

布阵声成象的两种处理方式*

张 宝 成

(中国科学院武汉物理研究所)

本文利用Hilbert变换建立复信号与实信号间的关系,给出复振幅与实信号的关系。在此基础上从同一公式导出了处理顺序不同的两种成象方式,一是时间处理在前,空间处理在后的方式——全息处理方式;另一是空间处理在前,时间处理在后的方式。在全息处理方式中还导出一维线阵时间扫描的成象方法。在空间处理在前的方式中导出三种可能的形式,特别描述了空间序率滤波器成象。还将全息成象推广到综合孔径,引出了三个不同的处理方式。最后对两种成象方式进行比较。

一、引 言

声全息成象方法是光全息成象中的全息原理应用于声学而产生的。由于声波波长较长和存在线性检测器,因而声全息成象方法中的布阵声全息成象与光全息成象形式上差别颇大,但原理仍相同。布阵声全息成象方法由原始的模拟偏轴参考处理^[1-4](适于光学二步重建)发展至今,已采用正交处理构成复全息函数^[5],并采用计算机重建物象。

在布阵声成象方法中同时还发展了波束(空间滤波器)成象方法,如序率滤波器^[6](Sequency Filters)成象方法。它与布阵声全息成象形式上迥然不同。

本文用统一观点导出这两种成象方式,它们仅是处理顺序不同。一是时间处理在前的方式——所谓全息处理方式;另一是空间处理在前的方式。仔细分析了两种处理的特点及派生形式。最后对两种成象方式进行比较。

二、一 般 考 虑

对布阵声成象,在 (x, y) 平面上位置 (x_s, y_s) 的声源发射单频声波,在 (x_0, y_0) 物平面处的平面物体将声波反射到接收平面 (x, y) 点上所收到的复信号为

$$\begin{aligned} U'_s(x, y; x_s, y_s; z_0, t) &= U_s(x, y; x_s, y_s; z_0) \exp\{-j\omega t\} \\ &= |U_s| \exp\{j\varphi - j\omega t\} \end{aligned} \quad (1)$$

实际收到的信号是实信号 $U_r(x, y; x_s, y_s; z_0, t)$,它与复信号的关系为

$$U_r(x, y; x_s, y_s; z_0, t) = \text{Re}U'_s(x, y; x_s, y_s; z_0, t) \quad (2)$$

对于单发射器情况, (x_s, y_s) 坐标可以不考虑。 $U'_s(x, y; z_0, t)$ 与表征物体反射率或发声振幅分布的物函数 $U_0(x_0, y_0; z_0)$ 的关系在费涅尔近似^[7]下为

* 本文1979年3月16日收到。

$$U'_s(x, y; z_0, t) = c_1 \int U_0(x_0, y_0; z_0) \exp \left\{ j \frac{k}{2z_0} [(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2] \right\} dx_0 dy_0 \times \exp \{-j\omega t\} \quad (3)$$

所谓成象是要对实际收到的实信号 $U_r(x, y; z_0, t)$ 进行处理, 恢复物函数 $U_0(x_0, y_0; z_0)$ 或其近似——称为象 U_i 。根据成象概念中相位或程差补偿原理, 应作如下处理

$$U_i(x_i, y_i; z_0) = c_2 \int U'_s(x, y; z_0, t) \exp \left\{ -j \frac{k}{2z_0} [(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2] \right\} \exp \{j\omega t\} dx dy \quad (4)$$

写成离散形式为

$$U_i(x_i, y_i; z_0) = c_2 \sum_{(x, y)} U'_s(x, y; z_0, t) \exp \left\{ -j \frac{k}{2z_0} [(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2] \right\} \exp \{j\omega t\} \quad (4')$$

(4)式和(4')式中含有两种运算, 一是空间处理——对 (x, y) 迭加, 另一是时间处理, 消去 ωt 因子。相当全息成象方式的时间处理在前方式是先运算

$$U'_s(x, y; z_0, t) \exp \{j\omega t\} = U_s(x, y; z_0) \quad (5)$$

(5)式运算是由实信号作如下运算完成

$$\begin{aligned} & \frac{2}{T} \int_T U_r(x, y; z_0, t) \cos \omega t dt + j \frac{2}{T} \int_T U_r(x, y; z_0, t) \sin \omega t dt \\ & = U_s(x, y; z_0) = |U_s(x, y; z_0)| \exp \{j\varphi(x, y; z_0)\} \end{aligned} \quad (6)$$

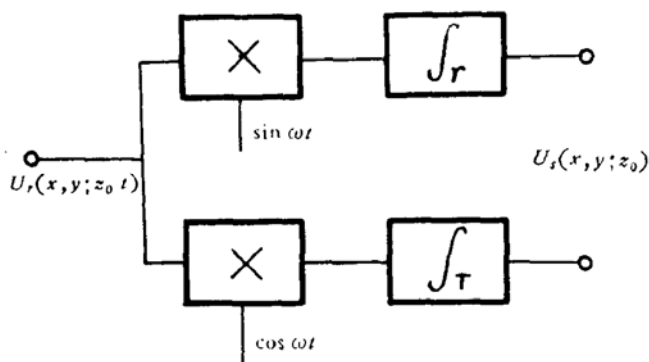


图1 复全息信号的获得 Acquisition of complex holographic signal

上述运算如图1所示。 $\cos \omega t$ 和 $\sin \omega t$ 称为正交参考信号, $(1/T) \int_T$ 运算相当于低通滤波。因而布阵声全息成象的处理方式由(6)式和下式表示

$$U_i(x_i, y_i; z_0) = c_2 \sum_{(x, y)} U_s(x, y; z_0) \exp \left\{ -j \frac{k}{2z_0} [(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2] \right\} \quad (7)$$

c_2 为常数。光学二步重建或模拟器件重建过程的实质也由(7)式表示。计算机重建是直接计算(7)式。

如空间处理在前, 则(4')式为

$$U_i(x_i, y_i; z_0) = \left\{ c_2 \sum_{(x, y)} U'_s(x, y; z_0, t) \exp \left\{ -j \frac{k}{2z_0} [(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2] \right\} \right\} \times \exp \{j\omega t\} \quad (8)$$

上式中 $\{\}$ 表示(高频)空间迭加. U'_r 的实部与实信号 U_r 的关系如(2)表示, U'_r 的虚部可由 U_r 的 Hilbert^[8]变换构成

$$H_r\{U_r(x, y; z_0, t)\} = \text{Im}U'_r(x, y; z_0, t) \quad (9)$$

其中 $H_r\{\}$ 表示 Hilbert 变换, 定义如下

$$H_r\{s(t)\} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(\xi)}{t - \xi} d\xi \quad (10)$$

积分取勾西主值, 并有性质

$$H_r\{\sin t\} = -\cos t, \quad H_r\{\cos t\} = \sin t \quad (11)$$

Hilbert 变换相当 $-\pi/2$ 相移运算或积分运算. 电路上可由运算放大器构成的微分器或积分器组成. 复信号 U'_r 与实际信号 U_r 的关系为

$$U'_r(x, y; z_0, t) = U_r(x, y; z_0, t) - jH_r\{U_r(x, y; z_0, t)\} \quad (12)$$

三、布阵声全息成像方法

声全息成像方法的特点是时间处理在前空间处理在后, 由时间处理得到某一面上的信号的幅度与相位分布——即复全息函数. 其处理由(6)和(7)表示. 研究(6)和(7)处理的物理意义, 即研究如此处理得到的象函数与物函数的关系. 考虑 x 和 y 的离散化

$$x = s_x d, \quad y = s_y d, \quad s_x, s_y = -n \cdots n, \quad N = 2n + 1 \quad (13)$$

将(3)和(5)代入(7), 交换运算次序, 得到

$$U_i(x_i, y_i; z_0) = C_1 C_2 \iint U_0(x_0, y_0; z_0) \exp\left\{-j \frac{k}{2z_0} (x_i^2 + y_i^2 - x_0^2 - y_0^2)\right\} \frac{\sin[\pi N d(x_i - x_0)/\lambda z_0]}{\sin[\pi d(x_i - x_0)/\lambda z_0]} \frac{\sin[\pi N d(y_i - y_0)/\lambda z_0]}{\sin[\pi d(y_i - y_0)/\lambda z_0]} dx_0 dy_0 \quad (14)$$

上式中

$$C_1 C_2 \exp\left\{-j \frac{k}{2z_0} (x_i^2 + y_i^2 - x_0^2 - y_0^2)\right\} \frac{\sin[\pi N d(x_i - x_0)/\lambda z_0]}{\sin[\pi d(x_i - x_0)/\lambda z_0]} \frac{\sin[\pi N d(y_i - y_0)/\lambda z_0]}{\sin[\pi d(y_i - y_0)/\lambda z_0]} = U_i(x_i, y_i; x_0, y_0; z_0) \quad (15)$$

相当系统的空间脉冲响应函数, 即点源 (x_0, y_0) 在象平面 (x_i, y_i) 的贡献. 由(15)式可看出

1. 出现高阶象(或象与物不是一一对应). 凡满足关系

$$x_i = x_0 + P \lambda z_0 / d \quad P \text{ 为整数} \quad (16)$$

均使 $|U_i|$ 为极大. 不同 P 相当不同阶的高阶象. 相邻两阶象之距离 $\lambda z_0 / d$ 为系统的视野. 同样上式也表明一个象位置 x_i 对应于若干个物位置 x_0 , 存在方位混淆. 设计发射器时要注意这点.

2. 瑞利意义下的分辨率和角分辨率为

$$\Delta x_i = \Delta x_0 = \frac{\lambda}{Nd} z_0, \quad \Delta \theta = \lambda / Nd \quad (17)$$

3. 当 $N \rightarrow \infty$ 时

$$U_i(x_i, y_i; x_0, y_0; z_0) \rightarrow \exp\left\{-j \frac{k}{2z_0} (x_i^2 + y_i^2 - x_0^2 - y_0^2)\right\} \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} \delta(x_i - x_0 + m \lambda z_0 / d)$$

$$\times \delta(y_i - y_0 + n\lambda z_0/d) \quad (18)$$

相当于零阶象与物函数一致。

由上面还可引出能用于断面成象的一维全息方法。原来是以 z_0 为参数(由距离门控制) (x, y) 平面上的全息函数值组成全息图, 现以 y_0 为隐参数, (x, z_0) 作为变量构成全息图, 即不同距离 z_0 的一维全息图的集合^[9]。由于 $z_0 = ct_0/2$, 不同 z_0 就变成不同时刻 t_0 。全息数据是这样取得的, 当发射声波后, 将收到的信号进行连续处理与循环取样显示(或储存), 最后进行重建, 处理公式为

$$U_i(x_i, t_0) = c_2 \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda c t_0} x_i^2 \right\} \sum_{s=-n}^n U_i(sd, t_0) \exp \left\{ -j \frac{2\pi d^2}{\lambda c t_0} s^2 \right\} \exp \left\{ j \frac{4\pi d}{\lambda c t_0} s x_i \right\} \quad (19)$$

$U_i(sd, t_0)$ 为 t_0 时刻 sd 点接收信号的复振幅。 t_0 作为参量出现。 $U_i(sd, t_0)$ 仍由(6)式处理得到。由于它仅在一维方向处理, 只有一维聚焦能力。

四、空间处理在前的布阵声全息方法

(8)和(12)是空间处理在前的布阵声成象方法的基础, 表明如何从实信号 $U_r(x, y; z_0, t)$ 进行成象处理。可以导出多种变形, 以一维情况说明。

1. 空间处理在前的幅度检波处理

(8)式中 $\{\}$ 部分取实部并进行幅度检波处理。 x 的离散化如(13)式所示。对实信号 U_r , 相应的运算如下

$$U_m(x_i; z_0, t) = c_2 \sum_x \left[U_r(x; z_0, t) \cos \frac{k}{2z_0} (x_i - x)^2 - H_i \{ U_r(x; z_0, t) \} \sin \frac{k}{2z_0} (x_i - x)^2 \right] \quad (20)$$

$$|U_i(x_i; z_0)| = \left[\frac{2}{T} \int_T U_m^2(x_i, z_0; t) dt \right]^{1/2} \quad (21)$$

其中 $U_m(x_i; z_0, t)$ 为空间迭加后未经时间处理的象函数, 含有 ωt 因子。(21)式为幅度检波运算。

按(20)式对实信号 U_r 处理的物理意义如下式所示

$$U_m(x_i; z_0, t) = C_1 C_2 \int \left[|U_0(x_0, z_0)| \frac{\sin [\pi N d (x_i - x_0) / \lambda z_0]}{\sin [\pi d (x_i - x_0) / \lambda z_0]} \cos \left[\omega t - \varphi(x_0, z_0) + \frac{k}{2z_0} (x_i^2 - x_0^2) \right] \right] dx_0 \quad (22)$$

$$\varphi(x_0, z_0) = \arg U_0(x_0, z_0) \quad (23)$$

(22)式是将(3)式中的 U'_r 代入(20)式并考虑 x 方向离散化((13)式)经如下计算而得到,

$$\begin{aligned} U_m(x_i; z_0, t) &= C_2 \operatorname{Re} \left\{ \sum_x U'_r(x, z_0; t) \exp \left[-j \frac{k}{2z_0} (x_i - x)^2 \right] \right\} \\ &= C_1 C_2 \operatorname{Re} \left\{ \sum_x \int U_0(x_0, z_0) \exp \left[j \frac{k}{2z_0} (x - x_0)^2 \right] dx_0 \exp [-j\omega t] \exp \left[-j \frac{k}{2z_0} (x_i - x)^2 \right] \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= C_1 C_2 \operatorname{Re} \left\{ \left[U_0(x_0, z_0) \sum_{s=-n}^n \exp \left[j \frac{k}{2z_0} [s2d(x_i - x_0)] \right] \right\} \exp \left[j \frac{k}{2z_0} (x_0^2 - x_i^2) - j\omega t \right] dx_0 \right\} \\
 &= C_1 C_2 \int |U_0(x_0, z_0)| \frac{\sin [\pi Nd(x_i - x_0)/\lambda z_0]}{\sin [\pi d(x_i - x_0)/\lambda z_0]} \cos \left[\omega t - \varphi(x_0, z_0) + \frac{k}{2z_0} (x_i^2 - x_0^2) \right] dx_0
 \end{aligned}$$

如物函数为点物, 具有相位 $\varphi(a)$, 即

$$U_0(x_0, z_0) = \delta(x_0 - a) \exp \{j\varphi(a)\} \quad (24)$$

则

$$\begin{aligned}
 U_m(x_i; z_0, at) &= C_1 C_2 \frac{\sin [\pi Nd(x_i - a)/\lambda z_0]}{\sin [\pi d(x_i - a)/\lambda z_0]} \cos \left[\omega t - \varphi(a) + \frac{k}{2z_0} (x_i^2 - a^2) \right] \\
 |U_i(x_i; z_0, a)| &= C_1 C_2 \left| \frac{\sin [\pi Nd(x_i - a)/\lambda z_0]}{\sin [\pi d(x_i - a)/\lambda z_0]} \right|
 \end{aligned} \quad (25)$$

由此可知, 这种处理失去了象的相位信息, 仅保留幅度信息.

2. 空间处理在前的同步正交检波器处理

第一步处理仍为(20)式, 对 U_m 进行同步正交检波处理为

$$\frac{2}{T} \int_T U_m(x_i; z_0, t) \cos \omega t dt + j \frac{2}{T} \int_T U_m(x_i; z_0, t) \sin \omega t dt = U_i(x_i; z_0) \quad (26)$$

这样处理的物理意义仍由(14)式的一维形式表示, 表明与全息处理等价, 仅运算次序不同. 如以(24)式点物代入, 得

$$U_i(x_i; z_0) = C_1 C_2 \frac{\sin [\pi Nd(x_i - a)/\lambda z_0]}{\sin [\pi d(x_i - a)/\lambda z_0]} \exp [j\varphi(a)] \exp \left[-j \frac{k}{2z_0} (x_i^2 - a^2) \right] \quad (27)$$

在 $x_i = a$ 处有极大值, 且其相位为 $\varphi(a)$.

(20)式的处理方式用硬件实现较为困难, 一般借助计算机实现. 因 $U_r(x; z_0, t)$ 是含频率 ω 的信号, 对 $U_r(x; z_0, t)$ 取样和量化, 要求模数变换器速度快; 或说此法适用于较低频率. 而全息成像中 $U_i(x; z_0)$ 是一直流或低频信号, 对模数变换器变换速度要求低一些.

这两种方式均易推广到二维情况.

3. 空间序率滤波器 (Sequency Filters) 成像^[6]

如果将聚焦点 Z_0 趋于远场区, (20)式的处理可用电阻电容和运算放大器组成. 如 $[\pi x^2/\lambda z_0]_{\max} \ll \pi/2$, 则

$$\frac{k}{2z_0} (x_i - x)^2 \approx \frac{\pi}{\lambda z_0} (x_i^2 - 2x_i x)$$

同时计及(13)式并将象空间离散化

$$x_i = k \frac{\lambda z_0}{Nd} \quad k = -n \cdots n \quad N = 2n + 1 \quad (28)$$

于是(20)式和(21)式的处理变为

$$\begin{aligned}
 U_m(x_i; z_0, t) &= U_m(k; t) \\
 &= C_2 \sum_{s=-n}^n \left\{ U_r(s, t) \cos \frac{2\pi}{N} ks + H_t \{U_r(s, t)\} \sin \frac{2\pi}{N} ks \right\}
 \end{aligned} \quad (29)$$

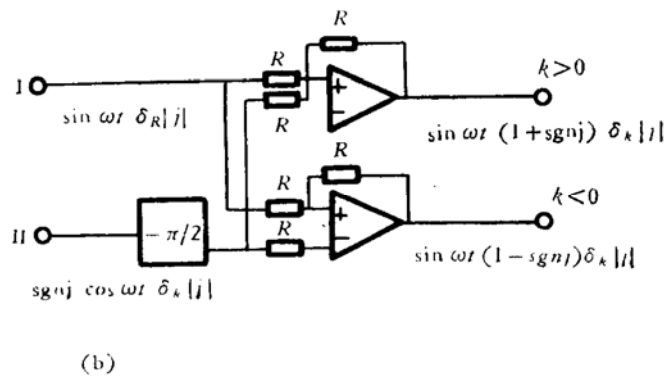
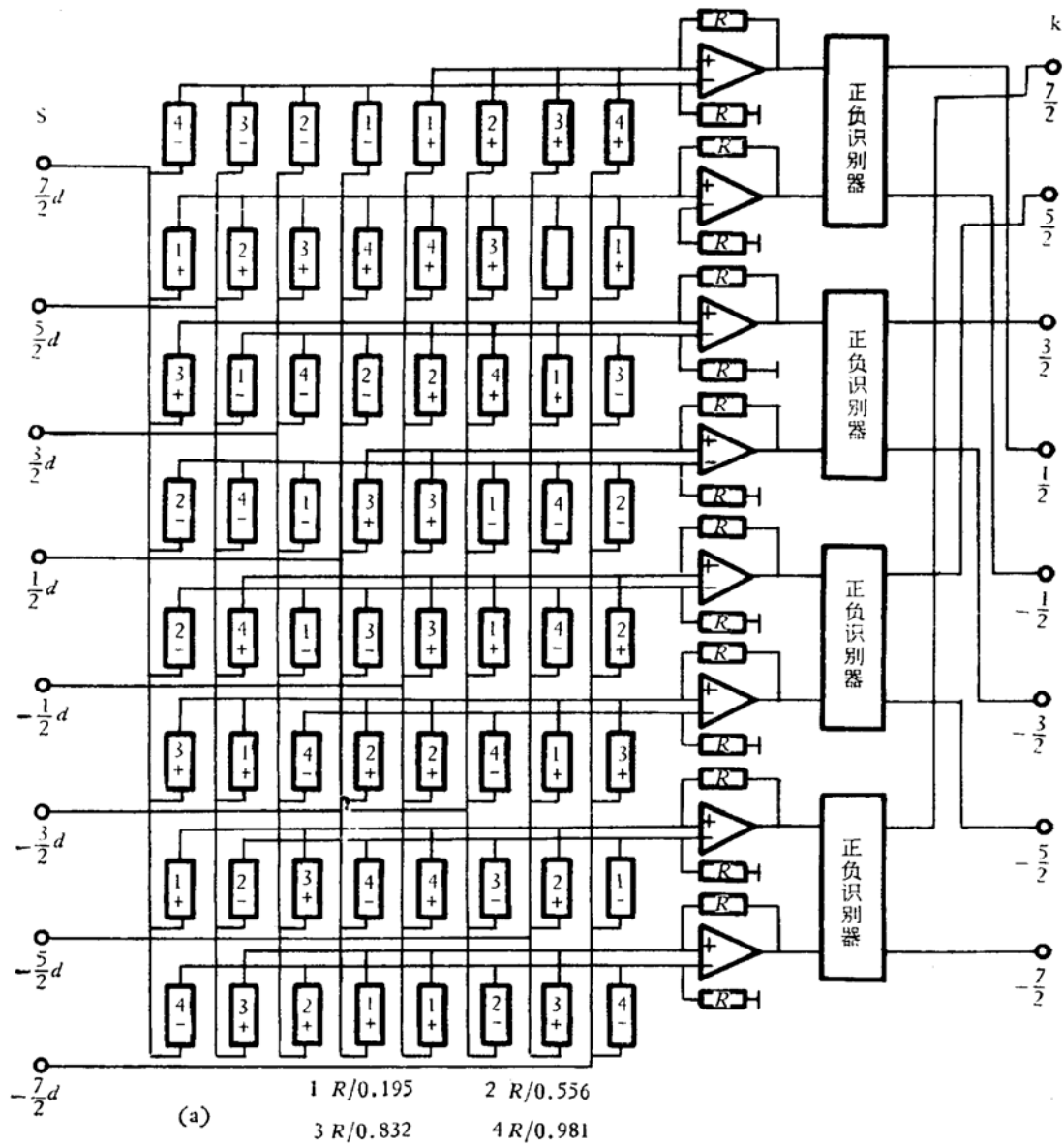


图 2 (a) 空间序率滤波器; (b) 正负识别器

(a) The spatial sequency filters, (b) The discriminator of the positive-negative

$$= C_2 \left\{ \sum_{s=-n}^n U_r(s, t) \cos \frac{2\pi}{N} ks + H_t \left\{ \sum_{s=-n}^n U_r(s, t) \sin \frac{2\pi}{N} ks \right\} \right\} \quad (29')$$

$$|U_i(k)| = \left[\frac{2}{T} \int_T U_m^2(k; t) dt \right]^{1/2} \quad (30)$$

其中不同 $k (\sim (Nd/\lambda)(x_i/z_0) \approx (Nd/\lambda) \tan \theta)$ 相应于不同角度。(29)式与(20)式相比,加权因子与 z_0 无关,(29')式是更精练些的运算顺序. 对于 $\pm |k|$ 两个通道的差别仅是两项相加和相减而已. 对 8 元线阵的处理如图 2 所示.

按(29)式运算的物理意义与(20)式相似

$$U_m(k; t) = C_1 C_2 \int |U_0(x_0)| \frac{\sin \pi \left(k - \frac{Nd}{\lambda z_0} x_0 \right)}{\sin \frac{\pi}{N} \left(k - \frac{Nd}{\lambda z_0} x_0 \right)} \cos \left[\omega t - \varphi(x_0) - \frac{k}{2z_0} x_0^2 \right] dx_0 \quad (31)$$

上述成像方法称为“序率滤波器”成像. 这里是空间序率, 指的是在任一时刻入射波在接收孔径 Nd 上波形过零点数目的一半, 以 k 表示.

推广到二维情况的处理和实现是容易的.

五、声全息综合孔径方法^[10,11]

布阵声成像方法因声波波长较长,接收孔径比或通道数受限,以致系统的分辨率和象的动态范围也受限制. 克服方法是采用综合孔径,综合孔径概念中已包含有全息含义.

考虑多发射器时对发射器的综合,其处理是(7)式的推广

$$U_i(x_i, y_i; z_0) = \sum_{(x,y)} \sum_{(x_t, y_t)} U_i(x, y; x_t, y_t; z_0) \exp \left\{ -j \frac{k}{2z_0} [(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (x_i - x_t)^2 + (y_i - y_t)^2] \right\} \quad (32)$$

$U_i(x, y; x_t, y_t; z_0)$ 为 (x_t, y_t) 点发射在 (x, y) 点收到的 z_0 处目标的反射信号. (x, y) 的离散如(13)式, (x_t, y_t) 的离散位置为

$$x_t = t_x L, y_t = t_y L, t_x, t_y = -m \cdots m \quad M = 2m + 1 \quad (33)$$

将(3)式推广到考虑发射器时为

$$U_i(x, y; x_t, y_t; z_0) = \int U_0(x_0, y_0; z_0) \exp \left\{ j \frac{k}{2z_0} [(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (x_t - x_0)^2 + (y_t - y_0)^2] \right\} dx_0 dy_0. \quad (34)$$

计及(13),(33)和(34)式,类似地可得(32)处理的物理意义为

$$U(x_i, y_i; z_0) = \iint U_0(x_0, y_0; z_0) \frac{\sin [\pi Nd(x_i - x_0)/\lambda z_0]}{\sin [\pi d(x_i - x_0)/\lambda z_0]} \frac{\sin [\pi Nd(y_i - y_0)/\lambda z_0]}{\sin [\pi d(y_i - y_0)/\lambda z_0]} \frac{\sin [\pi M L(x_i - x_0)/\lambda z_0]}{\sin [\pi L(x_i - x_0)/\lambda z_0]} \frac{\sin [\pi M L(y_i - y_0)/\lambda z_0]}{\sin [\pi L(y_i - y_0)/\lambda z_0]} \exp \left\{ -j \frac{k}{z_0} (x_i^2 + y_i^2 - x_0^2 - y_0^2) \right\} dx_0 dy_0 \quad (35)$$

一般 $ML > Nd$, L 常选为 Nd . 由上可知系统分辨率

$$\delta x_i = \delta x_0 = \frac{\lambda}{ML} z_0 \quad (36)$$

提高 M 倍, 视野仍为 $\lambda z_0/d$.

(32)式的处理因运算次序不同有多种形式.

1. 发射器扫描象迭加方式

它是发射器依序发射, 将每次发射收到的信号进行全息成象, 对各次发射得到的象进行相位补偿迭加. 数学上是(32)式先对 (x, y) 迭加, 再对 (x_i, y_i) 迭加. 运算是

$$U'_i(x_i, y_i; x, y; z_0) = \sum_{(x, y)} U_i(x, y; x_i, y_i; z_0) \exp \left\{ -j \frac{k}{2z_0} [(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2] \right\} \quad (37-1)$$

$$U_i(x_i, y_i; z_0) = \sum_{(x, y)} U'_i(x_i, y_i; x, y; z_0) \exp \left\{ -j \frac{k}{2z_0} [(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2] \right\} \quad (37-2)$$

2. 发射器扫描全息孔径综合

也是发射器依序发射, 将每次发射得到的子全息图拼装成一幅大全息图, 然后对它重建. 数学上将(32)作一变形, 得

$$U_i(x_i, y_i; z_0) = \exp \left[-j \frac{k}{2z_0} (x_i^2 + y_i^2) \right] \sum_{(u, v)} U'_{iy}(u, v) \exp \left\{ -j \frac{k}{2z_0} [(x_i - u)^2 + (y_i - v)^2] \right\} \quad (38)$$

$$U'_{iy}(u, v) = U_i(x, y; x_i, y_i; z_0) \exp \left[j \frac{k}{z_0} (xx_i + yy_i) \right] \quad (39)$$

$$u = x + x_i, \quad v = y + y_i \quad (40)$$

$u = x + x_i$ 是不同 x 和 x_i 形成的和, $\sum_{(u, v)}$ 是对所有组合 (u, v) 的迭加. $U'_{iy}(u, v)$ 即相当拼装成的大全息图的元素. 实际计算时, 需将(38)和(39)式作一变换, 成为适于 FFT 方法的形式, 此法要求计算机容量更大.

3. 多波束扫描全息综合孔径方法^[10]

数学上是(32)式以 (x_i, y_i) 为参量先对 (x, y) 求和, 再对 (x_i, y_i) 求和, 每次发射 (x_i, y_i) 不同. 可表为

$$U_i(x_i, y_i; z_0) = \exp \left\{ -j \frac{k}{2z_0} (x_i^2 + y_i^2) \right\} \sum_{(x, y)} U_{i1}(x, y; x_i, y_i; z_0) \times \exp \left\{ -j \frac{k}{2z_0} [(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2] \right\} \quad (41-1)$$

$$U_{i1}(x, y; x_i, y_i; z_0) = U'_{i1}(x, y; x_i, y_i; z_0, t) \exp(j\omega t) \quad (41-2)$$

$$U'_{i1}(x, y; x_i, y_i; z_0, t) = \sum_{(x_i, y_i)} U'_i(x, y; x_i, y_i; z_0, t) \exp \left\{ -j \frac{k}{2z_0} [x_i^2 + y_i^2 - 2x_i x - 2y_i y] \right\} \quad (41-3)$$

$U'_{i1}(x, y; x_i, y_i; z_0, t)$ 是所有 (x_i, y_i) 以相位 $\exp \{-jk[x_i^2 + y_i^2 - 2x_i x - 2y_i y]/2z_0\}$ 加权 (即对 (x_i, y_i) 聚焦) 发射在 (x, y) 点收到的复信号, 而 (41-2) 是时间处理, 相当得到复全息

图. 而(41-1)相当一般的象的重建. 由于 (x_i, y_i) 离散性造成多波束. 如 (x_i, y_i) 依次选在空间不同范围, 就形成波束扫描. (x_i, y_i) 不同的若干个 $U_i(x_i, y_i; z_0)$ 组合起来形成一幅完整图象. 这方法特点是, 采用象的补插迭加实现综合; 先在发射机与介质中完成发射综合; 降低了计算机工作量; 对系统和物的稳定性要求可降低; 降低斑状噪声; 可增大发射功率.

三种综合方法数学上等同, 其优缺点和实现难易有差别

六、两种处理(成象)方式的比较

在声成象方法中, 困难的是相位或程差的补偿及空间迭加. 空间处理在前的成象方法在近区不易实现, 适用于远区; 而声全息方式可用于近区, 在近区也有角分辨率 λ/Nd .

声全息方法由于时间处理在前, 得到直流量的复全息值, 易于保存运算. 在计算机重建图象时, 采用计算方法完成相位的补偿和空间迭加. 随计算机技术发展, 有可能做到实时重建或准实时重建. 而光学二步重建, 它较易地实现相位补偿和空间迭加, 但重建速度太慢, 仅是实验室方法. 对空间处理在前的序率滤波器成象, 工程量比较小, 原则上用于远区.

声全息成象因时间处理在前得到全息图这一中间环节, 使这成象方法有极大灵活性, 特别是在为解决特定问题用计算机进行各种处理时. 它发展了光全息所没有的无共轭象复全息, 它不需要光全息中必要的倾斜参考波. 近来利用计算机进行处理的零处理技术^[12], 对全息数据再处理, 抑制镜面反射部分的象, 提高非镜面反射部分的象. 还有对全息数据再平均^[13], 以提高象的清晰度. 全息综合孔径方法也是利用全息函数这中间环节进行再处理以提高象的质量.

声全息成象方法的优点是以对系统的严格要求为代价取得的. 如声全息中时间处理的检波特性差, 会产生聚焦于不同距离的高阶象, 从而作为背景噪声模糊所要的象. 而空间处理在前的方法中, 时间处理器特性不好, 仅影响这一象点幅度, 不产生空间背景噪声.

综上所述, 声全息成象方法是一种新型的成象方法, 有许多优点, 而且声全息概念可推广到更宽的范围, 如噪声源的成象.

本文用统一观点导出两种处理顺序不同的成象方式及声全息综合孔径的三种处理方式, 有助于揭示它们内在联系和差别, 有助于发展新的成象方式. 对设计兼有两种成象方式的成象系统有参考价值.

参 考 文 献

- [1] Metherell, A. F. and Lewis Larmore., *Acoustical Holography* 2(1970), 173—183.
- [2] Rolf, K. Mueller., *Proc. IEEE*, 59(1971), 1319—1335.
- [3] Marom, E. et al., *Acoustical Holography*, 3(1971), 191—209.
- [4] Yoshiao, Aoki., *IEEE Trans on Audio and Electroacoustics*, AU-18 (1970), 256—267.
- [5] Keating, P. N., et al., *Acoustical Holography*, 5(1973), 515—526.
- [6] Henning, F. Harmuth., "Application of Walsh function in communication: State of the art" *Signal Processing*, 43.
- [7] Goodman, J. W., *Introduction to Fourier Optics*, (McGraw-Hill, 1968).
- [8] Papoulis, A., *Signal analysis*, (McGraw-Hill 1977), 118—120.
- [9] Diehl, R., "Holographic processing of acoustic data obtained by a linear arrays", *Signal Processing*, 561.

- [10] Kaznh ko N tadori., *Acoustical Holography*, 6(1974), 507.
- [11] Keating, P. N. et al., *Acoustical Holography*, 6(1974), 485.
- [12] Keating, P. N. et al., *J. A. S. A.*, 59(1976), No. 1, 106.
- [13] Clark, C. S., Metherell, A. F., *Acoustical Holography*, 5(1973), 471—480.

TWO PROCESSING FASHIONS OF ARRAY ACOUSTICAL IMAGING

ZHANG Bao-cheng

(Wuhan Institute of Physics, Academia Sinica)

The relation between complex and real signal is established by means of Hilbert transform, and the relation between complex amplitude and real signal is established. On above basis two imaging fashions of various processing order from same formula are deduced, one is a fashion of time processing prior to spatial processing, corresponding to holographic processing fashion, other is a fashion of spatial processing prior to time processing. In holographic processing fashion the time scanning holographic fashion of one dimensional linear array is also developed. In fashion of spatial processing prior, the imaging fashion with Sequency Filters is demonstrated. Also the maging concept is used to sythetic aperture approach of acoustical holography, and three various processing fashions are deduced. Finally the comparison between two imaging fashions is discussed.