

适合酉空时调制的多进制 Turbo 码及其 MAP 译码算法

刘琚^{①②*}, 张大鹏^{①③}, 许宏吉^①

① 山东大学信息科学与工程学院, 济南 250100

② 西安电子科技大学综合业务网理论与关键技术国家重点实验室, 西安 710071

③ 空军第一航空学院航空电子工程系, 信阳 464000

* 通信作者. E-mail: dpzhang@sdu.edu.cn

收稿日期: 2009-03-30; 接受日期: 2010-08-09

国家自然科学基金 (批准号: 60872024)、教育部科技创新工程重大项目培育资金 (批准号: 708059)、山东省自然科学基金 (批准号: 2010JC007)、移动通信国家重点实验室开放基金 (批准号: 2010D10) 和综合业务网国家重点实验室开放基金 (批准号: ISN-12-10) 资助项目

摘要 酉空时调制技术可以在发射和接收两端均无信道状态信息的环境中实现无线通信, 适合快速 Rayleigh 平衰落信道, 然而它的一个本质问题是只有在高信噪比条件下才会有理想的差错性能. 现有的比特级处理方案在改善系统可靠性的同时带来了过大的计算量、存储量和译码时延的问题. 文中提出一种适用于酉空时调制的多进制 Turbo 码方案, 同时给出其相应的酉空时符号级多进制 MAP 译码算法. 仿真表明: 相比于现有方案, 文中的算法可以降低系统组成及处理的复杂度, 同时又保持良好的差错性能. 另外, 文中从酉空时调制的概念出发, 首次给出了信噪比过低时结合纠错编码的情况下发射分集性能恶化的定性分析.

关键词 多输入多输出 酉空时调制 Turbo 码 MAP 译码 分集

1 引言

未来无线移动通信中各种多媒体服务对数据速率和可靠性要求不断提高. 研究表明^[1,2], 采用基于多输入多输出 (multiple-input multiple-output, MIMO) 的空时信号处理技术, 可以使无线多媒体通信的有效性和可靠性都得到明显改善. 目前较为成熟的空时码方案, 不论是分集型空时码^[3-6]还是复用型空时码^[7], 其性能都严重依赖于接收端对信道状态信息 (channel state information, CSI) 估计的准确程度. 然而, 一方面随着发射天线和接收天线数目的增加, 用于信道估计的训练序列的长度也会增加, 从而降低系统效率, 同时会大大增加信道估计的计算复杂度; 另一方面, 在快衰落环境或多普勒频移很大的情况下来进行信道估计也是不现实的. 欧洲在下一代标准提议中^[8], 要求移动台能够在最大移动速度为 500 km/h 的环境下稳定工作, 相应的信道相干时间只有大约 7-8 个符号周期, 此时利用信道估计来获取多天线的 CSI 将会十分困难甚至不可能. 尽管基于空时分组码的差分空时码^[6]无需 CSI, 但是需要假定相邻两个信息组衰落系数的变化可以忽略. 这样, 在衰落系数变化极快的环境

中, 差分空时码也不适用.

受无 CSI 条件下多天线信道容量计算的启发^[9], Hochwald 和 Marzetta 等人^[10] 提出一种全新的空时信号处理方案 – 酉空时调制 (unitary space-time modulation, USTM). 该技术无需 CSI, 适用于快衰落环境. 但是, 酉空时调制的一个固有问题是低信噪比时误码率过高^[11], 因此, 有必要将 USTM 与高效纠错编码技术相结合以大幅度提高系统可靠性. Turbo 码因其优越的性能而成为一种优先选择的方案^[12], 目前的级联研究^[13–15] 均是比特级处理数据: 编码、交织、去交织及对数似然比的计算全部都是基于比特而进行的. 并且, 在 Turbo 编码器和酉空时调制器之间还需要一个信道交织器, 而在接收端需要两种迭代运算: 两个 Turbo 分量译码器之间的迭代译码和 Turbo 译码器与酉空时解调器之间的迭代译码 – 解调, 这无疑进一步增加了系统复杂度、运算量和时延.

本文提出一种基于酉空时符号的多进制 Turbo 码 (UST symbol-based Turbo code, UST-SB-TC) 方案, 其中两个分量编码器对源比特分别进行比特级编码. 它们之间的交织器按酉空时符号级重排数据. 接收端处理时, 我们将酉空时解调器和各 Turbo 分量译码器看作一个整体, 利用本文提出的基于酉空时符号的多进制最大后验概率 (maximum a posteriori, MAP) 译码算法可得到各符号的外信息及其对数似然比. 一个分量译码器译出的外信息作为另一个分量译码器的先验信息参与译码, 形成迭代, 直到达到预先设定的迭代次数或者满足一定的性能要求为止. 本方案无需信道交织器, 并且依符号级处理数据, 可大大降低系统复杂度和时延. 现有方案大多考查了多发射天线系统在不同条件下的实验, 但均未讨论其余条件相同时发射分集的性能. 根据 USTM 的定义前提, 我们首次定性分析了当 SNR 低于一定值时发射分集增益为负的原因.

本文其余部分安排如下: 第 2 节描述酉空时调制系统的模型. 第 3 节提出适合酉空时调制的 Turbo 码的编译码步骤, 与之对应的酉空时符号级多进制 MAP 译码算法列于第 4 节. 在第 5 节中, 我们给出若干仿真实例, 并分析其性能. 最后, 我们在第 6 节作出总结. 本文中, 加粗的大写字母表示矩阵, 加粗的小写字母表示向量, 未加粗的字母表示普通变量或其具体值.

2 酉空时调制技术

在本文所讨论的 MIMO 无线通信系统模型假设发射和接收天线数量分别为 M 和 N , 数据速率为 R bit/信道实现 (为简单起, 本文只考虑 $R = 1$). 发射天线和接收天线间的信道为 Rayleigh 平衰落信道, 衰落系数在 T 个符号周期内保持不变, 在下一个 T 符号周期独立地变为另一组值, 并且在空间上也是相互独立的. 当 $T \ll M$ 或 $T > M$ 而接收端信噪比 $\rho \rightarrow \infty$ 时, 发射信号可表示为 $T \times M$ 维复矩阵 $\mathbf{X} = \sqrt{T}\Phi^{[10,16]}$. Φ 为 $T \times M$ 维酉矩阵, 可从 $T \times T$ 维 DFT(离散 Fourier 变换) 矩阵中任取 M 列而得到^[17].

设每个 T 符号周期内待发射的基带比特为 b_1, \dots, b_{RT} , 令 l 为 b_1, \dots, b_{RT} 所对应的十进制数, 由于星座中矩阵数量为 $L = 2^{RT}$, 则有 $l \in \{0, 1, \dots, L-1\}$. 因此基带比特到酉空时符号 Φ 的映射为

$$\Phi_l = \Theta^l \Phi_0, \quad (1)$$

其中, Θ 为一 $T \times T$ 维对角阵, 其 L 次方为 $T \times T$ 维单位阵 \mathbf{I}_T . 如何优化 Θ 一直是一个有待完善的问题, 目前较为成熟的设计依据主要有分集和 (diversity sum) 准则^[17]、分集积 (diversity product) 准则^[18] 及联合界 (union bound) 准则^[19]. 由于我们的目的是考查编码所带来的增益, 故选取最通用的方法^[17] 来构造 Θ . 通过观察, 我们发现, 集合 $\{\mathbf{I}_T, \Theta, \dots, \Theta^{L-1}\}$ 中的矩阵关于矩阵乘法所作成的群

与集合 $\{0, 1, \dots, L-1\}$ 关于模 L 相加运算所作成的群具有同构关系. 因此在实际应用中, 没必要计算 (1) 式, 而只需发射端事先存储星座中各复矩阵, 在通信时由 l 直接选取对应的 Φ_l . 这样, 虽然增加了发射端的存储要求, 但却能大大减少通信时延.

经过多天线信道后, 接收符号为 $T \times N$ 维复矩阵

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{X} \mathbf{H} + \mathbf{W}, \quad (2)$$

其中, \mathbf{H} 为 $M \times N$ 维衰落系数矩阵, \mathbf{W} 为 $T \times N$ 维加性噪声矩阵, 它们的各分量均服从复 Gauss 分布. 采用酉空时调制时, 接收符号的条件概率密度函数为

$$p(\mathbf{Y}|\Phi) = \frac{\exp(-\text{tr}\{[\mathbf{I}_T + (\rho T/M)\Phi\Phi^H]^{-1}\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H\})}{\pi^{TN} \det^N[\mathbf{I}_T + (\rho T/M)\Phi\Phi^H]}, \quad (3)$$

因此, 接收端采用如下的最大似然检测^[10]:

$$\Phi_{\text{ML}} = \arg \max_{l \in \{0, \dots, L-1\}} p(\mathbf{Y}|\Phi_l) = \arg \max_{l \in \{0, \dots, L-1\}} \text{tr}\{\mathbf{Y}^H \Phi_l \Phi_l^H \mathbf{Y}\}. \quad (4)$$

这里, 上标 “H” 表示复矩阵的共轭转置, “tr” 表示求方阵的迹.

3 适合酉空时调制的 Turbo 码的多进制编译码方案

图 1 所示的是适合酉空时调制的 Turbo 码的编、译码系统, 其中 “ Π ” 和 “ Π^{-1} ” 指交织器和去交织器, “MUX” 和 “PNC” 指复用器和删余器, “DEMUX” 和 “DEPNC” 则分别为去复用器和补删余器. 如图 1 左半部分所示, 多进制 Turbo 编码器主要包括: 两个分量编码器、符号级交织器、删余器及复用器. 分量编码器与二进制 Turbo 码相同, 均为递归系统卷积 (recursive systematic convolutional, RSC) 码. 它们之间的交织器按比特组重排数据, 其中, “比特组” 即为将要映射成个酉空时矩阵的一组源比特, 在交织及去交织的过程中一个组内部的比特顺序不变. 删余器及复用器的作用分别是控制码率和并/串变换. K 组源比特构成一帧, 每一组包含 $T \cdot R$ 个比特, 即每帧的数据由 $K \cdot T \cdot R$ 个比特所组成. 在零删余情况下, 第 k ($0 \leq k \leq K$) 时刻的信息组及两个校验组分别是 \mathbf{b}_k^s , \mathbf{b}_k^{p1} 和 \mathbf{b}_k^{p2} , 复用后为 \mathbf{b}_k , 其中, 上标 “s” 表示系统位或系统符号, 上标 “p” 表示校验位或校验符号. 相应地, 第 k 时刻调制后的酉空时符号 \mathbf{X}_k 也由 \mathbf{X}_k^s , \mathbf{X}_k^{p1} 和 \mathbf{X}_k^{p2} 组成, 经由 M 根天线发射.

酉空时解调及译码过程如图 1 右半部分所示, 由 N 根天线接收到的空时符号经去复用和补删余后, 系统符号序列 \mathbf{Y}^s 和校验符号序列 \mathbf{Y}^{p1} 同时送入酉空时分量译码器 1 进行译码. 由于此时无先验信息可供使用, 故将每个删除的校验符号补以 $T \times N$ 维全零矩阵, 并需假设各种可能的系统符号均等概率出现. 系统符号序列和由分量译码器 1 输出的外信息同时交织, 分别作为分量译码器 2 的系统符号和先验信息参与译码. 分量译码器 2 输出的外信息经过去交织处理作为先验信息参与分量译码器 1 第二轮的译码. 迭代次数可以预先指定或者是达到某种性能要求为止.

采用 T 步合并的符号级处理时, 在每一时刻从当前状态出发的分支有 2^{TR} 条, 当分量编码器的状态数少于星座集中符号的数量时, 编码器所对应的网格图中会产生并行路径, 而符号级交织克服并行路径导致错误的的能力很有限^[20]. 故当数据率为 $R = 1$ bit/信道实现时, 为避免并行路径, 分量编码器的移位寄存器数量应不小于信道的相干时间. 图 2 所示的是 RSC 卷积码合并原理, 两个子图分别表

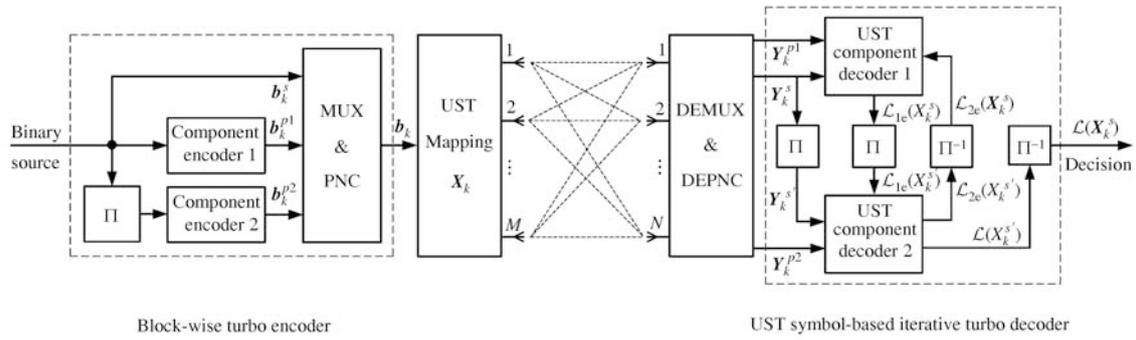


图 1 基于酉空时符号的 Turbo 码的发射、接收系统框图

Figure 1 Block diagram of transmit and receive system for UST-SB-TC

示了移位寄存器长度为 2 和 3 的两步合并. 这里, 我用 b_0 和 b_1 分别表示比特 0 和 1, 而 $\{b_0, b_1, b_2, b_3\}$ 分别对应了 $\{00, 01, 10, 11\}$, 斜杠左边表示系统位或系统符号, 右边表示校验位或校验符号. 图 2(a) 对应的是 $(7, 5)_8$ 的 RSC 码, 最多只容许两步合并, 它只适用于 $T = 2$ 的酉空时符号; 而图 2(b) 对应了 $(15, 13)_8$ 的 RSC 码, 它容许不多于三步的合并, 即既适用于 $T = 2$ 又适用于 $T = 3$. 图中所示的是两步合并.

4 基于酉空时符号的 MAP 译码算法

对于每个分量译码器, 我们采用基于酉空时符号的 MAP 译码算法, 其基本思路与经典的二进制 BCJR(Bahl, Cocke, Jelinek, Raviv) 算法^[21] 类似. 我们译码的目的是求得每个系统酉空时符号的对数似然比, 它可用矩阵表示为

$$\mathcal{L}(\mathbf{X}^s | \mathbf{Y}_1^K) = \begin{bmatrix} \lambda_{0,0} & \lambda_{0,1} & \dots & \lambda_{0,K-1} \\ \lambda_{1,0} & \lambda_{1,1} & \dots & \lambda_{1,K-1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \lambda_{L-1,0} & \lambda_{L-1,1} & \dots & \lambda_{L-1,K-1} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

其中, 行对应星座集中各点, 列对应每一帧中的 K 个酉空时符号. 当整个 \mathbf{A} 计算完毕时, 每一列中最大值所在的行数对应着酉空时星座中待选的符号. (5) 式中各项可通过下式计算:

$$\begin{aligned} \mathcal{L} \left[\mathbf{X}_k^s = \mathbf{X}(l) | \mathbf{Y}_k^K \right] &= \ln \left[\frac{\Pr(\mathbf{X}_k^s = \mathbf{X}(l) | \mathbf{Y}_1^K)}{\Pr(\mathbf{X}_k^s = \mathbf{X}(0) | \mathbf{Y}_1^K)} \right] = \ln \left[\frac{\Pr(\mathbf{X}_k^s = \mathbf{X}(l), \mathbf{Y}_1^K)}{\Pr(\mathbf{X}_k^s = \mathbf{X}(0), \mathbf{Y}_1^K)} \right] \\ &= \ln \left[\frac{\sum_{(s',s) \rightarrow \mathbf{X}_k^s = \mathbf{X}(l)} \Pr(S_{k-1} = s', S_k = s, \mathbf{Y}_1^K)}{\sum_{(s',s) \rightarrow \mathbf{X}_k^s = \mathbf{X}(0)} \Pr(S_{k-1} = s', S_k = s, \mathbf{Y}_1^K)} \right] \\ &= \ln \left[\frac{\sum_{(s',s) \rightarrow \mathbf{X}_k^s = \mathbf{X}(l)} \Pr(s', s, \mathbf{Y}_1^K)}{\sum_{(s',s) \rightarrow \mathbf{X}_k^s = \mathbf{X}(0)} \Pr(s', s, \mathbf{Y}_1^K)} \right]. \end{aligned} \quad (6)$$

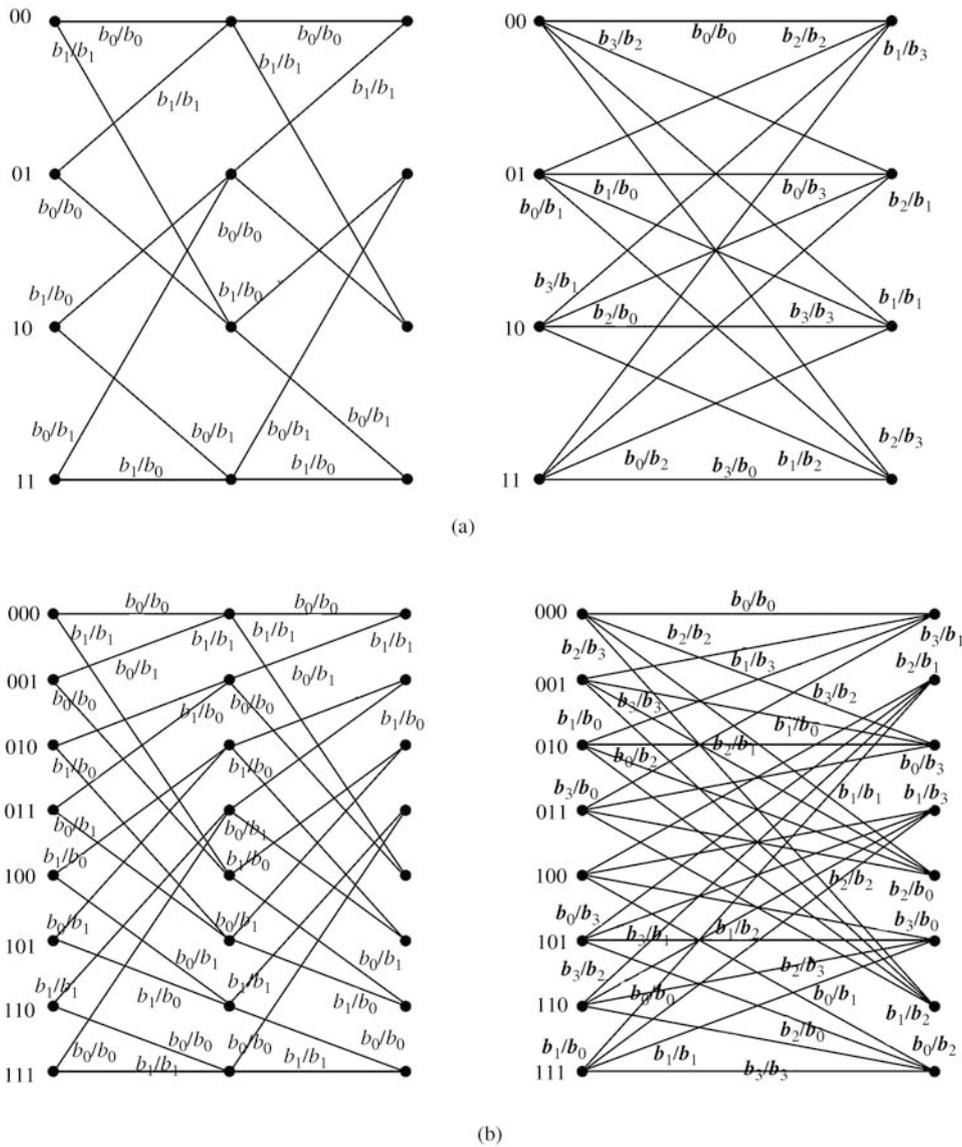


图 2 网格合并示意图

Figure 2 Merged Trellis diagram

(a) Two-step merged diagram where the length of shift register is 2; (b) two-step merged diagram where the length of shift register is 3

这里, 括号中的 S 指移位寄存器在某时刻的状态变量, s 和 s' 指的是状态变量的具体值. $\Pr(s', s, \mathbf{Y}_1^K)$ 可分解为

$$\Pr(s', s, \mathbf{Y}_1^K) = \Pr(\mathbf{Y}_{k+1}^K | s) \Pr(\mathbf{Y}_k, s | s') \Pr(s', \mathbf{Y}_1^{k-1}) = \beta_k(s) \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \alpha_{k-1}(s'). \quad (7)$$

省略推导过程, 我们可以得到前向递归的状态量为

$$\alpha_k(s) = \sum_{\text{all } s'} \gamma_k(s', s) \cdot \alpha_{k-1}(s'). \quad (8)$$

由于设定编码器在编码前总作清零处理, 故当 $S_0 = 0$ 时, $\alpha_0(0) = 1$, 而其余 α 值均为 0. 反向递归的状态量为

$$\beta_{k-1}(s') = \sum_{\text{all } s} \beta_k(s) \cdot \gamma_k(s', s). \quad (9)$$

如果加入尾比特而使编码器归零, 那么 $\beta_K(0) = 1$ 而其余 β 值均为 0; 如果不归零, 由于接收端通常事先不知道编码器的终止状态, 此时一般假定 β 的初始值均相等.

各时刻的分支度量为

$$\gamma_k(s', s) = \Pr(\mathbf{Y}_k, s|s') = \Pr(\mathbf{Y}_k|\mathbf{X}_k) \Pr(\mathbf{X}_k^s). \quad (10)$$

对每个分量译码器而言, \mathbf{X}_k 和 \mathbf{Y}_k 分别包含了系统符号及相应的校验符号, 由于各酉空时符号所经历的衰落系数和加性噪声均相互独立, 因此有

$$\Pr(\mathbf{Y}_k|\mathbf{X}_k) = \Pr(\mathbf{Y}_k^s|\mathbf{X}_k^s) \cdot \Pr(\mathbf{Y}_k^p|\mathbf{X}_k^p). \quad (11)$$

由于以发射酉空时符号为条件的接收符号的条件概率可化为

$$\Pr(\mathbf{Y}|\mathbf{X}) = \Pr(\mathbf{Y}|\Phi) = \frac{\exp\left(-\text{tr}\left\{\left[\mathbf{I}_T - \frac{1}{1+M/(\rho T)}\Phi\Phi^H\right]\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H\right\}\right)}{\pi^{TN}\det^N[\mathbf{I}_T + (\rho T/M)\Phi\Phi^H]} d\mathbf{Y}, \quad (12)$$

于是我们可得到

$$\begin{aligned} \Pr(\mathbf{Y}_k|\mathbf{X}_k) &= \Pr(\mathbf{Y}_k^s|\mathbf{X}_k^s) \Pr(\mathbf{Y}_k^p|\mathbf{X}_k^p) \\ &= A_k \cdot \exp\left\{\text{tr}\left[\frac{\Phi_k^s\Phi_k^{sH}\mathbf{Y}_k^s\mathbf{Y}_k^{sH} + \Phi_k^p\Phi_k^{pH}\mathbf{Y}_k^p\mathbf{Y}_k^{pH}}{1 + M/(\rho T)}\right]\right\}, \end{aligned} \quad (13)$$

其中, $A_k = \frac{\exp[-\text{tr}(\mathbf{Y}_k^s\mathbf{Y}_k^{sH} + \mathbf{Y}_k^p\mathbf{Y}_k^{pH})]d\mathbf{Y}_k^s d\mathbf{Y}_k^p}{\pi^{TN}\det^N[\mathbf{I}_T + \rho T/M\Phi_k^s\Phi_k^{sH}]\pi^{TN}\det^N[\mathbf{I}_T + \rho T/M\Phi_k^p\Phi_k^{pH}]}$ 是一个不影响最终判决的公共常量, 可省去. 省略了 A_k 的 (13) 式已经不再表示真实的概率, 而只能是概率的相对值. 这样经过若干步递归运算后, α 和 β 都会超出存储容量. 为避免这种“溢出”现象, 对每一步新得到的 α 和 β 都需要做归一化处理.

现在, (6) 式可由 (14) 式来计算:

$$\begin{aligned} \mathcal{L}(\mathbf{X}_k^s|\mathbf{Y}_1^K) &= \ln \left\{ \frac{\sum_{(s',s) \rightarrow \mathbf{X}_k^s = \mathbf{X}(l)} \alpha_{k-1}(s') \cdot \Pr[\mathbf{X}_k^s = \mathbf{X}(l)] A_k \exp\left[\text{tr}\left(\frac{\Phi_k^s\Phi_k^{sH}\mathbf{Y}_k^s\mathbf{Y}_k^{sH} + \Phi_k^p\Phi_k^{pH}\mathbf{Y}_k^p\mathbf{Y}_k^{pH}}{1+M/(\rho T)}\right)\right] \cdot \beta_k(s)}{\sum_{(s',s) \rightarrow \mathbf{X}_k^s = \mathbf{X}(0)} \alpha_{k-1}(s') \cdot \Pr[\mathbf{X}_k^s = \mathbf{X}(0)] A_k \exp\left[\text{tr}\left(\frac{\Phi_k^s\Phi_k^{sH}\mathbf{Y}_k^s\mathbf{Y}_k^{sH} + \Phi_k^p\Phi_k^{pH}\mathbf{Y}_k^p\mathbf{Y}_k^{pH}}{1+M/(\rho T)}\right)\right] \cdot \beta_k(s)} \right\} \\ &= \ln \left\{ \frac{\Pr[\mathbf{X}_k^s = \mathbf{X}(l)]}{\Pr[\mathbf{X}_k^s = \mathbf{X}(0)]} \right\} + \text{tr} \left(\frac{\{\Phi(l)[\Phi(l)]^H - \Phi(0)[\Phi(0)]^H\} \mathbf{Y}_k^s \mathbf{Y}_k^{sH}}{1 + M/(\rho T)} \right) \\ &\quad + \ln \left\{ \frac{\sum_{(s',s) \rightarrow \mathbf{X}_k^s = \mathbf{X}(l)} \alpha_{k-1}(s') \cdot \exp\left[\text{tr}\left(\frac{\Phi_k^p\Phi_k^{pH}\mathbf{Y}_k^p\mathbf{Y}_k^{pH}}{1+M/(\rho T)}\right)\right] \cdot \beta_k(s)}{\sum_{(s',s) \rightarrow \mathbf{X}_k^s = \mathbf{X}(0)} \alpha_{k-1}(s') \cdot \exp\left[\text{tr}\left(\frac{\Phi_k^p\Phi_k^{pH}\mathbf{Y}_k^p\mathbf{Y}_k^{pH}}{1+M/(\rho T)}\right)\right] \cdot \beta_k(s)} \right\} \\ &= \mathcal{L}^a(\mathbf{X}_k^s) + \mathcal{L}^c(\mathbf{X}_k^s) + \mathcal{L}^e(\mathbf{X}_k^s). \end{aligned} \quad (14)$$

式中, \mathcal{L}^a , \mathcal{L}^c 及 \mathcal{L}^e 分别表示先验信息, 信道度量和外信息. \mathcal{L}^e 经过交织或去交织处理, 可用作下一次译码的先验信息.

5 仿真与性能分析

本节给出 MIMO 无线通信系统中适合酉空时调制的多进制 Turbo 码的若干实例, 并分析其性能. 系统模型如第 2 节所述. 为公平比较, 仿真中所用的信噪比是接收端实际信噪比与编码效率的比值. 通过完全搜索, 我们发现: 依系统化设计方法^[17], $T = 2$ 时最优星座的 u 为 $u = [1, 3]$, $T = 5$ 时最优星座的 u 为 $u = [1, 3, 6, 7, 16]$. 两种情况下, 我们选取的 RSC 分量编码器的矩阵表达式分别是 $(7, 5)_8$ 和 $(51, 77)_8$, 每一帧编码完毕均做归零处理. 两个分量编码器之间采用随机型交织器, 交织深度为 10^4 .

5.1 基于酉空时符号的 Turbo 码的有效性

本实验中, 信道呈快速独立平坦衰落, 需要 CSI 的空时码由于无法完成信道估计显然无法胜任, 而差分空时码虽然无需 CSI, 但其应用前提是信道呈连续性衰落. 此时, 我们可以利用酉空时调制技术来实现无线通信, 但是, 如果得到一个可接受的误比特率, 所需的信号功率太高, 以至无法接受. UST-SB-TC 可以很好地解决这个问题. 如图 3 所示, 首轮译码, 在 10^{-5} 条件下当码率为 $1/3$ 时, UST-SB-TC 可以提供大约 35 dB 的编码增益, 当删余至 $1/2$ 的码率时, 它依然可以提供 25 dB 的编码增益. 这里, 删余也是依酉空时符号级进行的: 删除编码器 1 的奇数校验符号和编码器 2 的偶数校验符号. 在接收端, 将被删除的符号所对应的位置补以 $T \times N$ 维全零矩阵. 为比较起见, 我们给出一种现有方案^[15]中的曲线, 因为它也是在 $T = 2$ 的情况下完成的. 它是一种比特级处理基于 Turbo 编码的酉空时编码调制相方案, 迭代次数为 8, 由于它采用比特级交织而具有更高的分集增益, 在高数据率时性能较好, 同时我们应当注意: 它的错误平台更高, 更明显. 在比特级处理的方案中, 与发射端的 Turbo 交织器和信道交织器相对应, 接收端有两种迭代: 酉空时解调器和 Turbo 译码器之间的外迭代及 Turbo 译码器的两个分量译码器之间的内迭代. 这不可避免地导致更多的计算量, 存储量和时间延迟.

5.2 迭代解调 – 译码效果

Turbo 码最优秀的特征是可以采用迭代译码以进一步提高系统的差错性能. 利用上一轮译码所得的外信息作为当前译码的先验信息, 基于酉空时符号的 Turbo 码可实现迭代译码. 重新考察上一例中 $1/3$ 码率的实验. 由图 4 容易看出, 当误比特率为 10^{-5} 时, 5 轮译码可使系统相对第 1 轮译码时有 4 dB 的增益. 其中, 第 2 轮的译码性能提高最显著, 随着迭代次数的增加, 性能提高量渐渐减小, 5 轮以上的迭代所提供的编码增益可忽略. 在实际应用中, 由于我们的方案将酉空时解调器和分量译码器合而为一, 这样, 省去了外迭代的译码算法所需要译码时间仅为之前方案的外迭代次数分之一. 迭代次数可事先设定或者由误码性能的要求而确定.

5.3 基于酉空时调制的 Turbo 码的空间分集性能

作为一种空时码技术, 我们更关注基于酉空时符号的 Turbo 码的空间分集性能. 首先考察接收分集. 由于发射分集较为特殊, 最后讨论.

当 $T = 2$ 时, 由信息论的知识可知本系统只能使用一根发射天线. 采用双接收天线并且迭代译码的基于酉空时符号的 Turbo 码的性能如图 5 所示. 相比图 4, 我们发现, 首轮译码时, 双接收天线系统比单天线系统有 3 dB 左右的增益. 空间分集增益为硬件体积和容许的延迟提供了一种选择. 当然, 此时也可进行迭代以进一步提高多天线系统的差错性能.

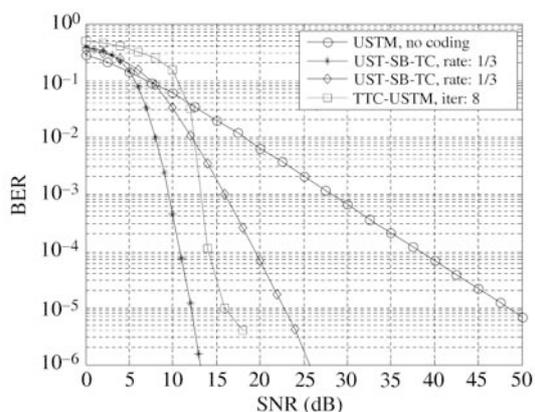


图 3 $T=2, M=N=1$ 时, 不同码率条件下的编码有效性

Figure 3 Efficiency of different code rate when $T = 2, M = N = 1$

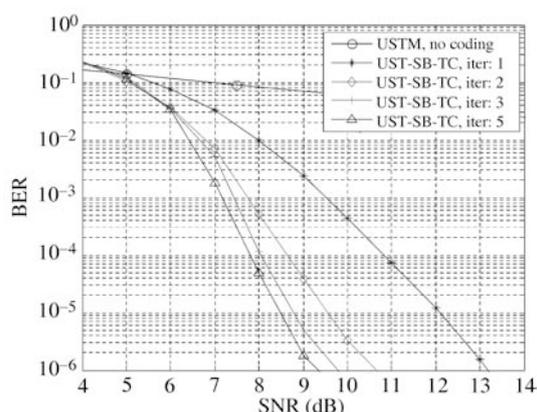


图 4 $T=2, M=N=1, 1/3$ 码率时的迭代译码性能

Figure 4 Performance of iterative decoding with rate 1/3 when $T = 2, M = N = 1$

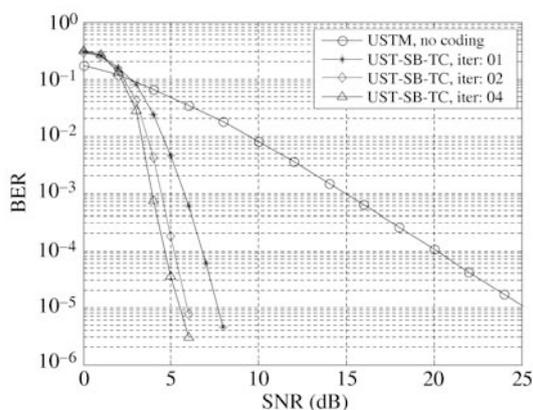


图 5 $T=2, M=1, N=2$ 时 UST-SB-TC 的差错性能

Figure 5 Performance of UST-SB-TC when $T = 2, M = 1$ and $N = 2$

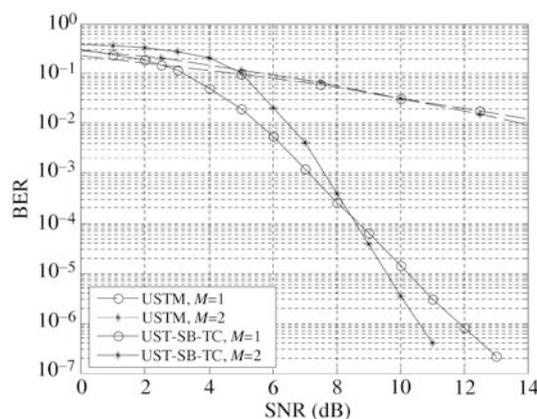


图 6 $T=5, M=2, N=1$ 时 UST-SB-TC 的差错性能

Figure 6 Performance of UST-SB-TC when $T = 5, M = 2$ and $N = 1$

最后, 我们讨论发射分集的性能. 信息论的知识告诉我们, 发射天线数量应满足 $M \leq T/2$, 即信道相干时间至少应该为 4 才可利用双发射天线. 同时我们知道, 随着 T 值的增加, 发射分集产生增益所需的信噪比就越低. 但如果其值过大, 首先计算量将变的无法接受; 其次, Turbo 码的分码都是短码, 由于编码器的状态数不能少于星座中符号数以避免并行路径, T 的值也不宜过大. 这里, 我们采用 $T = 5$. 图 6 所示的是信道相干时间 $T = 5$, 接收天线数量固定为 $N = 1$ 时不同发射天线数的 UST-SB-TC 差错性能. 从图中可以看出, 采用纠错编码的酉空时调制系统, 当信噪比过低时, 系统性能反而随着发射天线数的增加而变差. 图 6 中两条虚线对应的分别是无纠错编码时单纯酉空时调制的发射分集性能. 在接收端的信噪比大约为 8 dB 时, 两条曲线交叉, 当信噪比低于“交叉点”时, 发射天线数多反而会产生负作用, 只有当信噪比高于“交叉点”时, 发射分集才会产生正的增益. 这正与酉

空时调制的基本理论相一致. 在信源数据长度一定条件下, 单纯的酉空时调制技术在信噪比低于“交叉点”的这个区间, 双发射天线所导致的错误数量比单天线多, 这就使得在相同条件下采用纠错编码技术也无法使双发射天线系统的性能优于单天线系统. 只有在信噪比高于“交叉点”的区间, 双发射天线的 UST-SB-TC 才会优于相应的单天线系统, 即: 在这一区间内, 其余条件均相同时, 双发射天线系统有更低的误比特率, 更低的错误平层.

由于 Turbo 分量编码器的寄存器数量一般不超过 5 个, 即 UST-SB-TC 适用的 T 值不应超过 5. 事实上, 由于缺少有效的数学工具来寻找各种 T 值条件下的最优星座, $T > 8$ 时的星座很难搜索到, $T = 8$ 时的星座只能通过随机搜索的方式来得到^[17]. 理论上说, 信道容量随 T 值增加而增加, 但实际可用的酉空时调制系统其可靠性随 T 增加的并不明显, 而且接收端解调计算量随 T 呈指数增加. 最重要的是, T 值大的情况常常可通过小星座来实现^[22], 因此, 酉空时符号级的 Turbo 码方案是合适的.

6 结论

本文中, 我们提出了一种在时间和空间均独立的快速 Rayleigh 平衰落信道中基于酉空时符号的 Turbo 码方案, 同时推导了适合该条件的酉空时符号级多进制 MAP 译码算法. 仿真表明, 在发射和接收两端均没有 CSI 时, 在硬件可接受的条件下, UST-SB-TC 可以为 USTM 系统提供相当大的编码增益. 采用迭代译码或接收分集可进一步提高系统性能. 在信噪比高于一定值的条件下, 发射分集也可带来分集增益, 同时分析了低信噪比时发射分集负作用的原因. 本研究中假定了信道衰落在时间和空间上均独立, 时间连续或空间相关衰落下的研究将使 UST-SB-TC 更向实际应用靠近. 另外, 由于 USTM 的解调算法和 MAP 译码算法均需要大量运算, 因此, 未来的研究需要寻求简化方法.

参考文献

- 1 Telatar I E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. Technical Report. AT&T Bell Labs, 1995
- 2 Foschini G J, Gans M J. On limits of wireless communication fading environment when using multiple antennas. *Wireless Pers Commun*, 1998, 6: 311-335
- 3 Tarokh V, Seshadri N, Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction. *IEEE Trans Inform Theory*, 1998, 44: 744-765
- 4 Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE J Sel Area Comm*, 1998, 16: 1451-1458
- 5 Tarokh V, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space-time block coding for wireless communication: performance results. *IEEE J Sel Area Comm*, 1999, 17: 451-460
- 6 Jafarkhani H, Tarokh V. Multiple transmit antenna differential detection from generalized orthogonal designs. *IEEE Trans Inform Theory*, 2001, 47: 2626-2631
- 7 Foschini G J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas. *Bell Labs Tech J*, 1996, 1: 41-59
- 8 FRAMES multiple access proposal for the UMTS radio interface-SMG2. In: *Workshop on UMTS Radio Interface Technologies*. 1996
- 9 Marzetta T L, Hochwald B M. Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading. *IEEE Trans Inform Theory*, 1999, 45: 139-157
- 10 Hochwald B M, Marzetta T L. Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in Rayleigh flat fading. *IEEE Trans Inform Theory*, 2000, 46: 543-564
- 11 Zhang D P, Liu J, Xu H J, et al. Pair-wise error probability and its Chernoff upper bound for unitary space-time code. *Sci China Inf Sci*, 2010, 53: 2610-2619

- 12 Berrou C, Glavieux A, Thitimajshima P. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. In: IEEE International Conference on Communications 1993 (ICC'93). Geneva, 1993. 1064–1070
- 13 Jayaweera S K, Poor H V. Turbo (iterative) decoding of a unitary space-time code with a convolutional code. In: Vehicular Technology Conference (VTC Spring 2002). Birmingham, 2002. 1020–1024
- 14 Bahceci I, Duman T M. Combined turbo coding and unitary space-time modulation. IEEE Trans Commun, 2002, 50: 1244–1249
- 15 Wang J, Zhao Y, Fan S. Turbo trellis-coded unitary space-time modulation for non-coherent multiple-antenna Rayleigh fading channel. In: Proceedings of IEEE International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCom'2007). Shanghai, 2007. 72–76
- 16 Zheng L, Tse D N C. Communication on the Grassmann manifold: a geometric approach to the noncoherent multiple-antenna channel. IEEE Trans Inform Theory, 2002, 48: 359–383
- 17 Hochwald B M, Marzetta T L, Richardson T J, et al. Systematic design of unitary space-time constellations. IEEE Trans Inform Theory, 2000, 46: 1962–1973
- 18 Hochwald B M, Sweldens W. Differential unitary space-time modulation. IEEE Trans Commun, 2000, 48: 2041–2052
- 19 Panagos A, Kosbar K. A new design metric for unitary space-time codes. In: International Conference on Wireless Communications and Mobile Computing 2006 (IWCMC'06). Vancouver, 2006. 671–675
- 20 Bingeman M, Khandani A K. Symbol-based Turbo codes. IEEE Commun Lett, 1999, 3: 285–287
- 21 Bahl L, Cocke J, Jelinek F, et al. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate. IEEE Trans Inform Theory, 1974, 20: 284–287
- 22 Zhang D P, Liu J, Ji H. A simple size-reduced constellation scheme for unitary space-time modulation. In: IEEE International Conference on Communication Systems 2008 (ICCS'08). Beijing, 2008. 87–91

Multiary turbo code fitting for unitary space-time modulation and its MAP decoding algorithm

LIU Ju^{1,2}, ZHANG DaPeng^{1,3*} & XU HongJi¹

1 *School of Information Science and Engineering, Shandong University, Jinan 250100, China;*

2 *State Key Lab. of Integrated Services Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China;*

3 *Department of Avionics Engineering, First Aeronautical College of the Air Force, Xinyang 464000, China*

*E-mail: dpzhang@sdu.edu.cn

Abstract Unitary space-time modulation (USTM) fits for rapid Rayleigh flat fading channels as it can realize wireless communication when neither the transmitter nor the receiver knows the channel state information (CSI). However, an intrinsic problem is that only when the signal-to-noise ratio (SNR) is high can it give an ideal bit error rate (BER) performance. The existing bit-wise processing scheme of the combination of turbo code and USTM improves the BER performance and results in an unacceptable calculation complexity, storage and time delay problem. In this paper, we propose a multiary processing scheme and its corresponding multiary MAP decoding algorithm. Simulation results verify that our scheme can reduce the system complexity while keep a good BER performance. Further more, we present the first analysis of the reason for the BER performance deterioration of the combination scheme at low SNR with the help of the definition of USTM.

Keywords multiple-input multiple-output, unitary space-time modulation, turbo code, MAP decoding, diversity