



面向 5G 的非正交多址接入技术

毕 奇,梁 林,杨 珊,陈 鹏

(中国电信股份有限公司技术创新中心 北京 100031)

摘 要:为了满足未来 5G 在频谱效率和连接数等方面的需求,非正交多址接入技术日益受到产业界的重视。从多用户信息论的角度,首先,探讨非正交多址接入与正交多址的理论性能比较及其逼近多用户信道容量界的有效途径;其次,对功率域、星座域、码域 3 种非正交多址方案的设计原理、信号处理和性能增益进行了深入分析;最后,从网络运营的角度剖析了非正交多址接入技术的应用场景、对系统设计带来的影响和网络后向兼容性等问题。

关键词: 5G;多用户信道容量;非正交多址接入

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2015137

Non-Orthogonal Multiple Access Technology for 5G Systems

Bi Qi, Liang Lin, Yang Shan, Chen Peng

(Technology Innovation Center of China Telecom Co., Ltd., Beijing 100031, China)

Abstract: To meet the 5G requirements on spectral efficiency and number of connections, non-orthogonal multiple access (NMA) technology is becoming an important candidate technology. It was shed light on how NMA can be used to further improve spectral efficiency over OMA, in order to achieve the multiple user channel capacity. Detailed analysis were given on the design principle, signal processing and resultant performance gain of three typical NMA schemes including power-domain, constellation-domain and code-domain NMA. Furthermore, network operating aspects for NMA like deployment scenarios, system design impact as well as network backward compatibility were presented.

Key words: 5G, multiple user channel capacity, non-orthogonal multiple access

1 引言

在移动通信系统中,多址接入技术是满足多个用户同时进行通信的必要手段。在过去 20 多年间,每一代移动通信系统的出现,都伴随着多址接入技术的革新。多址接入技术的设计既要考虑业务特点、系统带宽、调制编码和干扰管理等层面的影响,也要考虑设备基带能力、射频性能和成本等工程问题的制约。

目前,全球 4G 网络建设方兴未艾,面向 2020 年的 5G 研究已在全世界范围内开启。与 4G 相比,5G 网络需提供更高的频谱频率、更多的用户连接数。纵观历史,1G 到 4G 系统大都采用了正交的多址接入技术,如图 1 所示。面向 5G,非正交多址接入(non-orthogonal multiple access, NMA)技术日益受到产业界的重视。一方面,从单用户信息论的角度,LTE 系统的单链路性能已经非常接近点对点信道容量,因而单链路频谱效率的提升空间已十分有限;另一方面,从多

收稿日期:2015-04-22;修回日期:2015-05-15

论文引用格式:毕奇,梁林,杨珊等. 面向 5G 的非正交多址接入技术. 电信科学, 2015137

Bi Q, Liang L, Yang S, et al. Non-orthogonal multiple access technology for 5G systems. Telecommunications Science, 2015137

用户信息论的角度,非正交多址接入技术不仅能进一步增强频谱效率,也是逼近多用户信道容量界的有效手段;此外,从系统设计的角度,非正交多址接入技术还可以增加有限资源下的用户连接数。下文将对非正交多址接入的技术原理、方案设计、信号处理流程、性能增益等进行进一步的分析。

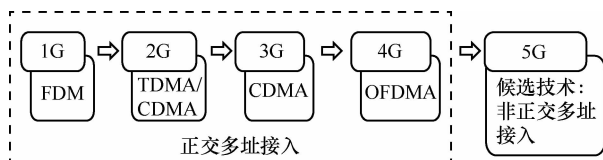


图1 移动通信系统中的多址接入技术革新

2 非正交多址接入系统模型和理论极限

由于通信系统的非对称性,上下行系统模型存在显著差别。上行通信系统是多点发送、单点接收,单用户功率受限,同时发送的用户数越多则总发送功率越高,发送端难以联合处理而接收端可以联合处理,相应的模型称作多接入信道(multiple access channel,MAC);下行通信是单点发送、多点接收,总发送功率受限,同时接收的用户数越多则分给单用户的功率越少,发送端可以联合处理而接收端难以联合处理,相应的模型称作广播信道(broadcast channel,BC)。由于系统模型和特点不同,上下行信道容量和最优传输策略也不相同。本节将对上下行信道容量分别进行分析^[1]。

2.1 上行多接入信道

上行高斯多接入信道的模型可以表示为 $y(t) = \sum_{i=1}^M x_i(t) + n(t)$ 。其中, $x_i(t)$ 为信源 $U_i (i=1, \dots, M)$ 编码后的发送信号,满足 $E[x_i^2(t)] \leq P_i$ 的功率约束,且多用户占用相同的带宽 W ; $n(t)$ 为加性高斯白噪声,其双边功率谱密度为 $\frac{N_0}{2}$; $y(t)$ 为接收信号。高斯多接入信道的容量是已知的,表示为^[1]:

$$\sum_{i \in U} R_i \leq W \log \left(1 + \frac{\sum_{i \in U} P_i}{N_0 W} \right) \quad (1)$$

其中, $U \subseteq \{1, \dots, M\}$ 。

以2个用户为例,基于式(1)可得到高斯多接入信道的容量,如图2中的折线所示。除明确上行多接入信道的容量界之外,满足容量的发送和接收策略也十分重要。在发送端,2个用户在相同的资源上发送各自随机编码后的调制信息,并在空口进行直接叠加。在接收端,为了达到图2中A、B

两拐点的容量,可以采用串行干扰删除(successive interference cancellation, SIC)接收机,即:先将用户1(或用户2)的符号当作干扰,译码用户2(或用户1)的符号;然后删除用户2(或用户1)的符号,再译码用户1(或用户2)的符号。然而基于SIC的策略不能直接达到线段AB(不包含A点和B点)上的容量。若要达到线段AB上的容量,可通过在A点和B点间进行正交复用或者在接收端采用多用户联合最大似然译码的方式实现。

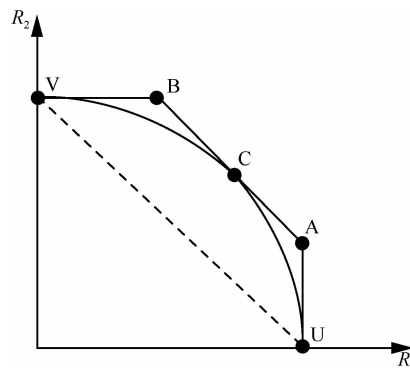


图2 2个用户的多接入信道容量界

图2中的U点和V点分别代表用户1和用户2独占所有资源时的信道容量。对于时分多址正交系统,假设2个用户在时间 T 内分别占用 T_1 、 T_2 的时间传输,且在各自传输的时间里满足 $E[x_i^2(t)] \leq P_i$ 的功率约束,则信道容量为:

$$(R_1, R_2) = \left(\frac{T_1}{T} W \log \left(1 + \frac{P_1}{N_0 W} \right), \frac{T_2}{T} W \log \left(1 + \frac{P_2}{N_0 W} \right) \right) \quad (2)$$

对于频分多址正交系统,假设2个用户占用的带宽分别为 W_1 、 W_2 ,且2个用户在各自频带内的信号功率谱密度与单用户独占带宽 W 时相同,则信道容量为:

$$(R_1, R_2) = \left(W_1 \log \left(1 + \frac{P_1}{N_0 W} \right), W_2 \log \left(1 + \frac{P_2}{N_0 W} \right) \right) \quad (3)$$

在此约束下,时分多址和频分多址正交的容量均如图2中的虚线所示。

进一步考虑借功率场景下的正交多址系统,即在时分多址时将功率约束放宽为 $\frac{1}{T} \int_0^T E[x_i^2(t)] dt \leq P_i$,则用户 i 在传输时间 T_i 内,功率可提升至 $E[x_i^2(t)] \leq P_i T_i / T$, $\forall t \in T_i$;类似地,在频分多址中,允许用户 i 在带宽 W_i 内发射全部的功率。这时时分多址和频分多址的信道容量分别为:



$$(R_1, R_2) = \left(\frac{T_1}{T} W \log \left(1 + \frac{P_1 T}{T_1 N_0 W} \right), \frac{T_2}{T} W \log \left(1 + \frac{P_2 T}{T_2 N_0 W} \right) \right) \quad (4)$$

$$(R_1, R_2) = \left(W_1 \log \left(1 + \frac{P_1}{N_0 W_1} \right), W_2 \log \left(1 + \frac{P_2}{N_0 W_2} \right) \right) \quad (5)$$

可以看到,借功率场景下,时分正交多址和频分正交多址的容量均如图2中的弧线所示^[1]。可借功率的正交多址系统可以在C点达到多接入信道的和容量。然而,当2个用户的功率不对等(即存在远近效应)时,如图3所示,虽然可借功率正交接入的C点和容量与多接入信道的A点和容量相等,但是C点所对应的 $R_1 \ll R_2$,用户间公平性较差。

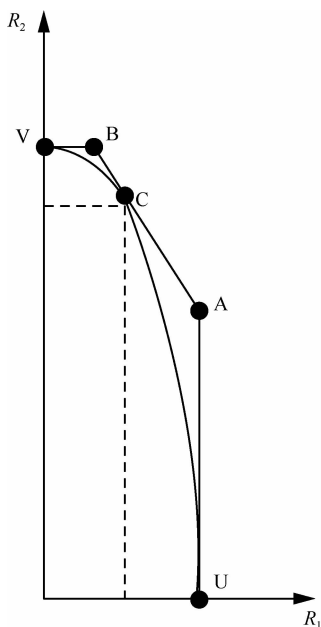


图3 功率不对等时的2个用户多接入信道容量界

LTE采用正交多址接入技术,而且还要考虑实际系统和小区间干扰等因素,上行信道不采用借功率方案^[2],因而仅能达到图2中虚线所表示的信道容量。若在5G系统中引入非正交多址接入技术,理论上频谱效率将有显著的提升空间。另一方面,虽然从上行多接入信道的角度,最优的发送策略是所有用户同时满功率发送,然而,实际的蜂窝通信系统是个复杂的干扰信道,且干扰不能完全消除,更多用户的同时发送将给相邻小区带来无法完全消除的干扰。因此,对于较多用户同时发送时的实际性能,还需考虑系统设计和工程约束,并进行全面的评估与优化。

2.2 下行广播信道

下行高斯广播信道的模型可表示为 $y_i(t) = x(t) + n_i(t)$ ($i=1, \dots, M$)。其中, $x(t)$ 为 M 个信源 U_i 联合编码后的发送信号,满足 $E[x^2(t)] \leq P$ 的功率约束,带宽为 W ; $n_i(t)$ 为第 i 个用户的加性高斯白噪声,其双边功率谱密度为 $\frac{N_0}{2}$; $y_i(t)$ 为第 i 个用户的接收信号。高斯广播信道中,多用户的信道质量可以排序,不失一般性假设 $N_1 \leq \dots \leq N_j \leq \dots \leq N_M \leq \dots \leq N_W$ 。因此,若一个用户 i 可以正确译码自身的信,则信道质量优于用户 i 的其他任意用户 j 也能正确译码用户 i 的信。因此,高斯广播信道是一种退化广播信道,其容量是已知的,可表示为^[3]:

$$R_i \leq W \log \left(1 + \frac{\alpha_i P}{N_i W + \sum_{j=1}^{i-1} \alpha_j P} \right) \quad (6)$$

其中, α_i 是分配给用户 i 的功率比例,满足 $\sum_{i=1}^M \alpha_i = 1$ 。

对于一般的退化广播信道,可以采用叠加编码(superposition code, SC)达到信道容量。而对于高斯广播信道,可通过发送端信号的直接叠加和接收端的串行干扰删除接收机来达到信道容量,具体地:给任意用户 i 分配一定的功率 $\alpha_i P$;在译码时,将信道质量好于用户 i 的用户 j ($N_j < N_i$)信息当作干扰,同时对信道质量差于用户 i 的用户 k ($N_k > N_i$)信息译码并删除。

以2个用户为例,考虑不同的功率分配因子,基于式(6)可得到高斯广播信道的容量,如图4中的实线所示。下行正交多址的容量与上行正交多址的容量类似,如图4中的虚线所示。由于下行多用户的总功率受限,因此没有借功率的场景。

通过式(6)可以看到,如果没有远近效应,也就是所有用户的噪声方差相同,则下行高斯广播信道下,非正交多址的容量与正交多址的容量相同;如果追求和容量最大的准则,则最优的策略是将所有功率分配给信道质量最好的用户,即图4中的A点。因此,在存在远近效应且考虑多用户公平性的实际场景中,非正交多址的理论容量优于正交多址,且能达到高斯广播容量限。

3 非正交多址接入方案设计

基于第2节的分析,非正交多址接入技术是逼近上行

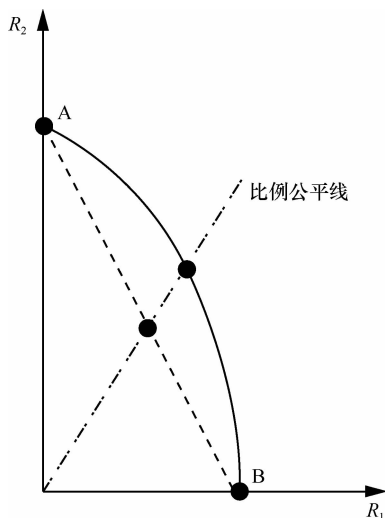


图 4 2 个用户的广播信道容量界

和下行信道容量界的潜在方法。本节将从功率域、星座域、码域 3 个维度,对相应非正交多址接入技术的设计原理、信号处理流程和性能增益进行详细分析。

3.1 功率域非正交多址接入

功率域非正交多址接入 (power-domain non-orthogonal multiple access, PNMA) 是指在发送端将多个用户的信号在功率域进行直接叠加,接收端通过串行干扰删除,区分不同用户的信号^[3-5]。以下行 2 个用户为例,图 5 展示了 PNMA 方案的发送端和接收端信号处理流程。

- 基站发送端:小区中心的用户 1 和小区边缘的用户 2 占用相同的/时/频/空资源,二者的信号在功率域进行叠加。其中,用户 1 的信道条件较好,分得较低的功率;用户 2 的信道条件较差,分得较高的功率。
- 用户 1 接收端:考虑到分给用户 1 的功率低于用户 2,若想正确地译码用户 1 的有用信号,必须先解调/

译码并重构用户 2 的信号,然后进行删除,进而在较好的 SINR 条件下译码用户 1 的信号。

- 用户 2 接收端:虽然用户 2 的接收信号中,存在传输给用户 1 的信号干扰,但这部分干扰功率低于有用信号/小区间干扰,不会对用户 2 带来明显的性能影响,因此可直接译码得到用户 2 的有用信号。

上行 PNMA 的收发信号处理与下行基本对称,叠加的多用户信号在基站接收端通过干扰删除进行区分。其中,对于先译码的用户信号,需要将其他共调度的用户信号当成干扰。此外,在系统设计方面,上行、下行也有一定的差别,详见第 4.2 节。

以下通过链路级仿真验证下行两用户 PNMA 方案相对正交多址方案的性能增益,仿真参数见表 1。正交多址方案中,2 个用户通过时分复用各占一半的资源;PNMA 方案中,功率分配的策略是比例公平地提升近端和远端用户的吞吐量,仿真结果如图 6 所示。由图 6 可知,近端和远端用户间的 SNR 差值越大,PNMA 的和吞吐量增益越大,这符合 PNMA 需要利用用户间远近效应的理论预期。当 SNR 差值固定时,随着近端用户 SNR 的增加,PNMA 的性能增益呈现先增大后减小的趋势。这是因为 PNMA 的增益本质来源于容量和功率的对数关系,因此在一个用户功率受限、另一个用户带宽受限时,性能增益更为明显。而仿真中,当两个用户的 SNR 都较低时,二者都处于功率受限区域;当两个用户的 SNR 都较高时,二者都处于带宽受限区域。

3GPP TR 36.814 的图 A.2.2-1 中^[6],给出了站间距为 500 m 的典型城市宏小区 (urban macro, UM) 场景下,系统级多小区仿真得到的用户 SINR 分布 (不考虑非正交的用

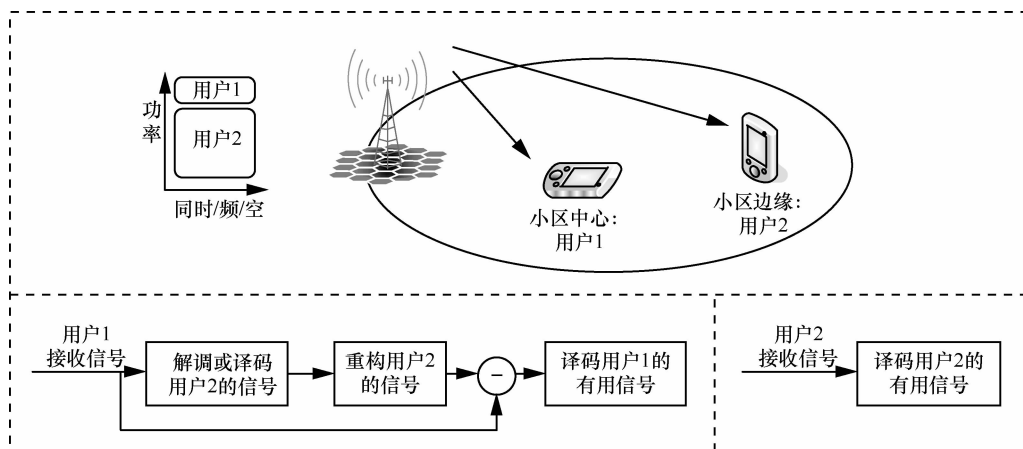


图 5 下行 PNMA 的收发端信号处理



表 1 链路级仿真参数设置

参数	取值
调制编码方式	基于 LTE 系统的调制编码
调制编码等级选择	自适应调制编码(AMC)
SNR 配置	近端用户 SNR - 远端用户 SNR = 3, 6, 9, 12 dB
信道模型	AWGN
正交调度资源分配	时分复用, 近端和远端各占一半的资源

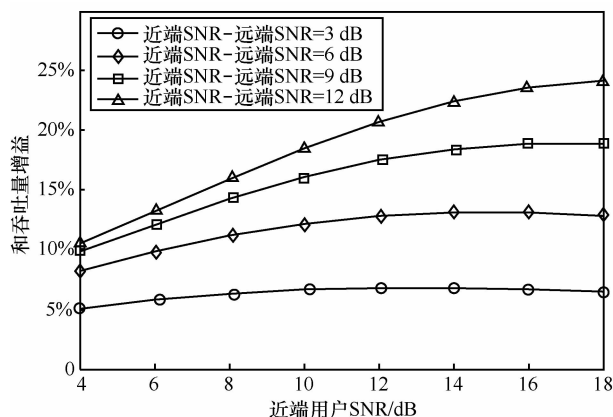


图 6 2 个用户功率域非正交的链路级和吞吐量增益

户间干扰),如图 7 所示。基于图 7 中的多用户 SINR 分布曲线,本文仿真了正交多址和功率域非正交多址的用户吞吐量性能,如图 8 所示。正交多址仿真中,采用时分轮询调度,每个用户占用的资源数相同;PNMA 仿真中,采用分组轮询调度,首先根据 SINR 将所有用户分成 2 组,即低 SINR 组和高 SINR 组,2 个组内的用户数目相等,然后通过轮询算法,每次从 2 个组中各选出 1 个用户进行配对,并采用 2 个用户的 PNMA 传输。初步仿真表明,相比正交多址方案,下行 PNMA 方案的小区平均吞吐量增益可以达到 18.9%,小区边缘吞吐量增益可以达到 28.8%。

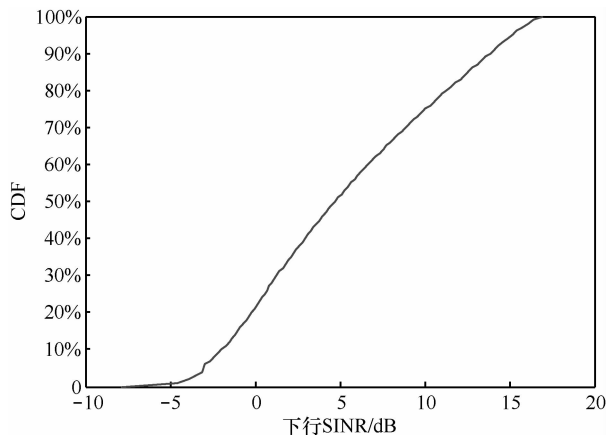


图 7 系统级多小区环境下的用户 SINR 分布(不考虑非正交的用户间干扰)

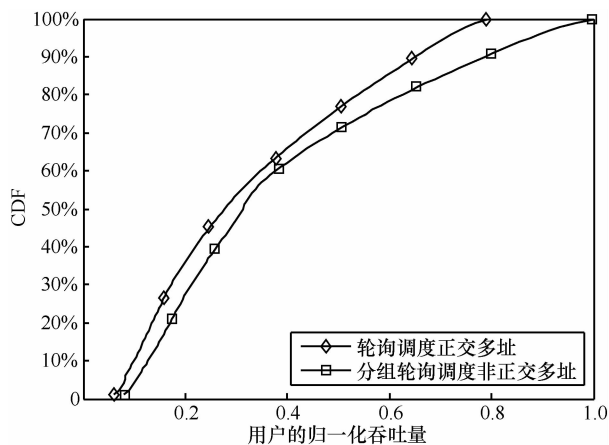


图 8 系统级多小区环境下的用户归一化吞吐量分布

3.2 星座域非正交多址接入

对于非正交多址技术方案,PNMA 是一种简单有效的办法。在信道容量推导中,要求发送信号为高斯调制,因此不同功率分配下的多个信号直接求和仍然服从高斯分布,PNMA 是实现容量最优的非正交多址方案。然而,LTE 等实际系统一般采用正交振幅调制(quadrature amplitude modulation,QAM),在某些功率分配下,多用户信号直接求和后的星座图将远离高斯分布,这会带来容量上的成形增益(shaping gain)损失。本节介绍的星座域非正交多址接入(constellation-domain non-orthogonal multiple access)是一种星座图可控的非正交多址增强方案,可以降低信号叠加带来的额外成形增益损失。

功率域非正交和星座域非正交是等效的方案。对于下行系统,功率域非正交是将多用户信息调制到星座图后进行叠加,而星座域非正交则是基于现有的星座图给不同的用户分配不同的比特。星座域非正交方案中的发送端星座图是固定可控的,因此除了理论上的成形增益外,发送信号的误差向量(error vector magnitude,EVM)、峰均功率比(peak-to-average power ratio,PAPR)也与单用户信号保持一致。此外,星座域非正交和功率域非正交的基带处理复杂度是近似的,但对于 LTE 系统,后者具有更好的后向兼容性。

星座域非正交方案的核心算法是多用户间的比特分配方式,如对于 16QAM 星座图的 4 个比特,哪些分给近端的用户,哪些分给远端的用户。对于高阶 QAM 调制而言,比特间有不等差错保护。以 16QAM 的 I 路(即 4PAM)为例,如图 9 所示,其两个比特的最小欧式距离是不同的,因而其差错抑制能力和对应比特所能承载信息的速率也是不同的。

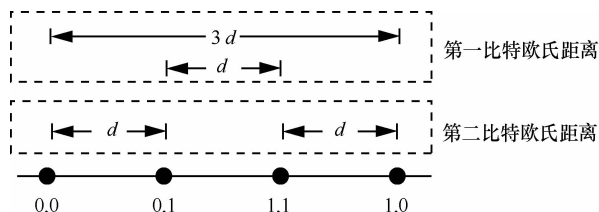


图 9 4PAM 星座不等差错保护示意

根据链式法则无损信道容量, $I(b_1b_2;Y)=I(b_1;Y)+I(b_2;Y|b_1)$, 其中 b_1b_2 为调制比特, Y 为接收星座点, $I(\cdot)$ 为互信息函数。对于 QAM 调制, 最优的解调是将 b_1b_2 和译码作为整体的最大似然估计。为了降低复杂度, 通常分离解调和译码, 而且 QAM 各个比特是独立解调的, 此时的可达容量为 $I(b_1;Y)+I(b_2;Y)$ 。由于 $I(b_2;Y|b_1)>I(b_2;Y)$, 这将带来一定的容量损失。对于 LTE 系统, b_1b_2 在相同的编码码字中, 基于链式法则无损信道容量的译码是十分复杂的, 但如果 b_1b_2 对应到两个码字时, 链式法则的应用就比较简单, 即可以先解调一个比特并译码, 然后在已知这个比特时再解调另一个比特并译码, 也就是多级编码(multi-level code, MLC)方案^[7]。

考虑下行 2 个用户的非正交方案, 每个用户有 1 个码字, 则可直接应用链式法则。不失一般性假设, 远端用户两比特的容量满足 $I_1^F>I_2^F$, 近端用户两比特的容量满足 $I_1^N>I_2^N$ 。考虑到信息论中容量与功率的对数关系, 可以证明 $I_1^F/I_2^F>I_1^N/I_2^N$ 。

假设正交调度下 2 个用户各占一半的资源, 则信息容量为:

$$(R^F, R^N) = (0.5 \times (I_1^F + I_2^F), 0.5 \times (I_1^N + I_2^N)) \quad (7)$$

若优先将比特容量高的比特分给远端用户, 并保证远端用户容量不变, 2 个用户的容量分配可表示为:

$$(\tilde{R}^F, \tilde{R}^N) = \left(0.5 \times \left(1 + \frac{I_2^F}{I_1^F} \right) \times I_1^F, 0.5 \times \left(1 - \frac{I_2^F}{I_1^F} \right) \times I_1^N + I_2^N \right) \quad (8)$$

可以看到, $\tilde{R}^F=R^F$ 且 $\tilde{R}^N>R^N$ 。这表明相比于正交多址, 星座域非正交多址在不改变远端用户容量时, 能够提升近端用户容量。此方案的比特分配策略是, 将比特容量高的比特尽量多地分配给远端用户。通过这种方式, 也可在不改变近端用户容量的前提下, 提升远端用户容量。

3.3 码域非正交多址接入

码域非正交多址接入(code-domain non-orthogonal multiple access) 技术是指多个数据层通过码域扩频和非正交叠加后, 在相同的时频空资源里发送, 这多个数据层可以来自一个或多个用户。接收端通过线性解扩频码和干扰删除操作来分离各用户的信息。扩频码字的设计直接影响此方案的性能和接收机的复杂度, 是十分重要的因素。低密度码(low density signature, LDS)是码域扩频非正交技术的一种特殊实现方式^[8], LDS 扩频码字中有一部分零元素, 因此码字具有稀疏性。这种稀疏特性使接收端可以采用较低复杂度的消息传递算法(message passing algorithm, MPA), 并通过多用户联合迭代, 实现近似多用户最大似然的译码性能^[9]。

进一步, 若将 LDS 方案中的 QAM 调制器和线性稀疏扩频两个模块结合, 进行联合优化, 即直接将数据比特映射为复数稀疏向量(即码字), 则形成了稀疏码多址(sparse code multiple access, SCMA)方案, 如图 10 所示^[3,10,11]。稀疏码多址是一种基于码本的、频谱效率接近最优化的非正交多址接入技术。如图 11 所示, SCMA 编码器在预定义的码本集合中为每个数据层(或用户)选择一个码本; 然后基于所选择的码本, 信道编码后的数据比特将直接映射到相应的码字中; 最后将多个数据层(或用户)的码字进行非正交叠加。

相比于正交多址方案, SCMA 有以下方面的性能优势: 扩频分集增益, 可利用码域扩频对抗信道衰落; 当复用层数大于扩频因子(即占用的资源数)时, SCMA 能够达到更高的传输速率和用户连接数; 基于码字的稀疏性, 在接收端采用低复杂度、性能近似最优的迭代 MPA 检测算法;

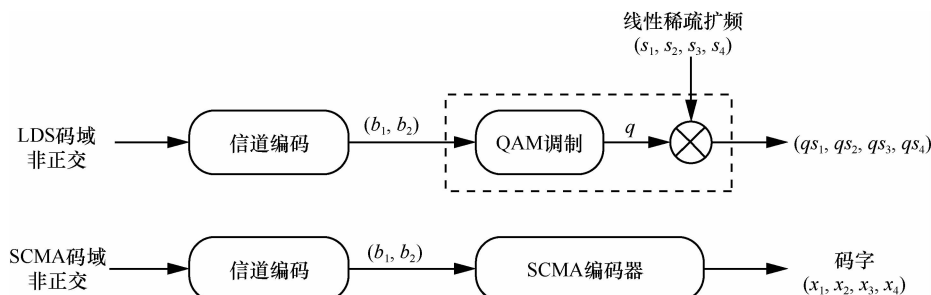


图 10 码域非正交多址方案: LDS 与 SCMA

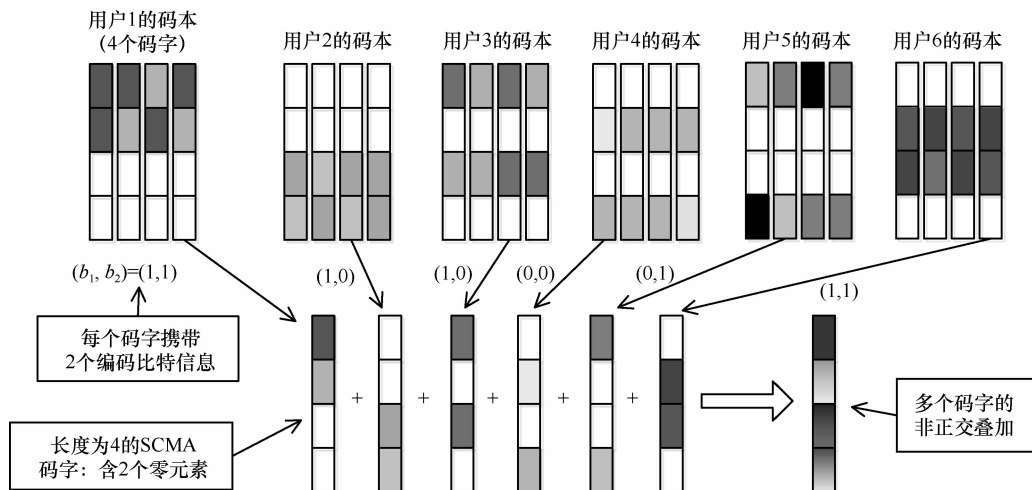


图 11 SCMA 非正交叠加示例图(码长为 4,用户数为 6)

QAM 调制器和线性稀疏扩频的联合优化可带来额外的多维调制编码增益。

3.4 方案小结

通信原理中,数字通信系统的调制可以表示为 $A \cos(\omega t + \varphi)$ 。广义上可将多址看作一种特殊的调制技术,因而有幅度(功率) A 、频率(码字) ω 、相位(星座) φ 3 个潜在的优化方向。功率域非正交多址是利用功率分配,即优化 A ,实现多用户的调制多址技术;星座域非正交多址则基于星座图中 A 和 φ 的联合优化,实现多用户的调制多址技术;码域非正交多址除了在星座图上的优化外,还引入了扩频码字,即联合 A 、 ω 、 φ 做进一步的多维优化。可见,3 种方案能够以递进的层次统一到一个整体中。随着优化维度的增加,非正交方案的理论性能会有一定的增强,但同时也意味着复杂度的提升。实际系统中,需要同时考虑不同方案的性能增益、系统复杂度和工程非理想约束,以寻求最优的折中方案。

4 非正交多址的应用场景与系统设计

4.1 应用场景

如前所述,相比于正交多址技术,非正交多址技术能获得频谱效率的提升,且在不增加资源占用的前提下同时服务更多用户。从网络运营的角度,非正交多址具有以下 3 个方面的潜在优势。

(1) 应用场景较为广泛

非正交多址技术对站址、天面资源、频段没有额外的要求,潜在可应用于宏基站与微基站、接入链路与回传链路、高频段与低频段。而且,终端和基站基带处理能力的不断增强将为非正交多址技术走向实际应用奠定坚实的基础。

(2) 性能具有顽健性

非正交多址技术在接收端进行干扰删除/多用户检测,因此仅接收端需要获取相关信道信息,一方面减小了信道信息的反馈开销,另一方面增强了信道信息的准确性,使其在实际系统中(特别是高速移动场景中)具有更加顽健的性能。

(3) 适用于海量连接场景

非正交多址可以显著提升用户连接数,因此适用于海量连接场景。特别地,基于上行 SCMA 非正交多址技术,可设计免调度的竞争随机接入机制,从而降低海量小分组业务的接入时延和信令开销,并支持更多且可动态变化的用户数目。此时,有上行传输需求的每个用户代表 1 个 SCMA 数据层,在免调度的情况下,直接向基站发送数据。同时,接收端通过多用户盲检测,判断哪些用户发送了上行数据,并解调出这些用户的数据信息^[3]。

4.2 系统设计

在系统设计方面,非正交多址接入技术可复用 LTE 系统的信道编译码、OFDM、参考信号等设计,并能够与既有 MIMO 技术进行结合,具有一定的后向兼容性。

基于 LTE 系统,引入非正交多址技术将带来多个层面的改动,具体见表 2。

5 结束语

本文对非正交多址接入技术进行了分析。从信息论的角度,非正交多址接入技术可以逼近下行广播信道和上行多接入信道的容量界。从方案设计的角度,非正交多址可通过功率域非正交、星座域非正交、码域非正交叠加来实

表 2 非正交多址技术带来的系统设计影响

	上行	下行
多用户配对与调度	利用多用户比例公平,完成不同配对对用户数下的用户配对,并实现正交多址与非正交多址之间的自适应切换,其中: · 配对用户间需具有一定的信道质量差异,即需利用用户间的远近效应; · 上行 SCMA 方案可应用于免调度场景	
传输速率分配	基于共调度用户间的干扰情况,调整每个数据层的传输速率	基于各用户所分配的功率以及共调度用户间的干扰情况,调整每个数据层的传输速率
调制与比特映射	· 功率非正交:复用 LTE 的调制方式; · 星座非正交:设计多用户的比特分配方案; · 码域非正交:设计新的多址调制码本	
发送功率	潜在的功率控制优化	下行整体功率受限,需设计多用户间的功率分配方案
调度信令	码域非正交:将基站调度的扩频序列或码本通知给终端	· 对于小区中心用户,若要译码并删除小区边缘用户的信号,则需获知小区边缘用户的相关调度信息; · 对于小区中心和边缘用户,都需知道用户间的功率分配比例
基带接收算法	干扰删除或多用户联合检测接收机	

现。从网络运营的角度,非正交多址能够提升频谱效率和用户连接数,具有较为广泛的应用场景,性能具有顽健性,适用于海量连接场景,且对 LTE 系统具有一定的后向兼容性。

在实际系统中,非正交多址的性能还依赖于基站调度实现、比特分配或码本设计以及接收机算法等。为了验证其在实际设备能力和信道环境下的性能,还需开发非正交多址的试验验证系统,这也是后续工作重点。

参考文献

1 Thomas M C, Joy A T. Elements of Information Theory (Second Edition). Hoboken New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2006

2 3GPP TS 36.213. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Layer Procedures, 2013

3 METIS D2.3. Components of a New Air Interface-Building Blocks and Performance, 2014

4 Benjebbour A, Saito Y, Kishiyama Y, *et al.* Concept and practical considerations of non-orthogonal multiple access (NOMA) for future radio access. Proceedings of International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems, Naha, Japan, 2013: 770~774

5 Katayama H, Kishiyama Y, Higuchi, K. Inter-cell interference coordination using frequency block dependent transmission power control and PF scheduling in non-orthogonal access with SIC for cellular uplink. Proceedings of 7th International Conference on Signal Processing and Communication Systems, Carrara, VIC, Italy, 2013: 1~5

6 3GPP TR 36.814. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Further Advancements for E-UTRA Physical Layer Aspects, 2010

7 Wachsmann U, Fischer R F H, Huber J B. Multilevel codes: theoretical concepts and practical design rules. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(5): 1361~1391

8 Hoshyar R, Razavi R, AL-Imari M. LDS-OFDM an efficient

multiple access technique. Proceedings of IEEE 71st Vehicular Technology Conference, Taipei, China, 2010: 1~5

9 Hoshyar R, Wathan F P, Tafazolli R. Novel low-density signature for synchronous CDMA systems over AWGN channel. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(4): 1616~1626

10 Hosein N, Hadi B. Sparse code multiple access. Proceedings of IEEE 24th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, London, England, 2013: 332~336

11 Nikopour H, Yi E, Bayesteh A, *et al.* SCMA for downlink multiple access of 5G wireless networks. Proceedings of IEEE Global Communications Conference, Austin, TX, USA, 2014: 3940~3945

[作者简介]



毕奇,男,博士,中国电信股份有限公司技术创新中心主任、北京研究院总工程师,2000 年及 2002 年,两次获贝尔实验室总裁金质奖,领导团队于 2003 年获贝尔实验室基础科学研究部最佳创新团队奖;2002 年获得历史性的突破,成为 1949 年来第一位来自中国大陆的贝尔实验室院士;2005 年,获全美亚裔最佳工程师奖;国际电机电子工程师学会会士;2010 年全职回国并入选中共中央组织部第四批千人计划,目前拥有 42 项美国国家专利及 66 项欧洲专利。

梁林,男,中国电信股份有限公司技术创新中心工程师,长期从事移动通信关键技术与仿真工作。

杨姗,女,中国电信股份有限公司技术创新中心工程师,长期从事移动通信关键技术仿真与标准研究工作。

陈鹏,男,博士,中国电信股份有限公司技术创新中心高级工程师,长期从事移动通信关键技术研究及标准研究工作。