

# 具有低复杂度的 LDPC 已编码非相干酉空时调制系统设计

王利娇, 张林, 杨玲玲, 彭立, 符达伟

(华中科技大学 武汉光电国家实验室, 湖北 武汉 430074)

**摘 要:** 提出一种克服无线信道瑞利衰落和高斯白噪声干扰的非相干编码调制 MIMO 系统方案。纠错码采用 IEEE 802.16e 中的非规则 QC-LDPC 码, 非相干调制采用基于三角函数的酉空时调制(SC-USTM)。在接收端, 推导出 SC-USTM 的最大后验概率(MAP)解调算法; 为了降低复杂度, 构造了 SC-USTM 的双解调器方案; 为了改善双解调的性能, 在置信传播(BP)迭代解码器和 MAP 解调器之间引入了迭代反馈机制。仿真实验表明 LDPC 已编码 SC-USTM 的 MIMO 系统比未编码 USTM 的 MIMO 系统在  $10^{-5}$  误码率时, 性能改善 15~17 dB, 并且整个系统具有较低的计算复杂度。

**关键词:** 多入多出系统; 酉空时调制; 最大后验概率解调; 低密度奇偶校验(LDPC)码; 迭代反馈

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)02-0146-07

## LDPC-coded unitary space-time modulation with low-complexity iterative demodulate-decoding scheme

WANG Li-jiao, ZHANG Lin, YANG Ling-ling, PENG Li, FU Da-wei

(Wuhan National Laboratory for Optoelectronics, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

**Abstract:** A practical low-density parity-check(LDPC) coded unitary space-time modulation (USTM) noncoherent MIMO communication system over Rayleigh flat fading and additive white Gaussian noise (AWGN) channel was constructed, where the LDPC code is selected from IEEE 802.16e Standard and USTM is constructed by the unitary matrix based on the sinc-cosinc function, SC-USTM for short. At the receiver, the maximum a posteriori probability (MAP) demodulating algorithm of the SC-USTM was first designed; for reducing the complexity of MAP demodulator, the dual demodulator was then conceived; for improving the performance, the iterative feedback between the belief propagation (BP) decoder and the MPA demodulator was finally introduced. The simulation test shows that the system of the LDPC coded SC-USTM is superior to the uncoded SC-USTM about 15~17 dB at BER  $10^{-5}$ , and this system has very low complexity.

**Key words:** multiple-input multiple-output system; unitary space time modulation; maximum a posteriori probability demodulation; low-density parity-check codes; iterative feedback

### 1 引言

在高速移动的火车和汽车上进行实时通信是近十多年来无线通信领域所面临的新的技术挑战, 问题的关键是如何抵抗高速移动无线信道上的多径快衰落瑞利分布干扰。在工业标准中已经出现的相干空时调制 MIMO 系统, 由于接收端需要进行耗

时的信道估计, 因此很难应付在高速移动信道上出现的多径快衰落现象, 于是接收端不需要进行信道估计的非相干酉空时调制(USTM)技术的研究受到无线通信领域的重视。为了提高非相干无线 MIMO 系统的可靠性和数据传输率, USTM 与信道纠错码相结合的系统设计将成为未来高速移动快衰落信道的一个研究命题。文献[1,2]研究了 Turbo

收稿日期: 2012-07-10; 修回日期: 2012-11-08

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61071069)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China(61071069)

码与基于导频序列的空时调制技术的级联系统，提出一种迭代解调方案。文献[3]研究了 LDPC 码与酉空时调制相结合的性能限，并给出非相干酉空时解调器的最大后验概率计算模型。文献[4]研究了卷积码与非相干酉空时码级联的编码调制映射方案以及迭代解调反馈模型。从已发表的文献来看，目前关于 USTM 与纠错码级联的技术主要处在理论探讨阶段，还没有出现实用的 MIMO 系统方案，本文试图将 USTM 与 LDPC 码级联，探讨出一种可执行的实用解决方案。

在实际场景中，当信道特性快速变化时接收端很难估计出信道的准确信息，在收发信机均不知道信道状态信息的条件下，文献[5]提出了非相干酉空时调制技术。此后，文献[6~8]研究了非相干酉空时星座图的设计方法。其中，文献[6]给出基于计算机搜索、称为系统设计方法所生成的酉空时星座图。文献[7]研究了基于正交结构的、可达到满分集增益的酉空时星座图。文献[8]给出基于三角函数的酉空时星座图设计方法。目前关于非相干酉空时调制的结构设计是无线通信领域的研究热点之一，性能良好的代数结构酉空时码还在研究过程中，已经设计出来的大多数结构化酉空时码均没有基于最大似然或最大后验概率的简化解调算法。本文作者发现由文献[8]所给出的基于三角函数的酉空时调制（简称为 SC-USTM），尽管性能不是最好的，但却是目前唯一能够提供极低复杂度解调算法的酉空时码，因此考虑利用 SC-USTM 来发展实用非相干 MIMO 系统的解决方案。

在本文所提出的已编码调制非相干 MIMO 系统中，纠错码采用 IEEE 802.16e 标准中的非规则 QC-LDPC 码<sup>[9]</sup>，多天线调制采用文献[8]提出的 SC-USTM。本文选择 SC-USTM 方案的原因在于：除了具有复杂度极低的基于最大似然的角度解调算法 SC-ML 外，还具有酉空时编码结构简单、从 LDPC 编码序列到 SC-USTM 星座图的映射是简单的自然映射等特征，很适合于功率受限高速移动的无线传感器网络。为了使 LDPC 码的置信传播(BP)迭代解码算法能与 SC-USTM 级联，要求 SC-USTM 的解调器能输出对数似然比的软信息值，为此推导了 SC-USTM 的基于最大后验概率 (MAP) 的解调算法 SC-MAP；为了进一步降低 SC-MAP 的计算量，提出了不需要遍历所有星座点的双解调算法，将参与 SC-MAP 计算的所有  $L$  个星座点减少到少于  $L/2$

个星座点；为了改善双解调器的性能，在 BP 解码器和 SC-MAP 解调器之间引入迭代反馈机制。最后给出了结论。

## 2 LDPC 码与 USTM 级联系统相关技术

### 2.1 编码调制级联系统模型

在高速移动无线传感器网络上传输信号，既要抵抗瑞利快衰落信道的影响，又要防止高斯白噪声 (AWGN) 的干扰，一种有效的解决方案是 LDPC 码与非相干酉空时调制技术的级联。图 1 给出该编码调制系统的模型。

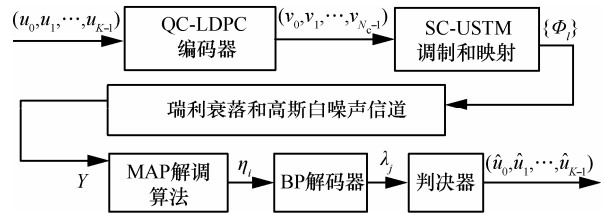


图 1 LDPC 已编码酉空时调制系统发射机和接收机

对于  $M$  个发射天线， $N$  个接收天线的 MIMO 系统，在  $T$  ( $T \geq M$ ) 个符号间隔内发射的酉空时信号矩阵可以表示为： $\mathbf{X}_l = \sqrt{T} \Phi_l$ ,  $l = 0, 1, \dots, L-1$ ，其中， $\Phi_l$  是  $T \times M$  的酉矩阵，满足  $\Phi_l^\dagger \Phi_l = \mathbf{I}_M$ ， $(\cdot)^\dagger$  表示复共轭转置， $L$  表示星座图所包含的星座点个数。设  $\mathbf{Y}$  表示  $T \times N$  的接收信号矩阵，由此得到系统模型为

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{X} \mathbf{H} + \mathbf{W} = \sqrt{\frac{\rho T}{M}} \Phi_l \mathbf{H} + \mathbf{W} \quad (1)$$

其中， $\mathbf{H}$  是  $M \times N$  的信道衰落系数矩阵， $\mathbf{W}$  是  $T \times N$  的加性高斯白噪声矩阵， $\mathbf{H}$  和  $\mathbf{W}$  的矩阵元素均是独立同分布的复高斯随机变量，服从  $\text{CN}(0,1)$  分布。 $\rho$  代表每根接收天线处的信噪比(SNR)，归一化系数  $\sqrt{\rho/M}$  保证了每根接收天线的平均信噪比是  $\rho$ 。

由图 1 可知，在发射端，将二进制序列  $(u_0, u_1, \dots, u_{K-1})$  输入到 LDPC 编码器中，得到二进制码序列  $(v_0, v_1, \dots, v_{N_c-1})$ ，LDPC 码的码率为  $R_c = K/N_c$ ，其中， $K$  表示信息位长度， $N_c$  表示 LDPC 编码后的码字长度。依次从  $N_c$  长的码字序列中取出  $a = \text{lb}L$  个比特，形成相应的映射序列  $\mathbf{z}_l = (z_0, z_1, \dots, z_{a-1})$ ,  $l = 0, 1, \dots, L-1$ ，由于序列  $\mathbf{z}_l$  与 SC-USTM 星座图中的信号矩阵  $\Phi_l$  的序号一一对应，所以从  $\mathbf{z}_l$  到  $\Phi_l$  的映

射是自然映射，二进制序列值等效于  $\Phi_l$  的索引值。

在接收端，首先将接收矩阵  $\mathbf{Y}$  进行 MAP 解调，得到最大后验概率软信息  $\eta_i, i=0,1,\dots,N_c-1$ ，这  $N_c$  个软信息并行输入到 LDPC 码译码器中进行 BP 迭代译码，得到解码软信息  $\lambda_i, i=0,1,\dots,N_c-1$  或有效软信息  $\lambda_j, j=0,1,\dots,K-1$ ，有效软信息经过判决器后，得到解码后的信息序列  $(\hat{u}_0, \hat{u}_1, \dots, \hat{u}_{K-1})$ 。

### 2.2 SC-USTM 的基于 ML 的角度解调算法

考虑  $M \geq 2, T = 2M$  的非相干 MIMO 酉空时星座图。将文献[8]提出的由正弦和余弦函数构成的 SC-USTM 的酉空时矩阵改写为

$$\Phi_l = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_M \\ \mathbf{S}_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_M \cos(\pi l / L) \\ \mathbf{I}_M \sin(\pi l / L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\pi l / L) & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\pi l / L) \\ \sin(\pi l / L) & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \sin(\pi l / L) \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中， $l=0,1,\dots,L-1$ ，即  $L$  个  $\mathbf{X}_l \stackrel{\text{dif}}{=} \sqrt{T} \Phi_l$  构成 SC-USTM 星座图  $\{\mathbf{X}_l\}_{l=0}^{L-1}$ 。

设  $p(\mathbf{Y} / \Phi_l)$  表示发射矩阵为  $\Phi_l$  时接收到信号矩阵  $\mathbf{Y}$  的条件概率，酉空时码的最大似然(ML)解调算法为

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{ML}} &= \arg \max_{\Phi_l \in \{\Phi_l\}_{l=0}^{L-1}} p(\mathbf{Y} / \Phi_l) \\ &= \arg \max_{\Phi_l \in \{\Phi_l\}_{l=0}^{L-1}} \frac{\exp\left(-\text{tr}\left[\left[\mathbf{I}_T - \frac{1}{1+M/\rho T} \Phi_l \Phi_l^\dagger\right] \mathbf{Y} \mathbf{Y}^\dagger\right]\right)}{\pi^{TN} (1 + \rho T / M)^{MN}} \\ &= \arg \max_{\Phi_l \in \{\Phi_l\}_{l=0}^{L-1}} \text{tr}\{\mathbf{Y}^\dagger \Phi_l \Phi_l^\dagger \mathbf{Y}\} \end{aligned} \quad (3)$$

如果 SC-USTM 的发射信号矩阵用  $\Phi_l = [\mathbf{C}_M \ \mathbf{S}_M]^\text{T}$  表示，那么相应的接收信号矩阵可表示为  $\mathbf{Y} = [\mathbf{C}_N \ \mathbf{S}_N]^\text{T}$ ，其中， $[\cdot]^\text{T}$  表示矩阵转置， $\mathbf{C}_N$  和  $\mathbf{S}_N$  是 2 个  $M \times N$  的矩阵，矩阵中的元素值分别用复数值  $C_{mn}$  和  $S_{mn}$  表示， $C_{mn}$  和  $S_{mn}$  均表示在  $T$  时刻内，从  $N$  根接收天线上收到的接收信号， $m=0, 1, \dots, M-1$ ， $n=0,1,\dots,N-1$ 。将  $\Phi_l = [\mathbf{C}_M \ \mathbf{S}_M]^\text{T}$  和  $\mathbf{Y} = [\mathbf{C}_N \ \mathbf{S}_N]^\text{T}$  代入式(3)，根据已知的三角函数变换  $(A \sin \alpha + B \cos \alpha)^2 = \frac{A^2 + B^2}{2} + \frac{B^2 - A^2}{2} \cos 2\alpha + AB \sin 2\alpha$  进行化简，可得 SC-USYM 的 ML 简化算法为

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{ML}} &= \max_{l \in [0, L-1]} \left( \frac{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} (|C_{mn}|^2 - |S_{mn}|^2)}{2} \cos \frac{2\pi l}{L} + \Re \left( \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} C_{mn} S_{mn}^\dagger \right) \sin \frac{2\pi l}{L} \right) \\ &= \max_{l \in [0, L-1]} (\xi \cos(\varphi - 2\pi l / L)) \end{aligned} \quad (4)$$

其中，

$$\begin{aligned} \xi &= \sqrt{\left( \Re \left( \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} C_{mn} S_{mn}^\dagger \right) \right)^2 + \left( \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} (|C_{mn}|^2 - |S_{mn}|^2) / 2 \right)^2}, \\ \varphi &= \text{Arc tan } 2\Re \left( \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} C_{mn} S_{mn}^\dagger \right) / \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} (|C_{mn}|^2 - |S_{mn}|^2). \end{aligned}$$

为了使式(4)取最大值，要求  $\cos(\varphi - 2\pi l / L) = 1$ ，即  $l = \varphi L / 2\pi$ ，考虑到  $l$  是整数，本文取  $l = \lfloor (\varphi L / 2\pi) + 0.5 \rfloor$ 。接收端求出  $l$  值，就解调出了  $l$  所对应的发射星座点矩阵，该算法称为 SC-USTM 基于最大似然(ML)的角度解调算法，简称为 SC-ML 算法。在解调过程中，最多只需要进行  $3MN + 1$  次乘法和  $3MN$  次加法运算，所以解调算法复杂度是发射或接收天线数的线性复杂度，而与分组衰落间隔  $T$  和星座图尺寸  $L$  无关。

## 3 LDPC 已编码酉空时调制系统方案

### 3.1 SC-USTM 的 MAP 解调算法

在图 1 的接收端，LDPC 码的 BP 解码器要求 SC-USTM 的解调器输出置信软信息，而 SC-USTM 的 SC-ML 角度解调器不能输出置信软信息，因此，需要设计 SC-USTM 的最大后验概率解调器，以便输出对数似然比软信息，这种情况类似于在 AWGN 信道上从传统的 BPSK 解调器中获取对数似然比信息。

设  $\mathbf{z}_l = (z_0, z_1, \dots, z_{a-1})$  表示 LDPC 编码序列生成的  $a$  bit 二进制序列， $\tau = 0, 1, \dots, a-1$  是其索引，相应地， $\hat{\mathbf{z}}_l = (\hat{z}_0, \hat{z}_1, \dots, \hat{z}_{a-1})$  是接收信号  $\mathbf{Y}$  的逆映射序列。将星座图  $\{\Phi_l\}_{l=0}^{L-1}$  分解为 2 个子集  $\Phi_\tau^1$  和  $\Phi_\tau^0$ ，设  $\Phi_\tau^1$  表示映射序列  $\mathbf{z}_l$  的第  $\tau$  位为 1 时，所对应的星座点矩阵集； $\Phi_\tau^0$  表示映射序列  $\mathbf{z}_l$  的第  $\tau$  位为 0 时，所对应的星座点矩阵集。相应地，设  $l_\tau^1$  表示映射序列  $\mathbf{z}_l$  的第  $\tau$  位是 1 时所对应的星座点索引值集合， $l_\tau^0$  表示映射序列  $\mathbf{z}_l$  的第  $\tau$  位是 0 时所对应的星座点索引值集合。根据 2.2 节的三角函数变化，可以推导

出 SC-USTM 的最大后验概率解调算法为

$$\begin{aligned} \eta_i &= \eta(z_i = z_{i,\tau}) \\ &= \text{lb} \frac{\sum_{\phi_l \in \Phi_l^1} \exp\left(\text{tr}\left\{\frac{1}{1+M/\rho T} Y^\dagger \Phi_l \Phi_l^\dagger Y\right\}\right)}{\sum_{\phi_l \in \Phi_l^0} \exp\left(\text{tr}\left\{\frac{1}{1+M/\rho T} Y^\dagger \Phi_l \Phi_l^\dagger Y\right\}\right)} \\ &= \text{lb} \frac{\sum_{l \in I_1^i, I_2^i \in L} \exp\left(\frac{\alpha + \beta \cos(2\pi l/L) + \gamma \sin(2\pi l/L)}{1+M/\rho T}\right)}{\sum_{l \in I_1^i, I_2^i \in L} \exp\left(\frac{\alpha + \beta \cos(2\pi l/L) + \gamma \sin(2\pi l/L)}{1+M/\rho T}\right)} \end{aligned} \quad (5)$$

其中， $z_{i,\tau}$  表示第  $l$  个映射序列第  $\tau$  位的二进制值， $z_i$  表示  $n$  长的码序列中第  $i$  位的二进制值， $\text{tr}(\cdot)$

表示矩阵的迹， $\alpha = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{S_{mn}^2 + C_{mn}^2}{2}$ ， $\beta = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{C_{mn}^2 - S_{mn}^2}{2}$ ， $\gamma = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{S_{mn}^\dagger C_{mn} + C_{mn}^\dagger S_{mn}}{2}$ 。

式(5)的第 2 个等号给出了任意酉空时编码矩阵  $\Phi_l$  的一般 MAP 解调算法，如果  $\Phi_l$  是不包含零元素的满元复数矩阵，那么一般 MAP 算法的复杂度至少为  $O(LT^4 M^2 N^2)$ ；式(5)第 3 个等号给出了 SC-USTM 的 MAP 解调算法，称为 SC-MAP 算法。由于 SC-USTM 的编码矩阵  $\Phi_l$  由 0 元素和正弦余弦实元素构成，使 SC-MAP 的计算复杂度降为  $O(LMN)$ 。

图 2 给出 3 种酉空时码及其与 LDPC 码级联的性能比较仿真曲线，3 种酉空时码分别是本文提出的 SC-USTM 星座图，系统方法设计的星座图<sup>[7]</sup>和正交方法设计的星座图<sup>[8]</sup>。仿真条件设置情况：LDPC 码的码长为  $N_c=2\ 304$ ，码率  $R_c=1/2$ ，3 种酉空时星座图的结构尺寸均为  $T=2M=2N=4$ ， $L=16$ ，酉空时码解调均采用一般最大后验概率解调算法，LDPC 解码采用 BP 迭代解码算法。图 2 提供了下列信息：1) 3 条实线给出了未与 LDPC 码级联的情况，在误码率为  $10^{-5}$  数量级时，正交设计星座图和系统设计星座图的性能分别比 SC-USTM 星座图高 5 dB 和 1.5 dB；2) 3 条虚线给出了与 LDPC 码级联后的情况，3 种酉空时星座图的性能都有提高，其中，正交设计星座图与 LDPC 码级联的性能最好，与未编码情况相比，性能改善了 17 dB；系统设计星座图与 LDPC 码级联的性能居中，改善了将近 20 dB；虽然 SC-USTM 与 LDPC 码级联的性能最差，但也改善了将近 17 dB。

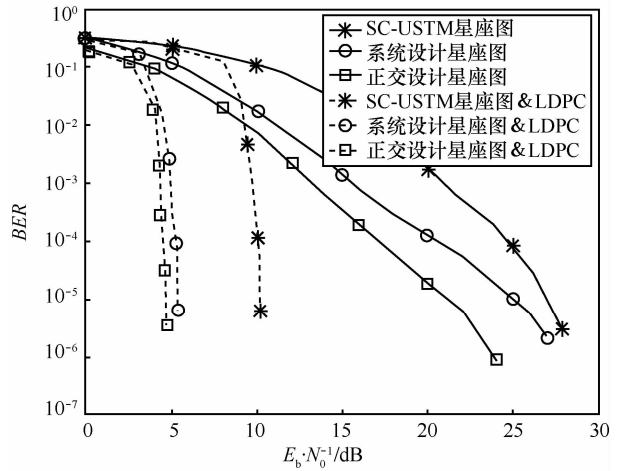


图 2 3 种酉空时码及其与 LDPC 码级联的性能对比

虽然 LDPC 已编码 SC-USTM 的 MIMO 系统仿真性能不是最好的，但 SC-USTM 具有独特的优势，即能提供基于最大似然的简化解调算法 SC-ML 和基于最大后验概率的简化解调算法 SC-MAP，而目前已经设计出来的其他结构的酉空时星座图均没有简化的解调算法，致使这些性能较好的酉空时码向实用 MIMO 系统的发展受到阻碍。此外，SC-USTM 编码结构简单，虽然设计成  $4 \times 2$  的酉矩阵结构需要 2 根发射天线，但由于酉矩阵中存在多个“0”元素，实际上只需要一根发射天线就能完成酉矩阵的发射（相当于 BPSK 调制），在  $T=4$  的间隔内分别连续发射  $\cos(\pi l/L)$  和  $\sin(\pi l/L)$  各 2 次。从图 2 提供的 SC-USTM 与 LDPC 码级联的仿真曲线来看，在  $10^{-5}$  误码率时，信噪比性能为 10 dB，不如未加纠错码的 BPSK 调制的性能(9.6 dB)，但 LDPC 已编码 SC-USTM 的 MIMO 系统能够在高速移动的车载无线传感器网络中克服瑞利快衰落干扰。文献 [2]研究了 Turbo 与非相干酉空时码级联的理论模型，给出的最好仿真结果为  $10^{-5}$  误码率时信噪比性能达到 11.5 dB，但是该文没有涉及酉空时码的编码结构和简化解调算法。本文选 SC-USTM 来构造 MIMO 系统是充分考虑了性能与复杂度的折中，可以说 SC-USTM 编码结构是以牺牲信噪比性能为代价，以便换取低复杂度的解调算法和克服瑞利快衰落的能力的。

### 3.2 SC-USTM 的双解调器设计

SC-MAP 解调算法要求  $L$  个星座点均参与计算，如果能将参与式 (5) 第 3 个等式计算的星座点减少，那么 SC-MAP 解调算法就能进一步降低计算复杂度，为此提出 SC-USTM 的双解调器方案。

基本考虑是将参与计算的星座点从  $L=16$  个点降低到小于  $L/2$  个点, 即 3~7 个点, 同时要求性能损失尽可能的小。设计 SC-USTM 双解调器的基本思路如下: 首先借助 SC-USTM 的 SC-ML 解调算法粗略地解调出发射信号矩阵  $\hat{\Phi}_l$ ; 然后以  $\hat{\Phi}_l$  或者  $l$  为中心, 选取离  $\hat{\Phi}_l$  最近的 3 个点、5 个点、7 个点等, 参与 SC-MAP 解调器的计算, 使性能尽可能的好。由此可知, 参与计算的星座点的索引是  $l, l \pm 1, l \pm 2 \dots$ , 要求双解调器在性能和参与计算的星座点 (即复杂度) 之间取得折中。图 3 给出了具有双解调器的 LDPC 已编码 SC-USTM 的 MIMO 系统发射机和接收机模型。

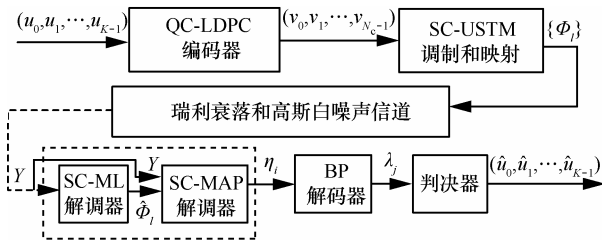


图 3 具有双解调器的 LDPC 已编码 SC-USTM 发射机和接收机系统

设  $\hat{L}$  表示实际参与式 (5) 第 3 等式 SC-MAP 计算的星座点个数, 如果  $\hat{L} < L/2$ , 显然, 可将 SC-MAP 算法的原有计算复杂度降低一半多。设  $\Phi_\tau^1$  和  $\Phi_\tau^0$  均从  $\hat{L}$  个星座点中取矩阵, 或者等效地, 设  $l_\tau^1$  和  $l_\tau^0$  均从  $\hat{L}$  中取索引值, 那么 SC-USTM 的基于双解调器的 SC-MAP 解调算法可修改为

$$\eta_i = \eta(z_i = z_{l_\tau, \tau})$$

$$= \text{lb} \frac{\sum_{l \in l_\tau^1, l_\tau^0 \in \hat{L}} \exp\left(\frac{\alpha + \beta \cos(2\pi l/L) + \gamma \sin(2\pi l/L)}{1 + M/\rho T}\right)}{\sum_{l \in l_\tau^0, l_\tau^1 \in \hat{L}} \exp\left(\frac{\alpha + \beta \cos(2\pi l/L) + \gamma \sin(2\pi l/L)}{1 + M/\rho T}\right)} \quad (6)$$

式 (6) 称为 SC-USTM 的双解调算法, 记为 SC-ML-MAP 算法。

接下来借助仿真实验的结果来讨论  $\hat{L}$  的取值, 图 4 给出了使用不同星座点个数参与 SC-MAP 计算的双解调器性能仿真曲线。其中, LDPC 码的码长为  $N_c = 2304$ , 码率为  $R_c = 1/2$ , SC-USTM 星座图为  $T = 2M = 2N = 4$ ,  $L = 16$ 。参与 SC-MAP 计算的星座点个数分别选取 3、5、7, 从图 4 中可以看出在误码率为  $10^{-5}$  错误平层时, 选取 5 个点时, 其信噪比性能优于 3 个点大约 1.5 dB; 选取 7 个点与

选取 5 个点的信噪比性能几乎相等。仿真试验表明: 如果继续增加星座点个数, 性能并不会随之增加。因此, 在后续的仿真实验中, 均选取 5 个星座点参与式 (6) 的 SC-ML-MAP 算法的计算。从图 4 可以看出,  $\hat{L} = 5$  点的 SC-ML-MAP 算法的性能比  $L = 16$  的 SC-MAP 算法的性能下降了约 1.7 dB, 但却使 MIMO 系统的解调算法复杂度与星座图尺寸  $L$  无关, 下面的研究将通过引入迭代反馈系统来提高 5 点 SC-ML-MAP 双解调算法的性能, 在不增加复杂度的情况下, 使性能尽可能的靠近  $L = 16$  的 SC-MAP 算法的性能。

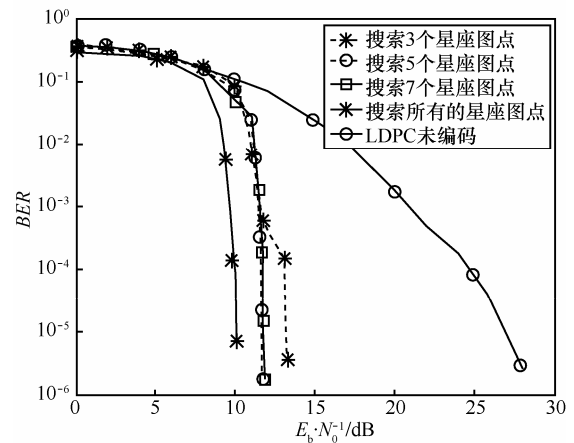


图 4 不同星座点个数参与 SC-MAP 计算的双解调性能比较

### 3.3 具有 BP-MAP 迭代反馈的双解调器设计

为了进一步提高 5 点 SC-ML-MAP 双解调器的性能, 在图 3 的基础上引入迭代反馈机制, 如图 5 所示。这个系统的核心问题是如何将 LDPC 码译码器的输出信息与 SC-MAP 简化解调器的输入信息相联系。BP 译码器一方面将  $K$  个软信息  $\lambda_j (j = 0, 1, \dots, K-1)$  输入给判决器, 以便判决器输出解码序列  $(\hat{u}_0, \hat{u}_1, \dots, \hat{u}_{K-1})$ ; 另一方面输出  $N_c$  个软信息  $\lambda_i (i = 0, 1, \dots, N_c-1)$  反馈到 SC-MAP 简化解调器的输入端。但  $\lambda_i$  不能直接输入到 SC-MAP 简化解调器中, 需要首先计算如下的先验概率

$$\begin{cases} P^1 = \frac{e^{\lambda_i}}{e^{\lambda_i} + 1} \\ P^0 = \frac{1}{e^{\lambda_i} + 1} \end{cases} \quad (7)$$

将先验概率  $P^1$  和  $P^0$  送入 SC-MAP 简化解调器, 于是式 (6) 的 SC-ML-MAP 双解调算法修改如下

$$\begin{aligned} \eta_i &= \eta_{\text{loop}}(z_i = z_{i,\tau}) \\ &= \text{lb} \frac{\sum_{l \in I_r^l, l_i^l \in \hat{L}} \exp\left(\frac{\alpha + \beta \cos(2\pi l / L) + \gamma \sin(2\pi l / L)}{1 + M / \rho T}\right) e^{\lambda_i}}{\sum_{l \in I_r^l, l_i^l \in \hat{L}} \exp\left(\frac{\alpha + \beta \cos(2\pi l / L) + \gamma \sin(2\pi l / L)}{1 + M / \rho T}\right) \frac{1}{e^{\lambda_i} + 1}} \\ &= \text{lb} \frac{\sum_{l \in I_r^l, l_i^l \in \hat{L}} \exp\left(\frac{\alpha + \beta \cos(2\pi l / L) + \gamma \sin(2\pi l / L)}{1 + M / \rho T}\right)}{\sum_{l \in I_r^l, l_i^l \in \hat{L}} \exp\left(\frac{\alpha + \beta \cos(2\pi l / L) + \gamma \sin(2\pi l / L)}{1 + M / \rho T}\right)} + \lambda_i \end{aligned} \quad (8)$$

式(8)被称为 SC-USTM 的迭代反馈双解调算法, 记为 SC-IF-ML-MAP 算法。

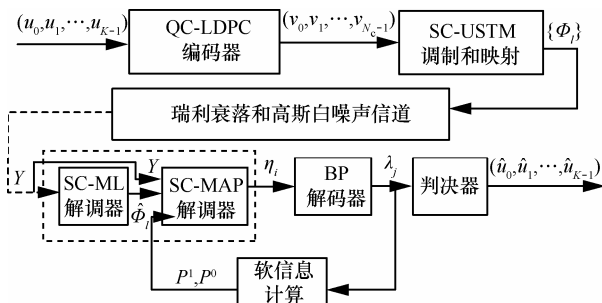


图 5 具有迭代反馈双解调器的 LDPC 已编码 SC-USTM 发射机和接收机系统

对仿真实验的中间数据结果进行分析, 发现从 LDPC 码译码器中输出的软信息  $(\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{N_c-1})$  的所有值均是在 0 和 1 之间变化, 于是判决器的阈值设为实数 0.5, 则判决器的运算模型为: 当  $\lambda_i > 0.5$  时,  $\hat{u}_i = 1$ ; 当  $\lambda_i < 0.5$  时,  $\hat{u}_i = 0$ 。如果将每个 LDPC 码译码器中输出的  $\lambda_j$  均减去 0.5, 判决器的阈值可以设为 0, 这时判决器的运算模型修正为: 当  $\lambda_i > 0$  时, 有  $\hat{u}_i = 1$ ; 当  $\lambda_i < 0$  时, 有  $\hat{u}_i = 0$ 。显然, 判决器的过零比较能提供更高的精度。因此式 (7) 可以写为

$$\begin{cases} P^1 = \frac{e^{\lambda_i - 0.5}}{e^{\lambda_i - 0.5} + 1} \\ P^0 = \frac{1}{e^{\lambda_i - 0.5} + 1} \end{cases} \quad (9)$$

此时式(8)的后验概率变为

$$\begin{aligned} \eta_i &= \eta_{\text{loop}}(z_i = z_{i,\tau}) \\ &= \text{lb} \frac{\sum_{l \in I_r^l, l_i^l \in \hat{L}} \exp\left(\frac{\alpha + \beta \cos(2\pi l / L) + \gamma \sin(2\pi l / L)}{1 + M / \rho T}\right)}{\sum_{l \in I_r^l, l_i^l \in \hat{L}} \exp\left(\frac{\alpha + \beta \cos(2\pi l / L) + \gamma \sin(2\pi l / L)}{1 + M / \rho T}\right)} + \lambda_i - 0.5 \end{aligned} \quad (10)$$

式(10)被称为改进的迭代反馈双解调算法。式(8)~式(10)的变化并没有导致计算复杂度的增加, 但却使性能在  $10^{-5}$  误码率时至少改善了 1 dB。

图 6 给出具有 1~3 次迭代反馈的 5 点双解调器在修改参数  $\lambda_j$  前后的性能比较曲线。从图中可以看出, 在简化 5 点双解调算法基础上引入迭代反馈机制, 可以使系统性能提高 0.5 dB, 如果将迭代次数依次从 1 增加到 3, 几乎没有带来系统性能的改善, 3 条曲线是重合的。而修改参数  $\lambda_j$  后, 每增加一次迭代反馈, 性能提高约 0.2 dB, 可以看出修改参数  $\lambda_j$  后, 迭代反馈 3 次所提供的最优的性能低于 11 dB, 在一定程度上弥补了从  $L=16$  点简化到 5 个点所带来的性能损失。当误码率为  $10^{-4}$  时, 具有 3 次迭代反馈 (修改参数  $\lambda_j$  后) 的简化 5 点 SC-IF-ML-MAP 算法比 16 点的 SC-MAP 算法的性能仅差 0.6 dB; 如果取 1 次迭代反馈, 在  $10^{-5}$  误码率时, 简化 5 点 SC-IF-ML-MAP 算法比 16 点的 SC-MAP 算法的性能差了 1 dB, 但使接收机的解调算法复杂度做到与  $L$  无关。显然, 修改参数后搜索 5 点 1 次迭代 SC-IF-ML-MAP 算法充分考虑了性能与复杂度的折中。

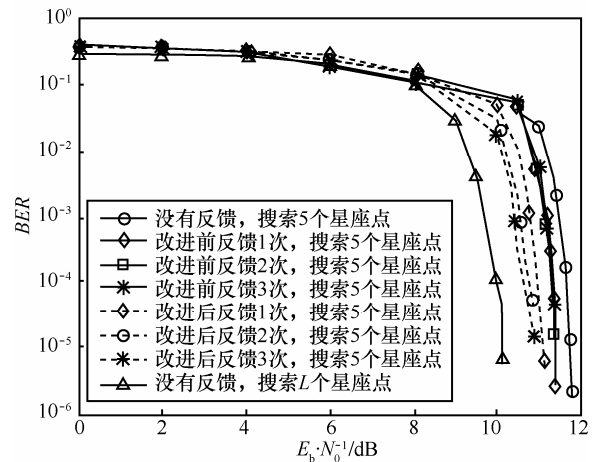


图 6 1~3 次迭代反馈 5 点双解调器修改参数  $\lambda_j$  前后的性能比较

## 4 结束语

考虑到非相干酉空时调制技术具有克服高速移动无线信道上多径快衰落干扰的影响而不要求接收机对信道参数进行估计的特点, 本文提出将非相干酉空时调制技术与高效纠错 LDPC 码级联的 MIMO 收发信机实用系统模型。由于目前性能较好的酉空时码均无有效的基于最大似然或最大后验概率的简化解调算法, 因此本文提出的具有简化解

调算法的 SC-USTM 与 LDPC 码级联的 MIMO 系统是目前唯一的已编码非相干酉空时调制的实用 MIMO 系统。未来的研究工作主要是构造可实现、具有简化解调算法且性能更加优良的 LDPC 已编码酉空时调制系统。

### 参考文献:

- [1] WEI R Y, HSU Y W, PAN C C. A low-complexity noncoherent iterative space-time demodulator[J]. IEEE Trans Commun, 2009, 57(10): 2895-2898.
- [2] BAHCECI I, DUMAN T M. Combined turbo coding and unitary space time modulation[J]. IEEE Trans Commun, 2002, 50(8):1244-1249.
- [3] VU H G, NGUYEN H H, DODDS D E. Performance bound for LDPC coded unitary space-time modulation[A]. Wireless Communications and Networking Conference (WCMC)[C]. HongKong, 2007:558-563.
- [4] TRAN N H, NGUYEN H H, LE-NGOC T. Coded unitary space-time modulation with iterative decoding: error performance and mapping design[J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(4): 703-716.
- [5] HOCHWALD B M, MARZETTA T L. Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in Rayleigh flat fading[J]. IEEE Trans Inform Theory, 2000, 46(2):543-564.
- [6] HOCHWALD B M, MARZETTA T L, RICHARDSON T J. Systematic design of unitary space-time constellations[J]. IEEE Trans Inform Theory, 2000, 46(6):1962-1973.
- [7] ZHAO W, LEUS G, GANNAKIS G B. Orthogonal design of unitary constellations for uncoded and trellis-coded noncoherent space-time systems[J]. IEEE Trans Inform Theory, 2004, 50(6):1319-1327.
- [8] TAROKH V, KIM I M. Existence and construction of noncoherent unitary space-time codes[J]. IEEE Trans on Inform Theory, 2002, 48(12):3112-3117.
- [9] IEEE Standard 802.16e. Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems[S]. 2006.

### 作者简介:



王利娇 (1988-), 女, 河南安阳人, 华中科技大学硕士生, 主要研究方向为非相干酉空时码、差分酉空时码。

张林 (1963-), 男, 湖北武汉人, 华中科技大学副教授, 主要研究方向为弱信号检测与处理技术、智能仪器、数据库和多媒体技术应用。

杨玲玲 (1985-), 女, 河南信阳人, 华中科技大学硕士生, 主要研究方向为低复杂度的非相干空时码。

彭立 (1962-), 女, 湖北武汉人, 博士, 华中科技大学副教授, 主要研究方向为信息论、编码与调制技术、无线传输技术。

符达伟 (1988-), 男, 海南海口人, 华中科技大学硕士生, 主要研究方向为基于 Grassmann 流行的非相干酉空时星座。