

DOI: 10.13382/j.jemi.B2104019

基于 DMRS 联合频偏估计方法及应用*

赵文超¹ 刘祖深^{2,3} 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:针对 5G 下行系统中普遍存在的载波频率偏移现象,提出了一种基于 DMRS 改进联合频偏估计方法。首先在时域通过 CP 相关进行频偏粗估计,当频偏大于 1.5 kHz 时,进行频偏补偿;然后在频域,为了减少信道噪声和衰落的影响,将接收端提取的 DMRS 和本地生成原始 DMRS 进行相关计算,得到信道响应值,再利用一个时隙内两处 OFDM 符号的 DMRS 信道响应值进行频偏细估计。所提方法使得频偏在 $[-1.5 \text{ kHz}, 1.5 \text{ kHz}]$ 范围内有了更高的估计精度,提升了系统总体性能,已应用于 5G 多通道基站综测仪。

关键词: 5G 下行; DMRS; 载波频偏; CP

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

Method and application of joint frequency offset estimation based on DMRS

Zhao Wenchao¹ Liu Zushen^{2,3} Xu Hu^{2,3}

(1. North University of China, Taiyuan 030051, China; 2. Ceyear Technologies Co., Ltd (Anhui) Co., Ltd, Bengbu 233010, China; 3. Bengbu Technology Innovation Center on Electronic Measurement Instrumentation Technology, Bengbu 233010, China)

Abstract: Aiming at the common carrier frequency offset phenomenon in 5G downlink systems, an improved joint frequency offset estimation method based on DMRS is proposed. Firstly, the frequency offset is roughly estimated by CP correlation in the time domain, and compensated when the frequency offset is greater than 1.5 kHz; Then in the frequency domain, in order to reduce the influence of channel noise and fading, the cross-correlation between the DMRS extracted on the receiving end and the original DMRS generated locally are calculated to obtain the channel response value, and then uses the DMRS channel response values of two OFDM symbols in one slot are used for fine frequency offset estimation. The method proposed enables a higher estimation accuracy when the frequency offset is $[-1.5 \text{ kHz}, 1.5 \text{ kHz}]$, and improves the overall performance of the system, it has been applied to a 5G multi-channel base station comprehensive test instruments.

Keywords: 5G downlink; DMRS; carrier frequency offset; CP

0 引言

5G 下行系统采用了正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)关键技术^[1-2],该技术利用了载波之间的正交性,显著地提高了系统频谱利用率和抗干扰能力,然而当子载波之间不能保持正交

时,将会引起载波泄露,产生造成信号失真的子载波干扰(inter-carrier interference, ICI)^[3]。因此,精确的频偏估计对接收端信号的正确解调具有重要影响。

频偏估计算法总体来说可以分为数据辅助频偏估计算法^[4-5]和非数据频偏估计算法^[6-7];数据频偏估计算法主要是利用训练序列,循环前缀(cyclic prefix, CP)和参考信号^[8],非数据频偏估计方法主要是利用盲估计算

收稿日期: 2021-03-02 Received Date: 2021-03-02

* 基金项目: 中国电科集团专项创新基金项目(41Q1346)资助

法^[9],一般具有较高的信噪比门限,不适用于信噪比低的条件下进行频偏估计^[10]。文献[11]结合主同步信号(primary synchronization signal, PSS)和 CP 设计了一种改进的频偏估计算法,扩大了 LTE 系统的频偏估计范围。文献[12]提出了一种分布式频偏补偿方法,首先在频域用周期谱图法进行粗估计,然后到时域再进行频偏细估计,提升了估计精度。文献[13]设计了一种基于梳状解调参考信号(comb type reference signal demodulation sequence, Comb-DMRS)的 LTE-V 系统联合频偏估计方法,此方法提升了系统的性能。文献[14]提出了一种频偏和信道估计联合算法,此算法实现复杂度较低,但适用范围较小。文献[15]提出了一种改进的频偏估计算法,该算法与传统的 Moose 算法和 Schmidl & Cox 算法进行了对比分析,估计精度得到了一定程度上的提高。上述几种频偏估计方法具有一定的实用性,但是对于 5 G 下行链路系统频偏估计的适用性需要进一步研究,所以提出了一种便于工程实现的 5 G 下行链路系统频偏估计方法。

本文所述方法应用于 5 G 下行系统,采用基于解调参考信号(demodulation reference signal, DMRS)的频偏估计方法,联合 CP 对信道频偏进行估计,保证估计范围的前提下提高了精度,在 5 G 下行系统中具有较强的应用性。

1 系统模型

首先建立 OFDM 系统模型^[16-17],首先假设系统理想不存在频偏,OFDM 符号接收的时域信号为 $\{y_i[n]\}_{n=0}^{N-1}$,进行快速傅里叶变换(fast fourier transform, FFT)为:

$$y_i[k] = \sum_{n=0}^{N-1} y_i[n] e^{-j2\pi nk/N} = H_l[k] X_l[k] + W_l[k] \quad (1)$$

式中: $X_l[k]$ 代表标号为 l 的 OFDM 符号上不同子载波发送端发送的信息; $H_l[k]$ 代表标号为 l 的 OFDM 符号上不同子载波上的信道冲激响应; $W_l[k]$ 为高斯白噪声。

当系统存在大小为 ε 的频偏时,则接收端的时域信号可以表示为:

$$y_i[n] = \text{IDFT}\{Y_l[k]\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_l[k] X_l[k] e^{-j2\pi n(k+\varepsilon)/N} + \omega_l[k] \quad (2)$$

式中: IDFT 表示快速傅里叶逆变换; $\omega_l[k] = \text{IDFT}\{W_l[k]\}$; N 为子载波总数; n 为采样点数。本文频偏估计是位于定时同步之后,通过互相关算法得出参考信号的信道响应值 $H_l[k]$,式(2)经 FFT,那么存在大小为 ε 的频域信号可以表示为:

$$y_i[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_i[n] e^{-j2\pi nk/N} =$$

$$\sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_l[m] H_l[m] e^{-j2\pi n(m+\varepsilon)/N} + \omega_l[k] \right] e^{-j2\pi nk/N} = X_l[k] H_l[k] \frac{\sin \pi \varepsilon}{N \sin(\pi \varepsilon/N)} e^{-j2\pi n \varepsilon(N-1)/N} + I_l[k] + W_l[k] \quad (3)$$

其中:

$$I_l[k] = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\sin[\pi(m+\varepsilon-k)]}{N \sin[\pi(m+\varepsilon-k)]} \times X_l[m] H_l[m] e^{j\pi(m+\varepsilon-k)(N-1)/N} \quad (4)$$

式(3)中 $y_l[k]$ 表示标号为 l 的 OFDM 符号接收信号幅度的衰减以及相位的变化; $\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_l[n] e^{-j2\pi nk/N}$ 表示子载波之间的存在干扰,所以频偏的存在将会导致载波之间不再完全正交。

2 基于 CP 的频偏估计

文献[18-19]提出了一种应用于 OFDM 系统的频偏估计方法,该方法主要利用了符号 CP 的相关性,如图 1 所示,CP 就是将一个符号的尾部信息复制到头部,该技术在一定程度上减少了符号间的干扰,并且 CP 频偏估计就是利用了这两段相同的信息进行共轭相乘,经过计算,可以得到相邻点的相位差,进而得到信号的频偏。文献[20]提出了一种部分窗相关的方法来降低 CP 数据受到前一个 OFDM 符号尾部数据的影响,并通过联合多个 OFDM 符号求均方根的方式来提高频偏计算的精确性,从而提高基于 CP 频偏估计算法的性能。

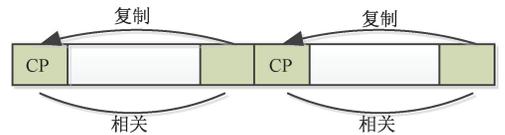


图 1 OFDM 符号结构

Fig. 1 The structure of OFDM signal

3 梳状 DMRS 参考信号的生成及在资源块中的映射

根据 3GPP 38.211 协议规定,生成本地梳状 DMRS,如图 2 所示,从时域来看,在时隙的第 3 个和第 11 个 OFDM 符号上添加了 DMRS;从频域来看,一个资源块(resource block, RB)上存放 6 个 DMRS,载波间隔数为 1,DMRS 由式(5)生成。

$$r(n) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2c(2n)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2c(2n + 1)) \quad (5)$$

伪随机序列初始化过程为:

$$c_{init} = (2^{17}(N_{symslot}^f n_{slot}^f + l + 1)(2N_{ID}^{SCID} + 1) + 2N_{ID}^{SCID} + n_{SCID}) \bmod 2^{31} \quad (6)$$

式中: $N_{symslot}^f$ 为一个时隙的符号数; n_{slot}^f 为一个子帧内的时隙数; l 为 OFDM 符号标号; N_{ID}^{SCID} 、 n_{SCID} 由高层参数确定。

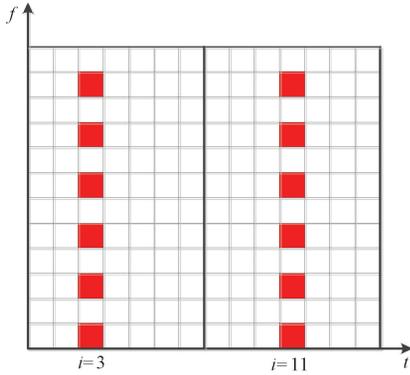


图 2 一个时隙 DMRS 映射位置

Fig. 2 The DMRS mapping position in one slot

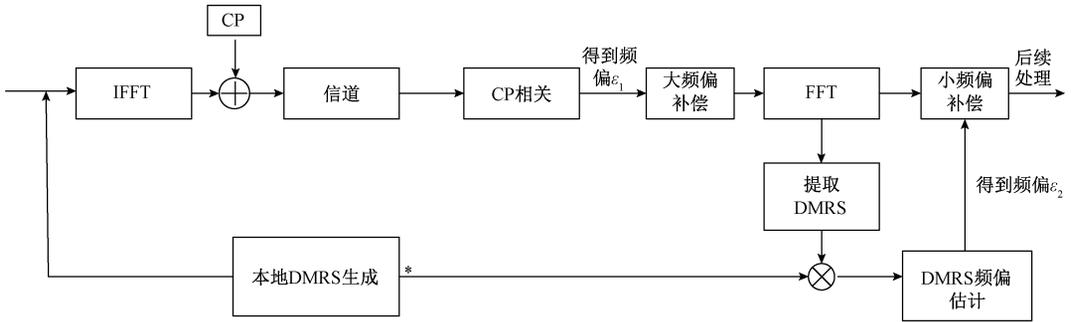


图 3 频偏估计流程

Fig. 3 Flow diagram of frequency offset estimation

4.2 具体过程

1) 接收端接收时域信号,通过 CP 相关进行频偏估计,为了最大限度减少噪声对其结果的影响,采用联合 $M=4$ 个 OFDM 符号的 CP 进行估计,本文 5G 链路系统采用常规 CP 进行仿真,其频率归一化计算结果为:

$$\hat{\varepsilon}_1 = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \left[\frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{l=0}^{L_i} g_i(l) g_i^*(l + N) \right\} \Delta f \right] \quad (7)$$

式中: L_i 为第 i 个 OFDM 符号的 CP 长度; N 为 FFT 点数; $\arg(\cdot)$ 表示 $\tan^{-1}(\cdot)$; Δf 为子载波间隔。由于 $\tan^{-1}(\cdot)$ 的取值范围为 $[-\pi, \pi]$, 所以 CP 相关的粗频偏估计范围为 $(-\Delta f/2, \Delta f/2)$ 。系统子载波间隔为 30 kHz, 估计具体范围可达到 $[-15 \text{ kHz}, 15 \text{ kHz}]$, 当 $|\varepsilon_1| > 1.5 \text{ kHz}$ 时, 对信号进行频偏补偿, 保证信号在频偏较大下的解调能力, 然后经 FFT 变换到频域进一步处理。

2) 在频域, 首先提取接收信号中的 DMRS, 其在一个时隙内的映射结构如图 2 所示, 然后以时隙为单位进行处理。具体的, 将一个时隙内提取的第 3 个和第 11 个

4 基于 DMRS 的联合频偏估计方法

4.1 方法综述

5 G 下行链路频偏估计算法流程如图 3 所示, 首先信号经发射端添加 CP, 在接收端通过 CP 相关得到频偏估计值 ε_1 , 当 $|\varepsilon_1| > 1.5 \text{ kHz}$ 时, 进行频偏补偿; 但是由于受到符号之间的干扰和相噪的影响, 所得到的估计值 ε_1 并不够精确, 当 $|\varepsilon_1| \leq 1.5 \text{ kHz}$, 在时域不再进行频偏补偿, 此时估计值 ε_1 满足基于 DMRS 的频偏估计范围, 信号经 FFT 到频域后再进行处理。由于时域信道变换较为缓慢, 一个时隙内的信道状态信息基本保持不变, 所以在频域利用 DMRS 处的信道响应值进行互相关运算得到频偏估计值 ε_2 , 然后进行频偏补偿, 将去频偏的信号再经后续处理, 解调得到相关指标。

OFDM 符号上的 DMRS 信号与本地生成的相同时隙相同位置 DMRS 做共轭相关得到信道响应值 $g_3(k)$ 和 $g_{11}(k)$, 这样可以减小信道变化对接收信号的影响, 然后取一个时隙内的两列 DMRS 信号的信道响应值 $g_3(k)$ 和 $g_{11}(k)$ 做相关得到细频偏估计。其计算公式如下:

$$\hat{\varepsilon}_2 = \frac{1}{2\pi} \frac{N}{d(N + N_{cp})} \arg \left\{ \sum_{k=0}^K g_i(k) g_{i+d}^*(k) \right\} \Delta f \quad (8)$$

式中: d 为一个时隙内两列 DMRS 间隔的 OFDM 符号数; K 为单个 OFDM 符号内的 DMRS 总数。归一化频偏估计范围为: $[-N/2d(N + N_{cp}), N/2d(N + N_{cp})] \Delta f$, 系统子载波间隔 Δf 为 30 kHz 时, 细频偏估计的范围约为 $[-1.5 \text{ kHz}, 1.5 \text{ kHz}]$ 。

5 仿真及应用分析

5.1 仿真结果分析

本文算法仿真在 5 G 下行系统中进行, 为了提高仿

真的准确性和工程可实现性,仿真系统根据 3GPP 相关规定搭建,系统相关参数配置如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

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
循环前缀	常规 CP
信道模型	AWGN

估计频偏和实际频偏的对比如图 4 所示,只对正数频偏进行了作图,由图 4 可知,在频偏小于 15 kHz 的情况下,估计频偏的数值和实际频偏的数值基本上重合,当超过估计范围后,估计值相差很大。因此,在一个较大的频偏估计范围内本文联合估计方法仍可较为准确的估计出频偏。

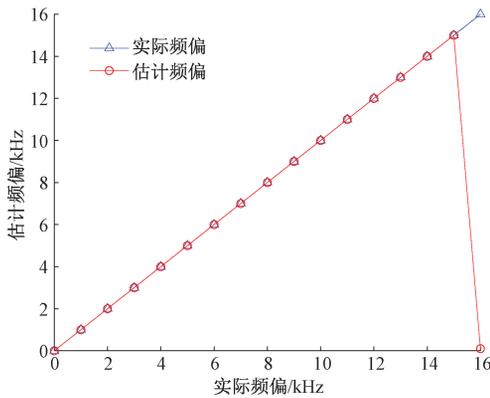
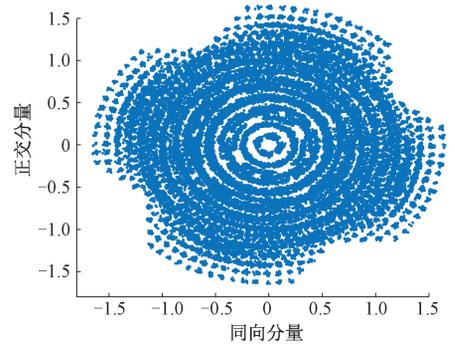


图 4 频偏估计范围

Fig. 4 Frequency offset estimation range

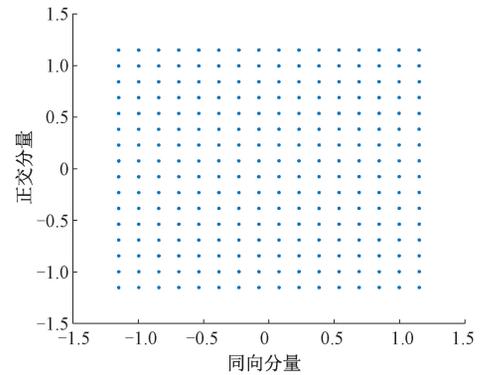
图 5(a) 所示为 5G 下行链路系统在信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 为 30 dB, 频偏为 300 Hz 时没有经过频偏补偿的解调信号星座图,图 5(b) 所示为使用频偏估计方法后,接收端解调信号星座图,仿真结果表明,在没有进行频偏补偿时,信号相位存在偏移且处于发散状态,严重影响接收信号的质量,造成信号失真,当经过本文所述方法进行频偏补偿后,较为成功的恢复了信号的原始状态,消除了相位旋转,保证接收端对信号的正确解调能力。

图 6 所示为常规算法和本文联合频偏估计方法在信噪比逐渐增大时的均方误差 (mean squared error, MSE),可见 MSE 随着信噪比的增大而减小,但本文所述频偏估计方法在相同信噪比下 MSE 均小于其他两种频偏估计



(a) 无频偏补偿的信号星座图

(a) Signal constellation diagram without frequency offset compensation



(b) 频偏补偿后的信号星座图

(b) Signal constellation diagram after frequency offset compensation

图 5 信号星座图

Fig. 5 Signal constellation diagram

方法,进而提升了估计精度,有助于提高接收端信号的质量。

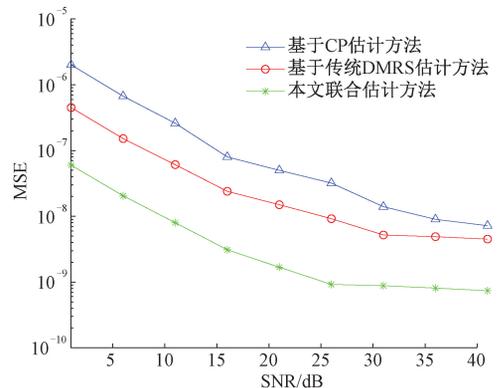


图 6 不同算法 MSE 比较

Fig. 6 The MSE comparison of different algorithms

图 7 所示为本文所设计频偏估计方法与文献[12]的基于分布式补偿的频偏估计方法的 MSE 仿真对比结果,仿真采用的是文献[12]算法中的分布式补偿 2 次互相关估计。由图 7 可知,文献[12]算法频偏估计结果性能

有一定的提升;但是,在信噪比较大时,两种算法的性能就会相差不大,在下节分析中可见复杂度将会有很大的提升,所以在实际工程中不再采用文献[12]所提的分布式补偿频偏估计方法。

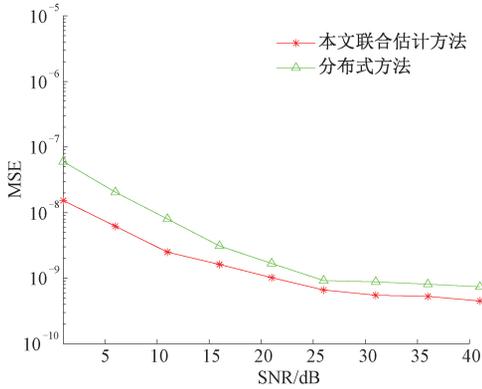


图 7 算法比较

Fig. 7 Algorithm comparison

5.2 复杂度分析

将本文所设计频偏估计方法与文献[12]的基于分布式补偿的频偏估计方法计算复杂度作对比分析,如表 2 所示,其中, C 为 CP 数据长度, L 为 DMRS 导频数据长度, D 为一个时隙内的实际数据长度;采用文献[12]算法中的两次互相关进行细估计。

表 2 复杂度分析

Table 2 Complexity analysis

估计算法	复乘次数	加法次数
本文算法	$4C \times L + 2L + 2$	$2L + 4C$
文献[12]算法	$DL(1+9L) + 2$	$3DL(3L-1) + (4P-4)$

本文仿真 CP 长度为 288,即 $C=288, L=1638$ 。由表可以看出,当需要处理的数据量小时,文献[12]算法复杂度和本文估计方法复杂度相差不大,由于 5G 系统中在带宽为 100 M 时需要处理的数据量具大,所以相对于本文所述方法文献[12]算法运算量将会大大增加,不利于工程实现。

5.3 整机验证结果分析

本文频偏估计方法已应用于 5 G 多通道基站综测仪,并且具有良好的解调性能。图 8 所示为参数配置界面,配置相关参数与仿真参数保持一致来验证仿真的正确性。图 9 所示为 5G 多通道基站综测仪解调信号星座图,可以看出,得到的实际测试星座图不存在相位旋转,并且与仿真结果星座图相差不大,能够很好的解调出信号。

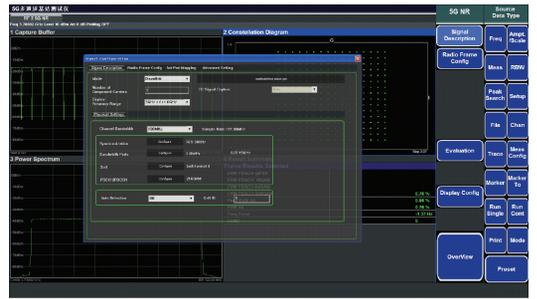


图 8 参数配置

Fig. 8 Parameters configuration

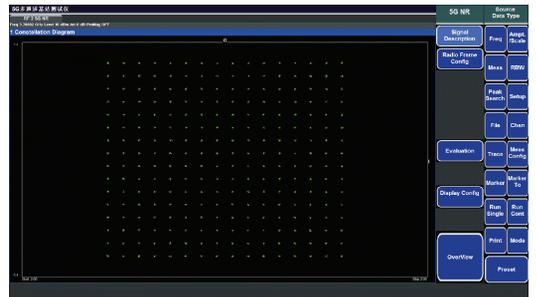


图 9 实际解调信号星座图

Fig. 9 Constellation diagram of actual demodulated signal

测试仪器一般通过误差矢量幅度 (error vector magnitude, EVM) 对结果进行分析验证, EVM 是表征接收均衡后的波形和理想波形之间的差异,其计算公式为:

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^M |Z(k) - R(k)|^2}{\sum_{k=1}^M |R(k)|^2}} \quad (9)$$

式中: $Z(k)$ 是接收端进行均衡处理后的信号; $R(k)$ 为进行重构的理想信号模型。图 10 所示为在基站综测仪整机上信号调试 EVM 等指标,使用本文联合频偏估计方法, EVM 可达 0.76%, 解调信号质量高,并且极大的满足了 3GPP TS38. 141 对 PDSCH 信道 256QAM 调制方式下 EVM 不超过 4.5% 的要求^[21]。

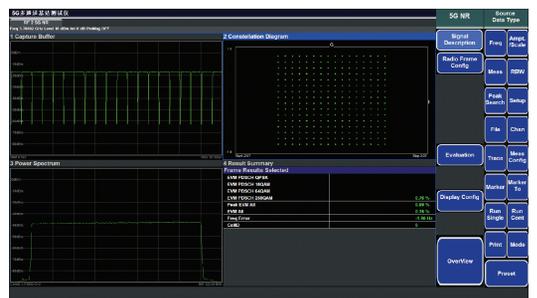


图 10 测试结果分析

Fig. 10 Analysis of test results

6 结 论

本文设计了应用于 5G 系统联合 CP 和 DMRS 的频偏估计方法,该方法在不额外占用频谱资源的前提下最大限度的提高了频偏估计精度,仿真及应用结果表明,该方法提升了 5G 下行系统的信号解调能力,具有较高的工程应用价值,在保证性能的同时对复杂度的降低将会是今后研究的重要方向。

参考文献

- [1] RAO S S R, MALATHI P. A low complex cuckoo search optimizer based OFDM carrier frequency offset estimation for 5G wireless technology [J]. *International Journal of Dynamics and Control*, 2019, 7(3):1125-1134.
- [2] KWAK K, LEE S, KIM J, et al. A new DFT-based channel estimation approach for OFDM with virtual subcarriers by leakage estimation [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008,7(6):2004-2008.
- [3] 陈朝阳,邢海涛,杨光松,等.非参数似然率独立分量分析算法的 OFDM 系统载波频偏盲估计 [J]. *仪器仪表学报*,2011,32(9):1967-1972.
- CHEN ZH Y, XING H T, YANG G S, et al. Blind estimation of OFDM system carrier frequency offset using independent component analysis algorithm with nonparametric likelihood ratio [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2011, 32(9):1967-1972.
- [4] 龚超,张邦宁,郭道省.基于 FFT 的快速高精度载波参数联合估计算法 [J]. *电子学报*,2010,38(4):766-770.
- GONG CH, ZHANG B N, GUO D SH. A quick and accurate union carrier parameter estimation algorithm based on FFT [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2010, 38(4):766-770.
- [5] 蒋雁翔,王东明,高西奇,等.时频训练序列 OFDM 频偏估计方法 [J]. *通信学报*,2006(6):10-15.
- JIANG Y X, WANG D M, GAO X Q, et al. Frequency offset estimator for OFDM with time-frequency training sequence [J]. *Journal on Communications*, 2006(6):10-15.
- [6] 易熙杰. MIMO-OFDM 同步技术研究及实现 [D]. 成都:电子科技大学,2017.
- YI X J. Research and implementation on synchronization technology of MIMO-OFDM [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2017.
- [7] WANG Q, MEHLFUHRER C, RUPP M. Carrier frequency synchronization in the downlink of 3GPP LTE [C]. 21st Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2010: 939-944.
- [8] 何志谦. TD-LTE 系统同步与信道估计技术实现方案研究 [D]. 成都:西南交通大学,2014.
- HE ZH Q. On the synchronization and channel estimation technique for practical TD-LTE system [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2014.
- [9] HAMID S S. Multiple carrier frequency offsets and multipath channels estimation for coordinated multi-point FBMC systems [J]. *Physical Communication*. 2017, 25(2):511-518.
- [10] 李健,邱贞宇,陈知行,等.一种新的短突发传输系统频偏估计算法 [J]. *电子测量与仪器学报*,2019,33(1):1-6.
- LI J, QIU ZH Y, CHEN ZH X, et al. Novel frequency offset estimation algorithm for short burst transmission system [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2019, 33(1):1-6.
- [11] 漆飞,胡捍英,周游. LTE 系统中一种改进的基于 CP 的 ML 频偏估计算法 [J]. *计算机工程与应用*, 2014, 50(20):223-228,248.
- QI F, HU H Y, ZHOU Y. Improved ML CFO estimation algorithm based on CP in LTE system [J]. *Computer Engineering and Applications*, 2014, 50(20):223-228,248.
- [12] 吴旭,范文同,胡富珍.基于分布式补偿方法的载波频偏估计算法 [J]. *电子测量与仪器学报*,2019,33(6):165-170.
- WU X, FAN W T, HU F ZH. Carrier frequency offset estimation algorithm based on a distributed compensation method [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2019, 33(6):165-170.
- [13] XIE J, ZHAO H. A comb-DMRS based CFO estimation scheme for LTE-V systems in high-speed scenario [C]. 3rd IEEE International Conference on Computer and Communications (ICCC), 2017:806-811.
- [14] 李琦,李宏伟,蔡斌,等. OFDM 频偏信道联合估计算法 [J]. *信号处理*,2013,29(2):201-207.
- LI Q, LI H W, CAI B, et al. Joint frequency offset and channel estimation algorithm for OFDM [J]. *Journal of Signal Processing*, 2013, 29(2):201-207.
- [15] 刘毓,邓晓晔. OFDM 系统中一种改进的频偏估计算法 [J]. *西安邮电大学学报*,2013,18(2):62-65.
- LIU M, DENG X B. An improved frequency offset estimation algorithm for OFDM system [J]. *Journal of Xi'an University of Posts and Telecommunications*, 2013, 18(2):62-65.
- [16] LI Y, ZHANG L, JIA L. A new equalization method for

- OFDM system [C]. IEEE 2009 2nd International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System (PEITS), 2009: 287-290.
- [17] 高尚蕾,张治中,段浴,等. 5G 系统基于 PSS 和 SSS 联合频偏估计方法[J]. 光通信研究,2020(6):65-69.
GAO SH L, ZHANG ZH ZH, DUAN Y, et al. A joint frequency offset estimation method for 5G system based on PSS and SSS[J]. Study on Optical Communications, 2020(6): 65-69.
- [18] LIU P, LI B B, LU Z Y, et al. A blind time-parameters estimation scheme for OFDM in multi-path channel[C]. Proceedings of the 2005 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2005:242-247.
- [19] MA S D, PAN X Y, YANG G H, NG T S. Blind symbol synchronization based on cyclic prefix for OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(4):1746-1751.
- [20] 刘玉媛,曾上游. LTE 同步技术频偏估计理论研究[J]. 广西师范大学学报(自然科学版), 2016, 34(4): 32-37.
LIU Y Y, ZENG SH Y. Theoretical study on frequency offset estimation of LTE synchronization technology[J]. Journal of Guangxi Normal University (Natural Science Edition), 2016, 34(4): 32-37.
- [21] 3GPP. TS 38. 141 NR, Base Station (BS) conformance

testing [S]. Spokane, US: 3GPP Organizational Partners, 2020.

作者简介



赵文超, 2019 年于唐山学院获得学士学位,现为中北大学硕士研究生,主要研究方向为 5G 移动通信测试技术。

E-mail: wenchao18332969638@163.com

Zhao Wenchao received his B. Sc. degree from Tangshan University in 2019. Now he is a M. Sc. candidate at North University of China. His main research interest includes 5G mobile communication test technology.



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

Liu Zushen is a professorate senior engineer. His main research interests include microwave communication measurement technique and instrument.



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: xuhu1014@163.com

Xu Hu is a senior engineer, and his main research interest includes 5G mobile communication test technology.