

UFMC 系统的符号定时同步改进算法

余 翔, 周志义, 高燕妮

(重庆邮电大学 通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘 要: 在通用滤波多载波(UFMC)系统中,传统符号定时同步算法精度较低,适用性较差。为此,根据 UFMC 符号的特性,提出一种改进的符号定时同步算法。通过分析训练符号得出首尾数据之和等于中间数据的特性,参考传统算法利用数据的重复特性,结合两者来增加训练符号数据的利用率并减小噪声的影响。同时,加入滑动平均窗操作以改善平台效应。仿真结果表明,相对基于 S&C 的符号同步算法,该算法符号定时更精确,具有更平滑的定时测度函数曲线以及更低的均方根误差。

关键词: 通用滤波多载波; 符号定时同步; 训练序列; S&C 算法; 定时测度函数

中文引用格式: 余 翔,周志义,高燕妮. UFMC 系统的符号定时同步改进算法[J]. 计算机工程,2018,44(11):105-108,114.

英文引用格式: YU Xiang, ZHOU Zhiyi, GAO Yanni. Improved symbol timing synchronization algorithm for UFMC system[J]. Computer Engineering, 2018, 44(11): 105-108, 114.

Improved Symbol Timing Synchronization Algorithm for UFMC System

YU Xiang, ZHOU Zhiyi, GAO Yanni

(School of Communication and Information Engineering,
Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

[Abstract] Aiming at the problem of low precision and poor applicability of traditional symbol timing synchronization algorithm in Universal Filtered Multi-Carrier (UFMC) system, an improved symbol timing synchronization algorithm is proposed according to the characteristics of UFMC symbols. After analyzing the training symbols, the characteristic is get that the sum of the first part and the last part is equal to the middle part. By referring to the characteristics of data duplication in traditional algorithms, the utilization rate of the training symbols data is increased and the influence of noise is reduced by combining the two characteristics. At the same time, sliding average window operation is added to improve the platform effect. Simulation results show that compared with S&C based symbol synchronization algorithm, this algorithm has more accurate symbol timing, smoother timing measure function curve and lower root mean square error.

[Key words] Universal Filtered Multi-Carrier (UFMC); symbol timing synchronization; training sequences; S&C algorithm; timing measure function

DOI: 10.19678/j.issn.1000-3428.0049006

0 概述

随着智能终端的发展以及新技术和新业务的不断出现,正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术已经不能满足 5G 系统中多样化业务、高频谱效率、海量连接等系统要求^[1]。因此,为更好地支撑 5G 的各种应用场景,同时考虑到低时延、零碎频谱的使用、非严格同步以及在高速情况下系统的鲁棒性等,业界提出多种新型多载波技术,UFMC(Universal Filtered Multi-Carrier)^[2-5]技术是其中的典型代表。UFMC 是为了替代 CP-OFDM 而被提出的一种新型多载波技术^[6-8],它基于

OFDM 和 FBMC 技术,继承了 OFDM 的低复杂性和易实现的特性以及 FBMC 的滤波机制,具有较低的带外泄漏,因此,其可以减小保护带开销。

同步技术是通信系统设计时的重点,对于接收端而言,只有精确的同步才能保证正确恢复出数据。虽然 UFMC 系统在定时有偏差的情况下具有鲁棒性,但是较大的定时偏差会造成 ISI(Inter Symbol Interference)、ICI(Inter Carrier Interference)、IBI(Inter Band Interference)^[9-10],从而导致 UFMC 系统性能恶化。近年来,随着对 OFDM、FBMC 系统的大量研究,关于符号定时同步的研究成果较多,方法也较成熟,而针对 UFMC 系统的符号同步算法相对较

基金项目: 国家科技重大专项“低功耗大连接 5G 系统概念样机研发”(2017ZX03001004-004)。

作者简介: 余 翔(1969—),男,副教授,主研方向为通信网与交换技术、下一代网络技术;周志义、高燕妮,硕士研究生。

收稿日期: 2017-10-19 **修回日期:** 2017-11-21 **E-mail:** zhiyi1048@foxmail.com

少。文献[11-13]分别提出 OFDM 系统中 3 种经典的符号定时同步算法,其中, Park 算法^[12]和 Minn 算法^[13]由于 UPMC 系统自身特性的原因而无法引用到该系统。虽然 S & C 算法^[11]可以被引用,但是引用后产生的平台效应会降低定时估计的精确度,且符号数据的利用率较低。文献[14]提出 UPMC 系统的符号定时同步算法,其基于 S & C 算法的设计思想,通过发送 2 个相同的训练符号,利用他们的重复性进行定时估计。该算法具有较高的精确度,但是由于使用了 2 个符号进行定时估计,导致同步的开销较大。文献[15]通过构建具有延迟冗余的训练序列,提出一种相关性计算的滑动窗方法以进行定时估计,虽然其增加了数据的利用率,但由于前后两部分数据不是完全相同,导致该方法精确度较低。

为解决传统符号定时同步算法在 UPMC 系统中精度较低、适用性较差的问题,本文提出一种基于训练序列的改进算法。该算法在时域上生成一个具有延迟冗余的训练序列,除参考传统符号同步算法利用数据的重复特性外,还利用首尾数据之和等于中间数据的特性,以增加训练符号数据的利用率,减小噪声的影响,最后通过加入滑动平均窗抑制平台效应并提升算法的精确度。

1 UPMC 系统模型

UPMC 系统模型如图 1 所示。

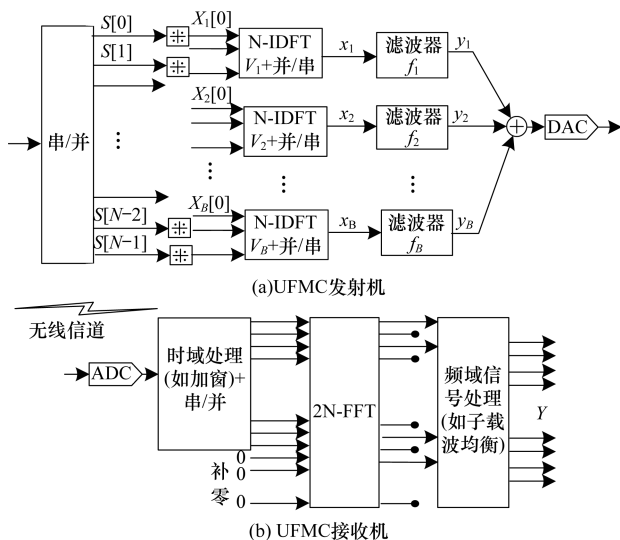


图 1 UPMC 系统模型

首先将输入数据进行串并转换,形成 N 路并行数据流,然后将这 N 路并行数据流划分为 B 个子带信号,对每个子带进行 N 点的离散傅里叶逆变换 (Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT),从而实现频域信号 X_i 到时域信号 x_i 的转变。该过程数学描述表示为^[16]:

$$x_i(n) = \frac{1}{N} \sum_{k \in S_i} X_i(k) e^{j2\pi kn/N} \quad (1)$$

其中, N 表示 IDFT 点数, i 表示 UPMC 子带序号, S_i 表示子带 i 中所有子载波的集合, k 表示集合 S_i 中的第 k 个子载波, n 表示时间索引。

最后,对每个子带进行单独滤波,UPMC 子带信号 x_i 经过滤波操作的数学表达式为:

$$y_i(n) = x_i * f_i = \sum_{l=-\infty}^{\infty} x_i(l) f_i(n-l), 0 \leq n \leq N+L-2 \quad (2)$$

其中, $*$ 表示线性卷积操作, $f_i(\cdot)$ 表示子带 i 的滤波冲击响应函数,其满足 $\sum_{n=0}^{L-1} |f_i(n)|^2 = 1$, L 表示子带滤波器的长度。

2 基于 S & C 算法的符号同步算法

S & C 算法是由 Schmidl & Cox 提出的一种经典符号同步算法,该算法通过一个前后两部分重复、独特的符号进行定时同步。将 S & C 算法引用到 UPMC 系统中,为得到具有延迟冗余的训练序列,在偶载波上传输长度为 $N/2$ 的 PN 序列,在奇载波上传输 0,经过 UPMC 基带处理后的符号有两部分重复的数据,其结构如图 2 所示。

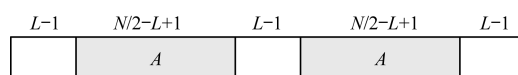


图 2 基于 S & C 算法的训练符号结构

基于 S & C 算法的 UPMC 符号同步算法利用训练序列中重复数据进行相关性计算,在该训练序列结构中,用于同步的数据结构可以表示为:

$$T_{sc} = [A_{N/2-L+1} \quad A_{N/2-L+1}] \quad (3)$$

其中, $A_{N/2-L+1}$ 表示用于同步的训练序列,其持续区间为 $[L, N/2-1]$ 。

定时度量函数为:

$$M_{sc}(d) = \frac{|P_{sc}(d)|^2}{(R_{sc}(d))^2} \quad (4)$$

其中, $P_{sc}(d)$ 表示 d 时刻相关性计算的总和, $R_{sc}(d)$ 表示 d 时刻数据能量。两者计算公式如下:

$$P_{sc}(d) = \sum_{k=L-1}^{N/2-1} r(d+k) r^*(d + \frac{N}{2} + k) \quad (5)$$

$$R_{sc}(d) = \sum_{k=L-1}^{N/2-1} |r(d+k)|^2 \quad (6)$$

其中, $(\cdot)^*$ 表示共轭。

最佳定时估计位置判定规则为:先设定一个阈值 0.9, $M_{sc}(d)$ 取最大值的 0.9 倍处的 2 个采样点,然后取这 2 点的中间采样点 d 作为定时估计位置。

在 OFDM 系统中,由于引入了 CP (Cyclic Prefix) 的原因,在采用 S & C 算法进行定时估计时定时测度函数会产生平台效应。虽然 UPMC 系统没有采用 CP,但是其使用了滤波器,导致定时测度函数 M_{sc} 的曲线也会产生平台效应,且训练符号数据的利用率较低。

3 改进的 UFMC 符号同步算法

本文采用的训练符号结构是在 S & C 算法结构基础上进行的改进,如图 3 所示。

$L-1$	$N/2-L+1$	$L-1$	$N/2-L+1$	$L-1$
s_1	s_2	s_3	s_4	s_5

图 3 改进算法训练符号结构

将训练序列划分成 5 个部分,分别为 $s_1 \sim s_5$ 。基于 S & C 的符号同步算法只用到了 s_2 和 s_4 数据部分,而本文改进算法会用到所有数据。在本文算法的训练符号结构中,用于同步的数据结构可表示为:

$$T_{\text{pro}} = [s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4 \ s_5] \quad (7)$$

由于 Zadoff-Chu (ZC) 序列具有恒包络性、良好的互相关性、低峰均比特性、傅里叶变换后仍然是 ZC 序列等特性,因此本文将在偶载波上传输 ZC 序列,在奇载波上传输 0,表达式为:

$$x_u(n) = e^{j\pi un^2/N_{zc}}, 0 \leq n \leq N_{zc} - 1 \quad (8)$$

其中, N_{zc} 为 ZC 序列的长度, u 是与 N_{zc} 互质的正整数。

本文将使用所有的数据进行符号定时估计,在没有噪声的情况下, $s_2 = s_4$, $s_3 = s_1 + s_5$,根据这 2 个关系式可以进行相关性计算,即 s_2 和 s_4 间相关性计算以及 $s_1 + s_5$ 和 s_3 间相关性计算,然后结合两部分的相关性计算结果并进行能量归一化,即可得到定时测度函数。

下面对关系式 $s_3 = s_1 + s_5$ 进行证明:

在偶载波传输数据、奇载波传输 0 的情况下,IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 之后可以得到前后两部分相同的数据,时域表达式为:

$$x(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X(n) e^{j2\pi kn/N}, k=0,1,\dots,N-1 \quad (9)$$

其中,

$$X(n) = \begin{cases} x_{zc}, n \text{ 为偶数} \\ 0, n \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (10)$$

前后两部分数据分别表示为:

1) 前面 $\frac{N}{2}$ 个数据:

$$x(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X(n) e^{j2\pi kn/N}, k=0,1,\dots,N-1 \quad (11)$$

2) 后面 $\frac{N}{2}$ 个数据:

$$x(k + \frac{N}{2}) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X(n) e^{j2\pi kn/N} \cdot e^{j\pi n} \quad (12)$$

其中, $e^{j\pi n}$ 在 n 为偶数时值为 1, n 为奇数时值为 -1。因此,在偶载波输入数据、奇载波输入 0 时,满足:

$$x(k) = x(k + \frac{N}{2})$$

在 IFFT 变换后,再对子带进行滤波,其数学表达式为(只分析一个子带):

$$y(n) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} x(l) f(n-l), 0 \leq n \leq N+L-2 \quad (13)$$

当 $0 \leq n \leq L-2$ 时, s_1 、 s_3 和 s_5 可分别表示为:

$$s_1(n) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} x(l) f(n-l) \quad (14)$$

$$s_3(n + \frac{N}{2}) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} x(l) f(n + \frac{N}{2} - l) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} x(l + \frac{N}{2}) f(n-l) \quad (15)$$

$$s_5(n + N) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} x(l) f(n + N - l) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} x(l + N) f(n-l) \quad (16)$$

因此,可得:

$$s_1 + s_5 = \sum_{l=-\infty}^{\infty} [x(l) + x(l + N)] f(n-l) \quad (17)$$

由前文推导的条件 $x(k) = x(k + \frac{N}{2})$,可知:

$$\begin{aligned} s_1 + s_5 &= \sum_{l=-\infty}^0 x(l + N) f(n-l) + \sum_{l=1}^{\infty} x(l) f(n-l) = \\ &= \sum_{l=-\infty}^0 x(l + \frac{N}{2}) f(n-l) + \sum_{l=1}^{\infty} x(l + \frac{N}{2}) f(n-l) = \\ &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} x(l + \frac{N}{2}) f(n-l) = s_3 \end{aligned} \quad (18)$$

基于前文分析的训练序列结构关系,本文将对 s_2 和 s_4 之间、 $s_1 + s_5$ 和 s_3 之间进行相关性计算。定时度量函数表示为:

$$M_{\text{pro}}(d) = \frac{|P_{\text{sc}}(d) + P_{\text{add}}(d)|^2}{(R_{\text{sc}}(d) + R_{\text{add}}(d))^2} \quad (19)$$

其中,

$$P_{\text{add}}(d) = \sum_{k=0}^{L-2} [r(d+k) + r(d+N+k)] r^*(d + \frac{N}{2} + k) \quad (20)$$

$$R_{\text{add}}(d) = \sum_{k=0}^{L-2} \left| r(d + \frac{N}{2} + k) \right|^2 \quad (21)$$

UFMC 符号由于滤波器的影响,将会导致定时度量函数产生平台效应。为降低平台效应对该算法的影响并得到更准确的定时位置,本文将上述相关结果进行滑动平均处理,取滑动窗的长度为 $L_w = L-1$,则滑动平均算法可表示为:

$$\overline{M}(d) = \frac{1}{L_w} \sum_{m=0}^{L_w-1} M_{\text{pro}}(d) \quad (22)$$

对平台进行滑动平均处理,使峰值平台获得更陡的峰,有利于定时位置的判定。判定条件表示为:

$$d_{\text{max}} = \arg \max_d \overline{M}(d) \quad (23)$$

当 $\overline{M}(d)$ 取得最大值时相对应的 d_{max} 即为最佳定时估计的位置。本文算法采用一个特殊的训练序列,然后根据 UFMC 符号的特性增加用于相关性计

算的数据,使得其在低信噪比下具有更好的性能。另外,针对由 UPMC 滤波而导致的平台效应,采用滑动平均的方法使峰值平台获得更陡的峰,有利于定时位置的判定。

UPMC 系统本身所具有的特性使得符号定时估计无需非常精准的定位。本文算法虽然不能准确地定位到实际的起始点,但相对基于 S&C 算法估计的位置,本文算法更接近于实际的起始位置,且具有更小的误比特率。

4 仿真结果与分析

本节将通过仿真来验证本文同步算法的性能,仿真参数设置如表 1 所示。

表 1 仿真参数设置

参数名称	取值
FFT 点数(N)	512
占用子载波数	120
子带数	10
子载波数/子带	12
滤波器类型	Chebyshev Filter
滤波器长度(L)	65
旁瓣衰减系数(α)/dB	40
信道模型	AWGN
调制方式	QPSK

图 4 所示为在信噪比为 15 dB 的 AWGN 信道下,基于 S&C 算法和本文改进算法的定时度量函数仿真结果。从图 4 可以看出,本文算法由于采用了更多的数据以及进行了滑动平均窗的处理,使得峰值更平滑,曲线更陡峭,表明其有利于定时位置的判定。

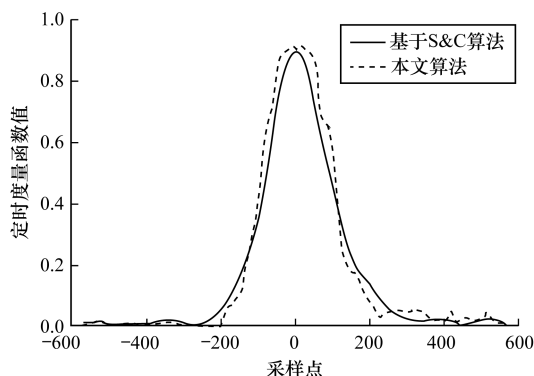


图 4 2 种算法的定时度量函数曲线

图 5 所示为 2 种算法在不同信噪比下定时估计值与实际值的均方根误差。从图 5 可以看出,随着信噪比的增加,基于 S&C 算法和本文算法的均方根误差都有所下降,当 SNR > 15 dB 时,2 种算法的均方根误差曲线趋于平缓,不再下降。但是,在信噪比增加的整个过程中,本文算法的均方根误差都要比基于 S&C 算法低,验证了本文算法性能的优越性。

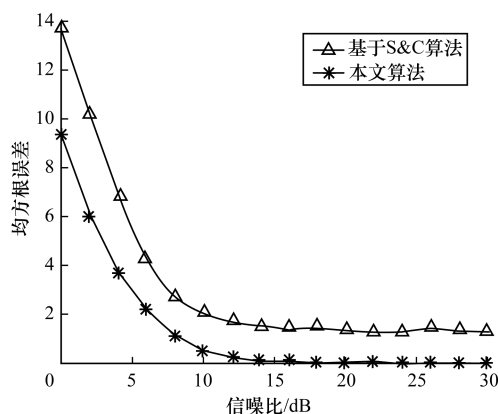


图 5 2 种算法在不同信噪比下的定时估计均方根误差

5 结束语

在 UPMC 系统中,传统的符号定时同步算法的适用性较差、精度较低。为此,本文提出一种基于训练序列的符号定时同步改进算法。在时域上生成一个具有延迟冗余的训练序列,根据传统定时同步算法的设计思想进行相关性检测,除参考传统符号同步算法利用数据的重复特性外,还利用首尾数据之和等于中间数据的特性,增加了训练符号数据的利用率并减小了噪声的影响。为减小平台效应的影响,采用滑动平均的方法使定时度量函数曲线更陡峭。仿真结果表明,相对基于 S&C 算法,该算法具有更好的定时估计性能。

参考文献

- [1] IMT-2020(5G)推进组. 5G 无线技术架构白皮书[R]. 北京, 2015.
- [2] VAKILIAN V, WILD T, SCHAICH F, et al. Universal-filtered multi-carrier technique for wireless systems beyond LTE[C]//Proceedings of 2013 IEEE Globecom Workshops. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2013: 223-228.
- [3] SCHAICH F, WILD T, CHEN Y. Waveform contenders for 5G-suitability for short packet and low latency transmissions[C]//Proceedings of 2014 IEEE Vehicular Technology Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2014: 1-5.
- [4] WUNDER G, JUNG P, KASPARICK M, et al. 5GNOW: non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 97-105.
- [5] SCHAICH F, WILD T. Relaxed synchronization support of universal filtered multi-carrier including autonomous timing advance[C]//Proceedings of 2014 IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2014: 203-208.

(下转第 114 页)

5 结束语

本文研究声源测向问题,提出一种基于莱温伯格-马夸特的测向算法 LM。该算法能够较好地解决 TDOA 测量噪声干扰测向精度的问题,并且避免 Taylor 算法对初值要求较高及结果不收敛的现象。实验结果表明,相对 LLS 算法、Taylor 算法,该算法性能优越,能够达到克拉姆-拉奥下界。但在某些环境下,若声速偏差较大会严重干扰本文算法的测向精度,解决该问题将是今后的研究重点。

参考文献

- [1] FERGUSON B G, CRISWICK L G, LO K W. Locating far-field impulsive sound sources in air by triangulation[J]. Journal of the Acoustical Society of America, 2002, 111(1): 104-116.
- [2] 孙仲康, 郭福成, 冯道旺. 单站无源定位跟踪技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [3] VAKULYA G, SIMON G. Fast adaptive acoustic localization for sensor networks[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2011, 60(5): 1820-1829.
- [4] BERDUGO B, DORON M A, ROSENHOUSE J, et al. On direction finding of an emitting source from time delays[J]. Journal of the Acoustical Society of America, 2007, 105(6): 3355-3363.
- [5] MENNITT D J. Multiarray passive acoustic localization and tracking [EB/OL]. [2017-08-10]. <http://pdfs.semanticscholar.org/1a0c/fc522921348a3f7f3d01e3b62209ee17fbd4.pdf>.
- [6] CUI X X, YU K G, LU S S. Direction finding for transient acoustic source based on biased TDOA measurement[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2016, 65(3): 2442-2453.
- [7] CUI X X, YU K G, LU S S. Evolutionary TDOA-based direction finding methods with 3-D acoustic array[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2015, 64(6): 2347-2359.
- [8] FOY W H. Position-location solutions by Tator-series estimation[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Sytems, 1976, 12(2): 187-194.
- [9] 张令文, 谈振辉. 基于泰勒级数展开的蜂窝 TDOA 定位新算法[J]. 通信学报, 2007, 28(6): 7-11.
- [10] 方 姝, 倪育德, 刘 逸, 等. 基于最小二乘与 Taylor 级数展开的新型混合定位方法[J]. 计算机工程, 2015, 41(6): 316-321.
- [11] 张光澄, 王文娟, 韩红蕾. 非线性最优化计算方法[M]. 北京: 高等教育出版社, 2006.
- [12] YU K, SHARP I, GUO Y J. 地面无线定位技术[M]. 崔逊学, 汪 涛, 译. 北京: 电子工业出版社, 2012.
- [13] MARQUARDT D. Algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters [J]. SIAM Journal on Applied Mathematics, 1963, 11: 431-441.
- [14] CHAN Y, HO K. A simple and efficient estimator for hyperbolic location [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(8): 1905-1915.
- [15] POISEL R A. 电子战目标定位方法[M]. 王沙飞, 田中成, 译. 北京: 电子工业出版社, 2008.
- [16] NIELSEN R O. Estimation of azimuth and elevation angles for a plane wave sine wave with a 3-D array[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(11): 3274-3276.

编辑 吴云芳

(上接第 108 页)

- [6] WILD T, SCHAICH F, CHEN Y. 5G air interference design based on universal filtered OFDM [C]// Proceedings of 2014 IEEE International Conference on Digital Signal Processing. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2014: 699-704.
- [7] 谢显中. 第 5 代移动通信基本要求与新型多址复用技术[J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版), 2015, 27(4): 434-440.
- [8] 尤肖虎, 潘志文, 高西奇, 等. 5G 移动通信发展趋势与若干关键技术[J]. 中国科学: 信息科学, 2014, 44(5): 551-563.
- [9] WANG X, WLID T, SCHAICH F. Universal filtered multi-carrier with leakage-based filter optimization [C]// Proceedings of 2014 IEEE European Wireless Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2014: 1-5.
- [10] WANG X, WLID T, SCHAICH F. Filter optimization for carrier-frequency and timing-offset in universal filtered multi-carrier systems [C]// Proceedings of 2014 IEEE Vehicular Technology Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2014: 1-6.
- [11] SCHMIDL T M, COX D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM [J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(12): 1613-1621.
- [12] CHO Y H, PARK D J. Timing estimation based on statistical change of symmetric corr-elator for OFDM systems [J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(2): 397-400.
- [13] MINN H, ZENG M, BHARGAVA V K. On timing offset estimation for OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2000, 4(7): 242-244.
- [14] WANG X, SCHAICH F. Channel estimation and equalization for 5G wireless communication systems [D]. Stuttgart, Germany: University of Stuttgart, 2014.
- [15] CHO H, YAN Y, CHANG G K, et al. Asynchronous multi-user uplink transmissions for 5G with UFMC waveform [C]// Proceedings of Wireless Communications and Networking Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2017: 1-5.
- [16] 席思雨. 面向小包传输的通用滤波多载波复用技术研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2017.

编辑 吴云芳