

# 毫米波滤波器的三种实现方法

翟彦芬 王清源 高秀晓 蔡淑烽 张贞鹏

(电子科技大学物理电子学院 成都 610054)

Email: qywang@uestc.edu.cn, Website: www.DrWQY.com

摘要: 本文给出了一款中心频率为 35.75GHz 的毫米波滤波器的三种实现方法, 分别是: 直接耦合腔滤波器(电感膜片), 梳形滤波器(电容柱子加载), E 面波导滤波器或者双 E 面波导滤波器的实现方法。最后给出了加工实物与测试结果, 与优化结果相吻合。

关键词: 毫米波滤波器 电感膜片 电容加载 E 面波导

## Millimeter Waveguide Filter in Three Ways

Yanfen Zhai, Qingyuan Wang, Xiuxiao Gao, Shufeng Cai, Zhenpeng Zhang

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

**Abstract:** This paper present three methods about millimeter wave filters of center frequency of 35.75GHz, direct coupled-cavity filter (inductor diaphragm), comb filter (capacitive load pole), E coplanar waveguide filter or double E coplanar waveguide filter. Finally, we show the Physical processing with the test results, and coincide with the optimization results.

**Keyword:** Millimeter wave filters, Inductor diaphragm, Capacitive load, E coplanar waveguide

### 1 引言

现代毫米波系统在各个应用领域中的迅速发展对滤波器提出了越来越高的要求。为适应在高密集信号通道的条件下处理和分离信号并同时提高系统灵敏度, 滤波器须具有良好的选择性和宽的阻带特性。梳状线毫米波滤波器, E面波导滤波器, 直接耦合腔滤波器得到了广泛的应用。

对于矩形波导滤波器的设计: 波导滤波器的设计要求如下:

中心频率: 35.5GHz

带宽: 0.6 ~ 1GHz

带外抑制: 在 32 GHz, 40 GHz, >60dB

带内插损: <3dB

连接波导尺寸: 7.12mmX3.56mm

长度尽量短。

本论文分别采用三种方法实现设计目标: 直接耦合腔滤波器(电感膜片), 梳形滤波器(电容柱子加载), E面波导滤波器或者双E面波导滤波器的实现方法。

### 2 滤波器设计

#### 2.1 直接耦合腔滤波器

图.1表示的波导滤波器直接耦合腔示意图, 查表得出: N=4, IL=0.1dB, 我们可以得到:  $g_1=1.1088,$

$$g_2=1.3061, g_3=1.7703, g_4=0.8180, g_5=1.3554.$$

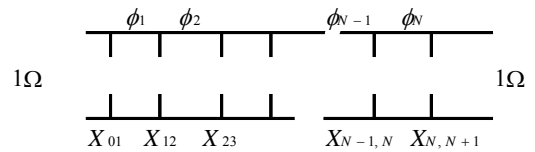


图 1 波导滤波器直接耦合腔示意图。

如果  $f_0, f_1, f_2$  分别表示中心频率, 通带的低频, 高频,  $\lambda_{g0}, \lambda_{g1}, \lambda_{g2}$  是上述频率分别对应的波导波长,  $a$  表示波导的宽度<sup>[11]</sup>:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \approx \frac{f_1 + f_2}{2} \quad (\text{窄带}) \quad (1)$$

$$\lambda_{g_i} = \frac{2a}{\sqrt{\left(\frac{2af_i}{c}\right)^2 - 1}} \quad i=0,1,2, \quad (2)$$

$$L = \pi \left[ \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}} \right]$$

电抗  $X_{i,j}$  与电长度  $\phi_i$  :

$$X_{i,i+1} = \frac{L}{\sqrt{g_i g_{i+1}} \left(1 - \frac{L^2}{g_i g_{i+1}}\right)} \quad i=0,1,2,\dots,N \quad (3a)$$

$$\phi_i = \pi - \frac{1}{2} [\tan^{-1}(2X_{i-1,i}) + \tan^{-1}(2X_{i,i+1})] \quad i=0,1,2,\dots,N \quad (3b)$$

$g_0 = g_N + 1 = L/R$  R:为电源归一化阻抗 $g_1, g_2, \dots, g_N$ 均可以查表得出:对于此款滤波器可以得出:  $N=4, f_0=35.75$  GHz,  $a=7.112$  mm, 通带为700MHz,  $f_1=35.4$  GHz,  $f_2=36.1$ GHz, 由公式(2a)和(2b) 我们可以  $X_{01}=0.2154, X_{12}=0.0392, X_{23}=0.0311, X_{34}=0.0392, \varphi_1=2.900, \varphi_2=3.071, \varphi_3=3.071, \varphi_4=2.900$ .

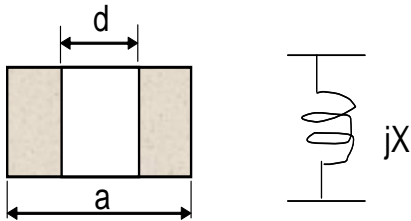


图2 对称膜片与其等效电路

$$X = \frac{a}{\lambda_g} / \left\{ \frac{1}{S^2} - 1 - \frac{(1-S^2)^2}{1-\delta_3 S_6^2} [3\delta_3 + \right.$$

$$\left. 5\delta_5 \frac{[2S^2 - 1 + \delta_3 S_6^2 (S^2 - 2)]^2}{(1-\delta_3 S_6^2)(1-\delta_5 S_{10}^2) - 15S_6^2 \delta_5 (1-S^2)^2} \right\}$$

$$\lambda_{g0} = 2a / \sqrt{\left(\frac{2a}{\lambda_0}\right)^2 - 1}, S = \sin\left(\frac{\pi d_i}{2a}\right), i=1,2,\dots$$

$$\delta_m = 1 - \sqrt{1 - \left(\frac{2a}{m\lambda_0}\right)^2} \quad m=3,5,\dots$$

$$l_i = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \varphi_i$$

假设膜片的厚度为0.01mm

表1 滤波器参数计算与优化数值

Variabl es	Calculated (mm)	Optimized (mm)
a	7.112	7.112
b	3.556	3.556
t	0	1
d1	2.32	3.22
d2	1.06	2.09
d3	0.95	1.96
l1	4.807	4.29
l2	5.081	4.76
l3	5.081	4.76
l4	4.823	4.29

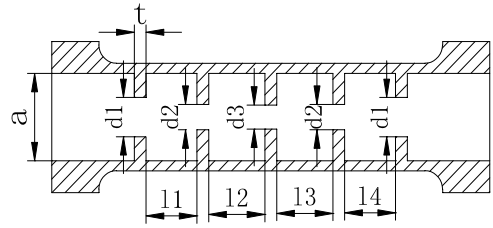


图3 直接耦合腔滤波器内部结构图

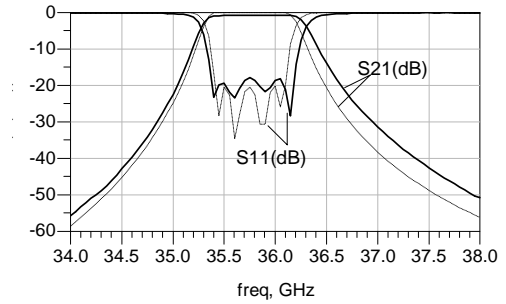


图4 优化的S参数(虚线)与测试的S参数对比

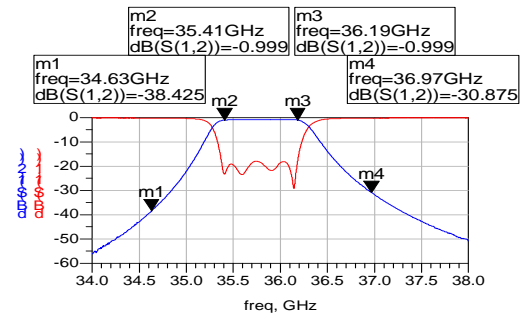


图5 测试曲线以及插损



图6 加工实物图

## 2.2 E面波导滤波器

1997年,尹雷、陈忆元[2]等分析和设计了E面双条带插入的波导滤波器,他们制做的中心频率35.8GHz双条带滤波器带宽为700MHz,带内最小插入损耗为1.7dB,在偏离通带边缘800MHz处,衰减已达40dB以上,在超过40GHz以上的频率,滤波器仍可提供大于60dB的衰减。1998年中国科大的刘发林[3]分析了波导E面偏置金属膜片宽带滤波器,他

所制作的Ka波段偏置金属膜片滤波器与对称结构相比宽了约0.5GHz。

在此款滤波器设计中，我们采用单E面波导，其结构图与优化曲线分别如下：



图7 E面波导结构图

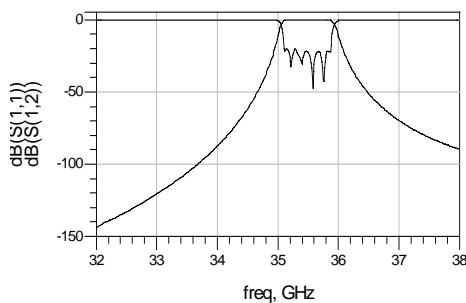


图8 E面波导滤波器优化曲线

单金属膜片E面滤波器目前虽然应用广泛，但它的阻带特性并不令人满意，特别是高端阻带抑制度差，在许多对阻带特性要求较高的场合，在波导频率高端，普通结构的E面滤波器阻带衰减迅速下降，甚至出现寄生通带。并且由于加工比较精密，费用高，所以此款滤波器没有进行加工。

### 2.3 梳形滤波器

以往常用的各种波导型毫米波滤波器。都存在比较严重的寄生通带问题。在毫米波系统中。较多地采用倍额方案实现系统本振。于是便不可避免地产生出各种不需要的谐波和分谐波，假如滤波器的寄生通带允许这些高次谐波通过的话。它们将在混频器中选成大批的寄生信号。在这种情形之下。梳状线滤波器以其良好的宽阻带特性而独具优势。另外。以往的毫米波滤波器在通带损耗。阻带抑制。输入驻波比等主要指标一般均劣于微波滤波器。梳状线滤波器拓入毫米波段之后，使得毫米波滤波器在各个主要性能均达到了微波滤波器的典型的水平。同理，可得传输线的另一种等效方式。

图8(a)中显示一段特性阻抗为Z，长度为L的波导传输线，它还可以等效为一段特性阻抗为Z<sub>0</sub>，长度为L<sub>0</sub>的传输线并联上两个电容的π形网络。同前

面的过程，可得具体的等效关系，求解之，可得出等效条件为：

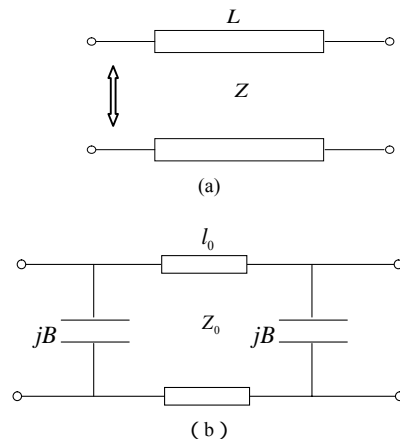


图8 一般传输线及其等效电路网络

$$Z = Z_0 \sqrt{\frac{\sin(\beta_0 l_0)}{2BZ_0 \cos(\beta_0 l_0) + (1 - B^2 Z_0^2) \sin(\beta_0 l_0)}} \quad (6)$$

$$\cos(\beta L) = \cos(\beta_0 l_0) - BZ_0 \sin(\beta_0 l_0) \quad (7)$$

$$\tan(\beta L) = \frac{Z_0 \sin(\beta_0 l_0)}{Z \cos(\beta_0 l_0) - BZ_0 \sin(\beta_0 l_0)} \quad (8)$$

综上所述，在较短传输线上并联一个或多个电容，可与长传输线等效。并联的电容越大，较短传输线的长度缩短得越多，且特征阻抗越大。

根据设计指标得到的滤波器结构以及测试结果如下：

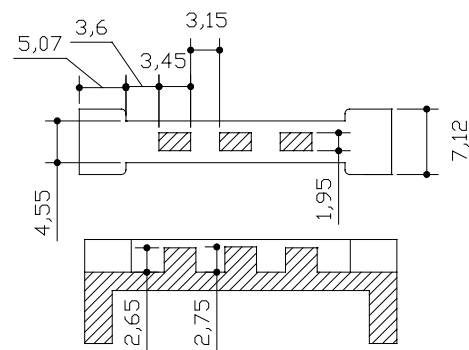


图9 梳形滤波器的结构图



图10 梳形滤波器外形图

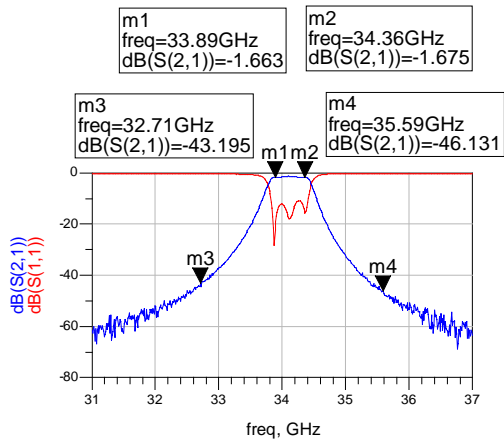


图 10 梳形滤波器的测试图

### 3 结论

根据测试结果我们可以比较得出：模片滤波器，E面波导滤波器以及梳形滤波器都可以达到所需要的指标，但是E面波导存在的缺点是高端抑制较差，并且加工步骤繁琐，主腔体需要三部分组合

而成，成品率较低，所以没有采用E面波导结构。模片滤波器优化比较简单，加工误差要求较低，测试结果与优化结果相吻合。梳形滤波器的插损相对较大。本项目得到四川省科技厅项目支持，课题代号2008HH0013/2008FX0023。

### 参考文献

- [1] Yanfen Zhai, Qingyuan Wang, Zheyu Wang "The Design of an Iris Waveguide Filter at 35.75GHz" MillimeterWaves, 2008.GSMM2008.Global symposium on 21-24 April 2008 Page(s):348-350 Digital Object Identifier 10.1109/GSMM.2008.4534642
- [2] 尹雷,陈忆元.阻带性能优良的 E 面双条带波导滤波器.微波学报 1997.9:204-209.
- [3] 刘发林.波导 E 面偏置金属插片宽带滤波器.微波学报 1998.12:324-329.

## 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/>