研究简报

一个具有低近旁瓣的不等间距阵设计方法

王正宇　　夏季平

（哈尔滨船舶工程学院水声研究所）

1986 年 9 月 29 日收到

动态规划法是设计不等间距阵的一个好方法，但以往设计不等间距阵的动态规划法是以峰值旁瓣最低作为最佳设计的判据，其结果趋于等旁瓣状态，而近旁瓣难以控制，有时偏高．本文对该方法的判据做了改进，提出一个以近旁瓣最低为判据的设计方案，从而可以获得具有低近旁瓣的不等间距阵．

一、引　　言

一个离散元线列阵的声辐射场是每个基元辐射场的叠加，而每个基元的辐射场又与基元本身所受到的激励大小有关．多年来，基阵这个特性一直被用来作为改善基阵方向性的依据，人们常用幅度加权来压低基阵的旁瓣就是一个例子．然而等间距线阵有一定的缺点，例如为了在可见区域内避免栅瓣出现，基元间距一般用半波长，这种密排满阵有两个问题，一是为了获得窄波束需要增加基元个数，于是基阵的造价和重量也随之提高；二是密排造成基元间的互耦合效应增强，使得基阵的实际方向性严重地偏离了设计值．另外，为了压低旁瓣进行幅度加权必然给电路实现增加困难．在某些条件下，由于波束宽度的要求，基阵的尺寸已不能减小，但如果指向性指数不要求象满阵那样高，那么用一个稀疏的不等间距阵就可以基本达到技术要求，即用一个等幅激励的不等间距阵来代替一个同长度的等间距而不等幅度的密排阵．稀排可以使基元间的互耦合效应明显减少，不规则间距又可以消除栅瓣．所以不等间距阵在应用上很有实际意义，这里的关键问题是如何能获得一个与幅度加权的等间距阵相当的信噪比．本文的基本设想是设计一个近旁瓣尽可能低的不等间距阵，采用具有一定方向性的基元，削掉基阵的远旁瓣．

在干扰背景下检测声信号是声纳的主要任务之一，而背景干扰往往限制了信号有无的判决．判决信号有无的主要依据是信号与噪声的幅度差别或时空统计特性上的差别，通常情况下信号从远方传来，而干扰是本舰噪声或海洋环境噪声，因此信号比较弱，噪声比较强．对被动声纳，输入的信号声压往往仅是干扰的 1/10 或者更低，所以基阵的旁瓣若能压到 −20db 以下对检测很有利．出于这些考虑，本文探讨了低近旁瓣不等间距阵的设计方法．

不等间距阵的研究首先从雷达天线开始．六十年代初，H. Unz[1]，S. S. Sandler[2]，D. D. King[3]，R. F. Harringtin[4]，A. Ishimaru[5] 等人均做过研究工作，以后陆续发表许多这方面的文章．概括起来，设计不等间距阵的方法有：经验法[3]、矩阵公式法[1]、微扰法[4]、空间锥削法[6]、逐步逼近法[7]、动态规划法[9][10]以及随机阵法[6]．

动态规划法是利用计算机来寻求最佳解的运算过程，它广泛用于运筹决策的研究之中．1964 年 M. I. Skolnik 将动态规划法用于不等间距阵的设计，其成功之处是加速了搜索，减少了计算量．因为用计算机选择基元最佳位置的列举法，其计算量十分惊人．例如设计一个平

?1994-2017 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

均间距为 2λ 的 25 元不等间距阵，若单位波长内有 8 个位置允许放置基元，那么用直接搜索的列举法需要计算

$$\binom{384}{25} \doteq 10^{38}$$

个方向性. Skolnik 方法只需计算 10^4 个方向性. 1985 年中国科学院声学研究所兰军进一步做了研究，对于同样情况只需要计算 400 个左右的方向性，且计算结果不受影响[10].

二、算法概述

考虑由 N 个均匀一致的基元对称布放在直线上（N 为奇数），那么这个线阵的方向性函数为

$$F(\boldsymbol{x}, u) = A(u)\left[1 + 2\sum_{i=1}^{m}\cos(2\pi u x_i)\right] \tag{1}$$

其中 $A(u)$ 为基元的方向性函数，而(1)式右端的第二部分为此线阵的阵因子. 令

$$F_1(\boldsymbol{x}, u) = 1 + 2\sum_{i=1}^{m}\cos(2\pi u x_i) \tag{2}$$

其中 $m = (N-1)/2$，$\boldsymbol{x}$ 为基元坐标矢量，x_i 为第 i 号基元坐标，以波长为单位，$u = \sin\theta - \sin\theta_0$，$\theta$ 为声场入射方向与基阵法线方向的夹角，θ_0 为波束控制方向，本文假设 $\theta_0 = 0°$.

设定中间及两端的三个基元取固定位置，由对称性可仅考虑半个阵. 每单位波长分成八段，那么 $m-1$ 个基元可以选取这些离散位置，为了减少计算量并且又能得到满意结果，本文限定各号基元均由平均位置分别向左移动（考虑右半个阵），第一号基元可选取的位置个数为

$$FIX(8\bar{d})/2 + FIX(8\bar{d})/4 - 1$$

以后各号基元在它前一个基元所取的位置个数上加 1，当前一个基元所选取的位置序号与它后面基元位置序号之差的绝对值小于某个值以后，就不再参加运算. 这些限制的目的，一是在不影响设计质量的条件下尽量减少计算量，二是使最后的设计中任意两个相邻基元之间的距离不致于太小.

1. 计算过程及计算技巧可参见文献[10]

2. 关于基阵变量 u 的量化数： u 的量化单位选得过大，则所确定的旁瓣峰值的误差太大，影响计算结果，然而 u 的量化单位太小，则使计算量大大增加. u 的量化数目确定可参考 Nyqust 抽样定理. 这是由于连续线阵的方向性函数是其激励函数的 Fourier 变换

$$F(u) = \int i(x/\lambda)e^{j2\pi u x/\lambda}d(x/\lambda) \tag{3}$$

其中变量 x 的变化范围为 L/λ，u 的变化范围为 2，所以整个可见区域内的抽样数至少为 $4L/\lambda$，当 $\theta_0 = 0°$ 时基阵的方向性图是对称的，那么半个可见区域里的抽样数至少为 $2L/\lambda$. 为使旁瓣的峰值能较准确地确定，每个旁瓣内至少应有 3 个抽样，所以 u 坐标的抽样数一般为 $2L/\lambda$ 的 3—4 倍.

3. 关于判据的选择： 最优化问题首要的是确定判据. 由于主瓣宽度取决于基阵长度，阵长一经确定以后，基元位置的不同组合，对主瓣影响不大，只能使旁瓣区能量的分布发生变化. 将峰值旁瓣最低做为判据是一个可行方案，其设计结果是旁瓣趋于均匀. 本文提出一个以近旁瓣最低为判据的方案. 所谓近旁瓣是指第一旁瓣和第二旁瓣. 对于一组方向性（即第 i 号基元选定一个位置，$i-1$ 号基元选 n_{i-1} 个位置，1 至 $i-2$ 号分别取对应位置，$i+1$ 至 $m-1$ 号取平均位置，计算得到 n_{i-1} 个方向性）中的每一个都找出第一、二两个旁瓣的峰值以及两者之间的差值的绝对值；凡是差值小于某一值 Sa 的，集中在一起，从中选出第一旁瓣最低的一个，如果差值都不小于 Sa，那么用 $Sa = Sa + 1$ 再搜索一遍. 这样处理的好处是，既能保证设计出来的基阵第一旁瓣较低，又能使一、二两个旁瓣相差不至于太大，亦即保证第二旁瓣相对的比较低.

三、计算结果

表 1 列出在不同阵长上布放不同基元数所

?1994-2017 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

表 1　所设计的不等间距阵参数

序　号	阵长 $L(\lambda)$	基元数 N	平均间距 $\bar{d}(\lambda)$	第一零点（度）	第一旁瓣级（dB）	第二旁瓣级（dB）
1	15	25	0.625	4.78	−26.524	−25.582
2	18	25	0.75	3.58	−22.854	−25.535
3	24	25	1.00	2.687	−22.358	−23.419
4	8	17	0.5	7.18	−19.367	−17.648
5	12	17	0.75	5.38	−23.403	−28.029
6	16	17	1.00	4.032	−22.44	−25.851
7	15	13	1.25	4.301	−22.859	−19.313
8	18	13	1.50	3.583	−23.124	−19.627
9	21	13	1.75	3.071	−23.238	−19.085
10	16	9	2.0	4.481	−34.714	−33.239
11	20	9	2.5	3.58	−33.981	−29.74
12	24	9	3.0	2.986	−34.714	−33.239
13	21	7	3.5	3.071	−27.214	−27.078
14	24	7	4.0	2.687	−28.252	−26.267
15	30	7	5.0	2.149	−29.961	−25.209

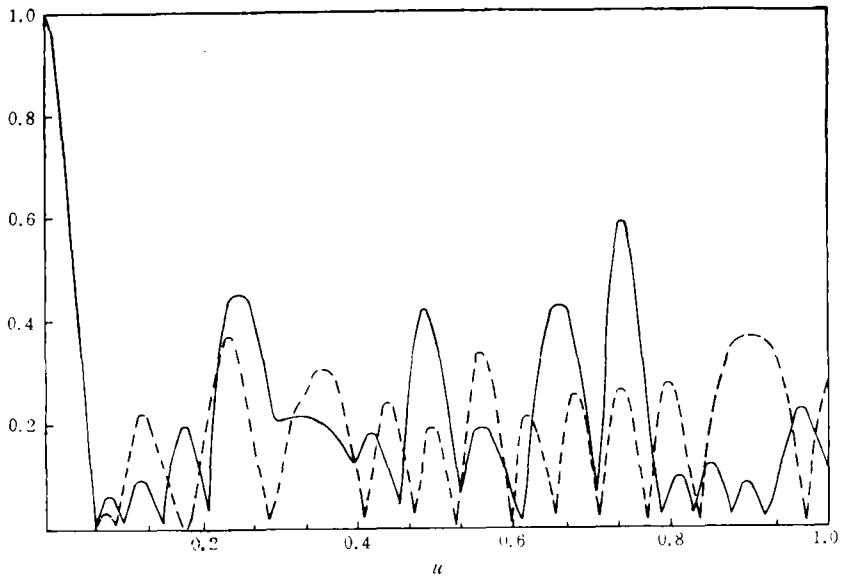

图 1　以两种不同的判据所设计的不等间距阵的方向性图
$L = 18\lambda$　$N = 13$
——以近旁瓣最低为判据　------以峰值旁瓣最低为判据

设计的不等间距阵的第一、二旁瓣级.

使用近旁瓣最低为判据的动态规划法所设计的不等间距阵的主瓣，比同长度的等间距阵的略宽一点，第一、二两个旁瓣一般都接近或低于−20db. 图 1 给出了同一种情况下由不同判据的动态规划法所设计的不等间距阵的方向性图.

本文完成了一个以近旁瓣最低为判据的不等间距阵的设计程序，所使用的语言为 Fortran-77，当 $N \leqslant 33$ 且 $8L < 350$，可直接运用，否则需要作些小的改动. 因限于篇幅，这里从略.

参 考 文 献

[1] Unz, H., *IRE, Trans. on Antennas and Propagation*, **AP-8** (1960), 222—223.

?1994-2017 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

[2] Sandler, S. S., *IEEE, Trans.*, **AP-8** (1960), 496—500.
[3] King, D. D., *IRE, Trans. on Antennas and Propagation*, **AP-8**(1960), 380—384.
[4] Harrington, R. F., *IRE, Trans. on Antennas and Propagation*, **AP-9** (1961), 187—192.
[5] Ishimaru, A., *IEEE, Trans.*, **AP-10** (1962), 691—702.
[6] Steinberg, B. D., Primciples of Aperture and Array System Design, John Wiley and Sons, 1976, 139—169, 123—130.
[7] 兰军，声学学报，**9**-3(1984)，161—169.
[8] Rudge, A. W., The Handbook of Antenna Design, Vol. 2, 1983, 68—73.
[9] Skolnik, M. I., *IEEE, Trans. on Antennas and Propagation*, **AP-12** (1964), 35—43.
[10] 兰军，应用声学，**6**—1(1987)，18—22.

超 声 调 阻 技 术

杨 周 铜
(电子工业部第十研究所)

1986 年 9 月 18 日收到

本文介绍了超声切削用于薄膜电阻调整技术(简称超声调阻技术)的特点和原理，并就超声调阻工艺参数的选择和应用范围进行了讨论.

一、引 言

在混合集成电路的生产过程中，由于薄膜电阻阻值的离散性，电阻制成后一般都要进行微调，才能达到技术要求. 近年来研究了多种调阻方法[1]，从成本和调整后的稳定性看，超声调阻技术具有良好的前景. 超声调阻，实质上是利用超声振动能量，通过尖端嵌有金刚石的切削针，切除部份薄膜电阻材料，使电阻阻值发生变化，从而达到调阻目的.)

二、超声调阻原理

薄膜电阻阻值，可用下式进行计算:

$$R = \frac{\rho L}{TD} \qquad (1)$$

式中 R 为电阻阻值，ρ 为电阻材料的电阻率，L 为薄膜电阻导电通路长度，D 为电阻导电通路宽度，T 为导电通路膜的厚度.

薄膜电阻一般是，使电阻材料通过蒸发或溅射等方法制作在氧化铝陶瓷基片上. 微调时，可采用多种切削图形进行调阻，但在超声调阻技术中，多采用图 1 所示的几何形状. 薄膜电阻的微调分为正向调阻(使电阻值上升)和负向调阻(使电阻值下降)两类. 超声调阻技术适用于正向调阻，调阻时，只要利用超声切削增加 (1) 式中的 L 或减小式中的 D，即能使电阻阻值发生变化.

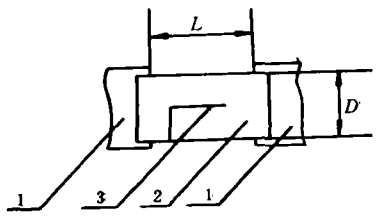

图 1 超声调阻常用的几何图形
1. 薄膜导体; 2. 薄膜电阻;
3. 超声调阻切削的几何形状.

三、超声调阻装置

超声调阻装置如图 2. 调阻时，切削针的金刚石尖端的超声振动在适当的压力下，把与薄膜电阻接触处的电阻材料切除干净，随着工作台沿 x-y 坐标的运动，可以切削出所需要的

?1994-2017 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net