

基于 Wi-Fi 的室内定位原型机研究与实现

李振宁¹, 张 春¹, 李永明¹, 谢 拓¹, 贾 雯²

(1 清华大学 微电子学研究所, 北京 100084; 2 深圳清华大学研究院, 广东 深圳 518057)

摘 要: 分析及对比了各种室内定位方法, 为达到更高的定位精度, 采用到达时间差法(TDOA)来定位. 设计了基于 Wi-Fi 的室内定位原型机, 采用 NI 公司的软件无线电平台 USRP 2952R 来实现. 整个系统包括 Wi-Fi 协议的接收、时差测量和位置解算与显示. 测试结果表明, 能达到 0.3 m 的准确度和精度, 以及每个位置 1 s 的刷新频率, 满足了室内定位系统的需求.

关键词: 室内定位; Wi-Fi; TDOA; USRP

中图分类号: TN99

文献标识码: A

文章编号: 1000—7180(2017)01—0090—05

Research and Implementation of Indoor Positioning Prototype Based on Wi-Fi

LI Zhen-ning¹, ZHANG Chun¹, LI Yong-ming¹, XIE Tuo¹, JIA Wen²

(1 Institute of Microelectronics, Tsinghua University, Beijing 100084, China;

2 Research Institute of Tsinghua University in Shenzhen, Shenzhen 518057, China)

Abstract: Various methods of indoor positioning systems are analyzed and compared in this paper. In order to achieve higher precision of positioning, the Time Difference of Arrival (TDOA) method is used for positioning. An indoor positioning prototype based on Wi-Fi is designed and it's implemented by USRP 2952R Software Defined Radio (SDR) platform from NI. The whole system includes the receiving of Wi-Fi protocol, time difference calculation and position computation and display. The test results show that it could reach an accuracy and precision of 0.3 m, and the refresh rate for each point is 1 s, which could meet the requirement of indoor positioning system.

Key words: indoor positioning; Wi-Fi; TDOA; USRP

1 引言

随着经济和社会的发展, 室内定位的需求也与日俱增, 它的应用场景包括人员与资产管理、购物展览服务、机器人定位与导航等. 目前主要的室内定位系统有基于 Wi-Fi、蓝牙 (Bluetooth)、超宽带 (UWB) 和射频识别 (RFID) 等技术.

如今, Wi-Fi 已经成为无线局域网的接入标准, 是当今移动终端的所必备的功能, 在很多的建筑物内都部署了 Wi-Fi 接入点用于满足人们随时随地上网的需求. 如果这些已经部署好的 Wi-Fi 基础设施能够用于室内定位, 不再需要重复建设另一套专

用的定位网络, 而且人们可以在上网传输数据的同时完成自身位置的获取, 那么这种基于 Wi-Fi 的定位方案相比其他方案具有巨大的优势.

现阶段基于 Wi-Fi 的定位系统大多采用统计 RSSI (接收信号强度) 分布, 获得位置指纹之后, 再根据 kNN 临近算法或概率法来计算位置^[1], 通常仅能达到 2~5 m 的定位精度. 由于室内无线环境的复杂度较高, 这种方法对室内环境变化比较敏感, 通常需要有训练阶段去获取室内 RSSI 的强度分布, 并且需要经常进行更新, 使用时比较麻烦. 而采用 TDOA 的定位方法则不需要进行训练, 并且可以达到更高的定位精度.

本文将 TDOA 的方案引入基于 Wi-Fi 的室内定位系统,并在 NI 软件无线电平台 USRP 2952R 上搭建了室内定位原型机。

2 室内定位系统方案

采用 TDOA 的方案进行定位时,每个时差值可以得到一组双曲线,若有多个接收机,就可以得到多个方程组,可以联立求解。

在 AWGN 信道,根据 TDOA 值计算出距离的均方根误差下界^[2],如式(1)所示。

$$\text{RMSE}(\hat{d}) \geq \frac{c}{2 \times \sqrt{2\pi} \times \sqrt{\text{SNR}} \times \text{BW}} \quad (1)$$

式中, c 为光速,SNR 为信噪比,BW 为信号带宽。可见采用相关法测时差时,需要码的自相关性良好,为使距离 d 的均方根误差下界较小,需要码速较高,接收时信噪比和过采样率较高。

GPS 定位的 C/A 码采用 Gold 序列^[3](自相关函数旁瓣相对主瓣为 -23.9 dB),码率 1.023 Mbit/s,接收机以 4 倍过采样,用本地序列与接收信号相关,采用内插法提高测时精度(从 1 μs 提高到 100 ns)。

相比之下,在目前主流的 Wi-Fi 协议物理层标准中,802.11b 物理层采用 11 位 Barker 码扩频,其自相关函数旁瓣相对主瓣为 -20.8 dB,自相关性良好^[4],其扩频后的码率可以达到 11 Mb/s。综合考虑码的自相关性、码速及设计验证,选用 802.11b 的直接序列扩频物理层进行开发和测试。之后的 Wi-Fi 协议都特指使用 IEEE 802.11b 物理层。

由于 Wi-Fi 信道是共享的,不能同时发送帧到待定位装置,而且待定位装置的计算资源、待机时长有限,因此采用待定位装置发送帧,两台 NI USRP 2952R 共四路同步接收的方案,并用相关法测时差。在 Host PC 端,完成协议解调、时差计算和位置解算及显示,如图 1 所示。

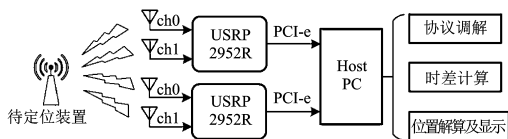


图 1 室内定位系统方案

3 Wi-Fi 协议的接收

Wi-Fi 协议^[5]MAC 层帧分为三种帧类型,分别是数据帧、控制帧和管理帧。Beacon 帧属于管理帧

的一种,用于向所在区域周期性广播接入点的基本信息,便于终端与之建立连接,这里采用接收 Beacon 帧来测试接收机。Wi-Fi 协议 MAC 层帧在物理层会进行 PLCP 成帧,其中为固定字符串的 SFD 用以区分同步头和之后的帧主体。通过 SFD 找到 Beacon 帧的起始位置,按照协议规定的帧格式即可读出各个字段,其中 SSID 为网络名称,MAC 地址为无线网卡地址,可以用来确定发送的设备。

3.1 接收机的系统结构

在信道发送的 Wi-Fi 帧经过 2.4 GHz 的天线,与 NI USRP 2952R 的 PLL 产生的本地载波混频,将频率搬移到中频,并通过接收端的低通滤波器进行带限,随后通过 ADC 进行采样、量化和误差纠正,在 USRP 的 FPGA 中根据所需要的采样频率进行 DDC(数字下变频),随后在 FPGA 中进行帧检测,并将采样值通过 PCI-e 线发送到 Host PC 端。将帧检测模块在 FPGA 中实现,可以大大减小 Host 端的软件计算量,做到实时解调和定位。

之后,在 Host PC 上完成匹配滤波、定时同步、RSSI 测量、频偏估计与纠正、信道估计、解扩、DBPSK 解调、解扰、CRC-32 校验并输出 SSID 和 MAC 地址,如图 2 所示。

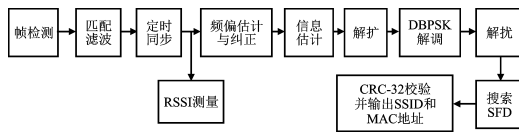


图 2 接收机的系统结构

3.2 接收机的测试

采用笔记本 Broadcom 802.11 无线网卡工作在 IBSS 802.11b 模式并周期性发送 Beacon 帧,并设置 BSS PLCP 报头为长格式,IBSS 模式为仅 802.11 b,IBSS 频道号为 11(带宽 20 MHz),速率为 1 Mb/s,新建临时无线局域网并设置 SSID 为“USRPtest”。

在接收端设置 ADC 工作在 88 MHz,射频前端工作在 2.462 GHz,下采样率为 4,可以看到 Beacon 帧的 SSID 字段、MAC 地址以及 RSSI 值可以被正确显示出来,如图 3 所示,表明接收机可以正常工作。

4 室内定位系统设计与测试

4.1 时差计算算法

通过 NI USRP 2952R 实际采样得到的数据,由于收发端存在频偏导致信号包络程周期性变化,

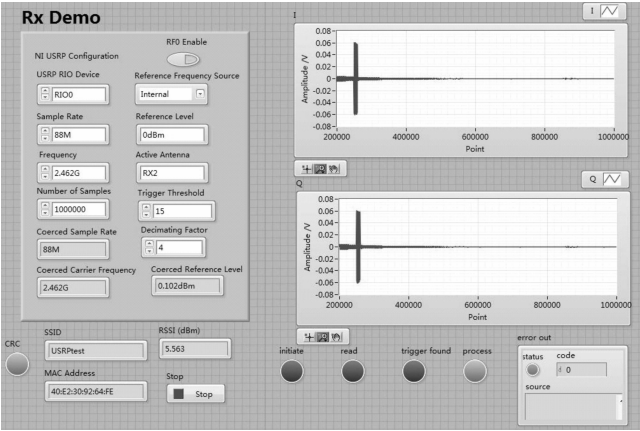


图3 接收机解调结果

若对此采样得到的原始数据用相关法测时差,则由于信号包络变化,导致计算出来的相关值也随之变动,同时在信号包络的过零点也使得相关值大大减小.滑动相关计算时各点相关值的变动对之后的相关峰测时差时的内插影响很大,导致最终结果不理想,因此需要消除频偏的影响.

时差计算算法的主要流程包括频偏估计、初始相位估计、频偏及初始相位补偿、正反相关性判断以及最后的相关法测时差.

4.1.1 频偏估计

在进行频偏估计时,可以利用其 PLCP 前导码序列以及 DBPSK 信号的特性来计算^[6].不考虑噪声情况下,如果接收端和发送端之间有频偏和相偏,则接收的基带信号可以表示为式(2).

$$r(n) = x(n) \cdot e^{j(2\pi f_{\Delta} n T_s + \varphi_{\Delta})} \quad (2)$$

式中, $x(n)$ 为发送的基带信号, f_{Δ} 为频偏, φ_{Δ} 为初始相位, n 为采样点, T_s 为采样周期.

将 88 MHz 的采样信号降采样到基带信号,在其上取相距间隔为 D 的两个采样点做共轭相乘计算,可得式(3):

$$\begin{aligned} z &= x(n) \cdot e^{j(2\pi f_{\Delta} n T_s + \varphi_{\Delta})} \cdot x^*(n+D) \cdot e^{-j[2\pi f_{\Delta} (n+D) T_s + \varphi_{\Delta}]} \\ &= x(n) \cdot x^*(n+D) \cdot e^{-j(2\pi f_{\Delta} D T_s)} \\ &= |x(n)| \cdot |x(n+D)| \cdot e^{j(\varphi_n - \varphi_{n+D})} \cdot e^{-j(2\pi f_{\Delta} D T_s)} \end{aligned} \quad (3)$$

对于 IEEE 802.11b 的基带码率为 1 Mb/s, 采用 DBPSK 调制的基带信号, 有 $\varphi_n - \varphi_{n+D}$ 为 0 或者 π , 因此可以得到式(4):

$$|f_{\Delta}| = \frac{1}{2\pi D T_s} \arctan \left[\frac{\sum_i \text{Im}(z_i)}{\sum_i \text{Re}(z_i)} \right] \quad (4)$$

式中, $\text{Im}(z_i)$ 是共轭相乘值 z 的虚部, $\text{Re}(z_i)$ 是共轭

相乘值 z 的实部, 取多个值相加再取平均就可以得到频偏 f_{Δ} 的绝对值.

在 $\varphi_n - \varphi_{n+D}$ 为 0 或者 π 时, $e^{j(\varphi_n - \varphi_{n+D})}$ 分别为 1 和 -1 , 由于 IEEE 802.11b 协议的 PLCP 前导码序列是已知的, 在其中取固定间隔为 D 的一组采样点, 并根据所取点是同相还是反相, 在式(4) 得到频偏 f_{Δ} 绝对值的基础上加入正负号, 即可得到频偏 f_{Δ} 的值.

4.1.2 初始相位估计

初始相位的计算会影响频偏和初始相位补偿后 I、Q 两路的相对幅度. 将采样得到的 PLCP 帧前导码序列的初始采样值的虚部除以实部, 如式(5) 所示.

$$\tan(\varphi_{\Delta}) = \frac{\text{Im}[r(0)]}{\text{Re}[r(0)]} \quad (5)$$

式中, φ_{Δ} 为初始相位, $r(0)$ 为 PLCP 帧前导码序列的初始采样值, 为 I 路在实部、Q 路在虚部的复数, $\text{Im}[r(0)]$ 和 $\text{Re}[r(0)]$ 分别为其虚部和实部.

在 PLCP 帧前导码序列的初始部分取多个值求平均, 并取反正切运算, 如式(6) 所示, 就可以估计出初始相位值.

$$\varphi_{\Delta} = \arctan \left[\frac{\sum_i \text{Im}[r_i(0)]}{\sum_i \text{Re}[r_i(0)]} \right] \quad (6)$$

4.1.3 频偏及初始相位补偿

在完成频偏及初始相位的估计后, 可以根据式(7) 进行补偿:

$$\tilde{r}(n) = r(n) \cdot e^{-j(2\pi f_{\Delta} n T_s + \varphi_{\Delta})} \quad (7)$$

原始的采样信号和频偏及初始相位补偿后的结果如图 4 所示, 可以看到经过频偏及初始相位补偿后, 原始采样信号的中由于频偏而存在的周期性包络已经变为恒定包络, 并且输出的 I 路数据幅度达到最大, 有利于之后进行相关法测时差.

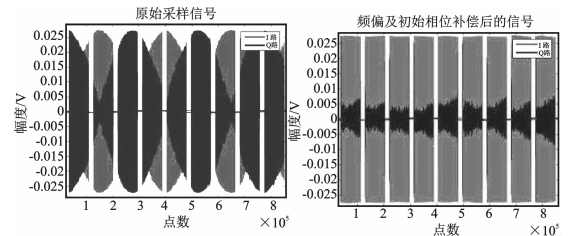


图4 原始的采样信号和频偏及初始相位补偿后的结果

4.1.4 正反相关性判断

在 IEEE 802.11b 协议中, BPSK 的基带信号在经过 2.4 GHz 的载波调制后, 在接收端经过天线,

之后和本地非相干载波混频时会产生相位模糊现象,即原始的“0”码会变为“1”,原始的“1”码会变为“0”码,IEEE 802. 11b 采用差分编码来解决这个问题.但在用补偿后的两路信号进行相关法测时差时,这种相位模糊问题会导致两路进行相关运算时不同帧之间的正反相关性发生变化,进而影响相关值的计算.可以用在两路信号的包络上的点判断它们的正负号,来得到两路信号的正反相关性,若两路反相关,则将一路信号数据取反后再进行相关运算测时差.

4. 1. 5 相关法测时差

将每台 USRP 采样得到的两路数据补偿后,取两个 I 路使用相关法测时差,对两路每帧的采样点左右移动 8 个点并计算相关值,由于采样频率为 88 MS/s,每移动一个点相当于约 11. 36 ns 的延迟,这样测时差能达到的精度只能到采样周期. 由于两路采样点都为扩频后的 Barker 码,在 88 MS/s 采样率时,Barker 码的理论自相关曲线在峰值点附近为直线. 在实际采样得到的信号中,由于带宽和噪声等因素影响,使得计算出的相关值在峰值点附近的分布为二次曲线,如图 5 所示. 由于对真实峰值点影响最大的是相关值最大的三个点,采用三点二次插值法^[7],测时差的精度可以达到采样周期的 1/10~1/100,相比直接左右移动计算时差大大提高了测量精度.

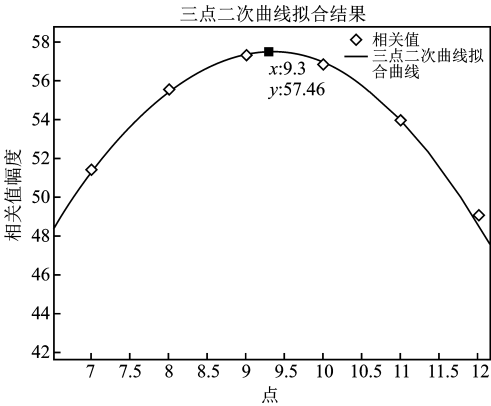


图 5 三点二次曲线拟合结果

4. 2 系统测试

测试时采用准确度和精度来作为定位系统的评价指标. 准确度用来反映定位系统得到待测目标位置与其实际位置的距离差,可以被认为系统偏差;精度是对同一位置目标测量多次后测量数据的分布情况,代表多次测量的稳定性.

测量时可对静止点多次测量后的标准差来得到

精度,计算测量均值与理论值相对差异来得到准确度.

4. 2. 1 静止点与一维直线移动测试

采用 1 台 USRP 2952R 发送 Wi-Fi 协议帧,另 1 台 USRP 2952R 两路同步接收来测试静止点以及一维直线移动,分别测量了 P1,P2 和 P3 三个位置点的时差值,其示意图如图 6 所示,由于 USRP 2952R 的两个 RF 端口距离相比测量的精度距离过近,采用了两条等长的同轴电缆加在天线与 RF 端口之间进行延长.

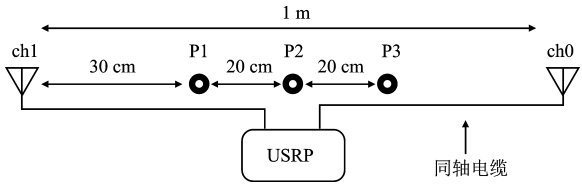


图 6 静止点与一维直线移动测试示意图

发送端每发送一帧就可以计算出一个时差值,每个点连续测量了 200 帧,用相关法测时差结果.

P1,P2 和 P3 三个位置点时差测量的统计值如表 1 所示,它们三个位置点的理论时差值分别应为 1. 3 ns,0 ns,−1. 3 ns,准确度的计算是由统计出的时差均值与理论时差值之间差的绝对值.

表 1 P1,P2 和 P3 三个位置点时差测量的统计值 ns			
条目	P1 位置	P2 位置	P3 位置
标准差	0. 462	0. 749	0. 389
均值	1. 731	0. 174	−1. 905
准确度	0. 431	0. 174	0. 605

由表 1 可以得出,测量的精度与准确度都在 1 ns 以内,通过与光速相乘,每个位置点可以达到 0. 3 米的精度和准确度.

4. 2. 2 二维平面移动测试

采用 1 台 USRP 2952R 作为待定位设备,它向信道广播 Beacon 帧,另外两台 USRP 2952R 共四路同步接收,分别称为 USRP0 和 USRP1. USRP0 的两个通路 USRP0ch0 和 USRP0ch1 在 X 轴,坐标分别为(−1,0)和(1,0),单位为 m;相对应的 USRP1ch0 和 USRP1ch1 在 Y 轴,坐标分别为(0,1)和(0,−1),单位为 m. 二维平面直线移动的三个点 P1,P2 和 P3 也在图中标注. 由于测量得到的时差有正负之分,因此 USRP0 和 USRP1 分别可以得到双曲线的一支,它们的交点就是待定位设备的位置.

二维平面移动测试的结果如图 7 所示,每个位置点计算了 4 次,可以看到计算得到的位置,且达到

了 0.3 m 的准确度和精度,其得到一个位置点消耗时间为 1 s,达到了实时性要求.

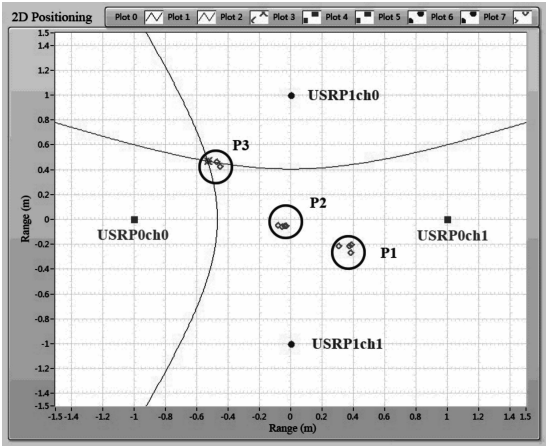


图 7 二维平面移动测试的结果

5 结束语

本文设计了一套基于 Wi-Fi 技术和 TDOA 定位原理的室内定位系统方案,完成了 Wi-Fi 协议的接收,最后在软件无线电平台 NI USRP 2952R 上搭建起了室内定位系统原型机,并实现了室内环境下二维平面移动定位,达到 0.3 m 的准确度和精度,以及每个位置 1 s 的刷新频率. 相比基于 RSSI 的方案^[8],准确度和精度得到大大提高,具有良好的应用前景.

参考文献:

[1] 陈丽娜. WLAN 位置指纹室内定位关键技术研究[D]. 上海:华东师范大学,2014.

[2] Want R. An introduction to RFID technology[J]. IEEE Pervasive Computing, 2006,5(1):25-33.

[3] Selmi A Vervisch-Picois , Samama N . Design of new codes for reducing interference between -Like signals

transmitted indoors[C]// Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2013 International Conference on. Montbeliard-Belfort, 2013:1-9.

[4] Soba J, Munir A, Suksmono A B . Barker code radar simulation for target range detection using software defined radio[C]// Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE), 2013 International Conference on. Yogyakarta, 2013: 271-276.

[5] IEEE. IEEE Std 802. 11-2012 IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks-Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specification[S]. IEEE, 2012.

[6] Haring L , Bieder S , Czylik A ,et al. Estimation algorithms of multiple channels and carrier frequency offsets in application to multiuser OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010,9(3):865-870.

[7] 龚国辉,李思昆. 提高 DSSS 信号 PN 码相位测量精度的三点二次插值法 [J]. 通信学报, 2007, 28 (2): 130-133.

[8] Youssef M, Agrawala A. The Horus WLAN location determination system[C]//Proceedings of the 3rd international conference on Mobile systems, applications, and services. ACM, 2005: 205-218.

作者简介:

李振宁 男,(1990-),硕士. 研究方向为基于 Wi-Fi 的室内定位技术. E-mail: lizn13@mails. tsinghua. edu. cn.

张 春 男,(1972-),副教授. 研究方向为射频识别、数字信号处理,数模混合信号集成电路设计.

李永明 男,(1945-),教授. 研究方向为数/模集成电路设计.

谢 拓 男,(1990-),博士. 研究方向为射频定位技术.

(上接第 89 页)

作者简介:

孙玉强 男,(1956-),博士,教授. 研究方向为信息科学、软件工程、并行算法.

王文闻(通讯作者) 男,(1991-),硕士研究生. 研究方向为软件工程、并行算法. E-mail:1552726162@qq. com.

巢碧霞 女,(1991-),硕士研究生. 研究方向为并行算法.

顾玉宛 女,(1982-),博士. 研究方向为并行算法.