

TE₁₁₁ 双模圆柱腔椭圆函数滤波器的耦合设计

林 华, 甄蜀春, 王 军

(空军工程大学 导弹学院, 陕西 三原 713800)

摘 要:滤波器是邻频频道合成器的关键部件之一,而耦合问题又是滤波器设计的关键。文中论述了 TE₁₁₁ 双模圆柱腔椭圆函数滤波器中,简并腔模及腔间与端面的耦合设计。文中巧妙地使用调谐螺钉和耦合螺钉,解决了 TE₁₁₁ 双模圆柱腔椭圆函数滤波器中,简并腔模及腔间与端面的耦合设计问题,最后给出了该方法设计出的产品的实测数据。

关键词:邻频频道合成器;滤波器;耦合设计

中图分类号:TN015 **文献标识码:**A **文章编号:**1009-3516(2001)04-29-32

邻频频道合成器是 MMDS 中的关键部件。MMDS 是英文 Microwave Multiple Distribution System 的缩写,意为“微波多路电视传输系统”。MMDS 由于其具有与 CATV 兼容,传输质量高、距离远,投资少等突出优点,已经取得了与光纤传输、卫星传输、有线电视和 VHF/UHF 波段电视发射机同等重要的地位。国外在这方面发展比较快,而国内起步比较晚,且大多使用矩形波导。为了使邻频频道合成器中所使用滤波器腔体数目减少,提高性价比,经过综合分析,确定用 TE₁₁₁ 双模圆柱腔椭圆函数滤波器来设计邻频频道合成器,并着力解决了滤波器的腔间耦合难题。

1 简并腔模的耦合和调谐

腔模谐振的调谐对于单模工作腔,可以通过移动整个顶壁完成,亦即改变长度尺寸。换言之,其响应总是关于中心频率的,这是通过同时移动所有腔体的顶壁来控制的。

在多模腔中单独地耦合和调谐某一简并模,是利用位于腔壁上的螺钉来实现的。在波导壁中插入一个可调整其插入深度的螺钉,改变螺钉的插入深度,就可以改变电抗的数值,从而进行阻抗匹配。当螺钉刚刚插入波导中时,电力线集中在其周围,相当于在传输线上加上了一个电容,此时虽然螺钉上有感应的高频电流,使其周围有磁力线,也就是说有一定的电感量,但此时感抗要小于容抗,则总的呈现为容性电抗。当螺钉插入波导的深度增加时,电感量随着加大,在某一插入深度呈现为由电感、电容构成的串联谐振电路。当螺钉的深度继续增加,则感抗超过容抗,总的呈现为感抗。在这里,调谐螺钉用作谐振电路中的并联电容器,以降低谐振频率,螺钉的位置位于该模的电场最大值附近。

在多模腔中,当腔体中没有任何不连续性的理想情况时,不存在简并模式,只有当理想情况被扰动时,才能耦合出简并模^[1]。因此简并模的耦合也可通过调谐螺钉来实现,为了避免相互作用,其位置应位于两个谐振(要耦合)的电场强度最大值附近,且其余简并模电场为零的区域。

根据以上所说的原则,TE₁₁₁ 双模腔耦合和调谐螺钉均位于周边上,其高度为 $L' = \frac{\lambda_g}{2} - \frac{\lambda_g}{4} = \frac{\lambda_g}{4}$,且耦合螺钉与两个极化的电场成 45°角,具体结构如图 1 所示。

在双模三腔滤波器中,第一个腔中 TE₁₁₁ 波(M₁₂)由一个与垂直面成 45°角的耦合螺钉起耦合作用,第二个腔中的两个 TE₁₁₁ 波(M₃₄)则由第二个腔中的耦合螺钉起耦合作用,但这个螺钉与垂直面成 135°角,即与第一个螺钉成 90°角,这样才能满足负耦合的要求,具体分析见耦合膜片的设计。两个腔间的膜片上的十字

形成小孔则提供了 M_{23} 及 M_{14} 所需的耦合。同理可得,第三个腔中的结构与第一个腔中的相同。

2 腔间与端面的耦合

由于低阶滤波器不能提供足够的选择性,因此,需采用由若干个实际的空腔组成的高阶滤波器进行设计。利用相邻腔壁上小孔内外场的分量,即磁场的切向分量 H_{τ} 和电场的法向分量 E_n 相等的相互作用,形成不同腔体中谐振电路所需的耦合。

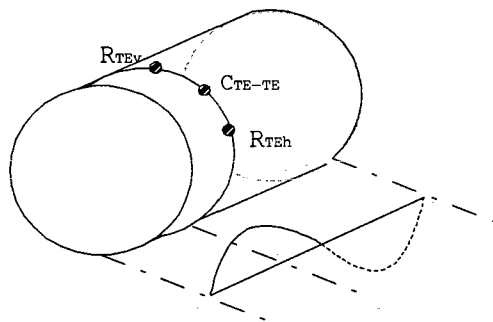


图1 双模简并腔中调整螺钉(R)和耦合螺钉(C)的位置

根据滤波器所要求的空腔排列,可在空腔的顶壁和侧壁上设置孔耦合。孔的设计必须提供所要求的耦合,并应避免激励寄生腔模。在多模腔的应用中,经常需要相邻腔间两个或多个独立的耦合。这样,孔的设计必须能对专用模进行适当的控制,包括在两个空腔中抑制其它谐振的寄生耦合^[2]。因此,对于多模腔应用,大多采用感性缝膜片,因为它们总是提供具有相同极化简并模的指定耦合,在充分抑制了垂直极化模耦合的同时,仅耦合其缝纵向方向上的分量 H_{τ} 。

在顶壁级联的 TE_{11n} 双模腔结构中大多采用不同方向的感性缝孔。这个方法建立在这样的效应上:耦合主要是 H_{τ} 缝纵向分量提供的,而 H_{τ} 的横向分量仅是弱耦合。通常孔位于顶壁的中心,纵向方向与指定的简并模 H_{τ} 场分量一致。如果正交极化简化模也需耦合的话,在孔的设计中,必须考虑由相对于缝的横向磁场分量产生的弱耦合,除此之外,这些弱耦合可以忽略。适当的设计相互之间的方向可使相邻腔内正交简并模之间产生耦合。

对于 TE_{111} 双模三腔滤波器,耦合膜片的具体设计如下:

1) 定出滤波器的低通原形的电压转换比 $t(s) = \frac{\tilde{P}}{\tilde{Q}}$

$$\text{由网络的 ABCD 矩阵,得网络的反射系数: } \Gamma = \frac{(R_2A - R_1D) + (B - R_1R_2C)}{(R_2A + R_1D) + (B + R_1R_2C)} \quad (1)$$

故得插入损耗为:

$$P_0/P_L = e^{2\alpha} = \frac{(R_2A + R_1D)^2 - (B + R_1R_2C)^2}{4R_1R_2} = 1 + \frac{(R_2A - R_1D)^2 - (B - R_1R_2C)^2}{4R_1R_2} \quad (2)$$

$$\text{由于 } |t|^2 = 1/\frac{P_0}{P_L} = 1 - |\Gamma|^2,$$

$$\text{得该网络的电压转换比: } t = 2\sqrt{R_1R_2}/[(R_2A + R_1D) + (B + R_1R_2C)] \quad (3)$$

2) 求解耦合矩阵 M 。

对多重耦合的 n 模 $n/2$ 个单腔双模结构,其等效电路的电路方程为:

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + s & jM_{12} & jM_{13} & \cdots & jM_{1n} \\ jM_{12} & s & jM_{23} & \cdots & jM_{2n} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & s & jM_{n-1n} \\ jM_{1n} & jM_{2n} & jM_{3n} & \cdots & R_n + s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{n-1} \\ i_n \end{bmatrix} \quad (4)$$

由于已求出了正实多项式 $\tilde{Q}(s)$ 和 $\tilde{P}(s)$,则电路的综合问题变为求出 R_1 及 R_n 和所有的 M_j 的值。

由 $\tilde{Q}(s) = \sum_{k=0}^n d_k s_{n-k} = s^n + d_1 s^{n-1} + \dots + d_n$, 其中 $d_n = j(R_1 + R_2)$, 可求得 R_1 及 R_2 。求得 R_1 及 R_2 以后, 则整个电路的阻抗水平即被固定下来。余下的工作是计算 M_{ij} , 根据 n 回路多重耦合电路的外部特性, 利用电路短路导纳, 构造一正交矩阵 T , 使 $i_1 = Y_{11} = j \sum_{k=1}^n \frac{T_{1k}^2}{\lambda_k - \lambda}$, $i_n = Y_{1n} = j \sum_{k=1}^n \frac{T_{nk} T_{1k}}{\lambda_k - \lambda}$, 要求 T 使 M 受到 T' 及 T 的作用后变成一对角线矩阵。由于已知插入损耗函数, Y_{11} 及 T_{1n} 是可求的, 故 $T_{1k}, T_{nk} (k=1, 2, \dots, n)$ 是可求出的, 即正交矩阵 T 的第一行及第 n 行可以求出。若 T 矩阵其余的元是可求的, 则由式 $M = -T \wedge T'$, M 矩阵即可求出。由于正交矩阵 T 的第 1 行及第 n 行已求出而其余各行是任意的, 故可取任意的线性独立的行向量来填充矩阵 T 的其余各行。但要对这些向量进行正交归一化。正交矩阵 T 被定出后, 利用(5)式可求得 M_{ij} , 但要在一个波导结构中实行所有的耦合是困难的, 即所求得的 M_{ij} 中有不可能实现出来的情形, 所以应该能够把那些不能实现的 M_{ij} 从矩阵 M 中消去, 通过坐标轴旋转, 使 M 中若干个 M_{ij} 消失掉, 使其在波导结构中易于实现, 且得到新的 M'_e 。

3) 确定耦合缝

得到了耦合矩阵 M , 就可计算出满足耦合系数的耦合缝的长度。

具体计算结果如下:

$$\text{滤波器的低通原形的电压转换比 } t(s) = \frac{\tilde{P}(s)}{\tilde{Q}(s)} \tag{5}$$

其中 $\tilde{P}(s) = s^4 + 7.083520s^2 + 11.533853$

$\tilde{Q}(s) = s^6 + 2.175887s^5 + 3.837417s^4 + 4.217465s^3 + 3.392813s^2 + 1.794499s + 0.524331$

由 s^5 一项的系数, 即可定出 $R = 1.087943$ 。网络的短路输入导纳为:

$$Y_{11e} = \frac{C_{e11}}{\lambda - \lambda_{e1}} + \frac{C_{e12}}{\lambda - \lambda_{e2}} + \frac{C_{e13}}{\lambda - \lambda_{e3}} \tag{6}$$

其中 $\lambda_{e1} = -0.415888, \lambda_{e2} = -1.043595, \lambda_{e3} = -1.1179722, C_{e11} = (0.68208)^2, C_{e12} = (0.60117)^2, C_{e13} = (0.41646)^2$

留数 $C_{e11}, C_{e12}, C_{e13}$ 是正交矩阵 T_e 的第一行, 故可取如下的线性向量来构成 T_e 的行向量

$X_1 = (C_{e11}, C_{e12}, C_{e13}), X_2 = (0, 1, 0), X_3 = (0, 0, 1)$

进行正交归一化后得

$$T_e = \begin{bmatrix} 0.68202 & 0.60117 & 0.41646 \\ -0.51308 & 0.79912 & -0.31330 \\ -0.52114 & 0.0 & 0.85317 \end{bmatrix} \tag{7}$$

因此可求出偶型耦合矩阵 M_e 为:

$$-M_e = - \begin{bmatrix} m_{16} & m_{12} & m_{14} \\ m_{12} & m_{25} & m_{23} \\ m_{14} & m_{23} & m_{24} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.02080 & 0.80081 & -0.27149 \\ 0.80081 & 0.44115 & 0.20424 \\ -0.27149 & 0.20424 & -0.97227 \end{bmatrix} \tag{8}$$

用转轴的方法消去一些量, 使其在波导结构中易于实现, 得到新的 M'_e :

$$-M'_e = \begin{bmatrix} 0.0 & -0.78054 & 0.25635 \\ -0.78054 & 0.0 & -0.45032 \\ 0.25635 & -0.45032 & 0.95103 \end{bmatrix} \tag{9}$$

矩阵给出的耦合系数值是归一化了的值, 即这些值应理解为 $\frac{R}{\Delta\omega}, \frac{M_{ij}}{\Delta\omega}$ 。用三个圆柱谐振腔, 每个中有两个 TE₁₁₁ 模式被激励出来, 其中 m_{12}, m_{34}, m_{56} 是由耦合螺钉来实现的。 $m_{23}, m_{14}, m_{45}, m_{36}$ 及 R 由细长的耦合缝隙来实现。根据简并双模的特点, 选用十字缝耦合。

由于耦合系数和耦合孔的极化强度有如下关系^[3]

$$m_{TE-TE} = \frac{4M\lambda^2 q^2}{\pi L^3 D} \tag{10}$$

其中 D 为腔的直径; L 为腔的长度; M 为磁极化强度; q 为 L 含有 $\lambda_g/2$ 的整数倍数。

由此可得极化强度,而 $M = \frac{\pi}{16}lw^2$ 。所以,当缝宽 w 为 4 mm 时,十字缝的长度为: $l_1(1) = 22.19$ mm 及 $l_2(1) = 11.13$ mm。

3 结论

确定用双模圆柱腔椭圆函数滤波器构成邻频频道合成器,经解决其腔间耦合难题后,所设计的椭圆函数滤波器的测试结果和指标要求对比如下:(频率范围 2 500—2 508 MHz)

理论值 $B_{3dB} = 6.3$ MHz, $A_{min} = 30$ dB, VSWR = 1.25, 损耗 1.3 dB

实际值 $B_{3dB} = 6.5$ MHz, $A_{min} = 33$ dB, VSWR = 1.20, 损耗 0.9 dB

从实验测试结果看,本文的设计是合理可行的。产品交与用户使用后,工作稳定,性能良好,满足用户要求。

参考文献:

- [1] 甘本祯,吴万春. 现代微波滤波器的结构与[M]. 北京:科学出版社,1974.
- [2] 林为干. 微波网络[M]. 北京:国防工业出版社,1978.
- [3] 电子工业部第十四研究所. 天馈系统中波导元件理论计算机辅助设计[M]. 南京:电子工业部第十四研究所,1995.

A Coupling Design of TE_{111} Ellipse Function Module – double Columnar Filter

LIN Hua, ZHEN Shu - chun, WANG Jun

(The Missile Institute of the Air Force Engineering University, Sanyuan 713800, China)

Abstract: The filter is a key unit of the contiguous frequency - range channel synthesizer, moreover coupling is a sticking point of the design of the filter. In this dissertation, the tuned screws and coupling screws are skillfully used to solve the coupling design of combine model and cavity between extreme sides in TE_{111} ellipse function module - double columnar filter. The filter has been employed. The consumer is satisfied with it.

Key words: contiguous frequency range channel synthesizer; filter; coupling design