

天线方向图综合中的本征激励方法

卜安涛, 史小卫

(西安电子科技大学 电子工程学院 陕西 西安 710071)

摘要: 给出矩量法分析天线阵列时本征激励模式的不同定义. 使用单元间无耦合的理想阵列来逼近有耦合的实际阵列. 可以把理想阵列单元的电流分布经过等效转化之后得到的系数去激励有耦合的阵列, 可在有互耦的阵列上综合出与理想阵列一致的方向图. 因为在优化过程中减少了精确的电磁场分析而大大缩减了考虑耦合的实际阵列方向图综合时间. 最后给出算例验证了笔者思路的正确性.

关键词: 矩量法; 本征激励; 互耦阵列; 理想阵列; 方向图综合

中图分类号: TN823 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-240X(2004)02-0243-05

The eigen-driven analysis method in antenna pattern synthesis

BU An-tao, SHI Xiao-wei

(School of Electronic Engineering, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract: The novel definition of the eigen-driven mode is given in antenna array analysis by the Moment Method. The practical array with mutual coupling between elements is approximated with the ideal one without mutual coupling. The excitation coefficients derived from the current distribution of ideal array elements are used to excite the array with mutual coupling, to produce the same radiation pattern as that of the ideal array. The process of pattern synthesis of a practical array is shortened because of the reduced electromagnetic analysis. Some examples are illustrated to prove the conclusion.

Key Words: MoM; the eigen-driven array with mutual coupling; ideal array; pattern synthesis

由于阵列天线可以提高天线增益和辐射效率、降低副瓣电平,特别适用于那些对方向图形状有特殊要求的场合.为了实现预定的方向图形状,只需要综合出天线阵列各单元上的电流分布. Chebyshev, Taylor, Hamming^[1]等人采用的天线模型均为不考虑单元间耦合的理想阵列,计算速度快.但是由于实际的阵列单元间存在耦合,由这些方法得到的电流幅度分布不能直接用于激励实际阵列.文献[2]对天线模型使用 MoM 分析,GA 方法优化,结果与实际情况非常吻合,但是优化过程计算时间长.

为了解决这个问题,文献[3]按照波的理论,提出天线阵远场方向图由各单元在阵中的方向图的加权和.其中作为单元激励模型的参考面选择在每个单元的馈线上.文献[4]给出圆形阵列方向图求解的本征激励叠加法.笔者由短量矩阵出发,采用电压源馈电,提出矩量法模型中关于本征激励模型的新定义,即阵列中一个单元激励,而其他单元均短路.此外笔者还采用本征激励法把文献[1]中综合出的激励系数转化电压激励系数,该系数可以用于 MoM 方法分析有耦合的线阵列方向图,并在有耦合的阵列上形成与理想阵列一致的方向图.

1 阵列的本征激励方向图

对于 N 个单元组成的天线阵列,每个单元分为 M 段.采用 MoM 法分析,并用脉冲基、点选配得到矩阵方

收稿日期 2003-06-12
基金项目 国家自然科学基金资助项目(69971017)
作者简介 卜安涛(1976-),男,西安电子科技大学博士研究生.
万方数据

程：

$$\mathbf{Z} \mathbf{I} = \mathbf{V} \quad (1)$$

由式(1)求逆得到所有分段上的电流为

$$\begin{aligned} \mathbf{I} = \mathbf{Z}^{-1} \begin{bmatrix} \left. \begin{matrix} V_1 \\ \vdots \\ 0 \end{matrix} \right\} M \\ \left. \begin{matrix} V_2 \\ \vdots \\ 0 \end{matrix} \right\} M \\ \vdots \\ V_N \\ 0 \end{bmatrix}_{M \times N} &= \mathbf{Z}^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_{M \times N} + \mathbf{Z}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ V_2 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_{M \times N} + \dots + \mathbf{Z}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix}_{M \times N} = \\ &V_1 \mathbf{Z}^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} + V_2 \mathbf{Z}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} + \dots + V_n \mathbf{Z}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^n V_i \mathbf{I}_i \quad (2) \end{aligned}$$

其中 \mathbf{I}_i 表示仅有第 i 个单元激励而其余单元短路这种激励模式,即“本征激励模式”,此种情况下天线所有单元各个分段上的电流密度为

$$\mathbf{I}_i = \mathbf{Z}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1_i \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (3)$$

电流密度 \mathbf{I}_i 对应的阵列方向图为 $f_i(\theta)$,即成为单元 i 的本征激励方向图.通过式(2)知道,如果一个天线阵列在实际工作时各个单元的激励电压分别为 V_1, V_2, \dots, V_N ,那么该阵列的方向图应该为 N 个本征激励方向图的叠加:

$$F(\theta) = \sum_{i=1}^N V_i f_i(\theta) = [V_1 \dots V_N] [f_1(\theta) \dots f_N(\theta)]^T \quad (4)$$

2 本征激励模式的不同定义

如果按照文献[4]中的理论,“本征激励模式”定义为“某一单元接信号源,而将其余的所有单元接阻抗值与信号源相同的无源负载”.依据文献[5]中天线加载的理论,多处加载和多处激励的天线可以看作一种多端口结构.那么文献中的“本征激励模式”相当于在一个端口馈电,在其他端口以导纳元件加载.决定天线上电流分布的最简单方法是二端口理论,由于负载引起的电压 V_2 为^[4]

$$V_2 = [-y_{21}(y_{22} + Y_L)] V_1 \quad (5)$$

式(5)中下标 1 表示所有激励端口,下标 2 表示所有加载端口. V_1 表示所有激励端口电压组成向量, y_{11}, y_{22} 分别表示端口 1、2 之间的互导纳、以及端口 2 之间的自导纳,可以从矩量矩阵方程中的导纳矩阵求得. Y_L 表示 2 端口加载的导纳组成的向量.再把 V_1, V_2 引起的电流叠加起来,就可以得到天线上的电流分布为

$$\mathbf{I} = \mathbf{Z}^{-1} \{ \mathbf{V}_1 + \mathbf{V}_2 \} = \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{V}_1 + \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{V}_2 = \mathbf{Z}^{-1} \underbrace{\begin{bmatrix} V_{11} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} + \mathbf{Z}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ V_{12} \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} + \dots + \mathbf{Z}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ V_{1N} \end{bmatrix}}_1 + \underbrace{\mathbf{Z}^{-1} \mathbf{V}_2}_2 \quad (6)$$

可以看到,由文献[4]中对本征激励的定义对应的本征激励模式中,天线上电流密度分布式(6)中包含的第 1

部分与笔者定义的本征激励模式中天线上电流密度分布相同,而式(6)中由加载阻抗 Y_L 存在而引起的电流(第2部分)不为零.

3 应用理想阵列逼近考虑互耦的实际阵列

N 元间距为 d 的均匀直线阵方向图^[1]为

$$\alpha(\theta) = \sum_{n=1}^N g_n(\theta) I_n \exp(jk(n-1)d \cos \theta) \quad (7a)$$

$$\alpha(\theta) = g_0(\theta) \sum_{n=1}^N I_n \exp(jk(n-1)d \cos \theta) \quad (7b)$$

其中 I_n 为第 n 个单元上的电流分布; θ 为波束方向与阵列轴线的夹角. $g_n(\theta)$ 为第 n 个单元的单元方向图,各个单元方向图的 θ 的参考面与阵列方向图的参考面相同.这里考察的阵列中各单元方向图为各向同性,则表示为(7b)式, $g_0(\theta)=1$.

欲求得一组激励系数 $I_{1n}(n=1,2,\dots,N)$,使该阵列方向图逼近式(4)中考虑单元互耦的阵列中单元1的本征方向图 $f_1(\theta)$,即

$$f_1(\theta) = \alpha(\theta) = \sum_{n=1}^N I_{1n} \exp(jk(n-1)d \cos \theta) \quad (8)$$

$f_1(\theta)$ 可以使用矩量法求得.选取 $\exp(jk(n-1)d \cos \theta)(n=1,2,\dots,N)$ 为检验函数,依据阵列对称性,对式(8)两端在 $\theta \in (0, \pi)$ 上取内积,得到

$$\begin{bmatrix} I_{11} \\ I_{12} \\ \vdots \\ I_{1N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & \dots & k_{1N} \\ k_{21} & k_{22} & \dots & k_{2N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ k_{N1} & k_{N2} & \dots & k_{NN} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_N \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中
$$k_{mn} = \int_0^\pi \exp(-jk(m-1)\cos\theta) \exp(jk(n-1)d \cos\theta) d\theta \quad (10)$$

$$h_m = \int_0^\pi f_1(\theta) \exp(-jk(m-1)\cos\theta) d\theta \quad (11)$$

求解式(9)可以得到 I_1 .将求得的系数代入式(8)就可以在理想阵列上得到的方向图与考虑耦合的实际阵列中单元1的本征激励方向图相同.同样可以求出第 n 个单元本征激励方向图的理想阵列逼近激励系数 I_n .把式(4)中的单元本征激励方向图用式(8)代替有

$$F(\theta) = [V_1 \quad \dots \quad V_N] [f_1(\theta) \quad \dots \quad f_N(\theta)]^T = [V_1 \quad \dots \quad V_N] \begin{bmatrix} I_{11} & I_{12} & \dots & I_{1N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ I_{N1} & I_{N2} & \dots & I_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \exp(jk0d \cos \theta) \\ \vdots \\ \exp(jk(N-1)d \cos \theta) \end{bmatrix} \quad (12)$$

如果期望 MoM 求得的考虑互耦的阵列方向图与不考虑互耦的方向图相同,则

$$F(\theta) = \alpha(\theta) \quad (13)$$

由式(7b)(12)(13)则有

$$[V_1 \quad \dots \quad V_N] = [I_1 \quad \dots \quad I_N] \begin{bmatrix} I_{11} & I_{12} & \dots & I_{1N} \\ I_{21} & I_{22} & \dots & I_{2N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ I_{N1} & I_{N2} & \dots & I_{NN} \end{bmatrix}^{-1} \quad (14)$$

使用其他文献对无耦合的直线阵列综合出的激励系数 I 可以通过式(14)等效转化得到激励电压系数 V ,使用该组系数去激励考虑互耦的实际阵列可以得到与理想阵列一致的方向图.

4 算 例

例 1 首先计算了文献 4]中的圆形阵列. 该阵列由 30 元均匀分布在半径为 2λ 的圆周上. 单元长度为 0.5λ , 直径为 0.005λ . 每个单元划分为 16 段. 考察采用文献 5]中对理想圆阵的综合结果. 表 1 给出了不考虑互耦的理想阵列激励系数, 以及使用笔者方法转换后的使用于实际阵列的激励系数, 以及文献 4]中应用于实际阵列的激励系数. 图 1 给出了理想阵列综合的方向图, 以及上述方法得到的激励系数去激励实际阵列得到的方向图, 二者非常吻合.

表 1 阵列归一化激励系数

单元	不考虑互耦激励系数(原始系数) ^[5]		考虑互耦激励系数(转化后的系数)		文献[4]考虑互耦激励系数	
序号	幅 度	相 位	幅 度	相 位	幅 度	相 位
1	1.000 00	- 74.439 92	0.717 37	83.916 66	0.879 4	- 178.4
2	0.905 72	- 56.206 51	0.591 55	97.729 65	0.764 7	- 163.5
3	0.742 05	- 32.730 92	0.531 99	134.388 1	0.644 0	- 134.1
4	0.406 31	12.867 48	0.143 40	170.529 8	0.272 3	- 93.3
5	0.198 21	- 18.998 35	0.140 71	154.850 0	0.177 7	- 118.4
6	0.374 97	- 62.081 02	0.315 57	86.341 90	0.348 4	- 171.6
7	0.450 76	- 69.225 04	0.234 13	99.942 61	0.334 3	- 168.0
8	0.168 16	- 110.824 4	0.161 58	65.250 97	0.162 7	153.7
9	0.168 16	110.823 7	0.066 35	- 45.588 4	0.162 7	24.3
10	0.450 76	69.224 94	0.311 56	- 108.181 5	0.374 0	- 23.7
11	0.374 97	62.081 06	0.354 38	- 118.821 4	0.372 7	- 31.1
12	0.198 20	18.998 72	0.208 93	- 120.871 0	0.199 9	- 49.4
13	0.406 31	- 12.867 23	0.422 86	- 166.507 4	0.412 8	- 88.5
14	0.742 05	32.731 10	0.721 77	- 135.518 7	0.758 5	- 52.8
15	0.905 72	56.206 54	1.000 0	- 124.654 0	1.000	- 36.6
16	1.000 00	74.439 79	0.789 99	- 110.600 1	0.923 6	- 21.6

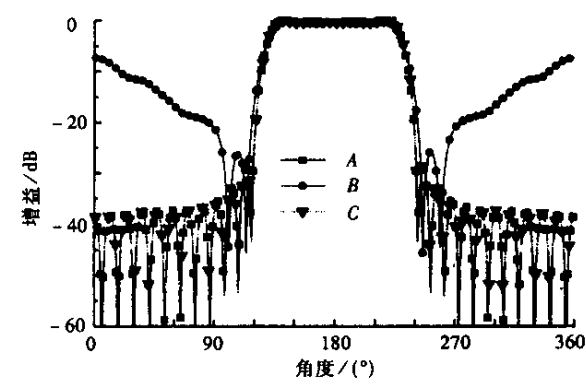


图 1 30 元圆形阵列方向图
A—不考虑单元耦合,原始系数激励
B—考虑单元耦合,原始系数激励(MoM)
C—考虑单元耦合,转化后系数激励(MoM)

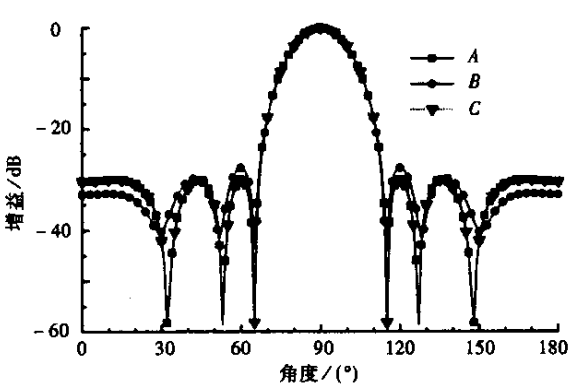


图 2 8 元直线阵方向图
A—不考虑单元耦合,原始系数激励
B—考虑单元耦合,原始系数激励(MoM)
C—考虑单元耦合,转化后系数激励(MoM)

例 2 一单元长 0.5λ , 间距为 0.45λ 的 8 元均匀直线阵. 考察文献 1]中利用 Chebyshev 法综合得到副瓣为 30 dB 方向图. 表 2 分别给出了对不考虑互耦的理想阵列综合得到的系数以及应用文中方法转化后应用于实际阵列的激励系数. 图 2 给出该线阵的方向图. 可以看出, 通过文中方法对理想阵列激励系数转化后得到的系数用于实际阵列, 可以在考虑单元耦合的实际阵列上得到与理想阵列相似的方向图.

表 2 阵列归一化激励系数

单元序号	不考虑互耦(原始系数)		考虑互耦激励系数(转化后的系数)	
	幅度	相位	幅度	相位
1	0.262 2	0	0.260 3	- 350.313 1
2	0.518 7	0	0.507 3	- 4.909 5
3	0.812 0	0	0.802 7	1.248 9
4	1.000 0	0	1.000 0	0

5 总 结

由矩量法求解阵列方向图过程得出 ,如果采用电压源模型馈电 ,参考面选择在振子的馈电段 ,则阵列中单元 i 的本征激励方向图应该为该单元激励而其余单元短路情况下阵列的方向图 .并把该结果应用于理想阵列来逼近考虑单元互耦的实际阵列 ,从而能够把对理想阵列综合得到的电流激励系数转化为一组电压系数 ,用该组电压系数激励实际阵列 ,可获得与理想阵列一致的方向图 .因为在优化过程中减少了精确的电磁场分析而大大缩减了考虑耦合的实际阵列方向图综合时间 .并给出圆形阵列和均匀直线阵的例子 .实际阵列与理想阵列方向图吻合很好 ,证明了该思路的可行性 .

参考文献 :

[1] 汪茅光 ,吕善伟 . 阵列天线分析与综合[M]. 成都 :电子科技大学出版社 ,1989. 121-126.
[2] 毛乃宏 ,傅德民 . 设计低副瓣阵列天线的一种新途径[J]. 西安电子科技大学学报 ,1991 ,18(Sup):1-9.
[3] 卜安涛 ,史小卫 . 扇区波束赋形基站天线分析与综合[J]. 微波学报 ,2002 ,18(4):80-83.
[4] 张志军 ,冯正和 . 基于去耦分析的圆形阵列方向图综合[J]. 电子学报 ,1998 ,26(3):33-57.
[5] Harrington R F. Field Computation by Moment Method[M]. Malabar :Krieger ,1982.
[6] Vescovo R. Constrained and Unconstrained Synthesis of Array Factor for Circular Arrays[J]. IEEE Trans on AP ,1995 ,43(12):1405-1410.

(编辑 : 齐淑娟)

(上接第 217 页)

3 结 论

提出了一种基于模糊熵的多值图像去噪方法 ,该方法通过模糊熵的引入 ,建立了一个与多值图像特点相对应的物理模型 ,有效的利用了图像的区域信息和模糊信息 ,因此 ,新方法滤波的效果优于中值滤波和均值滤波的滤波效果 .该方法有较广的应用范围 ,在医用图像和军事图像的处理方面 ,多值图像的恢复是非常有价值的 .

参考文献 :

[1] Zenzo S D , Cinque L , Levialdi S. Image Thresholding Using Fuzzy Entropies[J]. IEEE Trans on Syst Man , Cybern-part B ,1998 ,28(1):15-23.
[2] 范九伦 . 模糊熵理论[M]. 西安 :西北大学出版社 ,1999. 9-10.
[3] 赵瑞珍 ,宋国乡 . 一种基于小波变换的白噪声消噪方法的改进[J]. 西安电子科技大学学报 ,2000 ,27(5):619-622.

(编辑 : 齐淑娟)

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>