

Abstract

In this paper, a passive acoustic direction system based on vector hydrophone for underwater targets is proposed. The system takes use of the combined information of the pressure and particle velocity of the target acoustic field to orient. It is made of two parts. One is direction finding which is based on the direction principle of pressure-differential vector hydrophone. The other part is control system. The carrier's probability to destroy the underwater target, when it goes down, greatly can be increased greatly by detecting target's direction and approaching target.

First, the studied purpose and actuality is expatiated. Then, the arithmetic and principle based on the direction principle of pressure-differential vector hydrophone are researched. The theory model of "three point fountain" is founded, the experiment imitates and error analysis are carried out. The software and hardware of system are optimized. The lab machine is installed and lab debugging. The experiment is carried out at the water pool and the reservoir. The experiment result is carefully discussed. The experiment, carried out on the water pool and the reservoir, shows that the signal processing system and the control system has a high capability of passive acoustic direction. The result of the research provides academic dependence for engineering application and shows that the system has a high probability of success on passive acoustic direction.

The research result is practically useful for the underwater acoustic countermeasure technology, which can be applied on the acoustic target direction in the water. Using this system can increase the probability of successfully hitting the underwater target. The research is also valuable for the engineering application.

Keyword: vector hydrophone, underwater moving targets, passive acoustic direction, volum target

第一章 绪 论

1.1 研究背景及意义

现代海战场的主导权，不仅仅要有先进的水面舰艇，更重要的是要有先进的水中武器。要及时摧毁对方目标，就要首先发现对方目标，确定对方目标的方位。声测技术作为水下唯一有效的目标探测技术，已经在大量水中武器中得到广泛应用。深水炸弹是一种投射式攻击武器，自身没有动力，入水后靠自身重力下沉，靠近或击中目标后爆炸。在第一和第二次世界大战期间，深水炸弹曾有潜艇“克星”的美誉，绝大部分潜艇都是被深水炸弹击沉的。直到今天，深水炸弹仍是舰艇和飞机的重要反潜武器。若在深弹中装入目标定向系统和舵机，使深弹在下沉过程中不断测量目标方向，并实时调整舵机不断靠近目标，在最近距离上引爆，将能有效地提高深弹的命中概率。近年来，许多国家将声学测向技术引入到深弹中，构成深弹的声测向系统。由此产生出靠目标的辐射噪声来引导其攻击的微型“鱼雷”，这是一种廉价的反潜武器，其造价仅为鱼雷的十分之一。如俄罗斯生产的 S3V，就是一种在深弹头部装有主动声呐，可以在下沉过程中用声呐搜索水下运动体，并通过尾桨将深弹自动导向目标方向。它的命中概率随水深增加，与非自导深弹相比，命中率 200m 时可提高 1.5 倍，600m 时可提高 4-6 倍^{[1][2]}。

随着水声对抗与反对抗的发展，特别是多数潜艇采用消声瓦之后，水听器的工作频率要求下降到约 3KHz 以下。这给声学基阵尺寸、重量和造价受到严格限制的深弹声测向系统，带来了极大的困难。矢量水听器的出现，给信号处理带来了一个全新的空间。矢量水听器可以同时获得声场中的声压和质点振速信息，因此矢量水听器的信号处理可以在相空间中进行，从而大大改善了目标方位估计的性能，这是传统的水听器所不具备的。如单个声压水听器无法对目标的方位进行估计，矢量水听器在声场中能够获得质点振速在 3 个垂直方向上的投影，因此矢量水听器具有天然的指向性，不需要成阵就能对目标进行方位估计。根据文献 [3]、[4]、[5]，在低频、小尺寸阵形下，采用十字形矢量水听器阵，能够获得一定的空间增益，且能给出水下运动体精确的方位信息。但是实际作为声测向接收到的信号是迭加海洋背景噪声的目标辐射噪声，深弹自身及运动体的不规则运动所引起的流噪声也增加了深弹声测向的复杂性。因此对于采用矢量水听器阵的深弹声测向原理与算法需要进行深入的研究。要真正实现工程化，还要进行大量的各种

实验。

基于上述思想，本论文提出了一种利用水下运动目标的自身辐射噪声，来引导入水后的深弹，在下沉过程中自动接近目标，直到最近点引爆的技术方案。该技术可有效地提高深弹入水后的命中概率和有效杀伤力。在未来海战中，这种智能化的深弹将会成为一种极具效率的水声对抗武器，将会发挥更加重要的作用。

1.2 深弹的历史与国内外研究现状

深水炸弹通常为圆柱体，内装常规炸药（或核装药）和引信（定时、触发、非触发或复合引信）。核装药深水炸弹，多用作反潜导弹的弹头。火箭式深水炸弹发射装置通常装配在舰艇首部，多管快速齐射，由火箭发动机推进，以尾翼稳定其空中飞行和入水下沉的全程弹道，射程为数百米到数千米，主要用于攻击潜艇，也可用于攻击水面舰船。深水炸弹是由舰艇、飞机发（投）射，于水中预定深度爆炸毁伤潜艇及其它目标的水中武器。

第二次世界大战中，海军最重要的发展就是潜艇的广泛使用。1915年2月德国用潜艇封锁英伦三岛。在一个月时间里，就有近100万吨协约国和中立国的船只被德国潜艇击沉，受威胁最大的英国紧急研究新式水中武器以打击德国潜艇。1915年底，英国研制出了世界上最早的深水炸弹。这种炸弹的外形象装垃圾的金属罐，罐内装满炸药，安有水压引信和触发引信，深水炸弹由水面舰艇投入水中，可触及潜艇或在预定深度爆炸，最深可达约200m。爆炸产生巨大压力，在爆炸中心10m内的潜艇都会受到严重破坏。1916年7月16日，一艘英国巡逻艇发现了一艘水中潜航的德国U型潜艇，随即从艇尾扔下深水炸弹，一举将其击沉，深水炸弹的诞生，使潜艇首次有了“克星”^[2]。

早期的深水炸弹都是圆罐形，投放装置很简单。第二次世界大战初期，英国海军发明了世界上第一种深水炸弹发射炮“刺猬炮”。这种气动式发射炮外形象多管火箭炮，炸弹壳体为流线型，采用迫击炮原理，利用高压火药燃气为动力进行发射，射程220m，一次发射4枚深水炸弹，呈椭圆形分布。这不仅明显提高了对潜艇的攻击效率，而且使反潜舰艇可从较远的距离攻击潜艇，无需驶到水中潜艇的上方再投放炸弹。1942年，美国海军又首先研制出MK-20型火箭式深水炸弹及发射炮，深水炸弹借助火箭发动机飞行最大射程可达6000米以上，这使反潜舰艇可以从更远的距离，更安全地攻击潜艇。在第一和第二次世界大战期间，绝大部分潜艇都是被深水炸弹击沉的。直到今天，深水炸弹仍是舰艇和飞机的重要反潜武器。

目前深弹自导化发展很快，国外在反潜武器的研制方面已进行多年研究，并有多种新型深水炸弹投入实战^[1]。1982年马岛海战首开击毁“圣菲”号潜艇的战例，随后瑞典又成功地使用深弹迫使不明国籍潜艇上浮。由于现代潜艇机动性能和防护水平的提高，深弹只使用传统的定时、触发引信攻潜已显得力所不及了，不少海军国家正在竞相研制新的非触发引信以及使深弹向短程自导方向发展。深弹引信的发展使深弹成为近海攻潜效费比最高的水中兵器。由于深弹常采用齐射（投）攻潜，对于深弹非触发引信还有抗邻弹干扰的特点。触发、定时、定深引信在深弹上使用的时间较长，早期的磁梯度引信接收器尺寸大，灵敏度低。60年代末挪威“燕鸥”深弹率先使用了主动声引信。

现役装备深弹的国家有俄罗斯、瑞典、英国、法国、德国、挪威、加拿大、日本、意大利以及部分第三世界国家。下面介绍国外的几种新型深水炸弹^[6]。

瑞典的 SAM204 型航空深弹。SAM204 型深弹用于攻击在浅水域或在潜望深度上作战的潜艇。该深弹能以多种方式使用，并可设定不同的起爆深度，以获得最大爆炸威力，从而有效地摧毁潜艇。该深弹具有一钢质壳体，适用于北约标准直升机炸弹投射器。它的 SAM104 型引信是一种设计独特的引信，它是一个根据水压原理进行深度控制的装置。它装有消除冲击波影响，对任何方向上的惯性力都不反应的装置，因此该深弹对不同水深处的邻爆不会感应起爆。SAM204 型航空深弹上加装了简易自导装置。

智利的 AS-228 深弹。该型深弹是航空水面投放式深弹，它是一种装有静水压力动作引信的反潜武器，用于攻击 30~490m 深度范围的潜艇目标。在这个范围内，起爆深度可预设 19 种深度上的任意一种。起爆器有三种安全措施，用于深弹的操作、输送、惯性以及对潜艇的作用。该深弹可通过常规方法从飞机或直升机上投放。

英国的 MKII 深弹。该型深弹是一种航空深弹，它是一种能从空中投放的反潜武器。它适用于浅水作战，用来对付位于水面或潜望深度上的潜艇。它可从各种反潜直升机上和固定翼海上巡逻机上进行运输和投放。MKII 深弹能承受直升机飞行时产生的巨大振动，加固的弹壳和弹头部分能承受高速入水时的冲击。该弹装有一个现代化的引信和起爆器，能够承受巨大的振动和冲击，并保证在设定深度上精确地起爆。入水后受到海水的撞击，水压保险系统就会打开进入战斗状态。此已装备英国海军多年。

意大利的 MS500 深弹。该深弹兼有深弹和轻型鱼雷的优点。它由声呐、战斗部、尾锥部和空气平衡器组成。MS500 深弹由飞机投放，入水 700m 后声引信开始工作，最大使用水深为 3000m。MS500 深弹具有在垂直面内对目标的自动定位

能力。在深弹下潜过程中,将根据相对于目标位置的最小距离来确定声引信的最佳发火点。为了使深弹对靠近海底的目标也有效,MS500 深弹还可以进行预编程,使它在撞击海底或者达到某一确定深度时爆炸。从功能特性的角度看,该深弹使用了声近炸引信,从而满足了引爆距离最小化原则。该型深弹的引信包括一个主动声呐。当深弹被投放入水中后,深弹前部的声呐启动而发出声波。声呐在发射出声频脉冲后,马上就能接收到强烈的反射声波,且在接收反射波期间打开时间窗口,用声频脉冲间隔的变化来表示距目标的距离。

俄罗斯的 RGB-60 深弹。RGB60 是俄罗斯 PBU-6000 型反潜深弹系统的一个组成部分。RGB-60 为无控火箭式深弹,最大攻击水深 500m。这种反潜用的火箭式深弹是非制导的,发动机为固体燃料火箭。该型深弹比瑞典的博福斯深弹尺寸小,与挪威的“海鸥 111”型相当,引信可采用单一触发加定深两种。俄罗斯此外还装备了无水下推动力的 S3V 航空自导深弹。

美国拥有多种先进的反潜手段,常规深弹早已不用,只有作为反潜导弹战斗部的核深弹。

国内某单位为水轰五飞机研制了某型航空深弹,主动声近炸引信与压电引信联合使用。之后有单位对火箭式深弹主动声引信、导向引信等也完成了预先研究。

由于深弹的主动声引信和声自导都是利用同一的声呐原理,对付的又是同一个目标,因而制导和引信在深弹上完全融为一体,软硬件共用,成为一体化设计的制导引信,这在降低成本,提高可靠性等方面具有十分重要的意义。与此同时,引信的功能也由目标的探测识别、控制起爆,发展到对自身弹道的控制,从而进一步提高了深弹的命中概率。因此,声制导技术将成为一个新的研究发展方向。本系统也应用声制导技术,只是接收换能器是更先进的矢量水听器,体积小,定向精度高,具有很高的应用价值。

1.3 声呐被动定向的基本方法

为了不让对方发现自己,声呐系统常常采用被动定向方式。定向方法与声学系统的结构有关。采用单个换能器,两个换能器或多个换能器阵元组成的系统,有不同的测向方法^[1]。然而,不论采用何种具体方法测向,其本质上均有共同之处,都是利用声波到达水听器阵列的声程差和相位差来完成定向目的。例如图 1-1 所示的二元基阵,若其间距为 d ,假定波阵面为平面波,当水听器未对准声源时,这时平面波到达两阵元有一个声程差:

$$\xi_a = d \sin \alpha \quad (1-1)$$

其中, α 为目标的方位角, 定义为声线与基阵法线方向的夹角。两接收器接收声压或输出电压间的时间差为:

$$\tau = \frac{\xi_a}{c} = \frac{d}{c} \sin \alpha \quad (1-2)$$

相位差为:

$$\varphi_a = 2\pi f \tau = \frac{2\pi f \xi_a}{c} = 2\pi f \frac{d}{c} \sin \alpha = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \alpha \quad (1-3)$$

其中, $\alpha \in (0, \pm \frac{\pi}{2})$ 。

由 1-2 和 1-3 式可知, 两阵元信号的时间差和相位差与目标的方位角一一对应。可见, 测量出反映声程差的时间差或相位差, 就可以测出目标方位。下面将介绍声呐系统定向的几种方法^{[3][4]}。

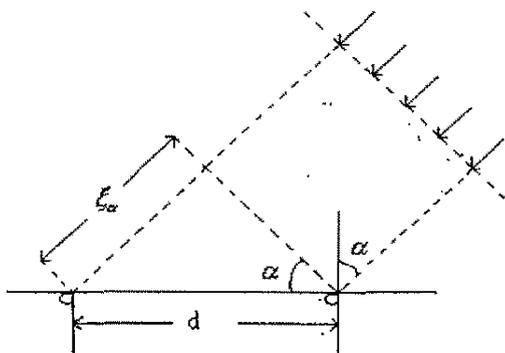


图 1-1 二元阵系统

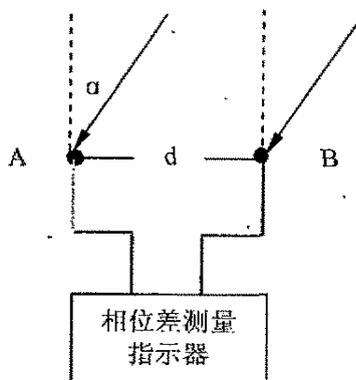


图 1-2 相位法测向法基本框图

1) 最大值测向

声呐系统经常采用最大值确定目标方向。由于换能器或基阵输出电压随目标的方位角的变化而变化, 在正对目标时响应最大, 因而可以利用接收到的信号幅度达到最大值时换能器或基阵的指向来测量目标方位。这种方法利用声系统本身的方向性, 而不是直接测量相位差的, 故属于间接测量, 它的优点是系统简单, 利用人耳或视觉指示器均可判断最大信号幅度值, 因而在分析其性能时, 要和具体的指示器联系起来。该方法的另一个优点是利用人耳还可以判别目标的性质, 此外, 由于人耳的特殊功能, 使得在小信号噪声下仍可以判别目标方位。此方法的缺点是定向精度不高, 这是由于声呐系统的指向性图有一定的宽度, 而这一指向性在主轴附近随角度变化迟钝, 这是由于目标方位的小变化引起的输出信号幅度变化不大。这一方法一般不能迅速判别目标偏离主轴的方向, 需要重复多次方

可判别。对多个目标，这个方法也没有办法。

最大值测向方法的精度，主要取决于声呐系统方向性主瓣的宽度、声呐系统转动装置的精度以及声呐员的生理声学特性。

2) 相位法定向

相位法定向是一种直接测量法，它利用相位角指示器来测定两等效阵元之间的相位差，从而达到测量目标方位的目的。在主、被动声呐系统中这种方法都有广泛的应用。

相位法定向有其明显的优点。首先，它只需两个接收阵元。由于两个阵元接收到的两个信号间的相位差，已充分提供了目标方位角的信息，因而原则上没有必要采取更多的阵元。其次，定向精度与阵元本身是否有方向性，以及阵元本身的形状无关，只与两个阵元间距 d 和波长 λ 有关。

如图 1-2 所示的两个阵元之间的相位差为

$$\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \alpha \quad (1-4)$$

所以测向误差为

$$\Delta \alpha = \frac{1}{2\pi} \frac{\lambda}{d \cos \alpha} \Delta \varphi \quad (1-5)$$

由式 1-5 可知，测向精度取决于比值 $\frac{\lambda}{d}$ 、目标方位角 α 和指示器的分辨力 $\Delta \varphi$ 。

在一定频率下，阵元间距越大，测量精度越高。

3) 振幅差值法定向

若有两个性能相同的接收阵，他们各自方向性函数的主极大值方向为 N_1 、 N_2 ，其夹角为 α ， N_0 为参考方向，若声波从两个阵的正前方入射，这两接收器阵输出幅度相同。若利用两个阵接收的幅度相减后的输出作显示，其差值随偏角随声波入射方向的改变而改变。这种定向方法称为振幅差值法定向。

4) 正交相关定向法

相关处理是目前包括雷达、声呐在内广泛应用的信号处理方法。它的基本原理是利用信号与干扰的统计特性（相关特性）差异来提高接收系统的输出信噪比。若有两个过程 $f_1(t)$ 、 $f_2(t)$ 均为平稳过程，则相关运算为

$$R_{1,2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T f_1(t) f_2(t) dt \quad (1-6)$$

若 $f_1(t) = x_1(t)$ ， $f_2(t) = x_2(t)$ 取自空间两个点声源，则(1-6)式的相关称为空间相关。若 $f_1(t) = x_1(t)$ ， $f_2(t) = x_2(t - \tau)$ ，由于两个信号均来自同一个源 $x_1(t)$ ，(1-6)式又可称为时间自相关。

当信号带宽较宽，动态范围较大时，无论模拟乘法还是数字乘法均不容易实现，采用限幅后求相关的方法可解决这个困难。相关器可以用数字器件，例如数字乘法器加以实现。现代信号处理器(DSP)可以利用其乘累加指令实现乘加运算。

5) 压差式矢量水听器定向

介质中的声场可以用几个声场参量(声压, 声强, 质点振速和速度势函数等参量)来描述。这几个参量之间存在一定的关系, 并可以互相求解和计算。在这几个声学参量中, 声压和速度势函数是标量, 而质点速度是矢量。在声场远场的情况下, 在观测点处测量的质点速度的方向就是声源的方向^[12], 因此, 如果能求得声场中质点振动速度的方向, 就能实现声源的定向。由于声强和质点速度具有相同的方向, 所以也可以估计声强的方向来对声源目标定向。

矢量水听器的目标方位估计, 是近年来发展的一项新技术。矢量水听器具有体积小、重量轻的特点, 所以军事应用前景广阔。另外, 矢量水听器能同时获得声场中的声压和质点振速信息, 因此它的信号处理可以在相空间中进行, 这是传统的水听器所不具备的。信息量的增加使信号处理空间得到扩展, 从而大大改善了目标方位估计的性能。如单个声压水听器无法对目标的方位进行估计, 这是因为单个的声压水听器没有指向性, 只有多个声压水听器组成的水听器阵, 才具有指向性。矢量水听器在声场中能够获得质点振速在三个垂直方向上的投影, 因此矢量水听器具有天然的指向性, 不需要成阵就能对目标进行方位估计。在深水炸弹的定向中, 由于尺寸的限制, 用普通的线性加法阵是不可行的。因而, 用矢量水听器来定向是一种较好的方法^[3]。

由于压差式矢量水听器同一方向上离的很近的两个阵元的声压差和该方向上的振速具有相同的指向性, 所以用压差代替该方向的振速。通过声压和振速做相关和时间积累平均, 计算水平方向和垂直方向声强 I_x , I_y , 从而得出目标的方位角。

1.4 主要研究工作

本论文的主要研究如下:

1) 对基于压差式矢量水听器阵的声压振速联合信息处理的目标定向原理进行了研究, 从理论上研究了该原理的定向性能, 进行了计算机仿真实验。研究内容主要包括不同采样率、方位角、阵尺寸和信噪比对定向误差的影响。

2) 系统在近距离情况下的体积目标定向和仿真研究。

3) 设计、调试与改进信号处理系统的软件和硬件。研究内容主要包括: 信号

预处理、AD 转换、DSP 信号处理等。

4) 对矢量水听器阵的指向性、定向性能及误差进行了理论分析与实验研究,并针对实验中存在的问题,对软件算法进行了优化。

5) 完成了该系统软件与硬件的实验室调试。主要包括:模拟矢量水听器阵四路输出的移相器设计;信号处理系统性能测试与参数测试;弹体实验室联调。

6) 完成了该系统的软件与硬件的水池和湖上实验。

主要包括:弹体条件下矢量水听器阵的零位校正、指向性测试;测试系统的协同动作及控制功能;舵机噪声对定向的影响以及测试系统的定向精度。

7) 湖上实验及数据处理。

主要包括:静态定向探测实验;动态定向探测实验。

1.5 论文结构安排

本文结构安排如下:

第一章,绪论。主要介绍了本论文研究的背景和意义,国内外研究现状,以及主要工作。

第二章,压差式矢量水听器定向原理。主要研究了压差式矢量水听器阵的定向原理及方法,分析了相位和幅度不一致对系统指向性的影响。

第三章,算法仿真和 DSP 系统软件设计。对原理算法在不同信噪比、不同采样点数、不同阵直径等情况进行理论仿真。对系统软件进行设计优化和总体调试。

第四章,实验系统硬件设计和调试。主要以美国 TI 公司的 TMS320C5409 芯片为核心做信号处理,实现了整个系统。本章内容主要包括前置放大电路的设计,带通滤波器的设计, DSP 电路的设计, CPLD 的逻辑设计,看门狗的设计等。

第五章,体积目标定向建模与仿真。主要研究水下运动目标辐射噪声及其横向分布,构造了体积目标近的 3 点源近似模型。研究仿真不同距离和不同方位角情况下系统定向的基本特性。

第六章,系统水池实验。主要介绍矢量水听器阵定向系统弹体定向性能实验、舵机噪声测量和误差分析以及针对误差产生原因的若干改进措施。

第七章,系统湖上实验。主要介绍系统湖上实验情况,测试弹体的声呐制导在静态、动态情况下的制导性能。考察实验弹在各种情况下的测向精度,检验弹体在实际工作情况下的可靠性。

第八章,全文总结。

第二章 压差式矢量水听器定向原理

矢量水听器的目标方位估计,是近年来发展的一项新技术。矢量水听器具有体积小、重量轻的特点,所以军事应用前景广阔。另外,矢量水听器能同时获得声场中的声压和质点振速信息,因此它的信号处理可以在相空间中进行,这是传统的水听器所不具备的。信息量的增加使信号处理空间得到扩展,从而大大改善了目标方位估计的性能。如单个声压水听器无法对目标的方位进行估计,这是因为单个的声压水听器没有指向性,只有多个声压水听器组成的水听器阵,才具有指向性。矢量水听器在声场中能够获得质点振速在三个垂直方向上的投影,因此矢量水听器具有天然的指向性,不需要成阵就能对目标进行方位估计。在深水炸弹的定向中,由于尺寸的限制,用普通的线性加法阵是不可行的。压差式矢量水听器的响应振速在其轴上的投影分量具有偶极子指向性,且与频率无关,因此,利用矢量水听器在低频段的优越性能,可以提高目标的定位性能,实现小基阵高精度低频目标的测向。因而,用矢量水听器来定向是一种较好的方法^{[3][8]}。

本章论述了4元压差式矢量水听器的工作原理、数学模型,以及采用矢量水听器对目标方位角和俯仰角进行计算的公式推导和误差分析。

2.1 压差式矢量水听器阵的特点

本系统压差式矢量水听器阵具有以下特点:

- 1) 矢量水听器阵要求接收灵敏度高,且4个基元的接收灵敏度一致性好,波形失真小,附加相位畸变小。
- 2) 组成压差式矢量水听器阵的4元接收水听器,几何位置配置相互垂直,并在同一圆周上。目的主要是保证4路水听器接收信号之间,满足严格的相位关系。
- 3) 由矢量水听器阵接收的4路水听器信号,通过数学建模和信号处理等算法,可以形成“8”字形指向性图。
- 4) 4元十字矢量水听器阵体积小,直径只有十几厘米,可以方便地应用在许多水中武器上。

2.2 压差式矢量水听器阵的指向性

矢量水听器阵的波束形成，就是使多阵元构成的基阵经过适当处理，在预定方向上获得一定的指向性。所谓波束形成技术，就是指将一定几何形状（直线、圆柱等）排列的各阵元输出，经过处理（例如加权、延时、求和等），以形成空间指向性的方法。下面主要介绍矢量水听器偶极子方向性的形成原理^[6]。

如图 2-1 所示，4 个基元 1, 2, 3, 4 分别位于坐标轴上，规定 x 轴代表零度方向，逆时针为正，O 为参考点。图中，圆周半径为 r ，声速为 c ，信号频率为 f ，目标的方位角为 θ 。设基阵中心信号为：

$$P_0 = A \cos(2\pi ft) \quad (2-1)$$

由于基阵尺寸相对于目标距离很小，可把目标辐射噪声视为平面波，声波到达四个基元相对于到达基阵中心有超前或滞后现象。所以四个基元的输出信号相位各不相同。这时，四个基元的输出信号可表示为^{[2][9]}：

$$P_i = A_i \cos\left\{2\pi f\left[t - \left(\frac{r}{c}\right)\sin\left(i \cdot \frac{\pi}{2} - \theta\right)\right]\right\} \quad i=1,2,3,4 \quad (2-2)$$

式(2-2)中， A_i 为各基元的信号输出幅度。假定 $A_i = A$ ($i=1,2,3,4$)，在低频应用时，矢量水听器阵输出的声压信号为：

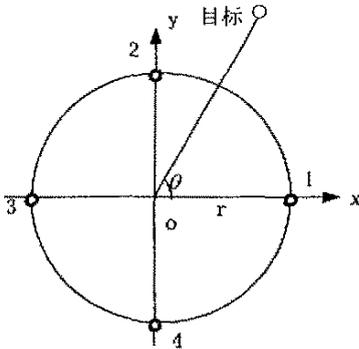


图 2-1 目标与水听器阵的位置关系

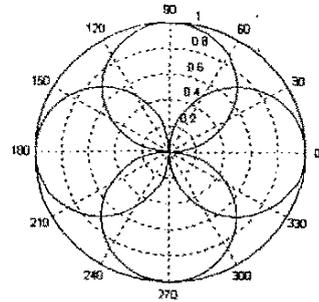


图 2-2 矢量水听器阵空间指向性图

$$\begin{aligned} P &= P_1 + P_2 + P_3 + P_4 \\ &= 2A \cos(2\pi ft) \{ \cos[2\pi(fr/c)\sin\theta] + \cos[2\pi(fr/c)\cos\theta] \} \\ &= 4A \cos(2\pi ft) \cos\left(\sqrt{2}\pi(fr/c)\sin\left(\theta + \frac{\pi}{4}\right)\right) \cos\left(\sqrt{2}\pi(fr/c)\sin\left(\theta - \frac{\pi}{4}\right)\right) \\ &\approx 4A \cos(2\pi ft) \quad fr/c \ll 1 \end{aligned} \quad (2-3)$$

由 Navier-Stokes 方程导出的线性声学运动方程为：

$$\rho \frac{\partial u}{\partial t} = -\Delta p, \quad (2-4)$$

式中, ρ 为介质密度, u 为振速, p 为声压。由上式可以推得 x 方向上的振速分量 u_x , 可以由 x 方向上靠的很近的两点 ($k\Delta r \ll 1$, $k = \omega/c$, k 是波数) 的声压值 p_1 , p_2 近似求得:

$$u_x \approx \frac{1}{\rho\Delta r} \int (p_2 - p_1) dt. \quad (2-5)$$

则矢量水听器阵输出的水平方向上的振速为

$$u_x = \frac{1}{2\rho r} \int (P_1 - P_3) dt \quad (2-6)$$

由 2-2 式, 水平方向的压差:

$$\begin{aligned} V_x &= P_1 - P_3 \\ &= 2A \sin(2\pi ft) \sin[2\pi(fr/c) \cos\theta] \\ &\approx 4\pi A(fr/c) \sin(2\pi ft) \cos\theta \end{aligned} \quad (2-7)$$

则

$$\begin{aligned} u_x &\approx \frac{1}{2\rho r} \int (P_1 - P_3) dt \\ &= \left[\frac{2\pi A f_0}{\rho c} \int \sin(2\pi f_0 t) dt \right] \cos\theta = -\frac{A}{\rho c} \cos(2\pi f_0 t) \cos\theta \end{aligned} \quad (2-8)$$

比较(2-7)与(2-8)式可知, 压差 V_x 与水平方向振速 u_x 都具有相同的 $\cos\theta$ 指向性。考虑到工程实现, 这里用压差代替同方向上的振速, 我们称之为振速响应^{[10][17]}。

同理可得, 矢量水听器阵输出的垂直轴向上的振速响应为:

$$\begin{aligned} V_y &= P_2 - P_4 \\ &= 2A \sin(2\pi ft) \sin[(2\pi fr/c) \sin\theta] \\ &\approx 4\pi A(fr/c) \sin(2\pi ft) \sin\theta \end{aligned} \quad (2-9)$$

矢量水听器阵输出的垂直方向上的振速为

$$\begin{aligned} u_y &\approx \frac{1}{2\rho r} \int (P_2 - P_4) dt \\ &= \left[\frac{2\pi A f_0}{\rho c} \int \sin(2\pi f_0 t) dt \right] \sin\theta = -\frac{A}{\rho c} \cos(2\pi f_0 t) \sin\theta \end{aligned} \quad (2-10)$$

式(2-5)与(2-7)表明, 水平轴向振速与垂直轴向振速呈两个正交的偶极子指向性, 如图 2-2 所示。

压差式矢量水听器综合利用目标声场的声压和振速信息, 将声压信号 $P(t)$ 做 90° 相移得到 $P'(t)$ 。然后, 再分别与水平轴向和垂直轴向上的振速响应 (即压差)

V_x 、 V_y 做相关和时间积累平均, 分别得到水平和垂直轴向上的平均声强流 I_x 和 I_y 。此时, 可以根据 I_x 和 I_y 以及 $P'(t)$ 这 3 路信号联合计算出目标的方位角和俯仰角^{[13][18][19]}。

2.3 目标方位角及俯仰角计算

2.3.1 方位角计算

如图 2-3, 矢量水听器阵的四个等效阵元为 S_1 、 S_2 、 S_3 和 S_4 , 阵的中心为原点, 四个阵元的坐标分别为 $S_1(r, 0, 0)$, $S_2(0, r, 0)$, $S_3(-r, 0, 0)$, $S_4(0, -r, 0)$, 目标的位置坐标为 (x, y, z) , 入射波系数为 K , 声压为 P_0 , 俯仰角为 θ , 方位角为 ϕ 。

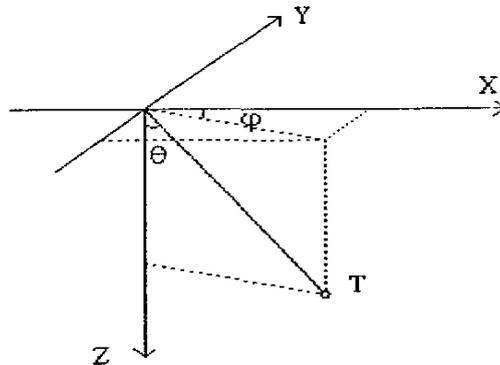


图 2-3 目标与水听器阵位置关系图

$$\begin{cases} P_1 = P_0 e^{j(Kr \cos \theta \cos \phi - \omega t)} \\ P_2 = P_0 e^{j(Kr \cos \theta \sin \phi - \omega t)} \\ P_3 = P_0 e^{j(-Kr \cos \theta \cos \phi - \omega t)} \\ P_4 = P_0 e^{j(-Kr \cos \theta \sin \phi - \omega t)} \end{cases} \quad (2-11)$$

记 $A = Kr$, 当入射波看作没有衰减的平面波时, 不失一般性, 设 $P_0 = 1$, 将 A, P_0 代入式(2-3)、(2-7)和(2-9), 则有

$$P = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^4 P_j = [\cos(A \cos \theta \cos \phi) + \cos(A \cos \theta \sin \phi)] e^{-j\omega t} \quad (2-12)$$

$$V_x = \frac{1}{2} (P_1 - P_3) = \sin(A \cos \theta \cos \phi) e^{j\frac{\pi}{2}} e^{-j\omega t} \quad (2-13)$$

$$V_y = \frac{1}{2} (P_2 - P_4) = \sin(A \cos \theta \sin \phi) e^{j\frac{\pi}{2}} e^{-j\omega t} \quad (2-14)$$

将 P 做 90° 相移, 得到

$$P' = P e^{j\frac{\pi}{2}} = [\cos(A \cos \theta \cos \varphi) + \cos(A \cos \theta \sin \varphi)] e^{j\frac{\pi}{2}} e^{-j\omega t} \quad (2-15)$$

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{1}{T} \int_0^T P' V_x dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T [\cos(A \cos \theta \cos \varphi) + \cos(A \cos \theta \sin \varphi)] \cdot \sin(A \cos \theta \cos \varphi) (e^{j\frac{\pi}{2}} e^{-j\omega t})^2 dt \quad (2-16) \\ &= -\frac{1}{T} \sin(A \cos \theta \cos \varphi) [\cos(A \cos \theta \cos \varphi) + \cos(A \cos \theta \sin \varphi)] \int_0^T e^{-j2\omega t} dt \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} k_2 &= \frac{1}{T} \int_0^T P' V_y dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T [\cos(A \cos \theta \cos \varphi) + \cos(A \cos \theta \sin \varphi)] \cdot \sin(A \cos \theta \sin \varphi) (e^{j\frac{\pi}{2}} e^{-j\omega t})^2 dt \quad (2-17) \\ &= -\frac{1}{T} \sin(A \cos \theta \sin \varphi) [\cos(A \cos \theta \cos \varphi) + \cos(A \cos \theta \sin \varphi)] \int_0^T e^{-j2\omega t} dt \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} l &= \frac{1}{T} \int_0^T (P')^2 dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T [\cos(A \cos \theta \cos \varphi) + \cos(A \cos \theta \sin \varphi)]^2 (e^{j\frac{\pi}{2}} e^{-j\omega t})^2 dt \quad (2-18) \\ &= -\frac{1}{T} [\cos(A \cos \theta \cos \varphi) + \cos(A \cos \theta \sin \varphi)]^2 \int_0^T e^{-j2\omega t} dt \end{aligned}$$

下面根据 k_1 , k_2 , l 分别进行方位角和俯仰角的计算^{[8][10]}。

进行方位角的计算时, 先根据上面计算的 k_1 , k_2 , 由 k_1 和 k_2 的符号确定目标所在的象限。然后, 由 k_1 和 k_2 的表达式可得:

$$\frac{k_2}{k_1} = \frac{\sin(A \cos \theta \sin \varphi)}{\sin(A \cos \theta \cos \varphi)} \quad (2-19)$$

又

$$A = \frac{KD}{2} = \frac{\pi D}{\lambda} = \frac{\pi fD}{C}$$

故当 $\frac{fD}{C} \ll 1$ 时, 式 (2-19) 可表示为

$$\frac{k_2}{k_1} = \tan \varphi$$

做反正切运算, 解算出目标方位角, 方位角计算表示式如式 2-20 所示。

$$\varphi = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{k_2}{k_1}\right) \quad (2-20)$$

2.3.2 俯仰角计算方法

根据式 k_1, k_2, l 的表达式, 令 $b=A\cos\theta, \theta \leq \pi/2$, 有

$$\frac{\sin(b \sin \varphi)}{\sin(b \cos \varphi)} = \frac{k_2}{k_1} \quad (2-21)$$

$$k_1 \cot(b \cos \varphi) + k_2 \cot(b \sin \varphi) = l \quad (2-22)$$

令 $u=b\cos\phi$, 由式(2-21), 有

$$b \sin \varphi = \sin^{-1}\left(\frac{k_2}{k_1} \sin u\right) \quad (2-23)$$

代入(2-22)式, 并化简可得

$$k_1 \cos u + \sqrt{k_1^2 - k_2^2 \sin^2 u} = l \sin u \quad (2-24)$$

解方程可得

$$\tan u = \frac{2k_1 l}{l^2 + k_2^2 - k_1^2} \quad (2-25)$$

$$\text{故 } b \cos \varphi = u = \tan^{-1} \frac{2k_1 l}{l^2 + k_2^2 - k_1^2} = m_1 \quad (2-26)$$

同理, 可解得:

$$b \sin \varphi = \tan^{-1} \frac{2k_2 l}{l^2 + k_1^2 - k_2^2} = m_2 \quad (2-27)$$

由式(2-26)和(2-27)得

$$b^2 = m_1^2 + m_2^2 = m^2 (m > 0) \quad (2-28)$$

又 $b = A \cos \theta$, 故 $A \cos \theta = m$, 即 $\frac{kD}{2} \cos \theta = m$, 故可得俯仰角的表达式:

$$\theta = \cos^{-1}\left(\frac{2m}{kD}\right) \quad (2-29)$$

$$\text{其中 } m = \sqrt{\left(\tan^{-1} \frac{2k_1 l}{l^2 + k_2^2 - k_1^2}\right)^2 + \left(\tan^{-1} \frac{2k_2 l}{l^2 + k_1^2 - k_2^2}\right)^2}$$

2.3.3 方位角和俯仰角的频域计算

实际上, 在频域计算方位角和俯仰角比在时域计算更方便, 更简单。由 k_1 的表达式可得, 当 P', V_x 均为平稳信号时,

$$k_1 = \frac{1}{T} \int_0^T p' V_x dt = E[p' V_x] = R_{p'V_x}(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_{p'V_x}(\omega) d\omega \quad (2-30)$$

其中 $G_{p'V_x}(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{FT^*(p')FT(V_x)}{2T}$, 为 p' 和 V_x 的互功率谱密度函数,

实际工程应用中, 采样有限的 N 点时, $G_{p'V_x}(\omega)$ 可表示成

$$G_{p'V_x}(\omega) = \frac{DFT^*(p')DFT(V_x)}{N}$$

因此

$$k_1 = \sum G_{p'V_x}(\omega) = \sum \frac{DFT^*(p')DFT(V_x)}{N} \quad (2-31)$$

同理可得

$$\begin{aligned} k_2 &= \frac{1}{T} \int_0^T p'V_y dt = E[p'V_y] = R_{p'V_y}(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_{p'V_y}(\omega) d\omega \\ &= \sum G_{p'V_y}(\omega) = \sum \frac{DFT^*(p')DFT(V_y)}{N} \end{aligned} \quad (2-32)$$

因此在实际软件编程中, 可以通过计算采样序列的 DFT 值来计算 k_1 , k_2 及 l 的值, 从而计算出目标的方位角和俯仰角^[16]。

2.4 误差分析

2.4.1 频率与基元位置误差对方向性的影响

在该算法中, 最重要的近似就是 $fr/c \ll 1$ 。从这个式子中可以看出, 阵的半径越小, 频率越小, 近似效果越好。在该 4 元十字阵中, 若半径取 0.075m, 频率处理范围为 10Hz~5000Hz, 则 $fr/c \leq 5000 * 0.075 / 1500 = 0.25$, 基本满足该条件。从这里也可以看出, 该阵对低频信号处理效果更好, 这也是矢量水听器阵相对于普通阵的优越性。

在此误差不大于 δ 的条件下, 可以求出允许的 fr/c 的最大值, 计算结果如表 2-2 所示^[14]。

表 2-2 误差不大于 δ 的条件下 fr/c 的最大值

δ (°)	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0
fr/c 的最大值	0.0722	0.1014	0.1233	0.1413	0.1588	0.1706

现在分析基元位置误差对方向性的影响。把位置误差分为半径的偏差 Δr_i 和基元等效中心 σ_i 相对于零度方向的偏差两个部分。先研究 Δr_i 的影响, 设 $\Delta r_i \ll r_s$,

四个基元的输出为

$$\begin{aligned} P_i' &= A \cos\left\{2\pi f\left[t - \frac{(r + \Delta r_i)}{c} \sin\left(i \cdot \frac{\pi}{2} - \theta\right)\right]\right\} \quad i=1,2,3,4 \\ &= P_i + e_{r_i} \end{aligned} \quad (2-33)$$

其中

$$e_{r_i} = 2\pi A f \left(\frac{\Delta r_i}{c}\right) \sin\left(i \cdot \frac{\pi}{2} - \theta\right) \sin\left\{2\pi f\left[t - \left(\frac{r}{c}\right) \sin\left(i \cdot \frac{\pi}{2} - \theta\right)\right]\right\} \quad i=1,2,3,4 \quad (2-34)$$

再考虑 σ_i 的影响。设 σ_i 很小，则四个基元的输出为

$$\begin{aligned} P_i' &= A \cos\left\{2\pi f\left[t - \left(\frac{r}{c}\right) \sin\left(i \cdot \frac{\pi}{2} - \theta + \sigma_i\right)\right]\right\} \quad i=1,2,3,4 \\ &= P_i + e_{\sigma_i} \end{aligned} \quad (2-35)$$

其中

$$\begin{aligned} e_{\sigma_i} &= 2\pi A f \left(\frac{r}{c}\right) \sigma_i \cos\left(i \cdot \frac{\pi}{2} - \theta\right) \sin\left\{2\pi f\left[t - \left(\frac{r}{c}\right) \sin\left(i \cdot \frac{\pi}{2} - \theta\right)\right]\right\} \\ & \quad i=1,2,3,4 \end{aligned} \quad (2-36)$$

可见 Δr_i 和 σ_i 对指向性的影响就是在理想指向性上加上了 e_{r_i} 和 e_{σ_i} 。由于 e_{r_i} 和 e_{σ_i} 所表示的信号相位与理想偶极子响应的相位不一致，因此将造成指向性偏转，且会引起幅度、相位的变化，但两者的幅度与 P_i 相比较小，因此对指向性的影响不大^[14]。

2.4.2 相位不一致对方向性的影响

设各基元信号的相位误差为 ψ_i (且 ψ_i 较小)，则有

$$\begin{aligned} P_i' &= A \cos\left\{2\pi f\left[t - \left(\frac{r}{c}\right) \sin\left(i \cdot \frac{\pi}{2} - \theta\right)\right] + \psi_i\right\} \quad i=1,2,3,4 \\ &= P_i + e_{\psi_i} \end{aligned} \quad (2-37)$$

其中

$$\begin{aligned} e_{\psi_i} &= A(1 - \cos\psi_i) \cos\left\{2\pi f\left[t - \left(\frac{r}{c}\right) \sin\left(i \cdot \frac{\pi}{2} - \theta\right)\right]\right\} \\ & \quad + A \sin\psi_i \sin\left\{2\pi f\left[t - \left(\frac{r}{c}\right) \sin\left(i \cdot \frac{\pi}{2} - \theta\right)\right]\right\} \\ & \quad i=1,2,3,4 \end{aligned} \quad (2-38)$$

设理想偶极子响应的能量为 E_o ，相位误差引入的能量为 E_p ，则

$$\frac{E_o}{E_p} = \frac{(4\sqrt{2}A\pi fr/c)^2}{\sum [A^2(1 - \cos\psi_i)^2 + (A \sin\psi_i)^2]} = \frac{16\pi^2(fr/c)^2}{\sum (1 - \cos\psi_i)} \quad i=1,2,3,4 \quad (2-39)$$

可见，即使相位误差很小，但在 fr/c 较小时， E_p 在总能量中的比例仍将很大，

所以相位误差对方向性有严重影响，它会引起方向性的不对称和四个基元输出信号的相位关系发生变化，从而影响到定向精度^[14]。

2.4.3 幅度不一致对方向性的影响

水听器阵四个基元的灵敏度和信号处理电路都能引起幅度不一致，设各基元幅度误差为 ΔA_i ，则四个基元输出为

$$\begin{aligned} P_i' &= (A + \Delta A_i) \cos\left\{2\pi f\left[t - \left(\frac{r}{c}\right)\sin\left(i \cdot \frac{\pi}{2} - \theta\right)\right]\right\} \quad i=1,2,3,4 \\ &= P_i + e_{A_i} \end{aligned} \quad (2-40)$$

其中

$$e_{A_i} = \Delta A_i \cos\left\{2\pi f\left[t - \left(\frac{r}{c}\right)\sin\left(i \cdot \frac{\pi}{2} - \theta\right)\right]\right\} \quad i=1,2,3,4 \quad (2-41)$$

设幅度误差引入的能量误差为 E_A ，则

$$\frac{E_o}{E_A} = \frac{(4\sqrt{2}A\pi fr/c)^2}{\sum \Delta A_i^2} = \frac{32A^2\pi^2(fr/c)^2}{\sum \Delta A_i^2} \quad i=1,2,3,4 \quad (2-42)$$

所以，即使 $\Delta A_i/A$ 很小，它对低频指向性仍有严重影响，它将引起方向性图不归零，而且会在输出中引入相位误差^[16]。

本章小结

矢量水听器在声场中能够获得质点振速在三个垂直方向上的投影，因此矢量水听器具有天然的指向性，不需要成阵就能对目标进行方位估计。在深水炸弹的定向中，由于弹体体积小，目标噪声有许多低频成分，用普通的线性加法阵是不可行的。压差式矢量水听器体积小，且在低频率性能好，因此，利用矢量水听器的这些优点，可以提高目标的定位性能，实现小基阵高精度低频目标的测向。本章主要研究了基于压差式矢量水听器阵的特点，分析了指向性的形成原理和目标定向算法，推导了方位角和俯仰角的定向公式。分析了频率和阵元误差对指向性的影响，由于差式矢量水听器阵的特点，相位误差对定向有严重影响，会引起方向性不对称，使四个阵元输出信号的相位关系发生变化，从而影响到定向精度，所以对水听器阵的制作提出一定要求。幅度不一致相对于相位，对定向影响较小。

第三章 算法仿真和 DSP 系统软件设计

本章主要论述系统定向算法的理论仿真和 DSP 软件的设计调试。建立了定向算法计算机仿真的数学模型，仿真产生 4 路有固定相位差的目标声压信号，分析信噪比、采样点数、基阵尺寸对目标定向方位角和俯仰角的影响，得出了有实用价值的仿真结论。为了提高定向精度，可以适当地增大采样点数，尽量增加信号的信噪比，并采用适当的水听器尺寸。这些参考结论为实际工程实现提供了重要的依据。本算法一个主要的性能指标就是计算速度，所以，在 DSP 程序设计中采用了 C 语言和汇编语言混合编程的方法，在一些要求代码执行效率高的地方可以用汇编语言来实现，从而可以编写出高效的处理程序，将 DSP 技术更加充分地利用于各种系统设计中^{[24][25]}。软件设计主要内容包括：C 语言和汇编语言的混合编程方法；软件设计流程、总体设计思路、信号处理芯片 DSP 的程序设计、Hilbert 变换与实序列 FFT 的优化算法、方位角与俯仰角的计算、数据平滑输出等部分等。

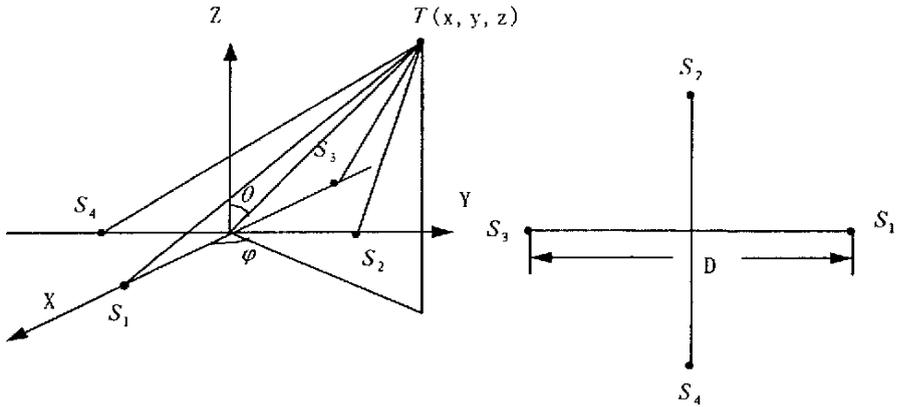
3.1 算法仿真

矢量水听器阵为平面十字结构，接收到的信号是 4 路有固定相位差的目标声压信号。对方位角、俯仰角算法进行仿真研究时，首先要仿真产生接收到的 4 路目标声压信号，也就是模拟水听器阵 4 个阵元的输出信号。在目标固定的情况下，由于 4 阵元位置固定，可以由一路信号推出其余 3 路信号。本节研究了目标与水听器阵元的位置关系，由一路信号产生出 4 路时延信号的算法。

3.1.1 四路宽频信号的产生

设水听器阵十字中心位置到达一路信号，要知道矢量水听器阵的四个基元输出信号，就需要知道声源到达四个基元与中心的时延，也就是知道声源传播到四个基元与传播到中心的程差^[15]。

如图 3-1 所示，十字形水听器阵列，是由两个相互正交的线阵组成的。阵的阵元间距为 D ，以两线阵交点为原点，四个阵元的坐标分别为 $S_1(D/2,0,0)$ ， $S_2(0,D/2,0)$ ， $S_3(-D/2,0,0)$ ， $S_4(0,-D/2,0)$ ，目标方位为 (x, y, z) ，目标及坐标原点的距离为 r ，俯仰角为 θ ，方位角为 ϕ 。



(a)水听器阵与目标位置示意图

(b)水听器阵 4 个基元位置示意图

图 3-1 目标与水听器阵位置关系图

假设目标为点声源，目标产生的声波以球面波形式传播，当目标的位置坐标 (x, y, z) 已知时，通过坐标变换，可以获得目标的俯仰角 θ ，方位角 ϕ 和目标距离 r 与目标位置 (x, y, z) 之间的关系。关系式如下^[5]：

$$\begin{cases} x = r \sin \theta \cdot \cos \phi & 0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ \\ y = r \sin \theta \cdot \sin \phi & 0^\circ \leq \phi \leq 360^\circ \\ z = r \cos \theta \end{cases} \quad (3-1)$$

由(3-1)式及两点间距离公式得到目标到换能器基元 S_1 的距离 S_1 为：

$$S_1 = \sqrt{(x - D/2)^2 + y^2 + z^2} = \sqrt{r^2 - Dr \sin \theta \cos \phi + D^2/4} \quad (3-2)$$

同理，可以得到目标与其他各基元 S_2, S_3, S_4 间的距离为：

$$S_2 = \sqrt{r^2 - Dr \sin \theta \sin \phi + D^2/4} \quad (3-3)$$

$$S_3 = \sqrt{r^2 + Dr \sin \theta \cos \phi + D^2/4} \quad (3-4)$$

$$S_4 = \sqrt{r^2 + Dr \sin \theta \sin \phi + D^2/4} \quad (3-5)$$

设到达四个基元的相对于到达 S_1 的时延分别为 τ_2, τ_3, τ_4 ，可以得到

$$\tau_n = (S_n - S_1) / c \quad (3-6)$$

式中， $n=2, 3, 4$ ， c 为声速。

那么，4 路输出信号可以分别表示为：

$$P1 = \cos(2\pi ft) \quad (3-7)$$

$$P2 = \cos(2\pi ft - 2\pi f\tau_2) \quad (3-8)$$

$$P3 = \cos(2\pi ft - 2\pi f\tau_3) \quad (3-9)$$

$$P4 = \cos(2\pi ft - 2\pi f\tau_4) \quad (3-10)$$

由于目标信号是具有丰富低频成分的宽频噪声信号，所以仿真算法也应当产生这样的宽频信号。在软件当中，可以通过特定方向的单频信号循环产生频率丰富的目标信号。在目标信号当中，还夹杂有海洋环境噪声，这可以用均值为 0，标准差为 1 的高斯噪声来近似代替。

3.1.2 方位角估计仿真研究

十字型压差式矢量水听器阵输出的是有一定相位差的 4 路声压信号，本节用 Matlab 仿真产生这样的信号，研究方位角和采样点数、信噪比、水听器阵尺寸及俯仰角的关系。信号形式为宽带叠加信号，噪声为高斯噪声，目标距离 $r=100\text{m}$ ，阵元间距 D 为 0.14m 。

方位角仿真流程如下：

- 1) 设定声源与矢量水听器的位置关系，由此计算出相应的时延参数；
- 2) 以单频正弦信号的循环叠加产生宽频信号，根据时延参数，仿真产生水听器接收到的另外 3 路信号；
- 3) 产生高斯噪声信号，设定信噪比，得 4 路水听器信号 p_1 、 p_2 、 p_3 和 p_4 ；
- 4) 对 4 路水听器信号 p_1 、 p_2 、 p_3 、 p_4 进行低通滤波；
- 5) 求声压信号 $p_0 = p_1 + p_2 + p_3 + p_4$ ，振速信号 $V_x = p_1 - p_3$ 和 $V_y = p_2 - p_4$ ；
- 6) 对声压信号 p_0 做 Hilbert 变换，即相移 90° ，得 p'_0 ；
- 7) 把 p'_0 、 V_x 、 V_y 都做 DFT，得到 p'_{00} 、 V_{xx} 、 V_{yy} ；
- 8) 求相关 $I_x = \overline{p'_{00} \cdot V_{xx}}$ ， $I_y = \overline{p'_{00} \cdot V_{yy}}$ ；
- 9) 根据 I_x 、 I_y 的符号，判别目标所在的象限，并计算方位角

$$\varphi = \text{tg}^{-1}\left(\frac{I_{yy}}{I_{xx}}\right)。$$

- (1) 不同采样点数的方位角估计误差

假设目标信号频率为 $1000.0\sim 1200\text{Hz}$ 的正弦叠加信号（由单频正弦信号叠加形成的混频信号，以下同），采样率为 30.0kHz ，声速 C 为 1500.0m/s ，目标距离为 100.0m ，矢量水听器阵的尺寸为 0.14m ，信噪比为 10dB ，俯仰角 20.0° ，方位角 65° 。采样点数与目标方位角估计的绝对误差关系如图 3-2 所示。由图可以看出，采样点数大于 512 个，定向误差在 5° 以内。

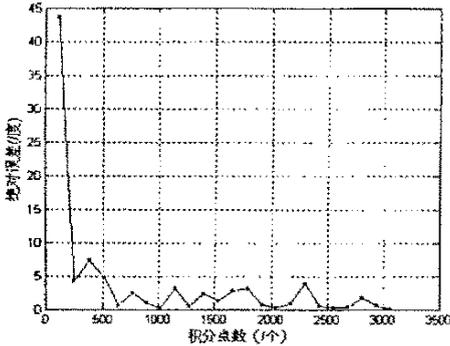


图 3-2 不同采样点数的方位角估计误差

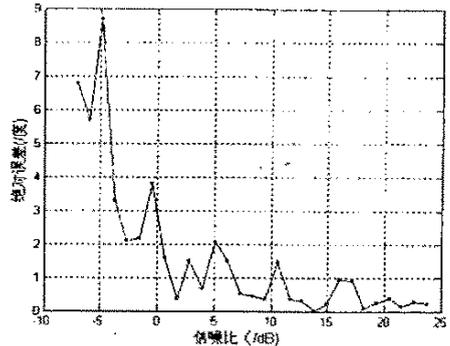


图 3-3 不同信噪比的方位角估计误差

(2) 不同信噪比的方位角估计误差

假设信号频率为 1000~2000Hz 的正弦叠加信号，采样率为 30.0kHz，声速 c 为 1500.0m/s，目标距离为 100.0m，采样长度 1024 点，阵直径 0.14m，俯仰角为 40.0°，方位角 65°。信噪比与目标方位角估计的均方误差关系如图 3-3 所示。由图可知，信噪比越大时误差越小。信噪比>0dB 时，误差<4°。

(3) 不同矢量水听器阵尺寸的方位角估计误差

假设信号频率为 800~1000Hz 的正弦叠加信号，采样率为 30.0kHz，声速 c 为 1500.0m/s，目标距离为 100.0m，采样长度 1024 点，信噪比为 20dB，俯仰角为 40.0°，方位角为 65°。水听器阵几何尺寸与目标方位角估计的均方误差关系如图 3-4 所示。由图可知，尺寸越大误差越小。阵尺寸>0.15m 时，误差<1°。

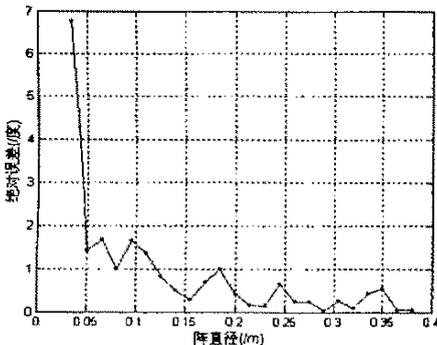


图 3-4 不同矢量水听器阵尺寸的方位角估计误差

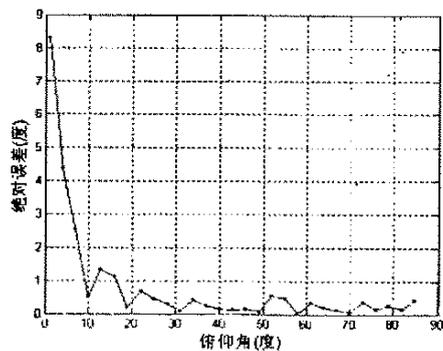


图 3-5 不同俯仰角的方位角估计误差

(4) 不同俯仰角的方位角估计误差

假设信号频率为 1000~1200Hz 的正弦叠加信号，采样率为 30.0kHz，声速 c 为 1500.0m/s，目标距离为 100.0m，采样长度 1024 点，方位角为 65°，信噪比为 20dB，阵直径 0.14m。不同俯仰角时，目标方位角估计的均方误差关系如图 3-5 所示。由图可知，俯仰角在 0~5° 范围内时误差较大，俯仰角>5° 时，误差<3°。

(5) 全方位误差仿真

假设信号频率为 1000~2000Hz 的正弦叠加信号, 采样率为 30.0kHz, 声速 c 为 1500.0m/s, 目标距离为 100.0m, 采样长度 1024 点, 信噪比为 30dB, 阵直径 0.14m, 俯仰角 40° 。不同方位角时, 目标方位角估计的绝对误差关系如图 3-6 所示。由图可知, 误差曲线大体成正弦分布, 误差 $< 1^\circ$ 。

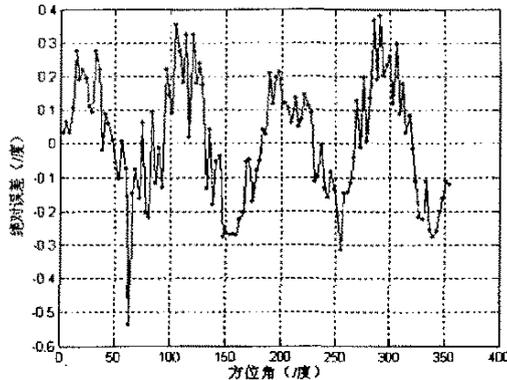


图 3-6 全方向的方位角估计误差

(6) 方位角的仿真结果分析

通过采用正弦叠加信号的仿真实验, 可以得出以下结论:

1) 在一定的信噪比和阵的尺寸条件下, 适当的增大采样点数可以提高目标的定向精度。设定矢量水听器阵的直径为 0.14m, 信噪比为 10dB 时, 当采样点数大于 512 个时, 定向精度在 5° 以内;

2) 在一定的阵尺寸和采样点数下, 定向精度随信噪比的增大而提高。阵的尺寸为 0.14m, 当信噪比大于 0dB 时, 定向精度为 4° 以内。尽可能的提高信噪比, 是减小方位角误差的一条有效途径。

3) 在一定的信噪比和采样点数条件下, 适当的增加阵的尺寸可以提高目标定向精度; 在信噪比为 20dB, 当阵的尺寸大于 0.13m 时, 定向精度可以达到 1° 以内。

4) 在一定的信噪比, 采样点数和适当的阵尺寸条件下, 随着俯仰角的增大, 即目标越来越接近水平面时, 方位角计算误差逐渐减小。俯仰角在 $0\sim 5^\circ$ 范围内时误差较大, 俯仰角 $> 5^\circ$ 时, 误差 $< 3^\circ$ 。

5) 在一定的信噪比, 采样点数和适当的阵尺寸条件下, 在不同方位角, 方位角定向有不同的误差, 随着方位角的变化, 误差曲线大体成正弦分布。

3.1.3 俯仰角估计仿真研究

本节我们用 Matlab 对俯仰角的计算进行仿真。并从不同采样点数, 不同信噪

比时, 不同矢量水听器阵尺寸, 以及不同方位角对俯仰角的计算误差进行分析。

(1) 不同采样点数的俯仰角估计精度

假设目标信号频率为 1000.0~1200Hz 的正弦叠加信号, 采样率为 30.0kHz, 声速 C 为 1500.0m/s, 目标距离为 100.0m, 矢量水听器阵的尺寸为 0.14m, 信噪比为 10dB, 俯仰角 20.0° , 方位角 65° 。采样点数与目标俯仰角估计的绝对误差关系如图 3-7 所示。由图可以看出, 采样点数大于 512 个, 定向误差在 2° 以内。

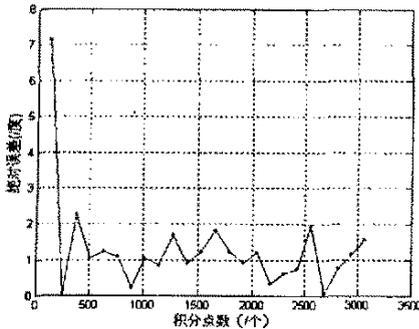


图 3-7 不同采样点数的俯仰角估计精度

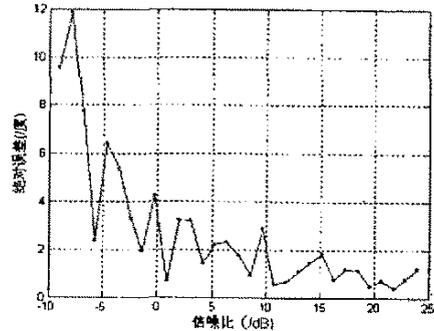


图 3-8 不同信噪比时的俯仰角估计误差

(2) 不同信噪比时的俯仰角估计误差

假设信号频率为 1000~1200Hz 的正弦叠加信号, 采样率为 30.0kHz, 声速 c 为 1500.0m/s, 目标距离为 100.0m, 采样长度 1024 点, 阵直径 0.14m, 方位角为 45° , 俯仰角为 20° 。信噪比与目标俯仰角估计的均方误差关系如图 3-8 所示。由图可知, 信噪比越大时误差越小。信噪比 >0 dB 时, 绝对误差 $<4^\circ$ 。

(3) 不同矢量水听器阵尺寸时俯仰角估计误差

假设信号频率为 1000.0~1100Hz, 采样率为 30.0kHz, 声速 C 为 1500.0m/s, 目标距离为 100.0m, 方位角为 65.0° , 信噪比为 20dB。矢量水听器阵的尺寸与目标俯仰角估计的均方误差关系如图 3-9 所示。由图可知, 矢量水听器的阵尺寸越大, 目标俯仰角估计有变小的趋势, 当矢量水听器的阵尺寸 >0.15 m 时, 俯仰角的均方误差 $<0.8^\circ$ 。

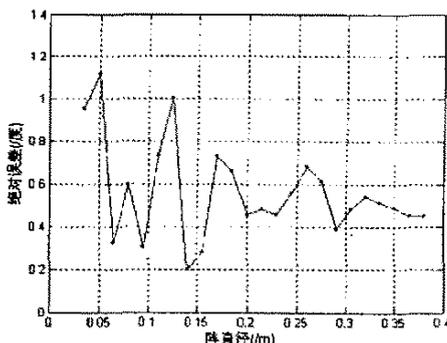


图 3-9 不同矢量水听器阵尺寸时俯仰角估计误差图

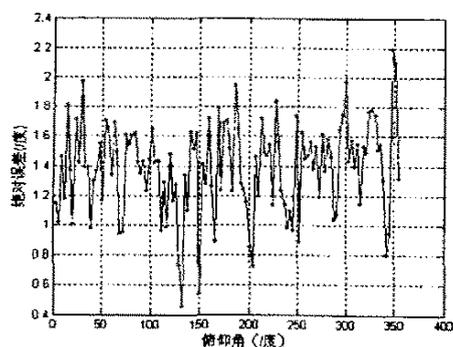


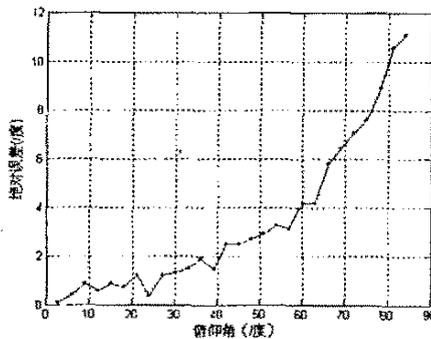
图 3-10 不同方位角时的俯仰角估计误差

(4) 不同方位角时的俯仰角估计误差

假设信号频率为 1000.0~1100Hz 的正弦叠加信号, 采样率为 30.0kHz, 声速 C 为 1500.0m/s, 目标距离为 100.0m, 信噪比 20dB, 俯仰角 20.0° , 矢量水听器的阵尺寸为 0.14m。不同方位角时, 目标俯仰角估计的均方误差关系如图 3-10 所示。由图可知, 方位角在 0° 到 360° 内变化, 俯仰角的误差在 2.5° 内, 呈无规律分布。

(5) 不同俯仰角误差仿真

假设信号频率为 1000~1100Hz 的正弦叠加信号, 采样率为 30.0kHz, 声速 c 为 1500.0m/s, 目标距离为 100.0m, 采样长度 1024 点, 信噪比为 20dB, 阵直径 0.14m, 方位角 65° 。不同俯仰角时, 目标俯仰角估计的绝对误差关系如图 3-11 所示。由图可知, 随着实际目标俯仰角的增大, 测量俯仰角误差在增大。俯仰角大于 80° , 误差大于 10° 。



3-11 不同俯仰角时的测量俯仰角误差

(6) 俯仰角的仿真结果分析

通过宽带目标信号的仿真实验, 可以得出以下结论:

1) 在一定的信噪比和阵的尺寸条件下, 适当的增大积分点数可以提高目标的定向精度。设定矢量水听器阵的尺寸为 0.14m, 信噪比为 10dB, 采样点数大于 512 个, 定向误差在 2° 以内。

2) 在一定的阵尺寸和采样点数下, 定向精度随信噪比的增大而提高。阵的尺寸为 0.14m, 采样点数为 1024 点, 当信噪比大于 0dB 时, 定向精度为 2° 以内。尽可能的提高信噪比, 是减小定向误差的一条有效途径。

3) 在一定的信噪比和采样点数条件下, 矢量水听器的阵尺寸越大, 目标俯仰角误差有变小的趋势, 低频工作时适当增加水听器阵尺寸可以提高目标定向精度; 在信噪比为 20dB, 矢量水听器的阵尺寸 >0.15 m 时, 俯仰角的均方误差 $<0.8^\circ$ 。

4) 在一定的信噪比和采样点数条件下, 随着方位角的变化, 俯仰角误差呈无规律分布, 在信噪比为 20dB, 俯仰角误差在 2.5° 内。

5) 在一定的信噪比和采样点数条件下, 随着俯仰角的增大, 测量俯仰角误差在增大。信噪比为 20dB, 俯仰角大于 80° 时, 误差大于 10° 。

3.2 软件总体设计

3.2.1 软件设计方法

本算法一个主要的性能指标就是计算速度，所以，在 DSP 程序设计中采用 C 语言和汇编语言混合编程的方法，在一些要求代码执行效率高的地方可以用汇编语言来实现，从而可以编写出高效的处理程序，将 DSP 技术更加充分地利用于各种系统设计中^{[36][37]}。

C 语言和汇编语言的混合编程有以下几种方法：

(1) 独立编写汇编程序和 C 程序。

分开编译或汇编源代码形成各自的目标代码模块，用链接器将 C 模块和汇编模块链接起来。采用这种方法，C 程序可以调用汇编程序，并且可以访问汇编程序中定义的变量。同样，汇编程序也可以调用 C 程序或访问 C 程序中定义的变量。但必须维护各汇编模块的入口和出口代码，计算传递的参数在堆栈中的偏移量，工作量稍大，但能做到对程序的绝对控制。

(2) 在 C 程序中直接内嵌汇编语句。

此种方法可以在 C 程序中实现 C 语言无法实现的一些硬件控制功能，如修改中断控制寄存器、中断标志寄存器等。

(3) 将 C 程序编译生成相应的汇编程序，手工修改和优化 C 编译器生成的汇编代码。

采用此种方法可以控制 C 编译器从而产生有交叉列表的汇编程序，而且可以对其中的汇编语句进行修改。之后，对汇编程序进行汇编可产生目标文件。

本系统的软件编程中，综合使用了这三种方法，在大约 100ms 内完成数据采集、A/D 转化、信号预处理、四路 FFT 和角度运算平滑输出等，极大地提高了程序运行效率和开发效率。

3.2.2 软件设计流程

程序主流程如图 3-12 所示。主函数使用 C 语言编程。首先在主程序中完成初始化，包括 DSP 处理器的初始化，中断方式的设置等。然后进入一个循环，在深弹工作时，这个循环一直在运行，不断计算目标的方位角和俯仰角并输出计算结果。

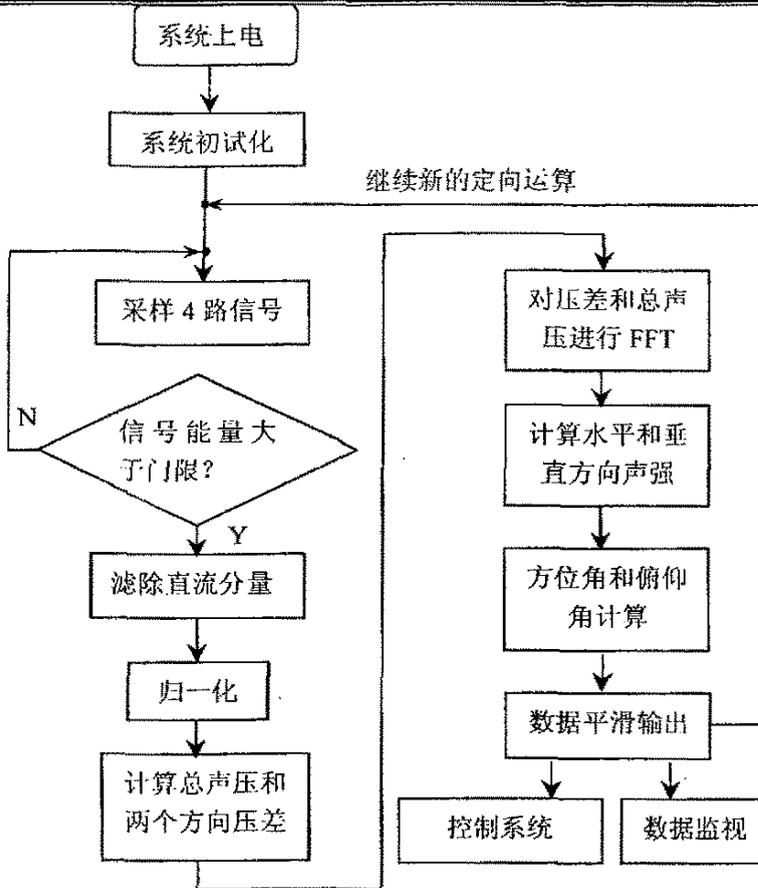


图 3-12 主程序流程图

3.2.3 DSP 软件设计思路

(1) 信号采样及预处理

数据采集的软件模块，主要是用汇编语言编写的。采集频率为 30K，采样点数 1024 点。采样结束后进行 A/D 转化，转换后的数字信号供下一步继续处理。其中采样一路数据的代码如下：

```

for(k=0;k<N;k++)
{ asm("\trsbx xf"); /*使 xf 为低电平，即 AD7864 的 CONST 引脚也为低
asm("\trpt #1440");//15.5K=3000;30K=1440;
asm("\tnop");
asm("\tssbx xf");// 使 xf 为高电平，此时启动 AD 转换
asm("\trpt #1440");
asm("\tnop");
sl=MyPortRead();
if(k<0)

```

```

continue;
// Sign=s1&0x800;//if s1 是负数    1000,0000,0000
if(s1&0x800)
    s1|=0xf000; //1111,0000,0000,0000,符号位扩展
*(P1+k)=s1;
sumP1+=s1;

```

首先滤除采样信号的直流分量，判断采样信号是否大于门限电平，如果小于门限电平，认为没有目标信号，采样信号为海洋环境噪声。门限值采用 10uv，经过放大 10000 倍，即 100mv,100mv AD 值为 20，（4.88mv AD 量化值为 1）如果每个信号平均值只有 20， $1024*20=20480$ ，即为门限能量。

如果是噪声，返回 1，否则返回 0，继续采样。大于门限能量，为了消除系统的干扰和四个基元不一致引起的误差，然后再对每路信号归一化。数据预处理完毕。

(2) 声压信号和振速信号的 FFT

在信号处理过程中，最耗费时间的就是信号的傅立叶变换，如果能提高算法的傅立叶变换速度，将会大大提高系统的处理速度。本文采取的方法^{[20][21]}是用 N/2 点 FFT 计算一个 N 点实序列的离散傅立叶变换(DFT)。计算完后再把输出按奇、偶、虚、实特性加以分离。理论上讲，这样可以减少一半的计算量。

对于长度为 $2N$ 的实数数组，将该序列的偶序号置为实部，奇序号为虚部，把它变换成长度为 N 的实数数组后，然后直接调用复序列的 FFT 算法^[32]。

具体实现时，设第一路和第三路水听器输出数据组 $P1$ 、 $P3$ 的长度为 $2N$ ，取 $2N=1024$ 。令水听器阵 X 轴方向振速 $Vx=P1-P3$ 也是长度为 $2N$ 的实序列。把 Vx 看作一个长度为 N 的复序列，应用前面介绍的实序列 FFT 算法，得到 Vx 的 FFT 为 FVx 。 FVx 只包含 N 个复数，根据实序列 FFT 复共轭对称的性质，这 N 个复数已经包含了 Vx 的全部信息。

同理对 Y 轴方向振速 $Vy=P2-P4$ 和声压 $P0=P1+P2+P3+P4$ 的 FFT 计算，也可使用同样的方法处理。

对 FFT 算法完全使用汇编语言编写程序，而主程序则可采用 C 语言，这样只需在 C 程序中定义 FFT 程序为外部调用即可。

(3) 信号的 Hilbert 变换

在系统的算法中，由于用压差代替了振速，而声压和振速有 90 度相移，所以在信号处理中，要消除掉这个 90°。

Hilber 变换是信号分析中的重要工具。对一个实因果信号 $x(t)$ ，或 $x(n)$ ，它们的傅里叶变换的实部和虚部，幅频响应与相频响应之间存在着 Hilbert 变换关系。

根据 Hilbert 变换的性质, Hilber 变换器是幅频特性为 1 的全通滤波器。信号 $x(t)$ 通过 Hilbert 变换器后, 其负频率成分作 $+90^\circ$ 相移, 而正频率成分作 -90° 相移^[23]。

具体操作如下:

1) 对复序列 $x(n)$, ($n=0, 1, \dots, N-1$) 作 DFT, 得到 $X(k)$, ($k=0, 1, \dots, N-1$), 其中 $K = \frac{N}{2}, \dots, N-1$ 对应负频率;

$$2) \text{ 令 } Y(k) = \begin{cases} 0 & k = 0 \\ -jX(k) & k = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \\ jX(k) & k = \frac{N}{2}, \dots, N-1 \end{cases} \quad (4.8)$$

则 $Y(k)$ 即为序列 $x(n)$ Hilbert 变换后的 DFT。

(4) 方位角及俯仰角计算

将 4 路信号和 $p_0 = p_1 + p_2 + p_3 + p_4$ 与水平轴向和垂直轴向上的振速响应信号 $V_x = p_1 - p_3$; $V_y = p_2 - p_4$ 做相关和时间积累平均, 分别得到水平和垂直轴向上的平均声强流 I_x 、 I_y 。此时, 可以根据 I_x 和 I_y 以及 $P'(t)$ 这 3 路信号联合计算出目标所在的方位角和俯仰角^{[7][8][9]}。目标所处的象限可以由 I_x 、 I_y 的符号来确定。

(5) 处理数据的平滑输出

由于海洋环境的噪声干扰, 计算出的数据难免有比较大的跳变, 为了得到较为稳定的输出, 需要对输出数据进行平滑处理。

首先, 对超过一定数值范围的数据进行剔除, 如果持续出现这样的情况, 则把这个数据当作目标最新的测量数据, 存入寄存器。然后对寄存器中的一些数量的数据进行平均, 最后, 将处理结果输出到控制系统。在系统上电开始一定时间, 先不对数据平滑处理, 等数据稳定到一定数量后才进行平滑。

DSP 处理结果最终的输出是给舵机控制系统。在实验阶段还要给内测系统、数码管和监视计算机输送数据。测向系统的数据输出是用 89C52 单片机通过串口输出, 舵机控制系统由两片单片机完成 (分别称为上位机和下位机), 上位机接收测向系 (声呐) 传送的数据。接收数据共有九个字节, 其中, 第一位 FF 用来判断传送数据的起始, 单片机只从 FF 开始接收数据。使用这种方法可以避免声呐传送数据出错时单片机读取错误数据。2、3 位是方位角低八位和高八位, 4、5 位是俯仰角, 后边是预留位。方位角是深弹与目标连线在深弹坐标系内投影与 X 轴的夹角, 其范围在 $0-360^\circ$ 。

俯仰角是深弹与目标连线与深弹轴线之间的夹角，其范围在 $0-90^\circ$ 。预留位为下一步深入研究声呐的功能作了准备。

本章小结

本章建立了定向算法的计算机仿真数学模型，分析了采样点数、信噪比、水听器阵尺寸对方位角和俯仰角定向误差的影响，得出了对工程实现非常重要的结论。根据仿真结果，适当的增大采样点数、提高信号的信噪比、采用适当的水听器阵尺寸可以有效地提高定向精度。论述了 DSP 软件的设计与实现，分别对信号采样、直流滤除、FFT 变换、Hilbert 变换和数据平滑输出等部分的设计思路进行了介绍。软件设计采用了 C 和汇编语言混合编程的方法，用 C 语言编写主程序，在一些要求代码执行效率高的地方用汇编语言来实现，比如实数序列 FFT 函数、Hilbert 变换函数、相关函数等。

第四章 实验系统硬件设计及调试

随着数字信号处理理论的发展,其所要求的运算量也越来越大,并且人们对信号处理的实时性也要求越来越高。因而,数字信号处理的工程实现方法也获得了迅速的发展^[24]。本系统的目的是从干扰背景中提取目标信号,并利用声压和振速联合信息计算出目标的方位角和俯仰角。系统对处理结果的实时性能要求高,因此选用高速 DSP 芯片为核心进行了定向系统的硬件设计。本章首先介绍了定向系统的硬件组成、功能以及系统总体设计方案,然后介绍了各个组成部分的选型及其电路设计。系统设计采用了模块化设计思想,充分考虑了系统的抗干扰能力、可维护性和可靠性。实验室总装调试包括: DSP 信号处理板、前放板调试;系统软件优化调试;系统与计算机和数码显示管通讯调试;系统实验样机总装和调试。软硬件的联调证明软硬件系统工作稳定、性能可靠。

4.1 系统的组成及功能

深弹的测向系统主要由矢量水听器阵、放大及带通滤波、信号处理、舵机控制信号输出和电源模块等组成。系统如图 4-1 所示:

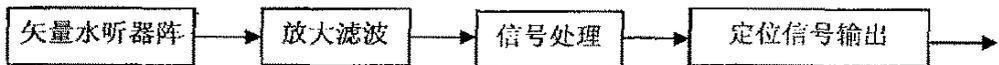


图 4-1 压差式矢量水听器测向系统组成框图

各模块功能如下:

(1) 矢量水听器阵:接收水下目标辐射噪声,并将声信号转换为电信号,输出不同相位的 4 路目标信号。

(2) 放大及带通滤波电路:对四路信号进行放大,并提取有用的目标辐射噪声,滤除不需要的干扰和环境噪声。

(3) 信号处理模块:利用专用 DSP 信号处理芯片和优化算法对四路信号进行处理,得到目标相对于深弹轴向的目标方位角和俯仰角。

(4) 舵机控制信号输出:给内测系统、计算机检测系统和舵机控制系统送目标方位数据。根据该控制信号,深弹可朝指定的方向运动,最终击中目标。

(5) 电源模块:提供系统正常工作时所需要的各种幅值的模拟和数字电压。

4.2 系统硬件设计方案

根据深弹的实际情况，在很短的时间内要击中目标，对系统的实时性要求很高。每秒要求完成约 10 次方位计算，同时为了提高定向系统的性能，对连续计算的多次方位信息进行处理可以得到目标方位的最优估计，这需要系统有足够高的运算速度保证，因此在电路选型和软件设计上要充分考虑运算速度；深弹本身有制造成本限制，这决定了定向系统的成本；根据文献[27]和[28]对 DSP 系统设计和应用的研究成果，定向系统采用了比较成熟和有应用经验的器件和电路。

整个系统的硬件是以 DSP 和 CPLD 为核心，DSP 主要用于数学运算，CPLD 主要用于整个系统的逻辑控制。系统硬件框图如图 4-2 所示。4 路模拟信号先经过带通滤波，然后进行 AD 转换，送入 DSP 进行运算。计算后方位角及俯仰角信号经 DA 后，送往逻辑控制模块。

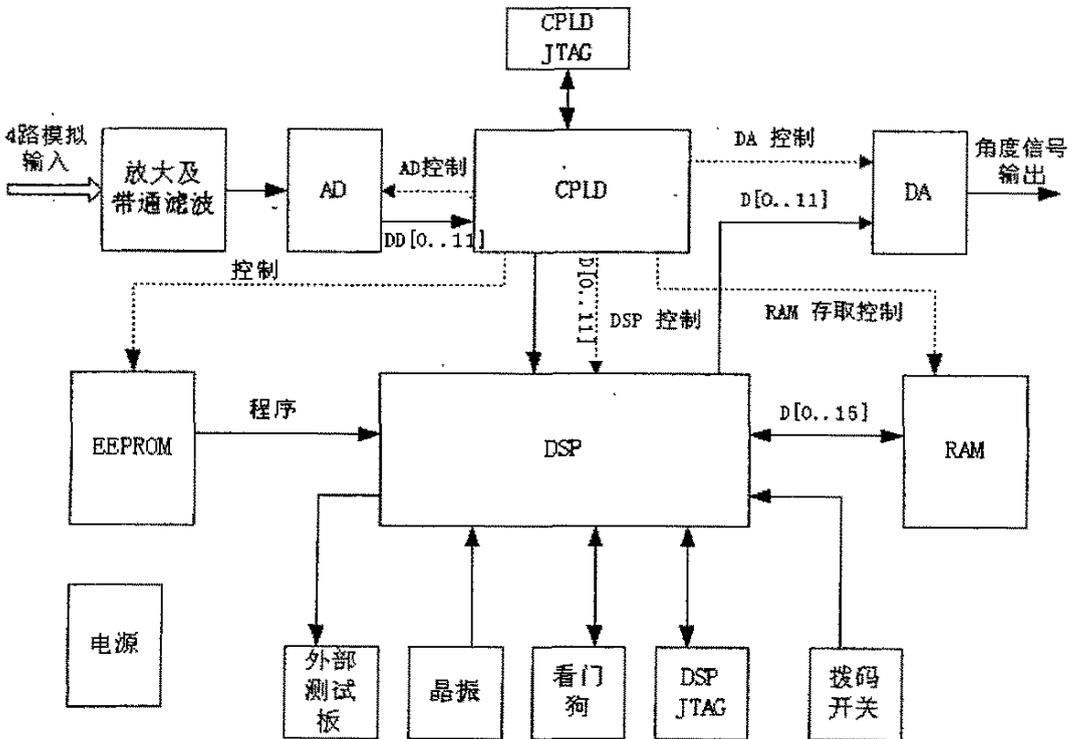


图 4-2 主信号处理板电路框图

为了抗干扰，还设计了看门狗电路，即使系统受到严重干扰，程序跑飞时，也能在最短的时间内让系统重新复位正常运转。

4.2.1 放大及滤波电路设计

信号放大及滤波原理框图如图 4-3 所示。

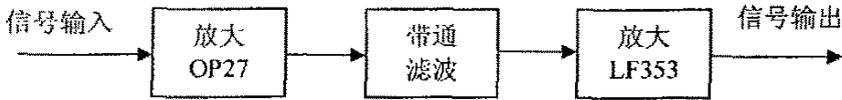


图 4-3 信号放大及带通滤波

(1) 信号放大

输入信号的动态范围大约为 $5\mu\text{V}$ 到 10mV ，而后面 AD 模块能承载的输入信号双峰值为 $[-10\text{V}, +10\text{V}]$ ，故总的放大系数 K 设计为 10000 倍。设 OP27 放大量为 K_1 ，MAX274 放大量为 K_2 ，LF353 放大量为 K_3 ，则总放大倍数如式(4-1)所示。

$$K = K_1 K_2 K_3 \quad (4-1)$$

考虑到 OP27 放大量过大时会引起较大的相位失真，且 MAX274 正常工作时，输入信号幅度不能大于 5.0V ，所以把放大量分散到 MAX274 的前后部分，令 $K_1=100$ ， $K_2=1$ ， $K_3=100$ 。

(2) 带通滤波电路

带通滤波电路主要功能是从环境噪声中滤除不需要的噪声，以提高信噪比。系统要求工作频段为 $100\sim 5000\text{Hz}$ ，而且对 4 路信号的幅度相位一致性要求很高，

在低频范围内，对滤波器特性诸如带内平坦度、带外衰减、过渡带宽度等参数有较高要求时，往往采用高阶有源滤波器。通常的有源滤波器是由运算放大器及 R、C 电路组合而成，杂散电容及运放本身的频响对滤波器的整体特性有较大影响。

本系统选择了美国 MAXIM 公司 8 阶连续时间有源滤波器 MAX274 设计了带通滤波器。用 MAX274 芯片和 LF353 芯片联合实现了 $100\sim 5000\text{Hz}$ 带通滤波器，性能指标符合设计要求。MAX274 说明见[25]

4.2.2 AD 转换电路设计

由系统要求的采样率、转换精度、分辨率以及系统硬件设计的便利等，最后确定选用美国模拟仪器公司的 AD7864 作为本系统的数据采集芯片。

AD7864 是一种高速、低功耗、4 通道同时采样的 A/D 转换器。它的主要特点有：高速（转换时间 $1.65\mu\text{s}$ ）12bitAD 转换；同时采样 4 个输入通道，并具有 4 个采样保持放大器； $0.35\mu\text{s}$ 采样保持获取时间，每一个通道转换时间 $1.65\mu\text{s}$ ；可以通

过软件或者硬件的方法选取用于采样的通道；单电源供电；多个转换电压范围；具有高速并行接口，可以与 3.3V 的处理器直接连接；低功耗等优点

AD7864 具有片内的时钟、读写允许逻辑、多种通道选择方式，可以单电源(+5V)供电以及内部具有精确的 2.5V 的参考电压，这使得其与高速处理器的接口变得非常简单；AD7864 单通道采样率最大可达 500kHz，四通道同时工作时，最大采样率可以高达 130kHz，而且 4 通道同时采样模拟信号，可以保留模拟信号的相位信息，这是本系统 AD 模块选择 AD7864 的主要原因。关于 AD7864 的详细论述见文献[26]。AD 转换模块的设计主要包括 AD 的量化与编码、时序控制、AD 中断系统设计。

(1) AD 量化与编码

AD7864-1 的量化采用有舍有入的量化方法，即在量化过程中，采样信号幅值中小于 $q/2$ 的部分舍出；相反，大于或等于 $q/2$ 的部分，计入。

由公式 $q=FSR/2^n$ ，其中 FSR 为 AD7864-1 满量程电压，量化单位 q 表示 n 位（AD 转换器的转换分辨率）二进制分数码所能分辨的最小模拟量值。对于本系统，AD7864-1 输入模拟信号的电压范围是 $\pm 5V$ ，则 $FSR=10V$ ， $q=10V/4096=2.44mV$ 。

(2) AD 时钟与时序

转换起始信号 \overline{CONVST} (conversion start) 一旦有效（上升沿），所有采样保持器进入保持状态，并初始化被选择的通道的转化次序。被选择的通道中每一个通道转换结束时，转换结束信号 \overline{EOC} (end of conversion) 均有效。BUSY 有效时，意味着被选中的通道均已转换结束。当读信号 \overline{RD} 和片选信号 \overline{CS} 有效时，就可以并行地读取数据。

AD7864 转换后的数据读取有两种方法，即转换中读取数据和转换后读取数据。转换中读取数据即是在下一个通道转换结束之前读取前一个通道的数据。

转换后读取数据的方法，即是各个通道均转换结束后，才读取数据。各个通道转换后的数据保存 AD7864 内部相应的锁存器中。数据读取时，首先读取第一个转换结束的数据，并自动修改内部锁存器指针（指向存放第二个转换结束的数据的锁存器）。当所有通道数据均读取后，内部锁存器指针自动复位（指向存放第一个转换结束的数据的锁存器）。

(3) 数据采集中断系统的设计

DSP 与 AD7864 的接线如图 4-6 所示。把 AD7864 的 CONVST 引脚接到 DSP 的 XF 中断引脚，XF 信号启动 AD7864 的中断转换。AD7864 的 BUSY 引脚接到 DSP 的 INT0 中断引脚，当 AD 转换完成后 BUSY 脚传送给 DSP 中断信号，DSP 去读取 4 路信号的采样数据。当设置一定的采样率之后，利用 DSP 的定时器产生中断，DSP 可以每隔一段固定的时间去启动 AD 转换。

CPLD 对 AD 转换的逻辑控制部分如下:

1) DSP 引脚 IS 和 A15 的逻辑组合作为 AD7864 的片选 ADCS, 当 IS 有效, 即 IS 为低电平时, 如果 A15 为低, 则 AD 被片选, 此时可以对 AD 进行读写操作。

2) DSP 引脚 RW 和 ADCS 的组合作为 AD7864 的读写信号, 当 AD7864 被片选, 且 RW 为低时, 可以往 AD7864 写配置数据。

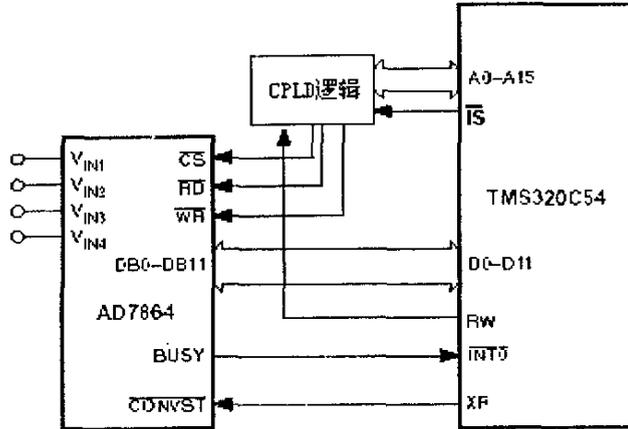


图 4-4 DSP 与 AD7864 的接线图

4.2.3 DSP 模块设计

目前, 数字信号处理有多种途径^[24], 本系统采用专门用于信号处理的可编程 DSP 芯片来实现。可编程 DSP 芯片采用改进的哈佛总线结构, 内部有硬件乘法器、累加器, 使用流水线结构, 具有良好的并行特性, 并有专门设计的适于数字信号处理的指令系统, 因此可编程 DSP 芯片具有更适于实时数字信号处理的优点^[31]。

该系统选择了 TI 公司的 TMS320C54 系列 DSP 芯片, 采用 100MHz 时钟频率来完成信号处理。TMS320C54 系列是十六位的定点 DSP, 采用了最新的静态设计技术, 使芯片具有更低的功耗和更强的抗干扰能力; 具有高度的操作灵活性和运行速度, 使用改进的哈佛结构 (一组程序存储器总线、三组数据存储器总线和四组地址总线), 具有专用硬件逻辑的 CPU 片内存储器、片内外设以及一个高度专业化的指令集。考虑到进行一次运算可能要使用更长时间的采样数据, 使用了一个 32K 的外扩 RAM。程序被烧录到 EEPROM 中, 系统上电时经过程序的 Bootload 过程, 代码会从 EEPROM 中传送到 DSP 中运行。另外, 该系列器件应用广泛, 有成熟的开发环境和信号处理函数库支持。

信号处理模块的设计主要包括 DSP 外围电路设计、中断系统的硬件设计和程序的 Bootload 设计。DSP 外围电路主要包括晶振、看门狗、调整 DSP 倍频系数的

拨码开关、DSP 的 JTAG 接口等，如图 4-5 所示。

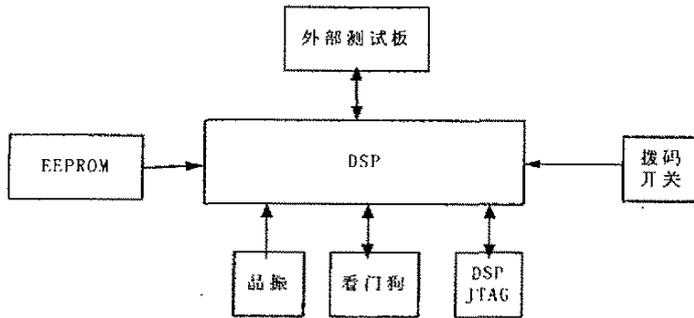


图 4-5 DSP 外围电路框图

(1) 晶振及倍频

DSP 的工作需要外加时钟，为了提高系统的稳定性，一般 DSP 内部都有锁相环 PLL，其功能是把外部提供的时钟倍频或分频做为 DSP 工作的频率。如外加 10M 时钟，经 PLL 倍频后 DSP 可工作在 100M，这样外部电路以非常低的频率工作性能会更加稳定。

对于晶振频率大小的选定，DSP 没有特别的要求。DSP 有一组引脚 CLKMD1~CLKMD3，可以用来调整 DSP 工作频率的高低，如表 4-1 所示。由此类引脚的状态决定 DSP 内部倍频的大小。倍频是指外部晶振的基频乘以设定的倍数，倍数与 CLKMD1~CLKMD3 的关系如表 4-1 所示。关于 DSP 晶振及倍频的详细论述见文献[27]和[28]。本系统选用的是 20M 的晶振。用一组拨码开关来控制倍频系数，开始设置 CLKMD1~CLKMD3 为 010，即 $PLL \times 5$ ，DSP 在 100MHz 的频率下工作，指令周期为 10ns。

表 4-1 CLKMD1~CLKMD3 与分频关系表

CLKMD1	CLKMD2	CLKMD3	CLKMD (复位值)	时钟模式
0	0	0	E007H	$PLL \times 15$
0	0	1	9007H	$PLL \times 10$
0	1	0	4007H	$PLL \times 5$
1	0	0	1007H	$PLL \times 2$
1	1	0	F007H	$PLL \times 1$
1	1	1	0000H	1/2 (PLL 禁止)
1	0	1	F000H	1/4 (PLL 禁止)
0	1	1	—	预留

(2) 中断系统的硬件设计

TMS320C5409 支持软件中断和硬件中断。芯片片内设置的中断有串行口中断、定时器中断、DMA 中断等；同时，TMS320C5409 为外围设备提供了四个中

断源，分别是 int0、int1、int2 和 int3。它们的中断允许寄存器 IE 是一个 32 位寄存器，CPU 的中断允许位置为 10~0。芯片为每个中断源分配了一个唯一的中断号。设计时将中断源的中断号填入选择寄存器中，即可将该中断源映射到相应的 CPU 中断。将中断允许寄存器的相应位写 1 则允许相应的中断，而写 0 则会禁止相应的中断，复位时允许寄存器写入 0^[29]。

由于初始化程序并不对处理器的中断作任何初始化操作，因此，当硬件复位后，系统的中断实际上都没有被使能，即所有的中断都是无效的。若系统需要中断功能，则必须对所需的中断作相应的处理，使能或屏蔽相应的中断。

中断发生后，DSP 将停止当前执行的程序，而转到中断服务向量表以执行相应的中断服务程序。可用汇编指令 SECT 直接建立中断向量表，并在链接命令文件中将其分配到指定地址。对于 C54 其中断向量起始地址为 0X00，且中断矢量地址的值就是中断服务程序的地址。

本系统主要使用了定时器中断，下面介绍定时器中断的设计。

TMS320C54xx 系列 DSP 都具有一个或两个预定标的片内定时器，这种定时器是一个倒数计数器，它可以被特定的状态位实现停止、重启动、重设置或禁止。定时器在复位后就处于运行状态，为了降低功耗可以禁止定时器工作。可以利用定时器产生周期性的 CPU 中断或脉冲输出。

定时器由三个寄存器组成：TIM、PRD、TCR。

TIM：定时器寄存器，用于装载周期寄存器数值并自减。

PRD：周期寄存器，用于重装载定时器寄存器。

TCR：定时器控制寄存器，包含定时器的控制和状态位。

定时器实际上是有 20bit 的周期寄存器。它对 CLKOUT 信号（及 DSP 工作主频）计数，先将 PSC（TCR 中的 D6~D9 位）减 1，直到 PSC 为 0，然后把 TDDR（TCR 中的低 4 位）重新装入 PSC，同时将 TIM 减 1，直到 TIM 减为 0。这时 CPU 发出 TINT 中断，同时在 TOUT 引脚输出一个脉冲信号，脉冲宽度与 CLKOUT 一致，然后将 PRD 重新装入 TIM，重复下去直到系统或定时器复位。

定时器产生中断的计算如式(4.2)所示。

$$\text{TINT 的频率} = \text{CLKOUT} \times \frac{1}{\text{TDDR} + 1} \times \frac{1}{\text{PRD} + 1} \quad (4.2)$$

本系统中，CLKOUT=20M，令 TDDR=15，PRD=80，代入式(4.1)，可得定时器中断频率为 16.18KHz，即为 AD 转换的采样率。

关于 DSP 中断的详细论述见文献[28]和[29]。

(3) 引导装载模式

在编程调试阶段,可以利用仿真器与 PC 进行在线仿真,从 PC 机通过仿真器将程序代码下载到 DSP 的程序存储器中运行。待程序仿真调试通过后,将程序写入 EEPROM 中。TMS320C5409 引导装载即 Bootload 的目的是使系统上电后程序代码能从外部源引导装载到 DSP 内部或者外部程序存储器中运行。这样可以使程序代码储存在片外相对速度较慢的、断电后数据不丢失的外部程序存储器(如 EPROM)中,上电后将其装载到高速程序存储器中运行。另外,它也可以省去对 DSP 片内 ROM 进行掩膜编程操作。引导装载的实现能给 DSP 用户进行独立运行系统设计带来极大的方便。

在本系统中,采用了并行 8 位 EPROM 引导装载模式。引导装载的操作过程如下:外部并行 8 位引导装载程序通过外部并行接口 EPROM 从数据存储器读取引导装载表,并且装载程序代码到程序存储器。在外部并行 8 位引导装载模式下,可对软件等待状态寄存器 SWWSR 和块切换控制寄存器 BSCR 进行配置,使高速 DSP 从相对较慢的外部 EPROM 读取数据,缺省的设置是 7 个等待状态。引导装载程序可以从地址为 0FFFFH 的 I/O 端口或者数据存储器取得源程序地址,通常是从数据存储器(如 EPROM)中取得源程序地址。

本系统采用并行 8 位 EPROM 引导装载模式,使用 AT28C64 作为装载程序的 EEPROM。AT28C64 是一种低功耗高性能电可擦除的 EPROM,容量为 8K*8Bits。

使用 TMS320C5409 的引导装载功能,必须生成一个包含引导装载所需要的所有数据项的引导装载表。引导装载表由 TMS320C5409 的汇编语言工具包中的十六进制转换程序完成。引导装载表的内容依所选择的不同的引导装载模式而有所不同。关于 DSP 详细论述见文献[30]。

4.2.4 逻辑电路 CPLD 设计

CPLD 是最新型的可编程逻辑器件,它集成度高、工作速度快、编程方便、价格较低、几乎适用于所有门阵列和各种规模的数字集成电路^[33]。CPLD 是在传统的 PAL、GAL 基础上发展而来的。凭籍半导体工艺技术及 CAD 工具的发展,如今一片 CPLD 可以代替几十乃至上百片 PAL、GAL,可提供十万门以上的可用门。与 FPGA 相比,CPLD 比较适合计算机总线控制、地址译码、复杂状态机、定时/计数器、存储控制器、DMA 控制器、CACHE 控制器、图形控制器、数据压缩编码等 IO 密集型应用,且具备无须外部配置 ROM、时延可预测等特性。目前的 CPLD 普遍基于 E2 和 FLASH 电可擦技术,可实现一百次以上擦写循环。部分 CPLD 甚至支持 ISP(系统内编程)。所谓 ISP,即指 CPLD 无须拆卸即可在系统内重新配置

逻辑功能，对设计和研究极为有利。关于 CPLD 的详细论述见文献[33]。

本系统中采用 MAX7000S 系列中的 EPM7128AETC100-10 做为 CPLD 的主逻辑设计芯片来实现系统的逻辑功能。7000S 系列采用了 EEP-ROM 电可擦除工艺，采用高性能的增强可编程连线(PIA)结构，增加了 ISP 系统内可编程能力、对 JTAG 边界扫描测试的支持及集电极开路输出，密度达到 1200-10000PLD 门。

本系统采用 MAXPLUS+软件完成 CPLD 的设计、编译、逻辑综合、器件适配、设计仿真、定时分析、器件编程所有过程。MAXPLUS+是 ALTERA 公司开发的 EDA 软件，它运行在 WINDOWS 平台下，支持 ALTERA 公司包括 7000S 系列在内的所有 PLD 产品的开发。系统采用 EPM7128AETC100-10 芯片，在 MAXPLUS II 软件环境下完成设计，其设计流程为：设计输入，设计处理，设计仿真，器件编程。

4.2.5 系统抗干扰设计

应用系统的可靠性成为人们越来越关注的重要课题。影响可靠性的因素是多方面的，如构成系统的元器件本身的可靠性、系统本身各部分之间的相互耦合因素等。其中系统的抗干扰性能是系统可靠性的重要指标。本节在分析 MAX813L 工作原理的基础上，简要介绍了硬件电路的工作原理和相应的系统抗干扰方法。本节在分析 MAX813L 工作原理的基础上，简要介绍了硬件电路的工作原理和相应的系统抗干扰方法^[34]。

(1) MAX813L 芯片的工作原理

MAX813L 芯片的主要特点如下：

1) 芯片在加电、掉电以及供电电压下降时均有复位脉冲输出，该脉冲宽度典型值为 200ms；

2) 独立的看门狗输出。如果看门狗输入在 1.6s 内未被触发，其输出将变为高电平；

3) 1.25V 门限值检测器，用于电源故障报警、电池低电压检测或+5V 以外的电源监控；

4) 低电平有效的手动复位输入；

MAX813L 采用 DIP8 封装，各引脚功能如下：

1) 手动复位输入端(MR)，当该端输入低电平保持 140ms 以上，MAX813L 就输出复位信号。该输入端的最小输入脉宽要求可以有效地消除开关的抖动。MR 与 TTL/CMOS 兼容。

2) 工作电源端(VCC)：接+5V 电源。

3) 电源接地端(GND): 接 0V 参考电平。

4) 电源故障输入端(PFI)当该端输入电压低于 1.25V 时, 5 号引脚输出端的信号由高电平变为低电平。

5) 电源故障输出端(PFO)电源正常时, 保持高电平, 电源电压变低或掉电时, 输出由高电平变为低电平。

6) 看门狗信号输入端(WDI)程序正常运行时, 必须在小于 1.6s 的时间间隔内向该输入端发送一个脉冲信号, 以清除芯片内部的看门狗定时器。若超过 1.6s 该输入端收不到脉冲信号, 则内部定时器溢出, 8 号引脚由高电平变为低电平。

7) 复位信号输出端(RST)上电时, 自动产生 200ms 的复位脉冲; 手动复位端输入低电平时, 该端也产生复位信号输出。

8) 看门狗信号输出端(WDO)正常工作时输出保持高电平, 看门狗输出时, 该端输出信号由高电平变为低电平。

(2) 看门狗的设计

我们选择了 MAX813L 芯片设计了系统的看门狗电路。MAX813L 的主要特点包括: 芯片在加电、掉电以及供电电压下降时均有复位脉冲输出, 脉冲宽度典型值为 200ms; 独立的复位输出, 如果看门狗输入在 1.6s 内未被触发, 其输出将变为高电平; 1.25V 门限值检测器, 用于电源故障报警、电池低电压检测或+5V 以外的电源监控; 低电平有效的手动复位输入。关于看门狗的详细论述见文献[35]。结合前面的 CPLD 逻辑设计图, 看门狗的逻辑设计如下:

1) DSP 引脚 XF 的输出作为看门狗的输入 WDI。

XF 在小于 1.6s 的时间间隔内向 WDI 发送一个脉冲信号, 以清除看门狗芯片内部的看门狗定时器。

2) 看门狗的输出 RST813 作为 DSP 的复位信号 RS。

当 DSP 程序跑飞时, 超过 1.6 s 看门狗的输入 WDI 收不到脉冲信号, 此时看门狗芯片内部定时器溢出, 看门狗的 WDO 引脚由高电平变为低电平, 让 DSP 进行系统复位, DSP 程序重新开始运行。

4.3 系统实验室调试

4.3.1 实验目的

- 1) DSP 信号处理板软硬件调试;
- 2) 系统与计算机和数码显示管通讯调试;

3) 完成系统实验样机系统总装和调试, 为系统水池实验作好准备。

4.3.2 实验环境

实验环境包括实验设备与仪器、测试系统布局图。

1) 实验设备与仪器

声呐信号源一台;	定向测试系统 3 套;
直流稳压电源一台;	弹体 3 套。
四路移相器一套;	数码显示管 2 套;
辅助测试电路板一块;	DSP 开发系统一套;
示波器一台;	计算机一台;
多功能数字万用表一个;	

2) 测试系统框图 4-6

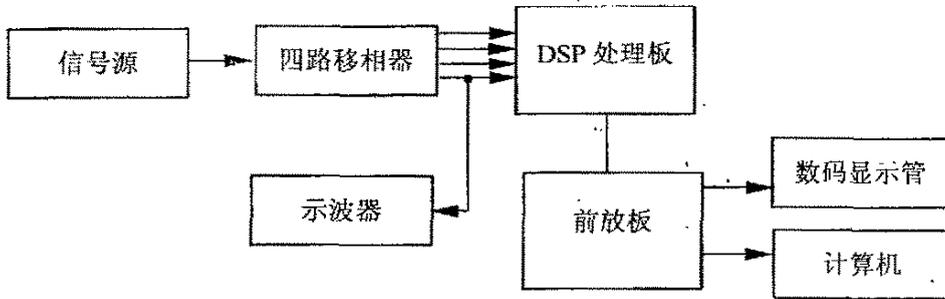


图 4-6 实验室测试系统框图

4.3.3 实验内容和方法

(1) 实验参数

实验中, 目标信号选择 3KHz 宽带噪声信号, 带宽约 1K, 目标距离 100m, 十字阵尺寸选 0.14m, 声速 1500m/s。

(2) 相移大小的计算

以移相器第 1 路为基准, 计算俯仰角为 30° 时, 方位角从 0 到 360° 四个象限变化所得的其他 3 路相移大小。通过调整 4 路信号的连接次序, 可以改变信号方位角所在的象限。

(3) 实验步骤

- 1) 按照图 4-6 测试系统框图连接测试电路及仪器。
- 2) 连接移相电路, 得到所需特定方向目标信号。
- 3) 接通电源, 从数码管或计算机读取测试角度。

- 4) 调节移相电路信号次序, 得到不同象限信号角度, 重复读取测试数据。
- 5) 分析测试数据, 验证系统工作情况。

(4) 系统弹体调试

- 1) 各系统弹体装配连接, 确保水听器零位和舵机零位重合。
- 2) 舵机打舵叶片调试。舵机和声呐测向系统采用相同的坐标系, 当舵机控制系统接收到某方位的目标信号后, 要判断是否打舵和如何打舵(即叶片打向哪个方向)。
- 3) 用弹体代替图 4.6 的测向系统, 重复 3 的实验步骤, 测试弹体工作性能。

(5) 实验结果

通过实验, 可以得出以下结论。

- 1) 系统的软硬件能够协同正常工作, 测试方位角和俯仰角与移相器设置相符。方位角和俯仰角的测试结果误差在 1° 以内。
- 2) 每一次数据计算, 包括数据滤波、幅度归一化、方位角和俯仰角的计算以及数据平滑输出等, 运算(包括控制)时间大约为 100ms。
- 3) 数码显示和计算机通讯正常, 计算机上可实时显示系统送给控制系统的定向数据。
- 4) 经过调整, 舵机打舵正常, 零位与水听器重合, 其中 3 号弹体零位误差 24° , 需要软件修正。

通过实验调试达到了实验目的, 系统可以进行水池实验。

本章小结

本章论述了基于压差式矢量水听器阵的定向系统的器件选型及硬件系统设计, 详细分析了 DSP 模块、CPLD 控制模块、放大滤波、AD 转换模块等电路的特点和组成。并进行了系统弹体实验室调试, 系统的输出定位数据可以实时在数码管或计算机上显示, 以利于系统实验室、水池或湖上实验; 系统送出一组定位数据大约需要 100ms; 系统总体运行稳定, 与控制系统配合正确; 方位角和俯仰角的定向误差在 1° 以内。

第五章 体积目标定向建模与仿真

深弹一般要求击中目标后才引爆,所以它的定向系统要求在近距离上能对目标进行精确的定向,甚至对目标的特定部位定向。水下运动目标在近距离上,已经不能满足远场条件,一个典型的问题是不能当作点目标,而应该视为体积目标。当目标距离和目标本身的尺度可比时,体积目标的概念变得很重要。本章研究了水下运动目标的辐射噪声的产生机理、体积目标辐射噪声的特征,对三点源体积目标定向进行了理论仿真,得出了有应用价值的研究结论。

5.1 体积目标辐射噪声与建模

5.1.1 水下运动目标辐射噪声

水下运动目标主要包括潜艇,航行器等,其辐射噪声主要由螺旋桨噪声、水动力噪声和机械噪声构成^[1]。

螺旋桨噪声是由于螺旋桨旋转和空化形成的,空化噪声的功率谱在高频带以-6 dB/倍频程斜率下降,在低频功率谱曲线有正斜率,因此存在一个峰值。对于舰船、潜艇来说,这个峰值的位置随航速增加和深度减小而向低频方向移动。实际测量舰艇辐射噪声的宽带连续谱的形状不一定存在峰值。这是因为在低频端还有其它噪声源产生的噪声,如机械振动产生的噪声等。在高频段斜率约在-5~-10dB/倍频程范围内。在低速时,螺旋桨未产生空化,主要的噪声源是机械噪声。能产生宽带连续谱的噪声源有:水泵、管道、闸门中流体的空化,湍流和排气管排气产生的噪声。此外,还有轴颈摩擦产生的机械噪声^[39]。

舰船噪声中的线谱分量主要集中在1000 Hz以下的低频段。产生线谱的噪声源有三类:往复运动的机械、螺旋桨叶片速率线谱、水动力引起的壳体共振和叶片共振。这种叶片速率线谱在1~100 Hz频带内是辐射噪声的主要成分。结构共振的线谱频率仅依赖于航行器的结构本身。

当螺旋桨空化刚产生时,辐射噪声的低频部份(低于1000 Hz)主要是由机械噪声和螺旋桨线谱组成。在高频部分线谱成分很少,被空化引起的连续谱所掩盖。有时,在高于1000 Hz的高频频带可能出现螺旋桨叶片共振产生的线谱,当航速增高时螺旋桨空化噪声增强,峰值移向低频,空化产生的连续噪声会掩盖更多的线

谱而成为噪声的主要成分^[38]。对于一定深度和航速,存在一个临界速度,低于此速度时噪声谱主要是机械噪声和螺旋桨噪声线谱,高于此速度时噪声谱主要是空化产生的宽带连续谱。螺旋桨未产生空化时,辐射噪声的线谱是相当强的。它包括辅机和推进系统产生的线谱。当航速增加到产生空化的时候,宽带噪声的强度就会增加到掩盖某些音频分量,与推进系统有关的线谱会向高频移动,其幅度会增加,而辅机线谱则仍然保持不变。

水动力噪声主要是由不规则的和起伏的水流流过运动船只时产生的。在正常情况下,水动力噪声产生的辐射噪声并不重要,容易被机械噪声和螺旋桨噪声所掩盖。但在特殊情况下,如在结构部件或空腔被激励成线谱噪声的共振时,水动力噪声在出现线谱的范围内成为主要的噪声源。

潜艇辐射噪声和水面舰船的噪声源在原理上是相同的,但对被动声检测来说,它们的总声级和谱的特点存在着实际意义的差别。螺旋桨存在着一个开始空化的速度,称为临界航速。水面舰船的正常巡航速度均在其临界航速以上,约为临界速度的4倍,所以频谱是很强的连续谱加线谱,有的高频线谱被连续谱所淹没。潜艇的航速一旦超过临界航速时,空化开始产生,它的连续谱噪声急剧增强。潜艇的临界航速与下潜深度有关,下潜深度增大,空化现象为静压增加所抑制,临界航速增加。潜艇下潜到深处时可以保持相当高的航速而不引起螺旋桨的空化,总声级却很低。执行作战任务的潜艇宽带噪声级很低而有明显的线谱;而水面舰船通常宽带总声级很强,线谱不明显或被淹没^[40]。

总之,水下航行器的辐射噪声由一宽带连续谱和一系列线谱组成。其中线谱部分与推进系统、螺旋桨及辅机有关。辅机产生的线谱份量通常相当稳定,而且与航行器的速度无关。这种线谱的带宽一般与频率成正比,其带宽是中心频率的0.3~0.03%。对于推进系统和螺旋桨产生的线谱,其幅度和频率随舰船的速度而变化。这些线谱的带宽一般比辅机线谱要宽,而且都有周期性变化的频率分量^{[10][11]}。

5.1.2 目标辐射噪声的横向分布

深弹被动声引信的作用距离一般为几十米到几百米,在近距离上水下目标应被视为体积目标。作为体积目标的水下运动体,其具有代表性的部位,如主机部位、螺旋桨部位、指挥中枢和辅机部位分别具有不同的声学特性,实验研究表明,这些部位可用具有不同谱特征的声辐射区域来表示。前苏联根据大量实船通过实验资料提出了舰船的3个主要的声辐射部位的结论^[11],英国人在STONEFISH论证报告中也证实了类似的结论。

国内外的大量实验^[4]表明,可以把水下航行器辐射噪声的横向分布近似视为

三个点源：船尾的螺旋桨辐射噪声，主机声辐射在船中后部，辅机声辐射在船中部。三个部位的辐射噪声具有不同的特征：螺旋桨噪声的最大值位置位于航行器的尾部，其主要能量覆盖 1000~5000Hz 的范围，频率更高时辐射噪声的能量增加很小；10~100Hz 范围内噪声有很高的能量，其最大值位置位于目标的中后部和尾部之间，主要声源是非常重的主机；100~1000Hz 范围内的噪声主要由小的辅机所产生，通常其最大值位于目标的中部。

如果把目标看作一个三点源的线列阵，三个点源具有不同的噪声功率谱。既然是点源，就满足球面扩展定律。这样，在任意点 P 处的噪声功率谱，可认为是这个线列阵 3 点源所辐射功率谱在 P 点的叠加^[14]。

5.1.3 目标辐射噪声建模

根据体积目标的 3 点源模型，3 个点的频率特性是不相同的。由于该系统是在频域实现对目标的定向，所以 3 点源的不同频率特性为 3 点源的分辨提供了条件。下面用数学模型来描述这个模型。

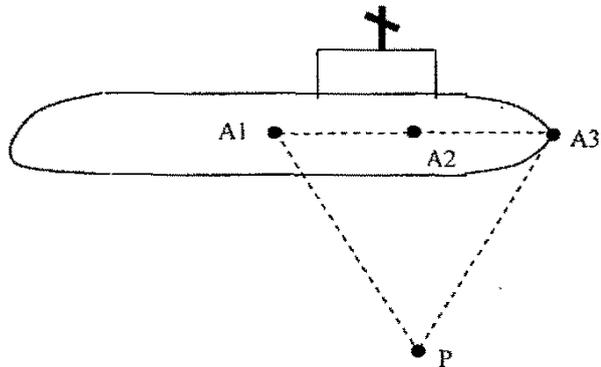


图 5-1 体积目标辐射噪声建模

如图 5-1，目标长度为 120m，三个声学点源分别标注在艇尾部、中后部和中部，点源间的距离 $A1A2=A2A3=30m$ 。3 点源分别辐射 3 个不同频带的噪声信号，加载矢量水听器阵的深弹在 P 点，分别距离艇尾部和中后部各 60m。水听器阵接收到 3 点源的叠加信号，就可以在近距离对目标进行定向。

5.2 体积目标定向仿真

本节用 Matlab 仿真产生 4 路信号，代替矢量水听器阵接收 3 点源的 4 路具有特定方位信息的信号，研究在近距离情况下十字水听器阵对目标的定向。假定目标为 3 点源目标，点源在同一直线上，两点源之间距离为 30m。目标信号形式为

正弦叠加信号, 噪声为高斯噪声, 目标距离 $R=60\text{m}$, 矢量水听器阵元间距 $D=0.14\text{m}$ 。

5.2.1 定向角度随距离变化仿真

一般情况下, 深弹接近目标时, 目标的方位角和俯仰角都在变化。为了便于仿真, 现简化成如下模式。

以深弹声呐坐标系为参考坐标系, 假设深弹靠近目标时, 目标点源 2 俯仰角一直为 0° , 点源 1 和点源 3 方位角分别为 45° 和 225° 。即深弹正对着点源 2 靠近目标, 3 个点源所在直线和 z 轴垂直, 如图 5-2:

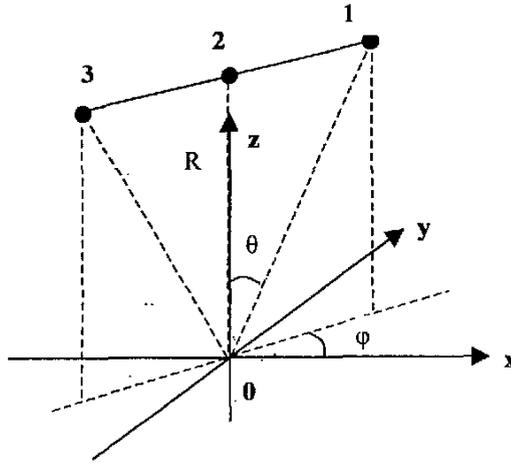


图 5-2 3 点源定向仿真示意图

点源间距离为 30m , 点源 1 的方位角 $\varphi_1=45^\circ$, 俯仰角 $\theta_1 = a \tan\left(\frac{30}{R}\right)$, 点源 2 的俯仰角为 0° , 方位角为 0° , 点源 3 的方位角 $\varphi_3=225^\circ$, 俯仰角 $\theta_3 = \theta_1 = a \tan\left(\frac{30}{R}\right)$ 。假设点源 1 是信号频率为 $3000\sim 3500\text{Hz}$ 的正弦叠加信号, 点源 2 是信号频率为 $500\sim 1000\text{Hz}$ 的正弦叠加信号, 点源 3 是信号频率为 $2000\sim 2500\text{Hz}$ 的正弦叠加信号, 系统采样率为 30.0kHz , 声速 C 为 1500.0m/s , 目标距离为从 100m 变化到 10m , 矢量水听器阵的尺寸为 0.14m , 信噪比为 20dB 。当深弹接近目标时, 深弹仿真定向系统结果如图 5-3:

从图 5-3 可以看出, 在仿真模型下, 系统能精确分辨出点源 1 和 3, 方位角定向误差小于 1° 。当把 3 点源当作一个点源处理时, 由于 3 点源强度相同, 理论上声中心就在点源 2 处, 仿真结果显示, 方位角定向误差小于 2° , 俯仰角定向误差小于 5° , 且随距离减小, 有变大的趋势。

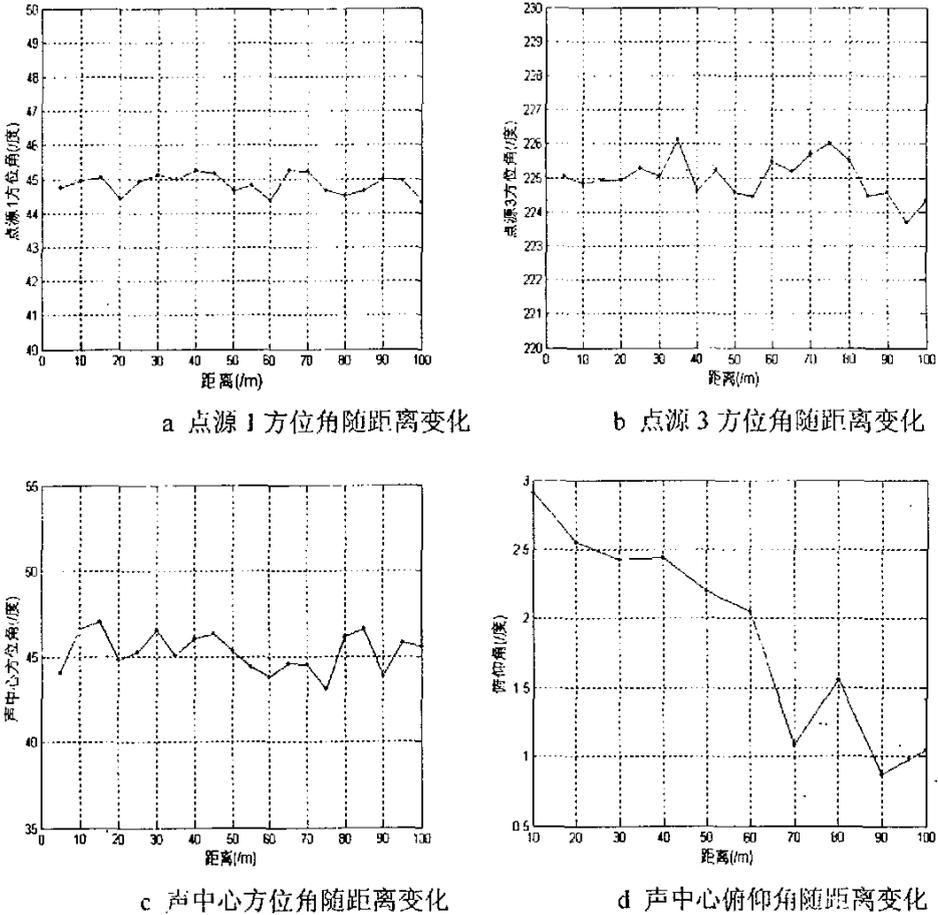


图 5-3. 3 点源定向仿真角度随距离变化图

由于点源 2 俯仰角为 0° ，而系统在俯仰角为 0° 时的定向误差较大，所以在该模型下点源 2 误差很大，如图 5-4，最大误差几乎达到 10° 。实际仿真结果也证明了这点，如图 5-4。由于俯仰角定向是利用幅度最大的单频信号，对于实际的采样信号，经过傅立叶变换后已不能分辨出各个点源，所以在这种情况下，不能分辨 3 点源的俯仰角，只能分辨出声中心的俯仰角。

5.2.2 定向角度随方位角变化仿真

为了能分辨出点源 2，而且便于仿真，现简化成如下模式。

以深弹声呐坐标系为参考坐标系，假设深弹和目标点源 1 和 3 的距离分别为 R_1 ， R_3 ，点源 1 和 3 的距离是 60m。点源 2 和点源 1 的中点 A 的俯仰角为 0° ，即深弹 z 轴正对着 A 点。点源 1 的方位角从 0° 变化到 360° ，同时，点源 3 方位角从 180° 变到 540° 。如图 5-5：

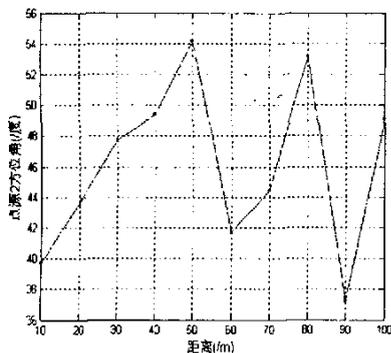


图 5-4 点源 2 方位角度随距离变化图

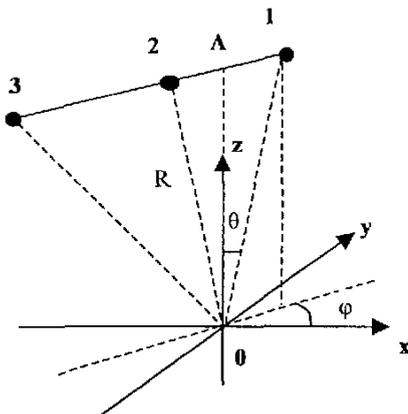
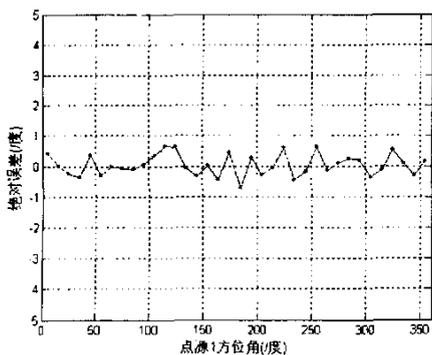


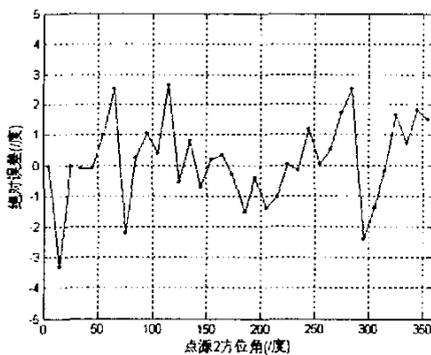
图 5-5 3 点源定向仿真示意图

设点源间距离为 30m, 坐标原点到 A 点距离为 60m, 则 3 点源到原点的距离分别为: $R_1 = \sqrt{60^2 + 15^2}$ m, $R_2 = \sqrt{60^2 + 15^2}$ m, $R_3 = \sqrt{60^2 + 45^2}$, 点源 1 的俯仰角 $\theta_1 = a \tan\left(\frac{15}{60}\right)$, 点源 2 的俯仰角为 $\theta_2 = a \tan\left(\frac{15}{60}\right)$, 点源 3 的俯仰角 $\theta_3 = a \tan\left(\frac{45}{60}\right)$ 。假设点源 1 是信号频率为 3000~3500Hz 的正弦叠加信号, 点源 2 是信号频率为 500~1000Hz 的正弦叠加信号, 点源 3 是信号频率为 2000~2500Hz 的正弦叠加信号, 系统采样率为 30.0kHz, 声速 C 为 1500.0m/s, 矢量水听器阵的尺寸为 0.14m, 信噪比为 20dB。当方位角从 $5^\circ \sim 355^\circ$ 时, 深弹定向系统仿真结果如图 5-6 所示:

从图 5-6 可以看出, 在该仿真模型和参数下, 系统能精确分辨出 3 个点源的方位角, 方位角定向绝对误差分别为: 点源 1 小于 1° , 点源 2 基本小于 3° , 点源 3 小于 1° 。点源 2 误差大的原因估计与声源信号频率有关。当把 3 个点源当作一个合成点源处理时, 声中心方位角定向误差基本小于 2° 。



a 点源 1 方位角随距离变化



b 点源 2 方位角随距离变化

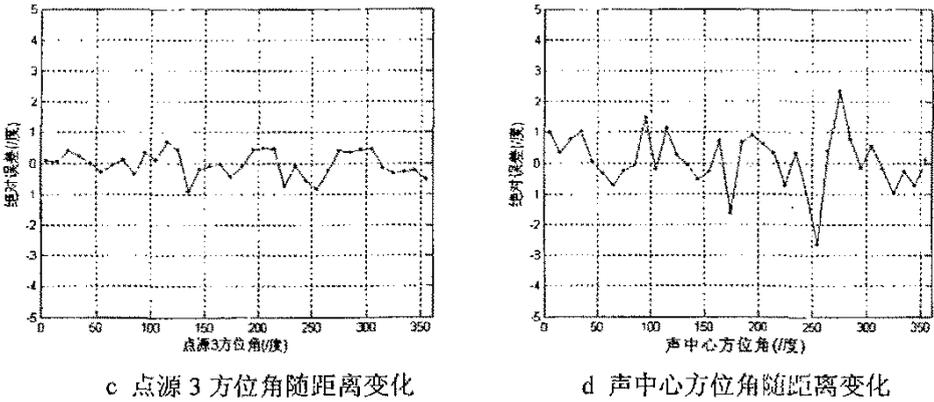


图 5-6 3 点源定向仿真角度随距离变化图

本章小结

本章主要研究了水下运动目标辐射噪声及其横向分布，在近场情况下，构造了目标作为体积目标的 3 点源近似模型。研究仿真了不同距离和不同方位角情况下系统的定向性能。从仿真结果可以看出，在近距离（小于 100m）情况下，当深弹正对着点源 2 靠近目标，且 3 点源所在直线和深弹 z 轴垂直，系统能精确分辨出 1、3 点源，方位角定向误差小于 1° 。3 点源的声中心方位角定向误差小于 2° ，俯仰角定向误差小于 5° ，且随距离减小，有变大的趋势。一般情况下，系统在 0-360° 能分辨出 3 个点源的方位角，方位角定向绝对误差分别为：点源 1 小于 1° ，点源 2 基本小于 3° ，点源 3 小于 1° 。

第六章 系统水池实验

该系统在西北工业大学消声水池进行了测试。水池实验主要包括系统硬件测试、矢量水听器阵的空间指向性测试和系统性能测试。对多个水听器阵进行了空间指向性测试，解决了实验中出现的各种问题，并对其性能指标、指向性曲线和定位精度进行了实验分析。最后给出了实验测试数据、实测曲线以及测向精度的有关结论。

水池实验中，水听器阵及数据处理控制系统和内测系统安装在弹体内，在弹体的情况下进行测量。由于水池实验受水池有限空间和声场传播条件的限制，低频信号反射及随机散射引起的多径传播干扰很严重，信号的波形畸变也非常严重且为非线性的，造成了定向系统在水池的测试结果存在一定偏差。实验的主要目的是测试定向系统的定向性能和在弹体条件下的协调控制性能，并为湖上实验做准备。

6.1 实验方案

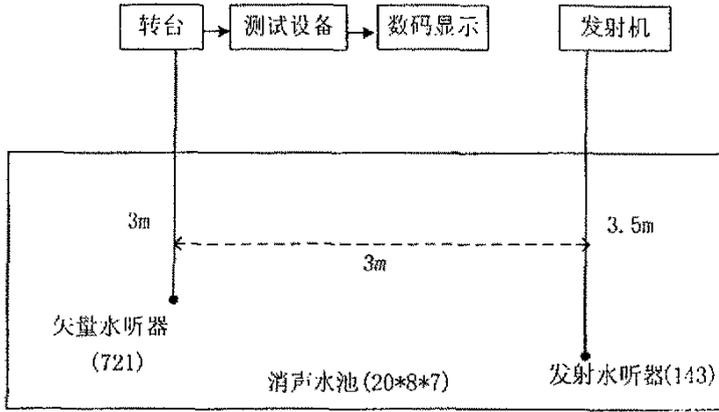
6.1.1 实验内容

- 1) 弹体条件下矢量水听器阵的零位校正；
- 2) 测量弹体条件下矢量水听器阵的指向性；
- 3) 测试系统的定向精度；
- 4) 舵机噪声对定向的影响；
- 5) 测试弹体条件下水下被动声制导系统的协同动作及控制功能。

6.1.2 实验方法

水池实验测试系统由声源发射系统、接收系统、航车和数据实时显示等几部分组成。工作原理框图如图 6-1 所示。在两辆航车下分别放置发射换能器和实测弹体，接收矢量水听器阵安装在弹体头部，数据处理部分在弹尾。收发间距为 3m。由声呐信号发生器发射窄带噪声信号。矢量水听器阵接收到的四路模拟信号送给弹尾的数据处理部分，实时计算出声源相对于水听器阵的目标方位角和俯仰角，并通过串口电缆传送至水上 LED 显示目标方位信息。测量的时候，声源固定，通

过航车转台角度盘改变矢量水听器阵的方位，间接改变声源的方位。



实验水池布局

图 6-1 水池实验原理框图

6.1.3 实验环境及仪器设备

西北工业大学消声水池面积 320 平方米，现有全套丹麦声学测试仪器 20 余台件，消声水池容量为 20×8×7 立方米，是专门用于水声实验的消声水池。为了模拟海洋声学环境，消除池壁对声波的反射，水池六面体均装有吸声橡胶（尖劈）。水池配备有两台航车，收发换能器可在水池中任意位置精确移动。为了测定收发换能器水平 360° 范围内的指向性曲线，每台航车上均装有转动机构，换能器可以在水池中任意角度转动。换能器入水深度，可以利用行车上的吊杆控制。该水池可用于水声水听器的校准、参数及特性测试，各种水声设备及系统性能测试与评估及水声环境模拟等。

实验部分仪器设备如下：

信号源：BK1027 1 台；

低噪声放大器：BK2604 1 台；

滤波器：BK1612 1 台；

示波器：SS04 1 台；

计算机：PC 机 1 台；

数码显示管 2 套

低频发射换能器：弯张式发射换能器（2 只）；

接收水听器：压差式矢量水听器阵（5 只）；

6.2 矢量水听器阵定向性能测试

6.2.1 矢量水听器阵的零位校正

矢量水听器阵在出厂时，有一个零位方向，实际测量过程中，数据处理部分计算出的目标声源方向就是以这个零位为基准的。理论上，水听器十字阵每个阵元都可以当作零位，所以只要选择某一个阵元作为基准零点就可以，但在实际上，每个阵元都是有大小的，不是点源，再加上四个阵元很难保证在等分圆周的四个点上，所以，水听器的实际零位需要校正。

在全弹装配完成后，水听器阵测量的目标声源的方向要送给舵机控制部分进行打舵，所以，水听器阵的零位和舵机尾翼的零位也要重合，水池零位校正实际包括这两部分的内容。

理论上，把声源放在假定的水听器零位方向，进行实际测量，根据测量误差结果直接修正就可以了。但是，由于水听器定向测量本身就有一定误差，可能零位偏差比测向误差还小，所以不能直接测量。由于水听器阵是对称的十字结构，所以，在 $0\sim 360^\circ$ 测量中，测量误差曲线应当是对称的，通过测量误差结果的这一特性，可以进行零位校正。当然，这样修正也有平均误差，最好的方法就是在工厂里定好零位。实验中对几个测试水听器阵进行了校正，其中有一个安装偏差达 24.5° 。

6.2.2 矢量水听器阵定向测量方法

实验时，首先将弹体安装在航车上，使舵机尾翼零位正对另一个航车，记录接收航车转盘的初始角度。

在进行矢量水听器阵方向性测试前，首先要确定声源方位。实际上就是要确定声源的零方向位置，其他方向可以通过转动航车调整接收水听器阵的方向，达到间接确定声源的方向。声源零方位确定看起来简单，实际操作起来却不容易。最简单的方法就是目测，将声源放在水听器阵零位的正前方即可。但这样做误差比较大。由于收发距离比较近，根据现有条件，以舵角尾翼为零基准线，利用平行线的方法确定声源的零位置。

固定好声源位置，连接声呐信号发生器。连接弹体、数码显示单元和 PC 机。

测试步骤：

(1) 由声呐信号源发射窄带噪声信号，连续波。信号中心频率分别选 3KHz、

2KHz、1KHz,;

(2) 通过弯张式发射换能器, 在水中发射噪声信号。

(3) 由水听器阵接收发射的声波, 并将声信号转变为电信号。深弹信号处理部分进行信号处理, 生成目标方向, 送给数码显示单元和 PC 机。

(4) 通过数码管读取方位角度, PC 机监视测量数据。

(5) 每 10° 转动一次航车上的转盘, 相当于矢量水听器阵接收声源方向改变 10° , 重复上述步骤, 分别读取角度数据;

(7)整理实验数据, 并绘制矢量水听器阵的方向性图。

6.2.3 定向性能测试

矢量水听器阵固定在深水炸弹弹体的最前端, 外部有金属壳体, 弹体连接在航车下端, 弹头朝下。

- ① 收发换能器间距: 3m;
- ② 接收水听器入水: 3m;
- ③ 发射换能器入水: 3.5m;
- ④ 发射信号形式: 窄带连续噪声;

水池测试布局图见图 6-1 所示。

(1) 1 号矢量水听器误差曲线和测向曲线:

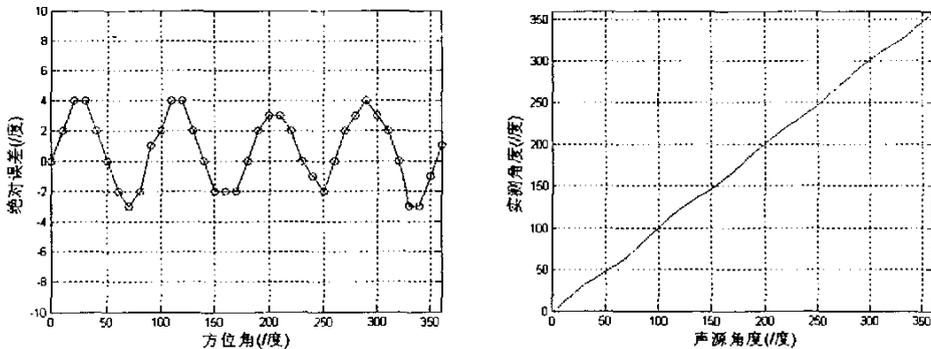


图 6-2 实测水听器定向曲线

测量时发射换能器和接收水听器的间距为 5.5m。信号: 1133, 3kHz 窄带噪声, 结果如图 6-2。

由图 6-2 可以看出, 方位角测量绝对误差在 4° 以内, 整个误差曲线呈正弦分布, 与仿真实验图 3-6 吻合。

信号调整为 1124, 频率为 2kHz 后的结果如图 6-3。

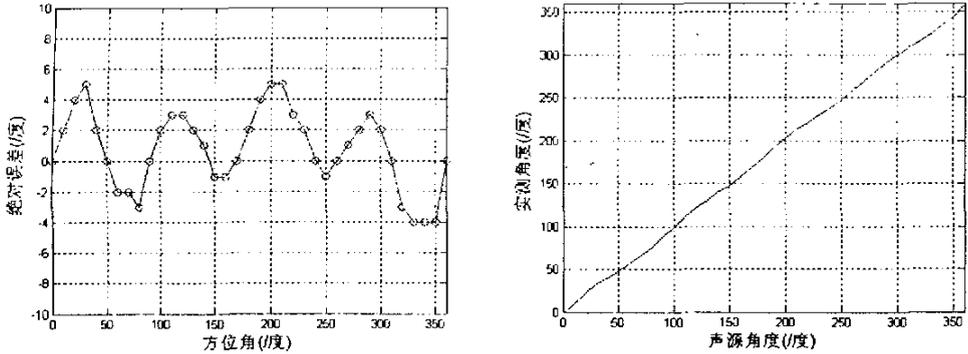


图 6-3 实测水听器定向曲线

改变频率后，由图 6-3 可以看出，测量方位角误差在 5° 以内，误差稍有扩大，但整体趋势保持不变。信号调整为 1114，频率为 1kHz 后的结果如图 6-4。

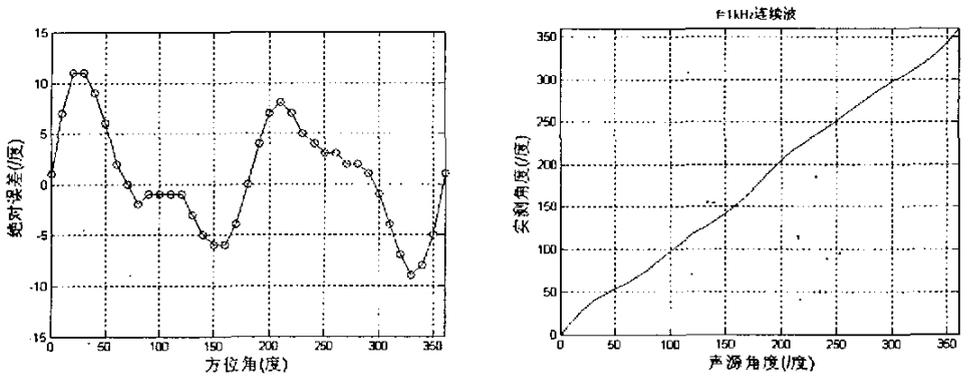


图 6-4 实测水听器定向曲线

频率继续变小，由图 6-4 可以看出，测量方位角误差在 11° 以内，误差增大明显，主要因为水池尖劈在 2KHz 以下吸声效果太差。

(2) 4 号矢量水听器误差曲线和测向曲线：

信号频率：3kHz，信号：1133，结果如图 6-5。

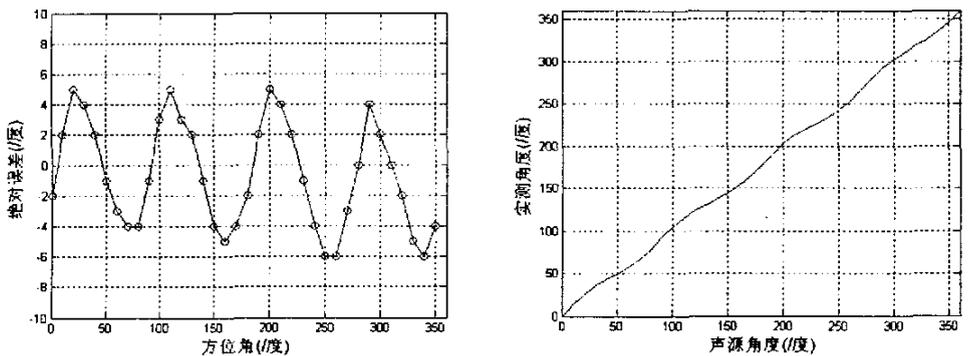


图 6-5 实测水听器定向曲线

由图 6-5 可以看出，方位角测量绝对误差在 5° 以内，整个误差曲线呈正弦分

布, 与仿真实验图 3-6 吻合。

信号调整为 1122, 频率为 2kHz 后的结果如图 6-6。

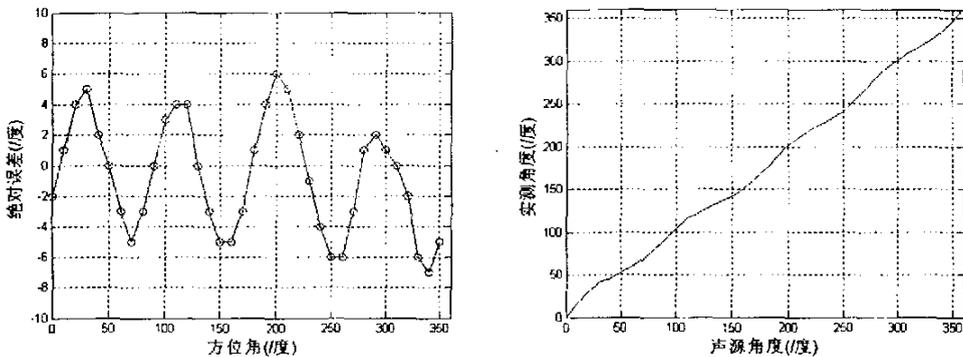


图 6-6 实测水听器定向曲线

由图 6-6 可以看出, 方位角测量绝对误差在 6° 以内, 误差稍有扩大, 但整体趋势保持不变, 和 1 号水听器基本一致。

6.2.4 实验中出现问题及解决

实验中共对 1、2、4、6、7 号水听器进行了不同次数的测量, 发现如下几个问题:

- (1) 零度数据跳变问题。当声源目标在 0° 时, 个别水听器测量角度有较大的跳变出现, 几个有规律的值分别是 0、36、72、108, 还有这几个值附近的值。
- (2) 测量角度倒序排列。目标从 $0^\circ \sim 360^\circ$ 变化时, 测量角度为 $360^\circ \sim 0^\circ$ 。
- (3) 测量角度和实际角度相差 90° 或 180° 。
- (4) 水听器零位安装偏差 90° 。

问题(1), 可以看出, DSP 软件在计算零度角时, 出现了问题, 而在其他角度正常。同样的算法, 只有个别的水听器出现这样的问题, 正说明出现问题的水听器的目标声源在真正的零位, 没出现问题的水听器的目标零位可能是 2° 、 3° 、 359° 等, 所以很少出现零位跳变现象, 没有发现问题, 不是问题不存在。

针对出现的问题, 对 DSP 处理算法程序进行了详细的分析。结果发现, 程序对最后的输出结果进行了平滑处理, 但就是在临界点 0° 和 360° 地方出现了矛盾。修改后程序经反复测试, 再没有发现零位跳变出现。

问题(2)的出现, 经分析, 是水听器阵坐标系定义和实际相反, 实际定义应为反时针方向, 而水听器阵为顺时针方向。所以出现实际测量中测量值反序的问题。例如, 目标方位为 45° , 实际测量结果为 315° , 要解决这个问题, 有两种途径, 一是用软件修正, 二是改动硬件。经过分析推理, 最终发现只需要把四路信号中

的 2 路和 4 路信号互换位置, 就可以达到目的。由于软件改动将会使程序难以理解, 而硬件改动又不是很麻烦, 所以最终采用改动硬件。

问题(3)的出现, 首先排除了软件错误, 最后经过排查硬件连接, 发现是 4 路信号连接错位。如果信号 1 接 2, 2 接 3, 3 接 4, 4 接 1, 正好就出现每个测量角度比实际少 90° 的问题, 同理, 再差一位就会出现相差 180° 的问题。当然, 如果向相反方向错位, 就会比实际值多 90° 或 180° 。经过调整 4 路信号, 问题解决。

问题(4)和前面几个解决方法类似, 弹体安装偏差 90° , 相当于 4 路信号错位, 由于弹体卡环位置固定, 无法调整, 所以, 解决的办法还是和上边一样, 通过调整 4 路信号接线来解决问题。

6.3 舵机噪声影响测量分析

舵机安装在弹体上, 当进行打舵时, 会产生一个瞬时尖峰脉冲, 而且, 脉冲低频分量比较丰富, 可能对水听器的定位产生很大影响。需要对舵机噪声对定向的影响进行实际测量。

实验时, 先不接舵机控制板, 进行定向测量, 记录下数据。然后, 连接舵机控制板, 使舵机每十秒钟打舵一次, 4 个舵片依次打舵, 记录测量数据。然后比对两次测量数据, 分析舵机打舵对定向的影响。

从测量数据可以看出, 每隔十秒钟左右, 定向角度都会出现一定幅度的跳变, 从跳变的幅度看, 大概有 $3^\circ \sim 7^\circ$ 左右。比对以前的数据可以确定, 这个误差就是由于舵机噪声引起的。经分析, 舵机噪声无法消除, 只能从软件算法进行剔除。

经软件剔除后, 测量误差减小到 2° 以内, 基本满足测量要求。

6.4 系统协同动作及控制功能测试

测试原理框图如图 6-7 所示, 水池布局同图 6-1 所示。深弹固定在水池转台上, 入水 3m。发射声源固定在离深弹接收水听器阵 3m 处, 入水 3m。发射声源不动, 由转台转动深弹接收水听器阵, 以接收来至 $0^\circ \sim 360^\circ$ 范围内的发射信号。首先由放置于深水炸弹弹体头部的矢量水听器阵探测弯张换能器的发射信号, 经过判断, 若确认为目标声源信号, 就通过信号处理模块即测向电路调用程序计算俯仰角及方位角。通过转动转台可以变换深水炸弹弹体头部矢量水听器的方位, 从而变换方位角。在控制电路获得计算结果后, 就会控制舵机打舵。运算电路同时会通过

深水炸弹尾部的电缆将俯仰角和方位角的信息传送给数码显示和计算机实时监测。

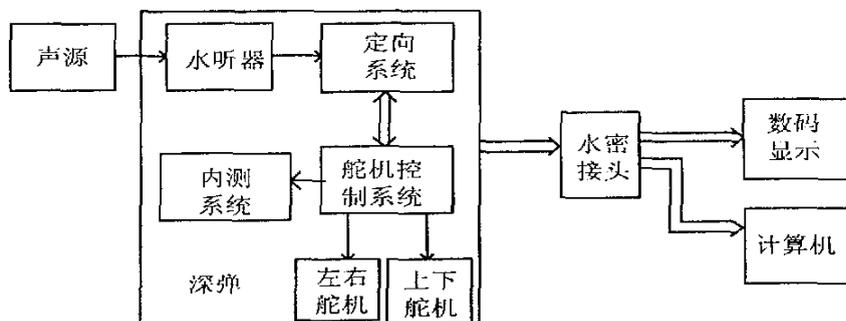


图 6-7 测试原理

舵机打舵方式是：系统上电，接收到第一个目标信号后，舵机立即打舵。以后当接收方位数据变成另一个象限时才进行打舵。例如，目标现在在 30° ，下个数据为 60° ，舵机不动作，若下个数据为 120° ，舵机才相应打到第 2 象限。深弹相对于目标方位角的变化，可由水池转台手动控制。实验中，每 10° 转动一次角度，并观察舵机工作性能。深弹相对于目标的方位角，可通过数码管显示器并给出读数；舵机的工作性能及输出角度由舵机输出信号决定。测试结果记入表 6-1 中。可以看出，舵机控制部分工作正常，达到了设计要求。

表 6-1 舵机协同动作测试

方位角($^\circ$)	0—90	90—180	180—270	270—360
象 限	1	2	3	4
舵机动作	正常	正常	正常	正常

另外，测向系统同时向内测系统提供目标方向，经实验发现内测系统数据记录格式错误，其他部分正常。

6.4 定向系统与内测系统的定向比对

内测记录系统主要由 PC104 嵌入式计算机、A/D 转换模块、VG5100 惯性测量单元、压力水听器、电源、水密接插件、开关等组成。记录的数据包括：工作时间、深度信号、声响输出的方位角、俯仰角信号、舵机打舵信号、弹体姿态信号、沿弹体三个轴的加速度信号、绕弹体三个轴的角速度信号。其中，弹体的角度信号是通过对角速度进行一次积分获得的；弹体的速度信息是通过对加速度进行一

次积分获得的；弹体的位移信息是通过加速度进行二次积分获得的。由于声呐坐标系与弹体坐标系是一致的，因此理论上声呐定向与内测系统测量的弹体变化趋势应该一致。

1) 实验过程：

声源深度 5m，弹体用航车吊杆固定，放入水中 3m，绕一个固定方向旋转一周后，每隔 10 秒左右转台旋转 30° ，共旋转 1 圈，然后将弹体提出水面，取出实验数据。

2) 实验结果及分析

实验中，内测系统根据定向系统输送的目标方位角度，确定起始角度，然后根据姿态传感器计算弹体旋转角度。弹体的旋转角度与目标声源的改变角度应当一致，所以两者可以互相验证。截取一段有效数据，通过数据处理得到弹体绕弹轴的旋转角度，它与声呐输出的方位角变化趋势对比如图 6-8 所示：

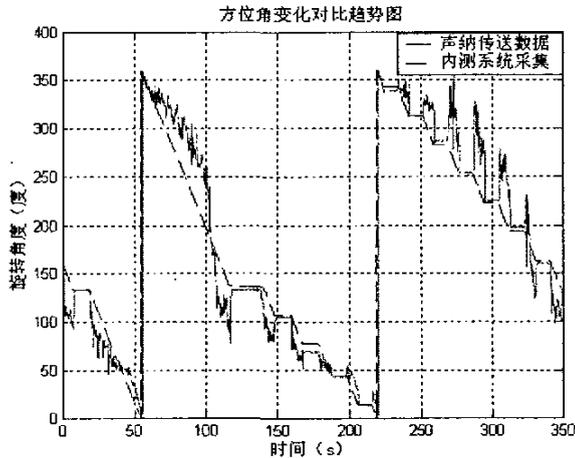


图 6-8 方位角变化对比趋势图

由图 6-8 可以看出，声呐所给出的数据和内测系统测量的数据变化趋势相当吻合，实验转动中有停顿的现象也在图上得到了充分的说明。图示中有毛刺的地方误差较大，主要是由于航车转动时的噪音引起的，在停顿的十秒钟内，两者吻合比较好。

6.6 实验分析

通过实验可以得出以下结论：

水听器阵对 3KHz 窄带噪声信号具有较好的定向功能；深弹舵机控制系统功能正常；在水池弹体条件下，3KHz 噪声信号定向系统方位角估计均方误差为 $2\sim 4^\circ$ ，

达到设计要求；2KHz 噪声信号时定向系统方位角估计均方误差最大到 5.9° ，效果较差，主要是因为水池在 2KHz 以下吸声效果差引起的。1 号弹头具有良好的定向性能，均方误差在 3° 以内。

方位角的测量结果在 3kKHz 的发射频率较好，随着频率的降低，由于矢量水听器阵的空间指向性能变差以及由于水池的吸声效果变差而导致的反射和多途加剧，造成误差增大。由于矢量水听器阵的最小响应并不为零，会造成当目标出现在 0° 、 90° 、 180° 和 270° 附近时的估计误差偏大。由于矢量水听器阵放置在深水炸弹的前端，外部有金属壳体，金属壳体会对矢量水听器阵的定向精度造成一定影响。造成测量误差偏大的原因主要是由于水池实验中的多径干扰造成的。

本章小结

水池实验在弹体条件下对系统硬件和软件进行了测试，对舵机噪声对定向的影响进行了实验，分别对多个频带连续信号的水听器阵空间指向性和系统定向性能进行了实验。解决了实验中出现的输出目标角度零位跳变问题、倒序现象、整体偏差 90° 或 180° 现象和水听器零度校正等问题，对软件进行优化与更新。给出了具有实际应用价值的测试方法、实验数据和实测曲线。最后给出了部分实验测试数据和测向精度的有关结论：在水池弹体条件下，3KHz 噪声信号定向系统方位角估计均方误差为 $2^\circ\sim 4^\circ$ ，达到设计要求；2KHz 噪声信号时定向系统方位角估计均方误差最大到 5.9° ，效果较差，主要是因为水池在 2KHz 以下吸声效果差引起的。1 号弹头具有良好的定向性能，均方误差在 3° 以内。舵机噪声经过软件处理，基本不影响系统对目标的定向。水池实验结果证明，该定向系统具有较高的定向精度和可靠的稳定性，经过相关准备，可以进行湖上实验。

第七章 系统湖上实验

该系统经过水池实验，基本定向性能得到验证。在水池条件下，由于受到多种因素限制，只能测试系统接近理论的定向特性，为了进一步验证系统的定向性能，进行了湖上多种状态下的定向实验。本章介绍了该系统湖上实验的基本情况，重点分析了系统静态和动态情况下方位角和俯仰角的定向精度。

7.1 方位角测向实验

(1) 方位角测量(俯仰角 90°)

实验过程：弹体和吊放铁杆固定，每次旋转 30° ，旋转一周，测量方位角。

实验数据处理分析：

根据读取的测量数据，用 matlab 软件分析测量精度，如图 7-1：a 图是声源所在的实际方位角度和定向系统实际测量方位角对比图，b 图为声源在不同位置方位角的绝对误差图，下同。

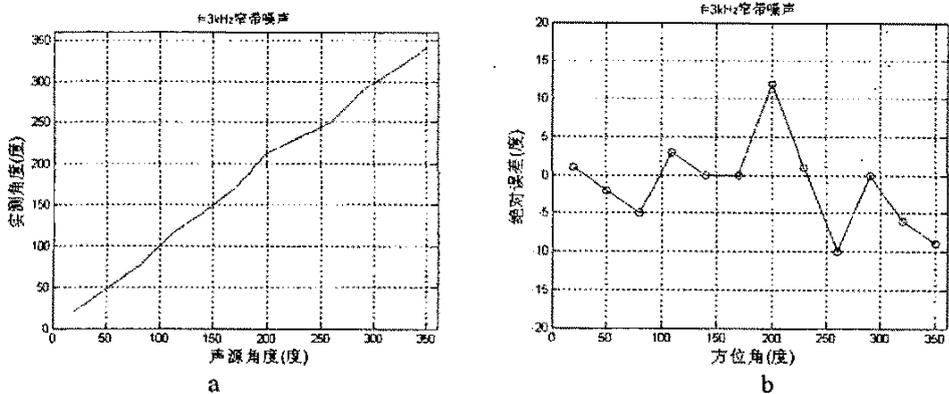


图 7-1 方位角在不同角度的测向及误差曲线

从图 7-1a 可以看出，测量方位角随声源角度的改变而改变，说明系统工作正常。从图 7-1b 中可以看出，目标在 200° 时，出现最大定向误差 12° ，测量结果均方误差为 5.8° 。

实验条件不改变，重复旋转吊杆一周，改变声源方向，测量目标声源方位角。测量结果如图：从图 7-2b 中可以看出，目标在 200° 时，出现最大定向误差 10° ，

均方误差为 5.3° 。可以看出，2 次测量结果基本一致，第二次测量误差减小 0.6° ，误差曲线趋势没变，测量稳定性比较好。

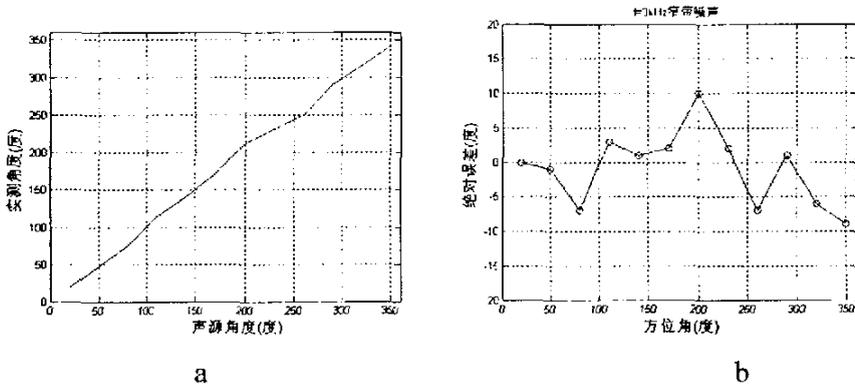


图 7-2 方位角在不同角度的测向及误差曲线

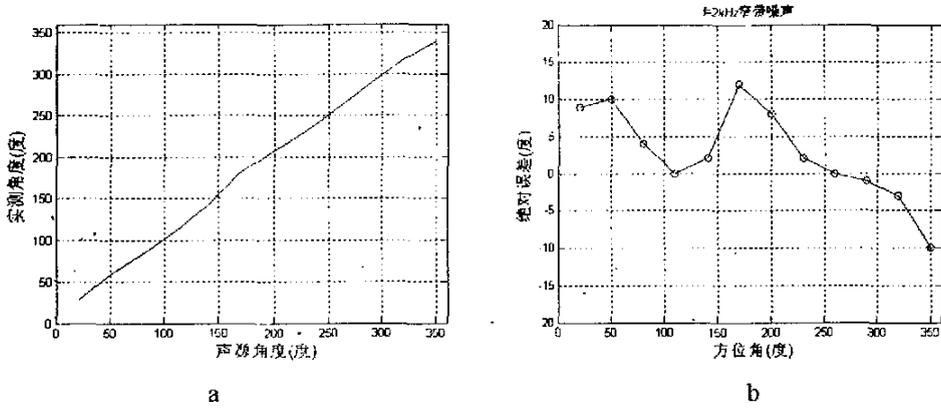


图 7-3 方位角在不同角度的测向及误差曲线

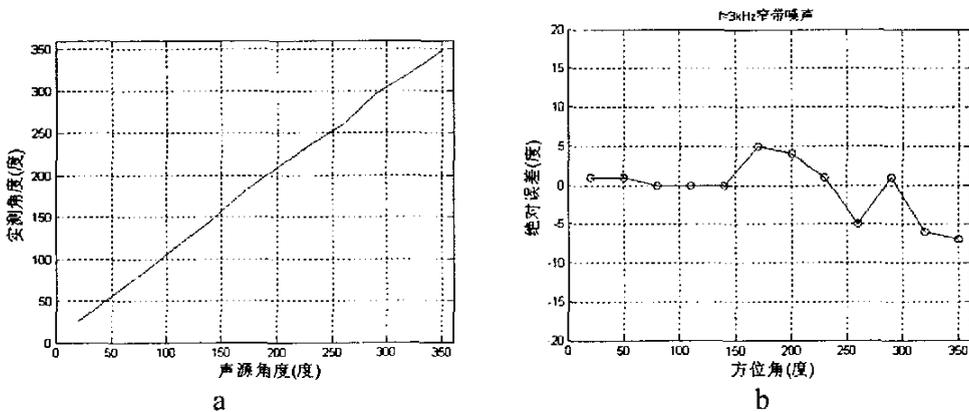


图 7-4 方位角在不同角度的测向及误差曲线

改变声源发射信号频率，其他实验条件相同，测量结果如图 7-3；

从图 7-3 中可以看出，目标在 170° 时，出现最大定向误差 12° ，均方误差为 6.6° ，系统误差变大。

(2) 方位角测量(俯仰角 45°)

加大声源的深度, 实验过程和其他实验条件不变。

实验数据处理分析: 根据读取的测量数据, 分析系统测量精度, 如图 7-4:

从图 7-4b 中可以看出, 目标在 350° 时, 出现最大定向误差 -7° , 均方误差为 3.6° 。

其他实验条件不变, 降低信号发射频率, 测量结果如图 7-5b: 目标在 20° 时, 出现最大误差 9° , 均方误差为 3.9° 。

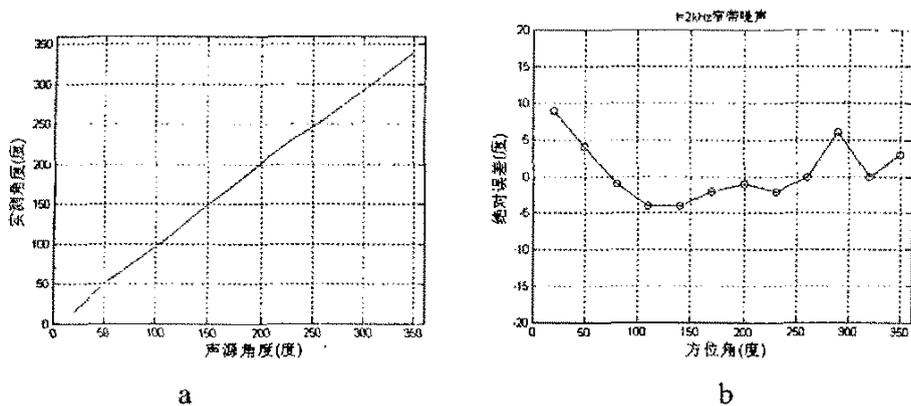


图 7-5 方位角在不同角度的测向及误差曲线

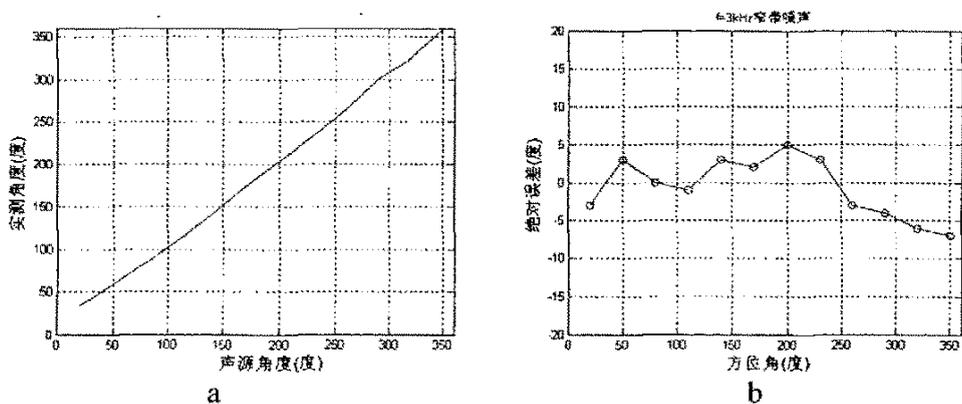


图 7-6 方位角在不同角度的误差曲线

(3) 方位角测量(俯仰角 26°)

加大声源的深度, 实验过程和其他实验条件不变。

实验数据处理及分析:

根据读取的测量数据, 分析系统测量精度, 如图 7-6:

从图 7-6b 中可以看出, 目标在 350° 时, 出现最大定向误差 -7° , 均方误差为

3.8°。

其他实验条件不变，改变信号发射频率，测量结果如图 7-7b：日标在 20 和 50° 时，出现最大误差 14°，均方误差为 8.5°。从这个结果可以看出，定向误差变大。

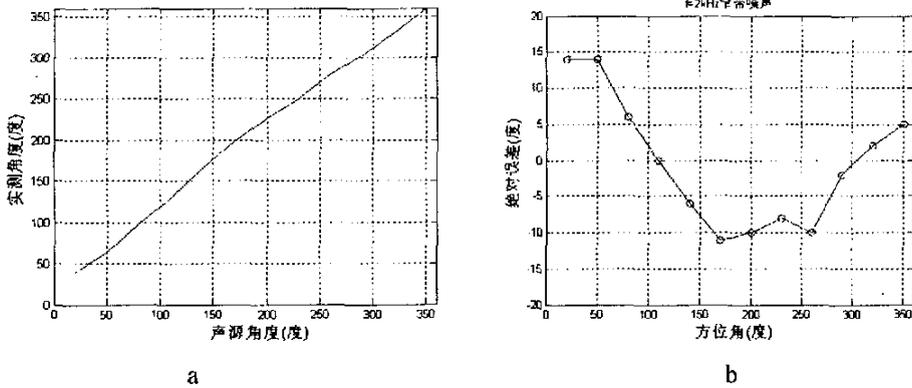


图 7-7 方位角在不同角度的测向及误差曲线

(4) 目标声源为小俯仰角

加大声源的深度，实验过程和其他实验条件不变。

实验数据处理及分析：

根据读取的测量数据，分析测量精度，如图 7-8：

从图 7-8b 中可以看出，目标在 170° 时，出现最大定向误差 10°，均方误差为 5.8°。

其他实验条件不变，调整声源与弹体距离，相当于目标俯仰角为：6.2°。测量结果如图 7-9b 所示：日标在 200° 时，出现最大误差 16°，均方误差为 10.6°。

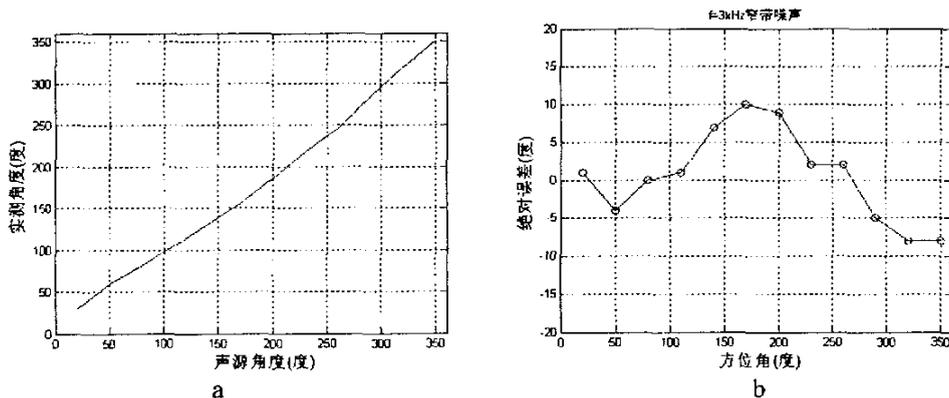


图 7-8 方位角在不同角度的误差曲线

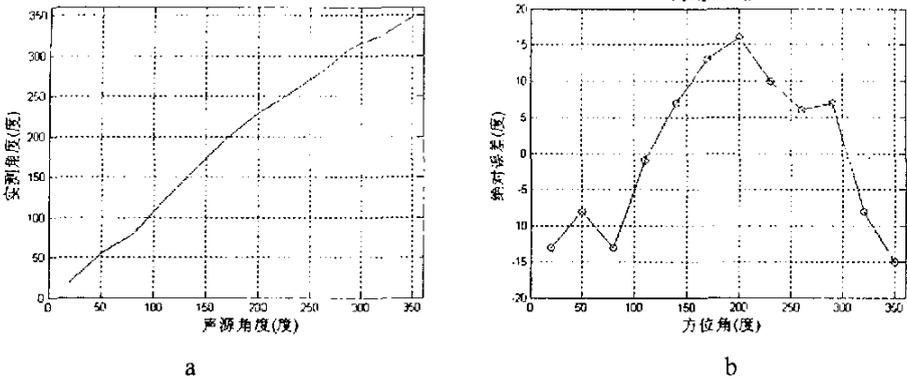


图 7-9 方位角在不同角度的测向及误差曲线

其他实验条件不变，调整声源与弹体距离，相当于目标俯仰角为：2.8°。测量结果如图 7-10：目标在 200°时，出现最大误差 24°，均方误差为 16.5°。由此结果可以说明，在俯仰角很小的情况下，制导声呐的定向精度变低。

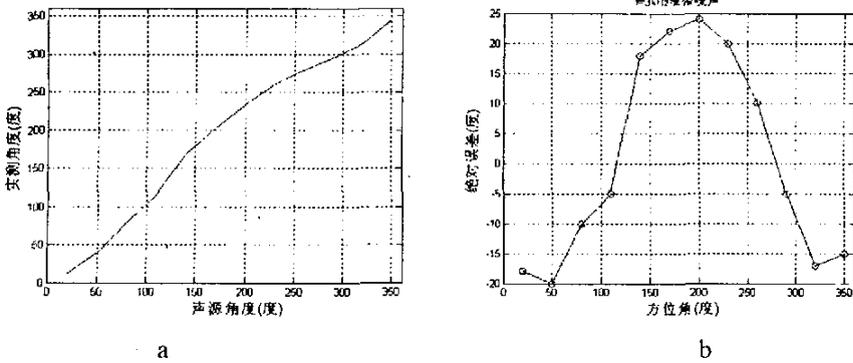


图 7-10

方位角在不同角度的测向及误差曲线

从以上 4 次静态方位角的定向实验结果可以看出：

低频信号定向精度比高频信号低；声源与弹体距离变近，定向精度变差；如实验 7.1.4 距离变小时，其他条件不变，定向均方误差分别为：5.8、10.6 和 16.5 °。实际上，距离变近是俯仰角变小的过程，即随着俯仰角变小，方位角测量误差变大，与理论仿真结果 3-5 图基本吻合。俯仰角小于 6°，方位角误差已经达到 5.8°。因为目标直径比目标长度要小的多，在近距离方位角已经基本不变，俯仰角相对变化大，所以，近距离时俯仰角比方位角更重要。

(5) 方位角测量(内测系统供电)

实验过程不变，声源俯仰角为 26°，系统供电方式改为内测系统供电，其他实

实验条件不变。

实验数据处理及分析：根据读取的测量数据，分析测量精度，如图 7-12:

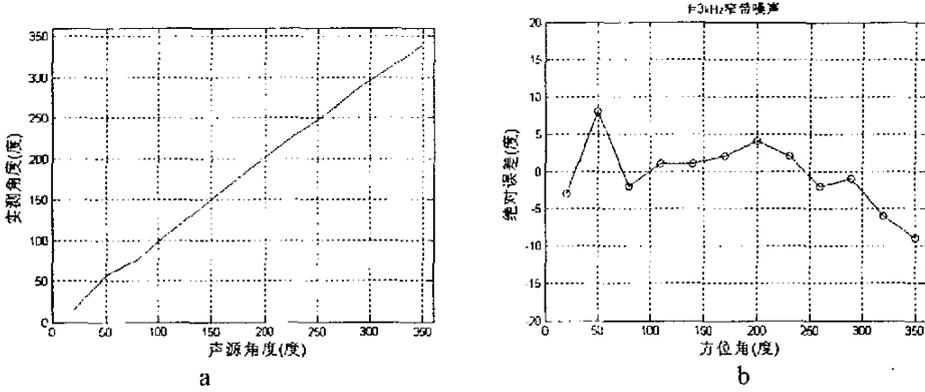


图 7-12 方位角在不同角度的测向及误差曲线

从图 7-12b 中可以看出，目标在 350° 时，出现最大俯仰角误差 -9°，均方误差为 4.3°。

其他实验条件不变，改变声源与弹体距离，相当于目标俯仰角大约为：11°。

测量结果如图 7-13：目标在 110° 时，出现最大误差 -9°，均方误差为 5.3°。

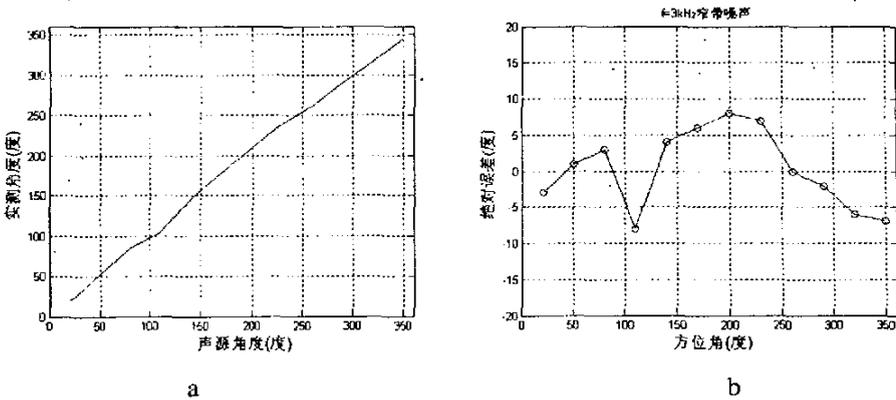


图 7-13 方位角在不同角度的测向及误差曲线

7.2 俯仰角定向实验

实验过程不变，方位角测量改为俯仰角测量，其他实验条件不变。

实验数据处理及分析：

根据读取的测量数据，分析系统测量精度，如图 7-14a:

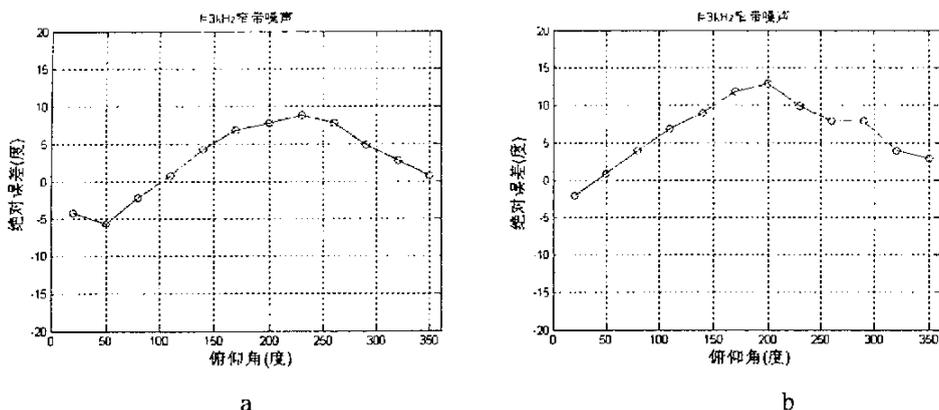


图 7-14 俯仰角在不同角度的误差图

测量结果如图 7-14a: 目标在 230° 时, 出现最大误差 9° , 均方误差为 5.4° 。

其他实验条件不变, 改变声源与弹体距离, 测量结果如图 7-14b: 目标在 200° 时, 出现最大误差 13° , 均方误差为 7.6° 。

其他实验条件不变, 改变声源与弹体距离, 测量结果如图 7-15: 目标在 200° 时, 出现最大误差 6° , 均方误差为 3.6° 。

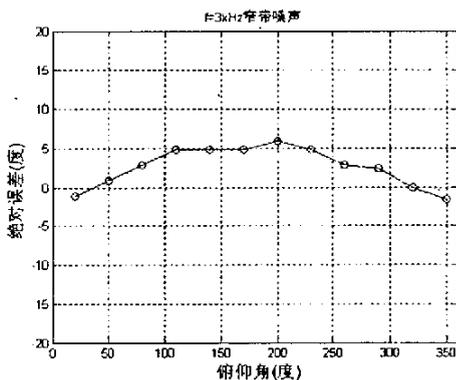


图 7-15 俯仰角在不同角度的误差图

根据实验布设, 声源俯仰角分别为 22.1° 、 9.2° 和 5.1° 时, 从实验结果可以看出, 俯仰角的定向精度提高。最后进行了系统动态定向实验, 分别在旋转弹体和自由下落等多种状态测试系统的定向性能。动态结果显示, 系统方位角和俯仰角定向精度比静态变低。

湖上实验从总体来看, 静态实验的方位角定向符合较好, 俯仰角变化较大。弹体在旋转情况下也有较好的定向性能, 稳定性好, 弹体自由下落时, 方位角、俯仰角定向精度变差。

本章小结

本章主要介绍了系统湖上实验情况，分别测试弹体的声呐制导在静态、动态情况下的制导性能；考察实验弹体旋转下的定向和自由下落运动过程中的定向精度等。检验了弹体在实际工作情况下的可靠性。实验中，分别对目标声源在不同距离、不同深度的情况进行了定向测试。系统静态方位角定向均方误差可以达到 3.6° ，俯仰角定向均方误差可以达到 3.6° ，比水池实验的 $2-4^\circ$ 稍有降低。俯仰角在大约 10° 时，定向误差约 5.8° 。在弹体连续旋转情况下，系统定向和内测系统基本吻合，定向性能比较好。通过实验发现，系统方位角定向在静态基本达到要求，动态情况下方位角和俯仰角精度还有待改善。

第八章 全文总结

8.1 论文总结

本文是结合在研课题“水下目标被动声制导系统的研究”而展开的。论文重点对该研究中几个关键技术进行了理论分析和实验研究。论文的创新点与贡献主要有以下方面：

1) 推导了基于压差式矢量水听器阵的定向算法，建立了方位角和俯仰角的计算公式；在宽带噪声情况下，分析了信噪比、水听器阵尺寸和采样点数等参数对测向精度的影响；给出了具有重要研究价值的仿真数据及结论。

2) 根据水下目标辐射噪声的特征，建立了目标三点源辐射噪声模型，并对该模型进行了仿真，得出了有应用价值的结论。

3) 完成了以高速 DSP 和 CPLD 芯片为核心的信号处理机的实验室调试。在此基础上，同时完善并改进了软件的优化设计与调试，主要包括：系统测向优化算法和系统与外部计算机通讯软件等。

4) 完成了声信号处理系统的水池实验和湖上实验，并解决了实验中出现的多个疑难技术问题，给出了具有应用价值的仿真结果、实验数据和实验结论。

8.2 有待进一步研究的问题

基于压差式矢量水听器阵的定向系统在深弹中应用是一个全新的研究课题，涉及到许多复杂的问题，目前国内外尚无该技术在深弹中应用的相关报导。由于时间和经费限制，该研究还存在以下问题需要进一步研究：

- ① 近场情况下，目标作为体积目标，区别它的不同部位需作进一步研究；
- ② 俯仰角精度还需要进一步改进；
- ③ 多目标情况下系统的定向方法等问题。

参考文献

- [1] 夏志军: 火箭式深弹武器系统的现状与发展. 舰载武器, 2002(2):P41-45
- [2] <http://www.losn.com.cn/kxyfm/weapon/38.htm>
- [3] 杨士莪. 矢量水听器及其应用前景. 声学技术, 2002 年增刊: 1-3
- [4] 王昭. 小基阵高精度声测被动定位的研究. 西北工业大学博士学位论文, 1999
- [5] 李启虎. 声呐信号处理引论. 海洋出版社, 2000
- [6] 王永强. 水下声制导技术信号处理技术的研究实现. 西北工业大学硕士论文, 2004:
- [7] 田坦, 刘国枝, 孙大军. 声呐技术. 哈尔滨工程大学出版社, 1999
- [8] 陈华伟, 赵俊渭等. 两种声学阵列的定向精度分析与仿真. 声学与电子工程, 2001(3): P12-15
- [9] Robert Hickling, Wei Wei. Use of pitch-azimuth plots in determining the direction of a noise source in water with a vector sound-intensity probe. J. Acoust. Soc., Am. 97, P856-866(1995)4
- [10] 惠俊英, 刘宏等. 声压振速联合信息处理及其物理基础初探. 声学学报, 2000, 25(4):
- [11] 刘勋. 体积目标的被动声定向方法和尺度估计研究. 西北工业大学博士学位论文, 2000: P55-80
- [12] 刘勋, 相敬林等. 基于声强向量法和声压梯度法的水中目标定向. 兵工学报, 2001(22): P90-94
- [13] Shchurov V A. A use of acoustics intensity measurement method in underwater acoustics (Modern Achievements and Prospects). Proc. Euro-Noise 98. Munchen. Germany. 1998
- [14] 马晓民. 定向声呐浮标偶极子方向性畸变分析. 声学与电子工程 P31-35, 1993, 第一期
- [15] 肖国有等. 声信号处理及其应用. 西北工业大学出版社, 1994
- [16] 王二庆. 深弹被动优化测向算法与实现. 西北工业大学硕士论文, 2005: 15-16, 23
- [17] 时胜国, 杨德森. 矢量水听器的源定向理论及其定向误差分析. 哈尔滨工程大学学报, 2003(4):P132-135
- [18] 孙贵青, 杨得森等. 基于矢量水听器的水下目标低频辐射噪声测量方法研究. 声学学报, 2002(9):P429-434
- [19] 孙贵青, 杨得森等. 基于矢量水听器的最大似然比检测和最大似然方位估计. 声学学报, 2003(1):P66-72
- [20] J 《Implementing Fast Fourier Transform Algorithms of Real-Valued Sequences With the TMS320 DSP Platform》. SPRA291.PDF TEXAS INSTRUMENTS, 2001

- [21] 《Implementation of the Double-Precision Complex FFT for the TMS320C54x DSP》. SPRA554B.PDF, TEXAS INSTRUMENTS,2001
- [22]avffret C G, Musso C J. New Results in Target Motion Analysis. Underwater Defence Technology, 1991
- [23]胡广书.《数字信号处理——理论、算法与实现》. 清华大学出版社, 1999
- [24]李刚.《数字信号微处理器的原理及其开发应用》. 天津大学出版社, 2000
- [25]《MAX274, MAX275, MAX274 EVKIT, Software 4th- and 8th-Order, Continuous-Time Active Filters》MAX274-MAX275 EVKIT.PDF. Maxim Integrated Products Data Sheet. 1996
- [26]《Four-channel, Simultaneous sampling Fast 12-bit ADC— AD7864》. ANALOG DEVICE,1998
- [27]《TMS320VC5409 FIXED-POINT DIGITAL SIGNAL PROCESSOR》. TEXAS INSTRUMENTS,2000
- [28]《TMS320C54x DSP Reference Set》 Volume 5: Enhanced Peripherals.TEXAS INSTRUMENTS Application Report.1999
- [29]《TMS320C54x DSP Reference Set》 Volume 1: CPU and Peripherals. TEXAS INSTRUMENTS Application Report,1996
- [30]《TMS320VC5409 Bootloader Technical Reference》, TEXAS INSTRUMENTS Application Report,1997
- [31]彭启琮.《TMS320C54X 实用教程》. 电子科技大学出版社, 1999
- [32]《TMS320C54x DSP Library Programmer's Reference》. SPRU518C., TEXAS INSTRUMENTS,2002
- [33]宋万杰, 罗丰, 吴顺军.《CPLD 技术及其应用》. 西安电子科技大学出版社, 1999.
- [34]Max705-Max813L DataSheet. 2001 Maxim Integrated Products.
- [35]潘勤昇. 主动定向声呐浮标及系统. 声学与电子工程, 1988(1):P25-30
- [36]王念旭等.《DSP 基础与应用系统设计》. 北京航空航天大学出版社, 2001
- [37]王士元.《C 高级实用程序设计》. 清华大学出版社, 1996
- [38]胡家雄. 从潜艇水下噪声中分离出螺旋桨噪声的研究. 舰船科学技术, 1997(6):23-27
- [39] 田坦等. 水声对抗应用中的应答技术. 水声对抗, Vol.3,1996.3
- [40]汤渭霖. 潜艇回波的逼真模拟方法. 水声对抗, Vol.3,1996.3
- [41]楼顺天, 李博菡.《基于 MATLAB 的系统分析与设计——信号处理》. 西安电子科技大学出版社, 1999

发表论文和参加科研情况说明

1、发表论文：2篇

(1) 韩引海，孙勇，赵俊渭。“遗传算法在矢量传感器对水下目标进行定向中的应用”，《电子与信息学报》，2005年7月录用。

(2) 韩引海，孙勇，赵俊渭。“水下目标定向及遗传算法仿真”，《计算机仿真》，2005年11月录用。

2、参加科研项目：

(1) 水下目标被动声制导系统的研究，横向课题(2004.3-2006.2)；

(2) 鱼雷报警声引信的研究，横向课题(2004.6-2006.2)；

致 谢

首先，要感谢我的导师赵俊渭教授。从论文选题、方案论证、电路调试，到水池实验和湖上实验，他都亲自参加，精心指导，给予我极大的帮助，为论文的顺利完成提供了保证。导师渊博的专业知识，务实的工作态度以及勤勉的工作精神，都给我留下了深刻的印象。导师对我生活上的关心，工作上的严格要求，令我感动。

其次，在学习与研究中，得到了杨士莪院士、孙进才教授、孙超教授、李钢虎教授等，还有陈华伟博士、王尚斌博士、白银生博士、张艳萍博士、李金明博士、王二庆硕士、周明硕士、张银兵硕士、张法利硕士、邵长银女士等的许多帮助，海军 91388 部队的各级领导和组织以及我的家人也给了我很大的帮助，在此谨向他们深表谢意。强军计划的战友们和我度过这难忘的几年，对他们在学习与生活中的帮助深表谢意。

最后，我感谢在学习与生活上关心我的所有人。他们给了我巨大的帮助、支持和鼓励，才使我的学业得以顺利完成。

西北工业大学 学位论文知识产权声明书

本人完全了解学校有关保护知识产权的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属于西北工业大学。学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版。本人允许论文被查阅和借阅。学校可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。同时本人保证，毕业后结合学位论文研究课题再撰写的文章一律注明作者单位为西北工业大学。

保密论文待解密后适用本声明。

学位论文作者签名：韩引海

指导教师签名：赵俊卿

2006年3月23日

2006年3月23日

西北工业大学 学位论文原创性声明

秉承学校严谨的学风和优良的科学道德，本人郑重声明：所提交的学位论文，是本人在导师的指导下进行研究工作所取得的成果。尽我所知，除文中已经注明引用的内容和致谢的地方外，本论文不包含任何其他个人或集体已经公开发表或撰写过的研究成果，不包含本人或其他已申请学位或其他用途使用过的成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式表明。

本人学位论文与资料若有不实，愿意承担一切相关的法律责任。

学位论文作者签名：韩引海

2006年3月23日