

# 可快速迭代解码的非相干空时编码

郭永亮, 朱世华

(西安交通大学信息与通信工程系, 陕西西安 710049)

**摘要:** 提出了一种基于满分集准正交空时分组码构造非酉非相干空时码的方法, 该编码能够最大限度地利用信道的相关时间来提高码率. 根据代数分集的定义, 证明了所构造的编码可获得满代数分集. 为了能够充分利用编码的准正交结构简化解码, 选用了基于期望最大化的迭代算法对所构造的编码进行解码, 该算法能够极大地减小最优解码器的复杂度. 仿真结果表明, 迭代解码算法可快速收敛且其能够很好地对解码复杂度和误码性能进行折衷.

**关键词:** 期望最大算法; 准正交空时分组码; 满代数分集; 非酉非相干空时码

**中图分类号:** TN911.22      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2006) 12-2259-04

## A Non-Coherent Space-Time Code with Fast Iterative Decoding

GUO Yong-liang, ZHU Shi-hua

(Department of Information and Communications Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an, Shaanxi 710049, China)

**Abstract:** A non-unitary non-coherent space-time code is proposed based on full diversity quasi-orthogonal space-time block code. This code can make use of the coherent time of the wireless channel as possible as it can. The conclusion that the proposed code can achieve full algebraic diversity is proved in terms of the definition of algebraic diversity. To exploit the quasi-orthogonal structure for simple decoding an iterative decoding algorithm based on EM algorithm is employed to the proposed non-coherent code. Simulation results demonstrate the iterative decoding algorithm can converge fast and it enjoys a favorable performance-complexity tradeoff.

**Key words:** expectation maximization (EM) algorithm; quasi-orthogonal space-time block code; full algebraic diversity; non-unitary non-coherent space-time code

### 1 引言

相干空时编码在解码时都需要通过信道估计来获得信道状态信息 (CSI), 这需要发射端发射已知的训练序列来进行信道估计, 在天线数目较多或信道衰落较快时这一点很难满足<sup>[1,2]</sup>, 因此研究接收端无需信道估计的空时编码, 也即非相干空时编码具有很大的实用价值. 现有的非相干空时编码分为酉空时码和非酉空时码两类, 酉空时码的特点是它可以获得非相干 MIMO 系统的信道容量, 但这一假设只是在信道的相干时间内所包含的时隙数远远大于发射天线数或信噪比较高时才成立<sup>[1]</sup>, 况且, 从另一方面看, 酉空时码要求不同发射天线上的发送向量互相正交, 这体现为对发射矩阵一种较强的约束; 在文献<sup>[3]</sup>中提出的非酉非相干空时码并不要求发射矩阵的正交性, 故它的设计具有较大的自由度, 文献<sup>[3]</sup>中所给出的非酉空时码所采用的解码算法为球形解码, 其缺点是解码复杂度较高且实际的复杂度是一个随机变量, 这不利于该解码器的工程实现, 故有必要研究可实现快速解码的非酉非相干空时码. 基于此, 本文提出了基于准正交设计的非酉非相

干空时码, 其解码采用了期望最大化算法, 该算法能够充分利用编码的准正交结构实现快速解码, 仿真结果表明, 该迭代算法收敛较快且误码性能较好, 是一种较实用的非酉非相干空时解码方案.

### 2 系统模型及分集增益

考虑一个无线通信系统, 发射与接收天线数分别为  $N_t$  和  $N_r$ , 一帧内的时隙数为  $T$ . 在时隙  $t$ , 从发射天线  $i$  发送信号  $s_{it}$ ,  $1 \leq i \leq N_t$ ,  $1 \leq t \leq T$ .  $h_{ji}$  为发射天线  $i$  到接收天线  $j$  的信道增益,  $1 \leq i \leq N_t$ ,  $1 \leq j \leq N_r$ . 假设  $N_t N_r$  个统计独立的信道增益均服从分布  $CN(0, 1)$ , 设信道在一帧内保持不变, 在帧间是独立变化的. 假设接收端未知 CSI, 令  $N_t \times T$  矩阵  $S = (s_{it})_{N_t \times T}$ , 其满足功率约束条件  $E[(SS^H)] = TN_t$ . 假设  $TN_r$  个噪声  $\eta_{jt}$ ,  $1 \leq t \leq T$ ,  $1 \leq j \leq N_r$  统计独立且均服从分布  $CN(0, 1)$ . 令  $N_r \times N_t$  矩阵  $H = (h_{ji})_{N_r \times N_t}$ ,  $N_r \times T$  矩阵  $Y = (y_{jt})_{N_r \times T}$ ,  $N_r \times T$  矩阵  $W = (\eta_{jt})_{N_r \times T}$ , 则 MIMO 系统输入输出关系的矩阵形式为

$$Y = \sqrt{\rho/M}HS + W \quad (1)$$

其中  $\rho$  表示每个接收天线处的信噪比. 以下称矩阵  $H, S, Y, W$  分别为信道矩阵、发射矩阵、接收矩阵和噪声矩阵.

文献[3]中给出了空时码代数分集增益的概念, 其对编码的要求为: 在无信道噪声的条件下, 除非信道矩阵  $H$  为零矩阵, 通过只利用接收数据接收端就可准确识别出发射矩阵. 换句话说, 对任意许用发射矩阵  $S_i$ , 若信道矩阵的样本值为  $H_1$ , 由式(1)得无噪接收数据为  $H_1 S_i$  (为方便, 此处略去  $H_1 S_i$  前的系数  $\sqrt{\rho/M}$ ), 由于接收端未知信道矩阵, 故接收机可准确识别出发射矩阵  $S_i$  是指对任意的信道矩阵  $H \in C^{N_r \times N_t}$  和任意不等于  $S_i$  的许用发射矩阵  $S_j$ , 均成立  $H_1 S_i \neq H_1 S_j$ , 唯一例外的情形是当  $H_1 = \mathbf{0}_{N_r \times N_t}$  时, 取  $H = \mathbf{0}_{N_r \times N_t}$  时成立  $H_1 S_i = H_1 S_j$ , 这里  $C^{N_r \times N_t}$  为复数域  $C$  上的所有  $N_r \times N_t$  矩阵. 基于上述观点, 对接收端未知信道状态信息的 MIMO 系统, 文献[3]定义了代数分集增益 (Algebraic Diversity Advantage) 为  $r = N_t - \max(\dim(R(\Phi_i^T) \cap R(\Phi_j^T)))$ , 其中  $\Phi_i$  和  $\Phi_j$  为任意两个不同的许用发射矩阵,  $\dim$  表示线性空间的维数,  $R(\cdot)$  为矩阵的列空间,  $\cap$  表示线性子空间交. 若  $r = N_t$ , 则称该编码达到满代数分集. 应该强调的是, 本文对 MIMO 信道的假设是文献[3]中信道假设的特例, 即本文的情形对应于文献[3]中  $M$  为 1 的情形, 具体可参见文献[3]中的式(1)至(5), 前面在叙述代数分集增益时也考虑到了这一点.

### 3 基于准正交码的非酉非相干空时编码

准正交空时分组码的特点是其码率较高但不能获得满分集, 为了设计能够获得满分集的准正交空时分组码, 文献[4]利用了星座旋转技术将准正交空时分组码“改造”为满分集准正交空时分组码, 本文将利用其来构造满代数分集非相干空时码, 为方便, 定义准正交块为<sup>[4]</sup>

$$B_4^i = \begin{bmatrix} x_{4i-3} & -x_{4i-2}^* & x_{4i-1} & -x_{4i}^* \\ x_{4i-2} & x_{4i-3}^* & x_{4i} & -x_{4i-1}^* \\ x_{4i-1} & -x_{4i}^* & x_{4i-3} & -x_{4i-2}^* \\ x_{4i} & x_{4i-1}^* & x_{4i-2} & x_{4i-3}^* \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2, \dots \quad (2)$$

当发射天线数为 4 时, 构造非酉非相干空时码的发射矩阵为

$$X = e \cdot [Q_4 \quad B_4^1 \quad \dots \quad B_4^k] \quad (3)$$

其中,  $k$  为预先给定的正整数,  $Q_4$  为任意给定的 4 阶酉矩阵,  $e$  用来满足功率约束条件  $E[\text{tr}(XX^H)] = TM$ . 显然,  $X$  的行向量间并不正交, 故其为非酉非相干空时码, 易知其码率为  $k/(k+1)$ .

以下将证明本文提出的编码能够达到满代数分集, 为方便, 本节中略去式(3)中的常数  $e$ , 这并不会影响该码的代数分集. 由第二节知只需证明对任意两个不同的许用发射矩阵  $X_i$  和  $X_j$ , 成立  $\dim(R(X_i^T) \cap R(X_j^T)) = 0$ , 利用线性空间的维数公式<sup>[5]</sup>, 可将证明目标转化为

$$\dim(R(X_i^T)) + \dim(R(X_j^T)) = \dim(R(X_i^T) + R(X_j^T)) \quad (4)$$

由式(3)中的酉阵  $Q_4$  为  $X_i$  的子阵可知

$$\dim(R(X_i^T)) = \text{rank}(X_i^T) = \text{rank}(X_i) = 4 \quad (5)$$

上式中使用了恒等式  $\dim(R(X_i^T)) = \text{rank}(X_i^T) = \text{rank}(x_i)$ <sup>[5]</sup>.

同理  $\dim(R(X_j^T)) = 4$ , 此时式(4)被转化为

$$\dim(R(X_i^T) + R(X_j^T)) = 8 \quad (6)$$

对上式使用恒等式  $\dim(R(X_i^T) + R(X_j^T)) = \text{rank}([X_i^T X_j^T]^T)$ <sup>[5]</sup>, 式(6)为

$$\text{rank}([X_i^T \quad X_j^T]^T) = 8 \quad (7)$$

基于式(3)可设  $X_i$  和  $X_j$  分别为

$$X_i = [Q_4 \quad B_i^1 \quad \dots \quad B_i^k], \quad X_j = [Q_4 \quad B_j^1 \quad \dots \quad B_j^k] \quad (8)$$

此时, 式(7)的左侧为

$$[X_i^T \quad X_j^T]^T = \begin{bmatrix} X_i \\ X_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_4 & B_i^1 & \dots & B_i^k \\ Q_4 & B_j^1 & \dots & B_j^k \end{bmatrix} \quad (9)$$

对上式进行块初等行变换得

$$\begin{bmatrix} X_i \\ X_j - X_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_4 & B_i^1 & \dots & B_i^k \\ \mathbf{0} & B_j^1 - B_i^1 & \dots & B_j^k - B_i^k \end{bmatrix} \quad (10)$$

由于矩阵的块初等变换不改变矩阵的秩<sup>[5]</sup>, 故式(7)可转化为

$$\text{rank} \left( \begin{bmatrix} X_i \\ X_j - X_i \end{bmatrix} \right) = 8 \quad (11)$$

由  $X_i \neq X_j$ , 从式(8)知存在正整数  $p$  满足  $B_i^p \neq B_j^p$ , 由式(10)记

8 阶方阵  $A$  为  $\begin{bmatrix} Q_4 & B_i^p \\ \mathbf{0} & B_j^p - B_i^p \end{bmatrix}$ , 显然,  $A$  为  $\begin{bmatrix} X_i \\ X_j - X_i \end{bmatrix}$  的子矩阵, 其行列式为

$$|A| = \left| \begin{bmatrix} Q_4 & B_i^p \\ \mathbf{0} & B_j^p - B_i^p \end{bmatrix} \right| = |Q_4| \cdot |B_j^p - B_i^p| \quad (12)$$

式中使用了恒等式  $\left| \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ A_3 & A_4 \end{bmatrix} \right| = |A_1| \cdot |A_4 - A_3 A_1^{-1} A_2|$ <sup>[5]</sup>.

式(12)中,  $Q_4$  为 4 阶酉阵, 故  $|Q_4| \neq 0$ ;  $B_j^p$  和  $B_i^p$  作为满分集空时码的两个不同码字, 由秩准则可知方阵  $B_j^p - B_i^p$  行满秩<sup>[4]</sup>, 故  $|B_j^p - B_i^p| \neq 0$ . 此时, 由式(12)知  $|A| \neq 0$ , 即  $\text{rank}(A) = 8$ , 注意到  $A$  为矩阵  $\begin{bmatrix} X_i \\ X_j - X_i \end{bmatrix}$  的子矩阵且后者的行数为 8, 故式(11)成立, 即如式(3)所示的非相干空时码可获得满代数分集, 这从理论上保证了该编码具有较好的误码性能.

### 4 基于 EM 算法的迭代解码算法

非相干空时码的极大似然解码算法可表述为<sup>[2]</sup>

$$X = \arg \max_{X \in C} \frac{\exp(-\text{tr}(A^{-1} Y^H Y))}{\pi^{N|A|^N}} \quad (13)$$

其中  $A \triangleq I_T + (\rho/M) X^H X$ . 对酉空时码, 上式可简化为  $X = \arg \max_{X \in C} \text{tr}(X^H X^T Y)$ <sup>[2]</sup>, 但对于本文的非酉空时码, 式(13)似乎很难简化, 若直接使用式(13)进行解码, 其复杂度太高. 另一种非相干空时码的解码器为 GLRT 解码器, 其表达式为<sup>[2]</sup>

$$X = \arg \max_{X \in C} \text{tr}(X^H (X^H X)^{-1} X Y^H Y) \quad (14)$$

若直接使用式(14)进行解码, 同样会遇到复杂度太高的困难, 鉴于此, 本文采用了文献[6]中的 EM 迭代解码技术进行解码, 该解码器能够充分利用本文非相干码的准正交结构实现快速解码. 基于式(3), 利用矩阵的列分块形式式(1)可重写为

$$Y = [Y_0 \quad Y_1 \quad \dots \quad Y_k] = \sqrt{\rho/MH} e \cdot [Q_4 \quad X_1 \quad \dots \quad X_k] + W \quad (15)$$

其中,  $Y_0$  是对应于  $Q_4$  的接收数据,  $Y_i$  是对应于  $X_i, 1 \leq i \leq k$ , 的接收数据. EM 迭代解码交替执行以下两步<sup>[6]</sup>:

$$\Sigma^i = (I_M + \rho X^i X^{iH} / M)^{-1}, H^i = \sqrt{\rho / M} Y X^{iH} \Sigma^i \quad (16)$$

$$X^{i+1} = \arg \min_{X \in C} \left[ \begin{array}{l} \| Y - \sqrt{\rho / M} H^i X \|^2 \\ + N_r \sqrt{\rho / M} \text{tr}(\Sigma^i X X^H) \end{array} \right] \quad (17)$$

其中式(17)来源于文献[6]中的式(7). 迭代的初始值设定为  $X^0 = e [Q_4 \quad 0_{M \times (T-M)}]$ , 迭代时, 由  $X^0$  和式(16)算得  $H^0$  后将其代入式(17)可得  $X^0$  的更新值  $X^1$ , 由  $X^1$  和式(16)可重新开始下一次迭代, 一旦前后两次的迭代结果  $X^i$  和  $X^{i+1}$  足够接近, 迭代结束并将  $X^{i+1}$  作为解码输出.

在进行上述迭代解码时, 可利用码字的准正交特性来减少计算复杂度, 其原理如下: 将式(15)代入式(17)并忽略掉无关常数可得

$$X^{i+1} = \arg \min_{X \in C} \sum_{q=1}^k \left[ \begin{array}{l} \| Y_q - \sqrt{\rho / M} H^i X_q \|^2 + \\ e^{2N_r} \sqrt{\rho / M} \text{tr}(\Sigma^i X_q X_q^H) \end{array} \right] \quad (18)$$

由式(3)知  $X$  中的任何两个不同的正交块  $X_q$  和  $X_p, 1 \leq p, q \leq k, p \neq q$ , 是独立编码的, 故式(18)的求解等价于逐一最小化  $\| Y_q - \sqrt{\rho / M} H^i X_q \|^2 + e^{2N_r} \sqrt{\rho / M} \text{tr}(\Sigma^i X_q X_q^H), 1 \leq q \leq k$ . 为方便, 以  $q=1$  为例进行说明, 即此时要最小化

$$\| Y_1 - \sqrt{\rho / M} H^i X_1 \|^2 + e^{2N_r} \sqrt{\rho / M} \text{tr}(\Sigma^i X_1 X_1^H) \quad (19)$$

由(2)式可设  $X_1$  为

$$X_1 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & x_3 & -x_4^* \\ x_2 & x_1^* & x_3 & x_3^* \\ x_3 & -x_4^* & x_1 & -x_2^* \\ x_4 & x_3^* & x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (20)$$

由于  $X_1$  满足准正交性, 对式(19)中的第一项  $\| Y_1 - \sqrt{\rho / M} H^i X_1 \|^2$ , 若将  $X_1, H^i$  和  $Y_1$  分别看作准正交空时分组码的发射, 信道和接收矩阵, 由文献[4]可知

$$\| Y_1 - \sqrt{\rho / M} H^i X_1 \|^2 = f_{13}(x_1, x_3) + f_{24}(x_2, x_4) \quad (21)$$

其中  $f_{13}$  和  $f_{24}$  的具体形式可参见[4]. 对于式(19)中的第二项, 也可简化为类似于式(19)的形式, 其做法如下: 由式(20)可得

$$X_1 X_1^H = \begin{bmatrix} a & 0 & b & 0 \\ 0 & a & 0 & b \\ b & 0 & a & 0 \\ 0 & b & 0 & a \end{bmatrix} \quad (22)$$

其中  $a \triangleq \sum_{u=1}^4 |x_u|^2, b \triangleq 2\text{Re}(x_1 x_3^* + x_2 x_4^*)$ . 对式(16)中的  $\Sigma^i$ , 由  $X^i = e \cdot [Q_4 \quad X_1^i \quad \dots \quad X_k^i]$  可得  $X^i X^{iH} = e^2 \left( I_{4+} + \sum_{p=1}^k X_p^i X_p^{iH} \right)$ , 由于  $X_p^i, 2 \leq p \leq k$ , 均满足和  $X_1$  类似的准正交性, 故  $X^i X^{iH}$  和  $X_1 X_1^H$  具有相同的结构, 进一步由  $\Sigma^i = (I_M + \rho X^i X^{iH} / M)^{-1}$  可知  $\Sigma^i$  也具有类似  $X_1 X_1^H$  的结构, 不失一般性, 可设

$$\Sigma^i = \begin{bmatrix} c & 0 & d & 0 \\ 0 & c & 0 & d \\ d & 0 & c & 0 \\ 0 & d & 0 & c \end{bmatrix} \quad (23)$$

将式(22)和式(23)代入式(19)中的第二项可得

$$e^{2N_r} \sqrt{\rho / M} \text{tr}(\Sigma^i X_1 X_1^H) = 4e^{2N_r} \sqrt{\rho / M} (ac + bd) \quad (24)$$

将  $a$  和  $b$  代入式(24)可得

$$e^{2N_r} \sqrt{\rho / M} \text{tr}(\Sigma^i X_1 X_1^H) = g_{13}(x_1, x_3) + g_{24}(x_2, x_4) \quad (25)$$

其中  $g_{13}(x_1, x_3) = 4e^{2N_r} \sqrt{\rho / M} [c(|x_1|^2 + |x_3|^2) + 2d\text{Re}(x_1 x_3^*)]$ ,  $g_{24}(x_2, x_4) = 4e^{2N_r} \sqrt{\rho / M} [c(|x_2|^2 + |x_4|^2) + 2d\text{Re}(x_2 x_4^*)]$ .

将式(21)和式(25)代入式(19)后可得

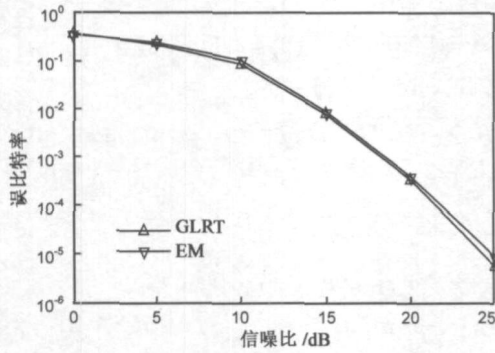
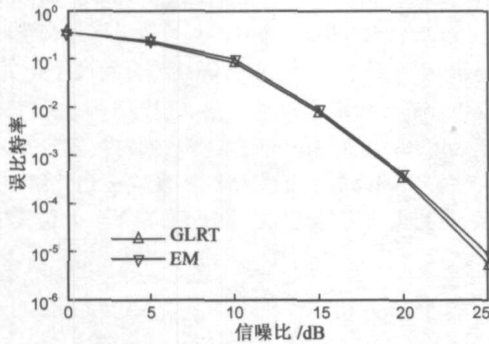
$$\| Y_1 - \sqrt{\rho / M} H^i X_1 \|^2 + e^{2N_r} \sqrt{\rho / M} \text{tr}(\Sigma^i X_1 X_1^H) = h_{13}(x_1, x_3) + h_{24}(x_2, x_4) \quad (26)$$

其中  $h_{13}(x_1, x_3) \triangleq f_{13}(x_1, x_3) + g_{13}(x_1, x_3), h_{24}(x_2, x_4) \triangleq f_{24}(x_2, x_4) + g_{24}(x_2, x_4)$ . 由式(26)可知, 类似于准正交空时分组码的快速解码<sup>[4]</sup>, 最小化式(19)可等效为分别最小化  $h_{13}(x_1, x_3)$  和  $h_{24}(x_2, x_4)$ , 与最直接最小化式(19)相比, 可以大大减小计算复杂度. 综上所述, 基于 EM 算法的迭代解码算法能够充分利用所提出编码的准正交结构实现快速迭代解码, 至于其复杂度, 主要由所需的迭代次数决定, 在下节的仿真中将进行具体分析.

## 5 仿真实验及分析

本节中总假定接收天线数为 1, 为方便,  $Q_4$  取为  $I_{4w}$ ,  $x_{4w-3}$  和  $x_{4w-2}$  取值于  $\Omega = \{\pm 1, \pm i\}, w = 1, 2, \dots, x_{4w-1}$  和  $x_{4w}$  取值于旋转后的星座  $e^{j\pi/4}$ , 通过这种星座旋转技术, 可以使式(2)所示的准正交空时分组码获得满分集<sup>[4]</sup>, 进而使式(3)的非相干空时码获得满代数分集. 图 1 和图 2 分别为  $k=1$  和  $k=2$  时的误比特率曲线, 其频谱效率分别为 1bps/Hz 和 4/3bps/Hz. 根据发射矩阵的功率约束条件, 式(3)中的  $e$  分别为  $\sqrt{8/5}$  和  $\sqrt{4/3}$ . 在每幅图中, 对于 EM 迭代算法和 GLRT 算法分别给出了误码曲线. 由图可知, EM 迭代算法和 GLRT 算法的误码性能几乎相同, 这表明 EM 迭代解码的性能较好, 仿真实验表明, EM 算法的迭代次数设为 3 次已经足够保证迭代收敛. 为方便比较 GLRT 和 EM 解码的复杂度, 分别以计算  $X^H (X^H X)^{-1} X$  和  $h_{13}(x_1, x_3)$  作为各自的计算度量单位. 若取迭代次数为 3, 当  $k=1$  时, GLRT 和 EM 解码所需计算的度量次数之比约为  $4^4: (6 \times 4^2) \approx 3$ ; 当  $k=2$  时, 该比值约为  $4^8: (12 \times 4^2) \approx 341$ . 实际上, 由于计算  $X^H (X^H X)^{-1} X$  的复杂度远大于  $h_{13}(x_1, x_3)$ , 故 3 和 341 都是一个非常保守的估计数字. 不难预料, 当调制阶数较大或  $k$  值较大时, 相比 GLRT 解码, EM 迭代解码的低复杂度优势将更加突出.

值得指出的是, 表面上可以通过增加(3)式中的  $k$  值来提高非相干码的码率, 但由于假设信道在  $T$  个时隙内保持不变, 故  $k$  值的增加受限于信道的相关时间, 换言之, 只有在信道的相关时间内, 才可通过选取尽可能大的  $k$  值来增加码率. 另外, 基于其它的满分集准正交空时分组码<sup>[7]</sup>, 采用本文构造非相干空时码的方法, 同样可构造出能够获得满代数分集的非西非相干空时码, 并且基于 EM 算法的快速迭代解码同样适用.

图 1 误比特率比较曲线  $k=1$ 图 2 误比特率比较曲线  $k=2$ 

## 6 结论

基于满集集准正交空时分组码, 本文构造了可获得满代数分集的非酉非相干空时码. 对于本文的编码, 选用了基于 EM 算法的迭代解码, 该算法能够充分利用编码的准正交结构进行快速解码. 仿真结果表明, 其能够很好地对复杂度和误码性能进行折衷.

### 参考文献:

- [1] T L Marzetta, B M Hochwald. Capacity of mobile multiple antenna communication link in Rayleigh flat fading [J]. IEEE Trans on I T, 1999, 45(1): 139- 157.

- [2] T L Marzetta, B M Hochwald. Unitary space time modulation for multiple antenna communications in Rayleigh flat fading [J]. IEEE Trans on I T, 2000, 46(2): 543- 564.
- [3] Noncoherent Space Time Coding: An Algebraic Perspective [J]. IEEE Trans on I T, 2005, 51(7): 2380- 2390.
- [4] W Su, X Xia. Signal constellations for quasi orthogonal space time block codes with full diversity [J]. IEEE Trans on I T, 2004, 50(10): 2331- 2347.
- [5] R A Horn, C R Johnson, Matrix Analysis [M]. 2nd ed., Cambridge: Cambridge Univ Press, 1990.
- [6] C Cozzo, B L Hughes. Joint channel estimation and data detection in space time communications [J]. IEEE Trans on Commun, 1999, 45(1): 139- 157.
- [7] M O Damen, H E Gamal, N C Beaulieu. on the design of quasi-orthogonal constellations: Filling the empty threads [A]. In Proc VTC [C]. Piscataway, NJ, USA, 2003. 1753- 1756.

### 作者简介:



郭永亮 男, 1977 年 11 月生于甘肃省灵台县, 西安交通大学在读博士生, 主要研究方向为无线通信中的空时处理、相干和非相干空时编码的设计与分析、多入多出系统的容量计算等。  
E-mail: ylg@mailst.xjtu.edu.cn



朱世华 男, 1950 年 1 月生于上海市, 西安交通大学教授, 博士生导师, 主要从事移动通信、数字传输和程控交换等方面的研究。