

双圆柱体结构天线阵列输入阻抗计算和阻抗匹配¹

余京兆 陈明晖

(清华大学微波与数字通信国家重点实验室 北京 100084)

摘要 该文介绍了一种由双圆柱体单元组成的全向天线输入阻抗的计算方法,文中将全向天线分解为馈电子系统和辐射子系统,同时将辐射子系统等效成一个 N 端口网络,首先根据传输线上电压、电流的传播关系,推导出网络的端口电压、端口电流和端口阻抗,然后由传输线上阻抗变换关系推导出天线的输入阻抗,从而可见,为实现该天线的阻抗匹配只须调节天线两端的短路活塞位置,同时,实测值验证了天线样品反射系数的计算结果。

关键词 天线阵列,网络,输入阻抗,阻抗匹配

中图分类号 TN820

1 引言

同轴线馈电的由双圆柱体单元组成的全向天线的结构示意图如图 1 所示。

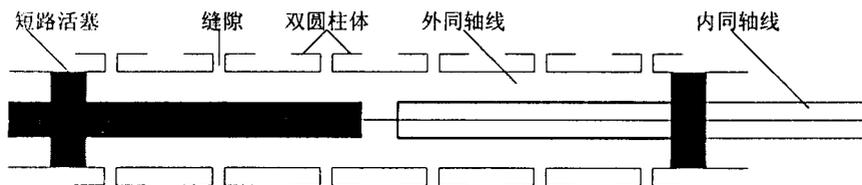


图 1 全向天线结构示意图

图 1 中内同轴线作为馈电线,同时也作为外同轴线的内导体,外同轴线上开有 N 个环状缝隙,每个缝隙处焊接一个双圆柱体单元,外同轴线两端各有一个可调短路活塞。外同轴线的内导体有三种状况:左半边为实心金属杆,右半边为内同轴线的内导体,中间部分为内同轴线的内导体。为计算该全向天线的输入阻抗,将图 1 中的天线结构分解为馈电子系统和辐射子系统两部分,同时将辐射子系统等效成一个 N 端口网络,网络的导纳矩阵为 $[Y]^{[1]}$ 。振子激励电压就是网络的端口电压,记作 $[V_1, V_2, \dots, V_N]^T = [V]$, 振子激励电流就是网络的端口电流,记作 $[I_1, I_2, \dots, I_N]^T = [I]$, 则有

$$[I] = [Y][V] \quad (1)$$

如此图 1 所示的天线结构等效为图 2 所示的系统模型。

2 端口电压和电流

图 2 中设环状缝隙的间距是 S_i , 缝隙左端面 $L_1 \sim L_N$ 上的电压为 $U_1 \sim U_N$, 右端面 $R_1 \sim R_N$ 上的电压为 $W_1 \sim W_N$ 。根据传输线理论,除 S_M 段传输线外,其余传输线段两端面上的电压、电流有关系式

¹ 2000-04-21 收到, 2001-01-15 定稿

$$W_i = U_{i+1} \cos(\beta S_i) + j I_{i+1} Z_c \sin(\beta S_i) \tag{2}$$

$$I_i = I_{i+1} \cos(\beta S_i) + j(U_{i+1}/Z_c) \sin(\beta S_i) \tag{3}$$

引入记号: $p_i = \cos(\beta S_i)$, $q_i = j \sin(\beta S_i)$, $r_i = q_i Z_c$, $y_i = q_i/z_c$. (2), (3) 式简化为

$$W_i = U_i - V_i = p_i U_{i+1} + r_i I_{i+1} \tag{4}$$

$$I_i = p_i I_{i+1} + y_i U_{i+1}, \quad (i = 1, \dots, M-1, M+1, \dots, N-1) \tag{5}$$

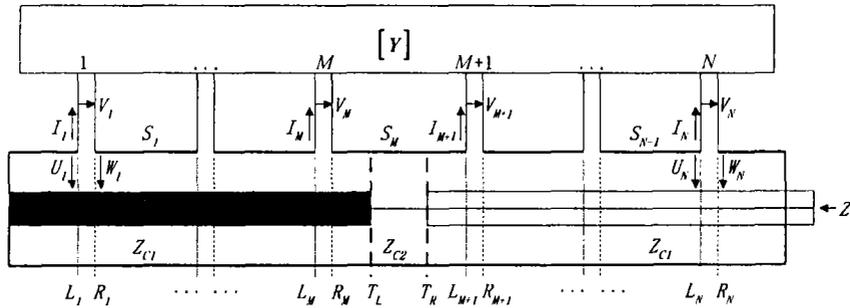


图 2 系统模型

S_M 段传输线因内导体直径有跳变, 故将其细分为三小段: S_{M1}, S_{M2}, S_{M3} , 如图 3 所示。

如记 $p_{mi} = \cos(\beta S_{Mi})$, $q_{mi} = j \sin(\beta S_{Mi})$, $r_{mi} = Z_{ci} q_{mi}$, $y_{mi} = q_{mi}/Z_{ci}$, ($i = 1, 2, 3$)。则在 S_{M1} 段有

$$W_M = p_{m1} U_{M1} + r_{m1} I_{M1} \tag{6}$$

$$I_M = p_{m1} I_{M1} + y_{m1} U_{M1} \tag{7}$$

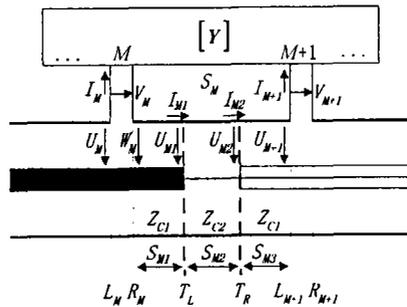


图 3 S_M 段细分图

在 S_{M2} 段有

$$U_{M1} = p_{m2} U_{M2} + r_{m2} I_{M2} \tag{8}$$

$$I_{M1} = p_{m2} I_{M2} + y_{m2} U_{M2} \tag{9}$$

在 S_{M3} 段有

$$U_{M2} = p_{m3}U_{M+1} + r_{m3}I_{M+1} \quad (10)$$

$$I_{M2} = p_{m3}I_{M+1} + y_{m3}U_{M+1} \quad (11)$$

将 (8)~(11) 式代入 (6), (7) 式分别得

$$W_M = U_M - V_M = p_M^U U_{M+1} + r_M I_{M+1} \quad (12)$$

$$I_M = p_M^I I_{M+1} + y_M U_{M+1} \quad (13)$$

其中系数

$$p_M^U = p_{m1}p_{m2}p_{m3} + p_{m3}r_{m1}y_{m2} + p_{m2}r_{m1}y_{m3} + p_{m1}r_{m2}y_{m3}$$

$$p_M^I = p_{m1}p_{m2}p_{m3} + p_{m3}y_{m1}r_{m2} + p_{m2}y_{m1}r_{m3} + p_{m1}y_{m2}r_{m3}$$

$$r_M = p_{m1}p_{m2}r_{m3} + p_{m2}p_{m3}r_{m1} + p_{m1}p_{m3}r_{m2} + r_{m1}y_{m2}r_{m3}$$

$$y_M = p_{m1}p_{m2}y_{m3} + p_{m2}p_{m3}y_{m1} + p_{m1}p_{m3}y_{m2} + y_{m1}r_{m2}y_{m3}$$

(12), (13) 式可分别改写为

$$U_M - p_M^U U_{M+1} = V_M + r_M I_{M+1} \quad (14)$$

$$U_i - p_i U_{i+1} = V_i + r_i I_{i+1} \quad (15)$$

(14), (15) 式共包含了 $N-1$ 个关系式, 但含有 $U_1 \sim U_N$ 共 N 个未知量, 故再引入一个关系式:

$$U_N = V_N + x I_N \quad (16)$$

式中 x 是从端面 R_N 向右看入的短路线电抗。合并 (14), (15), (16) 式所表示的 N 个电压方程式, 并引入向量 $[U_1, U_2, \dots, U_N]^T = [U]$, 可得矩阵方程:

$$[B][U] = [V] + [C][I] \quad (17)$$

其中

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & -p_1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & -p_2 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & -p_M^U & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & -p_{N-1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad [C] = \begin{bmatrix} 0 & r_1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & r_2 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_M & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_{N-1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & x \end{bmatrix}$$

矩阵 $[B]$ 和 $[C]$ 皆为 N 阶方阵。另外, (5), (13) 式给出了网络相邻端口的电流关系, 反复运用这两式可以得到任意端口电流 I_i 与最末一个端口电流 I_N 的关系, 将其写成矩阵方程的形式为

$$[I] = [K] + [A][U] \quad (18)$$

其中系数矩阵 $[A]$ 是一个 N 阶方阵, 常数项矩阵 $[K]$ 是一个 N 维向量

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & y_1 & p_1 y_2 & p_1 p_2 y_3 & \cdots & \cdots & p_1 p_2 \cdots p_M^j \cdots p_{N-2} y_{N-1} \\ 0 & 0 & y_2 & y_2 p_3 & \cdots & \cdots & p_2 p_3 \cdots p_M^j \cdots p_{N-2} y_{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & y_M & \cdots & p_M^j p_{M+1} \cdots p_{N-2} y_{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & y_{N-1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$[K] = \begin{bmatrix} p_1 p_2 \cdots p_M^j \cdots p_{N-1} \\ p_2 \cdots p_M^j \cdots p_{N-1} \\ \vdots \\ p_M^j p_{M+1} \cdots p_{N-1} \\ \vdots \\ p_{N-1} \\ 1 \end{bmatrix} I_N$$

(17) 式两端左乘 $[B]^{-1}$ 得

$$[U] = [B]^{-1}([V] + [C][I]) \quad (19)$$

将 (1) 式和 (19) 式代入 (18) 式, 消去向量 $[U]$ 和 $[I]$ 得

$$[V] = ([Y] - [A][B]^{-1}([E] + [C][Y]))^{-1}[K] \quad (20)$$

其中 $[E]$ 为 N 阶单位矩阵, 所以

$$[I] = [Y]([Y] - [A][B]^{-1}([E] + [C][Y]))^{-1}[K] \quad (21)$$

(20)、(21) 式分别表示网络的端口电压和端口电流。

3 天线的输入阻抗

首先考虑每个单元振子的辐射阻抗, 即网络的端口阻抗。第 i 个单元振子的辐射阻抗为

$$Z_i = V_i/I_i, \quad (i = 1, 2, \cdots, N) \quad (22)$$

于是图 2 所示的模型可更具体化为图 4 所示的模型。

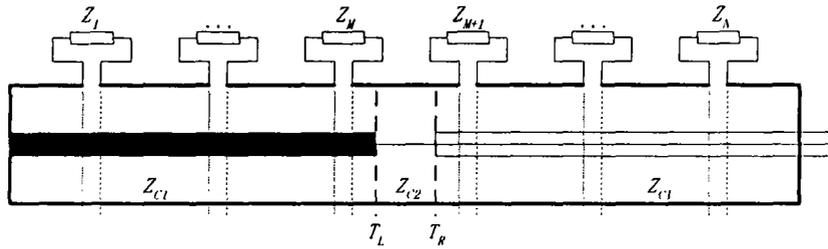


图 4 简化传输线模型

图 5 是图 4 在 T_R 面左半部分的等效电路图, 它由 $M = N/2$ 个阻抗串接在特性阻抗为 Z_{C1} 的传输线上, 终端短路线等效成电抗 x 。

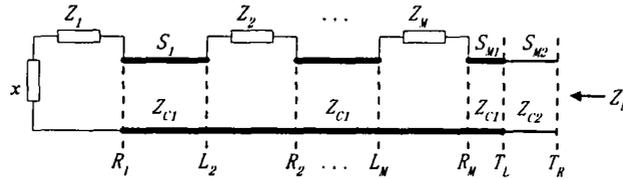


图 5 左半边等效电路图

记从 T 面向左看入的阻抗为 $Z_l(T)$, 则

$$Z_l(R_1) = x + Z_1 \tag{23}$$

经过长度为 S_1 的传输线后

$$Z_l(L_2) = Z_{C1} \{ [Z_l(R_1) + jZ_{C1} \text{tg}(\beta S_1)] / [Z_{C1} + jZ_l(R_1) \text{tg}(\beta S_1)] \} \tag{24}$$

那么

$$Z_l(R_2) = Z_l(L_2) + Z_2 \tag{25}$$

依次类推可得

$$Z_l(R_M) = Z_l(L_M) + Z_M \tag{26}$$

$$Z_l(T_L) = Z_{C1} \{ [Z_l(R_M) + jZ_{C1} \text{tg}(\beta S_{M1})] / [Z_{C1} + jZ_l(R_M) \text{tg}(\beta S_{M1})] \} \tag{27}$$

设计天线时, 取 $S_{M2} = \lambda g/2$, 所以

$$Z_L = Z_l(T_R) = Z_l(T_L) \tag{28}$$

图 6 是图 4 在 T_R 面右半部分的等效电路图, 它也是由 $M = N/2$ 个阻抗串接在特性阻抗为 Z_{C1} 的传输线上, 终端接电抗 x 。

记从 T 面向右看入的阻抗为 $Z_r(T)$, 由传输线阻抗变换关系从右至左递推计算可得

$$Z_r(L_{M+1}) = Z_r(R_{M+1}) + Z_{M+1} \tag{29}$$

$$Z_R = Z_r(T_R) = Z_{C1} \{ [Z_r(L_{M+1}) + jZ_{C1} \text{tg}(\beta S_{M3})] / [Z_{C1} + jZ_r(L_{M+1}) \text{tg}(\beta S_{M3})] \} \tag{30}$$

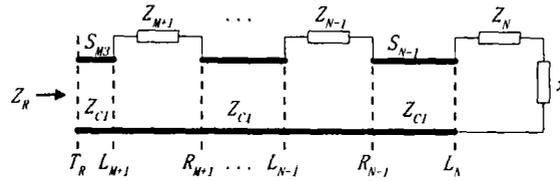


图6 右半边等效电路图

记天线的输入阻抗为 Z_{in} ，则

$$Z_{in} = Z_L + Z_R \quad (31)$$

4 阻抗匹配

因为天线结构左右对称，所以

$$Z_l(R_M) = Z_r(L_{M+1}) = Z_F \quad (32)$$

则 (28), (30) 式成为

$$Z_L = Z_{C1} \{ [Z_F + jZ_{C1} \operatorname{tg}(\beta S_{M1})] / [Z_{C1} + jZ_F \operatorname{tg}(\beta S_{M1})] \} \quad (33)$$

$$Z_R = Z_{C1} \{ [Z_F + jZ_{C1} \operatorname{tg}(\beta S_{M3})] / [Z_{C1} + jZ_F \operatorname{tg}(\beta S_{M3})] \} \quad (34)$$

因为设计时取 $S_{M1} + S_{M3} = \lambda g/2$ ，所以 (31) 式成为

$$Z_{in} = Z_{C1} \{ [2Z_F Z_{C1} (1 + \operatorname{tg}^2(\beta S_{M1}))] / [Z_{C1}^2 + Z_F^2 \operatorname{tg}^2(\beta S_{M1})] \} \quad (35)$$

为使天线输入阻抗与信号源输出阻抗匹配，令上式等于 50Ω ，解得

$$\operatorname{tg}^2(\beta S_{M1}) = (25 - Z_F) / [Z_F - 25(Z_F/Z_{C1})^2] \quad (36)$$

从而有

$$S_{M1} = \frac{\lambda g}{2\pi} \operatorname{arctg} \sqrt{(25 - Z_F) Z_{C1}^2 / (Z_F Z_{C1}^2 - 25 Z_F^2)} \quad (37)$$

上式中 Z_F 必须是正实数，否则 S_{M1} 不是有意义的长度。为此在天线两端各设计了一个短路活塞，调节它可改变图 5 和图 6 中的电抗 x ，以使 Z_F 为正实数。

5 天线制作与实测结果

按图 1 所示结构，我们设计并制作了一副由 6 个双圆柱体单元组成的全向天线。工作频率选定为 $2450 \pm 50\text{MHz}$ ，圆柱体振子半径为 0.12λ ，长度为 0.2λ ，内同轴线采用型号为 SFT-50-3-1 的精密硬同轴电缆，外同轴线的外导体内直径为 10mm ，其上 6 个环状缝隙，缝宽 2mm 。当取全向天线在铅垂面最大辐射方向 $\theta_{\max} = 90^\circ$ 时，缝隙间距应相等，皆为一个介质中的波长。该天线使用 50Ω 的同轴电缆馈电，则其反射系数为

$$\Gamma = (Z_{in} - 50) / (Z_{in} + 50) \quad (38)$$

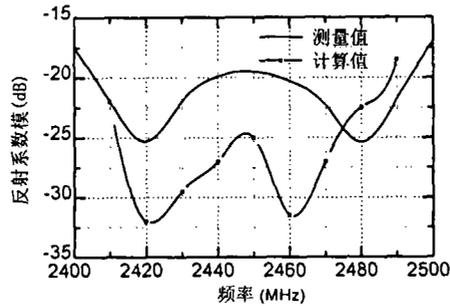


图 7 反射系数模与频率的关系曲线图

对上述天线 $|\Gamma|$ 的计算和 $|S_{11}|$ 的实测结果如图 7 所示。由图可见, 反射系数模的计算值与实测值两者吻合较好, 同时对该全向天线方向图、增益的测量 (实测天线 H 面方向图起伏 $\pm 0.4\text{dB}$, E 面方向图半功率角 13° , 增益 7.35dB)^[1] 进一步表明本文所述方法的正确性。

参 考 文 献

- [1] 陈明晖, 余京兆, 双圆柱体结构天线阵列的电流计算方法, 电子科学学刊, 2000, 22(4), 639-644.
 [2] T. J. Judasz, B. B. Balsley, Improved theoretical and experimental models for the coaxial colinear antenna, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 1989, 37(3), 289-296.

INPUT IMPEDANCE AND IMPEDANCE MATCHING OF A DUAL-CYLINDRICAL ANTENNA ARRAY

She Jingzhao Chen Minghui

(State Key Lab. on Microwave & Digital Comm., Tsinghua Univ., Beijing 100084, China)

Abstract The input impedance of antenna array that consists of dual-cylindrical units is investigated. In this paper, the antenna array is separated into two parts: feeding sub-system and radiant sub-system. Simultaneously, the radiant sub-system is equivalent to a N -port network. First, a set of voltage equations is presented according to the transmission line theory, where the voltages, currents, and impedances for each port of network are deduced. Secondly, the relations between total input impedance and that of each port are given. It is indicated that the input impedance of the antenna can be matched by moving the two pistons at the ends. The measured data of the antenna sample verify the results of the calculation.

Key words Antenna array, Network, Input impedance, Impedance matching

余京兆: 男, 1946 年生, 副教授, 主要从事微波技术的科研和教学工作。
 陈明晖: 男, 1972 年生, 硕士生, 专业为电磁场与微波技术。