

# 基于互相关函数的毫米波雷达测距算法研究

曹 洁<sup>1,2,3</sup>, 祝菲菲<sup>1\*</sup>

( 1 兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050 ;

2 甘肃省制造业信息化工程研究中心, 甘肃 兰州 730050 ;

3 兰州理工大学电气工程与信息工程学院, 甘肃 兰州 730050 )

**摘 要 :** 经典的线性调频连续波 (LFMCW) 雷达测距方法用快速傅里叶变换 (FFT) 进行数据处理, 采样点增多时计算量显著增长, 使测距系统实时性不理想。为解决此问题引入了互相关函数测距方法, 利用 LFMCW 雷达信号频率成三角形变化且回波延时小于一个周期的特点, 进行一个周期内的相关运算就能测出距离值。结合互相关函数测距法测得的值, 对采样信息的部分采样点进行 FFT 变换, 可以快速高效地测出更精准的距离信息。MATLAB 仿真实验表明, 结合互相关函数的测距方法测距误差平均减小 1.434 m, 平均运算时间减少了 0.5 s, 提高了测距系统的实时性、精确性。

**关键词 :** 信息处理; 线性调频连续波雷达测距; 快速傅里叶变换; 互相关函数; 实时性

中图分类号: TN928

文献标识码: A

文章编号: 1007-5461(2018)02-0216-09

## Millimeter wave radar ranging algorithm based on cross-correlation function

CAO Jie<sup>1,2,3</sup>, ZHU Feifei<sup>1\*</sup>

( 1 School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China ;

2 Gansu Manufacturing Informatization Engineering Research Center, Lanzhou 730050, China ;

3 College of Electrical and Information Engineering, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China )

**Abstract:** The classical linear frequency modulation continuous wave(LFMCW) radar ranging method adopts FFT transform to carry out signal processing. Calculation amount increases significantly with the sampling point increasing, which makes the real-time of ranging system not so ideal. To solve this problem, the cross-correlation function ranging method is introduced. Using the characteristics that LFMCW radar signal frequency change is triangular and the echo delay is less than one cycle, the distance can be measured with only one cycle of cross-correlation operation. Combined with the measured value of the cross-correlation function ranging method, FFT transform is used for the partial sampling points of sampling information, and more accurate distance information can be measured quickly and efficiently. The simulation results of MATLAB show that the average ranging measurement error combing with cross-correlation function is reduced by 1.434 m and the average operation time is reduced by 0.5 s, which improves the real-time performance and accuracy of the ranging system.

**Key words:** information processing; linear frequency modulation continuous wave radar ranging; fast Fourier transform; cross-correlation function; real-time performance

**基金项目 :** Supported by Scientific Research Projects in Gansu Province(甘肃省高校科研项目, 2015B-031), Science and Technology Planning Project of Baiyin(白银市科技计划项目, 2015-2-33R)

**作者简介 :** 曹 洁 ( 1966 - ), 女, 安徽灵璧人, 教授, 博士生导师, 从事信息监测与估计、智能信息处理、机器视觉信息获取与处理、智能交通系统和计算机控制技术方面的研究。 E-mail: caoj@lut.cn

\* 通讯联系人。 E-mail: 1271287522@qq.com

收稿日期: 2017-01-16; 修改日期: 2017-02-27

## 1 引 言

随着经济的发展, 汽车数量越来越多, 交通事故造成的损失也越来越严重。互联网 + 汽车概念的兴起, 让互联网技术与传统汽车制造技术紧密结合, 各大互联网公司与传统汽车制造公司纷纷联手, 智能汽车、无人驾驶汽车的研发如火如荼。因此, 对汽车防碰撞系统的研究有很大的应用前景和价值。在这样的一个大背景下, 作为智能汽车的基础技术支持, 需要进一步地研究和优化汽车测距、测速, 更快更准地获取测距、速度等信息是大数据时代的要求。在汽车防碰撞系统中, 最基础也是最重要的一项技术是测距技术<sup>[1]</sup>。只有及时获得准确可靠的测量信息, 才能进一步得到所需要的有用信息, 以提醒驾驶人员, 最终达到防碰撞的目的。

无线定位的方法有很多, 考虑到不同定位技术的探测信息、探测距离、分辨率、响应时间、对恶劣环境的适应能力和硬件价格等方面的不同<sup>[2,3]</sup>, 结合实际测量数据的分析对比, 可以知道毫米波雷达测距方法更适合用于汽车三维防碰撞系统中<sup>[4]</sup>。线性调频连续波 (LFMCW) 雷达测距是通过差频频率来测量的, 其原理是发射调频波, 首先线性调频, 测量发射波与反射波之间的频率差, 进而计算出距离值<sup>[5,6]</sup>。此方法的关键在于调频波的线性度和差频器的精确度, 其差频频率利用快速傅立叶 (FFT) 变换处理得到<sup>[7,8]</sup>。现阶段对 LFMCW 雷达测距算法的研究主要集中在测量精度方面, 基于 FFT 变换衍生出了最大值二分估法和最大值拟合法<sup>[9]</sup>。另外还有 FFT /CZT 联合算法, 其原理是: 首先对差频信号做  $N$  点的 FFT 运算, 在其频谱图中找出最大峰值点  $K$ , 计算  $(K-1)$  和  $(K+1)$  两点频率, 在这两点频率段内再做  $M$  点的 CZT 运算细化频谱, 细化后的局部频谱图中最大点对应的频率值即为所求差频频率, 这样可以更加精确地确定差频频率, 进而显著提高测距精度<sup>[10,11]</sup>。然而, 这些算法在提高测距精度的同时, 没有很好地考虑测距实时性的问题, 增加采样点和计算量以提高测距精度的同时, 增加了信号处理的时间, 降低了测距系统的实时性。事实上, 基于 FFT 变换测距方法的测距精度已经在采样点增多时使计算量显著增长, 致使该测距方法的实时性不够理想, 无法满足汽车防碰撞对实时性的严格要求。

针对现有雷达测距方法实时性不高的问题, 本文提出了一种结合互相关函数的雷达测距方法<sup>[12]</sup>。该方法根据线性调频连续波雷达信号频率成三角形变化并且回波延时小于一个周期的特点, 及汽车三维防碰撞系统对信号处理实时性的要求<sup>[13]</sup>, 引入了互相关函数。在进行互相关运算寻找最大值过程中结合二分法<sup>[14]</sup>加快了寻优速度。利用互相关函数方法测得距离值, 再结合 FFT 变换对测距结果做进一步处理, 得到更精确的距离值。

## 2 LFMCW 雷达测距算法

### 2.1 算法原理

三角波 LFMCW 雷达信号能够同时反应出目标物体的位置、速度等信息, 此处以其作为雷达的模拟信号。三角波 LFMCW 雷达首先对发射波进行线性调频, 对回波和本振信号进行混频后得到差频信号, 经过一维 FFT 即可得到要求的距离和速度。此方法的关键在于调频波的线性度和差频器的精确度。这两方面的技术均已相对成熟, 现实工程中比较容易实现, 且成本低廉。三角波 LFMCW 雷达信号可表示为

$$\begin{cases} S_T^+(t) = A_0 \cos \left\{ 2\pi \left[ \left( f_0 + \frac{B}{2} \right) t + \frac{\mu t^2}{2} \right] + \varphi_0 \right\}, & t \in [-T, 0] \\ S_T^-(t) = A_0 \cos \left\{ 2\pi \left[ \left( f_0 + \frac{B}{2} \right) t - \frac{\mu t^2}{2} \right] + \varphi_0 \right\}, & t \in [0, T] \end{cases}, \quad (1)$$

式中  $f_0$  为中心频率,  $\varphi_0$  为初始相位,  $B$  为信号有效带宽,  $\mu$  为调频斜率, 其表达式为

$$\mu = \Delta F / T_P, \quad (2)$$

式中  $\Delta F$  为调制频率,  $T_P$  为调制周期。

三角波有对称的上 / 下两个扫频段, 且为连续的周期性波形。三角波 LFMCW 信号的波形如图 1 所示。由图 1 可见, 发射频率按周期性三角波的规律变化,  $f_r$  是发射机的高频发射频率, 其中心频率是  $f_0$ ,  $f_0$  变化的周期为  $T_m$ 。通常  $f_0$  为数百到数千兆赫, 而  $T_m$  为数百分之一秒,  $f_r$  为从目标反射回来的回波

频率，它和发射频率的变化规律相同，但在时间上滞后  $t_r$ ,  $t_r = 2R/c$ 。发射频率的最大频偏为  $F_m = 2\Delta f$ ,  $f_b$  为发射和接受信号间的差频频率，差频的平均值用  $f_{bav}$  表示。图 1 中， $f_t$  和  $f_r$  可表示为

$$\begin{cases} f_t = f_0 + \frac{df}{dt}t = f_0 + \frac{\Delta f}{T_m/d}t \\ f_r = f_0 + \frac{4\Delta f}{T_m}\left(t - \frac{2R}{c}\right) \end{cases}, \quad (3)$$

差频为

$$f_b = f_t - f_r = \frac{4\Delta f}{T_m} \frac{2R}{c} = \frac{8\Delta f \cdot R}{cT_m}. \quad (4)$$

在调频的下降阶段， $df/dt$  为负值， $f_r$  高于  $f_t$ ，但两者的差频仍如 (4) 式所示。

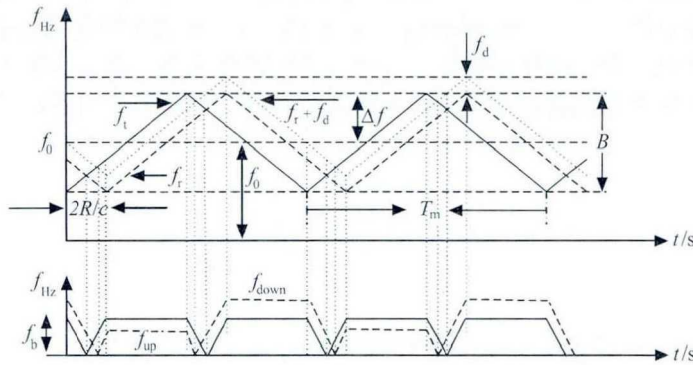


Fig.1 Time-frequency FMCW radar signal

对于一定距离  $R$  的目标回波，除去在  $t$  轴上很小的一部分  $2R/c$  (这里差拍频率急剧地下降至 0)，其它时间差频是不变的。实际工作中，应保证单值测距且满足  $T_m \gg 2R/c$ 。由此可得出目标距离为  $R = cT_m f_b / (8\Delta f)$ 。

当反射回波来自运动目标，其距离为  $R$  而径向速度为  $v$  时，其回波频率为

$$f_r = f_0 + f_d \pm \frac{4\Delta f}{T_m}\left(t - \frac{2R}{c}\right), \quad (5)$$

式中  $f_d$  为多普勒频率，正负号分别表示调制前后半周正负斜率的情况。当  $f_d < f_{bav}$  时，得出的差频为

$$f_{b+} = f_t - f_r = \frac{8\Delta f}{T_m}r - f_d, \quad (6)$$

$$f_{b-} = f_r - f_t = \frac{8\Delta f}{T_m}r + f_d, \quad (7)$$

式中  $f_{b+}$ 、 $f_{b-}$  分别为前、后半周正向调频范围。可求出目标距离为

$$R = \frac{c}{8\Delta f} \frac{f_{b+} + f_{b-}}{2f_m}. \quad (8)$$

如果分别测出  $f_{b+}$  和  $f_{b-}$ ，可求出目标运动的径向速度  $v$ ，且  $v = \lambda/4(f_{b+} - f_{b-})$ 。运动目标回波信号的差频曲线如图 1 虚线所示。频率计数只能读出整数值而不能读出分数，因此这种方法会产生固定误差  $\Delta R$ ，可表示为

$$\Delta R = \frac{c}{8\Delta f} \frac{\Delta f_{bav}}{f_m}. \quad (9)$$

而  $\Delta f/f_m$  表示在一个调制周期  $1/f_m$  内平均差频  $f_{bav}$  的误差，当频率测量误差为 1 次，亦即  $\Delta f_{bav}/f_m = 1$  时，可得

$$\Delta R = \pm \frac{c}{8\Delta f}. \quad (10)$$

可见, 固定误差  $\Delta R$  与频偏量  $\Delta f$  成反比, 而与距离  $R_0$  及工作频率  $f_0$  无关。为减小这项误差, 往往使  $\Delta f$  加大到数十兆赫以上, 而通常的工作频率则选为数百兆到数千兆赫。

## 2.2 计算量分析

LFMCW 雷达测距系统中, 要想实现对距离的高精度测量, 最关键的问题是对差频后信号频率的高精度测量, 即对一个含噪声的正弦信号频率的高精度测量。LFMCW 雷达测距系统通过计算差频后信号的频率, 得到被测距离值, 最普遍的处理方式是利用 FFT 算法。

FFT 是离散傅氏变换 (DFT) 的快速算法, 它是根据 DFT 的奇、偶、虚、实等特性, 对 DFT 的算法进行改进获得的。对于  $N$  点序列  $x(n)$ , 其 DFT 可表示为

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} [x(n) \exp(-j\frac{2\pi}{N}nk)], \quad (11)$$

显然, 求出  $N$  点  $x(k)$  的离散傅立叶变换需要  $N^2$  次复数乘法及  $N(N-1)$  次复数加法。实现一次复数乘需要四次实数乘和两次实数加。例如, 若  $N = 1024$ , 则需要 1048576 次复数乘法, 即 4194304 次实数乘法。所需时间过长, 难于实时实现。

令  $W_N = \exp(-j\frac{2\pi}{N})$ , 则 (11) 式可更改为

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} [x(n) \exp(-j\frac{2\pi}{N}nk)] = \sum_{n=0}^{N-1} [x(n)W_N^{nk}], k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (12)$$

虽然  $W$  有  $N^2$  个元素, 但由于  $W_N$  的周期性, 其中只有  $N$  个独立的值, 即  $W_N^0, W_N^1, \dots, W_N^{N-1}$ , 且在这  $N$  个值中有一部分取极简单的值。简而言之,  $W_N$  因子的取值有如下特点: 1)  $W^0 = 1, W^{N/2} = -1$ ; 2)  $W_N^{N+r} = W_N^r, W^{N/2+r} = -W^r$ 。

Cooley 和 Tukey 提出的 FFT 算法使  $N$  点 DFT 的乘法计算量  $N^2$  降为  $(N/2) \log_2 N$  次。仍以  $N = 1024$  为例, 计算量降为 5120 次复数乘法, 仅为原来的 4.88%。然而, FFT 变换在采样点增多时计算量显著增长, 导致测距系统信号处理的实时性不够理想。

## 3 改进的 LFMCW 雷达测距算法

在对三角波 LFMCW 雷达信号进行处理时, 结合互相关函数的方法。相关算法测距过程为将发射和回波信号送入相关器进行互相关运算, 根据相关算法的特性, 周期信号只与同频率的周期信号相关, 并且若两同周期信号时间差为  $\tau$ , 其相关信号峰值出现在  $\tau$  时刻, 同时非周期信号或随机信号的相关信号将快速衰减, 这将有利于抑制干扰对信号的影响, 从而可以求出障碍物距雷达的距离。在相关法测量的距离值基础上, 利用 FFT 选择性地对雷达信号进行采样和处理, 得出精确的距离值。

### 3.1 算法原理

同样采用三角波 LFMCW 雷达信号, 其数学表达式如 (1)、(2) 式所示。首先, 信号源产生一个平稳随机信号  $S(t)$ , 信号加到发射机上产生一个声波或电磁波, 发射波打到目标上后会形成反射, 反射波到达测量设备的位置由接收机接收的反射波信号  $Q(t) = aS(t) + W(t)$  表示, 其中  $a$  为信号衰减因子;  $\tau$  为反射信号相对于发射信号的延迟时间, 它反映了测量设备与目标间的距离;  $W(t)$  为接收机噪声, 通常为白噪声, 与发射信号统计独立。其次, 将发射信号与接收信号同时加到一个相关器, 相关器的输出为

$$R_{SQ}(m) = E[S(t)Q(t+m)] = E\{S(t)[aS(t-\tau+m) + W(t+m)]\} = aR_S(m-\tau). \quad (13)$$

根据相关函数的性质, 相关器的输出在  $m = \tau$  时达到最大。波的传播速度是固定的, 如果检测到相关器输出峰值的位置, 就可以直接得到回波的时间延迟, 根据  $R = c\tau/2$  ( $c$  为光速) 估计出目标的距离。

通过互相关函数计算得到回波时间延迟后, 去掉每个周期中前  $\tau$  和后  $\tau$  时间段内的采样点, 对剩下的采样点进行 FFT 变换, 可更快速且精确地测出目标的距离。

### 3.2 算法计算量分析

利用互相关函数进行处理时,对于  $N$  点  $x(n)$  序列,其计算公式为

$$R_{xy}(m) = \frac{1}{N-m} \sum_{n=0}^{N-m} [x(n)y(n+m)], \quad (14)$$

通常雷达的工作频率范围为 220 MHz~35 GHz。实际上,毫米波雷达的工作频率一般为 35 GHz,有时可高达 94 GHz(3 mm 波长)<sup>[14]</sup>。在实际的雷达信号采样时,工程应用上一般取采样频率为信号最高频率的 3~5 倍。雷达信号返回波的时间延迟一般小于一个周期,因此,在将发射信号与返回信号进行相关运算时,只需要进行一个周期内的相关函数计算。以 35 GHz 毫米波雷达为例,在调制频率为 1 MHz 时,调制信号的周期  $T$  为  $1 \times 10^{-6}$  s,则其可测量的距离最大值为  $R = cT = 3 \times 10^8 \times 1 \times 10^{-6} = 300$  m。一个周期  $T$  内,采 300 个采样点。利用互相关函数进行测距时,测距精度为 1 m。对这 300 个采样点进行相关计算寻找最大值时,结合牛顿法进行寻找,即先求出  $R_{xy}(0), R_{xy}(150)$  和  $R_{xy}(200)$ ,找出三者中较大的两个值,假设为  $R_{xy}(150)$  和  $R_{xy}(200)$ ,再计算  $R_{xy}(175)$ ,比较三个值中较大的两个,然后再计算这两个较大值中点所对应的值,依次类推,直到找到最大值。根据互相关计算公式,容易知道计算  $R_{xy}(0)$  需要进行 300 次乘法运算,计算  $R_{xy}(150)$  需要进行 150 次乘法运算,计算  $R_{xy}(200)$  需要进行 100 次运算。为了减少噪声引起的误差,通常对多个周期的信号进行采样,但在进行计算寻找最大值时,只需要进行一个周期内的相关函数计算。经分析可知,上述计算过程乘法运算次数最多为 2398 次,最小计算次数为 797 次。由此,可得利用  $N$  点  $x(k)$  作为目标处理信号,所需进行的实数乘法次数为  $3N \sim 8N$ ,所需要的实数加法次数也为  $3N \sim 8N$ 。当  $N = 1024$  时,利用互相关函数进行处理时所需要的实数乘法为 3072~8192 次,所需的实数加法同样为 3072~8192 次。可知,当  $N = 1024$  时,利用互相关函数处理的乘法计算量明显小于利用 FFT 变换处理的乘法计算量。这种优势在  $N$  值比较大时会更加明显。

## 4 实验结果与分析

### 4.1 两种测距算法计算量分析

采样点取 0~6000 之间,绘制出不同采样点情况下 LFMCW 测距算法中 FFT 变换计算量图形、互相关函数法计算量图形以及两者之间的对比图,如图 2 所示。图 2 中带圆圈的实线直观地显示了在不同采样点情况下做 FFT 变换所需要的复数乘法的次数。相对于乘法而言加法的计算耗时较少,主要比较分析乘法的计算次数。图 2 中带星号和带加号虚线反应了工程中运用互相关函数对线性调频毫米波雷达信号进行处理时,所需进行实数乘法的次数随采样点数增加的增长情况,其中带星号虚线是工程中处理线性调频毫米波雷达信号所需实数乘法次数的下限,带加号虚线是工程中处理线性调频毫米波雷达信号所需实数乘法次数的上限。也就是说,在工程上运用互相关函数对线性毫米波雷达信号进行处理时,所需进行的实数乘法次数在两条虚线之间的范围内。

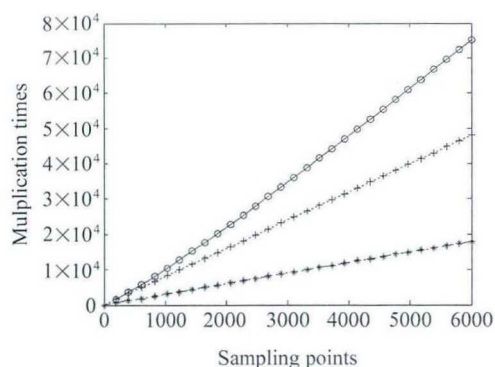


Fig.2 Contrast diagram of computation

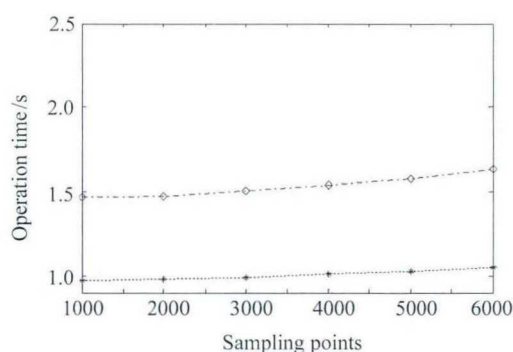


Fig.3 Contrast diagram of operation time

所采用的实验环境为: win7 32 位 +MATLAB, 电脑 CPU 为 Intel(R) Core(TM) i3 M350 2.27 GHz 4 核, 内存 2GB(1.87 GB 可用), 硬盘为 283.3 G。在这个实验环境下做两种算法测距程序运算耗时的测量,得到图 3 所示的运算时间对比图。此次仿真实验仅仅简单测验了利用 FFT 变换的测距算法和结合互相关的测距方法对采样信号进行处理时所花费的时间。实验结果表明,基于 FFT 变换的测距方法,在增加采

样点时计算量会大幅增加，运算耗时也有明显的增加，而利用互相关函数法对线性调频毫米波雷达信号进行处理时，减少了测距过程中的计算量，节省了运算时间，提高了测距系统的实时性。

### 4.2 两种测距算法测量精度分析

在提高定位速度的同时，不能影响定位的精度。以上仿真实验充分说明了利用互相关函数法对线性调频毫米波雷达信号进行处理时处理时间上的优越性，然后需要对其测量精度进行分析，比较互相关函数法与传统 FFT 算法在测量精度方面的优劣程度。设置信号中心频率为  $f_0 = 1 \times 10^5$  Hz；带宽为  $B = 1.5 \times 10^8$  bps；采样周期为  $T = 2 \times 10^{-3}$  s；采样频率为  $f_s = 5 \times 10^5$  Hz；采样点数为  $N = 1000$ ；调频斜率为  $\mu = B/T$ ，光速为  $c = 3 \times 10^8$  m/s，被测物体距离为  $R_0 = 50$  m，被测物体速度为  $v = 0$ 。通过仿真实验得到的结果如图 4 和图 5 所示。

利用三角波信号模拟毫米波雷达发射和回波信号，利用 FFT 变换及结合互相关函数和 FFT 变换两种方法，求出不同距离值时的差频频率，最后根据差频频率与测量距离之间的关系，利用公式计算出测量距离。

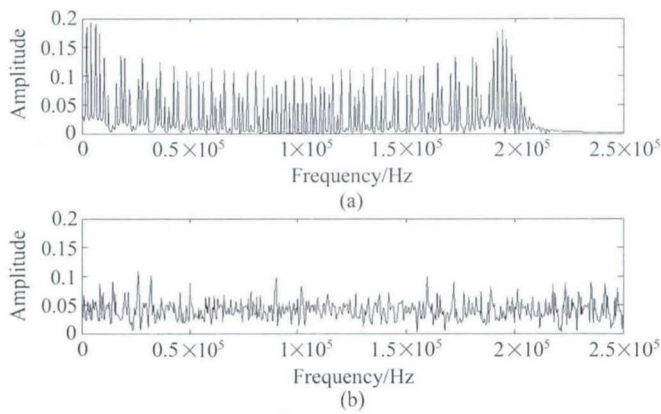


Fig.4 Transmitting and receiving signals of millimeter wave radar. (a) Transmit signal spectrum; (b) Echo signal spectrum

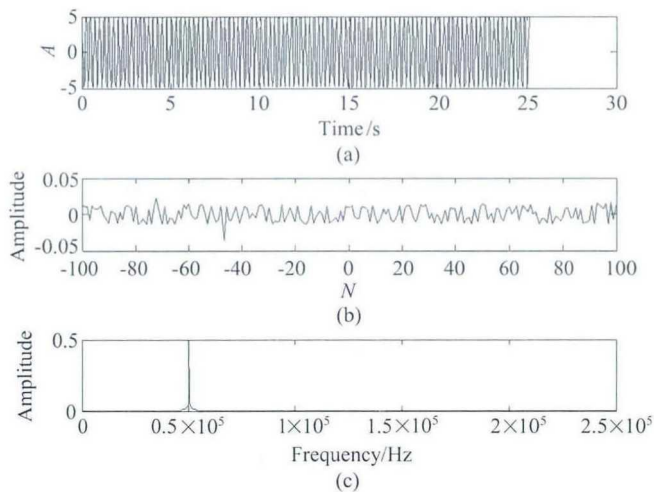


Fig.5 Beat signal waveform and its processing. (a) Beat signal; (b) Autocorrelation function value; (c) Beat signal spectrum

图 6 所示为两种测距算法的测距结果，其中实线为真实距离，带菱形的虚线为经典 LFM CW 算法测距值，带星号的虚线为改进算法测距结果。图 7 为两种测距算法的测距误差，可以看出改进的测距算法测量误差更小，误差稳定性也比较好。

表 1 为两种测距算法的测量精度分析表。由图 6、图 7 及表 1 可以看出，利用三角波信号模拟雷达信号，不考虑噪声干扰的情况下，结合互相关函数和 FFT 变换的方法进行距离测量，能够精确地测出被



测物体的距离，虽然随着距离的增大误差有所增加，但总体来说测量精度较高，测量精度的稳定性也比较理想。

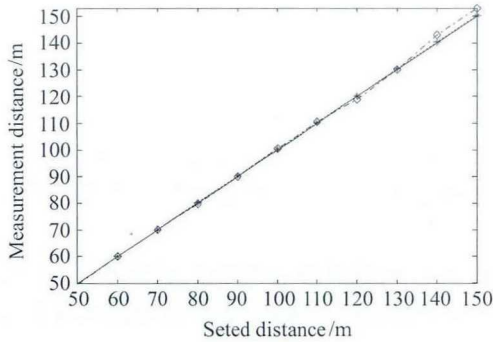


Fig.6 Measurement accuracy analysis of two kinds of ranging algorithm

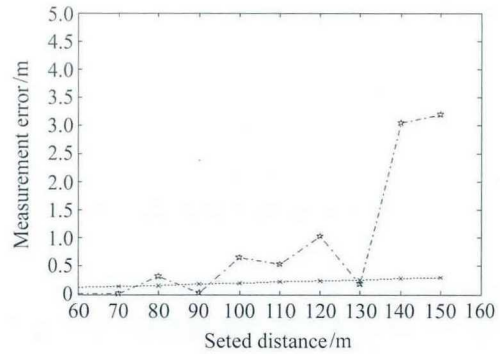


Fig.7 Measurement error analysis of two kinds of ranging algorithm

Table 1 Measuring accuracy of two kinds of ranging algorithm

Seted distance(m)	60	80	100	120	140	160	180	200
Classical LFM CW radar ranging method								
Beat frequency(Hz)	5998.8	7968.2	10064.7	11897.6	14305.4	16116.0	18301.4	20432.3
Measured distance(m)	59.988	79.682	100.647	118.976	143.054	161.160	183.014	204.32
Measured error(m)	0.012	0.3181	0.647	1.024	3.054	1.160	3.014	4.323
Improved ranging method								
Beat frequency(Hz)	6012	8016	1002	1202	1402	1603	1803	2004
Measured distance(m)	60.12	80.16	100.20	120.24	140.28	160.32	180.36	200.40
Measured error(m)	0.12	0.16	0.20	0.24	0.28	0.32	0.36	0.40

为了测验改进的测距算法在实际车辆测距过程中的精度，在模拟雷达回波信号时加入了有色噪声，使得模拟信号更接近真实情况，如图 8 所示。

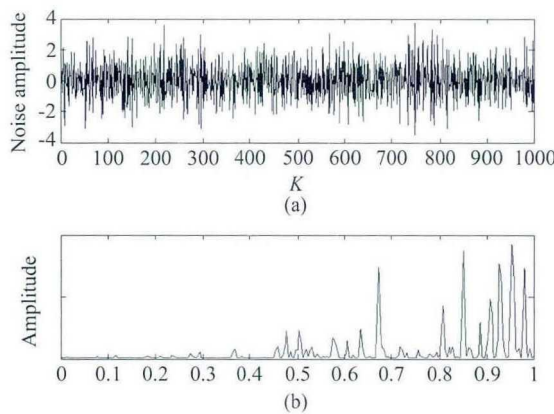


Fig.8 (a) Colored noise sequence; (b) Colored noise power spectrum

利用改进的测距算法对加入了有色噪声的模拟信号进行分析处理，通过 MATLAB 仿真可以得到差频信号的频率，进而计算出测量距离。仍以设置信号中心频率为  $f_0 = 1 \times 10^5$  Hz；带宽为  $B = 1.5 \times 10^8$  bps；采样周期为  $T = 2 \times 10^{-3}$  s；采样频率为  $f_s = 5 \times 10^5$  Hz；采样点数为  $N = 1000$ ；调频斜率为  $\mu = B/T$ ，光速为  $c = 3 \times 10^8$  m/s，被测物体距离为  $R_0 = 50$  m，以被测物体速度为  $v = 0$  为例，测得的加入有色噪声之后的差拍信号如图 9 所示。

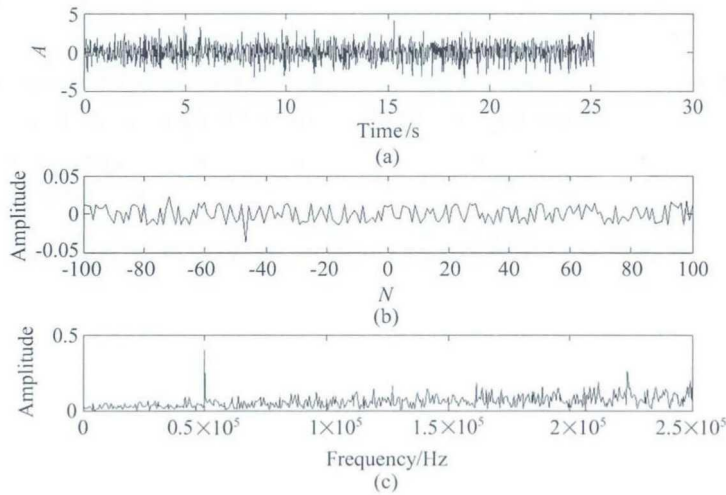


Fig.9 Signal processing of beat signal with colored noise. (a) Beat signal with random noise; (b) Autocorrelation function of random noise; (c) Beat signal spectrum with random noise

通过对 MATLAB 仿真结果进行分析, 可以得出改进的测距算法在加入有色噪声之后测距的误差如图 10 所示。

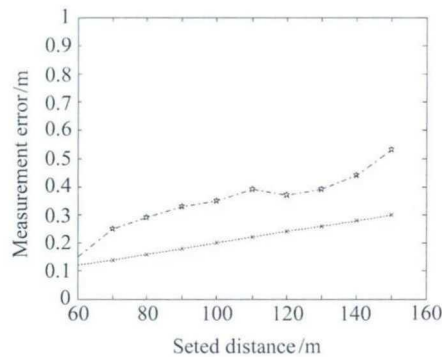


Fig.10 Measurement error of improved algorithm with noise

由图 10 可见, 加入了有色噪声之后, 改进的算法测距误差整体呈不均匀增大, 但是误差增大程度并不大, 60~150 m 范围内的测距误差大都在 0.5 m 范围之内, 对于实际车辆测距来说, 测距精度已经很高, 能够满足实际生活对测距精度的需求。此仿真结果说明改进的测距算法很好地提高了测距的精度及其稳定性, 具有实际使用价值。

## 5 结 论

针对 FFT 变换在采样点增多时计算量显著增长、致使测距系统实时性差的问题, 提出了一种结合互相关函数的改进测距算法。雷达信号返回波的时间延迟一般小于一个周期, 因此, 在将发射与返回信号进行相关运算时只需要进行一个周期内的相关函数计算。利用雷达信号的上述特点将互相关函数法与经典的 LFMCW 雷达测距算法相结合, 在保证测距精度的前提下有效降低了计算量, 平均运算时间减少了 0.5 s, 提高了测距系统的实时性。

### 参考文献:

- [1] Guo L, Ge P S, Zhang M H, *et al.* Pedestrian detection for intelligent transportation systems combining AdaBoost algorithm and support vector machine [J]. *Expert Systems with Applications*, 2012, 39(4): 4274-4286.
- [2] Zhao Junhui, Zhang Hao, Ran Rong. Distance geometry-based wireless location algorithms in cellular networks with NLOS errors [J]. *KSII Transactions on Internet and Information Systems*, 2015, 9(6): 2132-2143.



- [3] Lee D, Yeo H. A study on the rear-end collision warning system by considering different perception-reaction time using multi-layer perception neural network [C]. *Intelligent Vehicles Symposium(IV)*, 2015: 24 - 30.
- [4] Luo Xiao, Yao Yuan, Zhang Jinhuan. A joint calibration method for millimeter wave radar and camera [J]. *Journal of Tsinghua University (Natural Science Edition)* (清华大学学报 (自然科学版)), 2014, 3: 289-293 (in Chinese).
- [5] Xiaowei, Tu Yaqing, Liu Liangbing, et al. LFMCW radar ranging algorithm for multiband co-frequency fusion sinusoidal signal [J]. *Journal of Instrumentation* (仪器仪表学报), 2013, 1: 94-103 (in Chinese).
- [6] Liu Huajun, Lai Shaofa. A fast square root CKF algorithm for target tracking of automobile millimeter wave radar [J]. *Journal of Nanjing University of Science and Technology* (南京理工大学学报), 2016, 1: 56-60, 66 (in Chinese).
- [7] Yue Wenbao. *Research and Implementation of FMCW Radar Ranging System* (FMCW 雷达测距系统的研究与实现) [D]. Taiyuan: Master Thesis of North Central University (中北大学), 2013 (in Chinese).
- [8] Bian Qing, Wang Di, Huang Zhi. Design of automobile ranging alarm system based on millimeter wave radar [J]. *Technology Wind* (科技风), 2013, 24: 87, 91 (in Chinese).
- [9] Xu Chi, Liu Jiyuan, Jiao Xuefeng, et al. An improved ranging algorithm in radar ranging system [J]. *Electronic Design Engineering* (电子设计工程), 2013, 21(1): 103-106 (in Chinese).
- [10] Ma Ke, Zhang Yuanan, Zhang Kaisheng. CZT and ZFFT spectrum thinning performance analysis and FPGA implementation [J]. *Computer Measurement and Control* (计算机测量与控制), 2016, 2: 288-289, 303 (in Chinese).
- [11] Peng Yingcheng, Qian Hai, Li Xiaomao, et al. Acquisition method of ultrasonic ranging signal based on time correlation [J]. *Instrument Technology and Sensor* (仪表技术与传感器), 2014, 6: 126-127, 130 (in Chinese).
- [12] Hu Dan, Wang Hongyan, Tang Zhenjie, et al. Design of a multiband terahertz perfect absorber [J]. *Chinese Physics B* (中国物理 B), 2016, 25(3): 037801 (in Chinese).
- [13] He Fangming, Xie Wenqiu, Luo Jirun, et al. Linear theory of beam-wave interaction in double-slot coupled cavity travelling wave tube [J]. *Chinese Physics B* (中国物理 B), 2016, 25(3): 038401 (in Chinese).
- [14] Sun Le, Wei Jun, et al. A parameter estimation method for LFM signals in fractional domain [J]. *Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition)* (重庆邮电大学学报 (自然科学版)), 2016, 4: 473-480 (in Chinese).