

一种基于全相位 FFT 幅值的频率补偿方法

朱颖洁^{1,2}, 张武雄^{1,3}, 易辉跃¹, 许晖¹

(1. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所微系统技术实验室, 上海 200050;
2. 中国科学院大学, 北京 100049; 3. 上海微纳电子研发中心, 上海 201210)

摘要: 距离测量是无线定位技术的重要组成部分而基于毫米波的测距精度取决于差频信号的频率估计, 但是现有频率估计算法存在计算量大、精度低等问题。为了提高测距精度, 对频率估计算法进行了深入研究, 提出了一种基于全相位快速傅里叶变换 (apFFT, all phasefast Fourier transform) 幅值的频率补偿值和频率估计方法, 提升了频率估计的性能。该方法首先基于全相位 FFT 和常规 FFT 频谱之间的关系, 估计出信号幅值。而且, 利用信号幅值、信号频谱幅值与频率补偿值之间的关系, 采用牛顿迭代算法求解出频率补偿值。然后, 利用频率补偿值对信号进行移频后再次估计频率补偿值, 得到信号频率的最终估计值, 并由此计算目标的距离。仿真结果表明所提方法比现有方法具有更高的距离测量精度。

关键词: 毫米波; 定位; 测距; 频率估计

中图分类号: TN958.94

文献标志码: A

doi:10.11959/j.issn.2096-3750.2022.00274

A frequency offset compensation method based on all phase FFT amplitude

ZHU Yingjie^{1,2}, ZHANG Wuxiong^{1,3}, YI Huiyue¹, XU Hui¹

1. Key Laboratory of Science and Technology on Micro-System, Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050, China
2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China
3. Shanghai micro nano electronics research and development center, Shanghai 201210, China

Abstract: Distance measurement is an important part of the wireless location technology. The ranging accuracy of millimeter wave based distance measurement depends on the frequency estimation accuracy of beat signals from the targets, but the existing frequency estimation algorithms have the shortcomings of either high complexity or low accuracy. In order to improve the ranging accuracy, the frequency compensation value and frequency estimation method based on all phase FFT amplitude was proposed to improve the performance of frequency estimation. Firstly, the signal amplitude was estimated based on the relationship between its all phase FFT and its conventional FFT spectrum. Moreover, using the relationship between the estimated signal amplitude, the signal spectrum amplitude and frequency compensation value, the frequency compensation value was solved by Newton iterative algorithm. Then, the frequency compensation value was used to shift the frequency of the signal, and the frequency compensation value was estimated again to obtain the final estimation value of the signal frequency, from which the distance of the target was calculated. Finally, simulation results were presented to show that the proposed method has higher distance measurement accuracy than the existing methods.

Key words: millimeter wave, localization, distance measurement, frequency estimation

收稿日期: 2022-01-26; 修回日期: 2022-05-09

通信作者: 张武雄, wuxiong.zhang@mail.sim.ac.cn

基金项目: 上海市自然科学基金资助项目 (No.19ZR1454100); 上海市 2020 年度“科技创新行动计划”基础研究领域项目 (No.20JC1416504)

Foundation Items: The Natural Science Foundation of Shanghai (No.19ZR1454100), The Key Project of Science and Technology Commission of Shanghai Municipality (No.20JC1416504)

0 引言

随着 5G 的规模化部署与应用,精确定位成为 5G 系统的重要技术应用方向,在智能交通、智能物流、智慧医疗、智慧农业等各行业得到了广泛的应用^[1]。5G 毫米波信号的带宽大、频率高、时延短,并且信道稀疏,所以能够为基于到达时间(TOA, time of arrival)和基于到达时间差(TDOA, time difference of arrival)的定位提供更加准确的位置测量值,有利于实现高精度的定位。在智能驾驶中,对于路面目标的识别和探测是自动驾驶的一个关键技术。目前汽车一般使用激光雷达、摄像机、毫米波雷达等传感器来实现道路目标的识别和监测,从而实现辅助驾驶,避免与汽车、障碍物等发生碰撞。相较于激光雷达和摄像机,调频连续波(FMCW, frequency modulated continuous wave)雷达具有受天气影响小、全天候工作、维护成本低等优点^[2],在相关领域得到了广泛应用。FMCW 雷达能同时测出多个目标的距离和速度,实现对目标的连续跟踪,从而实现前后车之间距离的测量,并给出汽车碰撞的预警信息,保证了汽车的安全行驶。在使用 FMCW 雷达进行测距时,将接收信号与发送信号进行混频,再经过低通滤波器,获得差频信号。对于差频信号进行频率估计,从而获得距离信息。为了获得高精度的距离信息,需要有高精度的频率估计算法。

常用的频率估计方法是 FFT 算法^[3],FFT 算法对信号在时域和频率均进行了采样,会存在栅栏效应和频谱泄露,导致估计的频率值不够精准,因此需要对频率进行校正。现有的高精度频率估计方法主要有以下几大类:比值法、频谱细化算法、相位差法^[4]。常见的比值法有 Rife 算法^[5-7]、插值法等,它们使用主谱线附近的几根谱线来进行校正频率,但是这一类方法易受到噪声的影响,在低信噪比下效果较差。文献[8]基于 Rife 算法计算得到的频偏值在量化频点中心区域准确的特性,选择性的将信号进行移频再估计,提升了频率估计的精度。文献[9]使用 Rife 算法估计频率补偿值,判断频率补偿值是否处于估计精度较高的区间,若不满足则利用 P-Rife 算法再次进行频率估计。文献[10]对脉内信号进行频率粗估计,然后构建共轭信号,计算脉间相参正弦波序列 S ,再通过 M-Rife 算法对脉间序列进行频率精确估计,实现频率的高精度估计。文献[11]

利用细化后的频谱值估计偏移量,去掉了判断偏移方向的过程,降低了算法复杂度,提升了算法性能。常见的频谱细化方法有细化快速傅里叶变换^[12](Zoom-FFT, zoomfast Fourier transform)、线性调频 Z 变换^[13](CZT, chirp-Z transform)等,这类方法能够获得较准的频率估计值,但是需要较大的计算量,无法在工程中应用。文献[14]对不同采样速率的差频信号做 FFT 处理,采用能量重心结合 CZT 算法提高混叠频率估计精度,并利用频率值做相位校正并筛选出混叠频率,依据混叠频率和采样率之间的关系,求解出差频信号的真实频率,提升了频率估计的性能。常见的相位差法有改变窗长相位差法^[15]、时移相位校正法^[16]等,这一类方法获得的频率估计值较准,但是依旧无法满足精度需求。文献[17]提出了全相位 FFT 算法,在此基础上文献[18]提出了基于全相位频谱分析的相位差频谱校正法,基于信号相位关系求解信号频率,解决了频谱泄露的问题。但是,现有频率估计算法存在计算量大或精度低等问题。为了提高频率估计精度,本文基于全相位 FFT 与 FFT 之间频谱幅值的对应关系,提出一种基于全相位 FFT 幅值的频率补偿方法。该方法首先基于全相位 FFT 和常规 FFT 频谱之间的关系,估计出信号幅值。接着,利用信号幅值、信号频谱幅值与频率补偿值之间的关系,采用牛顿迭代算法求解出频率偏补偿值。最后,利用频率补偿值对信号进行移频后再次估计频率偏补偿值,得到信号频率的最终估计值,并由此计算目标的距离。仿真结果表明所提方法比现有方法具有更高的距离测量精度。

1 系统模型

1.1 FMCW 雷达测距模型

FMCW 雷达发射的信号^[19]为

$$s_{\text{tx}}(t) = A_{\text{tx}} \exp \left\{ j \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{1}{2} \xi t^2 \right) \right] + \varphi_0 \right\} \quad (1)$$

其中, A_{tx} 是发射信号的振幅, f_0 是初始频率,

$\xi = \frac{B}{T_c}$ 是线性调频的斜率, B 是雷达带宽, T_c 代表扫频周期, 初始相位为 φ_0 。

雷达接收的信号为

$$s_{\text{rx}}(t) = A_{\text{rx}} \exp \left\{ j \left[2\pi \left(f_0 (t - \tau) + \frac{1}{2} \xi (t - \tau)^2 \right) \right] + \varphi_{\text{rx}} \right\} \quad (2)$$

其中, A_{rx} 是接收信号振幅, ϕ_{rx} 是接收信号的相位,

$\tau = \frac{2R}{c}$ 是接收信号相对于发送信号的时延, R 为目标与雷达之间的距离, c 为电磁波的传播速度。

将发送信号与接收信号进行混频操作, 将混频后的信号通过低通滤波器, 由于 τ 的值较小, 可以忽略 τ^2 的项, 得到差频信号

$$s(t) = A \exp\{j2\pi(f_0\tau + \xi\tau t) + \phi_1\} \quad (3)$$

信号的瞬时频率为

$$f_c = \xi\tau \quad (4)$$

根据 $\tau = \frac{2R}{c}$, 可以推导出雷达物体之间的距离与瞬时频率成正比

$$R = \frac{c \cdot f_c}{2\xi} \quad (5)$$

1.2 全相位 FFT 频谱分析^[17]

FMCW 雷达的差频信号是一种单频复指数信号, 对于信号 $s(t)$ 以 f_s 的频率进行采样, 化简后的信号表示为

$$x(n) = A \exp\left\{j\left(\frac{2\pi}{N}k_0n + \varphi\right)\right\} \quad (6)$$

其中, $k_0 = \frac{f_c \cdot N}{f_s}$, φ 表示相位。

首先对于采样后的数据进行全相位的预处理。 N 阶全相位 FFT 系统架构如图 1 所示, 在进行全相位预处理时, 需要对于 $2N-1$ 个数据进行处理, 将相差 N 的数据进行叠加, 获得长度为 N 的数据。对于获得的数据进行加窗, 再求 FFT 即全相位 FFT 的结果。

经过全相位预处理之后的数据为

$$y_N(n) = [x(n) + x(n-N)]u_N(n) \quad (7)$$

若加的是矩形窗其频谱为

$$Y(k) = \frac{A}{N} \frac{\sin(\pi(k-k_0))^2}{\sin(\pi(k-k_0)/N)^2} \exp\{j\varphi\} \quad (8)$$

将频谱归一化后得到

$$Y_1(k) = \frac{A}{N^2} \frac{\sin(\pi(k-k_0))^2}{\sin(\pi(k-k_0)/N)^2} \exp\{j\varphi\} = A \left| \frac{1}{N} \frac{\sin(\pi(k-k_0))}{\sin(\pi(k-k_0)/N)} \right|^2 \exp\{j\varphi\} \quad (9)$$

若直接对于信号进行 FFT 处理, 获得的归一化频谱为

$$X_1(k) = \frac{A}{N} \frac{\sin(\pi(k-k_0))}{\sin(\pi(k-k_0)/N)} \exp\left\{-j\frac{N-1}{N}(k-k_0)\pi + j\varphi\right\} \quad (10)$$

通过对比 FFT 算法的频谱函数和全相位 FFT 算法的频谱函数, 可以发现其归一化之后的频谱是平方的关系, 由此可以估计出原来信号的幅值为

$$\hat{A} = \frac{|X_1(k)|^2}{|Y_1(k)|} \quad (11)$$

1.3 基于全相位 FFT 幅值的频率补偿方法

首先, 基于 FFT 的频谱函数和全相位 FFT 的频谱函数之间的关系, 估计信号幅值为

$$\hat{A} = \frac{|X_1(m)|^2}{|Y_1(m)|} \quad (12)$$

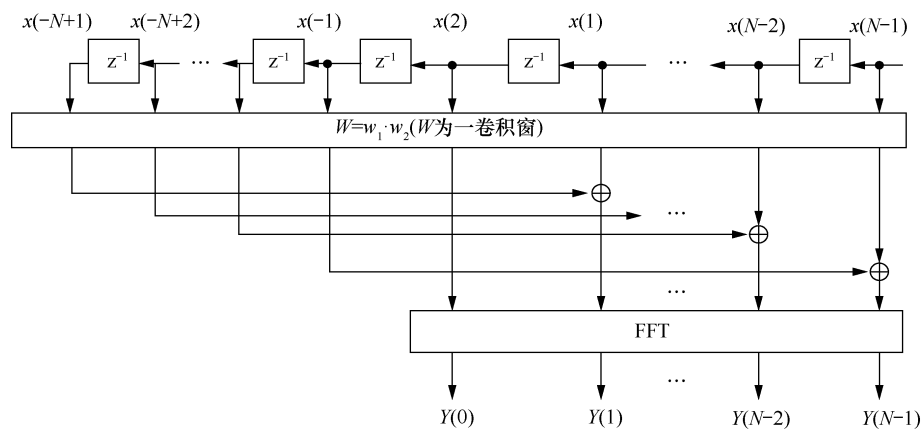


图 1 N 阶全相位 FFT 系统架构

其中, $m = \text{int}\left[\frac{f_c \cdot N}{f_s}\right]$, $\text{int}[x]$ 表示 x 最接近的正数,

m 即频谱幅值最大处的频率索引。 m 处的 FFT 频谱幅值为

$$A_m = |X_1(m)| = \frac{\hat{A} \sin(\pi\delta)}{N \sin(\pi\delta/N)} \quad (13)$$

其中, $\delta = k - k_0$ 即频率补偿值, $\delta \in [0, 0.5]$ 。

为了确定频率补偿值的补偿方向 $|X_1(m \pm 0.5)|$ 引入了 $a = \frac{N|X_1(m-r \times 0.5)|}{\hat{A}}$ 参数 r 。对于信号进行 $\frac{N|X_1(m-r \times 0.5)|}{\hat{A}} \cdot \sin(\pi(0.5 + \delta_1)/N) = \cos(\pi\delta_1)$ 单点的离散傅里叶变换 (DFT, discrete fourier transform), 求出 $|X_1(m \pm 0.5)|$, 使用 $|X_1(m \pm 0.5)|$ 来确定 r 。

$$r = \begin{cases} 1, & |X_1(m+0.5)| > |X_1(m-0.5)| \\ -1, & |X_1(m+0.5)| \leq |X_1(m-0.5)| \end{cases} \quad (14)$$

由于频谱幅值最大的谱线和 $|X_1(m \pm 0.5)|$ 中幅 $\delta_1 = \frac{x_1}{\pi}$ $\delta_1 = \frac{x_1}{\pi}$ 值较大谱线受噪声干扰后, 会存在频率补偿值超过定义域的情况, 使得误差过于大。因此, 使用细化得到的谱线 $|X_1(m-r \times 0.5)|$ 来估计频率补偿值 δ_1 。

$$A_{m-r \times 0.5} = |X_1(m-r \times 0.5)| = \frac{\hat{A} \sin(\pi(0.5 + \delta_1))}{N \sin(\pi(0.5 + \delta_1)/N)} \quad (15)$$

估计出来的幅值代入式(15), 即可求得与幅值之间的关系, 对式(15)进行化简后可得

$$\frac{N|X_1(m-r \times 0.5)|}{\hat{A}} \cdot \sin(\pi(0.5 + \delta_1)/N) = \cos(\pi\delta_1) \quad (16)$$

当 N 较大时, 可以近似认为 $\sin(\pi(0.5 + \delta_1)/N) = \pi(0.5 + \delta_1)/N$, 则可以进一步将式(16)化简为

$$a\pi(0.5 + \delta_1) = \cos(\pi\delta_1) \quad (17)$$

其中, $a = \frac{|X_1(m-r \times 0.5)|}{\hat{A}}$ 。然后, 通过求解式(17)求频谱的补偿值。由于式(17)为超越方程, 无法获得其解的解析式, 因此使用牛顿迭代法来求解该方程

$$\begin{aligned} x_0 &= 0 \\ x_1 &= x_0 - \frac{a \cdot x_0 + 0.5a\pi - \cos(x_0)}{a + \sin(x_0)} \end{aligned} \quad (18)$$

经过迭代 (一般不超过 5 次) 后, 便可获得精

确解, 迭代后获得的 $x_1 = \pi\delta_1$, 因此需要再计算频率 δ_1 补偿值

$$\delta_1 = \frac{x_1}{\pi} \quad (19)$$

计算可知, 当 $a > 0.6366$ 时, 解不在定义域内, 此时解为 0。当 $a \leq 0.6366$ 时, 使用牛顿迭代法迭代求解。 $a=0.6$ 时解的位置如图 2 所示, $a=0.2$ 时解的位置如图 3 所示, 两线交点即求得的频率补偿值 δ_1 , a 越小, 频率补偿值 δ_1 越大。

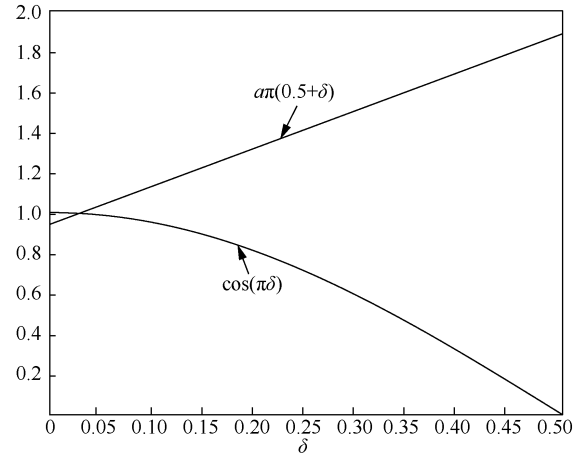


图2 $a=0.6$ 时解的位置

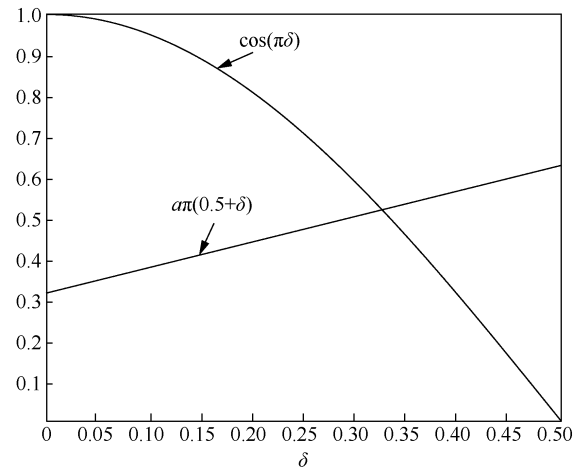


图3 $a=0.2$ 时解的位置

经过分析, 发现当 δ_1 接近 0 时, 最终估计所得的频率值更准。因此, 获得频率补偿值的估计值 δ_1 后, 将频谱移动 δ_1 量化单位, 使得估计频率接近频谱幅值最大的线, 再估计频率补偿值。频谱移动 δ_1 量化单位后, 主谱线的索引值为 $m_1 = m + r_1 \times \delta_1$, 对于移频后的信号做单点的 DFT 求出 $|X_1(m_1 \pm 0.5)|$ 两根谱线的幅值, 再估计频率补偿值。

求得的谱线中幅值较大的谱线幅值为

$$A_{m_1+r \times 0.5} = |X_1(m_1+r \times 0.5)| = \frac{\hat{A} \sin(\pi(0.5-\delta_2))}{N \sin(\pi(0.5-\delta_2)/N)} \quad (20)$$

其中, δ_2 为相对于 m_1 的偏差。

对于式(20)进行化简可得

$$\frac{N|X_1(m_1+r \times 0.5)|}{\hat{A}} \cdot \sin(\pi(0.5-\delta_2)/N) = \cos(\pi\delta_2) \quad (21)$$

当 N 较大时, 可以近似认为 $\sin(\pi(0.5-\delta_2)/N) = \pi(0.5-\delta_2)/N$, 则可以进一步将式(21)化简为

$$a_1\pi 0.5 - \delta_2 = \cos(\pi\delta_2) \quad (22)$$

其中, $a_1 = \frac{N|X_1(m_1+r \times 0.5)|}{\hat{A}}$ 。

与式(17)类似, 这是一个超越方程, 使用牛顿迭代法来求解此方程

$$\begin{aligned} x_0 &= 0 \\ x_1 &= x_0 - \frac{a_1 \cdot x_0 + \cos(x_0) - 0.5a_1 \cdot \pi}{a_1 - \sin(x_0)} \end{aligned} \quad (23)$$

迭代后获得的 $x_1 = \pi\delta_2$ 因此需要再计算频率补偿值

$$\delta_2 = \frac{x_1}{\pi} \quad (24)$$

为了提高频率补偿值的准确率, 使用 $|X_1(m_1-r \times 0.5)|$ 再估计得到一个频率补偿值, 联合估计出更精准的信号频率

$$A_{m_1-r \times 0.5} = |X_1(m_1-r \times 0.5)| = \frac{\hat{A} \sin(\pi(0.5+\delta_3))}{N \sin(\pi(0.5+\delta_3)/N)} \quad (25)$$

其中, δ_3 是相对于 m_1 的偏差。

对于式(26)化简可得

$$\frac{N|X_1(m_1-r \times 0.5)|}{\hat{A}} \cdot \sin(\pi(0.5+\delta_3)/N) = \cos(\pi\delta_3) \quad (26)$$

当 N 较大时, 可以近似认为, 则可以进一步将式(26)化简为

$$a_1\pi 0.5 + \delta_3 = \cos(\pi\delta_3) \quad (27)$$

其中, $a_2 = \frac{N|X_1(m_1-r \times 0.5)|}{\hat{A}}$

与式(17)类似, 这是一个超越方程, 使用牛顿迭代法来求解此方程

$$x_0 = \frac{\pi}{2}$$

$$x_1 = x_0 - \frac{a_1 \cdot x_0 - \cos(x_0) + 0.5a_1 \cdot \pi}{a_1 + \sin(x_0)} \quad (28)$$

迭代后获得的 $x_1 = \pi\delta_3$, 因此需要再计算频率补偿值

$$\delta_3 = \frac{x_1}{\pi} \quad (29)$$

对于联合求解到的频率补偿值进行合并, 从而得到更为准确的频偏 $\hat{f} = (m + \delta \cdot r) \cdot \Delta f$ 补偿值

$$\delta = \delta_1 + \frac{\delta_2 + \delta_3}{2} \quad (30)$$

利用式(31)中的频偏补偿值进行补偿, 得到最终的频率估计值

$$\hat{f} = (m + \delta \cdot r) \cdot \Delta f \quad (31)$$

其中, $\Delta f = \frac{f_s}{N}$ 为频率分辨率。

求解出差频信号的频率估计值后, 即可使用式(5)计算出距离值 R 。基于全相位 FFT 幅值的频率补偿方法的流程如图 4 所示。

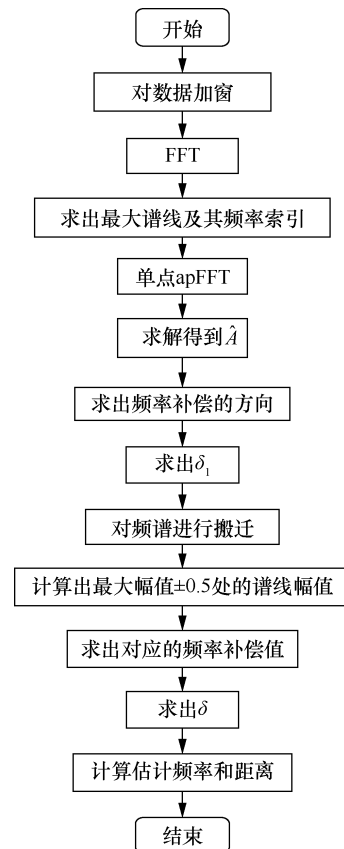


图 4 基于全相位 FFT 幅值的频率补偿方法的流程

基于全相位 FFT 幅值的频率补偿方法的测距精度由频率估计的精度决定,使用所提方法能够对差频信号的频率进行精准的估计,通过求解频率补偿值提升了频率估计的精度,克服了 FFT 算法存在的栅栏效应的问题。在理想状态下,使用基于全相位 FFT 幅值的频率补偿方法获得的距离估计值不存在误差。

1.4 计算量分析

基于全相位 FFT 幅值的频率补偿方法需要做一次 N 点的 FFT 变换,还需要进行 5 次单点 DFT 变换,在对于频率补偿值进行求解时使用了牛顿迭代算法,迭代次数一般不超过 5 次。进行一次 N 点的 FFT 算法需要进行 $\frac{N}{2}\text{lb}N$ 次复数乘法和 $N\text{lb}N$ 次复数加法,进行一次 N 点 DFT 运算需要进行 N 次复数加法和 $(N-1)$ 次复数乘法,一次牛顿迭代算法需要 4 次加减法、1 次乘法和 1 次除法。当采样点数 N 较大时,基于全相位 FFT 幅值的频率补偿方法的计算量大于 FFT 算法和 Rife 算法,略大于 M-Rife 算法和 Rife 改进算法,小于补零 FFT 算法(数据长度为 MN)、CZT 算法(细化倍数为 M)和 ZOOM-FFT 算法,算法计算量比较见表 1。

表 1 算法计算量比较

| 算法 | 复数乘法 | 复数加法 |
|----------------------------|------------------------------|----------------------------------|
| FFT 算法 | $\frac{N}{2}\text{lb}N$ | $N\text{lb}N$ |
| 补零 FFT 算法 | $\frac{MN}{2}\text{lb}MN$ | $MN\text{lb}MN$ |
| CZT 算法 | $\frac{N}{2}\text{lb}N + MN$ | $M\text{lb}N + MN - 1$ |
| Rife 算法 | $\frac{N}{2}\text{lb}N$ | $N\text{lb}N$ |
| M-Rife 算法 ^[8] | $\frac{N}{2}\text{lb}N + 2N$ | $M\text{lb}N + \frac{4}{3}N$ |
| 改进 Rife 算法 ^[11] | $\frac{N}{2}\text{lb}N + 2N$ | $\frac{N}{2}\text{lb}N + 2N - 1$ |
| Zoom-FFT 算法 | $M\text{lb}N$ | $2M\text{lb}N$ |
| 所提算法 | $\frac{N}{2}\text{lb}N + 5N$ | $M\text{lb}N + 5N - 1$ |

2 算法仿真结果与分析

采用 Monte Carlo 计算机模拟方法,对所提算法的性能进行验证,并与 FFT 算法、补零 FFT 算法、CZT 算法、Rife 算法、M-Rife 算法、改进 Rife 算法、Zoom-FFT 算法进行对比。仿真中,采样频

率 $f_s = 92.7835 \times 10^3$ Hz,发射信号的振幅 $A = 1$,初始频率 $f_0 = 100$ kHz,雷达带宽 $B = 999.47055$ MHz 扫频周期 $T_c = \frac{N}{f_s} = 0.011$ s,线性调频的斜率 $\xi = \frac{B}{T_c} = 9.0561 \times 10^{10}$ Hz/s,初始相位 $\varphi_0 = 0$ 。假设雷达距离物体 $R = 8.5$ m,则时延 $\tau = \frac{2R}{c} = 5.6722 \times 10^{-8}$ s。

仿真中,CZT 算法的细化倍数是 256 倍,补零法的数据长度是 $4N$ 个点,其余算法都是 N 个点。使用 MATLAB 进行仿真,改变信号的长度 N ,比较各算法的实际运行时长。结果为 2 000 次独立蒙特卡洛仿真的统计结果。不同信号长度下仿真得到的算法运行时长的均值见表 2。可以看出,本文所提的算法计算量小于补零 FFT 算法、CZT 算法和 Zoom-FFT 算法,计算量大于 Rife 算法及其改进算法。

当 $N = 1024$ 时,向信号中加入不同大小的高斯白噪声,进行 20 000 次独立蒙特卡洛仿真,获得不同信噪比情况下的估计距离的均值和标准差。不同信噪比情况下仿真得到的估计距离均值和标准差见表 3 和表 4。可以看出,FFT 算法和补零 FFT 算法的标准差小,但是由于其误差较大,整体性能较本文所提算法而言较差。Zoom-FFT 算法在高信噪比时标准差较小,但是误差始终大于本文所提算法。本文所提的算法的均值和标准差一直优于 Rife 算法和 Rife 的改进算法,但是本文所提算法的运算量大于 Rife 算法及其相关改进算法。当信噪比高于 -4 dB 时,本文所提算法的均值和标准差均优于 CZT 算法,除此之外,CZT 算法的计算量远大于本文所提算法。但是,当信噪比低于 -4 dB 时,CZT 算法的均值和标准差优于本文所提算法。

在信噪比高于 -4 dB 时,CZT 算法的测距误差在 1 mm 以内,Rife 算法及其改进算法的测距误差在 17 μm 以内,而本文所提算法测距误差在 6 μm 以内,测距精度高于 CZT 算法和 Rife 算法及其改进算法。本文所提算法通过全相位的预处理,减少了频谱泄露。通过估计频率补偿值,解决了 FFT 算法存在的栅栏效应的问题,从而提升了频率估计的精度。在对于频率补偿值进行估计后发现,频率补偿值接近 0 时性能更优,因此对于信号进行移频操作,通过对于频率补偿值的二次估计提升了频率估计的精度,从而提升了测距精度。

表 2 不同信号长度下仿真得到的算法运行时长的均值/s

| N | FFT | 补零 FFT | CZT | Rife | M-Rife ^[8] | 改进 Rife ^[11] | Zoom-FFT | 所提算法 |
|-------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------------------|-------------------------|-----------|-----------|
| 512 | 0.002 547 | 0.010 987 | 0.025 309 | 0.002 553 | 0.002 555 | 0.003 031 | 0.005 987 | 0.003 836 |
| 1 024 | 0.005 176 | 0.022 754 | 0.060 590 | 0.005 179 | 0.005 182 | 0.006 184 | 0.012 721 | 0.007 815 |
| 2 048 | 0.010 510 | 0.046 963 | 0.137 543 | 0.010 512 | 0.010 515 | 0.012 647 | 0.028 644 | 0.016 064 |
| 4 096 | 0.021 458 | 0.099 251 | 0.301 047 | 0.021 461 | 0.021 468 | 0.026 017 | 0.069 771 | 0.033 138 |
| 8 192 | 0.044 903 | 0.209 558 | 0.652 962 | 0.044 905 | 0.044 921 | 0.054 532 | 0.196 047 | 0.069 478 |

表 3 不同信噪比情况下仿真得到的估计距离的均值/m

| SNR/dB | FFT | 补零 FFT | CZT | Rife | M-Rife ^[8] | 改进 Rife ^[11] | Zoom-FFT | 所提算法 |
|--------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------------------|-------------------------|-----------|-----------|
| -14 | 8.548 188 | 8.503 611 | 8.502 328 | 8.512 713 | 8.512 422 | 8.512 422 | 8.636 658 | 8.502 083 |
| -12 | 8.546 224 | 8.505 676 | 8.500 008 | 8.505 831 | 8.505 706 | 8.505 706 | 8.521 796 | 8.499 737 |
| -10 | 8.546 231 | 8.507 104 | 8.499 979 | 8.502 519 | 8.502 508 | 8.502 508 | 8.502 623 | 8.499 712 |
| -8 | 8.546 231 | 8.508 234 | 8.500 057 | 8.500 774 | 8.500 774 | 8.500 774 | 8.503 525 | 8.499 897 |
| -6 | 8.546 231 | 8.508 600 | 8.499 966 | 8.499 999 | 8.499 999 | 8.499 999 | 8.505 530 | 8.499 880 |
| -4 | 8.546 231 | 8.508 731 | 8.500 052 | 8.499 993 | 8.499 993 | 8.499 993 | 8.507 097 | 8.499 998 |
| -2 | 8.546 231 | 8.508 748 | 8.500 013 | 8.499 985 | 8.499 985 | 8.499 985 | 8.508 189 | 8.499 994 |
| 0 | 8.546 231 | 8.508 748 | 8.499 956 | 8.499 983 | 8.499 983 | 8.499 983 | 8.508 611 | 8.499 992 |
| 2 | 8.546 231 | 8.508 748 | 8.499 875 | 8.499 987 | 8.499 987 | 8.499 987 | 8.508 737 | 8.499 994 |
| 4 | 8.546 231 | 8.508 748 | 8.499 796 | 8.499 996 | 8.499 996 | 8.499 996 | 8.508 748 | 8.499 997 |
| 6 | 8.546 231 | 8.508 748 | 8.499 726 | 8.500 005 | 8.500 005 | 8.500 005 | 8.508 748 | 8.500 002 |
| 8 | 8.546 231 | 8.508 748 | 8.499 698 | 8.499 990 | 8.499 990 | 8.499 990 | 8.508 748 | 8.499 992 |
| 10 | 8.546 231 | 8.508 748 | 8.499 692 | 8.500 002 | 8.500 002 | 8.500 002 | 8.508 748 | 8.500 001 |
| 12 | 8.546 231 | 8.508 748 | 8.499 692 | 8.500 001 | 8.500 001 | 8.500 001 | 8.508 748 | 8.499 999 |
| 14 | 8.546 231 | 8.508 748 | 8.499 692 | 8.499 998 | 8.499 998 | 8.499 998 | 8.508 748 | 8.499 999 |

表 4 不同信噪比情况下仿真得到的估计距离的标准差/m

| SNR/dB | FFT | 补零 FFT | CZT | Rife | M-Rife ^[8] | 改进 Rife ^[11] | Zoom-FFT | 所提算法 |
|--------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------------------|-------------------------|-----------|-----------|
| -14 | 0.311 758 | 0.013 086 | 0.312 130 | 0.313 985 | 0.313 977 | 0.313 977 | 2.001 150 | 0.312 081 |
| -12 | 0.001 060 | 0.010 302 | 0.007 481 | 0.025 285 | 0.025 203 | 0.025 203 | 0.688 125 | 0.008 248 |
| -10 | 0.000 000 | 0.007 675 | 0.006 050 | 0.017 482 | 0.017 471 | 0.017 471 | 0.105 097 | 0.006 406 |
| -8 | 0.000 000 | 0.004 357 | 0.004 830 | 0.010 477 | 0.010 477 | 0.010 477 | 0.013 244 | 0.004 816 |
| -6 | 0.000 000 | 0.002 351 | 0.003 912 | 0.005 356 | 0.005 356 | 0.005 356 | 0.010 508 | 0.003 717 |
| -4 | 0.000 000 | 0.000 795 | 0.003 257 | 0.003 340 | 0.003 340 | 0.003 340 | 0.007 692 | 0.002 967 |
| -2 | 0.000 000 | 0.000 000 | 0.002 656 | 0.002 619 | 0.002 619 | 0.002 619 | 0.004541 | 0.002 321 |
| 0 | 0.000 000 | 0.000 000 | 0.002 070 | 0.002 033 | 0.002 033 | 0.002 033 | 0.002 260 | 0.001 846 |
| 2 | 0.000 000 | 0.000 000 | 0.001 474 | 0.001 627 | 0.001 627 | 0.001 627 | 0.000 649 | 0.001 469 |
| 4 | 0.000 000 | 0.000 000 | 0.000 914 | 0.001 296 | 0.001 296 | 0.001 296 | 0.000 000 | 0.001 170 |
| 6 | 0.000 000 | 0.000 000 | 0.000 471 | 0.001 026 | 0.001 026 | 0.001 026 | 0.000 000 | 0.000 930 |
| 8 | 0.000 000 | 0.000 000 | 0.000 183 | 0.000 816 | 0.000 816 | 0.000 816 | 0.000 000 | 0.000 739 |
| 10 | 0.000 000 | 0.000 000 | 0.000 000 | 0.000 646 | 0.000 646 | 0.000 646 | 0.000 000 | 0.000 582 |
| 12 | 0.000 000 | 0.000 000 | 0.000 000 | 0.000 511 | 0.000 511 | 0.000 511 | 0.000 000 | 0.000 462 |
| 14 | 0.000 000 | 0.000 000 | 0.000 000 | 0.000 407 | 0.000 407 | 0.000 407 | 0.000 000 | 0.000 366 |

综上所述,本文所提算法在信噪比高于 -4 dB时优于现有算法,在信噪比低于 -4 dB时优于除了CZT算法以外的算法,且本文所提算法计算量远小于CZT算法,具有实际应用价值。

3 结束语

本文针对现有测距技术的测距精度较低、计算量较大等问题,提出了一种基于全相位FFT幅值的频率补偿方法,首先求解出信号幅值,再基于信号频谱幅值求解频率补偿值,从而估计出信号频率。经过理论分析可知,所提出的算法的计算量略大于Rife算法,远小于CZT算法。通过仿真表明,所提出的算法性能全面优于Rife算法,在信噪比高于 -4 dB时性能优于CZT算法。综上所述,所提出的算法具有计算量较小,精度较高等优点。

参考文献:

- [1] 张逢飞. 5G时代物联网系统中精准定位技术的应用研究[J]. 电子世界, 2022(1): 93-95.
ZHANG F F. Research on the application of precise positioning technology in the Internet of things system in 5G Era[J]. Electronics World, 2022(1): 93-95.
- [2] 杜瑞. 基于雷达系统的路面目标识别关键技术研究[D]. 西安: 西北工业大学, 2018.
DU R. Research on ground target identification through radar system[D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2018.
- [3] 罗东, 钱玲, 闫守洪, 等. 一种对FFT结果再处理以提高测频精度的方法[J]. 电子信息对抗技术, 2021, 36(6): 76-78, 88.
LUO D, QIAN L, YAN S H, et al. A method to improve the accuracy of frequency measurement by reprocessing FFT results[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2021, 36(6): 76-78, 88.
- [4] WEN Z, SUN S. Based on APFFT for OFDM systems the frequency offset estimator design[EB]. 2010.
- [5] 王娟娟, 刘云学, 李珂, 等. 一种快速有效的改进M-Rife算法[J]. 空间电子技术, 2017, 14(5): 95-98, 102.
WANG J J, LIU Y X, LI K, et al. A fast and effective M-rife algorithm[J]. Space Electronic Technology, 2017, 14(5): 95-98, 102.
- [6] 史丽萍, 谢强, 张廷忠. 基于改进M-Rife算法的谐波分析方法[J]. 电力电容器与无功补偿, 2017, 38(1): 123-127, 155.
SHI L P, XIE Q, ZHANG T Z. Harmonic analysis method based on the improved M-rife algorithm[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2017, 38(1): 123-127, 155.
- [7] LUO J, CHE Y T, HUANG G M. Frequency estimation based on MLE-M-rife algorithm[C]//Proceedings of 2020 12th International Conference on Advanced Infocomm Technology (ICAIT). Piscataway: IEEE Press, 2020: 64-67.
- [8] 崔英杰, 刘云学, 宋健强, 等. 基于M-Rife算法的梯形波FMCW雷达多目标检测技术研究[J]. 电子设计工程, 2021, 29(24): 69-74, 79.
CUI Y J, LIU Y X, SONG J Q, et al. Research on multi-target detection technology of trapezoidal wave FMCW radar based on M-Rife algorithm[J]. Electronic Design Engineering, 2021, 29(24): 69-74, 79.
- [9] 孙宏军, 王小威. 基于幅值-相角判据的修正Rife正弦波频率估计算法[J]. 天津大学学报(自然科学与工程技术版), 2018, 51(8): 810-816.
SUN H J, WANG X W. Modified rife algorithm for frequency estimation of sinusoid wave based on amplitude and phase criterion[J]. Journal of Tianjin University (Science and Technology), 2018, 51(8): 810-816.
- [10] 罗佳, 车延庭, 黄光明. 基于双级M-Rife算法的频率测量方法[J]. 电子信息对抗技术, 2020, 35(6): 50-53, 108.
LUO J, CHE Y T, HUANG G M. Frequency measurement based on double-M-rife algorithm[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2020, 35(6): 50-53, 108.
- [11] 温兵会, 毛卫宁. 一种快速有效的正弦波信号频率估计方法[J]. 应用声学, 2020, 39(4): 512-517.
WEN B H, MAO W N. A fast and effective sinusoidal signal frequency estimation[J]. Journal of Applied Acoustics, 2020, 39(4): 512-517.
- [12] ZHANG Q, CAI X Y, LI W B, et al. A detection method of dense harmonics/inter-harmonics based on improved all-phase time-shifting method and zoom FFT[J]. Journal of Physics: Conference Series, 2021, 1750(1): 012013.
- [13] SCHERR S, AYHAN S, FISCHBACH B, et al. An efficient frequency and phase estimation algorithm with CRB performance for FMCW radar applications[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2015, 64(7): 1868-1875.
- [14] 杜昊辰. 调频式激光测距拍信号欠采样频率估计系统设计[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2019.
DU H C. Design of undersampling frequency estimation system for frequency modulated laser ranging beat signal[D]. Harbin: Harbin University of Science and Technology, 2019.
- [15] 谢胜. 基于Rife算法和相位差法的频率估计算法[J]. 水下无人系统学报, 2018, 26(3): 263-266.
XIE S. Frequency estimation algorithm based on rife algorithm and phase difference correction method[J]. Journal of Unmanned Undersea Systems, 2018, 26(3): 263-266.
- [16] 杨志坚, 丁康. 高斯白噪声背景下时移相位差校正法的频率估计精度分析[J]. 振动工程学报, 2007, 20(3): 274-279.
YANG Z J, DING K. Accuracy analysis of frequency estimated by applying time-shifting correcting method of phase difference in presence of Gaussian white noise[J]. Journal of Vibration Engineering, 2007, 20(3): 274-279.
- [17] 王兆华, 黄翔东, 杨尉. 全相位FFT相位测量法[J]. 世界科技研究与发展, 2007, 29(4): 28-32, 27.
WANG Z H, HUANG X D, YANG W. The measuring phase method of all-phase FFT[J]. World Sci-Tech R&D, 2007, 29(4): 28-32, 27.
- [18] 黄翔东, 王兆华. 基于全相位频谱分析的相位差频谱校正法[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(2): 293-297.
HUANG X D, WANG Z H. Phase difference correcting spectrum method based on all-phase spectrum analysis[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(2): 293-297.
- [19] 李艳春. 基于FMCW雷达的多维参数联合估计算法研究[D]. 重庆: 重庆邮电大学, 2020.
LI Y C. Research on FMCW radar based joint estimation algorithm of multidimension aparameters[D]. Chongqing: Chongqing University of Posts and Telecommunications, 2020.

[作者简介]



朱颖洁（1998- ），女，中国科学院上海微系统与信息技术研究所硕士生，主要研究方向为信号分析与处理。



易辉跃（1970- ），男，博士，中国科学院上海微系统与信息技术研究所副研究员，主要研究方向为信号分析与处理、5G/6G 无线通信等。



张武雄（1985- ），男，博士，中国科学院上海微系统与信息技术研究所研究员，主要研究方向为 5G 蜂窝移动通信网、物联网、智能传感器等。



许晖（1976- ），男，中国科学院上海微系统与信息技术研究所高级工程师，主要研究方向为 4G/5G/IoT 无线通信。