

# 微波滤波器腔间耦合系数的快速求解

陈涛, 方汉平

南京电子技术研究所 210013

fo925@163.com

**摘要:**传统电磁场三维软件计算简单结构的腔间耦合系数时耗时周期长,而计算复杂结构的腔间耦合系数时则显得无力,针对这些本文提出了应用矩量法来快速求解微波滤波器腔间耦合系数的新方法。实验仿真证明该方法不仅可以大大缩减计算仿真耦合系数的时间,而且可以灵活计算各种复杂耦合结构,极大提升设计的效率,更符合实际工程设计的需要。

**关键词:**矩量法,微波滤波器,耦合系数

## Fast Calculation of the Intercavity Coupling Coefficient of Microwave Filters

CHEN Tao, FANG Hang-ping

Nanjing Research Institute of Electronics Technology 210013

fo925@163.com

**Abstract:** By using conventional electromagnetic 3-D software to calculate the intercavity coupling coefficient with simple structure, we will consume more time and lead to a long period of production design, while using it to calculate the intercavity coupling coefficient with complex structure, the electromagnetic 3-D software seems to lack strength in obtaining correct results. Aimed at these shortages, this paper presents a novel method of using the MoM to fast calculate the intercavity coupling coefficient of microwave filters. It proves that not only can this method evidently decrease the calculating time of coupling coefficient, but also flexibly calculate intercavity coupling coefficient with all kind of complex structure, highly improving the designing efficiency and sufficiently meeting the need of engineering design by experiment and simulation.

**Keywords:** MoM microwave filters coupling coefficient

## 1 引言

腔体滤波器的腔间耦合系数的确定通常是微波滤波器设计的关键所在,这些耦合系数通常包括直接耦合系数、交叉耦合系数。采用 HFSS 等这样的电磁场三维仿真软件仿真耦合系数,虽精确,但周期长,当腔体体积增大或结构变得复杂时,这种方法在时间上变得让人无法承受,有时甚至无法计算。本文在详细分析腔体耦合结构的特征的基础上,建立耦合腔间的平面静电场电路模型,并最终将耦合系数用容性参数进行表示,最后利用矩量法计算这些容性参数,进而快速求得腔间耦合系数。

## 2 矩量法在腔间耦合的应用

### 2.1 具有屏蔽导体的多导体传输线的矩量法分析<sup>[1][2]</sup>

一根长且直的带电金属柱体,其横截面围线为  $L$ ,该带电柱面电荷密度为  $\sigma$ ,取圆柱坐标系, $Z$  轴与带电

长直柱平行。与  $Z$  轴距离为  $\rho$  的点的电位为

$$V(\rho) = -\frac{1}{2\pi\epsilon} \oint_L \sigma(\dot{\rho}') \ln(|\dot{\rho} - \dot{\rho}'|) dl' + c$$

$\dot{\rho}$  和  $\dot{\rho}'$  分别表示距  $Z$  轴为  $\rho$  的场点和距  $Z$  轴为  $\rho'$  的源点的横向矢径。

设有一横截围线为  $l_0$  的长直金属柱面,在该柱面内有  $M$  个均与之平行的长直导体,其横截围线分别为  $l_1, l_2, \dots, l_M$ , 设这些导体上的电位分别为  $V_0, V_1, V_2, \dots, V_M$ , 则算子方程为

$$V_i = -\frac{1}{2\pi\epsilon} \sum_{j=0}^M \oint_{L_j} \sigma(\dot{\rho}') \ln(|\dot{\rho} - \dot{\rho}'|) dl' + c \quad i = 0, 1, 2, \dots, M \quad (1)$$

同时所有电荷必须满足下列约束条件:

$$\sum_{j=0}^M \oint_{L_j} \sigma(\dot{\rho}) dl = 0 \quad (2)$$

将所有围线  $l_0, l_1, l_2, \dots, l_M$  依次剖分, 总共得到  $N$  个小段  $\Delta l_1, \Delta l_2, \dots, \Delta l_N$ , 并在这些小段上定义下列分域脉冲函数:

$$p_n(\dot{\rho}) = \begin{cases} 1 & \dot{\rho} \in \Delta l_n \\ 0 & \dot{\rho} \notin \Delta l_n \end{cases} \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (3)$$

一般的说, 应有  $N \gg M$ 。

用这些分域脉冲函数展开待求电荷面密度  $\sigma$ , 即

$$\sigma(\dot{\rho}) = \sum_{n=1}^N a_n p_n(\dot{\rho}) \quad (4)$$

将式(4)代入式(1), 得出下列  $M+2$  个方程:

$$V_i = -\frac{1}{2\pi\epsilon} \sum_{n=1}^N a_n \oint_{\Delta l_n} \ln(|\dot{\rho} - \dot{\rho}'|) dl' + c \quad i = 0, 1, 2, \dots, M$$

$$\sum_{n=1}^N a_n \Delta l_n = 0 \quad (5)$$

将上述方程中前  $N$  个方程均减去第一个方程, 同时选择  $\Delta l_1, \Delta l_2, \dots, \Delta l_N$  的中点  $\bar{\rho}_1, \bar{\rho}_2, \dots, \bar{\rho}_n$  做点匹配得到下列  $N+1$  个方程:

$$V_m - V_1 = -\frac{1}{2\pi\epsilon} \sum_{n=1}^N a_n \oint_{\Delta l_n} \ln\left(\left|\frac{\bar{\rho}_m - \bar{\rho}'}{\rho_1 - \bar{\rho}'}\right|\right) dl' \quad m = 2, 3, \dots, N$$

$$\sum_{n=1}^N a_n \Delta l_n = 0 \quad (6)$$

写成矩阵方程:

$$\frac{1}{4\pi\epsilon} \begin{bmatrix} \Delta l_1 & \Delta l_2 & \cdots & \Delta l_N \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ V_2 - V_1 \\ \vdots \\ V_N - V_1 \end{bmatrix}$$

或写成

$$[\tilde{S}] \tilde{A} = 4\pi\epsilon \tilde{V} \quad (7)$$

矩阵元素  $s_{mn}$  为

$$s_{mn} = \oint_{\Delta l_n} \ln\left(\left|\frac{\bar{\rho}_m - \bar{\rho}'}{\rho_1 - \bar{\rho}'}\right|\right) dl' \quad (8)$$

则导体表面的面电荷密度

$$\sigma(\dot{\rho}) = 4\pi\epsilon \tilde{P}^T [\tilde{S}]^{-1} \tilde{V} \quad (9)$$

其中  $P = [p_1, p_2, \dots, p_N]^T$ 。

当诸导线上的面电荷密度求出来之后, 其上单位长度的电荷量  $Q_0, Q_1, \dots, Q_M$  应为

$$Q_i = \oint_{l_i} \sigma(\dot{\rho}) dl \quad (10)$$

多导体传输线电容矩阵 $[C]$ 为

$$[C]\vec{V} = \vec{Q} \quad (11)$$

其中  $\vec{V} = [V_0, V_1, \dots, V_M]^T$ , 电容矩阵的元素  $C_{ij}$  为

$$C_{ij} = \frac{Q_i}{V_j}, V_j \neq 0, V_k = 0, k = 0, 1, 2, \dots, M \quad k \neq j$$

即,按上述方法编程就可以求得屏蔽导体中多导体的单位长度的自电容和互电容。

## 2.2 腔耦合结构的等效静电场模型

图 1 所示的是腔间耦合结构的几种常见结构形式。

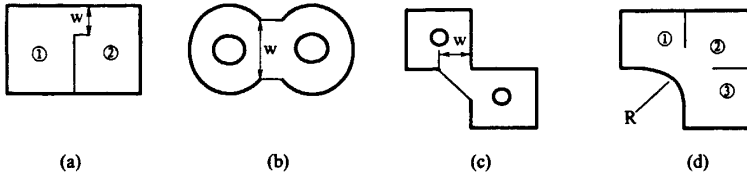


图 1 耦合腔结构示意图

(a) 方腔直接耦合; (b) 圆柱腔直接耦合; (c) 两腔的交叉耦合; (d) 多腔的交叉耦合。

若我们假定谐振杆是无限长圆直柱体,场传输的是 TEM 模,则耦合腔的电特性可以精确由腔间的等效电容和谐振杆上的传播速度来决定。

正像图 2 中所示的那样,两谐振杆之间的单位长度的电容用  $C_{21}$  表示,而  $C_{11}$  和  $C_{22}$  代表每个谐振杆和地之间的单位长度的电容。由于两谐振腔对称,故,  $C_{11} = C_{22}$ 。这里假设腔体壁为接地<sup>[3]</sup>。

现以图 1(a) 为例求解其耦合系数。

采用奇偶模激励。对于偶模,耦合腔中电场关于中心线  $T-T'$  偶对称,这时相当于电容网络中  $C_{21}$  开路。对于偶模,每个谐振杆对地产生的电容是

$$C_e = C_{11} \quad (12)$$

则对于偶模的特性阻抗是

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{L}{C_e}} = \frac{\sqrt{LC_e}}{C_e} = \frac{1}{\nu_p C_e} \quad (13)$$

式中,  $\nu_p$  是谐振杆上传播的相速度。

对于奇模,耦合腔中电场关于中心线  $T-T'$  奇对称,这相当于  $C_{21}$  的中间有一个接地面,在这种情况下每个谐振杆和地之间的等效电容是:

$$C_o = C_{11} + 2C_{21} = C_{22} + 2C_{12} \quad (14)$$

则对于奇模的特性阻抗是

$$Z_{0o} = \frac{1}{\nu_p C_o} \quad (15)$$

由于同轴谐振腔采用电容加载式同轴谐振腔如图 3,内导体一端短路,开路端与腔体端面形成集中电容,其等效电路如图 3 所示。图 3 中,  $C$  为内导体与腔体端面形成集中电容,内导体等效为一传输线,其阻抗:

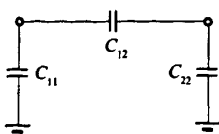


图 2 耦合腔结构的等效电容网络

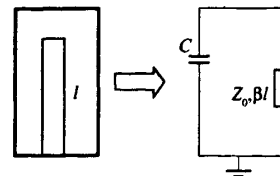


图 3 电容加载式同轴谐振腔及其等效电路

$$Z = jZ_0 \tan \beta l \quad (16)$$

$Z_0$  为其特性阻抗,  $l$  为内导体长度。

故, 图 1 中耦合腔的等效电路为图 4 所示。

当  $T-T'$  之间加电壁时, 等效电路如图 5(A) 所示, 其中:

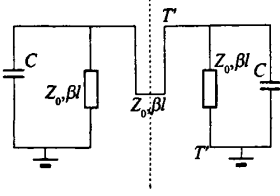


图 4 耦合谐振腔的等效电

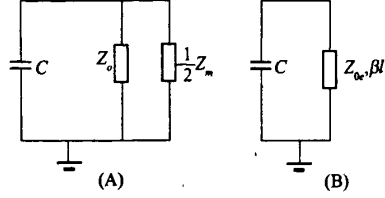


图 5 (A) 短路时等效电路图; (B) 开路时等效电路图

$$\begin{aligned} Z_o &= Z_{0e} \tan \beta l \\ Z_m &= Z_{0m} \tan \beta l \\ Z_{0m} &= \frac{1}{\nu_p C_{21}} \end{aligned} \quad (17)$$

则电路的谐振时:

$$\begin{aligned} \left( \frac{1}{Z_{0e}} + \frac{2}{Z_{0m}} \right)^{-1} \tan \beta l &= \frac{1}{\omega C} \\ \tan \beta l &\approx \beta l, \beta l < \frac{1}{8} \lambda \\ \beta &= \frac{\omega}{\nu_p} \end{aligned} \quad (18)$$

故谐振频率为

$$\omega_o^2 = \frac{\nu_p}{lC} \left( \frac{1}{Z_{0e}} + \frac{2}{Z_{0m}} \right) = \frac{\nu_p}{lC} (C_{11} + 2C_{21}) \quad (19)$$

同理, 当  $T-T'$  之间加磁壁时, 等效电路如图 5(B) 所示, 则电路的谐振频率为

$$\omega_e^2 = \frac{\nu_p}{lC} \frac{1}{Z_{0e}} = \frac{\nu_p}{lC} C_{11} \quad (20)$$

又有腔体耦合系数为

$$k = \frac{\omega_o^2 - \omega_e^2}{\omega_o^2 + \omega_e^2} \quad (21)$$

由式(19)和式(20)求得  $\omega_o^2, \omega_e^2$  代入到式(21)得耦合系数  $k$  的容性参数表达式为

$$k = \frac{C_{21}}{C_{21} + C_{11}} \quad (22)$$

对于图 1(d) 的多腔结构, 由于考虑到旁腔耦合的影响, 耦合系数修改为

$$k_{12} = \frac{C_{21}}{C_{21} + (C_{11} + C_{31})} \quad (23)$$

到此, 我们就可用矩量法计算求得屏蔽双传输线的单位长度自电容  $C_{11}$  和单位长度互容  $C_{21}$ , 代入式(22)和式(23)中即可求得耦合同轴谐振腔之间的耦合系数。由于本方法中电容可以精确求解, 因此整个计算结果的误差仅来自电路等效的误差, 故对于任何耦合结构计算结果都会有相近的误差。

### 3 仿真计算实例

(1) 设计计算如图 1(a) 所示的单腔为  $50 \times 50 \times 27 \text{ mm}^3$  方腔直接耦合腔体, 内导体直径  $\phi = 15.6 \text{ mm}$ , 腔间开窗为  $W$ 。使用 HFSS 仿真结果与本文方法对比, 对比结果如图 6。其中在 HFSS 求解  $k$  使用在本征模式

奇偶模求解法,迭代次数 25 次,本方法迭代 1500 次。两种仿真都在 P4 2.4G,512M 内存的台式机上运行,可以看到,本文方法与 HFSS 仿真结果相对误差不超过 5.7%,但 HFSS 每点仿真平均耗时 43min,而本方法则为 39s。

(2) 设计计算如图 1(a)所示的单腔半径为  $R=20\text{mm}$  圆柱直接耦合腔体,内导体半径  $r=6\text{mm}$ ,腔间开窗为  $W$ 。对比结果如图 7。其中在 HFSS 求解  $k$  使用在本征模式奇偶模求解法,迭代次数 20 次,本方法迭代 900 次。可以看到,本文方法与 HFSS 仿真结果相对误差不超过 6.5%,HFSS 每点仿真平均耗时 21min,而本方法则为 39s。

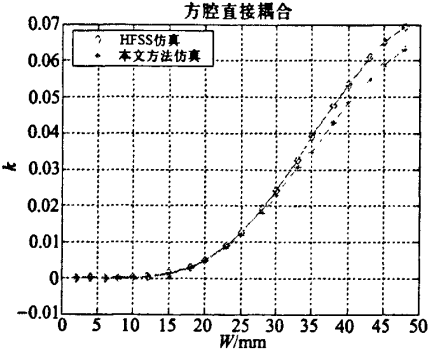


图 6 方腔直接耦合系数

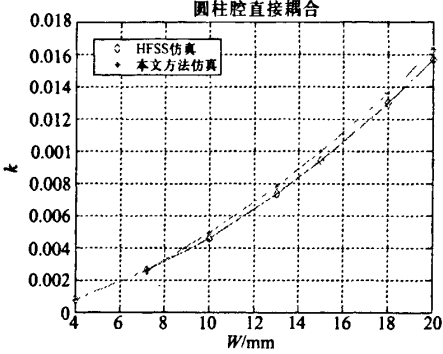


图 7 圆柱腔直接耦合系数

(3) 设计计算如图 1(c)所示的单腔为  $50 \times 50 \times 27\text{mm}^3$  间接耦合腔体,内导体直径  $\varphi=15.6\text{mm}$ ,开窗为  $W$ 。其中在 HFSS 求解  $k$  使用在本征模式奇偶模求解法,迭代次数 23 次,本方法迭代 1100 次。由图 8 可以看到,本文方法与 HFSS 仿真结果相对误差不超过 18.5%,HFSS 每点仿真平均耗时 15min,而本方法则为 39s。

(4) 将图 1(d)和(a)的偶耦合结构进行对比来研究旁腔对于耦合系数的影响。在相同的外部尺寸条件下,图 9 中显示了图 1(d)中腔 1 和腔 2 之间耦合系数随半径  $R$  的变化曲线以及图 1(a)中腔 1 和腔 2 之间耦合系数。可以看到,由于 3 腔的引入耦合系数增加了 10 并且随半径  $R$  的增大不断增加,这个结论也与实际情况相吻合。

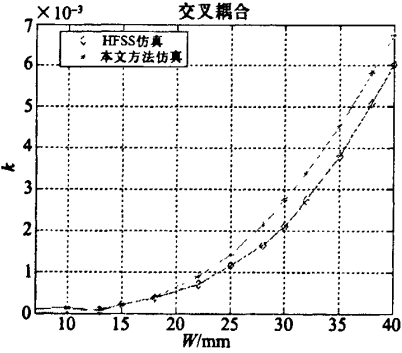


图 8 两腔的交叉耦合系数

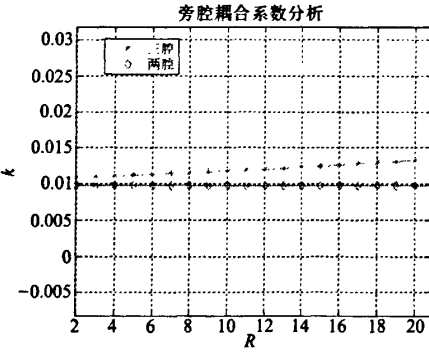


图 9 旁腔的对耦合系数影响

仿真实验证明,本文方法作为精确设计的辅助参考,不仅能仿真两腔对称结构,而且还能用来分析多腔耦合结构,方法灵活而又有着很高的效率,特别是对于直接耦合这样的非弱耦合,其计算结果与 HFSS 计算结果基本吻合,又有着很好的计算精度。而对于弱耦合,由于耦合较弱,用 HFSS 的奇偶模求解时,奇偶模频率太接近,导致求解的耦合系数偏差变大,因此与本文方法误差变大。

#### 4 结语

本文提出了用矩量法求解腔间耦合系数的新方法,该方法由于采用一维剖分,较之三维剖分的 HFSS 有

着更快的计算速度,虽从两腔对称结构推导出,但它同样适用于非对称结构以及多腔结构的耦合计算,有着很宽广的适用范围,这比 HFSS 等这些只能计算两腔耦合结构的三维电磁场软件更加灵活有效。作为工程设计的辅助参考,它可以极大地缩短设计周期,更加符合工程实际设计的需要。

### 参 考 文 献

- [1] Cao Wei, R. F. Harrington, J. R. Mautz, and T. K. Sarkar. Multiconductor Transmission Lines in Multilayered Dielectric Media. IEEE Trans MTT-32, pp. 439-450, April 1984
- [2] R. F. Harrington. Field computation By moment methods. New York: The Macmillan Company, 1968.
- [3] David. M. Pozar. Microwave Engineering. 北京:电子工业出版社.2006. pp290-292

### 作者简介

**陈 涛**,男,1982 年生,南京电子技术研究所硕士研究生,主要研究方向微波电路。

**方汉平**,男,1975 年生,南京电子技术研究所高级工程师,长期从事微波电路和器件三维设计。

## 微波滤波器设计培训——视频课程

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立, 致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养, 是国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地。客户遍布中兴通讯、研通高频、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。

我们推出的微波滤波器设计培训专题, 有资深工程师领衔主讲, 课程既有微波滤波器设计原理的详细解释, 也有各种仿真分析工具的实际设计应用讲解, 设计原理和设计仿真实践相结合, 向大家呈现各种结构的微波滤波器的完整设计流程。旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。



### 微波滤波器设计培训专题视频课程

高清视频, 专家授课, 中文讲解, 直观易学; 既有微波滤波器设计原理的详细解释, 也有像 ADS、CST、HFSS 各种仿真分析工具的实际设计应用讲解, 旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/filter/>

### 更多专业培训课程:

- **HFSS 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/>

- **CST 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/>

- **天线设计专业培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/>