

面向 B5G/6G 的 GFDM 信号高精度测距与定位研究

苏林林, 陈 亮, 陈菲菲, 周 鑫, 焦振航, 刘钊良

(武汉大学测绘遥感信息工程国家重点实验室, 湖北武汉 430079)

摘要: 广义频分复用(Generalized Frequency Division Multiplexing, GFDM)技术是在正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术基础上发展而来的一种新的多载波调制技术,其特点是子载波非正交以及具有灵活的时频资源配置. GFDM作为目前研究的主流波形,有望成为 B5G(Beyond Fifth-Generation)或者 6G(Sixth-Generation)时代移动通信技术的新的波形设计. 本文提出了基于 GFDM 信号的高精度载波测距方法,其主要包括 GFDM 信号粗同步、导频检测、多径提取、首径获取、延迟跟踪和载波相位测距等步骤. 在此基础上,利用 GFDM 信号测距信息进行了室内定位性能评估. 在典型室内会议场景下搭建了实测平台并对上述方法进行了验证. 测试结果表明,通过所提方法,利用 GFDM 信号测距精度达到 1.1 m(95%),定位精度优于 2 m,相比于相同带宽的 OFDM 信号测距性能提高了 21%. 本文研究将为下一代移动通信室内定位技术提供有益参考.

关键词: 无线室内定位; 广义频分复用; 压缩感知; 载波相位测距; 到达时间差

中图分类号: TN929.5; TN961

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2022)04-0849-11

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20211185

Research on High Precision Ranging and Positioning Based on GFDM Signal for B5G/6G

SU Lin-lin, CHEN Liang, CHEN Fei-fei, ZHOU Xin, JIAO Zhen-hang, LIU Zhao-liang

(State Key Laboratory of Information Engineering in Surveying, Mapping and Remote Sensing, Wuhan University, Wuhan, Hubei 430079, China)

Abstract: Generalized frequency division multiplexing(GFDM) is a novel multi-carrier modulation technology with the characteristics of subcarrier non-orthogonality and flexibility of time-frequency resources. GFDM is expected to become a new waveform design of mobile communication technology in the beyond fifth-generation(B5G) or sixth-generation(6G) era. This paper proposes a high-precision carrier ranging method based on GFDM signal, which mainly includes steps of coarse synchronization, pilot detection, multipath extraction, first path acquisition, delay tracking and carrier phase ranging. To verify the above-mentioned method, we built an experimental platform in typical indoor meeting scenarios. Test results showed that using GFDM signals the probability of ranging accuracy within 1.1 m is 95%, which is 21% better than the ranging performance of OFDM signals with the same bandwidth. In addition, the positioning error interval of GFDM is within 2 m. The research in this paper provides a useful reference for next-generation mobile communication indoor positioning technology.

Key words: wireless indoor positioning; generalized frequency division multiplexing; compressed sensing; carrier phase ranging; time difference of arrival

1 引言

随着社会的发展,人们的通信需求不断提高,无线信号的应用场景不断增加. 无线通信技术从 19 世纪 80 年代的蜂窝式模拟移动通信(1G)、基于时分多址(Time Division Multiple Access, TDMA)的 GSM(2G)、基于码分

多址(Code Division Multiple Access, CDMA)的 3G、在 3G 基础上通过技术迭代慢慢达到的 4G 长期演进技术(Long Term Evolution, LTE),发展到现在的 5G 新空口(New Radio, NR). 目前 5G 技术已经在全球范围内大规模部署,但是 5G 技术无法满足人们对 2030 年之后的未

收稿日期: 2021-08-31; 修回日期: 2022-01-10; 责任编辑: 李越

基金项目: 国家自然科学基金(No.42171417); 湖北省重点研发计划(No.2021BAA166); 湖北珞珈实验室专项基金; 武汉大学测绘遥感信息工程国家重点实验室自主科研基金

来网络需求^[1],因此第六代(6G)无线通信网络的研究正在全球兴起. 通信的信号波形也经历了从单载波到多载波的变革. 目前,4G LTE和5G NR都是采用正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)信号作为基本信号波形,相比传统的单载波调制技术,OFDM的频谱利用率会更高,并且OFDM调制能有效抑制室内环境产生的多径效应^[2],此外OFDM信号调制、解调过程可以通过反傅里叶变换和傅里叶变换来实现,这2种变换均易于实现.

当前蜂窝移动通信系统均是采用OFDM作为物理层调制方案,但是面对未来B5G/6G时代的某些特定的通信场景,例如大规模机器通信(massive Machine Type Communication, mMTC)、超可靠低时延通信(Ultra-Reliable and Low Latency Communications, URLLC)、车载通信(Vehicle-to-Vehicle, V2V),OFDM技术难以满足需求. OFDM是一种典型的正交多载波调制系统,严格的时间同步才能保证其解调结果的准确,但会大大增加系统功耗,这与MTC和机器对机器(Machine to Machine, M2M)^[3]低功耗的要求背道而驰. 此外,每个OFDM符号都需要一个循环前缀(Cyclic Prefix, CP),这首先会影响信号时延,不能满足URLLC场景的低时延要求^[4],此外,当一个OFDM符号很短时,CP的存在极大降低了该调制方式的频谱利用率,导致OFDM调制不适用于V2V^[5]等要求符号长度短的场景中. 并且未来通信的可用带宽越来越有限,而OFDM波形的带外幅值较高^[6]其对动态频谱访问^[7]提出了挑战.

相比较而言,广义频分复用(Generalized Frequency Division Multiplexing, GFDM)^[8]可在很大程度上解决OFDM在上述通信场景中遇到的问题. GFDM是基于块结构的传输系统,每个块在时域上包含若干个子符号,频域上包含多个子载波,块的时频资源大小在不同场景下可以灵活配置^[9],便于适应各种场景中数据的传输. 另外,因为每个GFDM块中包含多个子符号,多个子符号共用一个循环前缀,一方面可以提高频谱利用率,另一方面在MTC场景中,若多个用户需要宽松时间同步时,GFDM的循环前缀完全可以满足该要求. GFDM系统采用具有时频循环移位特性的成型滤波器,其有效选择可减小系统带宽辐射,使得GFDM更适用于空闲频带的检测与分配. 而且升余弦(Raise Cosine, RC)滤波器、根升余弦(Root Raise Cosine, RRC)滤波器等高旁瓣衰减的成型滤波器可以很好地降低GFDM系统子载波干扰,使系统对同步误差具有更高鲁棒性. 当然因为GFDM信号的子载波非正交的特性,需要增加接收端的解调复杂度^[10]解决此问题.

综上所述,GFDM技术相较于OFDM技术^[11]有很多优势,有望成为未来B5G/6G时代蜂窝通信的物理层调

制方案^[12],而移动通信技术的发展也为基于机会信号(Signal of Opportunity, SOP)的室内定位发展提供了新的机遇. 为用户提供准确的定位服务成为了未来无线通信技术^[13]的必然趋势. 因此本文就GFDM信号^[14]无线定位^[15]性能进行了研究,提出了一种基于载波相位的高精度时延估计技术. 首先,介绍GFDM信号模型及其调制解调原理,并给出GFDM信号的仿真参数;其次,对GFDM接收信号进行粗同步和导频获取;接着,利用压缩感知技术来估计多径时延,获得首径到达时间;然后,利用差分信道功率平衡时延技术,对首径位置结果进一步修正,并用载波相位测距技术得到测距结果;最后,为了验证算法的有效性,搭建了测距定位平台,真实场景下GFDM的测距精度高于OFDM,GFDM的定位精度在2 m以内.

2 GFDM基本理论

2.1 GFDM系统模型

GFDM系统的收发系统如图1所示. 在发射端,编码后的数据经过映射,串并转化后进入相应的调制器,调制后添加循环前缀,经过无线信道发射出去. 接收端接收到信号后,首先对接收信号进行同步,找到符号起始位置,然后去除循环前缀,进行解调,解调后解除映射,获得编码的数据流. 总体上与OFDM系统的框架图相似,不同之处是使用的调制解调器.

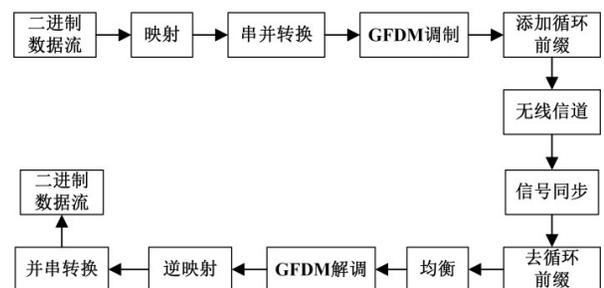


图1 典型GFDM收发系统框图

2.2 GFDM信号的调制解调

在无线通信系统设计中,GFDM是一种新的物理层调制方案. 它作为一种非正交子载波调制方案,是在OFDM调制基础上的进一步发展,系统结构非常灵活,可以在很大程度上改善OFDM由于子载波正交带来的不足. 与OFDM不同,GFDM是基于块状结构进行调制的, d 为GFDM调制的一个数据块,包含频域上 K 个子载波,时域上 M 个子符号,块中的各元素 $d_{k,m}$ 对应于在第 k 个子载波, m 个子符号上传输的数据,共有 $K \times M$ 即 N 个元素. 块中子载波经过时域和频域上的循环移位滤波器 $g_{k,m}[n]$ 滤波. 下式(1)中 mod 是取余函数.

$$g_{k,m}[n] = g[(n - mK) \bmod N] \cdot e^{j2\pi kn/K} \quad (1)$$

根据 GFDM 的数据结构和滤波器的结构,可以得到 GFDM 的传输信号^[16],如式(2),其中 $n=0, 1, \dots, N-1$.

$$x[n] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} d_{k,m} g_{k,m}[n] \quad (2)$$

式(2)中描述的 GFDM 信号还可以表示为

$$x = \mathbf{R}d \quad (3)$$

其中, \mathbf{R} 是一个 $N \times N$ 的矩阵,被称为 GFDM 调制矩阵,其结构可以表示为

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} g_{0,0}[0] & \cdots & g_{K-1,M-1}[0] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{0,0}[N-1] & \cdots & g_{K-1,M-1}[N-1] \end{bmatrix} \quad (4)$$

当 $K=16, M=7$, RC 滤波器的滚降系数为 0.1 时, GFDM 的调制矩阵整体如图 2 所示,从图中可以看出调制矩阵具有时频循环移位特性。

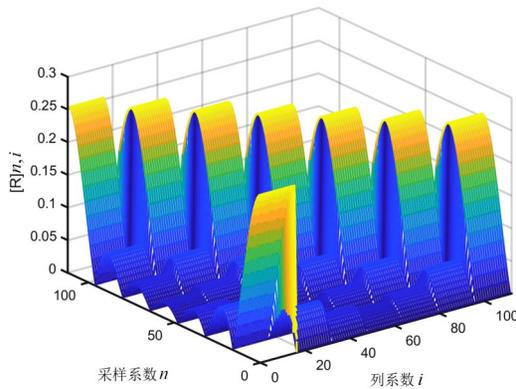


图 2 GFDM 调制矩阵

数据经过 GFDM 调制后,通过添加 CP 来抑制符号间干扰 (ISI). GFDM 是在一个数据块即多个子符号的前面加一个循环前缀,与 OFDM 的一个符号前面加一个循环前缀相比,大大提升了频谱效率。

发射信号被接收机接收后,假设具有理想的信道状态以及收发机同步,去除循环前缀后信号可以表示为公式(5). 其中 \mathbf{H} 是一个 $N \times N$ 的脉冲响应矩阵,其表达形式如式(6)所示,和调制矩阵 \mathbf{R} 类似,也具有循环特性. 矩阵 \mathbf{H} 的第一列是时域信道脉冲响应,而后面的每一列均为第一列的循环移位. w 为高斯白噪声.

$$y = \mathbf{H}x + w \quad (5)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{0,0}[0] & \cdots & h_{K-1,M-1}[0] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{0,0}[N-1] & \cdots & h_{K-1,M-1}[N-1] \end{bmatrix} \quad (6)$$

接着,为消除信道对接收信号的影响,采用迫零均衡方法对信道均衡,则有

$$\begin{aligned} z &= \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{H}x + w) \\ &= \mathbf{H}^{-1}\mathbf{H}\mathbf{R}d + \mathbf{H}^{-1}w \\ &= \mathbf{R}d + \bar{w} \end{aligned} \quad (7)$$

均衡后的数据进入接收机并进行解调. 本文采用的接收机是迫零 (Zero Forcing, ZF) 接收机, ZF 接收机的性能在低信噪比情况下表现较好,并且具有良好的干扰消除性能. 实验中接收天线大于发射天线,因此迫零加权矩阵 \mathbf{W}_{ZF} 如式(8)所示. 接收信号与迫零加权矩阵相乘后得到 \hat{d} ,如式(9)所示,再进行后续解调.

$$\mathbf{W}_{ZF} = (\mathbf{R}^H \mathbf{R})^{-1} \mathbf{R}^H = \mathbf{R}^{-1} \quad (8)$$

$$\hat{d} = \mathbf{W}_{ZF} \cdot z \quad (9)$$

2.3 GFDM 与 OFDM 信号的测距性能对比分析

为了在理论上验证 GFDM 信号在测距定位性能上的表现,本小节利用蒙特卡洛仿真对 GFDM 信号的一些性能进行了分析验证,并与 OFDM 信号对比. 首先对 GFDM 和 OFDM 信号^[17]的功率谱密度进行了仿真对比,仿真参数如表 1 所示,仿真结果如图 3 所示. 从结果图中可以看出 GFDM 的旁瓣衰减大约为 48 dB,而 OFDM 的旁瓣衰减大约为 33 dB,可见 GFDM 对带外辐射具有更高的抑制能力。

表 1 仿真信号参数

参数	设定值
OFDM 载波数	512
OFDM 符号数	15
GFDM 子载波数	512
GFDM 子符号数	15
GFDM 滤波器	RC 滤波器
GFDM 滤波器滚降系数	0.1
循环前缀长度	128
映射方式	4QAM

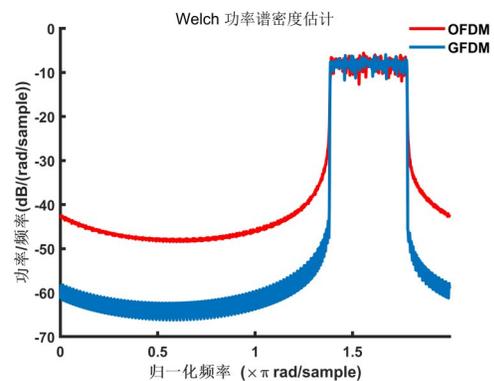


图 3 GFDM 和 OFDM 的功率谱密度

与 OFDM 相比, GFDM 在信号调制解调时多了一个脉冲成形滤波器,具有更强的带外辐射抑制能力. 高旁瓣衰减的成形滤波器^[18]还可以降低 GFDM 系统的子载波干扰,使得系统对同步误差具有更好的鲁棒性。

GFDM 信号具有多个子符号共享一个循环前缀的特点,与 OFDM 信号相比具有更高的频谱效率. 另外 GFDM 的 CP 长度是 256, 而 OFDM 信号的 CP 长度是 128. 当从同样数据长度的 2 个信号中提取导频进行后续的时延估计时, CP 长度越长, 信号的抗多径干扰的能力就越强, 可以显著减少 ISI 和 ICI 的干扰, 有利于提升测距定位精度.

针对本文实验的信号结构大小而言, 两个信号的采样率、带宽、一个导频占用的子载波个数(32个)和一个符号(子符号)上的子载波个数(512)都相同, OFDM 的 CP 长度是 128, GFDM 的 CP 长度是 256. 提取导频的原则是 OFDM 信号是每 6 个符号提取一次导频, 6 个符号的长度是 $(512 + 128) \times 6 = 3840$; GFDM 信号的一个符号中包含 7 个子符号, 一个符号长度是 $512 \times 7 + 256 = 3840$, 每一个符号提取一次导频. 保证 2 个信号在同样长度下提取出同样长度的导频. 2 个信号的导频周围的 CP 长度分别是 128 和 256, GFDM 信号的 CP 长度更大. CP 长度越长, 信号的抗噪声、抗多径干扰的能力就越强, 这样也会显著减少 ISI 和 ICI 的干扰, 提升测距定位精度.

3 基于 GFDM 的高精度时延估计

3.1 信号粗同步

基于 GFDM 的高精度时延估计算法, 目的是尽可能准确找到信号的直达路径分量, 获得直达路径到达时间. 为了实现高精度的时延估计, 需要在图 1 的典型 GFDM 收发系统基础上增加插入导频与提取导频的环节, 利用解调后的导频数据实现分数采样点的直达路径时延估计. 在数据预处理主要包括粗同步、GFDM 解调和导频提取. 粗同步是基于 CP 的延迟相关同步算法^[19]实现, 接收信号的最大自相关值表示采样信号的起始位置.

$$\Phi(l) = \sum_{n=0}^{n=N_{CP}-1} r(n+l)r^*(n+l+N) \quad (10)$$

其中, $r(l)$ 是接收信号; n 为相关滞后; N_{CP} 为样本中的 CP 的长度; $*$ 是对变量 r 取共轭. 符号初始位置索引可以描述为

$$\hat{\varepsilon}_{\max} = \operatorname{argmax} \Phi(l) \quad (11)$$

接着对频偏进行补偿后, 去除循环前缀, 使用 ZF 接收机对时域信号进行解调, 然后根据导频的位置获得接收信号的频域导频信息, 为后续信道获取所需的信道状态信息做铺垫.

3.2 信道获取

信道获取的目的是调整预处理阶段粗同步的结果, 得到一个更为准确的符号起始位置, 来作为信道追踪的初始值. 由于在室内环境下多径效应较为严重, 因

此首先要获得多径时延, 再得到首径的到达时间^[20]. 考虑到多径时延与粗同步过程得到的时延估计值接近, 首先以粗同步过程得到的时延估计为原点, 分别往前和往后截取小范围的时延作为捕获区域, 以便提高运行效率. 捕获区域 D_p 可以定义为 $D_p \triangleq [\varepsilon_{\max} - \rho/2, \varepsilon_{\max} + \rho/2]$. ρ 的长度需要包括信道延迟估计的大部分功率, 即

$$S_p \geq \Gamma_p \sum_{k=0}^{k=K-1} |\hat{h}_k|^2 \quad (12)$$

其中, Γ_p 为阈值; \hat{h}_k 为利用 LS 信道估计算法得到的时域信道脉冲响应 CIR.

为了同时估计无线信道中多径延迟和信道系数, 提出了一种频域多径捕获方法, 利用接收到的导频子载波序列 $r_x(p_k)$ 进行信号分解, 主要是利用傅里叶变换的时移特性, 将时域时延估计等价于频域相位估计问题. 因此, 无线信道下多径时延估计问题转化为找到能使接收到的导频和参考导频之间的误差最小的 h 和 τ , 即

$$\hat{h}_{mp, \hat{\tau}_{mp}} = \operatorname{argmin}_{h_{mp, \tau_{mp}}} \sum_{p_k \in P_k} \left\| r_x(p_k) - \sum_{mp} h_{mp} e^{j2\pi p_k \tau_{mp} / K} r_s(p_k) \right\| \quad (13)$$

其中, τ 位于捕获区域 D_p 内; ρ 的长度需要包含估计的信道延迟的最大功率; mp 是递归检测到的多径数; \hat{h}_{mp} 是估计的 CIR; p_k 是导频子载波的位置.

利用压缩感知算法^[21]来估计多径时延, 可以假设将搜索区域 D_p 划分成时间间隔为 $\Delta\tau$ 的时间延迟序列 $\gamma = [0, \Delta\tau, \dots, (N_\tau - 1)\Delta\tau] + \varepsilon_{\max} - \rho/2$, 其中 $N_\tau = \lfloor \rho/\Delta\tau \rfloor$, $\Delta\tau$ 的取值一般是 0.1~0.5 个码片, 则有对应的信号时延稀疏化表示为 $\{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{N_\tau}\}$, 而实际过程中, 多径 mp 是有限的, 因此, 信号的信道脉冲响应在时域内是稀疏的. 基于此, 构建测量矩阵 C , C 中列元素为 $c(p_k) = c(p_k) \cdot \exp(j2\pi p_k \gamma / N)$, 式(13)可以转换为

$$d = C \cdot h \quad (14)$$

$$\hat{h}_{q-1} = R_{q-1}^{-1} z_{q-1} \quad (15)$$

$$R_{q-1} = C_{S, q-1}^* C_{S, q-1} \quad (16)$$

$$z_{q-1} = C_{S, q-1}^* d \quad (17)$$

相应的残差向量可以通过式(18)进行计算, 即

$$r_{q-1} = d - C_{S, q-1} \hat{h}_{q-1} \quad (18)$$

在第 q 次迭代时, 算法从剩余列的集合中找到一个新的列, 记作 c_{S_q} , 其中列 S_q 是由式(19)得到, 即

$$S_q = \operatorname{argmax}_{j \in I_{q-1}} |c_j^* h_{q-1}|^2 \quad (19)$$

选择新列 c_{S_q} 后, 矩阵 R_q 和 C_q 可以被更新为式(20)

和式(21),即

$$R_q = [C_{S,(q-1)c_{sq}}]^* [C_{S,(q-1)c_{sq}}] \quad (20)$$

$$z_q = [C_{S,(q-1)c_{sq}}]^* d \quad (21)$$

当在搜索区域内检测不到满足 $|h_{S_q}| \geq \Gamma_{acq}$ 的路径时,迭代搜索过程停止,其中 Γ_{acq} 为阈值.接着就是将最早达到和能量最大的那条路径作为首径,以此得到时延估计值.

3.3 首径追踪

基于信道获取阶段得到的首径位置,利用差分信道功率平衡的时延算法,对时延粗估计结果进一步修正得到更为精确的到达时间(Time of Arrive, TOA)估计值.算法步骤如下.

步骤 1 首先利用粗估计值 $\hat{\tau}$,对接收信号进行相位调整,即

$$\hat{r}_x(p) = e^{-j2\pi p \hat{\tau}/K} r_x(p) \quad (22)$$

步骤 2 接着对本地参考导频进行延迟和提前 ζ 时间的操作,其中 $(0 < \zeta < 1/2)$ 为提前和延迟的时间,该时间为以 GFDM 信号的采样时间归一化后的时间,如下所示:

$$t_{x_c}(p) = e^{+j2\pi p \zeta/K} t_x(p) \quad (23)$$

$$t_{x_l}(p) = e^{-j2\pi p \zeta/K} t_x(p) \quad (24)$$

步骤 3 然后将式(22)的结果分别与式(23)、式(24)的结果进行互相关,并求其功率差.本过程的表述如下所示:

$$R_c(\varepsilon) = \frac{1}{N_p} \sum_{p \in P_k} \hat{r}_x(p) \cdot t_{x_c}^*(p) \quad (25)$$

$$R_l(\varepsilon) = \frac{1}{N_p} \sum_{p \in P_k} \hat{r}_x(p) \cdot t_{x_l}^*(p) \quad (26)$$

$$\psi(\varepsilon) = \frac{1}{W} \left(|R_c(\varepsilon)|^2 - |R_l(\varepsilon)|^2 \right) \quad (27)$$

此时归一化因子 W 的值满足 $\varepsilon \rightarrow 0, \psi(\varepsilon) \approx \varepsilon$. 其中的 $\varepsilon = \tau - \hat{\tau}, N_p$ 为 GFDM 符号中的导频子载波数.最后,可以利用 ε 来更新下一个符号的延迟估计,以达到更为精确的时延估计.

3.4 载波相位测距

在信道追踪阶段已经得到了较为准确的 TOA 值时,为了更进一步提高精度,提出基于载波相位测距的算法,将接收到的信号投影到基于参考导频信号生成的理想首径信号上,从而获得投影系数的相位信息,即为载波相位^[22].利用载波相位与利用首径位置得到的时延相比,前者具有更高的测距精度且对噪声有更强的鲁棒性.载波相位测距算法的步骤如下.

步骤 1 利用高精度时延估计的结果 τ_{toa} 对参考导

频信号 $t_x(p_k)$ 进行相位调整,即

$$\alpha_{p_k} = t_x(p_k) \cdot e^{-j2\pi p_k \tau_{toa}/N} \quad (28)$$

步骤 2 取 $\alpha = [\alpha_{p_1}, \alpha_{p_2}, \alpha_{p_3}, \dots]$ 作为参考向量,将接收到的信号 r_x 投影到参考向量上,得到投影系数 y ,即

$$y = \alpha^{-1} \cdot t_x \quad (29)$$

步骤 3 进行载波相位的估计,即

$$\varphi = \text{angle}(y) \quad (30)$$

步骤 4 利用载波相位的值得到距离估计如式(31),其中 λ 为接收到的 GFDM 信号的波长.

$$D = \lambda \cdot \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \quad (31)$$

载波相位测距技术只能测量载波相位的不足整数部分,在每一个相位观测值中,存在一个常量未知数,被称为整周模糊度,其优点是精度较高.因为本文中使用的 GFDM 信号的 2 个相邻符号之间,时间非常短,不存在整周模糊度的问题,采用这种方法是可靠的.整个高精度时延估计算法的流程图如图 4 所示.

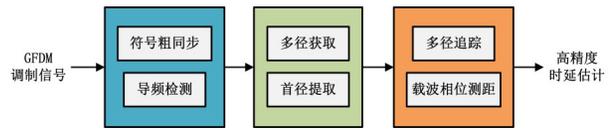


图 4 算法流程图

4 实验

4.1 实验参数

依据第 2 节和第 3 节提到的方法和理论进行实测实验分析.在实测实验中,对比了 GFDM 信号与 OFDM 信号分别应用高精度时延估计算法的测距精度.实验采用基于仿真信号经过实际无线信道收发后得到的信号进行处理,仿真信号参数设置如表 2 所示.

表 2 仿真信号参数

参数	设定值
OFDM 载波数	512
OFDM 循环前缀长度	128
OFDM 符号总长度	512+128=640
OFDM 采样率	7.68 MHz
GFDM 子载波数	512
GFDM 子符号数	7
GFDM 滤波器	RC 滤波器
GFDM 滤波器滚降系数	0.1
GFDM 循环前缀长度	256
GFDM 符号总长度	512×7+256=3840
GFDM 采样率	7.68 MHz
映射方式	4QAM

4.2 实验测距结果

本文选取的实验场地是某实验室的四楼休闲厅,实验环境的大小是长 15.5 m,宽 7.6 m,环境较为空旷,有少量的非视距信号^[23].当然一个环境下的实验结果不能代表所有实验场景下的结果,本文主要是为了验证 GFDM 信号在室内环境下的测距定位可行性.具体细节和实验设备如图 5 所示.实验用到的发射接收设备均是由 Ettus Research 公司设计和销售的 USRP(Universal Software Radio Peripheral),型号分别是 X310 和 B210,将 GNU Radio 开源软件与 USRP 相结合搭建出用来发射和接收 GFDM 和 OFDM 信号的平台.同时,在测距实验中,信号发射机、接收机均通过同样由 Ettus Research 公司设计的 CDA-2990 内置的 GPSDO(GPS Disciplined Oscillator)将采样时间同步到 GPS 时间,这样从硬件层面解决了由发射机、接收机内部时钟不一致导致的时钟漂移问题.实验中仿真信号采样率为 7.68 MHz,结合 USRP 传输数据的特性,通过 GNU Radio 软件设置面板,将发射信号与接收信号的采样率、带宽均设为 10 MHz,中心频率设为 900 MHz.



图5 实验场地

本文的测距实验是动态测距实验,具体方式是信号发射端固定,信号接收端在实验过程中进行一条轨迹的运动.动态测距实验的目的是测量接收端运动的距离.具体场景和设定的运动轨迹如图 6 所示,信号接收端的运动轨迹:从 A 点到 B 点,再从 B 点到 C 点. A 点和 B 点距离为 5 m, B 点和 C 点距离为 7 m.

首先,发射机按照参数表 2 通过 GNU Radio 生成

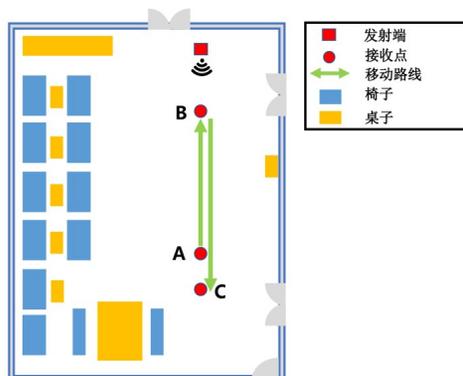


图6 测距实验示意图

GFDM 信号和 OFDM 信号,并通过 USRP X310 以 10 MHz 的采样率和带宽,900 MHz 的中心频率来先后发射;接着用 USRP B210 以相同的采样率和中心频率先后接收 2 个信号.运动轨迹有两个:轨迹一是接收天线在 A 点静止 1 s,然后从 A 点匀速运动到 B 点,在 B 点等待片刻,直至 10 s 的数据采集过程结束;轨迹二是接收天线在 A 点静止 1 s,然后从 A 点运动到 B 点,在 B 点等待 2 s 后,再从 B 点运动到 C 点,最后在 C 点等待 20 s 的数据采集过程结束.每条轨迹采集多组数据便于统计测距精度,将采集的数据按照第 3 节的技术进行处理,包括信号同步,信号解调,获得导频信号进行信道估计,利用正交匹配追踪(Orthogonal Matching Pursuit, OMP)算法进行信道获取,利用差分信道功率平衡的原理进行信道追踪,随后转换成载波相位信息.载波相位估计结果如图 7 所示.其中图 7(a)是 GFDM 信号的轨迹一结果;图 7(b)是 OFDM 信号的轨迹一结果;图 7(c)是 GFDM 信号的轨迹二结果;图 7(d)是 OFDM 信号的轨迹二结果.

从结果图中可以看出,不论是 GFDM 还是 OFDM 信号,第一条路径的载波相位信息都能比较准确地表现出接收天线状态.因此,分别将 GFDM 信号和 OFDM 信号的第一路径的载波相位估计转换成距离,结果如图 8 所示,与图 7 的信号是一一对应的,图中轨迹是测试轨迹的结果.在距离转换时,距离绝对值是接收天线与运动起点 A 的距离值,接收天线在点 A, B 方向时距离为负值,在点 A, C 方向时距离为正值.从图 8(a)中可以看到,GFDM 信号的接收天线在开始的 1 s 内,在 A 点静止不动,从第 1 s 开始到第 8 s 结束,接收天线匀速向 AB 方向行走了 4.94 m 的距离,真实轨迹是走了 5 m 的距离,运动距离正好与运动轨迹一(从 A 到 B)相对应,距离误差值为 0.06 m.同理可分析其余 3 个结果,可以计算出测距误差:GFDM 轨迹一为 0.06 m, OFDM 轨迹一为 0.73 m, GFDM 轨迹二的 2 段分别为 0.08 m 和 0.15 m, OFDM 轨迹二的 2 段分别为 0.66 m 和 0.78 m.

GFDM 信号与 OFDM 信号在不同运动轨迹情况下的测距误差累积分布图如图 9(a)所示, test1 是轨迹一, test2 是轨迹二.随着运动场景的复杂化,测距误差也会随着增大.在相同的运动轨迹情况下,GFDM 信号比 OFDM 信号的测距累积误差要小.图 9(b)是基于 2 个运动场景的统计结果得到的基于时延估计算法的 GFDM 和 OFDM 信号的总测距误差累积分布图.在 CEP=95 时,GFDM 和 OFDM 信号的测距误差分别是 1.1 m 和 1.4 m;在 CEP=68 时,GFDM 和 OFDM 信号的测距误差分别是 0.46 m 和 0.6 m.说明运动场景下,基于 GFDM 时延估计算法的测距精度要高于基于 OFDM 的时延估计算法.

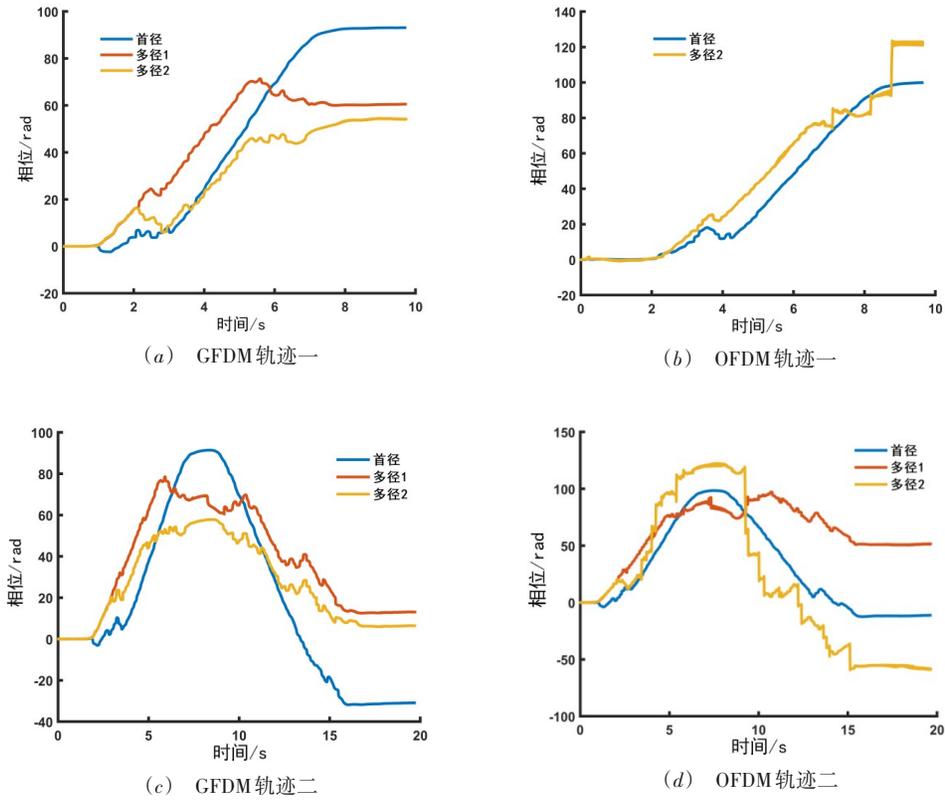


图7 载波相位估计结果

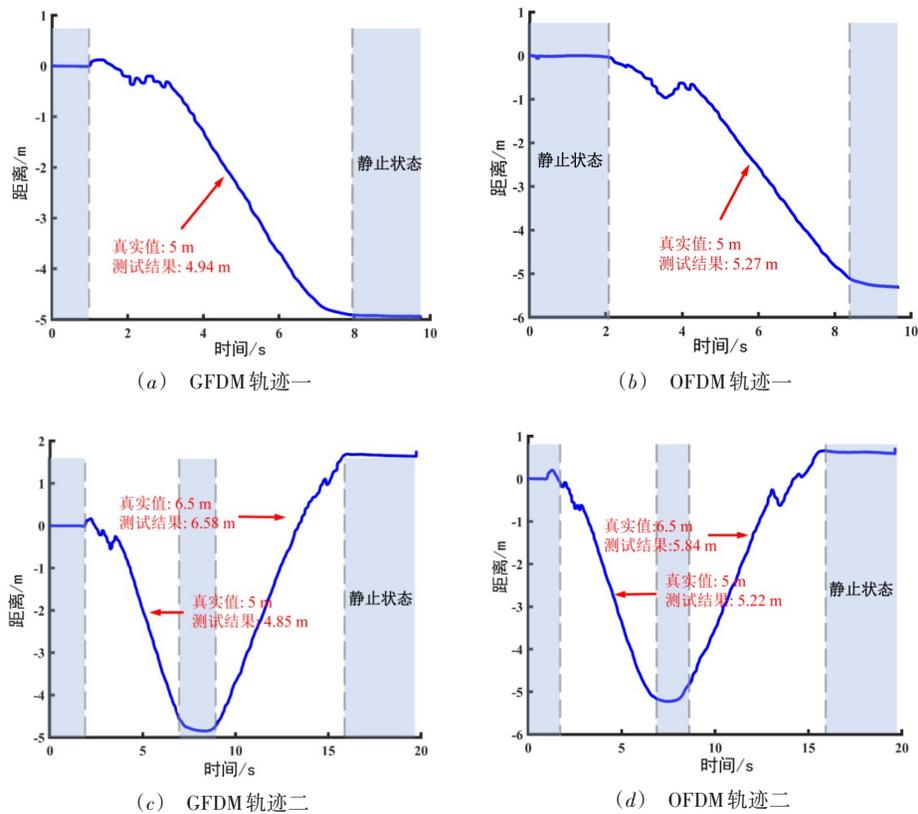


图8 距离估计

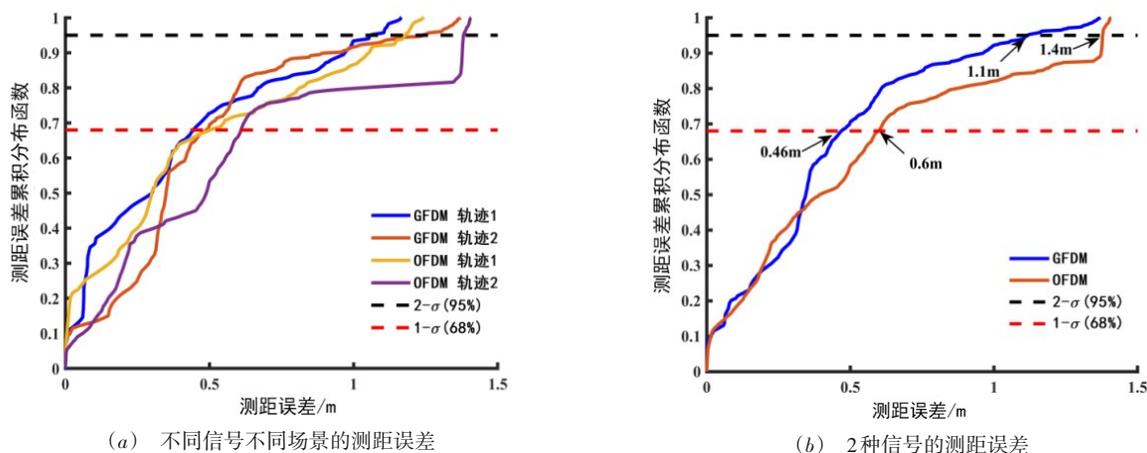


图9 测距误差累积分布图

4.3 实验定位结果

本节是基于测距的结果,利用经典的TDOA^[24]定位模型来实现静态定位.图10是搭建的定位实验平台示意图,其中rx1,rx2,rx3,rx4表示信号接收端;tx1和MT表示信号发射端,这2个信号发射端通过GPSDO连接到外部GPS时钟以保证严格的时间同步.利用tx1到4个接收端时间相同的特点,来消除接收端之间没有严格的时间同步带来的误差,这样4个接收端收到的tx1与MT的时间差就可以代表MT到4个接收端的距离^[25].为了在接收端能有效提取出tx1和MT这2个发射端信号,区别了2个发射端信号的导频位置.

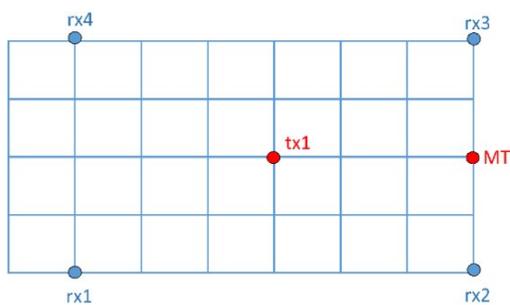


图10 定位实验平台示意图

基于定位解算实验平台,进行了3组实验,分别将移动终端(Mobile Terminals, MT)置于3个不同的位置,如图11中MT1,MT2,MT3所示,然后依次通过TDOA定位算法得到3个MT的定位结果.开始实验时,MT和tx1通过GPSDO连接到GPS时钟,确保2个发射端发射信号的时间趋于一致,即2个发射端在同一时刻发射2个不同的GFDM信号,4个接收端均能接收2种GFDM信号,最后基于高精度时延估计算法测量不同接收端接收这2种信号的时间,然后计算不同接收

端与发射端的距离,通过TDOA定位算法对MT进行位置估计.

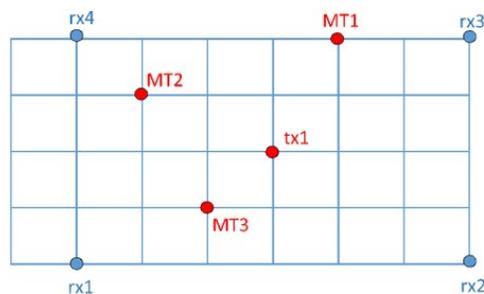


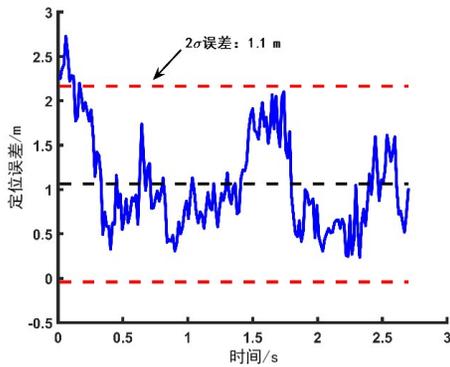
图11 3个MT的位置示意图

图12(a)(b)(c)分别表示MT1,MT2,MT3位置的定位误差.从图中可以看出,3个不同点的定位误差均值分别是1.1 m,0.6 m,0.8 m.定位误差的方差分别为0.55 m,0.33 m,0.55 m.各点的定位误差累积分布函数(Cumulative Distribution Function, CDF)如图13所示.

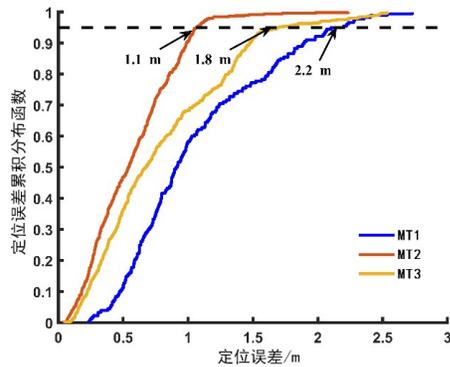
从图13(a)可以看出,在实际场景下,3个不同位置的基于时延估计的TDOA定位算法在 $2-\sigma$ (95%)概率内的定位误差分别为1.1 m,1.8 m,2.2 m.图13(b)则统计了在实际场景下所有点的定位误差,其中 $2-\sigma$ 误差为1.7 m, $1-\sigma$ (68%)可达0.9 m.可见在真实静态场景中,基于GFDM信号的时延估计,利用TDOA定位算法得到的定位精度优于2 m.

5 结论

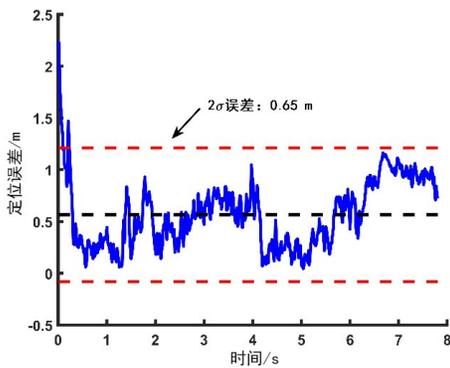
移动通信技术的不断发展,为室内定位和导航提供了强大动力,使得通导一体化的需求与日俱增.将有望在B5G/6G时代^[26]被采用的GFDM作为新的定位源具有重要的研究价值.本文研究了多载波调制GFDM



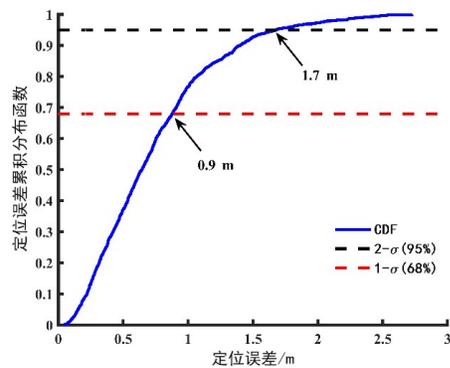
(a) MT1 的定位误差



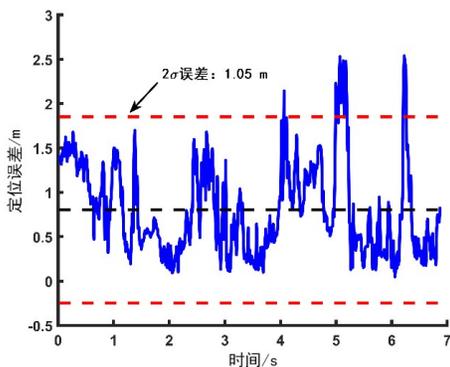
(a) 3 个基站的定位误差累积分布



(b) MT2 的定位误差



(b) 整体的定位误差累积分布



(c) MT3 的定位误差

图 12 基于时延估计的 TDOA 定位结果

信号在室内环境下的测距定位性能,提出了基于 GFDM 信号的高精度时延估计算法. 整个算法过程包括信号粗估计、信道获取、首径追踪和载波相位测距. 为了验证上述方法,本文在典型会议场景下搭建了实测平台,实验结果表明 GFDM 的 $2-\sigma$ 测距误差为 1.1 m,定位精度小于 2 m,与相同环境、相同带宽的 OFDM 信号相比,测距性能提升了 21%. 本文的研究结果为下一代无线通信信号室内定位提供了一种选择.

图 13 基于时延估计的 TDOA 定位算法的 CDF 统计

参考文献

[1] ZONG B Q, FAN C, WANG X Y, et al. 6G technologies: Key drivers, core requirements, system architectures, and enabling technologies[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2019, 14(3): 18-27.

[2] 缪伟晟, 吴华瑞, 李飞飞, 等. 基于统计分布的小麦农田多径衰落信道建模研究[J]. 电子学报, 2016, 44(3): 665-672.

MIAO Y S, WU H R, LI F F, et al. Study of wheat farmland multipath fading channel modeling based on statistical distribution[J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(3): 665-672. (in Chinese)

[3] KIM J, LEE J, KIM J, et al. M2M service platforms: Survey, issues, and enabling technologies[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2014, 16(1): 61-76.

[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] NEKOVEE M. Quantifying performance requirements of vehicle-to-vehicle communication protocols for rear-end

- collision avoidance[C]//VTC Spring 2009 - IEEE 69th Vehicular Technology Conference. Barcelona: IEEE, 2009: 1-5.
- [6] DE BEEK J VAN, BERGGREN F. Out-of-band power suppression in OFDM[J]. *IEEE Communications Letters*, 2008, 12(9): 609-611.
- [7] HOSSAIN E, NIYATO D, HAN Z. *Dynamic Spectrum Access and Management in Cognitive Radio Networks* [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2009.
- [8] FETTWEIS G, KRONDORF M, BITTNER S. GFDM - generalized frequency division multiplexing[C]//VTC Spring 2009 - IEEE 69th Vehicular Technology Conference. Barcelona: IEEE, 2009: 1-4.
- [9] 李婷, 杨阳, 朱立东, 等. 基于 GFDM 的空口波形实现及干扰抑制[J]. *太赫兹科学与电子信息学报*, 2020, 18(1): 50-56.
- LI T, YANG Y, ZHU L D, et al. An implementation of air interface waveform based on GFDM and Interference Cancellation[J]. *Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology*, 2020, 18(1): 50-56. (in Chinese)
- [10] DATTA R, MICHAJLOW N, LENTMAIER M, et al. GFDM interference cancellation for flexible cognitive radio PHY design[C]//2012 IEEE Vehicular Technology Conference. Quebec City: IEEE, 2012: 1-5.
- [11] AWOSEYILA A B, KASPARIS C, EVANS B G. Improved preamble-aided timing estimation for OFDM systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2008, 12(11): 825-827.
- [12] YOU X H, WANG C X, HUANG J, et al. Towards 6G wireless communication networks: Vision, enabling technologies, and new paradigm shifts[J]. *Science China Information Sciences*, 2020, 64(1): 1-74.
- [13] HASYIM R N, HAMID E Y. Carrier frequency offset estimation using cyclic prefix in GFDM systems for machine type communication application[C]//2018 8th International Conference on Intelligent Systems, Modelling and Simulation (ISMS). Kuala Lumpur: IEEE, 2018: 126-130.
- [14] MICHAJLOW N, MATTHÉ M, GASPAR I S, et al. Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(9): 3045-3061.
- [15] 陈锐志, 陈亮. 基于智能手机的室内定位技术的发展现状和挑战[J]. *测绘学报*, 2017, 46(10): 1316-1326.
- CHEN R Z, CHEN L. Indoor positioning with smartphones: The state-of-the-art and the challenges[J]. *Acta Geodaetica et Cartographica Sinica*, 2017, 46(10): 1316-1326. (in Chinese)
- [16] FERREIRA J S, RODRIGUES H D, GONZALEZ A A, et al. GFDM frame design for 5G application scenarios [J]. *Journal of Communication and Information Systems*, 2017, 32(1): 54-61.
- [17] CHEN Z, DAN L. Fast fading channel estimation for OFDM systems with complexity reduction[J]. *Chinese Journal of Electronics*, 2021, 30(6): 1173-1177.
- [18] 周凯, 李德鑫, 粟毅, 等. 雷达脉冲压缩低旁瓣发射波形和非匹配滤波联合设计方法[J]. *电子学报*, 2021, 49(9): 1701-1707.
- ZHOU K, LI D X, SU Y, et al. Joint design of transmitted waveform and mismatched filter suppressing radar pulse compression sidelobe level[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2021, 49(9): 1701-1707. (in Chinese)
- [19] DE BEEK J J VAN, SANDELL M, BORJESSON P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1997, 45(7): 1800-1805.
- [20] CHEN L, JULIEN O, THEVENON P, et al. TOA estimation for positioning with DVB-T signals in outdoor static tests[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2015, 61(4): 625-638.
- [21] CHEN L, ZHOU X, CHEN F F, et al. Carrier phase ranging for indoor positioning with 5G NR signals[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2021: DOI: 10.1109/JIOT.2021.3125373.
- [22] 张继海, 董绍武, 袁海波, 等. 基于状态协方差阵加权的 GPS PPP 应用研究[J]. *电子学报*, 2020, 48(11): 2196-2201.
- ZHANG J H, DONG S W, YUAN H B, et al. Research of GPS PPP based on weighted state covariance matrix[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2020, 48(11): 2196-2201. (in Chinese)
- [23] 毛科技, 邬锦彬, 金洪波, 等. 面向非视距环境的室内定位算法[J]. *电子学报*, 2016, 44(5): 1174-1179.
- MAO K J, WU J B, JIN H B, et al. Indoor localization algorithm for NLOS environment[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2016, 44(5): 1174-1179. (in Chinese)
- [24] GHOLAMI M R, GEZICI S, STROM E G. TDOA based positioning in the presence of unknown clock skew[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(6): 2522-2534.
- [25] LIU C F, YUN J W. A joint TDOA/FDOA localization algorithm using Bi-iterative method with optimal step

length[J]. Chinese Journal of Electronics, 2021, 30(1): 119-126.

- [26] BOURDOUX A, BARRETO A N, LIEMPD B V, et al. 6G White Paper on Localization and Sensing[OL]. (2020) [2021]. <https://arxiv.org/abs/2006.01779v1>.

作者简介



苏林林 女, 1997 年 10 月出生, 河南商丘人. 2020 年于武汉大学电子信息学院获得学士学位, 目前在武汉大学测绘遥感信息工程国家重点实验室攻读硕士学位. 主要研究方向为 5G 基站通信算法、室内定位.

E-mail: su.linlin@whu.edu.cn



陈 亮(通讯作者) 男, 1977 年 8 月出生, 江苏南通人. 现为武汉大学教授、博士生导师. 主要研究方向为导航新信号体制理论与方法、智能手机泛在定位、多源融合室内外无缝导航等.

E-mail: l.chen@whu.edu.cn