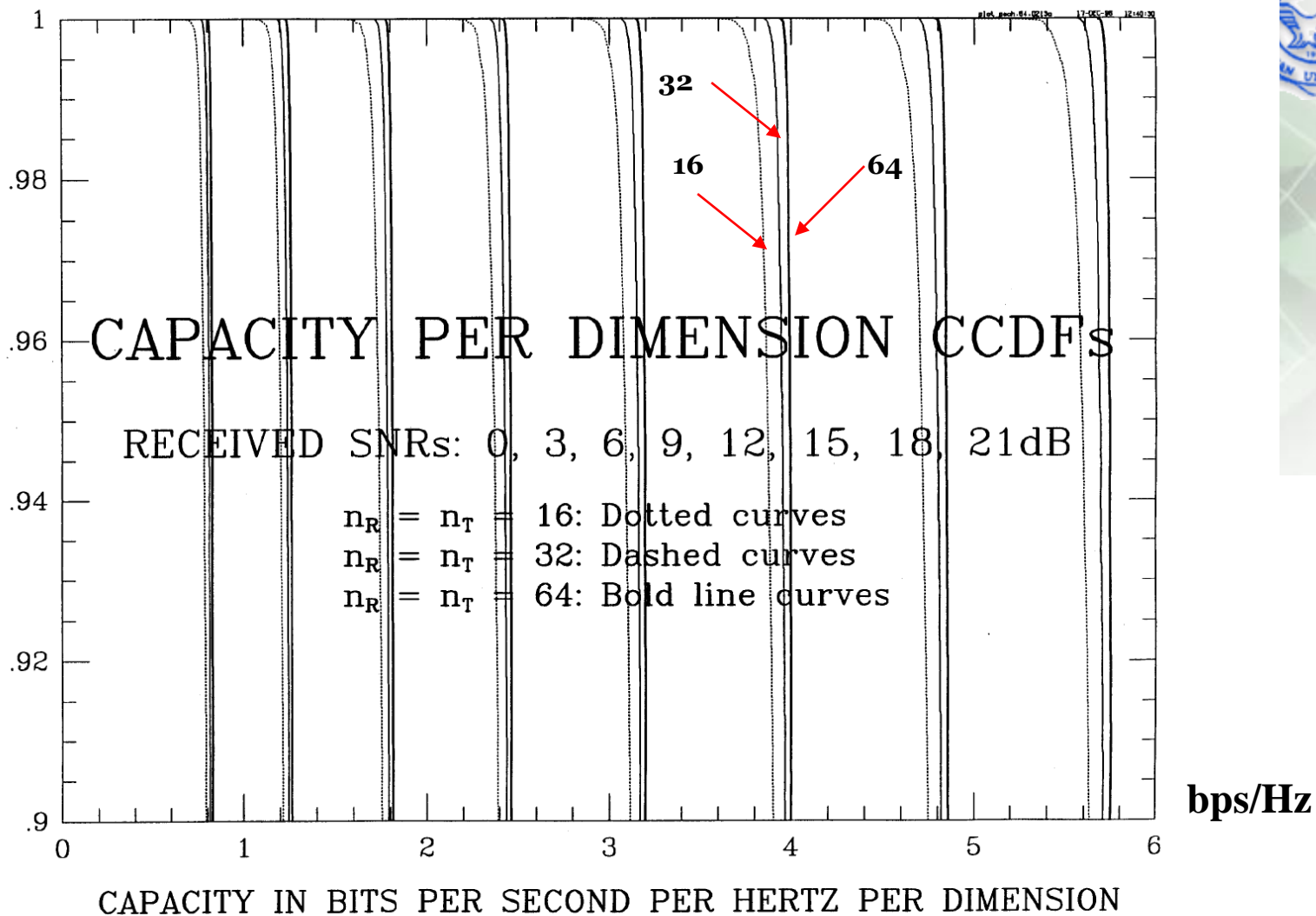
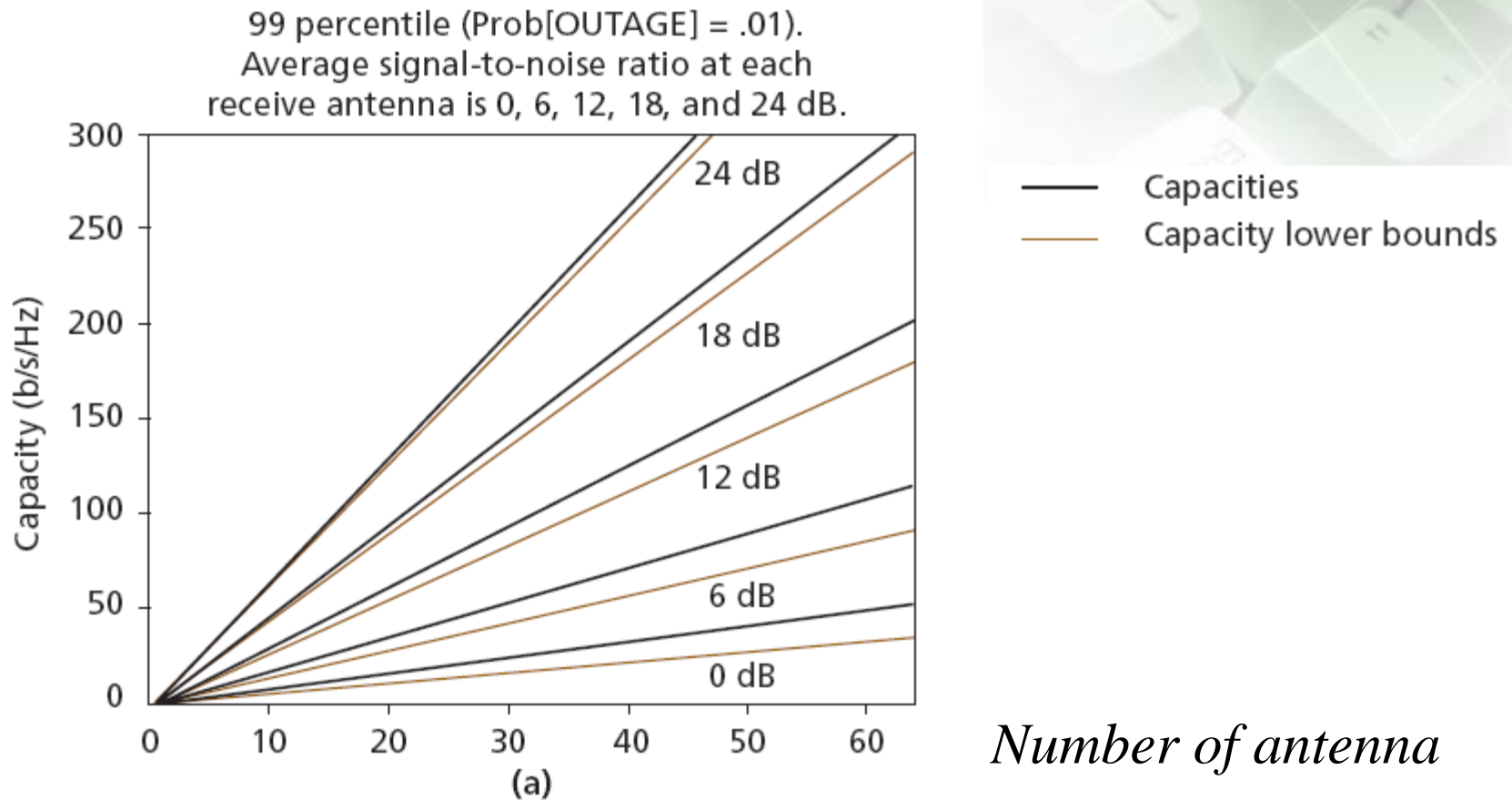
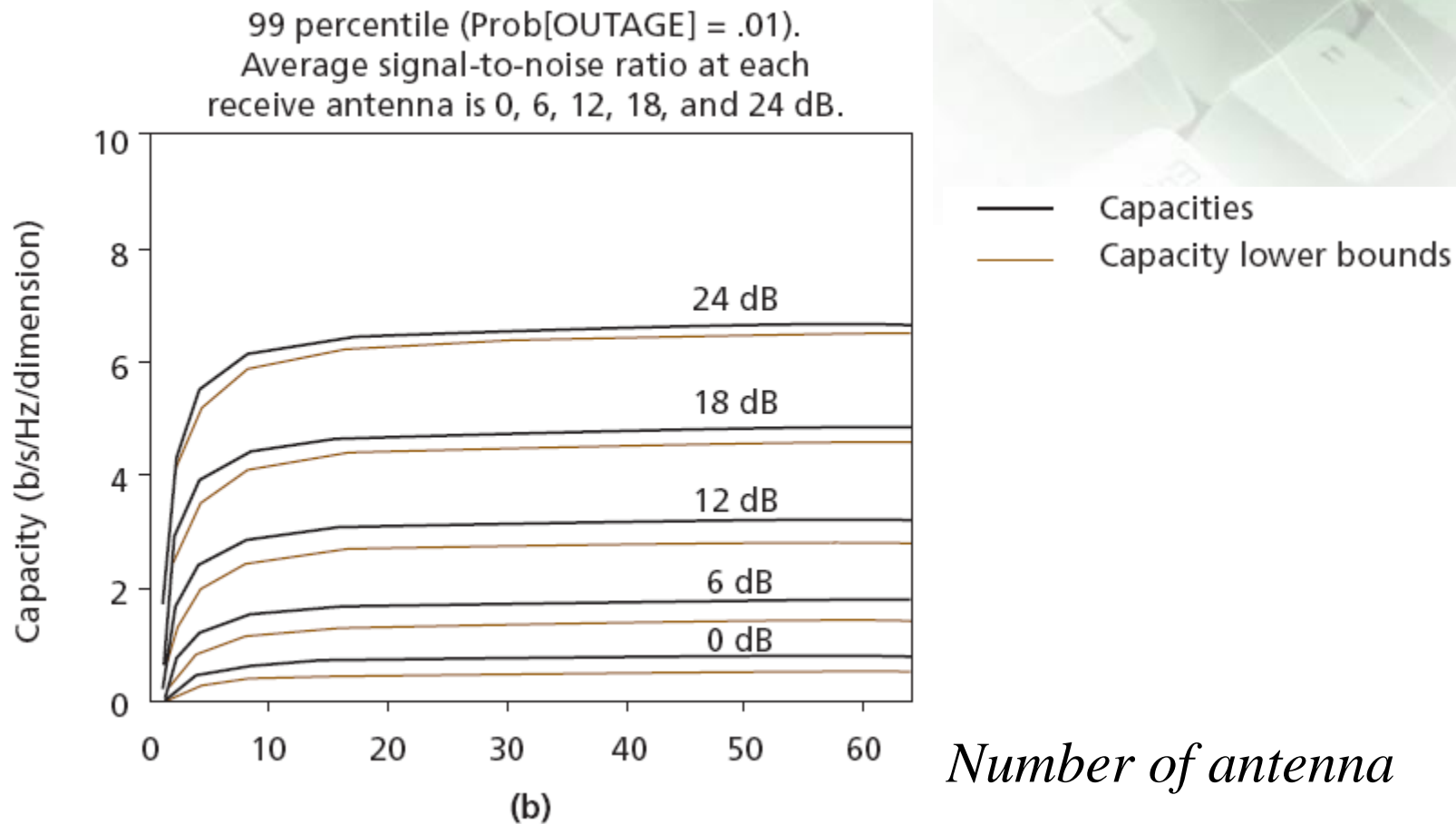


Figure 2. Capacity: Complementary Cumulative Distribution Functions. Capacity represented in terms of bps/Hertz/spatial dimension. Assumes statistically independent Rayleigh faded paths. Average received SNR parameter ranging from 0 to 21 dB in steps of 3 dB. Number of antennas at both transmitter and receiver: sixteen (thin line curves), thirty-two (medium line curves) and sixty-four (bold line curves).

# 随机信道的MIMO Capacity



# 随机信道的MIMO Capacity



# 复接增益

**Definition:** A coding scheme which has a transmission rate of  $R(\text{SNR})$  as a function of SNR is said to have a **multiplexing gain  $r$**  if

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

$$r_{\max} = \min\{N_t, N_r\}$$

## 第四节：空时编码系统

H. Jafarkhani, Space-Time Coding: Theory and Practice,  
任品毅译，西安交通大学出版社，2007年8月



# 作业

---

**5.3** 当输入序列为**02547376**，初始状态为**0**，试分别给出采用两天线**8PSK** **8**状态和**32**状态**STTC**编码的输出。

**5.4** 当分别采用**2x1**的**STC**码系统和**1x2**的接收分集系统，那个系统的**BER**性能好？为什么？

# MIMO 系统发送机制

目前MIMO的发送机制主要分为两类：**数据速率最大化**或者**分集增益最大化**，当然近来也有一些统一折中的方案。

前者致力于提高平均信道容量。在发送端采用空间多路复用技术，（在满足差错率要求下）同时传输等于天线数目的多个独立的数据流。

然而，更一般的是，通过对各个数据流进行**联合编码**来抑制信道衰落、噪声和干扰等对传输的影响。这就形成了追求分集增益最大化的发送机制，其试图将容量中断概率降至最低。

# MIMO 系统发送机制

注意，发射天线间由联合编码引入的冗余度越高，信号间的独立性越低。

所以，很可能编码信号的有效数据速率最终降至和单天线一样。此时，每个天线上的发送数据都是同一信号的不同编码，完全冗余的副本。

从而，这时的多天线系统仅是为了利用空间分集，而没有增加数据速率（至少没有通过直接的方式）。

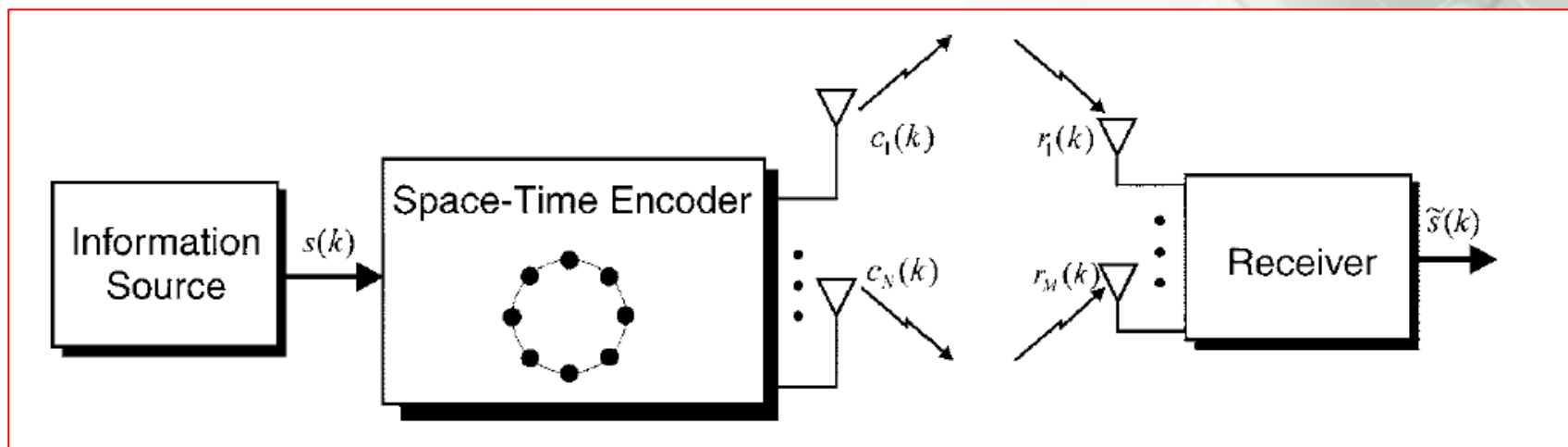
# MIMO 系统发送机制

实现多天线联合编码的发送机制统称为**空时编码 (STC)**。

空时编码器输出编码符号数目等于发射天线的数目，一个符号对应着一个天线。接收端经过相应的信号处理和空时解码，达到分集增益和/或编码增益的最大化。

# 空时编码

## 空时编码系统的简单原理框图



空时分组码 **Space-time block codes** (STBCs):  
STBC 可用简单的线性处理来解码。

空时格形码 **Space-time trellis codes** (STTC): STTC  
需用 Viterbi 算法来解码。

# 1. 空时分组码

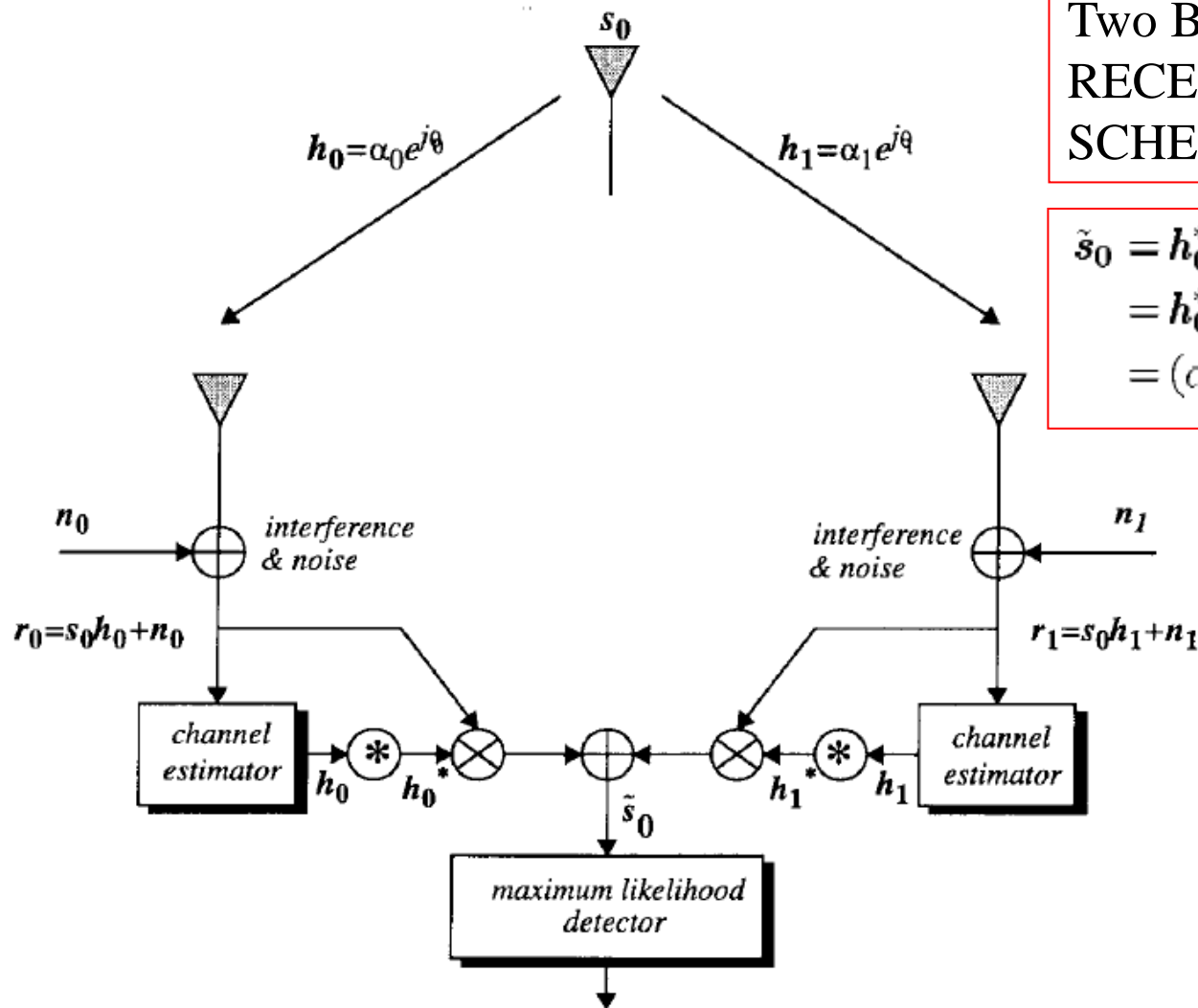
# 空时分组码

**Alamouti**在1998年提出了具有里程碑意义的两天线空时分组编码传输机制。其解码可以采用线性最大似然准则。这种简单结构和线性处理的优点使Alamouti 机制备受关注并已被W-CDMA和CDMA-2000标准采用。

Siavash M. Alamouti, A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications, IEEE JOURNAL ON SELECT AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 16, NO. 8, OCTOBER 1998 pp1451-1458:

[The Best of the Best, 00730453.pdf](#)

# 基本出发点（分集合并）

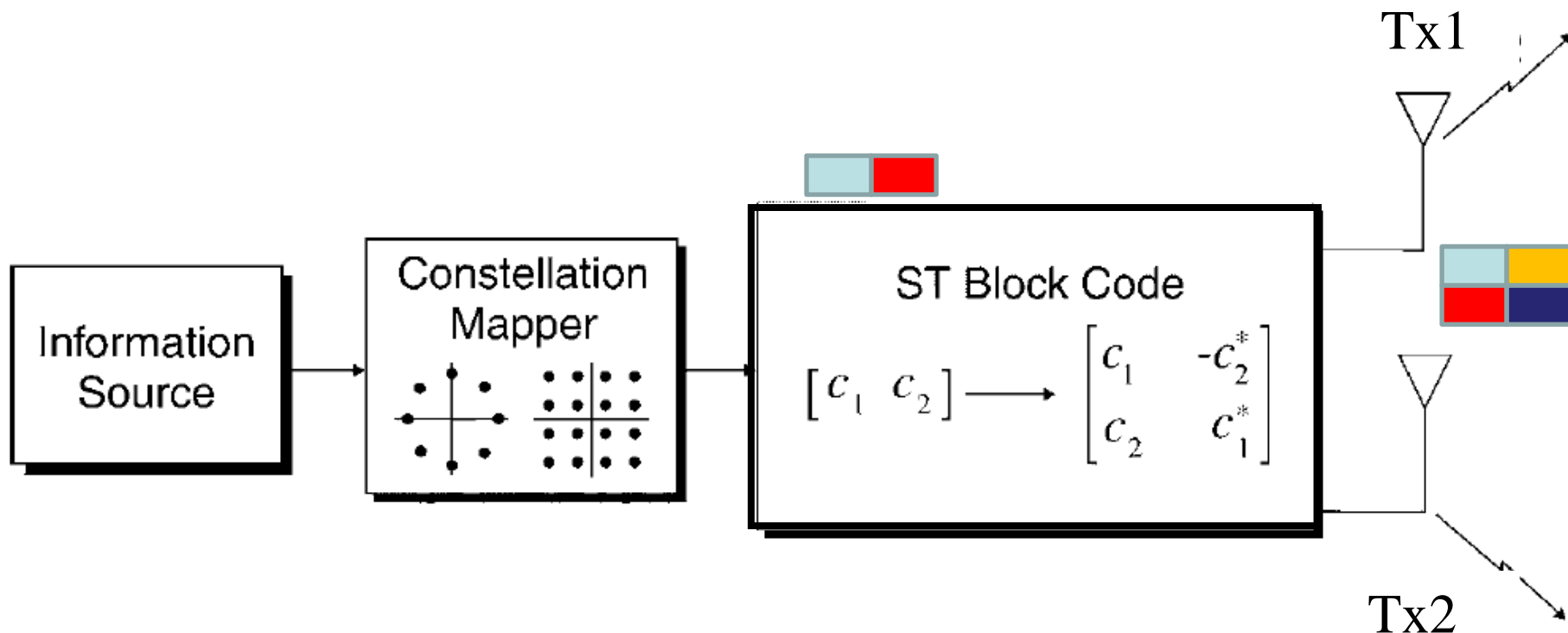


Two Branch MAXIMAL-RATIO  
RECEIVE COMBINING (MRRC)  
SCHEME

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1^* r_1 \\ &= h_0^* (h_0 s_0 + n_0) + h_1^* (h_1 s_0 + n_1) \\ &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1.\end{aligned}$$



# 空时分组码



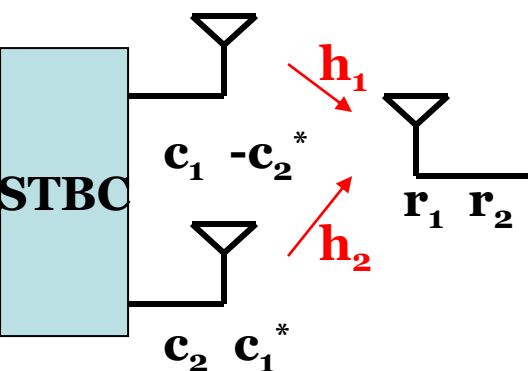
信源数据流经星座映射后进入空时分组编码模块，每两个输入符号被分成一组，用 $\{c_1, c_2\}$ 表示。在第一个符号周期内， $c_1$ 和 $c_2$ 分别从天线1和天线2发射出去，在下一个符号周期内， $-c_2^*$ 和 $c_1^*$ 分别经天线1和天线2进入无线信道。

# 空时分组码

令 $\mathbf{h}_1$ 和 $\mathbf{h}_2$ 分别表示2发1收MISO系统中的发射天线1和2与接收天线间的无线信道。并且假设 $\mathbf{h}_1$ 和 $\mathbf{h}_2$ 在连续两个符号周期内保持恒定，即有：

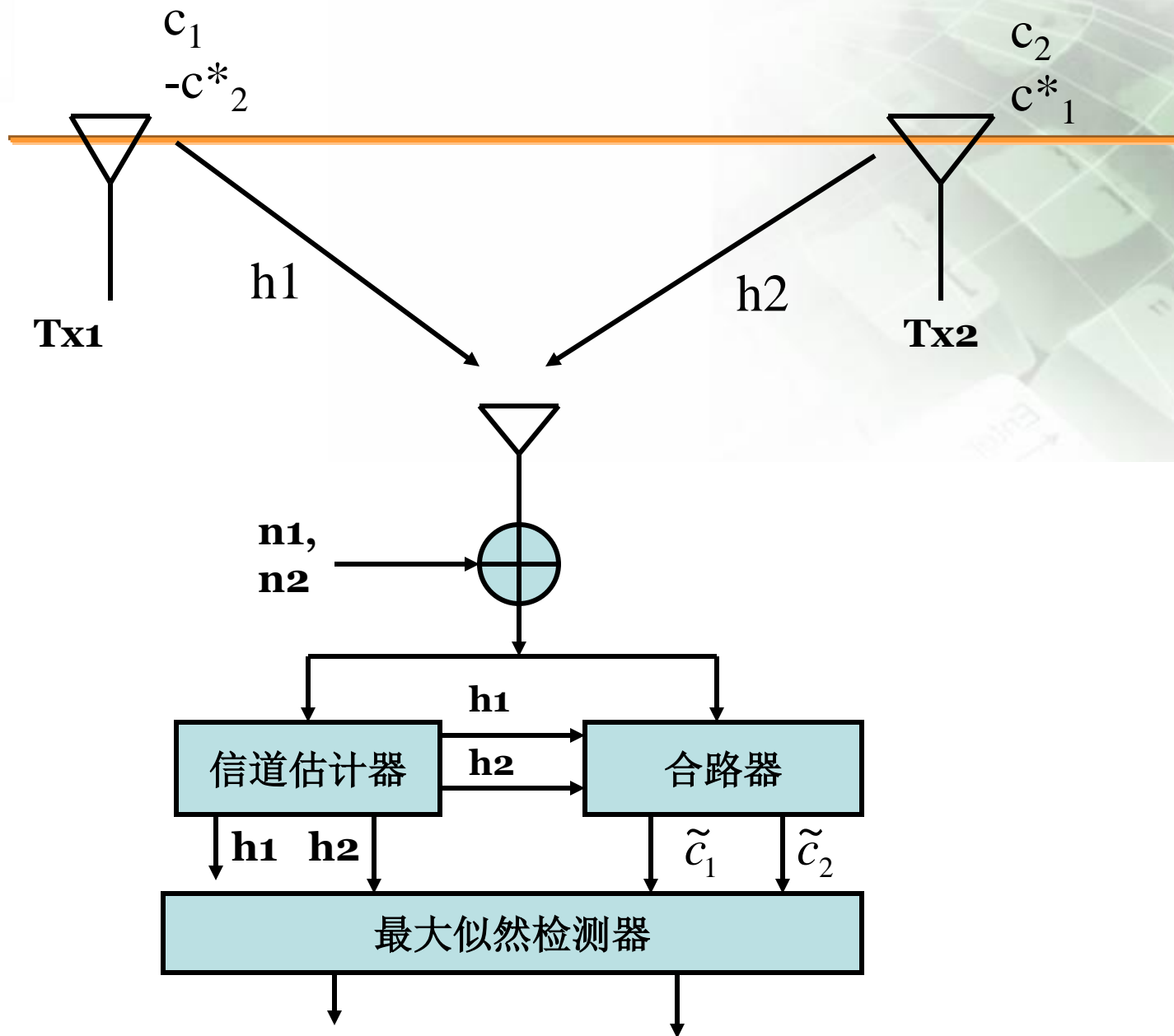
$$h_i(2nT) \approx h_i((2n+1)T), \quad i = 1, 2.$$

假设在连续的两个符号周期内的接收信号为 $\mathbf{r}_1$ 和 $\mathbf{r}_2$ ，则其可以用下式表示：



$$r_1 = h_1 c_1 + h_2 c_2 + n_1 \quad (15)$$

$$r_2 = -h_1 c_2^* + h_2 c_1^* + n_2 \quad (16)$$



# 空时分组码



$$r_1 = h_1 c_1 + h_2 c_2 + n_1 \quad (15)$$

$$r_2 = -h_1^* c_2 + h_2^* c_1 + n_2 \quad (16)$$

经过合并后：

$$\tilde{c}_1 = h_1^* r_1 + h_2 r_2^*$$

$$\tilde{c}_2 = h_2^* r_1 - h_1 r_2^*$$

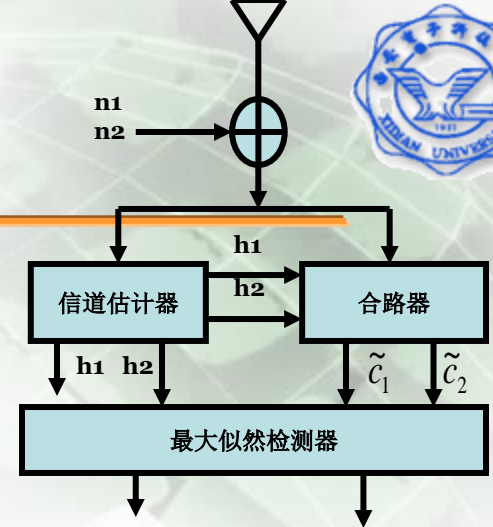
$$\tilde{c}_1 = (|h_1|^2 + |h_2|^2) c_1 + (h_1^* h_2 c_2 - h_2 h_1^* c_2) + h_1^* n_1 + h_2 n_2^*$$

$$\tilde{c}_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2) c_2 + (h_2^* h_1 c_1 - h_1 h_2^* c_1) + h_2^* n_1 - h_1 n_2^*$$

$$\tilde{c}_1 = (|h_1|^2 + |h_2|^2) c_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^*$$

$$\tilde{c}_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2) c_2 + h_2^* n_1 - h_1 n_2^*$$

可以得到与接收分集相同的性能！



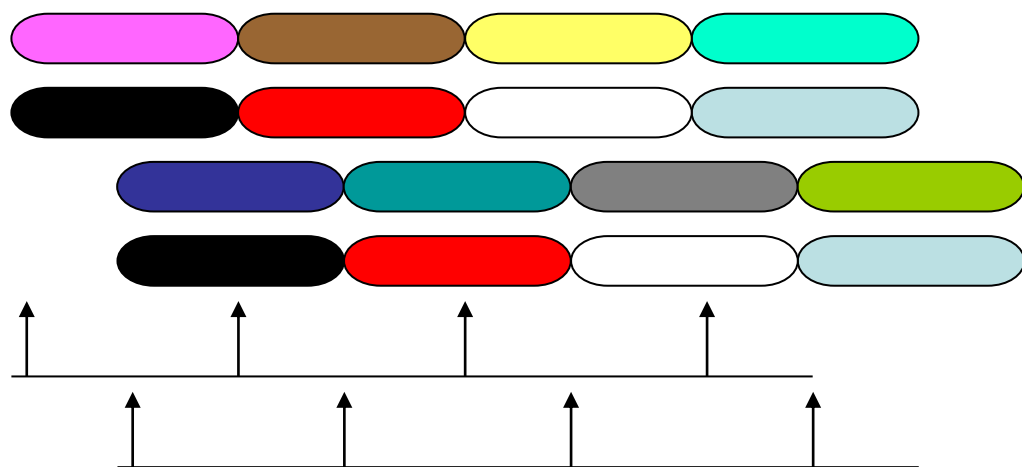
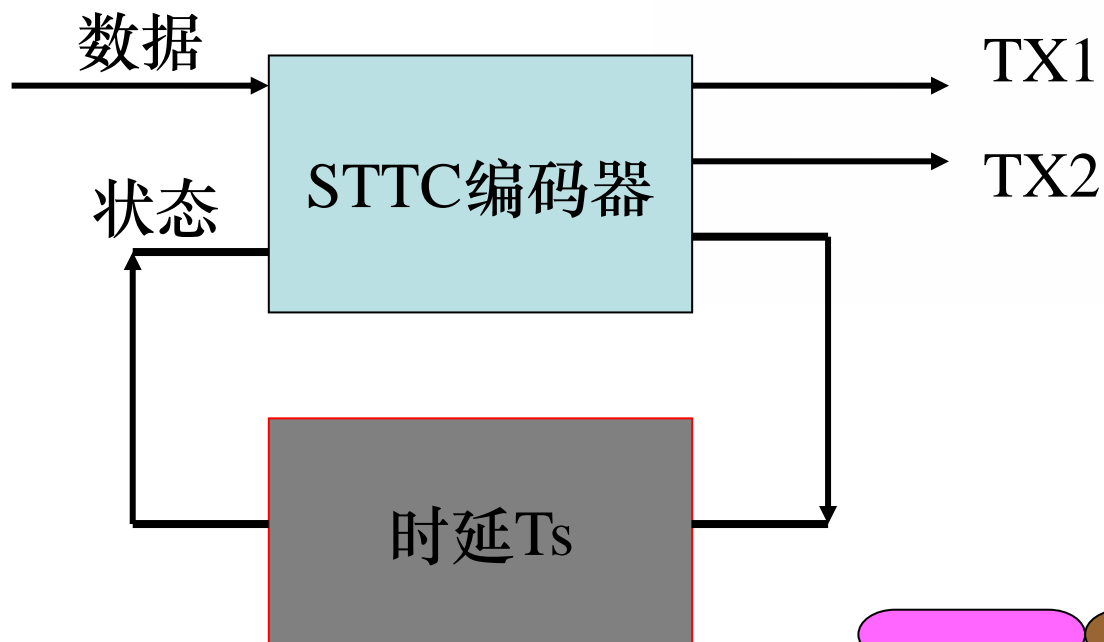
## 2. 空时格形码

# 空时格形码

自从1998年**Tarokh et al**最先提出空时格形码以来，各种关于如何提高其性能的研究层出不穷。但这些研究都是基于手工画图推演出来的，并没有形成一个最优的设计准则。

最近几年，大量的研究工作提出了一些新的编码构造方法，也有不少是在**Tarokh et al** 设计准则的基础上的变形，或者是通过系统搜索的方法得到的各种卷积STTC。

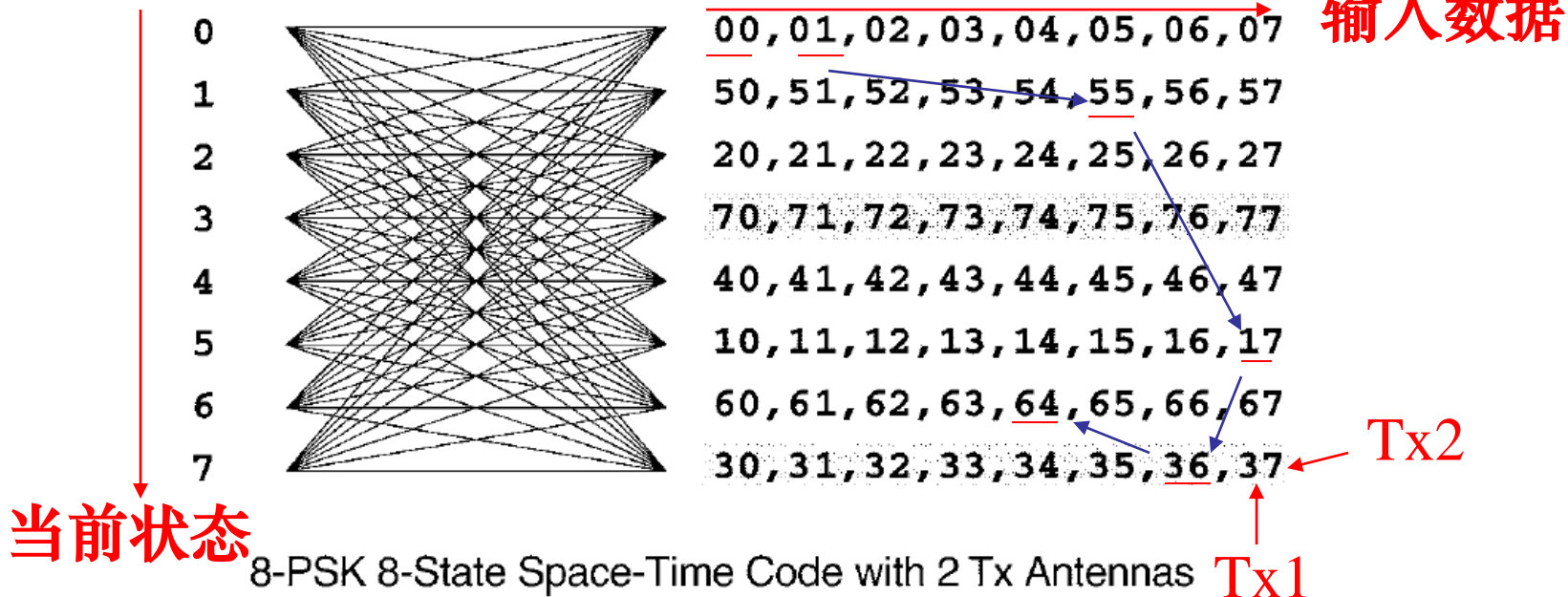
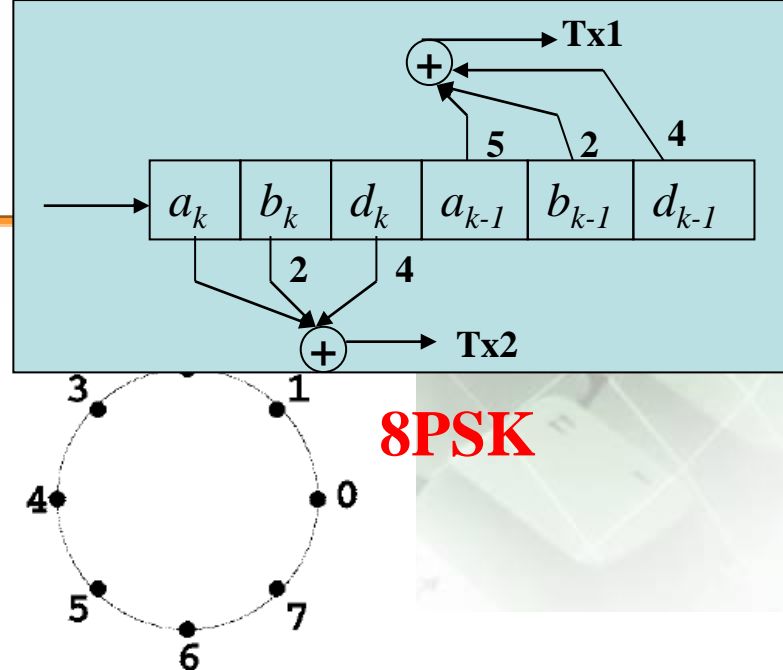
# 编码过程示意图



# 空时格形码

输出数据取  
决于：当前  
的状态和当  
前的输入

Input: 0 1 5 7 6 4  
Tx 1: 0 0 5 1 3 6  
Tx 2: 0 1 5 7 6 4



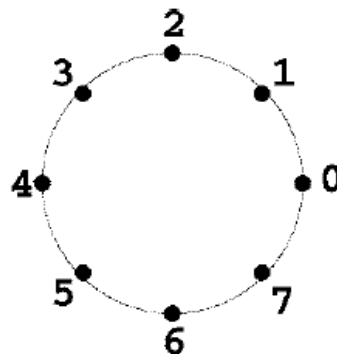


# 空时格形码

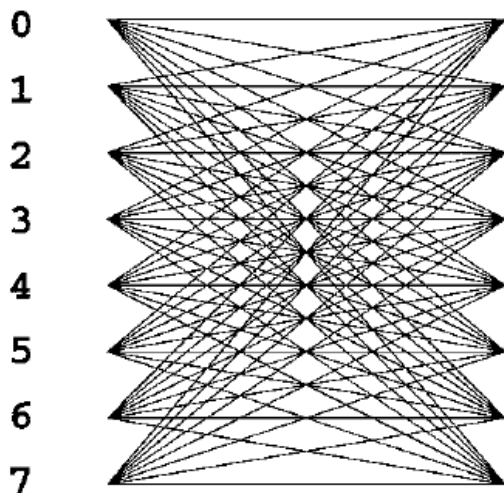
Input: 0 1 5 7 6 4 3

Tx1: 0 0 1 5 7 6 4

Tx2: 0 1 5 7 6 4 3

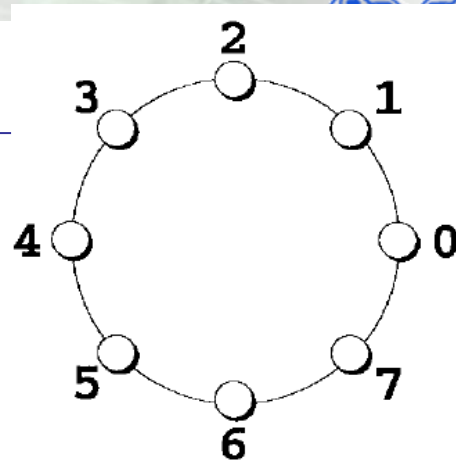


延时分集



00, 01, 02, 03, 04, 05, 06, 07  
 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17  
 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27  
 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37  
 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47  
 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57  
 60, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 67  
 70, 71, 72, 73, 74, 75, 76, 77

空时编码——2天线延时分集8-PSKST 8状态



**Tx2:0, 1, 0, 4, 4, 2, 6,**

## 8-PSK 32 状态 2天线空时编 码

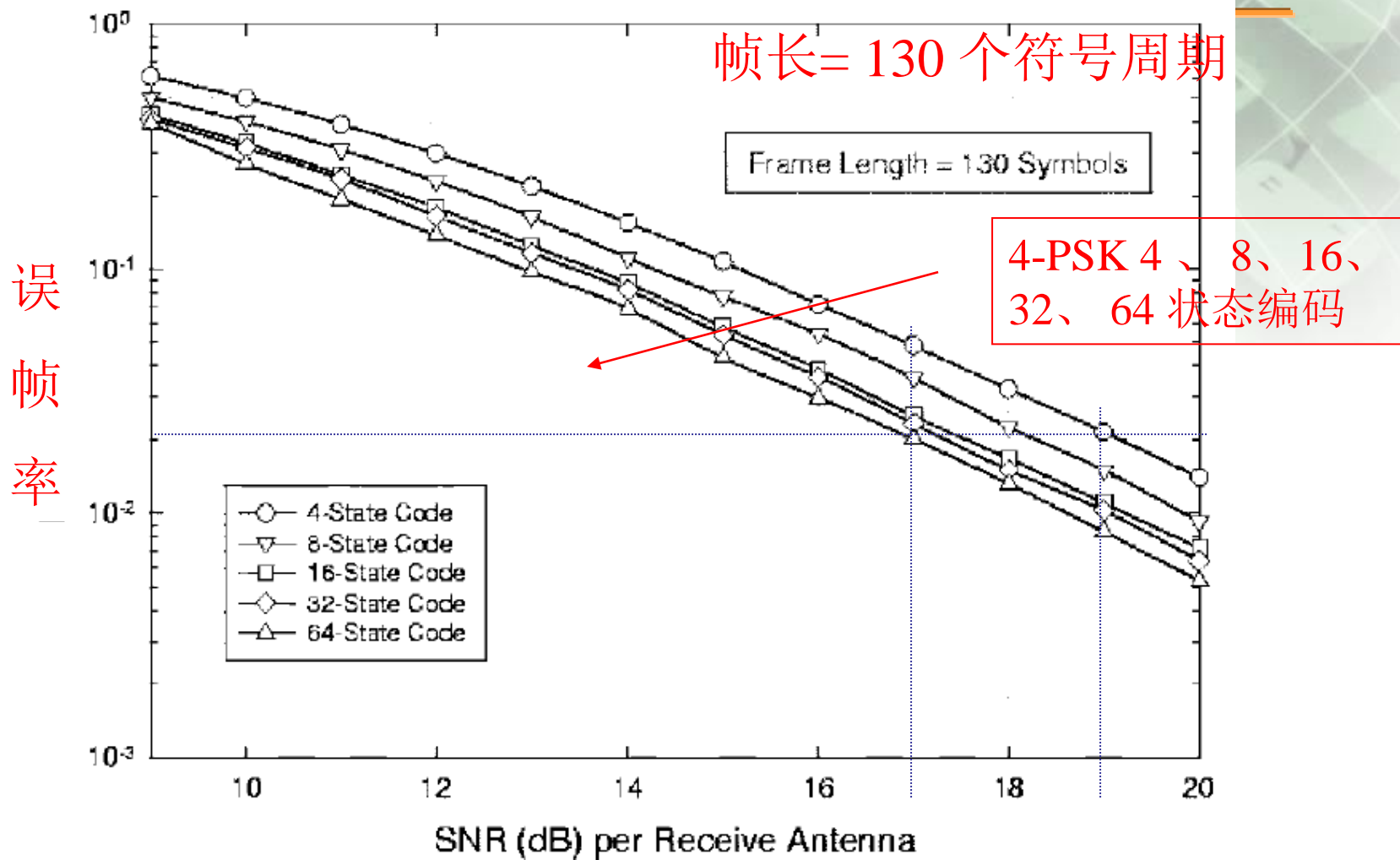


Fig. 6. Performance of 4-PSK STTCs with two TX and one RX antennas.

# 空时格形码

0		00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F
1		B0	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	B9	BA	BB	BC	BD	BE	BF
2		20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	2A	2B	2C	2D	2E	2F
3		90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	9A	9B	9C	9D	9E	9F
4		40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	4A	4B	4C	4D	4E	4F
5		F0	F1	F2	F3	F4	F5	F6	F7	F8	F9	FA	FB	FC	FD	FE	FF
6		60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	6A	6B	6C	6D	6E	6F
7		D0	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8	D9	DA	DB	DC	DD	DE	DF
8		80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	8A	8B	8C	8D	8E	8F
9		30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	3A	3B	3C	3D	3E	3F
A		A0	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	A8	A9	AA	AB	AC	AD	AE	AF
B		10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	1A	1B	1C	1D	1E	1F
C		C0	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9	CA	CB	CC	CD	CE	CF
D		70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	7A	7B	7C	7D	7E	7F
E		E0	E1	E2	E3	E4	E5	E6	E7	E8	E9	EA	EB	EC	ED	EE	EF
F		50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	5A	5B	5C	5D	5E	5F

0	1	2	3
4	5	6	7
8	9	A	B
C	D	E	F

16QAM  
16状态 2  
天线空时  
编码