

# 计算 SIR 同轴腔体物理参数的新方法

徐照旭, 贾宝富, 朱兆君

(电子科技大学 物理电子学院, 四川 成都 610054)

**摘要:**为有效减少滤波器设计周期, 简化滤波器设计的过程, 提出了一种根据谐振频率和无载品质因数  $Q$  值, 精确计算阶梯阻抗谐振器同轴腔体谐振单元物理参数的新方法, 并给出设计流程。使用 HFSS 仿真软件对该法进行仿真验证, 相对于 M. Makimoto 等提出的计算方法, 计算精度提高了 1 倍, 计算的谐振频率误差小于 1%, 无载品质因数  $Q$  值误差小于 8%。

**关键词:**滤波器; 阶梯阻抗谐振器; 谐振频率; 无载  $Q$  值; 谐振单元

**中图分类号:** TN713

**文献标识码:** A

## A New Method to Accurate Calculate the Physical Parameters of the SIR Coaxial Cavity

XU Zhaoxu, JIA Baofu, ZHU Zhaojun

(School of Physical Electronics, University of Electronic Science and Technology, Chengdu 610054, China)

**Abstract:** A new method which depended on the resonant frequency and unloaded  $Q$  to accurate compute the physical parameters of the stepped impedance resonators(SIR) coaxial cavity is proposed and the detailed design process is given in this paper. This method was not only beneficial for reducing the design time of the filters, but also simplified the design process of the filters. The method is simulated and verified by the software HFSS. Compared with the design method which put forward by M. Makimoto etc, the precision doubled and the simulation results show that the error of the resonant frequency is less than 1%, the error of the unloaded  $Q$  is less than 8%.

**Key words:** filter; stepped impedance resonators(SIR); resonant frequency; unloaded  $Q$ ; resonator unit

### 0 引言

随着通信技术的迅猛发展, 无线电通信频率资源日益紧张, 小型化、高性能滤波器成为一个研究的热点方向。由于阶梯阻抗谐振器结构滤波器具有体积小, 寄生通带远, 易于实现等优点, 作为一种具有良好性能的滤波器结构被广泛应用于通信领域。在腔体滤波器和双工器的设计过程中, 根据设计所需谐振频率和无载品质因数  $Q$  值确定谐振单元具体的物理参数是一项重要步骤。大多数时候研究人员都是通过经验代入初值进行优化仿真, 速度较慢, 调试麻烦; 而通过准确的理论公式计算, 则可在很短时间内确定符合设计指标要求的滤波器谐振单元的物理结构参数, 可有效减少滤波器的设计周期, 简化设计流程。

### 1 基本原理

#### 1.1 阻抗比

图 1 为 1/4 波长 SIR 的基本结构。SIR 作为基

本谐振单元, 是由两个具有不同特征阻抗值的传输线组合而成的横向电磁场或准横向电磁场模式的谐振器。从谐振杆开路面看过去, 输入阻抗为

$$Z_{in} = Z_2 \frac{Z_1 + jZ_2 \tan \theta_2}{Z_2 + jZ_1 \tan \theta_2} = jZ_2 \frac{Z_1 \tan \theta_1 + Z_2 \tan \theta_2}{Z_2 - jZ_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2} \quad (1)$$

式中:  $Z_1$  为高阻抗传输线的特征阻抗值;  $Z_2$  为低阻抗传输线的特征阻抗值;  $\theta_1$  为高阻抗传输线的电长度;  $\theta_2$  为低阻抗线的电长度。

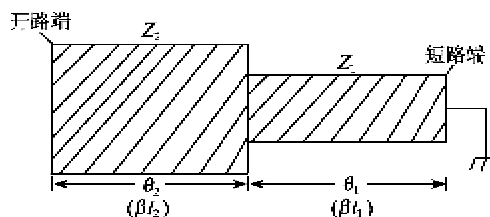


图 1 1/4 波长 SIR 的基本结构

收稿日期: 2011-08-03

作者简介: 徐照旭(1986-), 男, 四川成都人, 硕士, 主要从事射频微波电路和微波无源器件的研究。E-mail: aliceoranger@163.com

当 SIR 谐振器谐振时,输入导纳值为 0。故

$$Z_1 - Z_2 \tan \theta_1 \tan \theta_2 = 0 \quad (2)$$

$$R_z = \tan \theta_1 \tan \theta_2 = Z_2 / Z_1 \quad (3)$$

式中  $R_z$  为表征 SIR 特性的电学参数,为两段传输线阻抗的比值<sup>[1-4]</sup>。

考虑阻抗不连续性对谐振频率的影响,可得谐振条件的修正公式:

$$\frac{\tan \theta_1 \tan \theta_2}{1 - \omega C_d Z_1 \tan \theta_1} = \frac{Z_2}{Z_1} = R_z \quad (4)$$

式中  $C_d$  为阻抗不连续性引起的跳变电容。

当  $\theta_1 = \theta_2 = \theta$  且阻抗比  $R_z < 1$  时,  $\theta$  具有最小值,而  $R_z$  和归一化谐振杆长度  $L_{\text{no}}$  间的关系为

$$L_{\text{no}} = \frac{2\theta_{\text{TA}}}{\pi} = \frac{2\theta_0}{\pi} = \frac{4(\arctan \sqrt{R_z})}{\pi} \quad (5)$$

即

$$R_z = \tan^2(\pi L_{\text{no}}/4) \quad (6)$$

由式(5)可看出,采用较小的  $R_z$  值,从理论上可无限地缩短 SIR 谐振器的长度,但最大 SIR 长度被限定于对应均匀阻抗谐振器(UIR)长度的两倍<sup>[5]</sup>。

## 1.2 无载 Q 值

谐振电路中,无载 Q 值定义为

$$Q_0 = \omega_0 W_s / P_L \quad (7)$$

式中:  $W_s$  为电路中最大储存能量;  $P_L$  为电路中平均功率损耗。

根据式(7),先计算出谐振单元的总储能和平均功率损耗,然后得到无载 Q 值的表达式。

设 SIR 短路端电流为  $I_0$ , 则  $I_1(x) = I_0(\cos \beta x)$ , 每单位长度的电感系数是  $L_1$ , 则高阻抗谐振杆上每单位长度的储能  $W_{s1} = L_1 I_1^2 / 2$ 。设低阻抗谐振杆上的电流为  $I(x) = y I_0 \sin \beta x$ , 考虑到传输线阶跃结合面上电流的连续性,两端传输线阶跃结合面处电流应相等,所以  $y = \cos(\beta l_1) / \sin(\beta l_2)$ , 其中  $l_1, l_2$  分别为高、低阻抗传输线的长度。可得低阻抗谐振杆上的电流为  $I_2(x) = \frac{\cos \theta_{01}}{\sin \theta_{02}} \cdot I_0 \sin \beta x$ 。低阻抗谐振杆上每单位长度的储能可表示为  $W_{s2} = L_2 I_2^2 / 2$ , 所以谐振单元总储能为

$$W_s = \frac{I_0^2}{8\beta} [L_1(2\theta_{01} + \sin 2\theta_{02}) + L_2 \frac{\cos^2 \theta_{01}(2\theta_{02} - \sin 2\theta_{02})}{\sin^2 \theta_{02}}] \quad (8)$$

式中:  $L_1 = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a_1}\right)$ ;  $L_2 = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a_2}\right)$ 。

功率损耗主要由高阻抗谐振杆的表面损耗  $P_{\text{LC1}}$ 、低阻抗谐振杆的表面损耗  $P_{\text{LC2}}$ 、阶跃结合面的损耗  $P_{\text{LCJ}}$  及短路端损耗  $P_{\text{LCS}}$  组成。利用各段同轴线

的分布电阻和不连续面的电阻值,易得总功率损耗为

$$P_{\text{LC}} = P_{\text{LC1}} + P_{\text{LC2}} + P_{\text{LCS}} + P_{\text{LCJ}} = \frac{I_0^2}{8\beta} (A_1 R_1 + A_2 B_2 R_2) + \frac{I_0^2}{2} \left( R_{01} + B_1 R_{01} - \frac{R_s}{2\pi} B_1 \ln(b/a_2) \right) \quad (9)$$

式中:  $A_1 = 2\theta_{01} + \sin 2\theta_{01}$ ;  $A_2 = 2\theta_{02} - \sin 2\theta_{02}$ ;  $B_1 = \cos^2 \theta_{01}$ ;  $B_2 = \cos^2 \theta_{01} / \sin^2 \theta_{02}$ ;  $b$  为腔体半径;  $a_1$  为高阻抗谐振杆半径;  $a_2$  为低阻抗谐振杆半径;  $R_1$  为高阻抗传输线每单位长度分布电阻值;  $R_2$  为低阻抗传输线每单位长度的分布电阻值;  $R_{01}$  为短路面单位分布电阻;  $R_{02}$  传输线阶跃结合面单位分布电阻值。由 Q 值的基本定义公式<sup>[6-8]</sup>可得:

$$Q_c = \omega_0 W_s / P_{\text{LC}} = (2b/\delta) \cdot [A_1 \ln(b/a_1) + B_2 A_2 \ln(b/a_2)] \times \{ (1+b/a_1) A_1 + A_2 B_2 (1+b/a_2) + 4\beta b \ln(b/a_1) + 4\beta B_2 [\ln(b/a_1) - \ln(b/a_2)] \}^{-1} \quad (10)$$

式中  $\delta = 1 / \sqrt{\pi \mu f_0 \sigma}$ 。

忽略短路端和阶跃结合面产生损耗的影响,设  $\theta_{01} = \theta_{02}$ , 则有

$$\theta_{01} = \theta_{02} = \arctan \sqrt{R_z} \quad (11)$$

$$R_z = \tan^2 \theta_{01} = \tan^2 \theta_{02} \quad (12)$$

$$\sin^2 \theta_{01} = \sin^2 \theta_{02} = R_z / (1 + R_z) \quad (13)$$

$$\cos^2 \theta_{01} = \cos^2 \theta_{02} = 1 / (1 + R_z) \quad (14)$$

$$\ln(b/a_1) = Z_1 \sqrt{\epsilon_r} / 60 \quad (15)$$

$$\ln(b/a_2) = Z_2 \sqrt{\epsilon_r} / 60 \quad (16)$$

$$Z_2 / Z_1 = R_z \quad (17)$$

所以

$$A_1 = 2\theta_{01} + \sin 2\theta_{01} = 2\theta_{01} + \frac{2\sqrt{R_z}}{1+R_z} \quad (18)$$

$$A_2 = 2\theta_{02} - \sin 2\theta_{02} = 2\theta_{02} - \frac{2\sqrt{R_z}}{1+R_z} \quad (19)$$

$$B_1 = \cos^2 \theta_{01} = 1 / (1 + R_z) \quad (20)$$

$$B_2 = \cos^2 \theta_{01} / \sin^2 \theta_{02} = 1 / R_z \quad (21)$$

可得

$$Q_c = 2b C_1 / (\delta D_1) = [b \sqrt{\epsilon_r} \cdot 4 \arctan \sqrt{R_z} Z_1] \times \left\{ 30\delta \cdot \left[ \left( 2\theta_{01} + \frac{2\sqrt{R_z}}{1+R_z} \right) (1 + e^{Z_1 R_z \sqrt{\epsilon_r} / 60}) + \frac{1}{R_z} \left( 2\theta_{01} - \frac{2\sqrt{R_z}}{1+R_z} \right) (1 + e^{Z_1 R_z \sqrt{\epsilon_r} / 60}) \right] \right\}^{-1} \quad (22)$$

通过分析可知,短路端和阶跃结合面产生的损

耗对谐振单元的  $Q$  值有较大影响,所以不能忽略。加入短路端和阶跃结合面损耗的影响,可得到以下修正公式

$$Q_c = \frac{2bC_1}{\delta D_1} = \frac{b\sqrt{\epsilon_r}}{30\sigma} \cdot \frac{C_2}{D_1 + T} \quad (23)$$

$$T = b \left[ \frac{2\pi Z_1 R_z}{15\lambda_0} + \frac{2\pi Z_1 (1 - R_z)}{15\lambda_0 (1 + R_z)} \right] \quad (24)$$

$$D_1 = \left( 2\theta_{01} + \frac{2\sqrt{R_z}}{1 + R_z} \right) (1 + e^{Z_1 \sqrt{\epsilon_r}/60}) + \frac{1}{R_z} \left( 2\theta_{01} - \frac{2\sqrt{R_z}}{1 + R_z} \right) (1 + e^{Z_1 R_z \sqrt{\epsilon_r}/60}) \quad (25)$$

$$C_2 = 4 \arctan \sqrt{R_z} Z_1 \quad (26)$$

式中  $T$  为短路端和传输线阶跃结合面引起的损耗。这样就能通过设定腔体半径  $b$  算出谐振单元的  $Q$  值,或通过设定  $Q$  值得到谐振单元的  $b$ 。

### 1.3 电容缩短效应

阻抗不连续性主要由两部分引起:一是由开路端电容  $C_f$  引起的阻抗不连续性,如图2所示;二是由阶跃结合面跳变电容  $C_d$  引起的阻抗不连续性。同轴线开路端边缘电容可表示成

$$C_f = C_p + C_{fe} + C_{fs} \quad (27)$$

式中:  $C_p = \pi a^2 \epsilon_0 / d$  为端壁电容;  $C_{fe}$  为端壁边缘电容;  $C_{fs}$  为边壁边缘电容。

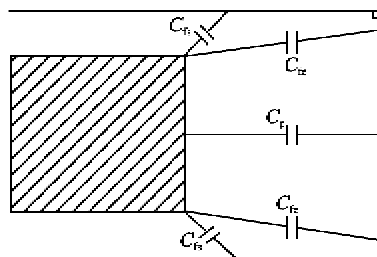


图2 开路端等效电容

同轴线边缘电容计算公式为

$$C_f = \frac{b\epsilon_0\epsilon_r}{t \ln(b/a_2)} [2t \ln(1+t) - (t-1) \ln(t^2-1)] \quad (28)$$

式中  $t = 1/(1 - a_2/b)$ 。

开路端等效电容缩短效应为

$$\frac{1}{j\omega C_b} \approx -jZ_c \tan(\beta \Delta l) \quad (29)$$

故

$$\Delta l \approx \frac{C_b}{2\pi\epsilon_0} \ln(b/a_2) \quad (30)$$

在 Mitsuo. Makimoto 等的论述中,端壁电容效应可忽略;但通过分析计算可知,端壁电容在所有开

路端引起的等效电容中起主要作用,它对谐振频率的确定有重要的影响,不能忽略。

在设计 SIR 谐振单元时,  $Z_2$  的阻抗要设计得尽可能小,使 SIR 谐振单元杂散频率尽可能远,谐振杆电长度尽可能短,实现小型化<sup>[9]</sup>。

## 2 计算步骤

计算 SIR 谐振单元的谐振频率和  $Q$  值需要 5 个步骤。

### 2.1 确定 $l_1$ 和阻抗比参数 $R_z$

高阻抗谐振杆的长度应为谐振腔体高度的一半,而  $R_z$  可由式(3)得到,再通过式(4)可得到考虑了阻抗不连续性影响后  $l_1$ 。

### 2.2 根据设计所需 $Q$ 值确定谐振单元的 $b$

从  $Q$  值的定义出发,通过式(10)可求出谐振单元的  $Q$  值与  $b$  的关系式(23)~(26),这样就能通过设定  $Q$  值来确定  $b$ ,或通过设定腔体半径  $b$  计算出谐振单元的无载  $Q$  值。在这一步骤中要确定谐振单元所用材料,因为无载  $Q$  值与材料的电导率密切相关。

### 2.3 根据 $b$ 确定高阻抗谐振杆半径 $a_1$

由同轴线理论可知,当同轴线的特性阻抗约为  $76.71 \Omega$  时,同轴线的损耗最小,即具有最大  $Q$  值,此时方形同轴线内外半径之比应为 3.33,即可根据  $a_1 = b/3.33$ ,得到高阻抗传输线半径  $a_1$ 。

### 2.4 根据 $R_z$ 确定低阻抗谐振杆半径 $a_2$

由已得到的  $R_z$  和  $a_1$ ,可根据式(3)得出  $a_2$ 。

### 2.5 根据电容效应缩短的长度确定 $l_2$

因为阻抗不连续性产生了等效电容,而电容又可等效为一段传输线,故谐振杆与腔体壁之间产生的电容效应,对谐振杆的长度有缩短的作用。缩短长度  $\Delta l$  可由式(30)得到。

通过上述步骤,谐振单元所有的物理结构尺寸都能准确确定,上述步骤的相互顺序属于承接关系,不能颠倒。

## 3 设计实例

设计一个带宽为 170 MHz 梳状腔滤波器,通带为 1 710~1 880 MHz,中心频率为 1 793 MHz,无载  $Q$  值为 3 100,驻波比小于 1.2,在 960 MHz 和 2 200 MHz 时,带外抑制大于 80 dB,材料为银。

根据上述步骤可很快得到 SIR 谐振单元的所有物理参数(见表1),通过对比可发现(见表2)本文所列公式具有更高的计算精度。

表 1 SIR 谐振单元物理参数计算结果

	谐振单元/mm		高阻抗谐振器/mm		低阻抗谐振器/mm	
	半径	高度	半径	长度	半径	长度
本文公式	25.60	20.80	3.57	12.30	8.88	5.58
M. Makimoto 等公式	21.65	22.85	3.26	12.39	7.73	7.46

表 2 计算结果误差

HFSS 仿真结果		误差	
谐振频率/GHz	无载 Q 值	谐振频率/%	无载 Q 值/%
1.807 69	3 162.1	0.82	2.00
1.830 78	2 856.3	2.11	7.87

在谐振单元中加入调谐螺钉后,调整螺钉的伸入长度即可实现要求的谐振频率和  $Q$  值。根据设计指标,确定用 6 阶的梳状腔能实现,通过公式计算可得腔体间的耦合系数  $M_{01}=M_{61}=0.104\ 6$ ,  $M_{12}=M_{56}=0.089\ 2$ ,  $M_{23}=M_{45}=0.061\ 46$ ,  $M_{34}=0.058$ 。因为耦合系数较大,采用耦合环的形式实现大的耦合系数。

图 3 为  $S$  参数仿真结果。在通带范围内回波损耗大于 35 dB,插入损耗小于 0.5 dB,在频率点 960 MHz 和 2 200 MHz 时满足抑制度大于 80 dB 的要求。

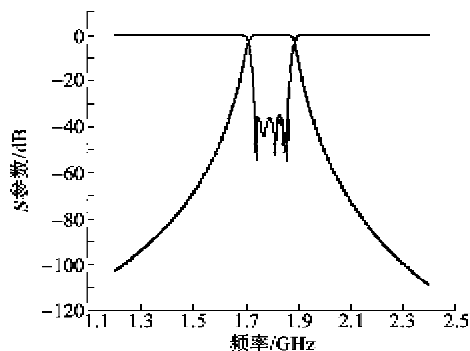
图 3  $S$  参数仿真结果

图 4 为高次谐振频率。高次谐振频率约为中心频率的 4.1 倍处,体现了很好的杂散频率远离特性。

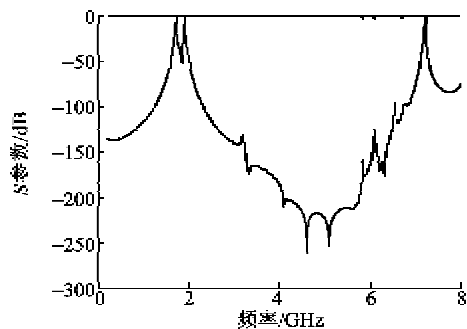


图 4 高次谐振频率

#### 4 结束语

本文计算在频率低于 3 GHz,无载  $Q$  值小于 3 500 情况下,精度较高,谐振频率误差小于 1%,无载  $Q$  值误差小于 8%。

通过对比 Mitsuo. Makimoto 等结果可发现,通过本文的设计步骤和公式得出的结果精度提高了 1 倍。这对缩短 SIR 结构腔体滤波器设计周期具有很好的现实意义。

#### 参考文献:

- [1] MAKIMOTO M, Yamashita S. Compact bandpass filters using stepped impedance resonators [J]. Proc IEEE, 1979, 67: 16-19.
- [2] MAKEMOTO M, YANASHITA S. Bandpass filtners using parallel coupled stripline stepped impedance resonators[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1980, MTT-28: 1413-1417.
- [3] 李淑娟,肖建康,李英. 新型阶梯阻抗谐振器滤波器的性能研究[J]. 压电与声光, 2007, 29(4): 487-489. LI Shujuan, XIAO Jiankang, LI Ying. Study on performance of new stepped-impedance resonator and filter[J]. Piezoelectric & Acoustooptics, 2007, 29(4): 487-489.
- [4] 庞宏,金海炎. 一种小型的交叉耦合阶梯阻抗谐振器带通滤波器[J]. 压电与声光, 2010, 32(4): 618-621. PANG Hong, JIN Haiyan. A compact cross-coupled SIR bandpass filter[J]. Piezoelectric & Acoustooptics, 2010, 32(4): 618-621.
- [5] MAKIMOTO M, YAMASHITA S. Microwave resonators and filters for wireless communication theory, design and application [M]. Berlin Germany: Springer-Verlag, 2001.
- [6] MAKIMOTO M, YAMASHITA S. Compact duplexer for 400 MHz band land mobile radio equipment [C]//Canada: 33rd IEEE Veh Technol Conf Dig, 1983: 201-204.
- [7] MAKIMOTO M, ENDOH H, YANASHITA S. A design method of bandpass filters using dielectric-filled coaxial resonators[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1985, MTT-33: 152-157.
- [8] STRACCA G B, PANZERI A. Unloaded  $Q$ -factor of stepped-impedance resonators[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1986, MTT-34: 1214-1219.
- [9] SAGAWA M, MAKIMOTO M, YAMASHITA S. Geometrical structures and fundamental characteristics of microware stepped-impedance resonators [J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1997, 45: 1078-1085.