

④首届学术报告会④

编号
电—8304

论文资料

4GC微波带通滤波器的设计

(沈君玉)

常州工业技术学院

九三·十二

4GC微波带通滤波器的设计

一、引言

滤波器是现代无线电设备中一个极重要的组成部分。滤波器的应用极其广泛，除作信息传输用的低通、高通、带通、带阻滤波器外，还可组成分频器、倍频器，以得到需要的各种不同频率。各种滤波器，其用途不同，工作频率不同，但它们的作用基本上是一致的，都有一个滤波网络，让工作频率的信号几乎无衰减地通过，而将不需要的频段信号大幅度地衰减。为了设计和应用的方便，可以分成各种类型的滤波器。本文设计的工作于中心频率为3.975C的带通滤波器。由于是工作在微波波段，已不能用L.C集总参数元件构成，只能用波导管结构的分布参数构成。这种滤波器的设计、制作比低频段滤波器要显得复杂，困难。本文设计是采用B. COHN提出的直接耦合式波导带通滤波器的理论和方法，设计出的结构是由四个谐振腔串联组成的，微波谐振腔之间是直接耦合式，故取名为直接耦合式波导带通滤波器。虽然设计计算稍繁，但滤波器的结构简单，尺寸较小，易于制造，并且通带要比其它形式的带通滤波器满意得多，相对带宽可达到20%，是这一滤波器的突出优点。经过对设计原理的深入了解，尤其是将B. COHN一文中的公式作了详细的推导，再进行设计计算，制作，测试的过程，最后能达到予计的要求，而投入产品中使用，本文简要的介绍微波中继系统设备中所用的3.975C带通滤波器的设计原理、计算和测试情况。

242/2:2(4)

二. 设计原理

一般的低频带通滤波器可以用集中参数元件 L 、 C 组成的串联谐振电路和并联谐振电路的梯形结构形成带通滤波器，如图 1 所示。

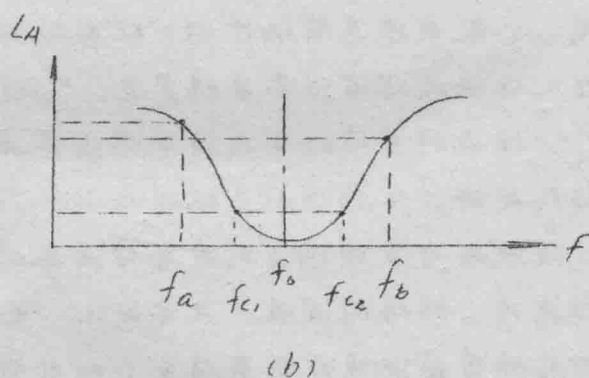
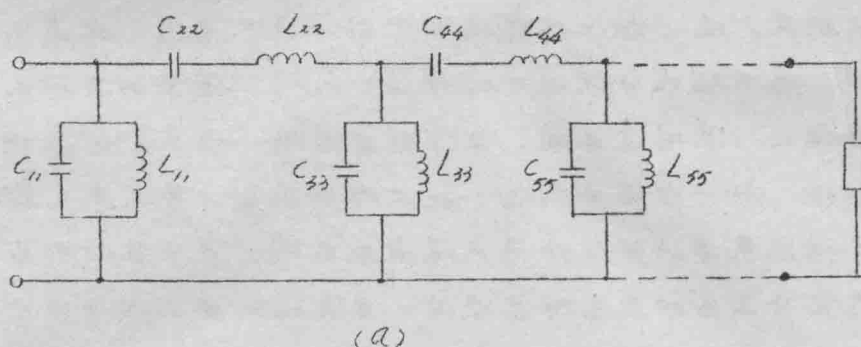


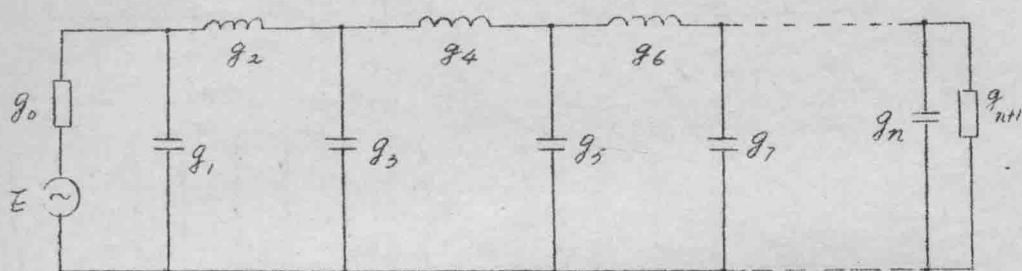
图 1 带通滤波器的结构与幅频衰减特性

但随着频率的增高，一般频率高于 200 MC 时，这种元件就无法正常工作，必须用分布参数的元件。在微波波段，必须用波导管和波导元件构成滤波器。LC 串联谐振器和并联谐振器在微波时就是波导谐振腔，那么图 1 (a) 就是一个多腔体的带通滤波器。

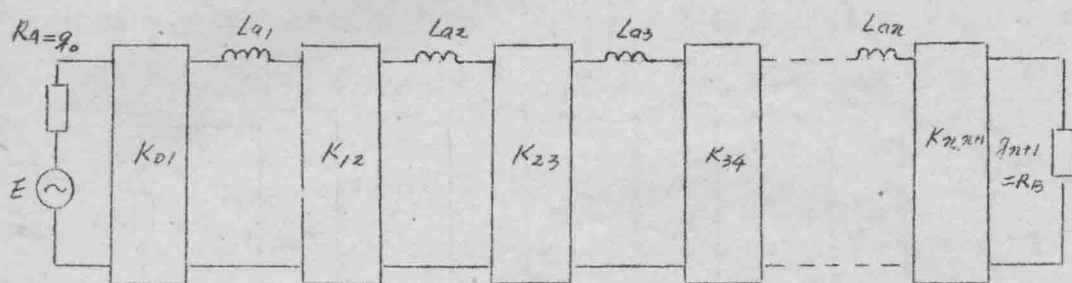
多腔滤波器要比单腔滤波器的幅频特性更为理想，即通带内较平坦，近似矩形，而通带外较陡峭。一般说，腔数越多越接近理想，但从经济效益上考虑，必须根据技术要求设计腔数，更为合理。

1. 用一种电抗元件构成的低通原型

图1所示的是一个LC梯形网络带通滤波器的原型电路，要把它转换成微波滤波器是困难的。为解决实现微波的困难，通常把LC低通原型电路，如图2(a)所示，变换成只有一种电抗元



(a) 集中参数的低通原型电路



(b) 只有一种电抗元件的低通原型电路

图 2

件（电感或电容元件）组成的低通原型电路，如图2(b)，变换的方法是在各元件间加入K变换口（或J变换口），就把电容变成电感（或电感变成电容），最后得到只有一种电抗元件（电感

元件)组成的低通原型电路,如图2(b)。这种电路又叫变形原型电路。其变换过程表示在图3,即每插入一个 K 变换即只要使后面的电路变成其対偶电路,元件的阻抗值变成其导纳值即行。

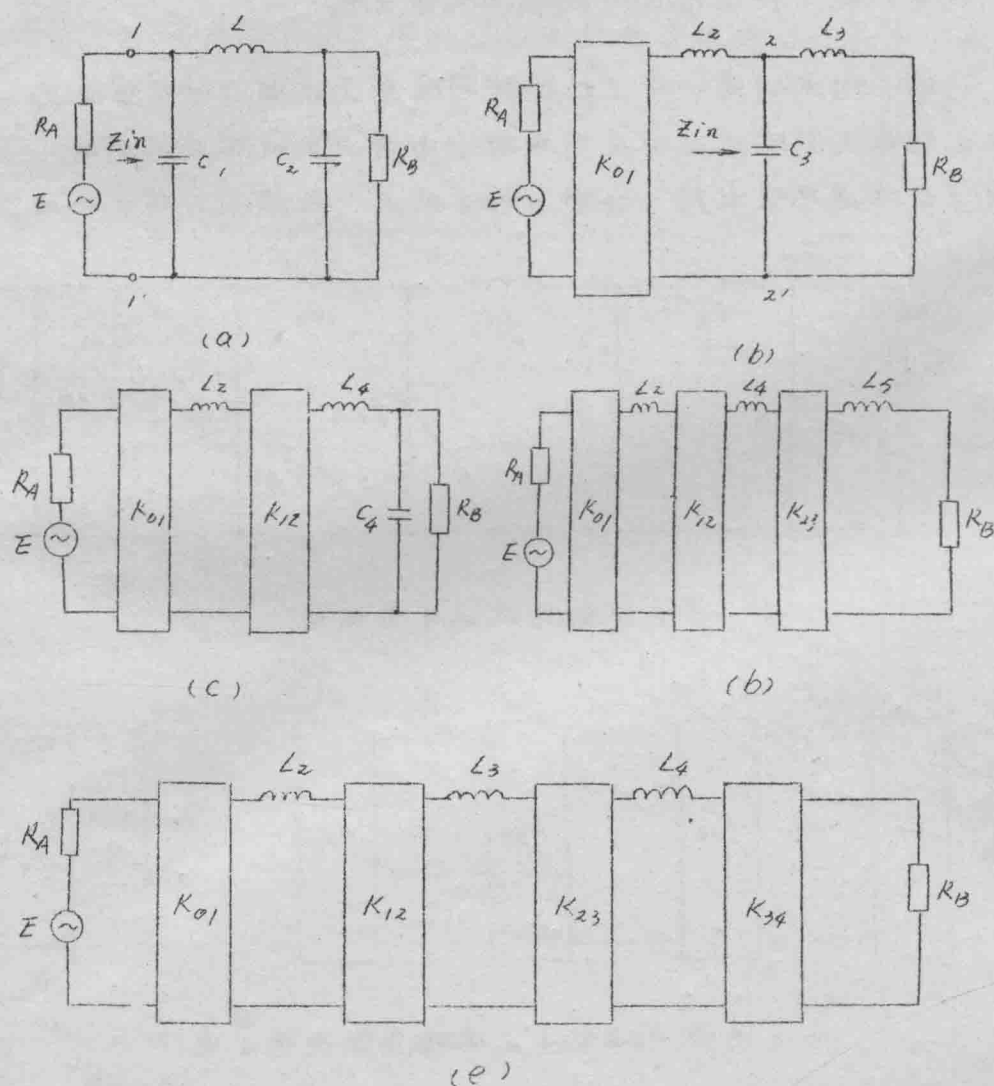


图3 由低通原型到变形原型电路的变换过程

例如由图3(a) $\Rightarrow$ (b)的过程,变换后 $L_2 = C_1$, $L_3 = C_2$, $C_3 = L$ 。这样依次变换下去就得到图3(e)的结果。变换前后电路的衰减

特性完全不变，即输入阻抗维持不变。

一个K变换口的A矩阵可证明为：

$$\{A\} = \begin{bmatrix} 0 & \pm j \frac{1}{K} \\ \pm j \frac{1}{K} & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

2. K值计称

图4(a)为一节中间原型电路，它的变形原型电路如图4(b)所示：

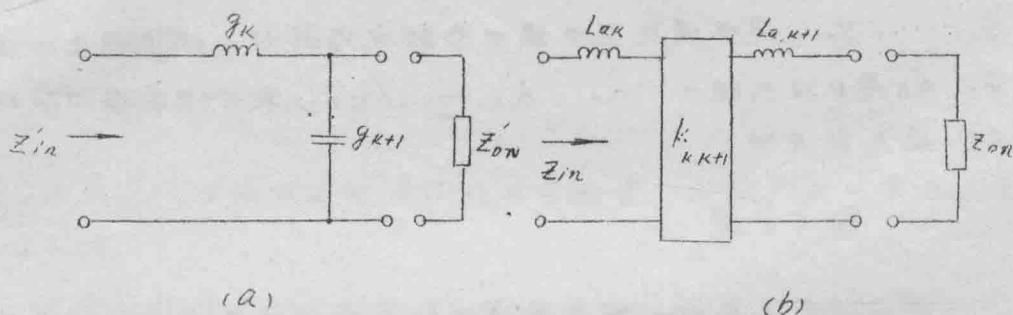


图4

根据K变换口的性质可知，(a)中，当输出开路时，(b)中输出必短路。（ Z_{on} 为输出阻抗， Z'_{in} ， Z_{in} 为输入阻抗）

可得：

$$Z'_{in} = j\omega g_K + 1/j\omega g_{K+1}$$

$$Z_{in} = j\omega L_{a,K} + K_{K,K+1}^2 / j\omega L_{a,K+1}$$

$$K \approx 1$$

$$Z'_{in} = Z_{in} \cdot \frac{L_{a,K}}{g_K}$$

所以：

$$K_{K,K+1}^2 = L_{a,K} \cdot L_{a,K+1} / g_K g_{K+1} \quad (\text{设 } K=1, 2, \dots, n)$$

可得K值的计称公式为

$$\left. \begin{aligned} \text{对中间节 } K_{k,k+1} &= \sqrt{\frac{L_{a,k} \cdot L_{a,k+1}}{g_k g_{k+1}}} \\ \text{对输入端节 } K_{0,1} &= \sqrt{\frac{R_a L_{a1}}{g_0 g_1}} \\ \text{对输出端节 } K_{n,n+1} &= \sqrt{\frac{R_B L_{an}}{g_n g_{n+1}}} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

其中 $L_{a1}, L_{a2}, \dots, L_{an}$ 是变形电路中串臂电抗元件值; $g_1, g_2, \dots, g_{n+1}$ 是低通原型中集中参数电路的归一化电导元件值, g_0, R_a 是电源内阻, $K_{0,1}, K_{1,2}, \dots, K_{n,n+1}$ 是各级变换回阻抗值, R_B 是负载电阻。

3. 频平变换

图2(a)电路经过频平变换得到具有同样衰减特性的带通滤波器变形原型电路, 如图5所示。

频平变换公式为

$$s = \frac{1}{W} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

W 为低通原型的归一化频率

$$W = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad \text{为相对带宽, } \omega_1, \omega_2 \text{ 为通带的截止频率。}$$

因为

$$j\omega L_{rk} - \frac{1}{j\omega C_{rk}} = \frac{1}{W} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), L_{ak}$$

所以带通电路中串臂上的元件值为

$$\left\{ \begin{aligned} L_{rk} &= \frac{L_{ak}}{W\omega_0} \\ C_{rk} &= \frac{W}{\omega_0 L_{ak}} \\ \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{L_{rk} C_{rk}}} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

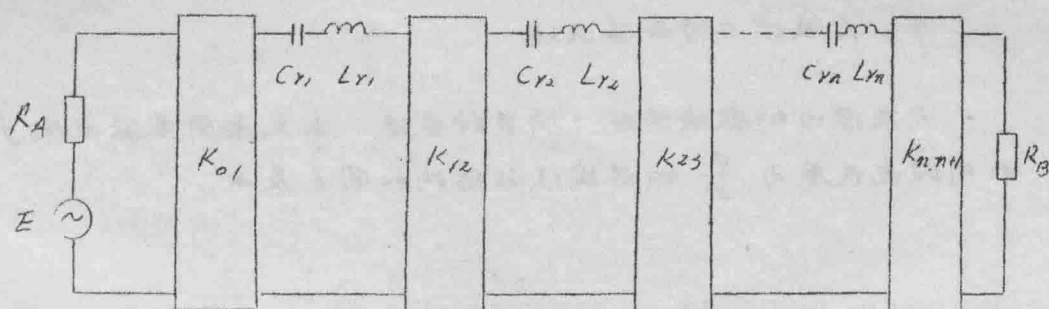


图5 带通滤波器变形原型电路

4. 用斜率参数计算 K 值

通过串联谐振电路的电抗斜率参数 χ ，直接计算图5带通电路的 K 值。

χ 的定义为：

$$\chi = \frac{\omega_0}{z} \left. \frac{dx}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{\omega_0}{z} \cdot zL = \omega_0 L$$

由式(3)

$$L_{rk} = \omega_0 L_{rk} W = \chi_k W \quad (4)$$

将式(4)代入式(2)得

$$\begin{cases} K_{k,k+1} = W \sqrt{\frac{\chi_k \chi_{k+1}}{g_k g_{k+1}}} \\ K_{01} = \sqrt{\frac{R_A W \chi_1}{g_0 g_1}} \\ K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{R_B W \chi_n}{g_n g_{n+1}}} \end{cases} \quad (5)$$

在设计带通滤波器时，如果结构已经确定， L_{rk} 或 χ_k 可以事先确定，则 K 值也可计算。

5. K变换口的具体实现

K变换口的微波实现，有多种办法，本文采用并联电抗 jx 和两段电长度为 $\frac{\phi}{2}$ 的传输线的结构如图6表示。

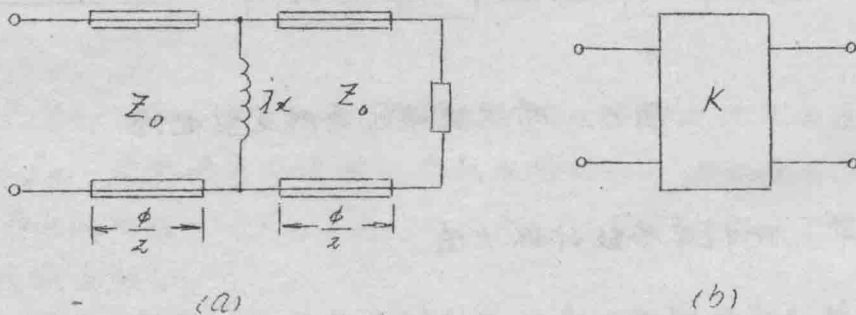


图6 K变换口的实现

它的优点是结构简单，尺寸小，易于制造。通过对图6(a)的A矩阵的计称， $[A'] = [A_1][A_2][A_3]$

可推得

$$[A'] = \begin{bmatrix} \cos\phi + \frac{Z_0}{zx} \cos\phi & j(Z_0 \sin\phi + \frac{Z_0^2}{x} \sin^2 \frac{\phi}{2}) \\ j(\frac{\sin\phi}{Z_0} - \frac{\cos^2 \frac{\phi}{2}}{x}) & \cos\phi + \frac{Z_0}{zx} \sin\phi \end{bmatrix} \quad (6)$$

图6(b)的A矩阵，为式(1)求得，它们应是等值的。

所以

$$[A'] = [A]$$

因而

$$\begin{cases} \cos\phi + \frac{Z_0}{zx} \sin\phi = 0 \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} Z_0 \sin\phi + \frac{Z_0^2}{x} \sin^2 \frac{\phi}{2} = \pm K \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \frac{\sin\phi}{Z_0} - \frac{\cos^2 \frac{\phi}{2}}{x} = \pm \frac{1}{K} \end{cases} \quad (9)$$

由(7)式

$$\operatorname{tg} \phi = -\frac{2x}{Z_0}$$

$$\phi = -\operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{2x}{Z_0} \right) \quad (10)$$

由(8)(9)式得到

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{K}{Z_0} = \left| \operatorname{tg} \frac{\phi}{2} \right| \end{array} \right. \quad (11)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{x}{Z_0} = \frac{K/Z_0}{1 - \left(\frac{K}{Z_0} \right)^2} \end{array} \right. \quad (12)$$

其中 Z_0 为 $\frac{\phi}{2}$ 电长度传输线的特性阻抗, x 为并联电容电抗值
从式(10)可知, $\frac{\phi}{2}$ 为负值, 当我们采用半波长的传输线来实现
半臂谐振电路时, 则相邻两个电抗 x 之间的总电长度应为

$$\begin{aligned} \theta_j &= \pi + \frac{\phi_j}{2} + \frac{\phi_{j+1}}{2} \\ &= \pi - \frac{1}{2} \left[\operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{2x_{j-1,j}}{Z_0} \right) + \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{2x_{j,j+1}}{Z_0} \right) \right] \end{aligned} \quad (13)$$

可见, 对应传输线的总长度是缩短了, 这就是使滤波口尺寸
减小的原因, 并且腔之间是直接耦合的, 故称为直接耦合式带通
滤波器。

L_{jk} , C_{jk} 的串联谐振电路用半波长波导线来实现的, 它的
电抗斜率参数可证明为

$$x(\lambda g_0) = \frac{\pi}{2} Z_0 \quad (14)$$

取 $R_A = R_B = Z_0$ (特性阻抗)

将式(14)代入式(15)

得到:

$$\left\{ \begin{aligned} K_{K, K+1} &= \frac{\pi W}{2\sqrt{g_K g_{K+1}}} \cdot Z_0 \\ K_{01} &= Z_0 \sqrt{\frac{\pi W}{2g_0 g_1}} \\ K_{n, n+1} &= Z_0 \sqrt{\frac{\pi W}{2g_n g_{n+1}}} \end{aligned} \right. \quad (15)$$

6. 并联电抗 jx 的实现

本文中 jx 采用了对称的舌形膜片来实现的，设计时一般通过查工程图表得到对应 x 值的膜片窗口尺寸 δ ，膜片结构表示在图 7。膜片厚度取 $< 0.5 \text{ mm}$ 。

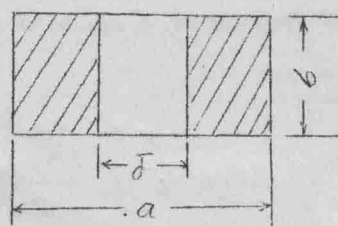


图 7. 电舌膜片

三. 设计计算

设计步骤：

1. 按技术要求决定通带和阻带的衰减，决定低通原型的电抗元件数 n ，再计算出低通原型的归一化电抗值 $g_1, g_2, \dots, g_n$ （采用网络综合法契比夫低通原型的设计方法）。

以波导波长 λ_g 为频率变量，进行频率变换如下：

$$\Omega = \frac{z}{W} \frac{\lambda_{g0} - \lambda_g}{\lambda_{g0}}$$

$$\lambda_{g0} = \frac{1}{2}(\lambda_{g1} + \lambda_{g2})$$

$$W = \frac{\lambda_{g0} - \lambda_{g1}}{\lambda_{g0}}$$

驻波比 S ，反射系数 $p = \frac{S-1}{S+1}$

$$n \geq \frac{c\lambda^{-1} \sqrt{(10^{0.1 L_{AS}} - 1)(p^{-2} - 1)}}{c\lambda^{-1} \Omega} \quad (L_{AS} \text{ 为阻带 } \Omega \text{ 处衰减值})$$

2. 估计通带中心波长处吸收衰减值

$$\Delta L_p = \frac{4.34}{W\theta} \sum_{K=1}^n g_K \text{ (db)}$$

3. 计算串联电芯归一化值 (以 λ_g 为变量) jx

$$\frac{x_{01}}{Z_0} = \frac{K_{01}/Z_0}{1 - (\frac{K_{01}}{Z_0})^2}$$

$$\frac{x_{K,K+1}}{Z_0} = \frac{K_{K,K+1}/Z_0}{1 - (K_{K,K+1}/Z_0)^2}$$

$$\frac{x_{n,n+1}}{Z_0} = \frac{K_{n,n+1}/Z_0}{1 - (K_{n,n+1}/Z_0)^2}$$

其中:

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi W}{2g_0 g_1}}$$

$$\frac{K_{K,K+1}}{Z_0} = \frac{\pi W}{2\sqrt{g_K g_{K+1}}}$$

$$\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi W}{2g_n g_{n+1}}}$$

4. 计算电芯窗口宽度 δ

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{Z_0}{X}, \text{ 从 } \frac{B}{Y} \cdot \frac{a}{\lambda_g} \sim \frac{\delta}{a} \text{ 曲线上查得 } \frac{\delta}{a} \text{ 值}$$

(a 为波导截面边尺寸)

5. 计算膜片间波导的长度 l_K

$$\frac{\phi_{K,K+1}}{Z} = -\operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{ZX_{K,K+1}}{Z_0} \right)$$

$$\begin{aligned} \theta_j &= \pi + \frac{\phi_{j-1,j}}{Z} + \frac{\phi_{j,j+1}}{Z} \\ &= \pi - \frac{1}{Z} \left[\operatorname{tg}^{-1} \frac{ZX_{j-1,j}}{Z_0} + \operatorname{tg}^{-1} \frac{ZX_{j,j+1}}{Z_0} \right] \end{aligned}$$

两膜片间的实际长度 l_K

$$\theta_j = \theta_K = \beta l_K = \frac{2\pi}{\lambda_{g0}} l_K$$

$$l_K = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \cdot \theta_K = \frac{\lambda_{g0}}{2} - \frac{\lambda_{g0}}{4\pi} \left[\operatorname{tg}^{-1} \frac{ZX_{K-1,K}}{Z_0} + \operatorname{tg}^{-1} \frac{ZX_{K,K+1}}{Z_0} \right]$$

设计计算数据:

技术要求 (给定): $f_0 = 3.97 \text{ GHz}$

通带 $f_0 \pm 10 \text{ MC}$, $S \leq 1.06$ (驻波比)

$L_A \leq 0.5 \text{ dB}$ (衰减)

不平度 < 0.01

阻带 $f_0 \pm 58 \text{ MC}$, $LA_{51} \geq 30 \text{ dB}$

$\pm 70 \text{ MC}$, $LA_{52} \geq 40 \text{ dB}$

$\pm 140 \text{ MC}$, $LA_{53} \geq 60 \text{ dB}$

计算数据:

波导尺寸 $58 \times 10 \text{ (mm}^2\text{)}$

$f_0 = 3970 \text{ MC}$, $f_1 = 3980 \text{ MC}$, $f_2 = 3960 \text{ MC}$

$\lambda_{g0} = 99.6023 \text{ mm}$, $\lambda_{g1} = 99.1665 \text{ mm}$, $\lambda_{g2} = 100.0382 \text{ mm}$

$n = 4$

1. 低通原型电抗元件值:

$$g_0 = 1$$

$$g_1 = 0.5498504$$

$$g_2 = 1.054876629$$

$$g_3 = 1.101141083$$

$$g_4 = 0.526507117$$

$$g_5 = 1.043857688$$

K变换的K值及对应的串联串抗X值:

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = 0.158156583$$

$$\frac{X_{01}}{Z_0} = 0.162214126$$

$$\frac{K_{12}}{Z_0} = 0.018054958$$

$$\frac{X_{12}}{Z_0} = 0.018060845$$

$$\frac{K_{23}}{Z_0} = 0.012755508$$

$$\frac{X_{23}}{Z_0} = 0.012757583$$

$$\frac{K_{34}}{Z_0} = 0.018054958$$

$$\frac{X_{34}}{Z_0} = 0.018060845$$

$$\frac{K_{45}}{Z_0} = 0.158156583$$

$$\frac{X_{45}}{Z_0} = 0.162214126$$

电芯膜片窗口尺寸

$$\delta_1 = 1.72144 \text{ mm}$$

$$\delta_2 = 6.38 \text{ mm}$$

$$\delta_3 = 5.4984 \text{ mm}$$

$$\delta_4 = \delta_2$$

$$\delta_5 = \delta_1$$

膜片间波导管长度:

$$l_1 = 47.02844 \text{ mm}$$

$$l_2 = 49.3128 \text{ mm}$$

$$l_3 = l_2$$

$$l_4 = l_1$$

设计草图：(波导管纵向截面图示)如图8

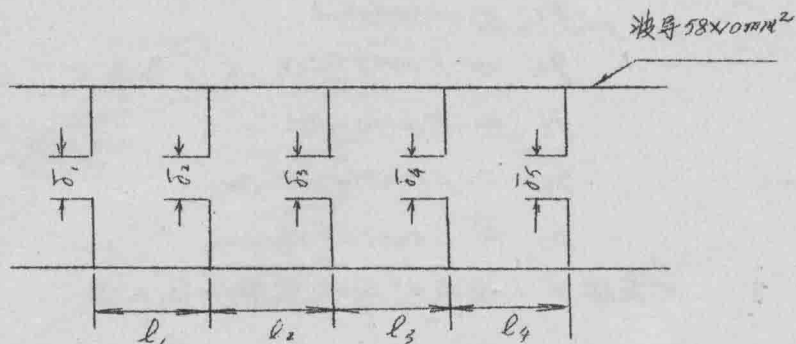


图8

四. 实际结构图

附图1.

实际结构中，在每个膜片窗口采用 M4 小螺钉可调节电容 X 的大小，在每一节谐振腔波导管长度中采用了 M16 螺钉，可调节谐振波长，通过这些螺钉的调节，使调试到近似理想的衰减-频率特性曲线。

五. 测试结果

主要有两项：

1. 通阻带插入衰减——频率特性曲线的测试

测试电路：如图9，不同频率时，保持输入电压恒定，测量输出电压，取输出电压与输入电压（恒定值）的比值（分贝数，即为插入衰减值。

结果表示于附图2，符合技术要求。

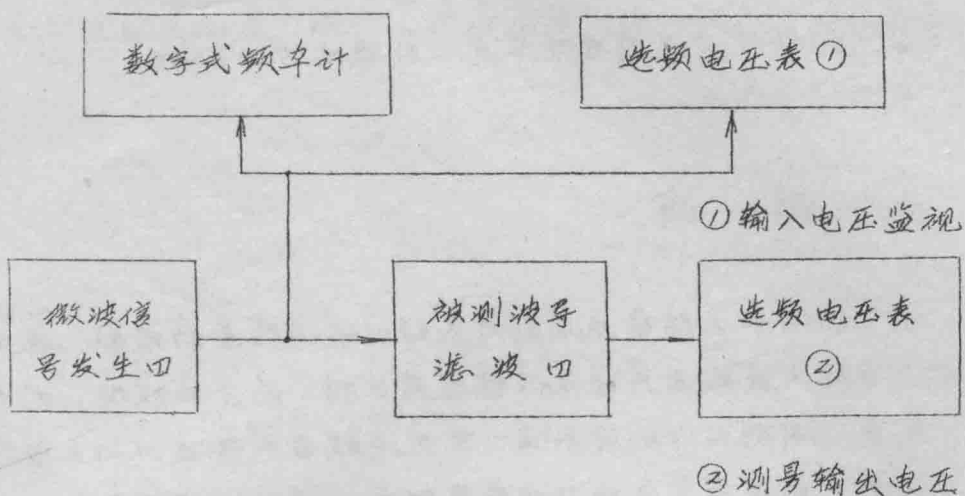


图9 插入衰减测试电路简图

2. 通带驻波比的测试

测试电路如图10

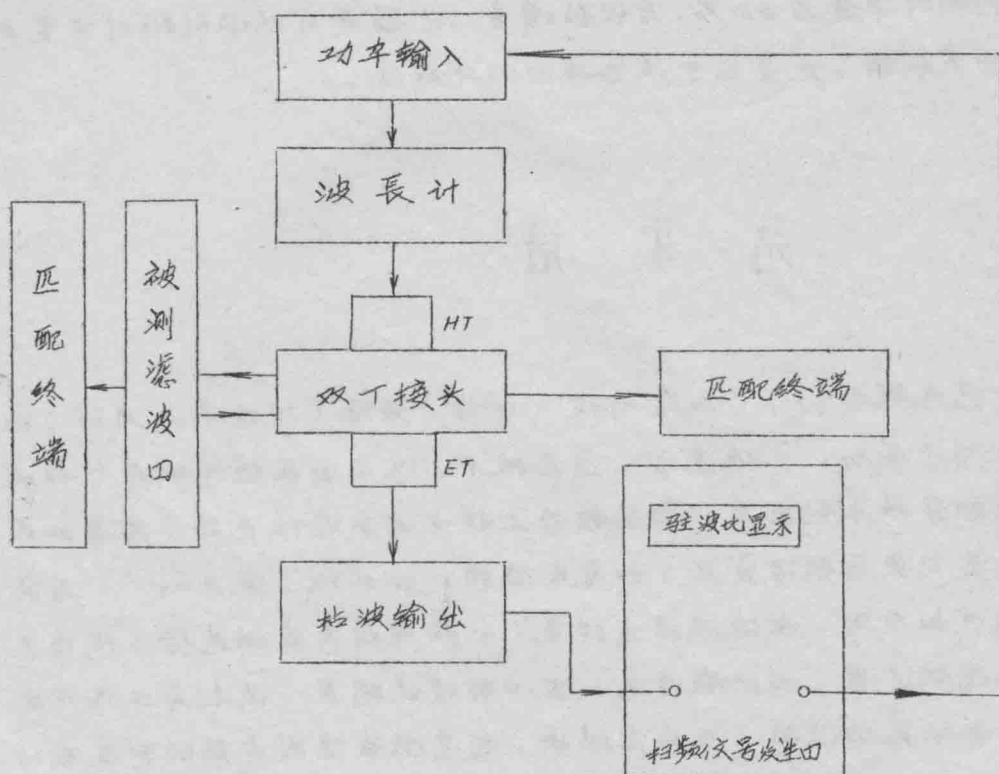


图10 驻波比测试简图

测试结果：通带内各频率点上驻波比 $S < 1.045$ 。

见附图3表示。

六、讨 论

由于机械加工精度及调测时各螺钉调整精度的限制，使实际的通阻带插入衰减值与理论计算值有区别，还不太理想，尤其是当节数多，调测工作则愈困难，是直接耦合式滤波器的主要缺点。

以前一般的带通滤波器对带宽都在1%以下称极窄带，用网络综合法实现的微波带通滤波器有四分之一波导波长耦合式和直接耦合式两种，其相对带宽都大为加宽，前者可达5%，后者可达20%。文献中实验证实，是很大优点。但它们仍属窄带滤波器，本文设计的滤波器，相对带宽要求为0.8%的窄带滤波器。但它能做到相对带宽为88.1%。若级数增多，无疑是可以做到相对带宽更宽的要求的。这显示了该滤波器的优越性。

结 束 语

甚高频（VHF）和超高频（UHF）频段（统称微波波段）已广泛用于国防，广佈通信、遥感技术，以及国民经济的各个领域。随着科学技术的发展，超高频在工程中的实现性也趋于完善和成熟，并向更高频段发展。如毫米波段、红外线、激光……等实现通信和应用。微波波段这样宽广的频带对人类的造福必将带来更广阔的远景。因此微波元、器件的理论研究，试制等工作仍是近年来研究的课题，且发展很快。随着微波集成电路的制造成功，微波滤波器正朝着集成化、小型化方向的发展，出现了立体平面