

## 基于速度差补偿的双频连续波雷达室内人体定位方法

李方敏<sup>\*①②</sup> 夏雨晴<sup>①</sup> 马小林<sup>①</sup> 赵碧海<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(武汉理工大学信息工程学院 武汉 430070)

<sup>②</sup>(长沙学院数学与计算机科学系 长沙 410022)

**摘要:** 目前,用于室内定位的雷达技术为了达到高精度而使用高带宽的调频连续波,这样不仅对设备要求高且杂波干扰大。为降低带宽开销,该文使用双频连续波比相测距机制来实现室内人体定位。在该方法中复杂的室内环境和人体变化的移动速度会造成频谱扩展,导致有效信号信噪比降低,能量发散甚至出现峰值误判,直接降低测速和定位的精度。由此,提出应用于室内环境中的基于双频连续波比相测距的局部速度差补偿算法,以校准频域信号,获取高精度的速度与距离信息。实验结果表明在设备功率提供的测距范围内固定位置均方根误差在 9~14 cm 内,与已有调频连续波有同等级的测距精度,最终实现了低带宽下的高精度人体定位。同时该系统的算法复杂度较低,能更好地适用于人体轨迹的实时跟踪。

**关键词:** 双频连续波雷达; 速度差补偿; 定位跟踪

**中图分类号:** TN953

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2017)06-1432-07

**DOI:** 10.11999/JEIT160861

## Indoor Human Localization Method of Dual Frequency Continuous Wave Radar with Velocity Deviation Compensation

LI Fangmin<sup>①②</sup> XIA Yuqing<sup>①</sup> MA Xiaolin<sup>①</sup> ZHAO Bihai<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(School of Information Engineering, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

<sup>②</sup>(Department of Mathematics and Computer Science, Changsha University, Changsha 410022, China)

**Abstract:** The radar technology used in indoor localization prefers wide bandwidth frequency modulated continuous wave for high accuracy, yet this way needs specific device and suffers from clutters. In order to reduce the bandwidth overhead, the indoor human localization is implemented based on dual frequency continuous wave phase ratio. However, the receive signal spectrum spreads due to the complex indoor environment and the changing moving speed. The spectrum spread will leads to SNR reduction, energy divergence and wrong peak value, which decrease velocity measuring and localization accuracy. To improve the location accuracy, the frequency domain signal is calibrated with the proposed partial velocity deviation compensation algorithm in the dual frequency phase ratio localization. The experiment results show that the root mean square error of the distance measuring is as high as 9 ~ 14 cm in low bandwidth, which is parallel to the state of art. Moreover, the indoor localization and tracking can work in real time by using the proposed low complexity algorithm.

**Key words:** Dual frequency CW radar; Velocity deviation compensation; Localization and tracking

### 1 引言

随着无线信号的发展,基于位置的服务(LBS)得到广泛的应用,移动定位作为主要技术受到了广泛的关注。关于定位的感知技术层出不穷,主要包括:射频识别技术,蓝牙技术,超声波定位感知,WIFI等<sup>[1]</sup>。其中通过建立室内传播模型,利用接收信号强度的指示(RSSI)实现物体的距离检测的定位方式,对室内环境的要求较高,多物体的反射将直

接影响接收信号的强度,产生较大误差,定位精度很难保证。同时其后续处理要求较高,运算复杂度高,实时性也较低。相较于利用接收强度对移动物体进行定位,基于到达时间(TOA)的方式具有更好的精度与抗干扰性<sup>[2]</sup>,所以使用连续波雷达进行定位跟踪也由此提出<sup>[3]</sup>。

常见的雷达室内定位技术是采用调频连续波(FMCW)进行定位,能实现较高的测距精度且不存在模糊距离的现象。但为达到较高的测距精度往往需要设备提供较大的频带宽度,一般需要提供达到 1 GHz 以上的扫频带宽,因此需要专用的硬件设备作为信号收发器,设备要求高。如 WiTrack<sup>[4,5]</sup>就是其中的代表之一,其使用 FMCW 基于传输时间 TOF(Time-of-Flight)进行室内人体定位与动作识

收稿日期: 2016-08-22; 改回日期: 2017-01-24; 网络出版: 2017-03-21

\*通信作者: 李方敏 lifangmin@whut.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61373042, 61502361)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61373042, 61502361)

别, 利用 3 组接收天线实现了 3D 的人体定位, 定位精度较高(10~13 cm), 但是 FMCW 信号带宽较大为 1.69 GHz。同时较高的带宽意味着更多的信号干扰, 这也是不可忽略的。非调制的连续波雷达, 主要适用于测速, 对于不同速度和距离, 它都能处理且没有模糊速度, 而对于脉冲多普勒雷达而言要实现任何距离均无模糊速度需要进行较复杂的处理。CW 相较于 FMCW 而言频带窄, 设备要求低, 同时杂波干扰小, 扩展性强, 在测距的同时能够获取到运动目标的速度大小与方向信息, 这为后续进行人体跟踪或者行为识别提供了更多的参考, 因此利用连续波雷达测速测距有广泛的应用前景。如文献[6]中提到使用双频连续波雷达实现移动目标的定位, 但是定位精度相对前者较差, 近距离误差达到 45 cm, 无法达到室内定位的精度要求。所以利用双频连续波雷达完成在低带宽下的高精度定位是待解决的问题。

采用连续波雷达进行室内人体定位时, 由于背景物体的干扰和人体非匀速运动, 会产生干扰频移, 因此需要对频谱展宽进行校准。干扰频移所造成频谱的展宽, 首先会导致接收信号信噪比降低, 直接影响测距精度; 其次, 由于双频测距是通过峰值检测方法测距, 频谱的展宽带来谱峰值的降低, 增加了峰值检测的难度, 在干扰速度能量较大的情况下, 甚至会造成峰值误判, 影响测速精度; 最后, 由于频谱展宽, 导致单路信号峰值产生不同程度的相移, 以致定位精度降低。以上各方面都会在一定程度上影响移动目标速度和距离的测量精度。

在针对校准频谱展宽方面, 提高测距精度的方法主要是针对偏移量进行最优检测和参数估计。文献[7]采用单双频结合的思路进行定位矫正, 但是需要前期进行大量的数据测量分析, 同时随测量范围增加工作量也不断提高。所以选取前者的思路, 该思路提出了较多的相对应算法, 其中主要包括: (1) 使用离散多项式(DPT)估算频率偏移量<sup>[8,9]</sup>, 该算法运算量较小, 但是对信号的信噪比性能要求较高, 在低信噪比下检测性能无法达到要求; (2) 采用离散 Chirp 信号处理<sup>[10]</sup>, 通过获取 Chirp 基提取参数估计值, 但是要求信号点数为质数, 局限过多, 普适性差; (3) 使用最大似然估计模型<sup>[11,12]</sup>, 但是需要进行多维度的搜索与计算, 运算量过大, 实时性差; (4) 使用加速度补偿进行最佳匹配<sup>[13]</sup>, 时间复杂度低, 适用于实时系统, 但是采用加速度只适应与机动目标在加速度一定的情况下, 并且时间维度较高。由此可以将速度作为补偿参量, 在降低维度的同时, 对匹配对象也无运动状态的限制。基于以上总结, 为了提高双频连续的测距精度, 本文提出了基于局部速度差补偿的方法, 滤除干扰运动带来的频谱拓

展, 提高测距精度的同时增强系统对人体变速运动的适应性, 并且实现使用低带宽测距达到与 FMCW 相同的厘米级的测距精度。

本文提出基于局部速度差补偿算法, 应用于双频连续波雷达进行室内人体定位。在室内环境下定位, 测距在 10 m 范围内即可, 保证双频的频差在适当范围即可实现, 无需提升到多频条件, 减少复杂度。同时针对干扰速度对频谱展宽的问题, 采用局部速度差补偿算法进行频域信号校准, 使用速度补偿模板对待补偿信号进行匹配, 获取最佳干扰速度差值, 校准后提高待测信号精度。结合以上两点实现了室内环境下低带宽高精度的人体定位。在布置成本方面, 本文实验是在软件无线电设备上完成, 其主要实现连续波雷达信号的收发, 在保证算法合理的基础上, 雷达信号的收发能移植到更为集成的设备上。例如, 2005 年 MITRE 公司的 Otero M 已经推出了一种低功耗、低成本连续波体制的小型雷达系统, 该系统体积非常小, 造价十分低(5 美元)。电磁波收发只需要使用一对 PCB 天线完成。

综上所述, 本文将由 FFT 比相测距, 局部速度差补偿算法, 以及最后进行定位跟踪矫正 3 个部分展开, 重点放在局部速度差补偿算法的理论与实践。技术实现是在无线电外设 USRP210 结合 gnuRadio 下完成, 连续波信号通过两台 USRP 子板的外置天线分别进行收发, 利用 MIMO 接线实现两台设备的收发同步, 信号处理通过 PC 端 gnuRadio 实现。

## 2 双频 FFT 比相测距机制

在进行双频测距方案选择前, 我们需要考虑在室内环境下信号衰落问题, 主要分析电磁波的多径效应引起的信号衰落。图 1 模拟了室内环境下的静态干扰和动态干扰现象。

如图 1 所示, 路径①为室内静态干扰, 信号经过静态物体多次反射后接受信号频率保持不变, 无多普勒频移产生; 路径②为运动人体反射路径, 会产生多普勒频移; 路径③为小物体运动干扰, 也会

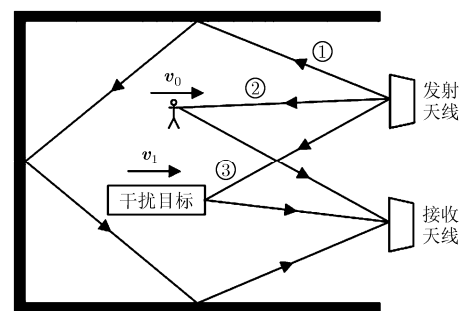


图 1 室内多径效应模拟图

产生不同程度的多普勒频移。为克服静态干扰, 本文通过高频过滤, 提取两路多普勒频移信号从而进行距离和速度的计算。对于小物体干扰, 在过滤后的多普勒频移信号中会出现频谱拓展或者新的峰值, 后续对人体与小物体反射信号进行特征提取并分离, 本文中未进行处理, 有待后续继续改进。

双频 FFT 比相测距是通过两路连续波接收信号相位差进行定位测距<sup>[4]</sup>, 原理示意图如图 2 所示, 其中雷达信号发生源同时产生两路连续波信号, 频率分别为  $f_1$  和  $f_2$ 。

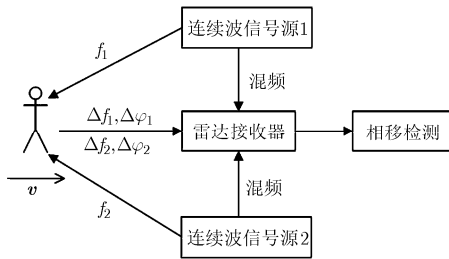


图 2 双频 FFT 比相测距原理图

由于人体的移动, 使得信号频率发生了多普勒频移  $\Delta f_1$  和  $\Delta f_2$ , 同时由于信号的发送和接收之间的时间差分别体现在两路信号的相位频移  $\Delta \varphi_1$  和  $\Delta \varphi_2$  上, 将处理后的信号进行 FFT 比相检测获取两路信号的相位差。假设频率分别为  $f_1$  和  $f_2$  的两路连续波信号表达式为

$$S_0(t) = e^{j(2\pi f_0 t + \varphi_0)}, S_1(t) = e^{j(2\pi f_1 t + \varphi_1)} \quad (1)$$

其中,  $\varphi_1$  和  $\varphi_2$  分别为两路信号的初始相位, 由于目标物体的相对运动会带来多普勒频移  $f_{d0}$  和  $f_{d1}$ <sup>[15]</sup>, 假设目标物体相对运动的径向速度为  $v$ , 则有

$$f_{d0} = \frac{2v}{c} f_0 \quad (2)$$

式(2)中,  $c$  为光波传输速度, 信号传输时延  $\tau$  与目标物体距离  $R$  的关系式为

$$\tau = 2R/c \quad (3)$$

结合式(2)、式(3)因素的影响, 对接收信号进行混频滤波以及峰值检测等操作后得出两路信号相位差为

$$\Delta \varphi = 2\pi(f_1 - f_0) \frac{2R}{c} + \Delta \varphi_0 \quad (4)$$

其中,  $\Delta \varphi_0$  为两路连续波信号初始相位差  $\Delta \varphi_0 = \varphi_0 - \varphi_1$ , 由此得出目标距离与相位差的关系。

### 3 局部速度差补偿算法

基于引言中提出的思路, 在对机动目标进行加速度补偿的基础上, 对速度进行补偿, 在降低时间域维度的同时适应人体的非匀速运动。由于当室内

环境一定时, 人体在检测时间段内速度不稳定的变化会引起频谱的扩展, 为了消除由此带来的误差, 提出了局部最大速度差补偿。

首先, 为了提取由于干扰速度引起的频偏, 需要将多普勒频移频率  $f_{d0}$  附近频谱进行细化, 提高判别精度, 所以通过参考局部频率细化对相应频段进行频率细化; 然后, 根据接收信号时域采样信号, 提出以干扰速度为变量的速度差补偿模板; 最后, 利用速度差补偿模板与局部细化信号进行混频, 获取预测的干扰速度, 从而对原始信号进行速度差补偿。其中干扰对两路信号影响相同, 所以只需要分析其中某一路单频信号即可。下面将详细介绍该算法的实现与推导。

第 1 步 频率细化, 频率细化是为了将多普勒频移峰值邻近区域的扩展频段提取出来, 然后进行重采样最终细化该频率段信息。由于我们只需要提取多普勒频移  $f_{d0}$  附近一段频谱进行细化, 在对多种频率细化的处理方法进行对比后, 选择参考复调制 Zoom-FFT 算法进行实现, 其优点是针对某段频谱的细化, 能够在较窄频段内拥有较高的分辨率。原理框图如图 3 所示。

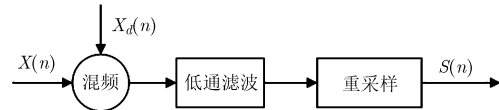


图 3 频率细化复调制 Zoom-FFT 原理图

图 3 中,  $X_d(n) = e^{-j\frac{2\pi f_{md} n}{f_s}}$  为频移因子,  $f_{md}$  表示频移量。其中接收信号  $X(n)$  的采样率为  $f_s$ , 离散信号由  $N$  点采样得出。则由干扰速度差  $\Delta v$  引起的频谱扩展量  $\Delta N$  可以表示为

$$\Delta N = f_{\Delta v} T_s N = \frac{2\Delta v}{c} T_s N f_0 \quad (5)$$

多普勒频移  $f_d$  是通过对单路信号进行混频滤波与峰值检测信号而得来, 对应的频率点为  $k_p$ , 为了在频率搬移时能提取到有效的扩展量, 区域范围需要能完整地包含速度差信息, 选取的扩展域长度  $L$  应该适当增加, 满足  $L > \Delta N$ , 由此可得频移量  $f_{md}$  为

$$f_{md} = \frac{f_s}{N} \left( k_p - \frac{L}{2} + 1 \right) \quad (6)$$

将式(6)代入频移因子公式, 通过图示频率细化思路将频移因子与接收信号进行混频相乘, 再进行数字低通滤波截取  $L$  段长度的信息, 最后进行重采样, 其抽取比  $M = N/L$ 。由此输出信号  $S(n)$ , 可以粗略表示为

$$S(n) = e^{j \left\{ 2\pi \frac{f_{\Delta v}(n)}{f_s/M} n + 2\pi \frac{f_{j/2}}{f_s/M} n - 2\pi f_0 \tau + \varphi_0 \right\}}, n = 0, 1, \dots, L-1 \quad (7)$$

其中,  $f_{\Delta v}(n)$ ,  $f_{L/2}$  分别为干扰速度差频率与频移后的中心频率, 前者由于干扰速度不定随时间变化, 时间为其变量, 后者为频移后的中心频率, 对应人体运动的多普勒频移。由此可看出局部频率细化后的时域离散信号, 其频率段包含运动速度差信息, 因此可以将  $S(n)$  作为局部速度差补偿的对象, 获取到造成检测误差的速度信息。

第2步 速度差匹配模板, 速度匹配模板相当于是上一步频移因子的理论模板。通过不同的速度差匹配模板对频移因子进行补偿得到最佳值, 进而获取到联动引起的速度差信息。结合第2节的推导, 将接收时域离散信号加入干扰速度差  $\Delta v$ , 经过混频滤波处理后的单路信号可以表示为

$$X_{f_0}(n) = e^{j\left[2\pi\frac{f_{\Delta v}}{f_s}n + 2\pi\frac{2\Delta v(n)}{c f_s}f_0n - 2\pi f_0\tau + \varphi_0\right]} \quad (8)$$

由式(8)可知, 在监测时间内, 人体运动并非表现为匀速运动, 速度变化会随时间变化, 从而导致其多普勒频率不断变化, 反映在频域上为频谱的展宽。速度差补偿就是消除式中由  $\Delta v(n)$  带来的影响, 分析可知只需要将原始信号  $X_{f_0}(n)$  与补偿模板  $C(n) = \exp\left[-j2\pi\frac{2\Delta v(n)}{c f_s}f_0n\right]$  混频即可, 所以问题可以转化

为补偿模板  $C(n)$  中未知量  $\Delta v$  的获取。

利用速度匹配模板对待补偿时域信号匹配, 为保证两者在同一时间段内有相等长度的时域离散信号点, 需要两者具有相等的采样率, 所以同样将补偿模板的时离散点进行  $M$  倍抽取, 同时假设随时间变化的速度设置为固定速度差值, 得到

$$C(n) = e^{-j2\pi\frac{2\Delta v}{c(f_s/M)}f_0n}, \quad n = 0, 1, \dots, L-1 \quad (9)$$

变量  $\Delta v$  将以不同值  $\Delta v_i$  代入式(9), 获取不同的补偿模板  $C_i(n)$ 。

第3步 局部速度差补偿实现, 由于第1步得到的待补偿时域信号  $S(n)$  包含了检测时间段内全部的干扰速度差信息, 所以可以通过第2步中得到的不同速度的补偿模板对其进行匹配, 获得不同速度的补偿效果, 结果最好的模板对应的速度差为最强干扰项。假设不同速度对应的速度差为  $\Delta v_i$ , 补偿方法如式(10)所示:

$$R_i(k) = \text{FFT}(S(n)C_i(n)), \quad k = 0, 1, \dots, L-1 \quad (10)$$

对由式(10)得到的频域信号点进行峰值检测, 对应的峰值代表着由于人体运动频移产生的能量强度, 峰值越大表明补偿结果越好, 多普勒频移信号能量越强。针对不同的速度差补偿模板均提取, 最后只需要比较所有峰值大小, 最大值对应的速度差即为在该过程中的在合理范围内选择补偿速度差值。

由于人体正常移动速度范围为  $0.8 \sim 1.5$  m/s(维基百科), 速度变化波动范围较小。所以将邻近的干扰速度差值设置在  $\pm 1$  m/s 的范围内, 即补偿速度差在范围  $(-1 \text{ m/s}, 1 \text{ m/s})$ 。以步进方式进行模板补偿, 在选取步进值时需要综合考虑模板个数与粒子化精度, 模板个数越多则补偿次数越多, 影响定位跟踪的实时性, 模板数越少则粒子精度较低, 速度差值提取的精度也会随之降低。

最后在此基础上, 提出简单的跟踪模型, 相较于 TOF 和基于信号强度的定位方式, 连续波雷达定位的主要优势在于可以同时进行测速与测距。由于在对人体运动轨迹进行实时跟踪时, PC 端实时信号处理与信号接收间存在时间差。当人体运动状态发生变化时, 如动静切换或运动方向的改变, 都将导致跟踪盲点的出现; 另外, 当人体运动速度较高, 一定距离内采集到的人体反射信号量过少, 会导致跟踪点缺失。利用获取的运动速度矢量对人体运动轨迹进行矫正, 实现人体轨迹的实时跟踪。假设通过峰值检测获取的相邻状态点的时间与速度分别为  $t_0$ ,  $t_1$  和向量  $\mathbf{v}_0$ ,  $\mathbf{v}_1$ , 两点模型如图4所示。

图示的不同运动模式, 虚点表示预测的人体轨迹盲点, 假设人体移动在极小时间范围内表现为匀速运动, 根据式(11)推导跟踪点位置。

$$\Delta r = \int_{t_0}^{t_0+\tau} \mathbf{v}_0 dt + \int_{t_1-\tau}^{t_1} \mathbf{v}_1 dt \quad (11)$$

当相邻检测点同向时距离差  $\Delta r$  使用前部或者后部方式进行矫正即可。同时结合卡尔曼滤波, 利用观测得到的速度和先验知识进行融合, 将其作为系统参数, 对状态量进行估计, 提高轨迹的平滑度。

#### 4 实验结果

连续波雷达的人体轨迹跟踪实现是以两台 USRP N210<sup>[16]</sup> 分别作为信号的收发源, 使用射频前端天线进行电磁波信号的收发, PC 端 gnuRadio 实现数字信号产生与实时处理。根据无线信号分布结合 USRP 的子板 SBX 所能提供的有效收发频段

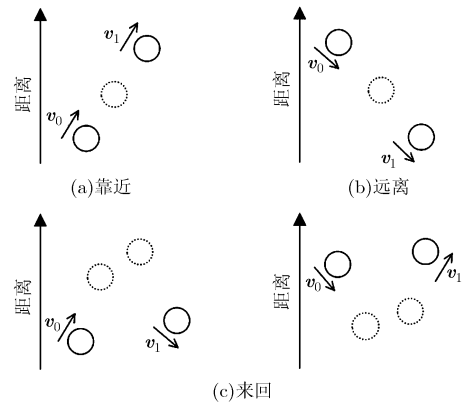


图4 盲点轨迹矫正模型

(400~4400 MHz), 选取了目前未利用的 4.2 GHz 频段作为信号的中心频率, 两路信号频率分别为  $4.2 \text{ GHz} \pm 10 \text{ MHz}$ , 两台设备通过 MIMO cable 连接实现收发同步。

#### 4.1 移动物体信号分析

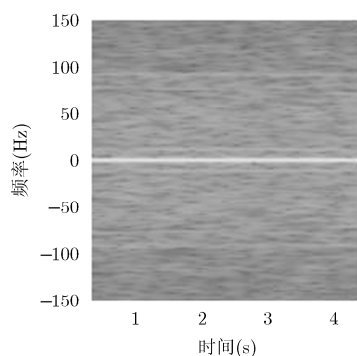
检测感知人体移动是通过多普勒频移体现的, 为了在接收信号中提取有效的多普勒频移, 采用了数字低通滤波。为了配合 PC 端信号处理速率, 需要对信号进行重采样等一系列处理。在人体静止和人体移动时, 得到的信号在频域的时频结果如图 5 所示。

在人体静止时, 频域只存在由硬件设备电源产生的直流信号, 集中分布在 0 频附近, 当人体运动

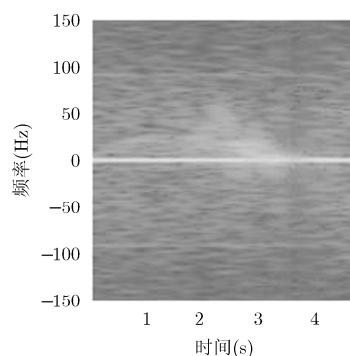
时, 信号频域峰值有了一个明显的偏移, 并具有相对较高的能量强度, 该偏移就是的有效多普勒偏移  $\Delta f_d$ 。但由图 5(b)可以看出中心频率附近扩展幅度较大。

#### 4.2 速度差补偿算法分析

根据第 3 节的推论, 为了合理选取  $\Delta v_i$  需综合考虑速度差的间隔和数量。为了实现完全补偿, 步进值  $\Delta v_{i0}$  对应的频谱偏移数应该小于 1, 根据式(5)推导可知  $\Delta v_{i0} < 0.37 \text{ m/s}$ , 所以在速度差误差范围  $(-1 \text{ m/s}, 1 \text{ m/s})$  内  $\Delta v_{i0}$  可取值  $0.2 \text{ m/s}$  为, 由此获取到 10 个对应的补偿模板。在进行 10 组实验后, 整理峰值信息, 得到的最佳补偿模板与原始接收信号混频所获得结果如图 6 所示。



(a) 人体静止多普勒频移时频图



(b) 人体运动多普勒频移时频图

图 5 人体不同状态多普勒频移时频图

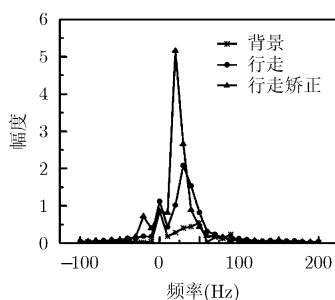


图 6 原始信号与补偿结果频域比较图

图中 \* 为人体静止时信号分布, 主要集中在 0 频附近; ● 为人体运动受干扰的信号分布, 峰值幅值较低, 频率跨度较大; ▲ 为最佳补偿模板进行矫正后的信号分布, 峰值幅值较高, 谱峰尖锐。对比人体静止和运动状态的频域信号, 前者能量集中在 0 频附近, 后者随着人体运动产生多普勒频移使得能量集中在该频率段内。对比补偿前和补偿后的信号分布, 后者较前者的多普勒频移的中心频率向左偏移, 表现为频率值的降低, 峰值幅值的增大, 能量更多集中在谱峰处, 从而能更好地提取有用信号。

在此基础上, 为更好确定定位精度, 我们将实践在不同测距点上定点测距实验, 在室内和走廊环

境下实验结果近似, 所以选择在没有运动物体干扰的室内进行实验。将大小为  $40 \text{ cm} \times 40 \text{ cm}$  的木板模拟人体, 由于实验是基于运动物体的定位跟踪, 所以需要目标对象处于运动状态, 于是将模板在导轨(刻有距离值)的固定点上进行  $\pm 5 \text{ cm}$  的前后来回移动。同时对木板的移动采取不规则速度进行, 用于产生干扰运动速度差。由此分别获取  $0.5 \text{ m}, 1.0 \text{ m}, 1.5 \text{ m}, 2.0 \text{ m}$ , 4 组定点测距信息, 将获取的离散点进行离线分析, 对比结果如图 7 所示。

图 7 中补偿前和补偿后的目标定位点分别表示为图标 ● 和 ☆。对于 4 组数据, 补偿后的定位点相较于补偿前的定位点能更好地集中在中心距离附近。由于获得的最大干扰速度差是在某一环境下进行的, 环境切换后仍需要重新进行补偿实验获得补偿模板。为了更合理地表示补偿结果对定位精度的提升, 对实验结果进行了相对于真实距离的均方根误差(RMSE)的计算, 如图 8 所示。

由图 8 所示的均方根误差值的对比可知, 补偿后测距精度明显提高, 其在 5 处定点测试的定位值相对于真实距离的最大均方根误差为  $13.67 \text{ cm}$ , 最小均方根误差为  $9.21 \text{ cm}$ 。由于定点实验的运动木板是在定位点前后  $5 \text{ cm}$  范围内移动, 所以理论上实际

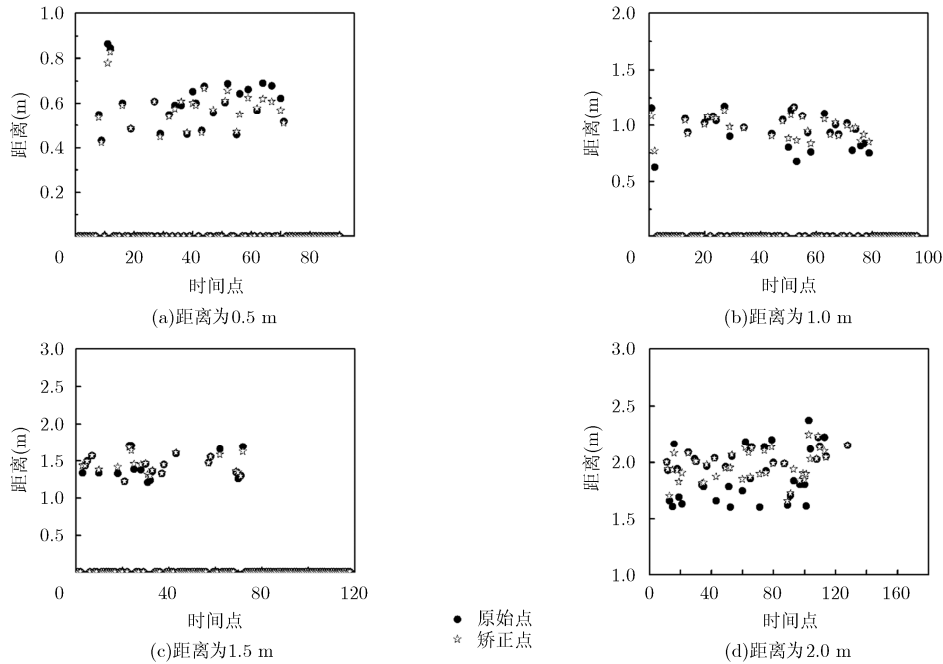


图 7 不同距离补偿前与补偿后距离对比图

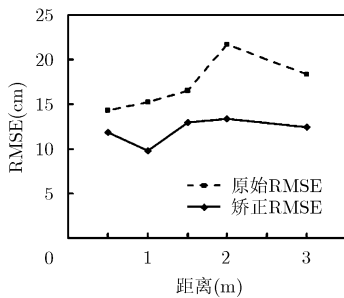


图 8 不同距离补偿前与补偿后 RMSE 对比图

定位点能达到更高的测距精度。同时由于人体反射面更大，可以提供更多的有效点数，从而能更完整地实现移动跟踪。

对于实现定位精度，本实验采用 20 MHz 带宽下实现误差范围在 9.21~13.67 cm 范围内。对比使用 CW 雷达，其在人体定位方面涉猎较少，但也有文献[6]使用双频连续波雷达进行室内人体定位，近距离误差达到 45 cm。在使用 FMCW 雷达，普遍需要使用高频来实现高精度定位，文献[4]和文献[5]中使用 FMCW 在 1.69 GHz 带宽下定位径向误差为 10~13 cm，这与本实验具有同等级的定位精度，实现均值误差接近。但是，相较于前者，本文实验在实现设备简单化和节省带宽方面有明显优势。

对于算法实现方面，计算量主要集中在局部补偿算法上。首先，根据不同的  $\Delta v_i$  获取  $t$  个对照模板  $C_i(n)$  和谱线扩展量  $\Delta N_i$ ，在实时定位过程中，这一部分可以离线完成，需要使用时再调用；然后，需要对接收信号进行  $N$  点的 FFT 后进行峰值提取，再结合不同谱线扩展量将频移因子与原始信号进行

混频，其时间复杂度为  $O(N \lg N)$ ；最后，分别将待补偿信号  $S(n)$  与对照模板  $C_i(n)$  混频后进行  $L$  点的 FFT，在进行峰值提取，其时间复杂度为  $O(L \lg L)$ 。其中复数乘法的次数主要集中在 FFT 过程，峰值提取以及混频过程，计算得

$$\frac{N}{2} \lg N + \frac{tL}{2} \lg L + \frac{3}{2} N + \frac{3}{2} TL$$

复数加法的次数集中在 FFT 过程，计算得

$$N \lg N + L \lg L$$

相较于使用加速度补偿算法<sup>[3]</sup>在复数计算过程中减少了 IFFT 过程，降低了运算量。同时加速度补偿算法中模板与待补偿信号由于加速度的引入使得时间维度高于本文算法，并且只针对机动目标具有一定的局限性。

文献[7]中使用的单双频结合测距，为克服单个连续波测距的模糊性和双频连续波精度的局限，使用两者结合的方式。前期需要进行大量的定点实验去确定不同间隔距离与波长之间的关系，后期在进行双频定位过程中进行矫正。虽然能达到较高的精度，但是前期实验有大量的消耗，同时需要针对不同频段进行重复的前期实验准备，与本文算法相比，在实时性和实践性方面表现较差。

文献[11]分为粗搜索和细搜索两部分进行，使用的是最大似然函数最优化问题中的牛顿迭代法进行处理，完成对似然函数最大化收敛区中绝对最大的实现。在进行迭代算法时，每一步都需要进行矩阵的逆矩阵的求解，使得算法的计算量较大，计算  $n$  阶矩阵的逆矩阵的时间复杂度为  $O(n^3)$ ，多次迭代下来对实现的时间复杂度是很大的考验，相比之下，

本文算法具有更好的实时性。

综上所述, 本文完成了基于速度差补偿的双频连续波定位, 在原有的双频测距的基础上进行了精度的改进。首先, 在测距上以低带宽实现了高精度的定位, 在 USRP 上以 20 MHz 带宽信号进行测距的均值误差矫正在 9~14 cm 范围内, 对比文献[4]使用 FMCW 在 1.69 GHz 带宽下定位径向误差为 10~13 cm, 实现均值误差接近。其次, 采用速度差补偿算法相较于文献[7]中使用的单双频结合测距以及文献[11]中使用的最大似然估计模型具有更好的实时性; 相较于文献[8]中使用的离散多项式和文献[10]提到的离散 Chirp 信号处理办法具有更理想的普适性; 相较于加速度补偿算法<sup>[13]</sup>降低了时域维度与计算复杂度, 同时能够更好地适应非匀加速运动目标的检测与实时跟踪。

## 5 结束语

本文在利用双频连续波进行运动人体的定位实验中, 尝试以低带宽实现高精度。提出了基于局部速度差补偿的算法进行干扰速度滤除, 一定程度上消除了频谱的扩展, 进而提高测距精度, 实现了连续波雷达在低带宽下的高精度定位, 并且由于其较低的复杂度更适用于实时人体定位跟踪。在本文基础上还能继续进行如下扩展和改进: (1) 本文提出速度差补偿模块过滤掉了检测时间段内的干扰平均速度, 后续工作可以尝试多速度模型, 将检测时间段细化, 做更精确的矫正工作; (2) 充分结合速度矢量和位置信息, 可以扩展到更细化的人体行为识别中; (3) 在连续波的基础上进行调频或调相处理, 提高系统的抗干扰能力, 以适应不同室内场景以及小物体运动干扰等。

## 参考文献

- [1] WANG S and ZHOU G. A review on radio based activity recognition[J]. *Digital Communications and Networks*, 2015, 1(1): 20–29. doi: 10.1016/j.dcan.2015.02.006.
  - [2] YANG C and SHAO H R. WiFi-based indoor positioning[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2015, 53(3): 150–157. doi: 10.1109/MCOM.2015.7060497.
  - [3] VAGHEFI R M, AMURU S D, JAKUBISIN D, *et al.* MIMO-radar-based indoor passive geolocation and tracking[C]. *IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS)*, Savannah, GA, USA, 2016: 622–629.
  - [4] ADIB F, KABELAC Z, KATABI D, *et al.* 3D tracking via body radio reflections[C]. *11th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation*, Seattle, WA, USA, 2014: 317–329.
  - [5] ADIB F, KABELAC Z, and KATABI D. Multi-person localization via RF body reflections[C]. *12th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation*, Santa Clara, CA, USA, 2015: 279–292.
  - [6] AMIN M, ZEMANY P, SETLUR P, *et al.* Moving target localization for indoor imaging using dual frequency CW radars [C]. *IEEE Sensor Array and Multichannel Processing*, Waltham, MA, USA, 2006: 367–371.
  - [7] ZHOU C and GRIFFIN J D. Accurate phase-based ranging measurements for backscatter RFID tags[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2012, 11(1): 152–155. doi: 10.1109/LAWP.2012.2186110.
  - [8] LIU L, ZHOU F, TAO M, *et al.* Cross-range scaling method of inverse synthetic aperture radar image based on discrete polynomial-phase transform[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2015, 9(3): 333–341. doi: 10.1049/iet-rsn.2013.0392.
  - [9] 朱仁飞, 朱小鹏, 张群. 基于调频连续波信号的双基地 ISAR 成像研究[J]. *宇航学报*, 2012, 33(2): 222–227. doi: 10.3873/j.issn.1000-1328.2012.02.011.  
ZHU Renfei, ZHU Xiaopeng, and ZHANG Qun. Imaging study on bi-static ISAR based on frequency modulation continuous wave[J]. *Journal of Astronautics*, 2012, 33(2): 222–227. doi: 10.3873/j.issn.1000-1328.2012.02.011.
  - [10] XIA X G. Discrete chirp-fourier transform and its application to chirp rate estimation[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2000, 48(11): 3122–3133. doi: 10.1109/78.875469.
  - [11] ABATZOGLOU T J. Fast maximum likelihood joint estimation of frequency and frequency rate[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1986 22(6): 708–715. doi: 10.1109/TAES.1986.310805.
  - [12] LEE D and SONG K. Simulated maximum likelihood estimation for discrete choices using transformed simulated frequencies[J]. *Journal of Econometrics*, 2015, 187(1): 131–153. doi: 10.1016/j.jeconom.2014.12.009.
  - [13] 曹延伟, 江志红. 加速运动目标的双频比相测距算法研究[J]. *电子与信息学报*, 2007, 29(12): 2858–2862.  
CAO Yanwei and JIANG Zhihong. Research on algorithm of dual frequency ranging for target with acceleration[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(12): 2858–2862.
  - [14] SKOLNIK M, 左群声. 雷达导论[M]. 北京: 电子工业出版社, 2014: 321–340.  
SKOLNIK M and ZUO Qunsheng. *Introduction to Radar Systems*[M]. Beijing, Publishing House of Electronics Industry, 2014: 321–340.
  - [15] 吴顺君, 梅晓春. 雷达信号处理和数据处理技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008: 19–45.  
WU Shunjun and MEI Xiaochun. *Radar Signal Processing and Data Processing Technology*[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2008: 19–45.
  - [16] COSTANZO S, SPADAFORA F, MASSA G D, *et al.* Potentialities Of USRP-based software defined radar systems[J]. *Progress in Electromagnetics Research B*, 2013, 53(53): 417–435.
- 李方敏: 男, 1968 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线网络与智能感知。  
夏雨晴: 女, 1991 年生, 硕士生, 研究方向为无线感知。  
马小林: 男, 1984 年生, 讲师, 研究方向为无线网络定位与识别。  
赵碧海: 男, 1980 年生, 副教授, 研究方向为信号处理与数据挖掘。