



北邮信息理论
与技术教研中心

BUPPT Information Theory & Technology Center

第三章

双工与多址技术



主讲人: 牛 凯

niukai@bupt.edu.cn



前面已指出，在移动通信中两个最核心的问题是如何克服信道与用户带来的两重动态特性。上一章着重分析了信道的动态性，这一章将讨论用户动态性及其带来的一系列问题。

移动通信与固定式有线通信的最大差异在于固定通信是静态的，而移动通信是动态的。为了满足多个移动用户同时进行通信，必须解决两个问题：首先是同一个用户的上下行链路的动态划分与识别，这就是所谓的双工(Duplex)技术；其次是多个用户地址的动态划分与识别，这就是所谓多址(Multiple Access)技术。

§ 3.1 双工与多址技术的基本概念



- 移动用户要建立通信，首先要实现上下行链路的动态连接，即在服务范围内利用建立基站与移动台之间的双向通信链路。
- 其次要实现动态寻址，即利用开放式的射频电磁波寻找用户地址。

§ 3.1 双工与多址技术的基本概念

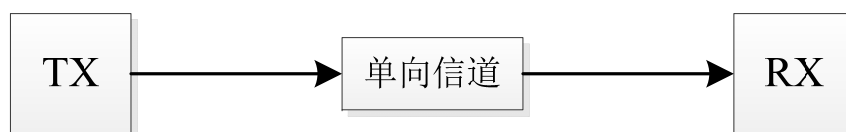


- 在第一代(1G)~第四代(4G)移动通信系统中，为了满足上下行链路同时通信、实现多个移动用户同时寻址，采用了正交化的双工与多址技术，即上下行链路信号之间、多个用户地址信号之间必须满足相互正交特性，以避免产生链路间与地址间的相互干扰。
- 在第五代移动通信系统中，突破了正交性的约束条件，引入了全双工与非正交多址的新型技术，进一步提高了系统容量与频谱效率。

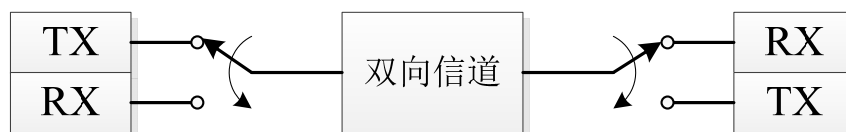
§ 3.1 双工与多址技术的基本概念



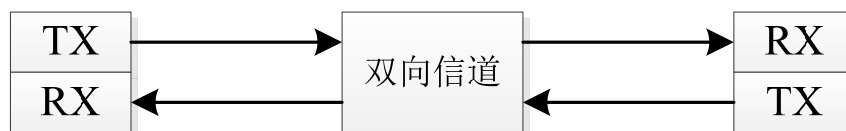
- 3.1.1 工作方式
- 按照信号传输方向与处理时间的不同，点到点通信系统有三种工作方式：单工(Simplex)、半双工(Half Duplex)、双工(Duplex)。



(a) 单工通信



(b) 半双工通信



(c) 双工通信

§ 3.1 双工与多址技术的基本概念



- 单工通信方式，一侧的通信设备只具有发射功能，而另一侧只具有接收功能，通信信道是单向传输的。单工通信主要应用于公共通信系统中，例如：广播、电视、寻呼、遥感、遥测、卫星导航等。
- 半双工方式虽然具有双向通信的功能，但同一时段只能支持一个方向的通信，因此其通信效率较低。
- 半双工通信一般应用于专用通信系统，例如：集群通信、步话系统、对讲系统、无线电台等。

§ 3.1 双工与多址技术的基本概念



- 双工通信方式，两侧的通信设备都具有信息收发功能，可以实现信息的同时双向传输。
- 与半双工通信相比，双工通信不必采用外部开关切换，通信效率较高，一般应用于各种商用通信系统中，例如：卫星通信、移动通信、数据通信等。
- 在移动通信网络中，为了支持多个用户的双工通信，基站不仅要分辨单个用户的双向通信链路，而且要区分各个用户的通信地址。双工与多址技术具有共性特点，广义来看，都是对链路或用户信息的辨识。



3.1.2基本原理

- 第一代(1G)~第四代(4G)移动通信系统中的双工与多址技术，从原理上看与固定通信中的信号多路复用是类似的，实质上都属于信号的正交划分与设计技术。
- 不同点是多路复用的目的是区别多个通路，通常是在基带和中频上实现，而移动通信中的双工与多址是区分不同的链路/用户地址，通常需要利用射频频段辐射的电磁波来寻找动态的链路/用户地址，同时为了实现链路信号之间互不干扰，信号之间必须满足正交特性。



3.1.2 基本原理

- 信号的正交特性具体是通过信号的正交参量 λ_i , $i=1,2,\dots,n$ 来实现的。即
- 1)在发送端, 设计一组相互正交信号如下

$$x(t) = \sum_{i=1}^n \lambda_i x_i(t) \quad (3.1.1)$$

$$= \sum_{i=1}^n \lambda_{\Delta xi} + \sum_{i=1}^n \lambda_i x_i(t) \quad (3.1.2)$$

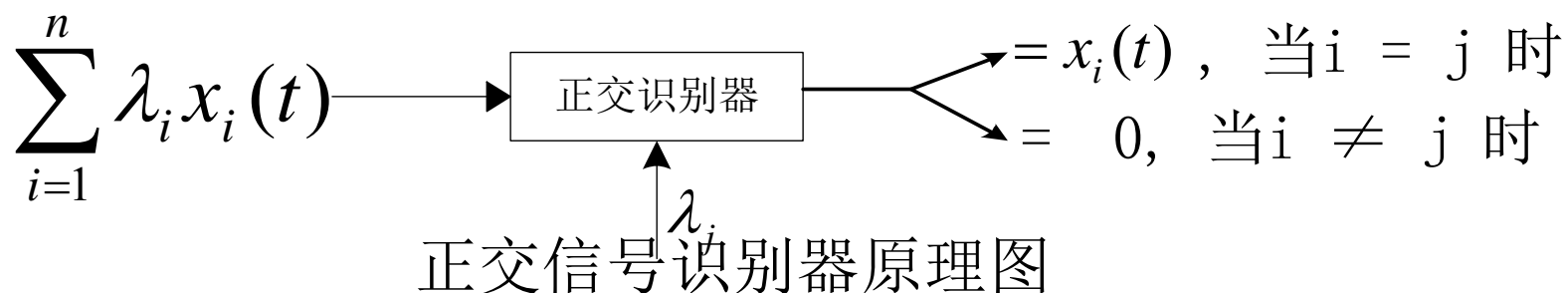
其中 $x_i(t)$ 为第 i 个用户的信号 λ_i 为第 i 个用户的正交参量,
 $\lambda_{\Delta xi}$ 为第 i 个用户地址的保护区间。公式(3.1.1)是纯理论上的表达式, 而公式(3.1.2)为实际表达式。而且正交参量应满足:

$$\lambda_i \cdot \lambda_j = \begin{cases} 1, & \text{当 } i = j \text{ 时} \\ 0, & \text{当 } i \neq j \text{ 时} \end{cases}$$



3.1.2 基本原理

- 2) 在接收端，设计一个正交信号识别器，如下所示：



- 对于双工方式，应用正交特性，只有特定方向的链路信号可以被正确检测，而相反方向的链路信号就被消除了。
- 对于多址接入，应用正交特性，只有特定地址的用户信号可以被正确检测，其他用户的信号则被消除。
- 由此可见，正交化识别器可以方便的实现特定通信链路和用户信号的识别与检测。



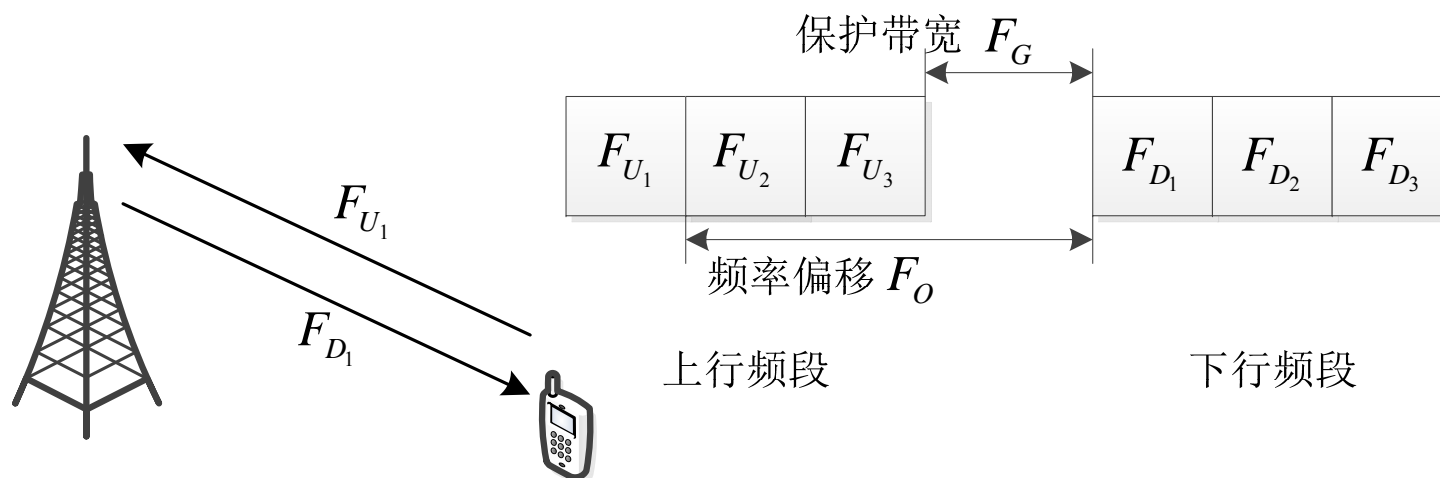
3.1.3 双工方式示例

- 移动通信系统中，称基站到移动台之间的通信链路为下行链路(DL)或前向链路(FL)，称移动台到基站之间的通信链路为上行链路(UL)或反向链路(RL)。
- 为了隔离上下行链路之间的相互干扰，通常所用的双工方式包括两种：频分双工(FDD)与时分双工(TDD)。



3.1.3 双工方式示例

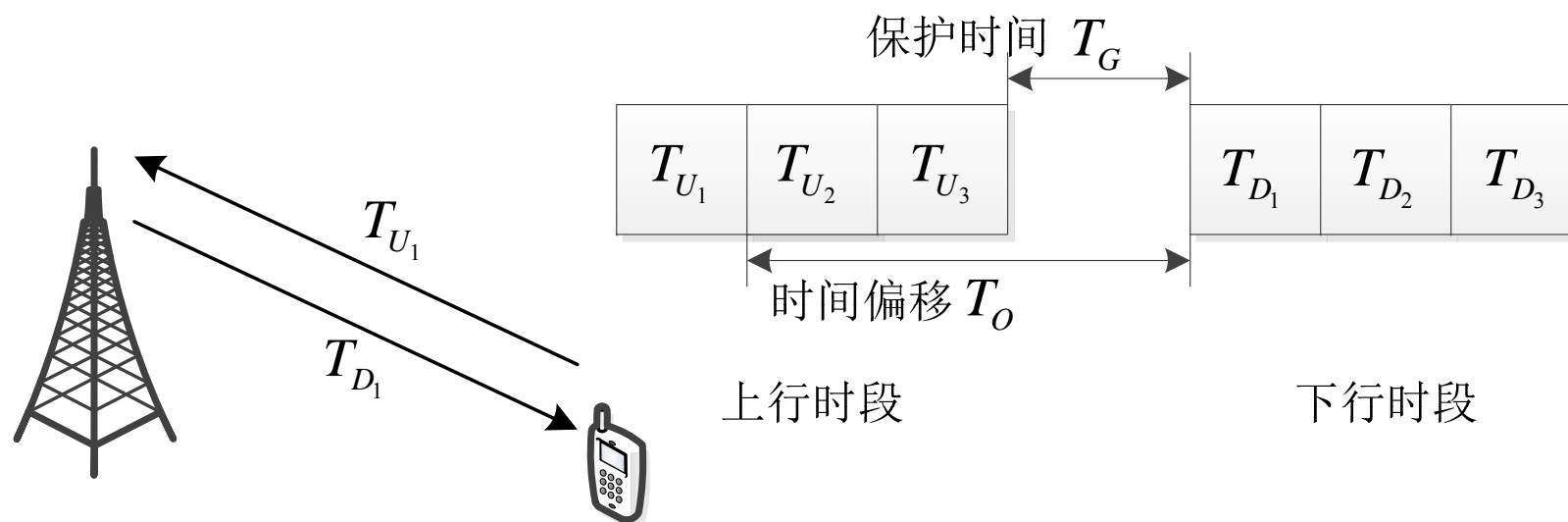
- **FDD**
- 上下行链路分别占用不同的频段，称之为频分双工 FDD
- 为了降低链路干扰，在第一代移动通信TACS系统中，上下行频段间隔45MHz，又如，在3G WCDMA系统中，上下行频段间隔190MHz。





3.1.3 双工方式示例

- **TDD**
- 上下行链路分别占用不同的时段，称之为时分双工 TDD
- 为了降低链路干扰，在3G TD-SCDMA系统中，上下行时间间隔至少2ms。





3.1.3 双工方式示例

- 一般的，称FDD与TDD这两种双工方式为带外双工(Out-Band FD)，即双向链路的频率或时间间隔超过了信号工作带宽或周期。
- 由于这种带外双工仍然只利用了一半的时间或频率资源，因此，本质上还是半双工方式。
- 真正的全双工方式，应当是带内双工(In-Band FD)，此时上下行链路占用相同的时间与频率资源。
- 理论上，频谱效率可以提高1倍，在5G移动通信系统中有广泛的应用前景。

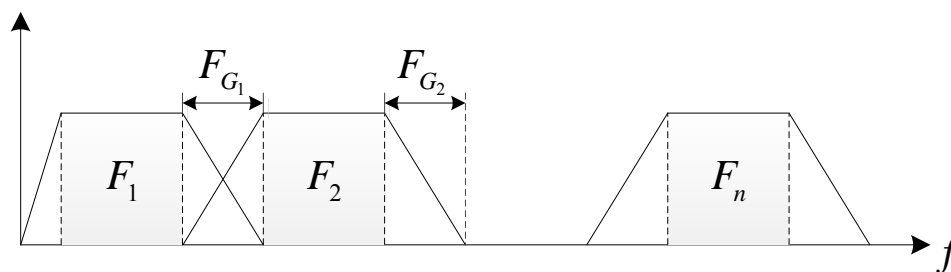


3.1.4 多址接入示例

- **(1)FDMA:**
- 当时，称为频分多址FDMA，其原理图如下：



(a) 理想划分



(b) 实际划分

- 在移动通信中最典型的频分多址方式有：北美：800MHz的AMPS体制；欧洲与我国：900MHz的TACS体制。

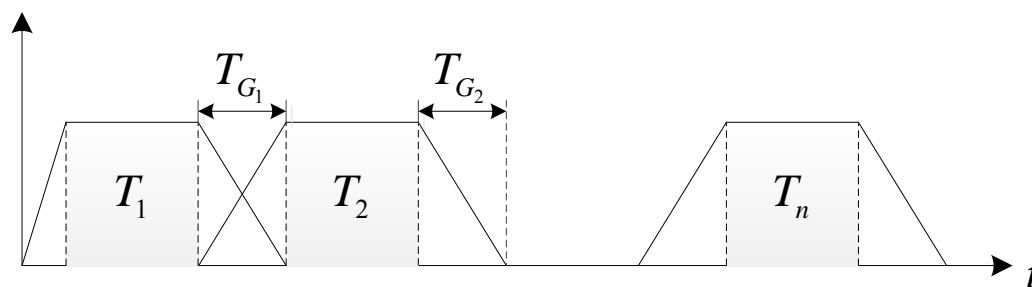


3.1.4 多址接入示例

- **(2)TDMA:**
- 当时，称为时分多址TDMA,其原理图如下：



(a) 理想划分



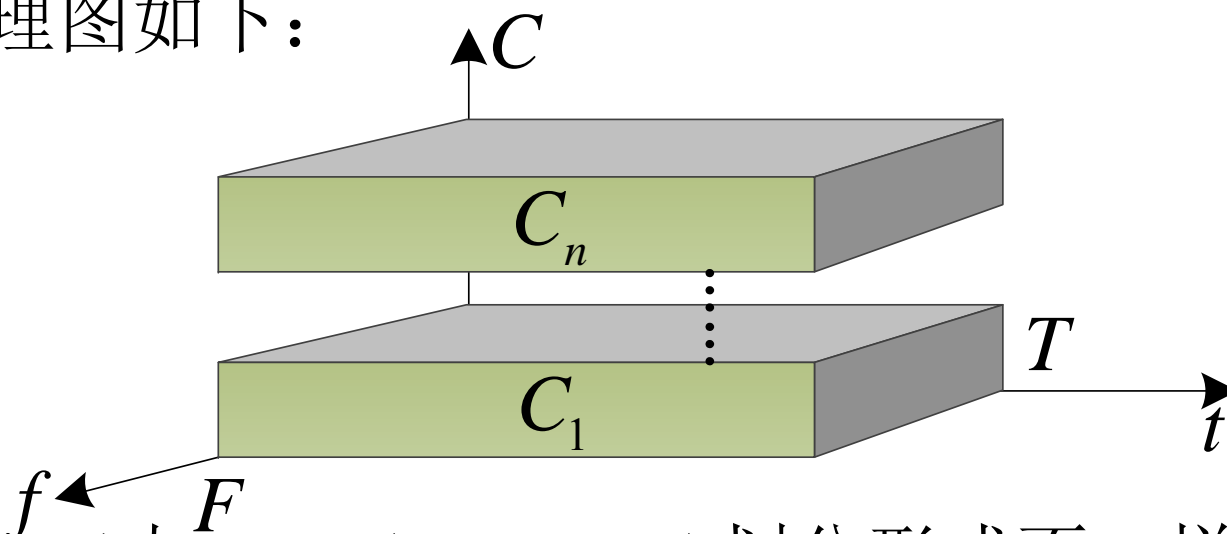
(b) 实际划分

- 在移动通信中最典型的时分多址方式有：北美：D-AMPS；欧洲与我国：GSM-900、DCS-1800；日本：PDC。



3.1.4 多址接入示例

- **(3)CDMA:**
- 当时,称为码分多址CDMA,多用于商用系统,其原理图如下:



- CDMA与FDMA、TDMA划分形式不一样,FDMA与TDMA属于一维(频域或时域)划分,CDMA则属于二维(时、频域)划分。
- CDMA中所有用户占有同一时隙、同一频段,区分用户的特征是用用户地址码的相关特性。



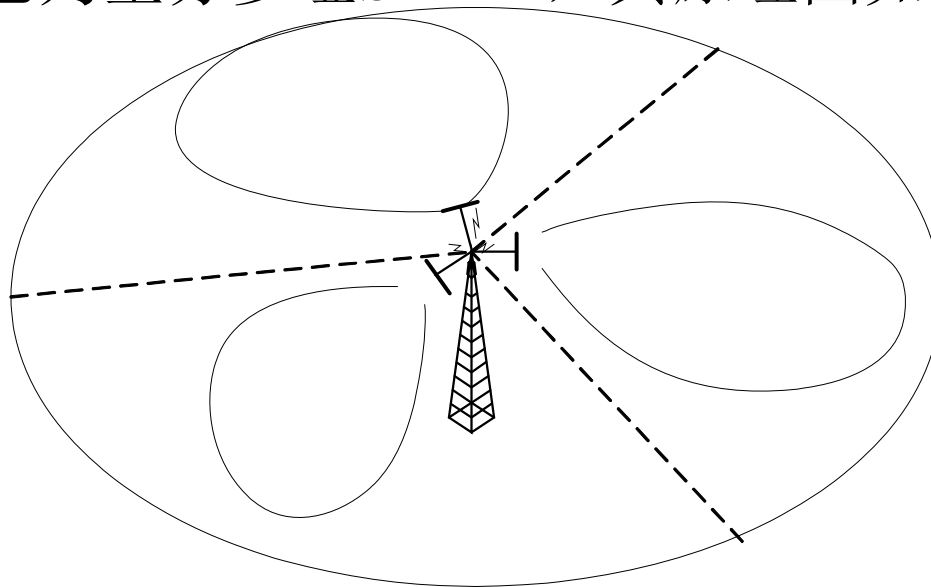
3.1.4 多址接入示例

- FDMA、TDMA的地址划分是基于简单的非此即彼、非共享型，即两个以上用户不可能同时占有同一频段(或时隙)，CDMA的地址划分是基于特征，是相容的，即两个以上用户可以同时占有同一频段、同一时隙，是共享型的，其条件是只要它们具有可分离的各自特征(码的相关特性)即可。
- 在移动通信中最典型的码分多址方式有：第二代的窄带CDMA系统：IS-95体制；第三代的CDMA2000体制；第三代的WCDMA体制。



3.1.4 多址接入示例

- **(4)SDMA:**
- 当时, 称它为空分多址SDMA, 其原理图如下:

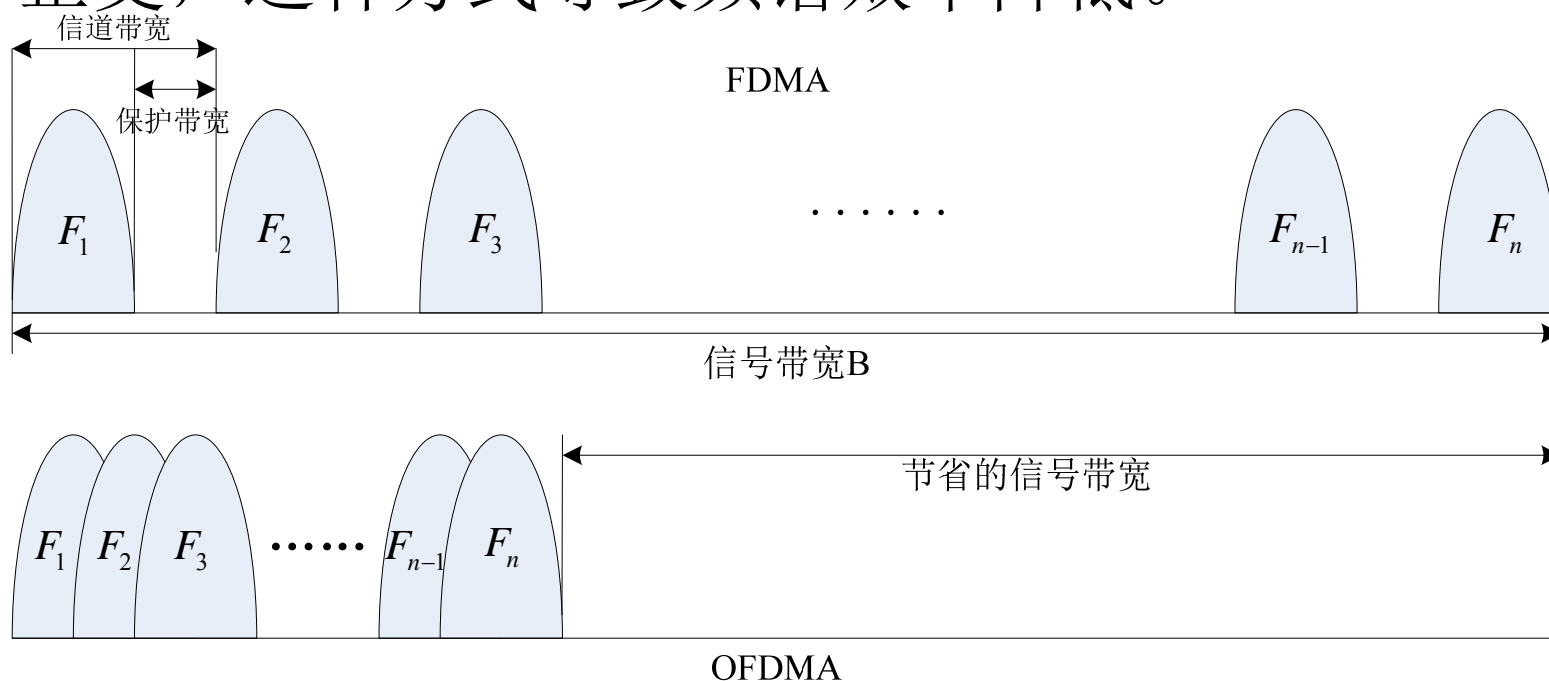


- 空分地址的实现是利用无线的方向性波束, 将服务区(小区内)划分为不同的子空间进行空间正交隔离。
- 移动通信中的扇区天线可以看作是SDMA的一种基本实现方式。智能式自适应天线是将来移动通信中准备采用的一项新的关键技术, 是典型的空分方式。



3.1.4 多址接入示例

- **(5)OFDMA**
- 相邻载波之间有一半带宽相互重叠时，称为正交频分多址OFDMA
- FDMA通过引入保护带宽，保证各个信道之间相互正交，这种方式导致频谱效率降低。





3.1.4 多址接入示例

- **(5)OFDMA**
- 而OFDMA方式，各个信道之间相互重叠，依赖正弦信号的数学特征保证正交性，因此不必引入保护带宽。因此与FDMA系统相比，OFDMA能够有效提高频谱效率。
- 在移动通信中，最典型的OFDMA多址方式有：4G系统中的LTE与WiMax体制。



3.1.4 多址接入示例

- 除了上述基于物理层的时分、频分、码分与空分多址接入方式以外，还有一种基于网络层的网络协议的分组无线电 (PR)ALOHA随机多址接入协议方式。ALOHA多址接入不同于前面介绍的时分、频分与码分的多址接入方式，它实际上是一种自由竞争式的随机接入方式，是以网络协议的形式来实现的。ALOHA原本是夏威夷俚语，用于对人到达或离开时致意的问候语。1968年夏威夷大学将解决夏威夷群岛之间数据通信的一项研究计划命名为ALOHA。



3.1.5 理论极限

- 从实用化观点来看，正交化的双工方式与多址接入具有发射机结构简单，接收机复杂度低、易于实现等诸多优势
- 但从信息理论观点来看，这些方式都是次优方案，并不能达到理论极限。

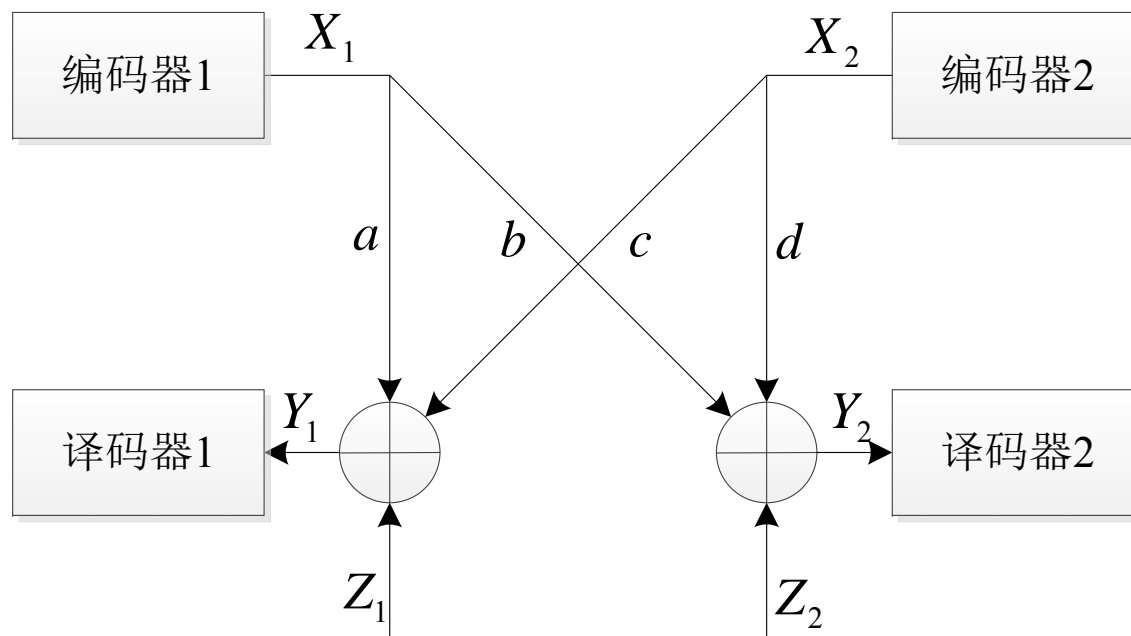


3.1.5 理论极限

- 1. 双向信道的容量分析
- 理论上，双工通信可以建模为双向(Two-way)信道，仙农(C. E. Shannon)最早研究了双向信道的容量域。
- 在仙农的原始论文中，只得到了容量域的内界与外界，一般双向信道的容量域问题是信息论中的一个困难问题，至今尚未解决。
- 高斯双向信道的信号模型为

$$\begin{cases} Y_1 = aX_1 + bX_2 + Z_1 \\ Y_2 = cX_1 + dX_2 + Z_2 \end{cases}$$

3.1.5 理论极限



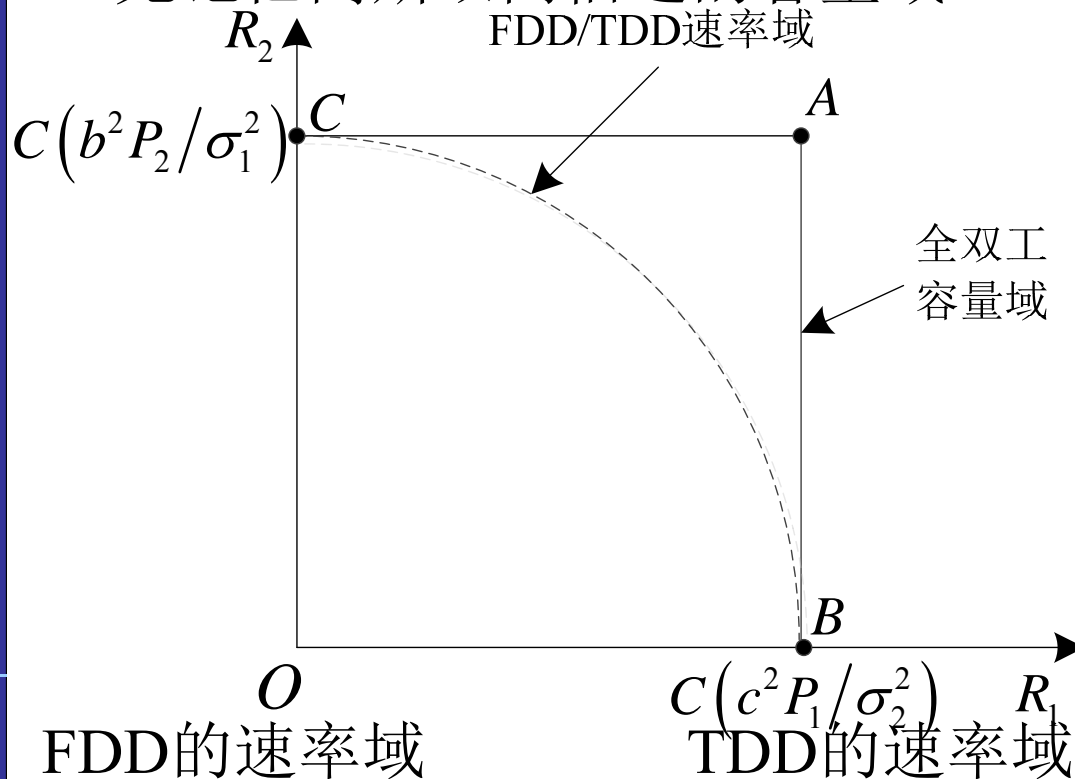
- Han证明无记忆高斯双向信道的容量域为

$$\mathcal{C} = \left\{ (R_1, R_2) \mid R_1 \leq C(c^2 P_1 / \sigma_2^2), R_2 \leq C(b^2 P_2 / \sigma_1^2) \right\}$$



3.1.5 理论极限

- 无记忆高斯双向信道的容量域



- 全双工的容量域要显著大于FDD/TDD的速率域，顶点A对应的是带内全双工的容量极限。
- 采用IBFD，相比于FDD或TDD，系统容量可以倍增。

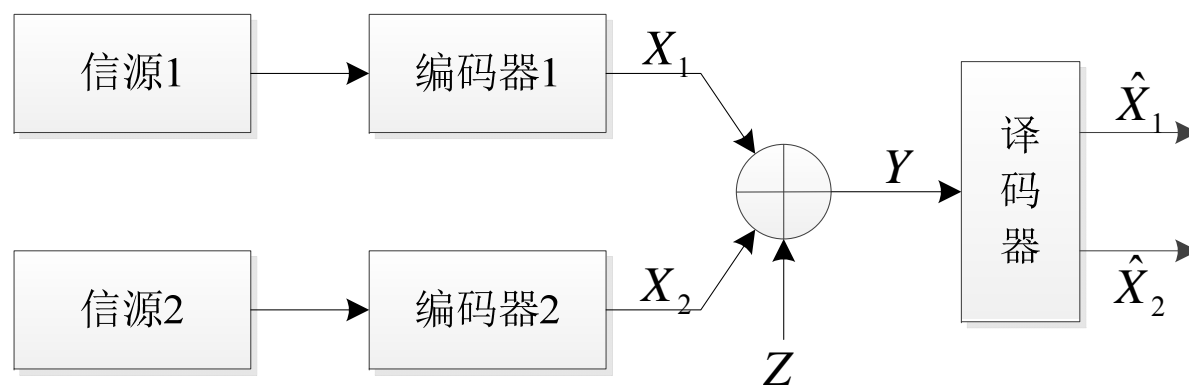
$$\begin{cases} R_1 = \frac{W_1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{c^2 P_1}{W_1 \sigma_2^2} \right) \\ R_2 = \frac{W_2}{2} \log_2 \left(1 + \frac{b^2 P_2}{W_2 \sigma_1^2} \right) \end{cases}$$

$$\begin{cases} R_1 = \frac{T_1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{c^2 P_1}{T_1 \sigma_2^2} \right) \\ R_2 = \frac{T_2}{2} \log_2 \left(1 + \frac{b^2 P_2}{T_2 \sigma_1^2} \right) \end{cases}$$



3.1.5 理论极限

- 2. 上行信道的容量分析
- 移动通信的多址接入，对于上行信道(UL)而言，可以建模为多址信道(MAC)。
- 它是典型的多用户通信模型，其容量域问题是研究的比较透彻的一类信息论问题。



二用户上行MAC信道示例



3.1.5 理论极限

- 二址无记忆高斯信道模型

$$Y = X_1 + X_2 + Z$$

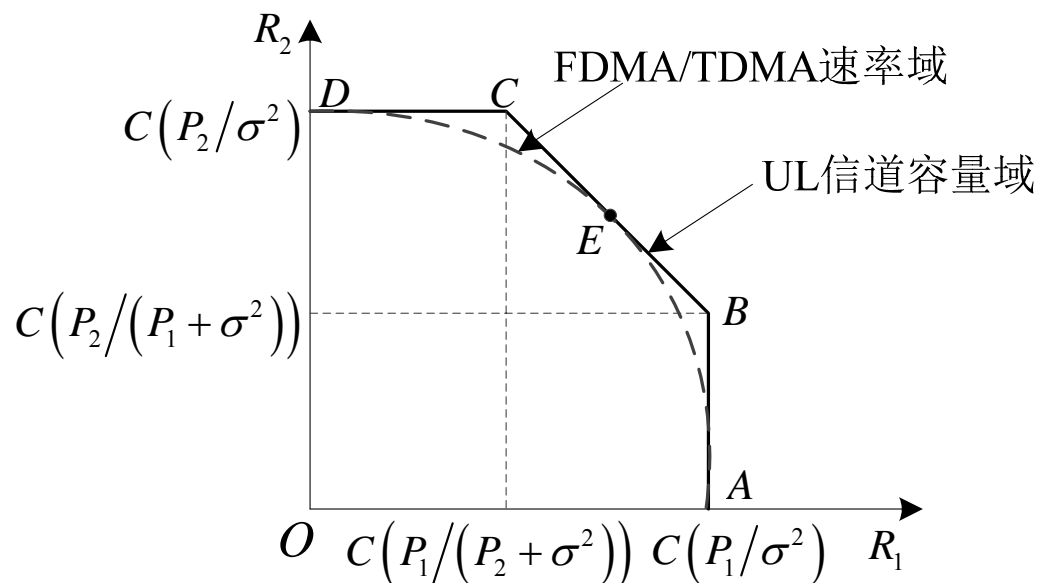
- 二址高斯MAC信道的容量域为

$$\mathcal{C} = \left\{ (R_1, R_2) \left| \begin{array}{l} R_1 \leq C(P_1/\sigma^2), R_2 \leq C(P_2/\sigma^2), \\ R_1 + R_2 \leq C(P_1 + P_2/\sigma^2) \end{array} \right. \right\}$$



3.1.5 理论极限

- 二址高斯MAC的容量域



- 其中，顶点C与B可以通过串行干扰抵消(SIC)检测达到。
- BC线段之间的任意一点，可以采用时分的方法达到，也可以采用速率分裂(RSMA)方法达到



3.1.5 理论极限

- 对于TDMA，假定系统总时间为 $T = T_1 + T_2 = 1$
- 两用户的速率分别为

$$\begin{cases} R_1 = \frac{T_1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_1}{T_1 \sigma^2} \right) \\ R_2 = \frac{T_2}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_2}{T_2 \sigma^2} \right) \end{cases}$$

- 当满足 $T_1 = P_1 / (P_1 + P_2)$ 与 $T_2 = P_2 / (P_1 + P_2)$
- TDMA速率域与2-GMAC容量域斜线BC相切于E点，这一点对应的和速率达到最大。
- FDMA有类似的结论。



3.1.5 理论极限

- 正交多址技术(FDMA、TDMA), 对时频资源并不能进行充分利用, 无法达到MAC信道的容量域。
- 为了进一步提高系统容量, 需要采用时频二维资源的多址方案。理论上, CDMA技术能够对时频资源充分利用, 具有更好的频谱效率。但3G CDMA系统所应用的扩频码, 由于相关特性不理想, 导致容量提升有限, 更好方案是非正交多址(NOMA)技术
- 从接收端的检测算法来看, 如果只是进行逐个用户的信号检测, 即将其它所有用户的干扰作为噪声处理, 则速率域会进一步减小(DA)。只有将所有用户信号进行串行干扰抵消(SIC)检测, 或者多用户检测(MUD), 才能够达到MAC信道容量域。

3.1.5 理论极限



- 二用户高斯MAC信道容量域的分析可以进一步推广到多用户场景。
- 定理3.1: 平均功率约束为 (P_1, P_2, \dots, P_m)
- 用户高斯多址接入信道的容量域为

$$\mathcal{C}_{MAC} = \left\{ (R_1, R_2, \dots, R_m) \mid R(S) \leq C \left(\sum_{i \in S} P_i / \sigma^2 \right), \forall S \subseteq \{1, 2, \dots, m\} \right\}$$

$$R(S) \triangleq \sum_{i \in S} R_i$$

- m用户高斯MAC的容量域构成一个m维空间的拟阵 (matroid) 多面体, 可以证明, 采用串行干扰抵消 (SIC) 检测算法, 能够达到容量域边界。



3.1.5 理论极限

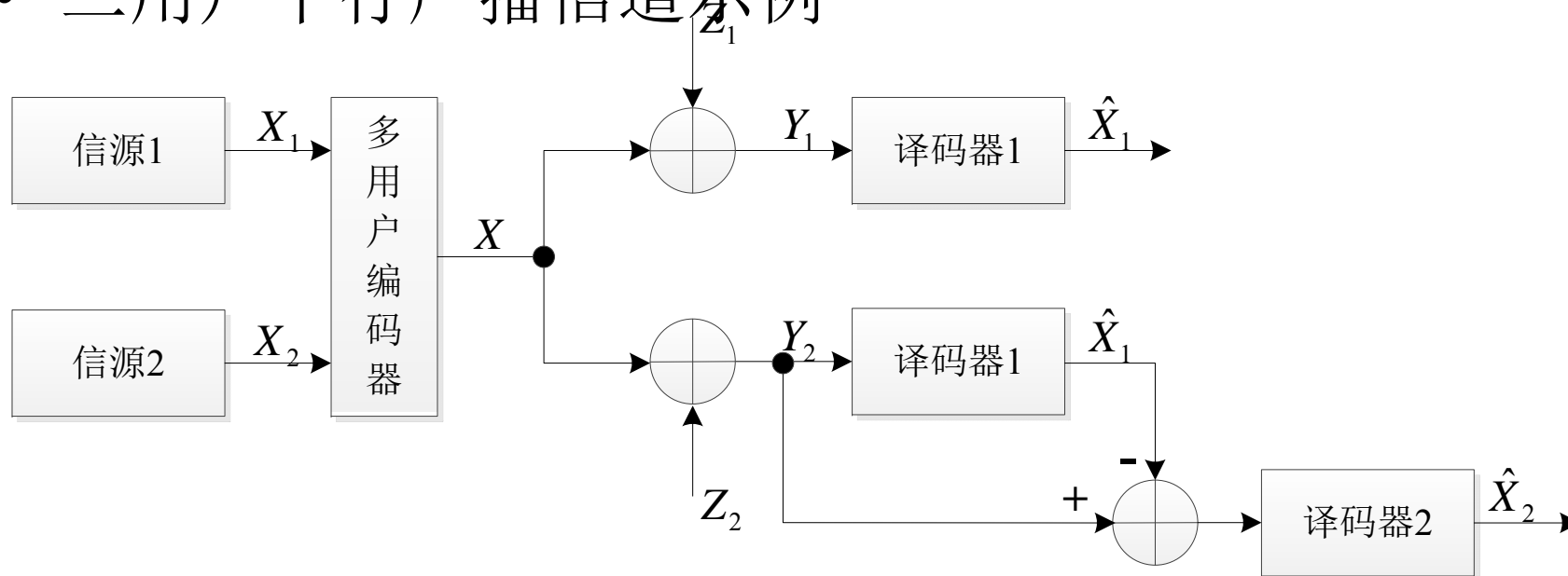
- 3. 下行信道容量分析
- 对于下行信道(DL)而言，多用户通信可以建模为广播信道(BC)，其容量域问题是一类典型的信息论问题
- 信号模型可以表示为

$$\begin{cases} Y = X_1 + X_2 + Z_1 \\ Y = X_1 + X_2 + Z_2 \end{cases}$$



3.1.5 理论极限

- 二用户下行广播信道示例



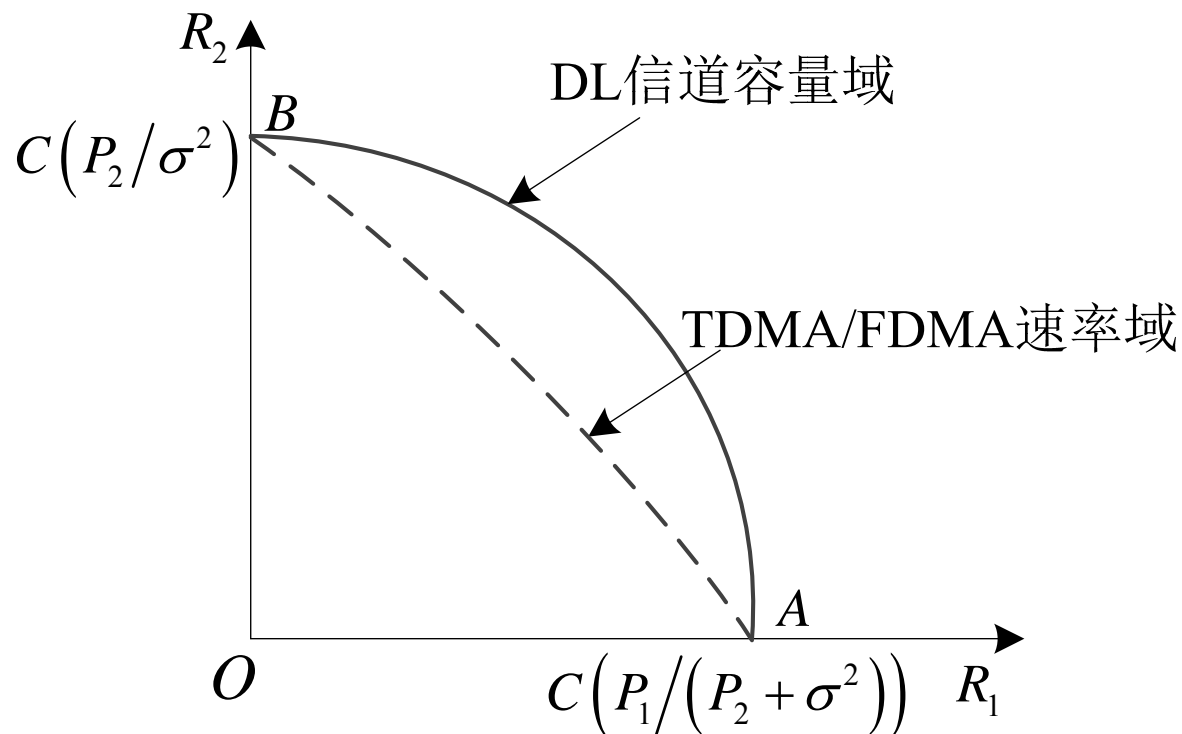
二用户下行广播信道容量域为

$$\mathcal{C} = \left\{ (R_1, R_2) \left| R_1 \leq C\left(\frac{P_1}{P_2 + \sigma_1^2}\right), R_2 \leq C(P_2 / \sigma_1^2) \right. \right\}$$



3.1.5 理论极限

- 二用户高斯广播信道容量域



- TDMA/FDMA对应的速率域如虚线所示，在下行信道容量域的内部。由此可见，FDMA、TDMA的是一种次优的多址方案。



3.1.5 理论极限

- 二用户高斯BC信道容量域的分析可以进一步推广到多用户场景。
- 定理3.2: 平均功率约束为 $\sum_{k=1}^m P_k = P$
- 用户高斯广播信道的容量域为

$$\mathcal{C}_{BC} = \left\{ (R_1, R_2, \dots, R_m) \left| R_k \leq C \left(P_k / \left(\sum_{j=k+1}^m P_j + \sigma_k^2 \right) \right) \right. \right\}$$

- 上述容量域采用叠加编码就可以得到，5G系统中的非正交多址NOMA采用多用户叠加编码，就是这一思想的具体应用。



3.2 FDD原理

- 频分双工方式，称为频率双向、双工，即FDD(Frequency Division Duplex)是移动通信系统中最普遍采用的工作方式。
- 2G的GSM、IS95系统，3G的WCDMA、CDMA2000系统，4G的FDD LTE均采用FDD方案。

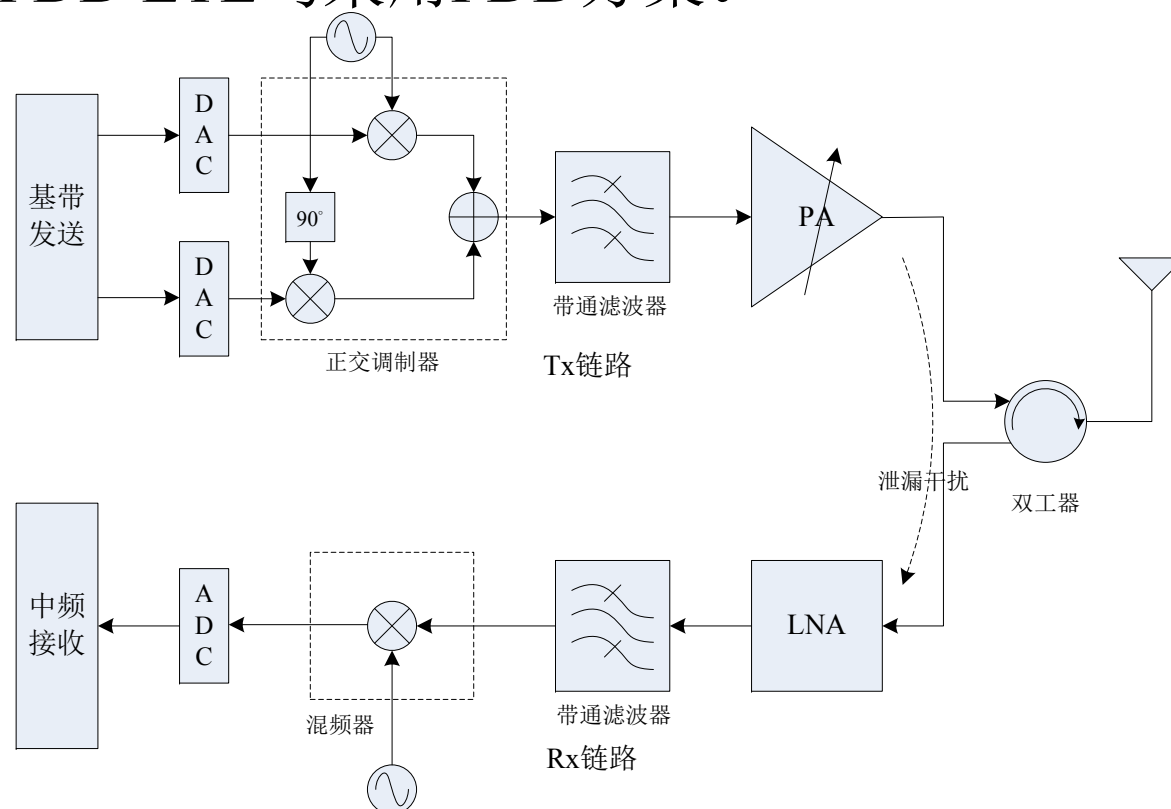


图3.16 频分双工FDD系统结构



3.2 FDD原理

- **FDD的技术优势**
- **支持上下行连续传输**
- FDD系统由于上下行链路工作于不同的频段，因此一般可以支持两条链路的的同时连续传输。尤其是在信道时变或移动台快速运动时，即时反馈对于发射机非常关键，这样做能够更好的优化功率功率、用户选择与调度机制，从而增强链路吞吐率。
- **对系统干扰更高的隔离度**
- FDD系统的上下行链路，一般都会引入很大的频率间隔，抑制链路之间的干扰。由于采用了频率隔离，因此，FDD系统构成的蜂窝移动通信网络中，基站与基站之间、移动台与移动台之间的干扰一般可以忽略。



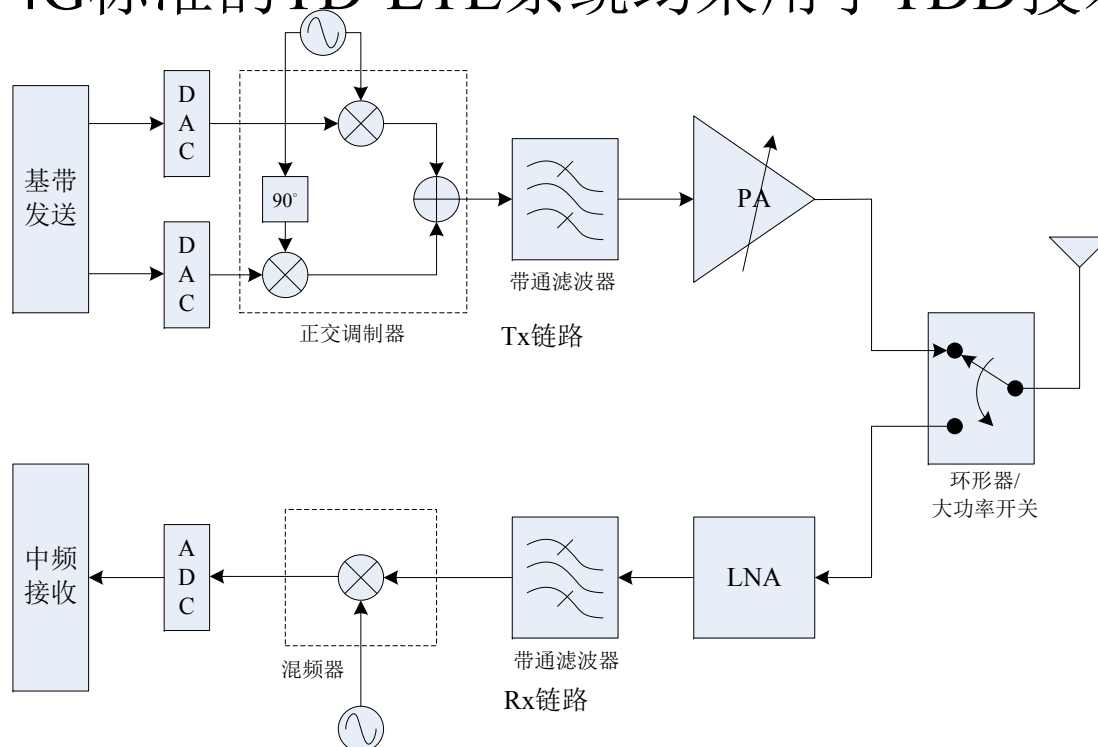
3.2 FDD原理

- **FDD的技术缺陷**
- (1)反馈链路必不可少，增大开销
- (2)业务分配不够灵活
- (3)频带利用率不高
- (4)设备成本较高
- 尽管FDD系统也有一些技术缺陷，但由于其技术实现比较成熟，还是在现代移动通信系统中得到了普遍应用。



3.3 TDD原理

- 时分双工方式，称为时隙双向、双工，即TDD(Time Division Duplex)，是3G移动通信系统中开始正式采用的新型双工方式。
- 无线个人通信系统CT-2、CT-3、DECT、PHS等2G系统，3G标准中，我国提出的TD-SCDMA、欧洲提出的UTRA TDD，4G标准的TD-LTE系统均采用了TDD技术。



3.3 TDD原理

- 信道互易
- TDD的一个典型特点是具有信道互易特性，如下图所示。由于上下行工作在相同频率，因此基站和移动台之间电磁传播环境类似。各个障碍物对应的多径信道响应的幅度、相位与时延变化在一定的时间间隔中对于上行和下行基本相同，多普勒频率也是类似的。

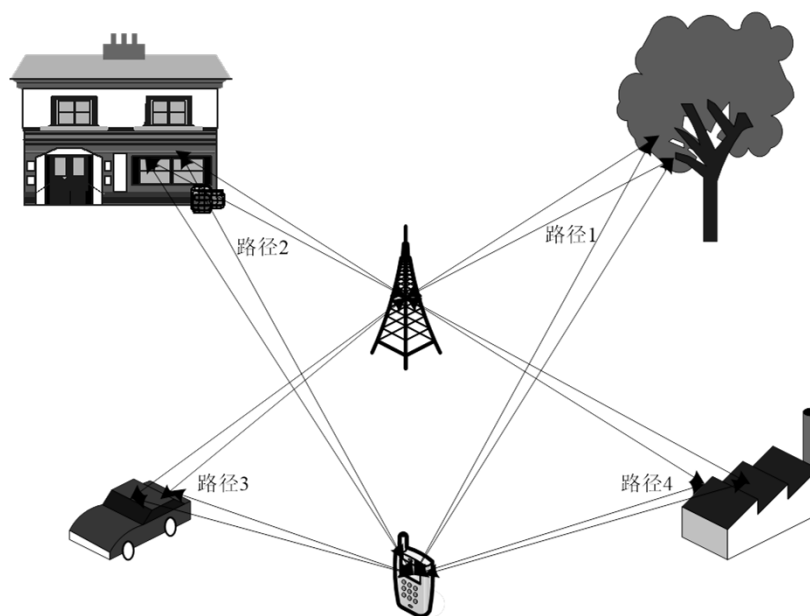


图14.2 TDD信道互易示例



3.3 TDD原理

- 信道互易性是TDD系统的特性，基于这一特点可以极大方便信道估计与预测。
- 但需要指出的是，信道互易成立是有条件的，其一，要求信道是线性系统，只有信道响应是线性时变(时不变)响应，信道互易才能成立；
- 其二，要求信道估计与预测远小于相干时间，如果接近或超过相干时间，则信道估计误差增大或产生错误，一般的，运动速度越快，多普勒频移越大，从而相干时间越短，导致信道估计误差增大，造成系统性能下降，这也就是TDD只适用于中低速移动通信的主要原因。



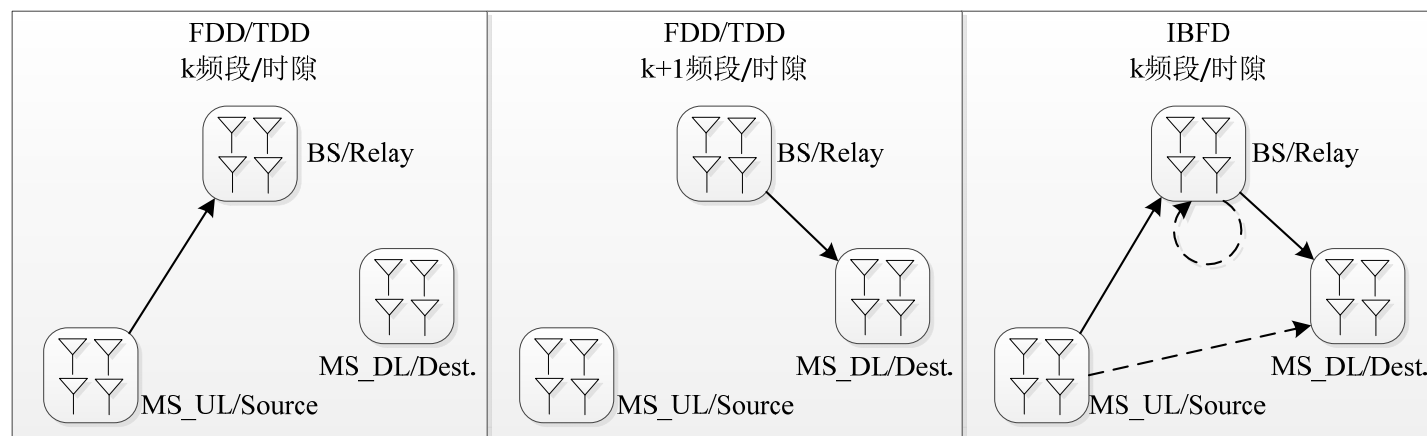
3.3 TDD原理

- TDD系统的技术优势可以总结如下：
- 系统结构简化，有利于新技术应用
- 灵活支持非对称业务
- 频段分配灵活，频谱效率提高
- TDD技术也存在一些主要缺点，列举如下：
- 移动速率与覆盖距离受限
 - TDD移动速率为120km/h和10公里的较小覆盖范围
- 脉冲发射，干扰较大
- 同步精度高，网络侧处理复杂

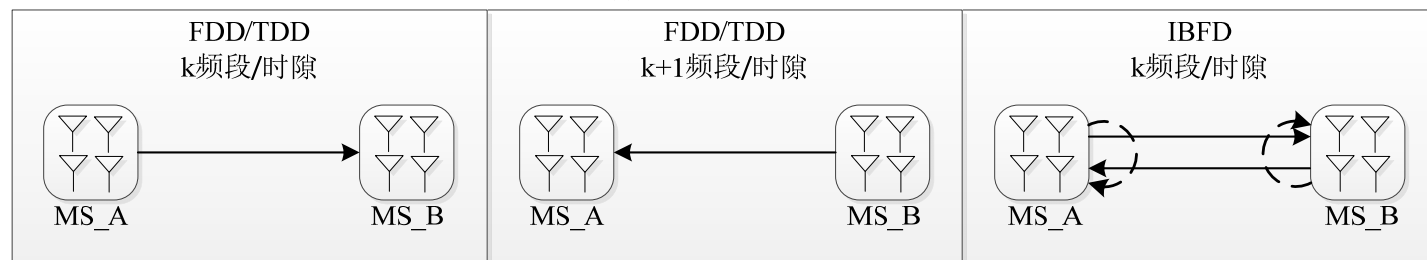


3.4 面向5G的全双工方式

- FDD与TDD本质上属于半双工，或者称为带外全双工 (OBFD)，因为它们只能在不同时间或不同频段发送或接收信号。
- 随着5G移动通信系统的研究进展，能够使收发信机工作在相同频段的带内全双工 (IBFD) 技术得到了越来越多的关注。



(a) 蜂窝/中继通信场景



(b) D2D通信场景



3.4 面向5G的全双工方式

- 系统自干扰抵消
- 全双工系统正常运行前提，极具挑战性。
- 4G LTE的家用基站 (Home Station)的发射功率为21dBm，接收机灵敏度为-100dBm，假设发射链路与接收链路的空间隔离度为15dB。则发射链路的泄漏干扰为106dB。
- 14比特主流ADC(11比特有效位宽)能抵消掉干扰54dB

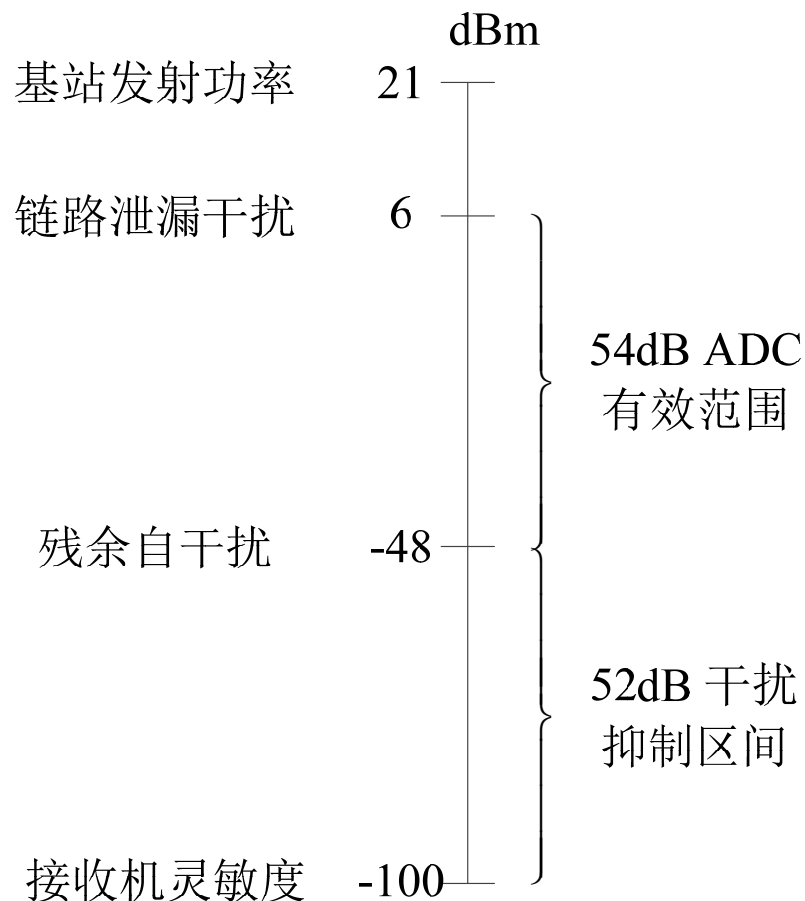


图3.27 家用基站的自干扰示例

3.4 面向5G的全双工方式

- 全双工系统配置与结构
- 根据对空间干扰抑制的不同方式，全双工系统的天线配置可以分为两种，即分离式天线与共享式天线
- 分离式天线配置的全双工设备，链路干扰的抑制性好，是主流方式。共享式天线配置的全双工设备，设备体积小成本低，但链路干扰抑制较差，是未来发展方向。

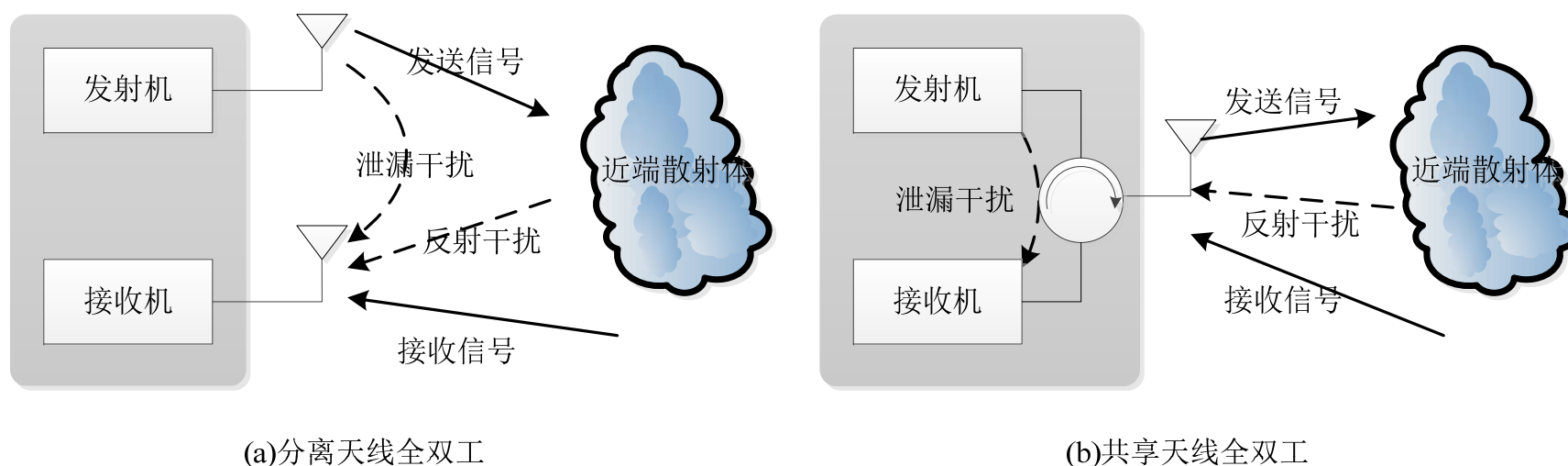
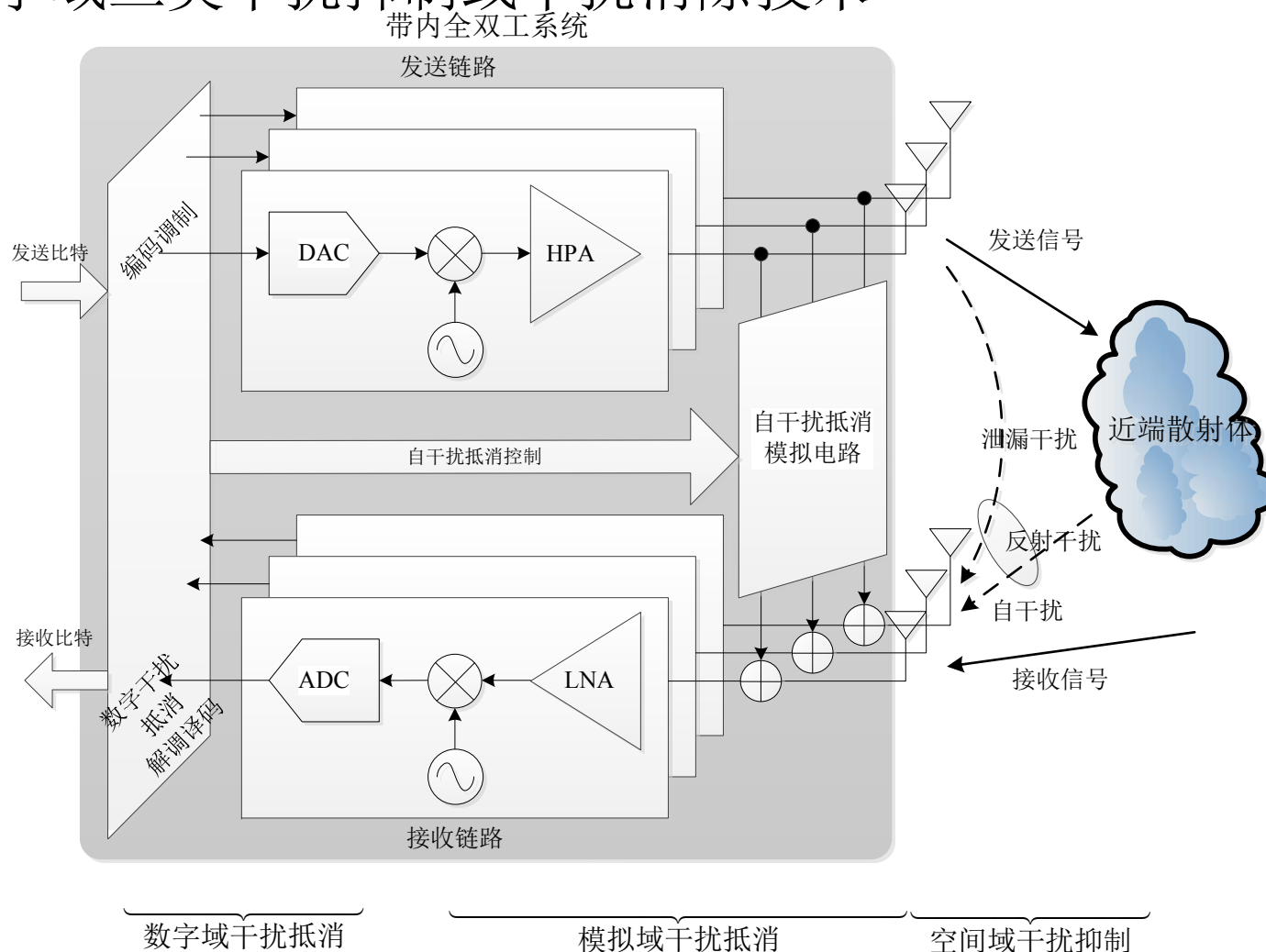


图3.28 全双工系统的天线配置



3.4 面向5G的全双工方式

- 分离式天线配置的带内全双工系统包含了空间域、模拟域与数字域三类干扰抑制或干扰消除技术





3.4 面向5G的全双工方式

- 空间域干扰抑制
- 主要针对直接链路干扰进行空间抑制。
- (1)独立于信道的抵消方案；
- 由于发射链路对接收链路的干扰极其巨大，可以达到100dB以上，因此需要采用空间衰减的方法，降低干扰信号功率，以便后续处理。
- 一般的，可以采用三种空间衰减技术：空间隔离、交叉极化以及定向天线隔离进行干扰抑制。
- (2)信道相关的抵消方案。
- 发送天线的波束成形技术是有效的信道相关的干扰抵消方案
- 当进行接收/发送天线调整与干扰抑制操作时，这两类方案都有可能偶发性的将有用信号也抑制掉，此时会导致全双工系统正常工作的中断。



3.4 面向5G的全双工方式

- **模拟域干扰消除**
- 模拟域干扰消除技术是指在模数转换器(ADC)之前, 采用模拟电路进行干扰信号抵消的处理技术。
- 对于窄带信号, 可以采用单抽头时延与增益调整电路进行直接链路的干扰抵消, 进一步可以推广到多天线配置。
- 而对于宽带信号, 模拟域抵消往往不能够完全消除干扰, 还需要采用数字域干扰消除。
- 尽管如此, 在全双工系统中, 模拟域干扰消除是非常重要的关键技术。只有经过模拟域干扰消除, 才能够有效缩减信号的动态范围, 方便数字域进行进一步的干扰抵消。



3.4 面向5G的全双工方式

- 数字域干扰消除
- 数字域干扰消除是采用复杂的数字信号处理算法，对经过空间域/模拟域干扰消除后残余的自干扰信号进行抵消。

来自接收天线 $r(n)$

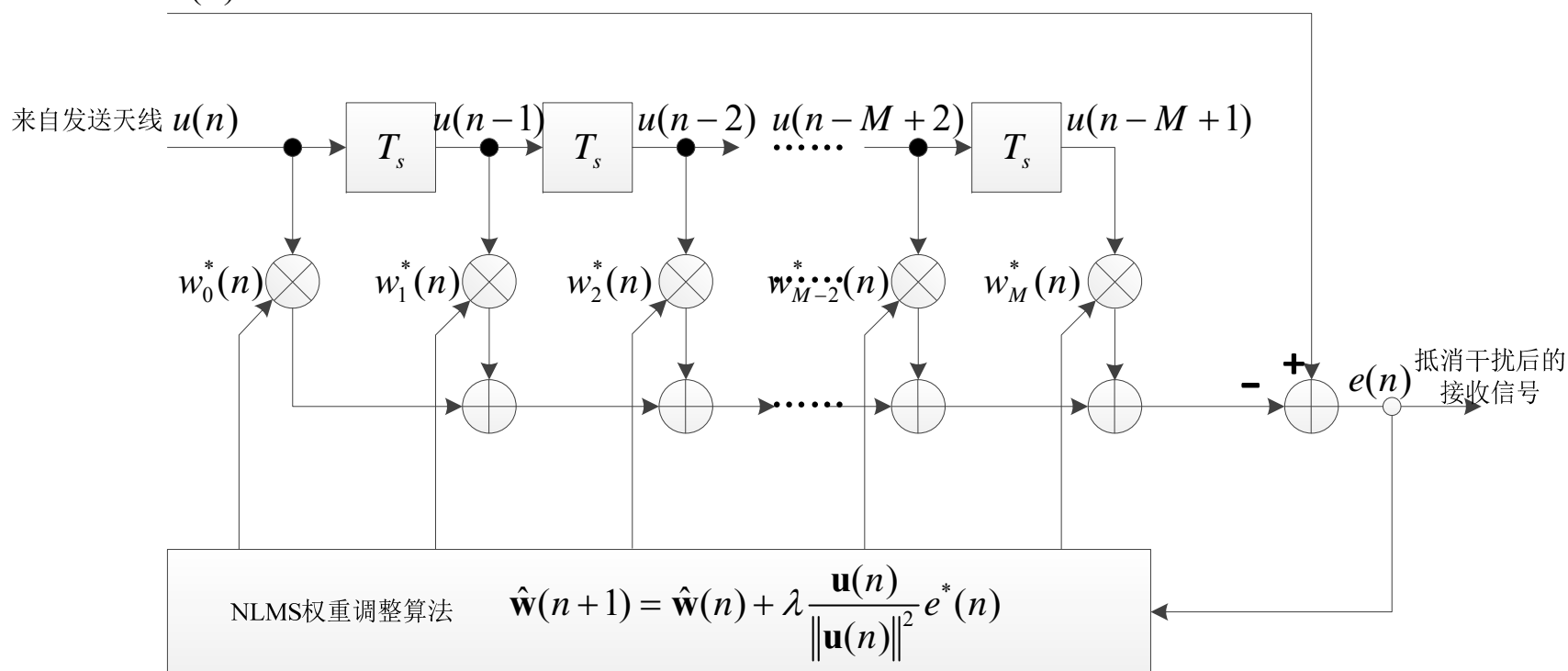


图3.30 自适应干扰抵消单元结构



3.4 面向5G的全双工方式

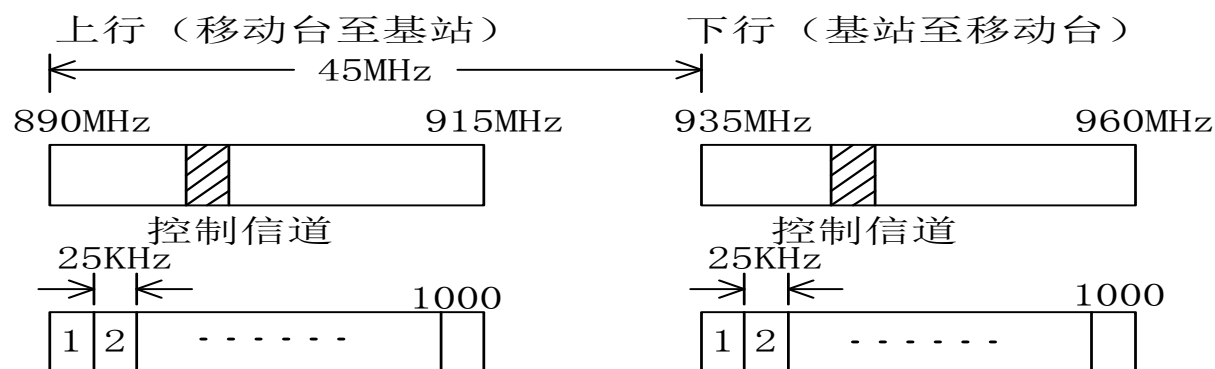
- 全双工技术目前还远未成熟，目前的研究大多数限于近距离通信场景，例如微蜂窝或物联网场景，在宏蜂窝广域覆盖场景中的应用还是极具挑战[3.10]。
- 未来重要的研究方向包括：
 - 高线性度射频/功放器件设计
 - 非线性效应建模与干扰抵消电路设计
 - 多天线收发联合波束成形与干扰抵消算法
 - 全双工场景下的网络协议设计。

§ 3.5 移动通信中的典型多址接入方式



• 3.5.1 FDMA

- 第一代移动通信是模拟式移动通信，都采用频分多址FDMA方式，最典型的有北美的AMPS和欧洲及我国的TACS体制。下面以TACS为例讨论FDMA方式：



TACS多址划分



3.5.1 FDMA

- TACS的总可用频段：(与GSM频段相同)上行：890~915MHz，占用25MHz；下行：935~960MHz，占用25MHz。TACS采用频率双向双工FDD方式。收/发频段间距为45MHz，以防止发送的强信号对接收的弱信号的影响。每个话音信道占用25KHz频带，采用窄带调频方式。TACS系统可以支持的信道数为：

$$N = \frac{B_s - 2 \times B_{\text{保护}}}{B_c} = \frac{25 \times 10^6 - 2 \times 10 \times 10^3}{25 \times 10^3} \approx 1000$$

- 其中， B_s 为TACS的可用频段带宽， B_c 为信道(话音)带宽。



3.5.1 FDMA

- FDMA的主要技术特点为：每个信道传送一路电话，带宽较窄。TACS为25kHz，AMPS为30kHz。只要给移动台分配了信道，移动台与基站之间会连续不断收、发信号。由于发射机与接收机(基站与移动台都一样)同时工作，为了发、收隔离，必须采用双工器。共用设备成本高，FDMA采用每载波(信道)单路方式，若一个基站有30个信道，则每个基站需要30套收、发信机设备，不能共用。与 TDMA相比，连续传输开销小、效率高，同时无需复杂组帧与同步，无需信道均衡。



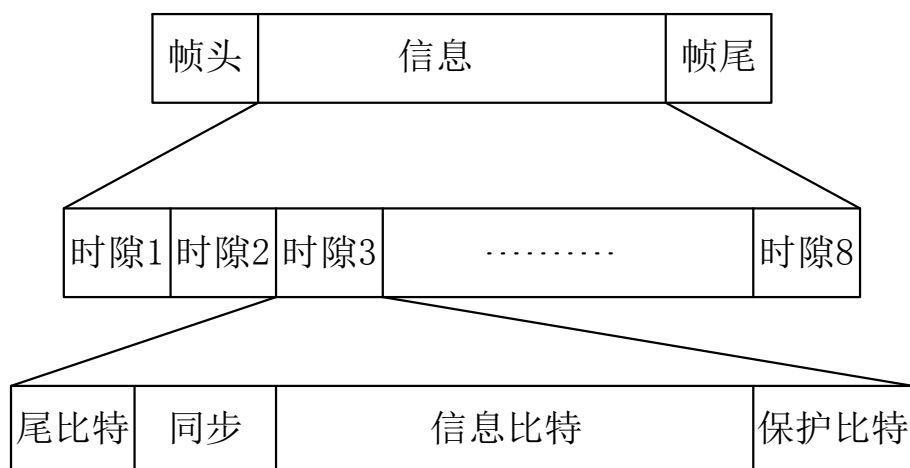
3.5.2 TDMA

- 第二代移动通信是数字式移动通信，它主要采用两类多址方式：一类是欧洲大多数国家采用的时分多址TDMA方式，另一类是北美等采用的码分多址CDMA方式，我国两类方式都有。这里先介绍最典型的TDMA方式GSM体制。



3.5.2 TDMA

- 在GSM中最多可以八个用户共享一个载波，而用户之间则采用不同时隙来传送自己的信号。GSM一个TDMA帧的结构图如下所示。



GSM系统一个TDMA帧的结构



3.5.2 TDMA

- GSM系统的时隙结构可划分为四种类型：常规突发序列、频率校正突发序列、同步突发序列、接入突发序列。GSM采用频率双向双工FDD方式，与TACS相同，不再赘述。上、下行频段(发、收)间隔为45MHz，每个话音信道占用200kHz，采用GMSK调制。GSM系统总共可提供频点数为：

$$N_1 = 25\text{MHz} / 200\text{KHz} = 125$$

而每个频点提供8个时隙，因此GSM总共可提供的时分信道数为：

$$N_2 = \frac{25\text{MHz}}{(200\text{KHz})/8} = 1000$$

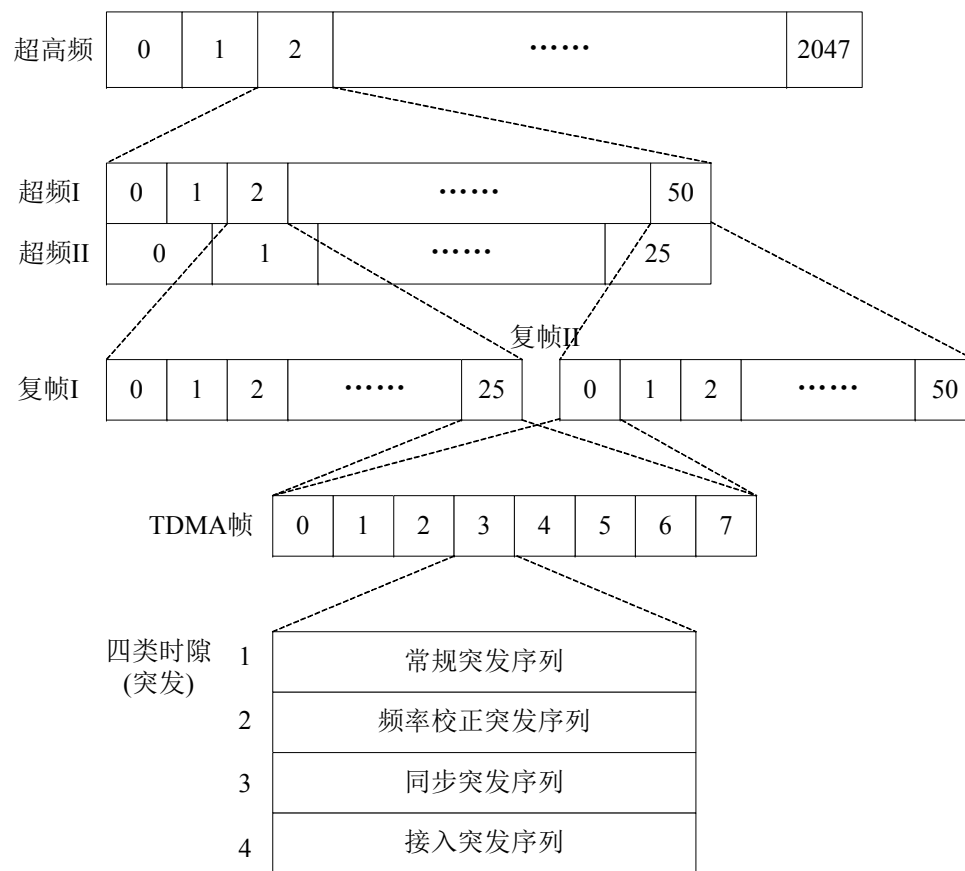


3.5.2 TDMA

- TDMA的主要技术特点:

每载波8个时隙信道，每个信道可提供一数字话音用户，因此每个载波最多可提供8个用户。突发脉冲序列传输。每个移动台发射是不连续的，只是在规定的时隙内才发送脉冲序列。传输开销大，GSM的TDMA帧层次结构如图3.9所示，共分为五个层次：时隙、TDMA帧、复帧、超帧、超高帧，每个层次都需占用一些非信息位的开销，这样总的开销就比较大，以致影响整体传输效率。

3.5.2 TDMA



GSM五层次帧结构



3.5.2 TDMA

- GSM每个信道比TACS宽8倍，传输速率达270.8Kbps，在这个速率上就不能不考虑多径传输时延扩展的影响。因为GSM的码元周期为3.7us，而繁华城区的多径时延扩展可达3us左右，已完全可以比拟。为了克服多径时延扩展，GSM采用了自适应均衡技术，增加了设备的复杂性。GSM中由于每个载波可提供8个用户，这8个用户由于时分特性可以共用一套收、发设备，因此与FDMA比较，减少了七倍的用户设备，降低了成本。
- GSM是数字式移动通信，它对新技术是开放的，这里的开放是指对新技术适应性比模拟的FDMA强。GSM的时隙结构灵活，不仅可以适应不同数据速率(一般指单个信道速率低于8倍的整数倍)的数据传送，还可以利用时隙的空闲省去双工器(利用时隙间切换)。



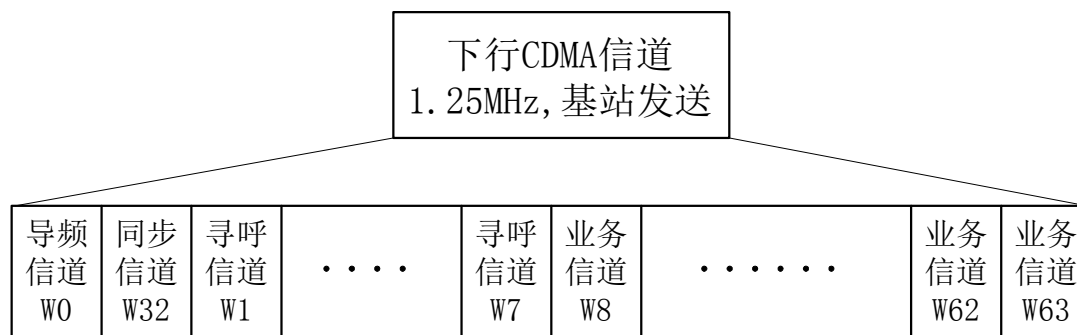
3.5.3 CDMA

- 它是第二代移动通信中的两种主要多址方式中除TDMA以外的另一种形式，最典型的是IS-95。在第三代移动通信中，五种体制中最主要的三种也是采用CDMA，它们是FDD的CDMA2000、FDD的WCDMA，与TDD的TD-SCDMA。



3.5.3 CDMA

- 我们以IS-95体制中的码分多址方式来说明。在IS-95中，一个基站共有64个信道，采用正交的Walsh函数来划分信道，在完全同步的情况下，64个Walsh函数是完全正交的。下行(前向)信道配置如下图所示。



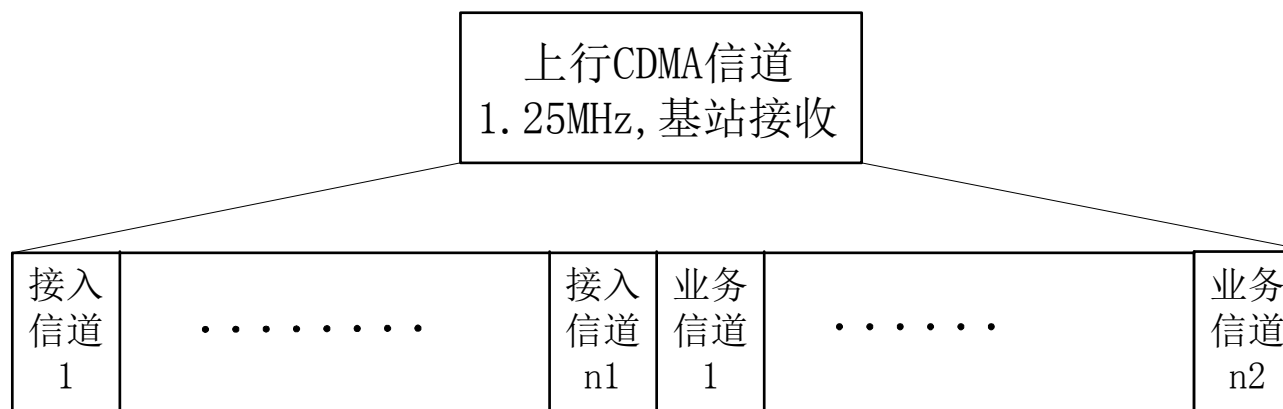
IS-95下行(前向)信道配置

- 其中 W_i^* 代表第 i 路Walsh函数。64个信道中一个导频信道 W_0 ，一个同步信道 W_{32} ，七个寻呼信道 $W_1 \sim W_7$ ，其余十五个为业务信道。



3.5.3 CDMA

- 上行(反向)信道配置如下图所示。



IS-95下行(前向)信道配置

- 其中 $n_1 \leq 32$, $n_2 \leq 64$, 即接入信道最多为32个, 业务信道最多为64个。



3.5.3 CDMA

- IS-95采用频率双向双工FDD方式(与AMPS相同)。下行: 824~849MHz, 占用25MHz、上行: 869~894MHz, 占用25MHz。上、下行频段间隔(即FDD间隔)为45MHz。IS-95最大能提供的码分信道数: 一个基站可提供 $N_1' = 55$ 业务信道, 一个频段1.25MHz提供最大基站数(不含导频相位规划) N_2' , IS-95总占用25MHz, 所能提供最多的频段数为 N_3' 。

$$N_3' = \frac{25\text{MHz}}{1.25\text{MHz}} = 20$$

IS-95总共能提供最多码分多址业务用户数(不含导频相位规划)为

$$N_3 = N_1' \times N_3' = 55 \times 20 = 1100$$



3.5.3 CDMA

- IS-95中的CDMA的主要技术特点:
- CDMA系统中所有用户共享同一时隙、同一频隙。CDMA采用扩频通信, 其信道占用1.25MHz, 属于宽带通信系统, 它具有扩频通信的一系列优点比如抗干扰性强、低功率谱密度等。宽带信号有利于采用Rake接收机抗频率选择性衰落。
- CDMA是一个干扰受限或者认为是信噪比受限系统, 其容量不同于FDMA、TDMA中的硬容量, 它是软容量。CDMA中的多个地址间的干扰由于选码不理想, 将是系统中最主要干扰, 且随用户数增多而增大。

3.5.4 OFDMA



- OFDMA是第四代移动通信的核心技术，典型代表是LTE、WiMax等移动通信体制。学术界与工业界主流观点认为，只有OFDMA才能够满足ITU第四代移动通信标准——IMT-Advanced的技术要求。
- OFDMA系统中，整个信道带宽被划分为多个正交的子载波，每个用户分配不同的子载波组用于承载业务数据。一般的，OFDMA的子载波映射方式有三种，集中映射、分布映射与随机映射。

3.5.4 OFDMA



- 分布式映射将子载波划分为多组，每组子载波分别映射为不同用户，因此每个用户的子载波均匀分布在整个信号带宽中；
- 集中映射则将一组连续子载波分配给同一个用户，因此每个用户的信号在整个带宽中集中分布；
- 随机映射按照某种随机规则，在系统可用子载波集合中，对用户的子载波进行随机分配，因此用户信号随机分布在整个带宽中。

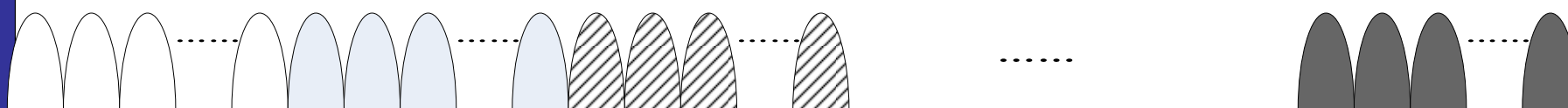


3.5.4 OFDMA

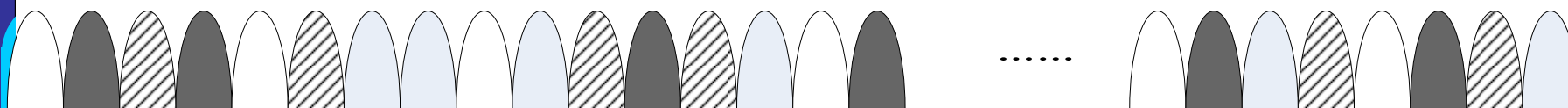
- 这三种映射方式中，随机映射和分布式映射由于用户信号分布于整个系统带宽，因此能够获得频率分集增益，性能要优于集中映射。
- 但后者实现简单，并且通过上层调度，可以弥补分集增益的损失，因此实际的LTE、WiMax系统中，主要采用集中映射方式。



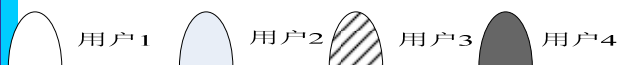
(a) 分布式映射



(b) 集中映射



(c) 随机映射



3.5.4 OFDMA



- OFDMA系统的主要干扰是相邻小区的同频干扰(共道干扰)。为了抑制同频干扰，小区间干扰协调是OFDMA系统的关键技术之一。
- 另外，同步技术、峰平比抑制技术、分组调度以及信道估计等，也都是OFDMA的核心技术，尤其是MIMO技术与OFDMA技术的组合，已经成为第四代移动通信体制的基石。

3.5.4 OFDMA



- OFDMA系统的容量既不同于CDMA的软容量，也不同于传统的FDMA、TDMA的硬容量，可以称之为动态容量。
- 由于现代信号处理与跨层优化技术的应用，物理层的链路自适应与MAC层的分组调度技术相结合，能够根据信道状态为OFDMA用户动态分配无线资源，自适应调整链路速率，从而有效提高了系统容量。

§ 3.6 码分多址CDMA中的地址码



- 由于在移动通信中第二代的IS-95与第三代中的主流体制CDMA2000与WCDMA均采用码分多址，因此本节将重点讨论CDMA中的地址码，并侧重从应用角度介绍，进一步的分析可参见本章最后一节。



3.6.1 地址码分类与设计要求

- 在CDMA中地址码主要可以划分为三类：
 - 1、用户地址码，用于区分不同移动用户。
 - 2、信道地址码，用于区分每个小区(或扇区)内的不同信道，它又可分为：
 - 单业务、单速率信道地址码，主要用于第二代移动通信IS-95；
 - 多业务、多速率的信道地址码，主要用于第三代移动通信WCDMA与CDMA2000。
 - 3、基站地址码，在移动蜂窝网中用于区分不同的基站小区(或扇区)。



3.6.2 信道地址码

- 工程中往往需要寻找一类有限元素的正交函数系，数学上符合条件的有很多函数，比如离散付氏级数、离散余弦函数、Hadamard函数、Walsh函数等等。CDMA的信道地址码选用Walsh函数系构成正交信道地址码。下面予以简介：
- 1、IS-95系统的地址码
- 在IS-95中选用了码长的正交Walsh函数系作为信道地址码。即采用了64种长度为64位的等长Walsh码作为信道地址码。
- Walsh函数有多种等价的构造方法，而最常用的是采用Hadamard编号法，IS-95所采用的就是这一方法。在IS-95标准中所给出的“64阶Walsh函数”表实际上是按Hadamard函数序列编号列出的表。二进制0/1码序列与实数值序列具有下列转换关系： $0 \rightarrow 1$ ， $1 \rightarrow -1$ 。



3.6.2 信道地址码

- 2、WCDMA系统的地址码
- WCDMA系统为了支持多速率、多业务的，只有通过可变扩频比才能达到同一要求的信道速率。在同一小区中，多个移动用户可以在相同频段同时发送不同的多媒体业务(速率不一样)，为了防止多用户业务信道之间的干扰，必须设计一类适合于多速率业务和不同扩频比的正交信道地址码，即OVSF码。
- 显然，OVSF码是一组长短不一样的码，低速率的扩频比大，码组长，而高速率的扩频比小，码组短。在WCDMA中，最短的码组为4位，最长的码组为256位。但是不管码组长短是否一致，各长、短码组间仍然要保持正交性，以免不同速率业务信道之间产生相互干扰。



3.6.3 用户地址码

- **1、用户地址码选取原则**
- 主要用于上行(反向)信道，用户地址码由移动台产生，便于区分不同的用户，下行信道中由基站产生的扰码主要用于数据加扰。
- **2、IS-95中用户地址码设计**
- IS-95是全球第一个民用码分多址CDMA系统，其用户地址码设计是CDMA中最典型的方式，在IS-95中采用一个超长序列的m序列伪码，它由42节移位寄存器产生，然后每个用户按照一定规律选取其中局部的有限位作为用户地址。



3.6.3 用户地址码

- **3、CDMA2000 1X中的用户地址码**
- CDMA2000 1X是IS-95体制的延续和发展，其用户地址码与IS-95完全相同。
- **4、WCDMA中的用户地址码**
- 在WCDMA中的地址码为了绕过IS-95以m序列为基础产生扰码的知识产权争论，采用了Gold码。Gold码是由两个本原m序列相加而构成的伪随机序列，它与m序列一样具有产生简单、自相关性能优良、且数量较多的优点。
- WCDMA中用户地址码分为两类：长码和短码。



3.6.4 基站地址码

- 1. 基站地址码选址原则
- 为了尽可能减少基站间的多用户干扰，基站地址码应满足正交性能，同时满足序列数量足够多。基站地址码主要用于上、下行信道区分不同的基站。在IS-95中采用两个较短的PN码，码长 $m = 2^{15} - 1$ ，
分别对下行同相(I)与正交(Q)调制分量进行扩频。



3.6.4 基站地址码

- **2. IS-95中基站地址码的产生**
- 在IS-95中，同相(I)信道使用的短PN码特征多项式与逆多项式如下：

$$f_I(x) = 1 + x^2 + x^6 + x^7 + x^8 + x^{10} + x^{15}$$

$$f_I^*(x) = x^{15} f(x^{-1}) = 1 + x^5 + x^7 + x^8 + x^9 + x^{13} + x^{15}$$

- 在IS-95中，正交(Q)信道使用的短PN码特征多项式与逆多项式如下：

$$f_Q(x) = 1 + x^3 + x^4 + x^5 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{12} + x^{15}$$

$$f_Q^*(x) = x^{15} f_Q(x^{-1}) = 1 + x^3 + x^4 + x^5 + x^6 + x^{10} + x^{11} + x^{12} + x^{15}$$



3.6.4 基站地址码

- **3. CDMA2000系统的基站地址码**
- CDMA2000-1X基站地址扰码与IS-95完全相同。
CDMA2000-3X基站地址扰码不同于IS-95，它是由(仍附加一个0)的m序列产生，其速率为3.6864Mchip/s。其生成多项式为：

$$f_I(x) = f_Q(x) = 1 + x^3 + x^5 + x^9 + x^{20}$$

- I序列起始码片是位于连续19个“0”之后的“1”位置，Q序列起始码片位置要比I序列延迟个码片(chip)。



3.6.4 基站地址码

- **4. WCDMA系统的基站地址码**
- WCDMA系统的基站地址码主要用于区分小区(基站或扇区)，为了绕过IS-95的知识产权，也采用了Gold码。
- WCDMA基站地址扰码是采用两个18阶移位寄存器产生的Gold序列为基础，共计可产生 $2^{18} - 1 = 262143$ 个扰码，但是实际上仅采用前面8192个。扰码长度取一帧10ms的38400个码片。

§ 3.7 伪随机序列(PN)和扩频码的理论基础与分析



- **3.7.1 伪随机(PN)序列的主要性质**
- 1967年Golomb提出了伪随机序列应满足的三项随机性公设：
 - (1) 平衡性：在序列的一个周期内，0与1的个数至多相差1个。
 - (2) 游程平衡性：在序列的一个周期内，长为1的游程占总游程 $\frac{1}{2}$ ；长为2的游程占总游程 $\frac{1}{2^2}$ 长为 i 的游程占总游程 $\frac{1}{2^i}$ ，且在等长游程中，0游程与1游程各占一半。
 - (3) 自相关函数为一个二值函数，理想为 δ 函数。

3.7.1 伪随机(PN)序列的主要性质



- 目前，已找到的能完全满足上述三个随机性公设的序列并不多，它们主要分为两大类：线性移位寄存器序列和非线性序列。
- **1. m序列**
- 最长线性移位寄存器(MLSR)，即m序列是最为典型的满足Golomb三个随机公设的序列。

3.7.1 伪随机(PN)序列的主要性质



- **2. Gold序列**
- 1967年R.Gold提出了一类伪随机序列，后来人们命名为Gold序列，其周期，序列数为 $N+2$ ，且彼此最大自相关旁瓣和最大互相关旁瓣为

$$R_a = R_c = t(n) = 2^{\lfloor \frac{n+2}{2} \rfloor} + 1$$



3.7.2 扩频序列的相关特性

- 在蜂窝移动通信系统中，由于在同一个小区/同一个扇区内同时通信的用户不是一个而是多个，因此相互之间可能存在干扰。特别是对于码分多址方式，由于多个用户均占用相同时隙、相同频段，不同的仅是所选取的地址码不一样。这就是说各用户之间的干扰仅靠所选用的地址码的互相关特性较好来消除，然而实际上理想的互相关系数处处为0的地址码是不存在的，因此在码分多址系统中多址干扰总是客观存在的。当小区/扇区中同时通信的用户数较多时，多址干扰是最主要的干扰，其次是多径干扰，而加性高斯白噪声干扰影响最小。
- 扩频码的码型设计是克服多址干扰的最本质也是最理想的措施，这样可以从理论上设计一大类完全正交的互相关为0的理想扩频地址码，利用码组间互相关为0完全消除多用户之间的多址干扰。



3.7.2 扩频序列的相关特性

- 对于周期相关函数、奇相关函数以及非周期相关函数有如下的引理。

- 引理1

$$\sum_{l=0}^{N-1} |\theta(u, v)(l)|^2 = \sum_{l=0}^{N-1} \theta(u)(l) [\theta(v)(l)]^*$$

- 引理2

$$\sum_{l=0}^{N-1} |\phi(u, v)(l)|^2 = \sum_{l=0}^{N-1} \phi(u)(l) [\phi(v)(l)]^*$$



3.7.2 扩频序列的相关特性

- 引理3

$$\sum_{l=1-N}^{N-1} |\theta(u, v)(l)|^2 = \sum_{l=1-N}^{N-1} \theta(u)(l) [\theta(v)(l)]^*$$

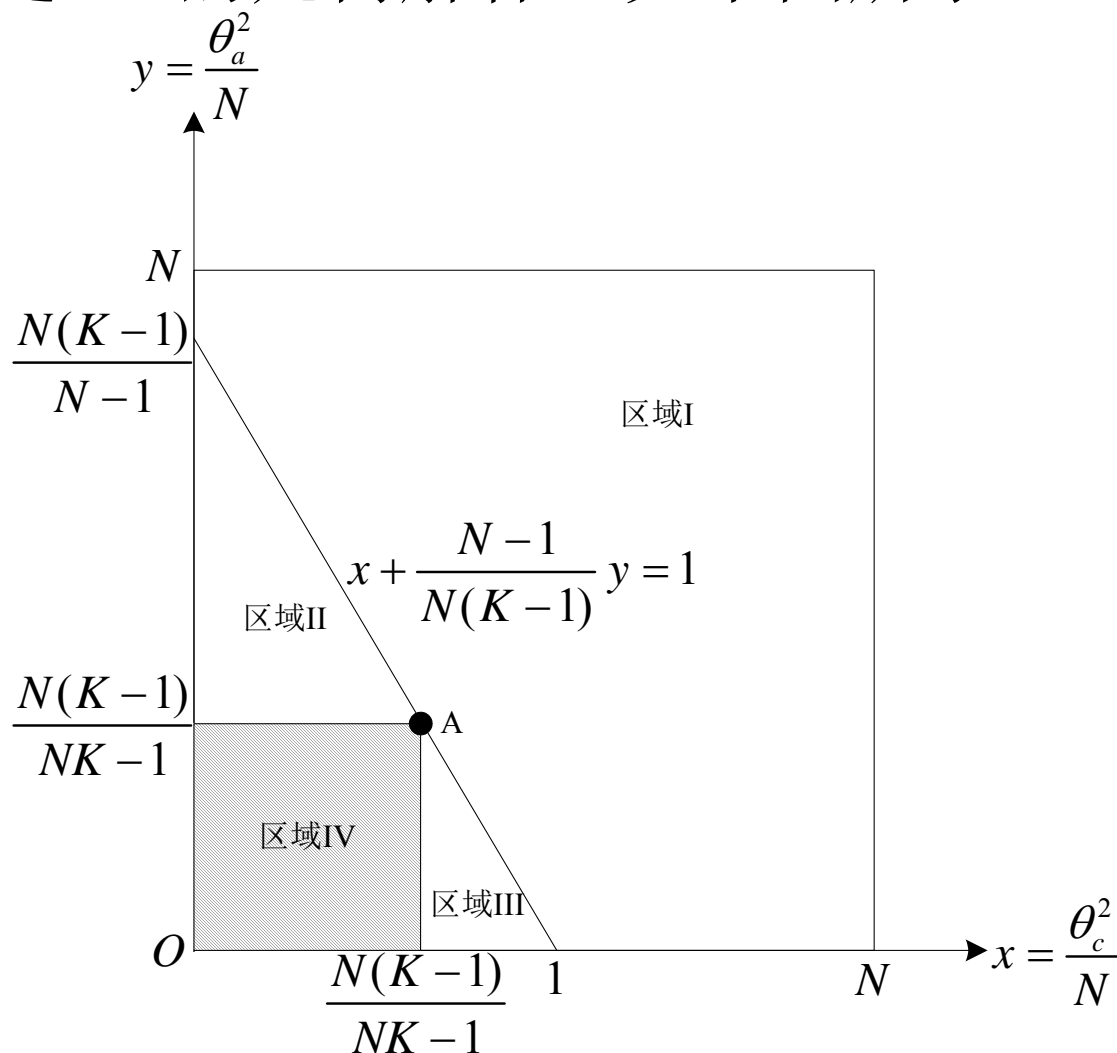
- 根据上述相关函数的定义和规定，Welch、Sarwate等人经过系统研究，得到如下的基本定理。
- 定理1** 扩频序列集合的周期自相关和互相关函数最大值满足下列关系式：

$$\left(\frac{\theta_c^2}{N} \right) + \frac{N-1}{N(K-1)} \left(\frac{\theta_a^2}{N} \right) \geq 1$$



3.7.2 扩频序列的相关特性

定理1的几何解释，如下图所示。



周期相关函
数的下界



3.7.2 扩频序列的相关特性

- **定理2** 扩频序列集合的奇自相关和奇互相关函数最大值满足下列关系式:

$$\left(\frac{\phi_c^2}{N}\right) + \frac{N-1}{N(K-1)} \left(\frac{\phi_a^2}{N}\right) \geq 1$$

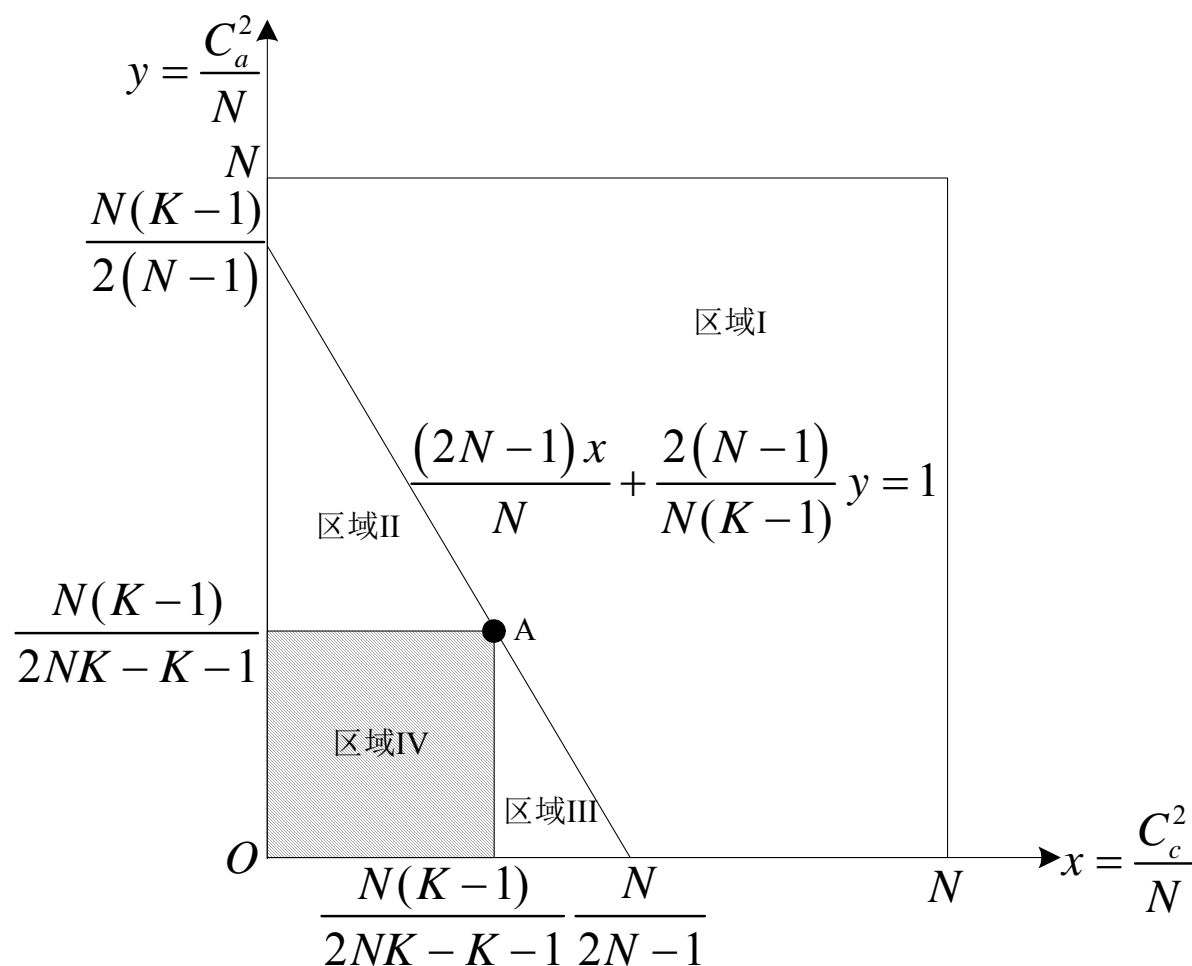
- **定理3** 扩频序列集合的非周期自相关和互相关函数最大值满足下列关系式:

$$\frac{2N-1}{N} \left(\frac{C_c^2}{N}\right) + \frac{2(N-1)}{N(K-1)} \left(\frac{C_a^2}{N}\right) \geq 1$$



3.7.2 扩频序列的相关特性

定理3的几何解释，如下图所示。



非周期相关
函数的下界



3.7.3 ZCZ与LCZ码

- 定理说明理想的扩频地址码序列是不存在的。若放松一些先决条件，比如不要求互相关函数每时刻的值都为0，而只要求在一定的窗口内为0，以及采用复合序列构造方法等，也可能找到一些比较理想的地址码序列。
- 近年来，学术界提出了零相关窗序列(ZCZ)与低相关窗序列(LCZ)的概念，就是典型的广义正交扩频地址码序列。

ZCZ序列集合周期自/互相关函数满足

$$\theta(u^{(k)}, u^{(l)})(m) = \sum_{j=0}^{N-1} u_j^{(k)} \left(u_{j+m}^{(l)} \right)^* = \begin{cases} N, & \text{for } m = 0, k = l \\ 0, & \text{for } m = 0, k \neq l \\ 0, & \text{for } 0 < |m| \leq Z \end{cases}$$

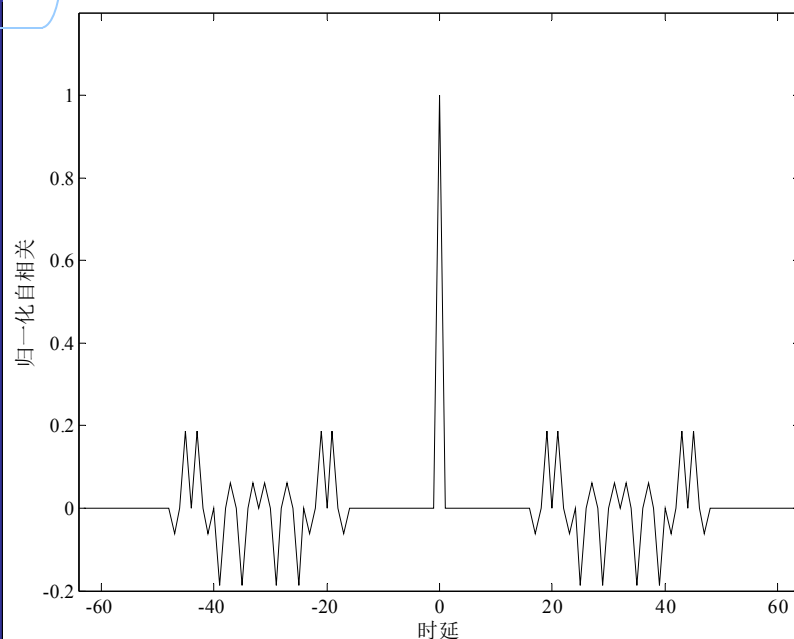


3.7.3 ZCZ与LCZ码

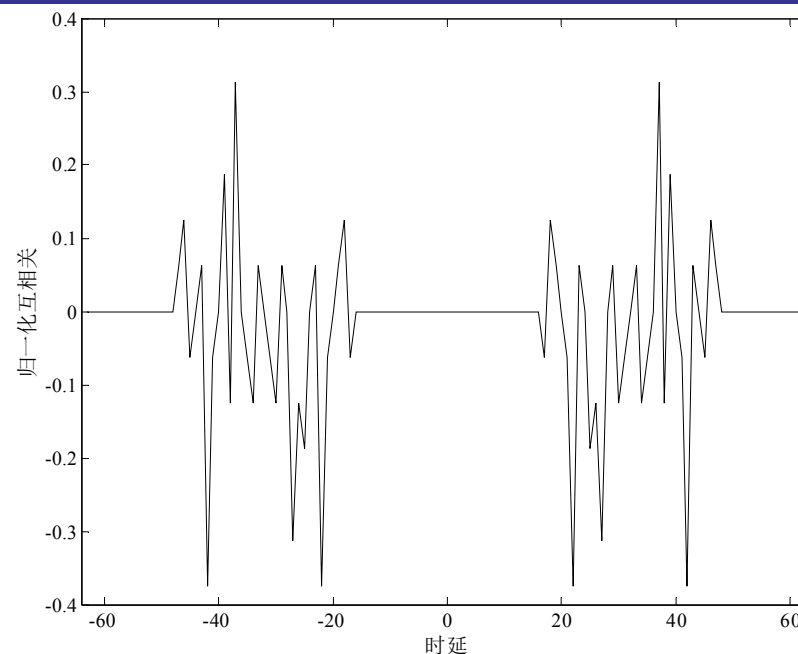
- 在多径传播环境中，如果最大多径时延不超过零相关窗长，则各个用户或业务的地址码不会相互干扰，因此可以有效降低CDMA系统中的多址干扰。

序列集合	序号	码序列
$X(64,2,16)$	$u^{(1)}$	0010111011011110110100011101111011010001001000011101000111011110
	$u^{(2)}$	0111101110001011100001001000101110000100011101001000010010001011

3.7.3 ZCZ与LCZ码



归一化自相关函数



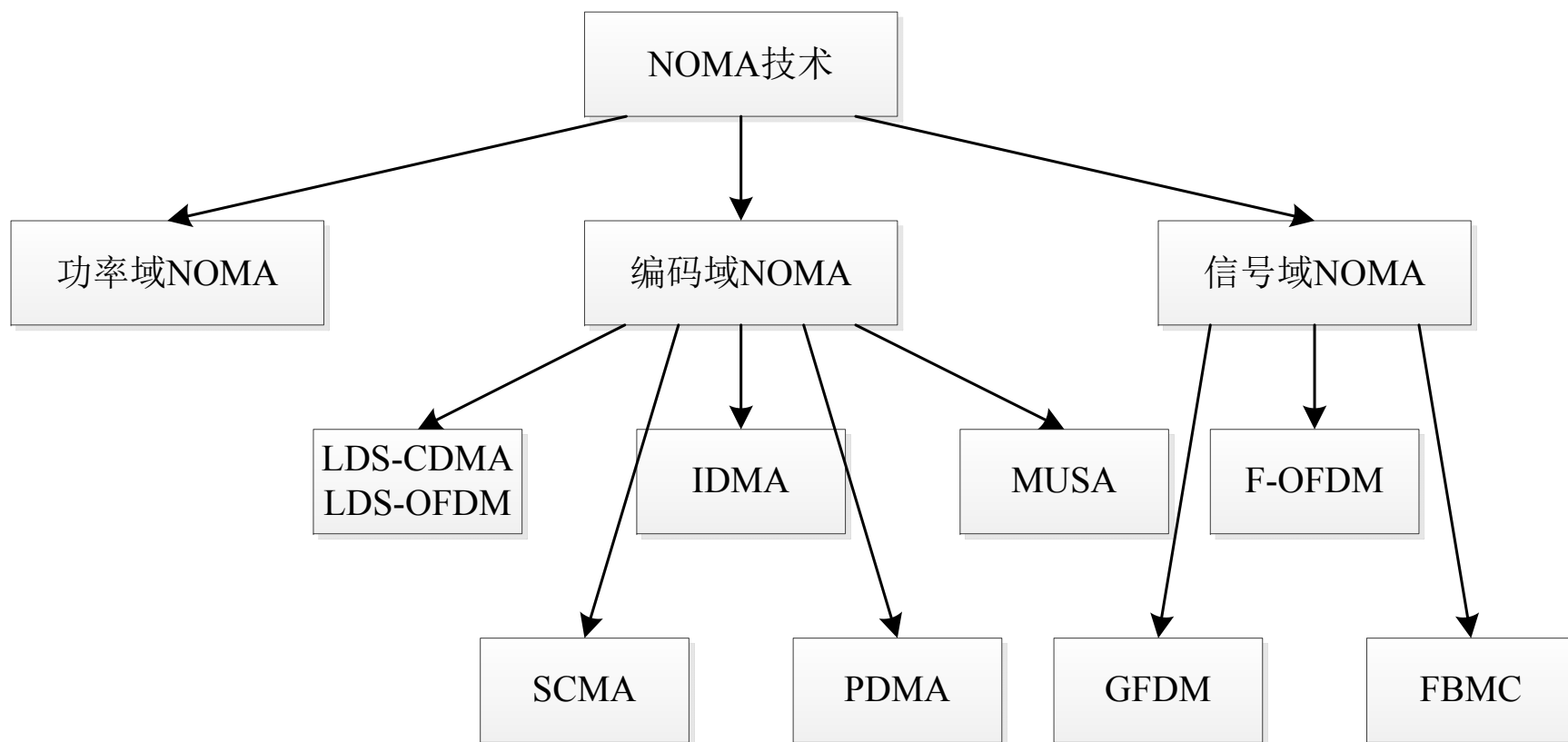
归一化互相关函数

在实际移动通信系统中应用ZCZ/LCZ序列，扩频码数量能否满足要求，同时经过恶劣的时变信道以后，理想性能是否能保持以及如何进行大范围组网仍然需要进一步研究。

3.8 面向5G的非正交多址(NOMA)技术



- 非正交多址(NOMA)接入成为5G移动通信系统的关键技术, 得到了学术界与工业界的普遍关注。
- 按照用户信号的结构特征, 可以将非正交多址技术划分为三类: 功率域NOMA、编码域NOMA以及信号域NOMA



3.8 面向5G的非正交多址(NOMA)技术

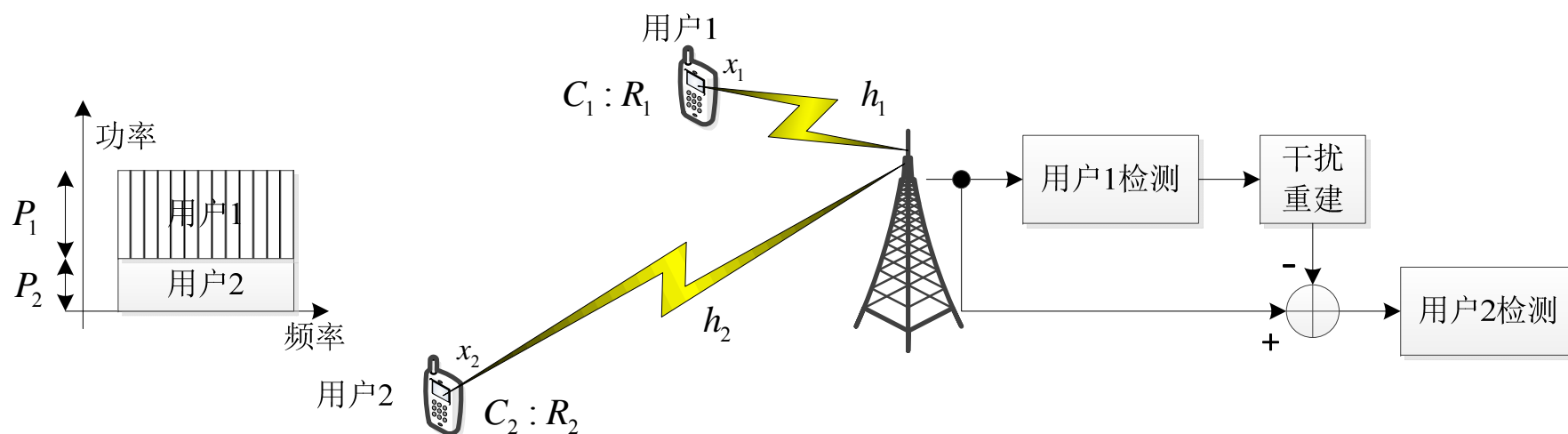


- 非正交多址NOMA具有三方面的技术优势
- (1)提高频谱效率，逼近容量域极限
- NOMA可达容量域在OMA可靠容量域的外部，NOMA具有更好的系统容量增益。
- (2)灵活支持大规模通信连接
- NOMA系统的容量系统自干扰决定。采用高级信号检测与接收技术(例如SIC/MPA)，有效消除用户间干扰，则NOMA可以支持大量的用户连接。
- (3)有效减低传输时延与信令开销
- NOMA技术由于上行链路可以不进行调度，只采用免调度(Grant-Free)的上行传输，从而能够降低传输时延，节省信令开销，具有更大的系统灵活性。

3.8 面向5G的非正交多址(NOMA)技术



• 3.8.2 功率域非正交多址技术(P-NOMA)



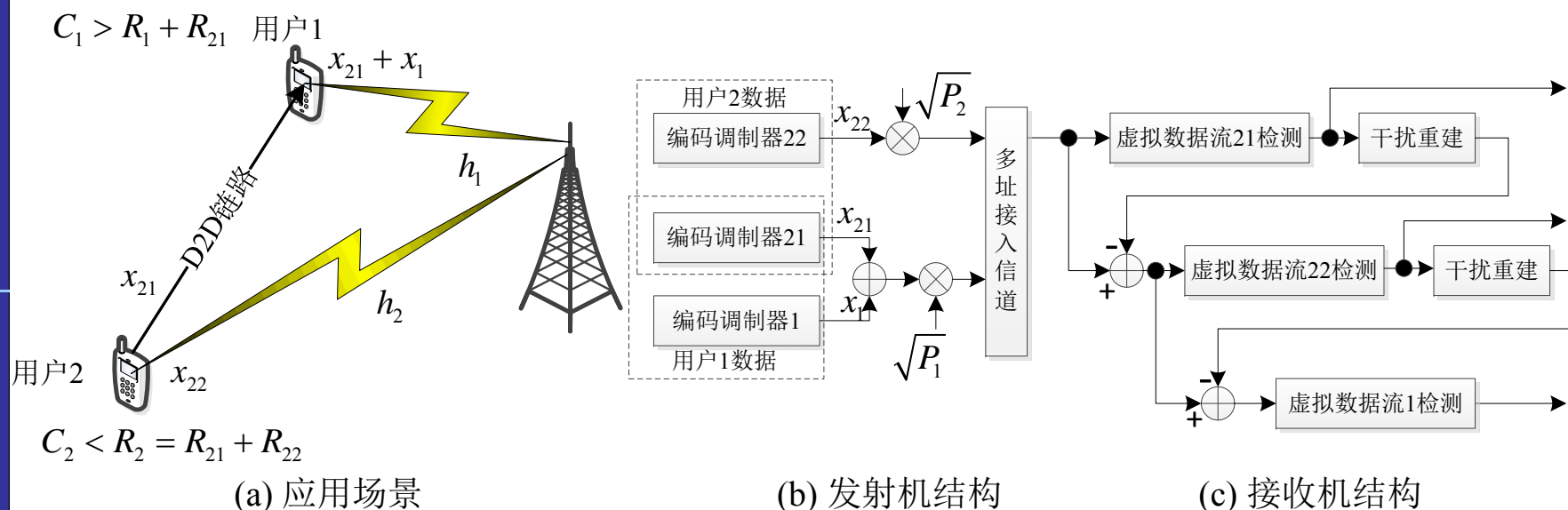
用户1和用户2的可达速率分别为

$$R_1 \leq C_1 = \log_2 \left(1 + \frac{P_1 |h_1|^2}{P_2 |h_2|^2 + \sigma^2} \right) \quad R_2 \leq C_2 = \log_2 \left(1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{\sigma^2} \right)$$

3.8 面向5G的非正交多址(NOMA)技术

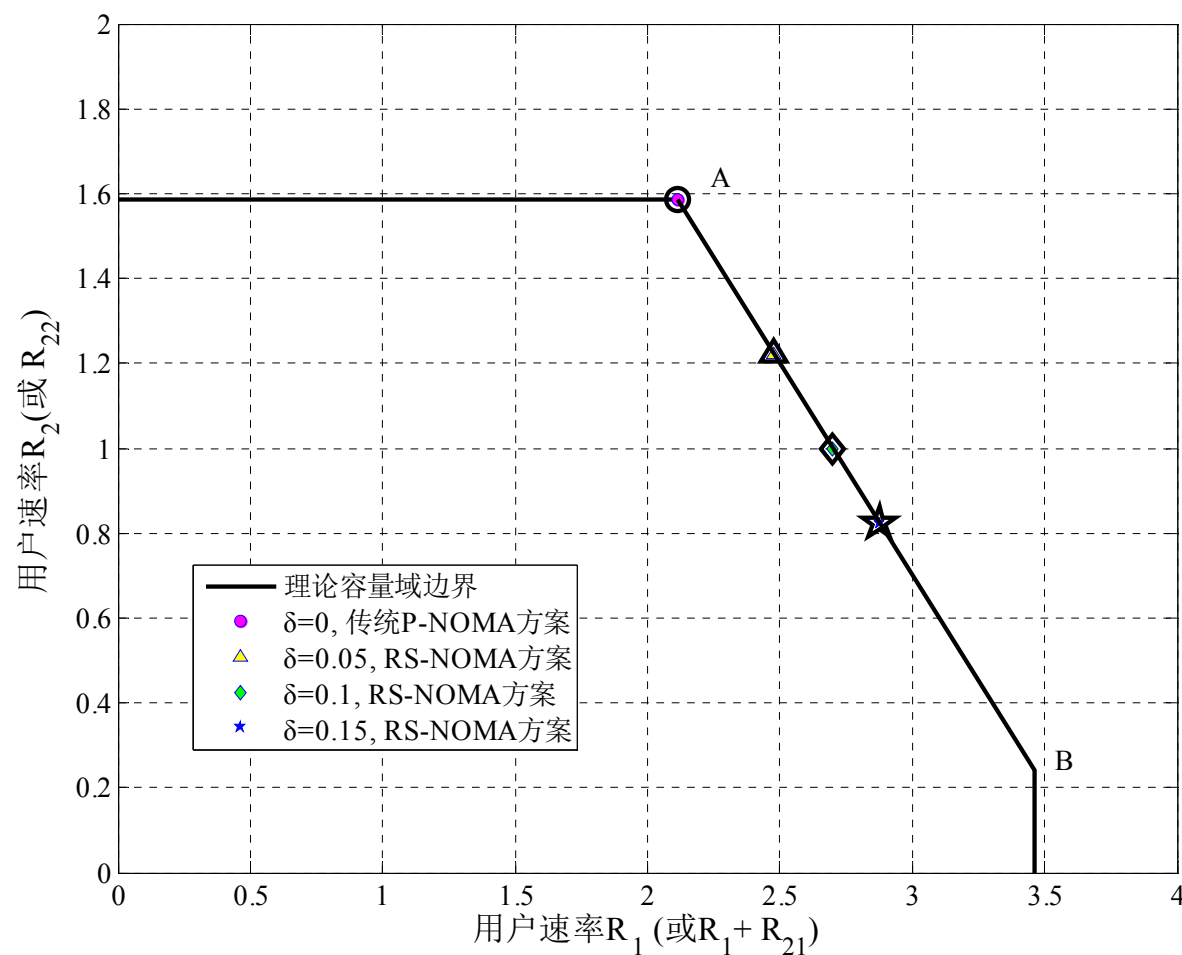


- 速率分裂的非正交多址方案(RS-NOMA)
- 理论上，P-NOMA采用串行干扰抵消能够达到MAC信道容量域的顶点，但如果各用户的信道传输条件与速率需求不匹配，则单纯的SIC并不能够调和二者矛盾。



通信系统中出现了信道条件与实际传输需求不匹配的情况，若直接采用P-NOMA多址接入方案，用户2的传输需求将难以满足。RS-NOMA方案能有效利用用户1富余的传输速率，帮助用户2传输部分信息。

3.8 面向5G的非正交多址(NOMA)技术



- 图3.60 RS-NOMA与P-NOMA两种方案的可达速率域对比 97

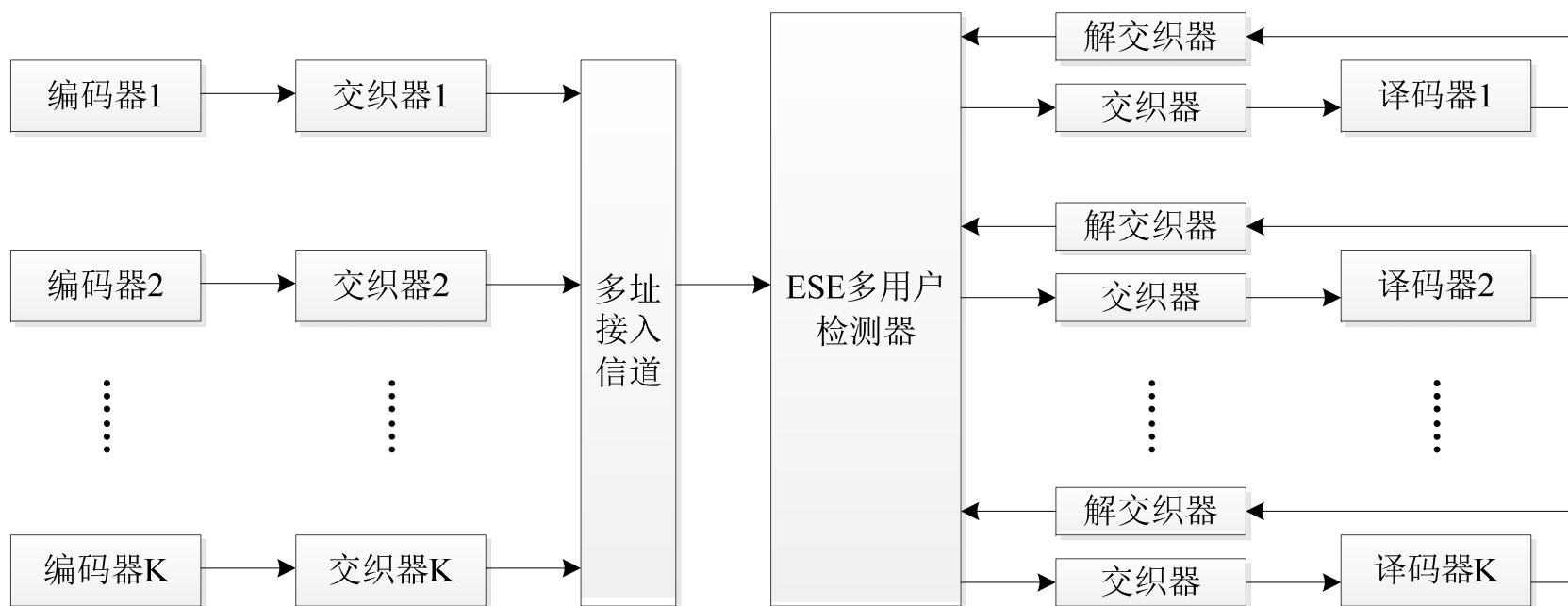
3.8 面向5G的非正交多址(NOMA)技术



• 3.8.3 编码域非正交多址技术

- 编码域NOMA的主要思想是设计合理的多用户码本，采用叠加编码的方式发送信号，基于SIC/MPA的方式进行多用户检测。

• 1.交织分割多址技术(IDMA)



3.8 面向5G的非正交多址(NOMA)技术



• 2.低密度扩频码分多址技术(LDS-CDMA)

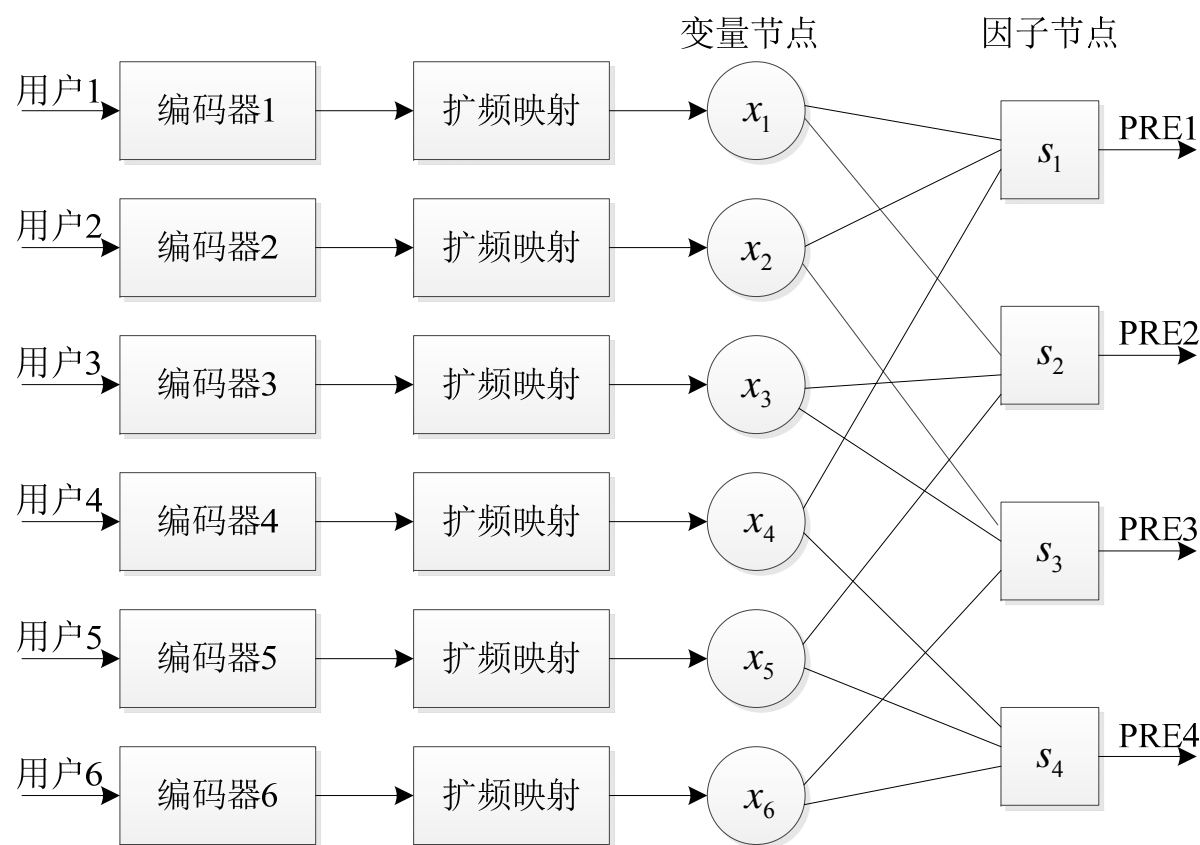
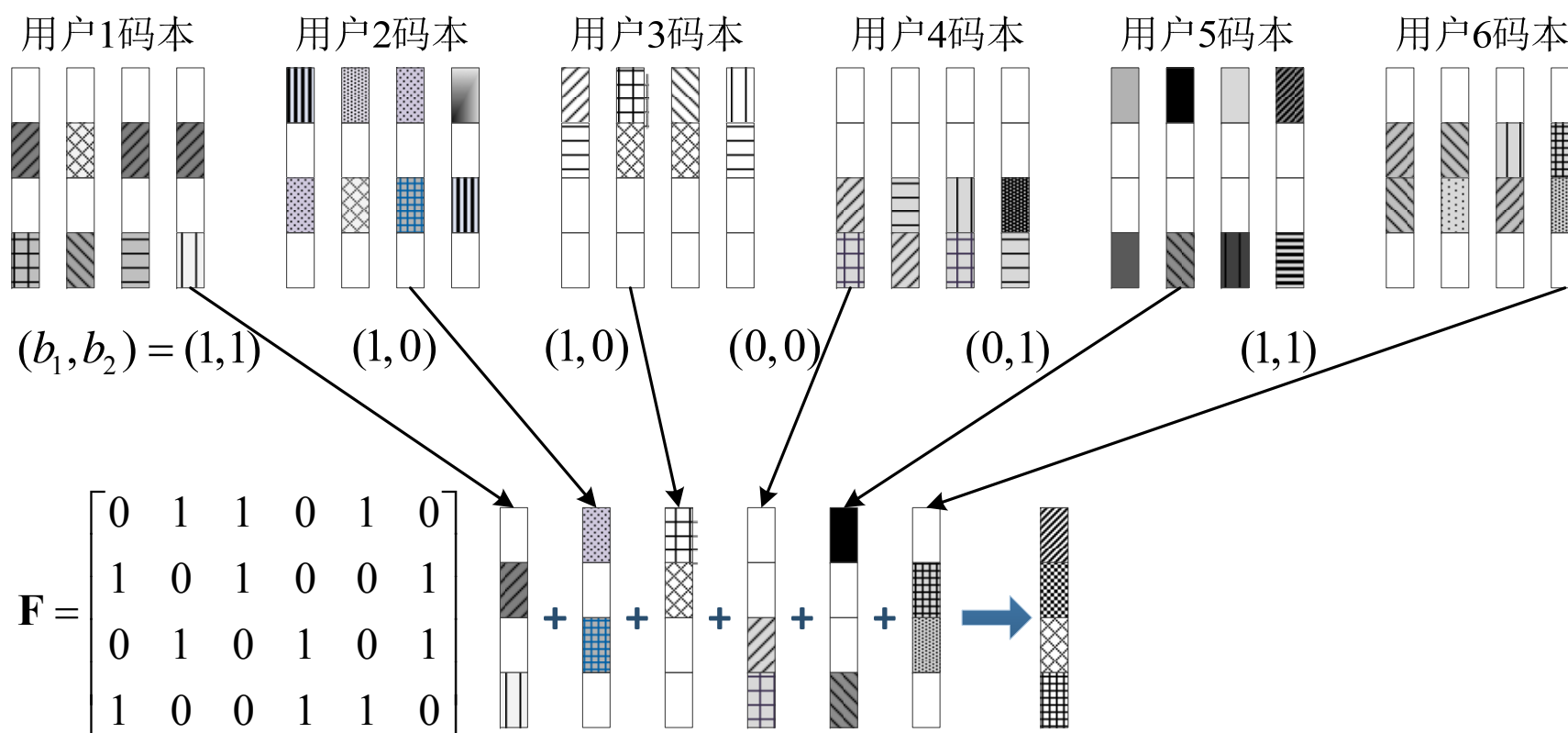


图3.62 LDS-CDMA系统发射机结构

3.8 面向5G的非正交多址(NOMA)技术



- 3.稀疏编码多址技术(SCMA)
- 稀疏编码多址(SCMA)技术最早由华为公司提出，是5G移动通信系统中一种代表性的多址方案。



3.8 面向5G的非正交多址(NOMA)技术



- 4.图样分割多址技术(PDMA)
- 图样分割多址(PDMA)是电信科学研究院(CATT)所提出的一种非正交多址方案[3.28]
- 每个用户分配特定的特征图样，用于区分各自的信号。
- 本质上，PDMA也是一类LDS-CDMA技术。它的特色主要体现在因子图上，变量节点与校验节点的度分布可以不均匀，这样，由于多用户干扰分布是不规则的，各个用户的可靠性存在差异，称为不等分集度。这一点是PDMA区别于SCMA的关键特征。

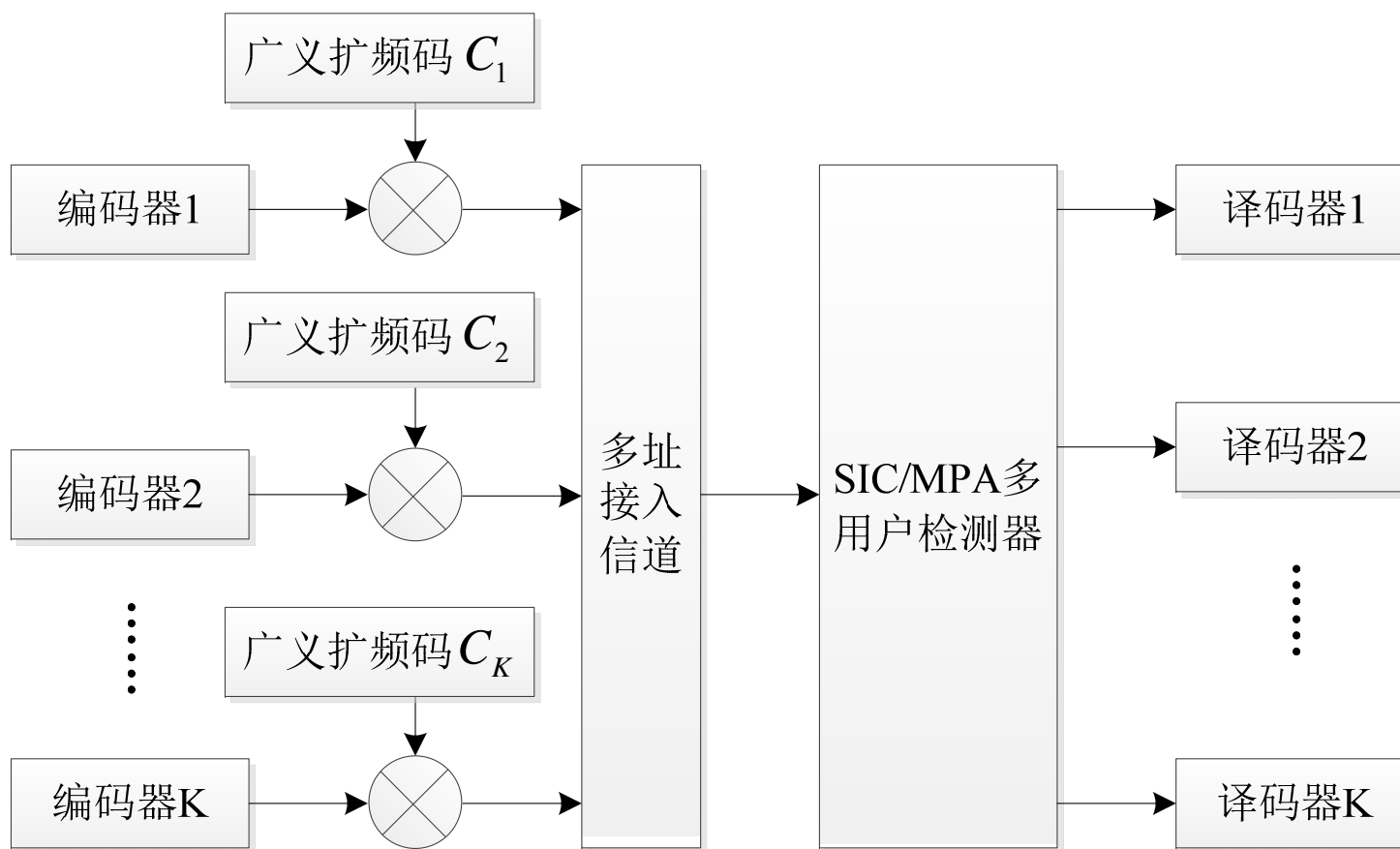
6用户4个PRE，
PDMA的因子图矩阵

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

3.8 面向5G的非正交多址(NOMA)技术



- 5.多用户共享多址技术(MUSA)
- 多用户共享多址(MUSA)技术是中兴公司提出的5G非正交多址方案，它是一种广义的同步CDMA系统。





§ 3.9 本章小结

- 本章讨论了双工与多址两个移动通信系统的基本问题。在双工技术方面，首先介绍了时分、频分双工的基本概念以及双向通信信道的容量域问题。其次，重点介绍了移动通信中的两种典型双工方式：频分双工(FDD)与时分双工(TDD)。最后，面向5G移动通信需求，详细介绍了带内全双工(IBFD)的基本原理与实现方案，并分析了技术优劣势。
- 在多址技术方面：首先介绍了频分、时分、码分和空分的基本概念以及多址接入信道的容量域问题。

§ 3.9 本章小结



- 其次重点介绍了移动通信中几种典型的多址接入方式：第一代(1G)的FDMA，第二代(2G)GSM的TDMA、IS-95的CDMA，第三代(3G)三个主流制式的CDMA以及第四代(4G)的OFDMA。结合不同的码分系统：IS-95、CDMA2000和WCDMA，重点分析和介绍了CDMA的三种不同形式地址码：用户、信道、基站地址码的结构与组成。对于地址码设计的理论基础，进行了深入分析与讨论。最后，针对5G移动通信的高频谱效率、海量连接的系统需求，详细介绍了功率域与编码域非正交多址(NOMA)的基本概念与代表性技术方案。

参考文献



- [3.1]C. E. Shannon, "Two-way Communication Channels," Proc. 4th Berkeley Symp. Math. Stat. Prob. Berkeley: University of California Press, pp. 611-644, 1961.
- [3.2]T. S. Han, "A General Coding Scheme for the Two-way Channel," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 30, No. 1, pp. 35-44, 1984.
- [3.3]T. M. Cover and J. A. Thomas, "The Elements of Information Theory," New York, Wiley, 1991.
- [3.4]D. Tse and P. Viswanath, Fundamentals of Wireless Communication, Cambridge Univ. Press, 2005.
- [3.5]B. Rimoldi and R. Urbanke, "A Rate-Splitting Approach to the Gaussian Multiple-Access Channel," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 42, No. 2, pp. 364-375, 1996.
- [3.6]F. Boccardi et al., "Five Disruptive Technology Directions for 5G," IEEE Commun. Mag., Vol. 52, No. 2, pp. 74-80, Feb. 2014.
- [3.7]S. Boumaiza and F. M. Ghannouchi, "Realistic Power-Amplifiers Characterization with Application to Baseband Digital Predistortion for 3G Base Stations", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 12, pp. 3016-3021, Dec. 2002.
- [3.8]王忠勇等, 《TD-SCDMA射频电路设计》, 人民邮电出版社, 2009.5.
- [3.9]3GPP TS 25.141, "Base Station (BS) conformance testing (FDD)"
- [3.10]A. Sabharwal, P. Schniter, et. al., "In-Band Full-Duplex Wireless: Challenges and Opportunities," IEEE Journal on Select. Areas in Commun., Vol. 32, No. 9, Sept. 2014.

参考文献



- [3.11]E. Everett, A. Sahai, and A. Sabharwal, "Passive self-interference suppression for full-duplex infrastructure nodes," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 13, no. 2, pp. 680–694, Feb. 2014.
- [3.12]M. B. Pursley and V. Sarwate, "Evaluation of Correlation Parameters for Periodic Sequences," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-23, pp. 508-513, July 1977.
- [3.13]D. V. Sarwate, "Bounds on Crosscorrelation and Autocorrelation of Sequences," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-25, No. 6, pp. 720-724, Nov. 1979.
- [3.14]L. R. Welch, "Lower bounds on the maximum corss correlation of signals," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-20, pp. 397-399, May 1974.
- [3.15]P. Z. Fan, N. Kuroyanagi and X. M. Deng, "A class of binary sequences with zero correlation zone," Electron. Lett., Vol. 35, No. 10, pp. 777-779, 1999.
- [3.16]P. Z. Fan and Li Hao, "Generalized orthogonal sequences and their applications in synchronous CDMA systems," IEICE Trans. Fundamentals, Vol. E83-A, No. pp. 2054-2069, Nov. 2000.
- [3.17]X. H. Tang and P. Z. Fan, "Bounds on aperiodic and odd correllations of spreading sequences with low and zero correlation zone," Electron. Lett., Vol. 37, No. 19, pp. 1201-1203, 1999.
- [3.18]L. Dai, B. Wang, et. al., "Non-Orthogonal Multiple Access for 5G: Solutions, Challenges, Opportunities, and Future Research Trends," IEEE Commun. Mag., Vol. 53, No. 9, pp. 74-81, Sept. 2015.

参考文献



- [3.19]S. Han et al., “Energy Efficiency and Spectrum Efficiency Co-Design: From NOMA to Network NOMA,” IEEE MMTC E-Letter, Vol. 9, No. 5, pp. 21-24, Sept. 2014.
- [3.20]X. Huang, K. Niu, Z. He, et. al., “Rate-Splitting Non-Orthogonal Multiple Access: Practical Design and Performance Optimization,” 11th EAI International Conference on Communications and Networking in China, 2016.
- [3.21]牛凯、黄欣睿等，基于速率分割非正交多址接入技术的数据传输方法及装置，专利号：201610627117.1。
- [3.22]A. Montanari and D. Tse. “Analysis of belief propagation for non-linear problems: The example of CDMA (or: How to prove Tanaka’s formula).” IEEE Information Theory Workshop, Punta del Este, 2006.
- [3.23]D. Guo and C. C. Wang, “Multiuser Detection of Sparsely Spread CDMA,” in IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 26, no. 3, pp. 421-431, April 2008.
- [3.24]P. Li, L. Liu, et. al., “Interleave-Division Multiple-Access,” IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 5, No. 4, pp. 938-947, Apr. 2006.
- [3.25]R. Hoshyar, F. P. Wathan, and R. Tafazolli, “Novel Low-Density Signature for Synchronous CDMA Systems over AWGN Channel,” IEEE Trans. Signal Proc., Vol. 56, No. 4, pp. 1616-1626, Apr. 2008.

参考文献



- [3.26]H. Nikopour and H. Baligh, "Sparse Code Multiple Access," Proc. IEEE PIMRC 2013, pp. 332-336, Sept. 2013.
- [3.27]Y. Wu, S. Zhang and Y. Chen, "Iterative multiuser receiver in sparse code multiple access systems," in Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC), pp. 2918-2923, Jun. 2015.
- [3.28]S. Chen, B. Ren, Q. Gao, S. Kang, S. Sun and K. Niu, "Pattern Division Multiple Access (PDMA)-A Novel Non-orthogonal Multiple Access for 5G Radio Networks," IEEE Trans. on Veh. Tech., Vol. 66, No. 4, pp.3185- 3196, 2017.
- [3.29]Z. Yuan, G. Yu, and W. Li, "Multi-User Shared Access for 5G," Telecommun. Network Technology, Vol. 5, No. 5, pp. 28-30, May 2015.
- [3.30]吴伟陵, 《移动通信中的关键技术》, 北京邮电大学出版社, 2000.11。
- [3.31]J. S. Lee, L. E. Miller, "CDMA Systems Engineering Handbook," Artech House, Inc. 1998.
- [3.32]3GPP Technical Specification (3G TS) 25.213 , v4.0.0, Spreading and Modulation(FDD).
- [3.33]T. Ojanpera, R. Prasad, "WCDMA: Towards IP Mobility and Mobile Internet," Artech House, Inc. 2001.
- [3.34]孙立新、尤肖虎、张平等, 《第三代移动通信技术》, 人民邮电出版社, 2000.12。



谢谢！