

空时频移键控(ST-FSK)的分离 ML 信号检测方法

高媛媛 沈越泓 胡咸斌

(解放军理工大学通信工程学院无线通信系 南京 210007)

摘要 该文提出一种分离最大似然(ML)信号检测方法,在信道状态信息已知的假设下,利用信号的正交性特点,使多个接收矢量的 ML 联合检测问题分离为若干个矢量的单独 ML 检测问题。若采用合适的信道估值算法,在运算量上不仅大大低于非相干检测,还能获得性能的提高。仿真实验验证了算法的有效性。

关键词 空时频移键控(ST-FSK), 正交设计, 分离最大似然信号检测, 相干最大似然检测

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)05-0879-04

Implementation of ST-FSK Detection Based on Decoupled Maximum Likelihood Detection

Gao Yuan-yuan Shen Yue-hong Hu Xian-bin

(Department of Radio Communication ICE, PLAUST, Nanjing 210007, China)

Abstract This paper presents a decoupled maximum likelihood(ML) detection algorithm, which utilizes the orthogonal characteristic of signal, decoupled the combined ML detection into separated one, under the assumption that CSI is known at the receiver. Utilizing appropriate channel estimation algorithm, the decoupled algorithm not only sharply reduces the computational complexity compared to the noncoherent ML detection, but also improves the performance. Simulation results confirm the effectiveness of the algorithm.

Key words Space-Time Frequency Shift Keying(ST-FSK), Unitary design, Decoupled Maximum Likelihood (ML) detection, Coherent maximum likelihood detection

1 引言

FSK调制方式因其功率利用率高,从而在功率受限信道中得到广泛应用,如军事通信和卫星通信,文献[1]把多天线空时编码技术与FSK调制技术相结合,获得了多天线带来的分集增益,在瑞利衰落信道条件下无需信道信息,可采用非相干的极大似然(ML)检测器^[1]。文献[2]提出用矩阵正交三角分解(QR)算法,在没有损失系统性能的前提下,降低了运算量,简化了实现该ML检测器的复杂性。

本文提出一种分离 ML 信号检测方法,在信道状态信息已知的假设下,利用发送信号的正交性特点,使多个接收矢量的 ML 联合检测问题分离为若干个矢量的单独 ML 检测问题。在运算量上不仅大大低于前述两种非相干检测,而且获得性能的提高大于 3dB。

采用分离 ML 检测方法的 ST-FSK 的主要特点是:(1)采用实数全速率正交设计,当发送天线 $M=2,3,4,5,6,7,8$ 时均可获得满分集增益;(2)ST-FSK 与正交 FSK 调制具有相同的特点,即当进制数趋于无穷时,可以逼近山农极限,但是以牺

牲带宽有效性为代价;(3)本文提出的分离 ML 检测方式与文献[1,2]中的非相干检测方法相比,一是性能有大于 3dB 的好处,另外可以使译码复杂度从与发送天线成指数关系减少为呈线性关系,大大减小运算量;(4)分离 ML 检测方式是在 ML 准则下恒等推出的,因此与未经分离的相干检测方式性能完全一致,即检测方法大大简化,而性能没有任何损失;(5)由于相干检测需要知道信道状态信息,上述运算量的减小没有考虑信道估值运算量,考虑 M 个发送天线 N 个接收天线的 MIMO 平坦衰落信道,信道变化相对较慢,信道估计采用基于训练序列的算法时,信道估值器的复杂度与 MN 成正比,即仍为线性关系;若综合考虑信道估值带来的复杂度,在天线数和 FSK 进制数较小时,非相干检测的复杂度稍低,随着天线数和进制数的增多,相干检测的复杂度明显低于非相干检测。

数学符号含义: $(\square)^T$ 和 $(\square)^H$ 分别表示矩阵或矢量的转置和共轭转置; \otimes 表示 Kronecker 乘积; $\|\cdot\|_F$ 表示 Frobenius 范数; $[A]_{m,n}$ 表示矩阵的第 (m,n) 个元素; $[k]_p$ 表示列矢量 k 的第 p 个元素; $I_{N \times N}$ 表示 N 阶单位矩阵。

2 信道模型

我们采用与文献[1]类似的信道模型。考虑一个 MIMO 系统, 具有 M 个发送天线, N 个接收天线, 假设在发送 T 个符号的时间长度内天线之间的信道为平坦衰落(频率非选择性)信道。

信号的矢量表示形式为: $\mathbf{y}_n = \sum_{m=1}^M \mathbf{x}_m h_{m,n} + \mathbf{e}_n$, $n=1, 2, \dots, N$, 其中 \mathbf{y}_n 是接收天线 n 上的 $T \times 1$ 接收信号列向量, \mathbf{x}_m 是发送天线 m 上的 $T \times 1$ 发送信号列向量。 $h_{m,n}$ 表示从发送天线 m 到接收天线 n 之间的衰落路径增益; \mathbf{e}_n 为接收天线 n 上的加性噪声, 可分别模型化为均值为 0, 方差为 σ_n^2 , σ_e^2 的独立同分布的复高斯随机变量。

信号的矩阵表示形式为 $\mathbf{Y} = \mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{E}$, 其中 $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_M]$ 是 $T \times M$ 的发送信号矩阵, $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_N]$ 是 $T \times N$ 的接收信号矩阵, \mathbf{H} 是 $M \times N$ 平坦衰落信道特性矩阵, $\mathbf{E} = [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_N]$ 是 $T \times N$ 加性噪声矩阵。在矩阵 \mathbf{Y} , \mathbf{X} 和 \mathbf{E} 中, 水平方向表示空间分布, 垂直方向表示时间分布。

ST-FSK^[1] 是满足实数正交设计的空时调制, 即发送信号矩阵满足 $\mathbf{X}^H \cdot \mathbf{X} = T \cdot \mathbf{I}_M$, $\forall \mathbf{X} \in A_X$, 其中 A_X 为信号星座图。采用 K 进制 FSK 调制, 定义 FSK 波形集为 $\{\mathbf{f}_k | \mathbf{f}_k = [1, e^{j2\pi k/K}, \dots, e^{j2\pi k(K-1)/K}]^T, k \in A_k = \{0, 1, \dots, K-1\}\}$ 。ST-FSK 的星座图为 A_X , $A_X = \{\mathbf{X}_k | k \in A_k^{P \times 1}\}$, $A_k^{P \times 1}$ 表示构成 $P \times 1$ 列向量, 列向量中的每个元素取自 $A_k = \{0, 1, \dots, K-1\}$ 。发送信号矩阵为

$$\mathbf{X}_k = \sum_{p=1}^P A_p \otimes \mathbf{f}_{[k]_p}$$

图 1 具体说明 ST-FSK 调制和空时编码的过程。在每一发送信号矩阵中发出的 FSK 波形数为 P , A_p 为 $P \times M$ 实数正交设计矩阵, 即在 P 个时间长度内发出 P 个 FSK 波形, 因此是全速率空时编码, 每一波形含 K 个符号, ST-FSK 信号分组的大小为 $T = PK$ 。

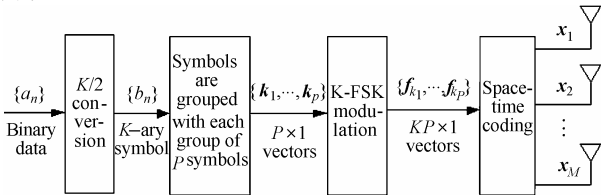


图 1 ST-FSK 调制及空时编码实现框图
Fig.1 Implementation architecture of ST-FSK modulation and space-time coding

3 基于 ML 准则的 ST-FSK 接收机结构

当假设信道 \mathbf{H} 是已知时, 此时的似然函数可以如文献[3]中所述。

$$p(\mathbf{Y} | \mathbf{X}, \mathbf{H}) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi})^{NT}} \exp\left(-\text{tr}\left\{\left(\mathbf{Y} - \mathbf{X}\mathbf{H}\right) \cdot \left(\mathbf{Y} - \mathbf{X}\mathbf{H}\right)^H\right\}\right) \quad (1)$$

最大似然译码准则为

$$\hat{\mathbf{k}} = \arg \min_{\mathbf{k} \in A_k^{P \times 1}} \text{tr}\left\{\left(\mathbf{Y} - \mathbf{X}_k \mathbf{H}\right) \cdot \left(\mathbf{Y} - \mathbf{X}_k \mathbf{H}\right)^H\right\} \quad (2)$$

在不采用简化算法前, 要对所有 K^P 个发送信号矩阵进行全搜索, 又因为全速率设计, $P=M$, 因而复杂度随着发送天线及进制数的增加呈指数倍增加。

不失一般性, 我们把其中的下标去掉进行推导。有

$$\begin{aligned} \|\mathbf{Y} - \mathbf{X}\mathbf{H}\|^2 &= \text{Tr}\left\{\left(\mathbf{Y} - \mathbf{X}\mathbf{H}\right) \left(\mathbf{Y} - \mathbf{X}\mathbf{H}\right)^H\right\} \\ &= \|\mathbf{Y}\|^2 - 2\text{ReTr}\left\{\mathbf{Y}^H \mathbf{X}\mathbf{H}\right\} + \|\mathbf{X}\mathbf{H}\|^2 \\ &= \|\mathbf{Y}\|^2 - 2\text{ReTr}\left\{\left[\sum_{p=1}^P A_p \otimes \mathbf{f}_{[k]_p}\right] \mathbf{H}\mathbf{Y}^H\right\} + T\|\mathbf{H}\|^2 \\ &= \|\mathbf{Y}\|^2 - 2\sum_{p=1}^P \text{ReTr}\left\{\left(A_p \mathbf{H}\mathbf{Y}^H\right) \otimes \mathbf{f}_{[k]_p}\right\} + T\|\mathbf{H}\|^2 \end{aligned}$$

其中用到公式 $(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})(\mathbf{C} \otimes \mathbf{D}) = \mathbf{A}\mathbf{C} \otimes \mathbf{B}\mathbf{D}$, $\mathbf{X}\mathbf{X}^H = T \cdot \mathbf{I}_M$ 及 $\text{Tr}(\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}) = \text{Tr}(\mathbf{B} \cdot \mathbf{A})$ 又因 $T = \sum_{p=1}^P K = \sum_{p=1}^P \mathbf{f}_k^H \cdot \mathbf{f}_k = \sum_{p=1}^P \mathbf{f}_k \cdot \mathbf{f}_k^H$, 及 $\sum_{p=1}^P \text{Tr}\{\mathbf{f}_k^H \cdot \mathbf{f}_k\} = \sum_{p=1}^P \|\mathbf{f}_k\|^2$, 因此可得

$$\begin{aligned} \|\mathbf{Y} - \mathbf{X}\mathbf{H}\|^2 &= \|\mathbf{Y}\|^2 - 2\sum_{p=1}^P \text{ReTr}\left\{\left(A_p \mathbf{H}\mathbf{Y}^H\right) \otimes \mathbf{f}_{[k]_p}\right\} + \|\mathbf{H}\|^2 \sum_{p=1}^P \|\mathbf{f}_{[k]_p}\|^2 \\ &= -2\sum_{p=1}^P \text{ReTr}\left\{\left(A_p \mathbf{H}\mathbf{Y}^H\right) \otimes \mathbf{f}_{[k]_p}\right\} \\ &\quad + \|\mathbf{H}\|^2 \sum_{p=1}^P \|\mathbf{f}_{[k]_p}\|^2 + \text{const} \quad (3) \end{aligned}$$

Alamouti^[4] 及 Tarokh^[5] 在对正交空时码的 ML 接收时利用了正交特性, 从而把多个矢量的联合 ML 检测问题分离为若干个相互独立的 AWGN 信道的 ML 检测, 受该方法的启发, 我们要把式(3)配成为形如 $\|\mathbf{Y} - \mathbf{X}\mathbf{H}\|^2 = \|\mathbf{H}\|^2 \cdot \sum_{p=1}^P \|\mathbf{f}_{[k]_p} - \mathbf{C}_p\|^2 + \text{const}$ 。

经过推导得 ST-FSK 的分离 ML 信号检测方法, 即

$$\|\mathbf{Y} - \mathbf{X}\mathbf{H}\|^2 = \|\mathbf{H}\|^2 \cdot \sum_{p=1}^P \|\mathbf{f}_{[k]_p} - \mathbf{C}_p\|^2 + \text{const} \quad (4)$$

其中

$$\mathbf{C}_k^H = \text{Tr}\left[\mathbf{B}_p \cdot (\mathbf{I} \otimes \mathbf{e}_k)\right] \quad (5)$$

$\mathbf{B}_p = \frac{A_p \mathbf{H}\mathbf{Y}^H}{\|\mathbf{H}\|^2}$, \mathbf{C}_k^H 代表 \mathbf{C}_p 中的第 k 个元素的共轭转置。 \mathbf{I} 为 $P \times P$ 阶单位矩阵, $\mathbf{e}_k = (0 \dots 1_{k\text{th element}} \dots 0)^T_{K \times 1}$ 为列向量, 其中的第 k 个元素取 1, 其它元素为 0。据此可以画出 ST-FSK 基于分离 ML 准则相干检测的接收机结构, 如图 2 所示。其中 $\mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_N$ 分别为接收天线 $1, \dots, N$ 上的接收矢量, \mathbf{Y} 是 N 个矢量组成的接收信号矩阵, 对 \mathbf{Y} 进行的 $\frac{A_p \mathbf{H}\mathbf{Y}^H}{\|\mathbf{H}\|^2}$ 变换我们可以认为是对它的匹配接收, 根据以上规则把不同的 A_p 代入可以获得把接收信号矩阵分解为 P 个相互独立的列向量 $\mathbf{C}_1, \dots, \mathbf{C}_p$, 对每一路分别进行 ML 检测, 即可获得相应的 FSK

发送波形及发送符号的估值,经过 $K/2$ 进制转换,得到原始二进制数据流的估值序列。

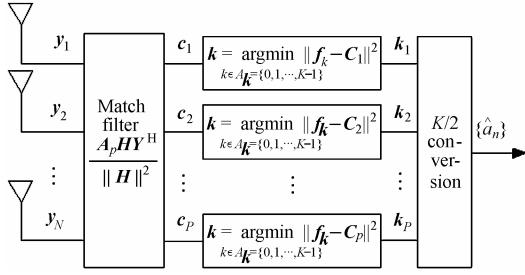


图2 基于分离相干ML检测的ST-FSK接收机结构
Fig.2 Architecture of ST-FSK receiver based on decoupled coherent ML detection

从式(4)和图2中可以看出,本文提出的检测方法使得ML检测由多个矢量的联合检测问题分离为 P 个相互独立矢量的分别检测问题,即对每一个经过重新构造的矢量 $C_p, p = 0, \dots, P$ 进行最大似然检测,我们知道在一个发送信号矩阵中发送的FSK波形数为 P ,则接收端只需进行 P 次ML检测,就可以直接获得估计的FSK波形。计算复杂度与 P 呈线性关系,也就是与发送天线数 M 呈线性关系,随着发送天线数量的增加,与非相干检测^[1,2]及采用全搜索的相干检测相比,大大减小3接收机结构的复杂性及计算复杂度,但是其前提条件是必须知道信道状态信息,因此需要进行信道估计。当分离检测方法采用基于最佳训练序列的方法^[6]进行信道估值时,其复杂度会有所增加,这时假设由发送训练符号组成的矩阵为 X_t ,相应的接收信号矩阵为 Y_t ,则估计信道为 $\hat{H} = Y_t X_t^H (X_t X_t^H)^{-1}$ 。以判决出一个FSK波形为标准,比较本文提出的分离检测方法 with 文献[1,2]中非相干检测及采用全搜索的相干检测译码复杂度,结果如表1所示。

由表1可以看出,当采用全搜索相干检测时其译码复杂度与文献[1]中的非相干检测相当;文献[2]中的非相干检测方法比前述两种复杂度有所降低;然而这3种方法的运算复杂度均与 K^M 成正比,即与发送天线数呈指数关系;而采用分离ML接收机结构,运算复杂度只与发送天线呈线性关系;其中 $T^2(2M+N)$ 表示基于训练序列信道估计的复杂度。以 $K=4, M=4(P=4), N=1$ 为例,仅考虑乘法运算时,4种方法从上至下的运算量分别是17408、15872, 17408及2628,可以看出分离ML检测算法的复杂度减少了1个数量级。

表1 分离ML检测方法与其他检测方法译码复杂度比较

Table 1 Comparison of decoding complexity between decoupled ML detection algorithm and other algorithms

ML 检测方法	复数加法	复数乘法
非相干检测 ^[1]	$K^M (MTN - MN)$	$K^M (MTN + MN)$
非相干检测 ^[2]	$K^M [MTN - MN - NM(M - 1)/2]$	$K^M [MTN + MN - NM(M - 1)/2]$
相干检测(全搜索)	$K^M (MTN)$	$K^M (MTN + MN)$
分离ML检测	$M(KP + K) + T^2(2M + N)$	$M(PMN + PTN) + MN + T^2(2M + N)$

4 性能分析

ST-FSK 的分组差错概率上界如文献[1]所述:

$$P_e \leq \frac{1}{K^P} \sum_{k, k' \in A_k^P} P_{k, k'} \quad (6)$$

其中 $P_{k, k'}$ 是矢量 k 错成 k' 的成对差错概率(PEP)。当已知 H , 采用ML准则时PEP的Chernoff上界如文献[3]所述为

$$P_{k, k'} \leq \frac{1}{2} \prod_{m=1}^M \left[1 + \frac{\rho T}{4M} \delta_{k, k', m}^2 \right]^{-N} \quad (7)$$

其中 $\rho = M\sigma_h^2/\sigma_e^2$ 为每一接收天线上的信噪比(SNR), $2 \geq \delta_{k, k', 1} \geq \dots \geq \delta_{k, k', M} \geq 0$ 为矩阵 $X_k - X_{k'}^H/\sqrt{T}$ 矩阵的奇异值。当 ρ, T, M 参数确定时,差错概率主要由 $\delta_{k, k', 1}, \dots, \delta_{k, k', M}$ 决定。而当信道 H 未知时的成对差错概率为^[1]

$$P_{k, k'} \leq \frac{1}{2} \prod_{m=1}^M \left[1 + \frac{(\rho T/M)^2 (1 - d_{k, k', m}^2)}{4(1 + \rho T/M)} \right]^{-N} \quad (8)$$

其中 $1 \geq d_{k, k', 1} \geq \dots \geq d_{k, k', M} \geq 0$ 为 $X_k X_{k'}^H/T$ 的奇异值。同样当 ρ, T, M 参数确定时,差错概率主要由 $d_{k, k', 1}, \dots, d_{k, k', M}$ 决定。

一般情况下, $\delta_{k, k', 1}, \dots, \delta_{k, k', M}$ 与 $d_{k, k', 1}, \dots, d_{k, k', M}$ 之间并没有直接的关系表达式,因此很难直接比较两者的性能。但文献[3]给出在一定的条件下,已知 H 时的性能大约比未知 H 时的性能好 2^{MN} 倍,对单输入单输出FSK作的仿真表明,在中等信噪比时相干检测比非相干检测性能好约3dB。因此我们可以估计到一般情况下相干检测带来的好处应该大于单天线时的3dB,但也不能达到 2^{MN} 这样好的性能。另外精确的估计可以在给定参数情况下,计算出所有的奇异值获得。如对于 $M=2, N=1$ 的情况,采用最常用的时延最佳全速率实正交设计,文献[1]中计算得出未知 H 时的 $d_{k, k', 1}, \dots, d_{k, k', M}$ 的最大值为 $1/\sqrt{2}$ 。又由 $A_1 = I_2 \Phi = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \Phi$,

$$A_2 = J_2 \Phi = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \Phi, \text{ 其中 } \Phi \text{ 是随机的 } 2 \times 2 \text{ 实正交矩阵,}$$

对 k 和 k' 所有的组合进行计算,可以得到 $X_k - X_{k'}^H/\sqrt{T}$ 的最大奇异值为 $\sqrt{2}$,在达到同样的误码性能上界时,比较式(7)和式(8),可以得到相干检测信噪比 ρ_c 与非相干检测信噪比 ρ_u 之间的关系为

$$\rho_c = \rho_u^2 / [2(1 + 2\rho_u)] \quad (9)$$

当 $\rho_u > 5$ 时,基本上相干检测比非相干检测性能可以好 6dB。但由于式(9)是基于误码性能上界间的比较,两性能上界间的松紧程度不一,因此与实际性能有一定差异,通过以下计算机模拟仿真给予了证实,一般的性能差异在 3dB 左右。

5 仿真结果

首先我们验证了本文提出的分离 ML 检测算法与采用全搜索的 ML 检测时的性能完全一致,与理论分析相符。然后我们对 $M=2$ (因而 $P=2$)且 $K=2$ (因而 $T=4$)的 ST-FSK 采用非相干检测与本文提出的分离 ML 检测方法之间的性能作了仿真比较。为简单起见在所有的仿真中均假设接收天线数为 1,信道为 AWGN 平坦瑞利衰落信道,且在时间长度 T 内保持不变,其中分离 ML 检测方法分别仿真了在理想信道及估计信道条件下的性能。仿真结果如图 3 所示。从图中看出,理想信道情况下相干检测比非相干检测的性能好大约 3-4dB。当采用基于训练序列的信道估值,且训练序列占发送符号比率为 1/20 时的相干检测性能比理想情况下性能损失小于 1dB。图 4 对 $M=4, P=3$ 且 $K=2$ (因而 $T=6$)的 ST-FSK 的仿真表明,中等信噪比时理想信道情况下相干检测比非相

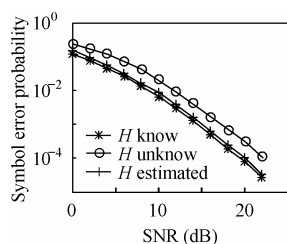


图3 分离 ML 检测 ST-FSK 性能与非相干 ML 检测性能比较($M=2, N=1$)

Fig.3 Performance comparison between the decoupled and noncoherent ML detection ($M=2, N=1$)

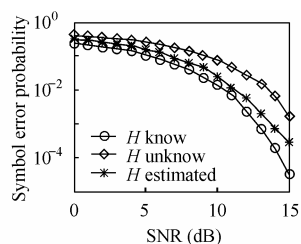


图4 分离 ML 检测 ST-FSK 性能与非相干 ML 检测性能比较($M=4, N=1$)

Fig.4 performance comparison between the decoupled and noncoherent ML detection ($M=4, N=1$)

干检测的性能好大约 3-4dB。当采用基于训练序列的信道估值,且训练序列占发送符号比率为 1/50 时的相干检测性能比理想情况下性能损失约 1dB,但仍比非相干检测的性能好。很显然,相干检测性能随着训练符号的减少而下降,因此要在误码性能与传输效率之间进行权衡,以符合系统对指标的

要求。

6 结束语

本文提出一种 ST-FSK 的基于分离 ML 信号检测算法,不仅可以大大简化接收机结构和降低译码复杂度,而且可获得性能的提高。当信道理想已知时,平坦瑞利衰落 AWGN 信道下与非相干检测算法^[1,2]相比获得的性能增益大于 3dB。若采用基于训练符号的信道估值算法,分离 ML 检测的复杂度仍然可以减少,而性能的损失不大,甚至仍然好于非相干检测。

参考文献

- [1] Letus G, Zhao W L, Giannakis G B, et al. Space-time frequency-shift keying. *IEEE Trans. on Commun.*, 2004, 52(3): 346-349.
- [2] 蒋慧娟, 沈越泓. 用 QR 分解算法实现 ST-FSK 的 ML 检测器. 已投通信学报.
- [3] Hochwald B M, Marzetta T L, Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in Rayleigh fading. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2000, 46(3): 543-564.
- [4] Alamouti S M, A simple transmit diversity scheme for wireless communications. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 1998, 16(10): 1451-1458.
- [5] Tarokh V, JafraKhani H, Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1999, 45(7): 1456-1467.
- [6] G.Larsson E, Stoica P. Space-Time Block Coding for Wireless Communications. London, UK: Cambridge University, 2003: 79-126.

高媛媛: 女, 1968 年生, 副教授, 博士生, 研究方向为数字通信、软件无线电。

沈越泓: 男, 1959 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为数字通信、软件无线电。

胡咸斌: 男, 1976 年生, 博士生, 研究方向为无线通信抗干扰。