



专题: 5G

面向 5G mMTC 的 data-only 竞争式免调度接入

张诗壮, 袁志锋, 李卫敏

(中兴通讯股份有限公司, 广东 深圳 518057)

摘要: 基于参考信号的竞争式免调度接入, 参考信号的碰撞会限制其性能。考虑了一种基于纯数据(data-only)的竞争式免调度接入方案, 其盲检测接收机充分利用数据本身的特点来实现多用户检测, 避免了参考信号的碰撞难题以及资源开销, 因而可取得高得多的业务负载。另一方面, 高负载接入性能还受限于小区间干扰。data-only 接入信号不包含小区级处理, 每个小区基站的盲检测接收机会对所有接收到的用户信号, 包括靠近本区的邻区用户信号, 进行解调译码和干扰消除。这实质上实施了小区间干扰消除, 因而能明显减少邻区的强干扰, 进而提升系统的负载。而且 data-only 盲检测接收机实现小区间干扰消除并不用增加很多额外的复杂度, 这是传统小区间干扰消除方法所不具备的优点。

关键词: 竞争式免调度; 碰撞; 纯数据; 盲检测; 小区间干扰消除

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2019177

Data-only contention-based grant-free multiple access for 5G mMTC

ZHANG Shizhuang, YUAN Zhifeng, LI Weimin

ZTE Corporation, Shenzhen 518057, China

Abstract: For contention-based grant-free access, reference signal collision would restrict the performance. A data-only contention-based grant-free scheme was considered, where the blind detection receiver does not depend on reference signal to detect users' information by fully exploiting the characteristics of the data itself, so the limitation from reference signal collision can be avoided, leading to a much higher traffic load. On the other hand, traffic load was further limited by inter-cell interference. Data-only signal does not include cell-specific processing, each cell station could detect all the received signals, including those from adjacent cells, through advanced blind detection receiver. This actually played the role of traditional inter-cell interference cancellation and therefore can achieve a better performance gain. And it would not introduce too much additional complexity.

Key words: contention-based grant-free, collision, data-only, blind detection, inter-cell interference cancellation



1 引言

海量物联网场景有两个主要特点：海量的节点以及大部分节点是低速率的业务，例如偶发的小分组业务。这些特点势必要求节点的成本和功耗很低。目前基于调度的上行数据传输方法由于每次数据传输前都要求基站的授权和调度安排，因而会给偶发小分组传输带来不小的信令、功耗和时延等开销。进一步，如果这些物联网终端为了省电，每次传输完毕后马上进入深度睡眠状态，则下一个数据分组的传输，还要求终端先从睡眠状态转到连接状态，然后才能向基站申请传输资源，最后才能传输这个新的数据分组。而终端从睡眠状态转到连接状态需要一个随机接入流程，其中涉及多轮与基站的交互，这无疑会进一步显著地增加信令、功耗和时延等开销。再者，海量节点意味着随机接入和申请授权这两个过程本身很大概率会发生碰撞或阻塞，这必然会更加恶化传输效率。上述这些问题会导致接入节点数远远不能满足要求，信令开销不能接受，节点成本居高不下，功耗尤其是节点功耗不能数量级降低。因此有必要设计一种新的多址接入方式来满足海量物联网的需求。

免调度接入，顾名思义就是终端传输数据前无需基站的授权或调度，因而也就无需相关的交互流程，可以免去这些交互流程所致的开销。免调度又可分为两种：预配置（semi-persistent scheduling/configured grant）免调度和竞争式（contention-based）免调度。这两者都可以做到传输数据前无需基站的动态调度，但是，预配置免调度对于事件触发的业务效率较低，时延较大；而且，如果发生越区切换，则终端需要重新申请预配置，这对海量偶发小分组业务而言也是不小的开销；再者，预配置免调度传输一旦出错需要重传时，重传过程如何实施也涉及开销和时延的问题。

竞争式免调度则可以避免预配置免调度的这些不足，实现极简的免调度小分组传输，特别适合海量物联网场景。当然竞争式免调度也有一个代价，就是接收机相对免预配置免调度会复杂一些。不过，接收机在基站侧，通过增加基站的复杂度换取海量终端以及网络实现的极大简化，还是非常值得的。

在 5G 新空口（NR）中，免调度接入技术得到了业界的广泛关注和研究，输出了多种技术方案^[1]。多用户共享接入（MUSA）方案是其中的典型方案之一，该方案在发射端采用长度较短的复数序列对调制符号进行扩展，在接收端采用基于最小均方误差（MMSE）和干扰消除（IC）的高级接收机^[1-2]。MUSA 方案可以应用于基于预配置的免调度场景，也可以应用于竞争式的免调度场景^[3]。

竞争式免调度可以基于“参考信号+数据”的信道结构去实现，基站通过参考信号实现多用户检测。但是由于参考信号资源有限，尤其是对于小数据分组不可避免会发生不同用户选择相同的参考信号的情况，这就是所谓的参考信号碰撞。而且，随着接入用户数的增加，参考信号的碰撞概率会快速增加。例如，如果每个小区使用 LTE PRACH 定义的 64 条前导序列作为竞争式免调度传输的参考信号，而一个负载较高的小区有 12 个物联网终端同时接入的话，则前导序列发生碰撞的概率高达 66% 左右。一旦参考信号碰撞，则利用碰撞的参考信号所做的用户检测和信道估计都可能会严重失真，最终导致多用户解调的失败。可以说参考信号的碰撞限制了这种竞争式免调度的负载。为了减轻碰撞的影响，可以增加参考信号资源数量，还可以在参考信号上实施干扰消除，代价是参考信号资源开销、检测复杂度会增加^[4]。对于此，在 MUSA 扩展方案基础上，可以考虑一种基于纯数据（data-only）的免调度 MUSA 方案^[4-6]。该方案可以完全不依赖参考信号进行用户识别与

检测,而是充分利用数据本身的统计特征和调制符号星座图的几何结构来实现多用户盲检测。其优势是,避免了参考信号的碰撞难题以及资源开销,有利于支持更多的 UE 数量或业务负载。

高负载接入性能还受限于小区间干扰,如果不同小区使用相同的时频资源进行免调度接入,则每个小区的负载增加后,不单单是小区内用户互扰会增加,小区间干扰也会增加。小区间干扰协调(ICIC)和小区间干扰消除(缩写也是 ICIC)可以减少邻区干扰的影响。但是免调度接入下,接入是终端发起的,基站不知道用户什么时候接入,也不知道接入的用户处于小区中央还是小区边缘,是强还是弱,因而难以实现小区间干扰协调。所以本文后面只讨论小区间干扰消除(ICIC)。另一方面,基于参考信号的免调度接入,由于发射信号中包含小区级的参考信号,一个基站想要解出邻小区用户的信息并消去,就要知道所有相邻小区的免调度用户的参考信号,这会给网络架构和系统实现带来新的问题,并不容易实施。而且,不同小区用户的参考信号往往是不正交的,即有互相干扰(或导频污染),而免调度接入场景下又存在明显的远近效应,例如,在本区基站看来,本区的中心强用户的参考信号肯定会对邻区用户的参考信号有很强的干扰,而邻区强用户的参考信号,也会对本区边缘弱用户的参考信号有干扰。这会影响用户发现和信道估计的准确度,尤其是对于本区弱用户以及邻区用户而言。

而 data-only MUSA 接入信号由于不包含小区级处理,每个基站的盲检接收机会对所有接收到的用户信号,包括本小区和相邻小区用户的信号,都进行解调译码和干扰消除。一旦邻区过来的强信号的 SINR 大于解调门限,则本区基站就可以将其正确译码,并将其消去。这样本区基站后面再解调本区边缘弱用户时就不会受这些邻区强干扰的影响了,因而可提升本区边缘用户的性能,进而提高同频组网下的免调度高过载系统性能。

这在传统意义上看就是一种小区间干扰消除。而且值得强调的是, data-only MUSA 盲检接收机本来就会检测所有接收到的信号,会很自然地将收到的邻区用户信号作为目标信号来处理,也就是说,并不需要为小区间干扰消除显式地增加额外的模块,因而不需要增加太多复杂度,这是传统小区间干扰消除方法所不具备的优点。

2 基于 data-only 的 MUSA 方案

基于 data-only 的 MUSA 方案是在 MUSA 基本方案基础上设计的,在发射端仍然会采用长度较短的低互相关复数序列对调制符号进行扩展,在接收端将采用盲检测干扰消除接收机。

该方案中,UE 发送的数据帧结构的示意图如图 1 所示。可以看到,UE 发送的数据帧中并不包含参考信号等资源开销,因此称为纯数据或 data-only。UE 发送的数据中,除了有效载荷,可以携带 UE 身份识别信息(ID),当 UE 数据被解码成功后,可以用于 UE 识别。还可以携带扩展序列 ID,用于信号重构和干扰消除。

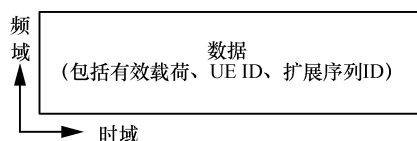


图 1 UE 发送的数据帧结构的示意图

基于 data-only 的 MUSA 方案的示意图如图 2 所示。如上所述,第 k 个 UE 发送的数据比特 d_k 中可以包括有效载荷以及 UE ID、扩展序列 ID 等, $k=1, \dots, K$ 。

在发射端,UE 首先对数据比特 d_k 进行信道编码得到编码后的比特 e_k ,然后进行调制,得到调制符号 s_k 。这里可以采用 BPSK、QPSK 等低阶调制方式,一方面适用于小分组、偶发以及弱覆盖等场景,另一方面有利于接收机利用低阶调制符号的星座图的几何结构进行盲检测。

然后,使用长度较短的低互相关复数序列 c_k

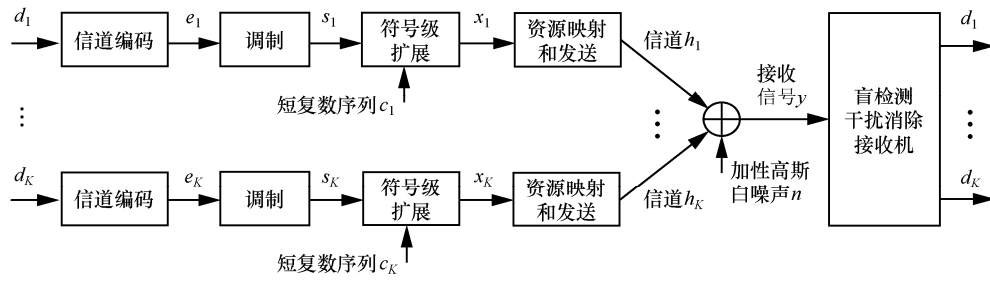


图2 基于 Data-only 的 MUSA 方案的示意图

对调制符号 s_k 进行扩展处理, 得到扩展后的符号 x_k 。其中, 对于复数扩展序列的长度 L , 一个比较典型的取值是 4, 也可以取其他值, 例如 2、6 等。采用短序列有利于降低发射机和接收机的处理复杂度及时延, 例如, 可减少高负载接收所需的 MMSE 协方差矩阵的维度, 因而简化求逆。而复数序列相对实数序列具有更大的设计自由度, 有利于获取更多的低互相关序列, 从而可以更好地保证免调度传输的性能。当然, 序列数量也不宜过多, 因为过多的序列理论上就难以取得低互相关性, 且会增加盲检测的复杂度。该方案中, 复数扩展序列的元素来自于集合 $\{1, i, -1, -i\}$, 当序列长度 L 为 4 时, 可以得到 64 条归一化互相关绝对值小于 0.8 的序列^[1]。UE 从该序列集合中随机选择复数扩展序列 c_k 。使用长度为 L 的复数扩展序列 c_k 对调制符号 s_k 进行扩展, 会得到 L 个扩展后的符号 $\{x_{k,j,1}, x_{k,j,2}, \dots, x_{k,j,L}\}$, 其中, $j = 1, \dots, J$, J 为调制符号数量。

最后, 将符号 x_k 映射到传输资源上并进行发送。对每个调制符号进行扩展后得到的 L 个符号将映射到连续的资源上, 这样可以充分利用信道相关性来简化盲检。 K 个 UE 可以共享使用相同的传输资源, 实现多用户共享接入。

那么, 经过无线信道后, 基站接收机第 r 个接收天线接收到的信号 y_r 可以表示为:

$$y_r = \sum_{k=1}^K h_{rk} \odot x_{k+n} = \sum_{k=1}^K h_{rk} \odot (c_k s_k) + n \quad (1)$$

其中, $r = 1, \dots, R$, R 为接收天线数量, h_{rk} 是第

k 个 UE 发送的信号到达第 r 个接收天线时经历的信道, c_k 是第 k 个 UE 随机选择的复数扩展序列, s_k 是第 k 个 UE 发送的调制符号, x_k 是第 k 个 UE 发送的扩展后的符号, $\odot$ 表示逐符号相乘运算, K 是共享使用相同传输资源的 UE 数量, n 是均值为 0、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声 (AWGN)。

由于没有参考信号, 接收机需要利用接收到的数据符号进行盲检测, 进一步结合串行干扰消除, 实现多用户接收检测。基于 data-only 的 MUSA 方案采用的盲检测干扰消除接收机的处理过程示意图如图 3 所示。接收机主要处理步骤包括多天线盲合并、盲序列识别与解扩、盲均衡以及解调译码和干扰消除等, 具体描述如下。

(1) 多天线盲合并^[6]

按照预设的合并矢量 W_g 将多个接收天线上接收到的信号进行空域盲合并, 可以在空域上实现多用户干扰抑制, 得到合并后的信号 z_g 。其中, $g = 1, \dots, G$, G 为预设的合并矢量的数量。对于 2 个接收天线的情况, 可以预设 6 个合并矢量, 即:

$$W = \{(1, 0), (0, 1), (1/\sqrt{2}, 1/\sqrt{2}), (1/\sqrt{2}, -1/\sqrt{2}), (1/\sqrt{2}, i/\sqrt{2}), (1/\sqrt{2}, -i/\sqrt{2})\}$$

(2) 盲序列识别与解扩^[5]

将多天线盲合并后得到的信号 z_g 转换为 $L \times J$ 维的矩阵 Z_g , 其中, L 是扩展序列维度, 即扩展序列的长度, J 是调制符号维度, 即 UE 发送的调制符号的数量, 那么, 可以近似得到统计协方差矩阵 R_{Z_g} :

$$R_{Z_g} = Z_g Z_g^H / J \quad (2)$$

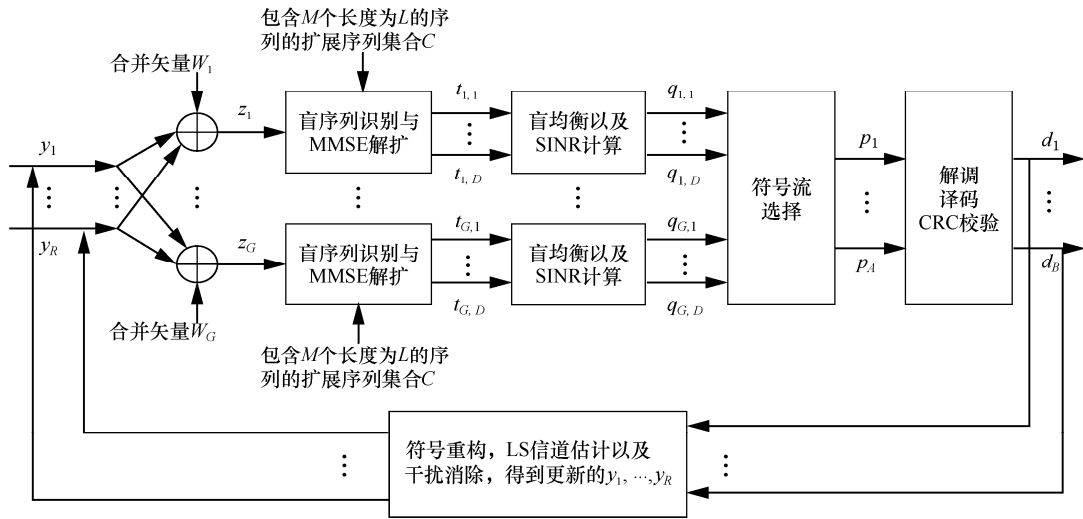


图3 盲检测干扰消除接收机的处理过程示意图

进一步,根据式(3)所示的度量准则,从包含 M 个长度为 L 的序列的扩展序列集合 C 中识别出 D 个(例如 $D=8$)具有最小度量的序列,记为 $C_{D,g}$,作为在合并矢量 W_g 下识别出来的可能被 UE 使用的扩展序列。信号干扰噪声比(SINR)较高的符号流,其识别度量通常较小。盲序列识别有利于明显降低盲检测过程的复杂度。

$$C_{D,g} = \arg \min_{(D)} c_m^H R_{Z_g}^{-1} c_m, m=1, \dots, M \quad (3)$$

然后,使用识别出来的 D 个序列分别对 Z_g 进行 MMSE 解扩,得到符号流 $t_{g,d}$:

$$t_{g,d} = \tilde{c}_d^H R_{Z_g}^{-1} Z_g, d=1, \dots, D, \tilde{c}_d \in C_{D,g} \quad (4)$$

(3) 盲均衡

由于没有信道信息,上述盲解扩只是实现了多用户干扰抑制,但并没有实现信道均衡。而如果一个扩展序列与某个 UE 匹配,上述盲解扩后得到的符号流中会存在相对应用户的数据调制符号流,其星座点分布是该 UE 发送的原始符号星座点的缩放旋转,如图4所示,图4(a)是 UE 发送的原始 BPSK 符号星座点,图4(b)是盲解扩后仍然带有信道缩放旋转的 BPSK 星座图。根据该星座点分布特征,可以通过一种分区匹配(partition

matching, PM)方法^[5]得到星座点的缩放和相位旋转量,实现盲信道估计。然后,对缩放和相位旋转量进行补偿便可将星座点恢复到原始星座点周围,如图4(c)所示,实现盲均衡,得到均衡后的符号流 $q_{g,d}$ 。盲均衡存在相位模糊问题,即盲均衡后所得的 BPSK 符号有可能是正确均衡所得的符号被旋转 180° 的版本,如图4(c)所示,原本三角所表示的符号,如果被正确均衡后应该是在 +1 点附近的,但由于盲均衡存在相位模糊问题,这些三角所表示的符号被均衡到 -1 附近了,即发生了 180° 相位模糊,这会影响后续的解调译码。相位模糊问题也可以考虑通过其他方法来解决,这里暂不讨论。

(4) 解调译码

利用盲均衡后得到的符号流,计算每个符号流的误差向量幅度(EVM)或等效 SINR。然后,对 SINR 进行排序,选择 SINR 较高的多个(例如4个)符号流,作为候选符号流 $p_a, a=1, \dots, A$ 。进一步,尝试对各个候选符号流进行解调译码。每个候选符号流是否能译码成功取决于循环冗余校验(CRC)的结果。如上所述,由于存在相位模糊问题,可以考虑将信号的多种可能性送入译码器进行解码,例如,对于二进制相移键控(BPSK),可以对 p_a 和

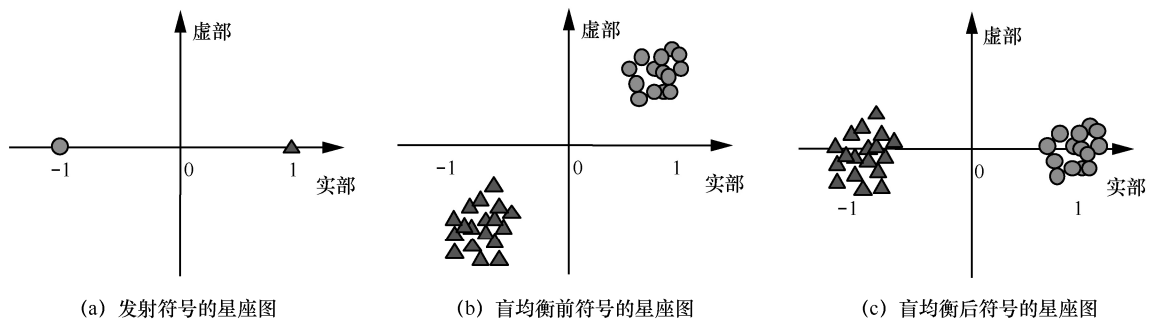


图4 发射信号和盲均衡前后信号的星座

$-p_a$ 均进行译码尝试。假设译码后得到 B 个译码正确的比特流 d_b , $b = 1, \dots, B$, 从 d_b 中提取 UE ID, 即可得知是哪个 UE 的数据被正确接收。

(5) 干扰消除

利用当前所有译码正确的 UE 的重构符号进行最小二乘 (LS) 联合信道估计, 得到或更新信道估计结果。然后, 进行干扰消除, 得到更新的接收信号 y_r , $r = 1, \dots, R$, 用于下一轮盲检测。随着被正确译码的 UE 数量越来越多, LS 联合信道估计结果会越来越准确。如此迭代, 当不存在任何 UE 的数据可以被正确接收时, 接收检测过程结束。

上述描述侧重于盲检测干扰消除接收机的关键步骤, 除此之外, 还会存在一些其他因素需要考虑和解决。例如, 对于衰落信道, 在上述盲信道估计以及 LS 信道估计中, 可以分段应用上述方法, 并进行适当的平滑处理。

对于上述盲检测干扰消除接收机, 盲检测过程的复杂度大约为 $O(IG(L^3 + JL^2 + JLD))$ 。其中, I 是整个接收检测过程的迭代次数, 与用户数量 K 有关; G 是预设的多天线接收信号合并矢量的数量, 与接收天线数量有关, 当采用单个接收天线时, $G=1$; J 是 UE 发送的调制符号的数量; L 是扩展序列的长度; D 是通过盲序列识别从扩展序列集合 C 中识别出来的扩展序列的数量。

需要说明的是, 由于 MUSA 方案使用的复数扩展序列的元素来自于集合 $\{1, i, -1, -i\}$, 序列元素仅实部或虚部有值, 而且实部或虚部的取值为 1

或 -1, 这使得涉及扩展序列的运算复杂度比较低, 仅需要执行加法运算。盲均衡采用的 PM 方法也比较简单, 仅需要执行加法运算即可完成对星座相位旋转量的估计, 无需复杂的欧氏距离计算。对于解调译码, 由于每次迭代对多个符号流进行译码以及存在相位模糊问题, 而且需要多次迭代, 译码模块会导致一定的复杂度。对于利用所有译码正确的 UE 的重构符号进行 LS 联合信道估计, 可以通过矩阵递增求逆方法^[4], 将其复杂度控制在较低的水平。

综上所述, 基于 data-only 的免调度 MUSA 方案, 充分利用了数据本身和调制符号星座图的统计特征来实现多用户盲检测, 不依赖参考信号进行用户识别与信道估计, 从而可以避免受到参考信号资源以及参考信号碰撞的限制, 可以节省参考信号资源开销。而且, 该方案可以通过空域、码域、功率域和星座域的多用户分辨力来保证性能, 有利于支持更多的 UE 数量或业务负载。

此外, 利用该方案, 基站每轮检测都是通过盲检测接收机对强信号进行识别检测和干扰消除, 当该强信号来自于相邻小区时, 很自然地就完成了小区间干扰消除这个过程, 这样基站后面再解调本区的边缘弱用户时就不会受这些邻区强干扰的影响, 因而可显著提升本区边缘用户的检测性能, 进而可以提高免调度高过载系统性能。

再进一步, 本小区可以通过基站间接口将正

确接收的数据传递给相邻小区，或者将正确接收的数据传递给上级服务器，这有利于改善边缘用户的性能。因为这些处于小区间的边缘用户，本身就比较弱，而且其小区发现过程是存在误差的。上述做法在一定程度上淡化了小区划分或小区概念，或者说是一种根据上行信号强度的小区划分：处于小区交界的用户上行信号只要被任何一个小区译码正确，都算传输成功。实际上这提供了一种很好的宏分集效果。不过这种宏分集需要利用基站间接口或上级服务器，也需要改变传统的系统仿真方法，所以本文的系统仿真中并没有考虑这种宏分集带来的增益。不过，即使不考虑这种宏分集带来的增益，仅仅考虑小区间干扰消除的增益，已经可以看到非常显著的性能提升。

3 性能评估

本节将对基于 data-only 的免调度 MUSA 方案的性能进行系统级仿真 (SLS) 评估。首先简要描述上述盲检测干扰消除接收机的链路到系统 (L2S) 建模^[7]，然后给出方案的性能评估结果。

3.1 评估方法

基于 data-only 的 MUSA 方案采用的盲检测干扰消除接收机的 L2S 建模与图 3 所示的接收机实际处理过程类似，不同的是，接收机实际处理过程是对具体符号的处理，而接收机 L2S 建模是对信道和 SINR 的处理。盲检测干扰消除接收机的 L2S 建模具体描述如下。

(1) 多天线信道合并

在当前小区中，获取各个激活 UE 到达当前小区基站 R 个接收天线的联合信道系数 $H_1, \dots, H_R$ 。其中，激活 UE 包括当前小区中的激活 UE 以及其他小区中的激活 UE，联合信道系数 H 包括频域信道系数以及 UE 使用的扩展序列。对于每个 UE，按照预设的合并矢量 W_g 将多个接收天线的信道进行空域合并，得到合并后的信道 F_g ， $g=1, \dots, G$ ， G 为预设的合并矢量的数量。

(2) 盲序列识别

将各个激活 UE 的多天线合并信道 F_g 分别转换为 $L \times J$ 维的矩阵，按照式 (5) 计算协方差矩阵 R_{F_g} 。其中， L 是扩展序列维度，即扩展序列的长度， J 是时频资源维度，与系统级仿真中频域信道系数的资源粒度有关，可以是调制符号数量，或者可以是 UE 占用的时频资源单元数量，UE 在这些时频资源单元上发送数据。 K 是激活 UE 数量。 I 为 $L \times L$ 的单位矩阵。

$$R_{F_g} = \frac{1}{J} \sum_{k=1}^K F_{k,g} F_{k,g}^H + \sigma^2 I \quad (5)$$

进一步，根据式 (6) 所示的度量准则，从包含 M 个长度为 L 的序列的扩展序列集合 C 中识别出 D 个 (例如 $D=8$) 具有最小度量的序列，记为 $C_{D,g}$ ，作为在合并矢量 W_g 下识别出来的可能被 UE 使用的扩展序列。

$$C_{D,g} = \arg \min_{(D)} c_m^H R_{F_g}^{-1} c_m, m=1, \dots, M \quad (6)$$

(3) SINR 计算与选择

对于一个目标激活 UE k ，如果其使用的扩展序列在一个或多个合并矢量下被识别到，则利用各个激活 UE 这些合并矢量下的多天线合并信道 F_g ，按照最小均方误差 (MMSE) 准则，分别计算该 UE 在这些合并矢量下的 SINR。

$$\text{SINR}_{k,g} = F_{k,g}^H \left(\sum_{i=1, i \neq k}^K F_{i,g} F_{i,g}^H + \sigma^2 I \right)^{-1} F_{k,g} \quad (7)$$

进一步，将目标激活 UE k 在这些合并矢量下的 SINR 进行排序，将较大的 SINR 作为该 UE 的候选 SINR，用于后续的检测判断。对于多个目标激活 UE，还可以将这些 UE 的候选 SINR 进一步排序，选择其中 A 个较大的 SINR，进行后续的检测判断。

(4) 获取等效 SINR 以及误块率 (BLER)

与传统的系统级仿真方法类似，通过基于接收比特互信息率 (RBIR) 的 L2S 映射方法获取等效 SINR^[8]。然后，根据等效 SINR 查找 AWGN 信道场景下不同 SNR 时的 BLER 性能链路曲线得到



BLER，作为本次传输的 BLER。进一步，将该 BLER 与 (0, 1) 范围内的 1 个随机数进行比较，如果小于则认为本次传输可以译码正确，否则认为本次传输译码失败。

(5) LS 信道估计误差与残留干扰

当存在 UE 被正确译码时，针对该 UE 进行干扰消除。盲检测干扰消除接收机利用当前所有译码正确的 UE 的重构符号进行 LS 联合信道估计，获取信道估计结果，用于干扰消除。那么，在系统级仿真中，需要建模 LS 信道估计误差，并根据该误差建模残留干扰。这里假设 UE1 被正确译码，经过分析，此时 LS 信道估计的归一化误差可以按照式 (8) 近似建模^[7]，其他情况可以以此类推：

$$\frac{|h_e|^2}{|h_1|^2} \approx \frac{\sum \text{SNR}_{\text{int}} + 1}{(x_1^H x_1) \text{SNR}_1} \quad (8)$$

可以通过链路仿真对上述盲检测干扰消除接收机的 L2S 建模进行验证校准，观察接收机采用实际解调译码的仿真结果与采用 L2S 建模的仿真结果是否吻合。图 5 给出了 UE 数量为 1、12 时盲检测干扰消除接收机 L2S 建模的验证校准结果。其中，采用的传输块大小为 20 byte，传输资源单元频域为 1 个物理资源块 (PRB)，时域为 6 ms，衰落信道模型为 TDL-C 300 ns^[9]，基站接收天线数量为 2。可以看到，采用 L2S 建模的仿真结果与采用实际解调译码的仿真结果基本一致。

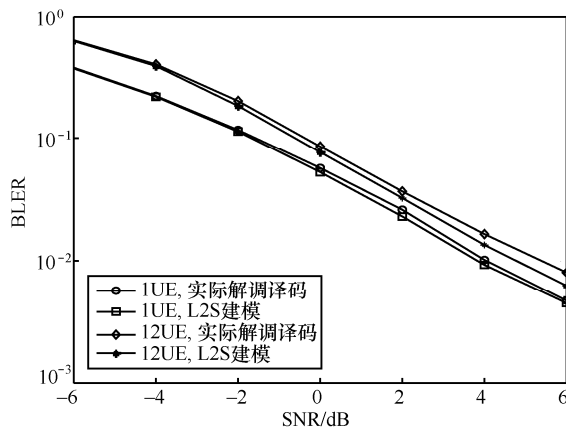


图 5 盲检测干扰消除接收机 L2S 建模的验证校准结果

3.2 评估结果

基于上述盲检测干扰消除接收机的 L2S 建模，在 mMTC 场景下对基于 data-only 的免调度 MUSA 方案的系统性能进行了仿真评估，采用的系统级仿真假设见表 1^[1]。

按照上述 mMTC 场景的系统级仿真假设，UE 和基站间的最大耦合损耗达到 144 dB，可以将 UE 的发射功率集中到 1 个 PRB 上，并且将 UE 分为 3 组，分别按照不同的重复次数进行传输，这样可以改善覆盖性能。

这里仿真评估了 3 个方案，包括基线方案、不考虑小区间干扰消除 (ICIC) 的 data-only MUSA 方案和考虑 ICIC 的 data-only MUSA 方案。其中，基线方案用于性能对比。基线方案采用了 24 个 DMRS，发射机处理过程没有扩展，接收机采用基于 DMRS 的盲用户识别以及 MMSE-IC 接收机^[7-10]，基本资源单元为 1 PRB + 1 ms，每个 UE 在其资源池内随机选择时频资源和 DMRS，3 组 UE 的重复次数分别为 1、4 和 16。data-only MUSA 方案没有 DMRS 开销，使用包含 64 个 4 长复数序列的扩展序列集合，接收机采用盲检测干扰消除接收机，基本资源单元为 1 PRB + 4 ms，每个 UE 在其资源池内随机选择时频资源和扩展序列，3 组 UE 的重复次数分别为 1、1 和 4，并且将第 1 组 UE 的扩展序列的总能量归一化为 1，以便公平对比。对于不考虑 ICIC 的 data-only MUSA 方案，仅对当前小区的 UE 进行识别检测和干扰消除，将其他小区的 UE 作为干扰。对于考虑 ICIC 的 data-only MUSA 方案，每轮都将对信号相对较强的 UE 均进行识别检测和干扰消除，不管该 UE 是否属于当前小区，以便进一步提升当前小区 UE 的检测性能。

data-only MUSA 方案的系统级仿真评估结果如图 6 所示。可以看到，由于能够避免受到参考信号资源以及参考信号碰撞的限制，并且由于能够实施 ICIC，data-only MUSA 方案可以支持

表 1 系统级仿真假设

仿真参数	仿真假设
载频与站间距	700 MHz, 1 732 m
仿真带宽	6 个物理资源块
信道模型	NR UMa 信道 ^[9]
业务分组大小	20 ~200 byte, 帕累托分布, 成形参数 $\alpha = 2.5$, 协议开销 29 byte
传输块大小	将业务分组进行分组, 每个传输块 25 byte, 其中包含 5 byte 分组开销
扩展序列	长度为 4 的复数扩展序列 ^[1]
重传/重复	将 UE 分为 3 组, 3 组 UE 使用不同的资源池以及重复次数
分组丢失判断准则	如果 1 个传输块在达到最大重复次数后没有被正确接收, 则认为丢失分组
每个小区的 UE 数量	100 个
UE 分布	小区内均匀分布, 20%室外用户, 80%室内用户, 用户移动速度 3 km/h
UE 功率控制	开环功率控制: $P_0 = -95$ dBm, $\alpha = 1$; 最大发射功率 23 dBm
UE 天线配置	天线数量 1 Tx, 天线增益 0 dBi, 天线高度参考 ^[9]
基站天线配置	天线数量 2 Rx, 天线增益 8 dBi, 天线高度 25 m, 下倾角 92°
基站接收机噪声指数	5 dB
信道估计	实际信道估计
基站接收机	MMSE-IC 接收机; 盲检测干扰消除接收机

非常高的业务负载。不考虑 ICIC 时, data-only MUSA 方案相对于基线方案大约有 100% 的增益。考虑 ICIC 时, data-only MUSA 方案的性能进一步得到大幅提升, 相对于基线方案有 300%~500% 的增益。这个结果也进一步验证了在系统层面上, 小区间干扰对免调度接入性能存在关键影响, 是免调度接入的一个性能制约因素。data-only MUSA 方案通过盲检测接收机对强信号进行识别检测和干扰消除, 无需利用小区级的扰码来进行干扰随机化, 很自然地就能实现小区间干扰消除, 淡化小区划分或小区概念。因此, 考虑 ICIC 的 data-only MUSA 方案可以克服小区间干扰的影响, 取得更大的性能优势, 而如第 1 节所述, 现有的基线方案并不容易实现这一点。

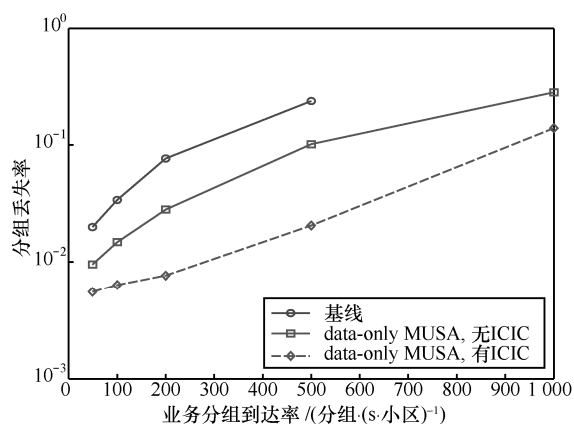


图 6 data-only MUSA 方案的系统级仿真评估结果

这里需要说明的是, 考虑 ICIC 时, 目前仅会将邻小区强干扰信号进行识别检测和干扰消除, 用于改善当前小区 UE 的检测性能, 并没有将该检测结果进一步统计或利用, 如果加以统计或利用, 则可以取得宏分集的效果, 整体性



能会进一步改善。

4 结束语

本文介绍了面向竞争式免调度高过载的 data-only MUSA 方案的发射机和盲检测干扰消除接收机, 提供了盲检测干扰消除接收机的 L2S 建模及其链路仿真验证结果, 然后对 data-only MUSA 方案的性能进行了系统级仿真评估。data-only MUSA 方案的盲检测接收机充分利用数据本身的特征来实现多用户盲检测, 不依赖参考信号进行用户识别与检测, 能够避免受到参考信号资源以及参考信号碰撞的限制, 因此, data-only MUSA 方案可以支持更大的业务负载。并且, 该方案通过盲检测接收机对所有接收到的用户信号均进行识别检测和干扰消除, 可以淡化小区划分, 支持小区间干扰消除, 从而可以在组网场景下克服小区间干扰的影响, 取得更大的性能优势。

参考文献:

- [1] 3GPP. Study on non-orthogonal multiple access (NOMA) for NR: TR38.812 V16.0.0[S]. 2018.
- [2] YUAN Z, YU G, LI W, et al. Multi-user shared access for internet of things[C]//2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring), May 15-18, 2016, Nanjing, China. Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-5.
- [3] TIAN L, YAN C, LI W, et al. On uplink non-orthogonal multiple access for 5G: opportunities and challenges[J]. China Communications, 2017, 14(12): 142-152.
- [4] 3GPP. Typical multi-user receivers for NOMA: R1-1801416 RAN1#92[S]. 2018.

- [5] YUAN Z, HU Y, LI W, et al. Blind multi-user detection for autonomous grant-free high-overloading multiple-access without reference signal[C]//2018 IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), June 3-6, 2018, Porto, Portugal. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-7.
- [6] YUAN Z, LI W, HU Y, et al. Blind receive beamforming for autonomous grant-free high-overloading multiple access[J]. arXiv: 1805.070, 2018.
- [7] 3GPP. Physical layer abstraction for NOMA SLS: RAN1# 94bis: R1-1810208[S]. 2018
- [8] IEEE. 16m evaluation methodology document (EMD): IEEE 802.16m-08/004r5[S]. 2009.
- [9] 3GPP. Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz: TR38.901 V14.3.0[S]. 2017.
- [10] 李卫敏, 唐红, 李剑, 等. 免调度非正交多址接入技术及其系统性能[J]. 中兴通讯技术, 2019, 2(1): 35-41.
LI W M, TANG H, LI J, et al. The grant-free NOMA technology and its system level performance[J]. ZTE Technology Journal, 2019, 2(1): 35-41.

[作者简介]



张诗壮 (1973—), 男, 中兴通讯股份有限公司无线研究院系统部部长, 主要研究方向为 4G/5G 系统架构设计。

袁志锋 (1979—), 男, 中兴通讯股份有限公司无线研究院算法部技术预研资深专家, 主要研究方向为新型多址技术、免调度传输、先进接收机、纠错码、自适应算法、MIMO 系统和高速软硬件算法等。

李卫敏 (1985—), 男, 中兴通讯股份有限公司无线研究院算法部技术预研高级工程师, 主要研究方向为 5G 物理层技术, 包括功率控制、干扰控制、非正交多址接入、海量机器通信等。