

一种确定波导缝隙天线自导纳的新方法

徐善驾 张跃江

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系, 安徽, 合肥, 230027)

杨继松

(西安空间无线电技术研究所, 陕西, 西安, 710000)

摘要 提出一种确定波导宽边纵向缝隙自导纳的新方法. 该方法在计及缝隙间互耦影响的情况下, 将缝隙自导纳的测量归结为缝隙阵列反射系数或传输系数的测量, 运用牛顿迭代法计算出单个缝隙的自导纳值. 利用该方法得到的缝隙自导纳与 Hamadallah 给出的结果吻合得很好.

关键词 缝隙自导纳, 反射系数, 传输系数, 牛顿迭代法.

引言

波导缝隙天线是常见的行波天线形式, 它具有可以大功率运用, 低交叉极化, 相位易于控制等优点, 被广泛应用于船载、机载和各种相控阵雷达中. 单个缝隙自导纳值是缝隙天线的基本参数, 它决定了缝隙天线上等效磁流的相对幅度和相位分布, 是设计缝隙天线阵的基础, 波导宽边纵缝自导纳的分析方法很多^[1~4], 目前大多采用较为严格的矩量法^[2~4]. 为了精确设计缝隙阵天线和验证理论计算的正确性, 通过实验测量来确定缝隙自导纳是十分必要的. 由于单个缝隙自导纳很小, 它所引起的波的反射与一般波导接头所引起的反射相当, 所以直接测量单个缝隙的自导纳会带来较大误差. 文献[5]用矢量网络分析仪来测量波导窄边缝隙的自导纳, 这种测量方法对波导连接件的加工精度要求较高. 文献[6]采用散射参量法来测量单个缝隙自导纳, 这种方法测出缝隙阵的总的输入导纳, 然后对缝隙单元数取平均, 求得单个缝自导纳值. 显然, 这种测量方法忽略了缝隙间通过波导外空间的互耦合, 不能准确反映单个缝隙的特性.

本文在波导宽边纵缝阵列天线综合公式的基础上, 利用缝隙阵等效电路, 将缝隙天线阵的反射系数或传输系数看成单元缝隙自导纳的函数, 运用牛顿迭代法去除缝隙间互耦的影响, 从而求得缝隙自导纳值. 由于该方法将缝隙自导纳的测量归结为缝隙阵的反射系数或传输系数测量, 从而克服了直接测量自导纳的困难, 避免了由互耦的影响所带来的误差, 使测量既简便又准确.

1 原理

波导宽边纵向缝隙可以等效为传输线上的一个导纳. 当只考虑单个缝隙天线时呈现为自导纳, 而当一个缝隙处于一个缝隙阵列中时, 由于缝隙间通过波导外空间的相互耦合, 使其在缝隙阵等效电路呈现的导纳已不再是自导纳, 而是“实际导纳”(见图 1). 根据缝隙阵综合公式, 第 n 个缝隙的“实际导纳” Y_n^a 、自导纳 Y_n^{self} 与缝隙上的模式电压 V_n 、缝隙电压 V_n^s 有如下关系^[7]:

$$Y_n^a = K_1 f_n \frac{V_n^s}{V_n}, \quad (1)$$

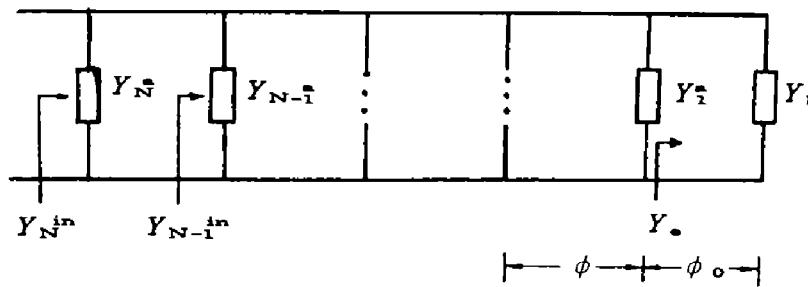


图 1 缝隙阵天线的等效电路

Fig. 1 Equivalent circuit of the slot array antenna

$$\frac{1}{Y_n^a} = \frac{1}{Y_n^{\text{self}}} + \frac{1}{K_2 f_n^2} \sum_{m=1}^N ' \frac{V_m^s}{V_n^s} g_{mn}, \quad (2)$$

式中

$$K_1 = \frac{1}{j(a/\lambda)} \sqrt{\frac{2}{\eta G_0 \beta_{10} k_0 a b'}},$$

$$K_2 = \frac{2}{j \beta_{10} b (a/\lambda)^3},$$

$$f_n = \frac{(\pi/2 k_0 l_n) \cos(\beta_{10} l_n)}{(\pi/2 k_0 l_n)^2 - (\beta_{10}/k_0)^2} \sin\left(\frac{\pi x_n}{a}\right);$$

其中: $\sum_{m=1}^N '$ 表示除 $m=n$ 项以外的求和, g_{mn} 表示第 m 个缝对第 n 个缝的耦合影响, 由图 2 和下式可求得

$$g_{mn} = \int_{-l_m}^{l_m} \cos\left(\frac{k_0 z_1}{4l_m/\lambda}\right) \frac{k_0}{4l_n/\lambda} \left[\frac{e^{-jk_0 R_1}}{k_0 R_1} + \frac{e^{-jk_0 R_2}}{k_0 R_2} \right] dz_1$$

$$+ \int_{-l_m}^{l_m} \int_{-l_n}^{l_n} k_0^2 \cos\left(\frac{k_0 z_1}{4l_m/\lambda}\right) \left[1 - \frac{1}{(4l_n/\lambda)^2} \right] \cos\left(\frac{k_0 z_2}{4l_n/\lambda}\right) \frac{e^{-jk_0 R}}{k_0 R} dz_1 dz_2.$$

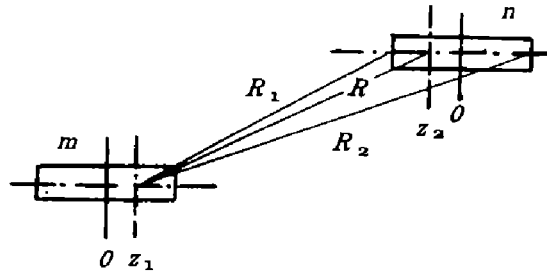


图 2 缝隙互耦计算中各变量示意图

Fig. 2 Scheme of variables in mutual coupling calculation

根据传输线理论,对于如图 1 所示缝隙阵的等效电路,有下列关系式

$$Y_n^{\text{in}} = Y_n^{\text{a}} + \frac{Y_{n-1}^{\text{in}} \cos \phi + j \sin \phi}{\cos \phi + j Y_{n-1}^{\text{in}} \sin \phi}, \quad (3)$$

$$V_n = V_{n-1} (\cos \phi + j Y_{n-1}^{\text{in}} \sin \phi). \quad (4)$$

将式(1)代入式(2),消去 Y_n^{a} 整理得:

$$\begin{vmatrix} g_{11} & g_{12} & \cdots & g_{1N} \\ g_{21} & g_{22} & \cdots & g_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N1} & g_{N2} & \cdots & g_{NN} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_1^s \\ V_2^s \\ \vdots \\ V_N^s \end{vmatrix} = \begin{pmatrix} K_2 \\ K_1 \end{pmatrix} \begin{vmatrix} V_1 f_1 \\ V_2 f_2 \\ \vdots \\ V_N f_N \end{vmatrix}, \quad (5)$$

其中定义 $g_{mn} = \frac{K_2 f_n^2}{Y_n^{\text{self}}}$, 利用式(1)、(3)和(4)消去 Y_n^{a} 和 Y_n^{a} , 可得 V_n 与各个 V_m^s 有如下关系:

$$V_n = V_1 E_n + j K_1 \sum_{m=1}^{n-1} f_m V_m^s \sin(n-m)\phi. \quad (6)$$

对于谐振缝隙阵列,终端短路时, $Y_n = -j \cot \phi_0$, 则常数 E_n 由下式确定:

$$E_n = \frac{\sin[\phi_0 + (n-1)\phi]}{\sin \phi_0}.$$

将式(6)代入式(5)整理后得到下列代数方程组:

$$\begin{vmatrix} g'_{11} & g'_{12} & \cdots & g'_{1N} \\ g'_{21} & g'_{22} & \cdots & g'_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g'_{N1} & g'_{N2} & \cdots & g'_{NN} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_1^s \\ V_2^s \\ \vdots \\ V_N^s \end{vmatrix} = \begin{pmatrix} K_2 \\ K_1 \end{pmatrix} V_1 \begin{vmatrix} E_1 f_1 \\ E_2 f_2 \\ \vdots \\ E_N f_N \end{vmatrix}, \quad (7)$$

其中

$$g'_{nm} = \begin{cases} g_{nm}, & m \geq n \\ g_{nm} - j K_2 f_m f_n \sin(n-m)\phi, & m < n \end{cases}$$

由于所分析的问题中,各个缝隙单元的长度、宽度及偏移中心量都是相同的,所以可令:

$$Y^{\text{self}} = Y_1^{\text{self}} = Y_2^{\text{self}} = \cdots = Y_N^{\text{self}}.$$

设测得的缝隙阵的输入导纳为 YM , 单元缝隙自导值必须满足下列方程:

$$f(Y^{\text{self}}) = YM - Y_N^{\text{in}}(Y^{\text{self}}) = 0; \quad (8)$$

其中 $Y_N^{\text{in}}(Y^{\text{self}})$ 由以下方式求得:

(1) 给定一个 Y^{self} , 作为零级近似可取 $Y^{\text{self}} = YM/N$ 为初值;

(2) 由以上分析可知: 对于特定缝隙阵, 在工作频率确定的情况下, 线性方程组(7)左侧中元素 $g_{mn} (m \neq n)$ 为常数, 而 g_{nn} 仅由 Y_n^{self} 决定; 方程右侧各元素在令 $V_1 = 1$ 的情况下也为常数, 所以将 Y^{self} 代入式(7) g'_{nn} , 由式(7)可以求得 Y_n^a , 其中 $n = 1, 2, \dots, N$;

(3) 将 V_n^a 代入式(2)求出 Y_n^a ;

(4) 将 Y_n^a 代入式(3)得到 Y_n^a .

由上述步骤可知, 方程(8)仅有一个未知数 Y^{self} , 用牛顿求根法求出它的根, 即为缝隙单元自导纳值.

在有些情况下, 测量缝隙阵列的传输系数更为方便, 这时终端应为匹配负载, 即 $Y_L = 1$, 因此有下式

$$E_n = \exp[-j(n-1)\phi].$$

由于阵列天线的等效电路没有变, 因此方程(7)仍然成立. 给定 Y^{self} , 由等效电路可求得缝隙阵列的传输系数 CS_{21} , 它是 Y^{self} 的函数, 可由以下过程确定:

(1) 给定一个 Y^{self} , 并代入式(7);

(2) 求解方程(7)得到 V_n^a ;

(3) 将 V_n^a 代入式(2)求得 Y_n^a ;

(4) 单个导纳网络的散射参数 $[S^I]$ 为

$$[S^I] = \frac{1}{2 + Y_n^a} \begin{bmatrix} -Y_n^a & 2 \\ 2 & -Y_n^a \end{bmatrix},$$

而电长度为 ϕ 的传输线的散射参数 $[S^{II}]$ 为

$$[S^{II}] = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\phi} \\ e^{-j\phi} & 0 \end{bmatrix};$$

(5) $[S^I]$ 与 $[S^{II}]$ 级联得到 $[SC]$, 由下式决定:

$$SC_{11} = S_{11}^I + \frac{S_{12}^I S_{21}^I S_{11}^{II}}{1 - S_{22}^I S_{11}^{II}},$$

$$SC_{12} = \frac{S_{12}^I S_{12}^{II}}{1 - S_{22}^I S_{11}^{II}},$$

$$SC_{21} = \frac{S_{21}^I S_{21}^{II}}{1 - S_{22}^I S_{11}^{II}},$$

$$SC_{22} = S_{22}^{II} + \frac{S_{12}^{II} S_{21}^{II} S_{22}^I}{1 - S_{22}^I S_{11}^{II}};$$

(6) 重复步骤 4 和 5 即可求得缝隙阵列等效网络的传输系数,记为 CS_{21} .
 设测量的传输系数为 MS_{21} ,则 Y^{self} 必须满足下列方程:

$$MS_{21} - CS_{21}(Y^{self}) = 0. \quad (9)$$

由上述步骤可知,方程(9)只有一未知数 Y^{self} ,它可用牛顿求根法得到.

2 测量实例

应用上述测量方法,根据文献[8]给出的 7 单元的缝隙阵反射系数计算了缝隙单元自导纳值.表 1 给出了本文计算的自导纳结果与文献[8]测量值的比较,由表 1 可见,两者吻合得很好,证明了上述方法的有效性.

表 1 缝隙自导纳本文的计算结果与文献[8]测量值的比较
Table 1 A comparison of self-admittance of waveguide slot between the results calculated with the present method and experimental results given in Ref. [8]

f (GHz)	G/G ₇		B/G ₇	
	本文方法	文献[8]结果	本文方法	文献[8]结果
13.50	0.46	0.49	0.53	0.55
13.75	0.65	0.66	0.58	0.55
14.00	0.90	0.91	0.38	0.38
14.25	1.03	1.00	0.03	-0.04
14.50	0.84	0.81	-0.36	-0.34
14.75	0.52	0.52	-0.42	-0.41
15.00	0.31	0.34	-0.40	-0.40

参考文献

- 1 Oliner A A. *IRE Trans. Antennas Propag.*, 1957, **5**(1):1
- 2 Stern G J, et al. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1985, **33**(11):1264
- 3 Josefsson L G. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1987, **35**(12):1351
- 4 Lyon R W, et al. *IEE Proc. Proc. Part H.*, 1981, **138**(4):197
- 5 沈丽英,卿显明,冯永成. *电子学报*, 1992, **20**(3):36
- 6 李镇远,张 伦. *微波衰减测量*,北京:人民邮电出版社,1981
- 7 Elliott R S. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1983, **31**(1):48
- 8 Hamadallay M. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1989, **37**(7):817

A NEW METHOD FOR DETERMINATION OF SELF- ADMITTANCE OF WAVEGUIDES SLOT ANTENNA*

Xu Shanjia Zhang Yaojiang .

*(Department of Electronic Engineering and Information Science,
University of Science and Technology of China, Hefei, Anhui 230027, China)*

Yang Jisong

(Xi'an Institute of Space Radio Technology, Xi'an, Shaanxi 710000, China)

Abstract A new method is proposed to determine the self-admittance of a slot in a broad wall of the waveguide. By considering the effect of mutual coupling of the slot array, the method transforms the self-admittance measurement into the test of the reflection or transmission coefficient of the slot array and the self-admittance of the single slot is calculated by means of the Newton's iterative method. The result obtained by the present method is in good agreement with that given by Hamadallah. .

Key words self-admittance, waveguide slot antenna, reflection coefficient, transmission coefficient, Newton's iterative method.

*The project supported by the National Natural Science Foundation of China and the Foundation of State Educational Commission