

基于序号调制的大规模非正交多址接入研究

Transceiver Design for mMTC Relying on Index Modulation

北京理工大学

复杂环境科学探测中心

高镇，乔力

邮箱: gaozhen16@bit.edu.cn

本文代码参见: <https://gaozhen16.eu.org/>



报告提纲

■ 研究背景

■ 研究内容

- a. 基于序号调制的海量接入系统建模
- b. 基于近似消息传递（AMP）的DS-AMP算法设计
- c. 基于比特交织调制与串行消除的编码传输范式
- d. 基于解调数据的信道状态实时更新

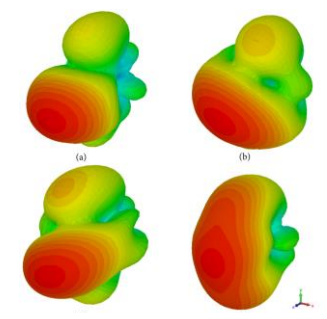
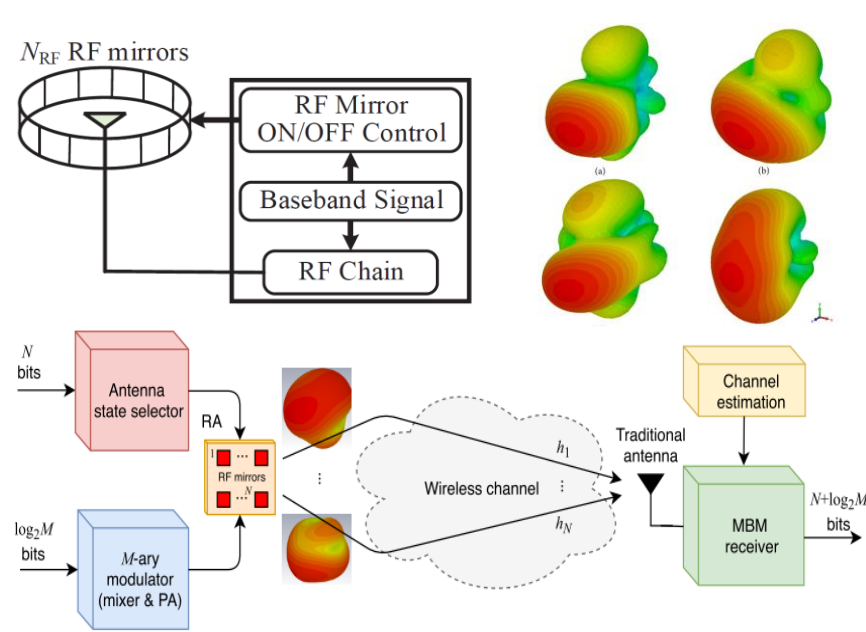
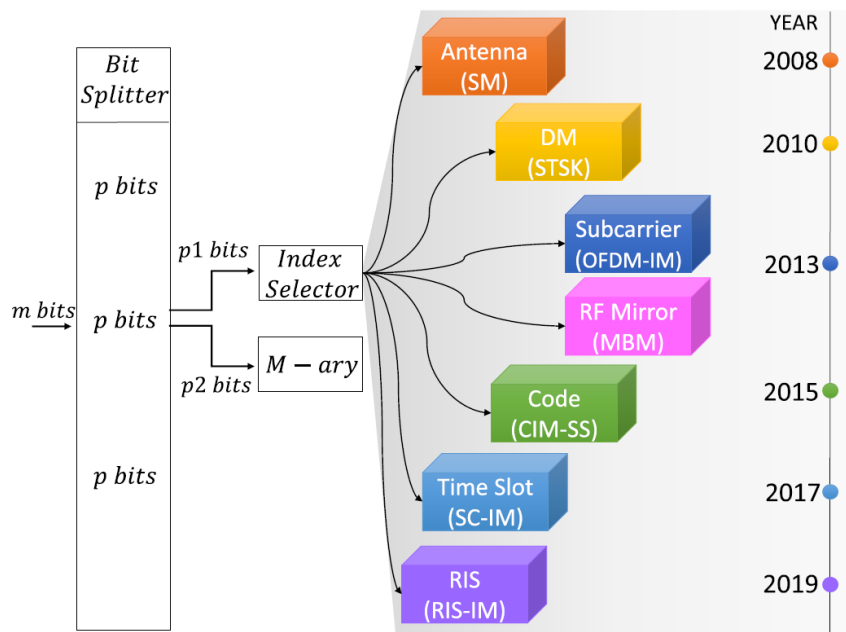
■ 研究小结



序号调制：物联网传输新范式

● **序号调制** (Index Modulation, IM) 定义：利用传输实体的“开关”状态（序号选择）承载比特信息的技术

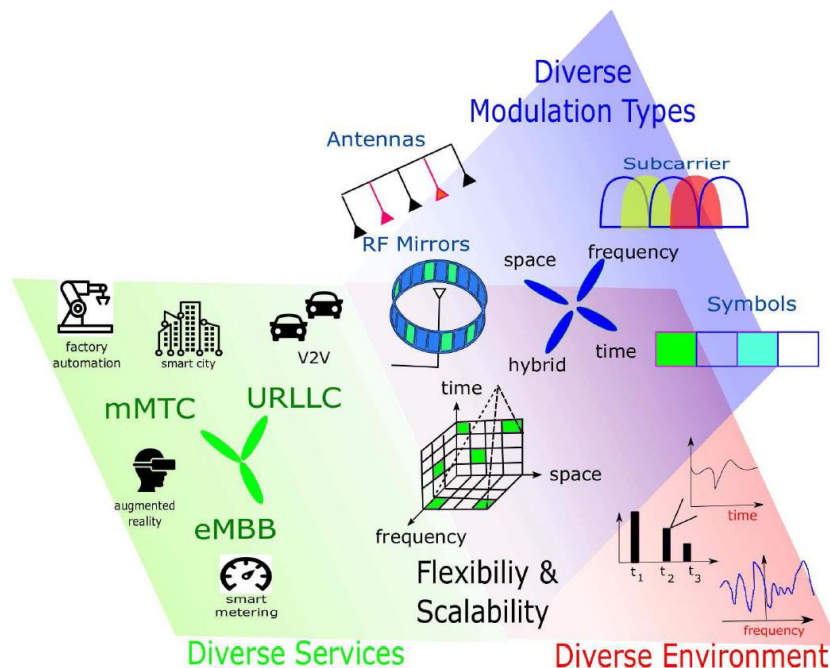
- 传输实体包括：天线（空间域），子载波（频率域），时隙（时间域），扩频码（码域），可重构天线的辐射方向图（场域），发光二极管，等等
- IM系统的信息携带单元一般包括两部分：传输实体序号和传统二维星座符号
- 本文以设备端配置媒介调制为例，研究大规模媒介调制设备的非正交多址接入



序号调制：物联网传输新范式

● 序号调制技术开发了数据传输的新维度及新思路

- 附加信息因隐藏于传统二维星座符号的发射信号中，附加信息的传输消耗**很少甚至不消耗任何额外功率**
- 优点：具备**频谱效率高**、**能量效率高**、易与现有系统兼容
- IM在5G的三大场景eMBB, mMTC, URLLC都有广泛而深入的研究
- IM与mMTC物联网设备结合，可提升频谱效率和能量效率



基于IM的IoT大规模多址接入：关键问题

● 本文研究基于媒介调制的大规模多址接入

➤ 如何提高海量媒介调制设备的连接效率？

✓ 免授权接入

➤ 如何设计高效的免授权接入检测算法？

✓ 物联网设备在时间维度 活跃的稀疏性

✓ 媒介调制 信号的结构化稀疏性（IM信号的共同特点）

✓ 多个时隙设备活跃性不变 的多矢量观测（MMV） 特性

双稀疏性
(Doubly-Sparsity)

➤ 如何降低海量序号调制设备信道估计复杂度？

✓ 差分空间调制 ×，适用于点对点通信，无法直接扩展到多用户

✓ 基于非正交前导序列的 初始活跃设备信道估计

✓ 数据辅助的CSI更新



报告提纲

■ 研究背景

■ 研究内容

a. 基于序号调制的海量接入系统建模

b. 基于近似消息传递（AMP）的DS-AMP算法设计

c. 基于比特交织调制与串行消除的编码传输范式

d. 基于解调数据的信道状态实时更新

■ 研究小结



基于媒介调制的大量接入系统建模

● 系统模型

- 第 j 个时隙基站接收到的来自 K 个媒介调制设备的信号

$$y_j = \sum_{k=1}^K a_k s_{k,j} \mathbf{H}_k \mathbf{d}_{k,j} + \mathbf{w}_j = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k \mathbf{x}_{k,j} + \mathbf{w}_j = \mathbf{H} \tilde{\mathbf{x}}_j + \mathbf{w}_j,$$

设备活跃因子，活跃为1，不活跃为0

- 媒介调制符号的结构性表示为

$$\text{supp} \{ \mathbf{d}_{k,j} \} \in [N_t], \quad \|\mathbf{d}_{k,j}\|_0 = 1, \quad \|\mathbf{d}_{k,j}\|_2 = 1,$$

维度 $N_t \times 1$, $N_t = 2^{N_{RF}}$

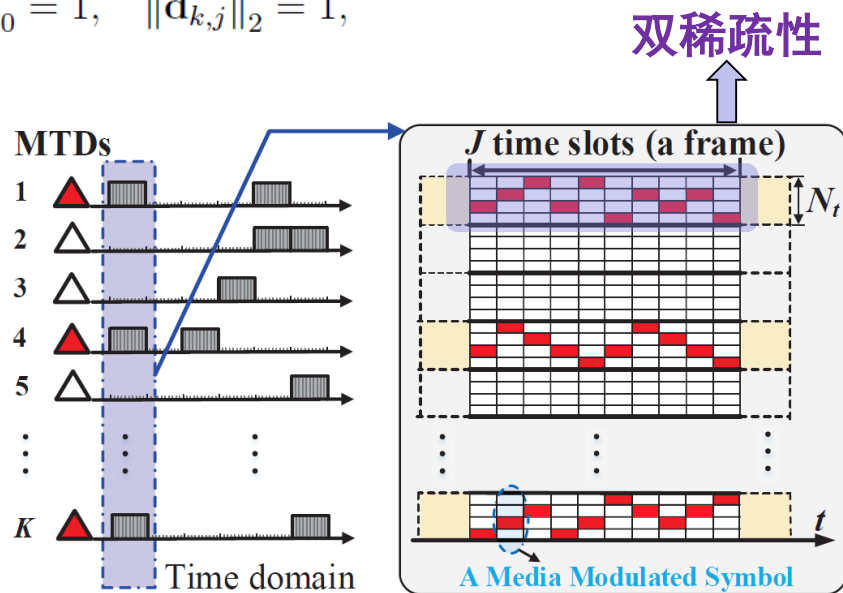
- 设备在 J 个时隙（一个帧）内活跃性不变

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{W},$$

- 基站mMIMO, 天线数 $N_r \ll K$, 非正交

- M-QAM, 一个符号携带的信息 η :

$$\eta = \log_2 M + N_{RF}$$



基于媒介调制的大量接入系统建模

● 优化目标

$$\min_{\mathbf{X}} \|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}\|_F^2 = \min_{\{\tilde{\mathbf{x}}_j\}_{j=1}^J} \sum_{j=1}^J \|\mathbf{y}_j - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{x}}_j\|_2^2$$

求解目标

$$= \min_{\{a_k, \mathbf{d}_{k,j}, s_{k,j}\}_{j=1, k=1}^{J, K}} \sum_{j=1}^J \left\| \mathbf{y}_j - \sum_{k=1}^K a_k s_{k,j} \mathbf{H}_k \mathbf{d}_{k,j} \right\|_2^2$$

➤ Subject to:

$$\text{supp} \{\mathbf{d}_{k,j}\} \in [N_t], \quad \|\mathbf{d}_{k,j}\|_0 = 1, \quad \|\mathbf{d}_{k,j}\|_2 = 1,$$

媒介调制符号
结构化稀疏性

$$\|\mathbf{a}\|_0 \ll K$$

IoT设备时间上的
活跃稀疏性

$$s_{k,j} \in \mathcal{S}$$

传统星座符号
集合先验信息

大规模结构化
稀疏信号恢复



报告提纲

■ 研究背景

■ 研究内容

a. 基于序号调制的海量接入系统建模

b. 基于近似消息传递（AMP）的DS-AMP算法设计

c. 基于比特交织调制与串行消除的编码传输范式

d. 基于解调数据的信道状态实时更新

■ 研究小结



基于近似消息传递 (AMP) 的DS-AMP算法设计

● 最小化均方误差等价于求解后验均值

➤ 发送符号的**后验均值估计**为

$$[\hat{\mathbf{x}}_{k,j}]_i = \sum_{[\mathbf{x}_{k,j}]_i \in \bar{\mathcal{S}}} [\mathbf{x}_{k,j}]_i p([\mathbf{x}_{k,j}]_i | \mathbf{y}_j), \quad \bar{\mathcal{S}} = \{\mathcal{S}, 0\}$$

x 属于离散集合

海量接入场景，边际后验概率难以计算

➤ 根据贝叶斯定理，**联合后验概率**为

$$p(\tilde{\mathbf{x}}_j | \mathbf{y}_j; \sigma_w^2, \mathbf{a}) = \frac{p(\mathbf{y}_j | \tilde{\mathbf{x}}_j; \sigma_w^2) p(\tilde{\mathbf{x}}_j; \mathbf{a})}{p(\mathbf{y}_j)} = \frac{1}{p(\mathbf{y}_j)} \prod_{n=1}^{N_r} p([y_j]_n | \tilde{\mathbf{x}}_j; \sigma_w^2) \prod_{k=1}^K p(\mathbf{x}_{k,j}; a_k)$$

➤ 其中，媒介调制符号的**先验分布**为

$$p(\mathbf{x}_{k,j}; a_k) = (1 - a_k) \prod_{i=1}^{N_t} \delta([\mathbf{x}_{k,j}]_i) + a_k \left\{ \frac{1}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} \left[\frac{1}{M} \sum_{s \in \mathcal{S}} \delta([\mathbf{x}_{k,j}]_i - s) \prod_{g \in [N_t], g \neq i} \delta([\mathbf{x}_{k,j}]_g) \right] \right\}$$

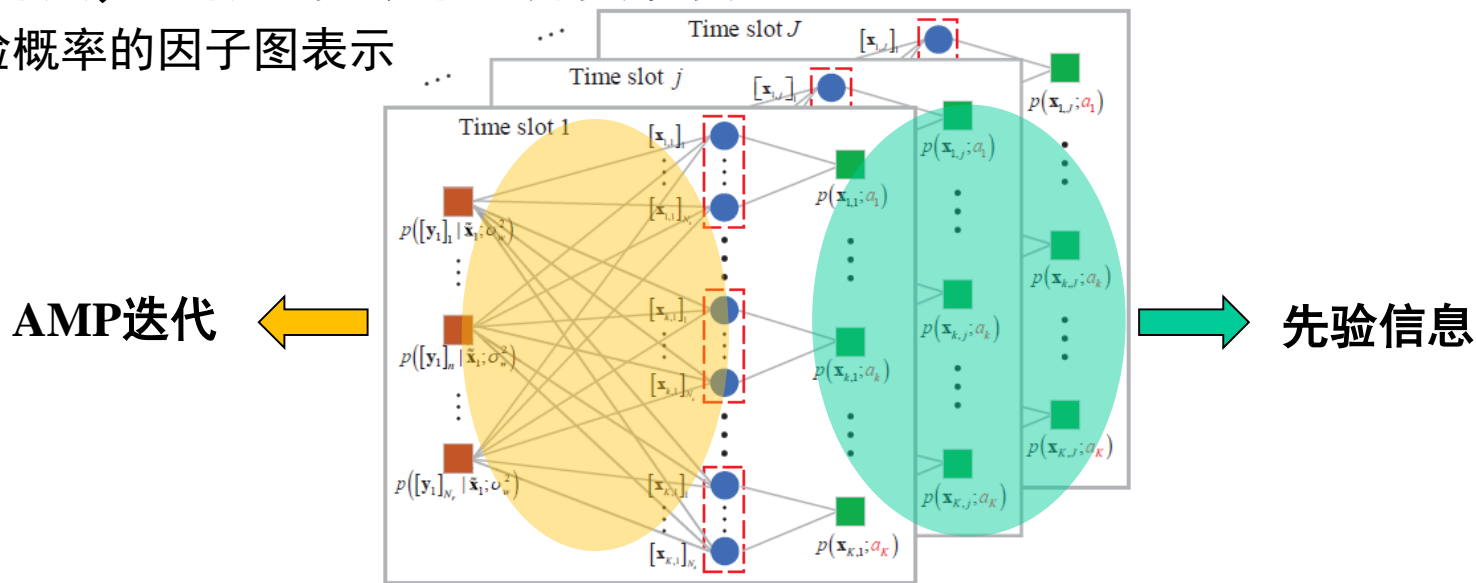
媒介调制符号的结构性



基于近似消息传递 (AMP) 的DS-AMP算法设计

● 基于AMP算法，降低后验概率计算复杂度

➤ 联合后验概率的因子图表示



➤ AMP近似后，得到后验概率的近似

$$p(\tilde{\mathbf{x}}_j | \mathbf{y}_j; \sigma_w^2, \mathbf{a}) \approx q(\tilde{\mathbf{x}}_j | \mathbf{y}_j; \sigma_w^2, \mathbf{a}) = \prod_{k=1}^K \prod_{i=1}^{N_t} q([\mathbf{x}_{k,j}]_i | r_{l,j}, \phi_{l,j}; \sigma_w^2, a_k)$$

$$q([\mathbf{x}_{k,j}]_i | r_{l,j}, \phi_{l,j}; \sigma_w^2, a_k) = \frac{q(r_{l,j} | [\mathbf{x}_{k,j}]_i; \sigma_w^2) p([\mathbf{x}_{k,j}]_i; a_k)}{q(r_{l,j}; \sigma_w^2, a_k)},$$

➤ 进而得到发送符号均值和方差的后验估计

$$[\hat{\mathbf{x}}_{k,j}]_i = f_m(r_{l,j}, \phi_{l,j}), \quad [\hat{\mathbf{v}}_{k,j}]_i = f_v(r_{l,j}, \phi_{l,j})$$



基于近似消息传递 (AMP) 的DS-AMP算法设计

DS-AMP算法流程

➤ **AMP**操作：通过解耦和去噪两个步骤迭代，计算后验均值和方差估计

➤ **期望最大化 (EM)** 操作：活跃因子和噪声方差更新，活跃因子的更新如下

$$a_k^{t+1} = f_a(r_{l,j}^t, \phi_{l,j}^t; a_k^t) = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \sum_{\mathbf{x}_{k,j} \in \Gamma_0} \prod_{i=1}^{N_t} q([\mathbf{x}_{k,j}]_i | r_{l,j}^t, \phi_{l,j}^t; a_k^t)$$

J个时隙活跃性不变

同一媒介调制设备的全部辐射图样

➤ **最小-最大归一化**：克服噪声对活跃因子估计带来影响

$$\tilde{\mathbf{a}} = \frac{\hat{\mathbf{a}} - \min(\hat{\mathbf{a}})}{\max(\hat{\mathbf{a}}) - \min(\hat{\mathbf{a}})}$$

➤ 根据活跃因子**判断活跃设备**；
根据能量大小**判断活跃设备的发送序号**

Algorithm 1: Proposed DS-AMP Algorithm

Input: The received signals $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_J] \in \mathbb{C}^{N_r \times J}$, the channel matrix $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_K] \in \mathbb{C}^{N_r \times (KN_t)}$, and the maximum iteration number T_0 .

Output: The set of active MTDs Ω and the reconstructed media modulation signal $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{KN_t \times J}$.

1: $\forall i, j, k, n$: We initialize the iterative index $t=1$, the activity indicator $a_k^1 = 0.5$, $Z_{n,j}^0 = [\mathbf{y}_j]_n$, $V_{n,j}^0 = 1$, the noise variance $(\sigma_w^2)^1 = 100$, the reconstructed signal $\mathbf{X} = \mathbf{0}_{KN_t \times J}$, $[\hat{\mathbf{x}}_{k,j}^1]_i = a_k^1 \sum_{s \in \mathbb{S}} s / MN_t$, and $[\hat{\mathbf{v}}_{k,j}^1]_i = a_k^1 \sum_{s \in \mathbb{S}} |s|^2 / MN_t - |[\hat{\mathbf{x}}_{k,j}^1]_i|^2$;

2: for $t = 1$ to T_0 do

3: **%AMP operation:**

4: $\forall i, j, k, n$: Compute $V_{n,j}^t$, $Z_{n,j}^t$, $\phi_{l,j}^t$, and $r_{l,j}^t$ by using (20), (21), (18), and (19), respectively, where $l = (k-1)N_t + i$; {Decoupling step}

5: $\forall i, j, k, n$: Compute $[\hat{\mathbf{x}}_{k,j}^{t+1}]_i$ and $[\hat{\mathbf{v}}_{k,j}^{t+1}]_i$ by using (16) and (17), respectively; {Denoising step}

6: **%EM operation:**

7: $\forall k$: Compute $(\sigma_w^2)^{t+1}$ and a_k^{t+1} by using (24) and (25);

8: end for

9: **%Min-max normalization:**

10: Let $\tilde{\mathbf{a}} = \frac{\hat{\mathbf{a}} - \min(\hat{\mathbf{a}})}{\max(\hat{\mathbf{a}}) - \min(\hat{\mathbf{a}})}$, where $\hat{\mathbf{a}} = [\hat{a}_1, \dots, \hat{a}_K]^T = [a_1^{T_0}, \dots, a_K^{T_0}]^T$, $\min(\cdot)$ and $\max(\cdot)$ are the minimum value and maximum value of the arguments, respectively;

11: **%Extract the active MTDs and their MAPs:**

12: $\forall k$: The set of active MTDs $\Omega = \{k | [\tilde{\mathbf{a}}]_k > 0.5\}$;

13: $\forall k, j$: $\eta^* = \arg \max_{\hat{\eta} \in [N_t]} [\hat{\mathbf{x}}_{k,j}^{T_0}]_{\hat{\eta}}$;

14: $\forall k \in \Omega, \forall j$:

The reconstructed signal is $\mathbf{X}_{[(k-1)N_t + \eta^*, j]} = [\hat{\mathbf{x}}_{k,j}^{T_0}]_{\eta^*}$.



基于近似消息传递 (AMP) 的DS-AMP算法设计

● 状态演进 (State Evolution, SE) 分析

➤ 大系统极限下, SE可以预测算法的性能

➤ SE给出了待估计信号的均值和方差为

$$r_0^t = x_0 + \sqrt{\frac{\sigma_w^2 + \gamma K N_t e^t}{N_r \gamma}} z,$$
$$\phi_0^t \approx \frac{\sigma_w^2 + \gamma K N_t v^t}{N_r \gamma}$$

➤ MSE无闭合表达式, 蒙特卡洛仿真产生足够多的发射信号, 刻画统计规律

➤ 蒙特卡洛仿真同时也可以刻画活跃检测和误比特率性能

Algorithm 2: State Evolution of DS-AMP Algorithm

Input: The noise variance σ_w^2 , the sparsity level $\lambda = \frac{K_a}{K}$, the number of MAPs N_t , the frame length J , the order of the QAM modulation, the variance γ of the elements in the measurement matrix, the number of Monte Carlo simulations N_{MC} , the maximum SE iterations T_{SE} , and the terminal threshold ε .

Output: The theoretically predicted MSE \hat{e} .

- 1: $\forall m \in [N_{MC}]$: Generate N_{MC} realizations of the transmit signals $\mathbf{X}^m \in \mathbb{C}^{KN_t \times J}$, according to the *a priori* distribution in (9).
- 2: $\forall m, k$: Define $\mathbf{e}^1 = \mathbf{0}_{N_{MC} \times 1}$ and $\mathbf{v}^1 = \mathbf{0}_{N_{MC} \times 1}$ to record the predicted MSE and average variance of the m -th Monte Carlo realization. We initialize the iteration number $t = 1$, the predicted MSE $e^1 = 1$, the average variance $v^1 = 1$, and the activity indicators for the m -th signal realization $a_{k,m}^1 = 0.5$;
- 3: **for** $t = 1$ to T_{SE} **do**
- 4: **for** $m = 1$ to N_{MC} **do**
- 5: $\forall i, j, k: r_{l,j}^{m,t} = [\mathbf{x}_{k,j}^m]_i + \sqrt{\frac{\sigma_w^2 + \gamma K N_t e^t}{N_r \gamma}} z, \phi_{l,j}^{m,t} = \frac{\sigma_w^2 + \gamma K N_t v^t}{N_r \gamma}$;
- 6: $\forall i, j, k: [\hat{\mathbf{x}}_{k,j}^m]_i = f_m(r_{l,j}^{m,t}, \phi_{l,j}^{m,t}), [\hat{\mathbf{v}}_{k,j}^m]_i = f_v(r_{l,j}^{m,t}, \phi_{l,j}^{m,t})$;
- 7: $\forall k: a_{k,m}^{t+1} = f_a(r_{l,j}^{m,t}, \phi_{l,j}^{m,t}; a_{k,m}^t)$;
- 8: Calculating $[\mathbf{e}^{t+1}]_m$ and $[\mathbf{v}^{t+1}]_m$ referring to (27) and (28), respectively;
- 9: **end for**
- 10: $e^{t+1} = \frac{1}{N_{MC}} \sum_{m=1}^{N_{MC}} [\mathbf{e}^{t+1}]_m, v^{t+1} = \frac{1}{N_{MC}} \sum_{m=1}^{N_{MC}} [\mathbf{v}^{t+1}]_m$;
- 11: $\hat{e} = e^{t+1}$;
- 12: **if** $|e^{t+1} - e^t| < \varepsilon$ **then**
- 13: break; {End the SE iterations}
- 14: **end if**
- 15: **end for**



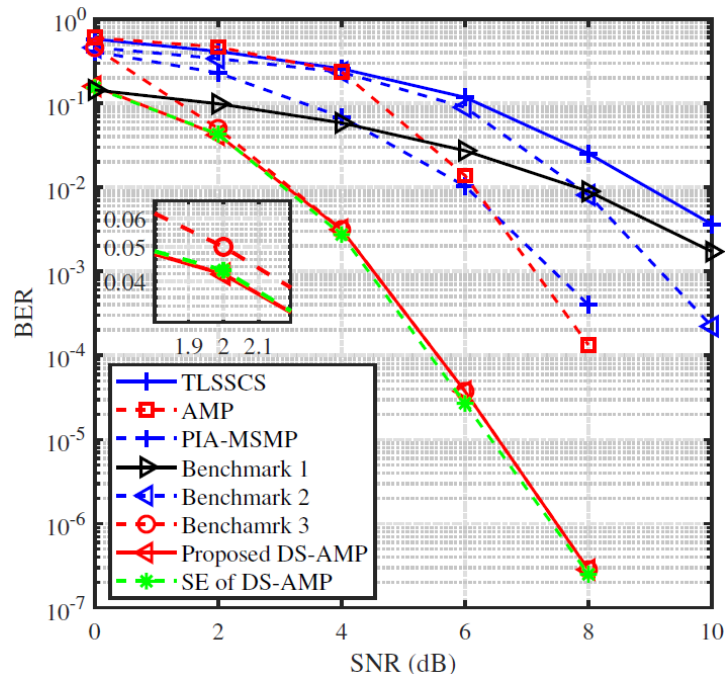
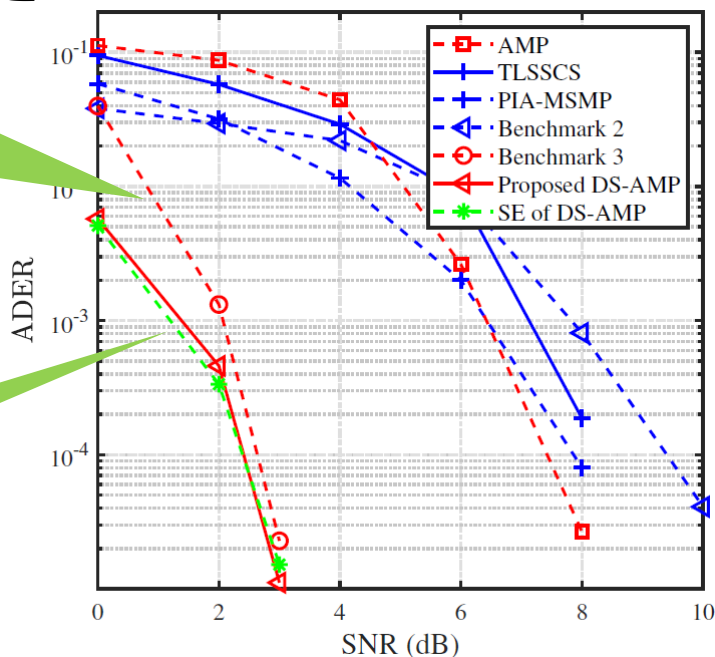
DS-AMP算法仿真分析

● 仿真参数

- 总用户数：500， 活跃用户数：50， 基站天线数256， 一个帧包含12个时隙
- 每个设备有2个Mirrior携带2比特额外信息， 传统星座符号调制采用4-QAM
- 瑞利衰落信道

“最小-最大归一化”，提高了低信噪比下ADER

SE预测性能与算法性能吻合较好



所提方案可以显著提高活跃设备检测精度，降低误码率



复杂度分析

Table I: Computational complexity comparison of different algorithms for uncoded media modulation based mMTC

Algorithms	Computational complexity	Complex-valued multiplications ¹	
		$N_r = 128$	$N_r = 256$
Benchmark 1	$\mathcal{O}(JN_rK_a + 2N_rK_a^2 + K_a^3)$	0.84×10^6	1.56×10^6
DS-AMP	$\mathcal{O}[T_0JKN_t(\frac{5}{2}N_r + \mathbb{S} _c + \frac{1}{4})]$	1.17×10^8	2.32×10^8
AMP	$\mathcal{O}[T_0JKN_t(\frac{5}{2}N_r + \mathbb{S} _c + \frac{1}{4})]$	1.17×10^8	2.32×10^8
Benchmark 3	$\mathcal{O}[T_0JKN_t(\frac{5}{2}N_r + \mathbb{S} _c + \frac{1}{4})]$	1.17×10^8	2.32×10^8
TLSSCS	$\mathcal{O}\{(JN_rK_a + 2N_rK_a^2 + K_a^3) + (K_a + 1)[N_r^2(KN_t + J) + N_rJKN_t] + \sum_{s=1}^{K_a+1} [N_r^2 + 2N_r(sN_t)^2 + (sN_t)^3]\}$	2.14×10^9	7.53×10^9
PIA-MSMP	$\mathcal{O}\{3JK_aN_r(N_t + 1) + (K_a + 1)[N_r^2(KN_t + J) + N_rJKN_t] + \sum_{s=1}^{K_a} [N_r^2 + 2N_r(sN_t)^2 + (sN_t)^3]\}$	2.12×10^9	7.50×10^9
Benchmark 2	$\mathcal{O}\{K_aJKN_tN_r + \sum_{s=1}^{K_a} [JN_r(s + 2s^2 + 2(sN_t)^2) + J(s^3 + (sN_t)^3)] + \sum_{s=1}^{K_a} [JN_r(s + 2s^2 + 2(sN_t)^2) + J(s^3 + (sN_t)^3)]\}$	4.82×10^9	8.16×10^9

¹ The order of complex-valued multiplications is obtained under parameters $J = 12$, $N_t = 4$, $K = 500$, $K_a = 50$, $T_0 = 15$, $|\mathbb{S}|_c = 4$.

所提DS-AMP算法复杂度显著低于现有方案



报告提纲

■ 研究背景

■ 研究内容

- a. 基于序号调制的海量接入系统建模
- b. 基于近似消息传递（AMP）的DS-AMP算法设计
- c. 基于比特交织调制与串行消除的编码传输范式
- d. 基于解调数据的信道状态实时更新

■ 研究小结



基于比特交织调制与串行消除的编码传输范式

● 编码传输的发射帧结构设计

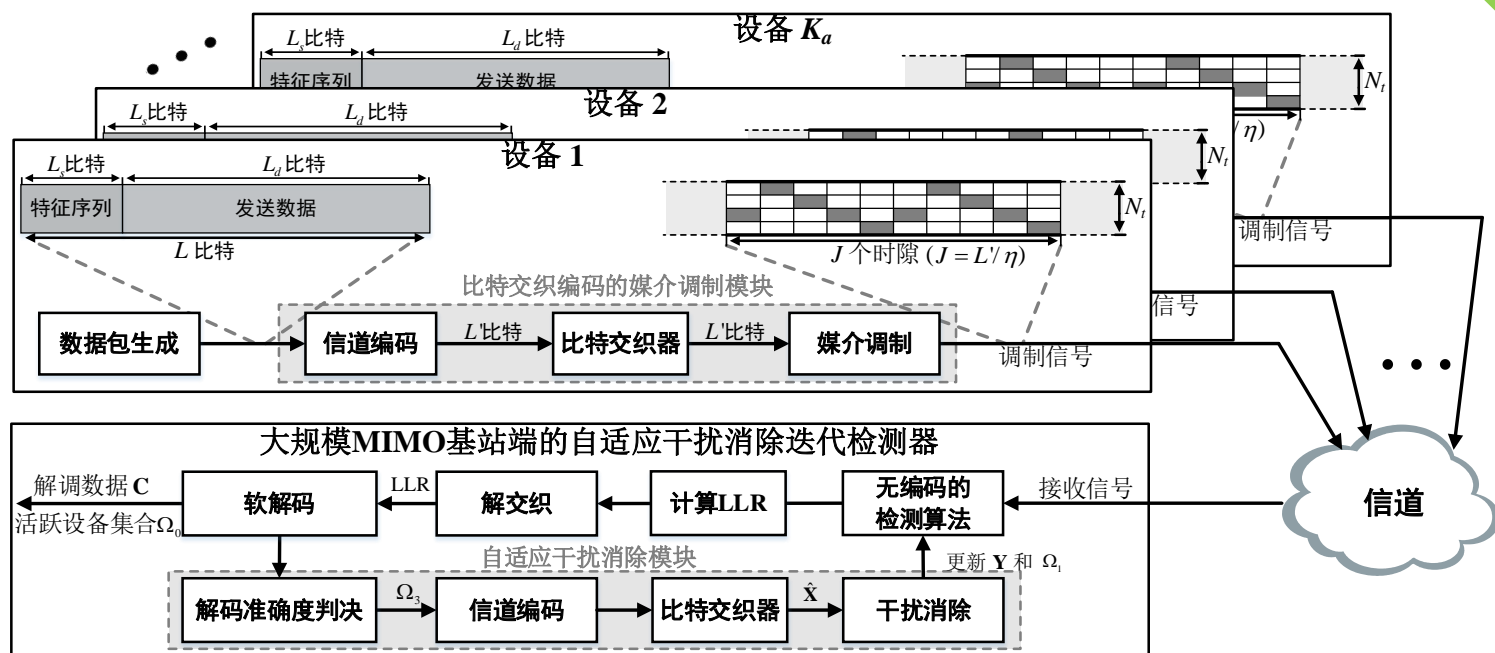
➤ **发射数据包**由两部分组成：1) 较短的收发端已知的**特征比特序列**；2) 有效的发射数据比特

特征序列可以**减少SIC的误差传播**

➤ **比特交织编码的媒介调制模块**：信道编码模块、比特级块交织器、和媒介调制

✓ 块交织器的**宽度**等于媒介调制设备的**有效辐射图样数目**

对抗媒介调制符号的**空间选择衰落**

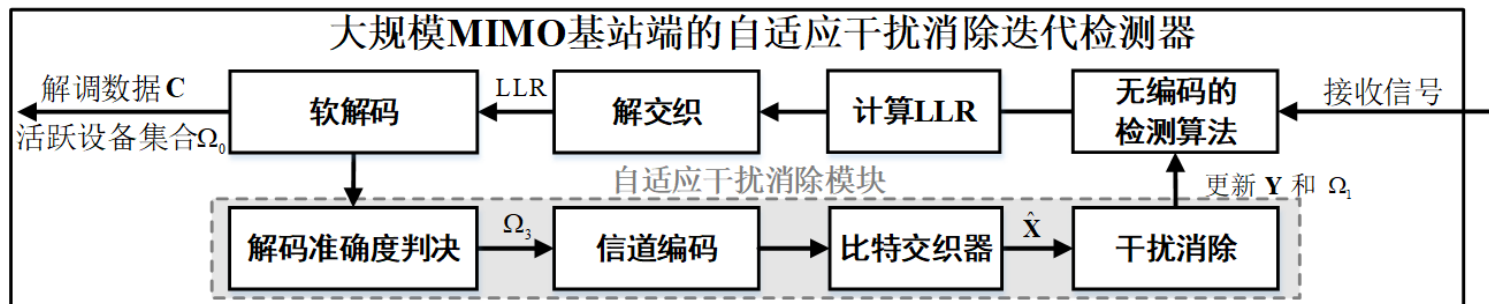


基于比特交织调制与串行消除的编码传输范式

接收机自适应串行干扰消除 (SIC) 迭代检测器

- 无编码检测算法模块：采用DS-AMP算法
- 对数似然比 (LLR) 计算模块
- 解交织模块：对应发射端交织器的设计
- 软解码模块
- 解码准确度判决模块：计算解码特征序列和真实特征序列的汉明距离 (自适应)
- 媒介调制符号重构
- 干扰消除模块：对认为解码准确的活跃设备进行串行干扰消除

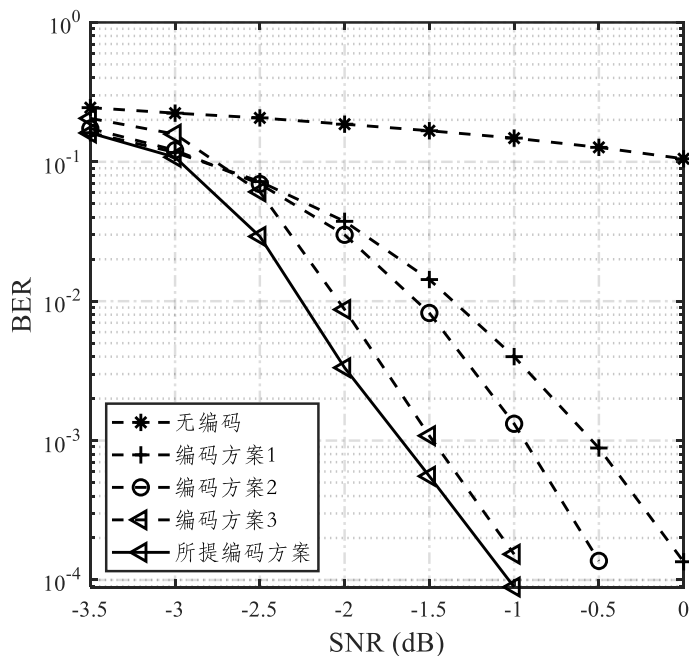
汉明距离小于预设值，认为该活跃设备解码准确，进行SIC



仿真分析

参数设置

- 编码方式：1/3码率的Turbo码，12位tail bits
- 数据包长度120，特征序列长度20，一个帧的时隙数为93，交织器宽度为4



	发射端				接收端	
	信道编码	特征序列	比特交织	媒介调制	软解调	SIC
无编码				√	√	
编码方案1	√			√	√	
编码方案2	√		√	√	√	
编码方案3	√		√	√	√	√
所提方案	√	√	√	√	√	√

特征序列 **减少**了 SIC的**误差传播**

比特交织编码：对抗媒介调制符号的**空间选择衰落**

所提编码传输方案可以显著**降低误码率**



报告提纲

■ 研究背景

■ 研究内容

- a. 基于序号调制的海量接入系统建模
- b. 基于近似消息传递（AMP）的DS-AMP算法设计
- c. 基于比特交织调制与串行消除的编码传输范式
- d. 基于解调数据的信道状态实时更新

■ 研究小结



基于解调数据的信道状态实时更新

● 破解海量媒介调制设备的信道估计难题

➤ 考虑Gauss-Markov块衰落信道，IoT场景下信道缓慢变化

$$\mathbf{H}_k^{t+1} = \sqrt{\alpha}\mathbf{H}_k^t + \sqrt{1-\alpha}\mathbf{V}_k^t,$$

➤ 初始信道估计：根据非正交前导序列估计免授权的活跃设备及其信道，数个帧之后，基站可以拿到全部设备的上行信道



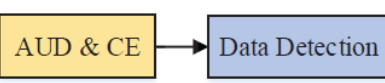
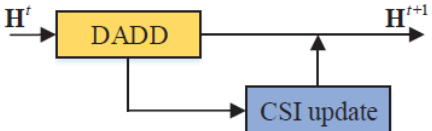
➤ 信道实时更新：根据估计出的活跃设备的数据，更新相应设备的CSI

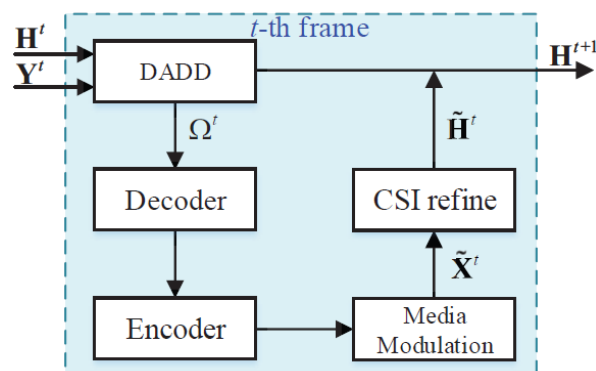
✓ 第 t 帧，基站接收的活跃设备的上行信号为

$$\mathbf{Y}^t \approx \tilde{\mathbf{H}}^t \tilde{\mathbf{X}}^t + \mathbf{W}^t,$$

✓ 基于解调数据的MMSE信道重估计

$$\hat{\mathbf{H}}^t = \mathbf{Y}^t \left((\tilde{\mathbf{X}}^t)^H \mathbf{R}_{\mathbf{H}}^t \tilde{\mathbf{X}}^t + N_a N_t \sigma_w^2 \mathbf{I} \right)^{-1} (\tilde{\mathbf{X}}^t)^H \mathbf{R}_{\mathbf{H}}^t$$

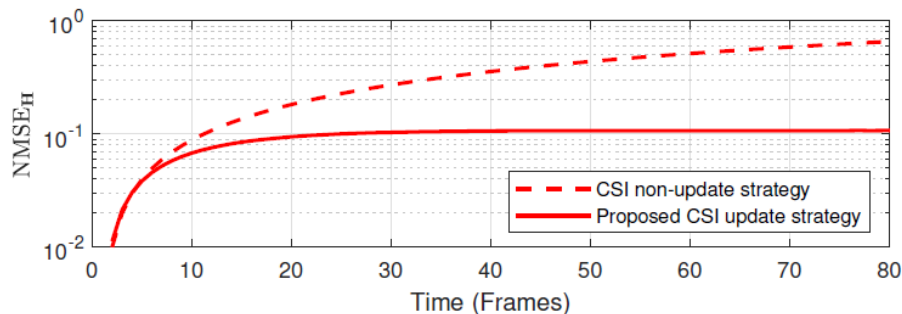
	JADCE-DD (Preamble-aided initial CE)	DADD (Data-aided CSI update)
Frame Structure (Tx)		
Processing Procedure (Rx)		



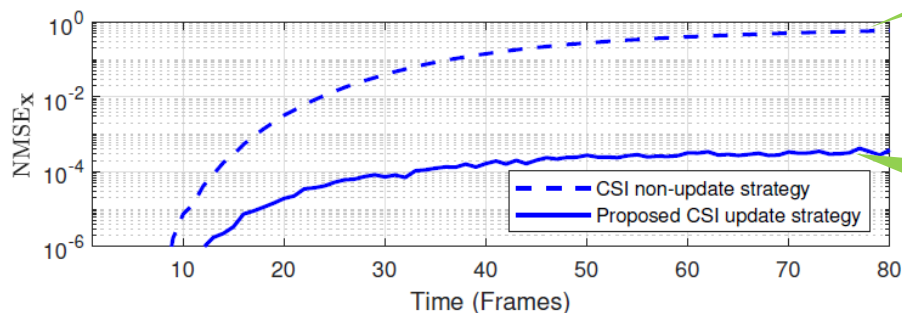
基于解调数据的信道状态实时更新

● 具体方案与有益效果

✓ AR系数为0.99，帧长度213，SNR=30 dB



(a)



(b)

由于信道的时变，**CSI未更新**，导致信号X估计错误

所提方案，**CSI不断更新**，使信号X估计的NMSE维持在 $10e-4$ 量级

所提方案可以**显著降低**海量设备信道估计开销



报告提纲

■ 研究背景

■ 研究内容

- a. 基于序号调制的海量接入系统建模
- b. 基于近似消息传递（AMP）的DS-AMP算法设计
- c. 基于比特交织调制与串行消除的编码传输范式
- d. 基于解调数据的信道状态实时更新

■ 研究小结



研究小结

● 基于媒介调制的物联网设备的海量接入方案

- 提出**DS-AMP算法**，解决海量媒介调制设备的免授权接入问题
- 提出一种基于比特交织媒介调制与自适应串行消除的**编码传输范式**
- 提出一种数据辅助的**信道状态更新方案**

● 有益效果

- 可**显著提高**活跃媒介调制设备检测精度，降低误码率，复杂度较低
- 可**显著降低**编码系统中，媒介调制海量接入的误码率
- 数据辅助的CSI更新方案可**显著降低**海量媒介设备信道估计开销

● 未来展望

- 如何进一步**提高上行容量**？广义空间调制（GSM），RIS序号调制...
- 如何解决**非同步**问题？滑动窗...
- 如何进一步**降低导频开销**？盲检测...



主要参考文献

- L. Qiao, J. Zhang, Z. Gao, D. W. K. Ng, M. Di Renzo, and M.-S. Alouini, “Massive access in media modulation based massive machine-type communications,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. PP, no. PP, Jul. 2021.
- L. Qiao, J. Zhang, Z. Gao, S. Chen, and L. Hanzo, “Compressive sensing based massive access for IoT relying on media modulation aided machine type communications,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 69, no.9, pp. 10391-10396, Sept. 2020.
- 李强. 基于序号调制的无线空时频码资源开发技术研究 [D]. 华南理工大学, 2020. DOI:10.27151/d.cnki.ghnlu.2020.000063.
- 马翔雪. 序号调制技术及其在大规模机器类通信场景中的应用 [D]. 山东大学, 2020. DOI:10.27272/d.cnki.gshdu.2020.004075.
- S. Doğan Tusha, A. Tusha, E. Basar and H. Arslan, "Multidimensional index modulation for 5G and beyond wireless networks," *Proc. IEEE*, vol. 109, no. 2, pp. 170-199, Feb. 2021.
- X. Chen, D. W. K. Ng, W. Yu, E. G. Larsson, N. Al-Dhahir, and R. Schober, “Massive access for 5G and beyond,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 39, no. 3, pp. 615-637, Mar. 2021.
- Q. Li, M. Wen, and M. Di Renzo, “Single-RF MIMO: From spatial modulation to metasurface-based modulation,” *IEEE Wireless Commun.*, vol. 28, no. 4, pp. 88-95, Aug. 2021.



THANKS!

