

基于正交频分复用调制的可见光通信指纹匹配定位算法

徐世武^{1,2}, 吴怡^{1*}, 苏国栋³

¹ 福建师范大学医学光电科学与技术教育部重点实验室福建省光子技术重点实验室, 福建 福州 350007;

² 福建师范大学协和学院, 福建 福州 350117;

³ 逢甲大学资讯工程学系, 台湾 台中 40724

摘要 提出了一种基于正交频分复用(OFDM)调制的室内可见光通信指纹匹配定位算法(FMLA-OFDM)。实验表明,相比于传统的质心定位算法,所提算法平均定位精度提高了 56%,定位稳定性提高了 55%;随着 LED 水平间距的增大,所提算法定位精度明显优于基于最小二乘法模型的定位精度;相比于基于二进制启闭键控(OOK)调制方式的模型,所提算法的平均定位精度提高了 17%,定位稳定性提高了 21%。

关键词 光通信; 正交频分复用; 接收光功率; 指纹匹配; 室内定位

中图分类号 TN929.12

文献标识码 A

doi: 10.3788/LOP56.090601

Fingerprint Matching and Localization Algorithm Based on Orthogonal Frequency Division Multiplexing Modulation for Visible Light Communication

Xu Shiwu^{1,2}, Wu Yi^{1*}, Su Guodong³

¹ Fujian Provincial Key Laboratory of Photonics Technology, Key Laboratory of Opto-Electronic Science and Technology for Medicine of the Ministry of Education, Fujian Normal University, Fuzhou, Fujian 350007, China;

² Concord University College, Fujian Normal University, Fuzhou, Fujian 350117, China;

³ Department of Information Engineering and Computer Science, Feng Chia University, Taichung, Taiwan 40724, China

Abstract We proposed a fingerprint matching and localization algorithm based on orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) modulation for indoor visible light communication known as FMLA-OFDM. The experimental results show that compared with the traditional centroid localization algorithm, the average positioning accuracy of the proposed algorithm and the positioning stability are improved by 56% and 55%, respectively. Further, with the increase of the horizontal distance between LEDs, the positioning accuracy of the proposed algorithm is obviously superior to that of the positioning model based on the least square method. Finally, the average positioning accuracy and the positioning stability of the proposed algorithm are 17% and 21% higher than those of the positioning model based on the binary on-off keying (OOK) modulation mode, respectively.

Key words optical communications; orthogonal frequency division multiplexing; receiving optical power; fingerprint matching; indoor positioning

OCIS codes 060.2605; 060.4510; 220.4830

1 引言

全球定位系统(GPS)虽然可以在户外空旷区域

取得良好的定位精度,但是在室内环境中,因 GPS 信号穿透能力弱,信号微弱或者无信号,无法实现定位。

目前,针对室内环境的定位技术主要有 ZigBee、射频

收稿日期: 2018-11-08; 修回日期: 2018-11-20; 录用日期: 2018-11-27

基金项目: 国家自然科学基金(61571128)、福建省中青年骨干教师教育科研项目(JAT160574, JAT170865, JZ170367)、福建师范大学协和学院教育教学改革研究项目(JG20170106)

* E-mail: wuyi@fjnu.edu.cn

识别(RFID)、蓝牙、WiFi(Wireless Fidelity)、超宽带(UWB)以及可见光通信(VLC)等^[1-3]。

相比于其他无线通信技术,可见光通信实现室内指纹匹配定位具有以下优点:1) VLC工作频段高达太赫兹,不会与传统的电磁波通信技术相互干扰;2) VLC不存在电磁波辐射,适用区域无限制,可在医院、航空等领域应用;3) LED信号无法穿透障碍物,不同房间格局的LED信号不会互相干扰,且LED信标节点布局在一定高度的垂直平面上,同房间格局里面的VLC存在视距(LOS)通信,能够为指纹采集模型的稳定性提供有利条件;4)当发送光功率不变时,文献[4]设置的黑夜无背景光干扰以及白天有背景光干扰的实验结果表明,接收光强度受到黑夜或者白天环境影响非常小,文献[4]也证实了接收光强度受到环境温度变化的影响非常小,这些条件为指纹采集模型的稳定性提供了有利条件;5)相比于WiFi热点,LED的布局密度大,指纹定位精度高;6)可以直接使用现有LED照明设备与带光电接收的设备,如智能手机等。不兼容的定位系统充斥市场,为了避免无序的开发可见光定位技术,文献[5]探讨了可见光定位(VLP)相关协议标准,如可见光通信调制、捕捉光设备的标准以及发光设备的身份识别等。

从定位方法上,可以分为基于测距与无需测距两种,测量距离的方法主要有到达时间(TOA)、到达时间差(TDOA)、到达角度(AOA)以及接收信号强度指示法(RSSI)等^[5-8]。RSSI方法无需增加额外的硬件因而备受关注。通过RSSI值实现定位,可以利用节点之间的功率损耗模型统计节点之间的距离,采用三边定位或者最小线性二乘法实现坐标的计算。也可以先采集定位区域内指纹点的RSSI值,再通过指纹匹配的方式获取坐标^[9]。

文献[10-16]中,当LED发射功率已知时,采用Lambertian辐射模型根据接收到的光强计算收发光源之间的距离,测距精度较高。因此可以采用逆向思维,在已知发光源信号强度的前提下,由接收发光源之间的距离推导相对应距离的接收信号功率,从而建立一个距离与接收功率之间关系的指纹库。目前,大部分文献针对可见光定位技术都是在低速率环境下实现定位,或者并未考虑多径效应的影响。首次提出符合可见光通信的电气和电子工程师协会标准为IEEE 802.12.7,且近几年符合该标准的VLC通信速率可以达到100 Mbit/s以上^[17],在高速率的通信环境下,容易形成码间干扰(ISI)、多径

干扰等。正交频分复用(OFDM)技术可以为高速率VLC提供保障,针对VLC高速率的通信系统,经典的OFDM调制技术主要有非对称限幅光OFDM(ACO-OFDM)与直流偏置光OFDM^[18-19](DCO-OFDM),以及这两种衍生出来的空间光OFDM^[20](SO-OFDM)等。

本文提出一种基于OFDM调制的室内可见光通信指纹匹配定位算法,LED发光源通过OFDM调制技术发送包含定位的信息,抗干扰能力强,在实现定位的同时满足高速率的可见光通信要求。采用指纹匹配的方式实现定位,算法简单,实验结果表明,定位精度高,定位可靠性强。

2 FMLA-OFDM 定位原理

2.1 定位模型

FMLA-OFDM定位模型如图1所示,其由4个LED信标节点构成正方形定位单元,LED信标坐标分别为A(25, 25, 200)、B(225, 225, 200)、C(225, 25, 200)、D(225, 225, 200),光电接收设备距LED的垂直距离为200 cm。4个LED构成正方形的边长距离 L 为200 cm。

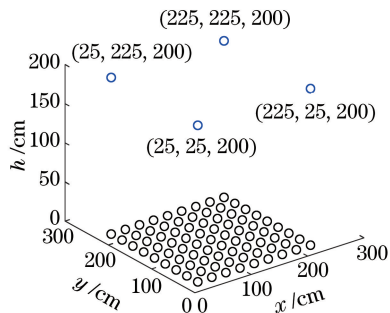


图1 定位单元指纹点分布图

Fig. 1 Fingerprint point distribution of location unit

定义1:指纹采集起始点,假设定位单元中4个LED信标节点的三维平面坐标为 (X_j, Y_j, H) , $j=1, 2, 3, 4$, X_j 与 Y_j 分别为第 j 个LED的横坐标与纵坐标, H 为LED信标节点与光电接收设备的垂直距离,则以 $\sqrt{X_j^2 + Y_j^2}$ 最小值对应的信标节点垂直投影到二维平面的坐标 (X_j, Y_j) 为指纹采集的起始点。

定义2:指纹采样点间距 M (采集指纹的最小行列等间隔间距)如图1所示,为25 cm。

推论一:假设定位单元指纹采集起始点坐标已知,则当指纹采集间距 M 已知时,可以快速计算出每个指纹点的坐标及其对应的信标节点距离。

证明:假设指纹采集的起始点为A,对应垂直

投影到二维平面的坐标为 (X_1, Y_1) ,采集指纹的间距为 M ,则定位单元(图1中二维平面指纹点所处区域 $200\text{ cm} \times 200\text{ cm}$ 的面积)需要采集的指纹点个数为 $\text{ceiling}(200/M+1)^2$,每个指纹点的坐标可表示为

$$\begin{cases} x_m = X_1 + M(m-1), m=1, 2, \dots, \\ \quad \text{ceiling}(200/M+1) \\ y_n = Y_1 + M(n-1), n=1, 2, \dots, \\ \quad \text{ceiling}(200/M+1) \end{cases}, \quad (1)$$

式中: m 为定位单元中指纹点对应的列数,列数排列为从左到右; n 为定位单元中指纹点对应的行数,行数从下往上排列; $\text{ceiling}(\cdot)$ 表示向上取整函数。每个指纹采集点与对应信标节点 A 的距离 d_{m-1} (第 m 列第 n 行指纹点与定位单元内第1个LED的距离)可表示为

$$d_{m-1} = \sqrt{(x_m - X_1)^2 + (y_n - Y_1)^2 + H^2}, \quad (2)$$

式中: H 为LED信标节点与光电接收设备的垂直距离。同理可以计算出指纹点与其他3个信标节点的距离。

定义3:接收光功率值 \mathbf{P}_{mn-j} ($m, n=1, 2, \dots, \text{ceiling}(200/M+1); j=1, 2, 3, 4$)表示定位单元内第 m 列第 n 行指纹点采集到第 j 个信标节点的光功率向量。

推论二:在理想环境条件下,定位单元内不同指纹点采集到对应4个LED信标节点的接收功率值向量 $\mathbf{P}_{mn-j} = (P_{mn-1}, P_{mn-2}, P_{mn-3}, P_{mn-4})$, $m, n=1, 2, \dots, \text{ceiling}(200/M+1)$ 具有唯一性。

证明:假设4个LED信标节点垂直投影到二维平面的坐标分别为 (X_1, Y_1) 、 (X_2, Y_2) 、 (X_3, Y_3) 、 (X_4, Y_4) ,且 (X_1, Y_1) 为指纹采集起始点坐标,指纹采集的间距为 M ,则根据推论一可以得到,每个指纹点对应的坐标如(1)式所示。对应的距离为

$$d_{mn-j} = \sqrt{(x_m - X_j)^2 + (y_n - Y_j)^2 + H^2}, \\ m, n=1, 2, \dots, \text{ceiling}(200/M+1); j=1, 2, 3, 4, \quad (3)$$

由(3)式可以得到不同指纹点对应4个信标节点的空间距离向量 $\mathbf{d}_{mn-j} = (d_{mn-1}, d_{mn-2}, d_{mn-3}, d_{mn-4})$ 具有唯一性。由于LED的光辐射模型服从Lambertian辐射模型^[9-15],因此根据距离与接收光功率之间的关系得到的相应接收功率值向量 $\mathbf{P}_{mn-j} = (P_{mn-1}, P_{mn-2}, P_{mn-3}, P_{mn-4})$ 也具有空间唯一性。

第 i 个待定位节点采集的定位单元中4个

LED信标节点的接收功率值向量为 $\mathbf{P}_{i,j} = (P_{i,1}, P_{i,2}, P_{i,3}, P_{i,4})$ 。

2.2 指纹采集光信道模型

采集指纹接收光功率值 P_{mn-j} 可表示为

$$P_{mn-j} = S_j \times h(0), \quad (4)$$

式中: $h(0)$ 为信道的直流增益; S_j ($j=1, 2, 3, 4$)为对应定位单元内第 j 个信标LED的发射光功率。由于LED的光辐射模型服从Lambertian辐射模型^[9-15],则 $h(0)$ 的统计模型为

$$h(0) = [A_r(\lambda+1)/(2\pi d_{mn-j}^2)] \times \\ \cos^3 \varphi T_s(\psi) g(\psi) \cos \psi, \quad (5)$$

式中: $0 < \varphi < \theta$, θ 为光接收机视角; d_{mn-j} 为收发信机之间的距离; λ 为辐射瓣的模式数,即 $\lambda = -\ln 2 / \ln(\cos \varphi_{1/2})$, $\varphi_{1/2}$ 为发射机半功率角; A_r 为光检测器接收面积; φ 和 ψ 分别为辐射角和接收角; $T_s(\psi)$ 为接收端光学滤波器增益; $g(\psi)$ 为光学聚光器增益。

为了不失一般性,同样假设光电接收设备与LED光源的法线方向都垂直于天花板,即接收面与辐射面平行,已知光电接收设备与LED光源的垂直距离 H ,则可以得到

$$\cos \varphi = \cos \psi = H/d_{mn-j}. \quad (6)$$

2.3 OFDM 通信原理

为了减少室内通信多径、噪声等对指纹采集的影响,同时保证(5)式指纹采集信道模型的可靠性,本研究结合OFDM通信原理传输包含定位信息的数据。OFDM虽然在抗多径传输干扰、抗噪声干扰等方面表现出明显的优越性,但是传统的OFDM技术在时域上表现出双级性的复数特性。LED需要单级性实数驱动信号,因此需要对传统的OFDM进行改进,一般方法是牺牲频带的利用率,对于载波信号进行厄米共轭对称处理^[16-18]。

假设定位信息调制后的复数向量为 $\mathbf{X} = [X_1, X_2, \dots, X_{N/2-1}]$, N 为快速傅里叶逆变换(IFFT)的长度,经过共轭对称后的向量为 $\mathbf{X}^* = [X_{N/2-1}^*, \dots, X_2^*, X_1^*]$ 。则经过DCO-OFDM共轭对称处理后需要发送的信息向量为 $\mathbf{X} = [X_0, X_1, X_2, \dots, X_{N/2-1}, X_{N/2}, X_{N/2-1}^*, \dots, X_2^*, X_1^*]$ 。

复数向量 \mathbf{X} 经过IFFT后得到的时域信号可表示为

$$x[k] = \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp(j2n\pi k/N), \\ k=0, 1, \dots, N-1, \quad (7)$$

式中: k 为对应的子载波。

推论三:定位信息通过厄米共轭对称变换后的

复数向量 \mathbf{X} 经过 IFFT 后的时域信号为双级性的实数信号。

证明:展开(7)式可得

$$x[k] = X_0 + \sum_{n=1}^{(N/2)-1} X_n \exp(j2n\pi k/N) + X_{N/2} \exp(j\pi k) + \sum_{n=(N/2)+1}^{N-1} X_n \exp(j2n\pi k/N), \quad (8)$$

为了保证时域信号的实数性质,一般令 $X_0 = X_{N/2} = 0$,又因为厄米共轭对称性质,可得

$$X_n = X_{N-n}^*, 1 \leq n \leq (N/2 - 1) \text{ or } (N/2 + 1) \leq n \leq (N - 1), \quad (9)$$

此时有

$$x[k] = \sum_{n=1}^{(N/2)-1} X_n \exp(j2n\pi k/N) + \sum_{n=(N/2)+1}^{N-1} X_{N-n}^* \exp(j2n\pi k/N). \quad (10)$$

假设

$$x[k]' = \sum_{n=(N/2)+1}^{N-1} X_{N-n}^* \exp(j2n\pi k/N), \quad (11)$$

令(11)式中 $N - n = r$,则 $n = N - r$,进而可以得到

$$x[k]' = \sum_{r=1}^{(N/2)-1} X_r^* \exp[j2(N-r)\pi k/N] = \sum_{r=1}^{(N/2)-1} X_r^* \exp(-j2r\pi k/N) = \sum_{n=1}^{(N/2)-1} X_n^* \exp(-j2n\pi k/N). \quad (12)$$

将(12)式代入(10)式,可得

$$x[k] = \sum_{n=1}^{(N/2)-1} X_n \exp(j2n\pi k/N) + \sum_{n=1}^{(N/2)-1} X_n^* \exp(-j2n\pi k/N), \quad (13)$$

假设 X_n 为

$$X_n = X_R(n) + jX_I(n), \quad (14)$$

式中: $X_R(n)$ 、 $X_I(n)$ 分别为 X_n 的实数部分和虚数部分。 X_n 的共轭复数为

$$X_n^* = X_R(n) - jX_I(n), \quad (15)$$

将(14)式、(15)式代入(13)式可得

$$x[k] = 2 \sum_{n=1}^{(N/2)-1} X_R(n) \cos(2\pi nk/N) - 2 \sum_{n=1}^{(N/2)-1} X_I(n) \sin(2\pi nk/N), \quad (16)$$

该信号为双级性实数信号。

如图 2 所示,通过推论三串并(S/P)以及共轭 IFFT 后,得到(16)式的双级性的实数信号;经过并串(P/S)转换后,为了抗多径与码间干扰,加入循环前缀(CP),且 CP 的长度大于最大的多径时延长度;最后加入直流偏置信号 B_{DC} ,得到单级性的实数信号驱动 LED, B_{DC} 可以表示为^[21]

$$B_{DC} = \mu \sqrt{E[x_{\text{IFFTT}}^2]}, \quad (17)$$

式中: $E[\cdot]$ 表示功率归一化函数; μ 为比例常数。假设经过调制后的信号用 X_{LED} 表示,则接收端光电检测设备接收到的光电流信号 Y_{PD} 为

$$Y_{\text{PD}} = h(0) \otimes X_{\text{LED}} + \sigma, \quad (18)$$

式中: σ 为加性高斯白噪声,在 VLC 通信系统中, σ 包括散粒噪声 σ_{shot}^2 与热噪声 σ_{ther}^2 ,其总体服从高斯分布^[14]

$$\sigma^2 = \sigma_{\text{shot}}^2 + \sigma_{\text{ther}}^2, \quad (19)$$

$$\sigma_{\text{shot}}^2 = 2qRP_r + 2qI_{\text{bg}}I_2B, \quad (20)$$

$$\sigma_{\text{ther}}^2 = (8\pi k_a T_K/G_0)CA_rI_2B^2 + (16\pi^2 k_a T_K \Gamma/g_m)C^2 A_r^2 I_3 B^2, \quad (21)$$

式中: q 为元电荷量; R 为光电设备接收响应; P_r 表示接收光功率; B 为噪声带宽; k_a 为 Boltzmann 常数; T_K 为热力学温度; G_0 为开环增益; C 为接收设备的固定电容; I_{bg} 为背景电流; I_2 与 I_3 为噪声因子; Γ 为信道噪声因子; g_m 表示光探测器的跨导。

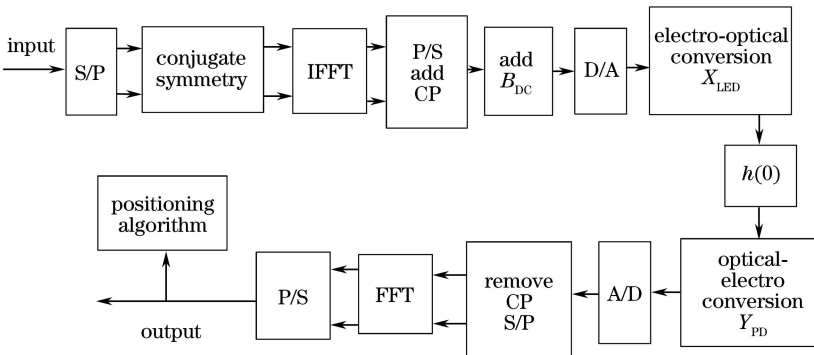


图 2 可见光 OFDM 通信与定位模型

Fig. 2 Communication and location model of visible light OFDM

接收端光电传感设备接收到信号后经过模数(A/D)转换后,去掉CP部分,经过傅里叶变换(FFT)后恢复包括定位信息的采样信号以及衰减因子 $h(0)$ 。根据(4)式可以得到接收光功率值 P_{mn-j} ,最后通过指纹匹配得到坐标。

2.4 指纹库建立与匹配

通过推论一可知,每个采集指纹点的坐标以及与对应信标LED之间的距离,依据(4)式,在光辐射模型已知的情况下,可以快速计算出每个指纹点相对于LED信标点的接收光功率值 P_{mn-j} 。指纹库建立阶段无需复杂的计算以及大量的人力去采集指纹点。

定义4:欧几里德距离 $d_{E_i-mn} [i=1,2,\dots,L; m,n=1,2,\dots,\text{ceiling}(200/M+1)]$ 表示第 i 个未知节点与第 m 列第 n 行指纹节点之间接收信号强度的欧几里德距离,即

$$d_{E_i-mn} = \sqrt{\sum_{j=1}^4 (10\lg P_{i,j} - 10\lg P_{mn-j})^2}。 (22)$$

根据(22)式待定位点与指纹点的欧几里德距离 d_{E_i-mn} 可以得出, d_{E_i-mn} 值越小,表示待定位点与指纹点越靠近,因此可以对 d_{E_i-mn} 进行排序,选取最小的 K 个 d_{E_i-mn} 对应的指纹点二维平面坐标 $(x_l, y_l) (l=1,2,\dots,K)$ 作为待定位点 i 的近邻指纹点,进而得到第 i 个待定位点的坐标 (X_i, Y_i) 为

$$(X_i, Y_i) = \sum_{l=1}^K \omega_l (x_l, y_l), (23)$$

$$\omega_l = (d_{E_i,l})^{-1} / \sum_{l=1}^K (d_{E_i,l})^{-1}。 (24)$$

(24)式表明, $d_{E_i,l}$ 值越小对应的权重 ω_l 越大。

3 实验仿真

3.1 实验参数

仿真参数设置如表1所示。另假设IFFT的长度为256,采用16QAM(Quadrature Amplitude Modulation)调制方式,直流偏置 $B_{DC} = 7$ dB,LED的调制带宽为50 MHz,调制符号周期为10 ns,接收端的采样周期 $t_{sp} = 5$ ns,则当反射路径产生的时延大于 t_{sp} 时会产生多径干扰,因90%的能量主要集中在视距与第一次反射^[21-22],只考虑视距信道与一次反射模型。采用文献[13]的多径信道模型,但只考虑一次反射模型以及墙面的反射,则有

$$\begin{cases} P_{\text{received}}^{(0)} = h(0)P_{\text{source}}^{(0)} \\ P_{\text{source}}^{(1)} = P_{\text{received}}^{(0)}\rho_{\text{surface}}, \\ P_{\text{received}}^{(1)} = h(0)P_{\text{source}}^{(1)} \end{cases} (25)$$

式中: $P_{\text{source}}^{(0)}$ 为信标LED的发射光功率; $P_{\text{received}}^{(0)}$ 为视距的接收光功率; $P_{\text{source}}^{(1)}$ 为经过一次反射后的发射光功率; $P_{\text{received}}^{(1)}$ 为经过一次反射后的接收光功率; ρ_{surface} 为墙面的反射系数取值为0.66,详细描述参考文献[13]。因定位单元的对称性,假设墙面位于 $x=0$ 的三维平面上。实验中所所有坐标距离单位均为cm。

表1 实验参数

Table 1 Experimental parameters

Parameter	Value
Emission power of each LED P /W	20
Vertical distance between LED and receiving device H /cm	200
FOV of receiver θ /($^\circ$)	60
Gain of optical filter T_s	1
Optical concentrator g	1
Effective receiving area A_r /cm ²	0.2
Photoelectric conversion efficiency η /($A \cdot W^{-1}$)	0.4
Signal tonoise ratio R_{SN} /dB	20

3.2 实验误差定义

定义5:误差 \bar{E} 与 E_i ,假设第 i 个未知节点在二维空间中的实际坐标为 (x_i, y_i) ,通过定位算法计算坐标为 (x'_i, y'_i) ,则定位误差 E_i 可定义为

$$E_i = \sqrt{(x_i - x'_i)^2 + (y_i - y'_i)^2}, (26)$$

假设有 L 个未知节点,则样本平均误差 \bar{E} 可定义为

$$\bar{E} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \sqrt{(x_i - x'_i)^2 + (y_i - y'_i)^2}。 (27)$$

定义6:定位的稳定性,用待定位点误差 E_i 的样本标准差 E_{STA} 表示,计算方式为

$$E_{STA} = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{i=1}^L (E_i - \bar{E})^2}。 (28)$$

3.3 实验结果分析

1) 定位的总体分布图

当 $M=25$ cm, $K=4$,随机产生50个待定位点,与参考指纹点匹配后的定位分布结果如图3所

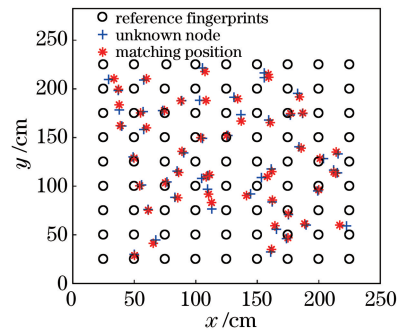


图3 定位的总体分布

Fig. 3 Overall distribution of location

示,匹配位置与待定位点的实际坐标非常相近。

2) 定位精度随指纹采集间距 M 变化

近邻指纹点 $K=4$ 时,随机生成 100 个相同的待定位点分析不同的 M 产生的最大误差、最小误差、平均误差以及定位稳定性(E_{STA}),结果如图 4 所示。从图 4 可以看出,平均误差随 M 降低而降低,最大误差与最小误差间距也变小,定位稳定性也变好,因此 FMLA-OFDM 算法具有一定的稳健性。当 M 值变小时,虽然定位精度变高,定位稳定性变好,但指纹库变大,算法的计算时间与功耗也会相应变大,可以根据实际情况在精度与功耗之间折中选择 M 值。

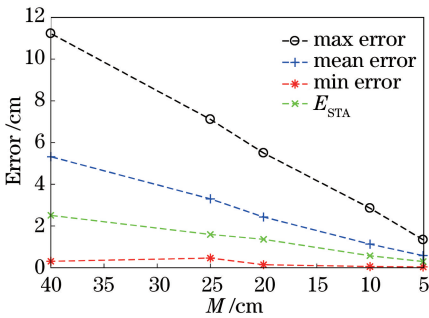


图 4 $K=4$ 时定位精度随 M 值变化

Fig. 4 Relationship between positioning accuracy and M value when $K=4$

3) 不同的指纹近邻个数 K 与定位精度的关系

$M=25$ cm 时,随机生成 100 个相同的待定位点分析不同的 K 值产生的最大误差、最小误差、平均误差以及定位的稳定性,结果如图 5 所示。当 $K=2$ 时,待定位点的平均定位精度与稳定性都较差,最大误差达到 11.05 cm;当 $K=3$ 时,100 个待定位点的平均定位精度与稳定性都较好;随着 K 值增大到 4、5 的时候,定位的精度与稳定性并未提高,本文采用(23)式的加权质心计算坐标,定位的精度

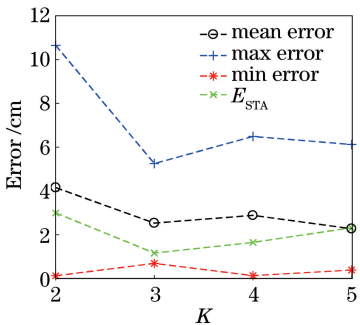


图 5 $M=25$ cm 时定位精度随 K 值的变化

Fig. 5 Relationship between positioning accuracy and K value when $M=25$ cm

取决于权重 ω_i 以及待定位点与指纹点的欧几里德距离 $d_{E_{i-mn}}$ 。当增大 K 值,会选取更多偏离待定位点更远的指纹点,在存在噪声的环境下,当指纹点越偏离待定位点,则 $d_{E_{i-mn}}$ 值越大,欧几里德距离产生的误差部分将越大,计算的权重 ω_i 误差也变大,从而导致定位的误差也变大。

4) 与质心定位算法比对

传统质心定位算法的基本原理为:当第 i 个未知节点通过(22)式获得 $l(l=1,2,\dots,K)$ 个近邻指纹点后,第 i 个未知节点坐标 (X_i, Y_i) 的计算方法为

$$(X_i, Y_i) = \left(\frac{1}{K} \sum_{l=1}^K x_l, \frac{1}{K} \sum_{l=1}^K y_l \right). \quad (29)$$

质心算法容易实现,因 l 个近邻指纹点的权重相同,定位误差随节点分布波动较大。

当 $M=25$ cm, $K=3$ 时,分析 FMLA-OFDM 与传统质心两种算法的定位精度与定位稳定性。

实验一:选取 4 个待定位点的坐标分别为 Node number 1(58, 58, 0), Node number 2(52, 52, 0), Node number 3(60, 54, 0), Node number 4(70, 52, 0),理想环境下这 4 个点都落入(50, 50, 0)、(50, 75, 0)、(75, 50, 0)三个近邻指纹点中,结果如图 6 所示。

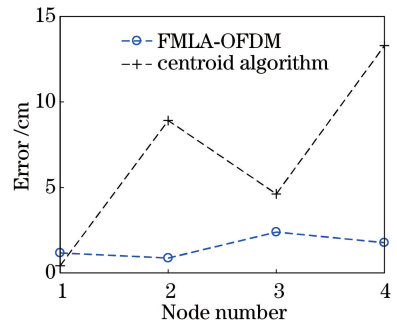


图 6 不同算法下的定位误差

Fig. 6 Positioning errors for different algorithms

图 6 中节点 1 恰好处于选取的 3 个近邻节点的质心附近,因此质心算法定位精度较高,而当节点 2 与节点 4 偏离质心的时候,质心算法的误差将较大。相反,FMLA-OFDM 算法的定位采用(22)式的加权方式定位,根据欧几里德距离 $d_{E_{i-mn}}$ 决定权重的大小,定位精度不会随待定位点偏离质心而大幅度变化,因此 FMLA-OFDM 算法的定位稳定性优于传统的质心定位算法。

实验二:为了分析两种算法的定位精度与稳定性,随机生成 100 个相同的待定位点分析两种算法的最大误差、最小误差、平均误差以及定位的稳定

性,结果如图 7 所示。从图 7 可以看出,FMLA-OFDM 算法的定位精度与稳定性都明显优于传统的质心算法。

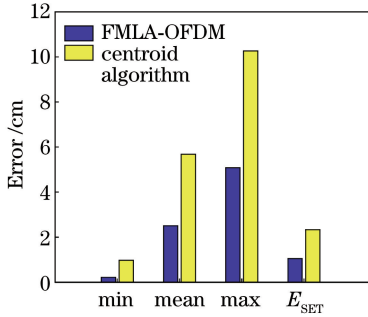


图 7 样本点数为 100 时不同算法的定位误差

Fig. 7 Positioning errors for different algorithms when 100 sample points are taken

5) 与基于测距的最小二乘法比对

为了与基于测距的最小二乘法^[13,15]比对,调整图 1 中 4 个 LED 构成正方形的边长距离 L 验证本文提出模型的普适性。随机生成 100 个相同的待定位点分析两种算法的平均误差,结果如图 8 所示。从图 8 可以看出,当 M 不变时,随着 L 增大,FMLA-OFDM 的误差并未变化很大,主要原因是 FMLA-OFDM 采用指纹匹配,LED 只是发射光功率,真正参与定位的是指纹点,只要保持 M 不变,FMLA-OFDM 的误差就不会明显变化。而最小二乘法采用测距方式定位,随着 L 增大,未知点与 LED 之间的测距误差将变大,从而导致定位误差变大。从图 8 也可以看出,FMLA-OFDM 定位模型具有普适性,定位误差不会随着 LED 布局的改变而变化。在 LED 布局间距 L 较大的情况下,FMLA-OFDM 定位误差明显低于最小二乘法。

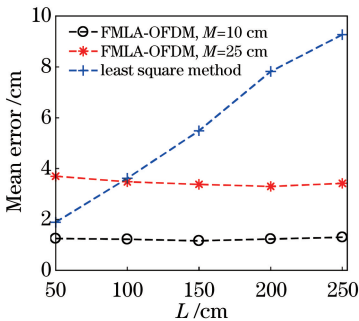


图 8 不同算法下的平均定位误差

Fig. 8 Average positioning errors for different algorithms

6) 与二进制启闭键控(OOK)调制方式相比

选取 LED1(25,25,200)为发射光源,5 个指纹点分别为 Node Number 1(125,125,0),Node

Number 2(100,125,0),Node Number 3(75,125,0),Node Number 4(50,125,0),Node Number 5(25,125,0),分析多径效应对光电接收设备的影响。为了分析 FMLA-OFDM 抗多径传输性能,与 OOK 进行比对,OOK 是一种简单的二进制调制方式,包含节点标识号等定位信息可以通过 OOK 调制方式发送,实现简单,抗多径能力弱。

从图 9 可以分析出,随着采集点的 x 轴变大,采集点远离墙面,多径的影响越弱,相比视距(LOS)传输信道,一次反射能量随距墙面越远,能量越弱。随机产生 100 个相同的待定位点分析存在多径非视距(NLOS)的环境下,分别采用 OFDM 调制与 OOK 调制的定位性能,结果如图 10 所示。在多径环境下,FMLA-OFDM-NLOS 的平均定位误差相比于视距环境下 FMLA-OFDM-LOS 有所提高,定位的稳定性有所变差。然而,相比于采用 OOK 调制的 FMLA-OOK-NLOS,FMLA-OFDM-NLOS 的平均定位误差与稳定性都较好。OFDM 调制的循环前缀 CP 的时间长度 t_G ,多径的最大时延扩展 τ_{max} ,接收端的接收时间 t_x 理论上满足 $\tau_{max} \leq t_x \leq t_G$ 时即可有效对抗多径干扰,然而 CP 变长会牺牲一定的传输速率与能耗。

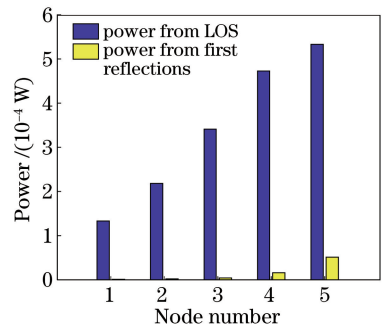


图 9 接收到的 LED(25,25,200)功率

Fig. 9 Received power from LED(25,25,200)

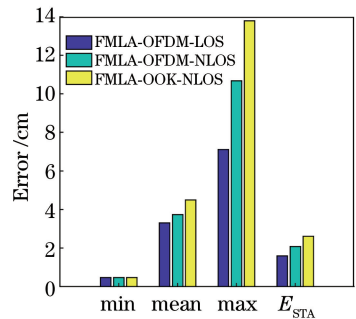


图 10 当 $M=25$ cm, $K=4$ 时 NLOS 环境的定位精度

Fig. 10 Positioning accuracy of NLOS environment when $M=25$ cm and $K=4$

4 结 论

针对室内可见光通信的特点,利用 OFDM 调制在抗多径干扰、抗噪声方面的优势,当室内 LED 布局已知的情况下,通过 LED 的 Lambertian 光辐射模型可以快速精确计算出指纹参考点的接收光功率值,整个指纹库的建立无需人工干预,FMLA-OFDM 算法在室内视距环境以及多径环境下都可以取得厘米级定位精度。可以根据实际需要调整指纹采集的间距对定位功耗与精度作折中处理。

相比于传统质心算法,FMLA-OFDM 算法通过指纹之间的欧拉距离匹配加权的方式定位,定位精度与定位稳定性都较好;相比于最小二乘法定位模型,在 LED 间距较大的情况下,FMLA-OFDM 算法的定位误差明显低于最小二乘法;相比于 OOK 简单的调制方式,FMLA-OFDM 算法在抗多径干扰方面具有明显的优势,以及更广的应用价值。

参 考 文 献

- [1] Sun X S, Hu S H, Su L, *et al.* Participatory sensing meets opportunistic sharing: automatic phone-to-phone communication in vehicles [J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2016, 15(10): 2550-2563.
- [2] Hassan N U, Naeem A, Pasha M A, *et al.* Indoor positioning using visible LED lights [J]. ACM Computing Surveys, 2015, 48(2): 20.
- [3] Wu C S, Yang Z, Zhou Z M, *et al.* Mitigating large errors in WiFi-based indoor localization for smartphones[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(7): 6246-6257.
- [4] Xie B, Chen K Y, Tan G, *et al.* LIPS: a light intensity: based positioning system for indoor environments [J]. ACM Transactions on Sensor Networks, 2016, 12(4): 28.
- [5] Armstrong J, Sekercioglu Y, Neild A. Visible light positioning: a roadmap for international standardization [J]. IEEE Communications Magazine, 2013, 51(12): 68-73.
- [6] Do T H, Yoo M. TDOA-based indoor positioning using visible light [J]. Photonic Network Communications, 2014, 27(2): 80-88.
- [7] Luo J H, Fan L Y, Li H S. Indoor positioning systems based on visible light communication: state of the art [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 19(4): 2871-2893.
- [8] Jung S Y, Hann S, Park C S. TDOA-based optical wireless indoor localization using LED ceiling lamps [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2011, 57(4): 1592-1597.
- [9] Vongkulbhisal J, Chantaramolee B, Zhao Y, *et al.* A fingerprinting-based indoor localization system using intensity modulation of light emitting diodes [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2012, 54(5): 1218-1227.
- [10] Zhou Z, Kavehrad M, Deng P. Indoor positioning algorithm using light-emitting diode visible light communications[J]. Optical Engineering, 2012, 51(8): 085009.
- [11] Shen R, Zhang J, Wang D. Indoor location method and the Cramer-Rao Bound estimation based on visible light communications [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2014, 51(9): 090604.
沈芮, 张剑, 王鼎. 基于可见光通信的室内定位算法及相应参数估计克拉美罗界[J]. 激光与光电子学进展, 2014, 51(9): 090604.
- [12] Guan W P, Wu Y X, Wen S S, *et al.* Indoor positioning technology of visible light communication based on CDMA modulation[J]. Acta Optica Sinica, 2016, 36(11): 1106006.
关伟鹏, 吴玉香, 文尚胜, 等. 基于 CDMA 调制的可见光通信室内定位技术的研究[J]. 光学学报, 2016, 36(11): 1106006.
- [13] Gu W J, Aminikashani M, Deng P, *et al.* Impact of multipath reflections on the performance of indoor visible light positioning systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(10): 2578-2587.
- [14] Xu W, Wang J, Shen H, *et al.* Indoor positioning for multiphotodiode device using visible-light communications[J]. IEEE Photonics Journal, 2016, 8(1): 7900511.
- [15] Ye Z W, Ye H Y, Nie X Y, *et al.* High-accuracy visible light positioning method based on received signal strength indicator [J]. Chinese Journal of Lasers, 2018, 45(3): 0306002.
叶子蔚, 叶会英, 聂翔宇, 等. 基于接收信号强度检测的高精度可见光定位方法[J]. 中国激光, 2018, 45(3): 0306002.
- [16] Gligoric K, Ajmani M, Vukobratovic D, *et al.* Visible light communications-based indoor positioning via compressed sensing [J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(7): 1410-1413.
- [17] Pathak P H, Feng X T, Hu P F, *et al.* Visible light communication, networking, and sensing: a survey,

- potential and challenges [J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2015, 17(4): 2047-2077.
- [18] Wang Q, Wang Z C, Dai L L. Asymmetrical hybrid optical OFDM for visible light communications with dimming control [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2015, 27(9): 974-977.
- [19] Chen C, Videv S, Tsonev D, *et al.* Fractional frequency reuse in DCO-OFDM-based optical attocell networks [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2015, 33(19): 3986-4000.
- [20] Mossaad M S A, Hranilovic S, Lampe L. Visiblelight communications using OFDM and multiple LEDs [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2015, 63(11): 4304-4313.
- [21] Jia K J, Jin B, Hao L, *et al.* Performance analysis of DCO-OFDM and ACO-OFDM systems in indoor visible light communications [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2017, 44(8): 0806003.
贾科军, 靳斌, 郝莉, 等. 室内可见光通信中 DCO-OFDM 和 ACO-OFDM 系统性能分析 [J]. *中国激光*, 2017, 44(8): 0806003.
- [22] Grubor J, Randel S, Langer K D, *et al.* Broadband information broadcasting using LED-based interior lighting [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2008, 26(24): 3883-3892.