

# 介质谐振腔滤波器

柳光福 刘启明 葛光楣

(上海埃德电磁技术有限公司, 上海 201103)

**[摘要]** 本文论述了介质谐振腔滤波器的设计与制造, 给出了计算谐振频率的经典计算公式, 讨论了设计谐振腔之间耦合系数的方法和相关曲线, 介绍了制作实例的照片和响应曲线, 综述了新的发展动向。

**[关键词]** 介质谐振腔, 谐振频率, 耦合系数

**[中图分类号]**

## Design of A Bandpass Filter Using Dielectric Ring Resonators

Liu Guang-Fu, Liu Qi-Ming and Ge Guang-Mei

(AERODEV Electromagnetic Tech Inc., Shanghai 201103, China)

**Abstract:** Design of a bandpass filter using dielectric ring resonators is described in detail, including precision design of dielectric ring resonator and coupling between resonators. The photo and response curve are given in this paper.

**Key words:** dielectric resonator, resonant frequency, coupling coefficient

### 一 前言

要实现高质量的移动通讯, 控制干扰信号进入通信信道十分关键。一方面, 要控制通信信道外的干扰对通信信道的干扰, 例如雷电干扰的影响, 其他通信系统对移动通信的影响, 如 GSM 通信信号对 CDMA 通信的影响。另一方面, 就是在同一通信系统内, 还要控制通信通道之间的相互影响。为了达此目的, 在移动通信基站中设置有高质量的微波滤波器。不管通讯体制是时分制或是频分制, 这种微波滤波器都是必不可少的。

当基站接收用户的信号时, 要经过滤波器把通信信道外的干扰信号控制到一定的水平; 当与用户联系时, 基站发往用户的信号(往往是大功率的)也要通过滤波器把发射机产生的信道外的干扰信号控制到允许的电平, 以免对邻近通道构成干扰, 这样才能保证通信的正常进行。

满足上述用途的微波滤波器有两大显著的特点: 即插入损耗小, 选择性能好。要达此目的, 这些滤波器是采用具有一定尺寸的镀银同轴腔来制作的。由于这种同轴腔的 Q 值有限, 约在几千的数量级, 总是在允许的条件下采用大尺寸的腔体, 以实现尽可能高的 Q 值来减小插入损耗, 提高选择性能。

在下一代移动通信的基站中, 对基站的体积和重量有十分严格的控制。为此, 必需减小滤波器的又体积和重量, 却不能降低滤波器的性能。在材料、工艺和微波技术发展到今天的情况下, 用低损耗、高 Q 值, 具有一定介电常数的陶瓷材料加载同轴谐振腔(也称介质谐振腔)来制造这些微波滤波器(即介质谐振腔滤波器)是一种必然的选择, 经过在理论和实践方面的长期努力和积累, 这种介质谐振腔滤波器在移动通信系统中得到应用, 前景很好。

本文在讨论这种滤波器的设计之前, 要了解某些关键技术参数, 如介质谐振腔的谐振频率、介质谐振腔之间耦合的计算和实现等, 试述于后。

### 二 介质谐振腔

一般的同轴谐振腔, 在中心导体和金属屏蔽之间是空气。如果在原来放置中心导体的位置, 合适地安放好高介电常数的材料, 就构成了介质谐振腔。

由于置于这种谐振腔内的高介电常数 ( $\epsilon_r$ ) 材料的损耗甚小, 该谐振腔的无载 Q 值很高, 可由下式近似估算:

$$Q_u = 1 / (\tan \delta) \quad (1)$$

式中  $\tan \delta$  表示介质材料的正切损耗,  $\tan \delta$  的典型值为 0.00010~0.00005 左右。所以, 估计  $Q_u$  可达 10000~50000, 这样的  $Q_u$  值是同尺寸镀银同轴腔的数倍, 也是传统镀银同轴谐振腔无法实现的。

电磁波在介电常数为  $\epsilon_r$  的介质中传播的速度与自由空间中的传播速度不相同, 在介质中的波长  $\lambda_f$  为

$$\lambda_f = \lambda_0 \epsilon_r^{-0.5} \quad (2)$$

式中  $\lambda_0$  为电磁波在自由空间的波长, 当  $\epsilon_r$  足够大时, 介质谐振腔内电磁波的波长  $\lambda_f$  比自由空间的波长  $\lambda_0$  小了很多, 因此, 同样谐振频率的介质谐振腔要比传统的同轴谐振腔小很多。正因为介质谐振腔具有  $Q_u$  高, 尺寸小的特点, 介质谐振腔的应用越来越受到通信技术发展的关注。

### 三 谐振频率

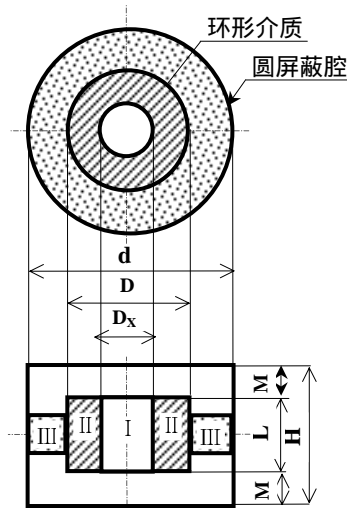


图 1 环形介质谐振腔示意图

有很多方法都能算出介质谐振腔的谐振频率  $f_0$ 。其中, 参考文献②的作者 Y. Kobayashi 领导了一批学者, 从 1980 年就投入到用模匹配法 (Mode-Matching Technique) 来分析和设计介质谐振腔和介质谐振腔滤波器的研究活动中, 在 IEEE Transaction on Microwave Theory Technologies 杂志和 IEEE MTT International Symposium 国际会议上发表了多篇论文。参考文献②几乎是以上工作的总结, 列出了一些有价值的贡献, 其中包括了介质谐振腔谐振频率和介质谐振腔之间耦合的计算。

图 1 所示为环形介质谐振腔。在直径为  $d$  的圆形屏蔽内, 放置外径为  $D$ , 内径为  $D_x$  和高度为  $L$ 、介电常数为  $\epsilon_r$  的环形介质材料 II。介质材料 III 是用来支撑介质材料 II 的, 圆形屏蔽两端到环形介质的距离为  $M$ 。按放置材料介电常数的不同, 可把谐振腔内空间分成标号为 I 的空气介质区域, 标号为 II 的介质材料放置区域和标号为 III 的支撑材料区域。用特征函数来描述上述不同材料的区域内电磁场的分布, 应用相应的边界条件, 可以得到一系列的线性方程组, 通过对行列的运算, 可以算出谐振腔的谐振频率。

表 1 (参考文献④) 列出  $\epsilon_r=37.5$  时的计算公式和有关数据。

表 1 中的  $F_{Rmax}$  定义如下

$$F_{Rmax} = f_r / f_0 \quad (3)$$

$f_0$  表示介质谐振腔的谐振频率

$f_r$  表示最邻近的其它模的谐振频率

$F_{Rmax}$  值越大, 表示与  $f_0$  相邻的其它模的谐振频率  $f_r$  相距甚远, 这有利于滤波器的调整和滤波器通带外的抑制。

在表 1 中, 若令  $D_x=0$ , 即是圆柱形介质谐振腔的计算公式。

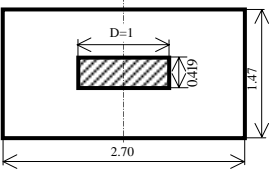
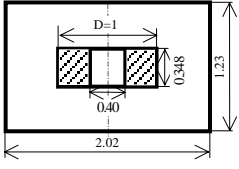
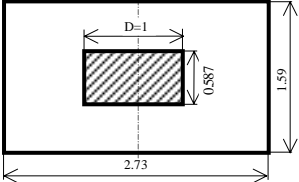
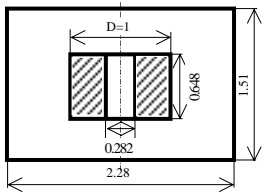
在上面的分析和计算中，是假设各种材料的损耗为零的理想条件下得到的结果，这与实际的情况不相符，所以，计算会有一些的误差。据作者称，当  $d=11.73\text{mm}$ ， $D=4.91\text{mm}$ ， $D_x=1.47\text{mm}$ ， $L=3.61\text{mm}$ ， $\epsilon_r=24.3$  时，算出的  $f_0=11.958\text{GHz}$ ，与实测的相差小于 1%，这对工程设计而言已经是十分准确的数字了。

在用表 1 给出的公式时，首先要注意到，它仅在  $35 < \epsilon_r < 40$  的范围内有效。当  $\epsilon_r$  超出这个范围，计算的结果有误差；其次，比较这些计算公式发现，在表 1 列出的四种介质谐振腔中，选用  $\text{TE}_{01\delta}$  环形介质谐振腔时呈现下述特点，

- ◆ 腔体的物理尺寸最小
- ◆ 所用介质材料最省
- ◆  $F_{R\max}$  最大
- ◆ 最适合用来制造微波滤波器

当然，现在微波滤波器设计的先进软件已有很多，如安捷伦公司的 HFSS 软件，ANSOFT 软件等。只要输入有关的数据，都能得出相应的介质谐振腔的  $f_0$ ，其误差很小，完全能满足微波滤波器的设计和有关的计算机分析。

表 1 当  $\epsilon_r=37.5$  时，环形和柱形介质谐振腔优化设计一览表

	当 $f_0$ 相同时的相应尺寸	$D[\text{mm}]$ ( $35 < \epsilon_r < 40$ )	$F_{R\max}=f_r/f_0$	介质材料 体积比	谐振腔 空间比
TE <sub>01δ</sub> 谐振腔		$\frac{53.6}{f_0[\text{GHz}]} \sqrt{\frac{37.5}{\epsilon_r}}$	1.32(HE <sub>11δ</sub> , EH <sub>11δ</sub> )	1	1
		$\frac{59.5}{f_0[\text{GHz}]} \sqrt{\frac{37.5}{\epsilon_r}}$	1.58(TM <sub>01δ</sub> )	0.64	0.95
HE <sub>11δ</sub> 谐振腔		$\frac{57.0}{f_0[\text{GHz}]} \sqrt{\frac{37.5}{\epsilon_r}}$	1.15(TE <sub>01δ</sub> , TM <sub>01δ</sub> )	1.33	1.68
		$\frac{59.2}{f_0[\text{GHz}]} \sqrt{\frac{37.5}{\epsilon_r}}$	1.20(TE <sub>01δ</sub> , TM <sub>01δ</sub> )	0.987	1.92

#### 四. 介质谐振腔之间的耦合系数

不管是用传统同轴谐振腔，还是介质谐振腔来实现微波滤波器，必须在谐振腔之间施加电磁耦合，才能实现有关滤波器的响应。因此，耦合系数的计算和设计既重要，又关键，而且计算十分复杂。

用参考文献②所述的模匹配方法来计算耦合系数时，耦合系数 K 可表示为

$$K = \frac{(f_{sh}^2 - f_{op}^2)}{(f_{sh}^2 + f_{op}^2)} \quad (4)$$

$f_{sh}$  ----- 当 T 平面短路时算出的谐振频率；

$f_{op}$  -----当 T 平面开路时算出的谐振频率。

关于 T 平面的位置，见图 2 上端的表示。

当环形介质谐振腔之间的耦合按图 2 上端所示的方式来实现，即所有介质环的中心在圆形屏蔽腔体内排成一条直线，与圆形屏蔽腔的中心线重合。通过介质环的端面实现耦合。当环形介质材料的介电常数为  $\epsilon_r=24.3$ ，支撑材料的介电常数为  $\epsilon_3=1.031$ ， $\epsilon_0=1$ ，圆形谐振腔的内径为  $d=11.74\text{mm}$ ，介质环的外径为  $D=4.91\text{mm}$ ，内径为  $D_x=1.47\text{mm}$ ，厚度为  $L=3.61\text{mm}$  时，算出了图 2 中的耦合系数与介质环的端面距离的曲线。利用图 2 中的曲线，既可以从  $2M$ （两介质环端面之间的距离）查到相应的耦合系数，也可以根据耦合系数的大小查出  $2M$  值来，应用十分方便。

图 3（参考文献①）是另一种估算介质谐振腔间耦合系数的曲线，其介质谐振腔的排列和有关参数示于图中央。本组曲线的得来有下述特点，首先其谐振腔的外屏蔽截面是正方形的，每边长为  $23\text{mm}$ ，两谐振腔的中心轴线相互平行，腔间的隔板厚为  $1\text{mm}$ ；其次，谐振腔的介质虽显环状，但是其一端与屏蔽腔的底面接触，据称这种方法能使介质有最佳的

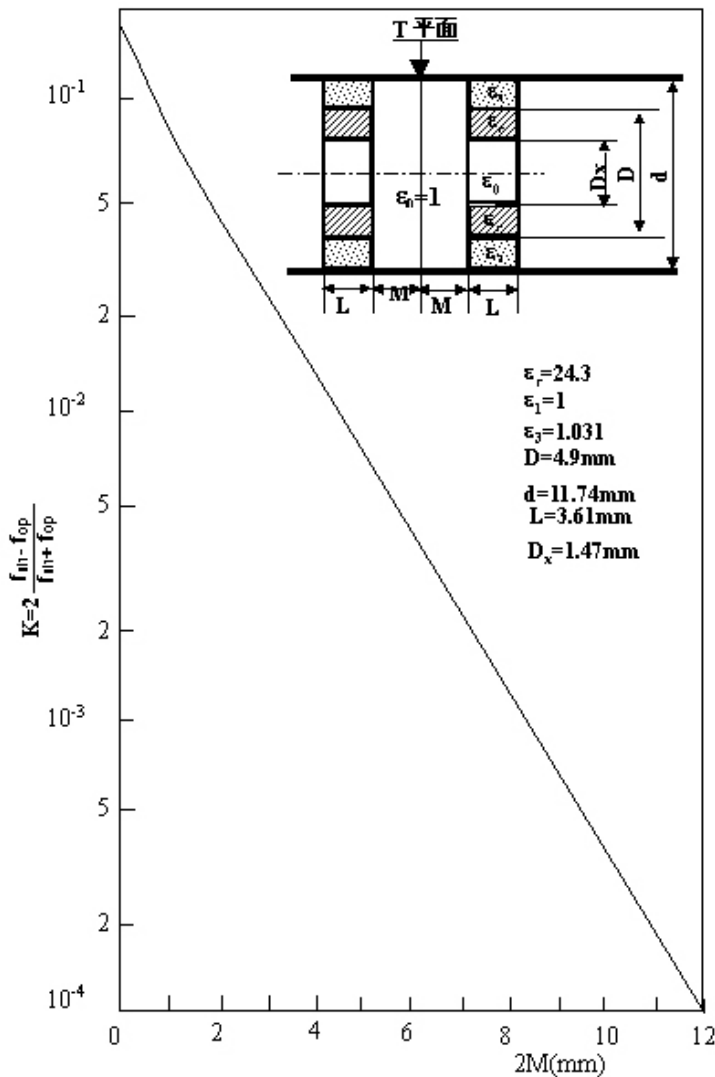


图 2 一种特定条件下的耦合与间距之间的关系曲线

散热条件，能处理大功率。第三，图 3 上面的这根曲线是耦合窗口从谐振腔的底部向上开口时，窗口尺寸与耦合系数的关系。图 3 下面的这个曲线是窗口从上往下开口时，窗口尺寸与耦合系数的关系。第四，下面的这根曲线有的部位的耦合为正，有的为负，作为参考使用时要当心。第五，曲线上还示出了实测数据与计算数据的比较。

除了图 2 和图 3 涉及的耦合方法外，还有运用十分广泛的探针耦合和环耦合方法，具体的实施和计算，请阅⑤。

图 2 和图 3 给出的耦合曲线是在一定条件下（如腔体的结构、尺寸和的  $\epsilon_r$  的数值等）算出的，仅供参考。

图 3 中的耦合系数曲线与耦合窗口的关系是用 TLM（Transmission-Line Modeling Method（参考文献③））方法计算得到的。

当按 TLM 方法来计算耦合系数时，耦合系数与腔体奇次（ $f_{\text{odd}}$ ）偶次（ $f_{\text{even}}$ ）谐振频率的数字表达式为

$$K = (f_{\text{odd}}^2 - f_{\text{even}}^2) / (f_{\text{odd}}^2 + f_{\text{even}}^2) \quad (4)$$

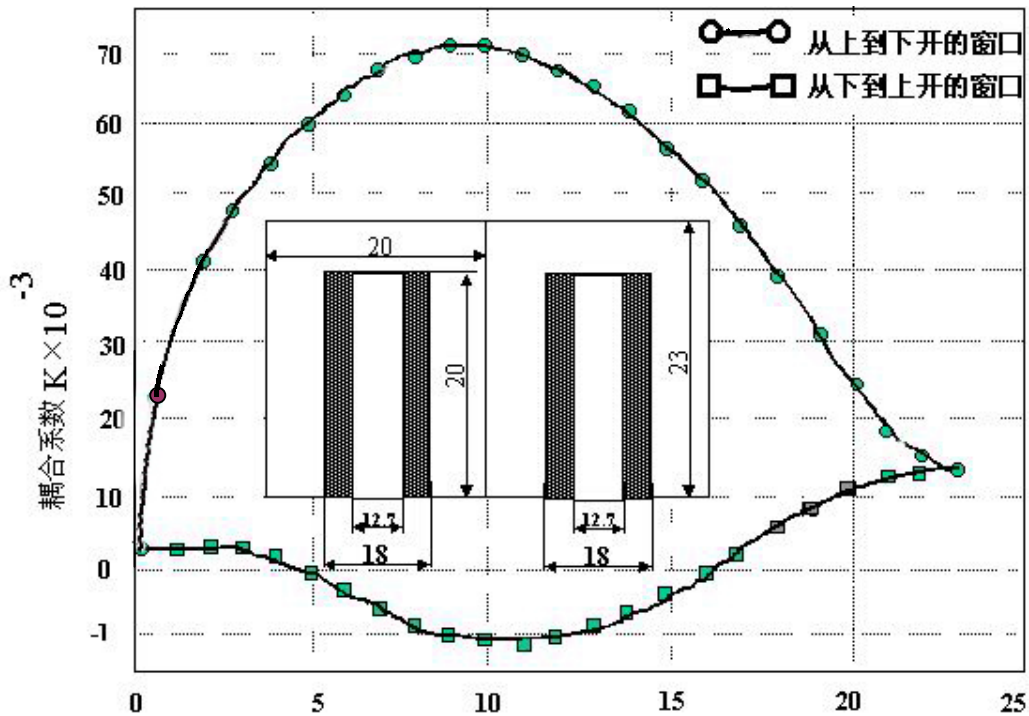


图 3 另一种特定条件下的耦合与间距之间的关系曲线 窗口尺寸（mm）

当然，如果有安捷伦公司的 HFSS 软件或 ANSOFT 软件，只要输入有关的数据，都能得出相应的、介质谐振腔之间的耦合系数，用来完成有关微波滤波器的设计。

#### 四 介质滤波器实例

在没有任何微波设计软件辅助的条件下，根据上述的资料和长期积累的微波滤波器制造经验，在 2-4GHz 范围内，我们设计制造了几种介质滤波器产品。其中一种的实物照片见图 4，用网络分析仪测得的响应曲线如图 5。它是由四个环形介质谐振腔组成的椭圆函数滤波器。它的中心频率为 3.48GHz，频标 2 和 3 之间的带宽（即 1dB 带宽）为 15MHz，频标 4 和 5 之间的带宽为 20MHz，这时的插损大于 16dB。在频标 1（即中心频率）处的插损仅为 0.145dB，其 1dB 时的相对带宽为 0.43%，外形尺寸为  $100 \times 70 \times 30(\text{mm})^3$ 。是一种低损耗、高选择性的微波滤波器。用传统的同轴谐振腔，在体积有限的情况下，要实现这只滤波器的技术参数是不可能的。

#### 五 后记

随着移动通信的快速发展，设计介质谐振腔滤波器的理论也日趋完善。自 1987 年出现用介质环的四分之一作成大功率带通滤波器后⑥，在 2001 年又创新地用介质环的八分之一作成大功率带通滤波器⑦。这些新的方法，进一步减小了介质谐振腔滤波器的体积和重

量。同时，另一种新的设计介质滤波器的方法，即双摸介质谐振腔滤波器⑧，在进一步减小介质谐振腔滤波器的体积方面十分明显，受到大家越来越多的关注。

#### 参考文献

① Joseph M Chuma and Dariush Mirshekar-Syahkal, *Compact Dielectric Loaded Combline Filter with Low Insertion-Loss*, 2000 European Microwave Conference.

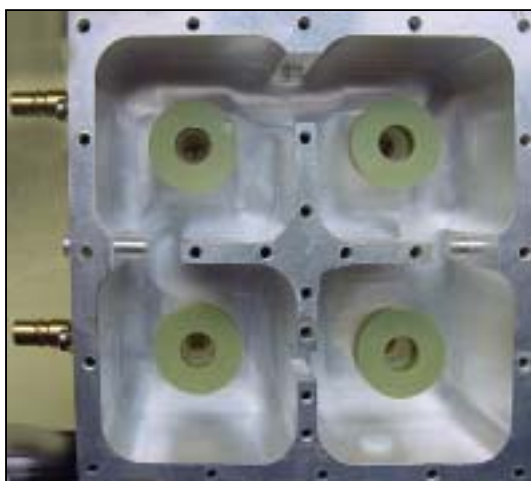


图 4 介质滤波器实物照片

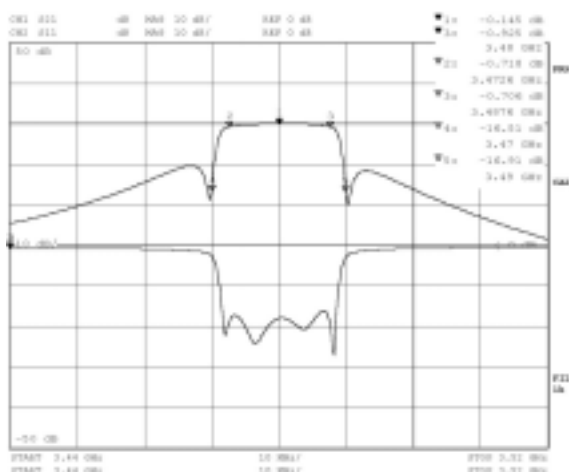


图 5 图 4 滤波器的响应曲线

② Y. Kobayashi and M. Mi negishi, *Precision Design of A Bandpass Filter Using High-Q Dielectric Ring Resonators*, IEEE Trans. Microwave Theory Technology, Vol. MTT-35, pp1156-1160;

③ C. Christopoulos, *The transmission-Line Modeling Method, TLM*, IEEE Press and Oxford University Press, 1995;

④ Y. Kobayashi and M. Miura, *Optimum Design of Shielded Dielectric Rod and ring resonators for obtaining the best mode separation*, 1984 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., No.7-11, p. 184-186

⑤ G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Lones, *Microwave Filters Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, New York McGraw-Hill, 1964.

⑥ Toshio Nishikawa and Kikuo Wakino and so on, " *Dielectric High-Power Bandpass Filter Using Quarter-Cut  $TE_{018}$  Image Resonator for Cellular Stations*", IEEE Trans. Microwave Theory Technology, Vol. MTT-35, pp1150-1155

⑦ Smain Amari and so on, “Design and Analysis of Iris-Coupled and Dielectric-Loaded 1/8-Cut  $TE_{01\delta}$ -Mode Microwave Bandpass Filters”, IEEE Trans. Microwave Theory Technology, Vol. MTT-49, NO.3, March 2001, pp413-421.

⑧ 可。 K.A. Zaki, R. Levy and J. Liang, “Dual-Mode Dielectric-Loaded Resonators with Cross-Coupling Flats”, IEEE Trans. Microwave Theory Technology Digest, 1995, pp509-512.