

# DSSS-MIMO 结构的标签延迟发射分集方法

吴晓军, 李 星, 王继龙

(清华大学信息科学技术学院, 北京 100084)

**摘 要:** 针对频率选择性衰落多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)结构, 提出在各发射天线通道引入直接序列扩频(Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS)操作以便实现信道的矢量化, 然后提出了一种标签延迟发射分集方法和相应的实现频率选择性衰落无线信道估计的盲方法. 仿真结果表明了上述标签延迟发射分集方法的有效性及其信道盲估计方法的性能.

**关键词:** 频率选择性; 多输入多输出; 直接序列扩频; 标签延迟发射分集; 盲估计

**中图分类号:** TN92; TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2005)05-0931-04

## Labeled Delay Transmit Diversity for DSSS MIMO Architecture

WU Xiaojun, LI Xing, WANG Jilong

(School of Information Science & Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** With respect to the Multiple Input Multiple Output (MIMO) architecture under the frequency selective fading environment, this paper introduces the Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) operation into each transmit antenna branch so as to make the frequency-selective fading channel vectorizable. Successively, one novel labeled delay transmit diversity scheme is proposed for the DSSS MIMO architecture, and the corresponding blind estimation scheme of the frequency selective wireless channels is also derived. Simulation results demonstrate the validity of the novel labeled delay transmit diversity scheme and the performance of the blind estimation of frequency selective channels.

**Key words:** frequency selective; MIMO; DSSS; labeled delay transmit diversity; blind estimation

## 1 引言

最近, 研究人员针对频率选择性衰落多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)结构展开了多层次研究, 并取得了一系列研究成果<sup>[1~3]</sup>. 本文尝试从另一个角度出发研究频率选择性衰落 MIMO 结构, 即在 MIMO 结构的每个发射天线通道引入直接序列扩频(Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS)操作, 并在接收端按照切普率进行采样. 切普率相对于比特率而言即为过采样(Oversampling), 因此在 MIMO 结构的每个发射天线通道中引入 DSSS 操作能够将任意一对发射/接收天线之间的频率选择性衰落无线信道矢量化<sup>[4]</sup>.

## 2 DSSS-MIMO 结构的模型

图1给出的是 DSSS-MIMO 结构的基带模型. 发射/接收天线数分别记作  $M$  和  $N$ . 所有发射天线通道使用同一个 DSSS 码, 其长度为  $G$ .  $s(m)$  表示第  $m$  个发射天线通道所承载的符号. 所有发射天线通道所承载的  $M$  个符号可构成所谓的 MIMO 符号分组. 为描述方便, MIMO 符号分组和 DSSS 码可分别表示为矢量  $c$  和  $s$ :

$$c = [c(1) \ c(2) \ \dots \ c(G)]^T, G \times 1 \quad (1)$$

$$s = [s(1) \ s(2) \ \dots \ s(M)]^T, M \times 1 \quad (2)$$

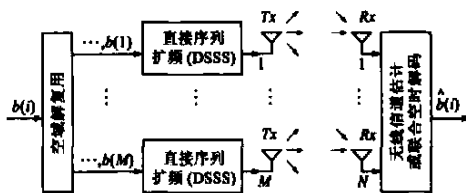


图1 DSSS-MIMO 结构的基带模型

当按照 DSSS 操作的切普率对处于第  $m$  个( $m = 1, \dots, M$ )发射/第  $n$  个( $n = 1, \dots, N$ )接收天线之间的频率选择性衰落无线信道进行离散采样时, 其可表示为有限冲激响应(Finite Impulse Response, FIR)矢量  $h^{(mn)}$ :

$$h^{(mn)} = [h^{(mn)}(0) \ h^{(mn)}(1) \ \dots \ h^{(mn)}(L)]^T, (L+1) \times 1 \quad (3)$$

式中, 上标<sup>T</sup>表示矢量/矩阵的转置操作,  $L$ 表示  $M$  个发射/ $N$  个接收天线之间的所有  $M \times N$  个频率选择性衰落 FIR 无线信道的最大长度. 不失一般性, 不妨假设  $L < G$ .

借鉴文献[5]与[6]中的做法, 本文对受到码间串扰(Inter Symbol Interference, ISI)污染的接收数据进行截短. 相应地, 第

$n$  个接收天线从第  $m$  个发射天线所接收到的“无 ISF”接收数据可表示为矢量  $\mathbf{x}^{(mn)}$ :

$$\begin{aligned}\mathbf{x}^{(mn)} &= [x^{(mn)}(1) \ x^{(mn)}(2) \ \dots \ x^{(mn)}(G-L)]^T \\ &= \mathbf{w}^{(mn)} s(m), (G-L) \times 1 \\ \mathbf{w}^{(mn)} &= [w^{(mn)}(1) \ w^{(mn)}(2) \ \dots \ w^{(mn)}(G-L)]^T \\ &= \mathbf{C} \mathbf{h}(mn), (G-L) \times 1\end{aligned}\quad (4)$$

式中,  $\mathbf{w}^{(mn)}$  表示第  $n$  个接收/第  $m$  个发射天线之间的频率选择性衰落无线信道的时域特征波形矢量, 维数为  $(G-L) \times (L+1)$  的矩阵  $\mathbf{C}$  为托布利兹(Toeplitz)非对称矩阵( $\mathbf{C}$  的具体定义请参阅文献[5]与[6]).

进一步地, 第  $n$  个接收天线从所有发射天线所接收到的“无 ISF”接收数据可表示为矢量  $\mathbf{x}^{(n)}$ :

$$\begin{aligned}\mathbf{x}^{(n)} &= [x^{(n)}(1) \ x^{(n)}(2) \ \dots \ x^{(n)}(G-L)]^T = \sum_{m=1}^M \mathbf{x}^{(m,n)} \\ &= \sum_{m=1}^M \mathbf{w}^{(mn)} s(m) = \mathbf{W}^{(n)} s, (G-L) \times 1 \\ \mathbf{W}^{(n)} &= [\mathbf{w}^{(1n)} \ \mathbf{w}^{(2n)} \ \dots \ \mathbf{w}^{(Mn)}] \\ &= [\mathbf{C} \mathbf{h}^{(1n)} \ \mathbf{C} \mathbf{h}^{(2n)} \ \dots \ \mathbf{C} \mathbf{h}^{(Mn)}] = \mathbf{C} \mathbf{H}^{(n)}, (G-L) \times M\end{aligned}\quad (6)$$

$$\mathbf{H}^{(n)} = [\mathbf{h}^{(1n)} \ \mathbf{h}^{(2n)} \ \dots \ \mathbf{h}^{(Mn)}], (L+1) \times M \quad (8)$$

将所有接收天线上的“无 ISF”接收数据矢量堆叠起来, 则得到如下扩展型“无 ISF”接收数据矢量  $\mathbf{x}$ :

$$\begin{aligned}\mathbf{x} &= [\mathbf{x}^{(1)T} \ \mathbf{x}^{(2)T} \ \dots \ \mathbf{x}^{(N)T}]^T \\ &= [\mathbf{W}^{(1)T} \ \mathbf{W}^{(2)T} \ \dots \ \mathbf{W}^{(N)T}]^T \mathbf{s} = \mathbf{W} \mathbf{s}, N(G-L) \times 1\end{aligned}\quad (9)$$

$$\begin{aligned}\mathbf{W} &= [(\mathbf{C} \mathbf{H}^{(1)})^T \ (\mathbf{C} \mathbf{H}^{(2)})^T \ \dots \ (\mathbf{C} \mathbf{H}^{(N)})^T]^T \\ &= \mathbf{D} \mathbf{H}, N(G-L) \times M\end{aligned}\quad (10)$$

$$\mathbf{D} = \text{diag}(\mathbf{C}, \mathbf{C}, \dots, \mathbf{C}), N(G-L) \times N(L+1) \quad (11)$$

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}^{(1)T} \ \mathbf{H}^{(2)T} \ \dots \ \mathbf{H}^{(N)T}]^T, N(L+1) \times M \quad (12)$$

式中,  $\mathbf{D}$  是由  $N$  个矩阵  $\mathbf{C}$  充当主对角线子矩阵所构成的分块对角阵.

### 3 标签延迟发射分集方法及其信道盲估计

#### 3.1 标签延迟发射分集方法

如图 1 所示, 所有发射天线通道所承载的  $M$  个符号在接收端将不可避免地互相混淆. 为了解决该问题, 本文建议为所有发射天线通道所承载的  $M$  个符号均贴上唯一性标签.

受 Alamouti 空时分组编码(Space-Time Block Coding, STBC)思想<sup>[7]</sup>的启发, 本文将同一个 MIMO 符号分组发射两次, 第一次不贴标签(即“无标”), 第二次则贴上标签(即“贴标”). 在某种意义上, 本文建议的“贴标”过程可以被看作一种标签延迟发射分集方法. 注意, 本文建议的标签延迟发射分集方法明显有别于文献[8]中的方法, 理由是文献[8]中的方法仅针对平衰落无线信道. 如果把指派给第  $m$  个发射天线通道的标签记作  $a(m)$ , 则可按按下式对其进行指派:  $a(m) = \exp(j(m-1)2\pi/L)$ .

所有发射天线通道的  $M$  个标签可构成矢量  $\mathbf{a}$ :

$$\mathbf{a} = [a(1) \ a(2) \ \dots \ a(M)]^T, M \times 1 \quad (13)$$

参照式(2)中对“无标”MIMO 符号分组的描述, “贴标”

MIMO 符号分组可表示为矢量  $\mathbf{s}_{\text{TAG}}$ :

$$\mathbf{s}_{\text{TAG}} = \text{diag}(\mathbf{a}) \mathbf{s} = \mathbf{A} \mathbf{s}, M \times 1 \quad (14)$$

参照式(9), 相对于“贴标”MIMO 符号分组的扩展型“无 ISF”接收数据矢量  $\mathbf{x}_{\text{TAG}}$  可表示为

$$\mathbf{x}_{\text{TAG}} = \mathbf{W} \mathbf{A} \mathbf{s}, N(G-L) \times 1 \quad (15)$$

对照式(9)和式(15)可发现两者之间存在着旋转不变性关系. 考虑到热噪声, 式(9)和式(15)可重写为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{W} \mathbf{s} + \mathbf{n}_F, N(G-L) \times 1 \quad (16)$$

$$\mathbf{z} = \mathbf{W} \mathbf{A} \mathbf{s} + \mathbf{n}_B, N(G-L) \times 1 \quad (17)$$

式中, 矢量  $\mathbf{n}_F$  与矢量  $\mathbf{n}_B$  的各元素均为服从独立同分布(i. i. d.)的复高斯噪声, 且均值为零、方差为  $\sigma_n^2$ .

#### 3.2 频率选择性衰落无线信道的盲估计方法

如上小节所述, 本文建议的标签延迟发射分集方法能够赋予 DSSS-MIMO 结构以旋转不变性性质. 相应地, 大量基于旋转不变性的传统方法均可被用来解决 DSSS-MIMO 结构中频率选择性衰落无线信道的盲估计问题. 不失一般性, 本文将选择基于文献[9]和[10]中的方法来解决上述问题.

根据上小节中的式(16)和式(17),  $\mathbf{y}$  的自相关矩阵和  $\mathbf{z}$ 、 $\mathbf{y}$  之间的互相关矩阵可分别定义为:

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{yy} &= E[\mathbf{y} \mathbf{y}^H] = E[(\mathbf{W} \mathbf{s} + \mathbf{n}_F)(\mathbf{W} \mathbf{s} + \mathbf{n}_F)^H] \\ &= \mathbf{W} E[\mathbf{s} \mathbf{s}^H] \mathbf{W}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N(G-L)} = \mathbf{W} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{W}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N(G-L)} \\ &= \mathbf{R}_{yyo} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N(G-L)}, N(G-L) \times N(G-L)\end{aligned}\quad (18)$$

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{zy} &= E[\mathbf{z} \mathbf{y}^H] = E[(\mathbf{W} \mathbf{A} \mathbf{s} + \mathbf{n}_B)(\mathbf{W} \mathbf{s} + \mathbf{n}_F)^H] \\ &= \mathbf{W} \mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{W}^H, N(G-L) \times N(G-L)\end{aligned}\quad (19)$$

式中, 上标  $H$  表示矩阵的共轭转置操作,  $\mathbf{R}_{yy}$  和  $\mathbf{R}_{zy}$  均为  $N(G-L)$  阶方阵,  $\mathbf{R}_{ss}$  则为  $M$  阶方阵. 当 MIMO 符号分组中的所有  $M$  个符号互不相关时,  $\mathbf{R}_{ss}$  是非奇异阵, 并且式(18)中  $\mathbf{R}_{yyo}$  的秩为  $M$ .

对  $\mathbf{R}_{yyo}$  进行特征分解, 可得到其相应的谱分解形式:

$$\mathbf{R}_{yyo} = \sum_{j=1}^{N(G-L)} \mu_j \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H, N(G-L) \times N(G-L) \quad (20)$$

式中,  $\mu_j$  和  $\mathbf{v}_j$  分别表示  $\mathbf{R}_{yyo}$  的特征值和相应的特征矢量.

当特征波形矩阵  $\mathbf{W}$  列满秩,  $\mathbf{R}_{ss}$  非奇异, 并且发射天线数  $M$ 、接收天线数  $N$ 、DSSS 码长度  $G$  和 FIR 无线信道长度  $L$  等参数之间满足  $N(G-L) > M$  (该式实际上应强化为  $\min(N(G-L), N(L+1)) \geq M$ ) 时, 下面的性质成立:

$$(1) \{\mu_1 \geq \dots \geq \mu_M > \mu_{M+1} = \dots = \mu_{N(G-L)} = 0\};$$

$$(2) \text{span}\{\mathbf{v}_{M+1}, \mathbf{v}_{M+2}, \dots, \mathbf{v}_{N(G-L)}\} \perp \text{range}\{\mathbf{W}\}, \text{其中 } \text{span}\{\mathbf{v}_{M+1}, \mathbf{v}_{M+2}, \dots, \mathbf{v}_{N(G-L)}\} \text{ 表示由 } \mathbf{v}_{M+1} \text{ 至 } \mathbf{v}_{N(G-L)} \text{ 等特征矢量所张成的噪声子空间, } \text{range}\{\mathbf{W}\} \text{ 表示 } \mathbf{W} \text{ 的列空间.}$$

从上述两条性质出发, 可得到如下两个方程:

$$\mathbf{W}^H \left[ \sum_{j=M+1}^{N(G-L)} \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H \right] \mathbf{W} = \mathbf{0} \quad (21)$$

$$\mathbf{W}^H \left[ \sum_{j=1}^M \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H \right] \mathbf{W} = \mathbf{W}^H \left[ \sum_{j=1}^M \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H + \sum_{j=M+1}^{N(G-L)} \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H \right] \mathbf{W} = \mathbf{W}^H \mathbf{W} \quad (22)$$

类似于文献[9]与[10], 可利用  $\mathbf{R}_{zy}$  和  $\mathbf{R}_{yyo}$  定义如下的  $N(G-L)$  阶辅助矩阵  $\mathbf{R}$ :

$$R = R_{yy} R_{yy}^+, N(G-L) \times N(G-L) \quad (23)$$

式中,  $R_{yy}^+$  表示  $R_{yy}$  的 Penrose Moore 伪逆, 具体定义如下:

$$R_{yy}^+ = \sum_{j=1}^M \frac{1}{\lambda_j} v_j v_j^H, N(G-L) \times N(G-L) \quad (24)$$

定理 假设特征波形矩阵  $W$  列满秩, 矩阵  $R_{ss}$  非奇异, 并且对角阵  $A$  的主对角线上无相同元素, 则辅助矩阵  $R$  的特征值和相应的特征矢量分别是前述的标签和特征波形矩阵  $W$  的各个列矢量, 即  $RW = WA$ .

定理的详细证明过程请参阅文献[10]. 根据上述定理, 通过对辅助矩阵  $R$  做特征分解, 可以实现 DSSS MIMO 结构中频率选择性衰落无线信道的盲估计. 具体地, 当得到特征波形矩阵  $W$  的估计  $\hat{W}$  后, 首先得到第  $m$  个发射/第  $n$  个接收天线之间的频率选择性衰落无线信道的时域特征波形矢量  $w^{(mn)}$  的估计  $\hat{w}^{(mn)}$ , 然后再利用下式估计第  $m$  个发射/第  $n$  个接收天线之间的频率选择性衰落无线信道的 FIR 矢量  $h^{(mn)}$ :

$$\hat{h}^{(mn)} = C^+ \hat{w}^{(mn)}, (L+1) \times 1 \quad (25)$$

式中,  $C^+$  表示矩阵  $C$  的 Penrose Moore 伪逆, 其维数为  $(L+1) \times (G-L)$ .

## 4 仿真结果

本节所有仿真均采用差分四相相移键控 (Differential Quadrature Phase Shift Keying, DQPSK) 调制, 均从长度为  $(2^{15}-1)$  的  $m$  序列中随机选择长度为  $G$  的片断作为 DSSS 码, 并且均进行了 500 次蒙特卡罗 (Monte Carlo) 实验. 采用下式中定义的归一化均方误差 (Mean Squared Error, MSE) 衡量本文信道盲估计方法的性能:

$$MSE = \frac{1}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} \| \hat{W}(i) - W \|^2_F / \| W \|^2_F \quad (26)$$

式中,  $N_t$  表示蒙特卡罗仿真实验次数,  $\hat{W}(i)$  表示在第  $i$  次实验中对特征波形矩阵  $W$  的估计,  $\| \cdot \|_F$  表示 Frobenius 范数.

注意: 在计算 MSE 时, 本节已对本文信道盲估计方法所固有的模糊复系数进行了补偿.

仿真实验 1 参数:  $M$  为 12,  $N$  为 4,  $G$  为 8,  $L$  为 4. 图 2 描述的是 MSE 在不同  $K$  情形下随每个天线接收信噪比 (Signal to Noise Ratio, SNR) 的变化曲线. 如图所示, MSE 随 SNR 的增大而“线性”下降. 此外, 随着  $K$  不断增大, MSE 曲线不断整体下移. 原因在于: 在 SNR 固定的前提下, 随着  $K$  增大, 自相关/互相关矩阵的估计准确度将提高, 故而 MSE 将下降.

仿真实验 2 参数: SNR 为 15,  $N$  为 4,  $G$  为 8,  $L$  为 4. 图 3 描述的是 MSE 在不同  $K$  情形下随  $M$  的变化曲线. 如图所示, MSE 随  $M$  的增大而“加速”增大. 原因在于:  $M$  的增大使信号子空间变大同时又使噪声子空间变小, 这种“此消彼长”变化将降低子空间分解的噪声滤除能力. 随着  $M$  不断增大, 上述“此消彼长”变化将更剧烈, 从而 MSE 将“加速”增大.

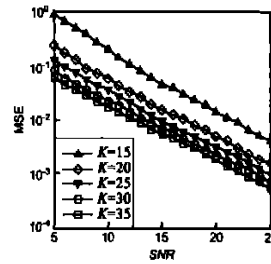


图 2 MSE 随 SNR 的变化

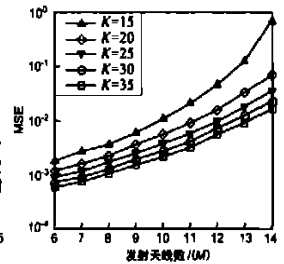


图 3 MSE 随 M 的变化

仿真实验 3 参数: SNR 为 15,  $M$  为 10,  $N$  为 4,  $L$  为 4. 图 4 描述的是 MSE 在不同  $K$  情形下随  $N$  的变化曲线. 如图所示, MSE 随  $N$  的增大而逐渐下降. 原因在于:  $N$  的增大使噪声子空间不断变大同时保持信号子空间不变, 从而噪声/信号子空间之间的正交性约束将加强, 即子空间分解的噪声滤除能力将提高, 进而 MSE 将下降.

仿真实验 4 参数: SNR 为 15,  $M$  为 10,  $N$  为 4,  $L$  为 4. 图 5 描述的是 MSE 在不同  $K$  情形下随  $G$  的变化曲线. 如图所示, MSE 随  $G$  的增大而逐渐下降. 原因在于: 如式 (4) 所述, 本文对受到 ISI 污染的接收数据进行了截短. 在  $L$  固定的前提下, 当  $G$  增大时, 上述截短所产生的空间自由度损失将减轻, 相应地噪声/信号子空间之间的正交性约束将增强, 故而 MSE 将下降.

仿真实验 5 参数: SNR 为 15,  $M$  为 10,  $N$  为 4,  $G$  为 14. 图 6 描述的是 MSE 在不同  $K$  情形下随  $L$  的变化曲线. 如图所示, MSE 对  $L$  的变化呈现出奇特的“舟”形状. 这种结果是下面两种效应相互作用所形成的. 一方面, 在  $K$  固定的前提下, 当  $L$  增大时, 噪声子空间将变小, 相应地自相关/互相关矩阵的估计准确度将提高, 从而 MSE 将下降. 另一方面, 在  $G$  固定的前提下, 当  $L$  增大时, 本文对受到 ISI 污染的接收数据进行截短所产生的空间自由度损失将加重, 从而 MSE 将增大.

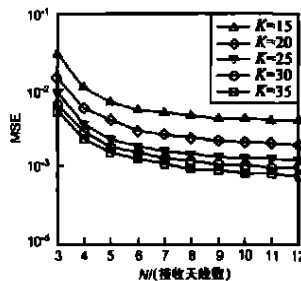


图 4 MSE 随 N 的变化

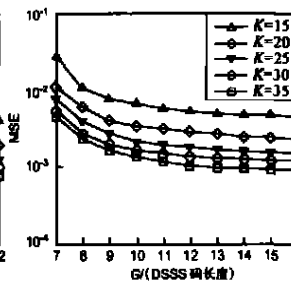


图 5 MSE 随 G 的变化

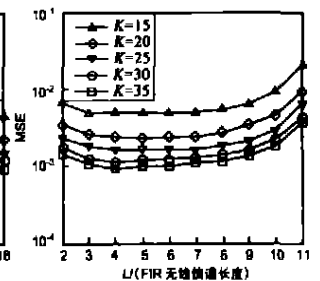


图 6 MSE 随 L 的变化

## 5 结论

针对处于频率选择性衰落环境中的 DSSS MIMO 结构, 本文提出了一种标签延迟发射分集方法. 利用该方法所引入的旋转不变性性质, 本文继续提出了 DSSS MIMO 结构中频率选择性衰落无线信道的盲估计方法. 虽然本文提出的标签延迟发射分集方法会使得传输速率降低一半并导致频谱效率下降, 但是, 较之基于训练序列的信道估计方法, 本文提出的信道盲估计方法却已经在频谱效率方面有了很大进步.

## 参考文献:

- [ 1 ] J Choi. Equalization and semiblind channel estimation for space time block coded signals over a frequency selective fading channel[ J ]. IEEE Trans. Signal Processing, 2004, 52(3): 774- 785.
- [ 2 ] L U Choi, R D Murch. A transmit MIMO scheme with frequency domain pre equalization for wireless frequency selective channels[ J ]. IEEE Trans. Wireless Commun. , 2004, 3(3): 929- 938.
- [ 3 ] L U Choi, R D Murch. A pre BLAST DFE technique for the downlink of frequency selective fading MIMO channels[ J ]. IEEE Trans. Commun. , 2004, 52( 5): 737- 743.
- [ 4 ] L Tong, S Perreau. Multichannel blind identification: From subspace to maximum likelihood methods[ J ]. IEEE Proc. , 1998, 86( 10): 1951- 1968.
- [ 5 ] X J Wu, Q Y Yin, et al. Time domain multiuser detection for MC-CDMA systems without cyclic prefix[ A ]. Proc. IEEE ICC' 02[ C ]. New York, USA, 2002. II: 921- 925.
- [ 6 ] 吴晓军, 殷勤业, 邓科. 带有块间串扰的多载波码分多址系统的时域信道估计和多用户检测[ J ]. 通信学报, 2003, 24( 2): 10- 17.
- [ 7 ] S M Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications[ J ]. IEEE J Select. Areas Commun. , 1998, 16( 8): 1451- 1458.
- [ 8 ] 赵铮, 殷勤业, 张建国. 基于旋转不变性子空间的垂直分层空时码[ J ]. 西安交通大学学报, 2003, 37( 4): 384- 387.
- [ 9 ] 殷勤业, 邹理和, R W Newcomb. 一种复分辨率二维信号参数估计方法——波达方向矩阵法[ J ]. 通信学报, 1991, 12(4): 1- 7.
- [ 10 ] X J Wu, Q Y Yin, et al. Spatial frequency channel and DOA joint blind estimator for MC-CDMA systems[ J ]. Journal of Electronics ( China), 2002, 19( 3): 225- 232.

## 作者简介:



吴晓军 男, 博士, 清华大学助理研究员/ 博士后, 主要研究方向为新一代移动通信系统、新一代移动无线互联网和泛网络等, 已发表学术论文 40 余篇. E-mail: xiaojun@cernet.edu.cn.



李 星 男, 博士, 清华大学教授/ 博士生导师, 主要研究领域包括统计信号处理、多媒体通信和计算机网络等, 已发表学术论文 120 余篇.