

文章编号:1008-1542(2011)07-0085-06

对称振子天线阵阵元感应电流仿真计算方法

何洪涛^{1,2},苏东林¹,聂 纯²,洪丽娜²

(1. 北京航空航天大学,北京 100191;2. 63380 部队,河南洛阳 471003)

摘要:建立了振子天线阵阵元感应电流的矩量法模型,通过对模型特性的分析,证明了具有对称结构的振子圆阵和直线阵,其广义特性阻抗矩阵为对称 Toeplitz 结构;根据广义特性阻抗矩阵的 Toeplitz 结构特性,进一步讨论了模型的计算方法,并给出了四单元通信测向天线阵阵元感应电流的计算实例。

关键词:矩量法;振子天线;感应电流;阻抗矩阵

中图分类号:TN821⁺.4 **文献标志码:**A

天线阵阵元感应电流的计算是获取天线阵方向图、增益、旁瓣电平、阵元间互耦特性等特性参数的基础,特别是由于存在阵元间的互耦,使得天线阵特性难以用解析式表达。因此需借助计算电磁学(CEM)^[1]的手段进行仿真计算。

矩量法(MOM)和时域有限差分法(FDTD)^[2]是用于天线分析与设计领域的 CEM 中有 2 种比较突出的数值方法。对于小型、相对简单的天线,如振子天线和线天线阵,由于 MOM 仅计算在导线或导体表面的电流,而 FDTD 则必须计算整个计算区域,MOM 比 FDTD 可用少得多的计算机时间和内存,因此 MOM 更具优势。

由振子天线构成的振子天线阵在无线电定位、雷达和其他系统中应用广泛,中外学者从 MOM 的理论建模方法以及具体的应用技术(如阵元间互耦特性、阵列天线方向图预测分析等)等方面进行了大量的研究^[3-5],本文将着重针对具有对称结构的振子天线阵 MOM 模型的特性和计算方法进行深入讨论。

1 MOM 仿真理论模型

1.1 对称振子天线阵

对称结构的振子天线阵主要有 2 种形式:振子圆阵和振子直线阵。振子圆阵由在一圆周上等间距排列的 M 个相同阵元组成,每个振子在其中心馈电,如图 1a) 所示。振子直线阵的完全相同的各阵元在一直线上等间距排列,如图 1b) 所示。

由图 1 可见,上述 2 种振子天线阵具有显著的对称结构:

- 1) 所有振子关于 z 平面对称;
- 2) 圆天线阵中 $|i-j|$ 相同的阵元间间距相等, i 和 j 为阵元序号;直线阵中振元关于 z 轴对称成对出现。

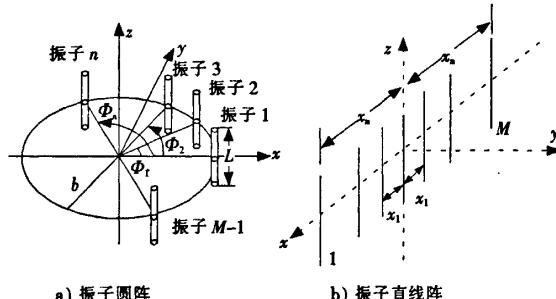


图 1 对称振子天线阵

利用这种结构的对称性将有效减小仿真计算的工作量。

1.2 天线阵阵元感应电流 MOM 模型

对于如图 2 所示的天线阵中第 i 个振子天线, 由于工作波长 λ 远大于导线半径 a , 因此可以作如下近似^[2]: 1) 由外部入射电场 E_i^i 激励产生的感应电流沿着振子轴向流动, 体电流密度 J_i 可以用线电流 I_i 来近似; 2) 忽略振子上的周向电流 I_{ϕ} 和径向电流 I_{ρ} ; 3) 振子上电流 I_i 仅为长度变量 z 的函数, 即 $I_i = z I_i(z)$, 与周向变量 ϕ 和径向变量 ρ 无关。

根据以上近似, 利用 Maxwell 方程, 通过位函数法可求得第 i 个振子天线的散射电场 E_i^i , 在振子导线表面上, 利用导体表面的总切向电场 $E_{iz}^i = 0$ 的边界条件, 即 $E_i^i + E_{iz}^i = E_{iz}^i = 0$, 可得出:

$$\frac{-1}{j\omega\epsilon_0} \int_{-L/2}^{L/2} I_i(z') \left[\frac{\partial^2 G_i(z, z')}{\partial^2 z} + k^2 G_i(z, z') \right] dz' = E_{iz}^i(z), \quad (1)$$

此式即为在线天线问题中被广泛应用波克林顿方程^[2], 式中, $G_i(z, z')$ 为格林函数:

$$G_i(z, z') = \frac{e^{-jkR_i}}{4\pi R_i}, \quad (2)$$

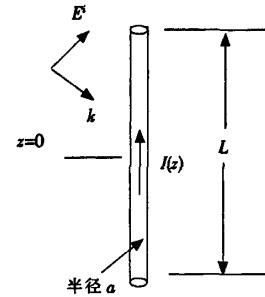


图 2 振子天线的理论模型

其中, $k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$; μ_0 为自由空间磁导率, $\mu_0 = 1.26 \times 10^{-6}$ H/m; ϵ_0 为自由空间介电常数, $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ F/m; R_i 为第 i 个阵元位于中线轴线上的源点 z' 到位于阵元表面场点 z 的距离,

$$R_i = \sqrt{(z - z')^2 + a^2}, \quad (3)$$

式中, a 为导线半径。

第 i 个阵元振子天线表面的入射场不仅包括外部激励场 E_i^i , 还包括其他阵元的散射场 E_{ij}^i , 因此, 第 i 个阵元振子天线表面的总切向入射场 E_{iz}^i 为

$$E_{iz}^i = E_i^i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M E_{ij}^i, \quad (4)$$

式中, E_{ij}^i 为 j 个阵元在第 i 个阵元振子表面形成的切向电场。代入式(1), 得:

$$\frac{-1}{j\omega\epsilon_0} \int_{-L/2}^{L/2} I_i(z') \left[\frac{\partial^2 G_i(z, z')}{\partial^2 z} + k^2 G_i(z, z') \right] dz' = E_{iz}^i(z) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M E_{ij}^i. \quad (5)$$

同样, 利用 Maxwell 方程, 通过位函数法可求得第 j 个阵元在第 i 个阵元振子表面形成的切向电场 E_{ij}^i :

$$E_{ij}^i(z) = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \int_{-L/2}^{L/2} I_i(z') \left[\frac{\partial^2 G_j(z, z')}{\partial^2 z} + k^2 G_j(z, z') \right] dz', \quad (6)$$

式中, 格林函数

$$G_j(z, z') = \frac{e^{-jkR_j}}{4\pi R_j}, (j = 1, 2, \dots, M, j \neq i), \quad (7)$$

其中, R_j 为第 j 个阵元位于中线轴线上的源点 z' 到第 i 个阵元振子表面场点 z 的距离,

$$R_j = \sqrt{(z - z')^2 + d_{ij}^2}, (j = 1, 2, \dots, M, j \neq i), \quad (8)$$

d_{ij} 为阵元 j 与阵元 i 之间的间距(因 $a \ll d_{ij}$, 可忽略 a 的作用)。

将式(6)代入式(5), 并进行整理, 得:

$$\frac{-1}{j\omega\epsilon_0} \sum_{i=1}^M \int_{-L/2}^{L/2} I_i(z') \left[\frac{\partial^2 G_j(z, z')}{\partial^2 z} + k^2 G_j(z, z') \right] dz' = E_{iz}^i(z). \quad (9)$$

令 $K_j(z, z') = \frac{-1}{j\omega\epsilon_0} \left[\frac{\partial^2 G_j(z, z')}{\partial^2 z} + k^2 G_j(z, z') \right]$, 并引入算子符号 $L_j = - \int_{-L/2}^{L/2} K_j(z, z') dz'$, 则式(9)

可简写为

$$\sum_{i=1}^M L_j [I_i(z')] = E_{iz}^i(z). \quad (10)$$

采用MOM模型求取各阵元的电流分布 $I_j(z')(j=1,2,\dots,M)$ 时, 将各阵元振子天线都均匀分为 N 段, 并设振子中点为坐标原点 $z=0$, 分段序号自下向上排列, 第 n 段 $\Delta z'_n$ 两端点的坐标分别为 $-(2n-2-N)L/2N$ 和 $-(2n-N)L/2N$, 各段中点的坐标为 $z_m = (2n-1-N)L/2N$ 。

设电流的展开表达式为

$$I_j(z') = \sum_{n=1}^N I_{jn} F_n(z'), \quad (11)$$

式中, $F_n(z')$ 为展开函数, 选择为一组正交脉冲函数, 即

$$F_n(z') = \begin{cases} 1, & z' \text{ 在 } \Delta z'_n \text{ 内;} \\ 0, & \text{其他。} \end{cases} \quad (12)$$

采用点选配法, 即权函数选择 δ 函数: $w_m(z) = \delta(z - z_m)$ 。将式(12)代入式(11), 并对权函数 $w_i(z)$ 取内积, 则有:

$$\sum_{j=1}^M \sum_{n=1}^N I_{jn} \langle L_{ij}(F_n), \delta(z - z_m) \rangle = \langle E_{iz}^i, \delta(z - z_m) \rangle = E_{iz}^i(z_m), \quad (13)$$

写成矩阵形式为

$$Z_{ii} \mathbf{I}_i + \cdots + Z_{ij} \mathbf{I}_j + \cdots + Z_{iM} \mathbf{I}_M = \mathbf{V}_i, \quad (14)$$

式中,

$$Z_{ij} = [Z_{(ij)mn}] = \begin{bmatrix} Z_{(ij)11} & Z_{(ij)12} & \cdots & Z_{(ij)1N} \\ Z_{(ij)21} & Z_{(ij)22} & \cdots & Z_{(ij)2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ Z_{(ij)N1} & Z_{(ij)N2} & \cdots & Z_{(ij)NN} \end{bmatrix}, \quad (15a)$$

$$\mathbf{I}_j = [I_{jn}] = [I_{j1} \quad I_{j2} \quad \cdots \quad I_{jN}]^T, \quad (15b)$$

$$\mathbf{V}_i = [V_{im}] = [E_{iz}^i(z_1) \quad E_{iz}^i(z_2) \quad \cdots \quad E_{iz}^i(z_N)]^T, \quad (15c)$$

$$Z_{(ij)mn} = \langle L_{ij}(F_n), \delta(z - z_m) \rangle = - \int_{\Delta z'_n} K_{ij}(z_m, z') dz', \quad (15d)$$

以上各式中, $i, j = 1, 2, \dots, M$ 。

对天线阵中各个阵子均采用同样的推导过程, 可得到线性方程组:

$$\begin{cases} Z_{11} \mathbf{I}_1 + Z_{12} \mathbf{I}_2 + \cdots + Z_{1M} \mathbf{I}_M = \mathbf{V}_1, \\ Z_{21} \mathbf{I}_1 + Z_{22} \mathbf{I}_2 + \cdots + Z_{2M} \mathbf{I}_M = \mathbf{V}_2, \\ \vdots \\ Z_{M1} \mathbf{I}_1 + Z_{M2} \mathbf{I}_2 + \cdots + Z_{MM} \mathbf{I}_M = \mathbf{V}_M. \end{cases} \quad (16a)$$

写成矩阵形式, 为

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1M} \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdots & Z_{2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ Z_{M1} & Z_{M2} & \cdots & Z_{MM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_1 \\ \mathbf{I}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{I}_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{V}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{V}_M \end{bmatrix}, \quad (16b)$$

式中:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1M} \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdots & Z_{2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ Z_{M1} & Z_{M2} & \cdots & Z_{MM} \end{bmatrix} \quad \text{为 } M \times M \text{ 阶广义阻抗矩阵, 其中元素 } Z_{ij} \text{ 为 } N \times N \text{ 阶矩阵, 由式(15a)给出,}$$

称 \mathbf{Z}_i 为自阻抗矩阵, 称 $Z_{ij} (i \neq j)$ 为互阻抗矩阵;

$\mathbf{I} = [\mathbf{I}_1 \quad \mathbf{I}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{I}_M]^T$ 为 $M \times 1$ 待求的电流矩阵, 其中元素 \mathbf{I}_j 为 $N \times 1$ 阶矩阵, 由式(15b)给出;

$\mathbf{V} = [\mathbf{V}_1 \quad \mathbf{V}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{V}_M]^T$ 为 $M \times 1$ 激励电压矩阵, 其中元素 \mathbf{V}_i 为 $N \times 1$ 阶矩阵, 由式(15c)给出。

由此,得到计算各阵元振子导线上电流分布的 MOM 模型。

2 阵元电流分布 MOM 模型特性分析

当阵元数据较多,阵元分段较细时,广义阻抗矩阵 Z 是一个 $MN \times MN$ 矩阵,线性方程组(16b)将是一个非常庞大的系统,因此,有必要对矩阵 Z 的特性进行分析,以寻求简化计算方法。

2.1 阻抗矩阵 Z_{ij} 特性

首先考察 Z_{ij} 中的元素 $Z_{(ij)mn}$ 和 $Z_{(ij)m'n'}$ 。将 $K_{ij}(z, z')$ 展开,可得:

$$K_{ij}(z, z') = \frac{e^{-ikR_{ij}}}{j4\pi\alpha\epsilon_0} \left[\frac{k^2}{R_{ij}} - \frac{1+k^2(z-z')^2}{R_{ij}^3} + \frac{3(z-z')^2}{R_{ij}^5} - j\frac{k}{R_{ij}^2} + j\frac{3k(z-z')^2}{R_{ij}^4} \right]。 \quad (17)$$

对式(15d)作变量替换,令 $z' = z_n + \xi$, z_n 为 $\Delta z'_n$ 的中点,则变量 ξ 的积分区间为 $(-L/2N, L/2N)$,则有:

$$Z_{(ij)mn} = - \int_{\Delta z'_n} K_{ij}(z_m, z') dz' = - \int_{-\frac{L}{2N}}^{\frac{L}{2N}} K_{ij}(z_m, z_n + \xi) d\xi, \quad (18)$$

$K_{ij}(z_m, z_n + \xi)$ 中的 R_{ij} 为

$$R_{ij} = \sqrt{(z_m - z')^2 + c^2} = \sqrt{(z_m - z_n - \xi)^2 + c^2}, \quad (19)$$

式中,当 $i = j$ 时, $c = a$; 当 $i \neq j$ 时, $c = d_{ij}$ 。

同理,可得:

$$Z_{(ij)m'n'} = - \int_{\Delta z'_n} K_{ij}(z_n, z') dz' = - \int_{-\frac{L}{2N}}^{\frac{L}{2N}} K_{ij}(z_n, z_m + \eta) d\eta, \quad (20)$$

$K_{ij}(z_n, z_m + \eta)$ 中的 R_{ij} 为

$$R_{ij} = \sqrt{(z_n - z')^2 + c^2} = \sqrt{(z_n - z_m - \eta)^2 + c^2}, \quad (21)$$

式中,当 $i = j$ 时, $c = a$; 当 $i \neq j$ 时, $c = d_{ij}$ 。

对式(20)作变量替换,令 $\eta = -\xi$,根据式(17)、式(20)和式(21),可得:

$$Z_{(ij)mn} = - \int_{-\frac{L}{2N}}^{\frac{L}{2N}} K_{ij}(z_n, z_m + \eta) d\eta = - \int_{-\frac{L}{2N}}^{\frac{L}{2N}} K_{ij}(z_m, z_n + \xi) d\xi = Z_{(ij)m'n'}。 \text{ 所以, } Z_{ij} \text{ 是对称矩阵。}$$

进一步考察 $Z_{(ij)mn}$ 和 $Z_{(ij)m'n'}$ 的关系,其中 $m' = m + \tau$, $n' = n + \tau$, τ 为一整数,根据振子分段的几何关系,可以得出 $z_m - z_n = z_{m'} - z_{n'}$ 。显然,由式(18)和式(19)可知:

$$Z_{(ij)mn} = Z_{(ij)m'n'}。$$

所以, Z_{ij} 同时是对称 Toeplitz 矩阵。

2.2 广义阻抗矩阵 Z 的特性

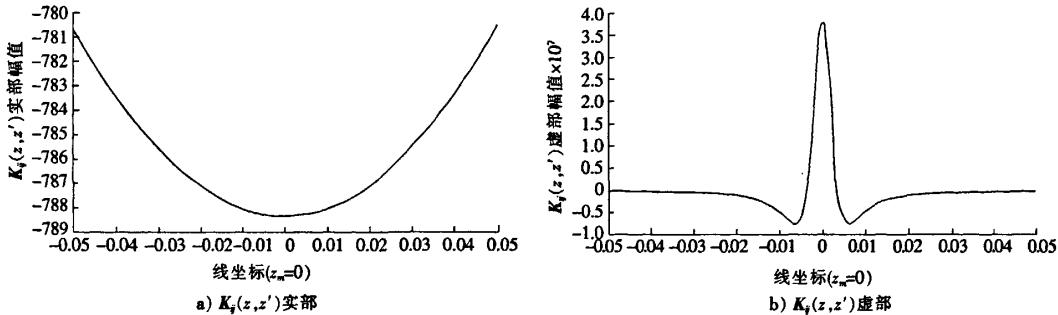
由于阵元长度相同,阵元分布对称均匀,且由于阵元间的作用具有互易性,采用与 2.1 类似的方法,可以证明 $Z_{ji} = Z_{ij}$,因此广义阻抗矩阵 Z 是分块对称 Toeplitz 矩阵。

3 阵元电流分布 MOM 模型计算方法

3.1 $Z_{(ij)1n}$ 的计算

根据式(15d), $Z_{(ij)1n}$ 需要通过对 $K_{ij}(z, z')$ 的积分获得。由式(17),当 $z = z_m$ 时, $K_{ij}(z, z')$ 的波形如图 3 所示。

由图可见, $K_{ij}(z, z')$ 的实部曲线变化比较平缓,虚部以 z_m 为中心,曲线变化较剧烈,但变化趋势仍近似于一元二次函数。根据文献[6],采用复杂 Simpson 方法可以获得对 $k_{ij}(z, z')$ 较高的积分精度。

图 3 $K_{ij}(z, z')$ 波形图 ($z_m=0$)

复杂 Simpson 方法数值计算误差由下式给出^[6]：

$$E_n(f) \approx -\frac{h^4}{180} [f^{(3)}(b) - f^{(3)}(a)], \quad (22)$$

式中, $f(\cdot)$ 为被积函数, 积分区间为 $[a, b]$; $h = (b - a) / 2N_f$, 其中 N_f 为积分区间 $[a, b]$ 均匀分段数量。

由式(22), 给定积分计算精度时, 可确定积分区间划分段的数量。在本文的问题, $K(z_m, z')$ 各项中 $3(z - z')^2 e^{-jkR} / R^5$ 项对 $K(z_m, z')$ 曲线的剧烈变化贡献最大, 因此可设被积函数 $f(\cdot)$ 为 $f(z) = 3(z - z')^2 e^{-jkR} / R^5$, 积分区间为 $\Delta z'_n$ 。根据积分精度要求确定每个区间 $\Delta z'_n$ 的分段数 $N_{\Delta z'_n}$, 然后再采用复杂 Simpson 方法进行积分, 从而实现根据曲线变化剧烈程度自适应调节运算量。

3.2 广义阻抗矩阵 Z 的计算

根据矩阵 Z 及子矩阵 Z_{ij} 的特性, 可以简化矩阵的计算。

由于子矩阵 Z_{ij} 是对称 Toeplitz 矩阵, 因此只需计算出第 1 行的元素, 即 $Z_{(ij)1n}$ ($n = 1, 2, \dots, N$), 便可得到 Z_{ij} 。

同样由于矩阵是分块对称 Toeplitz 矩阵 Z , 因此只需计算出第一行的子矩阵, 即 Z_{1j} ($j = 1, 2, \dots, M$), 便可得到 Z 。

3.3 线性方程组的求解

对于线性方程组的求解, 有大量的经典方法^[7], 由于 Z 是分块对称 Toeplitz 矩阵, 可依据此特性简化方程组的求解。有学者对块 Toeplitz 矩阵的计算进行了深入广泛的研究^[7-10], 本文采用了文献[10]提供的方法(求解步骤详见文献[11])。

4 计算实例

四单元天线阵是通信测向最常用的天线阵之一^[12], 其几何结构如图 4 所示。在此算例中, 设振子天线长度为 3 m, 天线导线半径为 50 mm, 取 $R = 3\lambda/16$, 其中 λ 为人射波的波长。设入射波为平面波, 如图 4b) 所示, 到达阵元 1 的电场为 $E_1 = \hat{z}1$ (V/m), 频率为 50 MHz, 则到达阵元 2 和阵元 4 的电场 E_2 和 E_4 均为 $\hat{z}e^{-jkR}$ (V/m), 到达阵元 3 的电场为 $E_3 = \hat{z}e^{-jk2R}$ 。计算结果如图 5—图 8 所示。

经与 FEKO 仿真计算结果比对, 结果完全一致。同时由图 6—图 8 可见, 由于存在阵元间互耦, 阵元 1 和阵元 3 在天线中心馈电点的相位差不再是理想的 $3\pi/4$, 阵元 1 与阵元 2(或阵元 4)的相位差也不再是理想的 $3\pi/8$, 因此, 当利用相角信息进行通信测向时, 阵元间的互耦特性将产生较大的影响。

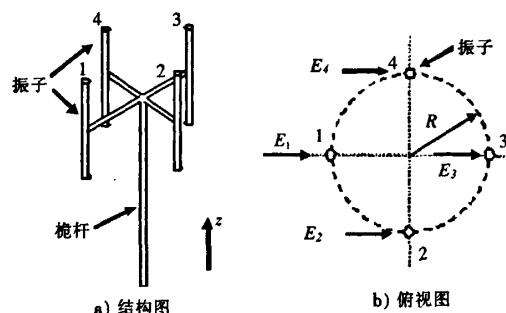


图 4 通信测向四单元天线阵示意图

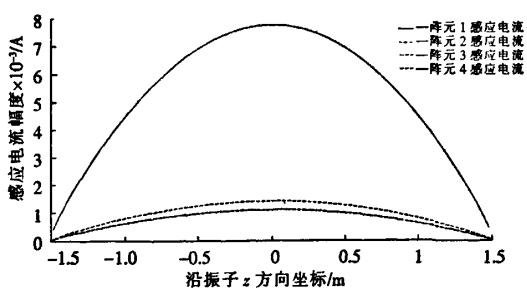


图 5 各阵元感应电流幅度

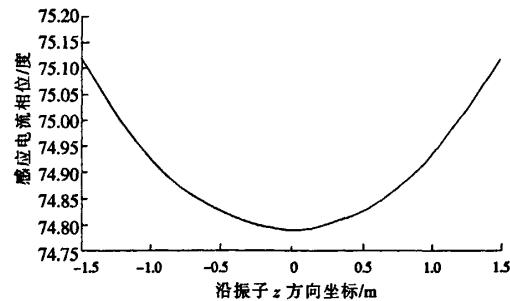


图 6 阵元 1 感应电流相位

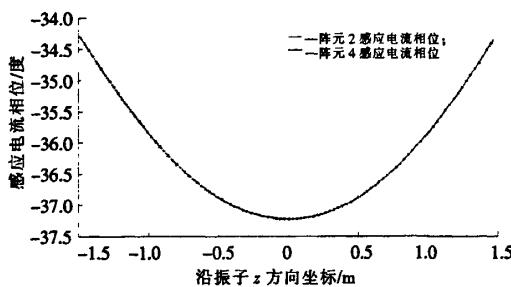


图 7 阵元 2 和阵元 4 感应电流相位

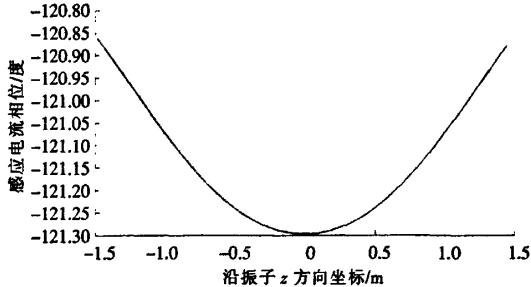


图 8 阵元 3 感应电流相位

5 结语

本文建立了天线阵阵元感应电流的MOM模型,证明了具有对称结构的振子圆阵和直线阵,其广义特性阻抗矩阵 Z 为对称Toeplitz结构;根据 Z 的Toeplitz结构特性,进一步讨论了模型的计算方法,并给出了四单元天线阵的计算实例。本文所讨论的计算方法是一种通用的方法,采用不同的激励方式,可以实现不同的仿真目的。

参考文献:

- [1] 王秉中. 计算电磁学[M]. 北京: 科学出版社, 2002.
- [2] STUTZMAN W L, THIELE G A. Antenna Theory and Design[M]. 2nd ed. New York: John Wiley & Sons, 2005.
- [3] COX J W R. Corroboration of a moment-method calculation of the maximum mutual coupling between two HF antennas mounted on a helicopter[D]. [S. l.], IEEE Proceeding-H, 1993.
- [4] JARRINGTON R F, MAUTZ J. Computations for Linear Wire Antennas and Scatters[R]. Rome: Rome Air Development Center, 1966.
- [5] 刘学观, 魏文元, 黄立伟, 等. 相控阵偶极子天线单元互耦的矩量法研究[J]. 西安电子科技大学学报, 1991, 18(3): 87-93.
- [6] 关治, 陈景良. 数值计算方法[M]. 北京: 清华大学出版社, 1990.
- [7] 赵敏. 块Toeplitz矩阵的一种快速QR分解及算法实现[J]. 长江大学学报(自然科学版)理工卷, 2007, 4(2): 4-5.
- [8] 刘俊, 胡艳军. 求块Toeplitz矩阵QR分解中R的一种快速算法[J]. 安徽大学学报(自然科学版), 2009, 33(4): 38-40.
- [9] KOU Kit-ian, SIN Vai-kuong, JIN Xiao-qing. A note on the fast algorithm for block Toeplitz systems with tensor structure[J]. Applied Mathematics and Computation, 2002, 126: 187-197.
- [10] BEÉREUX N. Fast direct solvers for some complex block Toeplitz linear symmetric systems[EB/OL]. <http://www.cmap.polytechnique.fr/>, 2004-04-02.
- [11] POISEL R A. 通信电子战系统导论[M]. 吴汉平译. 北京: 电子工业出版社, 2003.

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,一直致力于专注于微波、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>