

免调度非正交多址技术及其接收机设计

On Grant-Free NOMA Technology and the Associated Receiver Design

邱刚/QIU Gang¹

田力/TIAN LI¹

王沙/WANG Sha¹

袁志锋/YUAN Zhifeng^{1,2}

(1. 中兴通讯股份有限公司, 深圳 518057;

2. 移动网络和移动多媒体技术国家重点实验室, 广东 深圳 518057)

(1. ZTE Corporation, Shenzhen 518057, China;

2. State Key Laboratory of Mobile Network and Mobile Multimedia Technology, Shenzhen 518057, China)

中图分类号: TN929.5 文献标志码: A 文章编号: 1009-6868 (2018) 02-0047-007

摘要: 主要探讨 5G 非正交多址 (NOMA) 及相应的接收机设计。NOMA 在与免调度传输结合时, 其收发机的设计除了需要考虑多用户干扰抑制及分集增益的最大化以外, 还需要考虑实际的用户检测和识别以及存在碰撞情况下的非理想信道估计。在经典的最小均方误差估计结合串行干扰消除 (MMSE-SIC) 接收机算法基础上, 针对几种不同的免调度实现方案给予相应的解决方案。仿真结果表明: 所提方案在误差传播抑制和复杂度降低等方面均有较好的性能增益, 在实际系统中可以同时满足免调度及高过载的业务需求。

关键词: NOMA; 免调度传输; 海量机器类通信 (mMTC)

Abstract: 5G Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) and the associated receiver design are discussed in this paper. When NOMA is combined with non-scheduled transmission, the suppression of multi-user interference and the maximization of diversity gain should be considered for the design of transceiver. It is also necessary to consider the realistic user detection, identification and the non-ideal channel estimation under contention-based transmission. Based on the classical minimum mean square error - successive interference cancellation (MMSE-SIC) receiver algorithm, the corresponding solutions are given for several different implementation schemes. Simulation results demonstrate that the system performance in terms of error propagation minimization and complexity reduction can be enhanced, and the true grant-free transmission and high overloading capability can be achieved.

Keywords: NOMA; grant-free transmission; massive machine-type-communications (mMTC)

与长期演进 (LTE) 类似, 第 5 代通信系统 (5G) 仍然首选正交多址作为基本的多址方式, 但与此同时非正交多址 (NOMA) 也受到广泛的关注和研究, 在第 3 代合作伙伴项目 (3GPP) Rel.15 中成功立项并有望在 1~2 Y 内完成标准化^[1]。与正交多址相比, 非正交多址可以在上下行系统容量、接入能力等方面提供性能增益^[2-4]。此外, 上行 NOMA 技术天然容易与免调度接入相结合, 进一步降低系统接入时延、信令开销以及终端功耗等^[5-6]。

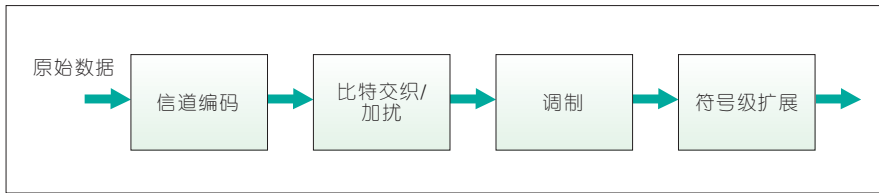
在基于免调度的接入假设下, 用户终端 (UE) 可以自发地进行上行传输, 而不需要发起调度请求等待调度, 因此可以节省信令开销并降低时延和功耗。由于 UE 自发地进行上行传输, 多个用户之间不可避免会形成竞争接入。虽然可以通过预配置或预留资源的方式避免竞争, 但在一般

情况下由于基站对 UE 何时会发起免调度传输并不知情, 资源利用率会相对较低, 因此采用竞争接入的方式更为合适。NOMA 技术的优势就在于: 即使多个用户共享同一份资源并在相同的资源上进行, 采用先进接收机仍可以实现多用户分离及成功解调。免调度和非正交多址的结合作为一种通用技术适用于多种场景, 例如: 针对海量机器类通信 (mMTC) 可以增加用户连接数及系统容量; 对于高可靠低时延 (uRLLC) 业务可以降低时延及频谱效率, 并能使移动宽带中的小包业务降低功耗, 使初始接入

由传统的 4 步简化为 2 步 (2-step RACH) 等^[7-8]。

一个典型的 NOMA 系统设计包括发射端处理和高级接收机设计。如图 1 所示, 通常发射端是采用低码率编码、比特级交织或加扰, 或符号级扩展等方式降低用户谱效, 从而在复用更多用户的同时减轻用户间的干扰, 进而使得接收端可以利用先进接收机进行多用户分离。典型的接收机包括基于最小均方误差和串行干扰消除 (MMSE-SIC) 的接收机、基于匹配滤波和串行干扰消除 (MF-SIC) 的接收机、基于最大似然 (ML)

收稿日期: 2018-01-16
网络出版日期: 2018-04-08



▲图1 发射端处理流程

的接收机,以及基于消息传递算法(MPA)的接收机等^[9-10]。接收机的选择与发射端的处理密切相关。

接收机的设计对NOMA系统尤其是其硬件实现的可行性和复杂度至关重要,在真实的免调度系统中接收机设计除了多用户检测算法的理论推导以外,还需要考虑很多实际因素,例如:非理想的用户识别、非理想信道估计、时频和频偏估计、复杂度降低等。

1 免调度 NOMA 接入技术的不同实现方案

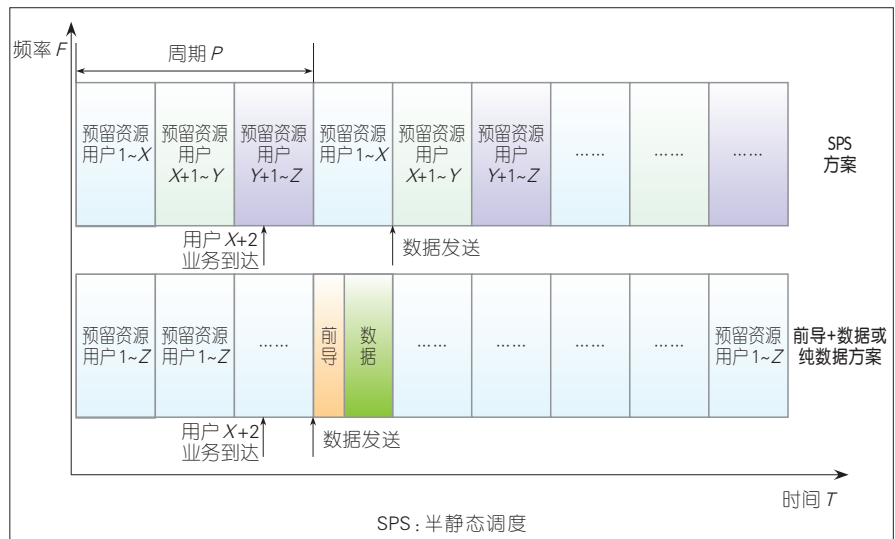
1.1 基于SPS的免调度方案

基于半静态调度(SPS)的免调度传输主要应用于无线资源控制(RRC)连接态下的数据传输,典型的应用有网络电话(VoIP)业务以及uRLLC业务,其主要特点为UE的时频资源是周期性预配置好的,如图2所示,因此对于每一次的上行传输不需要发起调度请求,可以节省信令开销和传输时延。基于SPS的免调度传输与NOMA技术的结合可以进一步提高资源利用率和频谱效率,尤其是针对非周期业务而言。当多个UE共享相同的物理资源时,一般可以通过预配置的参考信号(RS)资源进行用户识别。由于VoIP或是uRLLC业务的用户负载一般相对较小,因此复用在相同时频资源的UE可以配置正交的RS序列。由于每个UE资源配置的周期可以很小,所以其等待传输机会的时延也是相对可以接受的。对于节点(gNB)而言,每个时频资源上的潜在复用用户数是配置好的,但是每个发送时刻真实发起上行传输

的用户数取决于用户自己是否有缓存数据,因此接收端需要对活跃的UE进行盲检测。

当业务对接入连接数或用户负载非常高时,例如:在mMTC场景下,基于SPS的免调度传输方式则不太适用,因为:由于mMTC场景单小区需要支持的UE数目巨大(百万级),且RS序列数量有限(通常只有几个到几十个),所以很难通过周期性预配置的方式来避免所有用户的RS碰撞。另外,当潜在接入用户数目太大时,为了最小化RS碰撞的影响,SPS资源分配的周期会非常长,由此导致资源利用率过低,尤其是对于mMTC中大部分用户都是偶发小包的非周期性业务和大规模连接的情况下,会存在如下问题:

- 很难满足mMTC业务延迟需求;
- 很难进行混合自动重传请求(HARQ)重传;
- 很难支持mMTC业务的各种数据包大小;



▲图2 免调度传输的不同实现方案

• 精准的定时需求或在接收下行同步信号预分配之前的很长一段时间内UE必须处于唤醒状态,较难符合低能耗需求。

另外,对于移动用户存在小区切换状态下,相邻的多个小区需要同时给该用户预留周期性的资源,这进一步提高了每个小区潜在的接入用户数,增加了预配置的难度。

1.2 基于前导或RS的免调度方案

由上节分析可以推断出:当业务负载过高时UE资源间的碰撞几乎是不可避免的,此时可以采用UE随机选择资源的方式减少不必要的信令开销和等待时延,这里的资源包括时频资源和RS序列。

为了便于UE识别和信道估计,可以考虑如图2所示的前导序列加数据信道结构。前导序列可以认为是一种特殊的RS,用于识别不同的用户,例如:基于Zadoff-Chu(ZC)序列可以作为前导序列设计的出发点,其已广泛应用于物理随机接入信道(PRACH)、SRS和多用户多入多出(MU-MIMO)的解调参考信号(DMRS)中。为了克服mMTC用户同步不精准的问题,前导可以采用与数据部分不同的子载波间隔,用以增加时偏估计的范围,提升同步性能。

当用户负载较高时,为了减少碰撞概率,即避免相同时频资源上共享的多个 UE 选择同样前导序列,前导序列的资源池应该设计得足够大。值得注意的是:ZC 序列池的大小又受限于前导序列的长度。另一方面,为了保证信令开销在可接受的范围内,前导序列不能过长,因此 ZC 序列池大小是有限的。此外,多用户盲检测的复杂度与序列池大小成正相关的关系,即随着序列池大小的增长,多用户盲检测复杂度也线性增加。总之,在前导加数据的解决方案中,前导的设计是至关重要的,应该折衷考虑带宽、子载波间隔、根序列长度、循环移位等参数间的权衡。

1.3 基于纯数据的免调度方案

上述两种方案都依赖于基于前导或参 RS 的用户识别,由于 RS 的资源数往往是有限的,因此对于用户随机选择资源的免调度系统来说其性能会不可避免地受到碰撞的影响。另一种可以尝试的方案是:不依赖 RS 而进行盲的用户识别,其思想主要是尽可能利用数据本身和调制符号星座图统计特征来支持免调度和多用户盲检测。多用户盲检测是指当两个 UE 选择相同的物理资源时,仍可以对具有较高信号与干扰加噪声比(SINR)的强用户进行解码,主要是利用扩展码和星座图的先验信息和接收信号统计特征对强用户数据符号星座图的变化进行盲估计和盲均衡,从干扰信号中恢复强用户信号从而成功解码。此时数据中最好明确含有 UE ID,一旦数据解码成功,便可以实现 UE 识别。由于没有 RS,其初始盲信道估计的准确性也较为受限,但成功解码后的数据还可进一步用于优化信道估计,通过码字级干扰消除最小化误差传播,同时也可以用于解码具有较低 SINR 的 UE。基于纯数据的免调度解决方案的优势有:可以省去前导或 DMRS 的开销,提升系统频谱效率;由于系统性

能不受前导或参考信号资源数的限制,可以实现更高的过载能力。

2 接收机设计

2.1 传统的 MMSE-SIC

传统的码字级 MMSE-SIC 接收机主要应用于基于理想 UE 识别,即当多用户的资源(时频资源、扩频序列、RS 序列)均由基站预配置时的 NOMA 方案中。接收机处理过程如下。

假设有 N 个非正交用户共享同一份时频资源,其扩频因子为 L ,则在接收端 R 个天线端口的接收信号可写为:

$$y = \sum_{i=1}^N \hat{h}_i x_i + n \quad (1)$$

其中, y 是维度为 $LR \times 1$ 的接收符号向量, $[x_1, x_2, \dots, x_N]$ 是每个用户在该时频资源上发送的调制符号, $\hat{h}_i = (\hat{h}_{i,1}, \hat{h}_{i,r}, \hat{h}_{i,R})^T$ 代表第 i 个用户的等效信道。假设信号在该时频资源内的快速衰落是恒定的,且发射功率为 P_i ,每个用户每个接收天线端口的传播信道冲击响应为 $h_{i,r}$,第 i 个用户的 L 长扩频序列为 s_i ,则等效信道可以表示为 $\hat{h}_{i,r} = \sqrt{P_i h_{i,r} s_i}$,另外 n 是指功率为 σ^2 的加性高斯白噪声。对第 i 个用户而言,公式(1)中的接收信号可以表示为:

$$y = \sum_{i=1}^N \hat{h}_i x_i + n = \hat{h}_i x_i + z_i \quad (2)$$

其中, $z_i = \sum_{m \neq i}^N \hat{h}_m x_m + n$ 代表噪声与第 i 个用户受到其他用户的干扰之和。

线性 MMSE 接收机的均衡权值由公式(3)计算得出:

$$w_i = R_{z,i}^{-1} \hat{h}_i \quad (3)$$

其中, z_i 的协方差表示为:

$$R_{z,i} = \sum_{m \neq i}^N \hat{h}_m \hat{h}_m^* + \sigma^2 I_{LR} \quad (4)$$

其中, $()^*$ 代表 Hermitian 转置且 I_{LR} 是维度为 $LR \times LR$ 单位阵。如果信道已知或已通过 RS 估计得到,则基于线性 MMSE 均衡的第 i 个用户的 SINR 可以由公式(5)估计得到:

$$\text{SINR}_i = \hat{h}_i^* w_i = \hat{h}_i^* R_{z,i}^{-1} \hat{h}_i \quad (5)$$

根据 MMSE-SIC 的流程,优先选择 SINR 高的用户进行依次译码。这次假设第 i 个用户的 SINR 最高,第 i 个用户的信号可由公式(6)得出:

$$\hat{x}_i = w_i^* y \quad (6)$$

在该用户信号经过信道译码和循环冗余校验(CRC)校验并译码成功后,会进行串行干扰消除(SIC)的流程,即对该用户信号进行重构,再从接收到的总信号中消除重构的信号,然后尝试对 SINR 次高的用户进行均衡和译码,以此类推直到所有用户都成功译码,或所有的剩余用户都无法译码正确。

2.2 传统 MMSE-SIC 的改进

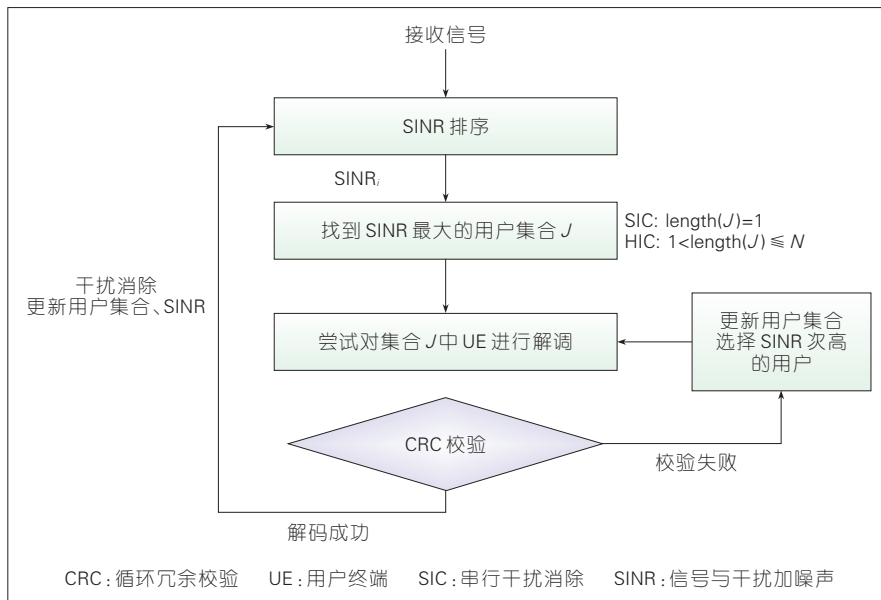
(1) 串并联合干扰消除(HIC)

HIC 是一种结合 SIC 和并行干扰消除的改进方案,其接收机流程如图 3 所示。与单纯的 SIC 流程相比,HIC 会根据公式(5)中统计的 SINR 的大小,尝试对具有较高 SINR 的多个用户并行进行解码,而不是逐一解码用户。在大多数情况下,HIC 可缩短处理延迟。与传统的 SIC 相比,由于每个用户有多个解码机会,所以综合译码性能可以得到提升。

(2) 数据辅助的信道估计改进

由于非理想的信道估计会导致干扰消除存在残余误差,即译码正确的信号无法完美重构及消除,尤其是较高功率 UE 的残留信号将对弱功率 UE 造成干扰,因此误差传播对于 SIC 接收机是至关重要的。本小节介绍一种利用译码正确的用户数据进行信道估计增强的方案。

假设第 1 个用户已经被正确解码,且 $p_1 = s_1 x_1$ 是用户 1 发送的扩频后



▲图3 改进的MMSE-SIC接收机流程图

符号,则该用户的信道估计值可通过最小二乘(LS)法来改进:

$$\hat{h}_1 = (p_1^H p_1)^{-1} p_1^H y \quad (7)$$

其中, y 是基于扩频后的接收信号。

若有多个用户的数据被成功解码,则多份数据会用于联合的信道估计增强。例如假设两个用户其扩频后符号分别为 p_1 和 p_2 ,则改进的信道估计如下:

$$\hat{h}_{1,2} = (p_{1,2}^H p_{1,2})^{-1} p_{1,2}^H y \quad (8)$$

其中, $\hat{h}_{1,2} = (\hat{h}_1, \hat{h}_2)^T$, $p_{1,2} = (p_1, p_2)$, $(\cdot)^T$ 表示转置运算。随着更多的用户被成功解码,则更多用户数据的符号可用于改进信道估计。通过改进的信道估计值可以最小化SIC算法中的误差传播,提升多用户解调性能。

(3) 复杂度降低

一般来讲,MMSE-SIC接收机的复杂度相对于最大似然估计类接收机是比较低的,它的复杂度随着UE数量呈线性增长。由上述公式可以看出:MMSE-SIC的复杂度主要源于矩阵求逆。矩阵求逆在某些情况下,如扩频长度太长或者有接收天线太多时,可能会非常高。在这种情况下,我们可以利用MMSE矩阵的复对

称性,在不降低准确性的前提下,通过增量矩阵求逆技巧诸如Sherman-Morrison公式^[11]或其他的降维算法,降低矩阵求逆的复杂度。

此外,传统码字级MMSE-SIC需要计算每个符号的协方差矩阵并对每个符号进行相应的矩阵逆处理。事实上,在NOMA的典型应用场景如mMTC或URLLC场景中,用户的移动速率较低,而且包不会很大,因此大多数情况下数据包在时域的信道变化很小。公式(4)中的协方差矩阵可以通过在多个符号上进行平均得到,不需要逐符号进行求逆操作,从而可以在保证较小的损失精度下进一步减少矩阵求逆数,降低MMSE-SIC接收机复杂度。

2.3 基于前导/RS方案的接收机处理

与传统的基于理想用户发现的MMSE-SIC相比,在基于前导或RS的传输方案中,接收机需要额外考虑基于前导/RS的实际用户检测和识别。

对于前导和数据一次性传输的方案,其接收机流程如图4所示。首先需要完成前导序列的盲检测,其中前导序列资源池是预定义的,例如:前导序列采用ZC序列,则可以使用

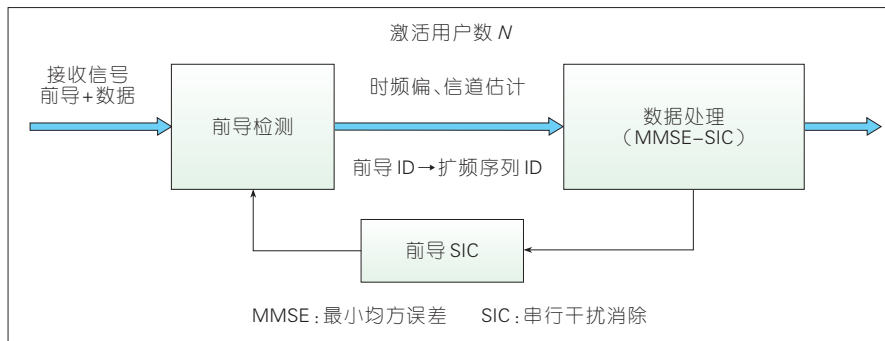
诸如根索引、循环移位(CS)、正交码(OCC)或频分复用(FDM)的相关参数用作区分用户的前导ID。可通过序列滑动窗相关,将相关峰值与一定虚警率下的门限值进行对比,检测该用户是否激活。一旦识别了用户的前导ID,则可以根据预定义的映射规则来确定该UE所使用的扩频序列。检测到的UE数、识别出的扩频序列,以及基于前导序列的信道估计将用于后续MMSE-SIC接收机的处理,该部分与图1所示的传统MMSE-SIC的数据处理过程类似。

关于免调度传输应该考虑的实际问题应包括:

(1) 虚警率。由于gNB不知道UE实际选择的前导序列,所以前导检测到的UE数可能大于实际发送的UE数。此时,gNB便会在MMSE-SIC过程中尝试解码虚警用户,这就引入了额外的复杂度。由于虚警用户的信道估计和SINR通常很低,对协方差矩阵的计算和实际发送用户的信道均衡影响几乎可以忽略不计,因此总体的接收机性能不会受影响。

(2) 漏检率。漏检率又分为2种:由低信噪比引起的漏检。在这种情况下,前导检测到的用户数小于实际发送的UE数,基站接收端不会对漏检用户进行数据译码的尝试,因而漏检用户的数据就认为是丢包了。对于其他正确检测出的用户来说,由于漏检用户的信道未知,其干扰无法通过MMSE均衡掉,所以整体性能也会有所影响。同时漏检用户的信噪比(SNR)通常也是比较低的,所以漏检对其他UE的解调性能影响不大。另一种为由碰撞引起的漏检,即如果两个或两个以上的UE选择相同的前导序列,则最多只有一个前导序列ID被检测到,这意味着将只有一个用户可能被检出。同时其相应的信道估计表现为多个UE信道响应之和,从而会导致干扰难以消除而引起系统性能的显著下降。

基于以上分析,前导或RS的碰



▲图4 基于前导的NOMA接收机流程

撞对免调度NOMA的传输性能有着重要的影响。一个可行的思路是通过SIC减轻前导序列碰撞问题,即当发生碰撞时(虽然gNB不知道前导是否碰撞,但gNB可假定检测到的前导序列总是被多个用户共享),如果其中一个强用户仍能够成功译码,则可通过如2.2节中所述的方法利用译码正确的数据对该用户的信道估计进行增强,然后重构并消除该用户的信号,gNB将尝试利用相同的前导序列在残留信号中寻找之前因为碰撞被覆盖掉的漏检用户。

2.4 盲MMSE-SIC检测

纯数据解决方案的接收机过程参见图5。由于没有用于用户识别的参考信号,所以对数据本身进行盲信道估计、盲均衡和译码,其处理

流程与传统的MMSE-SIC有明显区别,详细的实现过程如下:

(1)假设每个UE具有K个数据符号,且假设在这些符号内每个用户的快衰落是恒定的,那么对于每个扩频后的发送数据符号,其对应的接收信号可以表示为 $y = \sum_{i=1}^N h_i s_i x_i + n$, 其中

h_i 代表第*i*个UE的包含路损、阴影衰落、快速衰落效应的信道冲击响应, s_i 是第*i*个UE随机选取的扩频码, x_i 为第*i*个UE的调制符号, N 是UE总数, n 是加性高斯白噪声(AWGN)噪声。

(2)联立所有符号上的接收信号,表示为 $L \times K$ 维的矩阵 Y_l , 其中 L 是扩频长度,统计得到接收信号的协方差矩阵为 $R = Y_l Y_l^H / K$ 。

(3)由于不知道具体有多少个用

户存在于该时频资源上,因此需要遍历扩频序列池中的每个扩频序列,并进行联合信道均衡和解扩 $s_m^H R^{-1} y$ 。以 s_i^H 为例,均衡后的候选信号流见公式(9):

$$\begin{aligned} s_i^H R^{-1} y &= s_i^H (Y_l Y_l^H / K)^{-1} (h_i s_i x_i + z_i) \\ &= \frac{1}{h_i^H} s_i^H h_i^H (Y_l Y_l^H / K)^{-1} (h_i s_i x_i + z_i) \quad (9) \\ &= \frac{1}{h_i^H} A x_i + z_i' \end{aligned}$$

其中, $A = s_i^H h_i^H (Y_l Y_l^H / K)^{-1} h_i s_i$, z_i 和 z_i' 分别是解扩前后第*i*个用户受到的干扰。 $\frac{1}{h_i^H} A$ 可以等效为对原始星座点进行缩放和相位旋转的线性处理。

(4)如果该扩频序列对应的用户是有发送数据的,则接收信号中存在相对应的数据流分量,其盲均衡后的信号星座点通常是原始信号星座点的线性失真。对于未被任何用户使用的扩频序列对应的数据流分量,则其盲均衡后的星座点不会存在明显的结构性,更像是噪声一般散乱分布。这里我们只考虑前者,对盲均衡后的星座点补偿缩放和相位旋转后便可将原始星座点周围的估计信号放回原位, $\hat{x}_j = \frac{h_j^H}{A} s_j^H R^{-1} y$, 并计算每个候选信号流的误差向量幅度

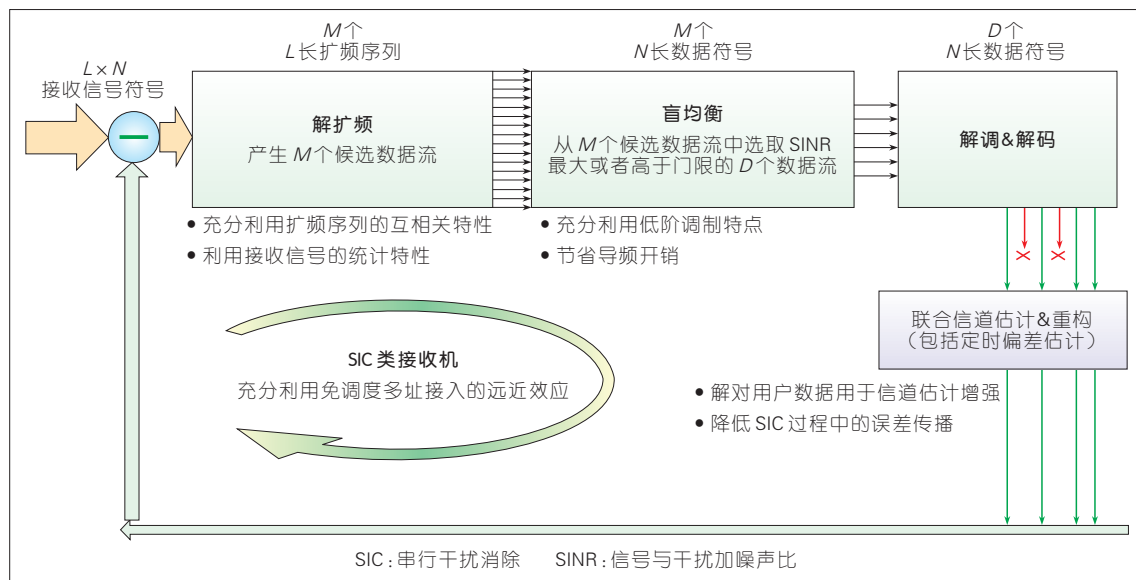


图5 纯数据方案的接收机盲检流程

(EVM)和等效 SINR。

(5)对 SINR 进行排序,选择具有最高 SINR 的多个候选信号流(考虑复杂度和可靠性,如 6 个)并尝试对其进行译码。对每个候选信号流 \hat{x}_j ,还考虑到星座点相位模糊的可能性,因此有必要将信号的多种可能性输入到译码器进行解码,例如:对于二进制相移键控(BPSK)星座点, \hat{x}_j 和 $-\hat{x}_j$ 都应该被送去译码尝试。每个信号流是否能译码成功取决于 CRC 校验的结果。

盲 MMSE-SIC 过程的其余部分和 SIC 流程结束的判定都与传统的 MMSE-SIC 相同。类似于基于前导的解决方案,盲 MMSE-SIC 检测也应该考虑虚警率和漏检率,但由于盲信道估计主要依赖于数据本身,所以可以避免碰撞的问题。

3 仿真结果

我们采用多用户共享接入(MUSA)^[9]作为非正交多址方案示例进行仿真对比。MUSA 为一种基于低互相关的符号级扩展方案,本例中采用扩展长度为 4 的序列,其扩展序列的元素取值于 $\{1, -1, j, -j\}$ 。图 6 中首先对比了理想信道估计下 MUSA 性能随用户负载的变化情况,其中调制方式为 QPSK,采用 Turbo 编码且码率为 1/2,接收机采用理想的 MMSE-SIC 或 MMSE-HIC。从仿真结果可以看出:在同时接入的用户数小于或等于 16 时,基于 MUSA 的非正交多址可以逼近单用户的性能,此时过载率(即用户数除以扩展序列长度)为 400%。当过载率进一步提升至 500% 即 20 个用户时,基于 MMSE-SIC 的 MUSA 会有 1.5 dB 的性能损失,而采用改进的 MMSE-HIC 接收机后性能略有提升。

需要注意的是:虽然理想信道估计下 NOMA 技术本身在支持 20 个用户时并没有明显性能损失,但是在真实信道估计下,如果仍采用基于导频的发射方案,那么由于导频端口的限制,例如:LTE 系统最多只支持 8 个导

频端口,当用户数多于 8 个时就会发生导频碰撞,其信道估计准确度难以保证,即同一资源上复用的用户数会受到较大限制。图 7 进一步给出了基于纯数据方案的 MUSA 性能。仿真假设免调度传输,调制方式为 BPSK, Turbo 编码码率为 1/2,接收机采用盲 MMSE-SIC 的检测方案,同时考虑实际的用户发现和真实信道估计。从仿真结果来看:随着用户数增多,系统的链路性能如误块率方面有所下降,但是由于纯数据的免调度传输方案并没有导频碰撞的限制,所以该仿真结果是表明其真实能支持的

用户数。

4 结束语

本文中我们主要讨论了 NOMA 以及其接收机设计,理论分析和评估了几种免调度 NOMA 实现方案的优缺点,并针对不同的免调度传输信道结构,基于 MMSE-SIC 接收机分别进行了针对性的优化和改进,并通过链路级仿真评估了所提方案和接收算法在用户接入过载能力方面的性能。

致谢

本研究得到中兴通讯袁弋非博

图 6 理想信道估计下 MUSA 方案性能对比

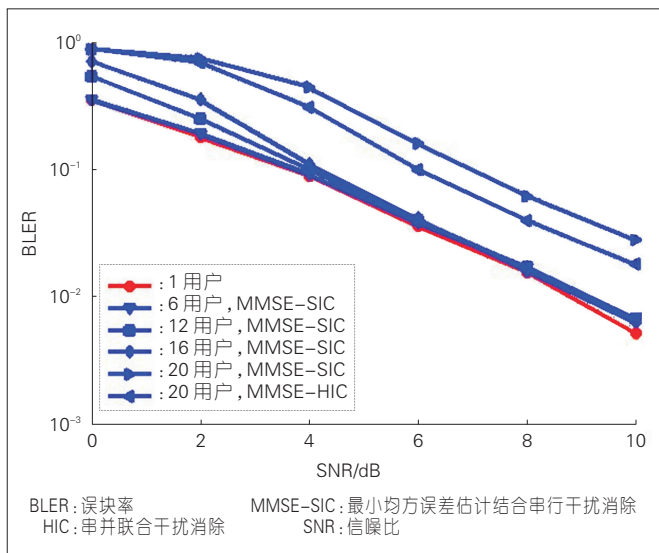
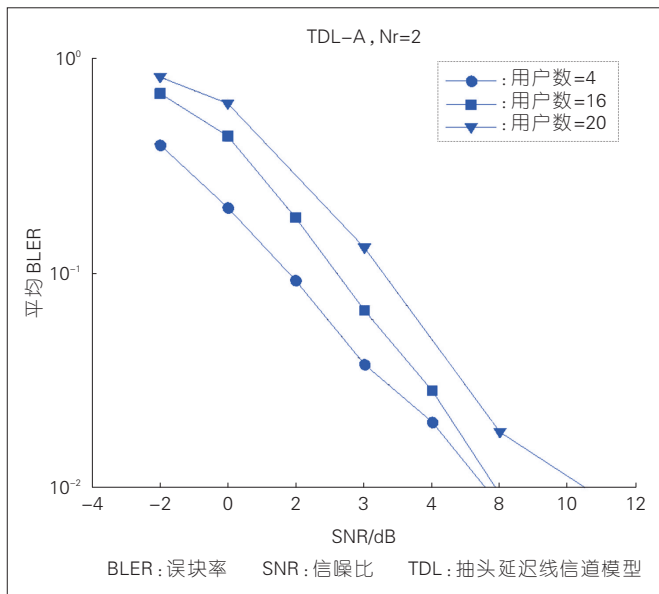


图 7 BPSK 调制下纯数据 MUSA 方案性能评估



士、曹伟博士、严春林博士、李卫敏工程师、戴建强工程师、胡宇洲工程师的大力帮助,谨致谢意!

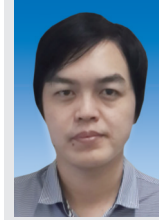
参考文献

- [1] 3GPP. SID on Non-Orthogonal Multiple Access for NR: RP-170681[S], 2017
- [2] SAITOY, KISHIYAMA Y, BENJEBBOUR A, et al. Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for Cellular Future Radio Access[C]// IEEE 77th Vehicular Technology Conference. USA: IEEE, 2013:1-5
- [3] DAI L, WANG B, YUAN Y, et al. Non-Orthogonal Multiple Access for 5G: Solutions, Challenges, Opportunities, and Future Research Trends[J]. IEEE Communications Magazine, 2015,53(9):74-81.DOI:10.1109/MCOM.2015.7263349
- [4] 3GPP. Study on Downlink Multiuser Superposition Transmission (MUST): TR 36.859[S], 2016
- [5] YUAN Z, YU G, LI W, et al. Multi-User Shared Access for Internet of Things[C]// IEEE 83rd Vehicular Technology Conference. USA:IEEE, 2016,(1):1-5.DOI:10.1109/VTCSpring.2016.7504361
- [6] 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
- [7] BOCKELMANN C, PRATAS N, NIKOPOUR H, et al. Massive Machine-Type Communications in 5G: Physical and MAC-Layer Solutions[J]. IEEE Communications Magazine,2016,54(9): 59-65. DOI:10.1109/MCOM.2016.7565189
- [8] 3GPP. Study on New Radio (NR) Access Technology Physical Layer Aspects: TR 38.802, v0.3.2[S]
- [9] TSE D. Fundamentals of Wireless Communications[M]. British: University of California
- [10] CHENG Y S, NEELY M J, CHUGG K M. Iterative Message Passing Algorithm for Bipartite Maximum Weighted Matching[C]// IEEE International Symposium on Information Theory, USA:IEEE, 2006
- [11] SHERMANJ, MORRISON J. Adjustment of an Inverse Matrix Corresponding to a Change in One Element of a Given Matrix[J]. The Annals of Mathematical Statistics, 1950, 21(1): 124-127

作者简介



邱刚,中兴通讯股份有限公司无线研究院副院长、高级工程师、专家委员会委员、首席系统架构师、LTE&5G研发总工兼产品经理,深圳市地方领军人才;主要负责4G LTE和5G的产品开发工作;作为课题组长完成多个重大专项;协同高速无线通信系统获2014年国家科学技术进步奖二等奖,第4代移动通信系统TD-LTE关键技术与应用获2016年国家科学技术进步奖特等奖,面向Pre5G的多天线/超大规模天线技术及应用获2016通信学会科技技术奖一等奖,并获2009—2016年度深圳市产业发展与创新人才奖。



田力,中兴通讯股份有限公司资深标准专家,同时担任《IEEE Transactions on Vehicular Technology》、《IEEE Access》等国际期刊审稿人,并担任IEEE Globecom 2017 workshop、WF-5G'18、EuCNC 2018等国际会议组委会委员;主要负责传播信道建模、5G物理层新空口标准、非正交多址技术等工作;参与多项国家自然科学基金及重大专项;共发表论文35篇。



王沙,中兴通讯股份有限公司无线算法部工程师;主要负责5G物理层新空口标准、非正交多址接入技术方面的工作。



袁志锋,中兴通讯股份有限公司无线算法部预研工程师;主要负责卷积码/RS码的FPGA收发系统、SOC ASIC芯片设计、新多址技术研究,研究领域涉及信息论、多址、纠错码、自适应算法、MIMO系统和高速软硬件算法;参与多项国家“863”及重大专项;发表论文10余篇。