

内部参考资料

无线电专题译丛

水 声 学

无线电工业技术编辑部

1965年10月

45
7-2

目 录

1. 控制水声接收系统方向性的几种方法.....	1
2. 点源圆形基阵的方向特性.....	8
3. 关于水听器组形式的水下接收基阵的平衡电阻的研究.....	15
4. 时间平均乘积基阵和同类相关器性能之比较.....	30
5. 水声测量用的自适应相关器.....	40
6. QBH—1型和QBC—1型声纳预警设备	50
7. 一种小型晶体管回声探测仪.....	58
8. 弯曲圆板压电陶瓷声辐射器理论.....	67
9. 压电弯曲换能器元件.....	90
10. 聚氨基甲酸酯作为耐压密封剂的应用.....	98

控制水声接收系統方向性的几种方法

1958年以来, D. G. Tucker和V. G. Welsby 等人提出了一些实现声納系統电子扫描的方法。他們采用綫性收音器基陣和带抽头的延时綫, 借助对回波信号的扫頻处理, 使延时綫的相移随扫描頻率同步变化, 因而实现一定扇面內接收波束的扫描。这种电子扫描声納系統的特点, 就在于无需旋轉接收換能器即可控制接收波束的高速扫描。

近年来, 卜部太正、大谷隆彦等人试图利用更簡易的方法, 实现水声接收系統の波束扫描以及控制方向图的变化。经过初步試驗, 証明这些方法是有成效的。本文将对这些方法分別作一些介紹。

和 差 法

一、基本原理

和差法的簡化方框图如图 1 所示。图中 H_1 和 H_2 是二个接收換能器, θ 是声源入射方向。 S 和 D 分別表示和路和差路輸出特性。随着入射声源方向 θ 的变化, 构成了和路及差

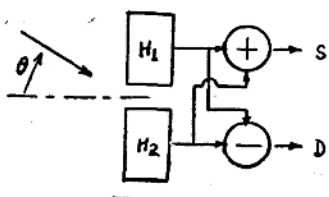


图1.

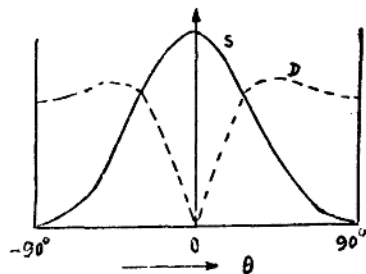


图2.

路輸出方向性曲綫 (相应于图 2 的 S 和 D 曲綫)。和差法的实质就是利用 S 和 D 曲綫来控制水声接收系統的方向性。

图 3 是实现和差法方案之一。假設和路及差路的放大量相应为 μ 和 $C\mu$, 則系統的輸出为

$$k \propto |S| - C|D|$$

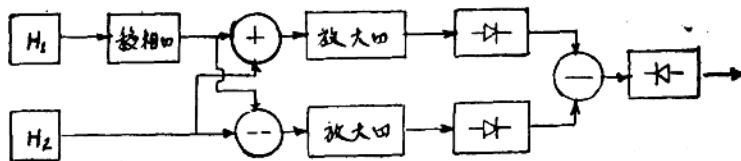


图3.

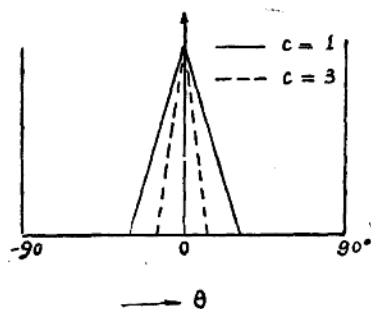


图4.

图4示出和差法系统的输出特性。由图可见，只要改变差路放大量 C ，即可控制方向性图的宽度。至于和路输入端引入的移相器，则是用来实现波束扫描的。随着移相器相移的变化就可完成波束扫描。

由图2可知，在 $\theta = 0^\circ$ 附近 S 曲线非常平坦，而 D 曲线却很陡峭。在通常的声纳中利用和路输出，因而定向精度很低。和差法系统的特点就是利用了差路特性，致使在 $\theta = 0^\circ$ 附近构成了非常尖锐的方向性。这样就提高了系统的定向精度。所获得

的三角形形状的方向性图对于扫描声纳是很有用处的。和差法的另一个特点是简单可行；借助移相器就可获得波束的高速扫描，而且如上所述，方向性图的宽度亦极易控制。

图5是实现和差法的另一个方框图。它是利用差路输出控制和路放大量来得到类似图4所示的方向性图。本方案的缺点是方向性图随入射声波强度而变化，当入射强度增加时方向性图就变得愈加尖锐。

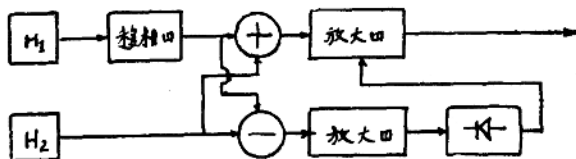


图5.

二、实验结果

曾经利用和差法原理作了波束扫描的试验。试验用声纳换能器的间距为 $\frac{5}{6}\lambda$ 。当移相器的相移为 0° 、 -90° 、 -180° 、 135° 时波束的扫描特性如图6所示。

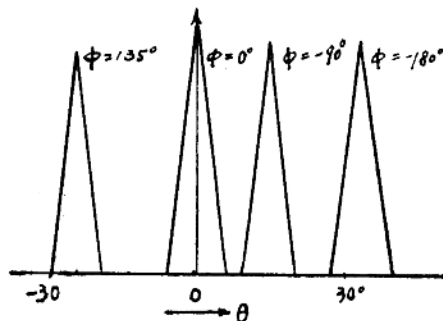


图6.

看来, 借助本系统实现扫描声纳的初步实验是有成效的。

时 差 法

一、基本原理

如图7所示, 二个中心间距为 d 的接收换能器接收从 θ 方向入射平面声波时, 它们的输出之间存在着时间差

$$t_{12} = \frac{d}{c} \sin \theta$$

式中 c 是声波传播速度。

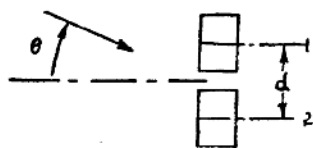


图7.

时差法的实质, 就是利用二个收音器输出之间所包含的时差信息来实现方向性的控制。而有关信号强度的信息在这里不被利用。

下面利用图8来说明时差法的原理。

图中 a_1 和 a_2 相应为接收换能器 (1) 和 (2) 的输出信号。如果取这些信号波形的一定电平, 比方在由负到正的零电平上形成脉冲, 那末可以得到时差为 t_{12} 的二个脉冲串 b_1 和 b_2 。如果脉冲串 b_1 和 b_2 再经延时 t_{d1} 和 t_{d2} 后, 相应形成脉宽为 τ_1 和 τ_2 的脉冲串 c_1 和 c_2 。 c_1 和 c_2 脉冲串相

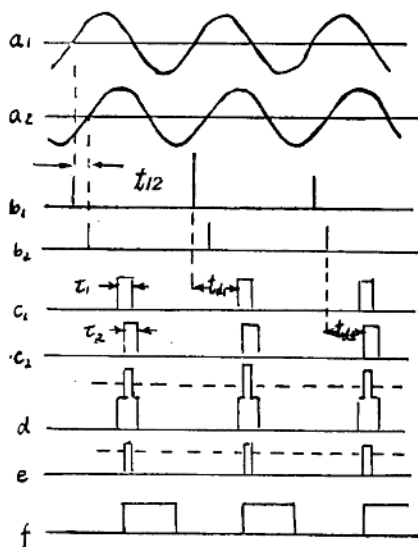


图8.

加結果如图8d, 而相乘之积为图8e。若取图中虚线所示的某一给定鑑別电平, 使在脉冲串 c_1 和 c_2 重合时产生一定輸出 f , 不重合时則无輸出。因此, 最終輸出所形成的方向性图在直角坐标图上呈現矩形, 而在极坐标图上为扇形。这种方向性图形状原則上与頻率无关。

显然, 脉冲串 c_1 和 c_2 保持重合的条件是

$$\tau_1 \geq \Delta t \geq -\tau_2$$

式中

$$\Delta t = t_{12} - t_{d12}, \quad t_{d12} = t_{d1} - t_{d2}.$$

如果, $\Delta t = \tau_1$ 时相应的入射声波方位角为 θ_1 , 而相当 $\Delta t = -\tau_2$ 时的方位角为 θ_2 , 那末我們可以得到下列关系式:

$$t_{d12} + \tau_1 = t_0 \sin \theta_1;$$

$$t_{d12} - \tau_2 = t_0 \sin \theta_2.$$

$$\text{式中 } t_0 = \frac{d}{c}$$

因此, 定向波束的中心方位 θ_0 和波束寬度 δ 相应等于

$$\theta_0 = \frac{\theta_1 + \theta_2}{2};$$

$$\delta = \theta_1 - \theta_2.$$

經計算得到

$$\theta_0 = \sin^{-1} \left\{ \left(\frac{t_{d12}}{t_0} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\tau_1 - \tau_2}{t_0} \right) \cdot \frac{1}{\cos \frac{\delta}{2}} \right\};$$

$$\delta = 2 \sin^{-1} \left\{ \frac{\tau_1 + \tau_2}{t_0} \cdot \frac{1}{2 \cos \theta_0} \right\}.$$

如果 $\tau_1 + \tau_2 \ll t_0 \cos \theta_0$, 則

$$\theta_0 \cong \sin^{-1} \left\{ \frac{t_{d12}}{t_0} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\tau_1 - \tau_2}{t_0} \right\};$$

$$\delta \cong \frac{\tau_1 + \tau_2}{t_0} \cdot \frac{1}{\cos \theta_0}.$$

在 $\tau_1 = \tau_2 = \tau$ 的特殊情况下, 如果 $|\theta_0| < 30^\circ$, 那末

$$\tau_0 \cong t_{d12} / t_0;$$

$$\delta \cong 2\tau / t_0.$$

由上述推論告訴我們, 只要改变脉冲寬度 τ , 就可以控制定向波束的寬度, 而变化相对延迟時間 t_{d12} , 即可求得波束扇面扫描的范围。

利用时差法的实验性方框图, 如图9所示。

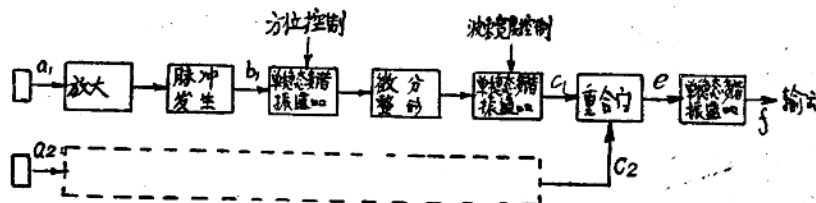


图9.

图中标出了与图 8 所相应的波形的位置。

在信号为正弦波时获得单指向性的条件是

$$\frac{t_0}{T} < \frac{1}{1 + \sin|\theta_m|} ;$$

式中 T 为正弦信号的周期； θ_m 是 θ_0 的最大值。因而，控制方位扫描的范围是有一定界限的。原则上利用三个收音器可以在 360° 范围内控制波束的方位，而且也有可能实现波束的整个空间扫描。

不过，本方法由于噪音的影响，输入信号零电平形成脉冲的位置误差。如图 10 所示，若振幅为 E_s ，周期为 T 的正弦信号迭加了振幅为 e_N 的干扰，则因杂音干扰引起的脉冲位置的最大误差 t_{max} 为

$$t_{max} = \frac{T}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{e_N}{E_s} \right)。$$

引起的最大方位误差 θ_{max} 为

$$\begin{aligned} \theta_{max} &= \frac{1}{t_0} \cdot \frac{1}{\cos \theta_0} \cdot 2t_{max} \\ &= \frac{1}{\pi} \cdot \frac{T}{t_0} \cdot \frac{1}{\cos \theta_0} \cdot \sin^{-1} \left(\frac{e_N}{E_s} \right) \\ &\cong \frac{1}{\pi} \cdot \frac{T}{t_0} \cdot \frac{1}{\cos \theta_0} \cdot \frac{e_N}{E_s}。 \end{aligned}$$

近似式在信杂比大于 5 分贝时才能成立。由上式可见，欲使方位误差减少，则要大大提高信杂比。这也可能是本系统致命的弱点。

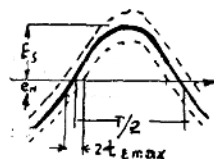


图 10.

二、实验结果

曾利用图 9 所示之方框图，制成了试验模型。脉冲串的延时（方位控制）及脉冲宽度控制（波束宽度控制），利用阴极耦合单稳态多谐振荡器，其偏压可进行线性控制。收音器利用 $Al-Fe$ （铝铁合金）磁致伸缩材料。实验是在空气中进行的。工作频率为 16 千赫。二个收音器的中心间距为 $\frac{5}{9} \lambda$ 。

当 $t_{d12} = 0$ ， $\tau_2 \cong 1$ 微秒时，在 τ_1 从 1.5~20 微秒范围内变化所相应的方向性图如图 11 所示。

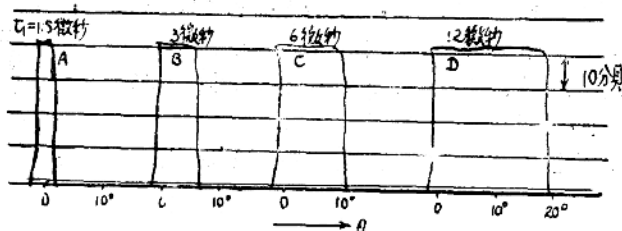


图 11.

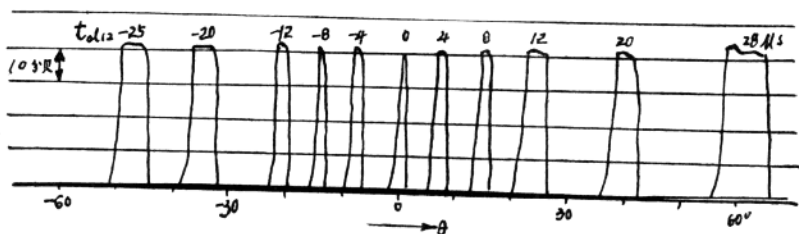


图12.

当 $\tau_1 = \tau_2 \approx 1 \mu s$ 时, 由 t_{d12} 控制的波束方位扫描的实验记录如图12所示。试验时, 方位控制电压是利用300—1000赫的锯齿波。

利用本方法制造的扫描声纳试样曾在室内空气中也作了试验, 它的方框图如图13所示。B式显示器上出现的反射信号图象见照片图14。出现光点的位置和实际反射物所处的位置是一致的。由于收发换能器均放在空气中试验, 因而Q值很高, 发出的脉冲宽度约3—4毫秒以下。试验装置中采用300赫, 5.6伏(峰对峰)的锯齿波电压作为方位控制信号, 且 $\tau_1 + \tau_2 \approx 2.5$ 微秒。

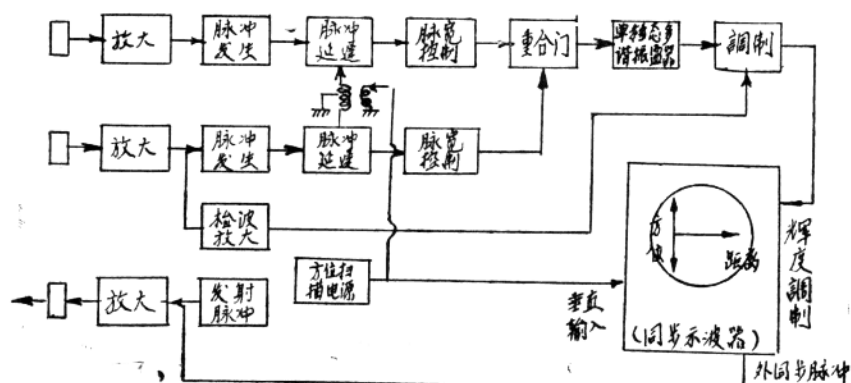


图13.

由这些实验结果可见, 本方法能实现波束高速扫描, 且波束宽度也易于控制。方向图的形状比较理想, 原则上与频率无关, 看来可能得到低频时的好方向性, 而基阵尺寸没有增大。同时利用这些特点对简易扫描声纳而言, 是切实可行的。不过, 正如前面所述, 由于干扰噪音的影响, 要求有很高的输入信杂比, 才能保证系统不致引起过大的方位误差。此外, 由二个方向同时入射的信号由于系统非线性处理而造成探测困难。这些缺点也影响了本方法的广泛应用, 要解决这些缺点有待进一步研究。

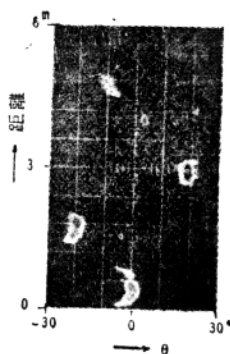


图14.

参 考 文 献

1. Tucker D.G. Welsby. V.G. and Kendell R., "Electronic sector scanning" J. Brit. I.R.E. , 1958, p.465.
2. Welsby. V.G. , "Multiplicative receiving arrays" J. Brit. I.R.E. 1961,22, p.5.
3. Isao Saito, Yasumasa Urabe and Takahiko Otani "On the directivity Control of the underwater sound receiving system" Congrese report I of the fourth international Congress on acoustica 1962, k43.
4. ト部泰正, 大谷隆彦 "受波指向性制御の一方式" 講演論文集 昭和36年10月 P73—74
5. ト部泰正, 大谷隆彦 "新しい指向性制御法によるソナー——について" 講演論文集 昭和36年10月 P75—76
6. ト部泰正, 大谷隆彦 "信号の時間差に着目した受波指向性の合成と制御" 日本音响学会誌 昭和38年9月 V19 №5.P. 201—206。
(秦 臻綜述)

点源圆形基阵的方向特性

W. Welkowitz

1. 引言

在许多声学实际应用中,当必须建立方向性辐射或方向性接收的时候,接收基元或辐射基元通常采用线形列阵。适用于声辐射系统和电磁辐射系统的线形组源的理論,可以使方向图形的旁瓣抑制級为給定时而具有最窄主瓣的基阵的計算簡化^[1,2]。但是,在一定条件下,线形组源的某些特性是不良的。例如,若改变电源使波束电旋轉时,則主瓣寬度随着波瓣位置相对辐射系統軸綫从橫向到纵向的改变而改变。此外,在通过声源列綫的任一平面內,这种系統的方向特性均为双向的,即具有两个主瓣。

为了消除組源綫形基阵的这些不良特性,研制了一种点源圆形基阵。同时,文献^[3]中得出的用于环流片辐射場的傅里叶級数式解,已被用来計算以契別雪夫多項式表示的声場。由此,当主瓣寬度、旁瓣抑制級和点源基陣圓直径为給定时,便可明显地得到点源的激励振幅和位相的精确表示式。文中还研究了基陣圓直径和点源个数的选择对方向性图形的影响。

2. 理論

現在我們来研究按圓周排列的一組点源。在图形平面內,某一远离圓周中心处的相对声压振幅值,可以通过下列方式表示为角 θ 的函数:

$$P(\theta) = \left| \sum_{l=0}^{n-1} f_l \exp j \left[k R_0 \cos \left(\frac{2\pi l}{n} - \theta \right) + \alpha_l \right] \right|, \quad (1)$$

式中, R_0 ——基陣圓半径; $k = 2\pi/\lambda$; f_l 和 α_l ——分别为第 l 个声源的相对激励振幅和位相; n ——点源的总数。首先研究非离散的连续分布点源,然后将求得的介推广到离散分布情况。若用 $\langle f(\gamma) \rangle$ 表示连续辐射环单位长度的相对复振幅,則符合方程(1)的相对声压由下式确定:

$$\langle P(\theta) \rangle = k R_0 \int_0^{2\pi} \langle f(\gamma) \rangle e^{j k R_0 \cos(\gamma - \theta)} d\gamma, \quad (2)$$

式中 γ 在和 θ 相同的方向上計算。

利用文献^[3]的結果,可写出

$$\langle f(\gamma) \rangle = \sum_{\nu} \langle A_{\nu} \rangle e^{i\nu\gamma}, \quad (3)$$

因此

$$\langle P(\theta) \rangle = K \sum_{\nu} \langle A_{\nu} \rangle j^{\nu} J_{\nu}(kR_0) e^{i\nu\theta}. \quad (4)$$

这里, K ——常数; J_{ν} ——第 1 类 ν 阶贝塞尔函数。如果在远离圆周中心的距离上, 辐射场的等位线是同心圆的话, 则声压分布复表示式 $\langle P(\theta) \rangle$ 可看作为标量, 利用傅里叶变换后, 便能写成

$$\langle A_{\nu} \rangle = \frac{1}{2} \pi K j^{\nu} I_{\nu}(kR_0) \left[\int_0^{2\pi} P(\theta) \cos \nu \theta d\theta - j \int_0^{2\pi} P(\theta) \sin \nu \theta d\theta \right]. \quad (5)$$

计算的方法是将 $P(\theta)$ 值表示为契别雪夫多项式

$$P(\theta) = T_{2m} \left(x_0 \cos \frac{\theta}{2} \right), \quad (6)$$

式中, m ——整数; $T_{\delta}(x)$ ——宗量为 x 的 δ 阶契别雪夫多项式。

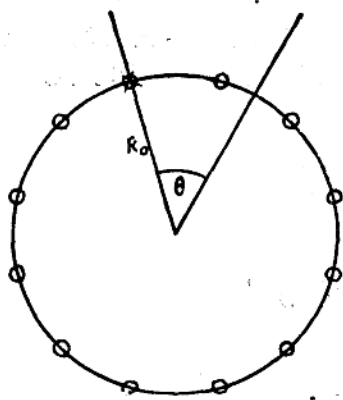


图1. 点源圆形基阵

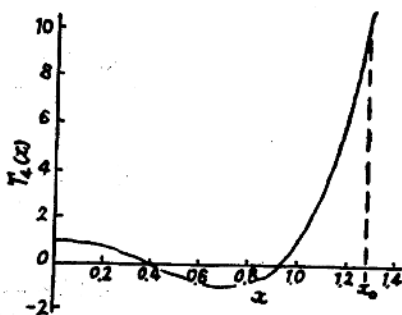


图2. 4 阶契别雪夫多项式图示法

图 2 上示出了 $\delta = 4$ 时的 $T_{\delta}(x)$ 的典型曲线。当 θ 值从 0 改变到 180° 的时候, $T_{2m}[x_0 \cos(\theta/2)]$ 的曲线有一个主最大值(波瓣)和几个较小的彼此相等的副最大值。这种类型的方向特性是建立方向性组源辐射器时所希望的。契别雪夫多项式内的常数 m 和 x_0 , 是通过理想的方向特性来确定的。我们令方向特性的主瓣振幅与副瓣振幅(副瓣抑制值)之比等于 b , 而在副瓣电平上确定的最大允许主瓣半宽度等于 θ_1 。因为当 $x = 1$ 时, $T_{\delta}(x) = 1$,

所以

$$x_0 = \sec \frac{\theta_1}{2}. \quad (7)$$

契别雪夫多项式可以用以下方法确定:

$$\left. \begin{aligned} T_0(x) &= \cos(\delta \arccos x), \quad -1 \leq x \leq 1, \\ &= \operatorname{ch}(\delta \operatorname{arch} x), \quad |x| > 1. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

多项式阶次 δ 用下面的表示式确定:

$$\delta = \frac{\operatorname{arch} b}{\operatorname{arch} x_0}. \quad (9)$$

决定于副瓣抑制级和主瓣宽度的 δ 值, 在一般情况可能不是偶数和整数。为了使契别雪夫多项式的阶次为偶数, 如这点已在上面假定的那样, 参数 m 必须取大于 $\theta/2$ 的下一整数。如果用这种方法取的 m 值与 $\delta/2$ 值相差很大时, 那末, 就必须根据方程式 (9) 确定一个新的 x_0 值。在一般情况下, 这要导致 θ_1 值将略小于第一次取的值。

契别雪夫多项式 $T_{2m}[x_0 \cos(\theta/2)]$ 可以展开成项数由阶次 T 决定的有限项余弦级数。因此, $P(\theta)$ 可写成

$$P(\theta) = \sum_{n=0}^m B_n \cos n\theta, \quad (10)$$

式中, B_n 值是 x_0 的函数。这一结果是借助把函数表示为多项式的方法得到的。例如,

$$T_2\left(x_0 \cos \frac{\theta}{2}\right) = x_0^2 \cos \theta + x_0^2 - 1$$

因而, $B_0 = x_0^2 - 1$, $B_1 = x_0^2$ 。由于正弦函数和余弦函数是正交的, 所以决定激励函数的无穷级数 (3) 可以归结为项数为有限的且等于 $m+1$ 的级数。将公式 (10) 代入 (5) 式, 得到

$$\langle A_m \rangle = \frac{B_m}{2K j^m J_m(kR_0)}$$

和

$$\langle A_{-m} \rangle = \frac{B_m}{2K j^{-m} J_{-m}(kR_0)},$$

同时

$$\langle A_0 \rangle = \frac{B_0}{K J_0(kR_0)}.$$

若 m 为偶数, 则

$$j^m = +j^{-m} \text{ 和 } J_m(kR_0) = +J_{-m}(kR_0).$$

若 m 为奇数, 则

$$j^m = -j^{-m} \text{ 和 } j_m(kR_0) = -j_{-m}(kR_0).$$

因而, $\langle A_m \rangle = \langle A_{-m} \rangle$ 。将求得的 $\langle A_n \rangle$ 值代入 (3) 式, 得到

$$\langle f(\gamma) \rangle = \frac{1}{K} \sum_{n=0}^m \frac{B_n}{j^n J_n(kR_0)} \cos(n\gamma). \quad (11)$$

若基阵由离散的点源组成, 则每个点源的相对激励位相和振幅值, 可以从下列关系式得到

$$f_i e^{i\alpha_i} l = \langle f(\gamma) \rangle, \quad (12)$$

式中 $\gamma = 2\pi l/n_0$ 。

3. 点源个数的选择

若用上面讲的方法来計算由点源組成的基陣时，則产生一个问题：要在不破坏所得公式正确性的情况下，确定离散源的最少数。对围绕反射圆柱分布的环流片情况来讲，文献^[4]表明，若基元排列得彼此的距离小于 $\lambda/2$ ，則某些形状的方向特性曲线可在主瓣附近近似求出。对均匀激励的点源圆形基陣，这个问题在文献^[5]中有比較詳細的探討。該文献指出，在这种情况下，所需的基元数可由下式表示：

$$n \geq \frac{2\pi d}{\lambda} + 2 \quad (13)$$

式中 n —— 离散源的个数； d —— 基陣圆直径。計算表明，为使旁瓣电平值更接近理想值，点源数 n 应在公式 (13) 和公式 $n = \frac{4\pi d}{\lambda}$ 所确定的范围内。

4. 波束的旋轉

上述分析均是围绕波束的方向特性主瓣进行的，而且这种波瓣都是沿圆基陣与其中一个点源之間的一条直线定向的。如果我们想旋轉波束以使主瓣方向通过任一个其它的点源，那末必須將該点源看作 $l = 0$ 基元，并选择相应的激励分布。若主瓣必須指向在两个点源之間，則还需作补充分析。

現在来分析函数 $T_{2m}[x_0 \cos(\theta - \theta_0)/2]$ ，其中 m 为整数。显然，由此函数可得到与前面相同的，但主瓣將指向在 $\theta = \theta_0$ 方向的方向特性。遵循推导方程 (10) 时使用的方法，可得到

$$P(\theta) = \sum_{v=0}^n B_v \cos v\theta + D_v \sin v\theta, \quad (14)$$

式中， B_v 和 D_v 均为 x_0 和 θ_0 的函数。与 (11) 相类似的激励复函数此时則变为

$$\langle f(\gamma) \rangle = \frac{1}{K} \sum_{v=0}^n \frac{B_v \cos v\gamma + D_v \sin v\gamma}{j^v J_v(kR_0)}. \quad (15)$$

对离散点源基陣，激励值可象上面一样从方程 (12) 求得。

5. 基陣圆直径的选择

下面研究由方程 (11) 决定的激励函数。若基陣的直径选择得 kR_0 值很近似于貝塞尔函数中一个的根或者小到 $J_m(kR_0)$ 值小于 1，則如研究所指出，函数 $f(\gamma)$ 可近似按下式計算：

$$\langle f(\gamma) \rangle \approx \frac{B_t \cos t\gamma}{K j^t J_t(kR_0)}, \quad (16)$$

式中， t —— 包括在 0 和 m 之間的某一整数。若將由方程 (16) 求得的值代入方程 (2)，則

合成方向特性可用近似式表示:

$$P(\theta) \approx B_1 \cos(t\theta) . \quad (17)$$

这样, 由于基阵直径选择不当, 方向特性曲线不同于方程 (10) 所提出的理想方向特性曲线。由此可得出结论, 基阵直径必须选择为 kR_0 值不接近任一出现阶的贝塞尔函数的根, 且大到 $J_n(kR_0)$ 值可同 1 相比。

基阵圆直径的选择影响还可以从其它的一些观点来研究。用 ϵ 表示“效率系数”, 即, 在远离辐射基阵处的主瓣最大值上的声压振幅与每个点源在同一点上各自产生的声压振幅总和之比。对于上述研究的点源圆形基阵, ϵ 值由下式决定:

$$\epsilon = \frac{\left| \sum_{l=0}^{n-1} f_l e^{j(kR_0 \cos \frac{2\pi l}{n} + \alpha_l)} \right|}{\sum_{l=0}^{n-1} f_l} . \quad (18)$$

在所谓同相激励^[3] [$\alpha_l = -kR_0 \cos(2\pi l/n)$] 的情况下, ϵ 等于 1, 对所有激励函数为最佳线形基阵, ϵ 也等于 1。对某些激励函数为负值的超方向最佳线形基阵, ϵ 小于 1。在导出方程 (16) 的条件下, 连续辐射环的“效率系数”可由下式确定:

$$\epsilon = \frac{\left| \int_0^{2\pi} \cos(t\gamma) e^{jkR_0 \cos \gamma} d\gamma \right|}{\int_0^{2\pi} |\cos(t\gamma)| d\gamma} \quad (19)$$

经某些变换和积分后, 得到

$$\epsilon = \frac{\pi J_1(kR_0)}{4} \quad (20)$$

因为在推导公式 (16) 时曾假定 $J_1(kR_0) < 1$, 所以由方程 (20) 得到的也是 $\epsilon < 1$ 。在许多情况下, 这是极不理想的, 因为这会导致基阵效率小的后果^[6]。在这种情况下, ϵ 的值小是由于基阵圆直径选得不当所致。

6. 方向特性的实例

为了验证上述计算方法, 计算了圆形基阵的各个点源的相对激励振幅和位相值。这里方向特性曲线选择为

$$T_4 \left(1.29 \cos \frac{\theta}{2} \right) \text{ 和 } T_{12} \left(1.031 \cos \frac{\theta}{2} \right) .$$

第一个是副瓣电平低于主瓣电平 20 分贝, 而 θ_1 等于 78° 时的方向特性曲线。此种情况在半功率电平上的主瓣宽度大约为 76° 。第二个方向特性曲线的副瓣抑制值也降低 20 分贝, 但 θ 角等于 28° , 而在半功率电平上的主瓣宽度为 27° 。求得的激励函数均与方程 (1) 一同被用来计算点源基阵的方向特性曲线。这些方向特性可同理论的方向特性相比, 从而看出点

源圆形基阵发挥作用的程度。

某些点源基阵的相对激励函数计算值列于表 1，而由计算得到的这些点源基阵的方向特性示于图 3 和图 4。对较窄波瓣的基阵，基阵圆直径取 1.5λ ，因为直径等于 λ 时， $J_0(kR_0) = 0.0145$ ，此值与 1 相比是太小了。

由图 3 可看出，理论方向特性曲线 $T_4[1.29\cos(\theta/2)]$ ，同由 12 个按直径 λ 的圆均匀分布且按照表 1 数据激励的点源组成的基阵的方向特性曲线完全吻合。若点源数减小到 8，方向特性曲线的主瓣宽度仍大致相同，但最大副瓣的电平将只比主瓣电平低 15 分贝。若点源数减小到 4，则基阵的方向特性曲线将与理论的有显著不同。在这三种情况时计算出的 ϵ 将分别等于 0.37, 0.37 和 0.23。

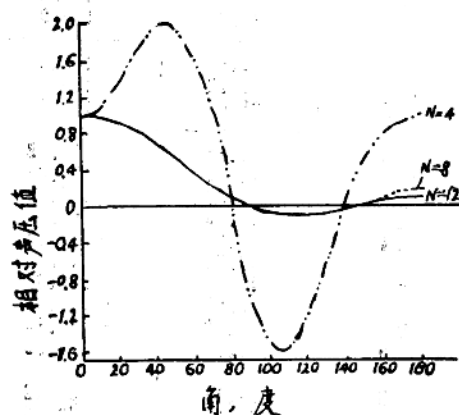


图 3. 点源基阵的方向特性曲线点源的激励函数是在理论上计算的;
 $T_4[1.29\cos(\theta/2)]$ 之特性曲线;
 $R_0 = \lambda/2$ 。

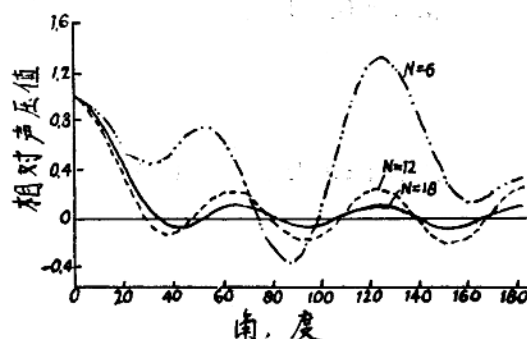


图 4. 点源基阵的方向特性曲线
 $T_{12}[1.031\cos(\theta/2)]$
之特性曲线

理论方向特性曲线 $T_{12}[1.031\cos(\theta/2)]$ 的结果示于图 4。由 18 个点源组成的直径等于 1.5λ 的基阵具有几乎是理论方向特性曲线精确再现的特性曲线。点源为 12 个时，最大旁瓣电平仅比主瓣电平低 12.8 分贝。若点源数减小到 6，则合成又是不合法的。这三种情况的 ϵ 等于 0.35, 0.34 和 0.27。

若在选择基阵的点源数时使用准则 (13)，则在基阵直径等于 λ 的情况，必须至少用 9 个点源，而在基阵直径等于 1.5λ 的情况，必要的点源数便增加到 12 个。若用准则 $n = 4\pi d/\lambda$ ，则这些值分别增大到 12 和 18 个。图 3 和图 4 表明，符合后一准则的点源基阵，在直到 360° 的整个角度范围内，有更趋近理论的方向特性曲线。

表1

点源基阵的激励函数理论值

方向性图形	基阵圆直径	点源数	相对激励函数值		
			l	f_l	α_l^0
$T_4[1.29\cos(\theta/2)]$	λ	12	0	21.6	-132.9
			± 1	18.1	-130.8
			± 2	10.0	-127.3
			± 3	3.16	180
			± 4	10.0	127.3
			± 5	18.1	130.8
$T_4[1.29\cos(\theta/2)]$	λ	8	0	21.6	-132.9
			± 1	14.3	-128.6
			± 2	3.16	180
			± 3	14.3	128.6
			4	21.6	132.9
$T_4[1.29\cos(\theta/2)]$	λ	4	0	21.6	-132.9
			± 1	3.16	180
			2	21.6	132.9
$T_{12}[1.031\cos(\theta/2)]$	1.5λ	18	0	27.17	166.88
			± 1	10.72	120.48
			± 2	8.00	105.62
			± 3	13.76	-168.68
			± 4	17.92	-13.74
			± 5	17.92	13.74
			± 6	13.76	168.68
			± 7	3.00	-105.62
			± 8	10.72	-120.48
$T_{12}[1.031\cos(\theta/2)]$	1.5λ	12	0	27.17	166.88
			± 1	10.35	76.28
			± 2	13.76	-168.68
			± 3	26.00	0
			± 4	13.76	168.68
			± 5	10.35	-76.28
			6	27.17	-166.88
$T_{12}[1.031\cos(\theta/2)]$	1.5λ	6	0	27.17	166.88
			± 1	13.76	-168.68
			± 2	13.76	168.68
			3	27.17	-166.88

参 考 文 献

1. Dolph C. L., Proc. Instr. Rad. Eng., 34, 335 (1946).
2. Pritchard R. L., Journ. Acoust. Soc. Amer., 25, 879 (1953).
3. LePage, Roys, Seely, Proc. Instr. Rad. Eng., 38, 1069 (1950).
4. Walsh J. E., Proc. Instr. Rad. Eng., 39, 1074 (1951).
5. Stenzel H., Leitfaden zur Berechnung von Schallvorgängen, Berlin, 1939, P. 21.

译自“Пробл.Совр.Физики”, 1957, №11, С.182—190.

(陶经纬译, 曾庆春、吴在助校)

关于水听器組形式的水下接收 基陣的平衡电阻的研究

塘 正 夫

本文对水听器組形式的水下接收基陣中的平衡电阻作了研究。水听器的电輸出具有相同的电压，但按每个水听器在水中的定向有不同的相位角。这个电輸出加于补偿器上。补偿器包括一个延迟电路、一組平衡电阻和一个特殊轉換机构。轉換机构轉动，这些輸出通过串联的平衡电阻，传到延迟电路的适当端接处。当补偿器軸的方向与水下声波的传播方向一致时，这些輸出将变成同相位迭加。为了得到传播效率最大的条件，这些电阻应具备有互相有适当差額的数值。这可以用 $\eta_k = \eta_n = \eta_1$ 来决定，其中 η_k 、 η_n 和 η_1 是第 k 个、第 n 个和第1个端接处与延迟电路的輸出端間补偿器的传播效率。

1. 序 言

在水下存在平面声波的情况下，依据收听声音来判断其传播方向的方法之一，是水听器組形式的水下接收基陣。这是这样做成的水下接收基陣：許多水听器以任意形状配置在水下，由于平面声波作用各水听器产生的輸出，用适当的方法，一面补偿因它們位置不同而产生的相位差，一面进行迭加，并且以总輸出为最大时作为声波传播的方向。而当許多水听器被排列在一个圓周上时，給出接收基陣的方向性的函数 R_γ ，用另阶貝塞尔函数表示：

$$R_\gamma = J_0\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \cdot \sin \frac{\gamma}{2}\right) \quad (1.1)$$

其中， d ——排列水听器的圓的直径；

λ ——接收的声波的水中波长；

γ ——偏离最大輸出方向的角度。

补偿各个水听器輸出相位的一种具体方法，是将具有許多分支抽头的延迟电路、补偿电路桥路損耗用的电阻（連接在延迟电路上）、条形集流片及按比例跟水听器之排列相似排列的电刷組互相組合之。由于电刷組在条形集流片上迴轉而能連續轉接延迟电路分支抽头的这种补偿机构，看来是可听頻帶水下接收基陣場合中最好的一种补偿器。

在这种补偿器中，各个水听器的輸出通过輸入变压器进入延迟电路，并分別給出适当的延迟時間进行迭加。但是对于各个水听器的輸出而言，每个相位补偿的延迟电路之連接方向就是所說的补偿軸。当补偿軸跟声波的入射方向一致时，总輸出值为最大。

延迟电路提供的适当的延迟時間，仅仅是水下声波在水听器水中排列的最長間隔上传播所需要的时间。产生电气上的時間延迟的延迟电路用电器元件制作，且将它适当地分