

# 一种基于频域的相位差无源标签测距方法

胡宏泽<sup>1</sup> 章勇<sup>1</sup> 贾虹<sup>1,2</sup>

(1. 南京航空航天大学计算机科学与技术学院, 南京, 210016; 2. 总参第六十研究所, 南京, 210016)

**摘要:** 针对基于信号到达相位差(Phase difference of arrival, PDOA)双频比相法测距方案频率选取随机性大, 导致测距结果精度低等缺点, 提出了一种基于频域的信号到达相位差(Phase difference of arrival in frequency domain, FD-PDOA)双频比相法测距方案。结合最小二乘法以及一次线性回归的思想, 建立了测距的数学模型。利用 Matlab 对实验数据进行仿真分析表明: 在 0.5 m 和 1.0 m 处, 若采用 PDOA 双频比相法测距方案, 误差分别在 50% 和 30% 上下浮动; 采用 FD-PDOA 双频比相法测距方案, 从整体上分析相位差值的变化特性, 误差在 10% 上下浮动, 进一步提升了测距精度。

**关键词:** 到达相位差; 双频比相法; 线性回归; 测距

**中图分类号:** TP399 **文献标志码:** A

## Ranging Method Based on Phase Difference in Frequency Domain for Passive Tags

Hu Hongze<sup>1</sup>, Zhang Yong<sup>1</sup>, Jia Hong<sup>1,2</sup>

(1. College of Computer Science and Technology, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016, China;  
2. 60th Institute of General Staff Department, Nanjing, 210016, China)

**Abstract:** To overcome the drawbacks of phase difference of arrival (PDOA) dual-frequency comparison ranging method, i. e. large frequency selection random and low measuring distance accuracy, the phase difference of arrival in frequency domain (FD-PDOA) dual-frequency comparison ranging method is proposed. Combining with the least square method and linear regression, a mathematic model is built to measure the distance. Simulation results show that the measurement error of PDOA dual-frequency comparison ranging method floats at 50% and 30% at distance 0.5 m and 1.0 m respectively, while the measurement error of FD-PDOA dual-frequency comparison ranging method is reduced to 10% through an overall analysis of the phase difference change characteristics, and the method considerably improve the measuring distance accuracy.

**Key words:** phase difference of arrival; dual-frequency comparison; linear regression; ranging

## 引 言

射频识别(Radio frequency identification, RFID)技术是一种通过无线射频方式进行非接触式的双向数据的通信, 对目标进行识别和读写相关数据的自动识别技术。随着物联网的快速发展, RFID 技术

凭借非接触、非视距、时延短、高精度以及成本低等优点在室内定位系统中得到了广泛的应用<sup>[1]</sup>。由于有源标签需要携带电池成本相对较高的特点,基于超高频段的无源标签的定位系统的研究有着更加深远的意义。

根据测距原理的不同,定位方法主要分为基于接收信号强度(Received signal strength information, RSSI)方法,基于信号到达角度(Angle of arrival, AOA)方法,基于信号到达时间(Time of arrival, TOA)方法以及基于信号到达相位差(Phase difference of arrival, PDOA)方法<sup>[2-6]</sup>。在基于以上方法得到距离之后,通过三点定位即可得到目标位置信息。由于接收信号强度受到环境因素影响,多径干扰严重,定位精度低,限制了基于 RSSI 测距原理的定位系统在无源定位系统中的应用。基于信号到达角度 AOA 的测距方案对天线序列的要求很高,由此增加了系统的复杂度。基于信号到达时间 TOA 的测距方案通过测量电磁波传播的时间来进行测距,对于短距离测距电磁波传播的时间都在纳秒级,因此对设备时间精度要求较高,而且标签和阅读器之间需要精确的时间同步,一般测量的误差都较大。基于 PDOA 测距方案是根据多频雷达测距的原理,读写器测出不同频率的 2 个信号,经过相同路程后产生的相位变化的差值来计算信号传播的距离。因此在理论上,只要读写器解调出标签反射回来信号的载波,就可以得到反应了标签与读写器距离信息的相位  $\varphi$ 。文献[7]利用全相位 FFT 谱分析特性,提出一种基于欠采样条件下的相位差估计方法获取距离信息,但是过多复杂的计算会增加硬件上的成本。文献[8]提出了基于多频连续波的无源标签测距方法,但是对信噪比要求比较高,实现困难。文献[9-11]提出了基于双频比相的测距方案,实现起来相对容易一些,利用 IQ 解调原理获取相位差值,简化了计算,但是频点选择的随意性是它们的主要问题。文献[12]中虽然提到了在一定频率范围上进行测量,但是仅仅只是从简单的平均值角度进行了分析。文献[13]分析了相位差的误差来源,但是并没有结合 RFID 定位系统给出测距的理论表达式。本文将文献[14]中的基于线性拟合的频偏估计算法推广应用于相位差最优值求解问题上。在基于双频比相测距原理的基础上,引入频域的概念,利用最小二乘法以及一次线性回归的思想,从相位误差分析、频率差的选取以及  $\frac{\Delta^2 \varphi}{\Delta f}$  ( $\Delta^2 \varphi$  为二次相位差)最优值的求解方面进行了分析。

## 1 基于频域的信号到达相位差的双频比相法测距方案

### 1.1 信号到达相位差双频比相法测距原理

假设在排除多径效应,噪声等因素影响的理想的自然环境下,读写器向标签发送的频率为  $f_0$ 。载波信号为

$$S_{tx}(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (1)$$

式中: $A$  为该载波信号的振幅, $\varphi_0$  为发送载波信号的初始相位。经过标签反向散射返回至读写器接收到的信号为

$$S_{rx} = \alpha \cdot \beta \cdot A \cos(2\pi f_0 t + \phi_0 - \Delta\phi) \quad (2)$$

式中: $\alpha$  为返回载波信号的增益, $\beta$  为标签的调制因子, $\Delta\phi$  为载波信号在整个传播过程中产生的相位差,并且该相位差包含了标签与读写器之间的距离信息

$$d = \frac{c \cdot \Delta\varphi}{4\pi f_0} \quad (3)$$

式中: $c$  为电磁波的传播速度即光速  $3 \times 10^8$  m/s。因为射频信号从读写器发射,经电子标签反射后再返回至读写器,将经历多个载波整周期,即产生整周模糊度问题,对于最大测距范围,由式(3)可知当  $\Delta\varphi = 2\pi$  时,标签与读写器之间可测得的最大距离为  $d_m = \frac{c}{2f_0}$ ,对于超高频读写器系统超高频段的频率范围

一般为 860~960 MHz,对应的最大  $d_m$  的取值约为 17.4 cm,这将大大限制了测距的范围。针对该问题,文献[9]中给出了一种基于双频比相的办法,读写器分别以频率  $f_1$  和频率  $f_2$  向标签发送两个载波信号,假设接收到标签返回信号相对于频率  $f_1$  和频率  $f_2$  的相位差分别为  $\Delta\varphi_1$  和  $\Delta\varphi_2$ ,根据式(3)变换得

$$\Delta\varphi_1 = \frac{4\pi f_1 d}{c} \quad (4)$$

$$\Delta\varphi_2 = \frac{4\pi f_2 d}{c} \quad (5)$$

由式(4,5)可知二次相位差  $\Delta^2\varphi$  为

$$\Delta^2\varphi = \frac{4\pi d}{c} \Delta f \quad (6)$$

其中  $\Delta f = f_2 - f_1$ ,由式(6)可得基于二次相位差的测距公式为

$$d = \frac{c\Delta^2\varphi}{4\pi\Delta f} \quad (7)$$

分析式(7)可知,当  $\Delta f$  取值很小时,可大大增加最大不模糊距离。当  $\Delta f$  取值为 10 MHz 时,最大不模糊距离可达到 15 m,针对 UHF RFID 系统通信距离最大一般达到 10 m 左右的特点,该方案完全可以满足目前 UHF RFID 定位系统对于无源标签测距的要求。

## 1.2 基于频域的相位差的双频比相法测距算法

根据 PDOA 双频比相法测距原理可知,频率差  $\Delta f$  的选取以及  $\frac{\Delta^2\varphi}{\Delta f}$  的最优值的求解是影响测距精度最关键的两个因素。PDOA 方案中采用双频比相法虽然可以克服最大不模糊距离的问题,但是由于频率选择的随机性往往会使得  $\frac{\Delta^2\varphi}{\Delta f}$  的值产生很大的浮动,带来较大的随机误差。针对上述问题本文利用统计学原理,在 USA 频段 902.75~927.25 MHz 上,选取  $N$  个频率点  $f_i (i=1,2,\dots,N)$ ,其中频率差  $\Delta f = f_{i+1} - f_i (i=1,2,\dots,N)$ ,  $\Delta\varphi_i (i=1,2,\dots,N)$  为相对于载波频率  $f_i$  测得的相位差值。分析式(3)可知  $\Delta\varphi_i$  与  $f_i$  之间存在线性相关关系,假设  $\frac{\Delta^2\varphi}{\Delta f}$  的最优值用  $k$  表示,则对于  $k$  值的求解可以利用最小二乘法以及一次线性回归的思想,将该求解过程转换成为如何找到一条以斜率为  $k$  的直线使得它对于每一个  $\Delta\varphi_i$  值能够达到最佳拟合。

### 1.2.1 相位误差分析以及频率差 $\Delta f$

根据图 1 所示,在自由传播环境中,读写器接收到标签返回信号的相位信息可以表示为

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_{\text{prop}} + \Delta\varphi_0 + \Delta\varphi_{\text{BS}} \quad (8)$$

式中: $\Delta\varphi_{\text{prop}}$  是电磁波在空间传播的相位累积,  $\Delta\varphi_0$  是读写器的调制解调模块到天线的线缆的传播相位累积,  $\Delta\varphi_{\text{BS}}$  是标签反向散射调制对载波相位的产生的偏移。相位  $\Delta\varphi_0$  表示了读写器的调制解调模块到天线之间的线缆的距离,考虑到相位  $\Delta\varphi_0$  带来的距离可以直接测得,因此,由标签返回信号的可测得的相位误差主要来源于  $\Delta\varphi_{\text{BS}}$ 。

文献[11,13]中给出了  $\Delta\varphi_{\text{BS}}$  的估算公式,标签的等效电路如图 2 所示。

当发送频率为  $f_0$  的载波进行测试时,  $\Delta\varphi_{\text{BS}}$  为

$$\Delta\varphi_{\text{BS}} = \pm \frac{\pi}{2} + \frac{4Q_L}{\omega_{\text{res}}} (\omega_0 - \omega_{\text{res}}) \quad (9)$$

式中:  $\omega_{\text{res}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  为谐振角频率,  $\omega_0$  为载波角频率,  $Q_L = \frac{1}{\omega_{\text{res}} C(R_a + R_c)}$  为等效电路的品质因子,一般它

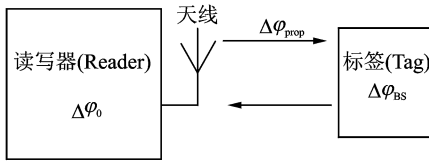


图1 载波信号传播模型

Fig. 1 Propagation model of carrier signal

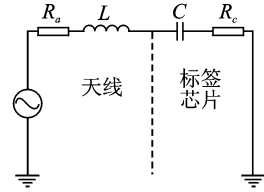


图2 标签等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of tags

的值约为 14。由式(9)可知基于双频比相法的测距原理,当发送的两个载波信号的频率  $f_1$  和  $f_2$  非常接近时,  $\Delta\varphi_{BS1}$  和  $\Delta\varphi_{BS2}$  的值非常接近,因此当式(7)中的频率差  $\Delta f$  取值非常小时,  $\Delta\varphi_{BS}$  所带来的测距误差将会减小很多。文献[10]给出了频率差与时延估计误差之间的关系,只有频率差为 1 MHz 时,时延估计误差是最小的;当频率差大于 1 MHz 时,时延估计误差随着频率差的增加而增加,到最后无论频率差如何变化,误差都达到了一个恒定值,在这种情况下,运用相位差测量标签距离毫无意义,因此在该测距方案中频率差选取为 1 MHz。

### 1.2.2 $\frac{\Delta^2\varphi}{\Delta f}$ 最优值的求解模型分析

在 902.75~927.25 MHz 的 USA 频段范围上,利用统计学原理,对  $N$  ( $N$  为取样的频点个数) 个频点测量的相位差值进行取样(每个相邻频率点间间隔 1 MHz),记  $f_i$  ( $i=1,2,\dots,N$ ) 为第  $i$  个取样频点,  $\Delta\varphi_i$  ( $i=1,2,\dots,N$ ) 为相对于载波频率  $f_i$  测得的相位差值,式(3)变换得到  $\Delta\varphi_i$  与  $f_i$  之间的关系式  $\Delta\varphi_i = \frac{4\pi d}{c} f_i$ ,其中  $\frac{4\pi d}{c}$  在测试距离  $d$  为一定值的情况下为一常数,表明  $\Delta\varphi_i$  与  $f_i$  之间存在着线性相关关系。

$\frac{\Delta^2\varphi}{\Delta f}$  最优值的求解相当于在  $N$  个频点的样本空间中找到一条对于每一个测得的  $\Delta\varphi_i$  能够达到最佳拟合的直线,该直线的斜率即是  $\frac{\Delta^2\varphi}{\Delta f}$  最优值。为解决该问题引入了最小二乘法以及一次线性回归的思想,其基本原则是该最优拟合的直线应该使各个频点测得的相位差值到该直线的平方和最小。

由于噪声等非理想因素造成的相位误差无法避免,假设对频点  $f_i$  测量值造成的相位偏差为  $u_i$ ,  $u_i \sim N(0, \delta^2)$ ,对于不同测试频点  $f_i$  和  $f_j$  所带来的相位偏差  $u_i$  和  $u_j$  相互独立,并且  $u_i$  与变量  $f_i$  无关,则可定义对于该样本空间最优拟合直线的回归模型为

$$\Delta\varphi(f) = kf + b \quad (10)$$

任意频点  $f_i$  测得的相位差值关系式为

$$\Delta\varphi(f_i) = kf_i + b + u_i \quad (11)$$

如图 3 所示建立二维的  $\Delta\varphi$ - $f$  坐标系  $u_i$  为  $\Delta\varphi_i$  到直线  $\Delta\varphi(f) = kf + b$  的距离,则有

$$\sum_{i=1}^N u_i^2 = \sum_{i=1}^N [\Delta\varphi(f_i) - kf_i - b]^2 \quad (12)$$

当式(12)的值最小化时直线  $\Delta\varphi(f) = kf + b$  对每一个  $\Delta\varphi_i$  值能够达到最佳拟合,此时的  $k$  值即为

$\frac{\Delta^2\varphi}{\Delta f}$  的最优值。根据最小化的一阶条件,分别对  $\Delta\varphi(f_i)$  和  $f_i$  求偏导令其为零,可得到  $k$  和  $b$  的值

$$k = \frac{\sum_{i=1}^N f_i \Delta\varphi(f_i) - N \bar{f} \overline{\Delta\varphi(f)}}{\sum_{i=1}^N f_i^2 - N \bar{f}^2} \quad (13)$$

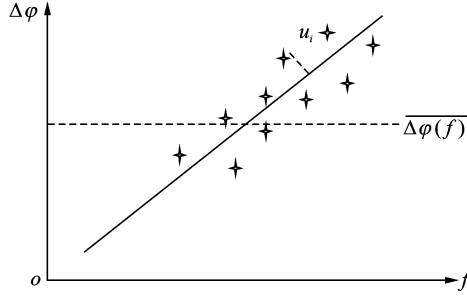


图3  $\Delta\varphi-f$  坐标系

Fig. 3  $\Delta\varphi-f$  coordinate system

$$b = \overline{\Delta\varphi(f)} - k\bar{f} \tag{14}$$

式中:  $(\bar{f}, \overline{\Delta\varphi(f)})$  为所取  $N$  个样本点的中心, 其中  $\bar{f} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f_i, \overline{\Delta\varphi(f)} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta\varphi(f_i)$ 。因此由式(13)

即可求得  $\frac{\Delta^2\varphi}{\Delta f}$  的最优值。

假定用  $R^2$  表示该回归模型的拟合优度, 记 TSS 表示所有测得的  $\Delta\varphi(f_i)$  相对于其均值  $\overline{\Delta\varphi(f)}$  的波动性  $\sum_{i=1}^N [\Delta\varphi(f_i) - \overline{\Delta\varphi(f)}]^2$ , RSS 表示由非理想因素所造成不能被该模型解释的相位误差的平方和  $\sum_{i=1}^N [\Delta\varphi(f_i) - \Delta\varphi(f)]^2$ , 即该回归模型的拟合优度  $R^2$  可表示为

$$R^2 = 1 - \frac{\text{RSS}}{\text{TSS}} \tag{15}$$

由式(15)分析可知,  $R^2$  是介于 0 和 1 之间的数,  $R^2$  越大, 说明回归线拟合程度越好;  $R^2$  越小, 说明回归线拟合程度越差。

### 1.3 基于频域的相位差(FD-PDOA)的双频比相法测距模型

分析式(7)和(13)可得基于频域的相位差的测距模型可表示为

$$d = \frac{c}{4\pi} \cdot k - l \tag{16}$$

式中:  $k$  为  $\frac{\Delta^2\varphi}{\Delta f}$  的最优值,  $l$  为式(8)中  $\Delta\varphi_0$  和  $\Delta\varphi_{\text{BS}}$  所引入的距离值, 它可以通过无源标签与读写器天线零距离时测得。

算法描述如下:

**步骤 1:** 读写器开启跳频模式, 依次加入  $N$  个样本频点  $f_i (i=1, 2, \dots, N)$ , 对待测无源标签进行扫描, 并且建立  $u_i$  与  $f_i$  的  $N$  阶方阵  $\mathbf{A}$ , 初始化为 0;

**步骤 2:** 对于样本频点  $f_i$  处测得的相位偏差  $u_i$ , 将其加入  $N$  阶方阵  $\mathbf{A}$  中;

**步骤 3:** 检查  $i$  值, 若小于  $N$  则跳回步骤 2; 否则利用得到的  $N$  阶方阵  $\mathbf{A}$  求出  $\text{tr}(\mathbf{A}\mathbf{A}^T)$ ;

**步骤 4:** 引入最小二乘回归模型, 使  $(\text{tr}(\mathbf{A}\mathbf{A}^T))^+$  的值最小化, 利用式(13)求出  $\frac{\Delta^2\varphi}{\Delta f}$  的最优值;

**步骤 5:** 根据步骤 1~4 测得读写器天线与无源标签零距离时的值  $l$ , 利用式(16)得到最终的无源标签的距离信息。

测量系统的整体流程如图 4 所示。

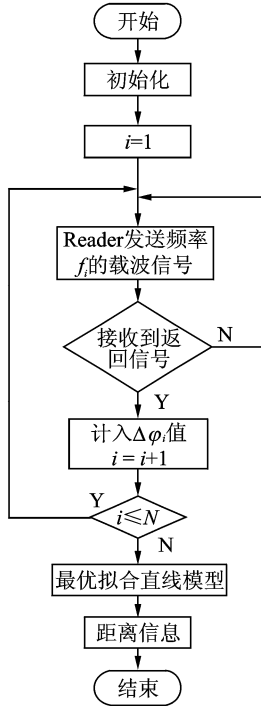


图 4 测试系统流程图

Fig. 4 Flow chart of test system

利用 PDOA 双频比相法测距方案由于频点选取的随机性会带来大量的随机误差导致最终测量结果产生非常大的浮动性。为了克服这些随机误差的影响,本方案中读写器向无源标签发送频率为  $f_i (i=1, 2, \dots, N)$  的载波信号,通过对  $N$  个相邻频率差为 1 MHz 的样本频点测量得到的  $\Delta\phi_i (i=1, 2, \dots, N)$  值进行取样,利用最小二乘法以及一次线性回归分析了频域上相位差变化的整体特性,求出最优拟合直线的回归模型,根据式(16)的测距模型得到最终距离信息。

## 2 实验方案与结果分析

本文主要采用以 AS3992 为射频收发模块的读写器完成对无源标签的测量<sup>[15]</sup>,并且通过 Matlab 对得到的数据进行仿真。AS3992 是奥地利微电子公司推出的单片射频收发器芯片,同时支持 ISO 18000-6C(EPC Gen2)以及 ISO 18000-6A/B 通信协议<sup>[16]</sup>,在发射电路端集成了功率放大器、锁相环、压控振荡器、频率合成器和调制器等模块;在接收电路端集成了低噪声放大器、混频器、中频放大器、解调器等模块。同时还集成了电源电压管理、协议控制等工作模块,从而使芯片外围电路大大简化。测试系统总体模块如图 5 所示。

振荡器电路产生符合 RFID 系统要求的射频振荡频率,一路经过时钟电路产生微控制器所需要的时钟信号,另外一路经过载波形成电路产生读写器工作的载波信号。射频发射端包括编码、调制和功率放大电路,用于向电子标签传送命令和写数据。射频接收端包括解调、解码电路,用于接收电子标签返回的应答信息和数据。MCU 模块是读写器工作的核心,完成收发控制、向标签发送命令和写数据、标签数据读取和处理、与应用系统的高层进行通信等任务。电源模块为系统的正常工作供能,天线的作用就是产生磁通量,为无源标签提供电源,在读写设备和标签之间传送信息,天线的有效电磁场范围就是系

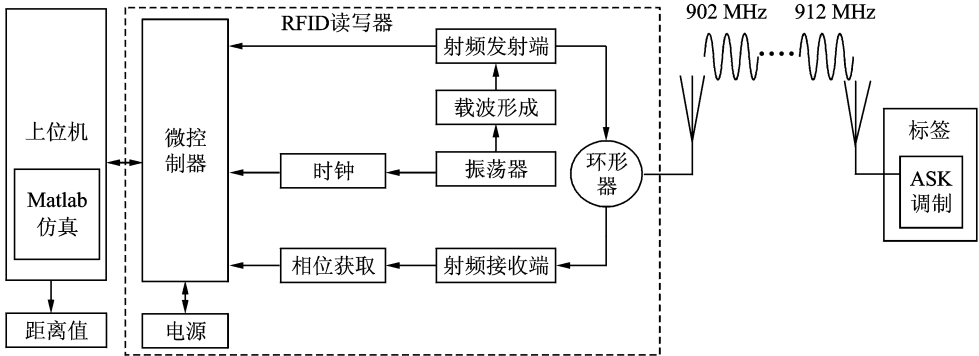


图5 测试系统总体框架图

Fig.5 Overall frames of test system

统的工作区域。相位的获取模块是由IQ解调电路,可增益放大和AD转换电路三部分组成,实现对接收信号与发射信号之间相位差值的获取,并且传递给MCU模块交由上位机软件模块(Matlab)对数据进行分析处理得到距离信息。无源标签对收到的载波信号采用ASK调制方式并反射回读写器<sup>[17]</sup>。

本实验测量时对于阅读器接收到标签返回信号后,经过本振混频和低通滤波后得到I/Q两路信号,根据该两路信号的正切值即可得到相位差信息,同时将测得相位差值组成样本空间,利用Matlab对实验数据进行分析。测量时取10个样本频点,频率差为1 MHz,频率设定为902.75,903.75,904.75,905.75,906.75,907.75,908.75,909.75,910.75,911.75 MHz。在0.5 m和1.0 m处分别进行了10次测量实验,方案1采用基于PDOA双频比相法,取每次10个频点上测得相位差的平均值。方案2采用基于FD-PDOA的双频比相法,取每次10个频点上利用线性回归模型测得的拟合最优值。表1给出了阅读器与无源标签天线之间的距离在0.5 m,1.0 m时利用上述两种方案进行10次实验得到的误差值。

表1 测得不同方案的误差值

Table 1 Measured errors of different schemes

测量次数	测量距离=0.5		测量距离=1.0	
	平均值	拟合最优值	平均值	拟合最优值
1	0.26	0.03	0.38	0.12
2	0.39	0.08	0.21	0.10
3	0.47	0.09	0.27	0.12
4	0.19	0.05	0.34	0.08
5	0.36	0.09	0.29	0.05
6	0.34	0.07	0.38	0.16
7	0.38	0.08	0.30	0.09
8	0.29	0.03	0.43	0.17
9	0.24	0.05	0.34	0.12
10	0.44	0.08	0.26	0.09

从表1可以看出采用方案1,测量距离在0.5 m时,测量误差在50%上下浮动;测量距离在1.0 m时,测量误差在30%上下浮动。采用方案2,测量距离在0.5 m和1.0 m时,测量误差低于20%,在10%上下浮动。进一步分析方案2,在10次实验中,取各个样本频点在每次测量相位差得到的平均值,利用线性回归模型求解 $\frac{\Delta^2 \varphi}{\Delta f}$ 的最优值。表2给出了10次实验中在0.5 m和1.0 m处各个样本频点相位

差的平均值。

表 2 测得不同频点的相位差值

Table 2 Measured phase differentiation in different frequency

频率/MHz	相位差/rad	
	0.5	1.0
902.75	-1.024 6	-0.801 4
903.75	-0.931 2	-0.724 2
904.75	-0.845 1	-0.613 9
905.75	-0.753 4	-0.521 7
906.75	-0.698 3	-0.440 3
907.75	-0.634 2	-0.326 4
908.75	-0.528 9	-0.201 5
909.75	-0.447 4	-0.098 2
910.75	-0.331 6	0.002 4
911.75	-0.254 3	0.121 7

首先测得  $l$  (利用标签与读写器天线零距离测量) 约为 1.58 m, 利用 Matlab 对表 2 中的样本数据进行仿真分析, 利用最小二乘法求出该样本空间中回归方程的斜率  $k$ , 即为需要得到的  $\frac{\Delta^2 \varphi}{\Delta f}$  最优值。

分析表 2 中 0.5 m 处和 1.0 m 处得到的相位差值, 图 6 给出了在 0.5 m, 1.0 m 处采用 PDOA 双频比相测距方案在各频点的测距误差示, 发现利用基于 PDOA 双频比相法的测距方案在 0.5 m 处频率选取为 905.75 MHz 和 906.75 MHz 时所带来的随机误差最大可达 0.74 m, 在频率选取为 903.75 MHz 和 904.75 MHz 时带来的随机误差最小为 0.01 m。在 1.0 m 处, 频率选取为 901.75 MHz 和 902.75 MHz 时所带来的随机误差最大可达 0.75 m, 在频率选取 903.75 MHz 和 904.75 MHz 时带来的随机误差最小为 0.06 m。因此若采用基于 PDOA 双频比相法的测距方案, 会发现在大部分频点上随机误差非常大, 说明在这些频点上测得的数据受到多径效应以及噪声等非理想因素的影响非常严重, 无法反映相位差值变化的整体特性。

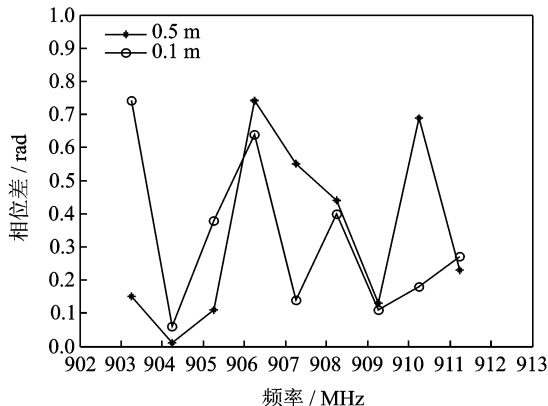


图 6 不同距离处各频率点测距误差

Fig. 6 Ranging errors of each frequency at different distances

利用基于 PDOA 双频比相法的测距方案, 取每次实验的平均值, 在 0.5 m 和 1.0 m 处得到的误差分别为 0.34 m 和 0.32 m。因此, 若当选取的频点处受到的非理想因素干扰非常严重时, 往往会带来巨



大的随机误差,这将大大影响测距的精度。图7和图8给出了采用基于FD-PDOA的双频比相法测距方案在0.5 m和1.0 m处,  $\frac{\Delta^2 \varphi}{\Delta f}$  最优值的回归算法仿真结果。样本空间为10次实验中各频点取相位差平均值。得到  $\frac{\Delta^2 \varphi}{\Delta f}$  最优值分别为0.084 0和0.103 3,代入式(16)可得到相对应的测距误差约为0.07 m和0.11 m。这进一步验证了基于FD-PDOA双频比相法的测距方案误差能够维持在20%以下,在10%上下浮动;很好地反映了相位差在该频域上的整体变化特性,克服了PDOA双频比相法的测距方案带来的随机误差的影响。

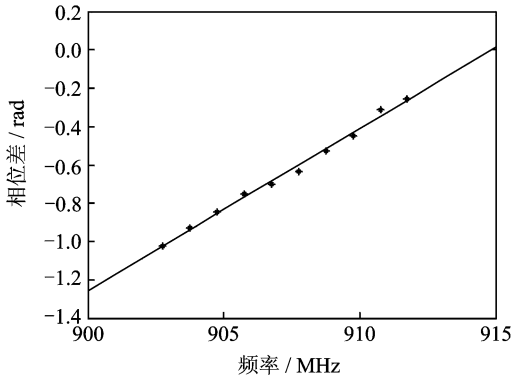


图7 0.5 m处回归拟合直线仿真

Fig. 7 Linear regression simulation at 0.5 m

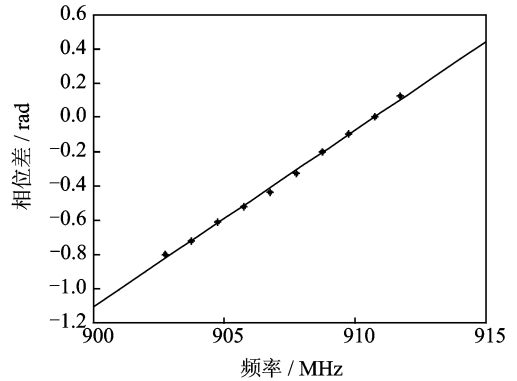


图8 1.0 m处回归拟合直线仿真

Fig. 8 Linear regression simulation at 1.0 m

### 3 结束语

随着RFID应用的越来越广泛<sup>[18]</sup>,对于RFID定位技术的研究(特别是在医院、图书馆等重要的场所)显得尤为重要。本文提出了一种基于频域的信号到达相位差的双频比相法测距方案,利用统计学原理,选取特定的频点组成样本空间,分析选取频域的相位差值的整体特性,最后利用Matlab对该样本空间中的数据进行仿真分析求出最佳的拟合直线,利用该测距模型得到无源标签的距离信息。实验表明,基于FD-PDOA的双频比相法测距方案能很好地反映相位差值的整体变化特性,对该领域的研究有着一定的指导意义。目前多种定位技术(比如wifi, zigbee等技术)同RFID之间结合的方式也越来越丰富<sup>[19]</sup>,多种定位方式的结合将会给人类以后的日常生活带来更大的便利,这将成为本课题以后需要深入研究的方向。

#### 参考文献:

- [1] Sarkka S, Viikari V V, Huusko M, et al. Phase-based UHF RFID tracking with nonlinear Kalman filtering and smoothing [J]. Sensors Journal, IEEE, 2012,12(5):904-910.
- [2] Povalac A, Šebesta J. Phase of arrival ranging method for UHF RFID tags using instantaneous frequency measurement[C]// ICECom, 2010 Conference Proceedings. [S. l.]: IEEE, 2010:1-4.
- [3] Azzouzi S, Cremer M, Dettmar U, et al. New measurement results for the localization of UHF RFID transponders using an angle of arrival (AoA) approach[C]//RFID (RFID), 2011 IEEE International Conference on. [S. l.]: IEEE, 2011:91-97.
- [4] Miesen R, Ebelt R, Kirsch F, et al. Where is the tag? [J]. Microwave Magazine, 2011,12(7):S49-S63.
- [5] Nikitin P V, Martinez R, Ramamurthy S, et al. Phase based spatial identification of UHF RFID tags[C]// RFID, 2010 IEEE International Conference on. [S. l.]: IEEE, 2010:102-109.
- [6] Scherhauf M, Pichler M, Muller D, et al. Phase-of-arrival-based localization of passive UHF RFID tags[C]// Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International. [S. l.]: IEEE, 2013:1-3.
- [7] 史伟光,刘开华,房静静,等.双频副载波调幅的UHF RFID定位研究[J].哈尔滨工业大学学报,2012,44(3):81-86.

- Si Weiguang, Liu Kaihua, Fang Jingjing, et al. UHF RFID location algorithm based on dual frequency subcarriers amplitude modulation[J]. *Journal of Harbin Institute of Technology*, 2012,44(3):81-86.
- [8] Arnitz D, Witrisal K, Muehlmann U. Multifrequency continuous-wave radar approach to ranging in passive UHF RFID[J]. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 2009,57(5):1398-1405.
- [9] Liu J, Tan X, Min H. Dual frequency based real time location system using passive UHF RFID[C]// *ASIC (ASICON)*, 2011 IEEE 9th International Conference on. [S. l.]: IEEE, 2011:779-782.
- [10] 安文霞. 超高频无源 RFID 标签距离测量方法研究[D]. 成都:西华大学,2013.  
An Wenxia. Study distance measurement method of UHF passive RFID tag[D]. Chengdu: Xihua University,2013.
- [11] 王峰. 基于 UHF RFID 的室内定位系统研究与设计[D]. 重庆:重庆大学,2012.  
Wang Feng. Study and design on indoor localization system based on UHF RFID[D]. Chongqing: Chongqing University, 2012.
- [12] Povalac A, Sebesta J. Phase difference of arrival distance estimation for RFID tags in frequency domain[C]// *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA)*, 2011 IEEE International Conference on. [S. l.]: IEEE, 2011:188-193.
- [13] Viikari V, Pursula P, Jaakkola K. Ranging of UHF RFID tag using stepped frequency read-out[J]. *Sensors Journal, IEEE*, 2010,10(9):1535-1539.
- [14] 罗柏文, 王明康, 于宏毅. 两种基于自适应相位补偿的 FDOA 估计算法[J]. *数据采集与处理*, 2012,27(1):20-26.  
Luo Baiwen, Wan Mingkan, Yu Hongyi. Two algorithms for FDOA estimation based on adaptive phase compensator [J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2012,27(1):20-26.
- [15] EPCglobal E P C. Radio-frequency identity protocols class-1 generation-2 UHF RFID protocol for communications at 860 MHz-960 MHz version 1.0.9[EB/OL]. <http://wenku.baidu.com/view/63dbed76c66137ee06192d.html>, 2014-07-10.
- [16] Austria Microsystems. AS3992 datasheet[EB/OL]. <http://www.austriamicrosystems.com>, 2014-07-15.
- [17] Declercq M, Dehollain C, Joehl N. Design and optimization of passive UHF RFID systems[M]. New York: Springer, 2007.
- [18] Nepa P, Lombardini F, Buffi A. Location and tracking of UHF-RFID tags[C]// *Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, 2011 IEEE-APS Topical Conference on. [S. l.]: IEEE, 2011:1062-1065.
- [19] 张令文, 杨刚. 超宽带室内定位关键技术[J]. *数据采集与处理*, 2013, 28(6):706-713.  
Zhang Lingwen, Yang Gang. Ultra-wide-band indoor positioning technologies[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2013,28(6):706-713.

## 作者简介:



胡宏泽(1988-)男, 硕士研究生, 研究方向: 嵌入式系统以及物联网研究, E-mail: 1140550404@qq.com.



章勇(1966-), 男, 副教授, 研究方向: 嵌入式、无线传感器以及物联网方向的研究。



贾虹(1988-)女, 硕士研究生, 研究方向: 无线传感器网络。

