



南京大學

本科畢業論文

院 系 _____ 物理學院 _____

專 業 _____ 聲學 _____

題 目 基於 FPGA 的相控參量揚聲器的優化設計

年 級 2018 級 學 號 181840060

學生姓名 _____ 馮嘉軒 _____

指導教師 陳鎰 職 稱 副教授

提交日期 _____ 2022 年 5 月 15 日 _____



南京大学本科毕业论文（设计） 诚信承诺书

本人郑重承诺：所提交的毕业论文（设计）（题目：基于 FPGA 的相控参量扬声器的优化设计）是在指导教师的指导下严格按照学校和院系有关规定由本人独立完成的。本毕业论文（设计）中引用他人观点及参考资源的内容均已标注引用，如出现侵犯他人知识产权的行为，由本人承担相应法律责任。本人承诺不存在抄袭、伪造、篡改、代写、买卖毕业论文（设计）等违纪行为。

作者签名：冯嘉轩

学号：181840060

日期：2022年3月3日

南京大学本科生毕业论文（设计、作品）中文摘要

题目：基于 FPGA 的相控参量扬声器的优化设计

院系：物理学院

专业：声学

本科生姓名：冯嘉轩

指导教师（姓名、职称）：陈锴 副教授

摘要：

高指向性音频声束在音频领域具有重要应用价值，一直是学术界的研究热点。与传统扬声器相比，基于参量阵原理的参量扬声器可以获得高指向性的音频声束，兼具有小型化、低功耗等优点。相控参量扬声器将音频信号调制在超声信号上，再由超声换能器发射，发射的声波在介质中传播时经过非线性自解调过程，产生了具有高度指向性的音频声波，同时通过人为补偿不同通道间的相位延迟，达到偏转高指向性音频声束的效果。相控参量扬声器的通道数较多，如何提高系统的计算效率以获得更精确的波束偏转效果同时抑制旁瓣水平，是目前相控参量扬声器研究的重点之一。本文从参量阵的工作原理出发，引入了参量扬声器工作原理中重要的近似方程 KZK 方程，使用高斯波束展开法计算了参量扬声器的声场分布并进行了相应的仿真工作，并对相控参量扬声器偏转后的音频声束进行了仿真。本文基于现场可编程逻辑门阵列（FPGA）平台完成了相控参量扬声器的实验原型设计，使用自主设计的自动化二维扫场系统对实验原型的辐射声场进行了测量，并针对测量结果提出了提升实验原型装置性能的改进方案。

关键词：参量阵；相控原理；非线性声学；相控参量扬声器；高斯波束展开法

南京大学本科生毕业论文（设计、作品）英文摘要

THESIS: Design of Phased Array Parametric Acoustic Loudspeaker based on FPGA

DEPARTMENT: School of Physics

SPECIALIZATION: Acoustics

UNDERGRADUATE: Jiaxuan Feng

MENTOR: Associate Professor Kai Chen

ABSTRACT:

How to obtain highly-directional audible sound beam has long been one of researchers' major interests. Based on the theory of nonlinear acoustics, the theory of Parametric Acoustic Array (PAA) is proposed and applied to the making of Parametric Acoustic Loudspeakers (PAL) prototypes. Depending on the nonlinear acoustic effect of two ultrasonic waves, PAL could utilize the ultrasonic signal as the signal carrier of the desired audible signal and transmit the signal to ultrasonic transducers. After the process of self-demodulation, highly directional audible sound beam would be available in air thanks to the super-directivity of primary ultrasonic beams. Phased Array PAL applies the principle of phased array to PAL and allows researchers to steer the emitted sound beams. With multiple channels, Phased Array PAL requires high computation efficiency to advance the precision of steering angle and to further suppress sidelobes. Our thesis introduces the theory of Parametric Acoustic Array and completes calculation and numerical simulation of parametric acoustic loudspeaker using Gaussian beam expansion method. Also, our thesis employs Field Programmable Gate Array (FPGA) hardware to finish a prototype of Phased Array PAL and make measurements of the prototype's operation. After all the experiments, the thesis proposes improvement scheme for the prototype.

KEY WORDS: Parametric Acoustic Array; Phased Array Parametric Array Loudspeaker; Field Programmable Gate Array; Gaussian beam expansion

目录

南京大学本科生毕业论文（设计、作品）中文摘要	I
南京大学本科生毕业论文（设计、作品）英文摘要	II
目录	III
第一章 绪论	1
1.1 研究背景	1
1.2 相关工作	2
1.3 本文主要工作	3
1.4 本文结构	3
第二章 理论与仿真计算	5
2.1 Gauss 波束展开法计算参量扬声器声场	5
2.1.1 理论	5
2.1.2 超声场仿真	9
2.1.3 音频声场仿真	11
2.2 信号处理方法	13
2.2.1 双边带调制	15
2.2.2 平方根幅度调制	16
2.2.3 单边带幅度调制	17
2.3 相控参量扬声器	17
第三章 实验原型与测量	19
3.1 基于 FPGA 的相控参量扬声器实验原型	19
3.1.1 设计原理	19
3.1.2 超声单元	19
3.1.3 FPGA	20
3.1.4 时延模型	21
3.2 自动化二维滑轨测量系统	24
3.2.1 设计原理	24
3.2.2 使用方法	25
3.3 实验结果与分析	25

3.3.1 实验装置说明.....	25
3.3.2 实验结果与分析.....	27
第四章 总结与展望.....	28
4.1 总结.....	28
4.2 未来工作.....	28
参考文献.....	XI
致谢.....	XIII

第一章 绪论

1.1 研究背景

参量扬声器(Parametric Acoustic Loudspeaker, PAL)是一种依靠超声非线性效应将音频声调制在超声信号上以获得高指向性的音频声的实验设备,可以使用相对较小的换能器辐射出高指向性的声波,具有小型化、宽频带等优点,可广泛应用于有源降噪、声学测量等领域。相控参量扬声器(Phased Array PAL)则是在参量扬声器的基础上,应用相控阵列的物理原理,通过设计补偿不同通道之间的时延达到偏转音频声波束的效果。参量扬声器的理论基于参量阵的原理(Parametric Acoustic Array),自 1963 年参量阵的概念被 Westervelt^[1]提出后,其相关研究逐渐由理论分析阶段拓展到了实验与应用阶段。相控参量扬声器具有高指向性、易小型化以及低旁瓣等特性,可以广泛应用于扩声设备、多媒体发声^[2]、有源降噪^[3]等声学系统中。然而在实际应用环境中,相控参量扬声器技术仍有一些技术难点,这些技术难点阻碍了该技术的广泛推广与应用。

相控参量扬声器利用了超声波在空气传播中的非线性交互作用,可以在介质中产生高指向性可听声声波,与传统扬声器相比,是一种间接激发音频声的技术手段。相控参量扬声器发射的音频声波能量集中,在传播过程中大部分能量集中于传播轴的附近,能量衰退相较于传统扬声器大大减小,拥有更长的传播距离。基于相控阵原理(phased array techniques),相控参量扬声器在参量扬声器的基础上,可以实现将音频声投送到任意指定方向的功能,通过信号预处理、通道加权等方法,可以有效抑制偏转波束的旁瓣水平,提升指向性。

参量阵的原理被提出后,由于其在低频时优秀的指向性响应,首先被应用于水下声纳技术^[4]中。作为声传播介质的空气拥有比水更大的声吸收系数、更小的非线性系数,因此,在空气介质中实现相控参量阵较为困难。相控参量扬声器阵列发展至今,各地的研究者已实现多种实现相控参量阵的硬件方案,实现了相控参量扬声器的小型化,目前相控参量阵领域研究的热点集中于如何使用更高效的信号处理系统与算法,以提高相控参量扬声器的电声效率,同时实现低失真度并获得可用的信号带宽。目前相控参量扬声器使用的信号处理系统主要有模拟电路、

FPGA(Field Programmable Gate Array)、DSP(Digital Signal Processing)等硬件实现方式,比较之下,FPGA 处理比传统使用的 DSP 处理拥有更高的并行计算效率。

本研究旨在设计一种基于 FPGA 硬件平台的相控参量扬声器实现方案,利用 FPGA 平台的并行计算能力实现偏转波束的信号处理算法,以提高相控参量扬声器多通道控制的效率。

1.2 相关工作

Westervelt 于 1962 年在论文中首次提出了参量阵(Parametric Acoustic Array)的概念,并对其理论做出了阐述^[1]。参量阵概念源于声学中一种常见的现象。当两列拥有不同频率的简谐平面波在空间中向着相同方向传播时,两列原始波(primary waves)会在传播过程中产生两列新的独立存在的波,可称为次级波(secondary waves)。该新产生的两列次级波成分,其中一列波的频率等于两列原始波频率之和,被称为 sum waves,另一列波的频率等于两列原始波频率之差,被称为 difference waves。由介质中声吸收的基本原理可知,频率等于两列原始波频率之和的那列次级波的幅度衰减远大于另一列频率等于两列原始波频率之差的次级波,仅有频率等于原始波差频的次级波需要在实验中被考虑。由于该次级波由两列超声原始波激发而得到,该次级波也拥有了在传播主轴上很高的指向性。该次级波在介质中的产生与传播,等效于一个虚拟的端射式声源阵列(end-fire virtual array)的存在。

在 Westervelt 研究的基础上, Berkday 进一步补充完善了有关参量阵的理论解释,并推导得到了参量阵的自解调音频波正比于原输入信号包络平方的时间二次导数^[5],为相控参量阵的信号处理提供了理论依据。

在参量阵理论得到了较为详细系统的阐述后,研究人员开始尝试使用参量阵原理制作高指向性的相控参量扬声器(Parametric Acoustic Loudspeaker, PAL)。从 1983 年起,来自日本的 Kamakura 等的制作思路一直是使用现有超声换能器组成大型阵列,并通过选择合适的载波信号来提高系统整体的电声效率^[6]。该制作思路的缺陷是需要使用数量较多的换能器组成阵列,难以解决小型化与功率浪费较大的问题。自 1990 年代末开始,来自美国的研究机构提供了利用参量阵原理制作音频扬声器的新思路。来自麻省理工学院的 F. Joseph Pompei 提出新的对音频

信号预处理的方法，首次开发出了小型化的参量扬声器阵列。与日本研究团队不同的是，Pompei 使用了拥有较大带宽的静电换能器制作参量扬声器阵列，并获得优秀的实验指标。Pompei 在实验中将宽 3° 的声束发射到大约 200 m 的距离，并在后续研发中成立了 Holosonic Research Labs 公司将产品投入量产。

2003 年，南洋理工大学的 Gan 等提出了一种新的控制差频指向性旁瓣水平的算法，并使用聚偏氟乙烯(PVDF-Polyvinylidene Fluoride)膜制作换能器，并使用 FPGA 技术对信号进行预处理，借此实现了对复杂信号的处理算法^[7]。

2003 年，Olszewski 等使用一种“混合系统”来实现参量扬声器的声束偏转，通过机械马达对各个通道的超声换能器进行旋转，用该方法补偿空间位置造成的时延，达到波束偏转的目的^[8]。

2010 年，Takeoka 与 Yamasaki 利用高速 1-Bit 信号处理的方法，使用 576 只超声换能器制作出了相控参量扬声器的原型装置(Phased Array Parametric Acoustic Loudspeaker)，先通过升采样再进行整数延时，可通过添加信号时延给不同频道的换能器，实现音频声束的角度偏转^[9]。在实验中，每一只超声换能器都是一个独立的通道。

1.3 本文主要工作

本文旨在介绍相控参量扬声器的工作原理并对相控参量扬声器的设计进行优化，设计一种基于 FPGA 平台的实现方案，并制作实验原型，进行实验测量。第一部分是相控参量阵的理论研究，通过阅读文献，掌握参量阵的声学原理。第二部分是相控参量扬声器的仿真研究，通过学习仿真软件的使用，对实验结果进行初步预测，与后续的实验结果进行比对分析。第三部分是实验系统的搭建，设计并搭建测量控制系统，完成 FPGA 编程实现信号处理，进行实验验证。

1.4 本文结构

本文各个章节的结构如下所示：

第一章：绪论，简要介绍相控参量扬声器的发展历史，以及近年相控参量扬声器领域的研究热点与实验和理论成果。

第二章：介绍高斯波束展开法计算参量扬声器声场的工作，并基于理论进行

仿真计算，介绍参量扬声器的信号处理方法与相控参量扬声器的研究模型。

第三章：介绍相控参量扬声器的原型制作过程，介绍实验原型的设计原理，并对实验原型的测量结果进行分析。

第四章：总结与展望。

第二章 理论与仿真计算

2.1 Gauss 波束展开法计算参量扬声器声场

2.1.1 理论

参量扬声器的工作原理基于两列超声波之间的非线性作用，可以调制得到指向性优异的音频声波。为计算参量扬声器的工作声场，需要引入新的方程。

最早提出参量阵概念的 Westervelt 方程为

$$\square^2 p + \frac{\delta}{c_0^4} \frac{\partial^3 p}{\partial t^3} = -\frac{\beta}{\rho_0 c_0^4} \frac{\partial^2 p^2}{\partial t^4}. \quad (0-1)$$

式(2-1)中， \square 为达朗贝尔算子。Westervelt 方程描述的参量阵是一个线源参量阵，假设介质为理想流体，声波在介质中传播的衰减并未考虑入内。基于 Westervelt 方程进行抛物线近似，则可以得到 Khokhlov-Zabolotskaya-Kuznestsov 方程 (KZK 方程)。KZK 方程的形式写为

$$\frac{\partial^2 p}{\partial z \partial \tau} = \frac{c_0}{2} \nabla_{\perp}^2 p + \frac{\delta}{2c_0^3} \frac{\partial^3 p}{\partial \tau^3} + \frac{\beta}{2\rho_0 c_0^3} \frac{\partial^2 p^2}{\partial \tau^2}. \quad (0-2)$$

其中， p 为声压， ∇_{\perp}^2 为 Laplace 算符， z 为声压传播的轴向， $\tau = t - \frac{z}{c_0}$ 为时

延， δ 为热黏滞介质的扩散系数， β 为介质的非线性系数。假设为轴对称条件，则二维坐标系统下的 KZK 方程可以写为式 (2-3) 的形式，

$$\nabla_{\perp}^2 p = \frac{\partial^2 p}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial p}{\partial r}, \quad (0-3)$$

非轴对称条件下的 KZK 方程可以写为

$$\nabla_{\perp}^2 p = \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial y^2}. \quad (0-4)$$

式 (2-2) 中，等号右侧第一项为抛物线近似条件下的衍射作用，第二项表示热黏滞吸收，第三项表示非线性作用。因为 KZK 方程考虑了衍射作用，因此该方程可以用于研究有限孔径的超声换能器发出的声波。

KZK 方程包含了抛物线近似的方法，因此有近似条件存在： $ka \ll 1$ ，其中 k 为波长， a 为超声换能器的半径，该条件要求声源尺寸远大于所发射声波的波长。

由于 KZK 方程由 Westervelt 方程使用抛物线近似得到，在非近轴情况下的计算存在较大的误差。为弥补这一弱点，同时提高数值计算效率、降低计算量，Cervenka 和 Bednarik 提出了一种使用连续近似方法计算轴对称活塞的差频波的公式^[10]。本章接下来的内容将简要介绍这种计算方法的理论。

在准线性近似的条件下，参量扬声器的声场可以简化为一阶声波和二阶声波的叠加和，一阶声波即为基波，二阶声波包含二倍谐波、和频波、差频波（差频波也就是参量扬声器中重点研究的波）。一阶波需要一个二重积分来表示，二阶波则需要五重积分，这种情况下计算音频声场需要花费大量时间。为简化计算，Ding 等^[11]提出利用高斯波束展开的方法，将声源分布函数表示为高斯函数的叠加形式，利用高斯函数的可积性质，可以将二阶波的计算简化为一个一重积分，内嵌两个有限求和，使声场的计算量降低到可计算的水平。

首先，KZK 方程的准线性解(quasilinear solution)可以表示为

$$p' = p_1' + p_2' \quad (0-5)$$

其中， p_1' 为方程的线性解（第一个近似），代表了基波的声压(primary field)， p_2' 为线性解 p_1' 的修正量，包含了二次谐波、和频与差频的贡献。假设声波为谐频波，则一阶波的声压的表达式可写为

$$p'_j(r,t) = \frac{1}{2} [q_j(r) e^{-i\omega_j t} + q_j^*(r) e^{i\omega_j t}], \quad j = a, b. \quad (0-6)$$

二阶波的声压可以写为

$$p_2' = q_{2a} e^{(-i2\omega_a t' - \alpha_{2a} z)} + q_{2b} e^{(-i2\omega_b t' - \alpha_{2b} z)} + q_s e^{(-i\omega_s t' - \alpha_s z)} + q_d e^{(-i\omega_d t' - \alpha_d z)} \quad (0-7)$$

其中， ω_a, ω_b 为基波对应角频率，和频角频率 $\omega_s = \omega_a + \omega_b$ ，差频角频率 $\omega_d = \omega_a - \omega_b$ ， $\alpha_a, \alpha_b, \alpha_{2a}, \alpha_{2b}, \alpha_s, \alpha_d$ 分别对应基频 a、基频 b、基频 a 对应二次谐波、基频 b 对应二次谐波、和频、差频的热黏滞吸收系数， $q_a, q_b, q_{2a}, q_{2b}, q_s, q_d$ 分别为各个频率的复振幅。引入复波数的概念，复波数即在原有波数计算公式的基础上，考虑介质的热黏滞吸收系数，将波数写为

$$k'_j = \sqrt{k_j^2 + \frac{i\omega_j^3 \delta}{c_0^4}} \approx k_j + i\alpha_j, j = a, b. \quad (0-8)$$

接下来, 将式 (2-8)、式 (2-6)、式 (2-7) 带入回 KZK 方程 (式 (2-2)) 中, 可以得到如下方程组, 其中只包含了两列基波和差频波的方程变体, 二次谐波与和频波不加入研究。方程组写为

$$\begin{aligned} \Delta q_a + k_a'^2 q_a &= 0 \\ \Delta q_b + k_b'^2 q_b &= 0 \\ \Delta q_d + k_d'^2 q_d &= \frac{\beta\omega_d^2}{\rho_0 c_0^4} q_a q_b^* \end{aligned} \quad (0-9)$$

假设在 $z=0$ 处有 $\frac{\partial q_d}{\partial z} = 0$ (即假设 $z=0$ 处的平面不振动), 则方程 (2-9) 中

差频波的方程的解可以用 Green 函数的方式写为

$$q_d(\vec{r}) = -\frac{\beta\omega_d^2}{4\pi\rho_0 c_0^4} \int_{z'=0}^{\infty} \int_{y'=0}^{\infty} \int_{x'=-\infty}^{\infty} q_a(\vec{r}') q_b^*(\vec{r}') \times \left(\frac{e^{ik'_d R^+}}{R^+} + \frac{e^{ik'_d R^-}}{R^-} \right) dx' dy' dz'. \quad (0-10)$$

其中,

$$R^+ = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z+z')^2}, \quad (0-11)$$

$$R^- = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2}. \quad (0-12)$$

而对于方程 (2-9) 中两列基波对应的方程, 可以用 Green 函数的方法得到 Rayleigh 积分形式的解写为

$$q_j(r) = -\frac{i\omega_j \rho_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w_j(x'', y'') \frac{e^{ik'_j R_0}}{R_0} dx'' dy''. \quad (0-13)$$

将式 (2-13) 带入差频波的声压解 (2-10), 可以得到一个五重积分形式的解, 几乎是无法使用数值计算的方法对其进行计算仿真的。使用高斯波束展开的方法可以对这个解进行近似和简化^[10]。

首先, 在高频近似的情况下 ($k_j a \gg 1$ 条件满足时, a 为活塞半径), 式(2-6) 的近似 (采用 Fresnel 近轴近似) 为

$$\frac{e^{ik'_j R_0}}{R_0} \approx \frac{1}{z} \exp\{ik'_j [z + [(x-x'')^2 + (y-y'')^2] / 2z]\}, \quad (0-14)$$

并且在活塞表面速度轴对称的条件下,速度可以分解为一系列高斯成分求和的形式

$$w_j(x, y) \approx W_j \sum_{n=1}^N A_n e^{-B_n(x^2+y^2)/a^2} \quad (0-15)$$

其中, W_j 代表了振幅, 而 A_n, B_n 为高斯波束展开的系数。将分解为高斯级数的速度解带回式 (2-13) 的 Rayleigh 表面积分形式^[12]的解, 可以得到使用高斯波束展开的超声基波的声压解形式如下

$$q_j(\vec{r}) = \rho_0 a^2 \omega_j W_j e^{ik'_j z} \sum_{n=1}^N \frac{A_n e^{[-\frac{k'_j B_n(x^2+y^2)}{k'_j a^2 + 2i B_n z}]}{k'_j a^2 + 2i B_n z} \quad (0-16)$$

将基波的速度展开式 (2-15) 带回差频场的积分式为

$$q_d(\vec{r}) = -\frac{\beta \omega_d^2}{4\pi \rho_0 c_0^4} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} q_a(r') q_b^*(r') \times \left(\frac{e^{ik'_d R_+}}{R_+} + \frac{e^{ik'_d R_-}}{R_-} \right) dx' dy' dz', \quad (0-17)$$

得

$$\begin{aligned} q_d(\vec{r}) = & -\frac{\beta \rho_0 a^4 \omega_d^2 \omega_a \omega_b W_a W_b^*}{4\pi c_0^4 k'_a k'_b} \\ & \times \int_{z'=0}^{\infty} e^{i(k'_a - k'_b)z'} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \frac{A_n A_m^* F_a F_b^*}{B_n B_m^*} \\ & \times \int_{r'=0}^{\infty} r' e^{-(F_a + F_b^*)r'^2} \times \int_{\varphi'=0}^{2\pi} \left(\frac{e^{ik'_d R^+}}{R^+} + \frac{e^{ik'_d R^-}}{R^-} \right) d\varphi' dr' dz' \end{aligned} \quad (0-18)$$

考虑对称轴上的声场, 可以简化为

$$\begin{aligned} q_d(0, 0, z) = & -\frac{\beta \rho_0 a^4 \omega_d^2 \omega_a \omega_b W_a W_b^*}{2c_0^4 k'_a k'_b} \\ & \times \int_{z'=0}^{\infty} e^{i(k'_a - k'_b)z'} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \frac{A_n A_m^* F_a F_b^*}{B_n B_m^*} \\ & \times \int_{r'=0}^{\infty} r' e^{-(F_a + F_b^*)r'^2} \left(\frac{e^{ik'_d R_+}}{R_+} + \frac{e^{ik'_d R_-}}{R_-} \right) dr' dz' \end{aligned} \quad (0-19)$$

通过近轴近似, 进一步近似掉 R_+ 项, 得到一重积分式

$$q_d(\vec{r}) = -\frac{i\beta\rho_0 a^4 \omega_d^2 \omega_a \omega_b W_a W_b}{2c_0 k_a' k_b' k_d'} \times \int_0^z e^{i(k_a' - k_b')z'} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \frac{A_n A_m^* F_a F_b^* \exp\{ik_d' |z - z'| - (F_a + F_b^*)(x^2 + y^2) / [1 + i(F_a + F_b^*)F_g]\}}{B_n B_m [1 + i(F_a + F_b^*)F_g]} dz' \quad (0-20)$$

其中, $F_g = 2|z - z'|/k_d'$, x, y 为场点, z' 代表虚拟源点所在的位置。

2.1.2 超声场仿真

一个参量扬声器在工作状态下, 会同时发射两列频率接近的超声波, 使用高斯波束展开法对 KZK 方程的解进行简化后, 可以减少对超声场的仿真计算量。下图展示为声源轴线上的声压仿真解, 使用了两种计算方法。仿真结果如图 2-1 所示。

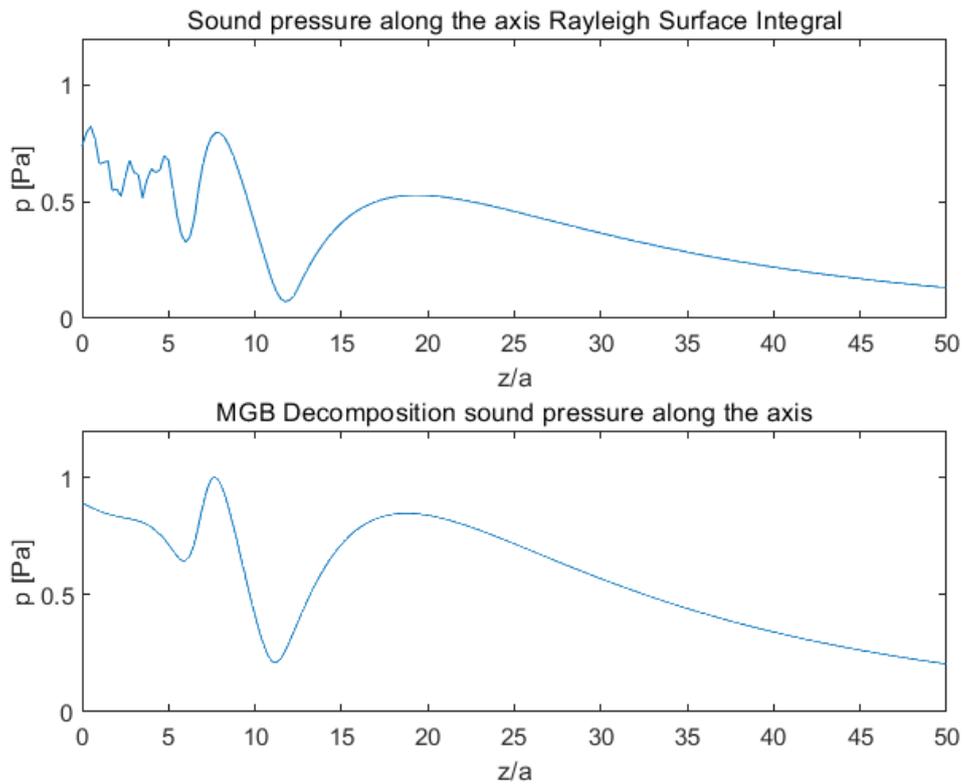


图2-1: 上方曲线为使用 Green 函数的方法得到 Rayleigh 积分形式的声压解, 下方曲线为使用多高斯波束(Multi Gaussian Beam)分解方法得到的声压解。仿真中条件取 $f = 40 \text{ kHz}$,

吸收系数取 0.17 Np/m , 超声单元活塞半径取 $a = 0.2 \text{ m}$ 。

仿真过程中，分别使用到的 Rayleigh 表面积分形式的解和高斯波束分解方法得到的解如式 (2.2.1) 与式 (2.2.2) 所示：

$$q_j(r) = -\frac{i\omega_j\rho_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w_j(x'',y'') \frac{e^{ik_j'R_0}}{R_0} dx''dy'' \quad (0-21)$$

$$q_j(\vec{r}) = \rho_0 a^2 \omega_j W_j e^{ik_j'z} \sum_{n=1}^N \frac{A_n e^{\left[\frac{k_j' B_n (x^2+y^2)}{k_j' a^2 + 2i B_n z}\right]}}{k_j' a^2 + 2i B_n z} \quad (0-22)$$

其中， x, y 均为场点。

利用式 (2-2)，进一步仿真计算，绘制得到超声场的二维声压如图 2-2 所示。

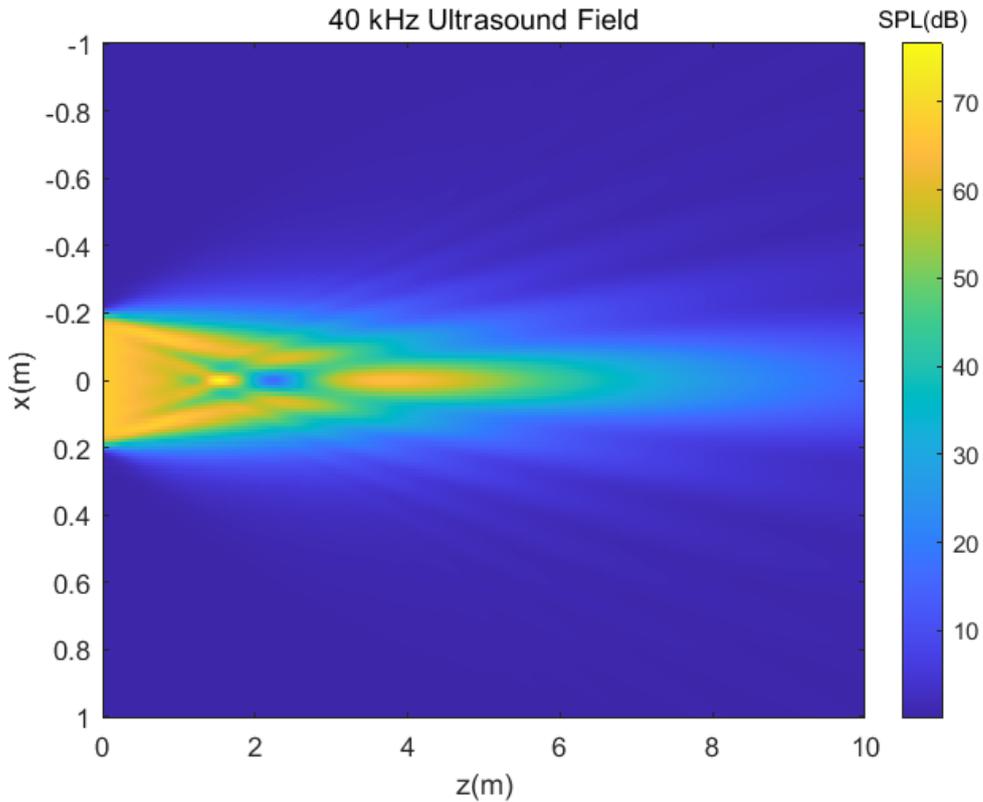


图2-2: 超声场仿真染色图，工作频率 $f = 40 \text{ kHz}$ ，声速取 $c = 340 \text{ m/s}$ ，超声单元活塞半径取 $a = 0.2 \text{ m}$

在超声场与后续音频声场的仿真计算中，都需要用到高斯波束展开系数 A_n

与 B_n 。高斯波束展开系数的计算大致有两种方法，分别为空间域方法与 k 空间域方法两种。本文的仿真过程参考了文章[13]中的优化方法，Cervenka 等使用了 Evolutionary algorithms 计算方法，这种方法会使用统计学的手段生成多轮随机数进行计算，接下来进行逐轮优化得到最终结果。本文仿真使用到的高斯波束展开系数如表 2-1 所示。

表2-1: 高斯展开系数

n	A_n	B_n
1	1.952546 - 7.094992i	5.627804 - 10.20442i
2	-9.479406 + 5.913680i	5.036574 + 4.307618i
3	7.678386 + 0.949987i	4.017862 + 0.175230i
4	5.963587 - 5.346673i	4.396490 + 5.519961i
5	-7.478762 - 0.945619i	4.348546 - 3.827380i
6	-3.949745 + 1.589160i	4.008304 - 10.03536i
7	-0.224418 + 0.091363i	1.951061 + 9.945993i
8	6.537564 + 4.840994i	7.537466 - 7.511751i

2.1.3 音频声场仿真

音频声即为参量扬声器工作时产生的差频声，对音频声场，使用高斯波束展开方法，将音频声场的复振幅的解为

$$q_d(\vec{r}) = -\frac{i\beta\rho_0 a^4 \omega_d^2 \omega_a \omega_b W_a W_b}{2c_0 k_a' k_b' k_d'} \times \int_0^z e^{i(k_a' - k_b')z} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \frac{A_n A_m^* F_a F_b^* \exp\{ik_d' |z - z'| - (F_a + F_b^*)(x^2 + y^2) / [1 + i(F_a + F_b^*)F_g]\}}{B_n B_m [1 + i(F_a + F_b^*)F_g]} dz' \quad (0-23)$$

当计算轴向解时，式（2-23）中代表场点的 x, y 项均取为 0，分别计算音频波频率为 1000 Hz, 2000 Hz, 4000 Hz, 8000 Hz 时的轴向声压分布，仿真得到结果如图 2-3 所示。

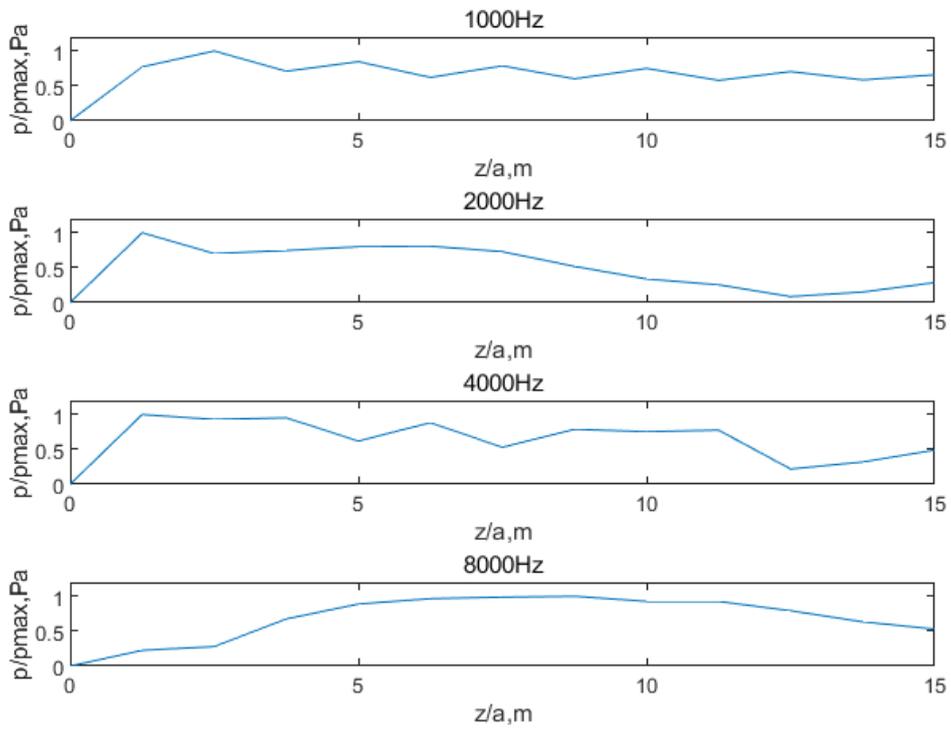


图2-3: 音频声压轴向计算结果, 超声单元工作频率 $f_1 = 40 \text{ kHz}$, $f_2 = f_1 + f_d$, f_d 为音频声频率, 声速取 $c = 340 \text{ m/s}$, 超声单元活塞半径取 $a = 0.2 \text{ m}$

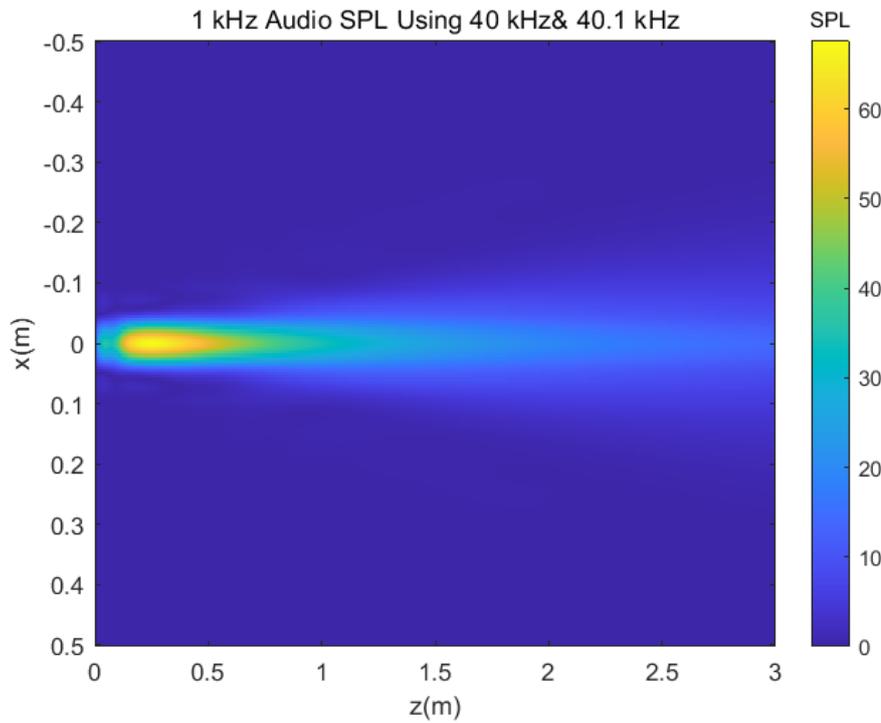


图2-4: 1 kHz 音频声场声压二维仿真染色图

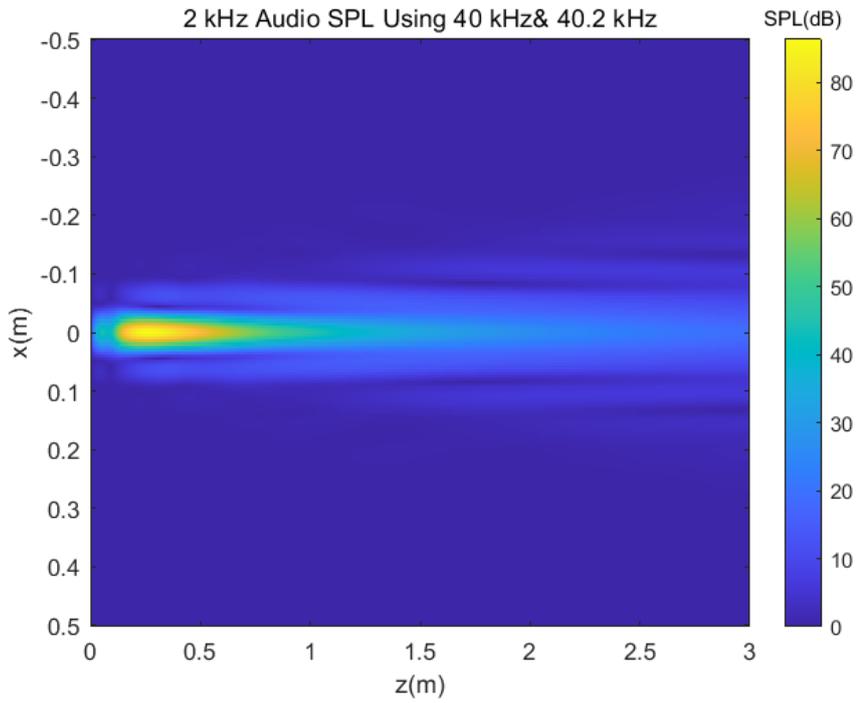


图2-5: 2 kHz 音频声场声压二维仿真染色图

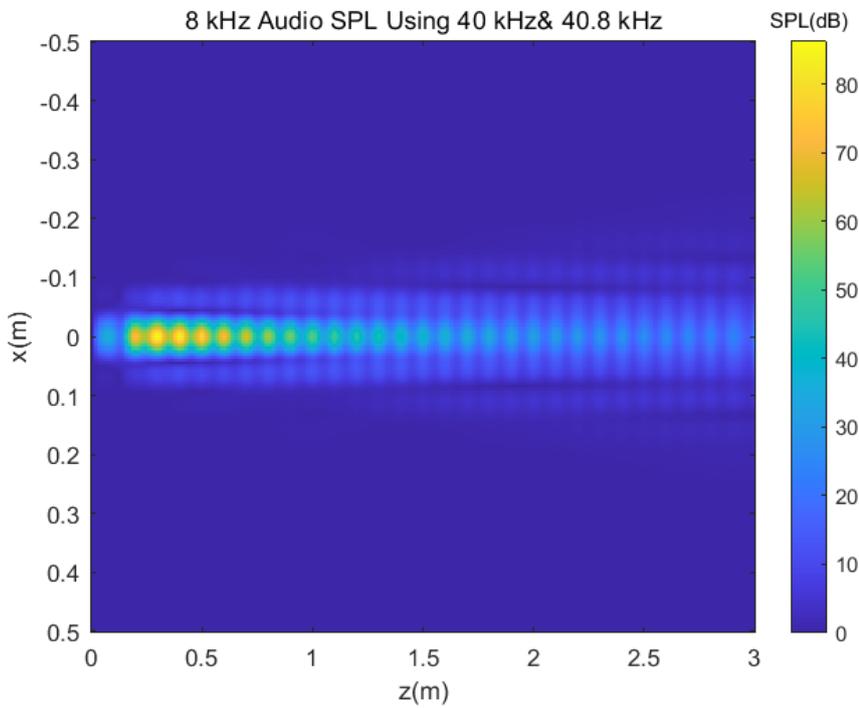


图2-6: 8 kHz 音频声场声压二维仿真染色图

2.2 信号处理方法

声参量阵(Parametric Acoustic Array, PAA)的概念由 Westervelt 在 1963 年发表的论文中首次提出,是一种利用两列同向传播但频率不同的载波之间的非线性作用产生高指向性差频波的技术手段。1965 年, Berklay 将 Westervelt 的理论推广到信号调制方面,对一个调制到载波上的原始波信号 $p_1 = p_0 E(t) \sin(\omega_c t)$, 经非线性作用后得到的远场解为

$$p_2 = \frac{p_0^2 \beta S}{16\pi \rho_0 c_0^4 z \alpha_0} \frac{\partial^2}{\partial t^2} E^2(t), \tag{0-24}$$

其中, t 为时间, p_0 为初始声压, $E(t)$ 为包络信号, β 为介质的非线性系数, ω_c 为载波的角频率, α_0 为衰减系数(参量扬声器实验中, α_0 即为介质空气的热黏滞吸收系数), p_2 为解调信号。在 Berklay 模型的结果中, 解调信号 p_2 与包络信号 $E(t)$ 平方的二次时间导数成正比。

基于 Berklay 模型, 研究人员得以对参量扬声器的信号处理方法进行进一步研究。如下图 2-3 所示, 参量扬声器主要由三个部分组成, 分别为信号处理系统、功率放大器和超声发射器。目前常用的信号处理系统基于数字信号处理器制作而成, 其中使用现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array, FPGA)作为数字信号处理器具有高灵活性、较高的并行运算速度等优点。以下以使用 FPGA 为例, 简述参量扬声器系统的工作流程与基本原理。

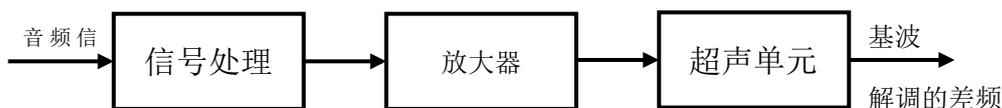


图2-7: 参量扬声器 workflow 图

当输入的音频信号进入 FPGA 处理器后, 会经过以下三个步骤的处理:

1. 输入的音频信号会进入动态范围控制器(dynamic range control processor) , 原始信号的动态范围将受到控制器的压缩并加上一个恒定增益, 以保证动态范围受到压缩后的信号仍然清晰可辨, 没有明显的失真。同时, 动态范围控制器中的限幅器会保护压缩后的信号免于产生削波失真。经过动态范围控制器处理后的音频信号会进入预失真处理的部分, 以减少后续由于高阶非线性作用产生的失真。

2. 自动载波电平控制器(automatic carrier level controller)将根据信号电平高低自动产生成比例的增益,并由最后一步的调幅器将预处理后的音频信号与高频载波信号进行调制。
3. 由 FPGA 处理完成后的信号将进入放大器,经过放大与低通滤波等环节,最终输出给超声发射器,利用超声的非线性作用在空气中产生高指向性的音频声。例如,当两列超声的频率分别为 f_1 和 f_2 时($f_1 > f_2$),产生的音频声频率 $f_a = f_1 - f_2$ 。

2.2.1 双边带调制

对参量扬声器而言,音频声是由超声的非线性作用产生的,因此音频声存在较大的失真。对于参量扬声器而言,调制系数(modulation index)是一个影响音频声声压级的重要因素,二者成正比。然而,解调后得到的音频信号的谐波失真大小也与调制度这一指标成正比,实验中 Yoneyama 与 Fujimoto 提出足够大的音频声声压级与较低的谐波失真不可兼得。不同的研究者为了尽可能降低解调得到的音频信号的谐波失真,使用了不同的调制方法进行了实验。较早制作出可用的参量扬声器的 Yoneyama 等,在 1983 年的实验中使用 PZT 双压电晶片组成六边形换能器阵列,工作在 40 kHz 中心频率,实验装置称为 Audio Spotlight。Yoneyama 等人使用了调幅系统中常用的双边带调制方法(Double Sideband Amplitude Modulation, DSBAM),调制使用的计算公式为 $E(t') = 1 + mg(t')$,其中 m 为调制度, $g(t')$ 为需要被调制的音频信号。接着将 $E(t')$ 与 $\sin \omega_c t'$ 相乘, $\sin \omega_c t'$ 为超声载波信号,然后将相乘后得到的信号输出给超声换能器进行发射。双边带调制信号的流程图如图 2-4 所示。

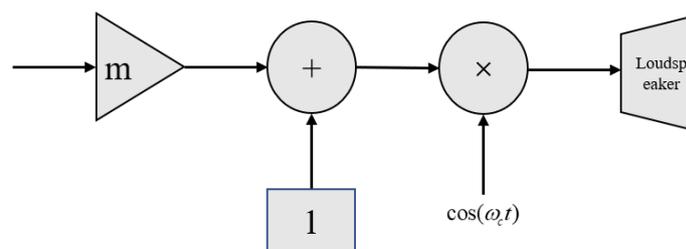


图2-8: DSBAM 调制方法信号处理流程图

$$p_2 = \frac{mp_0^2\beta S}{8\pi\rho_0c_0^4z\alpha_0} \frac{\partial^2}{\partial t^2} g(t) + \frac{m^2p_0^2\beta S}{16\pi\rho_0c_0^4z\alpha_0} \frac{\partial^2}{\partial t^2} g^2(t), \quad (0-25)$$

式 (2-25) 为双边带调制方法解调出来的信号。可以看出，解调后信号分为两部分，第一部分为我们理想的差频波，第二部分包含了调制信号 $g(t)$ 的平方的二次时间偏导，这部分分量为调制信号的二次谐波分量。可以看出，解调后调制信号与其二次谐波信号的幅度分别与调制度 m 、调制度平方 m^2 成正比。为了获得解调后幅度更大的音频信号，必须提高调制度大小，但这样会造成二次谐波分量幅度变大。双边带调制方法会带来较高的总谐波失真(Total Harmonic Distortion, THD)，当调制度 m 接近 1 时，谐波失真将会超过 70%。

2.2.2 平方根幅度调制

基于双边带调幅方法的缺陷，Kamakura 团队根据 Berklay 模型提出了平方根幅度调制方法(Square-Root Amplitude Modulation, SRAM) [5]，计算公式改为 $E(t') = \sqrt{1+mg(t')}$ ，这种调制方法可以有效降低总谐波失真，然而对超声换能器的要求更高，需要其拥有大带宽。Pompei 也使用了 SRAM 调制方法，并且使用宽带的静电换能器替代了传统的压电换能器以满足 SRAM 调制方法对大带宽的需求[14]。SRAM 方法的信号处理流程图如图 2-5 所示。

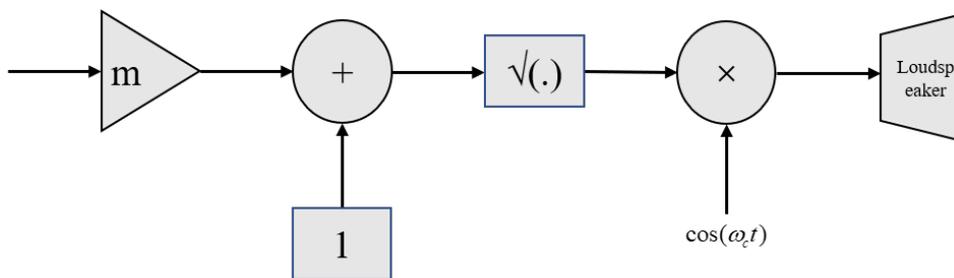


图2-9: SRAM 调制方法信号处理流程图

使用 SRAM 方法时，得到的信号与原信号和调制度的关系为

$$p_2 \propto \frac{\partial^2}{\partial t^2} mg(t). \quad (0-26)$$

可以看出，SRAM 方法可以彻底消除解调后信号的非线性失真，然而，由于

包含平方根操作，SRAM 方法对硬件要求很高，理论上需要拥有无限带宽的理想换能器才可以实现。

2.2.3 单边带幅度调制

为降低 SRAM 对硬件的要求，单边带幅度调制(Single Side-Band Amplitude Modulation, SSBAM)方法被 Kamakura 与 Sakai 等提出，由此降低对超声换能器带宽要求至 SRAM 方法的一半^[15]。在此基础上改进得到的递归单边带调制(recursive SSBAM, RSSBAM)调制方法，可有效降低对换能器带宽的要求。其中 RSSB 方法的实现，由 SSB 调幅器与 NLD(nonlinear demodulator, 非线性解调器)组成，可通过递归计算降低信号失真并处理宽频带信号（例如语音信号）。

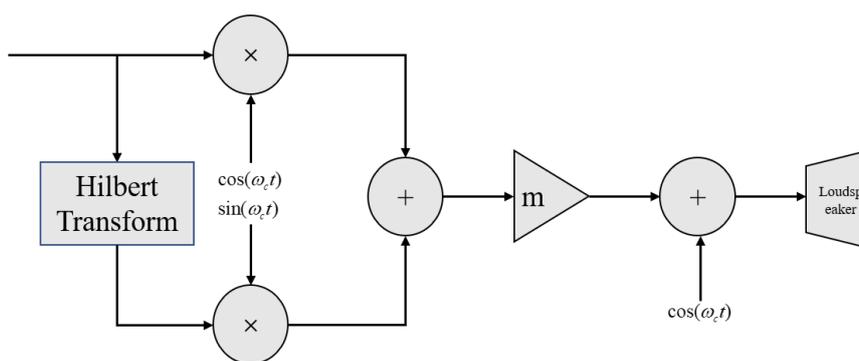


图2-10: SSBAM 调制方法信号处理流程图

2.3 相控参量扬声器

利用相控技术应用于参量阵列、以获得偏转波束的实验，最早始于 1994 年 Woodward 等的实验，实验中将参量阵列用于海底测绘，实现了 $\pm 20^\circ$ 的波束偏转效果。2002 年，Pompei 等提出了不同于均匀线性阵列的超声单元排列方法，以获得更好的波束偏转效果^[16]。2006 年，Yang 等申请了使用零阶贝塞尔函数加权的方法制造相控参量扬声器的专利，并进一步采用 Chebyshev 加权与单边带调制的方法，制作出可以辐射宽度为常数的声束的相控参量扬声器。2006 年，Gan 等^[17]提出了数字系统采样率与相控参量扬声器的最小偏转角度之间的关系，指出在 192 kHz 采样率下最小偏转角度为 26° 。2010 年，Takeoka 与 Yamasaki^[9]使用高

通滤波器对信号升采样，再使用反相器驱动超声单元发射声波。2011 年，C.Shi 与 Gan^[18]提出了新的应用于相控参量扬声器的信号处理方法，以达到控制栅瓣的效果。

目前，相控参量扬声器领域内的研究重点是如何提高偏转角度精度。改善偏转角精度一般有小数延迟^[19] ^[20]与频域波束转向两种思路。

第三章 实验原型与测量

3.1 基于 FPGA 的相控参量扬声器实验原型

3.1.1 设计原理

基于 FPGA 的信号处理所设计的相控参量扬声器实验原型装置,具有高灵活性、较高的并行运算速度等优点,通过 FPGA 可以实现对不同频道的超声单元的实时控制,通过施加不同的时延量实现相控参量扬声器发射声束的偏转。

本文实验设计的总体思路如下:设计用于 8 通道相控参量扬声器原型的 PCB 板,并使用 FPGA 板实现对不同通道的实时控制,使用 4x8 共 32 只超声单元,单元间距取 $d = 1 \text{ cm}$ 。使用脉宽调制方法(Pulse Width Modulation)生成 39.5 kHz 与 40.5 kHz 两列超声信号并用于驱动超声单元,以获得 1 kHz 的差频音频波。针对特定偏转角度设计好时延量后进行实验,在消声室条件下使用 1/8 寸麦克风对相控参量扬声器实验原型的工作声场进行测量,使用 PULSE Labshop 观察频谱,并使用自动化二维滑轨测量系统扫描声场,绘制声压染色图。

3.1.2 超声单元

超声单元使用 muRata 公司的 MA40S4S 型超声单元,单元工作中心频率 40 kHz,具有小型化和高灵敏度的优点,适合用于小规模参量扬声器的制作,可以使用 FPGA 开发板的拓展 IO 口输出的信号直接驱动。

实验前,为保证超声单元的初始相位一致性,使用 PULSE Labshop 软件测量了所有的 MA40 单元,从中选出的一批初始相位一致性较好的单元进行了本次实验。



图3-1: 4X8 相控参量扬声器原型设备, 取单元间距 $d = 10 \text{ mm}$

3.1.3 FPGA

使用正点原子的达芬奇 Pro 开发板, 核心板使用 Xilinx 公司开发的 Artix-7 系列器件。使用 Vivado19.2 软件对 FPGA 开发板进行软件开发, 由于通道数较少, 本次实验中不使用功放对驱动信号进行放大。

本次实验的代码编写分为两部分, 第一部分是使用脉宽调制方法(Pulse Width Modulation, PWM)生成 39.5 kHz 与 40.5 kHz 两列超声信号并用于驱动超声单元, 以获得 1 kHz 的差频音频波; 第二部分是相控部分, 采用合适的时延模型, 施加在不同通道的驱动信号上。

第一部分的实现依赖于程序中编写的两个自定义计数器。实验中使用的 FPGA 开发板的系统时钟频率为 50 MHz, 首先需要编写两个专用计数器。生成数字信号的示意图如下图 3-2 所示。

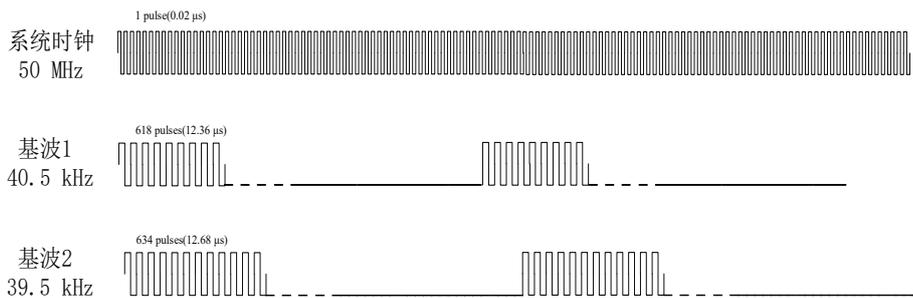


图3-2: PWM 信号示意图

两个自定义计数器，前一个计算 50 MHz 的系统时钟的周期数，后一个在每经过一次系统时钟后取反，在 0 与 1 的状态间变化。前一个计数器用于生成 39.5 kHz 与 40.5 kHz 两列超声信号，判断信号应该属于高电平状态或低电平状态；后一个计数器作用是使生成的信号是 PWM 信号，通过不断置高/置低，判断电平此时应属于 PWM 信号状态中的高或低状态。

3.1.4 时延模型

本次实验原型采用延时和波束成形的实验方法。基本思路是，对每个 channel 的超声单元施加适当延时，使整个系统在某一方向上达到最大的响应。

实验中采用的超声单元排列在一个均匀的线阵列(Uniform Linear Array, ULA)中，实验共使用 8 通道共 32 只（8 行 4 列）超声单元，其中一列的排列示意图如图 3-1 所示。

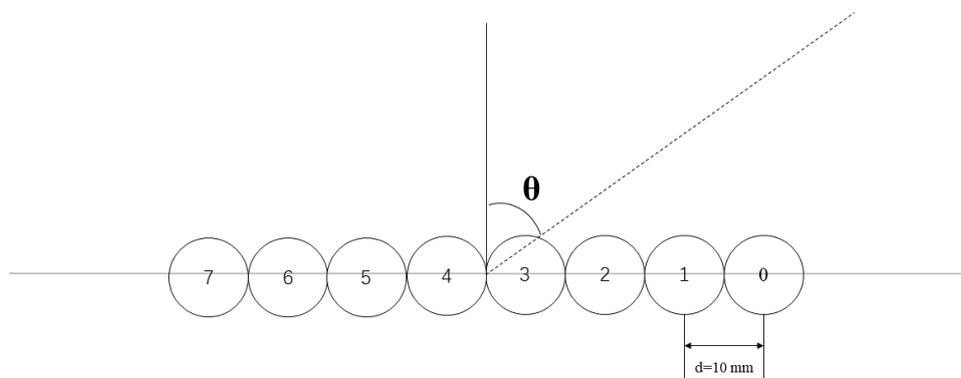


图3-3: 均匀线阵列示意图

对每个通道的换能器进行加权 $\omega_m (m = 0, 1, \dots, M - 1)$ ，阵列的响应函数为

$$H(\omega\tau) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \omega_m e^{im\omega\tau}. \quad (0-27)$$

其中， $\tau = \frac{d}{c \sin \theta}$ 为阵列形状造成的时延， M 为通道数，本次实验中 $M = 8$ 。通过权重的调整，可以有效调整旁瓣的水平。在式 1.1 中，主瓣在 $\theta = 0$ 处取得最大值。若想使主瓣发生角度偏转，则可以在不同通道的驱动信号上加入不同的延时以实现这一目标。设 θ_0 为理想的声束偏转角度，则单位时延 τ_0 与 θ_0 的关系可以写为： $\theta_0 = \arcsin \frac{d}{c\tau_0}$ 。此时系统的

阵列响应为

$$H(\omega\tau) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \omega_m e^{-im(\sin \theta_0 - \sin \theta)d/c}. \quad (0-28)$$

在此条件下，对工作频率为 ω_a 的参量阵列的指向性可以表达为

$$D_{1a}(\theta) = D_1(k_a, \theta)H(k_a, \theta). \quad (0-29)$$

其中， $D(\theta) = \frac{2J_1(ka \tan \theta)}{ka \tan \theta}$ 为频率 ω_a 的孔径方向性。设相控参量扬声器工作时的两个超

声频率分别为 ω_a, ω_b ，则最终获得的音频声波的波束图案为

$$D_d = D_1(k_a, \theta)H(k_a, \theta)D_2(k_b, \theta)H(k_b, \theta). \quad (0-30)$$

对本次实验，采用基础的整数延时方法，并且使用等权重设计。若需要获得更好的抑制旁瓣的效果，可以使用 Dolph-Chebyshev 加权^[21]，通过牺牲一定主瓣宽度的前提下，抑制旁瓣。加权系数的计算如表 3-1 所示。

表3-1: Chebyshev 加权系数

n	0	1	2	3	4	5	6	7
ω_n	0.0364	0.2254	0.6242	1.0000	1.0000	0.6242	0.2254	0.0364

在本次实验中，驱动超声单元的 FPGA 的 IO 引脚为数字引脚，输出电压状态只存在 0V 与 5V 两个状态（0 与 1），因此，要体现不同通道的加权系数，就需要使用脉宽调制方法产生理想信号。

例如，假设权重为 1.00 的单元的 PWM 占空比为 50%，则单元的占空比数据如表 3-2。

表3-2: 占空比数据

n	0	1	2	3	4	5	6	7
Duty Ratio	1.82%	11.27%	31.21%	50%	50%	31.21%	11.27%	1.82%

具体体现在程序中，占空比数据会体现为高电平时间的占比高低。

本次实验的目标偏转角度为 30°，时延单元的设计如表 3-3 所示（人工规定最右通道为基准，声速取 $c = 340 \text{ m/s}$ ），最下方的 Cnt Cycle 是 FPGA 设计程序中需要被延迟的周期计算数。

表3-3: 时延单元设计数据

n	0	1	2	3	4	5	6	7
Delay(μs)	102.97	88.26	73.55	58.84	44.12	29.41	14.71	0
Cnt Cycle	5149	4413	3678	2942	2206	1471	736	0

实验开始前，需要对时延单元的设计进行仿真验证，方便与实验结果进行对比。首先计算一个通道的单元工作时在场点激发的声压，再将所有通道的单元的声压叠加，省略中间的近似与求和过程，可以得到下式表达的指向性因子为

$$D(\theta) = \left| \frac{p(r, \theta, t)}{p(r, \theta_s, t)} \right| = \left| \frac{\sin\left(\frac{ka \sin \theta}{2}\right) \sin\left[\left(\frac{\omega \Delta \tau - kl \sin \theta}{2}\right)N\right]}{\frac{ka \sin \theta}{2} N \sin\left(\frac{\omega \Delta \tau - kl \sin \theta}{2}\right)} \right|. \quad (0-31)$$

其中， N 为通道数量， ω 为参量扬声器原波角频率， $\Delta \tau$ 为相邻两个通道的时延量， l 为通道间单元间距。仿真效果如图 3-4 所示。

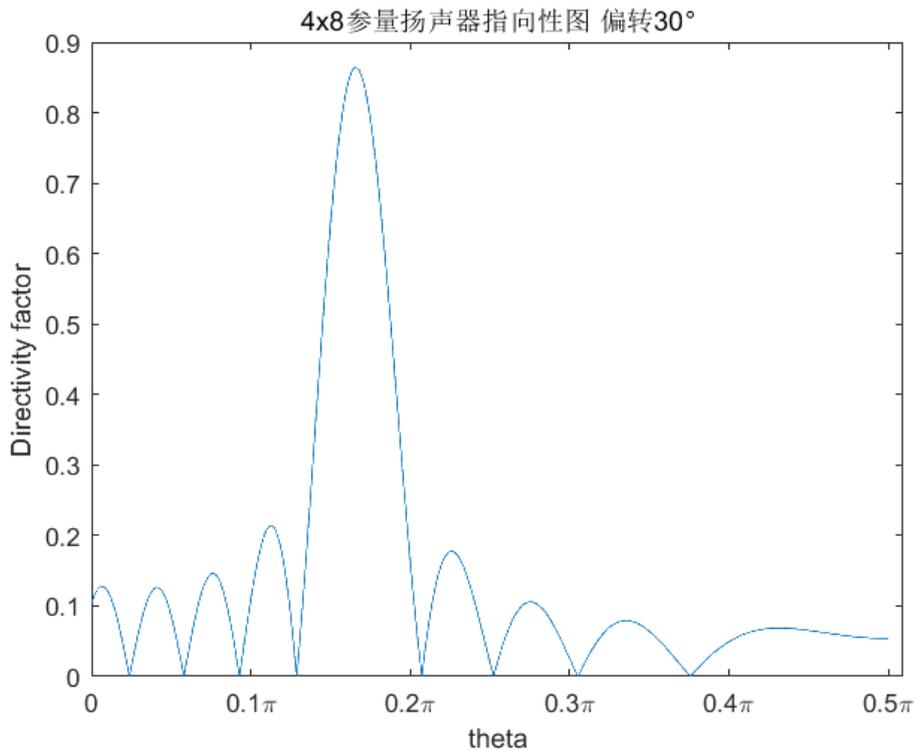


图3-4: 八通道相控参量扬声器指向性因子仿真计算, 偏转角度 30° ($\frac{\pi}{6} \approx 0.17\pi$)

3.2 自动化二维滑轨测量系统

3.2.1 设计原理

二维滑轨自动化测量系统（下方简称“测量系统”）如图 3-5 所示。测量系统的框架由欧标 2040 铝型材搭建而成，横向 1.2 m、纵向 2.2 m。横、纵向上有滑块，滑块可由步进电机控制，实现横向 1 m、纵向 2 m 的扫场测量。测量系统基于 Arduino Uno 进行开发，基本使用原理是 PC 端通过串口通信（有线或无线蓝牙串口）向开发板发送特定指令，从而驱动步进电机的运动。本系统可利用 MATLAB 的串口有关函数进行控制，通过编程实现声场测量的自动化。



图3-5: 系统组装完成后的工作照

测量系统中核心控制模块由一块 Arduino Uno 开发板、一块 CNC 电机拓展板与数块（最多四块）A4988 电机驱动板组成。不同于直流电机的驱动方式，步进电机使用 PWM 原理生成驱动信号，依靠较小的步距角可以实现更高的位置精度。在本实验中，可以实现精确定位、精准测量的目标，并且提高了测量效率。

3.2.2 使用方法

使用电脑与 HC05 蓝牙模块相连，并将电机拓展板与锂电池相连接，电机系统由锂电池供电，单块电池充满电可供系统连续使用三小时左右。在 Matlab 中打开 HC05 蓝牙对象，运行循环脚本操控电机系统工作，每经过一次电机运转，等待 15 秒使电机系统达到稳定状态并等待麦克风回传数据稳定，在 PULSE Labshop 中读取并记录麦克风传回的声压数据，继续下一次运转。

3.3 实验结果与分析

3.3.1 实验装置说明

本次测量实验在消声室内进行，使用电工胶布将待测的相控参量扬声器实验原型固定在扫场设备一端的平台上，将测量用麦克风固定在电机驱动的可移动平台上。为保证实验时位于地面的测量系统的框架不会造成不必要的声学干扰，实

验时使用吸声棉铺设在框架表面。

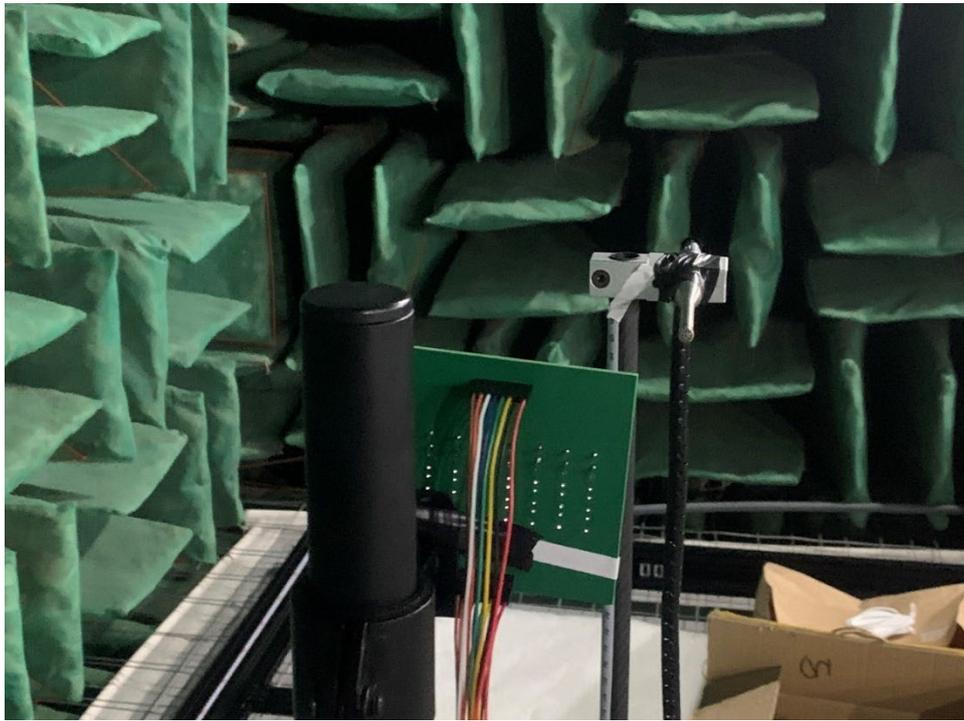


图3-6: 测量准备工作, 麦克风与相控参量扬声器固定方法

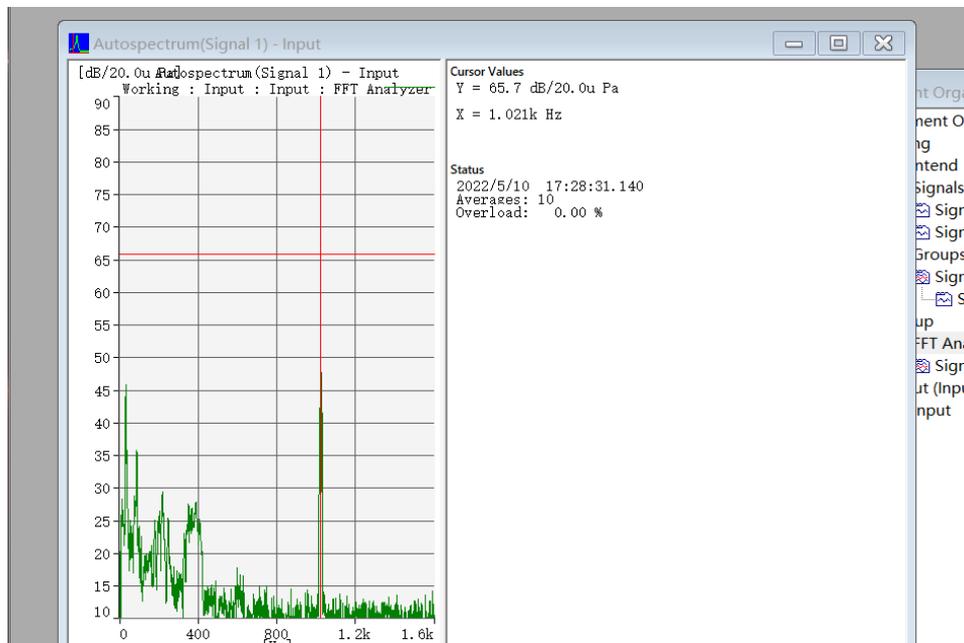


图3-7: 测量中使用 PULSE Labshop 软件的 FFT Analyzer 观察频谱

3.3.2 实验结果与分析

实验在 x 轴方向（相控参量扬声器所在平面）取 5 mm 精度，测量的空间范围为 $[-70 \text{ mm}, 70 \text{ mm}]$ 。 z 轴方向（轴向）取 10 mm 精度，测量的空间范围为 $[0 \text{ mm}, 140 \text{ mm}]$ ，零平面为相控参量扬声器的前端平面。共测量 196 个空间点的声压数据。测量空间声压分布图如下图 3-6 所示，使用 Matlab 绘制染色图 3-8。

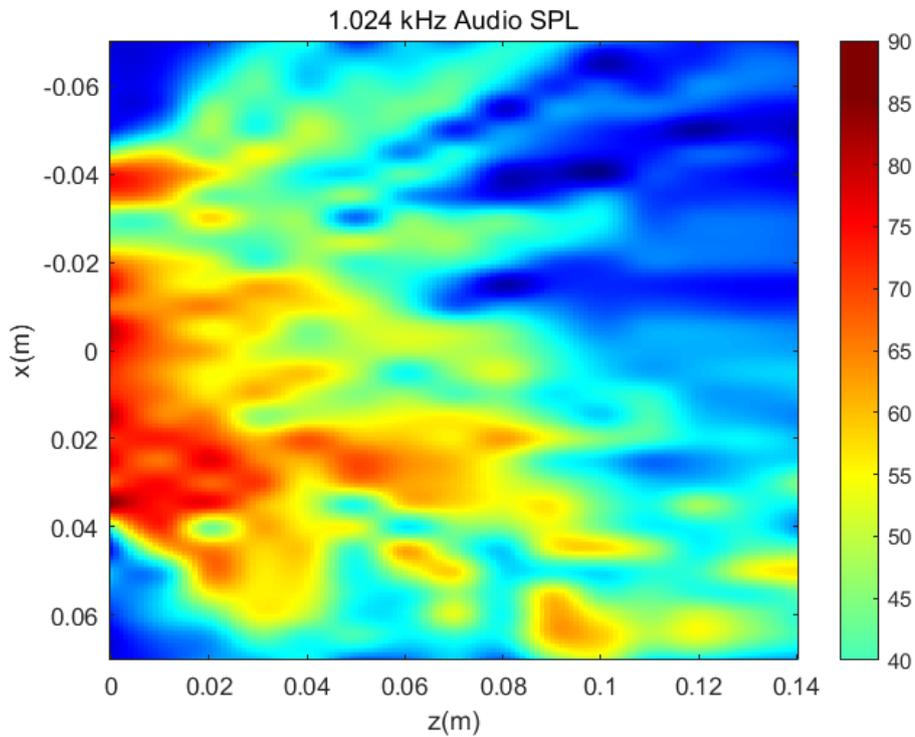


图3-8: 使用 interp2 函数在 Matlab 中进行插值处理后的音频声压场，实验条件取

$$f_d = 1.024 \text{ kHz}, f_1 = 39.5 \text{ kHz}, f_2 = 40.5 \text{ kHz}$$

从声场图中可以看出，在采用等权重与整数时延的基本实验条件下，已可以在理想偏转角度 30° 左右观察到声束偏转的现象，偏转角度 30° 左右的声束声压级可以比周边声束大 12 dB 或更高。但由于未采用 Chebyshev 权重对各个通道进行加权，旁瓣的形状同样较为明显。实验测量绘制的染色图为近场声压分布图，近场存在声压的较大波动，而测量精度本身不够高，并且仍然需要进一步测量远场声压分布。

第四章 总结与展望

4.1 总结

本文介绍了相控参量扬声器的相关研究成果,包含了参量阵工作的物理原理、复杂信号的信号预处理方法、参量阵的声场仿真与基于 FPGA 的相控参量扬声器的原型制作。主要的工作内容集中在声场仿真方法的理解推导,理解了高斯波束展开法的数学方法并将其运用于仿真计算中;制作了相控参量扬声器的实验原型,了解了如何将相控原理应用于参量扬声器的设计,学习设计 PCB 板、设计使用自动化扫场工具、设计 FPGA 时延单元的程序、使用软硬件测量声场绘制音频声场图并分析实验结果。

4.2 未来工作

本文的实验部分仍然有很大的改进空间,主要集中在以下几个方面:

(1) 为抑制旁瓣、提高波束偏转精度等更好的实验效果,相控参量扬声器的实验原型有很多可以改进的方面。例如本文中的实验原型的超声单元排列为均匀线性阵列的空间形状,可以通过改变阵列的空间位置改善阵列的指向性性能。同时,本实验使用了基础的整数延时方法,为实现相控参量扬声器的更高精度的波束偏转效果,未来还可以尝试使用小数延时方法进行时延单元的设计^[19]。小数延时的方法需要通过设计合适的滤波器逼近所需的理想小数延时。

(2) 同时,本文实验仅仅激发了一个 1.024 kHz 的单频音频声,在相控参量扬声器的使用场景中还需要考虑复杂的宽带音频信号,对其进行信号预处理,以削弱音频信号的二次谐波等干扰项目^[22]。在本文第二章中,讨论了相控参量扬声器常用的几种信号处理方法与其优缺点,平方根调制方法与单边带调制方法是为了降低谐波失真而提出的,进一步得到的递归单边带调制方法与可调的单边带调制方法。未来工作中需要选用合适的信号预处理方法,以在复杂音频信号输入的实验中获得较好的实验效果。

(3) 本次实验中并没有使用 D 类放大器^[23](Class-D Amplifier),而在相控参量扬声器的实际应用中为了获得可用的声压,需要放大器参与工作,而放大器会引入新的噪声,需要设计有效的滤波手段减弱这一不利影响。

(4) 自动化测量系统的测量精度可以保证，但是实验中发现电机系统开始工作后有特定频段的可观测的噪声出现在频谱分析仪中，虽然对本次实验没有造成影响，但是对后续宽频道的实验可能会存在干扰，可以考虑后续换用静音电机或在频谱上对电机系统造成的背景噪声进行消除。

参考文献

- [1] WESTERVELT P J. Parametric Acoustic Array [J]. *J Acoust Soc Am*, 1963, 35.
- [2] SHI C. Development of A Steerable Stereophonic Parametric Loudspeaker [D], 2014.
- [3] JIAXIN ZHONG T X, BENJAMIN HALKON, RAY KIRBY, XIAOJUN QIU. An experimental study on the active noise control using a parametric array loudspeaker [Z]. *Inter_Noise 2020*. 2020
- [4] MELLEN M B M A R H. Model for parametric acoustic sources [J]. 1976.
- [5] BERKTAY H O. Possible exploitation of non-linear acoustics in underwater transmitting applications [J]. *Journal of Sound and Vibration*, 1965, 2(4): 435-61.
- [6] YONEYAMA M, FUJIMOTO J I, KAWAMO Y, et al. The audio spotlight: An application of nonlinear interaction of sound waves to a new type of loudspeaker design [J]. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 1983, 73(5): 1532-6.
- [7] KARNAPI F A, GAN W S, CHONG Y K. FPGA implementation of parametric loudspeaker system [J]. *Microprocessors and Microsystems*, 2004, 28(5-6): 261-72.
- [8] OLSZEWSKI D, PRASETYO F, LINHARD K. Steerable highly directional audio beam loudspeaker [J]. *9th European Conference on Speech Communication and Technology*, 2005: 137-40.
- [9] SHIGETO TAKEOKA Y Y. Acoustic Projector Using Directivity Controllable Parametric Loudspeaker Array [Z]. *Proceedings of 20th International Congress on Acoustics, ICA 2010*. Sydney, Australia. 2010
- [10] CERVENKA M, BEDNARIK M. Non-paraxial model for a parametric acoustic array [J]. *J Acoust Soc Am*, 2013, 134(2): 933-8.
- [11] 丁德胜, 林靖波, 水永安, et al. 活塞式超声换能器声场的一种解析描述 [J]. *声学学报*, 1993, (04): 249-55.
- [12] RAYLEIGH L. Aerial plane waves of finite amplitude [J]. *Proceedings of the Royal Society of London Series A, Containing Papers of a Mathematical and Physical Character*, 1997, 84(570): 247-84.
- [13] MILAN, CERVENKA M B A P K. Numerical Simulation of Parametric Field Patterns of Ultrasonic Transducer Arrays [M].
- [14] POMPEI F J. The Use of Airborne Ultrasonics for Generating Audible Sound Beams [J]. *Journal of the Audio Engineering Society*: 47.
- [15] SAKAI S, KAMAKURA T, ENFLO B, et al. Dynamic single sideband modulation for realizing parametric loudspeaker [Z]. *AIP Conference Proceedings*. 2008: 613-6.10.1063/1.2956299
- [16] POMPEI F J, WOOH S C. Phased array element shapes for suppressing grating lobes [J]. *J Acoust Soc Am*, 2002, 111(5 Pt 1): 2040-8.
- [17] GAN W-S, YANG J, TAN K S, et al. A digital beamsteerer for difference frequency in a parametric array [J]. *Audio, Speech, and Language Processing, IEEE Transactions on*, 2006, 14: 1018 - 25.
- [18] SHI C, GAN W S. Grating lobe elimination in steerable parametric loudspeaker [J]. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*, 2011, 58(2): 437-50.
- [19] WU S, WU M, HUANG C, et al. FPGA-based implementation of steerable

parametric loudspeaker using fractional delay filter [J]. *Applied Acoustics*, 2012, 73(12): 1271-81.

[20] PAUL MURPHY A K A A T. An Efficient Fractional Sample Delayer for Digital Beam Steering [Z]. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, 1997, 3: 2245-2248. 1997

[21] SHI C, GAN W S. Product directivity models for parametric loudspeakers [J]. *J Acoust Soc Am*, 2012, 131(3): 1938-45.

[22] SHI C, GAN W-S. Steerable parametric loudspeaker with preprocessing methods [Z]. 2013: 055027-.10.1121/1.4801093

[23] GAN W-S, YANG J, KAMAKURA T. A review of parametric acoustic array in air [J]. *Applied Acoustics*, 2012, 73(12): 1211-9.

致谢

本次毕设是作者大学四年来第一次严肃的学术训练，行文至此，很想感谢陈锴老师、卢晶老师与钟家鑫师兄从选题到实验全程提供的帮助。感谢陈老师为我提供的毕设机会与毕设选题，在音频声学组工作学习的这段时间虽然短暂，却让我获益匪浅。钟师兄自己的学术工作非常忙碌，然而师兄仍然不厌其烦地指导我，为我提交的每一份阶段性报告添上了一条条细致的批注，师兄不仅引导我深入了解了本领域的研究成果，更教会我做科研工作的规范与工作态度。限于个人的效率问题与时间不足，这份毕设仍然有很多欠缺，尤其是实验部分的内容，但师兄教会我的工作态度我会一直牢记于心。同时还要感谢庄韬师兄，庄师兄在我的实验过程中为我提供了许多帮助，许多细枝末节的技术问题和设备问题都是靠庄师兄的帮助才得以解决，每每想到自己提出的技术问题总是在占用师兄的工作与个人时间，总是愧疚难当，心中暗暗发誓以后在新学校的学习与科研工作要加倍努力，不辜负陈老师与二位师兄的关心与帮助。

本科四年的时光如白驹过隙，在南大感受过太多师长的善意，很惭愧自己仅仅只是南大培养出的许多普通毕业生中的一份子，并不是脱颖而出的那类人，在南大的这段时光仍然是这样令人怀恋。感谢我的女朋友施佳彤，在我完成毕设的过程中给予的理解与陪伴，感谢物理学院的关系让我俩相识。感谢我的父母，一直为我的学业提供无条件的支持。