

基于互满正交设计的差分空时分组码

陈钟麟, 朱光喜, 谌 璟, 屈代明

(华中科技大学电子与信息工程系, 湖北武汉 430074)

摘 要: 本文针对多天线系统提出了基于互满正交设计的差分空时分组码(Amicable-orthogonal-design-based Differential Space-Time Block Code, ADSTBC). 与已有的差分空时调制方法相比, ADSTBC对信号星图无任何限制, 因而可采用高效的调制技术(如 QAM、APSK 等)提高频谱效率. 基于平坦 Rayleigh 衰落信道, 给出了具有线性复杂度的最大似然差分译码器(Maximum-Likelihood Differential Decoder, MLDD). 若在 ADSTBC 中采用 QAM 星图, MLDD 可进一步简化成独立地检测每一数据符号的实部和虚部, 降低了实现代价; 并且, 随着 QAM 星图阶数的增加, MLDD 用于检测单个数据符号的计算量将保持不变.

关键词: 互满正交设计; 空时码; 差分调制

中图分类号: TN911.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2004)04-0548-04

Differential Space-Time Block Code Based on Amicable Orthogonal Design

CHEN Zhong-lin, ZHU Guang-xi, SHEN Jing, QU Dai-ming

(Department of Electronic & Information Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan, Hubei 430074, China)

Abstract: In this paper, we present an amicable-orthogonal-design-based differential space-time block code (ADSTBC) for multiple antennas. Compared with the existing differential space-time modulation designs, our scheme imposes no restrictions on underlying signal constellation, and therefore can improve the spectral efficiency by exploiting efficient modulation techniques such as QAM, APSK etc. We then derive a maximum-likelihood differential decoder (MLDD) with linear complexity for flat Rayleigh fading channels. Particularly, when the QAM constellation is used in ADSTBC, MLDD can be further simplified to independently detect the real and imaginary parts of each data symbol, and accordingly the implementation cost can be greatly reduced; Moreover, the computational amount for detecting single data symbol is kept constant in MLDD while the order of the QAM constellation increases.

Key words: amicable orthogonal design; space-time code; differential modulation

1 引言

近年的研究表明,空时码技术是对抗衰落、提高频谱效率的重要手段^[1-3].在以往的空时码研究中,通常假定接收端已获得精确的信道状态信息(Channel State Information, CSI).但在某些条件下,希望 CSI 未知时也能实现译码,这主要出于以下考虑:其一,无需为获得 CSI 进行信道估计,可减小接收设备的实现复杂度;其二,在高速移动环境中,信道的快衰落特性使得信道估计变得异常困难^[4].

差分空时编码的主要研究有:基于双天线发射分集的差分检测方法^[9];采用组码(group code)构造矩阵星图的差分酉空时调制(Differential Unitary Space-Time Modulation, DUSTM)^[4,6];以及适用于时间选择性衰落信道的双差分空时分组码^[5].这些方法的不足之处在于指数增长的译码复杂性.

另一方面, Ganesan 等人将互满正交设计原理用于差分空

时码的构造,实现了译码的线性处理^[7,8].与前述研究一样,所有这些方法都直接或隐含地规定使用 PSK 星图,从而限制了频谱效率的提高.

作为改进,本文提出了基于互满正交设计的差分空时分组码(Amicable-orthogonal-design-based Differential Space-Time Block Code, ADSTBC).当接收端未知 CSI 时,给出了最大似然差分译码器(Maximum-Likelihood Differential Decoder, MLDD).和已有的差分调制方法相比^[4,6,7,9],ADSTBC 没有 PSK 调制的限制,因而可采用多幅度、多相位的信号星图提高频谱效率.数据矩阵的互满正交设计,使得 MLDD 具有与正交空时分组码类似的分解译码特性^[1].若在 ADSTBC 中采用 QAM 星图调制,MLDD 可简化成独立地检测每一数据符号的实部和虚部,实现复杂度将有效降低.

本文第 2 部分介绍信道模型;第 3 部分讲述互满正交设计的基本原理;第 4 部分给出 ADSTBC 的编译码方法;第 5 部

收稿日期:2002-07-01;修回日期:2003-03-17

基金项目:国家“十五”863“新一代蜂窝移动通信系统无线传输链路技术研究”项目(No. 2001AA123014)

分是仿真结果和相关讨论;最后在结论部分总结全文.

在以下叙述中, $E(\cdot)$ 表示求随机量的数学期望; Re 表示对复数取实部; \mathbf{I} 指单位方阵; tr 表示矩阵的迹操作, 上标 H 表示矩阵的共轭转置.

2 信道模型

考虑具有 m 个发射天线、 n 个接收天线的无线系统(见图 1). 用 \mathbf{H} 表示 $m \times n$ 的信道增益矩阵, 它的元素 h_{ij} 给出了从发射天线 i 到接收天线 j 的衰减系数. 定义 \mathbf{S} 为 $T \times m$ 发射矩阵, \mathbf{R} 为 $T \times n$ 接收矩阵, \mathbf{N} 是 $T \times n$ 白噪声矩阵; 在 T 个符号周期定义的分组发射时间单元内, \mathbf{S} 的元素 s_{it} 规定了在时刻 t 从天线 i 上发送的基带符号, \mathbf{R} 的元素 r_{jt} 表示在时刻 t 从天线 j 上接收的基带符号, \mathbf{N} 的元素 n_{jt} 表示在时刻 t 天线 j 上的加性白噪声. 假设信号传输经历平坦 Rayleigh 衰落, 则

$$\mathbf{R} = \sqrt{\rho} \mathbf{S} \mathbf{H} + \mathbf{N} \quad (1)$$

其中, \mathbf{N} 、 \mathbf{H} 的元素都是彼此独立、均值为 0、每维方差为 0.5 的复高斯随机变量. 为保持平均发射功率恒定, \mathbf{S} 应满足以下能量约束:

$$E \left[\sum_{i=1}^m \sum_{t=1}^T |s_{it}|^2 \right] = T \quad (2)$$

不难证明, 采用以上约束后, 每一接收天线在单个符号周期内

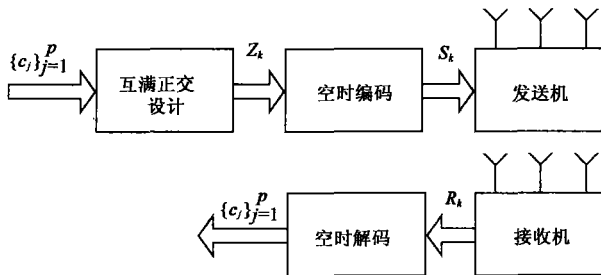


图 1 ADSTBC 的处理流程

的平均信噪比就是 ρ .

3 互满正交设计

设 $\{X_j\}_{j=1}^p$ 、 $\{Y_j\}_{j=1}^p$ 均为包含 p 个 $m \times m$ 矩阵的矩阵集, 若满足以下条件^[8]:

$$\begin{aligned} X_j^H X_j &= \mathbf{I}, \quad Y_j^H Y_j = \mathbf{I} \quad \forall j \\ X_j^H X_k &= -X_k^H X_j, \quad Y_j^H Y_k = -Y_k^H Y_j, \quad \forall j \neq k \\ X_j^H Y_k &= Y_k^H X_j \quad \forall j, k \end{aligned} \quad (3)$$

那么, 称 $\{X_j\}_{j=1}^p$ 和 $\{Y_j\}_{j=1}^p$ 构成了由 p 个变量定义的、阶数为 m 的互满正交设计. 用 $\{c_j\}_{j=1}^p$ 表示 p 个星图调制符号构成的数据符号集 (Q 指信号星图), c_j 的实部和虚部分别用 c_j^R 、 c_j^I 表示, 定义

$$\mathbf{Z} = (\sqrt{p})^{-1} \sum_{j=1}^p (X_j c_j^R + i Y_j c_j^I) \quad (4)$$

\mathbf{Z} 称为由 $\{c_j\}_{j=1}^p$ 确定的互满数据矩阵. 在互满正交性条件(3)下, \mathbf{Z} 满足

$$\mathbf{Z}^H \mathbf{Z} = \mathbf{Z} \mathbf{Z}^H = (p)^{-1} \left(\sum_{j=1}^p |c_j|^2 \right) \mathbf{I} \quad (5)$$

不失一般性, 考虑阶数为 N_Q 、能量归一化为 1 的星图 Q ; 假设 c_j 在 Q 上具有均匀分布, 则有

$$E \{ \mathbf{Z}^H \mathbf{Z} \} = E \{ \mathbf{Z} \mathbf{Z}^H \} = \mathbf{I} \quad (6)$$

4 基于互满正交设计的差分空时分组码

4.1 ADSTBC 的编码

仅考虑发射矩阵为方阵的情形, 即 $T = m$. 设第 $k-1$ 个分组发射时间单元的发射矩阵为 \mathbf{S}_{k-1} ; 在第 k 个分组发射时间单元内, 星图调制输出的 p 个数据符号 $\{c_j\}_{j=1}^p$ 确定了互满数据矩阵 \mathbf{Z}_k , 则第 k 个分组发射时间单元的发射矩阵由下式确定:

$$\mathbf{S}_0 = \mathbf{I}, \quad \mathbf{S}_k = (a_{k-1})^{-1} \mathbf{Z}_k \mathbf{S}_{k-1} \quad (7)$$

其中, a_{k-1} 是类酉矩阵 \mathbf{S}_{k-1} 的幅度*. 使用式(6)可证明, \mathbf{S}_k 服从约束条件(2), 且满足:

$$\mathbf{S}_k \mathbf{S}_k^H = \mathbf{Z}_k \mathbf{Z}_k^H = a_k^2 \mathbf{I} = (p)^{-1} \left(\sum_{j=1}^p |c_j|^2 \right) \mathbf{I} \quad (8)$$

4.2 ADSTBC 的最大似然差分译码

假设信道特性在相继的两个分组发射时间单元内保持不变. 由式(1)和式(7)可知:

$$\mathbf{R}_k = \frac{\sqrt{p}}{a_{k-1}} \cdot \mathbf{Z}_k \mathbf{S}_{k-1} \mathbf{H} + \mathbf{N}_k \quad (9)$$

注意到 \mathbf{N}_k 是零均值的 Gaussian 白噪声矩阵, 因此, 若接收端已知 \mathbf{H} , 则检测符号集 $\{c_j\}_{j=1}^p$ 的最大似然 (Maximum-Likelihood, ML) 相干译码器可表示成

$$\begin{aligned} (\hat{c}_j)_{\text{coherent}} &= \arg \min_{\{c_j\}_{j=1}^p} \text{tr} \left\{ \left(\mathbf{R}_k - \frac{\sqrt{p}}{a_{k-1}} \mathbf{Z}_k \mathbf{S}_{k-1} \mathbf{H} \right)^H \right. \\ &\quad \left. \times \left(\mathbf{R}_k - \frac{\sqrt{p}}{a_{k-1}} \mathbf{Z}_k \mathbf{S}_{k-1} \mathbf{H} \right) \right\} \end{aligned} \quad (10)$$

在差分检测中, 若接收端没有信道估计信息, 将无法获知 $\sqrt{p} \mathbf{S}_{k-1} \mathbf{H}$. 由信道模型(1)可知, 第 $k-1$ 个分组发射时间单元内的接收信号为

$$\mathbf{R}_{k-1} = \sqrt{p} \mathbf{S}_{k-1} \mathbf{H} + \mathbf{N}_{k-1} \quad (11)$$

由于 \mathbf{N}_{k-1} 也是零均值的 Gaussian 白噪声矩阵, \mathbf{R}_{k-1} 可看成 $\sqrt{p} \mathbf{S}_{k-1} \mathbf{H}$ 的 ML 估计. 基于该思想, 将式(10)中的 $\sqrt{p} \mathbf{S}_{k-1} \mathbf{H}$ 用 \mathbf{R}_{k-1} 代替, 并结合式(3), 可得 CSI 未知时的 MLDD:

$$\begin{aligned} (\hat{c}_j)_{\text{MLDD}} &= \arg \min_{\{c_j\}_{j=1}^p} \text{tr} \left\{ \left(\mathbf{R}_k - \frac{1}{a_{k-1}} \mathbf{Z}_k \mathbf{R}_{k-1} \right)^H \right. \\ &\quad \left. \times \left(\mathbf{R}_k - \frac{1}{a_{k-1}} \mathbf{Z}_k \mathbf{R}_{k-1} \right) \right\} \\ &= \arg \min_{\{c_j\}_{j=1}^p} \left\{ \frac{\text{tr}(\mathbf{R}_{k-1}^H \mathbf{R}_{k-1})}{\sqrt{p} a_{k-1}} \sum_{j=1}^p |c_j|^2 \right. \\ &\quad \left. - 2 \sum_{j=1}^p \{ \text{Re} [\text{tr}(\mathbf{R}_k^H \mathbf{X}_j \mathbf{R}_{k-1})] c_{jR} \right. \\ &\quad \left. + \text{Re} [\text{tr}(\mathbf{R}_k^H \mathbf{Y}_j \mathbf{R}_{k-1})] c_{jI} \} \right\} \end{aligned} \quad (12)$$

因此, c_j 的最大似然差分译码由下式给出:

* 若方阵 \mathbf{A} 满足: $\mathbf{A} \mathbf{A}^H = \mathbf{A}^H \mathbf{A} = a^2 \mathbf{I}$ (a 是正实数), 则称方阵 \mathbf{A} 为类酉矩阵, a 称为 \mathbf{A} 的幅度.

$$(\hat{c}_j)_{MLDD} = \arg \min_{c_j \in Q} \left\{ \frac{\text{tr}(\mathbf{R}_{k-1}^H \mathbf{R}_{k-1})}{\sqrt{pa_{k-1}}} |c_j|^2 - 2 \text{Re}[\text{tr}(\mathbf{R}_k^H \mathbf{X}_j \mathbf{R}_{k-1})] c_j^R + \text{Re}[\text{tr}(\mathbf{R}_k^H \mathbf{Y}_j \mathbf{R}_{k-1})] c_j^I \right\} \quad (13)$$

由式(12)、(13)可知, MLDD 将 $\{c_j | c_j \in Q\}_{j=1}^M$ 的联合最优检测转化为各数据符号 c_j 的独立最优检测, 大大减小了译码复杂度. 并且, 由于 MLDD 具有独立译码特性, 所以可采用并行算法实现译码器.

4.3 ADSTBC 的几个特例

4.3.1 QAM 调制 仅考虑矩形的 QAM 星图, 其信号点坐标 (x, y) 可表示成

$$\begin{cases} x = (2k-1-M)\Delta, & k=1, 2, \dots, M \\ y = (2j-1-N)\Delta, & j=1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (14)$$

$x(y)$ 在 $M(N)$ 个可能的点上取值 (M, N 为偶数), 2Δ 表示 QAM 星图上相邻信号点的最小欧氏距离. 在此条件下, 由式(13)可知, c_j 的检测可分解为 c_j 实部和虚部的独立检测:

$$\left. \begin{aligned} (\hat{c}_j^R)_{MLDD} &= \arg \min_{c_j^R \in QR} \left\{ \frac{\text{tr}(\mathbf{R}_{k-1}^H \mathbf{R}_{k-1})}{\sqrt{pa_{k-1}}} |c_j^R|^2 - 2 \text{Re}[\text{tr}(\mathbf{R}_k^H \mathbf{X}_j \mathbf{R}_{k-1})] c_j^R \right\} \\ (\hat{c}_j^I)_{MLDD} &= \arg \min_{c_j^I \in QI} \left\{ \frac{\text{tr}(\mathbf{R}_{k-1}^H \mathbf{R}_{k-1})}{\sqrt{pa_{k-1}}} |c_j^I|^2 - 2 \text{Re}[\text{tr}(\mathbf{R}_k^H \mathbf{Y}_j \mathbf{R}_{k-1})] c_j^I \right\} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

式中, QR, QI 分别为 c_j 实部和虚部的定义域.

令 $d_k = \frac{\text{tr}(\mathbf{R}_{k-1}^H \mathbf{R}_{k-1})}{\sqrt{pa_{k-1}}}$, $b_{k1}^I = \text{Re}[\text{tr}(\mathbf{R}_k^H \mathbf{Y}_j \mathbf{R}_{k-1})]$, $b_{k2}^I = \text{Re}[\text{tr}(\mathbf{R}_k^H \mathbf{X}_j \mathbf{R}_{k-1})]$, $x_k^I = b_{k1}^I/d_k$, $y_k^I = b_{k2}^I/d_k$, $x_{\min} = -(M-1)\Delta$, $x_{\max} = (M-1)\Delta$, $y_{\min} = -(N-1)\Delta$, $y_{\max} = (N-1)\Delta$. 式(15)中的信号检测可转化为求二次函数的极值点问题, 即有

$$(\hat{c}_j^R)_{MLDD} = \begin{cases} x_{\max}, & x_k^I \geq x_{\max} \\ x_{\min}, & x_k^I \leq x_{\min} \\ \lfloor \text{floor}(x_k^I/(2\Delta)) + 0.5(2\Delta), & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

$$(\hat{c}_j^I)_{MLDD} = \begin{cases} y_{\max}, & y_k^I \geq y_{\max} \\ y_{\min}, & y_k^I \leq y_{\min} \\ \lfloor \text{floor}(y_k^I/(2\Delta)) + 0.5(2\Delta), & \text{otherwise} \end{cases}$$

式中, $\text{floor}(x)$ 表示不大于 x 的最大整数.

显然, 利用预先设计, 由 $\text{floor}(x/(2\Delta))$ 索引的数组, 可简化 $\lfloor \text{floor}(x/(2\Delta)) + 0.5 \rfloor 2\Delta$ 的计算. 并且, 由于数组的规模很小(以 64QAM 为例, 数组中仅包含 8 个元素), 对不同阶数的 QAM 调制而言, 可以认为访问数组的代价基本保持恒定. 不难看出, 对给定的 d_k, b_{k1}^I, b_{k2}^I , 采用式(16)对 c_j 进行译码至多需 1 次除法、4 次乘法、4 次比较操作、2 次 floor 函数调用、2 次访问操作. 为比较起见, 考虑在 QAM 调制下应用译码方法(13). 令 N_Q 表示星图 Q 的阶数, 若采用式(13)对 c_j 进行检测, 则需 $3N_Q$ 次乘法、 $2N_Q$ 次加法、以及 (N_Q-1) 次比较操作. 因此, 式(16)给出的译码方法大大降低了 MLDD 的实现代价. 从译码方法(16)还可看出, 当 QAM 星图的阶数增加时, 用于

检测单个数据符号的计算量始终保持不变.

4.3.2 PSK 调制 在此条件下, 注意到 $|c_j| = 1, a_k = 1$, 式(7)可表示成

$$\mathbf{S}_k = \mathbf{Z}_k \mathbf{S}_{k-1} \quad (17)$$

同样, 式(13)可简化为

$$(\hat{c}_j)_{MLDD} = \arg \min_{c_j \in Q} \left\{ \text{Re}[\text{tr}(\mathbf{R}_k^H \mathbf{X}_j \mathbf{R}_{k-1})] c_j^R + \text{Re}[\text{tr}(\mathbf{R}_k^H \mathbf{Y}_j \mathbf{R}_{k-1})] c_j^I \right\} \quad (18)$$

通过比较发现, 式(17)、(18)与 Ganesan 的差分空时调制方法相同^[7].

5 仿真结果

我们采用 Matlab 的 Simulink 工具包对 ADSTBC 进行了性能仿真. 除非特别说明, 总假定接收端没有获得 CSI. 考虑两类由单接收天线构成的多天线系统 A 和 B : 系统 A 的发射天线数 $m=2$, 编码码率为 1; 系统 B 的发射天线数 $m=4$, 编码码率为 3/4.

当系统 B 工作于准静态平坦 Rayleigh 衰落信道, 图 2 比较了 16QAM-ADSTBC 各种译码方法的性能. 图中两类 MLDD 均满足式(13), 不同的是, 在 MLDD1 中, a_{k-1} 是根据已有的译码数据和式(8)进行估计的; 而在 MLDD2 中, a_{k-1} 由信源数据推得, 相当于 a_{k-1} 没有译码错误. 从图 2 可看出: (1) 在相同的位差错率 (Bit Error Rate, BER) 条件下, 两类非相干译码器的性能差异小于 0.4dB. 这表明, a_{k-1} 的译码错误对后续的检测过程影响极小; (2) 与相干接收相比, 差分译码的性能下降约为 3~4dB.

在后续仿真中, 仅考虑时变的平坦 Rayleigh 衰落信道, 其最大 Doppler 频移为 80Hz. 图 3 给出了系统 A 中不同差分编码方法的性能. 使用 DUSTM 时, (256, 75) 循环组码的生成矩阵由下式确定^[4]:

$$\Theta = \begin{bmatrix} e^{j\pi/128} & 0 \\ 0 & e^{75j\pi/128} \end{bmatrix} \quad (19)$$

从图 3 可看出, 当频谱效率 $R = 4\text{bits/s/Hz}$, ADSTBC 的性能大大优于 DUSTM. 以 $\text{BER} = 3 \times 10^{-3}$ 为例, 16QAM-ADSTBC 与 DUSTM 相比, 性能提高不小于 6dB. 另一方面, 16QAM-ADSTBC 与 16PSK-ADSTBC 相比, 大约有 2dB 的性能增益, 表明多幅度、多相位的调制方法可进一步提高差分编码的性能. 以上结论是不难解释的. 事实上, 在给定的比特率下, PSK-ADSTBC 与 DUSTM 相比具有更大的编码增益, 所以可获得更优的性能^[7]; 同时, 当星图上各点的平均能量归一化为 1 时, 16QAM 调制的性能优于 16PSK 调制. 以上定性分析表明, 在仿真进行比较的三种方案中, 16QAM-ADSTBC 应当是最优的.

当采用系统模型 B 时, 图 4 对不同调制方式下的 ADSTBC 进行了性能比较. 仿真表明, 当 $\text{BER} = 10^{-3}$, 与 16PSK-ADSTBC 相比, 16QAM-ADSTBC 的性能提高约为 3dB; 并且, 随着 BER 减小, 性能提高将更显著. 通过与图 3 比较可以发现: 当采用同样的调制方式时, 图 4 中的曲线下更快, 这是由分集增益随发射天线数成正比增加形成的.

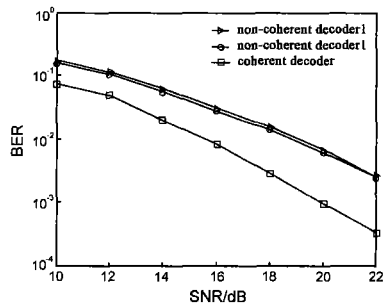


图 2 $m=4, n=1, R=3\text{bits/s/Hz}$, 16QAM-ADSTBC 各种译码方法的性能比较

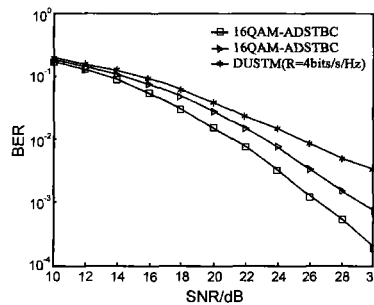


图 3 $m=2, n=1, R=4\text{bits/s/Hz}$, 不同差分空时编码方法的性能比较

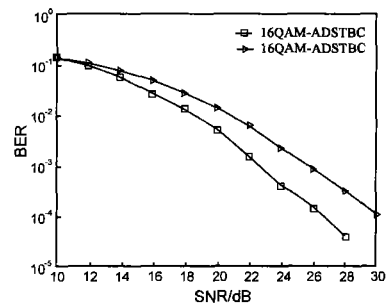


图 4 $m=4, n=1, R=3\text{bits/s/Hz}$, 不同调制方式下 ADSTBC 的性能比较

6 结论

本文基于互满正交性设计原理提出了新的差分空时分组码 ADSTBC,它具有以下特点:(1)没有 PSK 调制的限制,适用于任意的信号星座;(2)具有极低的 BER 和线性译码复杂度;(3)若采用 QAM 星座调制,本文给出的 MLDD 将进一步简化成独立地检测每一数据符号的实部和虚部,降低了实现代价。并且,随着 QAM 星座阶数的增加,MLDD 用于检测单个数据符号的计算量将保持不变。

参考文献:

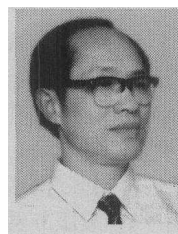
- [1] V Tarokh, et al. Space-time code for high data rate wireless communication: Performance analysis and code construction [J]. IEEE Trans., 1998, IT-44(2): 744 - 765.
- [2] V Tarokh, et al. Space-time block codes from orthogonal designs [J]. IEEE Trans., 1999, IT-45(5): 1456 - 1467.
- [3] S M Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. IEEE Journal, 1998, SAC-16(8): 1451 - 1458.
- [4] B L Hughes. Differential space-time modulation [J]. IEEE Trans., 2000, IT-46(7): 2567 - 2578.
- [5] Z Liu, et al. Double differential space-time coding for time-selective fading channels [J]. IEEE Trans., 2001, COM-49(9): 1529 - 1539.
- [6] B M Hochwald, W Sweldens. Differential Unitary space-time modulation [J]. IEEE Trans., 2000, COM-48(12): 2041 - 2052.
- [7] G Ganesan, P Stoica. Differential Modulation using space-time block codes [J]. IEEE Letter, 2002, SP-9(2): 57 - 60.
- [8] Space-time diversity using orthogonal and amicable orthogonal designs [A]. ICASSP, 2000 [C]. Istanbul, Turkey, 2000, 5: 2561 - 2564.

- [9] V Tarokh, H Jafarkhani. A differential detection scheme for transmit diversity [J]. IEEE Journal, 2000, SAC-18(7): 1169 - 1174.
- [10] B Hassibi, et al. Representation theory for high-rate multiple-antenna code design [J]. IEEE Trans., 2001, IT-47(6): 2335 - 2367.

作者简介:



陈钟麟 男, 1968 年 8 月生于湖北省武汉, 1990 年获武汉大学无线电信息工程理学学士学位; 现为华中科技大学电子与信息工程系博士研究生, 研究兴趣为空时编码、MIMO 信道下的多用户检测、OFDM 中的信道估计等。



朱光喜 男, 1945 年 3 月生, 1969 年毕业于华中工学院无线电系, 教授, 博士生导师, 现任华中科技大学电子与信息工程系主任, 兼任信息科学与工程学院副院长、新闻与信息传播学院副院长, 中国图像图形学会常务理事, 中国图像图形学报编委, 湖北通信学会学术委员会副主任, 湖北通信学会多媒体委员会副主任等, 长期以来主要从事数字图像、图形与多媒体信息处理和通信系统的科研与教学, 已完成国家自然科学基金、省部级科技攻关项目共 20 余项, 主持的三项科研成果三次获得湖北省科技进步二等奖, 已在国内外发表学术论文 100 余篇, 其中进入国际四大索引的 20 多篇。