

# IMT-2020(5G)推进组

# 全双工专题组技术报告

---

技术报告  
Technical Report

---

## 版权声明 Copyright Notification

---

本文档由IMT-2020(5G)推进组全双工专题组成员单位起草

---

未经许可 禁止打印、复制及通过任何媒体传播

© 2015 IMT-2020推进组版权所有



# 目 录

|  |    |
|--|----|
| 第一章 引言 .....                           | 7  |
| 第二章 应用场景 .....                         | 8  |
| 2.1 场景概述 .....                         | 8  |
| 2.2 蜂窝应用场景 .....                       | 8  |
| 2.3 中继及 MIMO 应用场景 .....                | 9  |
| 2.4 毫米波应用场景 .....                      | 10 |
| 第三章 全双工物理层关键技术 .....                   | 12 |
| 3.1 关键技术概述 .....                       | 12 |
| 3.2 空间自干扰消除 .....                      | 12 |
| 3.2.1 基于收发波束特征分解的空间自干扰抑制技术 .....       | 12 |
| 3.3 射频域自干扰消除 .....                     | 14 |
| 3.3.1 多抽头模型射频自干扰消除技术分析 .....           | 14 |
| 3.3.2 SISO 系统模拟域主动干扰消除技术 .....         | 16 |
| 3.3.3 MIMO 系统模拟自干扰消除技术 .....           | 17 |
| 3.3.4 自混频射频自干扰消除技术 .....               | 19 |
| 3.3.5 信道差分相干射频自干扰消除技术 .....            | 21 |
| 3.3.6 一种适用于 BPSK 干扰信号消除的技术 .....       | 22 |
| 3.3.7 阻抗失配型定向耦合器隔离技术 .....             | 23 |
| 3.4 数字域自干扰消除 .....                     | 25 |
| 3.4.1 用于消除终端用户间干扰的 SIC 技术 .....        | 25 |
| 3.5 全双工帧结构设计 .....                     | 28 |
| 3.5.1 全双工帧结构设计 .....                   | 28 |
| 3.5.2 全双工基站+半双工终端的帧结构设计 .....          | 29 |
| 3.6 物理层其他关键技术 .....                    | 32 |
| 3.6.1 空间调制全双工技术 .....                  | 32 |
| 3.6.2 TDD 系统中信道获取技术 .....              | 34 |
| 3.6.3 TDD 系统中功率控制技术 .....              | 34 |
| 第四章 全双工组网技术 .....                      | 38 |
| 4.1 概述 .....                           | 38 |
| 4.2 全双工网络架构 .....                      | 38 |
| 4.2.1 全双工基站和半双工用户组网 .....              | 38 |
| 4.2.2 全双工小区和半双工小区混合组网 .....            | 39 |
| 4.2.3 混合双工组网的频率分配策略与分析 .....           | 39 |
| 4.2.4 一种中心式基站发射天线和分布式接收天线阵列的组网架构 ..... | 43 |
| 4.3 资源分配与调度 .....                      | 44 |
| 4.3.1 VMAC 技术 .....                    | 44 |
| 4.3.2 自适应的信道测量及资源分配技术 .....            | 51 |

|            |                      |           |
|------------|----------------------|-----------|
| 4.4        | 干扰协调和干扰消除 .....      | 54        |
| <b>第五章</b> | <b>全双工原型验证 .....</b> | <b>56</b> |
| 5.1        | 电子科技大学全双工原型验证 .....  | 56        |
| 5.1.1      | 场景 .....             | 56        |
| 5.1.2      | 性能与功能指标 .....        | 56        |
| 5.2        | 中兴通讯全双工原型验证 .....    | 57        |
| 5.2.1      | 场景 .....             | 57        |
| 5.2.2      | 性能与功能指标 .....        | 58        |
| 5.3        | 北京大学全双工原型验证 .....    | 59        |
| <b>第六章</b> | <b>参考文献 .....</b>    | <b>61</b> |
| <b>第七章</b> | <b>主要贡献单位 .....</b>  | <b>62</b> |

## 图目录

|        |  |    |
|--------|--|----|
| 图 2-1  | 应用场景 .....   | 9  |
| 图 2-2  | FDD Massive MIMO + Full-Duplexing MIMO Relay ..... | 10 |
| 图 2-3  | TDD Massive MIMO + Full-Duplexing MIMO Relay ..... | 10 |
| 图 2-4  | 典型的 8T8R 中继站, 支持 4*4 MIMO 的 Mesh 和 Relay .....     | 10 |
| 图 2-5  | 全球几个主要地区毫米波移动通信候选频谱 .....                          | 11 |
| 图 2-6  | 毫米波正交子带 1*3 复用图 .....                              | 11 |
| 图 2-7  | BDMA 实现毫米波全双工 Virtual Personnel Cell .....         | 11 |
| 图 3-1  | 单用户全双工系统模型 .....                                   | 12 |
| 图 3-2  | 多抽头射频干扰抑制系统模型 .....                                | 15 |
| 图 3-3  | 不同自干扰带宽下不同的抽头延时参数对射频干扰抵消的影响 .....                  | 16 |
| 图 3-4  | 不同抽头个数对射频干扰抑制的影响 .....                             | 16 |
| 图 3-5  | SISO 系统模拟域主动干扰消除模块原理框图 .....                       | 17 |
| 图 3-6  | MIMO 全双工系统工作模式 .....                               | 18 |
| 图 3-7  | MIMO 全双工系统自干扰消除架构 .....                            | 18 |
| 图 3-8  | 直接射频耦合自混频自干扰抵消结构 .....                             | 20 |
| 图 3-9  | 归一化延时误差对自干扰抵消能力影响的曲线 .....                         | 20 |
| 图 3-10 | 归一化增益误差对自干扰抵消能力影响的曲线 .....                         | 20 |
| 图 3-11 | 盲信道自干扰抵消结构 .....                                   | 21 |
| 图 3-12 | 延时器一致性误差对干扰抵消性能的影响 .....                           | 22 |
| 图 3-13 | 自干扰消除模块结构图 .....                                   | 23 |
| 图 3-14 | 反射系数消除法原理图 .....                                   | 24 |
| 图 3-15 | 平行定向耦合器结构图 .....                                   | 24 |
| 图 3-16 | 单小区自干扰场景图 .....                                    | 26 |
| 图 3-17 | “Z”信道模型 .....                                      | 26 |
| 图 3-18 | 全双工小区和容量比较 .....                                   | 28 |
| 图 3-19 | 全双工帧结构设计 .....                                     | 28 |
| 图 3-20 | 空间调制全双工系统框图 .....                                  | 32 |
| 图 3-21 | 中断容量比较 .....                                       | 33 |
| 图 3-22 | 各态历经容量 .....                                       | 33 |
| 图 3-23 | 可获得信道互易性的基站架构 .....                                | 34 |
| 图 3-24 | PUSCH 功控示例 .....                                   | 37 |
| 图 3-25 | PUCCH 功控示例 .....                                   | 37 |
| 图 4-1  | TDD 和 FDD 系统拓展为全双工示例 .....                         | 38 |
| 图 4-2  | 不同全双工组网方式 .....                                    | 39 |
| 图 4-3  | 一种同时同频全双工半双工混合组网和频点分配方法 .....                      | 40 |
| 图 4-4  | 全双工小区载波利用率和用户个数的关系 .....                           | 42 |
| 图 4-5  | 全双工混合组网小区与半双工小区的载波利用率对比 .....                      | 42 |
| 图 4-6  | 传统同频同时全双工组网示意图 .....                               | 43 |
| 图 4-7  | 基站收发天线分置方案 .....                                   | 43 |

|        |   |    |
|--------|---|----|
| 图 4-8  | 天线阵的波束赋形 .....                                | 44 |
| 图 4-9  | 接收天线波束交叠示意图 .....                             | 44 |
| 图 4-10 | 添加虚拟 MAC 地址后的帧结构 .....                        | 45 |
| 图 4-11 | 成功建立全双工通信的情况 .....                            | 46 |
| 图 4-12 | 发生碰撞的情况 .....                                 | 47 |
| 图 4-13 | AP 发送 busytone 的情况 .....                      | 47 |
| 图 4-14 | AP 发送 jamming 信号的情况 .....                     | 48 |
| 图 4-15 | 数据包情况下 FD-CSMA/CD 的 (a) 相对吞吐量 (b) 绝对吞吐率 ..... | 49 |
| 图 4-16 | 语音包情况下 FD-CSMA/CD 的 (a) 相对吞吐量 (b) 绝对吞吐率 ..... | 49 |
| 图 4-17 | 系统吞吐率随窗口大小设置的影响 .....                         | 50 |
| 图 4-18 | 子信道选择策略对系统的影响 .....                           | 50 |
| 图 4-19 | 子帧子集确定示例 .....                                | 54 |
| 图 4-20 | 调度结果示例 .....                                  | 54 |
| 图 5-1  | 全双工 2 发 2 收 LTE 样机 .....                      | 56 |
| 图 5-2  | 全双工 2 发 2 收 LTE 通信外场实验 .....                  | 57 |
| 图 5-3  | 全双工上行流量测试环境 .....                             | 58 |
| 图 5-4  | 全双工灵敏度测试环境 .....                              | 58 |
| 图 5-5  | 同时同频全双工系统的自干扰场景图 .....                        | 59 |
| 图 5-6  | 同时同频全双工系统的演示示意场景图 .....                       | 60 |
| 图 5-7  | 室外点对点全双工通信系统 .....                            | 60 |

## 表目录

|       |                  |    |
|-------|------------------|----|
| 表 5-1 | 全双工灵敏度测试结果 ..... | 59 |
| 表 7-1 | 主要单位贡献表 .....    | 62 |

## 第一章 引言

在 IMT-2020 推进组的统一安排下，全双工专题工作组集中全国科研力量，召开全国性会议 10 余次，输出技术文稿 50 余篇。全双工专题研究工作围绕应用场景、网络架构、自干扰信号抑制、资源管理、原型验证等研究工作逐渐展开。在各成员单位的技术文稿基础上，总结提炼形成了全双工技术研究总结报告。

## 第二章 应用场景

### 2.1 场景概述

无线通信业务量爆炸增长与频谱资源短缺之间的外在矛盾，驱动着无线通信理论与技术的内在变革。提升 FDD 与 TDD 的频谱效率，并消除其对频谱资源使用和管理方式的差异性，成为未来移动通信技术革新的目标之一。基于自干扰抑制理论和技术的同时同频全双工技术(CCFD)成为实现这一目标的潜在解决方案。

目前来看，全双工技术应用场景主要集中在室内热点覆盖、室外中继、D2D 等场景，随着全双工技术的不断进步、成熟，相信更多创新场景的应用将会呈现。

### 2.2 蜂窝应用场景

全双工技术可以应用在多个场景中。就目前业界研究情况来看，全双工技术首先将应用于蜂窝网络的基站或无线局域网的 AP 上，随着未来终端能力的增强，全双工终端的出现将更加丰富全双工技术的应用场景。

首先，全双工技术可以很好地应用在非连续覆盖的热点场景，例如家庭基站或 WiFi。在这种场景中，全双工的基站或 AP 只需要解决好基站侧发射通道对接收通道的干扰，通过用户调度解决好上行用户对下行用户的干扰。其次，全双工技术也有望应用于连续覆盖场景。连续覆盖场景包括同构网场景和异构网络场景，不同类型的基站可以根据自身小区的业务需求工作在全双工或半双工模式。在该场景中，基站对基站的干扰以及相邻小区的用户间干扰是应用全双工技术的难点所在，需要设计高效的干扰抑制协调技术来解决这些干扰，才能够充分发挥全双工的技术优势。全双工也可以应用在中继传输场景中，在中继节点，接收信号和转发信号可以在同频同时进行传输，中继到基站的传输可以利用波束赋型技术较好控制干扰。最后，全双工还可以应用于 D2D 的短距通信，未来具备全双工能力的终端可以利用全双工来提升双向数据传输速率，由于是短距通信，终端发射功率较小，通信终端对其他通信的干扰可以较好控制。



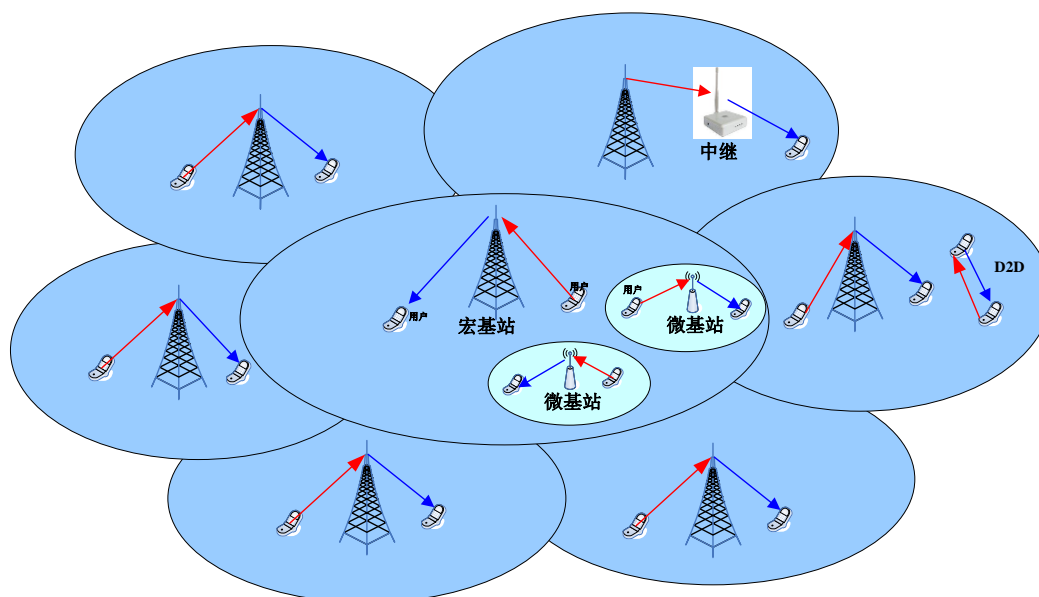


图2-1 应用场景

## 2.3 中继及MIMO应用场景

对于全双工蜂窝网络，最大的挑战是站间干扰和 UE-UE 之间的干扰。仿真表明，站间干扰和 UE-UE 之间的干扰对宏站和微站分别产生 36dB 和 23dB 上行 SINR 恶化。对于宏站，需要 147dB 的自干扰抵消量，接收机动态达 87dB。这对数字抵消算法和接收机都是极大的挑战。对于 SmallCell，需要 127dB 的自干扰抵消量，接收机动态 67dB，系统要求则明显降低。对于 Massive MIMO，庞大的模拟和数字抵消矩阵将带来系统难以承受的复杂性。

综合上述，全双工可考虑在如下条件下应用：

- 单TX输出功率小于27dBm；
- MIMO下，天线数小于8；
- 对于6GHz以下的频段，考虑与现有网络的兼容。

这样，可能的应用场景包括：

- 中继站应用场景；
- 新引入的毫米波频段；
- 无线Fronthaul和Backhaul等。

下面主要介绍全双工 Self-backhaul MIMO 中继站的应用场景，并与 Massive MIMO 在现有网络架构内形成一个整体网络。对于 FDD Massive MIMO 网络，中继站以 FDD 下行频率接收宏站信号，同时同频向 UE 发送信号，即以 FDD 下行频率工作在 FD 模式；同时，中继站以 FDD 上行频率向宏站发送信号，同时同频接收 UE 信号，即以 FDD 上行频率工作在 FD 模式。宏站以及 UE 仍工作在传统的 FDD 模式。

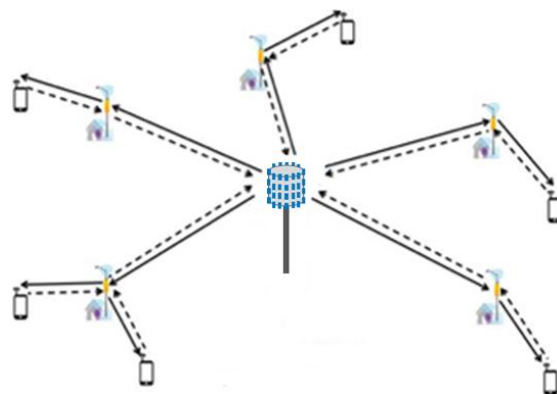


图2-2 FDD Massive MIMO + Full-Duplexing MIMO Relay实现Self-Backhaul FDD RAN

对于 TDD Massive MIMO 网络，中继站以 TDD 下行时隙接收宏站信号，同时同频向 UE 发送信号，即以 TDD 下行时隙工作在 FD 模式；同时，中继站以 TDD 上行时隙向宏站发送信号，同时同频接收 UE 信号，即以 TDD 上行时隙工作在 FD 模式。宏站以及 UE 仍工作在传统的 TDD 模式。

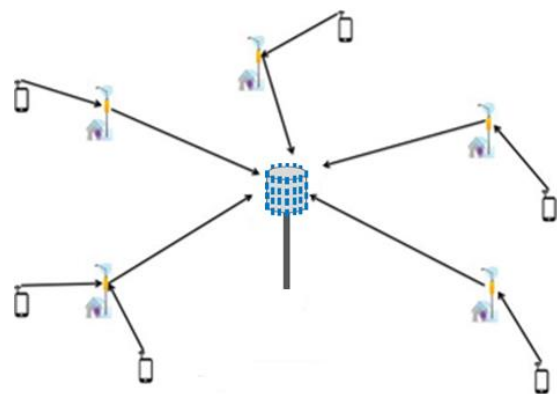


图2-3 TDD Massive MIMO + Full-Duplexing MIMO Relay实现Self-Backhaul TDD RAN

图 2-4 为典型的 8T8R 中继站，支持 4\*4 MIMO 的 Mesh 和 Relay。

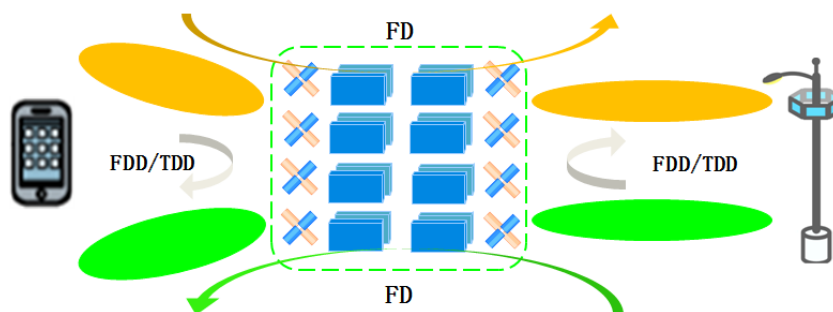


图2-4 典型的8T8R中继站，支持4\*4 MIMO的Mesh和Relay

## 2.4 毫米波应用场景

毫米波作为未来 5G 全新的频段，由于无须前向兼容，可考虑全新的全双工（FD）空口。毫米波的窄波束的特点大大减少了 LOS 互干扰的影响，但是由于反射引起的

NLOS 干扰则成为主要问题。相关研究表明，在最坏的情况下，由于反射引起的环境噪底抬升约 46dB。对于由于反射引起的 NLOS 干扰可采用辅助参考天线。此外，鉴于全球几个主要地区毫米波移动通信候选频谱都有 2-3GHz 的带宽，如图 2-5。为了解决 FD 的站间干扰的挑战，可将毫米波频段分成几个 500MHz 的子频带。整个网络采用正交子带复用（Orthogonal Sub-band Multiplexing, OSM）。图 2-6 为典型的 1\*3 复用，每个小区为单个子频带的全双工，单个子频带的全双工自干扰补偿通过第三章的各种模拟和数字补偿技术来实现。

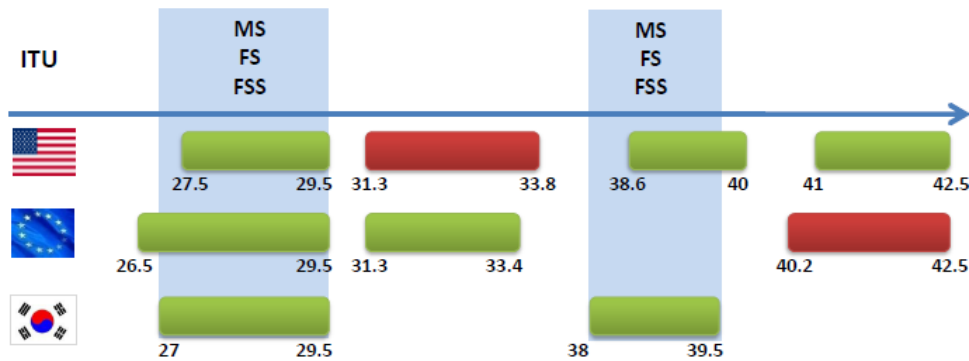


图2-5 全球几个主要地区毫米波移动通信候选频谱

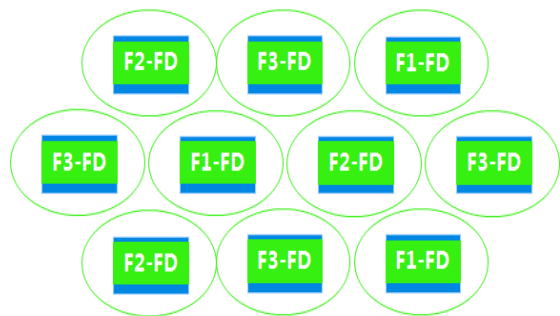


图2-6 毫米波正交子带1\*3复用图

至于 UE-UE 之间的干扰，可通过波分多址（Beam Division Multiple Access, BDMA），如图 2-7，一方面解决毫米波全双工场景下 UE-UE 之间的干扰，另一方面可实现虚拟化个人小区（Virtual Personnel Cell）。窄波束和较强的方向性传输是毫米波传输的固有属性，如果再加上波束成型处理，可使毫米波波束更精细化，从而更有利于波分多址和全双工传输。而且，根据不同的传播环境，基站也可以更灵活地改变波束的方向、数量和带宽。

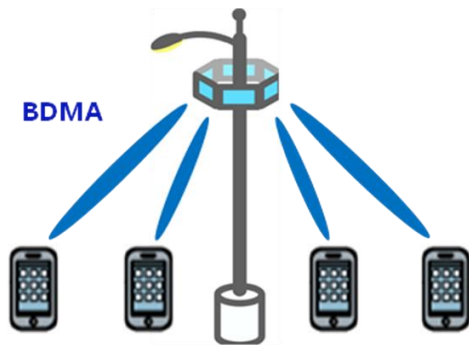


图2-7 BDMA实现毫米波全双工Virtual Personnel Cell

## 第三章 全双工物理层关键技术

### 3.1 关键技术概述

从设备层面来看，同时同频全双工的核心问题是本地设备自己发射的同时同频信号（即自干扰）如何在本地接收机中进行有效抑制。涉及的通信理论与工程技术研究已在业界全面展开，目前形成了空域、射频域、数字域联合的自干扰抑制技术路线，20MHz 带宽信号自干扰抑制能力超过了 115dB。空域自干扰抑制主要依靠天线位置优化、空间零陷波束、高隔离度收发天线等技术手段实现空间自干扰的辐射隔离；射频域自干扰抑制的核心思想是构建与接收自干扰信号幅相反的对消信号，在射频模拟域完成抵消，达到抑制效果；数字域自干扰抑制针对残余的线性和非线性自干扰进一步进行重建消除。

### 3.2 空间自干扰消除

#### 3.2.1 基于收发波束特征分解的空间自干扰抑制技术

单用户全双工系统模型如图 3-1 所示，基站采用  $N_t$  ( $N_t \geq 2$ ) 根发射天线和  $N_r$  ( $N_r \geq 2$ ) 根接收天线，移动设备采用单根发射天线和单根接收天线进行收发，移动设备端也包括采用环形器的单天线模式。

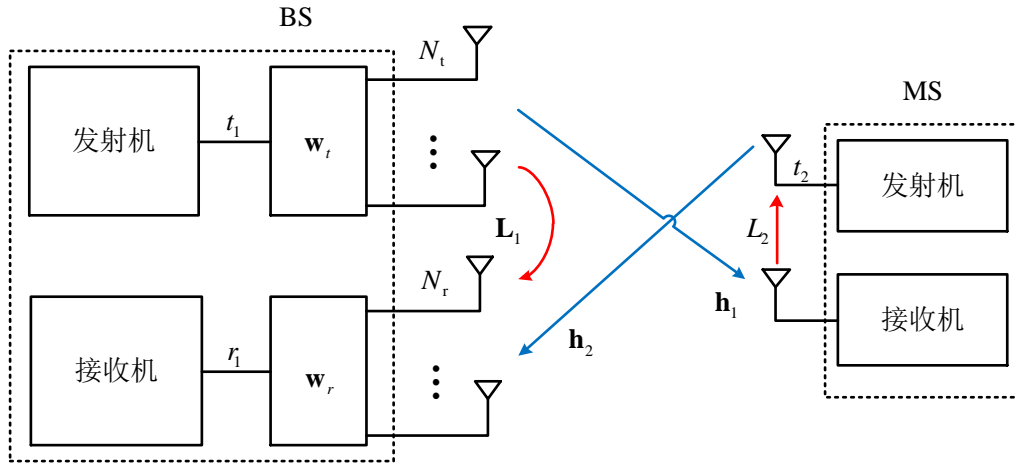


图3-1 单用户全双工系统模型

基站接收端的 SINR 可表示为：

$$\text{SINR} = \frac{p_{\text{MS}} \|\mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2\|^2}{p_{\text{BS}} \|\mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_t\|^2 + \sigma_{\text{bs}}^2 \left| \mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \text{diag} \left\{ |\mathbf{w}_t(1)|^2, \dots, |\mathbf{w}_t(N_t)|^2 \right\} \mathbf{L}_1^H \mathbf{w}_r \right| + \sigma_{\text{ms}}^2 \|\mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2\|^2 + \sigma_n^2 \|\mathbf{w}_r^H\|^2} \quad (1)$$

令  $\sigma_{\text{total}}^2 = \sigma_{\text{bs}}^2 \left| \mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \text{diag} \left\{ |\mathbf{w}_t(1)|^2, \dots, |\mathbf{w}_t(N_t)|^2 \right\} \mathbf{L}_1^H \mathbf{w}_r \right| + \sigma_{\text{ms}}^2 \|\mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2\|^2 + \sigma_n^2 \|\mathbf{w}_r^H\|^2$ ，设理想的基站和移动设备发射等效信噪比分别为  $\overline{\text{SNR}}_{\text{BS}} = p_{\text{BS}} / \sigma_{\text{total}}^2$  和  $\overline{\text{SNR}}_{\text{MS}} = p_{\text{MS}} / \sigma_{\text{total}}^2$ ，为了使接收端的信噪比最大，则优化求解问题可以表示为：

$$\mathbf{w}_t : \arg \max_{\mathbf{w}_t, \mathbf{w}_r} \text{SINR} = \frac{\|\mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2\|^2 \overline{\text{SNR}}_{\text{MS}}}{\|\mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_t\|^2 \overline{\text{SNR}}_{\text{BS}} + 1} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \text{s.t.} \quad & \|\mathbf{w}_t\| = 1 \\ & \|\mathbf{w}_r(i)\| \leq 1, i=1, \dots, N_r \end{aligned} \quad (3)$$

其中， $\|\mathbf{w}_t\|=1$ 表示基站发射机的功率恒定， $\|\mathbf{w}_r(i)\| \leq 1, i=1, \dots, N_r$ 表示接收机信号可以直接通过或则衰减通过进入基带。

对接收波束进行归一化有：

$$\mathbf{w}_{r,\text{opt}} = \frac{(\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H)^{-1/2} \mathbf{u}_{\lambda_{\max}}}{\|(\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H)^{-1/2} \mathbf{u}_{\lambda_{\max}}\|} \quad (4)$$

根据求出的  $\mathbf{w}_r = \mathbf{w}_{r,\text{opt}}$ ，优化问题转化为：

$$\begin{cases} \arg \max_{\mathbf{w}_t} \text{SINR}_n = \frac{\|\mathbf{u}_{\lambda_{\max}}^H (\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H)^{-1/2} \mathbf{h}_2\|^2}{\|\mathbf{u}_{\lambda_{\max}}^H (\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H)^{-1/2} \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_t\|^2} \\ \text{s.t.} \quad \|\mathbf{w}_t\| = 1 \end{cases} \quad (5)$$

解决此优化问题的方案如下。

步骤 1：初始化  $(\mathbf{w}_t)_1$ ；

$$\text{步骤 2: 更新 } (\mathbf{w}_t)_{k+1} = (\mathbf{w}_t)_k + \alpha^k \left( (\tilde{\mathbf{w}}_t)_k - (\mathbf{w}_t)_k \right), \quad (\tilde{\mathbf{w}}_t)_k = \left[ (\mathbf{w}_t)_k - \mu_k \frac{\partial \|\mathbf{s}^H(\mathbf{w}_t)_k\|^2}{\partial (\mathbf{w}_t)_k^*} \right]^+, \quad \alpha^k \in (0,1]$$

是一个步长， $\mu_k$  是正数；

步骤 3：重复步骤 2，直到  $(\mathbf{w}_t)_k$  收敛。步骤 2 中， $[\cdot]^+$  表示到约束集的投影，即满足

$$\|(\mathbf{w}_t)_k\| = 1。并有 \frac{\partial \|\mathbf{s}(\mathbf{w}_t)_k\|^2}{\partial (\mathbf{w}_t)_k^*} = \frac{\partial ((\mathbf{w}_t)_k^H \mathbf{S} \mathbf{s}^H (\mathbf{w}_t)_k)}{\partial (\mathbf{w}_t)_k^*} = 2\mathbf{S} \mathbf{s}^H (\mathbf{w}_t)_k。其中，\alpha^k 和 \mu_k 按照 Armijo$$

规则来选择，本文  $\alpha^k$  是一个固定的单位值，即  $\alpha^k = 1, k=0,1,\dots$ 。

**收敛性能分析：** 设  $\mathbf{w}_t^\circ$  表示静态点，由于  $\|\mathbf{w}_t\|=1$  是一个非凸集约束，因此不能到凸集的投影的非扩展性定理。设  $m_k, k=1,2,\dots$  表示投影缩放尺度。当  $m_k > 1$  时， $(\mathbf{w}_t)_k$  从外部投影到球面  $\|\mathbf{w}_t\|=1$ ；当  $m_k = 1$ ， $(\mathbf{w}_t)_k$  的投影是其本身，即是静态点  $\mathbf{w}_t^\circ$ ；当  $m_k < 1$ ， $(\mathbf{w}_t)_k$  从内部投影到球面  $\|\mathbf{w}_t\|=1$ 。

情况 1：当  $m_k > 1$  时，

$$\|(\mathbf{w}_t)_{k+1} - \mathbf{w}_t^\circ\| \leq \max\{|1 - \mu_k m|, |1 - \mu_k M|\} \|(\mathbf{w}_t)_k - \mathbf{w}_t^\circ\| \quad (6)$$

其中， $\mathbf{Q} = \mathbf{s} \mathbf{s}^H$ ， $m$  和  $M$  为  $\mathbf{Q}$  的最小和最大特征值。上式 (6) 表明，只要  $\max\{|1 - \mu_k m|, |1 - \mu_k M|\} < 1$ ，梯度下降算法是逐次收敛的。注意  $\mathbf{w}_t^\circ$  为静态点，所以到自身的投影不变。

情况 2: 当  $m_k \neq 1$  时,

$$\left\| (\mathbf{w}_t)_{k+1} - \mathbf{w}_t^\circ \right\| < \frac{\max \{ |1 - \mu_k m|, |1 - \mu_k M| \}}{m_k} \left\| (\mathbf{w}_t)_k - \mathbf{w}_t^\circ \right\| \quad (7)$$

其中,  $\mathbf{Q} = \mathbf{s}\mathbf{s}^H$ ,  $m$  和  $M$  为  $\mathbf{Q}$  的最小和最大特征值。式(7)中,  $1/m_k$  大于 1, 所以不能保证梯度下降算法收敛到最优点。因此初始值和  $m_k$  的选取十分关键。由于约束非凸, 所以梯度下降算法只能保证收敛到静态点, 所以可能需要数次搜索才能够达到足够的自干扰抵消值, 因此初始值需要随机产生。步长  $m_k$  一般需要采用平方可和但自身不可和, 即要求  $m_k \gg 0$ ,  $\sum_{k=1}^{\infty} m_k = ?$ , 但  $\sum_{k=1}^{\infty} m_k^2 < ?$ , 此种序列可以保证梯度搜索算法搜索  $\mathbf{w}_t$  到整个定义域, 又能保证足够的收敛精度。本文采用的推荐步长如  $\mu_k = 1/\sqrt[0.5]{k}, k=1, 2, \dots$ 。仿真实验表明, 采用随机初始值和本文推荐的  $m_k$ , 具有良好的收敛速度和收敛精度。

### 3.3 射频域自干扰消除

#### 3.3.1 多抽头模型射频自干扰消除技术分析

为提高射频自干扰消除能力, 可以采用多抽头模型进行射频自干扰消除。采用多抽头射频自干扰消除的全双工系统架构如图 3-2。近端接收机的射频信号可以表示为:

$$s(t) = d(t) + (1 - c)s(t) * h_1(t) + \frac{c}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^N \hat{a}_i e^{j\phi_i} s(t - d_i) \quad (8)$$

其中,  $s(t)$  为近端发射机信号, 即自干扰信号,  $d(t)$  表示接收到的用来解码的期望信号,  $h_1(t)$  自干扰信道,  $n(t)$  表示高斯白噪声。

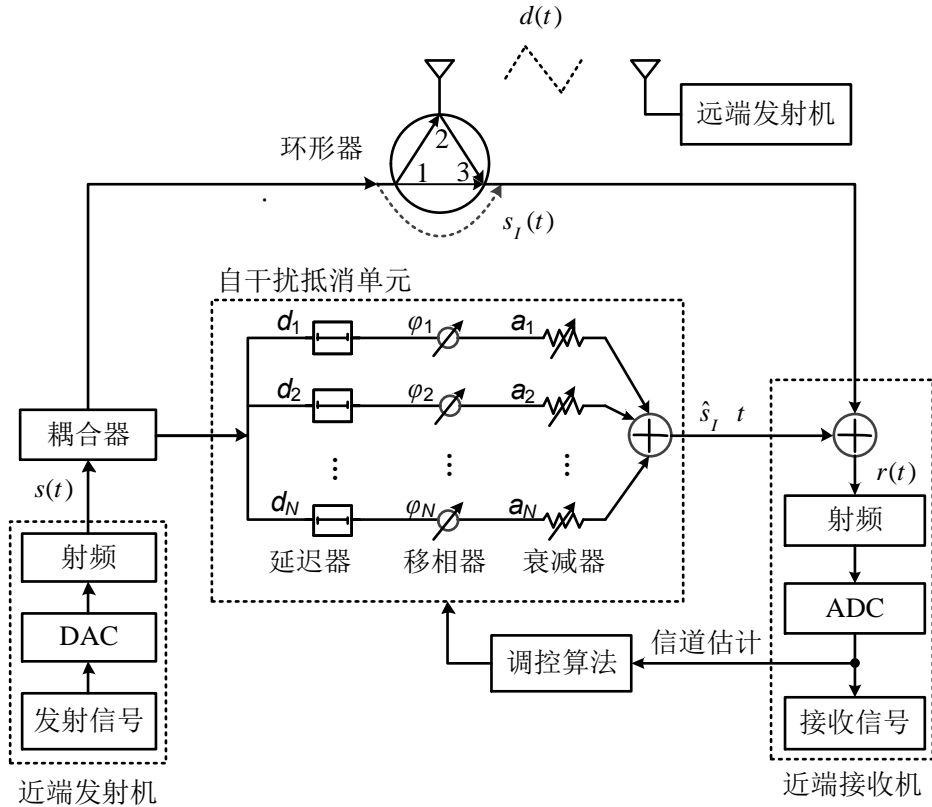


图3-2 多抽头射频干扰抑制系统模型

在任意特定的时间段内，假设为  $[t_1, t_2]$  ( $t_1 < t_2$ )，为了使近端接收机的残余干扰信号最小，对近端接收机接收到的信号  $r(t)$  进行幅度平方积分，并求取期望，则优化目标函数表示为：

$$R(\mathbf{a}, \mathbf{j}) = E \int_{t_1}^{t_2} |r(t)|^2 dt = E \int_{t_1}^{t_2} |e_R(t) + n(t)|^2 dt \quad (9)$$

优化求解问题可以表示为：

$$\begin{aligned} (\mathbf{a}^o, \mathbf{j}^o) &= \arg \min_{\mathbf{a}, \mathbf{j}} R(\mathbf{a}, \mathbf{j}) \\ \text{s.t., } & 0 \leq a(n) \leq 1, n = 1, 2, K, N \\ & -\pi \leq j(n) \leq \pi, n = 1, 2, K, N \end{aligned} \quad (10)$$

其中  $\mathbf{a}$  表示多抽头自干扰合成单元的幅度控制向量， $\mathbf{j}$  表示多抽头自干扰合成单元的相位控制向量， $\mathbf{a}^o$  和  $\mathbf{j}^o$  表示求解出的最优幅度和相位控制向量值。因此求  $R(\mathbf{a}, \mathbf{j})$  的最优  $\mathbf{a}^o$  和  $\mathbf{j}^o$ ，等效为求解式(11)的  $\mathbf{a}^o$  和  $\mathbf{j}^o$ ：

$$\int_{f_c - \frac{B}{2}}^{f_c + \frac{B}{2}} \left| h_{di}(j2pf) + \sum_{i=1}^N a_i e^{j j_i} e^{-j 2 p f d_i} \right|^2 df \quad (11)$$

上述问题是一个非凸优化问题，求解困难。假设信道为慢衰落信道，在一定时间，估计信道值为：

$$\mathbf{h}(f) = (h_{di}(j2pf_1), h_{di}(j2pf_2), \dots, h_{di}(j2pf_M)) \quad (12)$$

式中， $f_1, f_2, \dots, f_M$  为信道采样频率点。幅度相移控制向量和延迟频率采样矩阵分别为：

$$\mathbf{a}^j = (a_1 e^{j j_1}, a_2 e^{j j_2}, \dots, a_N e^{j j_N}) \quad (13)$$

$$\mathbf{D}(f) = \begin{bmatrix} e^{-j 2 p f_1 d_1} & L & e^{-j 2 p f_M d_1} \\ M & O & M \\ e^{-j 2 p f_1 d_N} & L & e^{-j 2 p f_M d_N} \end{bmatrix} \quad (14)$$

式(11)可以转化为：

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{a}^j \in \mathbb{R}^N} & \|\mathbf{a}^j \mathbf{D}(f) + \mathbf{h}(f)\|^2 \\ \text{s.t., } & 0 \leq a(n) \leq 1, n = 1, 2, K, N \end{aligned} \quad (15)$$

在实际设计中，一般  $M \gg N$ ，根据广义逆矩阵最小范数解，式(15)的最优解为：

$$(\mathbf{a}^o, \mathbf{j}^o) = \mathbf{a}^{\#} = -\mathbf{h}(f) \mathbf{D}^+(f) \quad (16)$$

其中， $\mathbf{D}^+(f)$  为最小范数广义逆，定义为  $\mathbf{D}^+(f) = \mathbf{D}^H(f) (\mathbf{D}(f) \mathbf{D}^H(f))^{-1}$ ， $H$  为哈密特转置。如果求的最优解满足  $0 \leq a(n) \leq 1, n = 1, 2, K, N$ ，则  $(\mathbf{a}^o, \mathbf{j}^o)$  为最优解。当求的解不满足  $0 \leq a(n) \leq 1, n = 1, 2, K, N$ ，上述问题是一个通用凸优化问题，可以采用三个步骤来实现：Azmio 规则求取梯度下降求取迭代值；凸集约束投影；直接达到迭代终止条件。

图 3-3 仿真了自干扰带宽分别为 100MHz、50MHz 和 25MHz 情况下，不同的  $d$  对自干扰抵消的影响。无论  $d$  的取值如何，干扰抵消值都随着自干扰带宽减小而显著增加，特别是当  $d$  的取值比较大，即各个抽头的间隔比较大的时候，自干扰信号带宽越小，干扰抵消效果越好。仿真结果如图 3-4，可以看出，射频自干扰抵消能力随着抽头个数的上升而上升，在抽头数地域 6 个时，干扰抵消效果上升并不明显，说明抽头个数过少，对多径自干扰的去除能力有限，当抽头个数大于 6 个时，干扰抵消效果跟着抽头个数有显著上升。当自干扰信号主径功率  $R$  为 32dBm 时，在抽头个数为 16 个时，干扰抵消可

达 125.5dB；当自干扰信号主径功率 $R$  为 0dBm 时，在抽头个数为 15 个时，干扰抵消已达白噪声底线的最大值 94.0dB。

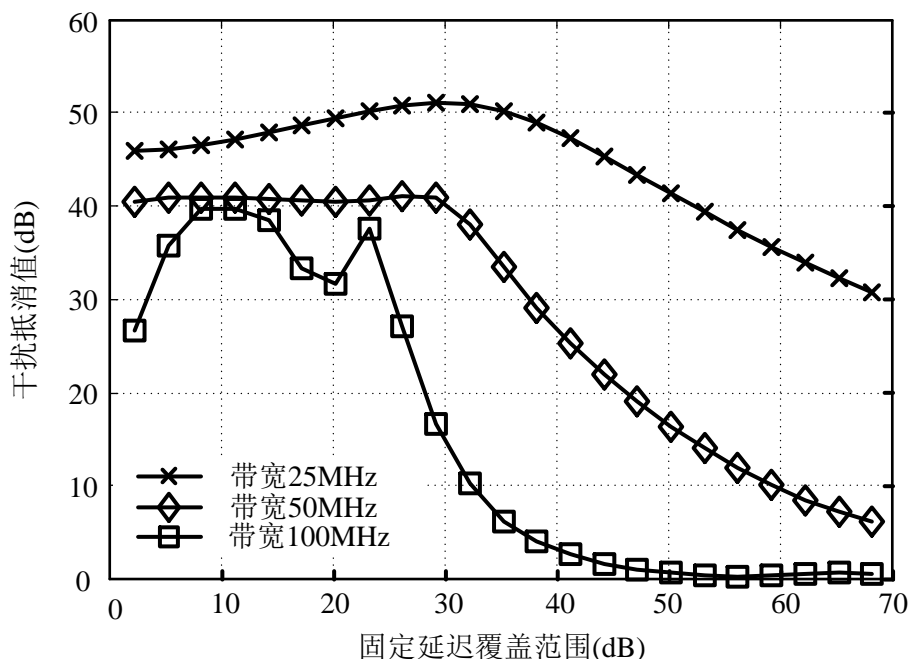


图3-3 不同自干扰带宽下不同的抽头延时参数对射频干扰抵消的影响

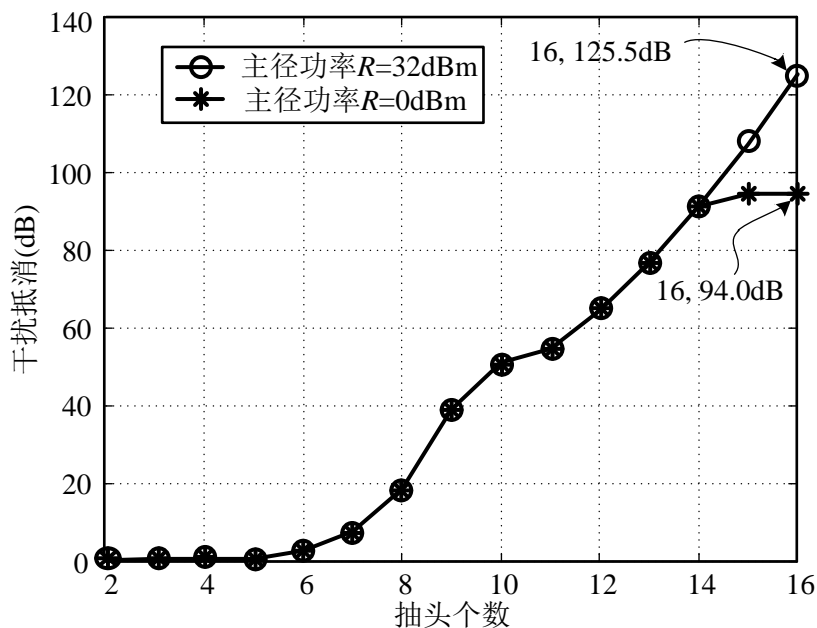


图3-4 不同抽头个数对射频干扰抑制的影响

### 3.3.2 SISO 系统模拟域主动干扰消除技术

对于单入单出全双工无线通信系统，我们只需要将来自设备自身发送链路的自干扰信号进行消除，即可实现正常通信。为了达到此目的，我们将在发射链路和接收链路之间添加一个自干扰信号主动消除模块。这个模块利用发射信号的耦合信号作为参考信号，对其进行相位、幅度调整之后重建出与自干扰信号幅度相同、相位相反的对消信号，最后与接收信号进行合路相加，以达到消除自干扰的目的。该功能模块具体实现方式如



下:

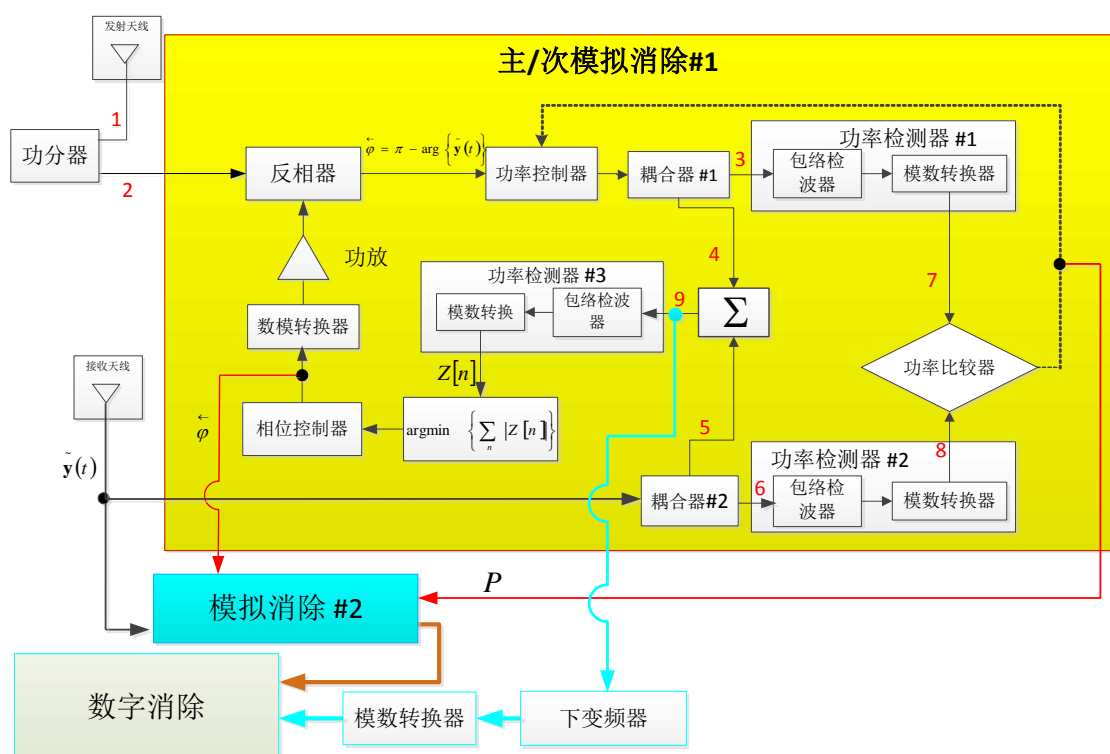


图3-5 SISO系统模拟域主动干扰消除模块原理框图

1) 发射天线的信号将被功分器分成两个部分（即路径 1 和路径 2）。该功分器可以是任何合适的功率分配器、功率合成器、定向耦合器，或者是其他适合将信号从全双工射频传输模块耦合到模拟消除模块的信号分配器件。信号“1”将通过天线的空中接口发射出去。信号“2”将作为本主动消除模块的参考信号，用于产生自干扰消除信号。为了有效的消除接收信号中的自干扰，信号“2”必须通过移相器以使得其与接收端接收到的自干扰信号（即  $\hat{y}(t)$ ）相位相反。

2)为了调节对消信号与自干扰信号的功率相等，经过相位反转的参考信号会通过一个功率控制器。此功率控制器受功率比较器的控制，根据功率检测器#1 和#2 所测得的对消信号功率和自干扰信号功率值的比较结果来循环微调，直至两者功率大致相等为止。由于参考信号的功率一般要大于接收到的自干扰信号的功率，因此此处功率控制器用衰减器实现，可避免放大器所引入的非线性效应。

3)对消信号（信号“4”）和自干扰信号（信号“5”）将在图 3-1 中心处的加法器进行合路相加，其输出（即剩余的自干扰信号“9”）将被传送给功率检测器#3，用于控制移相器对对消信号进行相位微调。相位调整将以功率检测器#3 的检测值最低为标准，当该检测值最低时，合路输出最低，即自干扰消除效果最好。

4)在反复执行上述过程之后，参考信号“2”与自干扰信号之间的差异会渐渐消失，这意味着自干扰消除功能收敛到稳定状态。

5)在每个天线端，模拟消除#2 与模拟消除#1 逻辑功能相同，二者既可以采用独立的电路功能模块加以实现，也可以共享相同的硬件电路以降低系统复杂度与硬件开销。

### 3.3.3 MIMO 系统模拟自干扰消除技术

#### A. 工作模式

在多天线 MIMO 全双工通信场景下，每根天线不仅会受到本天线发射所带来的自

干扰影响，还会受到其他天线发射带来的自干扰影响。因此，在数据传输之前，需要对设备进行训练调整，为每根天线分别消除来自各个天线的干扰。因此，如图 3-2 所示，在 MIMO 全双工通信系统中，分为训练周期和数据传输周期。

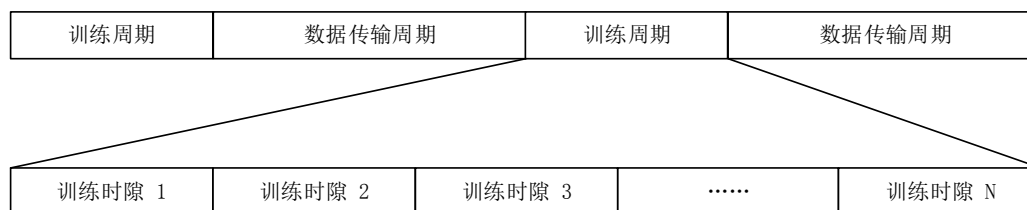


图3-6 MIMO全双工系统工作模式

在训练周期中，若天线数为  $N$ ，则将每个训练周期分为  $N$  个时隙。在每个时隙中， $N$  个天线分别作为“主天线”收发训练序列，其他天线作为“次天线”仅接收训练序列。主天线在自身的主时隙中进行自身自干扰信道估计和初步的自干扰消除，其他次天线进行天线间自干扰信道估计与消除。在每个训练周期中，每个天线有且只有一次机会作为主天线，其他时隙均作为次天线。在主天线发送数据时，次天线不进行数据发送。主天线进行自身自干扰（自身发送天线的信号）信道估计和初步的干扰消除，与此同时，次天线负责消除自身天线中存在的“由于主天线的发送信号引起的天线间干扰信号”。

在整个训练周期完成后，每根天线既已作为主天线消除了来自自身的干扰信号，又作为次天线消除了来自其他天线的干扰信号。因此，在训练周期中所得到的信道估计和自干扰消除参数可以用于数据传输周期的自干扰消除。由于我们可以认为在短时间内信道状况基本不变，所以在数据传输周期所有天线同时收发时，自干扰信号可以被有效消除。

## B. 自干扰消除架构

本方法采用的 MIMO 全双工架构，每个收发链路仅使用一根天线，每根天线都同时同频收发数据。其整体架构如图 3-7 所示。

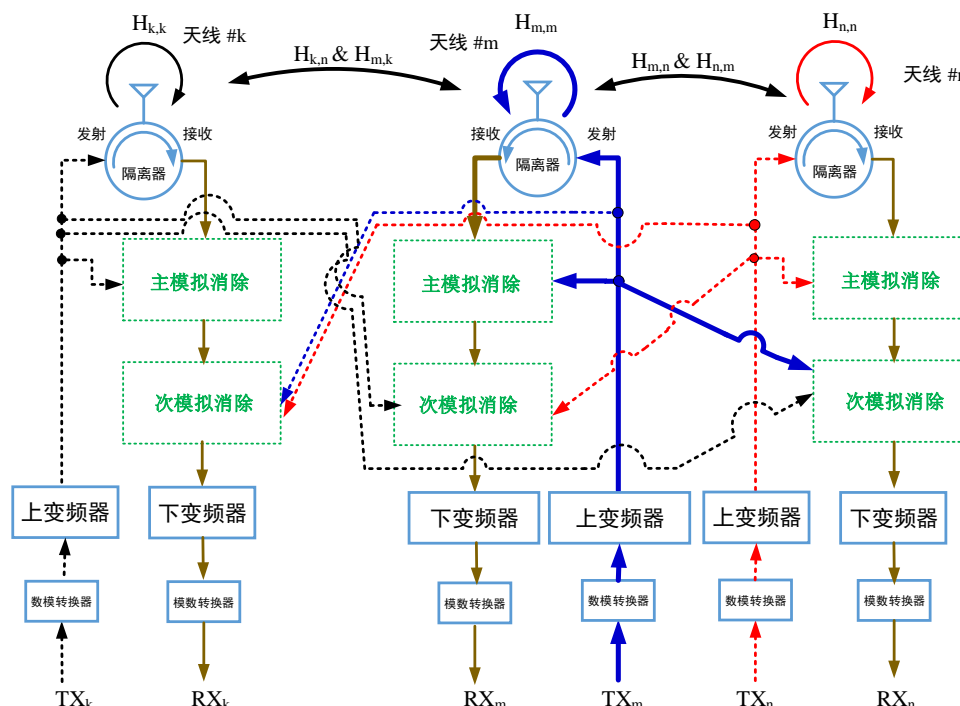


图3-7 MIMO全双工系统自干扰消除架构

对于有  $N$  根天线的系统，共有  $N$  对收发链路，每对收发链路都通过一个环形器与

天线相连接，环形器对收发链路起到初步的隔离作用。

为了消除自干扰信号，每根天线都配备有  $N$  个 SISO 系统中所使用的主动干扰消除模块，其中有 1 个为主消除模块，其他  $N-1$  个为次消除模块。每个天线的  $N$  个模拟消除模块一一对应  $N$  根天线，其中主消除模块以自身天线发射链路耦合信号为参考信号，用于消除自身天线对本天线的干扰，其他  $N-1$  个次消除模块用于分别以其他  $N-1$  根天线的发射链路耦合信号作为参考信号，对应消除其他  $N-1$  根天线对本天线的干扰。

每根天线的  $N$  个模拟消除模块呈串联关系，接收信号依次通过各个模块以消除全双工通信中所受到的各种自干扰。此外，在每个消除模块的输入端和输出端，均有一个射频开关控制器，用于决定接收信号的流向，以控制训练阶段和数据传输阶段各个模块的开启与关闭。

在训练周期的每个时隙中，主天线的主消除模块开启并接入电路，用于自身干扰信道估计和干扰消除，其他次消除模块关闭；次天线对应于主天线的次消除模块开启并接入电路，用于对主天线和该天线间的信道进行估计和自干扰信号消除，其主消除模块和其他的  $N-2$  个次模拟消除模块关闭。

在训练周期中，每个开启的消除模块不断调整自身的自干扰消除参数（如功率衰减和相位调整等参数），直到达到最好的消除效果。与此同时，该模块还将此时的最佳自干扰消除参数保存下来，用于接下来的数据传输阶段的自干扰消除。

在训练周期结束后，每个自干扰消除模块都已调整到了最佳状态，紧接着系统进入数据传输周期。在数据传输周期中，每根天线同时同频收发数据，同时所有的自干扰消除模块均开启并接入电路，根据上一个训练周期中所得到的自干扰消除参数来进行自干扰消除，从而保证整个系统正常的收发数据。

### 3.3.4 自混频射频自干扰消除技术

通常情况下，发射天线与接收天线距离较近且相对位置固定，发射天线到接收天线存在一条主径，这条主径的能量远远高于其他反射和散射路径，因此电路自干扰抵消的首要目的是抵消主径自干扰，基于单抽头和多抽头的自干扰信号抵消方法均属于加法电路抵消：利用额外通道重构信号并从接收信号中减去自干扰信号的重构值。除此之外，采用基于乘法的电路抵消结构，也可用于自干扰信号抵消，如下图 3-8 所示。

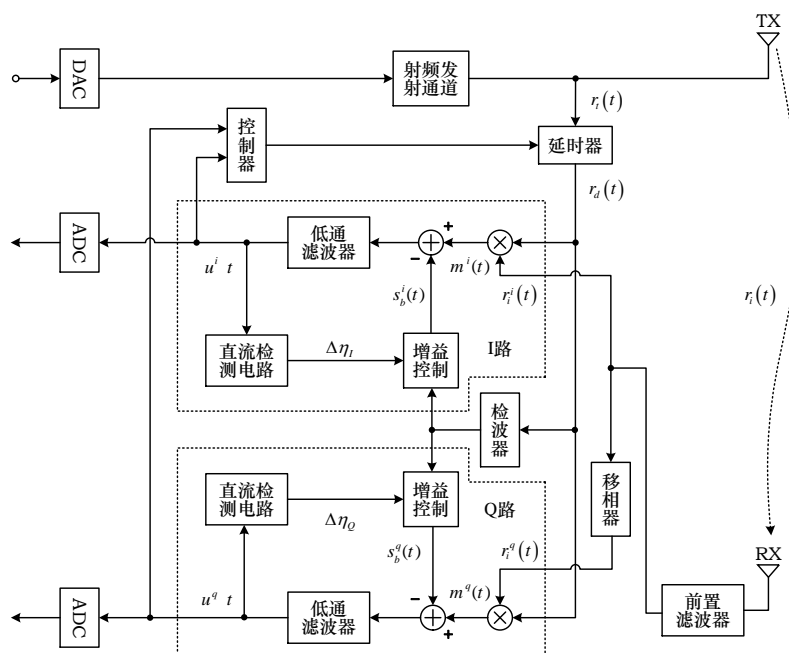


图3-8 直接射频耦合自混频自干扰抵消结构

将接收信号分为相位差为  $90^\circ$  的两路信号  $r^i(t)$  和  $r^q(t)$ ，然后分别与发送端射频耦合过来的发射信号的延时副本  $r_d(t)$  进行相乘；相乘后得到的信号  $m^i(t)$ 、 $m^q(t)$  与经过增益调整后的射频发射信号的包络平方信号  $s_b^i(t)$ 、 $s_b^q(t)$  相减；对差信号进行低通滤波后得到抵消结果。这种方案的优点是可以采用环路实现增益和延时估计：

- (1) 可以充分的利用连续可调器件的无限高分辨率；
- (2) 估计算法简单，易于实现；

(3) 信道估计环路在由于自干扰功率突变，比如闭环功率控制、业务切换等，导致瞬时 ADC 饱和的时候仍然能正常工作并收敛，鲁棒性大大提高。

除此之外，自混频方式的射频自干扰抵消结构将干扰抵消电路和变频电路融合在一起，简化了接收机的电路结构。

在发射信号为 20MHz 带宽的 QPSK 调制信号，滚降因子为 0.22 的根升余弦成形脉冲，载波频率为 2GHz，接收天线处带内远端有用信号的 SNR 为 30dB、SIR 为 -80dB 的情况下，自混频抵消性能仿真如图 3-9、图 3-10 所示，从图中可以发现：

- (1) 自干扰抵消能力随着延时误差和增益误差的增大而降低，降低速度越来越慢；
- (2) 在延时误差和增益误差趋向零时，自干扰抵消能力迅速提高并趋向最大值；
- (3) 自混频抵消结构的最高抵消性能受限于接收机热噪声。

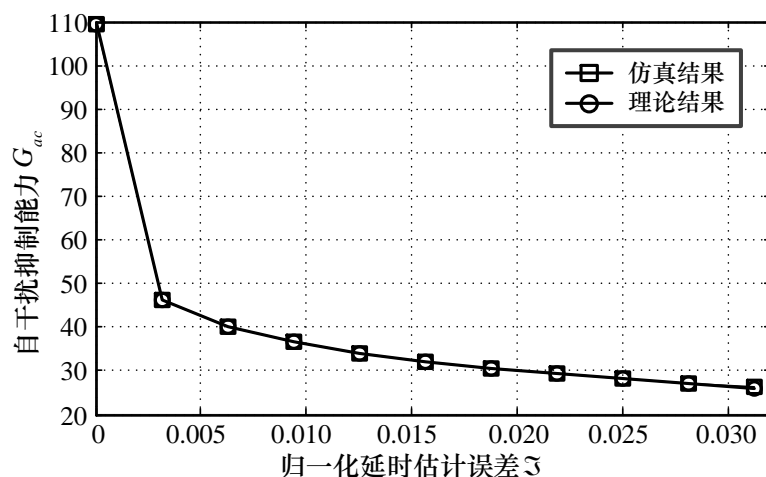


图3-9 归一化延时误差对自干扰抵消能力影响的曲线

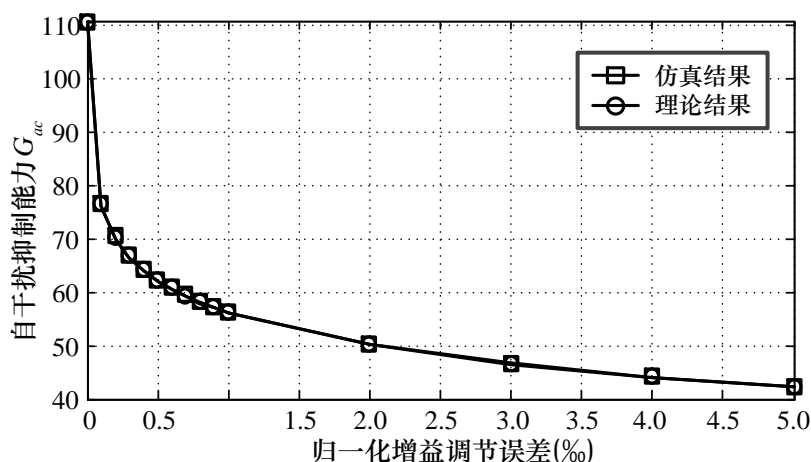


图3-10 归一化增益误差对自干扰抵消能力影响的曲线

### 3.3.5 信道差分相干射频自干扰消除技术

基于单抽头、多抽头和自混频方式的自干扰抵消结构都需要精确地估计自干扰信道，自干扰信道的估计精度直接限制了可实现的自干扰抑制能力。为了实现精确的自干扰信道估计，通常情况下需要复杂的自干扰估计算法或者结构。通常情况下，发射天线与接收天线距离较近且相对位置固定，发射天线到接收天线的自干扰信道认为是缓变信道。在此条件下，可以认为发射信号的相邻两个符号之间自干扰信道是完全相同的，此时可以采用盲信道自干扰抵消结构来实现自干扰抵消，而不必进行自干扰信道估计，如下图 3-11 所示。

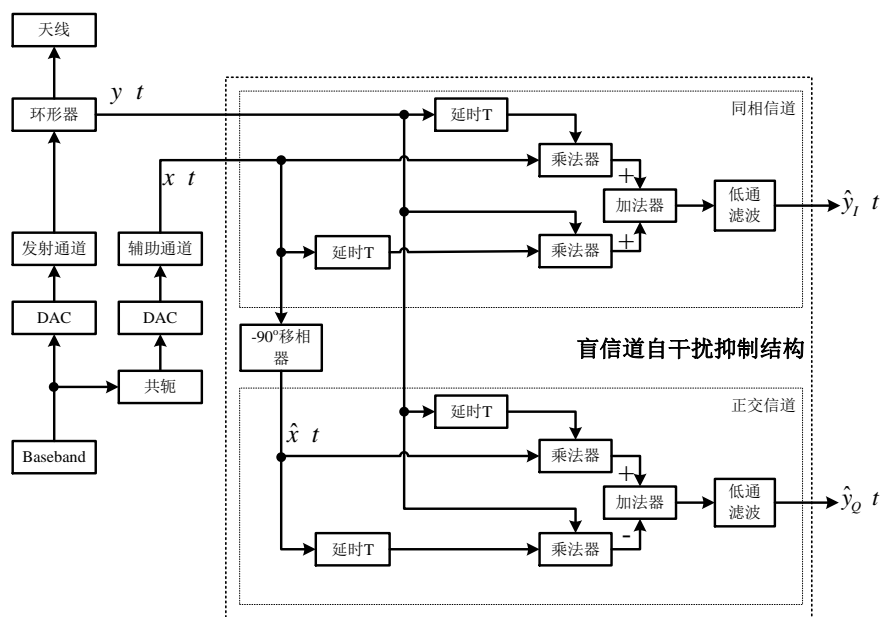


图3-11 盲信道自干扰抵消结构

盲自干扰抵消结构中，信号处理分为 IQ 两路，下面以 I 路为例进行原理说明。在 I 路自干扰抵消结构中，参考信道  $x(t)$  和自干扰信号  $y(t)$  分别延时相减，得到两路乘积信号  $x(t-T)y(t)$  和  $x(t)y(t-T)$ ，这两路乘积信号相加后，经过低通滤波得到 I 路抵消结构信号  $\hat{y}_I(t)$ 。

盲信道自干扰抵消结构可以认为是自混频结构的改进结构，两者均是基于乘法操作，但是盲信道自干扰抵消结构不需要环路结构进行自干扰信道估计，因此不存在自干扰信道估计误差带来的影响，所以潜在地具有高抵消能力。此外，盲信道自干扰抵消结构还具有如下优点：

- (1) 电路简单：盲信道自干扰抵消结构中不存在可调器件，因此电路结构简单，便于集成；
- (2) 潜在的抵消能力高：盲信道自干扰抵消结构的关键点是四个延时器的一致性问题，在这四个延时器延时相等的时候，无干扰残余，在实际中，通过集成电路设计可以实现极高的延时一致性精度，进而具有极高的潜在的抵消能力；
- (3) 自干扰抵消结构和接收通道电路相融合，简化接收机复杂度；

图 3-12 给出了延时器一致性误差对干扰抵消能力的影响。由图可见，随着延时误差的增加，自干扰抵消性能变差。在延时误差较小的时候，抵消性能对延时器误差极其敏感。因此控制延时器一致性是盲信道自干扰抵消结构的核心问题。

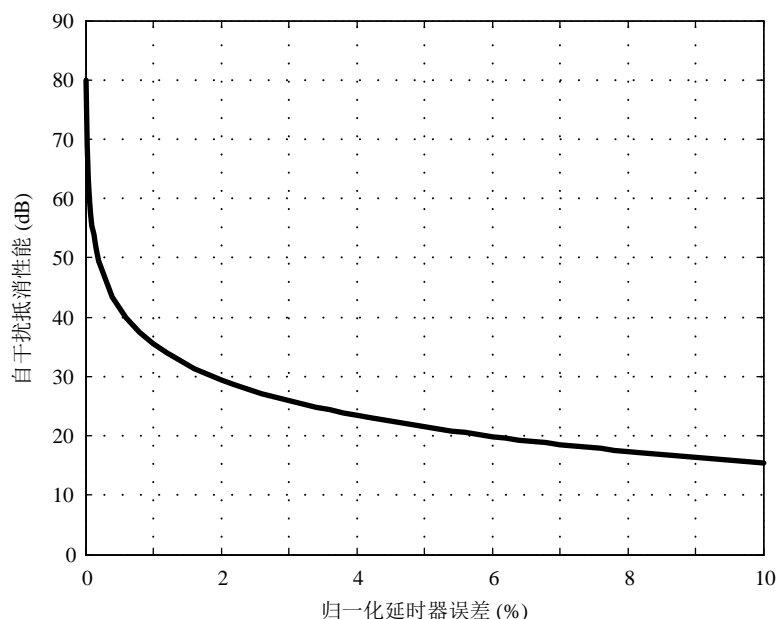


图3-12 延时器一致性误差对干扰抵消性能的影响

### 3.3.6 一种适用于 BPSK 干扰信号消除的技术

传统的射频干扰消除方法是将本地发射机的射频信号调整至与接收机信号相同的幅度、相反的相位，再与接收机信号合并从而抵消自干扰。因此，这种射频干扰消除方法需要对信道进行精确的估计，信道估计的误差将会影响射频自干扰消除的性能。尤其对于随时间变化的信道，更需要射频干扰消除对信道进行快速、精确的估计，具有很大的实现难度。

为解决传统射频干扰消除技术对信道估计的依赖问题，下述方法提供一种基于二进制相移键控(BPSK)或正交相移键控(QPSK)调制的全双工系统的自干扰消除方法和全双工系统，不需要对信道进行估计即可实现模拟自干扰信号的消除，从而降低进入模数转换器信号中的自干扰部分，避免射频干扰消除依赖于对信道进行快速、精确估计的问题。下面具体描述该方法的工作原理。

在全双工系统中，发射机信号可采用 BPSK 或 QPSK 调制。接收机首先对接收信号进行平方，再下变频分出 I 路和 Q 路，或是对接收信号下变频后的 I 路和 Q 路分别进行平方；然后，接收机将平方运算后的信号通过直流滤波将信号中的自干扰成分进行消除，再将所得信号与发射机发射的基带信号相乘再进入模数转换器，或者直接将信号进行模数转换再在数字域与发射的基带数字信号相乘，之后再进行解调。

接收到的信号中包括目标信号、自干扰信号以及噪声，其中自干扰信号功率要远大于目标信号功率，目标信号可为任意调制。如果是 BPSK 调制，则对接收到的信号进行平方再下变频分出 I 路和 Q 路，或是对接收信号下变频的 I 路和 Q 路分别进行平方。如果是 QPSK 调制，则还需要使下变频分出的 I 路和 Q 路分别与发射信号的 I 路和 Q 路的相位一致。这里将下变频后接收信号的基带信号  $y(t)$  (I 路或 Q 路) 表示为：

$$y(t) = s(t) + i(t) + n(t) \quad (17)$$

其中  $s(t)$  为目标信号、 $i(t)$  为自干扰信号、 $n(t)$  为噪声。平方后的信号  $y^2(t)$  可以表示为：

$$y^2(t) = s^2(t) + i^2(t) + 2i(t)s(t) + n(t)[i(t) + s(t) + n(t)] \quad (18)$$

所得信号主要包括目标信号的平方  $s^2(t)$ 、自干扰信号的平方  $i^2(t)$  以及目标信号与自干扰信号的乘积项  $i(t)s(t)$ 。发射机信号如果采用 BPSK 调制，则产生的信号码元幅值相等或是相反。如果采用 QPSK 调制，则产生信号的 I 路分量和 Q 路分量中任一分量的码

元幅值相等或是相反。对本地接收机产生的自干扰信号也具有相同特性，即对于 BPSK 调制产生的自干扰信号的码元幅值相等或相反，对于 QPSK 调制产生的自干扰信号的 I 路分量和 Q 路分量中任一分量的码元幅值相等或相反。由于自干扰信号码元的这种特性，自干扰信号平方后为直流信号，经过直流滤波可以滤除，目标信号本身功率值很小，平方后的信号可作为噪声处理。经直流滤波后信号  $y'(t)$  主要为目标信号与自干扰信号的乘积项，表示为：

$$y'(t) \approx 2i(t)s(t) \quad (19)$$

相当于自干扰信号对目标信号的加扰。如果发射机采用 BPSK 调制，则将发射机的基带模拟信号与直流滤波后的信号相乘，其中自干扰信号与基带信号相乘为一常数，相当于对目标信号的解扰，解扰后的信号  $r(t)$  可表示为：

$$r(t) = i(t)y'(t) \approx 2i^2(t)s(t) = As(t) \quad (20)$$

其中  $A$  为一常数。所得信号  $r(t)$  再通过自动增益控制进入模数转换器中，或者将经直流滤波后的信号直接送入模数转换器，再在数字域与发射机的基带数字信号相乘。如果发射机信号采用 QPSK 调制，接收信号的 I 路和 Q 路经平方、直流滤波后的信号分别与发射信号的 I 路和 Q 路在模拟域或数字域相乘，其中自干扰信号的 I 路和 Q 路与基带发射信号的 I 路和 Q 路相乘为一常数，相当于对目标信号的解扰。此时进入模数转换器的信号中的模拟自干扰部分已经得到了一定程度的滤除而且此自干扰消除方案不需要进行信道的估计。

采用该方法的全双工通信系统接收机如图 3-13 所示，该自干扰消除模块包括平方模块、直流滤波模块、乘法器和模数转换器，平方模块用于平方射频信号或基带信号；直流滤波模块位于平方模块之后，用于滤除自干扰信号的平方即直流信号；乘法器用于将直流滤波后的信号与发射机基带模拟信号相乘从而恢复出目标信号；模数转换器用于将模拟信号转换为数字信号。

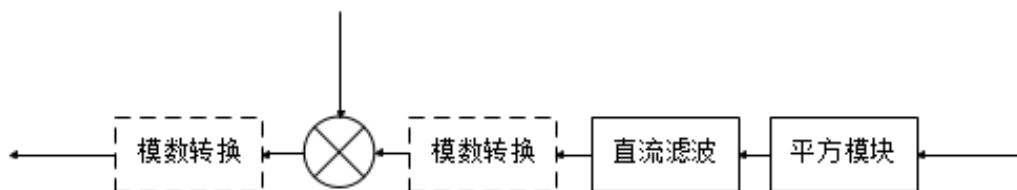


图3-13 自干扰消除模块结构图

### 3.3.7 阻抗失配型定向耦合器隔离技术

全双工通信系统中，发送端到接收端（TX-to-RX）信号泄露问题造成强烈自干扰。为解决这种信号泄露问题，电路中通常采用双工器件（耦合器或者环形器）进行收发隔离。然而，传统的耦合器或环形器隔离度相对较低，不能很好地将自干扰信号从接收端移除。因此，如何设计高隔离度的双工器件是关键。如图 3.14 是一种高隔离度耦合器，该耦合器基于传统平行定向耦合器的方向性和耦合性，利用端口阻抗失配效应反射一部分与泄露信号同幅反相的对消信号，来实现自干扰消除<sup>[54]</sup>。该耦合器容易实现、制作简单，可以有效地抑制天线收发节点自干扰信号的泄露。

若将 *Port1* 作为输入端口，则 *Port2*、*Port3*、*Port4* 分别为直通端口、隔离端口和耦合端口。发送信号从 *Port1* 传输至 *Port2* 后经天线辐射出去。*Port1* 与 *Port2* 之间直通，插入损耗小于 1dB。接收信号经天线从 *Port2* 传输到 *Port3*，大概产生 10 至 20dB 的插入损耗，这是由于在定向耦合器中 *Port2* 与 *Port3* 之间是耦合关系。尽管接收信号的插

入损耗比较大，但可以通过低噪声放大器来弥补这一缺陷。

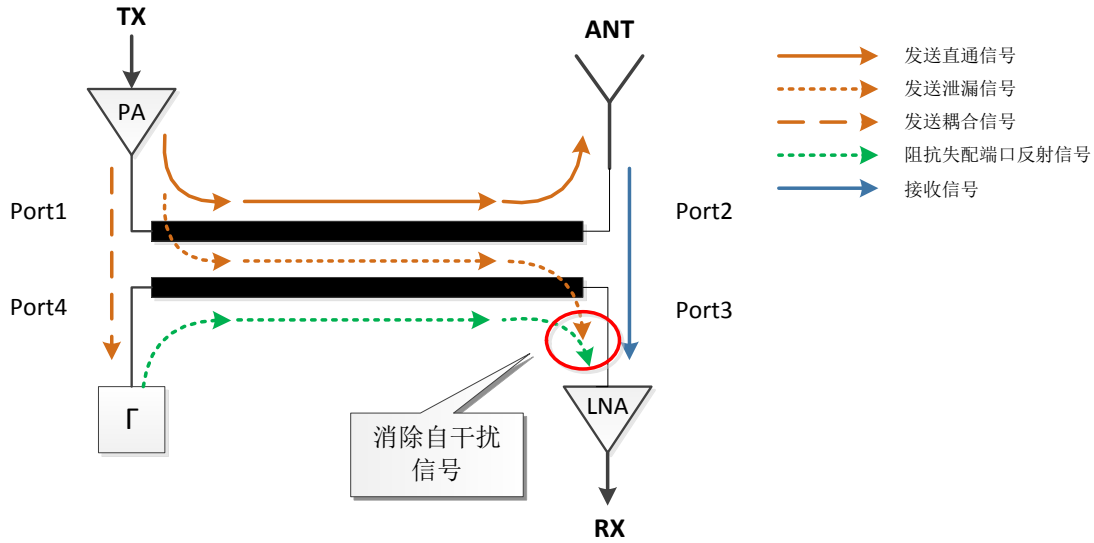


图3-14 反射系数消除法原理图

理想情况下 *Port1* 与 *Port3* 之间是完全隔离的，*Port1* 输入信号时，*Port3* 不会有输出。但实际情况是 *Port1* 发送信号会有一部分泄露到 *Port3*。为了增加隔离度，更好地消除自干扰信号，可以采用端口阻抗不匹配方案，即令 *Port4* 端口阻抗失配，此时 *Port4* 耦合到的发送信号会反射，反射的信号会传输到 *Port3*。若反射信号与泄露信号功率相同、相位相反，则两信号相互抵消，达到消除效果。因此反射系数  $\Gamma$  的大小决定了自干扰信号的消除效果。

在平行定向耦合器的基础上，设计高隔离度的双工器。耦合器采用如图 3-15 所示结构，可被看作为四端口网络，其特性可用散射矩阵  $S$  表示。每一个端口都可以有输入输出两路信号，分别表示为  $a_n$ 、 $b_n$ 。设计过程中，将 *Port1* 端口连接发射端，*Port2* 端口连接天线，*Port3* 端口连接接收端，使 *Port4* 端口阻抗失配，反射系数大小是关键。反射系数的值与端口 *Port4* 阻抗失配情况有关，可以通过分析阻抗失配前后耦合器的  $S$  散射矩阵得出。

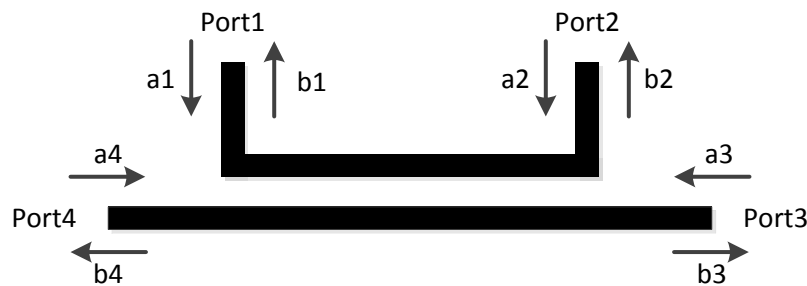


图3-15 平行定向耦合器结构图

各端口阻抗匹配时，平行定向耦合器  $S$  参数矩阵如下：

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & T & I & C \\ T & 0 & C & I \\ I & C & 0 & T \\ C & I & T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (21)$$

其中  $a_n$  代表端口 *Port<sub>n</sub>* 的输入信号， $b_n$  表示端口 *Port<sub>n</sub>* 的输出信号。大写字母 T、I、C 分别代表平行定向耦合器的直通系数、隔离系数和耦合系数。耦合器各端口阻抗匹配时，



S 参数矩阵对角线上各元素均为 0，即  $Port_n$  输入信号时被反射回来的信号为 0。

令端口  $Port4$  阻抗失配，形成信号反射。假设其反射系数为  $\Gamma$ ，则

$$a_4 = \Gamma b_4 \quad (22)$$

将公式(22)带入阻抗匹配时定向耦合器的 S 参数矩阵式(21)中，化简合并得到  $3 \times 3$  的阻抗失配定向耦合器 S 参数矩阵，如下：

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C^2\Gamma & T + C\Gamma I & I + C\Gamma T \\ T + C\Gamma I & I^2\Gamma & C + T\Gamma I \\ I + C\Gamma T & C + T\Gamma I & T^2\Gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (23)$$

在自干扰消除中，将  $Port1$  端口作为输入，其他各端口均无输入信号，所以公式(23)可简写为

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C^2\Gamma & T + C\Gamma I & I + C\Gamma T \\ T + C\Gamma I & I^2\Gamma & C + T\Gamma I \\ I + C\Gamma T & C + T\Gamma I & T^2\Gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

运算得到，

$$\begin{cases} b_1 = C^2\Gamma a_1 \\ b_2 = (T + C\Gamma I) a_1 \\ b_3 = (I + C\Gamma T) a_1 \end{cases} \quad (25)$$

双工器的目标是使接收信号与发送信号相互隔离，故当发送端口  $Port1$  输入信号  $a_1$  时， $Port3$  端口理应输出为 0，即  $b_3 = 0$   $b_3 = 0$ 。所以

$$\begin{aligned} b_3 &= (I + C\Gamma T) a_1 = 0 \\ \Rightarrow I + C\Gamma T &= 0 \end{aligned}$$

所以，阻抗失配端最优反射系数  $\Gamma$  为，

$$\Gamma = -\frac{I}{TC}$$

## 3.4 数字域自干扰消除

### 3.4.1 用于消除终端用户间干扰的 SIC 技术

同频同时全双工技术将来应用于无线通信系统中的空口通信节点时，在同一小区的两个终端用户之间会存在着强烈的同频干扰。考虑到无线终端（如手机）的尺寸较小，在无线终端布置全双工的难度很大，性价比不高。因此可以在布网时采用全双工基站和时分双工终端的方式来提升频谱效率。

单小区三节点场景由一个全双工基站和两个时分双工的终端组成，如图 3-16 所示。系统内存在一个上行终端和一个下行终端，下行终端会受到上行终端的干扰。

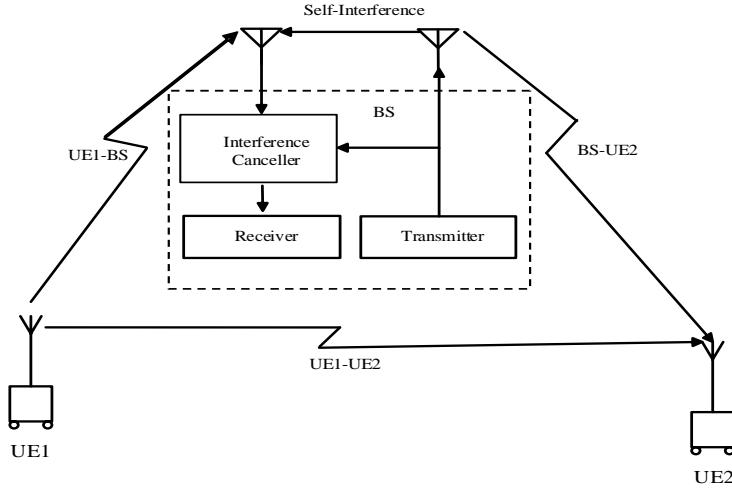


图3-16单小区自干扰场景图

图 3-16 所示的全双工通信系统可以等效为图 3-17 所示的 Z 信道模型，上行终端 TX1 发射的信号被基站接收机 RX1 和下行终端 RX2 收到，此外 RX2 还收到基站发射机 TX2 发送的信息。由于基站发射机 TX2 对基站接收机 RX1 的干扰是自干扰，可以进行干扰消除，因此在图中不存在 TX2 对 RX1 的干扰。

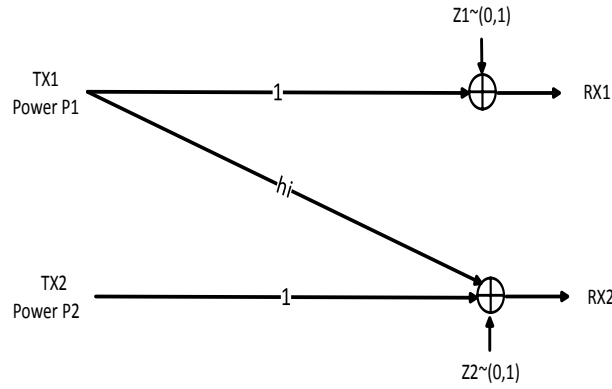


图3-17“Z”信道模型

三节点全双工通信系统的上下行和容量可以表示为:

$$C_z = \begin{cases} \log_2 \left( 1 + \frac{P_1 |h_1|^2}{z} \right) + \log_2 \left( 1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{z + P_1 |h_3|^2} \right) & \text{if } 0 \leq h_i \leq 1 \\ \log_2 \left( 1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{z} \right) + \log_2 \left( 1 + \frac{P_1 |h_3|^2}{z + P_2 |h_2|^2} \right) & \text{if } 1 \leq h_i \leq \sqrt{1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{z}} \\ \log_2 \left( 1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{z} \right) + \log_2 \left( 1 + \frac{P_1 |h_1|^2}{z} \right) & \text{if } h_i \geq \sqrt{1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{z}} \end{cases} \quad (26)$$

$$C_z = \begin{cases} \log_2 \left( 1 + \frac{P_1 |h_1|^2}{z} \right) + \log_2 \left( 1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{z + P_1 |h_3|^2} \right) & \text{if } 0 \leq h_i \leq 1 \\ \log_2 \left( 1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{z} \right) + \log_2 \left( 1 + \frac{P_1 |h_3|^2}{z + P_2 |h_2|^2} \right) & \text{if } 1 \leq h_i \leq \sqrt{1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{z}} \\ \log_2 \left( 1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{z} \right) + \log_2 \left( 1 + \frac{P_1 |h_1|^2}{z} \right) & \text{if } h_i \geq \sqrt{1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{z}} \end{cases} \quad \text{其中 } p_1$$

和  $p_2$  分别是上行终端和基站的发射功率， $h_i = h_3/h_1$  定义为交叉干扰链路的系数。

当  $0 \leq h_i \leq 1$  时, RX2 将来自上行终端的信号视为噪声,以解调基站的下行信号, RX1 未受到干扰,其最大速率解调信号;当  $1 \leq h_i \leq \sqrt{1 + P_2|h_2|^2/Z}$ , RX2 采用串行干扰消除技术,先解调来自终端的上行信号,并将其从接收信号中减去,然后解调基站的下行信号,同时,受到 RX2 解调的限制, TX1 必须以速率  $\log_2 \left( 1 + \frac{P_1|h_3|^2}{Z + P_2|h_2|^2} \right)$  发射信号,以保证 RX1 能解调目标信号;当  $h_i \geq \sqrt{1 + P_2|h_2|^2/Z}$ , RX2 受到极强的干扰,此时, RX2 采用串行干扰消除的方法,即先解调干扰,然后将干扰从接收信号中减去,最后解调来自基站的信号, RX1 未受到干扰,以最大通信速率解调上行信号。

半双工系统的和容量表示为:

$$C_{HD} = \alpha \gamma \left( \frac{P_2 |H_U|^2}{\sigma^2} \right) + (1 - \alpha) \gamma \left( \frac{P_1 |H_D|^2}{\sigma^2} \right) \quad (27)$$

其中  $\alpha$  表示上下行时隙比例,且  $0 \leq \alpha \leq 1$ 。

在全双工系统中,如果下行终端将上行终端的干扰视为噪声,则全双工系统和容量为:

$$C_{CCFD} = \gamma \left( \frac{P_2 |H_U|^2}{\sigma^2} \right) + \gamma \left( \frac{P_1 |H_D|^2}{\sigma^2 + P_2 |H_I|^2} \right) \quad (28)$$

为比较上述各系统容量间的关系,我们定义如下容量增益参数。下行终端采用 SIC 方法的全双工系统相比半双工系统的和容量增益为:

$$Gain_1 = \frac{C_z - C_{HD}}{C_{HD}} \times 100\% \quad (29)$$

将上行干扰视为噪声的全双工系统相比半双工系统容量增益为:

$$Gain_2 = \frac{C_{CCFD} - C_{HD}}{C_{HD}} \times 100\% \quad (30)$$

终端用户采用 SIC 方法的全双工系统相比将上行干扰视为噪声的全双工系统和容量增益为:

$$Gain_3 = \frac{C_z - C_{CCFD}}{C_{CCFD}} \times 100\% \quad (31)$$

下面通过仿真来比较上述容量增益。信道采用大尺度衰落模型,随距离 4 次方衰减。图中横坐标为下行终端距离小区中心基站的距离。假设上行终端均匀分布在小区中,发射功率为  $P_1 = 46$  dBm;  $P_2 = 24$  dBm, 噪声功率为 -174 dBm/Hz, 小区半径  $R = 290$  m。仿真结果如图 3-18 所示。

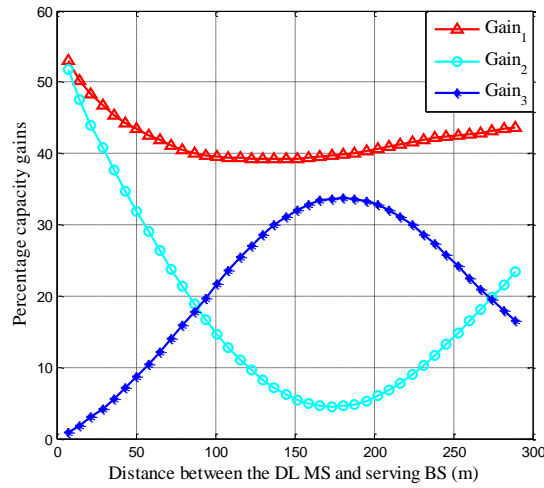


图3-18 全双工小区和容量比较

### 3.5 全双工帧结构设计

#### 3.5.1 全双工帧结构设计

帧结构主要描述无线通信上下行操作框架，给出何时何地发送信令和数据[10]。图 10 (a) 和 (b) 给出了详细的 TDD 和 FDD 的帧结构。TDD 帧结构由在不同时间上传输的上下行子帧构成，在上行和下行之间需要插入保护间隔。对于 FDD，上下行同时在不同频段进行传输。在 TDD 和 FDD 不需要上下行帧结构的联合设计。显然，TDD 和 FDD 的帧结构都不能够直接应用于全双工，因为他们没有考虑到全双工带来的同时同频干扰，例如在 PRACH 和 PDCCH 之间的干扰。因此，对于全双工我们需要在考虑上下行干扰的情况下进行重新设计，这将带来全新的挑战。

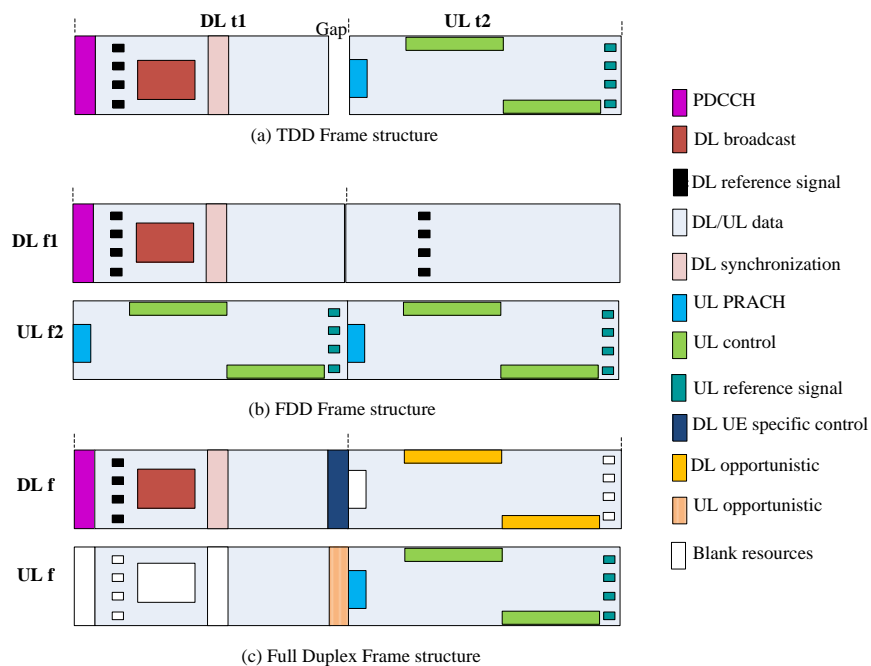


图3-19 全双工帧结构设计

全双工帧结构设计的基本原则是上下行的控制信号比数据有更高优先级，不能够被

上下行的数据干扰，数据传输则是可以随机选择。图 10（c）给了一个全双工上下行的帧结构示例，其具有以下特征：

1. 当下行小区公共控制信令如 PSS、SSS、PBCH、PDCCH 和 RS 传输时，对应的上行传输部分的信号应该空出来以保证下行用户接收的正确性；
2. 当用户类特殊控制符号下行传输时，上行信号在对下行干扰可以容忍的情况下可以进行传输，即上行机会传输；
3. 当上行 PRACH、SRS、PUCCH 和 DMRS 传输时，下行数据或用户类的特殊控制符号可以机会传输因为上行对下行的干扰可以通过调度方式来解决，即下行机会传输；
4. 当一些特殊控制信令在上行传输时，下行传输需要空出来。例如，当上行信道要进行准确测量时，下行传输应该空白出来进而避免来自相邻基站的干扰；
5. 对于数据传输，基站可以自由调度上下行用户。

除了以上的基于网络干扰的考虑，一个特殊的问题是需要解决传统 TDD 系统中的上下行间的保护间隔问题。在传统 TDD 中，该保护间隔应当足够大来保证从下行到上行的转换时间并且来消减小区内和小区间的上下行干扰。在全双工系统中，这个间隔可以去掉因为基站不需要从下行快速切换到上行。例如，当全双工基站在上下行分别配置发送和接收通道时，全双工基站不必切换。

### 3.5.2 全双工基站+半双工终端的帧结构设计

#### 3.5.2.1 现有技术瓶颈分析

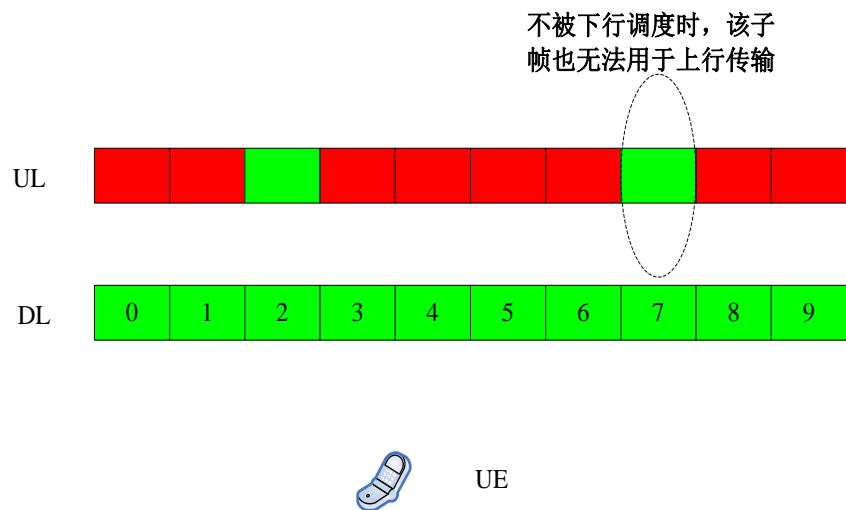
全双工与灵活双工均为 5G 中的新型双工技术，两者在理论上均可有效提高频谱利用率。全双工与灵活双工关联紧密，可以综合考虑、取长补短。

对于全双工，目前存在以下技术瓶颈：

- 对于网络侧和终端侧均为全双工的场景，由于需要发射端进行自干扰消除，终端侧全双工存在较高的复杂度，可能会拖延全双工技术的商用进程。
- 考虑基站全双工+终端半双工的场景可有效简化终端侧的设计，更具可行性。

对于灵活双工，目前存在以下技术瓶颈：

- 对于传统终端的影响：对于一些不支持灵活双工的终端而言，当上行载波中支持上下行方向传输后，可能无法按照传统的定时关系进行数据收发。
- HARQ 定时关系更复杂：对于传统的 LTE FDD 系统而言，上下行 HARQ 存在一个固定简单的对应关系。如果单纯采用灵活双工，将打破上述固定关系，可能导致下行传输 RTT 时间变长以及 HARQ 设计更复杂。
- 资源灵活仍然受限制：从系统层面来看，灵活的子帧配置限制在周期，因此在这个周期内即使业务比例关系发生改变，资源配置也无法调整。从单个终端的角度来看，如果一个灵活的下行子帧不被调度，那么也无法利用这个子帧传输上行数据或者反馈信息。



### 3.5.2.2 组网场景及干扰分析

在基站全双工+终端半双工的场景中，场景及干扰解决方案分析如下：

#### 1. 场景描述

在宏微异构网场景中，宏基站为传统的半双工方式，小基站在上行频段采用全双工，终端采用传统的半双工。考虑两种类型终端：传统的 FDD 终端；支持灵活双工的终端。复杂度集中在基站侧，实现相对容易，终端侧不做全双工，可降低复杂度。

#### 2. 干扰类型以及解决方案

##### ➤ 小站在上行频段的下行发射对宏站上行接收的干扰：

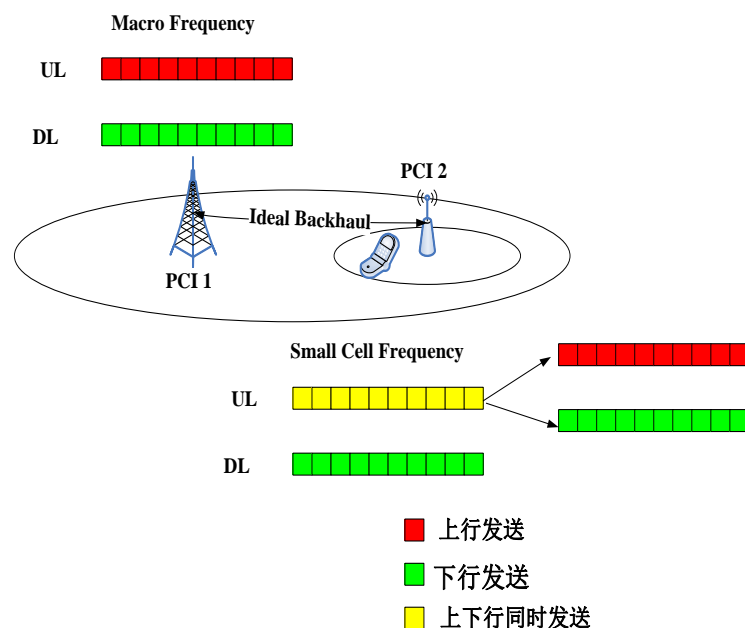
解决方案：宏微之间共 BBU，通过发送信息共享实现对于小基站下行发射的干扰消除。

##### ➤ 小基站在上行频段上，不同终端收发之间的干扰：

解决方案：可参考 D2D 以及当前全双工中的结点间干扰的解决方案。

##### ➤ 宏站的终端在上行频段的发射对小站终端在上行频段的接收的干扰：

解决方案：可参考 eIMTA 等类似的方案加以解决，也可以通过基站调度降低干扰。



### 3.5.2.3 子帧结构设计

对于微小区中的灵活双工终端，上行载波支持全双工，若在某个时刻基站没有为灵活双工终端调度上行传输或者终端按照定时关系在该时刻无上行传输，则可以在该时刻为灵活双工终端在该载波调度下行传输。

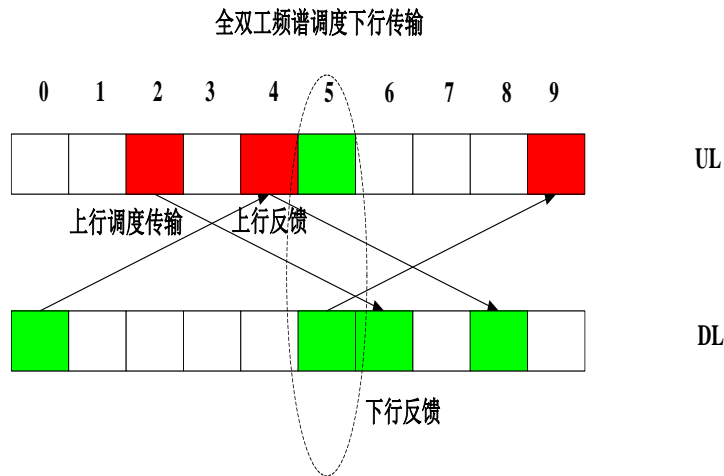
对于 legacy FDD 终端而言，在小基站侧看到的子帧结构依然是 legacy LTE FDD 子帧：上行频段用于发射，下行频段用于接收。

对于支持灵活双工的终端而言，上行频段类似于 TDD 的结构，需要引入上行转换的 GAP，但是存在一些差异

- 不需要 UpPTS;
- 该 GAP 是一个 UE specific 的，主要是针对相邻时刻的传输方式，基站侧考虑设置保护间隔。如 N 时刻基站调度终端下行接收，N+1 时刻调度终端上行传输或者反馈时，基站需要在 N 时刻为该终端的下行传输设置一个 GAP。如果 N+1 时刻无上行传输或者反馈，则不需要设置 GAP。

全双工载波在上行方向的信道设计：

- 仅用作业务信道，无需承载广播消息、寻呼消息以及 RRC 信令。
- 关于 HARQ 定时关系：Legacy 终端照现在 LTE FDD 的定时关系设计。对于灵活双工终端，当在全双工载波为其调度了下行传输时，该时刻下行传输的 HARQ 定时仍按照 LTE FDD 设计，这样设计可以简化 HARQ 定时关系，在提高频谱利用率的同时却不增加 RTT 时间。



### 3.6 物理层其他关键技术

#### 3.6.1 空间调制全双工技术

全双工与 MIMO 技术的合并需要联合考虑实现复杂度和系统性能。为实现 MIMO 全双工系统，需要估计的自干扰信道参数及个干扰消除器个数较多，系统复杂度较高。

空间调制（spatial modulation）是一种多天线技术，它通过控制从若干个发射天线中选择一根或多根天线进行发射，可以提高系统的频谱利用效率。如果将空间调制与全双工技术结合，由于空间调制技术一般只有一根天线处于发射状态，因而对接收天线造成的自干扰只有一个流，只需要采用单级干扰消除器，其实现复杂度比多流 MIMO 方法低得多，且相比全双工 SISO 系统可以获得频谱效率的提高。

空间调制全双工（spatial modulated full duplex, SMFD)技术的方案如下：对于配备  $N$  根天线的全双工通信节点，由  $\log_2 N$  bits 的发射信息选择一根天线发射，其余  $N-1$  根天线作为接收天线。以  $2 \times 2$  系统为例，系统框图如图 3-20 所示。

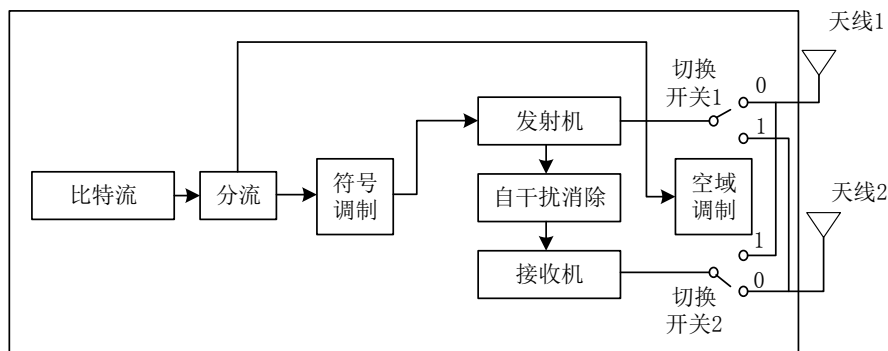


图3-20 空间调制全双工系统框图

在进行调制时，信息比特被分为两个流，一个流进行数字调制，另一个流选择发射天线。接收机根据发射信息和干扰信道信息进行干扰消除，对于多接收天线的情况可以进行联合解调。与配备一根发射天线和一个接收天线的传统全双工技术相比，该系统发射机仅需要增加天线切换开关。

采用高斯相关性信道模型，最大互信息的中断概率如下图 3-21 所示。其中  $\beta = 10 \log_2(1 + I_r / N_0)$  是由于干扰消除不理想而导致的 SNR 损失参数，



$I_r$  表示残余干扰的功率， $N_0$  表示噪声的功率。结果表明残余干扰损害系统性能，SMFD 性能优于全双工 SISO。

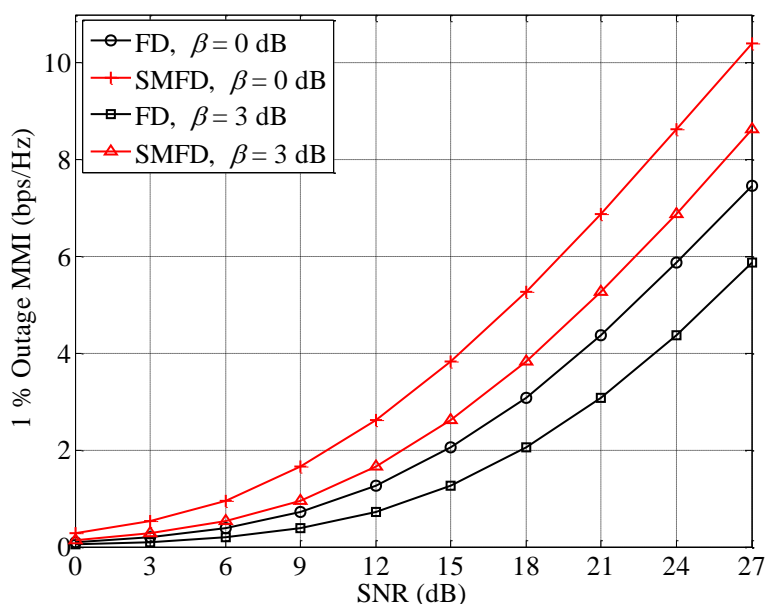


图3-21 中断容量比较

图 3-22 比较了空间调制全双工系统与全双工 SISO 系统的各态历经容量与残余干扰和信道相关性之间的关系。

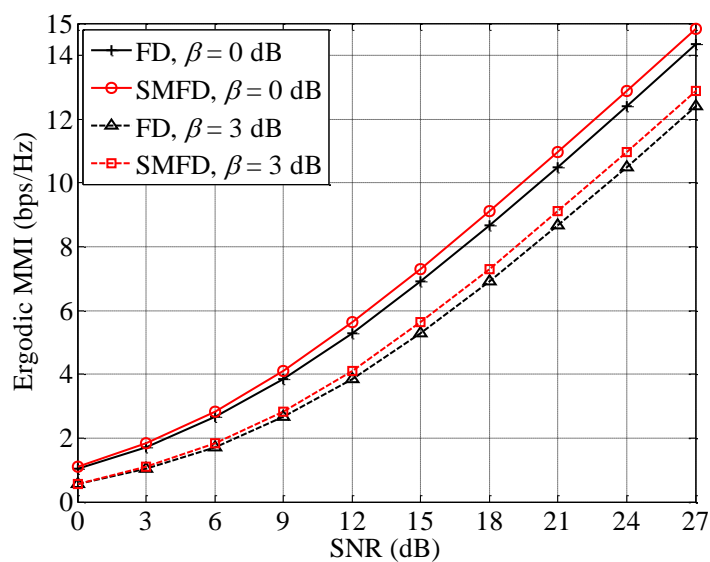


图3-22 各态历经容量

空间调制全双工技术具有如下特点：

- 1) 编码方式简单；
- 2) 系统内自干扰源仅为一根发射天线，干扰消除代价相对较低；
- 3) 接收天线可获得分集效果。

在实际中可以根据系统实现代价和频谱效率增益需求等因素综合考虑，选择不同方式的全双工 MIMO 方案。

### 3.6.2 TDD 系统中信道获取技术

对于全双工系统，如果上下行传输采用不同的发射接收天线，传统 TDD 系统的信道互易性不再存在。这将导致所有的信道信息都需要上行反馈才能获得，进而造成大量上行传输资源的浪费。为能够继续获得信道互易性，图 3.23 给出了一种基站的具体实现架构。发送和接收通道均通过开关与两根天线相连，通过在不同时隙的开关切换来获得信道互易性。

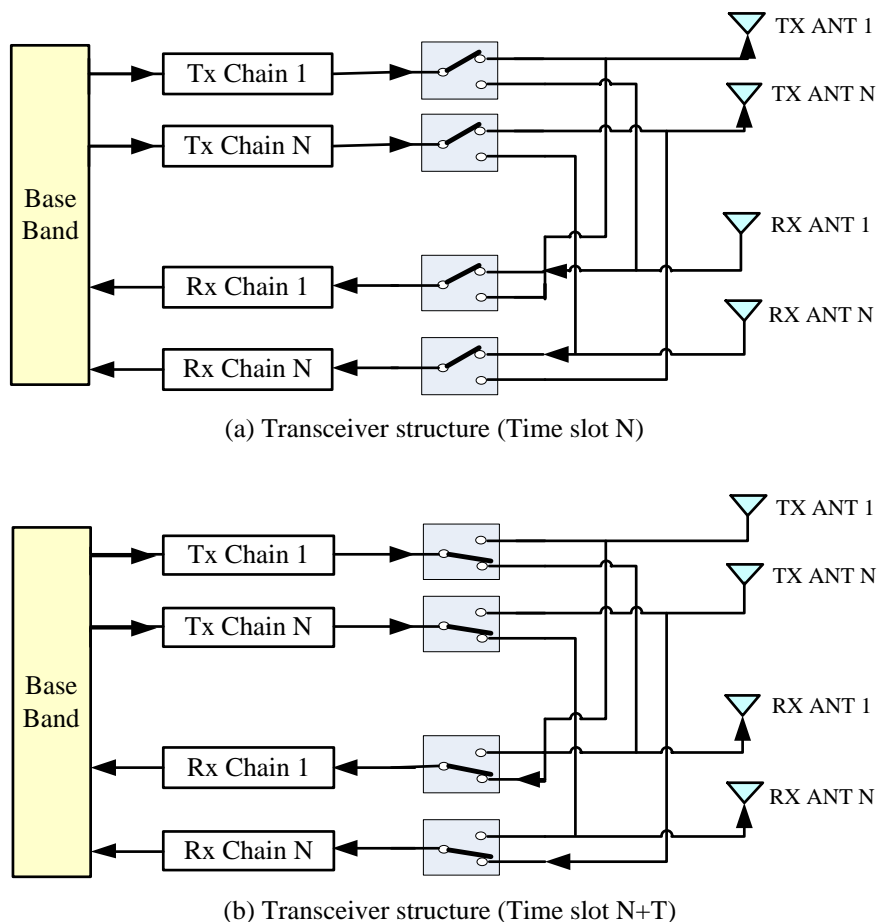


图3-23 可获得信道互易性的基站架构

### 3.6.3 TDD 系统中功率控制技术

目前的无线通信系统，例如 WIFI，LTE 基于半双工传输，即相同时频资源上同时的数据传输和接收不被允许。如果我们考虑 eNB 和 UE 都能全双工，需要设计新的 MAC 方案。

在参考文献[1-5]中，有设计方案使能 WIFI 系统中相同信道上同时的传输和接收。由于 WIFI 传输占据整个信道，不需要频率复用，资源分配是固定的，要求更少的时间对于一个设备准备好传输，所以可以在检测或接收到一些前导码后传输数据。但是对于需要频率复用的 LTE 系统，资源分配需要动态决定，然后 UE 得到传输块尺寸，做正确的速率匹配。因此，处理时间比 WIFI 的长。此外，在目前的 LTE FDD 系统中，UL 授权被提前 4ms 发送。然而对于下行调度，buffer 大小，CSI,及资源不得不在 eNB 处提前获取，然后 DL 授权被传输在跟下行数据相同的子帧中。这种过程可以直接应用在 LTE 系统中的全双工操作。例如，在子帧 n-4，eNB 发送一个 UL 授权用于子帧 n 的 PUSCH，接着在子帧 n，传输一个 DL 授权。这样，基于两个授权的检测，UE 知道在子帧 n 有同

时的传输和接收，即全双工操作被激活。

尽管目前的过程可以如上述激活全双工操作，但存在一些问题会降低全双工的增益。一个问题是当 eNB 发送 UL 授权在子帧  $n-4$  中时，仍然未决定是否在子帧  $n$  对相同的 UE 有同时的下行传输，这样 eNB 不确定是否子帧  $n$  的上行传输将面临自干扰取消这个问题，这比起纯粹的上行传输会导致不同的传输功率要求。因此，子帧  $n$  的 PUSCH 中的功控不会被正确设置。不精确的功率控制会导致强烈的自干扰，这很难被取消，使得下行数据不可检测。

功率控制问题也存在于另一个示例中。当 eNB 调度一个子帧  $n$  的 DL 传输时，会导致一个子帧  $n+4$  的 PUCCH 的反馈。无论如何，假定 UE 和 eNB 都能全双工，在子帧  $n+4$  也可以有一个 DL 授权对于相同的 UE。这样的话，PUCCH 应该用什么功率传输是个问题。由于调度时不假定全双工操作，假如根据嵌入在子帧  $n$  的 DL 授权中的 PUCCH 功率控制命令进行是不精确的。

另一个问题是尽管对于全双工 UE，DL 和 UL 可以被发送在相同的 subframe 中，业务负载和业务到达间隔在多数情况下对于上行和下行是不一样的，因此在这种情形下，对下行和上行分配相同的资源不合理。假如分配独立的资源给他们，如 PRB  $i$  for UL and PRB  $j$  for DL for UE1 in subframe  $n$ ，将减少资源有效性，损失全双工增益。这是因为存在潜在的干扰，PRB  $i$  被分配给 UE1 的 UL 不能被用于 UE2 的下行，并且 PRB  $j$  被分配给 UE1 的 DL 不能被用于 UE2 的 UL。这会导致下行和上行是 FDM，未充分获得全双工盈利。此外将在 UE 和 eNB 侧引入设备内干扰。因此，这个场景引入了自干扰却没有潜在的增益，应该尽量被避免。

在参考文献[6-7]，讲述了全双工传输通过在 PDCCH 中信令同时的上下行资源分配实现调度。无论如何，这种解决方案有下述缺点：

- 1) DL 和 UL 业务特点不相同，例如，不同的包大小，到达率，不同的时延要求，那么在这种情形下，总是一起调度上下行不合理；
- 2) DL 和 UL 业务动态到达，有时不可预测，在这种情形下，总是通过一个单一的授权一起调度上下行不可行；
- 3) UL 和 DL 调度有不同的定时，如问题部分所示，UL 需要在数据传输之前被调度来得到更多的处理时间；如果调度上下行一起，DL 也被要求按照与上行相同的定时预调度，这提高了调度复杂性，不理想。

本方案考虑分别上下行授权调度作为基础，提出能实现有效全双工功率控制操作的解决方案。

对于能够进行全双工操作的 UE，引入一个 power offset,  $P_{\text{offset}}$ ，用来定义用于纯的上行传输的传输功率  $P_{\text{PUSCH}}$  (or  $P_{\text{PUCCH}}$ ) 和用于全双工操作的传输功率  $P_{\text{FD}}$  之间的功率不同，即

$$\begin{aligned} P_{\text{FD}}(n) &= P_{\text{PUSCH}}(n) - P_{\text{offset}}(n) && \text{for PUSCH,} \\ &\text{和} \\ P_{\text{FD}}(n) &= P_{\text{PUCCH}}(n) - P_{\text{offset}}(n) && \text{for PUCCH} \end{aligned}$$

这里  $n$  意味着应用该更新功率的子帧。

功率 offset 被预定义或者在调度授权中信令指示：

- 1) 对于预定义的 offset，如果在相同子帧检测到既用于上行又用于下行的调度信令，则

被触发使用；

- 2) 对于信令的 offset,一旦在下行授权中检测到非零 offset, 则被触发使用:
  - a) 调度信令中用于 offset 的指示可以是一个 offset 值, 或者 1bit 触发来应用一个预定义的 offset;
  - b) 一个特殊的 offset 值可以取消一个调度的上行传输;
  - c) Power offset 的检测可以在一些定义的子帧集中执行, 其中 power offset 可以被发送作为额外的 bits 或者凭借重新解释一个通常下行授权中的一些特定值;
  - d) 然而对于别的子帧, 通常的下行上行授权都可以被分别检测;
  - e) 调度授权和功率控制应用于目前的 subframe 或者一个之后的 subframe。
- 3) 调整 PUSCH 传输功率的 power offset 隐含匹配于一个 modulation and coding scheme (MCs) offset, 或者发信令通知 power offset 时, 同时显性信令通知一个 MCs offset;
  - o The MCs offset 使用如下, 触发规则遵循 power offset 相同的:

$$MCs_{FD}(n) = MCs_{PUSCH}(n) - MCs_{offset}(n) \quad \text{for PUSCH,}$$

#### 具体实施方案的详细过程:

这部分展示实施例。所有实施例可以联合使用。

有不同的方法允许一个 UE 获知是否全双工操作在子帧 n 被需要。第一种方法如问题部分所示, 其中一个上行授权在子帧 n-4 被发送, 接着一个下行授权在子帧 n 被发送。基于下行和上行的调度时刻, UE 可以知道在子帧 n 既有下行又有上行操作。第二种方式是一个单一的调度授权可以同时调度子帧 n 的上行和下行。第一个提供更多灵活性, 我们考虑第一种方式。

通过配置  $P_{offset}$ , UE 可以基于子帧 n 是否有全双工操作调整 UL 传输功率, 是否有全双工操作可以通过调度授权检测获知。例如, 在图 1, 当调度授权 A 和 B 都被检测到时, UE 将基于 UL 授权 A 中的功率控制命令中得到的传输功率值应用一个预定义的  $P_{offset}$ , 然后获取用于全双工操作的传输功率值。并且对于 PUSCH 传输, 也将基于 MCs offset  $MCs_{offset}$  相应地调整 MCs。MCs offset 可以通过与  $P_{offset}$  的定义关系隐含推导, 如  $MCs_{offset} = f(P_{offset})$ 。或者 MCs offset 被显性信令通知。

另一种实现方式中, UE 将基于在 DL 授权 B 中检测到的 power offset 值, 调整 UL 传输功率。在图 3-1, 在 DL 授权 B 中可以有 1 比特, 如果是 1 的话, UE 将应用一个固定的 offset; 或者在下行授权 B 中有一个或多个 bit, 指示了  $P_{offset}$  的值。基于这个下行授权 B 中的  $P_{offset}$ , 及上行授权 A 中的功率控制指示值, UE 将得到全双工传输功率。

一个特殊的  $P_{offset}$  值可以被用来阻止相同子帧中与 PDSCH 同时传输的 PUSCH 传输。

尽管在图 3-24 所示的例子中, 子帧 n 的 DL 授权是提前  $t_2$  ms 发送的,  $t_2$  可以被设置为 0 以避免时延, 在这种情形下, UE 可以被配置总是发送一个简短的 PUSCH。该 PUSCH 在每个子帧 DL 授权检测之后发送。

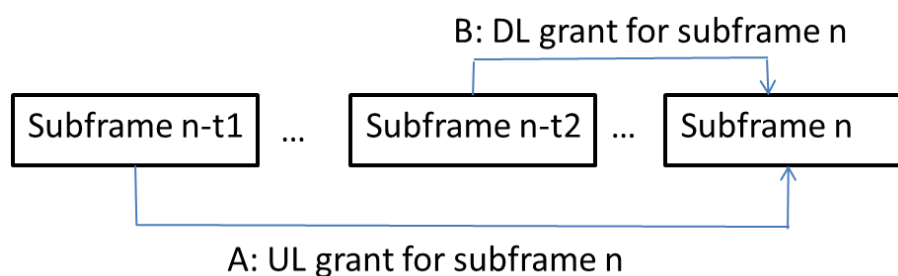


图3-24 PUSCH功控示例

在图 3-25, 如果 UE 在子帧  $n-t1$  检测到 PDSCH D, 需要在子帧  $n$  反馈 ACK/NACK。反馈前, UE 也尽力检测相同子帧  $n$  上的潜在的下行调度。例如, 如果收到子帧  $n$  的下行授权, 比如在子帧  $n-t2$  的下行授权 E (如果), 或者子帧  $n$  的下行授权 F, 意味着 ACK/NACK 将在下行接收时同时发送。在这种情况下, UE 将根据预定义的 offset, 调整 ACK/NACK 的传输功率, 或者基于 DL grant E or F 中的 offset 值进行调整。注意到, 如果下行预调度未被配置, 并且 UE 在上行传输前需要在相同子帧上检测下行授权, ACK/NACK 需要被以简短的格式发送, 允许下行授权检测足够的时间。

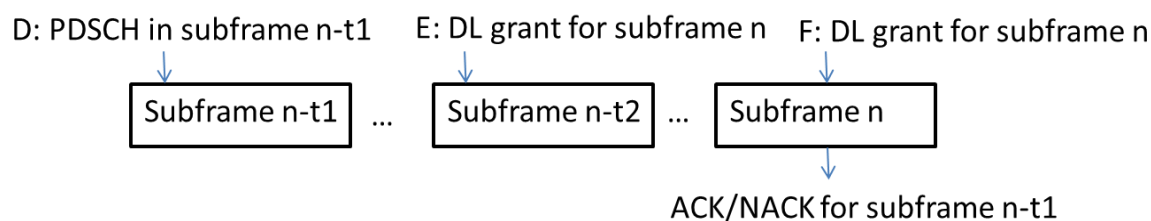


图3-25 PUCCH功控示例

全双工时是否应用功率控制可以是 UE 特定的配置, 也可以被 PDCCH 动态的激活/去激活。如 RRC 信令配置, 通过下行授权中的 1 比特来通知是否应用这种规则。

该方案的优点是使能用于全双工的更精确地功率控制。并且一旦与下行冲突, 凭借设置一个专门的 power offset 值, 能够取消一个上行传输。

## 第四章 全双工组网技术

### 4.1 概述

从组网层面来看，同时同频全双工释放了收发控制的自由度，改变了网络频谱使用的传统模式，将会带来网络上用户的多址方式、无线资源管理等技术的革新，需要与之匹配高效的网络体系架构。业界普遍关注和已经初步研究的方向包括：全双工基站与半双工终端混合组网的架构设计、终端互干扰协调策略、全双工网络资源管理、全双工 LTE 的帧结构等。

### 4.2 全双工网络架构

#### 4.2.1 全双工基站和半双工用户组网

为将全双工技术应用于现有网络，最可能的情况是基站侧采用全双工，用户侧还是现有半双工。下面，我们将对 TDD 和 FDD 终端接入全双工基站的场景分别进行分析。

将传统 FDD 系统拓展为全双工系统需要在 FDD 的上下行频段分别配置发射机和接收机。如图 4-1 (a) 所示，基站在频率  $f_1$  上给用户 1 发送信息，在频段  $f_2$  接收用户 1 的信息，与此同时在频率  $f_2$  上给用户 2 发送信息，在频段  $f_1$  接收用户 2 的信息。这种拓展的一个重要影响是不同用户需要工作在不同的半双工模式。另一种拓展是基于载波聚合的 FDD 系统，如图 4-1 (b) 所示。基站可以在  $f_1$  和  $f_2$  两个频段上给用户 1 发送信息，给用户 2 接收信息。

从 TDD 系统拓展为全双工系统比较起来会相对简单。TDD 用户在一个频段上本身就同时存在发射和接收通道。如图 4-1 (c) 所示，基站在第  $N$  个时隙下行调度用户 1，上行调度用户 2，在第  $N+K$  时隙下行调度用户 2，上行调度用户 1。

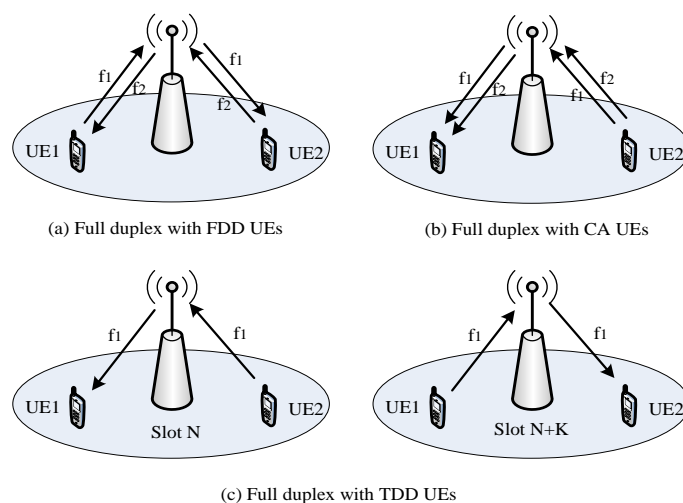


图4-1 TDD和FDD系统拓展为全双工示例

### 4.2.2 全双工小区和半双工小区混合组网

根据网络干扰协调和删除能力，网络可以选择不同的组网策略。当干扰控制能力比较强时，可以所有小区均采用全双工技术，代价是高复杂度和高成本。当干扰控制能力比较弱时，全双工小区可以以较低密度来部署。图 4-2 给出了同构网的两种全双工组网方式。不同的频率复用方式也可以进一步应用来控制干扰。不同的小区可以工作在相同频段或不同频段。所有这些都是未来 5G 网络需要考虑的。

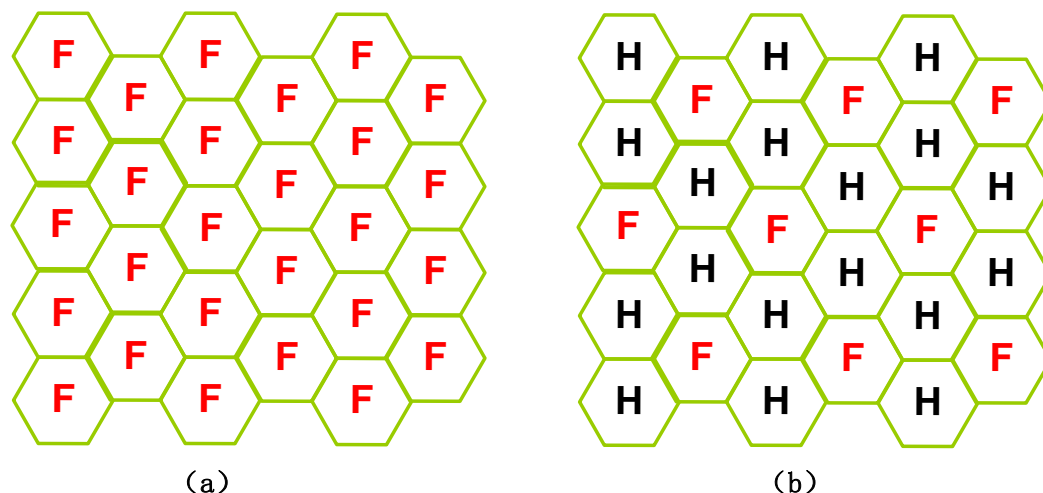


图4-2 不同全双工组网方式

### 4.2.3 混合双工组网的频率分配策略与分析

传统半双工蜂窝网络中，由于发射和接收通道间的强自干扰，基站无法在同一频率上同时为上行和下行用户服务。在一个全双工半双工混合小区中，如图 4-3 所示，基站工作于全双工方式，用户依然为传统的半双工模式(如 FDD)，基站能够为同一频率上、链路反向的用户同时提供服务。例如，一对频率资源( $f_1, f_2$ )分配给用户 1 分别用作上行链路和下行链路，与此同时，上述链路的反向链路( $f_2, f_1$ )，即  $f_2$  用作用户 2 的上行链路， $f_1$  用作用户 2 的下行链路。

由于同一对频率资源  $f_1$  和  $f_2$  同时被用户 1 和用户 2 复用，只是链路方向不同，用户 1 和用户 2 成为同频共道用户，位于同一个小区中。从基站角度看，链路利用效率相对于传统基站提升了 1 倍，然而用户间的同频干扰问题不得不被考虑，会严重制约同时同频全双工网络的容量增益。因此，同频用户在小区内应保持足够远的距离，该距离由用户接收机的干扰容忍能力决定，此处统一设为  $L$ 。

下面给出一种简单的小区分区方法，用于抑制用户间同频干扰，如图 4-3 所示。基本思想为将小区划分为几个子区域，频率资源也被划分为对应的组数，将频率资源合理分配下去，使得用户在某一子区域反向复用某频率资源时，不影响周围临近区域的用户，即保证能产生同频干扰的频率组在地理位置上足够远(大于  $L$ )。例如，某小区被等分为 9 个子区域，编号为 1~9，假设共有 9 对频率，编号为 1~9。此处，为了便于表示，将用于上行的频率记为  $f_u$ ，下行的频率为  $f_d$ ，则称  $(f_u, f_d)$  为一对载波频率，用于上下行链路。如果将  $(f_d, f_u)$  视为不同的一对频率，则在该小区中将有 18 对频率可用，编号为 -1~-9 和 1~9，其中 - $i$  和  $i$  表示能引起同频干扰的频率对。基于上述频率分配思想，将 18 对频率对合理分配下去，一种可行的方案如图 4-3 所示。将小区以 6 边形划分，每个子区域配有 2 对频率对，互相干扰的频率对在空间间隔足够远。



假设共有  $N_f$  对频率资源，在全双工模式下，将有  $2N_f$  对可用资源，而传统半双工可用资源对仍限制为  $N_f$ 。小区划分为  $P$  个子区域，将  $2N_f$  对频率分为  $P$  组，第  $i$  组记为  $G_i$ 。为了便于分析，假设每个子区域一样大，每组的频率对一样多。同时，假设用户数为  $\kappa$ ，为一个随机变量，近似服从 Poisson 分布。用户在小区中随机、独立分布。

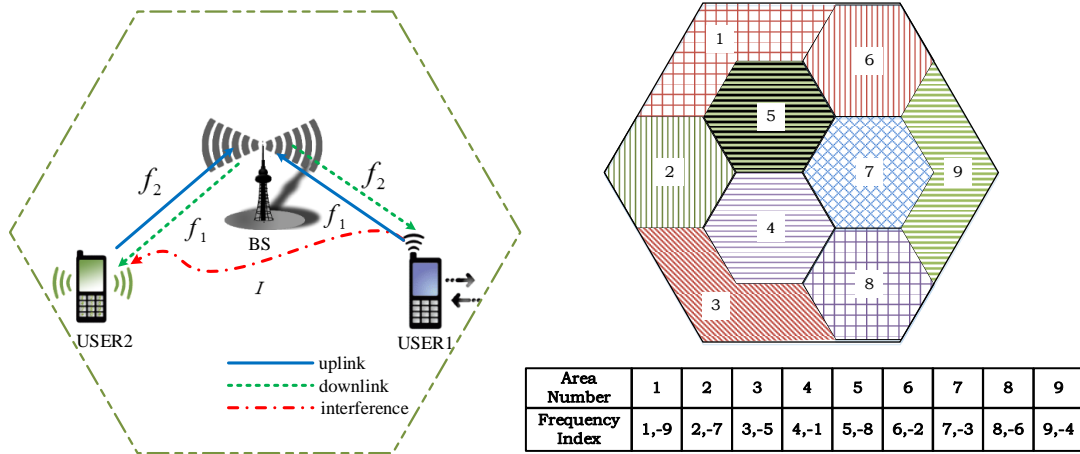


图4-3 一种同时同频全双工半双工混合组网和频点分配方法

在接下来的分析中，首先固定用户数为  $\kappa = K$ 。假设每个频率上子载波个数相同，记为  $N_u$ ，每个用户分配的子载波个数相同，记为  $N$ 。因此，一个频率组中含有  $2N_f/P$  个载波频率，最多可以完全满足  $K_{fi} = \lfloor 4N_u N_f / (PN) \rfloor$  个用户的子载波需求。此处需要指出的是，当在某个子区域  $G_i$  中的用户数超过  $K_{fi}$  时，可用频率资源仍为  $2N_f/P$ ，子载波数为  $4N_u N_f/P$ 。

由于  $P$  个子区域一样大，用户在小区内随机独立分布，某一个用户位于其中一个子区域的概率为  $1/P$ ，在某一时刻，在  $P$  个子区域中的用户数记为  $(X_1, X_2, \dots, X_P)$ ， $X_i$  表示第  $i$  个子区域中的用户个数，每个子区域的用户数的联合分布为多维分布，其概率分布函数为

$$P(X_1 = k_1, \dots, X_P = k_P) = \frac{K!}{P^K \prod_{i=1}^P k_i!} \quad (32)$$

其中， $\sum_{i=1}^P k_i = K$ ， $k_i \in [0, K]$  为整数。当  $\kappa = K$  时， $X_i$  的分布为

$$P_b(X_i) = C(K, X_i) (P-1)^{(K-X_i)} / P^K \quad (33)$$

其中， $C(K, X_i) = \binom{K}{X_i}$  表示组合数。当  $G_i$  中用户数为  $X_i$  时，使用到的子载波为

$$f(X_i) = \begin{cases} \frac{4N_u N_f}{P}, & X_i > K_{fi} \\ X_i N, & X_i \leq K_{fi} \end{cases} \quad (34)$$

因此， $\sum_{i=1}^P f(X_i)$  表示此时用到的子载波总数。由于  $P$  个子区域同等大小，用户在其中随机分布，则  $E[f(X_i)]$  对每个  $i$  都相等，下标  $i$  可以不用表示出来，统一用  $E[f(X)] = E[f_i(X)]$  表示。最终，平均使用子载波个数为



$$E\left[\sum_{i=1}^P f(X_i)\right] = \sum_{i=1}^P E[f(X_i)] = PE[f(X)]$$

$$= \begin{cases} \sum_{X=0}^K P_b(X) XN, & K \leq K_{ft} \\ \sum_{X=0}^{K_{ft}} P_b(X) XN + \sum_{X=K_{ft}+1}^K P_b(X) \frac{4N_u N_f}{P}, & K > K_{ft}. \end{cases} \quad (35)$$

将(33)和  $N = 4N_u N_f / (PK_{ft})$  代入上式, 得到

$$E\left[\sum_{i=1}^P f(X_i)\right] = \frac{4N_u N_f}{P^K} \left[ P^K - \sum_{X=0}^{K_v} C(K, X) (P-1)^{(K-X)} \left(1 - \frac{X}{K_{ft}}\right) \right] \quad (36)$$

其中,  $K_v = \min\{K, K_{ft}\}$ , 在  $\kappa = K$  时, 载波利用率表示为

$$\eta_{FD}(P, K) = 1 - \underbrace{\frac{1}{P^K} \sum_{X=0}^{K_v} C(K, X) (P-1)^{(K-X)} \left(1 - \frac{X}{K_{ft}}\right)}_M \quad (37)$$

由于  $\kappa$  为随机变量, 服从强度为  $\lambda$  的泊松分布, 针对  $K$  求平均, 可以得到

$$\eta_{FD}(P, \lambda) = 1 - \sum_{K=0}^{\infty} e^{-\lambda} \frac{\lambda^K}{K!} M \quad (38)$$

其中,  $\lim_{K \rightarrow \infty} e^{-\lambda} \frac{\lambda^K}{K!} M = 0$ , 容易证明式(44)是收敛的, 可知  $\eta_{FD}(P, \lambda)$  可由数值计算近似得到。

下面, 将分析得到最优的分组  $P$  的个数。需要指出的是, 如果分组数少于 3, 频率资源无法在子区域中平均分配, 因此, 在分析时, 只考虑分组不少于 4 的情形。由分析可知, 存在正整数  $K_b$  使得

$$\eta_{FD}(P, K) > \eta_{FD}(P+1, K), K \in (K_b, \infty) \quad (39)$$

即表明全双工小区划分的子区域越少, 子载波利用率越高。在上述假设中, 当  $P=4$  时达到最优。

在图 4-4 中给出了  $N_f=12$ ,  $N_u=1024$  时的载波利用率随  $\lambda$  的变化情况。可以发现, 载波利用率随  $P$  增大而减小, 该变化可由上述分析和式(45)解释。此外, 图中也画出了固定用户数  $K=\lambda$  时的载波利用率。

为了便于比较, 传统半双工小区的子载波利用率也被给出:

$$\eta_{HD}(K) = \begin{cases} 0.5, & K > K_{ht} \\ KN / (4N_u N_f), & K \leq K_{ht}. \end{cases} \quad (40)$$

其中,  $K_{ht} = \frac{2N_u N_f}{N}$ 。

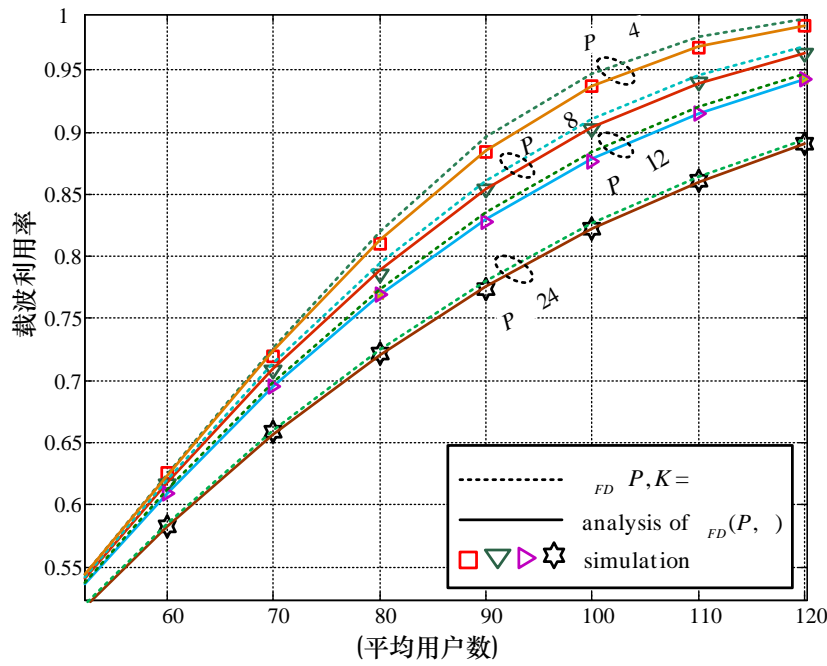


图4-4 全双工小区载波利用率和用户个数的关系

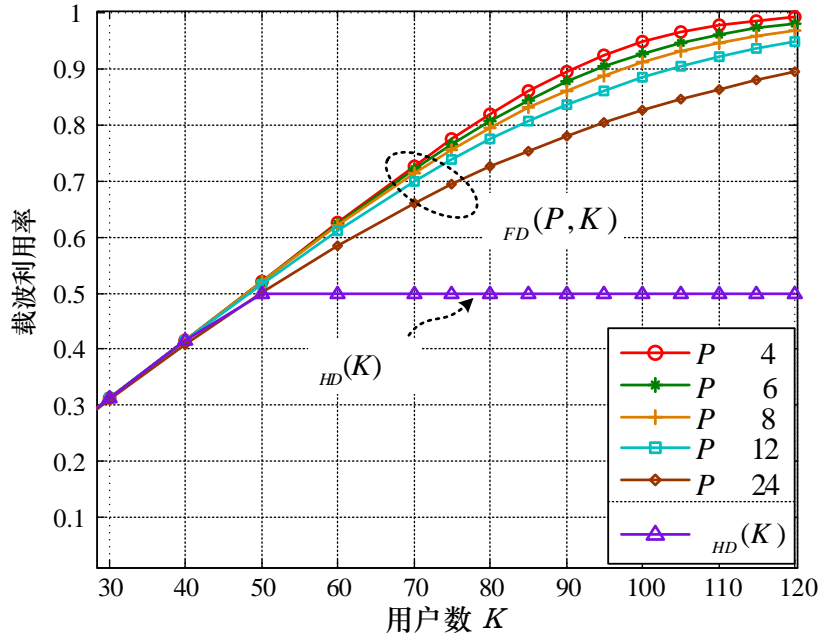


图4-5 全双工混合组网小区与半双工小区的载波利用率对比

图 4-5 给出了全双工小区和半双工小区的载波利用率对比，相对于半双工小区，全双工小区取得的利用率上的增益随用户数增加而提升。这是因为，半双工小区中，可用频率资源本身仅为全双工小区的一半，其利用率达到用户数临界值  $K_{ht}$  后，最大保持为 50%，不再增长。而在全双工小区中，随着用户数增加  $K > K_{ht}$ ，用户分布在频率复用区域的可能性提高，可以进一步利用可用的频率资源。

注意到  $\lim_{K \rightarrow \infty} M = 0$ ，则  $\lim_{K \rightarrow \infty} \eta_{FD}(P, K) = 1$ ，同样有  $\lim_{\lambda \rightarrow \infty} \eta_{FD}(P, \lambda) = 1$ ，表明当  $\lambda$  较大，即小区中存在的用户均值较大时， $\eta_{FD}(P, \lambda) \approx 1$ ，将用户数  $\kappa = K$  固定，当  $K \rightarrow \infty$  时， $\eta_{FD}(P, K) \rightarrow 1$ ，即全双工小区设计可以充分利用可用的频率资源。由此也可以看出，全双工小区设计能提高小区容量而不是简单地将小区容量提升 1 倍，这是由于同频干扰的存在导致的。

从图 4-4 和图 4-5 都可以看出，无论是  $\eta_{FD}(P, \lambda)$  还是  $\eta_{FD}(P, K)$ ，子载波利用率都是

在  $P=4$  时最大。因此，在实际划分子区域时，考虑影响限制距离  $L$  的各种因素后，将小区划分的子区域数越少越有利于提升资源利用率。同时，较少的频率分组也意味着较低的资源调度和分配复杂度，每组也能获得更多的频率资源。

#### 4.2.4 一种中心式基站发射天线和分布式接收天线阵列的组网架构

当同频同时全双工技术应用于蜂窝网络中时，会使得蜂窝系统中的同频干扰更加复杂。如图 4-6 所示，在采用中心式的基站布置方案时，全双工基站的发射天线与接收天线位于同一站址上，因此距离较近，导致同频自干扰很强。此外，由于全双工基站在相同的时间和频谱上进行信号的收发，相邻基站之间的同频干扰也会严重影响全双工系统的通信性能。除了增强自干扰消除能力外，我们也可以借助于优化基站组网布局的方法来解决这类问题。

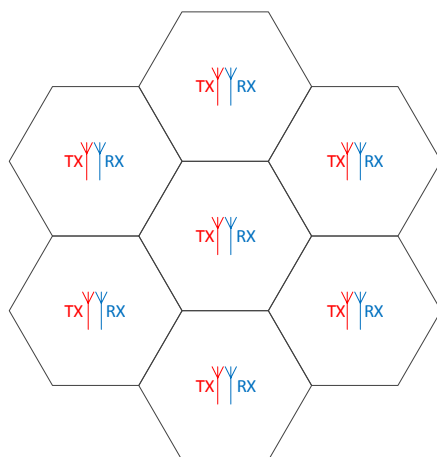


图4-6 传统同频同时全双工组网示意图

为解决全双工蜂窝系统内干扰问题，可以采用如图 4-7 所示的基站收、发天线分置的方案。基站发射机置于小区中央，小区内分布设置多个接收天线。在该方案中，由于接收天线和发射天线之间存在较大的空间距离，从而可以利用信号在空间中的传播损耗有效地减少基站收发天线之间的同频自干扰。

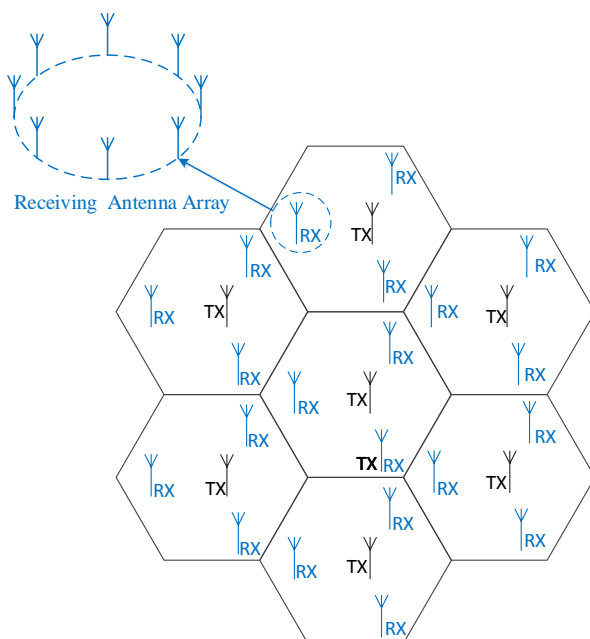


图4-7 基站收发天线分置方案

此外，在每个基站接收机上采用接收天线阵列，通过波束赋形算法使得接收天线阵的波束零点指向相邻基站干扰发射天线的方向。因此，这一方法可以有效减少相邻基站间的同频干扰。

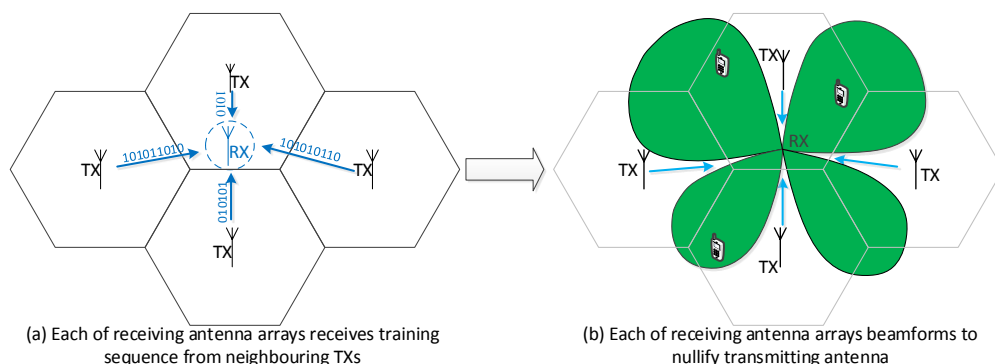


图4-8 天线阵的波束赋形

为了实现接收天线阵列准确的波束赋形，相邻的基站发射机发送彼此正交的 PN 序列，如同图 4-8 (a) 所示。基站接收机根据接收到的正交码字获得信道估计，并利用波束赋形算法使得接收波束的零点指向对应的基站干扰发射机，如图 4-8 (b) 所示。假设元天线数据为  $n$ ，这样可以形成至多  $n-1$  个零点，当  $n$  大于周围发射天线的数目时，就能对周围所有产生干扰的基站发射机产生零点。当  $n$  大于周围发射天线数目时，除了能让天线阵的零点对准发射天线方向，还可以让天线波束对准特定的 MS。

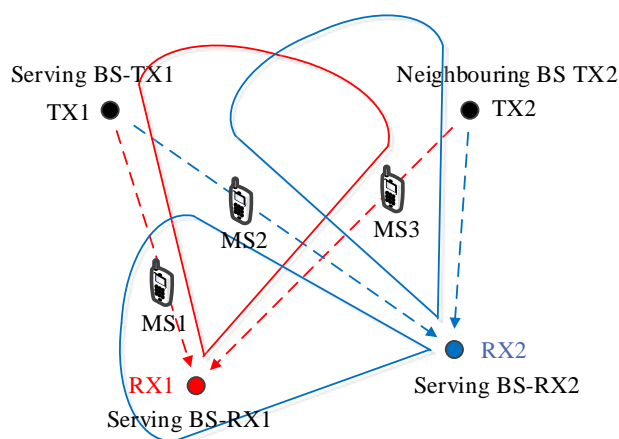


图4-9 接收天线波束交叠示意图

为了实现在基站接收天线阵列波束零点方向上的上行用户信号接收，需要将接收天线阵列的接收波束相互交叠，以实现对小区内所有位置的全覆盖。如图 4-9 所示，当 MS2 位于基站发射机和接收机的连线上时，它也位于该接收机天线阵列的零点位置上，可以通过相邻其它基站接收天线阵列接收其上行信号。

## 4.3 资源分配与调度

### 4.3.1 VMAC 技术

由于全双工通信能够在发送数据的时候同时接收数据，因此全双工通信技术可以在无线信道中实现碰撞检测。基于全双工通信的 CSMA/CD 的 MAC 协议，可以带来如下优点：1) 基于全双工通信的收发机，在一些子信道上传输数据的同时，可以在所有信道上接收数据，换句话说，全双工可以让所有子信道之间相互解耦。因此，在一个信道

被利用的同时，其他的空闲信道也可以被感知并被利用起来。此外，当一个数据包在某个子信道上被接收到后，ACK 可以被及时的回复而不顾其他信道的传输状况。2) 由于 CSMA/CD 在各个子信道上都能实现，这样碰撞能够及时检测出来，所以碰撞时间会大大缩短。但是由于隐终端的存在，因此还需要在 CSMA/CD 的基础上，辅助其他的技术手段。3) 由于整个协议是随机接入协议，因此资源分配将会更加灵活。因此，新设计的 MAC 协议可以解决目前 OFDMA 随机接入的各种难点。

然而实现上述碰撞检测的功能，并不是一件容易的事，其主要原因是如何能实现对碰撞进行正确的检测。由于全双工通信能够将各信道之间相互解耦，因此以下讨论都是基于单一子信道的情况。一方面，碰撞的两个数据包可能是两个用户发送的，这样的数据包一定会碰撞。另一方面，两个数据包可能是 AP 和用户发出，如果正是用户和 AP 对发，这样的数据包并不碰撞。因此用户和 AP 都需要对数据包进行正确的区分才能正确的检测碰撞的情况。为了正确识别碰撞的情况，当收到一个数据包的时候，必须要能够明确的判断出是谁的数据包。目前对数据包的依赖于 MAC 数据包的包头里面的 MAC 地址信息，然而由于数据在发送的时候为了抵抗信道干扰，对数据进行过处理，必须要将整个数据包接收完以后才能知道地址信息，因此不能及时的检测出碰撞对方的地址。为了解决上述问题，我们提出了在物理层增加虚拟 MAC 地址的办法，具体做法就是在物理层报头里面增加三个信息，发送方地址，接收方地址，以及对两个地址的 CRC 校验信息，如图 4-10 所示。这样，当某个收发机在发送数据的同时，当碰撞发生时，只要接收到少量的物理层报头信息，就能判断出碰撞的具体情况，然后做出相应的处理。

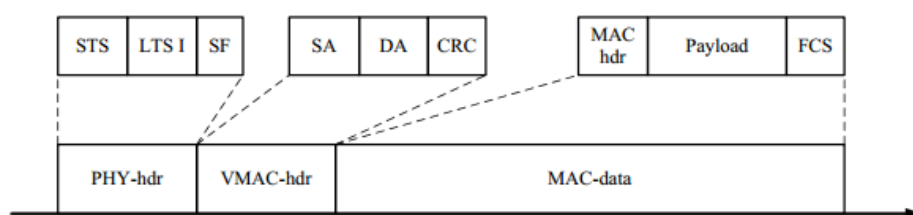


图4-10 添加虚拟MAC地址后的帧结构

具体的 CSMA/CD 实现框架为：1) 如果是两个用户发生碰撞，立刻停止数据发送；2) 如果是用户和 AP 发生碰撞，并且发送双方的数据正好是全双工对发，则继续保持发送；3) 如果是用户和 AP 发生碰撞，但发送双方的数据不是对发，而是 AP 给另一个用户发送，这种情况下只需要规定一方停止发送就可以了，然后需找全双工机会。根据上述处理，全双工的 CSMA/CD 功能就能够得以实现了，我们将设计的 MAC 称为 FD-CSMA/CD。

对于隐终端的问题，由于两个用户之前相互之间不能听到对方发送数据，若两个隐终端发生碰撞，他们不能检测出相互发生碰撞然后停止下来，因此需要其他手段预计辅助才能解决。为了解决这个问题，我们设计了 jamming 的方法，具体实现是当两个隐终端发生碰撞，由于相互之前不能检测对方信息从而不会停止发送，当 AP 发现两个用户碰撞以后到物理层报头结束后还在一直发送信号，从而判断这是两个隐终端发生碰撞，从而发送一种特殊的 PN 信号，这种信号具有良好的自卷积特性，当发送用户接收到这个信号后，从而知道自己和隐终端发生了碰撞，从而立即停止发送，避免了碰撞时间的继续延长。

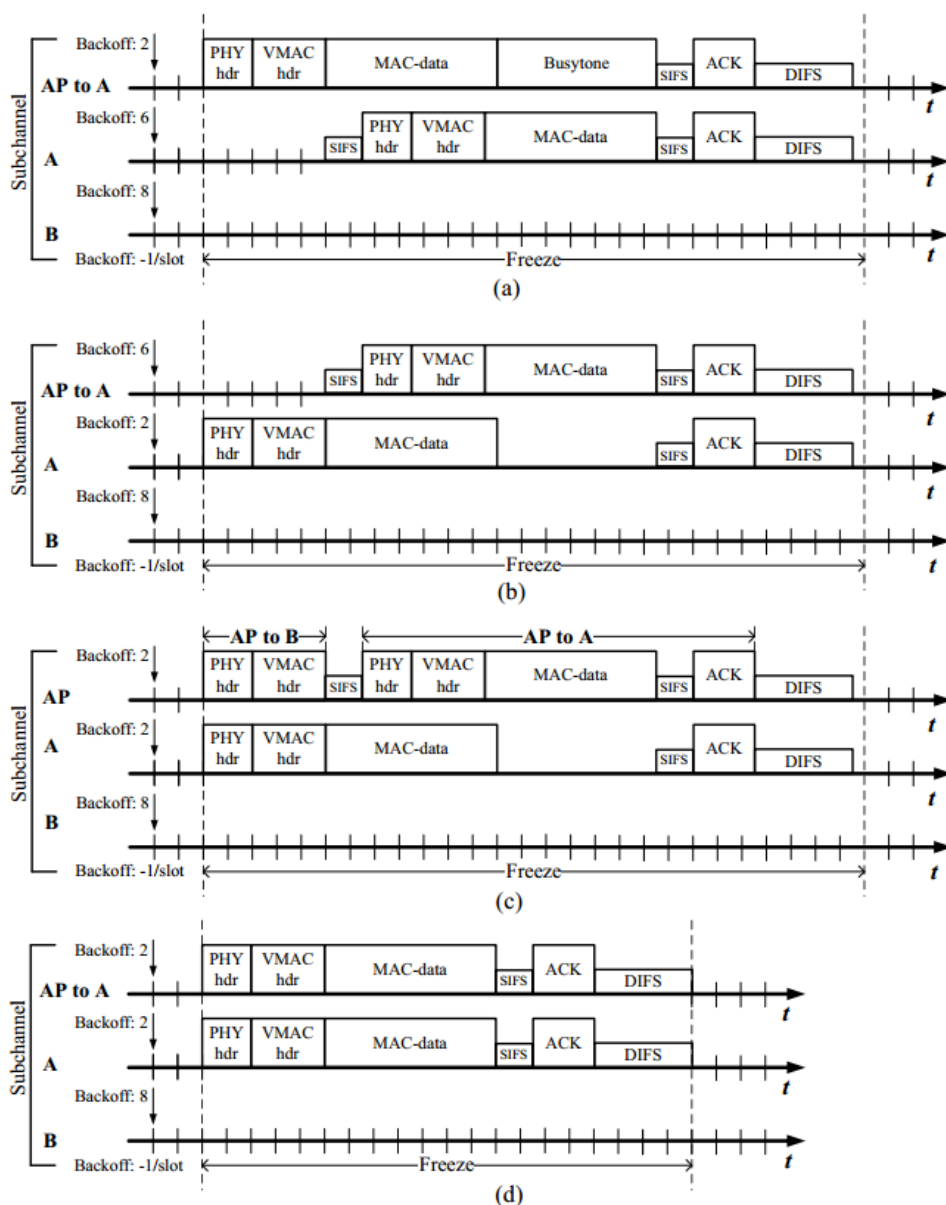


图4-11 成功建立全双工通信的情况a) 用户A抓住机会与AP建立全双工；b) AP抓住机会与用户A建立全双工；c) AP放弃传输数据给用户B与用户A建立全双工；d) 用户A与AP同时发送数据给对方

根据用户或者 AP 角度分类，具体的 MAC 工作流程如下。

(1) 对于用户来说，在用户进行碰撞退避的时候，如果信道上有信号发送，该用户就冻结他的退避计数，然后接收信道上发送的信号，在接收完物理层报头以及虚拟 MAC 以后，根据不同的情况采取如下对策：如果该数据包是 AP 传给他自己的，并且他自己正好有数据包要传给 AP，就继续监听信道 SIFS 时长，如果信道还是被占用，就在该信道上传输自己的数据给 AP，如图 4-11 (a) 中用户 A 所示，如果信道变成了空闲状态，该用户就什么数据都不发送。然后，如果该数据包不是 AP 发给他的或者信道发生了碰撞 (VMAC 不能正确接收)，就保持沉默一直到整个数据包发送结束，如图 4-11 (a) 中用户 B 所示。

如果该用户在退避结束的时候信道还是空闲的，那么该用户就发送自己的数据给



AP，并同时监听信道的状况，如果监听到一下四种情况，就继续发送数据知道整个数据包发送完毕。第一种情况为 AP 在解开 VMAC 后发现某用户在给他发数据，AP 抓住全双工的机会同时发送数据给该用户，如图 4-11（b）所示。第二种情况为，AP 与该用户同时开始发送的数据，但是 AP 发送的数据是给另一个用户的，这时该用户继续给 AP 发送数据，但是 AP 放弃之前发送的数据包，转而抓住机会与该用户进行全双工通信，如图 4-11（c）所示。第三种情况为，AP 与该用户同时发送数据而且正好 AP 的数据也是发给该用户的，保持数据传输一直到结束。第四种情况为该信道被 AP 发送的一个 busytone 信号占据，如图 4-13(d)所示。

除了以上发送成功的情况，如果用户检查到以下两种情况则立即停止发送。第一种情况为，在解开 VMAC 以后，用户发现该数据是某一个用户正在发给 AP 的数据，如图 4-12（a）所示。第二种情况为发现 VMAC 发生了碰撞，如图 4-12（b）所示。

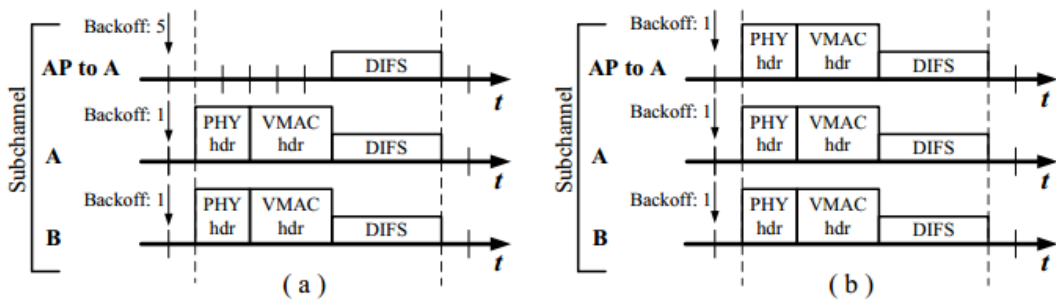


图4-12 发生碰撞的情况 (a) 多个用户之间发生碰撞 (b) AP与多个用户之间发生碰撞

(2) 对于 AP 来说，如果在退避的过程中发现信道上有数据开始传输，AP 冻结他的退避计数。在接收完物理层包头和 VMAC 以后，根据不同的情况作出如下对策：如果 VMAC 被正确解出，发现某一用户正在发送数据给 AP，抓住全双工的机会给该用户发送数据，如图 4-11（b）所示，如果 AP 没有数据发送给该用户，则发送一个 busytone 信号直到传输结束用来防止隐终端发送数据，如图 4-13 所示。如果 AP 发现 VMAC 发生了碰撞，AP 继续监听 SIFS，如果信道变为空闲，AP 就什么也不做然后开始新一轮的信道竞争，如图 4-12（a）所示，如果信道依然被占用，AP 则发送 jamming 信号终止其他用户的发送，如图 4-14（a）所示。

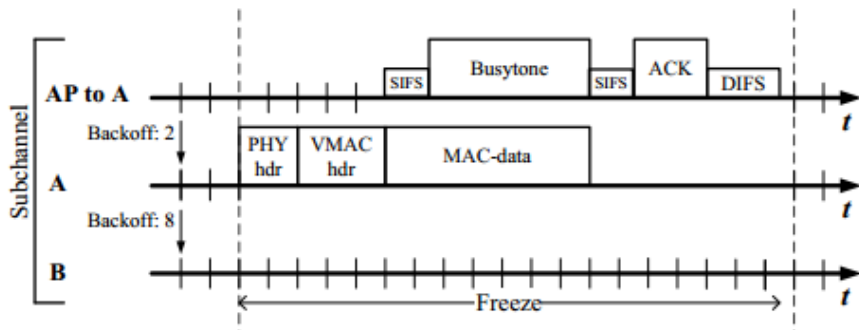


图4-13 AP发送busytone的情况

如果 AP 在退避结束的时候信道还是空闲的，那么 AP 开始发送数据给某用户，并继续监听信道状况，如果发生以下三种情况，AP 持续发送数据直到结束。第一种情况为，信道为空闲状况，因为没有用户发送数据给 AP。第二种情况为，目标接收用户抓

住了全双工通信的技术，与 AP 建立全双工通信，如图 4-11 (a) 所示。第三种情况为目标接收用户正好与 AP 同时发送，如图 4-11 (d) 所示。

出了以上发送成功的情况，如果 AP 检测到一下两种情况，则立即停止数据发送。第一种情况为 AP 检测到另外有一个用户与他同时发送数据，则 AP 立即停止发送数据给目前正在发送数据的用户，并抓住全双工机会发送数据给目前正在给他发送数据的用户，如图 4-11 (c) 所示。第二种情况为 AP 发现 VMAC 发生了碰撞，AP 立即停止发送并继续监听信道 SIFS 时长，如果信道变为空闲，AP 保持沉默，如图 4-11 (b) 所示，若果信道有数据发送，那么碰撞则是由隐终端造成的，AP 发送 jamming 信号终止信号发送，如图 4-14 (b) 所示。

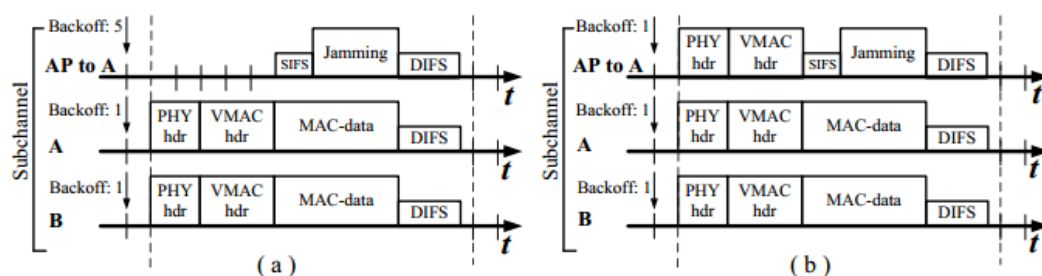


图4-14 AP发送jamming信号的情况 (a) 隐终端发生碰撞 (b) AP已经隐终端一起发送碰撞

对一个 20MHz 带宽的 OFDMA 系统进行 MAC 性能仿真，系统一共有 16 个子信道，每个子信道有 4 个子载波，信道模型为频率选择性瑞利信道。根据不同的应用场景，我们考虑了两种场景下的情况，一种树数据包，设置为包长 1500Bytes，另外一种为语音包，设置包长为 240Bytes。

首先我们来看看所设计的 FD-CSMA/CD 协议随着用户数量的增加所得到的仿真结果。图 4-15 是针对数据包发送情况下的结果，图 4-16 是语音包情况下的结果，这里的仿真结果是针对一个子信道的情况，图中线条为理论计算结果，符号标记为仿真结果。在仿真中，我们考虑了在不同发送速率 (mode) 和不同窗口 (CWmin) 情况下的结果，并且我们加入了理论最佳调度 (scheduled) 情况下的结果作为对比。首先我们可以看到仿真结果和理论计算结果非常吻合，说明了理论推导的正确性。其次从图中我们可以看到，全双工通信大大提高了网络的吞吐量。以相对吞吐率为例，在图 4-15 (a) 中，在 mode=1 (最低通信速率)，CWmin=16 的情况下，相对吞吐率达到了 1.85，而对于半双工来说，相对吞吐率的上限是 1。另外我们可以看到，在传统的 802.11DCF 里面，随着用户数量的增多，系统吞吐量会急速下降，但是在 FD-CSMA/CD 的结果下，系统吞吐率并不随着用户数量的增加而下降，因此全双工情况下 FD-CSMA/CD 随着网络的增大依然保持稳定。此外我们可以看到，在速率比较低的情况，窗口的大小对 MAC 的性能影响不明显，但是在速率很高的情况 (mode=7)，窗口设置较小，会随着用户的增加有所下降，但是并不是很明显主要因为碰撞的增加，窗口设置较大，则速率会随着用户增多而增加，主要是因为信道利用率的提升。



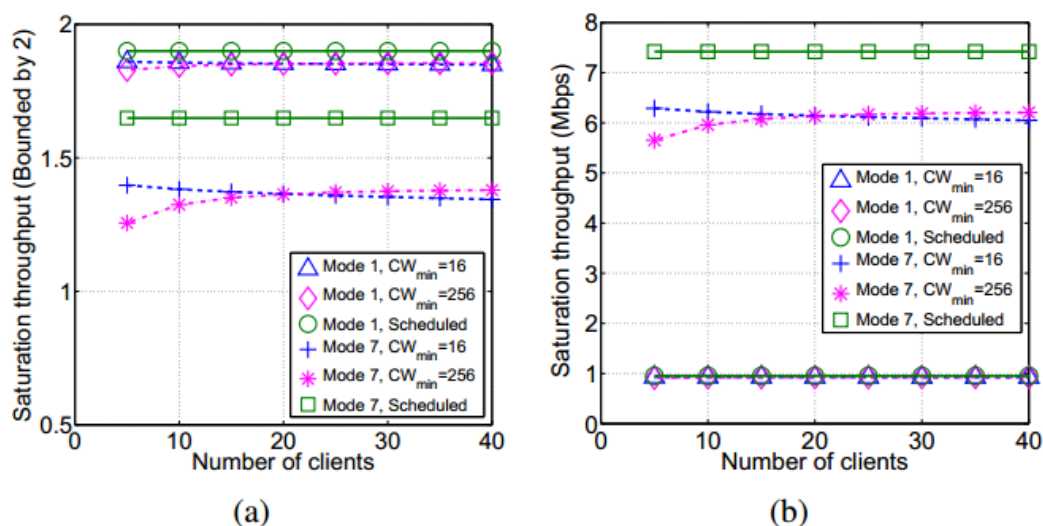


图4-15 数据包情况下FD-CSMA/CD的 (a) 相对吞吐量 (b) 绝对吞吐率

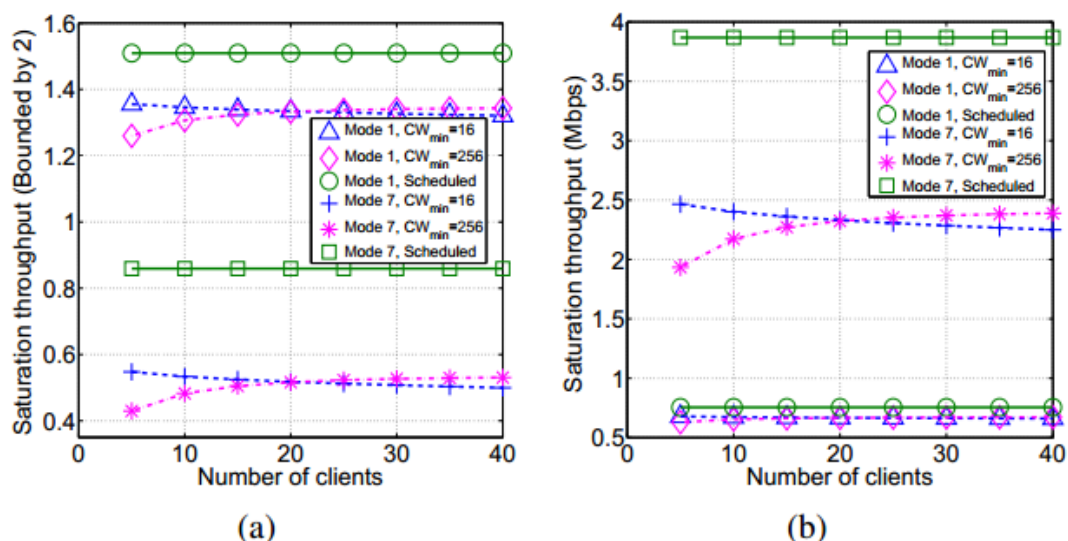


图4-16 语音包情况下FD-CSMA/CD的 (a) 相对吞吐量 (b) 绝对吞吐率

观察上述结果可知，图 4-16 的结果和图 4-15 基本一致，由于图 4-16 中语音包的情况，每个包的长度较短，因此额外开销所占比例较大，从而图 4-16 中的整体速率要比图 4-15 中小。

此外我们还仿真了不同用户数据在各种窗口大小设置下的结果，如图 4-17 所示，其中图 4-17 (a) 是最新窗口大小设置带来的影响，图 4-17 (b) 是最大窗口大小设置带来的影响。从图 4-17 (a) 中我们可以看到，对于不同的用户数量，我们需要选择合适的  $CW_{min}$  来取得最大的吞吐量。从图 4-17 (b) 可以看到，我们可以通过增加最大窗口大小的设置来提高系统的吞吐量。

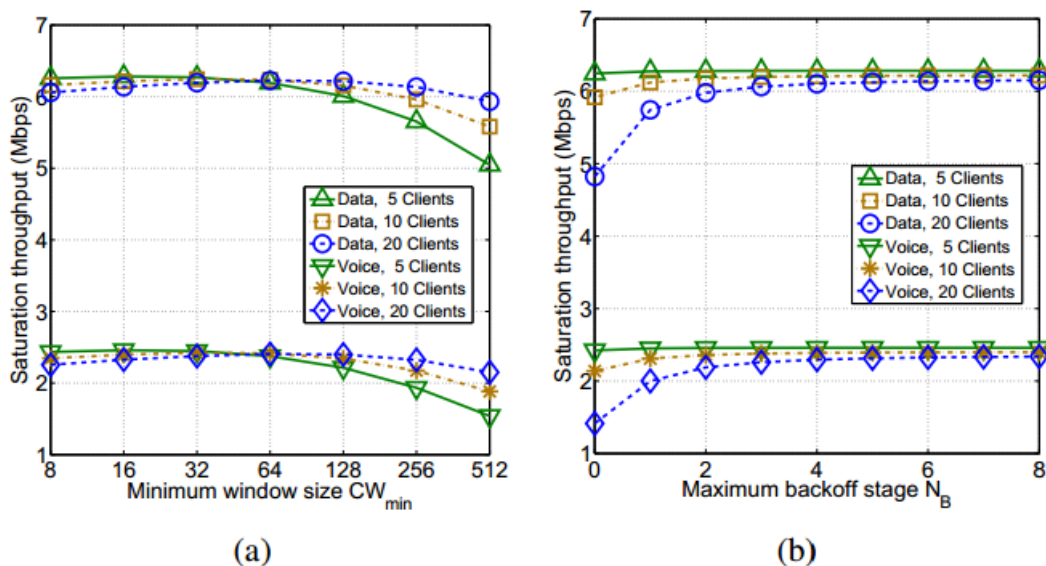


图4-17 系统吞吐率随窗口大小设置的影响

接下来我们看子信道选择策略对系统性能带来的影响。其结果如图 4-18 所示，其中 (a) 为数据包情况下的结果，(b) 为语音包情况下的结果。结果中一共展示了如下几种结果，第一种是采用理想调度得到的结果 (scheduled)，第二种是用户选择最佳的  $X$  个信道接入系统，第三种是用户选择发送速率超过某一模式  $Y$  的信道接入，最后一种是每个用户占用所有的子信道。

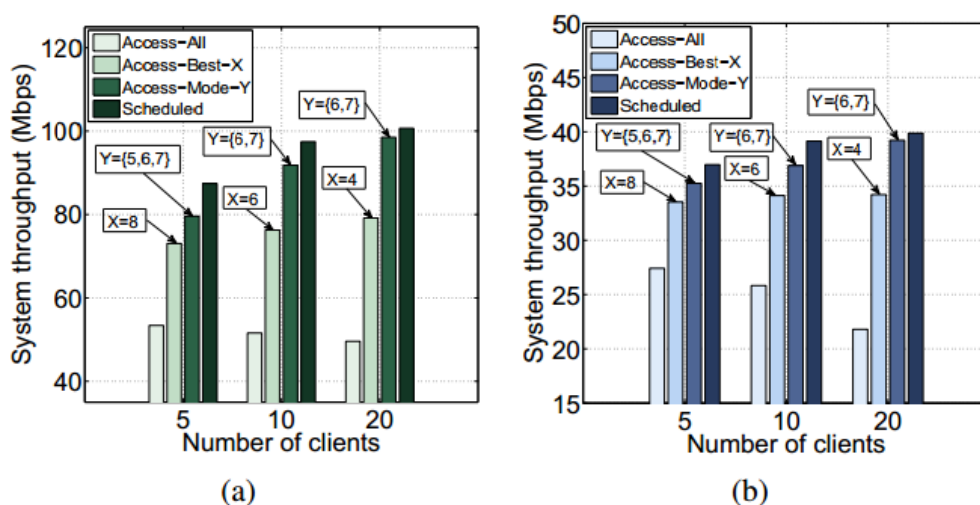


图4-18 子信道选择策略对系统的影响

从结果中我们可以看到，采用理想调度的情况下的效果最好，但是在一个随机接入网络中是不可能实现的，采用选择超过某一速率的信道接入的效果其次，在用户数量增多的情况，其更接近理想调度的情况，说明多用户信道多样性得到了很好的利用，而每个用户一次接入所有子信道的情况得到的效果最差。从结果可以看到，我们所提出的两者信道选择方法简单而有效的将多用户信道多样性利用了起来。此外我们还对上诉策略情况下的延时进行了仿真，结果显示，这两张策略可以有效的降低系统延时。

### 4.3.2 自适应的信道测量及资源分配技术

意识到全双工不是唯一的方式提升频谱效率，SU-MIMO, MU-MIMO 都是频谱效率提升的解决方案。例如，在 subframe  $n$  的 PRB  $i$ , UE1 被调度来传输 PUSCH 于 subframe  $n+4$ , 为了复用相同的资源，eNB 有至少下列选项：

- **Option#1:** In subframe  $n$ , Schedule another UE2 for UL in the same resource;
- **Option#2:** In subframe  $n+4$ , Schedule at least another UE3 for DL in the same resource;
- **Option#3:** In subframe  $n+4$ , Schedule UE1's DL in the same resource

选项 1 是 UL MU-MIMO, 这被支持于目前的 LTE 中通过空分复用来提升频谱效率，UE1 和 UE2 不得不通过空间分割来使能这种空分复用。在接收方，eNB 必须处理流间干扰。如果有很多 UE 在系统中，预期可以得到一个 UE 对适合于 MU-MIMO 操作以提升频谱效率。

选项 2 是在 eNB 侧使用全双工，尽管对于 UE 仍然是硬件操作。为了使能该选项，UE1 和 UE3 不得不远离彼此以避免 UE 间干扰。比较选项 1，选项 2 具有允许不同链路方向的 UE 复用在相同资源上的优势。优势体现在，当系统中有更多的下行数据传输，通过 option 2, eNB 可以在某一 UE 的一个 PDSCH 资源上激活另一个 UE 的上行传输。前提条件是这两个 UE 不靠近对方，在 eNB 侧引入全双工能力。

选项 3 是在 eNB 和 UE 侧都是用全双工，即 eNB 和 UE 都能够有自干扰取消能力。跟选项 2 相比，选项 3 使能同一个 UE 在相同资源上的下行和上行传输。这避免了选项 2 中的 UE 间干扰，代价是 eNB 和 UE 侧都需要有自干扰取消能力。此外，应该注意到，选项 3 只当 UE 既有上行又有下行数据时才被使用。

这三个选项有不同的使用情况及要求，可以预期基于负载状况及干扰状况，选项 1 到 3 可以动态选择，得到最大增益。

本方案考虑基于 eNB/UE 能力和流量状况及干扰，使得 eNB 在选项 1 到 3 中切换实现自适应的资源共享。

目前,有一些全双工调度及资源共享的提议,但没有在资源共享方案中的自适应选择方法。参考文献[8]有一个分组方法用于使能全双工而不要求 UE 具有全双工能力,但只是一个方案使能 option 2,然而本方案使能所有选项中自适应的选择。目前的 LTE 标准中,UE 可以被配置两套 CSI 测量子集[9-10],但是子集是 UE 特定的,两套子集都是基于 eNB 配置的 CRS 作 CQI 测量,然而在本方案中,我们考虑有效的资源共享,引入三套子帧子集,这对于所有的 UE 是共同的,是子帧子集特定的测量,而不是所有子帧都用于 CQI 测量。

有至少三种选项来提升系统频谱效率，期望自适应的选择能最大化增益。为了帮助作出选择，增益必须比较，并且对于每个 UE 可获得的选项是不同的。例如，对于不能做全双工的 UE，只有选项 1 和 2 可以选择，然而对于可以全双工能力的 UE，所有选项都可能。此外，选择的选项也依赖于干扰状态，如，UE 间干扰，自干扰，流间干扰。

对选项 1，eNB 基于上行 CSI 和 SINR，可以通过考虑流间干扰进行吞吐量估计；对于选项 2, eNB 可以通过考虑 UE 间干扰估计 UE1 的 UL 吞吐量和 UE2 的 DL 吞吐量，然而目前没有 UE 间干扰的 CQI 汇报；对于选项 3，eNB 通过考虑自干扰取消增益，可以计算 UE1 的 UL 吞吐量，及 UE1 的 DL 吞吐量。UE1 的 CQI 汇报必须考虑自干扰因素。作为另一个选项，UE 可以汇报其干扰取消增益（以 dB 值），但这只考虑本地全双

工能力而未考虑干扰因素。

本方案提出一个有效的机制,使得 eNB 收集必要的信息,评估所有可能的选项用于资源共享,同时减少调度复杂性和最小化 UE 汇报及盲检测。本方案提议对于 UE 引入三套子帧子集,在每个子集中有定义的特定测量,那么基于一个 UE 组标示,UE 能够知道要求的测量和在每个子帧子集中的 PDCCH 检测。因此实现 eNB 侧动态的资源共享方案,简化调度和测量配置。

方案中采用的一些定义及简单的描述如下:

- 1) 新的 UE 被划分成 DL 业务较重的 UE 组  $G_D$  和上行业务较重的 UE 组  $G_U$ , 其中 UE 可以是全双工或者非全双工;
- 2)  $G_D$  和  $G_U$  组的 UE 被配置不同的 TDD 配比, 这两个 TDD 配比被 UE 从系统信息中获取, 因此 UE 基于被分配的组知道使用哪个 TDD 配比, 即上行业务较重的位于  $G_U$  组的 UE 知道使用上行业务较重的 TDD 配比;
- 3) 基于 TDD 配比, 子帧被划分成不同的集合, 在两个组中被配置成相反链路方向的子帧是 FD subframes  $S_{FD}$ , 在两个组中被配置成相同链路方向的子帧 DL/UL 的是  $S_D$ , or  $S_U$ ;
- 4) 定义子帧特定的测量: 测量的汇报可以被配置成周期或事件触发的; 测量也是组特定的;
- 5) 基于所属于的组, UE 知道每个子帧集合中的自身操作。

方案的具体内容如下:

- 1) UE 被信令通知两套 TDD 配置, 和一个 UE 组标示, 其中第一个信令可以是广播的, 然而第二个是 UE 特定的信令。组标示包括至少组 ID, 也可以包括这个组中的 UE ID。
- 2) 基于被通知的 TDD 配比和组标示, UE 推导三个子帧子集: 基于 UE 组标示, UE 可以获知适用哪个 TDD 配比, 例如, 位于  $G_U$  组的 UE 使用 UL 较多的 TDD 配比, 然而位于  $G_D$  组的 UE 使用 DL 较多的 TDD 配比; 基于 TDD 配比, 子帧被划分成不同的集合, 对于两个 TDD 配比, 配置的子帧是相反链路方向的被表示成  $S_{FD}$ , 对于两个 TDD 配比, 配置的子帧是相同链路方向的, 如下行方向被表示成  $S_D$ , 如上行方向被表示成  $S_U$ 。
- 3) 每个子帧子集有特定的测量和报告:
  - a)  $S_D$  子帧子集提供了 CQI 用于半双工通常操作, 对位于两个组里的 UE, 测量被限制在子帧集合  $S_D$ 。CQI 的汇报是周期或非周期的。
  - b)  $S_U$  子帧子集提供了自干扰取消增益用于 UE 侧的全双工操作。对于两个组中有全双工能力的 UE, 关于自干扰取消增益的测量或全双工能力被限制在子帧子集  $S_U$ : 对于  $G_U$  组里的 UE, 除非被 eNB 触发, 否则不将汇报取消增益; 对于  $G_D$  组里的 UE, 当被 eNB 触发或者当有 BSR 来汇报时, 可以汇报取消增益; 另一个选项是 UE 获知一定持续时间内的干扰取消能力的固定值 (如, 对于不同的 beam 连接或低功率模式等) 并反馈该值。
  - c)  $S_{FD}$  提供了 UE 间干扰估计 (inter UE interference (IUI)):
    - 对于位于  $G_D$  组里的 UE, 假如 IUI 的汇报被配置, 将在一定的子帧, 在子集  $S_{FD}$  测量 SRS/RACH。子帧可以被专门配置, 或隐含知道, 例如, 默认为  $S_{FD}$  的第一子帧。
    - 对于位于  $G_U$  组里的 UE, 假如被配置, 将在一定的  $S_{FD}$  里的子帧发送

**SRS/RACH (序列, 频率资源):** SRS/RACH 配置可以只是指示频率资源和所使用的序列, 但是不一定指示子帧, 子帧可以通过子帧子集被 UE 预先知道, 如  $S_{FD}$  的第一子帧; 用于 SRS/RACH 的资源可以被隐含链接到分配给  $G_U$  组里的 UE ID。

- 另一个选项是汇报瞬时的面临 UE 间干扰时的 RSRQ。
- CQI 汇报 和 SRS/RACH 传输可以是周期配置的或者事件触发的。

### **PDCCH 的检测原则为:**

- 1) 对于  $G_U$  组中的 UE, 只检测  $S_D$  中的调度授权:
  - a) 在  $S_D$  中的子帧  $i$ , UE 检测子帧  $i$  的 DL grant;
  - b) 在  $S_D$  中的子帧  $i$ , UE 检测子帧  $n+k$  的联合 grant, 如果自干扰取消增益被汇报过, 该子帧属于  $S_{FD}$ ;
  - c) 在  $S_D$  中的子帧  $i$ , UE 检测子帧  $n+k$  的 UL grant, 如果没有取消增益被汇报过, 该子帧属于  $S_{FD}$ 。
- 2) 对于  $G_D$  组中的 UE, 检测既在  $S_D$  又在  $S_{FD}$  中的调度授权:
  - a) 在  $S_D$  中的子帧  $i$ , UE 检测子帧  $i$  的 DL grant;
  - b) 在  $S_D$  中的子帧  $i$ , UE 检测子帧  $n+k$  的联合 grant, 如果自干扰取消增益被汇报过, 该子帧属于  $S_{FD}$ ;
  - c) 在  $S_D$  中的子帧  $i$ , UE 检测 DL grant, 如果没有取消增益被汇报过。

上述方案是基于 TDD 配比隐含推导子帧子集。UE 也可以被直接通知子帧子集, 并且基于 UE 的组标示, 知道每个子帧子集中的操作。该方案使能 eNB 侧基于吞吐量增益估计, UE 能力, 及干扰状况实现有效的资源共享方案选择。分组方法家简化了 eNB 侧的调度。例如, 在  $S_{FD}$  子帧中, eNB 可以考虑配对一个来自  $G_U$  组的 UE 和一个来自  $G_D$  组的 UE 用于 eNB 侧的全双工操作, 而不是从所有的 UE 配对中选择。基于子帧子集的测量/报告简化了测量/报告配置, 减少了不必要的报告。例如, 推导出三个子帧子集后, UE 隐含地知道了哪里来测量 CQI, IUI 和 CG。对于一个  $G_U$  组的 UE, 假定他有上行较多的业务, 并且不知道什么时候会有下行业务。当只有上行业务, 不需要在 UE 侧使能全双工操作, 那么不需要回报自干扰取消增益。在本方案中, 自干扰取消增益只当 eNB 触发时被汇报。然而对于一个  $G_D$  组的 UE, 有下行业务, 当有上行业务到达时, 其知道并汇报自干扰取消增益给 eNB, 同时携带上行业务的 BSR 来使能一个 UE 侧的全双工操作从而节约资源。当配对一个 DL UE 和一个 UL UE 在相同资源上时, eNB 不得不评估 UE 间干扰, 这通过  $S_{FD}$  子帧上的测量得到实现。测量可以被限制到这个子集中的一定的子帧上, eNB 和 UE 都知道。在这个子帧上, 不同组中的 UE 有不同的操作。 $G_U$  组中的 UE 将在被配置的资源上发送 SRS/RACH, 然而  $G_D$  组中的 UE 将测量 SRS/RACH 来估计 UE 间干扰并汇报给 eNB。

为了简化 UE 操作, 有一些用于 PDCCH 检测的一些规则。例如, 假如一个 UE 位于  $G_U$  组中汇报了自干扰取消增益 (由 eNB 触发), 这意味着, 可以有  $S_{FD}$  子帧中的全双工操作。那么, 假如没有取消增益被报告的话, UE 将对于  $S_{FD}$  中的子帧尽力检测一个对于 DL 和 UL 的联合调度授权; 或者如果 UE 不能全双工, 不需要这种检测。

### **具体实施方案的详细过程:**

在图 4-19, 有一个子帧子集决定的例子。UE 被配置两套 TDD 配比 (DUUUU, DUDDDD), 基于它和组指示, UE 得到 TDD 配比和三个子帧子集。可选地, eNB 可以直接发信令给 UE 关于这三个子帧子集的配比, 而不是让 UE 隐含推导。为了避免对于 legacy UE 的影响, legacy UE 被限制只被调度在表示成  $S_{legacy}$  的一些子帧上, 在这些子

帧上, 没有 UE 间干扰, 并且 CSI 测量子集[9]可以被配置给 legacy UE 来得到精确的 CSI 报告。



图4-19 子帧子集确定示例

对于这个例子, 在子帧 0, UE 测量 CQI; 在子帧 1, UE 测量自干扰取消增益, 但是触发回报他的对于两个组是不同的; 在子帧 2, Gu 组的 UE 发送 SRS/RACH, 然而 Gd 组的 UE 测量 UE 间干扰。

在子帧 2, 有一个对于 PRB i 的调度结果的例子, 如图 4-20 所示。在子帧 0, PRB i 被调度作 DL 对于 UE1 和 UE3, 形成 DL mimo; 在子帧 1, PRB i 被调度作 UL 对于 UE1 和 UE6, 形成 UL mimo; 在子帧 2, PRB i 被调度作既是 DL 又是 UL 对于 UE5, 实现 UE 和 eNB 都是全双工; 在子帧 3, PRB i 被调度作 UL 对于 UE4 和 DL 对于 UE2, 这只要求 eNB 侧的全双工; 在子帧 4, PRB i 被调度作 DL 对于 UE2 和 UE6, 形成 DL mimo。

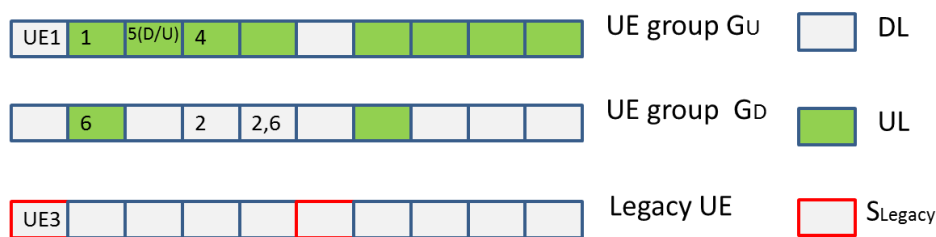


图4-20 调度结果示例

在这个例子中, 通过从不同的资源共享方案中选择, 每个子帧都有提高的频谱有效性。这种动态的选择通过子帧/子集特定的测量来实现。

该方案的优点是: 通过定义的 UE 分组及定义的 UE 在每个子帧子集中的操作, 可以得到自适应的资源共享方案; 这可以基于 UE 能力, 自干扰取消增益及潜在的频谱有效性来优化调度决定; 在 eNB 侧简单有效; 并且使用简化了的测量配置和 UE 操作。

#### 4.4 干扰协调和干扰消除

为抑制小区间干扰, 可以采用功率控制、资源分配和用户调度以及信号处理等技术。

##### A. 功率控制

对于全双工传输, 上下行是紧耦合的。一个小区的下(上)行信号可能是相邻小区的上行或下行干扰。基站侧和用户侧的发射功率需要综合考虑上下行信道质量、基站间干扰、用户间干扰和业务量等因素来进行合理分配。由于在现有网络中上行功控已经被广泛采用了, 下行功控需要被进一步研究。上下行联合功控是未来全双工网络的重要方向。

##### B. 资源分配和用户调度

为上下行传输有效调配时频资源可以有效控制小区间干扰。基于上下行的业务量，基站可以联合决定在一个资源上不同小区的上下行传输用户。上下行用户配对可以有效抑制用户间干扰，也可以为基站间干扰协调带来帮助。

### **C. 高级信号处理**

类似自干扰消除，上下行间的小区间干扰可以通过高级信号处理技术来消除。为了消除小区间用户间干扰，下行用户可以采用类似 SIC 的先进接收机，上行用户可以利用多天线技术对下行干扰用户形成波束凹陷。为抑制基站间干扰，可行的方法是联合发射接收波束赋型来最小化干扰。该方法应用的前提是基站侧有准确的信道信息并且要具有中心处理单元来进行联合信号处理。C-RAN 架构为这种应用提供了可能。



## 第五章 全双工原型验证

### 5.1 电子科技大学全双工原型验证

#### 5.1.1 场景

2014 年，电子科技大学开发了一个全双工 2 发 2 收 MIMO 样机来验证 LTE 信号的全双工传输。在全双工通信实验中，最大的挑战是自干扰的抑制。电子科技大学开发的样机具有两个发射天线和两个接收天线。图中的射频抑制板、射频板和基带板组成了此样机的板卡部分。收发天线的分离引入的路径衰减实现了自干扰的抑制，称为空域抑制。射频抑制板在接收机前端对自干扰进行抑制，而运行在基带板中的数字抑制算法进一步对残余自干扰进行抑制。实验结果显示，自干扰总共被抑制了 115dB，此时最终的残余自干扰降低到了底噪水平。

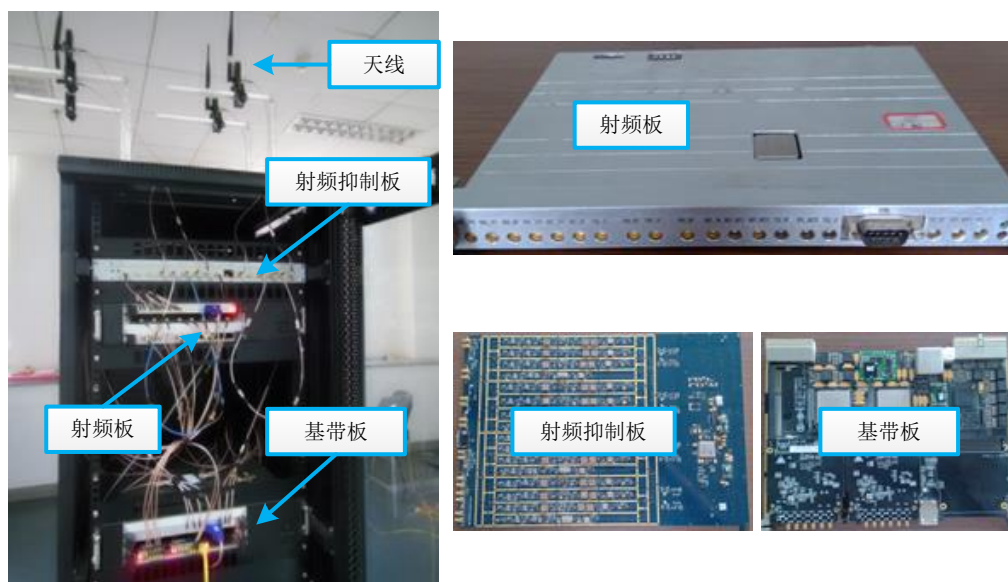


图5-1 全双工2发2收LTE样机

#### 5.1.2 性能与功能指标

电子科技大学的试验系统由一个全双工 LTE 基站和两个全双工 LTE 移动站组成，其中基站负责在两个移动站之间转发数据。实验中的 LTE 信号具有 20MHz 带宽并采用 16-QAM 调制，射频信号中心频点为 2.535GHz。实验场景如图 25 所示。实验结果显示，在全双工模式下，两个移动站之间的数据速率达到了 200Mbps，而半双工模式下的数据速率仅有 110Mbps。这意味着电子科技大学的全双工 2 发 2 收 MIMO 系统成功的将 LTE 的吞吐量提升了 80%。



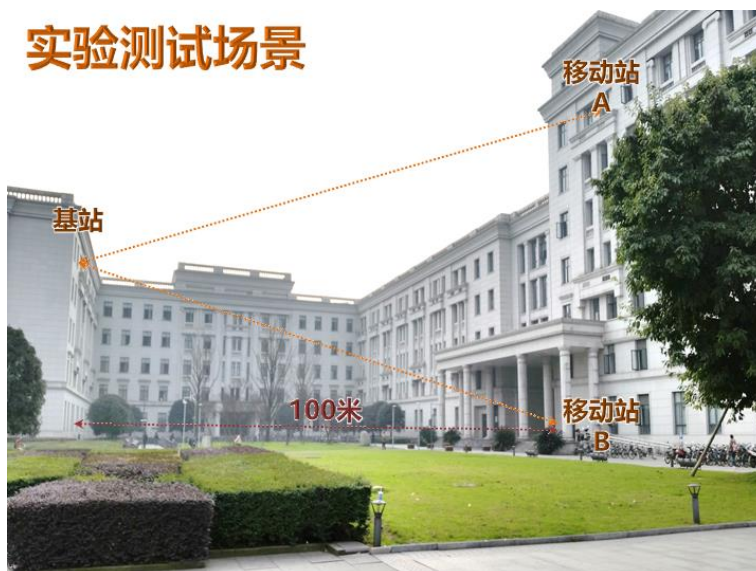


图5-2 全双工2发2收LTE通信外场实验

## 5.2 中兴通讯全双工原型验证

### 5.2.1 场景

对于全双工的验证存在两个难点：一个是全双工验证原型机开发；另一个是全双工的验证测试环境。对于全双工原型机开发需要单独开发一套包括 UE 的无线通讯系统实现全双工技术验证，如果从零起步进行开发的话工作量巨大，但考虑到全双工技术核心技术点是无线空口的接收自干扰消除技术，因此对无线侧验证是关键，可以利用现有的无线通讯系统进行原型验证。通过对中兴通讯研发的 2600MHz 频段的 TDD LTE RRU 硬件平台的改造来构建全双工原型验证硬件环境。对于全双工的验证测试环境，由于全双工技术目前处于研究阶段，还没有形成相应的通讯标准协议，因此当前对于全双工技术的验证还没有现成的测试方案、测试设备或测试终端进行通讯指标及通讯业务的验证。为了能够验证我们全双工技术的性能，我们测试依然采用 TDD LTE 的测试环境进行测试，只是在 TDD LTE 下行发射数据流中上行时隙位置填充相同功率且同带宽的噪声信号进去，以保证下行发射信号在时间上以相同功率一直在发射，在此条件下测试 TDD 模式下的 20MHz 带宽的 LTE 上行的灵敏度及流量业务从而验证在有下行同时同频干扰情况下的上行灵敏度及业务性能。

由于我们采用的是 TDD 已商用频段进行测试验证，因此实际环境中的 2600MHz 频段内的接收信号干扰影响比较大，为此我们采用把收发天线及射频抵消单板及测试 UE 放到屏蔽箱里，降低外界干扰对于指标测试影响。改造后的 RRU 整机可以放到外边通过射频线缆连接到屏蔽箱内。测试业务时电脑通过网线连接 BBU 同时通过 USB 连接测试 UE；测试灵敏度时需要电脑通过网线连接 BBU，同时采用信号源连接 BBU 同步输出端，信号源的输出通过合路器与屏蔽箱里的射频抵消板输出合路接入到 RRU 的接收端。电脑把 BBU 及 RRU 版本配置好后就可以开始进行测试了。业务测试主要测试上行流量，通过电脑打开流量测试软件进行上行灌包测试，测试在有同时同频大功率发射干扰下的接收流量受影响情况；灵敏度测试测试在有同时同频大功率发射干扰下的接收灵敏度指标。测试采用在 2600MHz 频点下行全时间段发射 25dBm 的 20MHz 带宽 LTE 信号下 TDD 模式的上行业务流量和上行灵敏度指标。上行业务流量测试环境如下图 5-3 所示。上行灵敏度测试环境如下图 5-4 所示。

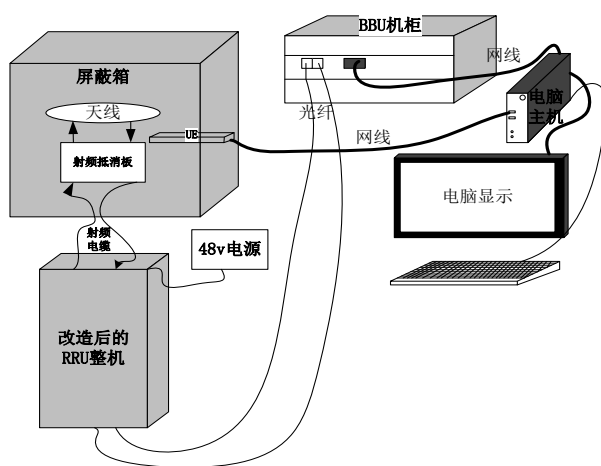


图5-3 全双工上行流量测试环境

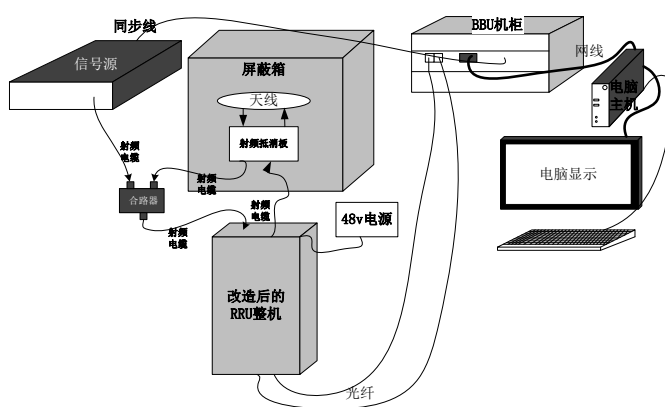


图5-4 全双工灵敏度测试环境

## 5.2.2 性能与功能指标

### 5.2.2.1 链路增益预算

通过给屏蔽箱的射频抵消板灌入 25dBm 的输入信号由下行天线发射，经过接收天线隔离和射频抵消板干扰抵消后测试上行输入功率为-55dBm。此功率小于 RRU 整机接收链路的饱和功率值-48dBm，最后再由接收机采样后经过数字干扰抵消。

### 5.2.2.2 全双工模式下上行流量业务测试

流量测试采用 TDD LTE 5ms 帧内 2 个上行子帧进行流量测试，此时理论最大流量为 20Mbps，我们通过在 TDD LTE 发射数据流中填满上行子帧来模拟全双工应用场景的方式进行上行流量测试，在自适应数字干扰抵消算法旁路的情况下流量只有 4Mbps，当打开自适应数字干扰抵消算法后流量回复为 19.5Mbps，基本上与正常流量相当。从读取的接收数字功率看，在自适应数字干扰抵消算法旁路时数字功率为-20dBFS，当打开自适应数字干扰抵消算法时干扰信号功率降低到了-60dBFS 以下，说明自适应数字干扰抵消算法抵消量在 40dB 左右，此时打开 UE 发现接收功率变为-49dBFS，此功率为接收到的 UE 信号功率，RRU 的接收信噪比在 11dBc。

5.2.2.3 全双工模式下灵敏度测试

灵敏度测试时，我们下行链路在 2600MHz 频点长发全时隙的 20MHz 带宽的干扰信号，功率依然是 25dBm，上行通过信号源同样在 2600MHz 频点发射 20MHz 带宽的灵敏度测试源进行灵敏度测试。由于是开盖测试，正常的 TDD LTE 的 20MHz 带宽只能测试到-96dBm，我们以此为基准进行全双工灵敏度测试。测试结果见下表，从结果可以看出自适应数字抵消算法把灵敏度从-51dBm 提升到了-95.7dBm。

表5-1 全双工灵敏度测试结果

| 下行不加干扰的灵敏度 | 下行长发同时同频干扰      |                 | 备注 |
|------------|-----------------|-----------------|----|
|            | 旁路自适应数字抵消算法的灵敏度 | 打开自适应数字抵消算法的灵敏度 |    |
| -96dBm     | -51dBm          | -95.7dBm        |    |

5.3 北京大学全双工原型验证

北京大学研发的全双工系统由一个位于中心的全双工基站和两个 TDD 终端组成，如图 5-5 所示。全双工基站 BS 可以与 MS1 建立一条上行的通信链路；与此同时，BS 可以与 MS2 建立一条下行的通信链路。利用同频同时全双工，在相同的频谱上通信的收发双方同时发射和接收信号，与传统的 TDD 和 FDD 双工方式相比，从理论上可使空口频谱效率提高 1 倍。

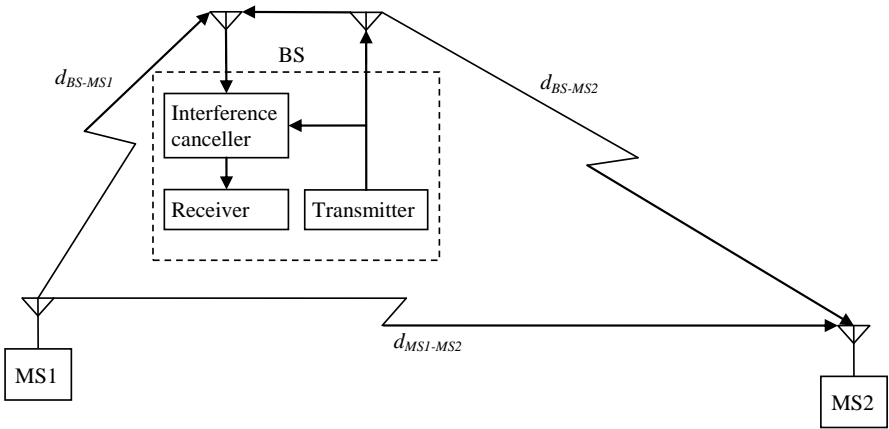


图5-5 同时同频全双工系统的自干扰场景图

在这个室外 CCFD 蜂窝系统中，自干扰来源于两个方面：1) BS 对 BS 的干扰；2) MS 对 MS 的干扰。在上下行信号同频、同时隙发射的情况下，BS 对 BS 的干扰表现为本小区基站发射机和邻小区基站发射机对本小区基站接收机的干扰。MS 对 MS 的干扰如图 5-5 所示，为 MS1 对 MS2 的干扰。

已经开发出的室外同频同时全双工演示系统如图 5-6 (a) 所示。它由一个全双工基站和两个 TDD 移动终端组成。小区覆盖直径达到 100m。系统带宽为 12.5MHz，工作频率为 1.92GHz。基站在接收一个终端发来视频的同时，发送视频给另一个终端。

另外一个系统研究了消除相邻小区干扰的问题，场景如图 5-6 (b) 所示。当邻小区干扰信号比目标接收信号高 15dB 时，基站与移动终端间的视频传输仍然十分稳定可靠。

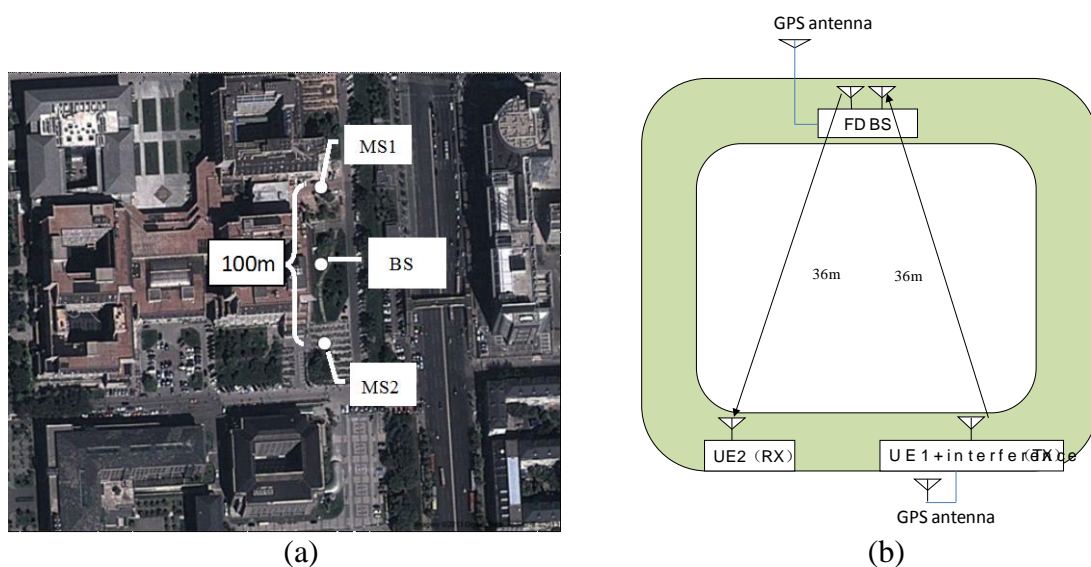


图5-6 同时同频全双工系统的演示示意场景图

此外，北京大学还开发了全双工室外点对点通信系统，通信距离达到 500 米，实验场景如图 5-7 所示。现已完成的适用于室内环境的点对点全双工演示系统由两个全双工节点组成，在终端移动的情况下，双向视频传输仍然非常稳定可靠。该系统终端的天线尺寸为  $24\text{cm} \times 6\text{cm}$ ，这样的天线尺寸完全可以安置在笔记本电脑里。

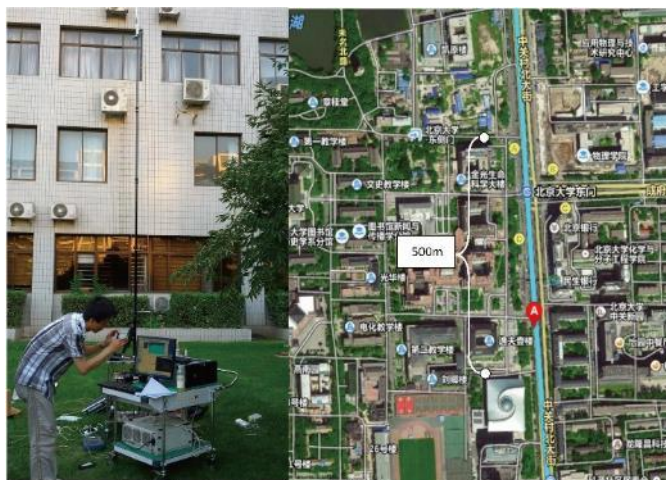


图5-7 室外点对点全双工通信系统

## 第六章 参考文献

- [1] Jain M, Choi J, Kim T, Bharadia D, Seth S, Srinivasan K, Levis P, Katti S, Sinha P: “Practical, Real-time, Full Duplex Wireless”, MobiCom’11.
- [2] Choi J, Jain M, Srinivasan K, Levis P, Katti S: “Achieving Single Channel, Full Duplex Wireless Communication”, Mobicom’10.
- [3] Radunovic B, Gunawardena D, Key P, Proutiere A: “Rethinking Indoor Wireless Mesh Design: Low Power, Low Frequency, Full-Duplex”, <http://research.microsoft.com/pubs/131336/main.pdf>.
- [4] Everett E, Duarte M, Dick C, Sabharwal A: “Empowering Full-Duplex Wireless Communication by Exploiting Directional Diversity”, Asilomar 2011.
- [5] Achaleshwar Sahai, Gaurav Patel and Ashutosh Sabharwal “Pushing the limits of Full-duplex: Design and Real-time Implementation”, Rice university technical report TREE1104.
- [6] RM115388, “Scheduling and auto user group classification for semi-full-duplex LTE system”
- [7] R1-115416, “A signaling scheme for Adaptive Full-duplex Transmission”
- [8] RM115520, “Signaling and mechanisms for efficient full duplex operation”
- [9] RM115388, “Scheduling and auto user group classification for semi-full-duplex LTE system”
- [10] 3GPP TS 36.213

## 第七章 主要贡献单位

表7-1 主要单位贡献表

| 序号 | 贡献单位     | 贡献人     | 贡献内容                                    |
|----|----------|---------|---|
| 1  | 电子科技大学   | 邵士海 沈莹  | 章节：3.2, 3.3.1, 3.3.4, 3.3.5, 4.2.3, 5.1 |
| 2  | 中国移动研究院  | 徐志昆 潘成康 | 章节：2.2, 3.5.1, 3.6.2, 4.2.1, 4.2.2, 4.4 |
| 3  | 北京大学     | 马猛      | 章节：3.3.6, 3.4.1, 3.6.1, 4.2.4, 5.3      |
| 4  | 北京科技大学   | 张中山     | 章节：3.3.2, 3.3.3, 3.3.7                  |
| 5  | 中兴通讯     | 宗柏青     | 章节：2.3, 2.4, 4.3.1, 5.2                 |
| 6  | 华为公司终端部门 | 张莉莉     | 章节：3.6.3, 4.3.2                         |
| 7  | 中国电信     | 卞宏梁     | 章节：3.5.2                                |