

# 恒 K 式—m 推演式微波滤波器设计

王海波、杨文胜、吴刚、赵锦林

中国电子科技集团公司第五十五研究所, 南京, 210016

## 1 前言

恒 K 式—m 推演式滤波器由于通带与阻带之间的过渡有陡削的衰减特性, 即较好的矩形系数, 而被广泛应用于载波电话中。在微波领域中同样可以得到比其它微波滤波电路有更好的矩形系数。本文提出了设计一个 0~12.5GHz 低通恒 K 式—m 推演式滤波器, 得到了较好的特性, 提出的指标为:

带内波纹  $L_p \leq 2\text{dB}$ ; 通带  $W_B = 0 \sim 12.5\text{GHz}$ ; 输入、输出驻波比小于 1.2;  
阻带衰减在 14GHz 以上能达到大于 25dB  $L_s \geq 25\text{dB}$

## 2 电路的选择

由于通带边界频率为 12.5GHz, 而 14GHz 处要达到 25dB 衰减, 这过渡段的陡度很大, 对于最大平滑式滤波器不能达到这样的陡度。对于切比雪夫式滤波器, 取带内  $L_p = 1\text{dB}$ , 且取 9 级, 理论上也只能达到 28dB 左右, 况且在这样大的带内波纹下, 电压驻波比已达 2.6 以上, 这样大的驻波比和级数引起大的插入衰减。实际上加上接头和微带过渡的不理想, 图形与计算精度的不完善。故 9 级切比雪夫也不能达到这样的陡度, 再增加级数也失去了实际意义。因为级数增加, 在理论上可行, 而实际上不但阻带陡度不能理想地上升, 而且带内插损反而大幅加大。经过实际试做, 用 96 瓷陶瓷板, 插损达 3dB 以上; 用石英板, 插损也达 2dB, 但阻带也只能达 20dB, 而达不到指标要求。

用椭圆函数式, 当取  $L_p = 0.18\text{dB}$  时, 6 级, 在理论上陡度能达到要求 ( $L_s \geq 30\text{dB}$ ), 但经计算实际微带电路尺寸时发现, 其并联支路中串联谐振线中的电感尺寸长度太短, 即使用低介电常数的介质  $\epsilon_r = 2.05$ , 电感尺寸也只有零点几个毫米, 这样串联谐振线中的电容块非常靠近主传输线, 而发生耦合, 这样实际电感线失去作用, 故椭圆函数式在这样的频率下工艺上是不能实现的。

采用定 K 式和 m 推演式复合的滤波器。众所周知, 对于定 K 式滤波器, 其衰减量在阻带内随频率的升高而增大。但其有二个缺点: (1) 它在通带内的阻抗特性呈现一个随频率而变的 1/4 圆周特性, 而负载阻抗或源阻抗一般是不变的, 所以负载或源阻抗只能有一个点同滤波器特性阻抗相匹配; (2) 它的阻带与通带变换区的衰减量无突变区, 陡削度不够。

为此, 采用 m 推演式作为滤波器的终端匹配级和源匹配级, 这样与负载或源的匹配有很大改善。因为 m 推演式是用 2 级阻抗, 即在通带内与负载或源有二个完全匹配点, 而其它部分虽不完全匹配, 但可以把反射系数通过 m 值的选取而限定在可以容许的程度, 这样使通带利用系数大幅上升, 而使通带宽度增加, 况且其阻带衰减陡度随 m 值的不同而不同, 这样可以通过改变 m 值来调整阻带衰减陡度。

衰减陡度可调 m 来达到, m 值越小,  $f_\infty$  越向  $\Omega = 1$  点靠近。陡度也越大。况且 m 变时,  $\Omega = 1$  这点是不变的。但其有一缺点: 衰减特性在过  $f_\infty$  点之后, 随  $\Omega$  增加而下降, 况且 m 值取的越小, 高于极点频率的频率下降也越快。

由定 K 式和 m 推演式各自的优缺点, 把这两种滤波器合用起来, 可以相互取长补短, 即

过渡段的陡度和与源或负载的匹配由  $m$  推演式承担, 而阻带较高频段的衰减量由  $K$  式来承担组成了定  $K$ - $m$  推演滤波器。

### 3 定 $K$ 式与 $m$ 推演式元件值的计算

为了滤波器的插入损耗尽量小, 那么滤波器的特性阻抗与源或负载不匹配引起的反射系数应尽量小。取反射系数  $\rho_1 \leq 0.1$ , 这时电压驻波比为 1.2 左右, 从滤波器理论可知, 若使  $\rho_1 \leq 0.1$ , 必须使滤波器带内反射系数小于  $\rho_1$  的一半, 即  $\rho_2 \leq 0.05 = 5\%$ 。这样可以由  $\rho_2$  的要求求出负载系数  $m$  值, 通常可以算出利用系数  $\Omega_{tb}$ 、衰减量  $\alpha$ 、元件初值  $L_0$ 、 $C_0$ 。

a. 采用以一级  $\pi$  型  $m$  推演式和三级  $T$  型定  $K$  式相级联

由  $Z_{pm}$  式的公式: 对于电阻函数  $\gamma = (1 - \rho_2)/(1 + \rho_2)$ , 则  $m = \sqrt{(1 - \sqrt{1 - r^4})}/2$

通带利用系数  $\Omega_{tb} = \sqrt{(1 - 2m^2)/(1 - m^2)}$

设计电阻  $R = R_L/r = 55.26\Omega$ , 这里  $R_L = 50\Omega$ , 是源或负载电阻。

这样算出的  $m$  值是否合适, 还要计算理论截止频率是否落在过渡带内。  $f_c = f_{tb}/\Omega_{tb} = 13\text{GHz}$ , 恰好落在过渡带内, 所以  $m$  值取得合适。而要求的  $14\text{GHz}$  处, 即  $\Omega = 1.12$  处的衰减量达到或大于要求值, 为此可用公式  $\alpha = \ln[(1 + mq)/(1 - mq)]$  计算, 这里  $q = \Omega/\sqrt{\Omega^2 - 1}$ , 算出各种归一化频率下的衰减量, 并列成表格, 再在坐标纸上用  $\Omega$  为横轴,  $\alpha$  为纵轴画出衰减曲线, 比较陡度是否达到要求, 对于定  $K$  式用上面公式, 只要令  $m=1$  代入, 也可算得衰减量, 列出表且和  $m$  推演式的衰减量相加画在坐标纸上, 得曲线。检查陡度和阻带内的衰减量是否达到要求。若能达到要求, 那  $m$  值和定  $K$  式的级数可以定下来。若达不到, 可以改变  $m$  值和定  $K$  式的级数, 直到满足要求为止。本文用了 3 级  $T$  型定  $K$  式和一级  $\pi$  型  $m$  式。

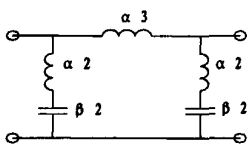
b. 计算单位电感与电容

$$L_0 = R/(2\pi f_c)$$

$$C_0 = 1/(2\pi f_c R)$$

c. 计算各元件标准函数值

对于  $\pi$  型  $m$  式

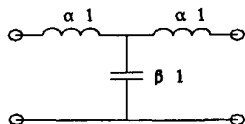


其中:  $\alpha_2 = (1 - m^2)/m$ ,

$$\alpha_3 = 2m,$$

$$\beta_2 = m$$

对于定  $K$  式 ( $T$  型)



其中:  $\alpha_1 = 1$ ,

$$\beta_1 = 2$$

d. 计算实际电容电感值

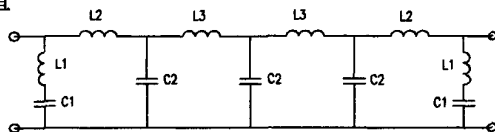


图 1. 三级定  $K$  式与  $m$  推演式级联图

$$L_1 = \alpha_2 L_0; \quad L_2 = (\alpha_3/2 + \alpha_1) L_0; \quad C_1 = \beta_2 C_0; \quad C_2 = \beta_1 C_0; \quad L_3 = (\alpha_1 + \alpha_2) L_0 = 2L_0$$

根据阻抗匹配级联, 且对负载和源呈现二级阻抗, 其结构图如图 1 所示。

#### 4 电路尺寸的计算

##### a. 介质厚度及材料的选择

为了经济简单, 易于加工、调整, 为了降低带内衰减, 采用聚四氟乙烯介质的带状线。取  $t=1.5\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.55$ 。这时两介质板间距  $b=3\text{mm}$ , 它满足  $b \ll \lambda_{\min}/(2\sqrt{\epsilon_r})$  的条件, 防止了高次模的产生, 从而保证了纯的 TEM 波的传输。同时取接地板的宽度为  $5b=15\text{mm}$ 。

##### b. 元件尺寸的计算

由于已知各电感值与电容值, 由传输线理论用半集中元件来代替, 可以得到各元件下的电路尺寸。

电感用高特性阻抗的短路传输线替代。

由微波理论知:  $jZ_h \tan \theta = j\omega L$

当  $\theta \leq \pi/4$ , 可算得电感传输线的长度为  $l = LV_0/Z_h$ ;

电容用低阻抗的开路传输线替代。

$$jY_l \tan \theta = j\omega C,$$

当  $\theta \leq \pi/4$  时, 可得到电容传输线的电长度为  $l = CV_0/Y_l$ , 其中  $V_0$  为传输线相速。

对于电容线, 由于线较宽, 故在长度方向上对边缘电容进行了理论修正。以上计算方法, 得到的图形如图 2 所示。

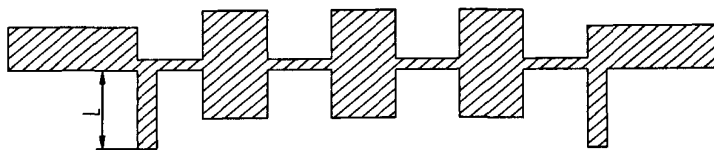


图 2. m 推演式与定 K 式滤波器的实际图, 其中  $L = \lambda_0/4$ ,  $f_m = f_0/\sqrt{1-m^2}$

根据以上计算的尺寸进行了制版, 装配后进行测试, 一次成功, 整个体积为  $25 \times 15 \times 8(\text{mm}^3)$ , 比较小, 符合要求。

#### 5 实测结果

用标量网络分析仪测得的图形如图 3 所示。

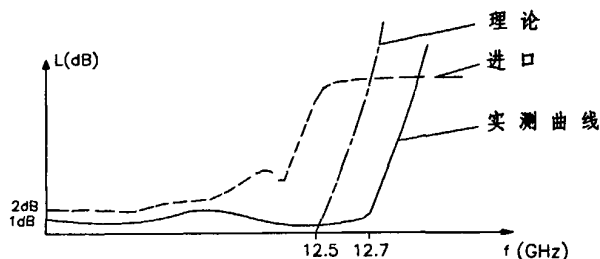


图 3. 滤波器特性曲线对比图

指标:  $L_p \leq 1\text{dB}$       通带  $W_b = 0 \sim 12.7\text{GHz}$       阻带: 在  $14\text{GHz}$  处  $L_s \geq 30\text{dB}$

从曲线上看, 在阻带区衰减陡度同理论计算非常一致, 在整个  $0 \sim 12.7\text{GHz}$  内曲线平稳,

无明显起伏。

## 6 后言

根据理论推算寄生通带大于 40GHz 以上。故比较成功地抑制了高次谐波，理论计算的曲线与实际制作后的特性指标曲线非常吻合，达到了技术要求。

### 参考文献

1. 《线性电路分析》 吴大正编，国防工业出版社
2. 《微波技术》 李树范编，教材
3. 《微波集成电路设计》 顾其净等编，人民出版社出版

## 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/>