

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2208818

基于 LMMSE 的滑动相关信道估计算法

赵文超^{1,2} 刘祖深^{1,2} 许虎^{2,3}

(1. 中北大学 太原 030051; 2. 中电科思仪科技(安徽)有限公司 蚌埠 233010;

3. 电子测量仪器技术蚌埠市技术创新中心 蚌埠 233010)

摘要: 5G NR 系统中,接收端信道估计过程一般不可忽略噪声的影响,并且采用传统的线性最小均方误差(LMMSE)信道估计算法的运算量将会变的巨大,所以提出了滑动相关矩阵的方法来降低算法的复杂度。首先,通过仿真得到最优的滑动相关矩阵以及每次滑动所输出的子载波数,然后通过滑动窗依次输出频域子载波的信道估计值从而完成整个信道估计;在时域,通过混合插值方法进一步提升了系统性能。仿真结果表明,算法相比于 LMMSE 算法误码率升高小于 1 dB,但是复杂度降低了 99.74%,满足工程需求。

关键词: 5G NR; 调频参考信号; 信道估计; 线性最小均方误差(LMMSE)

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5015

Sliding correlation channel estimation algorithm based on LMMSE

Zhao Wenchao^{1,2} Liu Zushen^{1,2} Xu Hu^{2,3}

(1. North University of China, Taiyuan 030051, China; 2. Ceyear Technologies (Anhui) Co., Ltd., Bengbu 233010, China;

3. Bengbu Technology Innovation Center on Electronic Measurement Instrumentation Technology, Bengbu 233010, China)

Abstract: In the 5G NR system, the influence of noise cannot be ignored in the channel estimation process at the receiving end, and the traditional LMMSE channel estimation algorithm will have a huge computational load. Therefore, a sliding correlation matrix method based on DMRS is proposed to reduce the complexity of the algorithm. Firstly, the optimal sliding correlation matrix and the number of subcarriers output for each sliding are obtained through simulation, and then output the channel estimation values of frequency domain subcarriers through the sliding window to complete the entire channel estimation; In the time domain, the system performance is further improved by the hybrid interpolation method. Simulation results show that compared with the LMMSE algorithm, the bit error rate of the algorithm is improved by less than 1 dB, and the complexity is reduced by 99.74%, which meets the needs of engineering.

Keywords: 5G NR; DMRS; channel estimation; LMMSE

0 引言

5G NR 下行系统沿用 LTE 下行的正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)调制技术^[1-2], OFDM 技术就是将数据流分配到不同的子载波上进行并行传输,各个子载波之间保持相互正交不但减小了载波间的相互干扰,而且提高了频谱利用率和传输效率,适用于 5G 系统对大带宽,高速率传输的要求^[3]。

在 5G NR 系统接收端,信道估计算法的设计对解调信号质量起着决定性的作用。实际中,无线信道环境复杂多变,发射端生成的基带信号因此会受到干扰,更加完善的信道估计算法。信道估计算法总的来说可以分为非盲信道估

计^[4]和盲信道估计^[5-6],工程中常采用基于导频的非盲信道估计,典型的算法主要包括最小二乘(least squares, LS),线性最小均方误差(linear minimum mean squared error, LMMSE)和最大似然估计等^[7]。其中, LMMSE 信道估计算法具有较好的估计性能,但是因为其高的复杂度而在工程中较难实现。目前,对其复杂度的降低已有大量的文献做出研究,最常用的一种算法就是基于奇异值分解的算法^[8-10],该算法需要获取信道的统计信息,在实际中比较难办到;文献[11]提出了一种简化的 MMSE 信道估计算法,该算法对性能具有较大的损耗;文献[12]主要针对快速衰落信道提出了一种具有低秩矩阵的 LMMSE 信道估计方

法,降低了传统信道估计方法的复杂度,具有一定的应用前景。上述的几种信道估计方法在 5G 系统下不太适用,因为 5G NR 系统处理信号的数据量相比于 LTE 及其它系统有一个成倍数的增加,所以计算复杂度将会有巨大的提升,所以急需对传统信道估计算法进行改进研究。

本文提出一种改进的 LMMSE 信道估计算法,主要利用的是频域信道相关矩阵的相关性随着载波间隔的距离增大而减小,提出了滑动相关矩阵的方法来减少计算中的复杂度,并且在估计性能和复杂度上也做了一个很好的折中,具有较好的工程应用价值。

1 LS 和 LMMSE 算法

基于导频的信道估计最常用的就是 LS 算法和 LMMSE 算法,两种信道估计算法都是通过在发射端添加已知的参考信号,在接收端利用这些参考信号来对信道环境或噪声的估计,然后通过估计的信道响应值来得到实际的接收信号。LS 算法计算复杂度最低,但是忽略了噪声的影响,其计算表达式为^[13]:

$$H_{LS} = \min \| Y - XH \|^2 = X^{-1}Y \quad (1)$$

由于 LS 估计算法性能偏差,一般在信道环境状态比较好时应用,当信道环境变的恶劣时就不在适用。LMMSE 算法就是在 LS 算法的基础上考虑到了噪声的影响并对其进行修正,算法估计性能较好,其计算表达式为^[14]:

$$H_{LMMSE} = \min E\{ \| Y - XH_{LS} \|^2 \} = R_{HH} \left(R_{HH} + \frac{\beta}{SNR} I \right)^{-1} H_{LS} \quad (2)$$

$R_{HH} = E\{ HH^H \}$ 为 $M \times P$ 的互相关矩阵,表示数据和导频之间的相关特性; $R_{HH} = E\{ HH^H \}$ 为 $P \times P$ 的自相关矩阵,表示导频间的相关特性, I 为 $P \times P$ 的单位矩阵, β 为与调制方式有关的系数, SNR 为信噪比, H_{LS} 为由 LS 算法得出的信道估计矩阵,虽然 LMMSE 算法在性能上会有一个较大的提高,但是其复杂度也会随之提升,主要原因是信道相关矩阵的求解及矩阵求逆的过程带来的,对于系统子载波数较多的情况下,相关矩阵的维数会增大,计算量将会变的巨大。

2 改进信道估计步骤设计

2.1 算法总述

上节所述的 LMMSE 信道估计算法在性能上相比于 LS 估计算法有了很大的提高,但是伴随的是复杂度的大幅度增加,从而使接收端对信号的处理速度变得缓慢,所以提出了信道矩阵的滑动窗相关的低复杂度 LMMSE 估计算法,此算法在原来的基础上极大的降低了信道相关矩阵的求解所带来的运算复杂度,并且在时域,提出了一种新的插值方法,算法性能得到最优改善,在 5G 下行链路级仿真中实现,并根据协议 3GPP 38.901 中的抽头时延分布表搭建

了抽头延迟线(tapped delay line, TDL)信道模型^[15],以便能够更好地模拟实际中信道环境对接收端信号处理的影响,算法总体流程如图 1 所示,在发射端通过 IFFT 基带信号生成后,经过模拟的信道环境在接收端进行解基带信号生成处理,既做 FFT 运算,然后在频域进行信道估计处理,最后通过时域插值的方法得到整个时频资源的信道估计值。

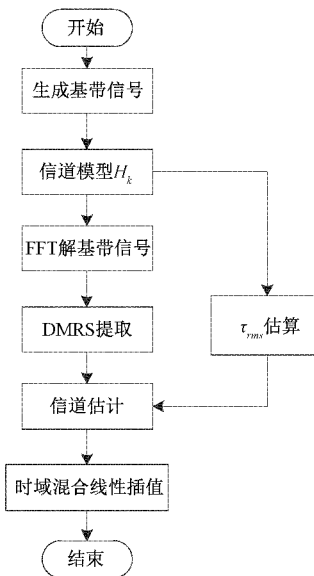


图 1 算法总体流程

2.2 信道模型及相关矩阵

对于多径衰落信道,一般利用 TDL 信道模型实现,其信道脉冲响应(CIR)可表示为^[16]:

$$g(\tau) = \sum_{i=0}^{M-1} \alpha_i \delta(\tau - \tau_i) \quad (3)$$

式中: M 表示信道冲激响应的长度,既信道延时分分布中抽头的个数, α_i 为高斯随机变量, $\theta(\tau_i)$ 为功率延时谱且服从指数衰减表达式为:

$$\theta(\tau_i) = C e^{-\tau_i/\tau_{rms}} \quad (4)$$

其中, τ_{rms} 为信道的均方根时延,则第 k 个子载波的信道冲激响应为:

$$H_k = \sum_{i=0}^{M-1} \alpha_i e^{j\frac{2\pi n}{N}\tau_i} \quad (5)$$

基带信号经过多径衰落后,然后在变换到频域,得到信道相关矩阵为^[17]:

$$R_{HH} = E\{ HH^H \} = [r_{m,n}] = E \left\{ \sum_{i=0}^{M-1} \alpha_i e^{j\frac{2\pi m}{N}\tau_i} \sum_{k=0}^{M-1} \alpha_k e^{j\frac{2\pi n}{N}\tau_k} \right\} = \frac{1 - e^{-\tau_{max} \left(\frac{2\pi}{N} (m-n) - \frac{1}{\tau_{rms}} \right)}}{\tau_{rms} (1 - e^{-\tau_{max}/\tau_{rms}}) \left(\frac{1}{\tau_{rms}} + j \frac{2\pi}{N} (m-n) \right)} \quad (6)$$

由式(6)中可以看出,信道相关矩阵的求解主要和两个参数有关,既最大时延扩展 τ_{max} 和均方根时延扩展 τ_{rms} , 在

TDL 信道中,由于已知抽头时延分布表,可以通过计算得到参数的值。

2.3 滑动窗相关矩阵

由式(2)可知,要想得到信道估计值,首先需要的是参考信号的相关矩阵,相关矩阵一般由信道环境所决定,为了降低算法的复杂度,利用子载波距离越近其相关性越强的原理,通过滑动窗的方式对信道相关矩阵提取若干个子相关矩阵,因为靠近主对角线的元素相关性较强,所以子相关矩阵元素分布在主对角线附近,这样就可以以对角线为中心来提取子相关矩阵。首先需要确定原始相关矩阵,其大小由 OFDM 符号中数据所占的 RB 数以及其中参考信号的位置及插入的个数决定,会随着参考信号的映射类型的改变而改变。以互相关矩阵为例,用 P 来表示每个符号中的导频数, M 表示数据资源所占用的总的子载波个数,则原始信道相关矩阵:

$$\mathbf{R}_{H\tilde{H}} = \begin{pmatrix} x_{11} & x_{12} & \cdots & x_{1P} \\ x_{21} & x_{22} & \cdots & x_{2P} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M1} & x_{M1} & \cdots & x_{MP} \end{pmatrix} \quad (7)$$

通过滑动窗后提取第 k 个子相关矩阵为:

$$\mathbf{R}_{H\tilde{H}}(k) = \begin{pmatrix} x_{1+(k-1)L,1+(k-1)L/2} & \cdots & x_{1+(k-1)L,n \times 12+(k-1)L/2} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{n \times 12+(k-1)L,1+(k-1)L/2} & \cdots & x_{n \times 12+(k-1)L,n \times 12+(k-1)L/2} \end{pmatrix} \quad (8)$$

式中: $k = 1, 2, 3, \dots, (N_{RB} \times 12 - n \times 12) / L$, N_{RB} 为系统带宽所占用的总资源块(resource block, RB)数, L 为每次滑动的子载波数, $n (n < N_{RB})$ 为每个子相关矩阵所占用的 RB 数,总计需要滑动 $(N_{RB} \times 12 - n \times 12) / L$ 次才能完成整个频域内的相关矩阵计算,为了减小因为滑动窗矩阵而带来的估计性能的降低,每次滑动取相关性较强的中间 L 个子载波作为输出,经过滑动窗后,相关矩阵的维度由 $12N_{RB} \times 6N_{RB}$ 减小为 $12n \times 6n$ 。

参数 L 和 n 的取值决定着算法的复杂度和估计性能, L 的取值决定整个信道估计算法中相关矩阵滑动的次数,一般 n 的取值不易太大,当 n 太大时,矩阵的维数就会增加,计算复杂度将会增加,且对接收端的性能提高微乎其微。

2.4 时域插值算法设计

为了减小信道环境在时域上的影响,时域采用混合插值方法,如图 2 所示,具体的,导频两侧采用常值插值,既直接采用导频处的信道估计值;导频之间采用线性插值,其中线性插值计算公式为:

$$\hat{H}(k, l) = \sum_{i=0}^N H_p(k, l) \prod_{j=0}^N \frac{l-l_j}{l_i-l_j} \quad (9)$$

式中: k 和 l 表示资源粒子的时频位置, N 表示线性插值的阶数。

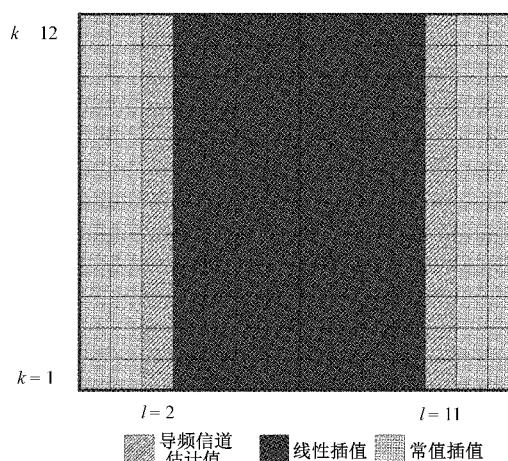


图 2 信道时域插值位置

3 仿真结果及复杂度分析

3.1 结果分析

算法在 5G 下行链路级仿真中实现,相关参数配置如表 1 所示,实现了在 5G 大带宽下对信号的生成及分析,在接收端将设计的改进的信道估计算法进行验证。

表 1 仿真参数

仿真参数	值
系统带宽/MHz	100
采样频率/MHz	122.88
子载波间隔/kHz	30
子载波总数	3276
调制方式	256QAM
RB 总数	273
信道模型	TDL

系统仿真链路由发送端和接收端以及信道模型组成,在发送端经过调制、资源映射等过程后最终通过基带信号生成发射的数据信号,信号带宽为 100 M,则每个 OFDM 符号所做的 IFFT 点数为 4 096 点。在生成时域基带信号后,为了更好的模拟实际环境中的衰落以及噪声,需要经过信道模型,然后对一个时隙内的数据进行频谱分析,其归一化功率谱图如图 3 所示。由图 3 可以看出,整个带宽内的功率谱已经发生了失真,衰落和噪声较大,需要在接收端使用合理的算法来恢复失真的信号。

下面对滑动相关矩阵的 LMMSE 算法中的相关矩阵大小选取进行分析。首先,由于相关矩阵每次滑动的子载波数以及相关矩阵大小的不同会影响接收端解调的性能。为了寻找算法中滑动相关矩阵中的相关参数 L 和 n 的最佳值,取复杂度和性能的良好折中,在信噪比为 30 dB 时,对 L 和 n 的不同情况下的信号解调指标进行分析,如图 4 所示,当 n 取值为 4,接收端信号具有一个较好误码率 (bit

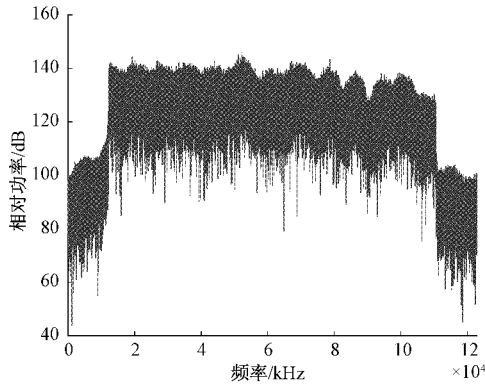


图 3 100 M 信号功率谱

error rate, BER), 当 n 的取值再逐渐增加时, 信号解调性能变化不大, 但是复杂度将会有一定程度的提高。而每次滑动子载波数 L 的取值对解调性能影响不大, 由图 4 可以看出, 对于 3 次 L 的不同取值, 之间的解调性能差距不大, 一般折中取值就行。图中 L_2 表示每次滑动子载波数为 2, n 为子相关矩阵所占 RB 数。

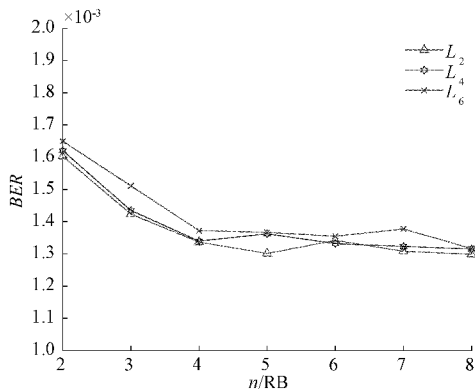
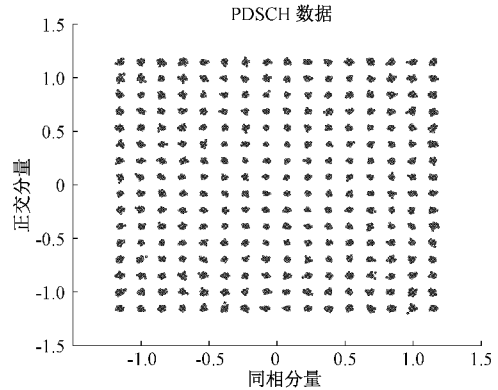


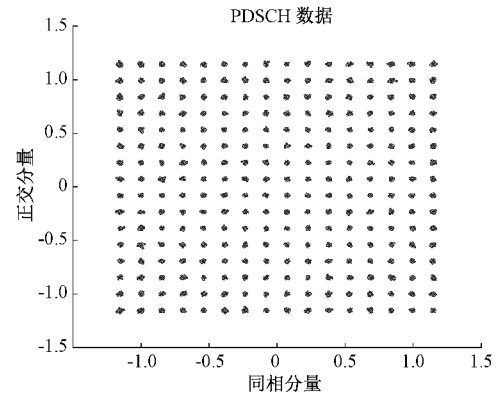
图 4 不同相关矩阵大小比较

经过以上分析, 本文取 n 为 4, L 为 4 时进行信道估计算法验证, 每个 OFDM 符号的子载波个数为 3 276, 其中参考信号映射在偶数位置上, 其所占子载波数为 1 638。当采用原始 LMMSE 信道估计算法时, 信道的互相关矩阵的大小为 $3\ 276 \times 1\ 638$, 自相关矩阵的大小为 $1\ 638 \times 1\ 638$, 可见算法计算复杂度较大, 经过本文滑动窗算法后的信道互相关矩阵为 48×24 , 自相关矩阵为 24×24 , 需要滑动 807 次才能完成整个信道的估计, 每次输出 4 个子载波的值, 前后 24×12 的矩阵直接用 LMMSE 算法进行计算, 然后依次滑动输出对应的信道估计值。经过仿真得到 SNR 为 50 dB, 调制方式为 256QAM 时的接收端信号解调星座图, 如图 5 所示, 经过本文算法解调的信号星座图具有较好的收敛性, 满足性能指标。

不同算法之间的解调 BER 如图 6 所示, 本文改进算法的 BER 相比与 LMMSE 算法在性能上略微下降, 相差最大不到 1 dB, 所以总体解调性能下降不大; 此外, 由于在信噪



(a) LS算法星座图



(b) 本文改进算法星座图

图 5 不同算法解调星座图比较

比较小时, 信号星座图就会相对发散, 使得 BER 较大, 所以 3 种解调算法的性能指标相差不大, 但是随着信噪比的不断增加, 信号的解调指标不断提高, 本文算法和 LS 算法的解调性能就有显著的差别。

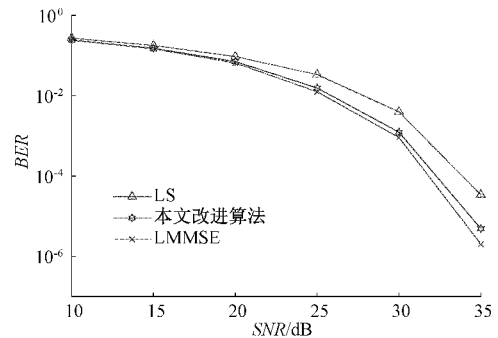


图 6 不同算法 BER 对比

图 7 为不同算法之间的误差矢量幅度 (error vector magnitude, EVM) 结果对比, EVM 是描述解调的实际信号和理想的信号的误差的指标。可见, EVM 会随着信噪比的增大而快速降低, 在信噪比大于 10 dB 后, 3 种算法对降低 EVM 值差距不大, 但是当小于 10 dB 时, 本文算法和 LMMSE 算法较为接近, 具有较好的解调性能。

3.2 复杂度分析

算法在复杂度和性能上取得了一个良好的折中, 最大

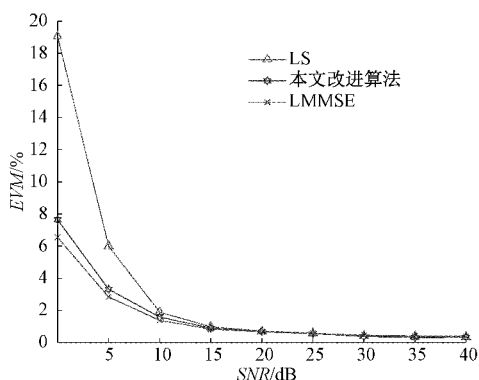


图7 不同算法 EVM 对比

程度不降低接收端对信号的分析能力的同时尽可能的降低复杂度是本文设计算法的出发点,具体运算复杂度如表2所示,算法可以很好的达到目的,复杂度相比传统LMMSE算法降低了99.74%,无论是软件还是硬件,运行时间都将大幅度减少。

表2 复杂度分析

估计算法	复乘次数	复加次数
本文改进算法	23 270 400	23 270 400
LMMSE 算法	8 795 018 232	8 795 018 232

4 结 论

本文通过建立5G链路级仿真模型,首先对两种传统信道估计算法进行了验证分析,指明了其在性能和计算复杂度上的利弊,从而提出了本文改进的信道估计算法,利用滑动窗的方法主要减少了LMMSE算法中相关矩阵计算的阶数,进而降低了整体信道估计算法的复杂度,仿真结果表明,其性能下降不大,但是复杂度有降低明显,满足工程需求。在时域插值方面,本文只采用了常值和线性插值混合的方法进行插值,插值算法较为简单,其他方法有待进一步研究。

参考文献

- [1] LIEN S Y, SHIEH S L, HUANG Y, et al. 5G new radio: Waveform, frame structure, multiple access, and initial access [J]. IEEE Communications Magazine, 2017, 55(6): 64-71.
- [2] 林居. OFDM系统信道估计技术与LS算法实现探索[D]. 北京:北京交通大学,2020.
- [3] BARNETO C B, RIIHONEN T, TURUNEN M, et al. Full-duplex OFDM radar with LTE and 5G NR waveforms: Challenges, solutions, and measurements[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019, 67(10): 4042-4054.
- [4] SACI A, AL-DWEIK A, SHAMI A, et al. One-shot blind channel estimation for OFDM systems over frequency-selective fading channels [J]. IEEE

Transactions on Communications, 2017, 65(12): 5445-5458.

- [5] 王惠琴,胡秋,王贺,等. 基于训练序列的光信道估计[J]. 电子测量与仪器学报,2017,31(5):694-699.
- [6] 石鑫,李昊. 无线MIMO-OFDM通信系统原理及其关键技术[J]. 国外电子测量技术,2010,29(2):32-35.
- [7] LIU M Y, WANG H J, LI Y L, et al. Research on pilot-based channel estimation algorithms [C]. 2019 International Conference on Electronic Engineering and Informatics(EEI), 2019: 758-761.
- [8] 顾奕. 基于导频的OFDM信道估计技术[J]. 北京信息科技大学学报(自然科学版),2016(5):46-50.
- [9] 练柱先. 一种快速的LMMSE多径信道估计算法[J]. 中南大学学报(自然科学版),2014(45):4223.
- [10] EDFORS O, SANDELL M, VAN DE BEEK J J, et al. OFDM channel estimation by singular value decomposition[J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 46(7): 931-939.
- [11] 何少源,何海浪. 一种简化的OFDM信道估计方法[J]. 计算机仿真,2010,27(2):332-334.
- [12] TANG R G, ZHOU X, WANG C Y. A novel low rank LMMSE channel estimation method in OFDM systems[C]. 2017 IEEE 17th International Conference on Communication Technology(ICCT), 2017: 249-253.
- [13] LIU Y, TAN Z, HU H, et al. Channel estimation for OFDM [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2014, 16(4): 1891-1908.
- [14] KHLIFI A, BOUALLEGUE R. An accurate and very low complexity LMMSE channel estimation technique for OFDM systems[J]. Wireless Personal Communications, 2016, 88(4):911-922.
- [15] 3GPP. TS 38.901 NR, Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz[S]. Spokane, US: 3GPP Organizational Partners, 2019.
- [16] WU H. LMMSE channel estimation in OFDM systems: A vector quantization approach [J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(6): 1994-1998.
- [17] SAVAUX V, LOUET Y, BADER F. Low-complexity approximations for LMMSE channel estimation in OFDM/OQAM [C]. 2016 23rd International Conference on Telecommunications(ICT), 2016:1-5.

作者简介

赵文超,硕士研究生,主要研究方向为5G移动通信测试技术。

E-mail: wenchao18332969638@163.com

刘祖深,博士,研究员级高工,主要研究方向为微波通信测量技术与仪器的研究和开发工作。

E-mail: eibb@ei-electro.com

许虎,硕士,高级工程师,主要研究方向为5G移动通信测试技术。

E-mail: xuhul014@163.com