

MIC 多节滤波器的制作

赫 崇 骏

提 要 本文记述了五、七节耦合微带带通滤波器的设计、制作和实验结果。结果证明，随着节数的增多通带衰减几乎没有增加。结果还证明，基片介电常数和微带长度的精度在计算带通位移时有重要影响。最后，还给出了一个计算此效应的简单公式。

一、前 言

现在使用的微波集成(MIC)带通滤波器，绝大多数情况下采用滤波器的节数较少，即三节以下。除结构上的原因外，不采用多节滤波器是因为通带内衰减较大。但是，由于节数少，止带特性往往满足不了要求，特别是对电信号波形纯度要求高及其他杂波滤除要求高的情况矛盾尤其突出。就是节数少的情况有时为了减少通带衰减也不惜牺牲止带的衰减。

本文记述了五、七节耦合微带带通滤波器的设计、制作和实测结果。结果证明，随着节数的增多通带衰减几乎没有增加。此外，本文探讨了微波集成带通滤波器通带衰减大的原因，以及耦合微带长度，介电常数的误差对通带中心频率偏移的影响。

二、五、七节耦合微带带通滤波器的设计

由参考文献[1]给定的公式设计如下：

(一) 给定指标

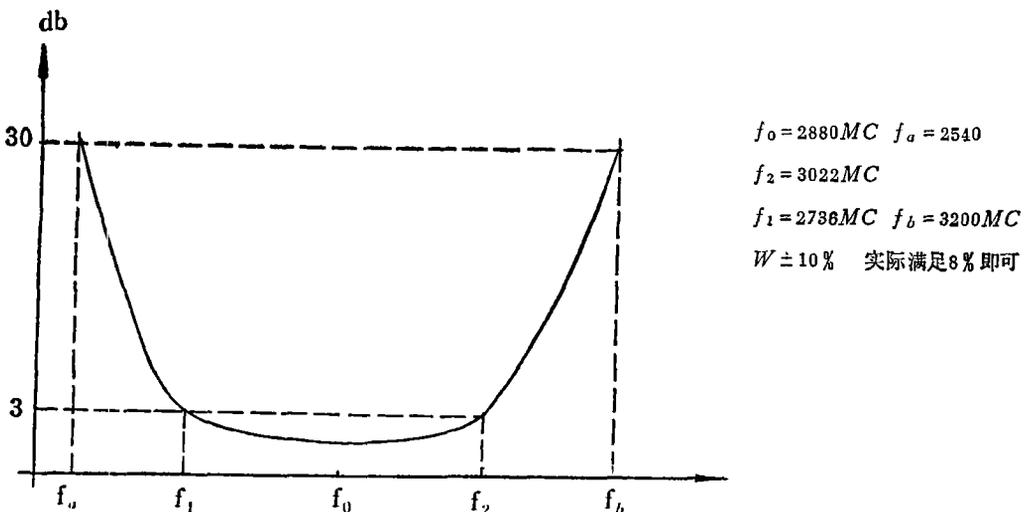


图 1 滤波器给定指标示意图

(二) 设计计算结果

计算过程从略, 采用 $q_r=9.6$, $40 \times 100 \times 1$ 的氧化铝陶瓷板作衬垫。

结果如下:

五 节

$$\frac{W_{01}}{h} = \frac{W_{56}}{h} = 0.92$$

$$\frac{S}{h} = 0.2$$

$$\frac{W_{12}}{h} = \frac{W_{45}}{h} = 1.25$$

$$\frac{S}{h} = 1.0$$

$$\frac{W_{23}}{h} = \frac{W_{34}}{h} = 1.3$$

$$l_{01} = l_{56} = 10.52 \text{ mm}$$

$$l_{12} = l_{45} = 10.24 \text{ mm}$$

$$l_{23} = l_{34} = 10.5 \text{ mm}$$

七 节

$$\frac{W_{01}}{h} = \frac{W_{78}}{h} = 0.92$$

$$\frac{S}{h} = 0.2$$

$$\frac{W_{12}}{h} = \frac{W_{67}}{h} = 1.25$$

$$\frac{S}{h} = 1.0$$

$$\frac{W_{23}}{h} = \frac{W_{56}}{h} = 1.25$$

$$\frac{S}{h} = 1.5$$

$$\frac{W_{34}}{h} = \frac{W_{45}}{h} = 1.25$$

$$\frac{S}{h} = 2.00$$

$$l_{01} = l_{78} = 10.52 \text{ mm}$$

$$l_{12} = l_{67} = 10.24 \text{ mm}$$

$$l_{23} = l_{56} = 10.5 \text{ mm}$$

$$l_{34} = l_{45} = 10.45 \text{ mm}$$

(三) 实验结果

根据计算与修正得到的制版图如下：

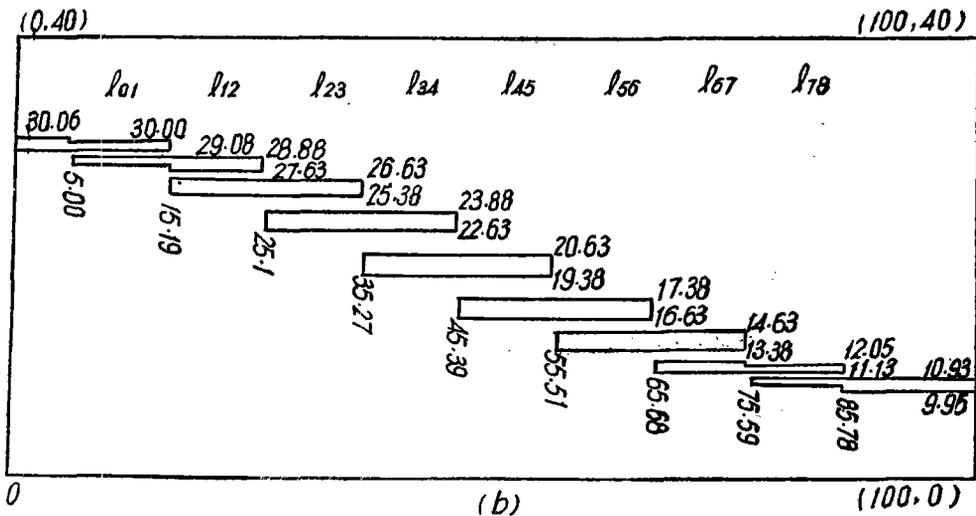
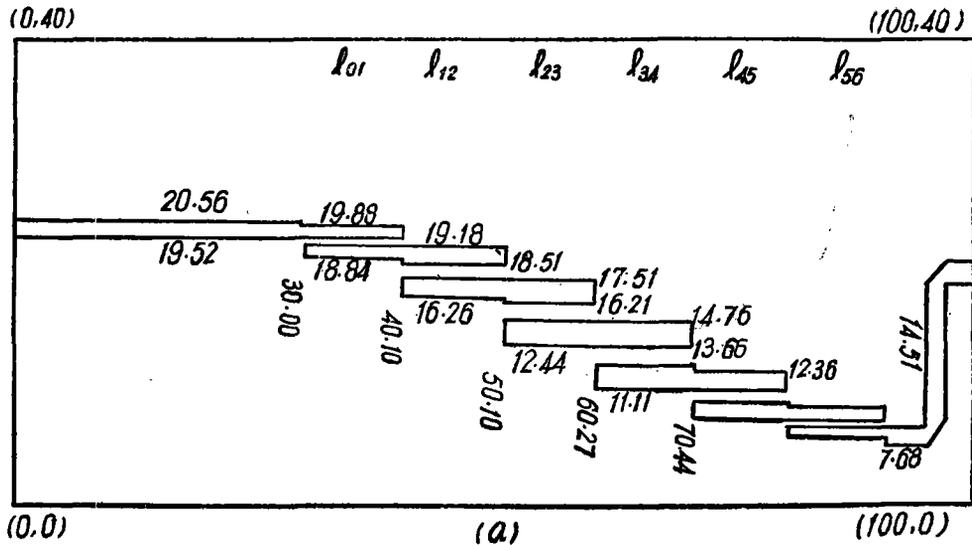


图 2 五、七节带通滤波器制版图，(a) 为五节，(b) 为七节

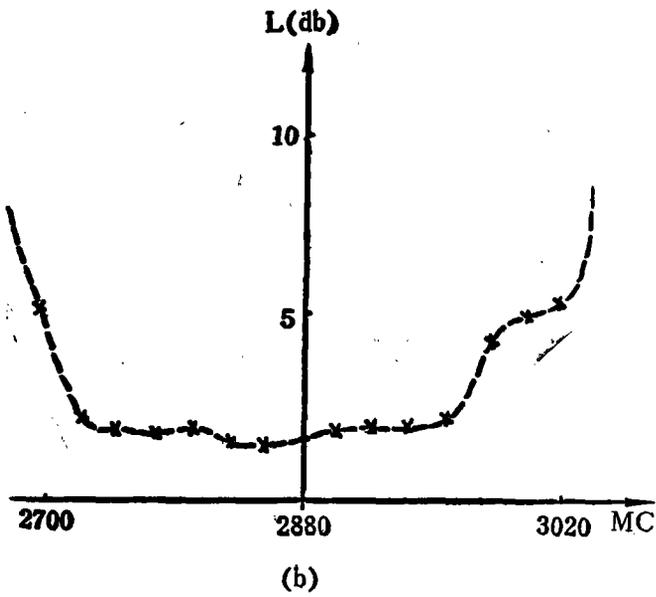
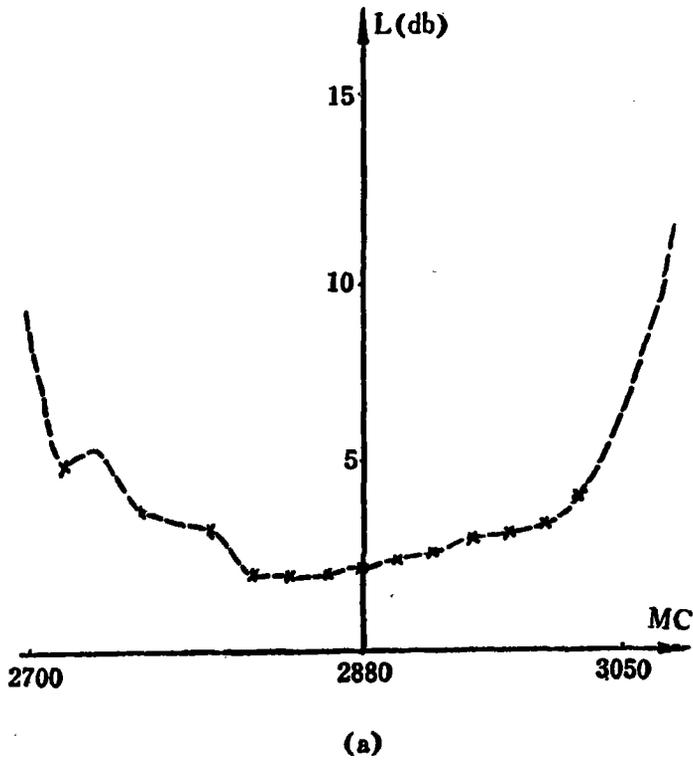


图 3 五、七节带通滤波器通带衰减特性的测试结果, (a) 为五节, (b) 为七节

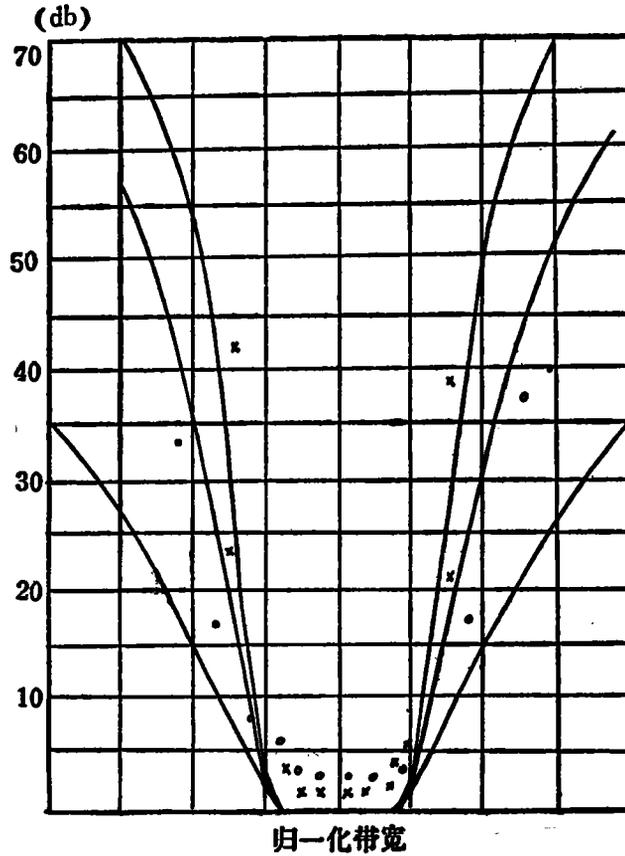


图 4 五、七节带通滤波器频率特性

三、几点讨论

(一) 理论中不同节数的带通滤波器的原型曲线如图 4 所示

实测点标在图上，×代表七节滤波器，○代表五节滤波器的实测点。

从实测结果看：

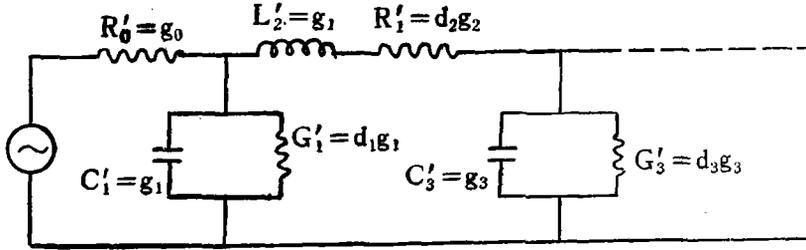
1. 测出带宽在 8% 左右比理论值稍窄；
2. 通带中心频率稍有偏移，五节滤波器向频率高端偏；七节滤波器向频率低端偏；
3. 通带衰减在 2db 多一点；
4. 滤波器节数的增加并没有引起通带衰减的增加，这一点与理论分析相同；
5. 七节滤波器止带斜率大于五节止带斜率。

(二) 关于通带内衰减

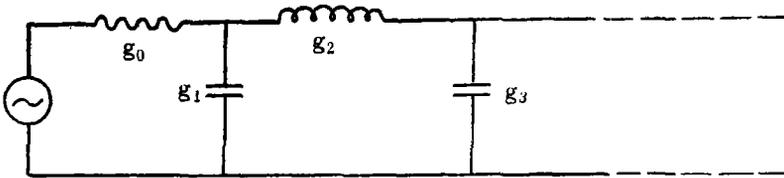
任何构成实际滤波器的器件都是有损耗的，这些损耗将使滤波器的通带衰减增加而止带衰减下降。

当前，估计元件损耗对滤波器特性影响的通用办法是在低通滤波器原型中找出微波滤波器元件Q值与原型滤波器中元件损耗的关系，然后再确定元件损耗对原型滤波器的影响。

有损与无损的滤波器低通原型如图5所示



(a) 有损滤波器原型



(b) 无损滤波器原型

图5 元件有损与无损的滤波器原型

当前估算通带衰减主要有三个公式，在文献[1]中已有说明，这里不重复，由公式与图表可以看出，元件Q值愈高，对通带衰减影响愈小，反之则愈大。

但是，对微带形滤波器用有损耗原型电路表计算损耗的影响是很繁杂的，我们为了能近似估算通带衰减，采用估算半波谐振腔的损耗来估算通带衰减。

二分之一波长谐振腔，两端开路，其上在谐振时的电压、电流分布如图6所示。我们令电压和电流波腹分别为 U_m 和 I_m ，这个驻波电压可以看成幅度为 $U_m/2$ 而向相反方向传播的一对行波电压叠加的结果；同理，电流可看成幅度为 $I_m/2$ 而反向传播的一对行波电流叠加而成。

衰减常数公式

$$\alpha = \frac{1}{2P_0} \frac{\Delta P}{\Delta l} = \frac{p}{2P_0}$$

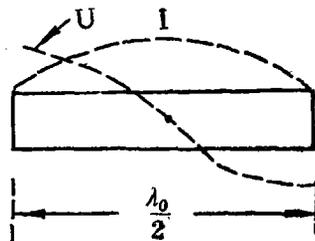


图6 半波微带谐振腔电压和电流分布

式中 α 为传输线衰减常数， $p = \Delta P / \Delta l$ 为单位长度传输线上的功率损耗。

用此公式计算两个相反行波的损耗功率，然后求出单半波谐振腔的总的损耗功率。单个半波长腔谐振时，一个行波损耗功率近似为：

$$\Delta P = 2P_0 \times \alpha \times \lambda_g / 2$$

式中 $P_0 = \frac{1}{2} \times \frac{U_m}{2} \times \frac{I_m}{2} = \frac{1}{8} I_m^2 Z_c$, 因此:

$$\Delta P = \frac{1}{8} I_m^2 Z_c \times \alpha \times \lambda_g$$

式中 Z_c 为单微带的特性阻抗。

按上述公式在 10 公分波段计算的总损耗 (五节) 为 1.2db 左右, 再考虑工艺上的原因一般损耗要大一倍左右, 因此通带内损耗大约在 2 个多 db 左右, 这接近于实测数值。那么随着节数的增加是否损耗也跟着成比例的增加呢? 实践证明不是这样。因为节数多, 后面腔损耗的绝对值就小多了, 因此随着节数的增多通带衰减并没有明显的增加。

(三) 关于通带中心频率的偏移

对一个二分之一波长谐振腔来说, 其谐振频率为:

$$f_0 = \frac{15}{L \sqrt{\epsilon_e}}$$

式中: L 为谐振腔的长度, 以厘米为单位; f_0 为谐振频率, 以千兆为单位; ϵ_e 为有效介电常数。

由于 ϵ_e 是 ϵ_r , W (谐振腔微带宽), h (基片厚度) 的函数, 因此, 谐振频率实际上是 L , ϵ_r , W , h 的函数。为证明基片介电常数及微带尺寸对谐振频率的影响, 我们把 ϵ_e 的表达式作一些处理。

由文献[2]中有:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-1/2}$$

$$f_0 = \varphi(L, \epsilon_e(\epsilon_r, W, h)) = \frac{15}{L \sqrt{\epsilon_e}}$$

$$df = \frac{\partial \varphi}{\partial L} \partial L + \frac{\partial \varphi}{\partial \epsilon_e} \partial \epsilon_e$$

$$d\epsilon_e = \frac{\partial \epsilon_e}{\partial \epsilon_r} d\epsilon_r + \frac{\partial \epsilon_e}{\partial W} dW + \frac{\partial \epsilon_e}{\partial h} dh$$

$$\frac{\partial \varphi}{\partial L} = -\frac{15}{L^2 \sqrt{\epsilon_e}}$$

$$\frac{\partial \varphi}{\partial \epsilon_e} = -\frac{1}{2} \frac{15}{\epsilon_e^{3/2}}$$

$$\frac{\partial \epsilon_e}{\partial \epsilon_r} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-1/2}$$

$$\frac{\partial \epsilon_e}{\partial W} = \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[-\frac{1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-3/2} \left(-\frac{10h}{W^2}\right) \right] = \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\frac{5h}{W^2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-3/2} \right]$$

$$\frac{\partial \varepsilon_e}{\partial h} = \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[-1/2 \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-3/2} \frac{10}{W} \right] = \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[-\frac{5}{W} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-3/2} \right]$$

由谐振腔长度的变化而引起的谐振频率的变化:

$$\frac{df}{f_0} = \frac{\frac{\partial \varphi}{\partial L} dL}{\frac{15}{L\sqrt{\varepsilon_e}}} = \frac{-\frac{15}{L^2\sqrt{\varepsilon_e}} dL}{\frac{15}{L\sqrt{\varepsilon_e}}} = -\frac{dL}{L}$$

由于介电常数的变化而引起谐振频率的变化:

$$\begin{aligned} \frac{df}{f_0} &= \frac{\partial \varphi}{\partial \varepsilon_e} \frac{\partial \varepsilon_e}{\partial \varepsilon_r} d\varepsilon_r \\ &= \frac{-1/2 \frac{15}{L\varepsilon_e^{3/2}} \left[\frac{1}{2} \left(1 + \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-1/2}\right) \right]}{\frac{15}{L\sqrt{\varepsilon_e}}} d\varepsilon_r \\ &= -\frac{1}{2} \frac{1}{\varepsilon_e} \left[\frac{1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-1/2} \right] d\varepsilon_r \\ &= -\frac{\frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-1/2} \right]}{\frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-1/2}} d\varepsilon_r \\ &= -\frac{\frac{1}{4} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-1/2}}{\left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2\varepsilon_r} + \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2\varepsilon_r}\right) \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-1/2} \right]} d\varepsilon_r \end{aligned}$$

当 ε_r 比较大时:

$$\frac{df}{f_0} = -\frac{1}{2} \frac{d\varepsilon_r}{\varepsilon_r}$$

由于 W 变化引起的谐振频率的变化:

$$\begin{aligned} \frac{df}{f_0} &= \frac{\partial \varphi}{\partial \varepsilon_e} \cdot \frac{\partial \varepsilon_e}{\partial W} dW \\ &= \frac{\left(-\frac{1}{2} \frac{15}{L\varepsilon_e^{3/2}} \right) \left[\frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-3/2} \frac{5h}{W^2} \right]}{\frac{15}{L\sqrt{\varepsilon_e}}} dW \\ &= -\frac{5(\varepsilon_r - 1)}{4\varepsilon_e} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{3/2}} \cdot \frac{h}{W} \cdot \frac{dW}{W} \end{aligned}$$

由于基片厚度变化引起的谐振频率的变化:

$$\begin{aligned}
 \frac{df}{f_0} &= \frac{\partial \varphi}{\partial \varepsilon_r} \cdot \frac{\partial \varepsilon_r}{\partial h} dh \\
 &= \frac{-\frac{1}{2} \frac{15}{L \varepsilon_r^{3/2}} \left[-\frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-3/2} \frac{10}{W} \right]}{\frac{15}{L \sqrt{\varepsilon_r}}} dh \\
 &= \frac{10}{4\varepsilon_r} \cdot (\varepsilon_r - 1) \cdot \frac{1}{W} \frac{1}{\left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{3/2}} dh \\
 &= \frac{5(\varepsilon_r - 1)}{2\varepsilon_r} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{3/2}} \cdot \frac{h}{W} \frac{dh}{h}
 \end{aligned}$$

综上所述我们得到：

由于谐振腔长度引起的谐振频率的变化：

$$\frac{df}{f_0} = -\frac{dL}{L} \quad (1)$$

由于 ε_r 变化引起的谐振频率的变化：

$$\frac{df}{f_0} = -\frac{1}{2} \frac{d\varepsilon_r}{\varepsilon_r} \quad (2)$$

由于 W 变化引起的谐振频率变化：

$$\frac{df}{f_0} = -\frac{5(\varepsilon_r - 1)}{4\varepsilon_r} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{3/2}} \cdot \frac{h}{W} \cdot \frac{dW}{W} \quad (3)$$

由于基片厚度变化引起的谐振频率的变化：

$$\frac{df}{f_0} = \frac{5(\varepsilon_r - 1)}{2\varepsilon_r} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{3/2}} \cdot \frac{h}{W} \cdot \frac{dh}{h} \quad (4)$$

由上面四个公式我们可以看出：

1) L , ε_r 变化与频率变化成线性关系，具有明显的影响，负号表明当 L 增加时引起谐振频率降低，反之引起谐振频率变高；当 ε_r 增大时， λ_g 减小，而 L 相对电长度增大因而引起谐振频率降低；反之则谐振频率升高，这是很明显的道理。当然对低 ε_r 稍复杂一些，但变化趋势是一致的。

2) W , h 的变化在 $W \gg h$ 的条件下(这在有些条件下成立)对谐振频率影响很小。实际上，基片厚度与 W 变化是很小的。

因此，主要考虑 L , ε_r 变化对谐振频率变化的影响。我们一般采用下式：

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\left(\frac{dL}{L} + 0.5 \frac{d\varepsilon_r}{\varepsilon_r}\right)$$

来估算谐振频率所受到的影响。

滤波器可以看成若干谐振腔相互耦合级连而成，因此在设计滤波器中，事先测准

ϵ_r 和算准 L 是很重要的。例如在 10 公分波段, ϵ_r 有 1% 的误差, 频率就有 0.5% 的误差, 如果有 5% 的误差, 频偏就有 30 余兆周的偏差。我们利用这一公式在调试滤波器特性时进行校正是有效的。

四、结 束 语

多节微波集成滤波器通带衰减并没有因为节数增多而衰减增加。滤波器止带特性更陡了。因此为了高质量地滤除谐波及其他杂波应考虑使用多节滤波器。 ϵ_r 的变化对滤波器的通带偏移有可观的影响, 因此在应用基片作滤波器以前应对 ϵ_r 进行尽可能准确的测量。对滤波器通带频偏可用一简单的公式进行估计。

参 考 文 献

- [1] 甘本拔、吴万春编“现代微波滤波器的结构与设计”上册
科学出版社 1973 年
- [2] “微带电路设计”清华大学编

The Fabrication of Multi-element MIC Filters

He Chong-jun

Abstract

This paper describes the design, fabrication and experiments of the 5 and 7-element Tchebyscheff MIC filters. Experimental results show that the pass-band attenuation almost doesn't increase as n is increased. It is also shown that the accuracy of both the permittivity of the substrate and the strip length has important effect in calculating the pass-band shift. Finally, a simple formula for calculating this effect is given.