

一种基于准正交空时码的低复杂度 MIMO 差分检测方法

孙德福, 唐友喜, 邵士海, 马万治

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川成都 610054)

摘要: 针对可实现全速率传输的准正交空时码, 提出了一种低复杂度的准正交 MIMO 差分检测方法. 该方法在发射端对数据比特进行联合星座映射, 构造准正交空时码进行差分编码; 接收端采用最大似然准则对两组星座符号对(symbol pair)并行差分检测. 本文提出的星座集合及联合星座映射方法简化了接收端检测算法, 降低了检测计算复杂度.

关键词: 多人多出; 正交空时分组码; 准正交空时分组码; 差分检测

中图分类号: TN914 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 10-1849-05

A Low Computational Complexity MIMO Differential Detection Scheme Based on Quasi-Orthogonal Space-Time Block Codes

SUN De-fu, TANG You-xi, SHAO Shi-hai, MA Wan-zhi

(National Key Laboratory of Communication, UESTC, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract: A low computational complexity differential detection scheme for Multiple Input Multiple Output system is proposed which is based on the full rate quasi-orthogonal space-time block codes. The transmitted bits are jointly mapped to construct quasi-orthogonal space-time block codes and the codes are used to perform differential encoding. At the receiver, Maximum Likelihood (ML) criterion is used to differentially decode the symbol pairs. The constellation set and joint constellation mapping defined in this paper simplify the detection algorithm and reduce the detection computational complexity.

Key words: multiple input multiple output; orthogonal space-time block codes; quasi-orthogonal space-time block codes; differential detection

1 引言

近年来, 多人多出(MIMO, Multiple Input Multiple Output)技术受到广泛关注^[1~3]. 在大多数研究中, 我们都假设系统接收端已知信道信息(CSI, Channel State Information)^[4~6]. 但是, 在高速移动或者天线数目较多等情况下, 系统接收端难以获得准确的信道信息. 在多天线情况下, 研究不需做信道估计的非相干检测技术十分有必要.

Hughes 提出基于群结构的差分空时调制^[7,8](DSTM, Differential Space Time Modulation), 编码端利用群内酉矩阵与前一时刻发射矩阵相乘得出当前发射矩阵, 接收端采用最大似然检测; Hassibi 提出了基于 Cayley 变换的 DSTM^[9], 编码端利用 Cayley 变换将非酉 Hermitian 矩阵转换成酉矩阵进行差分检测; 文献[10, 11]分别提

出基于 Alamouti 空时码的线性差分法和基于 Amicable Orthogonal 设计的差分方法等. 这些方法都基于正交空时码设计, 已经证明, 在发射端天线数大于 2 的情况下, 正交空时码传输速率小于 $1^{[12]}$.

文献[13]提出了基于 Alamouti 空时码结构的准正交差分调制, 在多天线系统中划分多个 Alamouti 空时码模块, 接收端可并行检测. 但是, 为了使发射功率恒定, 该方法中引入了幅度参数 $1/a_1^{k-1}$ 和 $1/a_2^{k-1}$, 对幅度参数的计算增加了编码复杂度. 另外, 幅度参数的迭代计算造成了误差传递. 文献[14]提出了一种准正交空时差分检测方法, 发射端通过特殊星座符号设计, 将准正交空时码矩阵转化为酉矩阵. 差分编码与文献[7]相同, 但解码时利用分解矩阵进行差分检测, 检测复杂度高.

本文提出一种低复杂度的准正交空时差分检测方法, 发射端利用联合星座映射的调制方法构造准正交

空时码矩阵, 该矩阵与前一时刻发射矩阵相乘进行差分编码生成当前发射矩阵, 接收端采用最大似然准则进行差分检测. 本文提出的星座集合及联合星座映射方法简化了接收端检测算法, 降低了检测计算复杂度.

本文的其余部分是这样安排的: 第二章节给出系统模型; 准正交空时差分编码及检测方法在第三章节中给出; 第四章节部分给出了仿真结果和检测复杂度分析; 最后是对全文总结. 本文中的部分数学符号说明如下: $(\cdot)^*$ 代表复共轭操作; $(\cdot)^\dagger$ 代表复共轭转置操作; $\text{Re}(\cdot)$ 代表取实部操作.

2 系统模型

假设系统有 N_T 根发射天线和 N_R 根接收天线. $N_R \times N_T$ 阶矩阵 H_n 为第 n 时刻的信道衰落矩阵, 本文中的时刻是指发射一个编码矩阵所需要的时间单位. 矩阵 H_n 的第 i 行, 第 j 列元素为第 j 根发射天线到第 i 根接收天线间的信道衰落因子, 假设都是服从 $N(0, 1)$ 的独立同分布复高斯随机变量. 若第 n 时刻发射 $N_T \times N_T$ 阶编码矩阵 S_n , 则接收端接收到的 $N_R \times N_T$ 阶接收矩阵 R_n 可表示为:

$$R_n = H_n S_n + W_n \quad (1)$$

其中, $N_R \times N_T$ 阶矩阵 W_n 是接收端产生的加性高斯白噪声分量. 假设其元素都是服从均值为 0, 方差为 σ^2 的独立同分布复高斯随机变量.

文献[15]定义了一种适合 4 根发射天线的准正交空时分组码(QO-STBC)矩阵:

$$S_{Q4} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & -s_3^* & s_4 \\ s_2 & s_1^* & -s_4^* & -s_3 \\ s_3 & -s_4^* & s_1^* & -s_2 \\ s_4 & s_3^* & s_2^* & s_1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, $s_i (i = 1, 2, \dots, 4)$ 代表发射符号. 矩阵各行之间不完全正交, 第一、四行向量组与第二、三向量组形成两个相互正交的子空间.

$$S_{Q4} S_{Q4}^\dagger = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & b \\ 0 & a & -b & 0 \\ 0 & -b & a & 0 \\ b & 0 & 0 & a \end{bmatrix} \neq I_4 \quad (3)$$

其中, I_4 为 4×4 单位矩阵, $a = \sum_{i=1}^4 |s_i|^2$, $b = 2 \times \text{Re}(s_1 \times s_4^* - s_2 \times s_3^*)$. 由于一般情况下 $a \neq 1$, $b \neq 0$. 因此, S_{Q4} 不是酉矩阵.

3 准正交空时差分检测

3.1 差分编码

这里给出一种准正交空时差分编码方法: 发射端

初始时刻发送单位矩阵 I_4 , 假设第 $n-1$ 时刻发射空时码矩阵 S_{n-1} . 第 n 时刻, $p+q$ 个比特组成的数据块到达编码端, 前 p 个比特映射到集合 Ω_1 中的星座符号对 $\{x_k, y_k\}$, 用其代替式(2)中的 $\{s_1, s_4\}$; 后 q 个比特映射到集合 Ω_2 中的某个星座符号对 $\{x_l, y_l\}$, 用其代替式(2)中的 $\{s_2, s_3\}$, 利用 S_{Q4} 进行差分编码:

$$S_n = S_{n-1} S_{Q4} \quad (4)$$

第 n 时刻, 编码矩阵 S_n 被发射出去, 编码过程如图 1 所示.

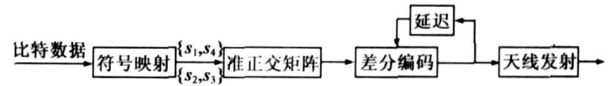


图 1 准正交空时差分编码原理图

上述编码过程中, 我们假设集合 Ω_1 与集合 Ω_2 中的任意星座符号对满足以下条件:

$$|x_k|^2 + |y_k|^2 = |x_l|^2 + |y_l|^2 = \sigma \quad (5)$$

$$\text{Re}(x_k y_k^* - x_l y_l^*) = \varepsilon \quad (6)$$

其中, σ, ε 为任意实常数. 式(5)使得 a 为常数; 式(6)使得 b 为常数. 从后面的检测算法推导过程得知, 约束条件(5)、(6)使得接收端可以实现低复杂度的并行检测.

另外, 实际应用中, 一般要求系统发射功率恒定或者限于一定范围之内. 这里给出一种满足式(5)、式(6)并使系统发射功率恒定的星座符号对设计方案, 集合 $\Omega_m (m = 1, 2)$ 定义如下:

$$\begin{cases} x_k = \frac{\exp[j(2\pi k/M)]}{2} \\ y_k = \frac{\exp[j(2\pi k/M + \pi/2)]}{2} \end{cases} \quad 1 \leq k \leq \frac{L}{2} \quad (7)$$

$$\begin{cases} x_k = \frac{\exp[j(2\pi(k - \frac{L}{2})/M + \pi/2)]}{2} \\ y_k = \frac{\exp[j(2\pi(k - \frac{L}{2})/M)]}{2} \end{cases} \quad \frac{L}{2} < k \leq L \quad (8)$$

其中, $M = L/2$, L 为集合中的星座符号对数量. 若集合 Ω_1, Ω_2 分别由 L_1 和 L_2 个复星座符号对 $\{x_k, y_k\}, \{x_l, y_l\}$ 构成, 则通过 Ω_1, Ω_2 可获得的频谱利用率为 $\xi = (\log_2 L_1 + \log_2 L_2) / N_T$ b/s/Hz. 因此, 通过选择不同的 L_1, L_2 可以实现多种频谱利用率. 式(7)、式(8)定义的星座集合, 使 $a = 1, b = 0$, S_{Q4} 是酉矩阵. 此时, 系统发射功率恒定为 1.

3.2 差分接收

假设接收端有 1 根接收天线, 则第 n 时刻发射矩阵对应的接收信号矢量 $R_n = [r_{n,1}, r_{n,2}, r_{n,3}, r_{n,4}]$ 为:

$$R_n = H_n S_n + W_n \quad (9)$$

其中, $H_n = [h_{n,1}, h_{n,2}, h_{n,3}, h_{n,4}]$, $h_{n,1}, h_{n,2}, h_{n,3}, h_{n,4}$ 代表第 n 时刻各发射天线到接收天线间的信道衰落因

子。假设在发射两个相邻的空时码矩阵期间, 信道衰落恒定不变, 即信道是准静态(quasi static)的。\$W_n = [w_{n,1}, w_{n,2}, w_{n,3}, w_{n,4}]\$ 是接收端产生的加性高斯白噪声分量。

根据式(4)和式(9), 接收端采用最大似然准则判决为:

$$\{\hat{s}_1, \hat{s}_2, \hat{s}_3, \hat{s}_4\} = \arg \min_{\substack{s_k \in \Omega_k, k=1,4 \\ s_l \in \Omega_l, l=2,3}} \|R_n - R_{n-1}S_{Q4}\|^2 \quad (10)$$

其中, \$\|v\| = \sqrt{\sum_i |v_i|^2}\$ (\$v_i \in v\$), 代表矢量的 Frobenius 范数; \$\arg(\cdot)\$ 代表使表达式取得最大或者最小值的任意变量。

由式(10)可得:

$$\begin{aligned} \{\hat{s}_1, \hat{s}_2, \hat{s}_3, \hat{s}_4\} &= \arg \min_{\substack{s_k \in \Omega_k, k=1,4 \\ s_l \in \Omega_l, l=2,3}} \|R_n - R_{n-1}S_{Q4}\|^2 \\ &= \arg \min_{\substack{s_k \in \Omega_k, k=1,4 \\ s_l \in \Omega_l, l=2,3}} \{ (R_n - R_{n-1}S_{Q4})(R_n - R_{n-1}S_{Q4})^\dagger \} \\ &= \arg \min_{\substack{s_k \in \Omega_k, k=1,4 \\ s_l \in \Omega_l, l=2,3}} \{ R_n R_n^\dagger - R_n S_{Q4}^\dagger R_{n-1}^\dagger - R_{n-1} S_{Q4} R_n^\dagger \\ &\quad + R_{n-1} S_{Q4} S_{Q4}^\dagger R_{n-1}^\dagger \} \quad (11) \end{aligned}$$

式(11)中, 第一项为常数项; 由式(3)、式(7)和式(9)可知, 第四项为常数项。因此, 式(11)可简化为如下式子:

$$\begin{aligned} \{\hat{s}_1, \hat{s}_2, \hat{s}_3, \hat{s}_4\} &= \arg \min_{\substack{s_k \in \Omega_k, k=1,4 \\ s_l \in \Omega_l, l=2,3}} \{ -R_n S_{Q4}^\dagger R_{n-1}^\dagger - R_{n-1} S_{Q4} R_n^\dagger \} \\ &= \arg \max_{\substack{s_k \in \Omega_k, k=1,4 \\ s_l \in \Omega_l, l=2,3}} \text{Re} \{ R_{n-1} S_{Q4} R_n^\dagger \} \quad (12) \end{aligned}$$

将式(2)带入式(12), 可得到如下结果:

$$\begin{aligned} \{\hat{s}_1, \hat{s}_2, \hat{s}_3, \hat{s}_4\} &= \arg \max_{\substack{s_k \in \Omega_k, k=1,4 \\ s_l \in \Omega_l, l=2,3}} \text{Re} \{ R_{n-1} S_{Q4} R_n^\dagger \} \\ &= \arg \max_{\substack{s_k \in \Omega_k, k=1,4 \\ s_l \in \Omega_l, l=2,3}} \{ f_1(s_1, s_4) + f_2(s_2, s_3) \} \quad (13) \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned} f_1(s_1, s_4) &= \text{Re} \{ (r_{n-1,1} r_{n,1}^* + r_{n-1,2}^* r_{n,2} + r_{n-1,3}^* r_{n,3} \\ &\quad + r_{n-1,4}^* r_{n,4}) s_1 \\ &\quad + (r_{n-1,4} r_{n,1}^* - r_{n-1,3}^* r_{n,2} - r_{n-1,2}^* r_{n,3} \\ &\quad + r_{n-1,1} r_{n,4}^*) s_4 \} \quad (14) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f_2(s_2, s_3) &= \text{Re} \{ (r_{n-1,2} r_{n,1}^* - r_{n-1,1}^* r_{n,2} + r_{n-1,4} r_{n,3} \\ &\quad - r_{n-1,3}^* r_{n,4}) s_2 \\ &\quad + (r_{n-1,3} r_{n,1}^* + r_{n-1,4} r_{n,2} - r_{n-1,1}^* r_{n,3} \\ &\quad - r_{n-1,2}^* r_{n,4}) s_3 \} \quad (15) \end{aligned}$$

从式(14)、(15)看出, \$f_1(s_1, s_4)\$ 与 \$s_2, s_3\$ 相互独立, \$f_2(s_2, s_3)\$ 与 \$s_1, s_4\$ 相互独立。因此, 式(13)等效于下面的式子:

$$\{\hat{s}_1, \hat{s}_2, \hat{s}_3, \hat{s}_4\} = \arg \max_{s_k \in \Omega_k, k=1,4} \{ f_1(s_1, s_4) \} + \arg \max_{s_l \in \Omega_l, l=2,3} \{ f_2(s_2, s_3) \} \quad (16)$$

因此, 星座符号对 \$\{s_1, s_4\}\$ 和 \$\{s_2, s_3\}\$ 可分别按照如下方法检测:

$$\{\hat{s}_1, \hat{s}_4\} = \arg \max_{s_k \in \Omega_k, k=1,4} \{ f_1(s_1, s_4) \} \quad (17)$$

$$\{\hat{s}_2, \hat{s}_3\} = \arg \max_{s_l \in \Omega_l, l=2,3} \{ f_2(s_2, s_3) \} \quad (18)$$

将判决出的星座符号对 \$\{\hat{s}_1, \hat{s}_4\}\$ 和 \$\{\hat{s}_2, \hat{s}_3\}\$ 分别逆映射成比特, 即完成信号检测, 检测过程如图 2 所示。

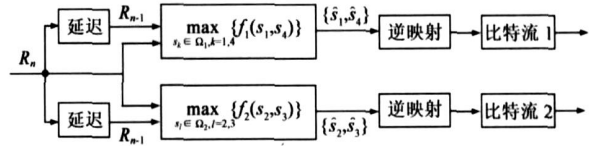


图 2 准正交空时差分检测原理图

从上述检测方法可看出: 通过最大似然检测, 接收端可对两组复星座符号对并行差分检测。多根接收天线时, 可将各接收天线的判决函数相加, 即可实现多根接收天线检测。另外, 本文方法与文献[7, 11, 13, 14]相比, 检测复杂度更低, 下面给出仿真结果和检测复杂度分析。

4 仿真结果和检测复杂度分析

这里将本文差分检测方法 with 相干检测方法 and 文献 [7, 11, 13, 14] 进行性能对比。其中, \$p = q = 4, L_1 = L_2 = 16, \xi = 2b/s/Hz\$, 信道为平坦瑞利(Rayleigh)衰落信道, 最大多普勒频移 \$f_d = 40\text{Hz}\$, 符号周期 \$T_s = 1 \times 10^{-6}\text{s}\$, 4 根发射天线, 1 根接收天线。

图 3 给出了本文差分检测方法、相干检测方法 and 文献 [7, 11, 13, 14] 的性能曲线。该图表明, 相同频谱利用率情况下, 本文差分检测方法 with 相干检测方法在性能上大约差 3dB, 优于文献 [7]、文献 [11], 与文献 [13]、文献 [14] 性能相近。另外, 计算机仿真结果显示, 以上各种方法在频谱利用率小于 \$3b/s/Hz\$ 情况下, 性能较好, 符合实际应用。

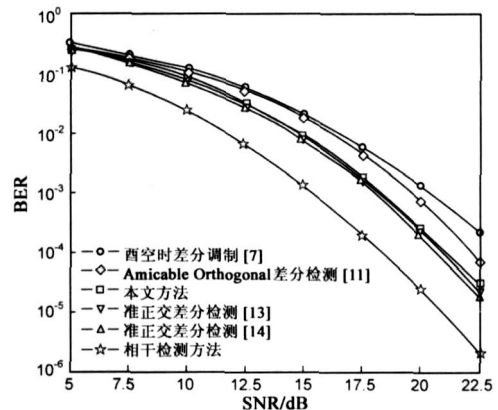


图 3 本文方法与其它方法性能对比

为了说明本文检测方法的低复杂度特性, 这里将本文方法与文献 [7, 11, 13, 14] 的检测计算复杂度进行对比。参照文献 [16] 的复杂度计算方法, 本文中复杂度比较原则是各方法分别完成一次数据块检测所需要的复数加法、复数乘法和开方的运算次数。计算过程中,

矩阵乘法分解为复数乘法和复数加法, 复数除法等效为复数乘法^[17], 可多次使用的计算结果优先计算, 并且不重复计算。以上各种方法都是在 4 根发射天线、1 根接收天线、相同频谱利用率情况下进行比较。

表 1 检测计算复杂度

	复数加法	复数乘法	开方
文献[7]	$51 \times 2^{4\xi}$	$16 + 64 \times 2^{4\xi}$	0
文献[11]	$\geq 51 \times 6 + 3 \times 2^{4\xi/3}$	$\geq 16 + 64 \times 6 + 6 \times 2^{4\xi/3}$	0
文献[13]	$12 + 10 \times 2^{2\xi}$	$24 + 12 \times 2^{2\xi}$	2
文献[14]	$51 \times 8 + 4 \times 2^{2\xi}$	$16 + 64 \times 8 + 8 \times 2^{2\xi}$	0
本文方法	$12 + 2 \times 2^{2\xi}$	$16 + 4 \times 2^{2\xi}$	0

表 1 中, 本文方法与文献[7, 11, 13, 14]的检测计算复杂度进行了对比。 ξ 表示频谱利用率, 单位: b/s/Hz 其中, 文献[11]的检测计算复杂度取下界, 计算过程中, 利用了不等式 $a_1 + a_2 + \dots + a_n \geq n \sqrt[n]{a_1 a_2 \dots a_n}$, ($a_k > 0, k = 1, 2, \dots, n$), 只有当两个星座符号对集合相同时取等号。由表 1 可知, 本文差分检测方法及其文献[7, 11, 13, 14]的复数加法和复数乘法运算量都与频谱利用率呈指数关系。

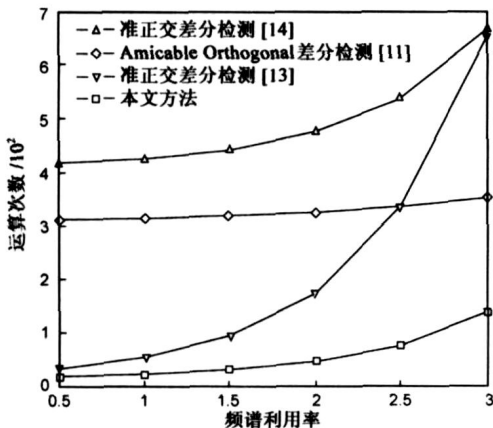


图 4 复数加法计算量

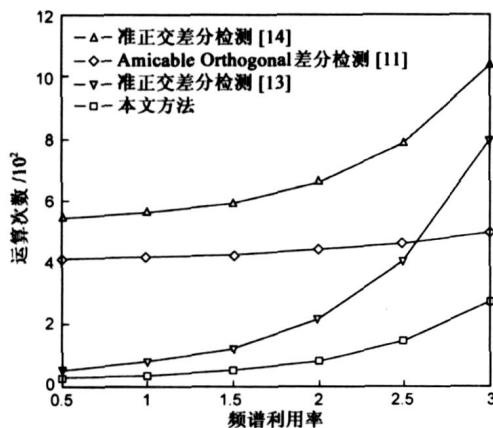


图 5 复数乘法计算量

图 4、图 5 给出了本文方法与文献[11, 13, 14]的检测计算复杂度对比曲线。由表 1 可知, 文献[7]中检测算法的复数加法和复数乘法计算量远高于本文方法和其

他文献方法。因此, 这里未给出文献[7]对应的检测计算复杂度曲线。表 1、图 4、图 5 表明, 在相同频谱利用率情况下, 本文方法的检测计算复杂度低于文献[7, 11, 13, 14]。例如, 在频谱利用率为 $\xi = 2b/s/Hz$ 时, 本文方法的误码率性能优于或与其他方法接近, 但是复数加法运算量分别为文献[7]的 3%、文献[11]的 13%、文献[13]的 25%、文献[14]的 9%; 复数乘法的运算量分别为文献[7]的 4%、文献[11]的 18%、文献[13]的 37%、文献[14]的 12%。

5 结论

本文提出了一种低复杂度的准正交 MIMO 差分检测方法, 发射端利用联合星座映射方法构造准正交空时码进行差分编码, 接收端采用最大似然准则检测, 两组星座符号对可并行差分检测。本文将该方法与其他差分检测方法的性能和检测复杂度进行了对比。计算机仿真结果和复杂度分析表明, 本文提出的差分检测方法性能优于或者与以上几种差分检测方法相近, 但检测复杂度低于以上几种 MIMO 差分检测方法。

参考文献:

- [1] G J Foschini. On the limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas [J]. *Wireless Personal Communications*, 1998, 6(3): 311–355.
- [2] G Raleigh, J M Cioffi. Spatio-temporal coding for wireless communications [A]. In *Proc. IEEE GLOBECOM'96* [C]. London, UK, vol. 3, 1996. 1809–1814.
- [3] G G Raleigh, J M Cioffi. Spatio-temporal coding for wireless communication [J]. *IEEE Trans on Communications*, 1998, 46(3): 357–366.
- [4] G J Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas [J]. *Bell Labs Tech J*, 1996, 1(2): 41–59.
- [5] Siavash M Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1451–1458.
- [6] V Tarokh, H Jafarkhani, A R Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs [J]. *IEEE Trans on Inform Theory*, 1999, 45(5): 1456–1467.
- [7] B L Hughes. Differential space-time modulation [J]. *IEEE Trans on Inform Theory*, 2000, 46(7): 2567–2578.
- [8] B L Hughes. Optimal space-time constellations from groups [J]. *IEEE Trans on Inform Theory*, 2003, 49(2): 401–410.
- [9] Babak Hassibi, B M Hochwald. Cayley differential unitary space-time codes [J]. *IEEE Trans on Inform Theory*, 2002, 48(6): 1485–1503.
- [10] V Tarokh. A differential detection scheme for transmit diversity

- ty[J]. IEEE Journal on Select Areas in Communications, 2000, 18(7): 1169– 1174.
- [11] Grish Ganesan, Peter Stoica. Differential modulation using space time block codes[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2002, 9(2): 57– 60.
- [12] V Tarokh, H Jafarkhani, A R Calderbank. Space time block coding for wireless communication: performance results[J]. IEEE Journal on Select Areas in Communications, 1999, 17(3): 451– 460.
- [13] Yun Zhu, H Jafarkhani. Differential modulation based on quasi orthogonal codes[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2005, 4(6): 3018– 3030.
- [14] Chau Yuen, Yong liang Guan. Differential transmit diversity based on quasi orthogonal space time block code[A]. In Proc IEEE GLOBECOM' 04[C]. Washington DC, USA, vol. 1, 2004. 545– 549.
- [15] H Jafarkhani. A quasi orthogonal space time block code[J]. IEEE Trans on Communications, 2001, 49(1): 1– 4.
- [16] Achim Nahler, Ralf Imer, Gerhard Fettweis. Reduced and differential parallel interference cancellation for CDMA system [J]. IEEE Journal on Select Areas in Communications, 2002, 20(2): 237– 247.
- [17] Jacob Benesty, Yiteng (Arden) Huang, Jingdong Chen. A fast recursive algorithm for optimum sequential signal detection in a BLAST system[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2003, 51(7): 1722– 1730.

作者简介:



孙德福 男, 1978 年生于黑龙江鸡西, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室博士研究生. 主要研究方向为空时编码、MIMO 非相干检测技术、分布 MIMO 等.

E-mail: sundf@uestc.edu.cn



唐友喜 男, 1964 年生于河南潢川, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室教授、博士生导师. 主要研究方向为 CDMA、OFDM、B3G、UWB、分布 MIMO、传感器网络等.



邵士海 男, 1980 年生于辽宁抚顺, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室博士研究生. 主要研究方向为分布式多天线信号处理、扩频通信等.



马万治 男, 1978 年生于四川都江堰, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室博士研究生. 主要研究方向为空时编码、MIMO 非相干检测技术、分布 MIMO 信道建模等.