

超指向性扬声器的阵列设计与研究

杨 益¹, 阎兆立², 温周斌³, 冯海泓¹, 付 奇³

(1. 中国科学院声学研究所东海研究站, 上海 200032; 2. 中国科学院声学研究所, 北京 100080;
3. 中国科学院嘉兴中心声学所分中心, 浙江 314050)

摘要: 超指向性扬声器的阵列设计要求阵列具有高指向性, 并且无旁瓣。基于对线列阵和矩形平面阵的理论分析, 以及均匀线列阵和矩形交错阵的理论分析和比较, 提出了一种六边形交错阵列设计, 计算机模拟和实测均表明该阵列 3dB 波束宽度小于 5° 主旁瓣比为 8.3, 满足设计要求。初步分析了传感器相位对换能器阵列指向性的影响, 为挑选换能器阵元组成阵列提供了理论指导。

关键词: 超指向性扬声器; 阵列设计; 指向性; 传感器相位

中图分类号: TB556

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2008)-03-0433-06

Design and research of an ultrasonic transducer array applied in audio beam loudspeaker

YANG Yi¹, YAN Zhao-li², WEN Zhou-bin³, FENG Hai-hong¹, FU Qi³

(1. Shanghai Acoustics Laboratory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200032, China; 2. Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China; 3. Institute of Acoustics, Jiaxing Research and Commercialization Center for Technology, Chinese Academy of Sciences, Zhejiang 3140500, China)

Abstract: The design of a ultrasonic transducer array for audio beam loudspeaker requires high directivity and no sidelobe. Based on the theoretical analysis of the linear array and rectangular array, compared with linear array, crossed array and interleaving rectangular array, a novel crossed hexagon array is proposed. It has been proved by theoretical analysis and experiment that this array can completely satisfy the requirement of designing the ultrasonic transducer array for audio beam loudspeaker with the 3dB beamwidth less than 5 degree and the ratio of mainlobe to sidelobe of 8.3. Meanwhile the effect of transducers' phase on the ultrasonic transducer array is considered for the convenience of selecting transducers to form the array.

Key words: audio beam loudspeaker; array design; directivity; transducer phases

1 引 言

超指向性扬声器^[1]是一种利用声波在空气中传播的非线性由不可听的超声产生可听声的参量装置, 这种声源相比相同大小的传统扬声器, 可以产生非常强的指向性、像聚灯光束一样的宽带可听声束。利用超声传感器组成的换能器阵列^[2]是超指向

性扬声器的重要部分, 本文基于对线列阵和矩形平面阵的理论分析, 以及均匀线列阵和矩形交错阵的理论分析和比较, 提出了一种六边形交错阵列设计, 同时给出了相应的指向性因子曲线计算机模拟曲线和实测曲线。另外, 文章还初步分析了换能器的相位对阵列指向性的影响。

2 阵列指向性设计

超指向性扬声器^[3]利用发射的超声在空气中解调出可听声, 因为超声和空气非线性作用的高指向

收稿日期: 2007-07-18; 修回日期: 2007-09-12

作者简介: 杨益 (1983-), 男, 博士生, 研究方向为信号与信息处理。

通讯作者: 冯海泓, E-mail, fenghaihong@263.net

性,解调出的可听声相对普通扬声器具有很高的指向性。其指向性等于以下两个指向性的乘积^[4]:一是发射超声的阵列指向性,另一个是空气非线性作用的指向性。为了保证整个系统具有高指向性,需要上述两个指向性都很理想,其中第二指向性的原理和设计不在本文讨论范围^[5],本文主要讨论第一个发射超声阵列的指向性设计与研究。

以接收阵为例进行研究,根据互易原理^[6],得到的结论等适用于发射阵。

当平面波入射时,基元接收声压为

$$P = ae^{j(\omega t - kx)} = ae^{j(\omega t - \varphi)} \quad (1)$$

其中相位 φ 可表示为

$$\varphi = kx = \omega x/c = \omega \tau \quad (2)$$

式中 k 为波数; c 为声速; x 为声波的传播距离; τ 是传播时间; a 是声压振幅。 $e^{j\omega t}$ 是振动因子,一般对方向性没有影响,所以在以后讨论时略去不计,而仅引入归一化声压

$$V = e^{-j\omega t} \quad (3)$$

在图 1 的坐标系中, e_i 为入射波方向的单位矢量,它与 z 轴的夹角为 γ ,在 $x-y$ 平面上的投影与 y 轴的夹角为 α ,故可表示为^[7,8]

$$e_i = \sin\gamma \sin\alpha i + \sin\gamma \cos\alpha j + \cos\gamma k \quad (4)$$

这里 i, j, k 分别为 x, y, z 坐标轴方向的单位矢量。

n 是波束指向单位矢量,它表示了波束主瓣方向。在这个方向上具有各基元声压同相叠加的条件。它与 z 轴的夹角为 γ_n ,在 $x-y$ 平面上的投影与 y 轴的夹角为 α_n ,故可表示为

$$n = \sin\gamma_n \sin\alpha_n i + \sin\gamma_n \cos\alpha_n j + \cos\gamma_n k \quad (5)$$

r_i 为第 i 号基元的空间坐标矢量,可表示为

$$r_i = r_{ix} i + r_{iy} j + r_{iz} k \quad (6)$$

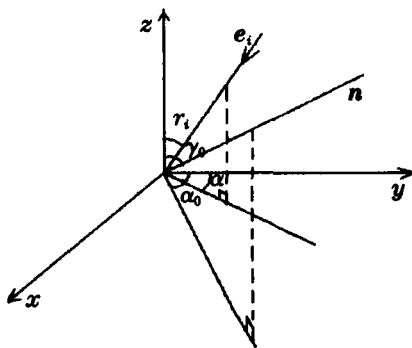


图 1 声波入射坐标系

Fig.1 The coordinate system for incident wave

利用 r_i, n, e_i 各矢量,写成内积形式, $\langle r_i, e_i \rangle = -\langle r_i, n \rangle$ 为第 i 号基元入射波的波阵面相对于波束指向方向的波阵面间的相对声程差。假定第 i 号基元接

收声压振幅为 u_i ,则可得到声压为 $u_i e^{-jk\langle r_i, e_i \rangle}$ 。对它进行相位补偿可以得到 $u_i e^{-jk\langle r_i, e_i \rangle - \langle r_i, n \rangle}$,再进行线性叠加得到方向性公式为

$$\sum_{i=1}^M u_i e^{-jk\langle r_i, e_i \rangle - \langle r_i, n \rangle} \quad (7)$$

M 为基元个数。显然极大值的方向是 $e_i = n$ 。用极大值方向的声压振幅进行归一化,就得到方向性因子

$$R(\alpha, \gamma) = \frac{\sum_{i=1}^M u_i e^{-jk\langle r_i, e_i \rangle - \langle r_i, n \rangle}}{\sum_{i=1}^M u_i} \quad (8)$$

它反映了基阵输出幅度响应随方向变化的关系。

以上都是基元本身没有方向性时的分析。对于基元有方向性的情况,为了简化起见,假设基元具有相同的方向性因子 $d(\alpha, \gamma)$,那么

$$\begin{aligned} R(\alpha, \gamma) &= \frac{\sum_{i=1}^M u_i e^{-jk\langle r_i, e_i \rangle - \langle r_i, n \rangle} d(\alpha, \gamma)}{\sum_{i=1}^M u_i d(\alpha_0, \gamma_0)} \\ &= R_0(\alpha, \gamma) R_1(\alpha, \gamma) \end{aligned} \quad (9)$$

其中 $R_1(\alpha, \gamma) = d(\alpha, \gamma)/d(\alpha_0, \gamma_0)$,是单个基元归一化的方向性因子, $R_0(\alpha, \gamma)$ 是无方向性基元组成的基阵方向性因子。实际上,基元本身可能是一个基阵,相对于整个基阵系统来说,是子阵或者称为广义基元。这时基元的空间位置相当于广义基元的等效中心,而等效中心就是广义基元方向性计算时选定计算相位的参考点。广义基元的方向性因子就是 $R_1(\alpha, \gamma)$ 。

2.1 一维阵型分析

均匀线阵是用多个基元组成的一维阵型基阵,它是一种最基本的阵列形式,因此先从均匀线阵分析开始。这种均匀线阵有三个假设条件:

(1) n 个基元排列成一条直线,且认为 a (基元直径) $\ll \lambda$ (波长),基元是无指向性的。

(2) 基元等间距排列,间距为 d 。

(3) 各基元接收到的声信号,在幅度上是相等的。即 $u_0 = u_1 = \dots = u_n$ 。

各基元间的相位差公式是 $\Delta\varphi = k\langle r, (e-n) \rangle$,根据图 2,有

$$r = r_x i + r_y j + r_z k,$$

$$e_i = e_x i + e_y j + e_z k,$$

$$n = n_x i + n_y j + n_z k,$$

其中 $r_x = (i-1)d; r_y = 0; r_z = 0 (i=1, 2, \dots, N)$

其中 $e_x = \sin\gamma \sin\alpha; e_y = \sin\gamma \cos\alpha; e_z = \cos\gamma$

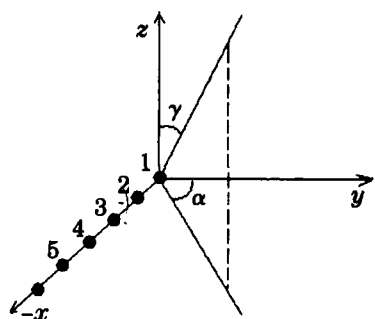


图2 均匀线阵坐标系

Fig.2 The coordinate for a uniformly-spaced linear array

其中 $n_x = \sin\gamma_0 \sin\alpha_0$; $n_y = \sin\gamma_0 \cos\alpha_0$; $n_z = \cos\gamma_0$

因此有

$$\Delta\varphi = 2\pi/\lambda (i-1)d(\sin\alpha \sin\gamma - \sin\alpha_0 \sin\gamma_0)$$

按照公式(8)可写出线阵列的方向性因子^[6]

$$|R(\alpha, \gamma)| = \frac{\sin[kd/2(\sin\alpha \sin\gamma - \sin\alpha_0 \sin\gamma_0)]}{N \sin[kd/2(\sin\alpha \sin\gamma - \sin\alpha_0 \sin\gamma_0)]} \quad (10)$$

当 $\alpha = \alpha_0, \gamma = \gamma_0$ 时, 方向性因子出现极大值。

当 $\alpha_0 = 0, \gamma_0 = \pi/2$ 时, 若令 $\gamma = \pi/2$, 那么得到简化的方向性因子

$$R(\alpha) = \frac{\sin(Nkd/2 \sin\alpha)}{N \sin(kd/2 \sin\alpha)} = \frac{\sin(N\pi/\lambda d \sin\alpha)}{N \sin(\pi/\lambda d \sin\alpha)} \quad (11)$$

它表示水平面内的基阵指向性, 该阵列指向性曲线对称于 x 坐标轴, 因此它可以用来描述一维线阵的空间指向性。

图3是根据公式(11)计算的均匀线阵方向性因子曲线图。其中频率为 40kHz, 间距 $d=17\text{mm}$, 基元数目是 7。

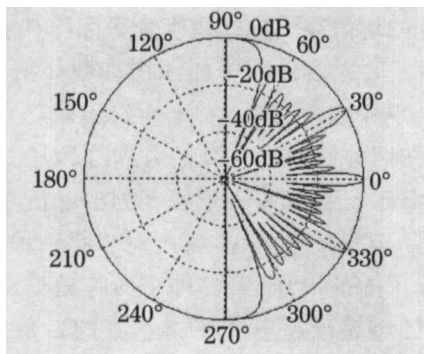


图3 均匀线阵方向性因子曲线图

Fig.3 Directional pattern of a uniformly-spaced linear array

下面对方向性因子公式(11)作一些讨论:

2.1.1 极大值位置

极大值对应的角度是

$$\alpha = \sin^{-1}(i\lambda/d) \quad (12)$$

其中 $i=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N$ 。显然 $\alpha=0$ 时是主极大位置(也称为主瓣), 当 $i=\pm 1, \pm 2, \dots$ 时, 幅值等于主极大

值但是角度已经偏离主极大值的位置, 称为副极大值(或者称为栅瓣)。

2.1.2 极小值位置

极小值位置是

$$\alpha = \sin^{-1} \frac{i\lambda}{Nd} \quad (13)$$

为了确保公式(11)分母部分不为零(分母为零则出现极大值), 必须满足条件 i/N 不等于整数。主瓣和栅瓣之间或者相邻的栅瓣之间有 $N-1$ 个极小值。

2.1.3 旁瓣

旁瓣的位置为

$$\alpha = \sin^{-1} \left[\left(i + \frac{1}{2} \right) \frac{\lambda}{Nd} \right] \quad (14)$$

相邻的两个栅瓣之间有 $N-2$ 个旁瓣。

旁瓣值为

$$R(\alpha) = \frac{1}{N \sin \left[\frac{\pi}{N} \left(i + \frac{1}{2} \right) \right]}$$

所以 $i=1$ 时(第一旁瓣)方向性因子为

$$R(\alpha_s) = 1/\pi(1+1/2) \quad (15)$$

不难得到一维线阵主旁瓣之比为 $R(\alpha_M)/R(\alpha_s) = 1/0.21$ 。

由于线性阵列的方向性会出现栅瓣, 它对目标定向或信号增强极为不利, 因此在设计基阵时必须消除, 通常关心的是第一栅瓣的消除。消除栅瓣从两个方面考虑, 一是根据公式(9), 采用具有方向性的基元组成基阵, 利用基元本身的方向性消除可能出现的栅瓣; 二是考虑波长 λ 与基元间距 d 之间的关系, 从公式(12)可以看出, 要使得第一栅瓣($i=1$)不存在, 只需满足公式(16)即可。

$$\lambda/d > 1 \quad (16)$$

如果以上两个条件都不能满足, 可考虑利用广义基元(即阵列方式组成的基元)。如图4所示, 如果基元的间距 d 受到限制不能满足式(17), 而基元又无指向性时, 可先组成具有方向性的广义基元, 再组成整个基阵, 以抑制栅瓣的出现。

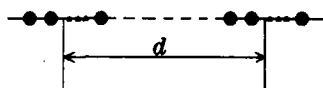


图4 广义基元阵列

Fig.4 Array formed by generalized elements

2.2 矩形阵分析

二维阵型有线阵组合平面阵(基元为一个点)、线阵组合平面阵(基元为一条线)等等。这里仅对线阵组合平面阵进行分析, 它是一种点基元按一定规则排列的平面阵。

图5是均匀线列阵纵横组合平面阵,假设该基元个数是 $M \times N$, x 坐标轴上基元间距是 d_x , y 坐标轴上基元间距是 d_y ,入射波方向单位矢量如公式(4)所示,波束指向单位矢量如公式(5)所示,基元的空间坐标矢量可表示为

$$\mathbf{r}_{mn} = r_{mx}\mathbf{i} + r_{my}\mathbf{j} \quad (17)$$

其中 $r_{mx} = md_x$, $r_{my} = nd_y$, $m=0,1,\dots,M-1$, $n=0,1,\dots,N-1$ 。各基元间的相位差为

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{mn} &= k(\mathbf{r}_{mn}, (\mathbf{e} - \mathbf{n})) \\ &= k[r_{mx}(\sin\gamma\sin\alpha - \sin\gamma_0\sin\alpha_0) + \\ &\quad r_{my}(\sin\gamma\cos\alpha - \sin\gamma_0\cos\alpha_0)] \end{aligned}$$

则方向性因子为^[6]

$$\begin{aligned} R(\alpha, \gamma) &= \frac{\sin[Mkd_x/2(\sin\gamma\sin\alpha - \sin\gamma_0\sin\alpha_0)]}{M\sin[kd_x/2(\sin\gamma\sin\alpha - \sin\gamma_0\sin\alpha_0)]} \cdot \\ &\quad \frac{\sin[Nkd_y/2(\sin\gamma\cos\alpha - \sin\gamma_0\cos\alpha_0)]}{N\sin[kd_y/2(\sin\gamma\cos\alpha - \sin\gamma_0\cos\alpha_0)]} \quad (18) \end{aligned}$$

2.3 矩形交错阵分析

图6是一维均匀线列阵交错排列组成的平面阵。它与上述平面阵的方向性因子有很大差异。由于该方向性因子表述公式比较复杂,为了表述简单起见,设定该平面阵的波束指向与 z 轴平行,即 $\gamma_0=0$ 。图中 x 轴方向上相邻基元的间距同样为 d_x , y 轴方向上相邻基元的间距为 d_y 。虽然 x 轴方向上基元的编号为 $1 \sim M$, y 轴方向上基元的编号为 $1 \sim N$,但是不难看出该平面阵的基元实际数目为 $2 \cdot M \cdot N$ 。

该平面阵的方向性因子为

$$\begin{aligned} R(\alpha, \gamma) &= \frac{1}{2 \cdot M \cdot N} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \exp[-jk(md_x\sin\gamma\sin\alpha + \\ &\quad nd_y\sin\gamma\cos\alpha)] + \frac{1}{2 \cdot M \cdot N} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \exp[-jk \\ &\quad [(m+\frac{1}{2})d_x\sin\gamma\sin\alpha + (n+\frac{1}{2})d_y\sin\gamma\cos\alpha]] \\ &= \frac{1}{2 \cdot M \cdot N} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \exp[-jk(md_x\sin\gamma\sin\alpha + \\ &\quad nd_y\sin\gamma\cos\alpha)] \times [1 + \exp[-jk(\frac{d_x}{2}\sin\gamma\sin\alpha + \\ &\quad \frac{d_y}{2}\sin\gamma\cos\alpha)]] \end{aligned} \quad (19)$$

下面对该式进行一些分析。当 $\alpha=0^\circ$ 时,上式得到

$$\begin{aligned} R_{\alpha=0^\circ}(\gamma) &= \frac{1}{2 \cdot M \cdot N} \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(-jkn d_y \sin\gamma) + \right. \\ &\quad \left. \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \exp[-jk(n+\frac{1}{2})d_y \sin\gamma] \right\} \\ &= \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{2N-1} \exp(-jkn \frac{d_y}{2} \sin\gamma) \quad (20) \end{aligned}$$

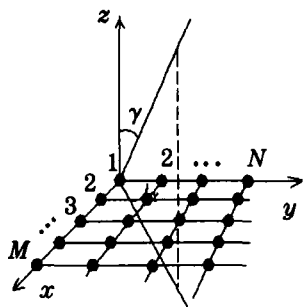


图5 矩形阵

Fig.5 Rectangular array

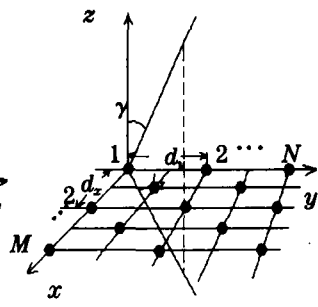


图6 矩形交错阵

Fig.6 Interlaced rectangular array

同样当 $\alpha=90^\circ$ 时,

$$R_{\alpha=90^\circ}(\gamma) = \frac{1}{2M} \sum_{m=0}^{2M-1} \exp(-jkm \frac{d_x}{2} \sin\gamma) \quad (21)$$

显然当 $\alpha=0^\circ$ 的时候,其方向性因子等同于间距为 $d_y/2$,数目为 $2N$ 的基元组成的均匀一维线列阵, $\alpha=90^\circ$ 的时候,其方向性因子等同于间距为 $d_x/2$,数目为 $2M$ 的基元组成的均匀一维线列阵。实际中,可能受传感器本身尺寸所限,不能在物理上把基元间距 d 做到很小,但是可通过这种交错排列方式缩小基元等效间距,使得在某些方向上的基元等效间距可缩小一半,有利于消除栅瓣。

下面举例说明均匀线列阵纵横组合平面阵(如图7(a))与交错组合平面阵(如图7(b))两种方式对栅瓣的影响。对于图7(a), $M=2$, $N=7$;图7(b), $M=1$, $N=7$,两个阵列的基元数目都是14。设定 $\alpha=0^\circ$, $\gamma_n=0^\circ$,声波频率是40kHz,基元间距是17mm(超声传感器直径为16mm),基元数目为14。根据公式(18)计算的均匀线列阵纵横组合平面阵在 $y-z$ 平面(见图6)上的方向性因子曲线图如图3所示,其第一栅瓣出现在 30° 角度;对于均匀线列阵交错组合平面阵,按照公式(19)计算的方向性因子如图8所示,其栅瓣已经到 90° 。一般直径为16mm的超声传感器本身的发散角是 $50^\circ \sim 60^\circ$,对于第一种平面阵,无法消除栅瓣的出现,第二种平面阵栅瓣出现的角度(90°)已经超出超声传感器本身的发散角($50^\circ \sim 60^\circ$),因此可很好抑制栅瓣的出现。可以看出图7(b)阵列在 $y-z$ 平面上的方向性因子,相当于基元间距减小一半的一维线列阵方向性因子。同样方法可得到 $x-z$ 平面上方向性因子,根据计算得到其第一栅瓣出现的方位角在 35° ,虽不能完全抑制栅瓣,却也比第一种情况有所改善。

2.4 六边形交错阵列

一般来说,基阵设计都是要求基阵的主瓣比较窄,主旁瓣比较大。但在实际中,对于给定基阵,

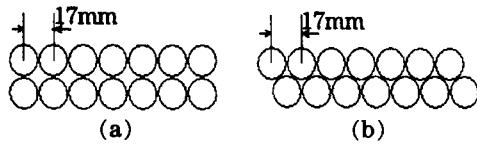


图7 两种平面阵比较

Fig.7 Comparison between two different planar arrays

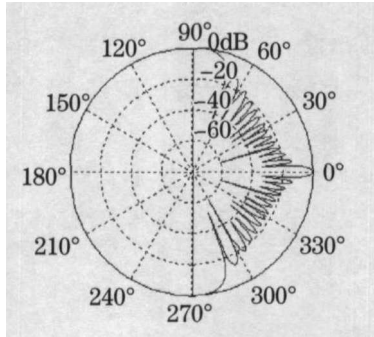


图8 均匀交错阵方向性因子曲线图

Fig.8 Directional pattern of an interlaced rectangular array

要求主瓣变窄,其旁瓣幅度就大;旁瓣幅度变小,其主瓣就宽。通常是保持其中之一指标不变,而用一定的方法改善另一个指标。

可以用加权方法^[6]较好地解决基阵的方向性设计问题。例如,通过改变基阵各基元间的灵敏度或不均匀的间隔基元从而调整系统的方向性。改变基元灵敏度的方法称为振幅加权,改变基元间隔视为相位加权。加权方法有代入法、反变换法、函数逼近法等。其中函数逼近法使基阵的方向性因子逼近于契比雪夫函数,利用契比雪夫多项式^[7]解决加权系数的计算问题,这和数字信号处理中的滤波器设计有共同之处。为了提高主旁瓣比,加权原则满足中心大且向两边逐渐衰减的特性,否则效果相反。

在实验中,采用一个总共由37个基元组成、每边基元数为4的六边形交错阵,基元直径为16mm,如图9所示。

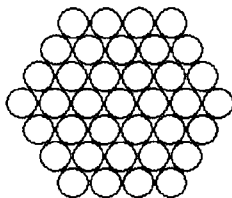


图9 六边形交错阵

Fig.9 Interlaced hexagon array

理论计算的平面阵水平面内(基阵竖直放置)的方向性因子曲线如图10所示(超声频率40kHz),与图8比较发现,该六边形交错阵的旁瓣降低明显,同时主瓣也有所加宽,这是由于六边形的排列方式相当于进行了空间平滑。

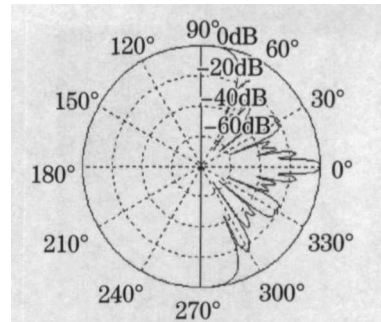


图10 六边形交错阵水平面内的方向性因子曲线

Fig.10 Directional pattern of a interlaced hexagon array

尝试对上述六边形交错阵的加权进行修正,如图11所示,图中黑色表示该位置没有传感器。图12是修正后的平面阵在水平面内的方向性因子,可以看出,其旁瓣比图10得到较好地抑制,主瓣却没有明显变化。从计算数据看,图8(加矩形窗)主旁瓣之比为 $R(\alpha_M)/R(\alpha_s)=1/0.22$,符合公式(15)的结果;图10(六边形交错阵,相当于加梯形窗)主旁瓣之比为 $R(\alpha_M)/R(\alpha_s)=1/0.16$;图12(六边形交错阵,非均匀基元间隔)主旁瓣之比为 $R(\alpha_M)/R(\alpha_s)=1/0.12$ 。图13是对实际传感器阵列测得的超声(40kHz)在水平面内指向性曲线,方向角在 $\pm 30^\circ$ 之间(图13没有栅瓣是因为超声传感器本身的发散角在 $50^\circ \sim 60^\circ$)。

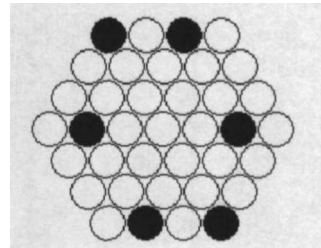


图11 加权修正的六边形交错阵

Fig.11 Weighting modification of an interlaced hexagon array

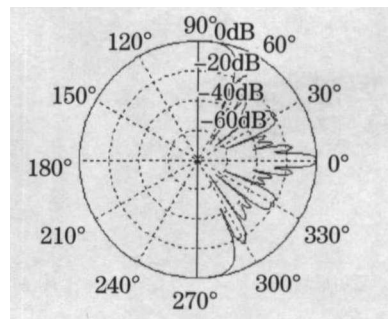


图12 加权修正的六边形交错阵水平面内方向性因子

Fig.12 Directional pattern of a interlaced hexagon array with weighting and modification

3 超声传感器相位对阵列指向性影响

超声传感器的相位一致性直接影响到阵列的指向性。以一维阵列为例进行一些分析。

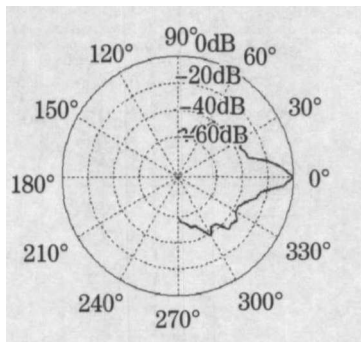


图 13 实测六边形交错阵在水平面内超声方向性因子曲线
Fig.13 The measured directional pattern of a interlaced hexagon array's with weighting and modification

目前市场上出售的超声传感器一般都没有区分相位,因此组成一个完整基阵的基元,必须考虑相位一致性。图 14 是 12 个基元组成的一维线列阵方向性因子曲线,其中频率为 40kHz,间距 $d=8.5\text{mm}$ 。其中图 14(a)所有基元相位完全一致;图 14(b)是第 2

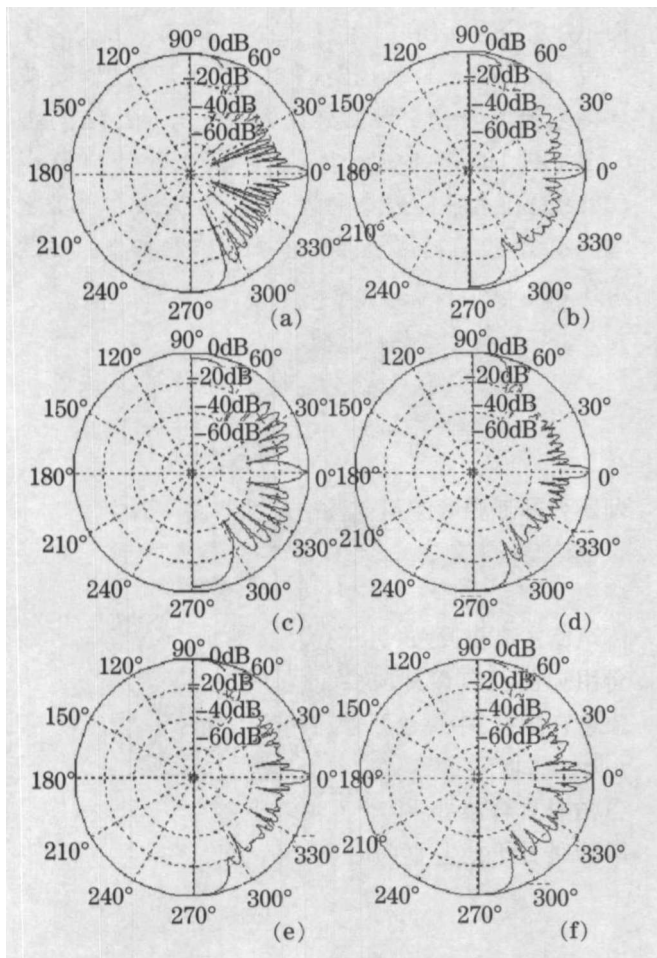


图 14 12 个基元组成的一维线列阵方向性因子曲线
Fig.14 Directional pattern of a uniformly-spaced linear array formed by 12 elements

个基元的相位与其他相差 180° ;图 14(c)是第 2、11 共两个基元的相位与其他相差 180° ;图 14(d)是第二个基元的极相位与其他相差 45° ;图 14(e)是第 2、11 共两个基元的相位与其他相差 45° ;图 14(f)是第 2、5、11 共三个基元的相位与其他相差 45° 。

由图 14 可以看出,组成阵列的基元的极性是否一致对阵列的指向性影响很大,阵列中出现极性不一致的基元将使得旁瓣明显增大,甚至会造成主瓣偏离所期望的最大值方向。基元之间的相位差也将对阵列指向性产生一定的影响。应该尽可能选择相位差在 45° 以内的传感器基元组成阵列,以获得良好阵列指向性。

4 结 论

本文提出了一种用于超指向性扬声器的六边形交错排列的换能器阵列设计,并进行了相应的理论分析和实验研究,结合传感器基元的极性和相位挑选,可以获得比较满意的阵列指向性因子曲线。

下一步将会研究使用此阵列设计发射超声信号,经过空气非线性解调出的音频信号的指向性规律。

参 考 文 献

- [1] Pompei F.J. The use of airborne ultrasonics for generation audible sound beams[P]. Presented at the 105th Convention of the Audible Engineering Society, J. Audio Eng. Soc., 1998, 726-731.
- [2] Yoneyama M., Fujimoto J., Kawamo Y. Sasabe S., The audio spotlight: an application of nonlinear interaction of sound waves to a new type of loudspeaker design[J]. J. Acoust. Soc. Am, 1983, 73(5): 1532-1536.
- [3] Singha S, Zornig, J. G. Synthesis of arbitrary broadband signals for a parametric array[P]. US 4603408 A1, 1983.
- [4] Yang J., Ga W. S., Er M. H.. Steering of directional sound beams[S]. WO 03/019125 A1, 2003.
- [5] Westervelt P.J. Parametric acoustic array[J]. J. Acoust. Soc. Am, 1963, 35(4): 535-537.
- [6] 杜功焕.声学基础[M].上海:上海科技出版社,1981. DU Gonghuan. The foundation of acoustic [M]. Shanghai: Shanghai Science and Technology Press. 1981.
- [7] 栾桂冬, 张金铎. 王仁乾.压电换能器和换能器阵 [M]. 北京: 北京大学出版社, 2004. LUAN Guidong, ZHANG Jinze, WANG Rengian. Transducers piezoelectric and array [M]. Beijing: Peking University Press. 2004.
- [8] Harry. L. Van Trees. Optimum Array Processing[M]. Wiley Press. 2002.