

阵列天线方向图赋形的一种方法

董亮 张军

西安电子工程研究所, 陕西西安, 710100

d513@163.com

摘要: 将 W-S 法的非均匀采样方法和 Taylor 法的低副瓣口径分布相结合, 通过对子阵的叠加得到一种新的方向图赋形方法; 并引入极小范数最小二乘法来求解采样数大于单元数时各单元激励电流值, 使得综合出的方向图更接近样本函数。最后用实例来说明该法在降低副瓣电平和减小主瓣区域波动上的优越性, 本方法增加方向图设计的灵活性和实用性。

关键词: 阵列天线, 方向图赋形, 低副瓣

1 引言

伍德沃德—劳森 (Woodward-Lawson) [1,2] 抽样法是对所要求的方向图在不同离散位置上抽样来实现预期方向图的一种综合方法。该方法是将阵元电流分解为幅度均匀、相位线性变换的若干空间谐波之和。各谐波电流激励系数等于所要求的方向图在抽样点的幅度。

W-S 法是 Woodward-Lawson 的改进方法, 该法的本质是利用具有线性相差的谐振子阵波束“扫描” [3], 即结合空域样本函数 (Sample) 特性进行设计。考虑到工程应用背景, 在进行主瓣赋形的同时也要尽量减小副瓣电平。而伍德沃德—劳森法由于采用均匀直线阵作为空间谐波的产生阵, 仅能控制空间谐波的相对幅度, 所以副瓣电平相对较高, 赋形区域方向图幅值波动较大, 不能满足有些工程需要。

本文采用具有低副瓣性质的 Taylor 阵列作为 W-S 法的子阵, 这样抽样点的个数、位置、幅度和相位均可控, 增加了设计的灵活性, 达到了减小赋形区域波动, 降低副瓣电平的目的, 获得了与期望更接近的方向图。

2 综合原理

为了达到副瓣低电平和主瓣低扰动, 抽样方向图可以表示为:

$$S_m(\theta, \theta_m) = I_m \sum_{n=1}^N i_n \exp\{jnk d(\cos \theta - \cos \theta_m)\} \quad (1)$$

式中 i_n 由所要求的副瓣电平所决定的 Taylor 口

径分布给出, I_m 为第 m 组空间谐波的相对激励, 由样本函数来确定, N 为天线单元个数, θ_m 是人为选定的抽样点, d 为单元间距。

在 W-S 法中:

$$\theta_m = \sin^{-1} \left(\frac{\lambda m}{Nd} + \sin \theta_0 \right) \quad (2)$$

$$d = \frac{\lambda}{1 + \sin \theta_s} \quad (3)$$

其中

$$\begin{cases} \theta_0 = \frac{\theta_r + \theta_l}{2} \\ \theta_s = \frac{|\theta_r - \theta_l|}{2} \end{cases} \quad (4)$$

θ_r 和 θ_l 分别是赋形区域边界值。

为了对线阵进行综合, 还要确定抽样点数,

$$M_1 = \text{int} \left(\frac{-Nd(1 + \sin \theta_0)}{2} \right) \quad (5)$$

$$M_2 = \text{int} \left(\frac{Nd(1 - \sin \theta_0)}{2} \right) \quad (6)$$

于是采样点数为:

$$M = M_2 - M_1 + 1 \quad (7)$$

则构成的总的阵因子为

$$\begin{aligned} S(\theta, \theta_m) &= \sum_{m=1}^M S_m(\theta, \theta_m) \\ &= \sum_{m=1}^M I_m \sum_{n=0}^{N-1} i_n \exp\{jnk d(\cos \theta - \cos \theta_m)\} \end{aligned} \quad (8)$$

与下式比较

$$S(\theta) = \sum_{m=0}^{N-1} I_n \exp\{jnk d \cos \theta\} \quad (9)$$

可得总的电流激励为:

$$I_n = i_n \sum_{m=1}^M I_m \exp\{-jnk d \cos \theta_m\} \quad (10)$$

由式 (10) 可以看出 I_n 与 I_m 和采样点 θ_m 有关

(视 i_n 为已知 Taylor 加权), I_m 由样本函数决定, 文献[5]

$$I_m \approx |S_D(\theta_m)| \quad (11)$$

这样存在一定的误差, 用解方程法求 I_m 可以得到更近似的结果[6]。 I_m 与采样点 θ_m 有关, 于是将式(8)离散化可得:

$$S(\theta_i, \theta_m) = \sum_{m=1}^M I_m s_m(\theta_i, \theta_m) \quad (12)$$

其中;

$$s_m(\theta_i, \theta_m) = \sum_{n=0}^{N-1} i_n \exp\{jnk d(\cos \theta_i - \cos \theta_m)\} \quad (13)$$

构造矩阵方程

$$\begin{bmatrix} s_1(\theta_1, \theta_1) & s_2(\theta_1, \theta_2) & \cdots & s_M(\theta_1, \theta_M) \\ s_1(\theta_2, \theta_1) & s_2(\theta_2, \theta_2) & \cdots & s_M(\theta_2, \theta_M) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_1(\theta_M, \theta_1) & s_2(\theta_M, \theta_2) & \cdots & s_M(\theta_M, \theta_M) \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_D(\theta_1) \\ S_D(\theta_2) \\ \vdots \\ S_D(\theta_M) \end{bmatrix}$$

当抽样点较少, 小于单元个数是, $[s]$ 为非奇异矩阵, 可由式(14)直接求出。而, 对于较宽的赋形区域采样点多于单元个数, 这样 $[s]$ 为奇异矩阵, 即方程(14)为矛盾方程, 没有精确解。对于矛盾方程可用极小范数最小二乘解来求得误差最小解[4]:

$$I = S^\dagger \cdot S_D \quad (15)$$

其中 S^\dagger 为矩阵 $[s]$ 的 Moore-Penrose 广义逆。

由上面的讨论可知, 综合出的方向图不仅与电流的幅度相位有关, 还与子阵的加权情况以及阵列单元的间距有关。考虑到馈线工程量主要与单元数目有关, 所以可用 W-S 法单元间距可以适当加大单元距离以增加更多采样点, 当线阵长度一定时选用的单元数少。

3 计算实例

现采用副瓣电平为 40 单元-40dB 的 Taylor 阵为子阵。经计算谐波数为 53。图 1 中给出了 0° 附近的几个采样子阵(局部), 合成的方向图如图 2 所示, 其形状为 $-30^\circ - 30^\circ$ 的扇形图。图 3 为电流幅度和相位, 相位分布为 π 、0、 $-\pi$, 工程实现简单。图 4 给出了本文方法与 W-S 法主瓣内方向图波动比较, 可以看出文中方法更加平滑, 波动范围在

0.2dB 以内。

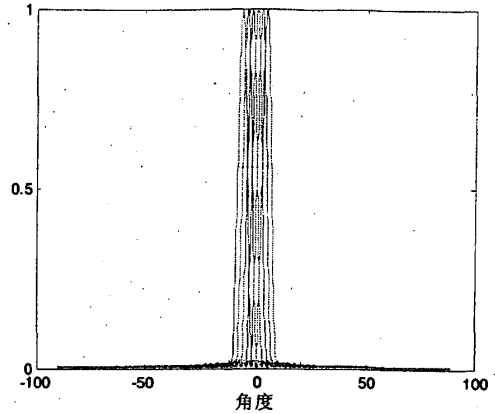


图 1 抽样子阵示意图

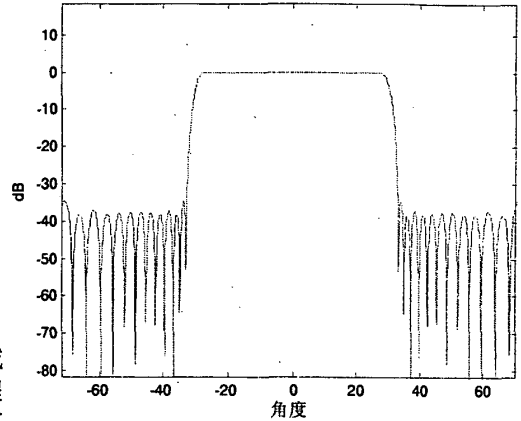
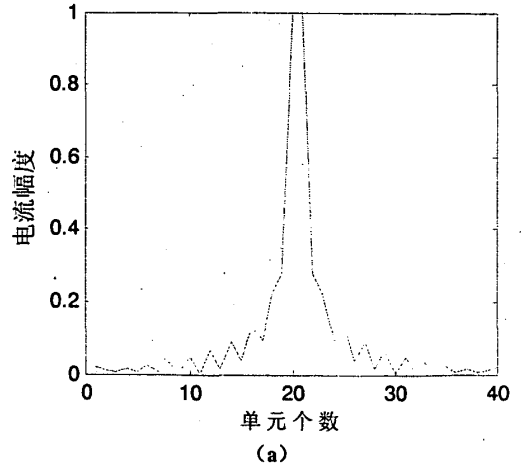


图 2 综合出的 $-30^\circ - 30^\circ$ 扇形方向图



(a)

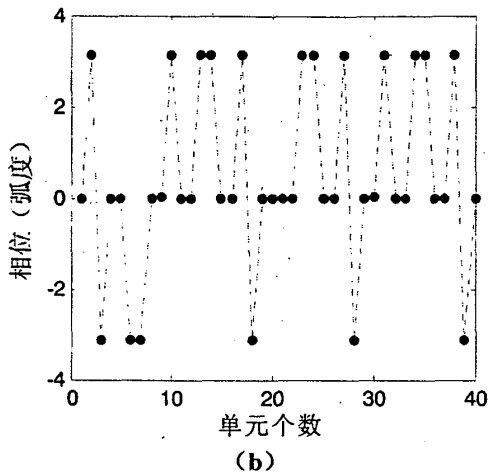


图 3 电流幅度 (a) 和相位分布图 (b)

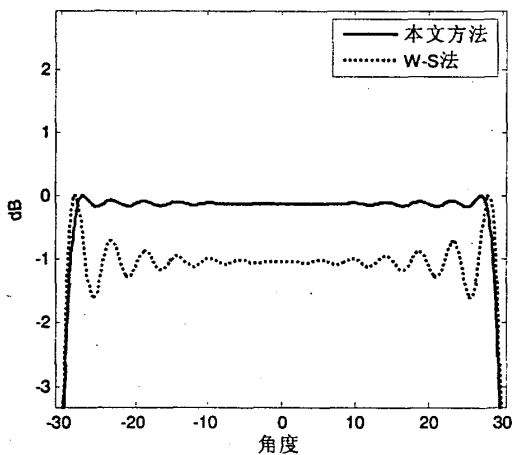


图 4 主瓣内方向图波动比较

工程中常常需要特殊形状的方向图, 这里以余割平方方向图为例 (40 个单元, $2^\circ \sim 30^\circ$ 范围内赋形), 与 W-S 法比较, 从图 5 中可以看出在主瓣区域更加趋近样本函数。并且良好的副瓣电平抑制效果。图 6 给出了两种方法的电流比较和相位分布, 可以从图中看出, 本文方法仅对电流幅度有所改动, 而相位分布不变。

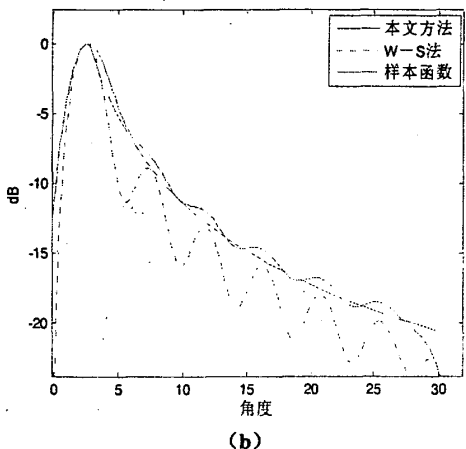
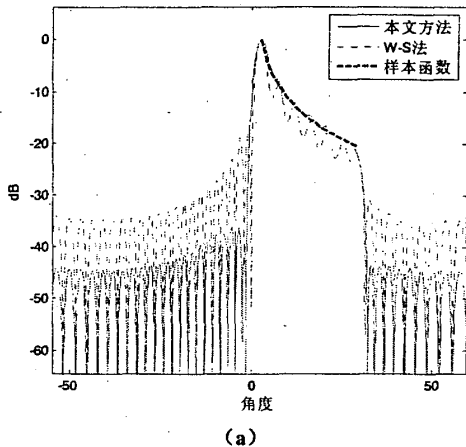


图 5 两种余割平方方向图比较 ((b) 局部)

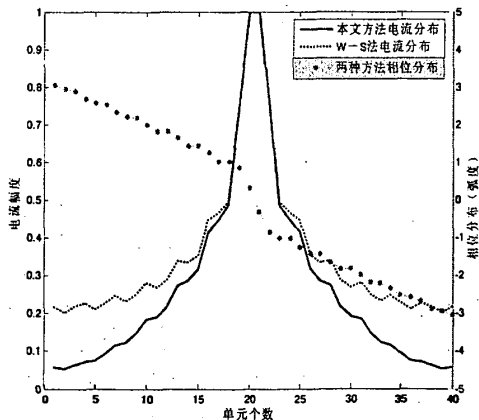


图 6 本文方法与 W-S 法的电流幅度和相位分布图

4 结论

本文提出了一种直线阵方向图综合方法, 根据

样本函数的不同可以综合出不同形状的方向图。结合 Taylor 的低副瓣性质可以显著的降低副瓣电平, 并且减小了主瓣区域波动范围, 更好的趋近样本函数。虽然该方法采用非等间隔子阵抽样, 增加了计算复杂度, 不过从总体效果上说, 该方法对激励电流的幅度相位, 单元间距和天线口径可控, 提供了一种实用的, 灵活的阵列天线方向图赋形的一种方法。

参考文献

- [1] Robert J. Mailloux. Phase Antenna Handbook (Second Edition) [M]. London: Artech House, Inc. 113-116.
- [2] 林昌禄. 天线工程手册 [M]. 北京: 电子工业出版社.
- [3] 孙茂友. 离散阵的 W-S 综合法——Woodward 法改进. 电波科学学报 [J]. 1995, 10(1, 2): 166-171.
- [4] 韩艳菊等. 改进的 Woodward 方法及用于设计大口面天线馈源 [J]. 北京航空航天大学学报. 2004, 12(30) 1173-1177
- [5] 单秋山, 陈世耕, 邓维波. 天线阵方向图一种改进综合方法 [J]. 哈尔滨工业大学学报. 1994, 12(6): 56-59.
- [6] 王杰. 赋形波束技术在雷达景象匹配制导系统的应用研究 [D]. 北京: 北京航空航天大学电子信息工程学院, 2002.

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>