

一种计算波导耦合缝隙有源阻抗的方法

丁 宏

(鲁东大学信息与电气工程学院, 山东烟台 264025)

摘 要: 针对耦合波导缝隙馈电时波导内电磁场复杂且不利于工程应用的问题, 提出一种耦合波导缝隙有源阻抗计算方法. 根据耦合波导端口处 S 矩阵与端口处输入阻抗矩阵的关系建立关于耦合波导缝隙有源阻抗方程, 且采用牛顿法求解此非线性高阶分式方程, 得到计及缝隙间互耦的耦合波导缝隙有源阻抗值. 通过提取 HFSS 软件中耦合缝隙馈电的裂缝天线 S 矩阵进行仿真计算, 结果表明该计算耦合波导缝隙有源阻抗的方法是有效的且适合大型裂缝天线耦合裂缝设计.

关键词: 耦合波导缝隙; 有源阻抗; S 矩阵; 输入阻抗

中图分类号: TN822 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2012) 04-0852-04

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.04.038

Computation for Coupling Waveguide Slot's Active Impedance

DING Hong

(School of Information & Electrical Engineering, Ludong University, Yantai, Shandong 264025, China)

Abstract: A method of coupling waveguide slot's active impedance calculation is presented due to the complicated electromagnetic field in waveguide and disadvantage in engineering application. The equation contained slot's active impedance is created according to the relation between the S matrix and the input impedance at the port of coupling waveguide. Newton method is applied to solve the higher order fractional equation to obtain the coupling slot's active impedance which takes mutual coupling between slots into account. Computer simulation results obtained by applying S matrix extracted from HFSS software in coupling slot's active impedance formula indicates that the method proposed in this paper is effective and suitable for coupling slot of large waveguide slots array antenna design.

Key words: coupling waveguide slot's active impedance; active impedance; S matrix; input impedance

1 引言

波导裂缝天线由于体积小、机械强度高、功率容量大等优点获得广泛关注. W. H. Watson^[1]、A. F. Stevenson^[2]、A. A. Oliner^[3]等最早对裂缝天线进行了研究, 随后 R. S. Elliott^[4~6]在总结前人基础上将波导缝隙看做嵌在无限大的导体面上, 忽略波导壁厚采用等效磁流片的方法导出在计及辐射缝隙间互耦及高次模影响下缝隙有源导纳的解析表达式, 最终得到关于辐射裂缝的三个设计方程. 这为波导裂缝天线的辐射缝隙设计奠定了基础. 随着电磁仿真软件的面世, 裂缝天线的设计也在发生深刻变革. K. W. Brown^[7]用商业有限元分析软件对单个裂缝进行了分析得到裂缝的自导纳. 齐美清^[8]等通过理论计算结合仿真软件 HFSS 对辐射缝隙有源导纳进行了计算.

对于波导裂缝天线的馈电大多采用波导宽边倾斜耦合缝隙, 熊继袞等^[9]采用积分方程求解其辐射特性. 李龙等^[10]利用共形 FDTD 的方法分析波导宽边孤立倾斜缝隙特性. 伴随工程应用的深入对于耦合缝隙设计提出快速工程化的要求, 而场分析方法繁琐耗时无法计及缝隙间互耦不利于工程应用. 因此本文提出基于 Ansoft HFSS 的波导耦合缝隙有源阻抗计算方法. 波导耦合缝隙可等效为传输线上串联电阻, 在 HFSS 中提取传输线上参考面处的输入阻抗, 建立关于缝隙有源阻抗的方程并利用牛顿法求解此分式方程最后解的耦合缝隙有源阻抗.

2 波导耦合缝隙有源阻抗计算

耦合缝隙开在耦合波导宽边上, 间距为 $\lambda_g/2$, 最后一个缝隙距波导短路面的距离为 $\lambda_g/2$. λ_g 为耦合波导

内的波长.耦合缝隙交错的分布于耦合波导之上,如图 1 所示.

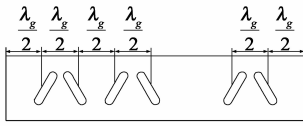


图1 波导宽边耦合缝隙的示意图

将图 1 所示耦合波导一端短路,另一端开路.在辐射缝隙匹配的配情况下,加载有耦合缝隙的耦合波导等效电路图如图 2 所示.

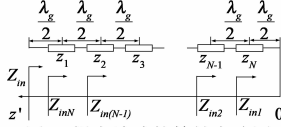


图2 耦合缝隙的等效电路图

在此将每个耦合缝隙看作加载在无耗传输线上的串联阻抗.若每个耦合缝隙的物理参量均相同设为 $z = g + jb$, 那么对于图 2 所示的等效电路模型,在每一个参考面处都可解得回路的输入阻抗.如用特性阻抗对该等效电路进行归一化,便可得归一化耦合缝隙的有源阻抗.距离负载为 z' 的参考面的输入阻抗.

$$Z_{in}(z') = Z_0 \frac{Z_l + jZ_0 \tan \beta z'}{Z_0 + jZ_l \tan \beta z'} \quad (1)$$

其中 z' 表示参考面处坐标值,坐标系的建立如图 2 中所示,短路面处为坐标原点向端口方向为正向. $Z_{in}(z')$ 为参考面处输入阻抗. Z_0 为传输线特性阻抗.将式(1)用特性阻抗进行归一化,得到的归一化的输入阻抗为:

$$Z_{in}(z') = \frac{Z_l + j \tan \beta z'}{1 + j Z_l \tan \beta z'} \quad (2)$$

Z_l 为归一化后的负载阻抗, $Z_{in}(z')$ 为归一化后的参考面处的输入阻抗. z' 为参考面到负载的距离.

如图 2 所示, $\lambda_g/2$ 短路线的归一化输入阻抗为 $j \tan(\beta \lambda_g/2)$ 在距短路面为 $\lambda_g/2$ 处第一个耦合缝隙处,因耦合缝隙的有源阻抗为 z ,则此时的归一化输入阻抗为

$$z_{in1} = j \tan(\beta \frac{\lambda_g}{2}) + z \quad (3)$$

将在第一个耦合缝隙处得到的输入阻抗看作回路的负载,则在第二个缝隙处的输入阻抗为:

$$z_{in2} = \frac{z_{in1} + j \tan \beta \frac{\lambda_g}{2}}{1 + j z_{in1} \tan \beta \frac{\lambda_g}{2}} + z \quad (4)$$

在第 N 个缝隙处的输入阻抗为:

$$z_{inN} = \frac{z_{inN-1} + j \tan \beta \frac{\lambda_g}{2}}{1 + j z_{inN-1} \tan \beta \frac{\lambda_g}{2}} + z \quad (5)$$

如图 2 所示端口距第 N 个缝隙的距离为 $\lambda_g/2$,所以端口处的输入阻抗为:

$$z_{in} = \frac{z_{inN} + j \tan \beta \frac{\lambda_g}{2}}{1 + j z_{inN} \tan \beta \frac{\lambda_g}{2}} \quad (6)$$

通过求解非线性方程(7),便可以得到每个缝隙的有源阻抗值.虽此处以缝隙间距离为 $\lambda_g/2$ 为例,但对其他距离同样适用.矩阵阵 S 和阻抗 Z 矩阵之间互换关系为

$$S = (Z - 1)(Z + 1)^{-1} \quad (7)$$

因此可以用 S 矩阵表示 Z 矩阵.图 2 所示的等效电路为单端口网络

$$Z_{in} = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (8)$$

根据等效电路端口处 S 参数,得端口处输入阻抗为

$$\frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} = \frac{Z_{inN} + j \tan \beta \frac{\lambda_g}{2}}{1 + j Z_{inN} \tan \beta \frac{\lambda_g}{2}} \quad (9)$$

式(9)是高阶分式方程,解的个数和缝隙的个数相等.因此可以通过牛顿法求解得到缝隙有源阻抗值.

3 耦合缝隙有源阻抗求解

在此令

$$g(z) = \frac{Z_{inN} + j \tan \beta \frac{\lambda_g}{2}}{1 + j Z_{inN} \tan \beta \frac{\lambda_g}{2}} - \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (10)$$

使得 $g(z) = 0$ 的 Z 的取值便是缝隙有源阻抗的值.在此采用牛顿法求解式(10),设方程的根为 z^* .由牛顿法求解方程表达式为:

$$x_{k+1} = x_k - \frac{f(x_k)}{f'(x_k)} \quad (11)$$

为了避免计算导数的繁琐在牛顿法基础上运用插值来取代函数求导.已知方程 $g(z) = 0$ 的三个近似根为 z_k, z_{k-1}, z_{k-2} ,插值多项式为:

$$p_2(z) = g(z_k) + g[z_k, z_{k-1}] \cdot (z - z_{k-1}) + g[z_k, z_{k-1}, z_{k-2}] \cdot (z - z_{k-1}) \cdot (z - z_{k-2}) \quad (12)$$

在此 $g[z_k, z_{k-1}]$ 为函数 $g(z)$ 关于 z_k, z_{k-1} 的一阶均差. $g[z_k, z_{k-1}, z_{k-2}]$ 为 $g(z)$ 的二阶均差.

$$z_{k+1} = z_k \frac{2g(z_k)}{w \pm \Lambda} \quad (13)$$

式中 $\Lambda = \sqrt{w^2 - 4g(z_k)g[z_k, z_{k-1}, z_{k-2}]}$, $w = g[z_k, z_{k-1}] + g[z_k, z_{k-1}, z_{k-2}](z_k - z_{k-1})$

式(13)就是求解缝隙有源导纳的迭代公式.在此“+”“-”的选择与初值的选取有关下面将会说明.选取孤立耦合缝隙的阻抗值作为迭代的初值.孤立耦合缝隙的阻抗值可令 $N=1$ 代入式(6)求得.

在此取 $z_{k-1} = z_k + \Delta$, $z_{k-2} = z_k - \Delta$, Δ 为一个微小的增量假设为 10^{-6} , 将 z_k, z_{k-1}, z_{k-2} 代入式(13)便可得下一个迭代值 z_{k+1} , 选择更接近 z_k 的值作为下一次的迭代初值.也就是说式(13)中正负号选取同 w 相同.在迭代 M 次后如 $|g(z_{k+1})| < \epsilon$, 则可认为此时的 $z_{k+1} = z^*$, 可取 $\epsilon = 10^{-10}$. z^* 则为要求解的耦合缝隙有源阻抗的值.

4 耦合缝隙有源阻抗仿真

在 HFSS 中建立一个 9×8 的阵列来提取耦合波导端口处的 S 参数.其中包含 8 根辐射波导, 每个辐射波导上开 9 个辐射缝隙.如图 3 所示, 辐射波导位于耦合波导上方, 辐射缝隙为均匀分布.耦合缝隙的倾角、缝长、缝宽等均相同.在 HFSS 中仿真得到工作于此状态下天线端口处的 S 参数, 既考虑了耦合缝隙间互耦又计及了辐射缝隙对耦合缝隙影响.

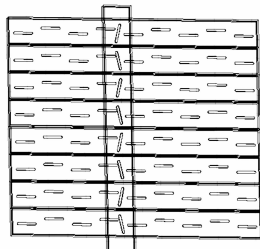


图3 耦合缝隙的仿真示意图

在 HFSS 中扫描耦合缝隙长度, 得到某一倾角但缝长不同时缝隙有源阻抗变化曲线.在此给出中心频率处倾角为 12 度, 耦合缝隙单元数为 6 个、8 个、12 个时由本文所提出计算方法得到的缝隙有源阻抗随缝隙长度变化曲线如图 4、图 5 所示.

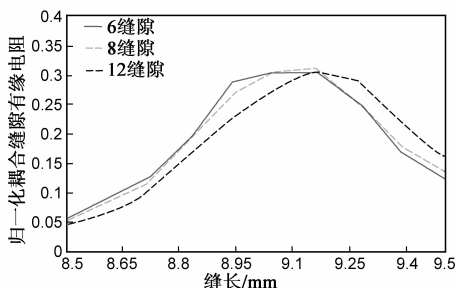


图4 不同缝长下耦合缝隙的有源电阻

可以看出, 即使耦合缝隙单元数发生变化, 耦合缝隙有源阻抗趋于一致, 且谐振缝长趋于相同. 因此该求解缝隙有源阻抗的方法是有效的. 对于孤立耦合缝隙, 由式(6)求得缝隙的阻抗值如图 6、图 7 所示.

对比图 4、5 与图 6、7 得到互耦严重影响耦合缝隙有源阻抗. 对于裂缝天线这种强互耦天线, 正确求解互耦下缝隙有源阻抗成为设计的关键. 此种求解耦合缝

隙有源阻抗方法可满足大型平板裂缝天线设计精度.

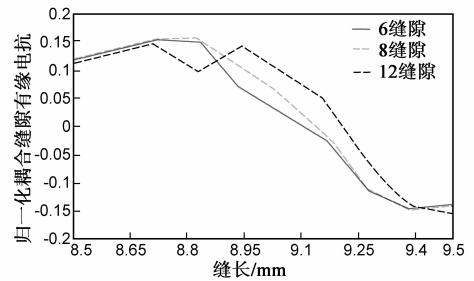


图5 不同缝长下耦合缝隙的有源电抗

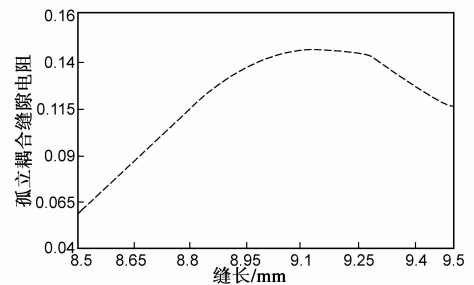


图6 不同缝长下孤立耦合缝隙的阻抗

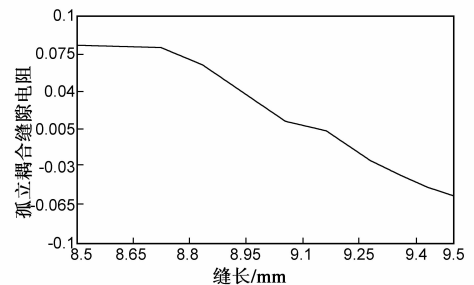


图7 不同缝长下孤立耦合缝隙的电抗

5 结论

本文针对于裂缝天线设计中耦合裂缝的设计提出了一种计算耦合缝隙有源阻抗的方法. 建立了耦合缝隙有源阻抗方程, 利用牛顿法求解此高阶分式方程便得到了耦合缝隙有源阻抗值. 计算机仿真结果表明通过此方法求解耦合缝隙有源阻抗是有效的. 采用该方法设计大型平板裂缝天线能够提高效率节约资源.

参考文献

- [1] W H Watson. The physical principles of waveguide transmission and antenna systems [J]. Clarendon Press, 1949, 4 (23): 122 - 154.
- [2] A F Stevenson. Theory of slots in rectangular waveguide [J]. Journal of Applied Physics, 1948, 19 (2): 24 - 38.
- [3] A A Oliner. The impedance properties of narrow radiating slots in the broad face of rectangular waveguide [J]. IRE Trans on Antenna Propagation, 1957, 5(21): 4 - 20.

- [4] R S Elliott, L A Kurtz. The design small slot arrays[J]. IEEE Trans on Antenna Propagation, 1978, 26(1): 214 - 219.
- [5] R S Elliott. An improved design procedure for small arrays of shunt slots[J]. IEEE Trans on Antenna Propagation, 1983, 31(1): 48 - 53.
- [6] R S Elliott, WRO' Loughlin. The design of slot arrays including internal coupling [J]. IEEE Trans on Antenna Propagation, 1986, 34(9): 1149 - 1155.
- [7] K W Brown. Design of waveguide slotted arrays using commercially available finite element analysis software[J]. IEEE Trans on Antenna and Propagation, 1996, 32(1): 1000 - 1003.
- [8] 齐美清, 汪伟, 金谋凭. 基于 HFSS 的波导裂缝有源导纳的计算方法[J]. 雷达科学与技术, 2006, 4(2), 121 - 128.
- [9] 熊继袞, 匡勇, 姜新发. 波导宽边中心倾斜孤立辐射裂缝的分析[J]. 电子学报, 1998, 26(9), 117 - 119.
Xiong Ji-gun, KUANG Yong, JIANG Xin-fa. Analysis of an Isolated Centered Inclined Radiating Slot on the Broad of a Rectangular Waveguide[J]. Acta Electronica Sinica, 1998, 26(9), 117 - 119.
- [10] 李龙, 张玉, 梁昌洪. 波导宽边缝隙天线的改进共形 FDTD 分析[J]. 电子学报, 2003, 31(6), 860 - 863.
LI Long, ZHANG Yu, LIANG Chang-hong. A Modified Locally Conformal Finite-Difference Time-Domain Technique for a Slot Antenna in a Rectangular Waveguide Broadwall[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(6), 860 - 863.

作者简介



丁 宏 男, 1965 年 9 月出生于吉林省长春市, 1996 年获工学博士学位. 现为中国山东鲁东大学副教授, 从事弱信号检测处理及天线研究, 参与项目《毫微伏级正弦信号功率谱分析》曾获机电部二等奖. 曾于《电子学报》、《仪器仪表学报》等国内学术杂志发表相关论文.

E-mail: dinghongyx@sina.com