

获得指定空间特性的宽带基阵的设计

S. W. Autrey

(美国 Hughes 飞机公司)

一、引言

本文讨论了在宽频带范围内获得指定基阵空间特性的方法。这里将要求有两种通用技术,其中的一种,因它对以后的基阵输出作宽带处理更为合适,我们将对它作较详细的研究。该技术是采用与频率有关的基阵加权(束控)网络为基础的。下列许多情况是关于所希望的空间特性的近似,对产生近似空间图案的、与频率有关的加权函数的近似,以及在实际的网络结构即横向滤波器中实现这些频率函数。

以一个带有加法处理的等间隔线列阵作为模型,介绍了在宽频带范围内获得近似恒定波束宽度的这样一个例子,然后简单地谈谈推广到其它模型的情况。这些模型包括了对其它基阵的一般考虑,例如不等间隔线列阵、平面阵,以及等间隔线列阵的其它处理形式,例如超增益和乘法处理等。

二、以前的结果

许多作者陈述了获得线列阵指定波束图案的问题〔1〕。他们或者是基于对等间隔基元阵图案的付里叶级数性质的综合〔2,3〕,或者是利用连续阵的波束图案的付里叶变换对和照度的关系〔4,5,6〕,来获得指定的线列阵波束图案。

这些以及后来的工作都是关于固定设计频率下理论性质的问题,即他们只研究单频。

在研究宽带问题时,常常忽视了付里叶变换对的理论方面,就会赞成明显而吸引人的近似技术。在这样一种技术中,一个宽的波束是由大量的定向在不同方位上的波束合成的〔7,8,9〕。在最简单的形式情况下,这种方案产生的波束宽度随频率也不是恒定的,但是经过适当的修正,即改变组成的波束的定向角作为频率的函数,则合成波束宽度能在几个倍频程内近似地保持恒定〔8〕。被形成的波束在求和以前必须全部对同一参考点作适当的延迟,即波束形成时,基阵必须具有一致的相位中心。在另外一些研究中,对若干线列阵全部位于同一平面内并有同一个中心点的情况,在理论上应用了同样概念〔10〕。这种技术然后被引伸到二维曲面阵中恒定波束宽度的形成。

还涉及到一些其它的技术,例如改变变换能器的表面形状以直接产生所希望的图案(实际上就是处理曲面阵)〔10〕,以及改变有效孔径,正如低通滤波器或乘积阵的情况一样〔9,11〕。后一种技术在一个倍频程带宽内是非常有效的,只要使用很简单的分频网络,而该网络的所有

极点和零点都在通频带以外〔11〕。然而，在企图把这种技术应用于宽频带或多于两个子阵（constituent arrays）时，很快就遇到了问题。

三、方法概述

这里采用的方法要回溯到付里叶变换对的应用，通过基阵的照度随频率而变化的处理，直接合成波束图案。

在任何一个单频下，对希望的波束图案所进行的描述，自动地规定了所需要的“照度”。也就是说，在离散基元阵情况下，所需要的照度就是在该频率下对诸基元的加权。这样问题就在于确定对所希望的波束图案作适当的近似，计算随之产生的加权函数，作出近似逼近，并且实现那些加权函数。

所希望的波束图案可以用若干技术中的任一种来近似，至于挑选哪一种，那要由设计指标和基阵结构来决定。当主瓣波束形状与旁瓣结构同时被控制，而基阵由等间隔并位于同一直线上的基元组成时，用付里叶级数来近似波束图案大概是最方便的了。同时也显著有效。这种特殊的近似技术将在下节中作详细的讨论。那时将会看到，对该波束图案所作的近似处理，导致了直接确定所有阵元随频率而变化的加权（束控）函数。实现了这些加权函数，也就实现了所要求的波束图案，这可以用两种通用的方法来完成：一种是作一系列的窄带处理，另一种作单一的宽带处理。

四、通过窄带处理的波束图案的合成

为了用窄带处理合成基阵的波束图案，每一个阵元的输出首先被滤波成大量的窄频带，这些大量的相互连接的窄频带组成整个系统的带宽，用离散变换诸如FFT来测定每个窄带内能量的实部和虚部。如果处理的是等间隔线列阵，可以利用在每一个窄带中的离散空间付里叶变换来达到波束定向的目的，该波束逐级相移提供了波束定向，而幅度束控决定了基阵方向性图案。根据设计每一个窄带的图案是在该频率下所希望的图案，那末其合成的复盖将提供在系统整个带宽内所要求的空间方向特性。如果希望估计图案的输出波形，则仍旧可从第三变换中得到。这种通用的技术实际上可以应用到任何基阵，但下面情况除外，在波束图案设计处理中的第二步比第一步大大地复杂时，一般说来，不能用逐级相移的方法来完成波束定向。如果所要求的是对入射到基阵上的能量谱密度作估计的话，则这种窄带处理方案是有效的，而该基阵的空间加权是以基阵的波束图案来描述的。但是如果要求估计宽带入射能量，那末这种处理方法就不适用，例如在声学校正领域内测量瞬态信号就是这种情况。

五、用横向滤波器合成波束图案

在单个宽带处理中，根据基阵定向在所需的方位和利用基阵加权函数与频率的关系来直接获得对入射波形的估计，而基阵的加权函数可以获得在整个系统带宽内所要求的波束图

案。在典型的问题中，这些找出来的加权函数是真实的，但其振幅特性却和频率密切相关。因此它们不能用最小相位网络来实现。通常实现它们的方法是设计一些网络以近似于它们的振幅特性，然后用一些适当的全通网络来提供所要求的相位补偿。因为要求作出非凡的设计努力，可以想象，由于频散效应和耗散效应的存在，除最简单的情况可能外，将使得该设计方法不可能实现。

一种更为不同寻常的方法将是用非最小相位网络直接对要求的加权函数实现近似。直接满足该要求的一个典型就是横向滤波器，它就是一个不带反馈的，具有均匀地抽头的延迟线〔12〕。它的输出能够是纯实数、纯虚数或者复数，而每一个部件是以相位来分别控制的三角级数，故可获得需要的基元加权函数的付里叶级数的近似。当然对每一个阵元必须使用独立的滤波器，对一个单频，具有 $2s + 1$ 个抽头的横向滤波器如图（1）所示。

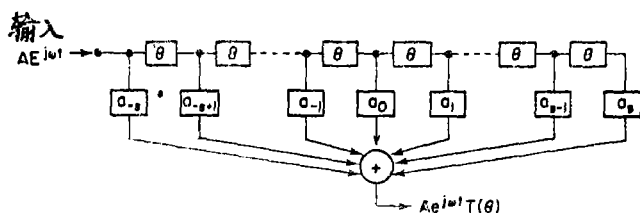


图 1* 横向滤波器

$$T(\theta) = \left[a_0 + \sum_{k=1}^s \left(a_{-k} e^{jk\theta} + a_k e^{-jk\theta} \right) \right] e^{-js\theta} \quad (1)$$

$$T(\theta) = \left\{ a_0 + \sum_{k=1}^s \left[(a_k + a_{-k}) \cos k\theta - j(a_k - a_{-k}) \sin k\theta \right] \right\} e^{-js\theta} \quad (2)$$

这里输入为逐级的相移，而每一个抽头的输出在求和以前乘以抽头加权 a_k 。当滤波器如方程（2）分成对称或反对称（相等但相反）分量时，可以看出抽头加权的对称分量产生传输的实部，而抽头加权的反对称分量产生传输的虚部，这里略去的相移 $s\theta$ 与加权是无关的。

现在，如果图（1）方框中的逐级相移 θ 由时延 τ （用延迟线或移位寄存器）代替，于是方程（1）和（2）中的 θ 由 $\omega\tau$ 代替，该滤波器被认为是这样的宽带设备，它的延时是恒定的，而其传输特性在频率域上表达为两个互相独立的三角级数。

$$T(\omega) = \left\{ a_0 + \sum_{k=1}^s \left[(a_k + a_{-k}) \cos(k\omega\tau) - j(a_k - a_{-k}) \sin(k\omega\tau) \right] \right\} e^{-js\omega\tau} \quad (3)$$

于是从具有对称抽头的横向滤波器那里马上得到了课题所需要的基阵加权网络的特性，那是一个近似为实的，但和频率高度有关的函数。在后面所要研究的例子中，将以“付里叶意义”作出近似，即它在整个频带内近似的提供最小平均平方偏差。但是必须注意到，采用相同的通用结构但不同的三角级数来进行其它的近似也是可能的。

* 图中输入表式恐有误。——译注

在这一点上必须适当尊重工程的现实,耗散效应必须计算进去以改变抽头值,虽然频散效应将导致放弃模拟的横向滤波器这样一个设计方法,而这个设计方法正如前面所考虑的利用带有全通相位补偿的最小相位网络的方法。数字方法看来是需要的,如果不是强迫的话,在制造方面和潮流更合拍些。

因此在宽频带范围内实现指定波束特性的问题可分为三个步骤来解决。

(a) 对指定波束图案的方向特性作适当的近似。对于等间隔线列阵,该近似是一个三角级数,而三角级数的系数就是所要求的基元加权函数。

(b) 要求的加权函数适宜用一个三角级数来近似,该级数的系数就是一个横向滤波器的抽头加权。

(c) 设计讯号取这样的形式,使它能准确地实现横向滤波器。

六、线列阵波束图案的近似考虑

波束形成发生在从基阵换能器来的信号被求和的地方。如果在单频时,第*i*个输入信号具有振幅 C_i 和相位 ψ_i ,于是求和信号 A 由方程(4)给出。

$$A = \sum_{i=1}^N C_i e^{j\psi_i} \quad (4)$$

如果换能器本身是无方向性的,那末 C_i 是常数,而 A 只能是 ψ_i 的函数, ψ_i 依次为能量入射方向的函数。

此外还要注意到,如果基阵中的基元都在一条直线上,除了它们处于媒质中以外,它们之间是没有相移的,于是 ψ_i 将为 φ 的奇函数, φ 是以基阵法线方向为参考方向的能量入射角。

$$\psi_i(-\varphi) = -\psi_i(\varphi) \quad (5)$$

在该条件下,下面的方程(6)直接表明,具有任意的(实的)基元加权和任意的基元间隔的线列阵仍旧得到关于法线方向对称的振幅图案。

$$A(-\varphi) = \sum_{i=1}^N C_i e^{j\psi_i(-\varphi)} = \sum_{i=1}^N C_i e^{-j\psi_i(\varphi)} = \overline{A(\varphi)} \quad (6)$$

这里一横表示复数共轭。还要注意到,如果间隔和基元加权关于中心点是对称的话,那末对于具有正的相移(从中心点算起)的每个输入就有一个具有相同的但又是负的相位移的相等加权输入,并且基阵因子是实的,同时是对称的,基阵因子定义为在基阵定向方向上归一化求和。

更为有趣的情形是 ψ_i 全都是某最小值 ψ 的整数倍。如果使阵元间隔为相应的倍数,就能达到这个目的,因此基阵因子 $A(\psi)$ 就能表达为 ψ 的三角级数。由于假设基元间隔为相应的倍数等效于假设的基元等间隔,这里用的是后一种假设,尽管某些基元也许是不工作的。这就允许再把 ψ 方便地定义为在求和点上各基元间的逐级相位移,它包含了媒质中的逐级相位移以及波束形成器中的(定向)相位移。

$$\psi = \pi \frac{f}{f_a} (\sin \varphi - \sin \varphi_i) \quad (7)$$

这里 f 为频率, φ_i 为第*i*个基元的定向角,编号和计算都从法向开始, φ 是以法向算起的

能量入射角, 而 f_d 为设计频率, 即最低频率, 在这频率上, 基元间隔为半波长的整数倍; 如假设为等间隔, 则该间隔为频率 f_d 的半波长。注意到波束形成器中相位移为 $-\frac{\pi f}{f_d} \sin \varphi_i$, 当能量入射方向角为 φ_i 时, 则 ψ 等于零。如果 $(\varphi - \varphi_i)$ 比较小, 则展开方程 (7) ψ 近似地表示正比于 $\sin(\varphi - \varphi_i) \cos \varphi_i$; 如果波束定向愈远离法向的话, 则对给定 ψ 值相当于 $\Delta \varphi$ 值愈大。由于波束图案仅在求和点处是讯号相位和振幅的函数, 所以信号只能写作 ψ 的函数, 由方程 (7) 可知它们与频率或几何形状有关。由于图案为 ψ 的三角函数, $F(\psi + 2N\pi)$ 必须等于 $F(\psi)$ 。*这意味着为了排除虚假的波束, ψ 的范围必须限制在略小于 2π 弧度。由方程(7)可以看出, 在设计频率上, 对于声能来自端射方向的反方向时, ψ 等于 2π 。在更高频率上, 对于被定向的波束偏离端射方向而入射角又不是端射方向的反方向时, ψ 也可能等于 2π , 这就引起假的主瓣。

每一个有限的、等间隔线列阵基元组, 具有一个基阵因子 $A(\psi)$, 它可以写为 ψ 的有限三角级数, 同样地每一个需要的阵因子 $B(\psi)$ 可以由许多不同的 ψ 的三角级数来近似。对于特殊的第 r 阶三角级数, 因为这个近似函数与所需要的函数之间的均方误差为最小, 所以第 r 阶三角级数就是付里叶级数 $F(\psi)$ 。(该近似是在 ψ 从 $-\pi$ 到 π 范围内作成的。如前所述, $F(\psi)$ 具有 2π 周期。)

$$F(\psi) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^r [a_n \cos n\psi + b_n \sin n\psi] \quad (8)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} B(\psi) \cos n\psi \, d\psi \quad (9)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} B(\psi) \sin n\psi \, d\psi \quad (10)$$

对 $B(\psi)$ 求近似的函数 $F(\psi)$ 能够用 $N=2r+1$ 个基元的等间隔线列阵来实现。若用偶数个 $N=2r$ 的基元来近似 $B(\psi)$, 对应的关系式如下:

$$F(\psi) = \sum_{n=1}^r \left[a_n \cos \left(\frac{2n-1}{2} \psi \right) + b_n \sin \left(\frac{2n-1}{2} \psi \right) \right] \quad (11)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} B(\psi) \cos \left(\frac{2n-1}{2} \psi \right) d\psi \quad (12)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} B(\psi) \sin \left(\frac{2n-1}{2} \psi \right) d\psi \quad (13)$$

无论是奇数或偶数个基元, 对阵元编号都是从 $-r$ 到 $+r$, 并且如果存在中心基元的话, 它的编号就是零, 基元束控系数 C_n 由方程 (14) 给出。

$$C_0 = a_0, \quad C_{-n} = a_n + jb_n, \quad C_n = a_n - jb_n \quad (14)$$

a_n 和 b_n 为需要的束控函数, 可以从方程 (9) 和 (10) 或 (12) 和 (13) 中求出。一般它们既是 n (即位置) 又是 f (即频率) 的函数。

* 但是, 如果基阵的中心点选为参考点, 而它又有偶数个基元, 那么图案包含有 $\psi/2$ 的奇次谐, 于是 $F(\psi + 2N\pi) = -F(\psi)$ 。假定参考点允许设在阵元的位置上, 那就不是上面所述的奇次谐情况。

由方程 (8) 和 (11) 注意到, 如果需要的波束图案关于 ψ (也就是与法向波束的夹角 φ) 对称, 那么所有的 b_n 为零, 基元加权为实数并且对称。这是符合更普遍的讨论的, 对波束图案对称的就有实的加权, 以及对于实际的波束图案, 其基元加权和基元间隔是对称的。鉴于实际的波束图案是对称加权和基元对称间隔的结果, 它的实现一般不存在什么问题, 而对近似函数的形式作其他的选择好象没有产生什么好处。显然把近似函数选择为实函数没有付出什么代价, 正象设计网络函数时一样。

作为该近似程序的一个实例, 考虑在整个宽频带范围内获得恒定束宽的问题。理想化的基阵因子具有图 (2) 所示的形式; 因该函数不连续, 故称它为零级图案。

对这个要求的基阵因子, 由方程 (9) 来确定基元加权函数, 假定基阵有奇数个基元, 马上得到对 $B_0(\psi)$ 求近似的基阵因子如下。

$$a_n = \frac{\sin n\psi_0}{n\psi_0} \quad (15)$$

$$F_0(\psi) = \frac{\psi_0}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\psi_0}{n\psi_0} \cdot \cos n\psi \right] \quad (16)$$

这个看上去容易实现的设计是靠不住的, 由于 ψ_0 正比于频率, a_n 实实在在是频率的函数, 就好象在方程 (17) 中对法向情况所表明的一样。

$$\psi_0 = \pi \frac{f}{f_d} \cdot \sin \varphi_0 \quad (17)$$

由方程 (15) 和 (17) 可以看出, 每个基元加权函数如图 (3) 所示为频率 $\sin x/x$ 的函数; 对于一个给定的频率, 这些函数又可看作随位置作 $\sin y/y$ 变化。

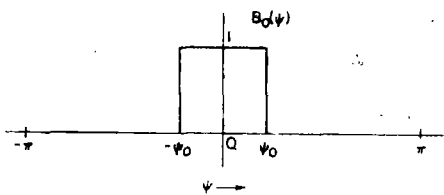


图 2 零级波束图案

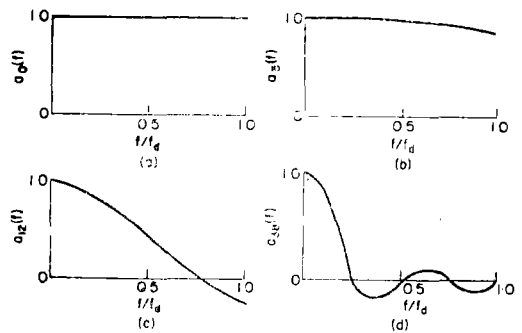


图 3 基元随频率加权

由于近似函数 $F(\psi)$ 与频率有关, 假定用只有有限个项来近似所希望的函数 $B(\psi)$, 显然不可能在所有频率上近似得很好。例如在低频, 很明显不管阵元是如何加权, 基阵总是无方向性的。图 (4) 画出了每个输入振幅包络与输入编号 (从基阵中心算起) 的函数关系。这是对固定值 ψ_0 (也就是固定频率) 画出的振幅与输入编号的函数关系。同样只要变换一下坐标, 在每个固定输入编号下, 也可以画成振幅随频率变化的图。对于图例情况, 选择 ψ_0 等于 $\frac{\pi}{4}$, 那末每隔四个输入都为零 (中心输入除外)。如果基阵有 $2r+1$ 个基元, 并且 $\psi_0 = \frac{\pi}{r}$,

那末所有的基元加权全部落在该加权函数的主峰之内。这发生在由方程(18)决定的频率上。

$$f = \frac{f_a}{r \cdot \sin \varphi_0} \quad (18)$$

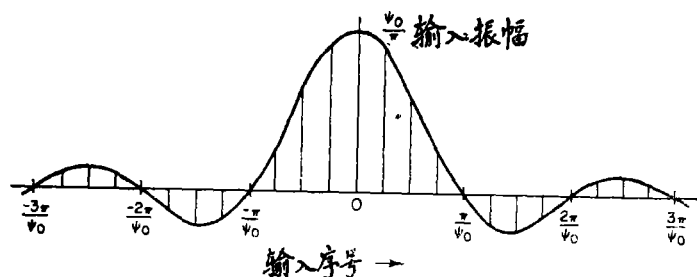
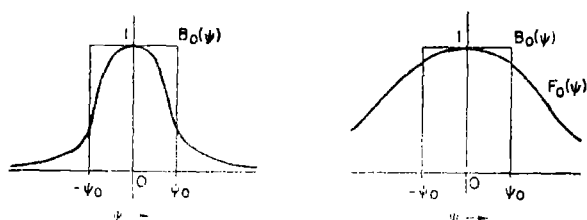


图4 当 $\psi_0 = \frac{\pi}{4}$, 基元随位置加权

若把基阵长度加倍, 则该频率将减半。可以预计, 在原来的长度和频率上, 以及在修正的长度和频率上, 对希望的函数 $B(\psi)$ 都可以近似得同样地好。这说明了这样的事实, 以某种指定的精确度来近似所希望的图案的最低频率反比于孔径。注意在稍微低于方程(18)所给定的频率上, 基阵所有的阵元输入向图(4)中主瓣中心点靠拢, 并且以直流形式集中到纵坐标轴。

在低频的时候, 近似程度就变差了。而且如果企图把输入集中在希望的方向上, 那末近似程度简直差得令人沮丧。当频率降低后, 这种近似退化为图5(a), 而不是图5(b)。那就是说低频近似退化了波束的主瓣部份, 而不是旁瓣结构。理由为付里叶级数是最小平方近似; 当 $F_0(\psi)$ 三角级数的系数选为付里叶系数时, $B_0(\psi)$ 和 $F_0(\psi)$ 之差的平方的积分为最小。由于图5(a)的误差积分的平方显著地低于图5(b), 于是采用了图5(a)的近似形式。在稍微低一些的频率上, 其特性更象图5(b)。



(a) 实际低频近似 (b) 要求的低频近似

图5 低频近似

从低频到中频可以有几个途径来减少拙劣的主瓣近似效应, 而且还可以消除在函数近似过程中由于不连续而引起的吉布斯 (Gibbs) 现象。为设计横向滤波器而得来的技术, 例如对去尾的付里叶级数加上一个适当的窗口函数(13)或者使用频率采样法(14), 这些方法适用于基阵图案的近似, 而且应当得出优良的单频结果。由于它们得不到接近

形式的解, 因而在应用于宽带时, 他们比这里采用的方法计算起来更加困难。图(6)所示的方法简单地修改被近似的图案使它更密切地接近去尾的付里叶级数的特性。在这里被近似的基阵因子在均匀增益区和零旁瓣区之间选用了线性过渡区。它可用方程(19)的 $F_1(\psi)$ 来近似:

$$F_1(\psi) = \frac{\psi_0(1+k)}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^r \frac{\sin n\psi_0(1+k)}{n\psi_0(1+k)} \frac{\sin n\psi_0 k}{n\psi_0 k} \cos n\psi \right] \quad (19)$$

对于 $F_0(\psi)$ ，基元加权的包络在输入编号为 π/ψ_0 的整数倍时为零，而对于相应的函数 $F_1(\psi)$ ，基元加权的包络却在输入编号为 $\pi/\psi_0(1+k)$ 或 $\pi/\psi_0 k$ 的整数倍时为零。若基阵有 $2r+1$ 个基元以及 $\psi_0 = \pi/r(1+k)$ ，则所有基元都包含在主峰之内。这将在方程(20)给出的频率上发生。

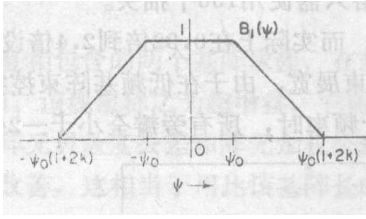


图6 一级波束图案

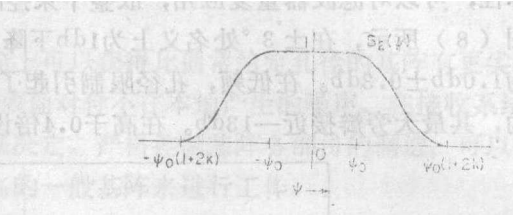


图7 二级波束图案

$$f = \frac{f_a}{r(1+k)\sin\psi_0} \quad (20)$$

因此对于 k 等于1，在同样的近似结果下， $B_1(\psi)$ 的频率大约是 $B_0(\psi)$ 的频率的二分之一。当进一步远离基阵中心时，由于包络幅度的减小，可以得到比上面更好的结果。在较高的频率下即当 ψ_0 相当地大时，该效应具有最大的效能。

在设计中下一个逻辑步骤是去掉 $B_1(\psi)$ 中的尖角和消除导数的不连续。图(7)中的 $B_2(\psi)$ 就是这样做的。这里排除了二阶导数的不连续；用具有连续斜率的两个抛物线段来垮过渡区域。

方程(21)给出了该函数的近似函数 $F_2(\psi)$ ：

$$F_2(\psi) = \frac{\psi_0(1+k)}{\pi} \left\{ 1 + 2 \sum_{n=1}^r \frac{\sin n\psi_0(1+k)}{n\psi_0(1+k)} \left[\frac{\sin \frac{n\psi_0 k}{2}}{\frac{n\psi_0 k}{2}} \right]^2 \cos n\psi \right\} \quad (21)$$

其基元加权的包络不同于 $F_1(\psi)$ 的基元加权包络的地方在于衰减速率方面，它在第二零点附近时衰减略为慢了一点，而在超出第三零点附近范围衰减略为快了一点。这样当 ψ_0 较大时，也就是在高频， $F_2(\psi)$ 将给出极好的近似。

也可以象方程(11)那样希望使用具有偶数基元的基阵。初一看它缺少直流项，应去掉对具有非零平均值的特性近似。情况正是这样，并且它由 $F(\psi+2\pi) = -F(\psi)$ 来保证，这可以由检查方程(11)*的每一项看出来。在近似的主要间隔内，即 $-\pi \leq \psi \leq \pi$ ， $F(\psi)$ 的限制和奇数基元的情形相同。

七、设计举例

对于一个等间隔30个基元的竖直线列阵设计一组加权网络，在声学校正领域内应用该阵列的法向或接近法向方式。为了抑制端射能量，使用了有方向性的基元，基阵容许使用到设计频率的2.4倍，在设计频率上，基元间隔为半波长。设计指标要求获得从甚低频直至2.4倍设计频率的整个频带内，以及在 6° 的波束宽度内具有1db总变化的均匀响应。附加的设

*原文为方程(19)，恐误。——译注

计指标是获得从主瓣到旁瓣区域陡峭地过渡，而旁瓣又普遍地低。

按照前面的要求设计了一组横向滤波器，但对它作了若干改进设计，特别是设计一个与频率有关的过渡区域，使它在较高频率上有利于改善附加的方向性。中心滤波器只有一个抽头，越向基阵两边抽头越多，而对末端基元使用的抽头最多，为31个抽头。由于基阵和滤波器的对称性，可以对滤波器重复应用，故整个束控网络只需使用156个抽头。

如图(8)所示，在 $\pm 3^\circ$ 处名义上为1db下降点，而实际上在0.32倍到2.4倍设计频率范围内为 $1.0\text{db} \pm 0.3\text{db}$ 。在低频，孔径限制引起了波束展宽，由于在低频基阵束控实质上是均匀的，其最大旁瓣接近 -13db 。在高于0.4倍设计频率时，所有旁瓣全小于 -24db 。

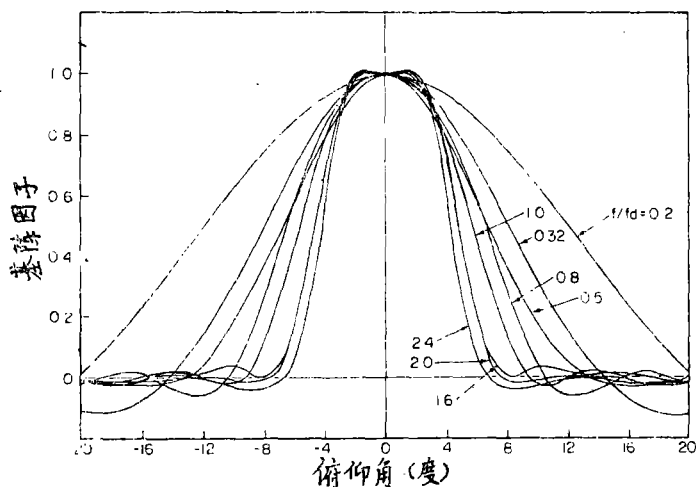


图8 恒定束宽设计

八、不等间隔线列阵

这里描述的技术的自然延伸，可以做成不等间隔线列阵，先完成密集排列的等间隔参考线阵的设计，然后再内插以决定实际基阵的基元加权。在任何单频下，该内插可以做到十分准确的程度，首先在两个最靠近的等间隔基元之间内插，然后按正比于代表实际基元的等间隔基元的数目进行加权，这样就可保持整个基阵的“照度”近似正确。对于被近似的频率函数，一般得不到接近形式的解。但这对决定横向滤波器的抽头值无关紧要，因为不管怎么样，通常总是可以完成数值积分的。

九、平面阵

设计平面阵的最简单的方法是完成一系列的设计，好像最后的结构是由若干线列阵组成的一个线列阵；它的整个响应将由图案相乘而得到。但是这样导致复合近似，如果每一线度有1db的起伏，就将产生2db的总起伏，整个近似的效果将下降。这在某些情况下是可以接受的，甚至对粗糙的矩形波束图案还是一个可以期望的设计技术。但是该技术不能用于普遍的二维图案的设计，即它们的响应不能用图案相乘而得到；所以必须进行直接合成(15)。在这两

种情况下，基阵束控函数必须描述为频率的函数，然后可以用这里描述的方法来近似和实现那些与频率有关的滤波器函数。

十、超 增 益

对互相包含的两个基阵求差，在理论上可以获得比通常给定孔径的基阵有更尖的方向性〔16,17〕。该现象称之为超增益，它能有效地对付不在本地产生的噪声，在接收系统中，其限制则由阵元灵敏度公差和阵元加权公差来决定。严格控制基阵各部份的制造，可以获得2db左右的改善，这相当于用比该基阵长60％的一般基阵来进行工作。

该基阵可以获得增益的一个例子如图（9）所示。由Prichard（见〔17〕—译注）设计的一个具有-24.6db旁瓣的五元基阵。在低于设计频率时，基元加权允许如图10那样变化，以保持基本上恒定的旁瓣结构以及基本上恒定的主瓣响应。因此保持了基本恒定的增益，这在理论上似乎可以在比较低的频率下实现，但实际上若干效应结合在一起限制了实施该技术的范围。上述限制之一来自与基阵基元位置有关的增益误差和相位误差，数据环节的增益特性和相位特性，以及加权网络的公差。另一个限制是噪声场的各向异性所固有的；用该技术不能处理本地产生的噪声场。

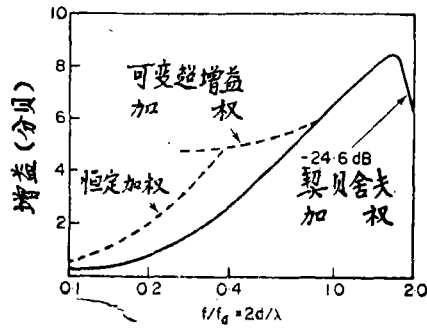


图9 一个五基元阵的增益

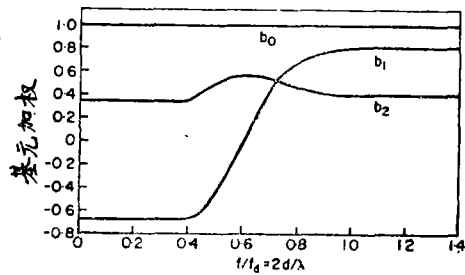


图10 五基元阵的基元加权

该例子表明允许基阵束控随频率变化到设计频率的0.4倍左右，在该频率上主瓣的幅度响应只有在设计频率上主瓣的幅度响应的十分之一左右，它在更低的频率下甚至衰减得更快。这个频率大约被估计为与频率有关的加权的最小频率，如图10的加权因子在低于该频率和高于设计频率时为常数。这导致了从 $\frac{1}{4}$ 设计频率到 $\frac{3}{4}$ 设计频率这样一个倍频程范围内增益约有2db的增加。显然这不能够解决主要系统的设计问题，但它在小基阵的应用上或许还有某种价值。这种随频率变化的锐度暗示这个方法在窄带内即利用前面介绍的FFT方法大概最容易完成。

十一、乘积阵图案

为了某些用途，例如在确定目标能量的无偏差估计时，可以希望通过被对半分开的两个基阵分别进行束控后再相乘，而不是对所有基元加权求和来设计基阵的空间图案。对于等间

隔线列阵这是一个比较简单的处理方法,因为乘积图案可以通过基元加权的组合表达为逐级相位位移 ψ 的三角级数,几乎像相加阵一样。因此可以利用在本文中所列举的所有程序。所希望的图案由付里叶级数求近似,而其系数则为乘积阵的三角级数的系数,这就允许对基元加权有一个近似解。如果希望的图案与频率有关,如前所述,可以用横向滤波器实现基元加权。

由于本文篇幅有限,不能对该课题作深入的探讨。但是该技术和相加阵只有两个主要差别。首先,总数为 $2n$ 个基元的基阵其图案没有常数项;其次,该图案总共有 $2n-1$ 个 ψ 的简谐波项。如果假定基阵是对称加权,那末希望的图案的前 n 项可以匹配到后 n 项,余下的各项作为一种误差附加到被近似的图案的去尾误差中去。常数项的效应是对整个图案附加一个偏差,假定希望的图案为主瓣而在别处其响应基本上为零。在缺少一个常数项的情况下,名义上的零响应区的(负的)面积必须等于主瓣的面积。

十二、小 结

用与频率有关的束控,能够改善多种类型基阵的空间特性。该束控既可以用多重离散付里叶变换把各窄带连成宽带,又可以利用横向滤波器于宽带。采用付里叶近似技术来设计这些滤波器,就能够以任意逼近的程度来近似任意实的,虚的或者复的频率函数。

(朱圣钦译 朱儒良 蔡耀明校)

参 考 文 献

1. Wolff, Irving(1937) "Determination of the radiating system which produces a specified directional characteristic". Proc. I.R.E., 25, 630—643.
2. Shelkunoff, S.A.(1943). "A mathematical theory of linear arrays." B.S.T.J., 22, 80—107
3. Kraus, J.D.(1950). "Antennas", pp. 97—106. McGraw-Hill Book Company, Inc., New York.
4. Spencer, R.C.(1946). "Fourier integral methods of pattern analysis." MIT Rad. Lab. Rpt. 762—1, 21.
5. Ramsay, J.F.(1946). "Fourier transforms in aerial theory." Marconi Review, 9, 139—145.
6. Bracewell, R.(1965). "The Fourier Transform and Its Applications." McGraw-Hill. New York.
7. Tucker, D.G.(1956). "Some aspects in the design of strip arrays," Acoustica, 6. (1956). 403—411.
8. Tucker, D.G.(1957). "Arrays with constant beam width over a wide frequency range. Nature, 180, 496—497.
9. Morris, J.C. and Hands, E.(1961) "Constant-beamwidth arrays for wide frequency bands." Acoustica, 11, 341—347.
10. Morris, J.C.(1964). "Broadband constant beam-width transducers." J. Sound Vib. 1, 28—40.
11. Smith, R.R.(1970). "Constant beamwidth receiving arrays for broadband sonar."

systems." *Acoustica*, 23, 21—26.

12. Zadeh, L.A. and Desoer, C. A. (1963). "Linear System Theory", pp. 447—448. McGraw-Hill Book company, Inc., New York.
13. Helms, H. D. (1968). "Nonrecursive digital filters; design methods for achieving specifications on frequency response," *IEEE AU-16*, 336—342.
14. Rabiner, L. R. Gold, B. and McGonegal, C. A. (1970). "An approach to the approximation problem for nonrecursive digital filters." *IEEE AU-18*, 83—106.
15. Collins, R. E. (1964). "Pattern synthesis with non-separable aperture fields". *IEEE AP-12*, 502—503.
16. Riblet, H. J. (1947). "Distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beamwidth and sidelobe level". *Proc. IRE* 35, 489—492.
17. Prichard, R. L. (1953). "Optimum directivity patterns for linear point arrays." *J. A.S.A.* 25, №5, 879—89.