



5G 双工演进技术研究

柯颀¹, 宋兴华², 王飞¹, 郭志恒², 杨拓¹, 郭春霞¹, 韩成成², 刘云峰², 李振宇²

(1. 中国移动通信有限公司研究院, 北京 100053;

2. 北京华为数字技术有限公司, 北京 100085)

摘要: 5G 新型双工演进技术将在 TDD 频谱上引入基站侧子带不重叠全双工制式, 以迎合万物智联和工业互联网对低时延和大上行吞吐量同时提出的更高要求, 同时还需要进一步研究并解决基站间交叉时隙干扰问题, 使能公网和专网采用不同的 TDD 上下行时隙配比的组网方式。为满足 5G 新型双工演进技术的未来部署需求, 对 TDD 宏微异时隙组网和子带不重叠全双工制式的潜在部署场景和相关干扰特征进行了分析和研究, 提出潜在可行的干扰抑制方案, 并通过链路预算、仿真评估和样机验证等形式论证了技术可行性。

关键词: 双工演进; 子带不重叠全双工; TDD 宏微异时隙组网; SBFD

中图分类号: TP393

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2022050

Study on evolution of NR duplex operation

KE Ting¹, SONG Xinghua², WANG Fei¹, GUO Zhiheng², YANG Tuo¹,

GUO Chunxia¹, HAN Chengcheng², LIU Yunfeng², LI Zhenyu²

1. China Mobile Research Institute, Beijing 100053, China

2. Beijing Huawei Digital Technologies Co., Ltd., Beijing 100085, China

Abstract: Subband non-overlapping full duplex (SBFD) at gNB side within a conventional TDD band was considered as a key feature of 5G-Advanced to fulfill the challenging requirements of low latency and high uplink throughput emerging in vertical industry and industrial internet. Meanwhile, gNB-to-gNB cross-link interference handling needed to be enhanced to enable different TDD configurations for both public network (Macro) and vertical network (Micro) applied in the same frequency band. With a thorough analysis on the interference characteristic in the potential deployment scenarios for both different TDD configurations and subband non-overlapping full duplex, various feasible interference handling schemes to fulfill the challenging deployment requirements for vertical industry and industrial internet were presented, and the feasibility of above duplex enhancement schemes was checked via link budget, simulation and proof-of-concept prototype.

Key words: duplex evolution, subband non-overlapping full duplex, different TDD frame structure in the same frequency band, SBFD

0 引言

数智化将渗透生产和生活的方方面面,而 5G 是未来构建千亿物联的重要载体。万物智联,与机器视觉相关的业务(如可穿戴设备、智慧城市摄像机、云存储、数字孪生等)将自下而上产生海量数据;工业互联网中生产控制、机器协作对时延也提出更高要求。构建千兆上行和低时延通信能力,是未来 5G 网络使能数智化升级的共性需求。在 5G 现网中,已经涌现了在智慧港口、智慧钢铁和智慧矿山等工厂行业专网场景中部署大上行网络的需求^[1]。

当前无线通信系统的主流双工模式包括时分双工(time division duplex, TDD)和频分双工(frequency division duplex, FDD)两种制式。其中, FDD 制式虽然能够满足低时延需求,但 5G FDD 频谱带宽受限,因此难以满足大上行需求;而传统的 TDD 制式为了适配公网的大下行业务特点,通常采用下行较多的上下行时隙配比,其上行传输时长受限,导致上行边缘速率受限、空口时延较大,难以满足大上行和低时延需求。

针对 5G 行业专网中已经涌现的大上行通信需求,国内运营商正在考虑和尝试让公网和专网在 4.9 GHz TDD 频谱上采用不同的上下行时隙配比的组网方式(简称 TDD 宏微异时隙组网),以适配公网和专网对上下行速率的差异性要求。在 TDD 宏微异时隙组网方式下,公网下行时隙多,专网上行时隙多,在部分时隙上,存在交叉时链路干扰(cross-link interference, CLI)。在现有的 5G 协议中,只针对终端间(UE-to-UE) CLI 问题提出了包括 CLI 测量和上报在内的相关技术方案^[2],但没有解决基站间(gNB-to-gNB) CLI 问题,导致商用部署面临挑战。

为了迎合未来数智化升级所需的千兆上行和低时延通信能力,还需要进一步挖掘 TDD 频谱潜

力,解锁全双工(full duplex)组网潜力。目前,学术界主要聚焦于同时同频全双工技术,即在同一时频资源上,既有上行传输也有下行传输^[3-16]。同时同频全双工技术有望提升 2 倍的频谱效率,但对自干扰抑制能力和组网环境的交叉链路干扰抑制能力提出较高要求,工程实现难度过大。从现有产业能力出发,学术界近期开始关注子带不重叠全双工技术^[17]。3GPP 也在 2021 年 12 月召开的 RAN#94-e 会议上,成功立项新空口(new radio, NR)双工演进研究课题(Study on evolution of NR duplex operation),探讨在 TDD 频谱上应用基站侧子带不重叠全双工(subband non-overlapping full duplex, SBFD)技术的可行性^[18-20]。对于基站侧 SBFD,一种可能的资源配置方式如下:在基站侧,在 TDD 频谱的同一个时隙里既有上行传输也有下行传输,但上下行传输的时频资源不重叠;在终端侧,其仍然采用 TDD 制式,但不同终端可能看到不同的 TDD 帧结构配置。

与 TDD 制式相比,基站侧 SBFD 技术可以显著增强上行覆盖能力,提升上行吞吐量,并降低用户空口时延。对于小区边缘用户 UE1,其上行重复传输次数提升了 4 倍,因此可显著增强网络上行覆盖性能;对于有大上行传输需求的用户 UE2,可以为其配置更多的上行传输资源,因此可提升上行吞吐量;对于时延敏感用户 UE3,可以为其配置较短的 TDD 帧结构周期,以此降低空口等待时延和 HARQ(hybrid automatic repeat request)反馈时延,满足工业互联网低时延要求,同时还有助于提升用户感知吞吐量(user perceived throughput, UPT)。

综上,5G 新型双工演进技术目标包括:解决基站间交叉链路干扰问题,使能 TDD 宏微异时隙组网方式,满足运营商的短期部署需求;探讨基站侧 SBFD 组网技术可行性,以迎合万物智联和工业互联网对低时延和大上行吞吐量同时提出的更高要求,满足运营商的中长期部署需求。



1 潜在部署场景和干扰情况

基站侧 SBFD 技术可能在低频段 FR1 或高频段 FR2 部署,其潜在部署场景包括:城区宏蜂窝、城区微蜂窝、室内热点场景、异构网场景和中继场景等。在一些部署场景中,可能还存在 SBFD 网络与同运营商 TDD 网络同信道共存 (co-channel coexistence) 以及 SBFD 网络与异运营商 TDD 网络相邻信道共存 (adjacent-channel coexistence) 等情况。潜在 SBFD 部署场景及干扰情况如图 1 所示。

同运营商组网情况有以下 3 种场景。

(1) 场景 1

所有基站都升级支持 SBFD 制式,且采用相同的子带资源配置,以避免出现较强的子带内交叉链路干扰 (intra-subband CLI) 问题 (参见图 1 中 gNB1 和 gNB2 配置)。与传统的 TDD 网络相比,新增 3 种干扰类型,分别是:①基站侧的自干扰 SI (self-interference),②同信道基站间的子带间 CLI;③同信道同小区或邻小区终端间的子带间 CLI。

(2) 场景 2

所有基站都升级支持 SBFD 制式,但不同基站可能采用不同的子带资源配置,以适配不同应用场景中差异化的上下行速率要求。

(3) 场景 3

部分基站升级支持 SBFD 制式,而部分未升级的基站仍然采用传统的 TDD 制式 (参见图 1 中

gNB2 和 gNB3 配置),这可能是出于运营商成本的考虑,也是基站功能升级的必经部署阶段。与场景 1 相比,场景 2 和场景 3 额外引入两种干扰类型,分别是:④同信道基站间的子带内 CLI;⑤同信道邻小区终端间的子带内 CLI。

而在异运营商基站邻频共存场景中,一家运营商的基站升级支持基站 SBFD 制式,而另一家运营商仍然采用传统的 TDD 制式 (参见图 1 中 gNB2 和 gNB4 配置)。除了基站侧的自干扰 SI 之外,还需要关注⑥相邻信道基站间 CLI 和⑦相邻信道终端间 CLI 的影响。

SBFD 配置可能受运营商共存情况影响,异运营商共存场景分析与 TDD 频谱使用情况如图 2 所示。如果 SBFD 运营商的频谱两侧都有 TDD 异运营商共存,最好把上行子带配置在频谱中间,以缓解异运营商间邻频干扰 (如图 2 (a) 所示);如果 SBFD 运营商频谱的一侧有异运营商共存,那么可以把上行配置在远离异运营商频谱的一侧 (如图 2 (b) 所示)。如果 SBFD 运营商独享一段频谱,那么 SBFD 配置不需要考虑运营商之间的邻频干扰的影响。

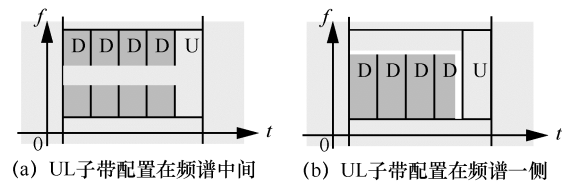


图 2 异运营商共存场景分析与 TDD 频谱使用情况

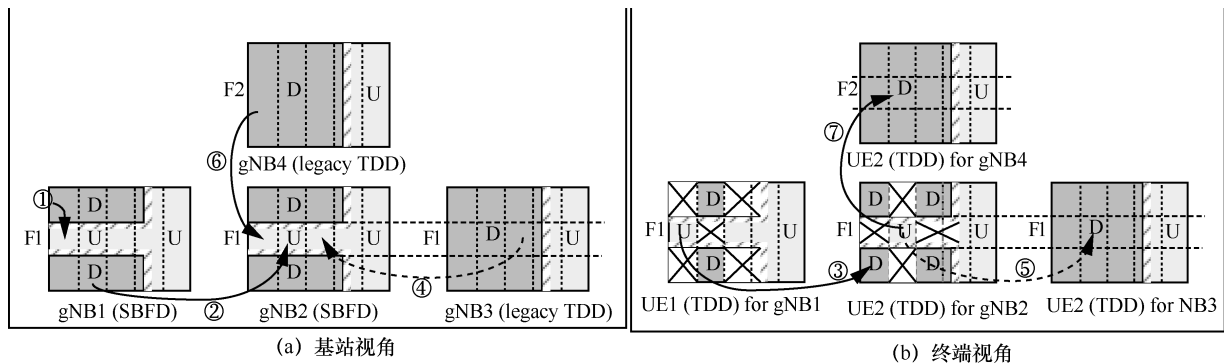


图 1 潜在 SBFD 部署场景及干扰情况

3GPP 在 Release 16 (Rel-16) NR 交叉链路干扰处理和远端干扰管理 (WID on cross link interference (CLI) handling and remote interference management (RIM) for NR) 课题^[1]中对于干扰类型⑤进行了充分研究, 并且完成了包括 CLI 测量和上报在内相关标准化工作^[21-23]。与干扰类型⑤相比, 干扰类型③相对更弱些, 因此可借鉴干扰类型⑤的抑制技术。3GPP 还对干扰类型⑥、⑦的影响进行了充分研究, 并且形成了技术报告 TR 38.828^[24]。综上, 本文不赘述对于干扰类型③、⑤、⑥和⑦的抑制技术。后文将针对 3 类新的干扰类型①、②、④探讨干扰抑制技术和性能, 进而论证 TDD 宏微异时隙组网和基站侧 SBFD 组网的技术可行性。

2 干扰抑制方法和可行性分析

2.1 干扰抑制能力要求

TDD 基站收/发机 (transceiver) 架构干扰情况示意图如图 3 所示。为防止接收机阻塞和防止上行解调译码性能严重恶化, 需对自干扰 (干扰类型①) 和同信道基站间 CLI (包括干扰类型②、④) 抑制目标提出一定要求。

不妨设基站下行发射功率为 P_{Tx} , 目标终端所发送的上行有用信号的最大接收功率为 $P_{Rx,max}$, 基站接收机噪声为 $P_{Rx,Noise}$ 。

为避免受扰基站接收机的低噪放 (low-noise

amplifier, LNA) 或模数转换器 (analog-to-digital converter, ADC) 阻塞, 需要受扰基站自身发送的下行信号 (最大发射功率为 P_{Tx}) 经天线域和/或射频域的防阻塞自干扰抑制处理后, 或相邻施扰基站所发送的 CLI 信号 (最大发射功率为 P_{Tx}) 经空间传播损耗、天线域和/或射频域的防阻塞 CLI 抑制处理后, 其落在受扰基站接收机的 LNA 或 ADC 的输入端的残留干扰信号功率 (P_{Tx} - 防阻塞干扰抑制能力) 应小于上行有用信号的最大接收功率 $P_{Rx,max}$, 即要求: 防阻塞干扰抑制能力 $> P_{Tx} - P_{Rx,max}$ 。

为避免受扰基站接收机的上行解调译码性能严重恶化, 需要受扰基站自身发送的下行信号 (最大发射功率为 P_{Tx}) 经天线域、射频域和/或数字域等总的自干扰抑制处理后, 或相邻施扰基站所发送的 CLI 信号 (最大发射功率为 P_{Tx}) 经空间传播损耗、天线域、射频域和/或数字域等总的 CLI 抑制处理后, 残留干扰信号功率 (P_{Tx} - 总的干扰抑制能力) 应小于受扰基站的接收机噪声 $P_{Rx,Noise}$ 和特定干扰余量之和, 即要求: 总的干扰抑制能力 $> P_{Tx} - P_{Rx,Noise} + \text{干扰余量}$ 。其中干扰余量根据接收机灵敏度恶化阈值确定。当接收机灵敏度恶化阈值为 0.8 dB 时, 干扰余量约为 7 dB。

宏基站干扰宏基站、微基站干扰微基站和宏基站干扰微基站时的防阻塞干扰抑制能力要求见表 1。

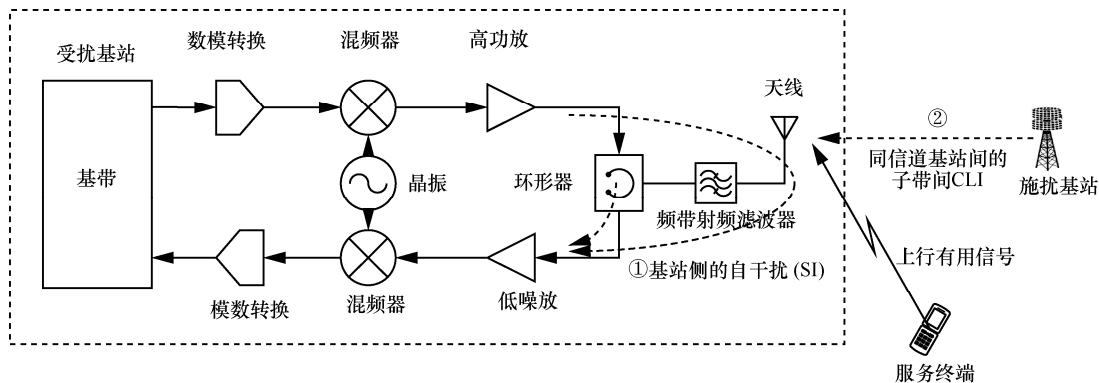


图 3 TDD 基站收/发机架构干扰情况示意图



表1 防阻塞干扰抑制能力要求

参数	宏基站	微基站
工作带宽 BW/MHz	100	100
最大发射功率 P_{TX}/dBm	53	30
最大接收信号功率 $P_{RX,Max}/dBm$	-43	-35
基站噪声系数 NF/dB	4	7
基站接收机底噪/dBm	-90	-87
接收机灵敏度恶化/dB	0.8	0.8
干扰余量/dB	7	7
防阻塞干扰抑制能力要求/dB	96	65
总的干扰抑制能力要求/dB	150	124

2.2 现有 TDD 基站收/发机的干扰抑制能力

在 TDD 宏微异时隙组网场景中,当考虑天线波束成形增益、空间传播损耗、建筑物墙体穿透损耗和阴影衰落等影响时,TDD 基站收/发机架构干扰类型④(同信道基站间的子带内 CLI 干扰)的抑制能力见表 3。可见,当宏微基站间距为 50 m、100 m 和 200 m 时,现有 TDD 基站收/发机可以满足室内受扰微基站的防阻塞干扰抑制要求,但不能满足总的干扰抑制要求。

表2 TDD 基站收/发机架构下同信道基站间的子带内 CLI 抑制能力

参数	站间距 1	站间距 2	站间距 3
宏微基站间距/m	50.0	100.0	200.0
工作频点/GHz	4.9	4.9	4.9
信道模型	UMa LOS	UMa LOS	UMa LOS
室外空间传播损耗	79.2	85.8	92.4
穿透损(29.5)&阴影衰落(6)/dB	35.5	35.5	35.5
室内路损/dB	2.5	2.5	2.5
收/发天线阵列增益/dB	20	20	20
防阻塞干扰抑制能力要求/dB	65	65	65
防阻塞干扰抑制能力/dB	97.2	103.8	110.4
总的干扰抑制能力要求/dB	124	124	124
总的干扰抑制能力/dB	97.2	103.8	110.4

在基站侧 SBFD 组网场景中,在图 3 所示的 TDD 基站收/发机中,收/发器共用一套天线,收/发链路之间仅通过环形器隔离。环形器可提

供大约 20 dB 的天线域自干扰隔离度,基带数字信号处理(如数字域滤波器)可提供大约 45 dB 的子带间干扰抑制能力。

干扰类型①(基站侧的 SI)抑制能力见表 3。现有 TDD 基站收/发机不能满足宏基站和微基站的防阻塞干扰抑制要求和总的干扰抑制要求。

表3 TDD 基站收/发机架构下的 SI 抑制能力

参数	室外宏基站	室内微基站
天线域自干扰隔离度/dB	20	20
数字域子带间干扰抑制能力/dB	45	45
防阻塞干扰抑制能力要求/dB	96	65
防阻塞干扰抑制能力/dB	20	20
总的干扰抑制能力要求/dB	150	124
总的干扰抑制能力/dB	65	65

干扰类型②(同信道基站间的子带间 CLI)抑制能力见表 4。对于站间距为 350 m 的室外宏基站而言,现有 TDD 基站收/发机不能满足子带间 CLI 的防阻塞干扰抑制要求和总的干扰抑制要求,而对于站间距为 20 m 的室内微基站而言,现有 TDD 基站收/发机可以满足子带间 CLI 的防阻塞干扰抑制要求,但不能满足总的干扰抑制要求。

表4 TDD 基站收/发机架构下的同信道基站间的子带间 CLI 抑制能力

参数	室外宏基站	室内微基站
工作频点/GHz	4.9	4.9
站间距/m	350	20
信道模型	UMa LOS	InH LOS
空间传播损耗	97.8	68.7
收/发天线阵列增益/dB	20	0
数字域子带间干扰抑制能力/dB	45	45
防阻塞干扰抑制能力要求/dB	96	65
防阻塞干扰抑制能力/dB	77.8	68.7
总的干扰抑制能力要求/dB	150	124
总的干扰抑制能力/dB	122.8	113.7

2.3 干扰抑制技术增强和可行性分析

2.3.1 TDD 宏微异时隙组网场景

(1) 干扰抑制技术增强

波束成形技术可以抑制基站间 CLI(gNB-to-gNB CLI)，其原理是利用多天线空间自由度设计预编码和/或接收向量，实现干扰信号和目标信号的信号子空间的正交化。基于波束成形的交叉链路干扰抑制方法包括接收端干扰抑制和收/发端联合干扰抑制，本文仅对接收端干扰抑制方案进行介绍。

1) 波束成形：接收端干扰抑制 (interference rejection combining, IRC) 算法

在宏微异时隙组网场景中，宏基站生成下行预编码矩阵时仅考虑本小区内的用户，所以下行用户信号在微基站方向会存在一定增益，对微基站在相同时隙内的上行接收造成干扰。为了降低干扰对微基站上行接收性能的影响，一种方案是在微基站生成 IRC 接收矩阵时额外考虑宏基站，由于新的联合生成的接收矩阵利用多天线空间自由度和干扰空间有色特性来抑制同频干扰，可获得额外的干扰消除增益。

记微基站与小区内用户间的信道为 H_k ($k = 1, \dots, N$)，微基站与邻小区内用户间的信道为 H_g ，宏基站与微基站间的干扰信道为 H_{CLI} 。上行接收信号为：

$$Y = H_k S_k + \sum_{n \neq k} H_n S_n + \sum H_g S_g + H_{\text{CLI}} \sum W_m S_m + N \quad (1)$$

其中， $H_k S_k$ 是目标用户上行接收信号， $\sum_{n \neq k} H_n S_n$ 是同小区其他 UE 上行信号， $\sum H_g S_g$ 是邻小区 UE 上行干扰信号， $H_{\text{CLI}} \sum W_m S_m$ 是宏基站下行交叉链路干扰信号， N 是噪声。具体的 IRC 算法如下。

步骤 1 获得全部小区内用户的上行信道，测得邻小区上行用户经信道 H_g 的干扰以及宏基站下行信号经异配比时隙上的干扰信道 H_{CLI} 后的干扰信号。

异配比干扰表示为：

$$Y_{01} = H_{\text{CLI}} \sum W_m S_m + N_2 \quad (2)$$

邻小区干扰表示为：

$$Y_{02} = \sum H_g S_g + N \quad (3)$$

步骤 2 将邻小区内用户间的信道为 H_g 、异配比干扰信道 H_{CLI} 以及噪声 N 合并后作为色噪声 $\sum H_g S_g + H_{\text{CLI}} \sum W_m S_m + N$ ，进而通过 MMSE 方法获得 IRC 接收矩阵。IRC 接收机为：

$$W_{k,v} = (H_{k,v}) \left(\left(H_{k,v} S_{k,v} + \sum_{n \neq k} H_{n,v} S_{n,v} \right) \left(H_{k,v} S_{k,v} + \sum_{n \neq k} H_{n,v} S_{n,v} \right)^H + \left(\sum_m H_{m,\text{CLI},v} S_{m,\text{CLI},v} \right) \left(\sum_m H_{m,\text{CLI},v} S_{m,\text{CLI},v} \right)^H + R_{v,\text{int}} \right)^{H-1} \quad (4)$$

其中， $R_{v,\text{int}}$ 为干扰协方差相关矩阵，可记为：

$$R_{v,\text{int}} = \frac{1}{V} \sum_{v=V_1}^{v=V_2} \left(\left(Y_{01,v} - \sum_m H_{m,\text{CLI},v} S_{m,\text{CLI},v} \right) \left(Y_{01,v} - \sum_m H_{m,\text{CLI},v} S_{m,\text{CLI},v} \right)^H + \left(Y_{02,v} - H_{k,v} S_{k,v} - \sum_{n \neq k} H_{n,v} S_{n,v} \right) \left(Y_{02,v} - H_{k,v} S_{k,v} - \sum_{n \neq k} H_{n,v} S_{n,v} \right)^H \right) \quad (5)$$

步骤 3 上行用户信号经 MMSE-IRC 均衡后，估计信号：

$$\hat{S}_k = H_k^H \left(H_k H_k^H + \sum_{n \neq k} H_n H_n^H + R_{\text{int}}^{\text{DL,inter-cell}} + R_{\text{int}}^{\text{DL,CLI}} + \sigma^2 I \right)^{-1} Y \quad (6)$$

对于 IRC 接收机，不同的干扰协方差相关矩阵估计或者测量方法会造成上行多用户接收和抗邻区干扰的性能差异。

2) 干扰估计和用户信道估计

干扰抑制方案需要进行准确的干扰估计和用户信道估计，干扰估计包括干扰功率估计和干扰协方差估计，前者包含干扰强度信息，后者不仅包含干扰强度信息，还包含干扰信号空间特征。



- 基站间干扰测量协方差方案：解调参考信号和静默资源

基于静默资源 (muting resource element, Muting RE) 的干扰测量方案是在微基站上行传输时预留部分资源不发任何上行信号, 仅用于站间干扰测量。在进行干扰测量时, 还需要考虑宏基站下行控制信道和数据信道等不同信道和信号对微基站干扰可能的情况。基于上述考虑, 提出一种解调参考信号 (demodulation reference signal, DMRS) 和 Muting RE 联合设计的导频图案, DMRS 和 Muting RE 资源联合设计如图 4 所示。在图 4 (a) 中, 用于干扰测量的 RE 不发任何上行数据和信号。图 4 (b) 是一种多端口的 DMRS 导频图案示例。

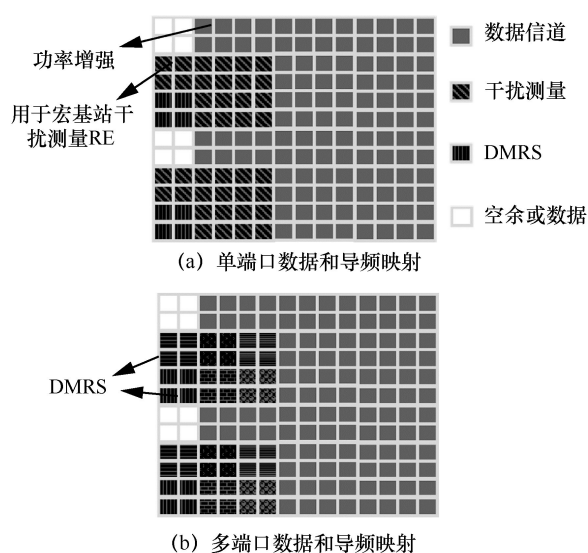


图 4 DMRS 和 Muting RE 资源联合设计

根据 Muting RE 的资源, 微基站可以较为精准地测量干扰协方差矩阵, 利用 MMSE-IRC 接收机对干扰进行抑制。

- 自适应干扰抑制

本文提出 aIRC 和 eIRC 两种技术方案分别增强对 PDCCH (physical downlink control channel) 干扰和 PDSCH (physical downlink shared channel) 干扰的抑制。aIRC 的原理是对一个时隙里的前 2 个 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 符号部分 RE 进行 UL 静默并进行干扰协方差的估计, 估计出 PDCCH 干扰信号, 均衡模块对前 2 个符号及其他符号进行独立均衡。eIRC 的原理是通过宏微导频协同分配, 进行宏基站干扰的信道估计, 从而获得显式的下行干扰协方差估计, 抑制 PDSCH 的干扰。

aIRC 和 eIRC 都是通过 RE 静默来实现的。在一个 RB (resource block) 中 (12 个子载波 $\times$ 14 个 OFDM 符号), 假设第一个符号 1/3 的 RE 资源静默, 用来估计 PDCCH 的干扰。DMRS 占用 2 个符号, DMRS 所在的 2 个符号中有 1/3 的 RE 资源静默, 用来估计 PDSCH 宏干扰的显示 R_{uu} 。因此, 静默 RE 资源的系统开销损失为 7.14%。

(2) 可行性分析

1) 链路预算

gNB-gNB CLI 对网络性能的影响可以由链路预算给出初步分析, 具体结果见表 5。

表 5 宏微基站间 CLI 链路预算

参数	备注	站间距 1	站间距 2	站间距 3
宏微基站间距/m		50	100	200
宏基站发送功率/dBm		53	53	53
宏基站发送天线阵列增益/dB		20	20	20
穿透损耗(29.5) & 阴影衰落(6)/dB		35.5	35.5	35.5
室外路损/dB	3GPP UMa LOS 信道	81.1	86.8	93.0
室内路损/dB		2.5	2.5	2.5
干扰强度 I/dBm	(7)=(2)+(3)-(4)-(5)-(6)	-46.1	-51.8	-58.0
7 dB 噪声指数下噪声功率 N/dBm		-87	-87	-87
干扰噪声比 I/N/dB	(9)=(7)-(8)	40.9	35.2	29.0
接收机灵敏度恶化/dB		40.9	35.2	29.0

从表 5 可知：当宏基站距离微基站 50 m 时，宏基站对微基站的干扰强度为-46.1 dBm，小于一般的阻塞功率阈值-35 dBm，不会导致接收机阻塞。当用户距离室内微基站 12 m 且宏基站和微基站距离为 50~200 m 时，室内上行用户的 SINR (signal to interference plus noise ratio) 大于 0 而且随着用户与室内微基站距离的拉近而不断增加，同时接收机灵敏度恶化大约从 40.9 dB 降到 29.0 dB。从以上链路预算来看，如果能够通过一定技术手段降低来自宏基站的交叉链路干扰，那么该系统将可以提供可观的上行容量。室内上行用户链路预算见表 6。

2) 性能评估

本节通过仿真评估了与 TDD 异配比的性能，包括基于 Muting 资源干扰协方差估计的 IRC 的上行接收性能。

• 仿真场景和参数

在工厂中 3 个宏基站与 18 个微基站共存的情况下，宏基站和微基站的 TDD 配置分别为 DDDSU 和 DSUUU (D 表示下行时隙，U 表示上行时隙，S 表

示特殊时隙)。其他仿真配置参数见表 7。

• 仿真结果

基于 Muting 资源的干扰测量在不同估计粒度情况的性能增益如图 5 所示。图 5 中的“4RB、2RB、0.5RB”表示干扰协方差估计粒度为 4RB、2RB、0.5RB，理想估计表示干扰信息在微基站侧是理想已知的。通过降低干扰协方差估计粒度，可以带来明显的性能提升。异配比场景下，相比于 4RB 估计粒度，0.5RB 估计粒度的小区平均吞吐量有 38% 的增益，小区边缘吞吐量有 67% 的增益。4 RB 估计粒度时，相比于同配比，异配比的小区平均吞吐量有 249.8% 的增益，小区边缘吞吐量有 260.5% 的增益。

3) 样机验证

本节给出了具备干扰消除特性样机的测试结果，验证了 aIRC 和 eIRC 的算法性能。相比于前 2 符号静默 Mute 方案（即静默前两个完整符号用以估计宏基站的 PDCCH 信号），aIRC 方案仅静默首符号的 1/3 RE 资源估计宏基站 PDCCH 信号，减少

表 6 室内上行用户链路预算

参数	备注	距离 1	距离 2	距离 3
UE-BS 距离/m		12	8	3
UE 发送功率/dBm		23	23	23
UE 发送天线增益/dB		0	0	0
路径传播损耗/dB	3GPP UMa LOS 信道模型	-70	-60	-50
上行接收信号强度 S/dBm		-47	-37	-27
7 dB 噪声指数下噪声功率 N/dBm		-87	-87	-87
信噪比/dB	(7)=(5)-(6)	40	50	60

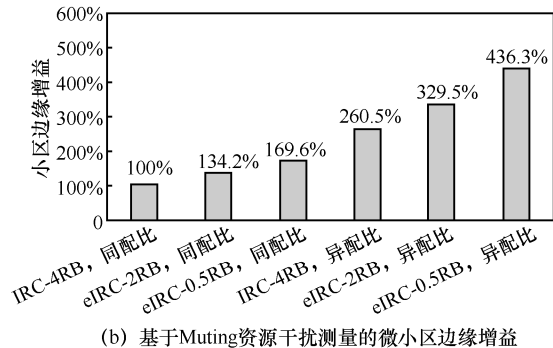
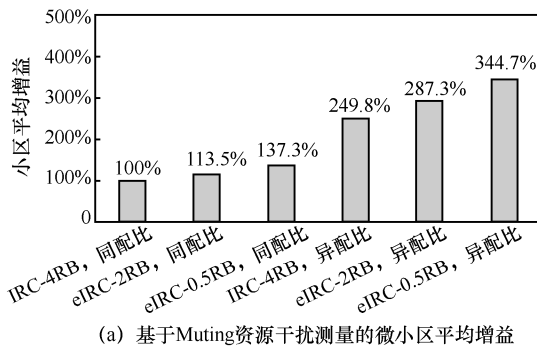


图 5 基于 Muting 资源的干扰测量的性能评估



表7 仿真参数

仿真配置参数	参数配置值
接入方式	OFDMA
帧结构	TDD, 宏基站: DDDSU, 微基站: DSUUU
载频	4.9 GHz
ISD	宏基站: 300 m, 微基站: 20 m
调制	最大到 256QAM
子载波间隔	30 kHz
信道模型	宏基站: UMa (Urban Macro), 微基站, IIOT (Industrial Internet of Things)
UE 分布	宏基站: 80%室内 3 km/h, 20% 室外 30 km/h, 微基站: 100%室内 3 km/h
系统带宽	100 MHz
天线配置	宏基站: BS@32TXRU, UE@4TXRU 微基站: BS@4TXRU, UE@4TXRU
传输方案	Macro: 最大 12 流; Pico (6TRP 协作): 最大 12 流; SU: 最大 1 流
调度粒度	4RB
UE 最大发送功率	26 dBm
调度方案	PF (proportional fair)
接收机	MMSE (minimum mean square error) -IRC (interference rejection combining)
信道估计	Ideal, Non-ideal, 基线 Ruu 估计 4RB, 基于 Muting RE 估计的增强方案, Ruu 估计粒度 0.5RB
功控参数	P0=-60, alpha = 0.6
小区数	宏小区: 3, 微小区: 18
SRS 周期	10 TTI (transmission time interval)
调度粒度	1 slot

了干扰估计的资源开销。对以上两种方案的容量性能测试, 可得出 aIRC 方案相比前 2 符号 Mute 方案的性能增益, 记为 aIRC 增益。aIRC 算法相对前 2 符号 Mute 方案的性能增益如图 6 所示。

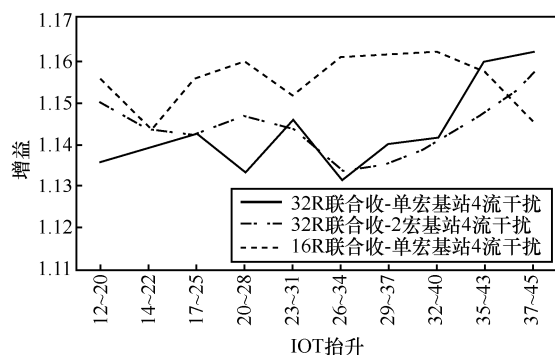


图6 aIRC 算法相对前 2 符号 Mute 方案的性能增益

从图 6 可以看到, 相比前 2 符号 Mute 方案, 样机实测得到的 aIRC 增益为 1.13~1.16 倍, 这说

明相对于前 2 符号 Mute 方案, aIRC 方案将容量性能提升了 1.13~1.16 倍。

通过对 eIRC 与 IRC 两种方案的容量的测试, 给出了 eIRC 方案相比 IRC 方案在总容量上的性能增益, 记为 eIRC 增益, 其中, IRC 接收机是在不使用静默资源的情况下进行干扰协方差估计。图 7 给出了在不同网络配置下, eIRC 增益相对干扰抬升 (interference over thermal, IOT) 的变化趋势。从图上可以看到, 相比 IRC 方案, 样机实测得到的 eIRC 增益为 1.03~3.16 倍, 且 IOT 越大增益越大, 这不仅说明相对于 IRC 方案, eIRC 方案可以大幅度提升容量性能, 也验证了通过宏微导频协同分配实现宏干扰的显示干扰协方差估计方法可以大幅度抑制 PDSCH 的干扰。

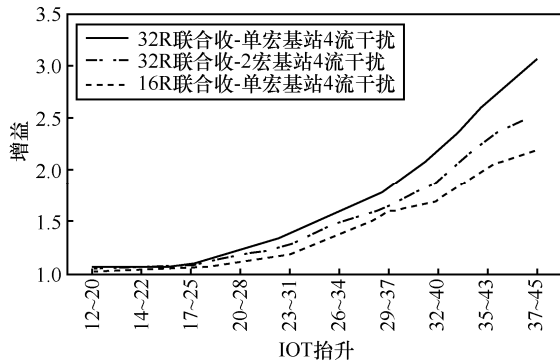


图7 eIRC 相比于 IRC 的性能增益

在宏微异配比场景中,宏微同频干扰是制约性能的瓶颈。通过链路预算可以看出,在微基站处来自宏基站下行信号的干扰与接收的室内 UE 上行信号的功率相当,而且宏基站下行信号干扰功率小于阻塞功率阈值,不会造成接收机阻塞。总的来说,宏基站干扰对微基站性能影响有限,结合标准和算法能有效增强干扰抑制能力,保证微基站接收到的上行信号能够对抗来自宏基站的干扰,这使得宏微异配比可以提供期望的上行容量。

2.3.2 基站侧 SBFD 组网场景

(1) 干扰抑制技术增强

新型的 SBFD 干扰抑制收/发器架构示意图如图 8 所示,为了有效抑制基站侧自干扰 SI 和同信道基站间的子带间 CLI 干扰,SBFD 基站可以采用收/发分离的高隔离天线面板,并且在收/发链路中采用子带射频滤波器。其中,高隔离天线采用了隔离墙和电磁带隙 (electromagnetic band gap) 两种去耦结

构,天线隔离度可达 55 dB。子带射频滤波器可以同时抑制自干扰 SI 和基站间的子带间 CLI 干扰,考虑到过渡带带宽、小型化和成本约束,目前业界可实现约 30 dB 的子带间干扰抑制能力。

(2) 可行性分析

1) 链路预算

新型的 SBFD 干扰抑制收/发器架构下的自干扰抑制能力见表 8,对于自干扰抑制而言,新型的 SBFD 干扰抑制收/发器架构大约能提供 85 dB 防阻塞干扰抑制能力(收/发分离天线和射频子带滤波器)和 130 dB 总的干扰抑制能力(收/发分离天线、射频子带滤波器和基带数字信号处理),可以满足微基站的自干扰抑制能力要求,但与宏基站的自干扰抑制要求存在一定差距。

表8 新型的 SBFD 干扰抑制收/发器架构下的自干扰抑制能力

参数	室外宏基站	室内微基站
天线域自干扰隔离度/dB	55	55
射频域子带间干扰抑制能力/dB	30	30
数字域子带间干扰抑制能力/dB	45	45
防阻塞干扰抑制能力要求/dB	96	65
防阻塞干扰抑制能力/dB	85	85
总的干扰抑制能力要求/dB	150	124
总的干扰抑制能力/dB	130	130

新型的 SBFD 干扰抑制收/发器架构的同信道基站间的子带间 CLI 干扰能力见表 9,对室外宏基站而言,新型的 SBFD 干扰抑制收/发器架构大

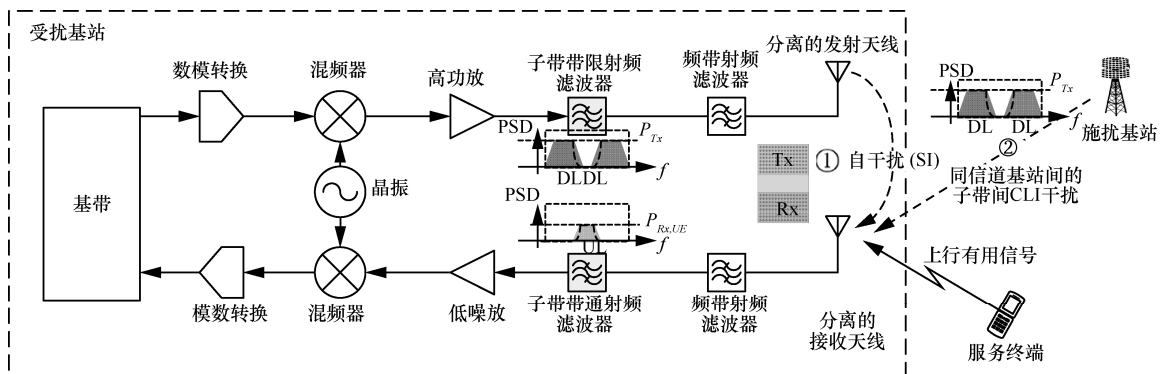


图8 新型的 SBFD 干扰抑制收/发器架构示意图



约可提供 107.8 dB 防阻塞干扰抑制能力（空间传播损耗和射频子带滤波器）和 152.8 dB 总的干扰抑制能力（空间传播损耗、射频子带滤波器和基带数字信号处理），而对于室内微基站，大约可提供 98.7 dB 防阻塞干扰抑制能力和 143.7 dB 总的干扰抑制能力，宏基站和微基站都能满足同信道基站间的子带间 CLI 干扰抑制能力要求。

表 9 新型的 SBFD 干扰抑制收/发器架构的同信道基站间的子带间 CLI 干扰能力

参数	室外宏基站	室内微基站
工作频点/GHz	4.9	4.9
站间距/m	350	20
信道模型	UMa LOS	InH LOS
空间传播损耗	97.8	68.7
收/发天线阵列增益/dB	20	0
射频域子带间干扰抑制能力/dB	30	30
数字域子带间干扰抑制能力/dB	45	45
防阻塞干扰抑制能力要求/dB	96	65
防阻塞干扰抑制能力/dB	107.8	98.7
总的干扰抑制能力要求/dB	150	124
总的干扰抑制能力/dB	152.8	143.7

综上，本文提出的新型的 SBFD 干扰抑制收/发器架构可以满足室内微基站的自干扰抑制能力要求、基站间子带间 CLI 干扰抑制能力要求和室外宏基站的基站间子带间 CLI 干扰抑制能力要求，但不能满足室外宏基站的自干扰抑制能力要求。即在室内微基站场景中，本文所提出的新型的 SBFD 干扰抑制收/发器架构在技术上是可行的。

2) 样机验证

本节通过样机验证基站侧 SBFD 制式带来的时

延降低性能。例如一部分带宽配置为 4:1，另外一部分带宽配置 1:4，用以实现降低终端的业务时延。

基站侧组网及参数如下：场地面积为 2 000 m²，pRRU 采用 16 个头端，头端间隔为 12 m × 12 m，时隙配比为 2:3 或 4:1，特殊子帧为 6:4:4，头端 pRRU（pico remote radio unit）挂高 9.7 m。网络部署和 pRRU 头端部署如图 9 所示。

5G 工业以太网总线测试仪可以模拟 PLC（programmable logical controller）/I/O（input & output）设备在 4 ms 内发送和接收数据包，并可以统计 PLC 到 I/O 或 I/O 到 PLC 的时延。此外，还可以对链路的可靠性进行统计分析。具体样机验证如图 10 所示。

在样机测试中，发包长度为 64 byte，发包周期为 4 ms，协议采用 PROFINet。测试结果通过 SBFD 组网最终可以达到 4 ms 时延。具体测试结果如图 11 所示。

通过图 11 可以看到，通过实际测试发现如果不使用子带双工技术，采用 4:1 配比情况下在满足 99.99%~99.999%的情况下，时延在 8 ms 量级，而引入子带双工后在满足 99.999%可靠性的前提下，时延可以做到 4 ms，SBFD 技术的引入空口时延得到降低。

在基站侧 SBFD 组网场景中，主要受基站侧的 SI 和同信道基站间的子带间 CLI 干扰。为了有效抑制上述干扰，SBFD 基站可以采用收/发分离的天线面板，并且在收/发链路中采用子带射频滤波器。通过链路预算可以看出，至少在室内微基站场景中，本文所提出的新型的 SBFD

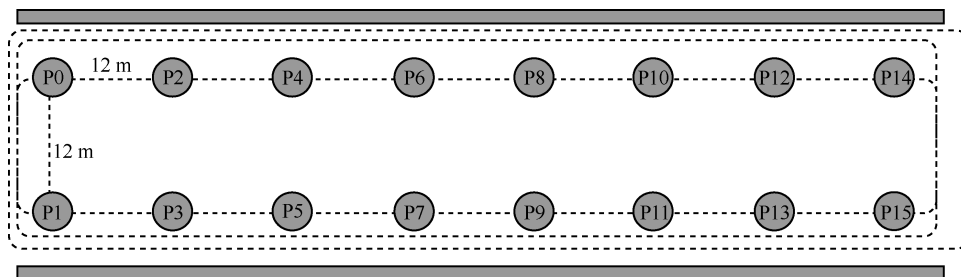


图 9 网络部署和 pRRU 头端部署

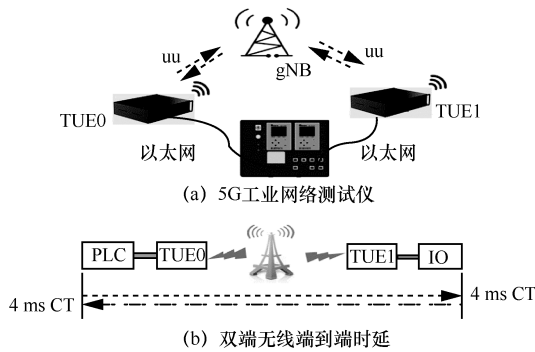


图 10 样机验证: 5G 工业网络测试仪连接和端到端时延统计

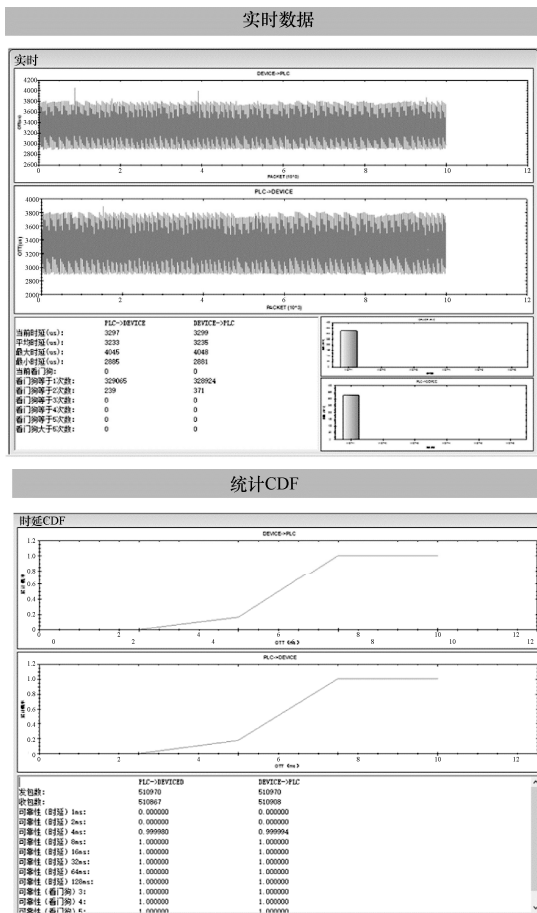


图 11 测试结果: 实时时延和统计时延 CDF

干扰抑制收/发器能够满足子带间 CLI 干扰的防阻塞干扰抑制要求和总的干扰抑制要求, 保证残余干扰信号功率低于基站噪底 7 dB 以上 (折合接收机灵敏度恶化量小于 0.8 dB), 这使得 SBFD 系统可以提供期望的性能增益, 包括增强上行覆盖能力、提升上行吞吐量和降低用户空口时延等。

3 结束语

为了使能 TDD 宏微异时隙组网方式, 满足运营商的短期部署需求, 本文提出了多种基站间 CLI 干扰抑制算法 (如静默资源测量干扰、IRC 接收机抑制干扰等)。链路预算、仿真评估和样机验证显示, 本文提出的干扰抑制方案可有效抑制宏基站对微基站的 CLI 干扰, 确保宏微异配比可以提供期望的上行容量。

为了迎合万物智联和工业互联网对低时延和大上行吞吐量同时提出的更高要求, 满足运营商的中长期部署需求, 本文详细分析了基站侧子带不重叠全双工 (SBFD) 制式的潜在部署场景和典型干扰特征, 并且提出了一种包括收/发分离的高隔离天线面板和子带射频滤波器在内的新型的 SBFD 干扰抑制收/发器架构。链路预算显示该架构至少能够在室内微基站场景中满足全双工干扰抑制能力要求, 有望获得增强上行覆盖能力, 提升上行吞吐量和降低用户空口时延等性能增益。本文进一步通过原型样机验证了基站侧 SBFD 制式可以显著降低用户空口时延, 满足工业互联网的低时延能力要求。

参考文献:

- [1] 中国移动研究院, 华为. 5G 大上行能力在行业数字化中的价值白皮书[R]. 2020.
- [2] CMRI, Huawei. Values of 5G uplink capabilities in industry digitalization[R]. 2020.
- [3] 3GPP. Revised WID on cross link interference (CLI) handling and remote interference management (RIM) for NR: RP-182864[S]. 2018.
- [4] ALVES H, RIIHONEN T, SURAWEEA H A. Full-duplex communications for future wireless networks[M]. Singapore: Springer Singapore, 2020.
- [5] CRUICKSHANK D B. Implementing full duplexing for 5G[J]. Microwave Journal, 2020, 63(5).
- [6] KOLODZIEJ K E. In-band full-duplex wireless systems handbook[J]. Microwave Journal, 2021, 64(5): 188.
- [7] SABHARWAL A, SCHNITER P, GUO D N, et al. In-band full-duplex wireless: challenges and opportunities[J]. IEEE Journal



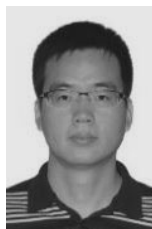
- on Selected Areas in Communications, 2014, 32(9): 1637-1652.
- [7] EVERETT E, SAHAI A, SABHARWAL A. Passive self-interference suppression for full-duplex infrastructure nodes[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(2): 680-694.
- [8] HEINO M, KORPI D, HUUSARI T, et al. Recent advances in antenna design and interference cancellation algorithms for in-band full duplex relays[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(5): 91-101.
- [9] EVERETT E, SHEPARD C, ZHONG L, et al. SoftNull: many-antenna full-duplex wireless via digital beamforming[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(12): 8077-8092.
- [10] KORPI D, ANTTILA L, SYRJÄLÄ V, et al. Widely linear digital self-interference cancellation in direct-conversion full-duplex transceiver[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(9): 1674-1687.
- [11] VAN DEN BROEK D J, KLUMPERINK E A M, NAUTA B. An in-band full-duplex radio receiver with a passive vector modulator downmixer for self-interference cancellation[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2015, 50(12): 3003-3014.
- [12] KORPI D, TAMMINEN J, TURUNEN M, et al. Full-duplex mobile device: pushing the limits[J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(9): 80-87.
- [13] VAN LIEMPD B, HERSHBERG B, ARIUMI S, et al. A 70 dBm IIP3 electrical-balance duplexer for highly integrated tunable front-ends[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, 64(12): 4274-4286.
- [14] LAUGHLIN L, ZHANG C Q, BEACH M A, et al. Tunable frequency-division duplex RF front end using electrical balance and active cancellation[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 66(12): 5812-5824.
- [15] CASTELLANO G, MONTANARI D, DE CARO D, et al. An efficient digital background control for hybrid transformer-based receivers[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2017, 64(12): 3068-3080.
- [16] DUARTE M, DICK C, SABHARWAL A. Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(12): 4296-4307.
- [17] JI H, KIM Y, MUHAMMAD K, et al. Extending 5G TDD coverage with XDD: cross division duplex[J]. IEEE Access, 2021 (9): 51380-51392.
- [18] 3GPP. New SI: study on evolution of NR duplex operation: RP-213591[S]. 2021.
- [19] 3GPP. New SI: draft SID NR duplex evolution: RP-212707[S]. 2021.
- [20] 3GPP. New SI: comments on Rel-18 draft SID on evolution of duplex operation: RP-213161[S]. 2021.
- [21] 3GPP. Radio resource control (RRC) protocol specification (Release 16): TS 38.331[S]. 2021.
- [22] 3GPP. Physical layer procedures for data (Release 16): TS 38.214[S]. 2021.
- [23] 3GPP. Physical layer measurements (Release 16): TS 38.215[S]. 2021.
- [24] 3GPP. Cross link interference (CLI) handling and remote interference management (RIM) for NR (Release 16): TR 38.828[S]. 2019.

[25] 3GPP. Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (Release 16): TR 38.901[S]. 2019.

[作者简介]



柯颢 (1982-), 男, 博士, 中国移动通信有限公司研究院高级工程师, 主要从事 5G 物理层标准研究等工作。



宋兴华 (1982-), 男, 博士, 现就职于北京华为数字技术有限公司, 主要从事 5G 物理层标准技术、接入回传一体化、NTN 等工作。



王飞 (1986-), 男, 现就职于中国移动通信有限公司研究院, 主要从事 5G 物理层标准研究等工作。

郭志恒 (1979-), 男, 博士, 现就职于北京华为数字技术有限公司, 主要从事 5G 物理层标准技术研究等工作。

杨拓 (1992-), 男, 中国移动通信有限公司研究院工程师, 主要从事 5G 物理层标准研究等工作。

郭春霞 (1991-), 女, 中国移动通信有限公司研究院工程师, 主要从事 5G 射频标准研究方向以及频谱策略研究等工作。

韩成成 (1992-), 男, 北京华为数字技术有限公司高级工程师, 主要从事 5G 物理层标准技术和双工技术研究等工作。

刘云峰 (1992-), 男, 博士, 北京华为数字技术有限公司高级工程师, 主要从事 5G 物理层标准技术和双工技术研究等工作。

李振宇 (1983-), 男, 现就职于北京华为数字技术有限公司, 主要从事非授权/局部授权频谱技术、5G 行业应用系统技术研究等。