



研究与开发

太赫兹频段高速移动场景参考信号方案研究

刘利平^{1,2}, 暴桐^{1,2}, 辛雨^{1,2}, 胡留军^{1,2}

(1. 移动网络和移动多媒体技术国家重点实验室, 广东 深圳 518055;

2. 中兴通讯股份有限公司, 广东 深圳 518057)

摘要: 针对太赫兹频段高速移动场景, 提出了一种参考信号方案——增强型离散傅里叶变换扩展正交频分复用 (E DFT-s-OFDM) DMRS: 将具有循环前缀 (CP) 和循环后缀 (CS) 的参考信号序列分割为首部和尾部参考信号序列, 然后分别嵌入每个 OFDM 符号的尾部和首部。这种方案的优点在于, 前一个 OFDM 符号的尾部和后一个 OFDM 符号的首部构成一个完整的参考信号序列, 从而允许接收端在每个 OFDM 符号间隔内都能进行信道估计, 提高了信道估计的精度和实时性。此外, 相邻 OFDM 符号的首部和尾部参考信号序列相同, 从而省去了每个 OFDM 符号的传统循环前缀 (CP), 提高了频谱效率。仿真结果表明, 在太赫兹频段高速移动场景下, 与 5G NR DFT-s-OFDM 波形的 DMRS 方案相比, 该方案的信道估计更精确, 通信系统的频谱效率更高。

关键词: 太赫兹频段; 高速移动场景; 参考信号; 信道估计; 频谱效率

中图分类号: TN914

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2024178

Research on reference signal scheme for high-mobility scenarios in the Terahertz frequency band

LIU Liping^{1,2}, BAO Tong^{1,2}, XIN Yu^{1,2}, HU Liu jun^{1,2}

1. State Key Laboratory of Mobile Network and Mobile Multimedia Technology, Shenzhen 518055, China

2. ZTE Corporation, Shenzhen 518057, China

Abstract: A novel reference signal scheme, E DFT-s-OFDM DMRS was proposed for high-mobility scenarios in the Terahertz band. The proposed scheme involved segmenting the reference signal sequence with cyclic prefix and cyclic suffix into a head and tail reference signal sequence. These sequences were then embedded into the tail and head of each OFDM symbol, respectively. The scheme had the advantage of using a complete reference signal sequence formed by the tail of the preceding OFDM symbol and the head of the following OFDM symbol. This allowed the receiver to perform channel estimation in each OFDM symbol interval, improving the accuracy and real-time performance of channel estimation. Furthermore, adjacent OFDM symbols share identical head and tail reference signal sequences, eliminating the traditional cyclic prefix for each OFDM symbol and improving spectral efficiency. Simula-

收稿日期: 2024-03-12; 修回日期: 2024-07-03

通信作者: 暴桐, bao.tong@zte.com.cn

tion results demonstrate that this scheme provides more precise channel estimation and greater spectral efficiency than DMRS scheme with 5G NR DFT-s-OFDM waveform for high-mobility scenarios in the Terahertz band.

Key words: Terahertz frequency band, high-mobility scenario, reference signal, channel estimation, spectrum efficiency

0 引言

近日, 国际电信联盟正式发布了6G系统标准和空口技术开发的框架, 标志着6G技术的研究和发展进入了新的阶段。6G在5G三大场景基础上增强扩展为六大场景, 包含沉浸式通信、超大规模连接、极高可靠低时延、人工智能(artificial intelligence, AI)与通信的融合、感知与通信的融合、泛在连接。6G定义了15项能力指标, 其中, 9项功能源自现有的5G系统分别是峰值数据速率、用户体验数据速率、频谱效率、区域流量容量、连接数密度、移动性、时延、可靠性&安全以及隐私性&弹性, 6项新功能包括覆盖、感知、人工智能、可持续性性能指标、互操作和定位^[1-2]。本文重点关注6G频谱效率、移动性、时延等指标, 研究如何在太赫兹频段高速移动场景(如卫星、无人机和高速铁路、公路等)中进行高谱效、高可靠、低时延传输。

首先, 太赫兹频段拥有超大带宽的频谱资源, 并且太赫兹频段载波频率高、波长短, 因此, 太赫兹通信具有高数据传输速率、低时延和抗干扰等特点, 可以作为支持高速移动场景进行可靠低时延通信的潜在候选技术。然而, 太赫兹通信也面临着一些问题和挑战, 如较大的路径损耗、阴影衰落和多普勒频移、较高的相位噪声和较低的功率放大器效率^[3]。

其次, 目前, 正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技术在实现高数据传输速率的同时, 还可以有效对抗多径信道带来的符号间干扰^[4]。但是, 高速移动场景通信环境复杂, 6G移动性性能指标要求满足高

达1 000 km/h的速度, 收发端之间的相对运动将产生显著的多普勒效应, 这将破坏OFDM的子载波间正交性, 产生载波间干扰^[5]。针对载波间干扰, 文献[6-8]主要使用载波频偏估计和补偿, 然而, 随着移动速度的增加, 信道的相干时间降低, 载波频偏估计和补偿的难度加大, 因此, 在高速移动场景下, OFDM的性能受限, 并且OFDM波形的峰均比(peak to average power ratio, PAPR)过大。

再次, 一种正交时频空(orthogonal time frequency space, OTFS)新兴调制技术被提出应用于高速移动场景, 通过延迟多普勒域将衰落时变多径信道转换为稀疏缓慢时变信道, 对每个传播路径的参数进行估计。该调制技术还存在一些技术难点, 如估分数多普勒频移、导频符号周围需要保护符号、PAPR高、系统复杂等。从目前商业化角度看, 该技术还不成熟, 并且在复杂信道环境下的实际效果尚不清楚^[9-11]。

最后, 高速铁路(high speed train, HST)场景用例是5G部署中的一个重要场景, 第三代合作伙伴计划(3rd Generation Partnership Project, 3GPP)已对在4 GHz/30 GHz频段为高速铁路提供连续覆盖的通信服务进行标准化^[12]。如果信道在频域上波动严重(具有更窄的信道相干带宽), 则应该在频域上增加解调参考信号(demodulation reference signal, DMRS)的密度; 同样地, 如果信道在时域上变化快(具有更短的信道相干时间), 则应该在时域上分配更密集的DMRS, 也就是说信道估计精度与DMRS开销存在权衡关系。另外, 移动速度相同时, 相较于原来的低频段, 太赫兹频段的多普勒频移更大, 也就是说在



时域上需要更密集的DMRS,甚至有可能需要每个数据符号都传输DMRS。因此,现有DMRS方案的导频开销与未来更高速移动场景的信道估计精度存在矛盾^[13-15]。

综上所述,6G对下一代空口技术提出了更高的要求,本文考虑设计一种太赫兹频段高速移动场景参考信号方案,命名为增强型离散傅里叶变换扩展OFDM(enhanced discrete Fourier transform spread OFDM, E DFT-s-OFDM)波形的DMRS方案。该方案创新设计出相邻OFDM符号的尾部和首部构成一个完整的参考信号符号的方法,可以支持在每个OFDM符号间隔内进行信道跟踪,解决了太赫兹频段高速移动场景中信道系数变化大的问题,同时兼顾了参考信号开销、波形PAPR大、信道估计延时和系统易实现等问题的解决。

1 方案设计与研究

前文已经探讨了太赫兹频段高速移动场景中所面临的挑战,主要包括较低的功放效率、多普勒频移影响、信道估计精度与DMRS开销等问题。为了有效应对这些挑战进而提升通信系统的性能,本节重点介绍一种针对太赫兹频段高速移动场景的E DFT-s-OFDM DMRS方案。该方案的核心思想在于设计包含数据序列和参考信号序列的OFDM符号结构,提高信道估计的精度与更新速度,从而在太赫兹频段高速移动场景中实现高谱效、高可靠、低时延的通信。

1.1 5G NR DMRS方案

众所周知,单载波DFT-s-OFDM波形的峰均比低于多载波循环前缀OFDM(cyclic prefix, CP-OFDM)波形,这对于增强覆盖和提高功放效率是非常重要的^[16],因此本文以DFT-s-OFDM波形为基础研究DMRS方案。

DMRS图样示例如图1所示,展示了5G NR DFT-s-OFDM波形支持的DMRS图样的一个例子。在时域上有14个OFDM符号,前置DMRS

导频符号位于OFDM符号的前面,占用第2号OFDM符号。中高速移动场景配置了更多的DMRS导频符号,采用前置DMRS导频符号与附加DMRS导频符号相结合的方式,支持增加1个附加DMRS导频符号,占用第11号OFDM符号;增加2个附加DMRS导频符号,占用第7号和第11号OFDM符号;增加3个附加DMRS导频符号,占用第5号、第8号和第11号OFDM符号。在频域上有12个子载波,DMRS导频符号占用偶数/奇数子载波位置,单符号DMRS提供4个正交信号,每一组附加DMRS导频的图样都是前置DMRS导频的重复。

DFT-s-OFDM波形发送端时域信号的生成过程如图2所示,发送端时域信号使用DFT变换获得频域信号,然后在获得的频域信号两端补零再通过过采样离散快速傅里叶逆变换(inverse fast Fourier transform, IFFT)获得发送端时域信号,添加循环前缀。其中,发送端时域信号包括数据符号和参考信号符号,接收端利用参考信号符号进行频域均衡,减小或消除信道多径和时变传播特性引起的干扰。

5G NR移动通信的最高移动速率小于或等于500 km/h,对于未来6G更高载波频率和更高移动速率的需求,现有的5G NR DFT-s-OFDM波形的DMRS方案可能无法满足,因为高移动性在时域上会导致信道响应快速变化,这对信道估计的精度以及导频开销构成了挑战。另外,相同的移动速率,与中低频段相比,太赫兹频段的多普勒频移影响更大。为了保证太赫兹频段高速移动场景通信的可靠性,可能需要减短OFDM符号持续时间,或者增加DMRS的密度,然而这些方法都不可避免地会大幅增加CP和导频的开销。因此,设计一种高可靠、高谱效的太赫兹频段高速移动场景参考信号方案至关重要。

1.2 提出的参考信号与波形方案

现有的5G NR DFT-s-OFDM波形的DMRS通

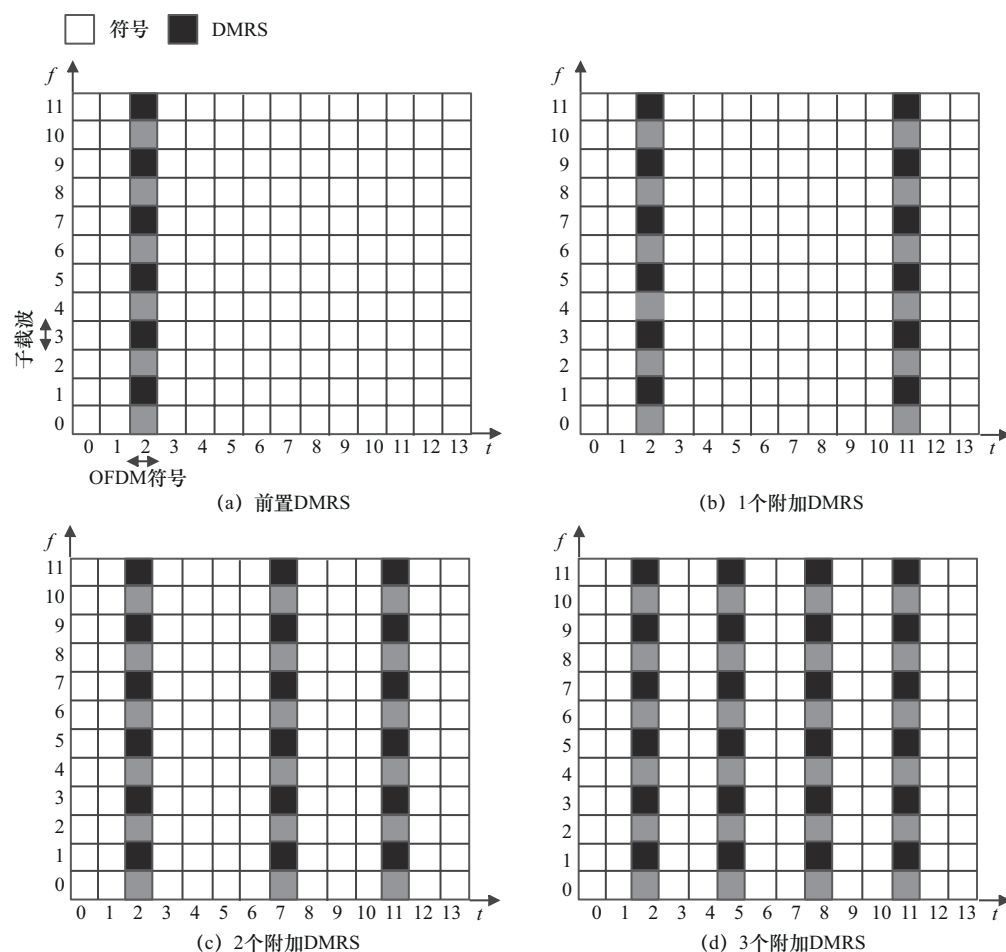


图1 DMRS图样示例

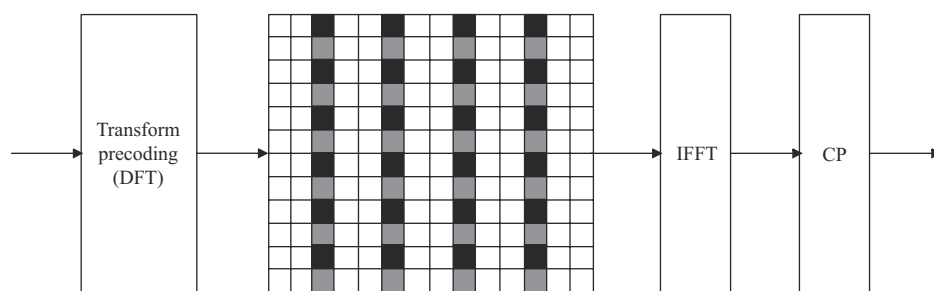


图2 DFT-s-OFDM波形发送端时域信号的生成过程

常占用1个完整的OFDM符号，这意味着在1个时隙内每增加1个时域DMRS符号，就会减少1个数据符号。特别地，如果需要每个OFDM符号都提供DMRS以快速跟踪信道变化，那每个OFDM符号都成为DMRS符号之后，就没有符号资源传输业务数据了。为了更有效地平衡数据和参考信号之间的需求，本节设计了一种新型的E

DFT-s-OFDM DMRS方案，巧妙地将数据序列和参考信号序列集成在一个OFDM符号内，其设计方案如图3所示。

图3中，每个OFDM符号包含数据序列和参考信号序列，数据序列在OFDM符号的中间，参考信号序列在OFDM符号的首部和尾部，相邻两个OFDM符号的尾部和首部合起来就是1个完整

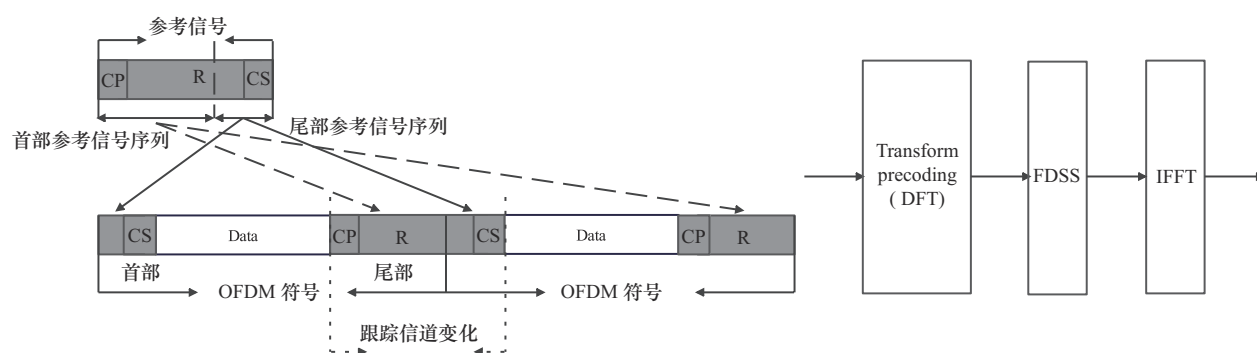


图3 太赫兹频段高速移动场景E DFT-s-OFDM DMRS设计方案

的参考信号序列，该参考信号序列和每个OFDM符号的生成过程如下。

首先，在参考信号序列R的首尾分别添加参考信号序列R的循环前缀和循环后缀，形成带有CP和循环后缀（cyclic suffix, CS）的参考信号序列。由于单载波DFT-s-OFDM波形过采样后OFDM符号中的参考信号序列会受到相邻数据序列的干扰，因此，设计该参考信号序列R的首尾分别添加CP和CS，以减少相邻数据序列带来的干扰，并且CP还可以抑制多径的影响，有利于接收端根据参考信号序列进行信道估计。

然后，将该参考信号序列分割为两部分，前面的第一部分作为首部参考信号序列放在每个OFDM符号数据序列的尾部，后面的第二部分作为尾部参考信号序列放在每个OFDM符号数据序列的首部，形成待传输的时域数据序列，该时域数据序列在DFT-s-OFDM波形上传输。由图3可以观察到，在相邻两个OFDM符号中，前一个OFDM符号的尾部参考信号序列与后一个OFDM符号的首部参考信号序列合起来是1个完整的参考信号序列，这样接收端可以通过该参考信号序列跟踪每个OFDM符号的信道变化。并且，插入的首部和尾部参考信号序列来自相同的参考信号序列，也就是每个OFDM符号的首部和尾部插入了相同的参考信号序列，这样前一个OFDM符号的尾部可以作为后一个OFDM符号的CP，因此，每个OFDM符号不再需要传统的CP，提高了频

谱效率。

待传输的每个OFDM符号的时域数据序列使用DFT变换到频域，然后进行频域赋形（frequency domain spectral shaping, FDSS）操作，接着通过过采样IFFT变换获得发送端的时域信号。频域赋形技术可以进一步降低单载波DFT-s-OFDM波形时域信号的PAPR，并且可以调整参考信号序列R的CP和CS的长度。比如，当FDSS的根升余弦滤波函数的滚降因子越大时，过采样后OFDM符号中的参考信号序列受到的相邻数据序列的干扰就越小，因此CP和CS的保护长度就可以减小。

接收端做与上述过程相反的逆变换，参考信号序列R跟踪每个OFDM符号的信道变化，通过DFT变换到频域，点除本地参考信号序列R和插值方法获得每个OFDM符号的全带宽系数，然后联合两个相邻的估计的信道系数获得每个OFDM符号的信道变化。该方案中每个OFDM符号包含数据序列和参考信号序列，每个OFDM符号既是参考信号符号，能快速地跟踪信道变化，也是数据符号，能高效地传输业务数据。

2 高速移动场景性能仿真

本节给出5G NR DFT-s-OFDM DMRS方案与提出的E DFT-s-OFDM DMRS方案的性能仿真结果，仿真参数见表1，两种方案的误块率（block

error ratio, BLER) 性能比较如图4所示。表1中, 假设载波频率为0.1 THz, 子载波间隔为480 kHz, 分配50个物理资源块(resource block, RB), IFFT大小为1 024, 正交相移调制(quadrature phase shift keying, QPSK)使用的信道编解码是符合5G NR标准的低密度奇偶校验码(low density parity check code, LDPC), 编码速率 $R=3/4$, 采用3GPP定义的信道模型抽头延时线(tap delay line D, TDL-D), UE的移动速度为500 km/h。本仿真中, 作为对比的5G NR DFT-s-OFDM DMRS方案采用了1个前置DMRS导频符号和3个附加DMRS导频符号的结构, 本文提出的E DFT-s-OFDM DMRS方案的频谱效率分别设置为: 与5G NR DFT-s-OFDM DMRS方案中有4个、3个、2个, 或者1个DMRS导频符号的频谱效率相同, 即E DFT-s-OFDM DMRS方案4个仿真实例的频谱效率分别与5G NR DFT-s-OFDM 4DMRS方案的频谱效率相等, 或者提高10%、20%、30%。接收端通过5G NR DFT-s-OFDM波形的DMRS或者本文提出的E DFT-s-OFDM波形的DMRS获得频域中部分子载波位置上的信道系数, 然后进行维纳滤波、线性插值获得全带宽和其他符号的信道系数。

表1 仿真参数

参数	数值
载波频率/THz	0.1
子载波间隔/kHz	480
DFT点数	600 (50 RB, 12个子载波/RB)
IFFT点数	1 024
波形	单载波 DFT-s-OFDM 波形
OFDM符号数/ 时隙	5G NR DFT-s-OFDM 波形: 14 (有传统CP) 提出的 E DFT-s-OFDM 波形: 15 (无传统CP, 有首尾参考信号序列)
MCS	QPSK (LDPC, 3/4码率)
信道	TDL-D (多径时延大小1 ns), 移动速度500 km/h
参考信号方案	5G NR DFT-s-OFDM DMRS 方案: 1个前置DMRS符号+3个附加导频符号 提出的 E DFT-s-OFDM DMRS 方案: 与5G NR方案具有相等谱效或者更高谱效

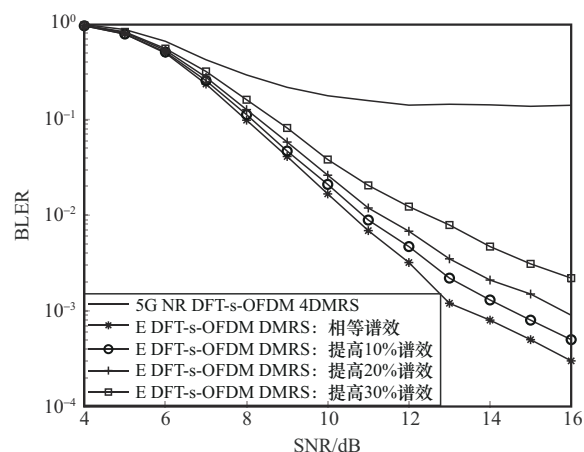


图4 两种方案的BLER性能比较

5G NR DFT-s-OFDM 波形中1个时隙有14个OFDM符号, 当采用1个前置DMRS导频符号和3个附加DMRS导频符号结构时, 可以传输的数据个数为: $600 \times (14 - 4) = 6\,000$ 。相应地, 如果共采用3个、2个, 或者1个OFDM符号作为DMRS导频符号时, 可以传输的数据个数分别为6 600、7 200、7 800。本仿真中, 提出的E DFT-s-OFDM波形中1个时隙有15个OFDM符号, 当E DFT-s-OFDM DMRS方案传输的数据个数设置为6 000个时, 每个OFDM符号传输400个数据 ($6\,000/15=400$) 和200个参考信号数据 ($600-400=200$)。相应地, 如果E DFT-s-OFDM DMRS方案传输的数据个数分别设置为6 600、7 200、7 800个时, 每个OFDM符号分别传输440、480、520个数据和160、120、80个参考信号数据。

仿真结果表明, 提出的E DFT-s-OFDM DMRS方案的频谱效率更高、BLER性能更优。当两种方案传输的数据个数或者频谱效率相等且SNR=16 dB时, 5G NR DFT-s-OFDM 4DMRS方案的BLER还未达到 10^{-1} , 而E DFT-s-OFDM DMRS方案的BLER已经低于 10^{-3} 。当E DFT-s-OFDM DMRS传输的数据个数更多或者频谱效率更高时, 虽然它的参考信号数据个数小于或等于5G NR DFT-s-OFDM 4DMRS方案的参考信号数



据个数,但是E DFT-s-OFDM DMRS方案中每个OFDM持续时间间隔内就可以做一次信道估计,及时跟踪了信道变化,提高了信道估计的精度,在高速移动场景下提高了解调性能。

3 结束语

本文对太赫兹频段高速移动场景的信道估计精度与导频开销等挑战进行了深入的分析与研究,提出了一种太赫兹频段高速移动场景的E DFT-s-OFDM DMRS方案,巧妙地将数据序列和参考信号序列集成在一个OFDM符号内,其中参考信号序列可以用来做信道估计和CP。仿真结果验证了提出的E DFT-s-OFDM DMRS是一种高谱效、高可靠、低时延的方案。与5G NR DFT-s-OFDM波形的DMRS方案相较而言,在相等或者更高的频谱效率上,E DFT-s-OFDM DMRS方案都有更好的BLER性能。在未来,笔者团队也将对太赫兹更高频点的高速移动场景进行研究。

参考文献:

- [1] IMT Vision - Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond: ITU-R M.2083[S]. ITU-R, 2015.
- [2] 王妍,彭莹. 国际电信联盟(ITU)6G标准化研究[J]. 电信科学, 2023, 39(6): 129-138.
WANG Y, PENG Y. Research on 6G standardization of International Telecommunications Union(ITU) [J]. Telecommunications Science, 2023, 39(6): 129-138.
- [3] TATARIA H, SHAFI M, MOLISCH A F, et al. 6G wireless systems: vision, requirements, challenges, insights, and opportunities[J]. Proceedings of the IEEE, 2021, 109(7): 1166-1199.
- [4] WEINSTEIN S B. The history of orthogonal frequency-division multiplexing[History of Communications] [J]. IEEE Communications Magazine, 2009, 47(11): 26-35.
- [5] AI B, CHENG X, KÜRNER T, et al. Challenges toward wireless communications for high-speed railway[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2014, 15(5): 2143-2158.
- [6] HSIEH M H, WEI C H. A low-complexity frame synchronization and frequency offset compensation scheme for OFDM systems over fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1999, 48(5): 1596-1609.
- [7] ZHAO Y P, HAGGMAN S G. Inter-carrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(7): 1185-1191.
- [8] GUL M M U, MA X L, LEE S. Timing and frequency synchronization for OFDM downlink transmissions using Zadoff-Chu sequences[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(3): 1716-1729.
- [9] HADANI R, RAKIB S, TSATSANIS M, et al. Orthogonal time frequency space modulation[C]//Proceedings of the 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [10] DAS S S, RANGAMGARI V, TIWARI S, et al. Time domain channel estimation and equalization of CP-OTFS under multiple fractional dopplers and residual synchronization errors[J]. IEEE Access, 2021(9): 10561-10576.
- [11] 龙航,王森,徐林飞,等. OTFS技术研究现状与展望[J]. 电信科学, 2021, 37(9): 57-63.
LONG H, WANG S, XU L F, et al. OTFS technology research and prospect[J]. Telecommunications Science, 2021, 37(9): 57-63.
- [12] RAVITEJA P, PHAN K T, HONG Y, et al. Interference cancellation and iterative detection for orthogonal time frequency space modulation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(10): 6501-6515.
- [13] 3GPP. NR physical channels and modulation: TS 38.211[S]. 2018.
- [14] 鲁玉龙,沈海燕,张俊尧,等. 智能铁路新一代移动通信关键技术探索与展望[J]. 电信科学, 2023, 39(1): 30-41.
LU Y L, SHEN H Y, ZHANG J Y, et al. Exploration and prospect of the key technologies of the new generation mobile communication of intelligent railway[J]. Telecommunications Science, 2023, 39(1): 30-41.
- [15] 暴桐,辛雨,华健,等. 太赫兹频段非均匀分布PTRS方案研究[J]. 移动通信, 2023, 47(5): 52-57.
BAO T, XIN Y, HUA J, et al. Research on the non-uniform distributed PTRS scheme for terahertz frequency band[J]. Mobile Communications, 2023, 47(5): 52-57.
- [16] 段向阳,辛雨,暴桐,等. 一种高频场景候选波形方案[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(1): 60-67.
DUAN X Y, XIN Y, BAO T, et al. A candidate waveform scheme for high-frequency scenarios[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2021, 43(1): 60-67.

[作者简介]



刘利平（1976-），男，中兴通讯股份有限公司高级工程师，主要研究方向为无线通信新技术。



辛雨（1976-），男，博士，中兴通讯股份有限公司正高级工程师，主要研究方向为无线通信新技术。



暴桐（1992-），女，中兴通讯股份有限公司工程师，主要研究方向为B5G、6G移动通信波形、调制解调等。



胡留军（1974-），男，博士，中兴通讯股份有限公司正高级工程师，主要研究方向为无线通信新技术，负责5G标准演进及6G预研技术规划等。