

波导横向膜片带通滤波器的全波分析和精确设计

翟阳文, 史小卫, 赵永久

(西安电子科技大学 天线与微波技术重点实验室 陕西 西安 710071)

摘要:对矩形波导横向膜片的不连续性进行精确的全波分析的基础上,结合滤波器设计理论,将膜片等效为一阻抗倒置器,其值由全波分析法获得.然后与由滤波器综合理论获得的阻抗倒置器的值对应起来,建立超越方程,求解该方程就可以获得滤波器所需要的膜片尺寸.所设计的滤波器尺寸不需要反复调整,提高了设计效率和精度.并给出了膜片尺寸与带通滤波器带宽的关系曲线,对在滤波器设计时选择合适膜片结构有较好的指导意义.最后以半波长谐振腔带通滤波器为例,设计了几只波导带通滤波器,设计值与软件仿真,实测值吻合良好.

关键词:滤波器设计,全波分析,阻抗倒置器,膜片尺寸

中图分类号: TN713.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-240X(2007)04-0521-05

Full-wave analysis and rigorous design of the waveguide transverse iris band-pass filter

ZHAI Yang-wen, SHI Xiao-wei, ZHAO Yong-jiu

(Key Lab. of Antennas and Microwave Technology, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract: The transverse iris of a rectangular waveguide is analyzed by the full wave technique, and combined with the design theory of the filter, the iris is equivalent to an impedance inverter, whose parameter is obtained by full wave analysis, and then a transcendental equation is established by equaling the inverter parameter obtained by the filter synthesis theory with the former. The dimension of the iris can be obtained by solving the equation. The relation between iris's dimension and bandwidth of the band-pass filter is analyzed, which can be of constructive significance in the choice of iris structure for the filter design. Adjustments of the dimension of the designed filter are avoided, and the design is more efficient and more rigorous. Finally, several waveguide band-pass filters are designed based on a half-wave resonance cavity model, and the design values agree well with those of the emulator and experiment.

Key Words: filter design, full-wave analysis, impedance inverter, iris dimension

波导滤波器因其结构简单,加工方便,损耗低,受到了广泛的应用.对滤波器连续性的分析有等效电路法^[1]、变分法^[1]和随着计算机发展起来的一些数值方法.等效电路法只考虑主模,因此设计的精度不是很高.数值方法,如有限元法能分析任意形状的结构,但是网格划分不够精细时,设计的滤波器表现在带内驻波不理想,在带宽和频率上都有所偏移,获得较高的精度需要的计算量和时间非常大,因此效率不高.基于全波分析^[2]的模式匹配法计算量较小,而且计算时间快.

笔者基于模式匹配法(MMM)对波导横向膜片不连续性进行全波分析,结合滤波器设计理论,提出了一个快速精确的滤波器设计方法,可以直接获得滤波器所需要的物理尺寸.

1 不连续性分析

滤波器不连续性如图 1 在 TE_{10} 模式的激励下,在不连续性处 T_1 面两侧会激励起高次模,不连续性两侧

的电磁场由 TE 模式和 TM 模式波叠加.

$$\boldsymbol{E}^v = \boldsymbol{E}_{\text{TM}}^v + \boldsymbol{E}_{\text{TE}}^v = \nabla \times \nabla \times (\boldsymbol{A}_{\text{Ez}}^v \boldsymbol{e}_z) - j\omega\mu_0 \nabla \times (\boldsymbol{A}_{\text{Hz}}^v \boldsymbol{e}_z) \quad (1a)$$

$$\boldsymbol{H}^v = \boldsymbol{H}_{\text{TE}}^v + \boldsymbol{H}_{\text{TM}}^v = \nabla \times \nabla \times (\boldsymbol{A}_{\text{Hz}}^v \boldsymbol{e}_z) + j\omega\varepsilon \nabla \times (\boldsymbol{A}_{\text{Ez}}^v \boldsymbol{e}_z). \quad (1b)$$

设 $\boldsymbol{A}_{\text{Hz}}$ $\boldsymbol{A}_{\text{Ez}}$ 为电磁场的矢量位函数, 设 T_1 处 $z = 0$ 时, 将矢量位函数写成各模式反射波和入射波的叠加.

$$\begin{aligned} A_{\text{Hz}}^v = & \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} (Z_{\text{Hmn}}^v)^{1/2} T_{\text{Hmn}}^w(x, y) \cdot \\ & (F_{\text{Hmn}}^v \exp(-jk_{z\text{Hmn}}^v z) + B_{\text{Hmn}}^v \exp(jk_{z\text{Hmn}}^v z)) \end{aligned} \quad (2a)$$

$$A_{\text{Ez}}^v = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} (Y_{\text{Emn}}^v)^{1/2} T_{\text{Emn}}^w(x, y) (F_{\text{Emn}}^v \exp(-jk_{z\text{Emn}}^v z) + B_{\text{Emn}}^v \exp(jk_{z\text{Emn}}^v z)) \quad (2b)$$

其中 Z_{Hmn}^v Y_{Emn}^v 分别为 TE, TM 波的波阻抗、波导纳, F^v 和 B^v 为波的前向和后向的幅度系数, 设 $F^v = (a_1^v, a_2^v, \dots, a_m^v)$, $B^v = (b_1^v, b_2^v, \dots, b_m^v)$, a_i^v b_i^v 分别为入射波、反射波第 i 个模式的系数. 这些幅度系数是未知的, 必须通过边界条件的匹配来求得. $T_{\text{H/Emn}}^w(x, y)$ 为波导横向截面标量本征函数^[2], 含有横截面上 x 方向或 y 方向的波数 $k_{x(y)}$. 波导不连续性的横向截面图如图 2.

匹配两侧的横向电场和横向磁场, 应用模式函数的正交性, 经过一系列的矩阵运算, 可以获得 T_1 面不连续性处的散射矩阵为

$$S_{11} = -W(U - MM^T) \quad (3a)$$

$$S_{12} = 2WM \quad (3b)$$

$$S_{21} = M^T\{U + W(U + W(U - MM^T))\} = M^T\{U - S_{11}\} \quad (3c)$$

$$S_{22} = U - 2M^TW M = U - M^TS_{12} \quad (3d)$$

其中矩阵 $W = (U + MM^T)^{-1}$ M 矩阵^[3]为

$$M = \begin{pmatrix} \text{diag}\{(Y_{\text{Hmn}}^I)^{1/2}\} J_{\text{HH}} \text{diag}\{(Z_{\text{Hpq}}^{\text{II}})^{1/2}\} & 0 \\ \text{diag}\{(Y_{\text{Emn}}^I)^{1/2}\} J_{\text{EH}} \text{diag}\{(Z_{\text{Hpq}}^{\text{II}})^{1/2}\} & \text{diag}\{(Y_{\text{Emn}}^I)^{1/2}\} J_{\text{EE}} \text{diag}\{(Z_{\text{Epq}}^{\text{II}})^{1/2}\} \end{pmatrix} \quad (4)$$

J 为各模式的耦合系数. 这里有必要讨论一下 $T_{\text{H/Emn}}^w(x, y)$, 当横向波数 $k_{x(y)}$ 不容易获得时, 可以将每个模式写成一组正交级数的展开, 利用横向谐振法可以获得 $k_{x(y)}$. 文献[3]中给出了 J 的公式, 为便于计算, 将 $T_{\text{H/Emn}}^w(x, y)$ 用分离变量法写成 $T_{vp}(x, y) = T_{vp}(x)T_{vp}(y)$ v 代表 I 或 II p 代表 H 或 E, 从而得到

$$J_{\text{HH}} = T_{\text{IH}}(x)T_{\text{IH}}'(x)T_{\text{IH}}'(y)T_{\text{IH}}(y) + T_{\text{IH}}(x)T_{\text{IH}}(x)T_{\text{IH}}'(y)T_{\text{IH}}'(y) \quad (5a)$$

$$J_{\text{EH}} = -T_{\text{IE}}(x)T_{\text{IH}}(x)T_{\text{IE}}'(y)T_{\text{IH}}'(y) + T_{\text{IE}}(x)T_{\text{IH}}(x)T_{\text{IE}}'(y)T_{\text{IH}}'(y) \quad (5b)$$

$$J_{\text{EE}} = T_{\text{IE}}(x)T_{\text{IE}}'(x)T_{\text{IE}}'(y)T_{\text{IE}}(y) + T_{\text{IE}}(x)T_{\text{IE}}(x)T_{\text{IE}}'(y)T_{\text{IE}}'(y) \quad (5c)$$

求得 T_1 面的散射矩阵后, 根据对称性, T_2 面处的 S 矩阵为 T_1 面 S 矩阵的转置, 长度为 l 的“微型波导”的 S 矩阵后, 需要注意的是, 在计算“微型波导”的散射矩阵时各模式的排列的问题, 微型波导的散射矩阵为

$$V = \begin{bmatrix} V_h & 0 \\ 0 & V_e \end{bmatrix} \quad (6)$$

V_h 和 V_e 分别为 TE 模和 TM 模组成的对角矩阵

$$V_{(hp)} = \begin{bmatrix} 0 & V \\ V & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$V = \text{diag}(\exp(-jk_{x(m)}^v l))$, 对感性膜片 $V_e = 0$. 根据二端口网络的级联, 可以求得最后整个膜片的 S 矩阵.

2 滤波器尺寸的确定

考虑到波导中主模工作, 将膜片等效为一 k 型阻抗倒置器或者 J 型阻抗倒置器. 其 T 型等效电路与 k 阻抗倒置器如图 3.

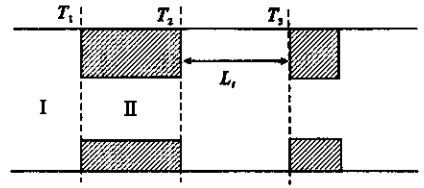


图 1 滤波器纵向示意图

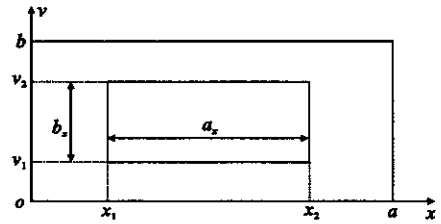


图 2 波导不连续性横向截面图

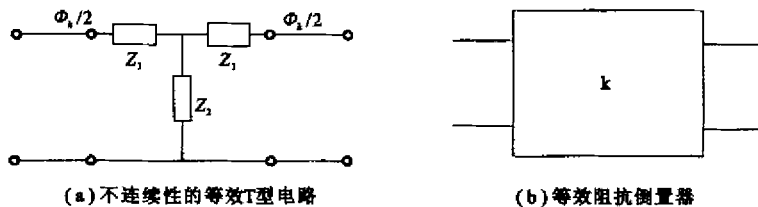


图3 等效电路与阻抗倒置器

由电路理论^[4]可以求得

$$Z_1 = (1 - s_{12} + s_{11}) / (1 - s_{11} + s_{12}) \quad , \quad Z_2 = 2s_{12} / ((1 - s_{11})^2 + s_{12}^2) \quad . \quad (8)$$

Z_1 Z_2 为等效网络的归一化串联、并联电抗 s_{11} s_{12} 为 TE_{10} 模式的 s 参数 K 为低通转换为带通的归一化倒置器值.

$$K = |\tan(\phi/2 + \tan^{-1} Z_1)| \quad , \quad (9)$$

其中

$$\phi = -\tan^{-1}(2Z_2 + Z_1) - \tan^{-1} Z_1 \quad . \quad (10)$$

将低通原型加入阻抗倒置器, 然后经过低通到带通的频率变化, 可以得到倒置器的归一化阻抗值为

$$K_{i+1} = (\pi W_\lambda / (2g_i g_{i+1}))^{1/2} \quad , \quad i = 0 \text{ 或 } n \quad , \quad (11a)$$

$$K_{i+1} = \pi W_\lambda / (2(g_i g_{i+1})^{1/2}) \quad , \quad i = 1 \sim n-1 \quad . \quad (11b)$$

W_λ 为中心频率处的相对波导波长 g 为低通原型的归一化阻抗值, 这里采用切比雪夫原形. 使式(9)和(11)相等, 引入下面的方程

$$f(a_i) = K(a_i) - K_i \quad , \quad (12)$$

其中 $K(a_i)$ 为模式匹配法求得的 K 值 K_i 由低通模型求得, 可以通过数值方法解超越方程(12)求得滤波器各级膜片的尺寸, 然后代入式(10)可求得电长度 ϕ_i , 采用二分之一波导波长谐振器可以得到谐振腔的长度, 根据 $l_i = (\lambda_{g0} / (2\pi)) (\pi - (\phi_i + \phi_{i+1}) / 2)$ 求得减去电长度 ϕ_i 后的谐振腔的值, 从而求得了滤波器的全部尺寸.

对于窄带带通滤波器的设计, 还可以采用1/4波导波长倒置器^[5], 用一段空波导加上两边的膜片组成谐振器. 该种结构能实现的带宽比1/2波导波长谐振器要窄一些, 但两者基本上都是窄带的. 对于较宽带的带通滤波器的设计, 文献[6]提出了1/2波长的阶梯阻抗倒置器. 由于目前的倒置器模型都是基于窄带或较宽带的, 对于超宽带的带通滤波器的设计, 可以利用较宽带的倒置器模型, 获得滤波器的尺寸, 然后再进行优化设计.

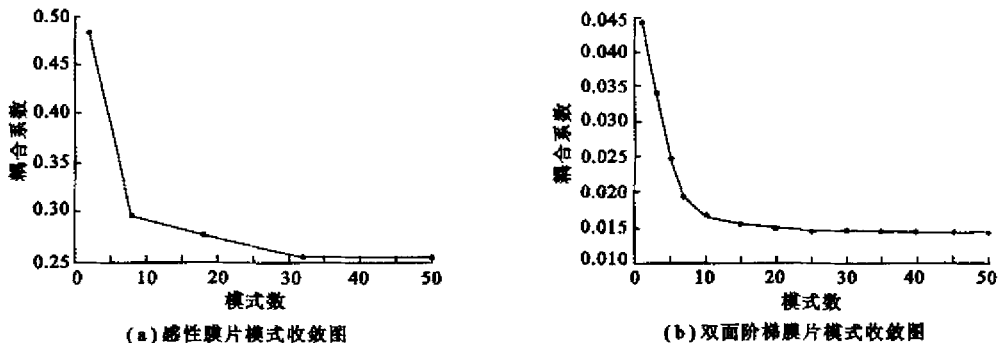


图4 模式收敛图

3 数值与实验结果

为了保证一定的精度, 可以在各区域选择相同的模式数目^[7], 只要模式数目足够, 模式匹配法的精度就可以得到保证. 为了编程方便, 这里选择各区域的模式数相等. 图4给出了收敛性曲线. 可以看出, 对感性膜片和双面阶梯膜片的分析, 30个模式就可以获得比较好的收敛结果. 在实际设计中, 对波导双面阶梯的分析 TE 和 TM 模各取 25, 对感性膜片的分析则取 50.

应用二分法^[8]对式(12)求解, 不需要输入初值, 对各种结构的膜片, 确定各自解的区间 $(0, \mu)$, μ 为波导的宽边长度. 在实际的滤波器制作时, 由于机械公差, 有必要对滤波器加入螺钉调谐和耦合, 如感性膜片中

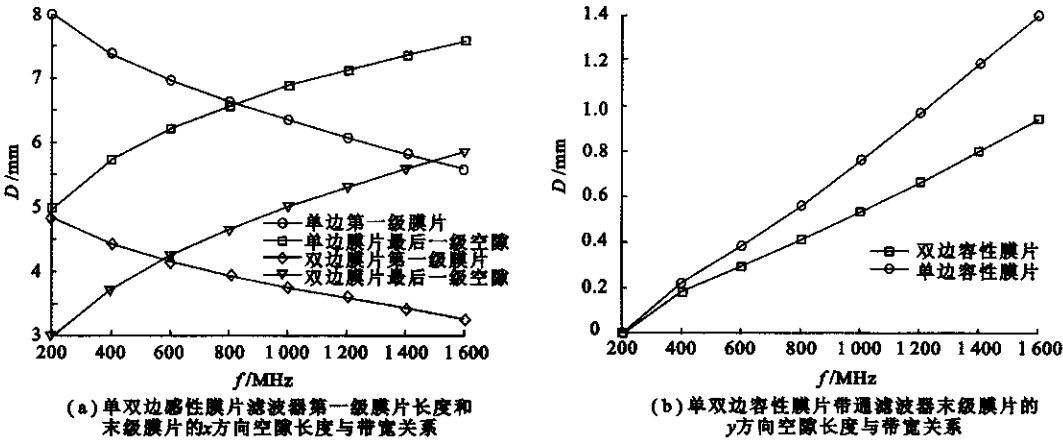


图 5 膜片尺寸与带宽关系曲线

间小波导的长度 a_x 的值应该大于螺钉的直径,另外,由于机械强度的要求,滤波器第一级膜片的尺寸不能太小.图 5 显示了以 5 阶切比雪夫低通原型的感性膜片和容性膜片带通滤波器在不同带宽的情况下,第一级膜片的尺寸和末级膜片中间小波导的尺寸曲线.从图 5(a)可看出,随着带宽增大,感性膜片末级膜片的空隙增大,第一级感性膜片的尺寸减小,在窄带时候,末级膜片空隙大于螺钉的直径,在宽带时,第一膜片的尺寸满

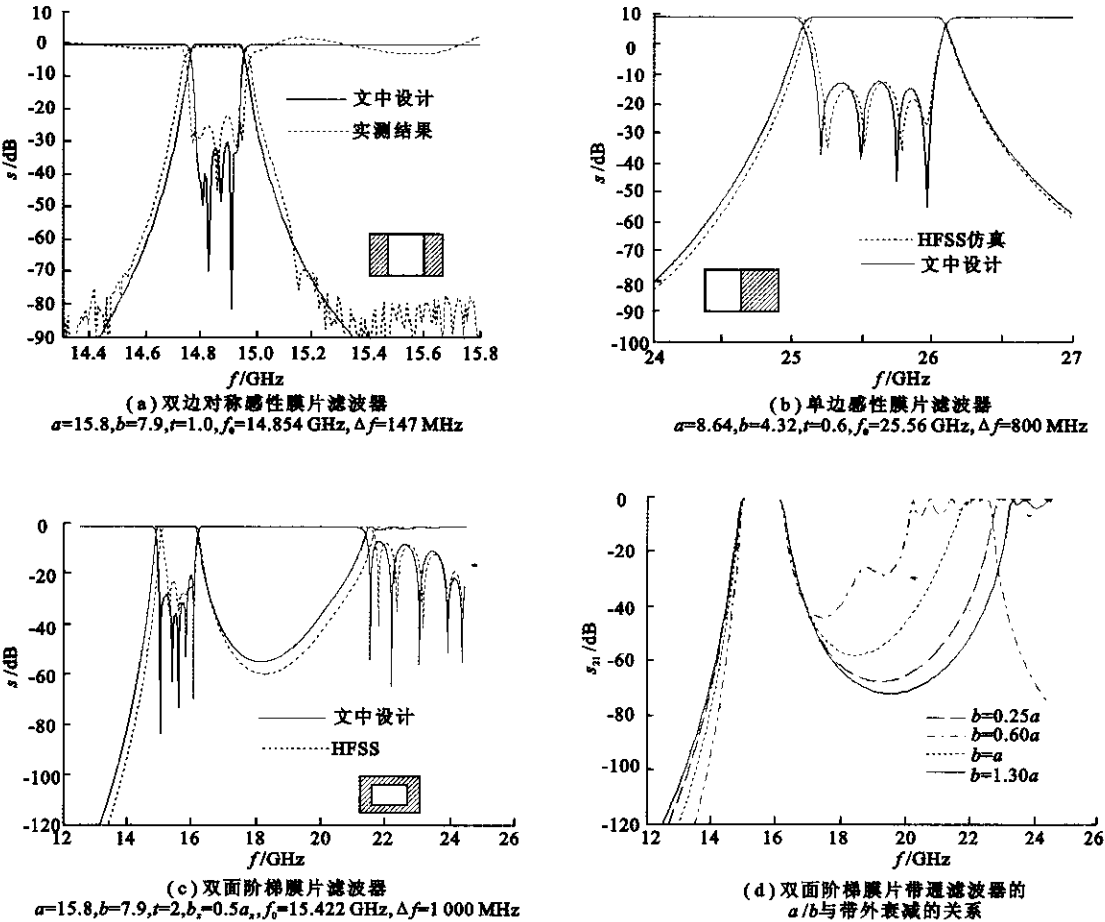


图 6 滤波器响应曲线

足机械强度的要求. 从图 5(b)中可看出 ,不管是单边或是双边容性膜片的带通滤波器 ,在宽带情况下 ,未级膜片的空隙 y 方向长度小于 1.4 mm ,在窄带情况下 ,已经达到小于 0.2 mm. 所以容性膜片带通滤波器不适合工作在高功率的情况.

利用文中的分析设计理论 ,设计了几只横向膜片的带通滤波器 ,其测试曲线和尺寸如图 6 和表 1 所示 ,从图 6(a)~(c)可以看出 ,实测结果和电磁仿真软件(HFSS)的仿真值与设计值吻合良好.

另外 ,从图 6(c)可以看出 ,半波长双面阶梯膜片带通滤波器的带外衰减特性不是很理想. 其原因主要是由于各级膜片在高频率处发生谐振 ,图 6(d)中提出了一种提高膜片 b/a 值来改进带外衰减特性. 从图中可以看出 b/a 越大 ,膜片的谐振频率越高 ,从而达到改善带外衰减特性的目的.

表 1 滤波器尺寸

a_1	a_2	a_3	a_4	l_1	l_2	l_3	l_4	
6.428	3.439	2.991	2.921	11.688	12.646	12.727		图 6(a)
5.346	4.018	3.657	3.578	6.479	7.364	7.506	7.528	图 6(b)
9.300	7.526	6.780	6.600	8.635	10.364	10.835	10.914	图 6(c)

4 结 束 语

笔者提出的波导横向膜片不连续分析的通用矩阵公式 ,对于分析其他不连续性 ,如脊波导 ,E 面插片等的不连续性也可适用(求得其本征函数 ,代入方程 5(a)~(c)). 另外 ,可以由不同综合方法获得倒置器 K 值 ,与全波分析法获得的 K 值对应起来 ,就可以适用于不同带宽要求和带外特性的滤波器尺寸. 利用 Fortran 编写滤波器的分析设计程序 ,对考虑全波模式的 9 阶双面阶梯带通滤波器的设计 ,获得尺寸消耗时间不到 3 min. 此方法不需要反复调试 ,因此可以快速精确地进行此种类型滤波器的 CAD 设计.

参考文献 :

[1] 李嗣范 陈忆元. 平面电路波导带通滤波器的机助设计[J]. 中国科学(A 辑) ,1982 ,(9) 857-866.

[2] Zhai Yangwen , Zhao Yongjiu. Analysis of Inductive Iris in Rectangular Waveguide with the Conservation of Complex Power Technique[J]. Journal of Xidian University , 2006 , 33(4) : 630-634.

[3] Patzelt H , Andt F , Double-plane Steps in Rectangular Waveguides and Their Application for Transformers , Irises , and Filters [J]. IEEE Trans on Microwave Theory Tech , 1982 , 30(5) : 771-776.

[4] Vanin F M , Schmitt D , Levy R. Dimensionnal Synthesis for Wide-band Waveguide Filters and Diplexers [J]. IEEE Trans on Microwave Theory Tech , 2004 , 52(11) : 2488-2494.

[5] Nanan J C , Tao J W , Baudrand H , et al. A Two-step Synthesis of Broadband Ridged Waveguide Bandpass Filters with Improved Performances [J]. IEEE Trans on Microwave Theory Tech , 1991 , 39(12) : 2192-2197.

[6] Postoyalko V , Budimir D S , Design of Waveguide E-plane Filters with All-metal Inserts by Equal Ripple Optimization[J]. IEEE Trans on Microwave Theory Tech , 1994 , 42(2) : 217-222.

[7] Bornemann J , Vahldieck R. Characterization of a Class of Waveguide Discontinuities Using a Modified TE_{xmn} -mode Approach [J]. IEEE Trans on Microwave Theory Tech , 1990 , 38(12) : 1816-1822.

[8] 徐士良. FORTRAN 常用算法程序集[M]. 北京 清华大学出版社 , 1993.

(编辑 : 齐淑娟)

微波滤波器设计培训——视频课程

易迪拓培训(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/>