

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2107536

超声波测距的双相位检测方法^{*}袁梅¹ 汪鹏程¹ 张学军²

(1. 桂林理工大学 桂林 541004; 2. 广西大学 南宁 530001)

摘要: 超声波测距是最常见的测距技术手段,性价比极高。但常用超声波回波测距中信号整形经常会引起的测距误差,其主要原因是由于起振周期丢失及反射信号幅度差异使测量的信号飞行时间越过了接收信号起始时间点所引起的。所提出的双相位检测方法,通过发射一组64周期载波,2周期调制信号的临界调制信号,同时开始计时,当接收信号幅值超过特定阈值时停止计时,进而检测阈值点信号的相位,得到接收信号的起始时间点,再使用载波相位校正法来消除信号整形带来的误差后得出距离测量结果。经过仿真测试和实验测试,结果表明实际测量精度几乎不受噪声和反射信号幅度的影响,在50~200 mm的测距范围,双相位测距装置测距实验标准差不超过1 mm,测距精准度得到有效提高。

关键词: 超声波测距;双相位;调制信号;抽取包络;相位校正

中图分类号: TN98 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 460.4020

Double phase detection method for ultrasonic distance measurement

Yuan Mei¹ Wang Pengcheng¹ Zhang Xuejun²

(1. Guilin University of Technology, Guilin 541004, China; 2. Guangxi University, Nanning 530001, China)

Abstract: Ultrasonic ranging is the most common ranging technology with high cost performance. However, the ranging error is often caused by signal shaping in common ultrasonic echo ranging mainly due to the loss of starting period and the difference of reflected signal amplitude, which makes the measured signal flight time exceed the starting time of received signal. The dual phase detection method proposed transmits a group of critical modulation signals of 64 cycle carrier and 2 cycle modulation signals, timing starts at the same time, stops timing when the amplitude of the received signal exceeds a specific threshold, then detects the phase of the signal at the threshold point, obtains the starting time point of the received signal, and then uses the carrier phase correction method to eliminate the error caused by signal shaping to obtain the distance measurement result. Through the simulation test and experimental test, the results show that the actual measurement accuracy is almost not affected by the noise and the amplitude of the reflected signal. In the range of 50~200 mm, the standard deviation of the two-phase ranging device is less than 1 mm, and the ranging accuracy is effectively improved.

Keywords: ultrasonic ranging; dual phase; modulated signal; decimation envelope; phase correction

0 引言

目前主流的测距系统采用激光、红外线、摄像系统、超声波等测距技术,不同的测距技术,其工作原理也有所不同。文献[1-2]提出超声波有指向性强、能量损耗缓慢,在介质中传播的距离较远等特点,常用于距离测量。现国内外学者研究出的超声波测距方法主要有飞行时间法、相位差检测法、多频测距法等。

各类超声波测距方法研究中,主要对于超声波速度的补偿。张磊等^[3]提出基于超声波与红外线技术的测距系统的研究与应用中提出基于BP神经网络的温度补偿算法,通过建立温度与超声波速度之间的映射关系,达到补偿速度测量的目的。此外在飞行时间法中主要研究方向为提高飞行时间测量的准确度。

飞行时间法测距原理与雷达测距原理相似,文献[4-5]提出采用超声波原理进行障碍物的测距就是测量超声波在超声

收稿日期:2021-08-10

^{*} 基金项目:广西高校中青年教师科研基础能力提升项目(2019KY0296)、广西科技重大专项(桂科AA21077007)、广西职业教育教学改革研究项目(GXGZJG2017A088)、广西高校中青年教师科研基础能力提升项目(2019KY0305)资助

波探头与被测障碍物之间的飞行时间。文献[6]提出相位差检测法是通过比较超声波发射时的相位与接收时的相位差,结合超声波波长即可计算出测量距离。相位差检测法精度高,但存在一个明显的缺陷,测得的相位差是一个以 $2n\pi$ 为周期的多解值,只适用于测量范围小于一个超声波波长的情况。

根据飞行时间法测距原理可知,测距误差主要由超声波传播速度误差和飞行时间测量误差引起。传播速度主要受测量环境温度影响,可以通过温度补偿进行修正,而飞行时间测量误差却是一个难以解决的问题。

本文分析了超声波飞行时间测量误差的原因,提出了双相位超声波测距方法,通过检测超声波接收调制信号相位,并使用载波相位校正计算得到飞行时间,极大地提高了飞行时间检测的准确度,其理论检测分辨率(40 kHz 载波信号)可达 $25/n \mu\text{s}$,其中 n 为超声波信号一个周期的采样点数,采样点数越多,检测精度越高。

双相位检测方法,能有效解决超声波回波检测方法中的飞行时间测量误差问题,提高测距精度,并较好地避免了噪声引起的干扰,使测距系统更加稳定。

1 常用超声波测距方法存在的问题

如图1所示,常用超声波测距方法是由信号源发出8~10个频率为40 kHz的脉冲^[7],经驱动电路送至超声波发射头(40T)转换成超声波信号向外发射,信号遇被测物体后反射,超声波接收头(40R)接收到反射信号,将其转换成电信号。该电信号由整形电路整形形成方波,通过测量发射信号的飞行时间差 t_c ,即可计算出被测物的距离。

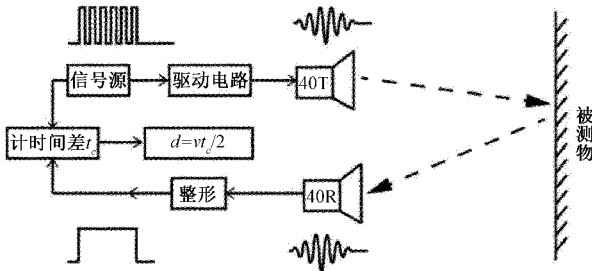


图1 常用超声波测距原理

由于常用的超声波发射头和接收头大多采用压电晶体制成,其Q值极高,带宽很窄,导致接收到的信号在 $40 \pm 2 \text{ kHz}$ 以外的谐波成份几乎完全丢失,经测试,信号接收波形如图2所示。

此外,在测量时,由于被测物体材质不同、反射面有差异等原因,接收到相同距离的被测物反射信号幅度也会有差异,如图2信号a与信号b所示,在固定整形阈值下,所整形出的脉冲宽度不同,导致测量出的信号飞行时间存在不确定的 Δt 误差,实验中测试到此因素影响所造成的最大丢失信号为4个周期,即存在最大17 mm的不确定误差。加上信号起振延迟^[8-9]部分周期丢失及超声波速度的误差,引起的测距误差将变得更大。

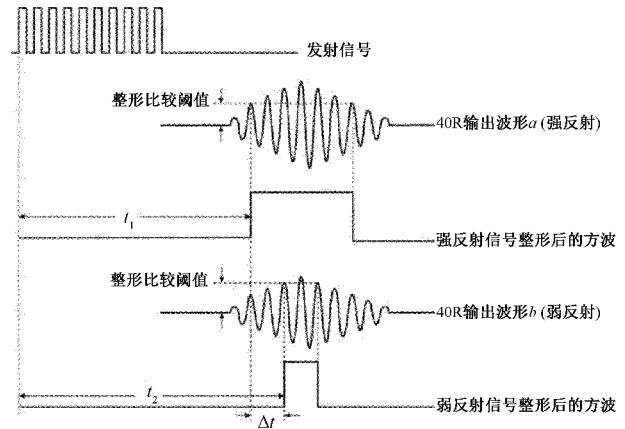


图2 接收信号整形误差分析

2 双相位测量方法

2.1 发射信号

本文以40 kHz超声波探头为研究对象。如图3所示,超声波发射信号采用DDS间断产生一组时长为1.6 ms(64周期载波,2周期调制信号)的临界调制信号 $f(t) = [1 + \sin(\Omega t - \pi/2)] \sin \omega t$,其中调制信号角频率为 $\Omega = 1.25 \cdot 2\pi K \cdot \text{rad/s}$,载波信号角频率为 $\omega = 40 \cdot 2\pi K \cdot \text{rad/s}$,已调制信号带宽为 $40 \pm 1.25 \text{ kHz}$,信号频谱如图4所示,与超声波发射、接收头的幅频特性曲线比较一致,信号易于发射和接收,能量损失较小,经反射、接收头带通选频后不会引起明显失真。

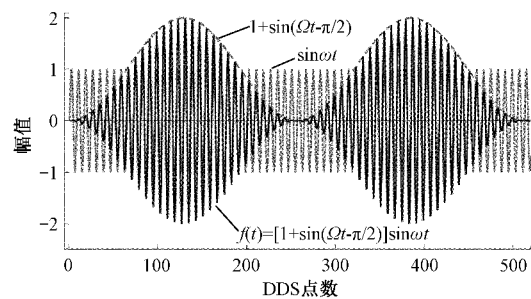


图3 超声波发射临界调制信号

2.2 相位检测原理

测量流程如图5所示,系统设置ADC采样频率为320 kHz,即每个40 kHz载波周期采样8点,采样32个载波周期共256点;设置接收信号比较阈值为 D_{th} 。

相位测量原理如图6所示,信号源发出已调制信号的同时(a时刻),处理器开启计时和A/D转换,并将ADC采样值与阈值 D_{th} 比较,当接收信号幅值超过 D_{th} 时(b时刻),停止计时,计时器时间为 t_T ;处理器开始存储采样值到数组 $R(n) (n = 0, 1, 2, \dots, 255)$,存满256个点时,停止采样,开始进行双相位分析和测量距离的计算。

接收到信号包络线相位为 θ_1 ,转换时间(μs)为:

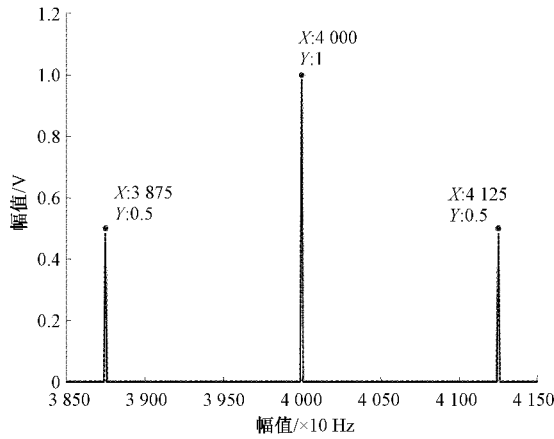


图 4 调制信号频谱

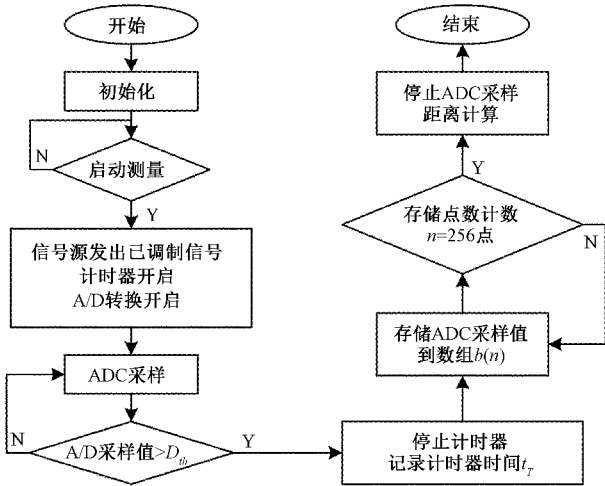


图 5 双相位测距方法流程

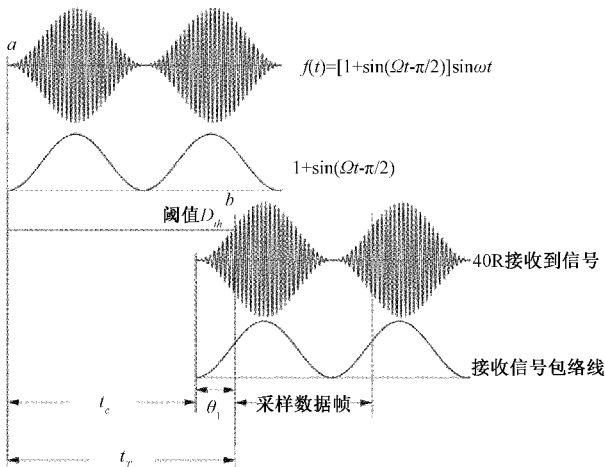


图 6 超声波相位测量距离原理

$$\Delta t = \left(\theta_1 + \frac{\pi}{2} \right) \cdot \frac{800}{2\pi} \quad (1)$$

超声波信号的飞行时间(μs)为:

$$t_c = t_r - \Delta t = t_r - \left(\theta_1 + \frac{\pi}{2} \right) \cdot \frac{800}{2\pi} \quad (2)$$

t_r 由计时器测出,只要计算出准确的 θ_1 , 就可以计算出被测物体的实际距离。

2.3 包络提取与相位计算方法

使用同步检波原理(相干解调)^[10-11] 计算出接收信号包络线的正、余弦分量为:

$$K_1 = \frac{\int_0^{2n\pi} \sin\omega t \cdot A \sin(\omega t + \theta_1)}{2n\pi/\omega} = \frac{A \cos\theta_1}{2} \quad (3)$$

$$K_2 = \frac{\int_0^{2n\pi} \cos\omega t \cdot A \sin(\omega t + \theta_1)}{2n\pi/\omega} = -\frac{A \sin\theta_1}{2} \quad (4)$$

则包络线幅值为 $2 \cdot \sqrt{K_1^2 + K_2^2} = A$, 相位为 $\theta_1 = \tan^{-1}\left(\frac{K_2}{K_1}\right)$ 。

为了计算包络线相位 θ_1 , 需要从调制信号中准确提取出包络线, ADC 采样到阈值触发后接收到的 256 个点为一个完整周期的调制信号,存放在数组 $b(n)$ 内。

同步检波计算原理转换为离散点计算方法,从 $b(n)$ 中抽取包络线数据存放在数组 $D(n)$ 中,抽取公式为:

$$D(n) = b(8n + i), n = 0, 1, 2, \dots, 31 \quad (5)$$

其中, i 分别取 $0 \sim 7$, 即每个周期取相同点(共 8 点), 取遍 32 个周期,可取出 8 条包络线;将一个周期 32 点的正、余弦值分别存储在 $s(n)$ 和 $c(n)$, ($n = 0, 1, 2, \dots, 31$) 中,分别计算出各条包络线的幅值和相位存放在数组 $v(n)$ 和 $h(n)$, ($n = 0, 1, 2, \dots, 7$) 中。

分别计算出包络线同步检波的正、余弦分量为:

$$K_{i1} = \frac{2 \cdot \sum_{k=0}^n D(k) \cdot s(k)}{n}, K_{i2} = \frac{2 \cdot \sum_{k=0}^n D(k) \cdot c(k)}{n} \quad (6)$$

包络线幅值计算公式为:

$$v(i) = \frac{\sqrt{D(0)^2}}{D(0)} \sqrt{(K_{i1})^2 + (K_{i2})^2}, i = 0, 1, 2, \dots, 7 \quad (7)$$

包络线相位计算公式为:

$$h(i) = \tan^{-1}\left(\frac{K_{i2}}{K_{i1}}\right) + \frac{\pi}{2}, i = 0, 1, 2, \dots, 7 \quad (8)$$

$$h(i) = \begin{cases} h(i) - \frac{i\pi}{64}, & h(i) \geq 0 \\ h(i) - \frac{i\pi}{64} + \pi, & h(i) < 0 \end{cases} \quad (9)$$

如图 7 所示,在信噪比为 40 dB 的采样信号中,包络线幅值越大,受噪声影响越小,越接近信号的实际包络线,其相位值也更接近包络线的真实相位值,因此对各条包络线幅值进行比较,取出幅值最大包络线的相位值即为 θ_1 。幅值数组 $v(n)$ 中最大幅值 $v_{\max} = v(m)$, 选取其对应的相位计算值为包络线的相位值 $\theta_1 = h(m)$ 。

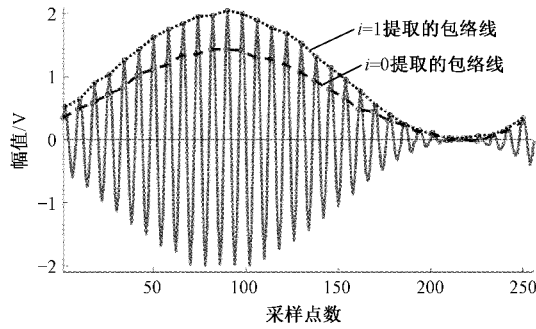


图 7 包络线提取示意图

2.4 载波相位校正方法

在以上的相位计算方法中,如果接收信号出现波形畸变,对包络线造成的影响可能使相位测量出现较大的误差,造成测量系统的不稳定。载波周期远小于包络周期,通过载波相位对包络相位进行校正,可以降低相位测量的不稳定性,将不稳定相位误差限制在载波周期范围内。

抽取的 8 条包络线在式(7)计算出的对应幅值 $v(n)$, 等同于一个 8 点的解调载波信号,如图 8 所示,该信号与阈值触发点所在周期的载波波形重合,载波信号与调制信号同频同相,则可以通过 $v(n)$ 计算出阈值出发点的载波相位 θ_2 。

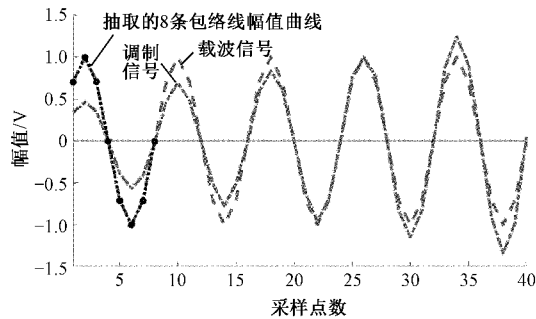


图 8 接收信号解调得到的载波

计算 $v(n)$ 的相位即为载波相位 θ_2 , 计算公式为:

$$\theta_2 = \tan^{-1} \left[\frac{\sum_{k=0}^n v(k) \cdot c(4k)}{\sum_{k=0}^n v(k) \cdot s(4k)} \right] \quad (10)$$

由包络线相位 θ_1 计算所在载波周期数,并向下取整得到包络相位所占完整载波周期数 $N = 16\theta_1/\pi$, 由于包络线相位 θ_1 存在的误差,可能引起计算周期数少于或者超过实际所占周期数,为此设立校正常数 K , 计算出 3 个不同的校正误差值存入数组 $e(n)$ 为:

$$e(n) = \frac{2\pi(N - 1 + K) + \theta_2}{32} - \theta_1, K = 0, 1, 2 \quad (11)$$

取校正误差最小即校正后相位值最接近包络线相位 θ_1 的校正相位为:

$$\theta_{adj} = e_{\min}(n) + \theta_1 \quad (12)$$

最终计算出测量距离(mm)为:

$$S = \left(t_T - \frac{0.2 \cdot \theta_{adj}}{\pi} \right) \cdot v_c \quad (13)$$

3 仿真测试分析

使用 MATLAB 对本文双相位检测方法进行实验,选取 1 个标准大气压、15 °C 环境下超声波速度 $v_c = 340$ m/s, 测试在不同程度噪声影响下,相位检测与信号起始点延后引起的误差,测试结果如表 1 所示。

表 1 不同信噪比下相位计算与测距误差

阈值点包络相位 θ_1' / rad	信噪比 / dB	计算相位 θ_1 / rad	计算相位 θ_2 / rad	校正相位 θ_{adj} / rad	信号截取距离误差 / mm
1.006 3	60	1.006 3	0.785 3	1.006 3	0
	40	1.007 1	0.785 3	1.006 3	0
	20	0.997 3	0.783 4	1.006 0	0.006 5
1.399 0	60	1.398 9	0.783 4	1.399 0	0
	40	1.400 2	0.785 6	1.399 0	0
	20	1.405 7	0.783 6	1.398 8	0.004 3
2.184 4	60	2.184 3	0.785 4	2.184 4	0
	40	2.183 5	0.785 6	2.184 4	0
	20	2.171 0	0.787 4	2.184 2	0.004 3

可见,双相位测量方法能够精准检测接收信号在阈值触发点的相位,计算出实际接收信号的起点位置,受噪声影响极小,其中载波相位校正方法能消除波形畸变引起的包络线相位检测偶然误差,提高了检测系统的稳定性,在超声波测距中使用该方法能有效消除接收信号起振延迟和被测物反射信号幅度差异带来的测量误差。

4 实验测试结果与分析

4.1 实验测试装置设计

为进一步验证双相位检测方法的准确性,设计了如图 9 所示的实验测试装置,主要包括电源模块、超声波信号收发处理模块、调制信号产生模块和核心处理模块。系统原理如图 10 所示,调制波发生模块采用 STM32 单片机 DAC 产生 40 kHz 的临界调制信号,信号经过放大模块放大后传送给超声波发射头(40T)。超声波接收头(40R)接收到反射信号,经过信号放大与调理模块预处理,核心模块完成信号采样和双相位测距计算并显示。

检测控制流程如图 11 所示,当开始检测按键按下时,核心控制模块发送控制信号给调制信号发生模块(预存调制信号 DAC 值通过 MATLAB 计算出并存储到调制信号产生模块的 STM32 中,如图 12 所示),信号发生模块开始将预存的调制信号 DAC 值按 320 kHz 的转换速率输出给信号放大模块,信号经放大后送到超声波发射头发射;在发

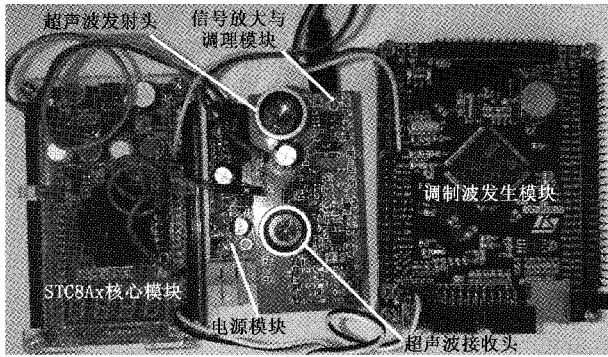


图 9 双相位超声波测距实验装置实物图

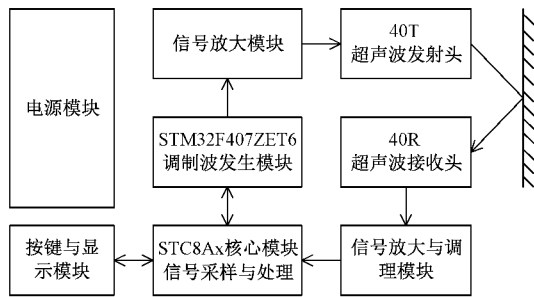


图 10 双相位超声波测距实验装置系统原理

送控制信号的同时,核心模块启动定时器计时,并以 320 kHz 采样频率开始采样超声波接收头收到并经过调理模块的信号,当采样信号达到预设阈值时,停止定时器计时,得到时间 t_T ,同时开始存储信号采样结果并计数,当采样够 256 个点即 1 个完整调制信号周期时,将存储的采样信号采用双相位方法计算,得到测距结果。

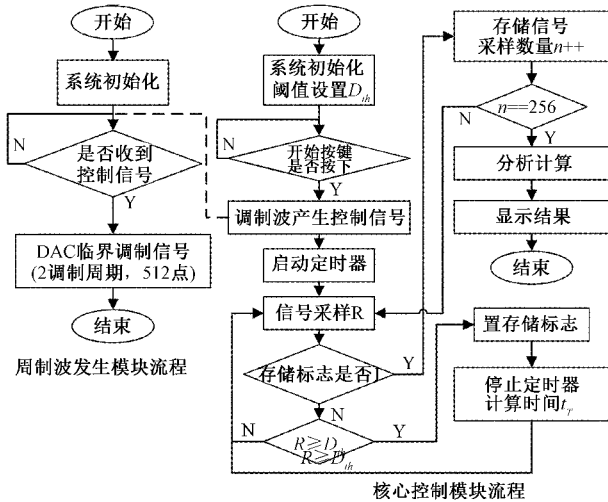


图 11 超声波测距实验装置工作流程

4.2 实验结果分析

由 STM32 芯片 DAC 产生 2 个周期的调制信号经放大模块后给超声波发射头发射(示波器检测到 2 个周期的调制信号如图 13 所示)。超声波接收头接收到信号,经过放

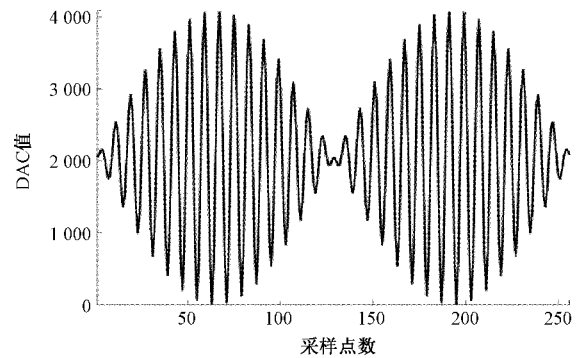


图 12 MATLAB 计算的 12 位 DAC 调制信号波形

大调理模块后,将信号电压抬升 1.5 V,使信号幅值在 ADC 采样电压范围(接收端信号波形如图 14 所示)。

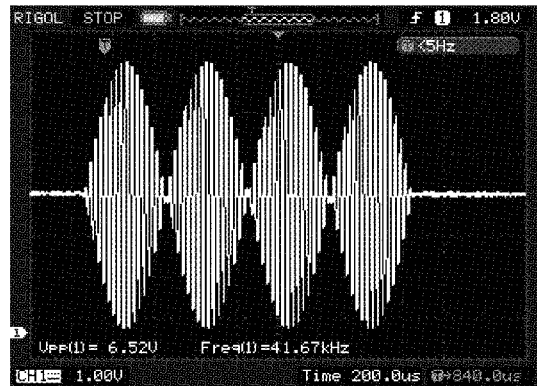


图 13 超声波发射头发射的调制信号

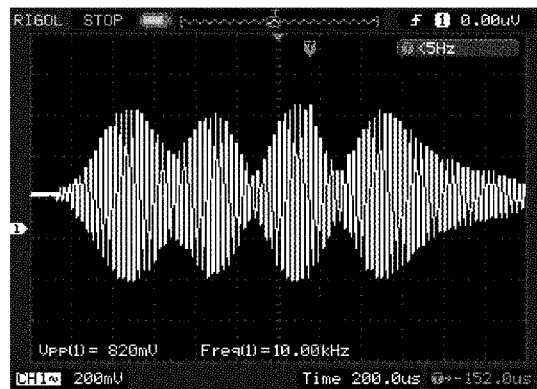


图 14 超声波接收经放大的信号波形

接收信号经 12 位 ADC 采样,采样频率通过修改系统时钟后实际设置为 323.07 kHz,当采样值达到阈值 D_{th} 开始存储 256 个采样值,即截取接收信号的一个完整周期,接收信号尾部的余震段不在截取范围,因此不会对双相位计算产生影响。将存储的 256 个采样值进行计算,选取了多组距离进行重复测试,测试环境温度 32.7 °C,超声波速度为 $v_c = 351.85 \text{ m/s}^{[12-13]}$,阈值设定为 $D_{th} = 2854$,测试结果如表 2 所示。

表2 双相位超声波测距测试结果

测试组号	设定距离/mm	测量次数	平均阈值前时间/ μs	平均阈值相位时间/ μs	平均测量结果/mm	最大测量结果/mm	最小测量结果/mm	实验标准差/mm
1	50	20	2 849.510	0.632	50.141	50.439	49.543	0.319
2	100	20	5 698.703	1.317	100.278	100.830	99.645	0.428
3	150	20	8 505.646	1.909	149.669	150.693	149.069	0.679
4	200	20	11 399.363	2.607	200.589	201.485	199.287	0.817

常用的超声波回波测距方法在10~200 mm的范围,存在3~16 mm的误差,通过温湿度补偿后,测距也存在1~8 mm测量误差^[14];赖国强等^[15]提出的基于回波包络上升沿拟合的超声波飞行时间测量方法,最大测距误差为2.02 mm。根据双相位测距法测试数据可以看出,在50~200 mm范围内,双相位测距装置测距实验标准差最大为0.817 mm,测距准确度有极大地提高。

双相位超声波测距方法发射信号采用调制信号,使用接收信号包络相位检测方法计算信号飞行时间更加精确,结合载波相位校正,极大地提高了信号飞行时间的检测准确度,进而解决了常用回波测量中飞行时间不准确的问题。

双相位超声波测距方法的另一优势在于信号受噪声影响小,在高达20 dB信噪比的信号仿真测试中,噪声引起的误差几乎可以忽略不计。

5 结 论

本文分析了常用超声波回波测距中信号整形引起的测距误差,为消除由于起振周期丢失及反射信号幅度差异使测量的信号飞行时间越过了接收信号起始时间点引起的误差,本文提出的双相位检测方法,能精准检测阈值点信号的相位,即准确分析出接收信号的起始时间点,消除信号整形带来的误差,测量精度几乎不受噪声和反射信号幅度的影响,经过仿真测试和实验测试,测距精准度高,误差小于1 mm。

减小调制信号带宽,如0.625 kHz调制信号,可减小超声波接收头接收信号电压幅度衰减,使信号波形受噪声影响更小,并提高测量范围。优化DDS信号转换速率和信号采样频率准确度以后,结合温度补偿等超声波速度校正方法,可进一步提高测距精度。

参考文献

- [1] 秦航, 颜颖. 智能购物小车模块化构建分析[J]. 南方农机, 2021, 52(10): 150-151.
- [2] 陈希湘, 朱嵘涛, 王锦莉. 基于MSP430单片机的超声波倒车雷达系统设计[J]. 现代电子技术, 2021, 44(9): 24-27.
- [3] 张磊, 周健全, 鞠文杰, 等. 基于超声波与红外线技术的测距系统的研究与应用[J]. 电气自动化, 2021, 43(3): 99-101.

- [4] 刘芬, 罗前刚, 张远征. 高精度超声波测距方法的研究[J]. 自动化与仪表, 2021, 36(5): 66-69.
- [5] 高美蓉. 基于单片机的超声波测距报警系统的设计与仿真[J]. 国外电子测量技术, 2018, 37(7): 107-111.
- [6] 沈梦婷. 基于相位检测的高精度异体收发式超声波测距系统[D]. 天津: 天津大学, 2014.
- [7] 刘晓民, 杜岩平, 张晓勇, 等. 电动汽车充电口的超声姿态测量系统设计[J]. 计算机测量与控制, 2020, 28(11): 16-20.
- [8] 徐斌. 一种考虑起振延迟的低频超声波短距高精度测量校准方法[J]. 传感技术学报, 2013, 26(5): 666-669.
- [9] JIANG S B, YANG C M, HUANG R S, et al. An innovative ultrasonic time-of-flight measurement method using peak time sequences of different frequencies: Part I [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2011, 60(3): 735-744.
- [10] 滕飞, 李云涛, 廖育荣. 一种改进的GMSK相干解调方法[J]. 电讯技术, 2020, 60(12): 1475-1479.
- [11] 刘剑, 王杰, 刘明, 等. 基于相干解调的雷达检测方法研究[C]. 中国航空学会, 2020: 5.
- [12] 胡显桂, 秦飞舟. 基于STC89C52单片机的遥控小车设计[J]. 电子测量技术, 2019, 42(24): 6-11.
- [13] 洪志刚, 杜维玲, 周玲. 超声波外测液位检测方法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2007, 21(4): 46-49.
- [14] 张安东. 基于STM32单片机的超声波测距系统设计与实现[J]. 铜陵职业技术学院学报, 2020, 19(3): 51-53, 58.
- [15] 赖国强, 石为人, 熊庆宇, 等. 基于回波包络上升沿拟合的超声波飞行时间测量方法[J]. 传感技术学报, 2014, 27(7): 922-927.

作者简介

袁梅, 工学学士, 讲师, 主要研究方向为嵌入式技术及测控技术。

E-mail: 1259996922@qq.com

汪鹏程, 工学学士, 实验师, 主要研究方向为嵌入式技术及无线传感网络技术。

E-mail: 108542847@qq.com

张学军(通信作者), 工学博士后, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为图像处理及人工智能云平台技术。

E-mail: xjzhang@gxu.edu.cn