

doi:10.19306/j.cnki.2095-8110.2018.03.001

# 面向建筑空间的 OFDM 信号定位性能分析

## Performance Analysis of OFDM Signal Positioning for Indoor Building

邓中亮

(北京邮电大学, 北京 100876)

DENG Zhong-liang

(Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)



邓中亮, 博士生导师, 长期致力无线网络定位科学研究与工程实践, 是无线导航与通信领域知名专家, 我国地面导航工程“羲和计划”的室内无线导航系统主要负责人和学术带头人。他在建立建筑空间无线定位导航基础理论、解决国际上通信网增强室内高精度三维导航关键技术难题、构建我国空天地一体化室内外无缝高精度导航与位置服务标准及应用系统、推动产业规模化应用等方面做出突出贡献。主持完成国家重大和重点项目二十余项, 以第一完成人获国家技术发明二等奖 1 项、国家科技进步二等奖 2 项、省部级科技奖 13 项。发表论文三百余篇, 专著 6 部, 授权国际、国内发明专利超百项。2016 年获光华工程科技进步奖, 2014 年被评为全国十大科技创新人物。

**摘要:** 针对利用 OFDM 信号进行定位时信号非连续性问题, 提出一种粗检测和精细检测结合的测距方法, 将距离测量转换为不同尺度的时延样点, 采用时域粗检测快速估算接收 OFDM 信号的最大相关峰值, 然后对传输时延进行频域精细测量, 提升了小数倍采样周期时延测量的精度。在此基础上, 分析了 OFDM 信号的定位性能, 仿真结果表明, 当 OFDM 信号在信噪比  $-11\text{dB}$  的情况下测距误差由  $3\text{m}$  左右(子载波数 512)降至  $1\text{m}$ (子载波数 4096)。

**关键词:** 建筑空间; 室内定位; 通信与导航融合; OFDM

**中图分类号:** P228 **文献标志码:** A

**文章编号:** 2095-8110(2018)03-0001-05

**Abstract:** For the problem of signal discontinuity when positioning using OFDM signals, a coarse detection and fine detection combined ranging method is proposed, which converts the distance measurement into delay samples of different scales, and uses time domain coarse detection to quickly estimate the received the maximum correlation peak value of OFDM signal. Then the frequency domain fine-grained measurement of the transmission delay is carried out to improve the accuracy of the fractional sampling period delay measurement. The positioning performance of the OFDM signal is analyzed on this base. Simulation results show that when the SNR of the OFDM signal is  $-11\text{dB}$ , the ranging error is reduced from about  $3\text{m}$  (the number of subcarriers 512) to  $1\text{m}$  (the number of subcarriers is 4096).

**Key words:** Building Space; Indoor positioning; Fused communication and navigation; OFDM

收稿日期: 2018-03-02; 修订日期: 2018-04-13

基金项目: 国家重点研发计划(2016YFB0502503)

作者简介: 邓中亮(1965-), 男, 博士, 教授, 主要从事通信与导航融合研究。E-mail: DengzhL@bupt.edu.cn

## 0 引言

人们的生产与生活 80% 时间发生在室内。而北斗卫星导航系统、全球定位系统 (Global Positioning System, GPS) 等四大卫星导航系统无法克服电磁波在室内衰减的先天缺陷, 不具备室内确定对象位置的能力。美国、欧盟、俄罗斯等世界强国和地区从 20 世纪末就开始探索基于无线通信网络、传感器网络的室内定位技术<sup>[1-2]</sup>, 并投入巨资和编制法规推动该项技术发展。但由于无法解决电磁波定位精度—覆盖范围—建设成本的客观矛盾, 定位精度普遍在百米量级。

建筑空间是指为满足人们生产或生活的需要, 运用各种建筑主要要素与形式所构成的内部空间与外部空间的统称。它包括墙、地面、屋顶、门窗等围成建筑的内部空间, 以及建筑物与周围环境中的树木、山峦、水面、街道、广场等形成建筑的外部空间。

目前建筑空间室内定位技术种类繁多, 不同应用场景下定位精度与成本的综合性能将决定该定位系统的竞争力<sup>[3-4]</sup>。现有室内定位系统在定位精度与应用成本上各有高低, 但目前仍没有一套可实现低成本广域米级定位的系统。

为满足高精度室内位置服务的需求, 广域室内定位技术已成为目前全球位置服务行业亟待解决的难题。与无线保真 (Wireless Fidelity, Wi-Fi)、射频识别 (Radio Frequency Identification, RFID)、蓝牙等局域/短距无线通信系统相比, 移动通信与移动广播基站覆盖范围大、成本低, 是承载广域高精度定位信号的最佳载体。而现有基站信号虽具有定位能力, 但在信号覆盖与信号精度上均难以满足广域室内高精度定位需求。为降低室内定位的商业运营成本, 运营商不会单独为定位业务再进行广域网络建设与维护。基于移动基站系统, 在不影响正常业务的同时设计并承载高精度、高增益的定位信号, 是未来广域室内高精度定位技术发展的核心思路。目前, 卫星导航系统多采用码分多址 (Code Division Multiple Access, CDMA) 信号体制, 第五代通信系统 (The 5<sup>th</sup> Generation Communication System, 5G) 网络、Wi-Fi、中国移动多媒体广播 (China Mobile Multimedia Broadcasting, CMMB) 等新一代地面网络系统则采用了正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing,

OFDM) 信号体制。

随着通信系统中基站定位技术的发展, OFDM 信号作为定位信号具有很好的研究价值。R. K. Martin 在文献[5]中提出利用 OFDM 信号进行到达时间 (Time of Arrival, TOA)/到达时间差 (Time Difference of Arrival, TDOA) 定位的方法, 其原理主要是利用 OFDM 特有的循环前缀进行相关峰值检测获得 TOA 值, 然后根据多个用户得到的 TOA 值计算 TDOA 值进行定位。Li 首次将用于天线阵列测量信号到达方向的多重信号分类 (Multiple Signal Classification, MUSIC) 算法用来测量 OFDM 信号的到达时间<sup>[6]</sup>。P. J. Voltz 等<sup>[7]</sup>提出了极大似然估计算法, 将信道的时域响应通过傅里叶变换转换到频域中来分析, 但其需要统计信道特性等参数, 而且还需要多次迭代寻找最优解。文献[8]提出了一种在多径环境下, 利用多人多出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 天线阵列, 通过测量 OFDM 传输信号在基站和移动端之间的时延、到达角和角度偏差等参数实现目标定位的方法。文献[9]充分利用了测量基站与移动台之间的接收信号强度值及到达时间差相结合实现定位。本文着重分析了 OFDM 信号测距性能, 首先提出了 OFDM 信号的定位性能分析模型, 将距离测量转换为不同尺度的时延样点, 设计了传输时延的时域粗检测方法, 实现了最大相关峰值的快速计算, 利用传输时延的频域精细测量, 提升了小数倍采样周期时延测量的精度。

## 1 OFDM 信号的定位性能分析模型

目前的 OFDM 系统中, 在发射端通过快速傅里叶反变换 (Inverse Fast Fourier Transformation, IFFT) 将传输信息调制到不同子载波上, 在接收端则相应地通过快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transformation, FFT) 对不同子载波信息进行解调<sup>[10]</sup>。

OFDM 系统的发射信号可表示为

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left(j 2\pi \frac{i}{T} t\right), \quad 0 \leq t \leq T \quad (1)$$

其中,  $d_i$  为一个 OFDM 符号内的第  $i$  个数据信息,  $N$  为子载波数量,  $T$  为符号持续时间。OFDM 系统将每个数据的信息分配到整个符号时间内, 对于多径等因素引起的快衰落现象有较好的抑制作用<sup>[11]</sup>。在 OFDM 通信系统中, 设置有同步

信号,同步信号的传送数据  $d_i$  为已知码序列,接收端可根据同步信号进行系统同步及测距<sup>[12]</sup>。

考虑加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道,由式(1)可知,发送信号在经历传输时延  $\tau$  后,接收信号为

$$\begin{aligned} \hat{s}(t) &= As(t - \tau) \\ &= \frac{A}{N} \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left[j2\pi \frac{i}{T}(t - \tau)\right] + n(t) \end{aligned} \quad (2)$$

其中,  $A$  为信号经信道传输后的幅值,  $n(t)$  为热噪声。

对于传输时延  $\tau$  的测量可分为粗检测与精细测量两部分。粗检测在时域进行相关计算,搜索最大相关峰,测量分辨率为 1 个采样点,精细测量则利用传输时延引起接收信号的相位旋转进行检测,实现 1 个采样点以内的时延检测。

## 2 传输时延的时域粗检测

对接收信号以间隔  $T_s = T/N$  进行采样,得到信号

$$\begin{aligned} x_k &= s(kT_s - \tau) = \\ &= \frac{A}{N} \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left[j2\pi \frac{i}{T}(kT_s - \tau)\right] + n(kT) \end{aligned} \quad (3)$$

同步符号中,分配给各个子载波的信息为已知码序列  $d_i$ 。在时域粗检测中,产生本地信号

$$y_k = \frac{A}{N} \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left[j2\pi \frac{i}{T}(kT_s)\right] \quad (4)$$

将采样信号与本地信号进行相关处理可得

$$R(m) = \sum_{k=0}^{N-1} x_{k+m} \cdot y_k^* \quad (5)$$

对  $m$  进行搜索,求相关函数  $R(m)$  的峰值,令

$$\hat{m} = \arg\{\max_m |R(m)|\} \quad (6)$$

则粗时延检测结果为

$$\hat{\tau} = \hat{m} \cdot T_s \quad (7)$$

粗时延检测结果的最小分辨率为采样间隔  $T_s$ 。

## 3 传输时延的频域精细测量

时域相关法只能检测整数采样周期的时延,并不能满足定位中的高精度测距需求,可通过频域检测法进一步对小数倍采样周期的时延进行测量。

在频域测量中,首先根据粗时延检测结果,令  $m = \hat{m}$ , 得到信号

$$\begin{aligned} \hat{x}_k &= x_{k+m} = \frac{A}{N} \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left[j2\pi \frac{i}{T}(kT_s + mT_s - \tau)\right] + \\ &= n(kT + mT_s) \end{aligned} \quad (8)$$

则需检测小数倍采样周期的时延  $\tau' = mT_s - \tau$ 。

对时域采样序列  $\hat{x}_k$  与  $y_k$  分别做 FFT,得到各个子载波上的频域码序列  $X_i$  与  $Y_i$ 。 $\hat{x}_k$  与  $y_k$  在时域上相差时延  $\tau'$ ,经 FFT 后,对应  $X_i$  与  $Y_i$  在频域产生相位差。则可通过式(2)~式(7)对  $\tau'$  进行计算。

$$Z_i = Y_i X_i^* \quad (9)$$

$$W = \sum_{i=0}^{N-1-L} Z_i \cdot Z_{i+L}^* \quad (10)$$

$$\hat{\varphi} = \arg(W) \quad (11)$$

$$\tau' = \hat{\varphi}T / (2\pi L) \quad (12)$$

其中,  $L$  为频域相关间隔,该参数可调。将时延乘以光速  $c$  可得伪距

$$r = c(\tau' + \hat{\tau}) \quad (13)$$

## 4 OFDM 测距性能分析

在 OFDM 系统中,测量误差主要考虑噪声对小数倍采样周期时延  $\tau'$  测量所产生的影响。 $x_k$  与  $\hat{y}_k$  经 FFT 后得到的序列  $X_i$ 、 $Y_i$  可分别表示为:

$$X_i = A \cdot d_i \exp(-j2\pi i\tau'/T) + n_i \quad (14)$$

$$Y_i = d_i \quad (15)$$

其中,  $n_i$  为接收信号变化到频域后,在第  $i$  个子载波上的噪声。由式(9)可得

$$Z_i = Y_i X_i^* = A |d_i| \cdot \exp(j2\pi i\tau'/T) + \hat{n}_i \quad (16)$$

其中,  $\hat{n}_i = d_i \cdot n_i^*$ 。令  $|d_i| = 1$ ,由式(10)可得

$$W = \sum_{i=0}^{N-1-L} Z_i \cdot Z_{i+L}^* = S + I_1 + I_2 + I_3 \quad (17)$$

其中,信号分量为

$$S = (N - L)A^2 \exp(-j2\pi L\tau'/T) \quad (18)$$

噪声分量分别为

$$I_1 = \sum_{i=0}^{N-1-L} \hat{n}_i \hat{n}_{i+L}^* \quad (19)$$

$$I_2 = \sum_{i=0}^{N-1-L} A \exp(j2\pi i\tau'/T) \cdot \hat{n}_{i+L}^* \quad (20)$$

$$I_3 = \sum_{i=0}^{N-1-L} A \exp[-j2\pi(i+L)\tau'/T] \cdot \hat{n}_i \quad (21)$$

由于  $I_1$ 、 $I_2$  与  $I_3$  的均值均为 0,显然  $W$  与  $r$  为无偏估计。在低信噪比时,噪声对测距精度的影响相对较大。高信噪比时,噪声项  $I_2$  与  $I_3$  产生影响较小,可忽略,则

$$\begin{aligned} r' = c\tau' &= \frac{cT}{(2\pi L)} \arg(W) \approx \frac{cT}{(2\pi L)} \cdot \arg(S + I_1) \end{aligned} \quad (22)$$

当式中  $S/I_1$  越大或  $cT/(2\pi L)$  越小时,  $\tau'$  的测

量误差越小。令  $n_i^*$  的标准差为  $\delta_n$ , 接收信号的信噪比  $SNR = A^2/\delta_n^2$ 。令式(20)中信号分量  $S$  与噪声分量  $I_1$  的标准差之比为  $q$ , 则

$$q = \frac{S}{\sqrt{D(I_1)}} = SNR \cdot \sqrt{N-L} \cdot \exp(-j2\pi L\tau'/T) \quad (23)$$

根据式(22)与式(23), 对于给定信号, 在解调过程中,  $L$  的取值会对  $r'$  的误差产生一定影响。下面进行详细分析:

首先, 对频域相关间隔  $L$  的不同取值对测距误差带来的影响进行仿真。仿真中, 令带宽为 20MHz, 子载波数量  $N=4096$ , 采样间隔时间  $T_s = 0.05\mu s$ , 符号持续时间  $T = N \cdot T_s = 204.8\mu s$ , 信号传输的小数倍时延  $\tau' = 0.4T_s = 0.2\mu s$ 。在信噪比分别为  $-5dB$ ,  $-10dB$  及  $-15dB$  下, 改变  $L/N$  的取值, 对测距均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)进行仿真, 结果如图 1 所示。

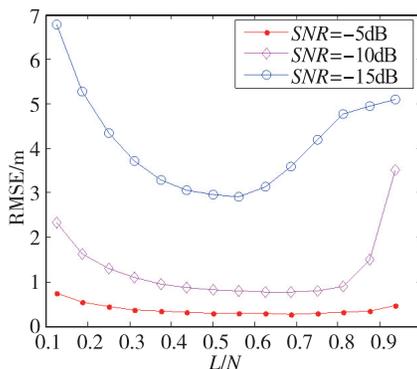


图 1  $L/N$  取值与测距误差的关系

Fig. 1 The relationship of  $L/N$  to ranging error

从图 1 中可以看出, 当信噪比为  $-15dB$ ,  $L/N$  取值  $0.3 \sim 0.7$  时测距精度相差不大, 均方根误差在  $2.91 \sim 3.7m$  之间, 最优值出现在  $L/N = 0.56$  时; 当信噪比为  $-10dB$ ,  $L/N$  取值  $0.3 \sim 0.8$  时测距精度相差不大, 均方根误差在  $0.77 \sim 1.1m$  之间, 最优值出现在  $L/N = 0.63$  时; 当信噪比为  $-5dB$ ,  $L/N$  取值  $0.3 \sim 0.9$  时测距精度相差不大, 均方根误差在  $0.28 \sim 0.37m$  之间, 最优值出现在  $L/N = 0.69$  时。

结合式(20)与式(21)进行分析, 如  $L$  过小, 则式(20)中  $cT/(2\pi L)$  过大, 将导致误差增加; 如  $L$  过大, 则式(21)中的频域积分增益  $\sqrt{N-L}$  过小, 亦导致误差增加。由图 1 仿真结果可知, 当信噪比较高时,  $L$  取值的影响较小; 低信噪比时,  $L$  取值的影响相对较大。总体说来,  $L/N$  取值在  $0.3 \sim 0.7$

之间时对于不同信噪比情况均可获得较优的测距精度, 其中  $0.5 \sim 0.6$  之间为最佳。

此外, 根据式(23), 在同等带宽下, 子载波数  $N$  将对频域积分增益  $\sqrt{N-L}$  产生影响。令  $L/N$  取值  $0.55$ , 带宽、采样间隔时间及小数倍时延与前述仿真条件不变, 分别令子载波数分别为  $4096$ 、 $2048$ 、 $1024$ 、 $512$  (对应符号持续时间  $T$  为  $204.8\mu s$ 、 $102.4\mu s$ 、 $51.2\mu s$ 、 $25.6\mu s$ ), 在不同信噪比下测距精度如图 2 所示, 同等情况下, 在子载波数量越大时, 测距精度越高。在实际应用中, 考虑每个 OFDM 符号的 FFT 处理运算量与处理时间分别与  $N^2$  及  $N$  成正比, 则单位时间执行 FFT 的运算量与  $N$  成正比, 目前通信、广播等系统中常用子载波数量一般不超过  $4096$ 。如图 2 所示, 当 OFDM 信号在信噪比  $-11dB$  的情况下测距误差由  $3m$  左右(子载波数  $512$ )降至  $1m$ (子载波数  $4096$ )。

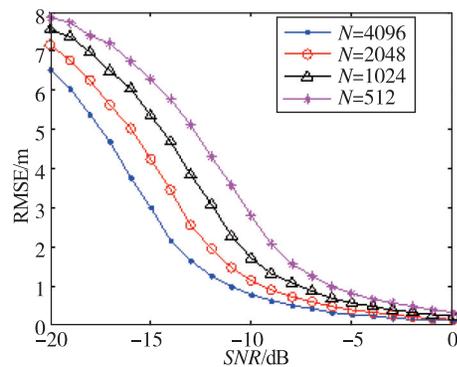


图 2 不同子载波数下测距误差与信噪比的关系

Fig. 2 The relationship of different number of subcarriers of ranging error to SNR

## 5 结论

基于移动通信基站进行室内定位是降低室内定位的商业运营成本, 实现广域室内定位推广应用的重要手段, 意义重大。OFDM 是当前新一代移动通信的高效调制复用技术, 因此本文着重分析 OFDM 信号测距性能, 理论推导以及仿真结果表明, OFDM 信号的定位性能可满足室内定位需求。

## 参考文献

- [1] Yang Q, Pan S J, Zheng V W. Estimating Location Using Wi-Fi[J]. IEEE Intelligent Systems, 2008, 23 (1): 8-13.
- [2] Jihong C. Patient positioning system in hospital based

- on Zigbee[C]//2011 International Conference on Intelligent Computation and Bio-Medical Instrumentation (ICBMD). IEEE, 2011: 159-162.
- [3] Zhou S, Pollard J K. Position measurement using Bluetooth[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2006, 52(2): 555-558.
- [4] 万晓光. 伪卫星组网定位技术研究[D]. 上海: 上海交通大学, 2011.
- [5] Martin R K, Velotta J S, Raquet J F. Bandwidth efficient cooperative TDOA computation for multicarrier signals of opportunity[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(6): 2311-2322.
- [6] Li X, Pahlavan K. Super-resolution TOA estimation with diversity for indoor geolocation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(1): 224-234.
- [7] Voltz P J, Hernandez D. Maximum likelihood time of arrival estimation for real-time physical location tracking of 802.11 a/g mobile stations in indoor environments[C]//Position Location and Navigation Symposium(PLANS). IEEE, 2004: 585-591.
- [8] Li J, Conan J, Pierre S. Mobile station location estimation for MIMO communication systems[C]//Proceedings of the 3<sup>rd</sup> International Symposium on Wireless Communication Systems(ISWCS). IEEE, 2006: 561-564.
- [9] Yoo S H, Yoo S, Lee C, et al. A novel scheme for positioning error mitigation in OFDM-based wireless location systems[C]//Proceedings of the 9<sup>th</sup> International Conference on Advanced Communication Technology. IEEE, 2007: 1267-1270.
- [10] Stefania Sesia, Issam Toufik, Matthew Baker. LTE-UMTS 长期演进理论与实践[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2009: 85-91
- [11] He L, Wang Z, Yang F, et al. Preamble design using embedded signaling for OFDM broadcast systems based on reduced-complexity distance detection[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(3): 1217-1222.
- [12] Ren G, Sun C, Ni H, et al. OFDM-based precise ranging technique in space applications[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(3): 2217-2221.