

文章编号:1005-6122(2007)02-0055-04

基于基片集成波导(SIW)的双模带通滤波器*

张胜 王子华 肖建康 李英

(上海大学通信与信息工程学院,上海 200072)

摘要: 首先介绍了基片集成波导(SIW)这一新技术,并用表面电流理论解释了电磁波在SIW中的传输模式。同时,通过使用凹型过渡和接地共面波导过渡两种转换方式,解决了基片集成波导与微带线的过渡问题,从而解决了滤波器和有源微波电路的集成问题。文章用这两种过渡方式,分别设计了中心频率在5.63GHz和5.45GHz的双模带通滤波器。实验表明:这两种滤波器在通带内的反射损耗 S_{11} 均优于-21dB,-3dB带宽都在50MHz以上。

关键词: 基片集成波导, 双模谐振器, 传输零点, 转换器

Dual-mode Bandpass Filters Based on Substrate Integrated Waveguide (SIW)

ZHANG Sheng, WANG Zi-hua, XIAO Jian-kang, LI Ying

(School of Communication and Information Engineering, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: A new technique called substrate integrated waveguide (SIW) is presented in this article, and then wave modes in the SIW structures are explained by using surface currents theory. The transitions of SIW with microstrip are solved by using concave transition and grounded coplanar waveguide transition, which are convenient for filters synthesized with active microwave circuits. 5.63GHz and 5.45GHz dual-mode filters have been designed by using the transitions separately. The experiment results show that the return losses are better than -21dB and -3dB bandwidths are better than 50MHz in the passband of both filters.

Key words: Substrate integrated waveguide (SIW), Dual-mode resonator, Transmission zero, Transition

引言

随着微波及毫米波电路在近几十年内的迅猛发展,传统的用于设计微波无源器件的电路结构(如金属矩形波导、微带线等),已经不能完全适应现代无线通信对微波元器件小型化、集成化的要求。

基片集成波导(SIW)是一类新型波导,能被集成在有源集成电路的同一块基片上,具有共面电路结构(微带线等)的许多优点,如体积小、重量轻、便于现代微波集成电路(MIC)以及单片微波集成电路(MMIC)的集成和封装等。同时,SIW还秉承了传统矩形波导的品质因数高、便于设计等优点,因而被广泛应用于滤波器、天线、振荡器等微波平面电路中^[1,3~5,7~9]。SIW是一种人工集成的波导结构,由两排线性紧密排列的金属通孔或销钉嵌入同一基片

构成(如图1(a)所示),也可由金属凹槽集成在基片中构成(如图1(b)所示),其中由两列金属通孔构成的基片集成波导更为常用。

本文分别使用凹型过渡和接地共面波导转换形式,设计了一种SIW双模谐振器结构的带通滤波器。该种滤波器无载Q值可高达10 000以上,并在通带内产生2个传输极点,通带左侧出现了1个传输零点,从而改善了阻带效果。

1 SIW的相关理论

1.1 电磁波在SIW中的传输模式

相关文献分析指出^[1,3~5]:当有电磁波通过SIW时,若能合理控制SIW的相关尺寸(如图1(a)所示,两排孔间距离w,金属通孔的直径d,相邻通孔间距离s,基片厚度h),那么大部分电磁波将被限制

* 收稿日期:2005-08-01;定稿日期:2005-10-24

基金项目:上海市重点学科建设项目资助(项目编号:T0102);国防科技预研基金(项目编号:51437080204QT0601)

在两列孔之间的区域, SIW 具有与金属矩形波导相似的传输特性, 并且仅传输 TE_{n0} 模式的电磁波, 因此, 可以把矩形波导的相关理论运用到 SIW 中。

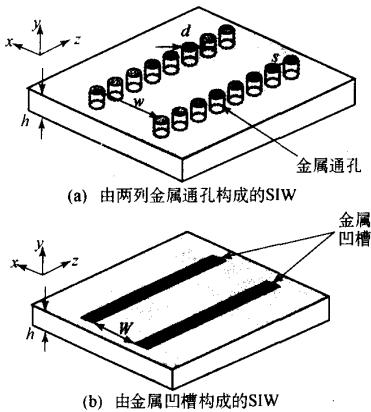


图 1 基片集成波导(SIW)示意图

当电磁波在波导中传输时,会在波导壁的内表面上感应出高频表面电流,表面电流的分布情况取决于波导内所传输的电磁波波形;而且,表面电流与由变化的电场所产生的位移电流一起,保证了电流的连续性^[2]。文献[1]用表面电流的理论给出了电磁波在 SIW 中的传输模式的物理解释。如图 1(a)所示,两侧线性紧密排列的金属通孔通过与介质基片上下金属面连接,形成有狭槽间隔的侧波导壁,从而成为一种特殊的矩形波导结构。在这种结构中,若表面电流沿着金属通孔在上下金属面之间(上下壁)流动,则狭槽不阻断表面电流的流动;而当表面电流沿两侧壁流动时,狭槽阻断了表面电流的流动,因而电磁波不能沿侧壁传输。

以 TE_{10} 波为例,纵向磁场产生横向的高频表面电流,表面电流在侧壁沿着金属通孔方向流动,狭槽不能阻断表面电流的流动(如图 2 所示),因此这种模式能够在 SIW 中传输。同理, TE_{n0} 波($n > 1$)感应的表面电流在侧壁具有与 TE_{10} 相似的流动方向,因此 TE_{n0} 波均能在 SIW 中传输。 TM 和 TE_{nm} ($m \neq 0$)波均有横向磁场分量,横向磁场会产生纵向电流(沿侧壁方向),狭槽阻断了表面电流的流动而造成大量辐射,因此 TM 和 TE_{nm} 不能够在 SIW 中传输。

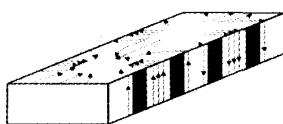


图 2 TE_{10} 波在侧壁有狭槽的矩形波导中的表面电流分布图

1.2 SIW 等效宽度的计算

图 1(a)中的 SIW 可以用矩形波导(假设宽度为 w_{eff} , 高为 h)来等效, 等效宽度 w_{eff} 介于 w 和 $(w-d)$ 之间, w_{eff} 受到 s, d, w 3 个参数的共同影响。随着相邻通孔间距离 s 减小, 相邻的金属通孔密度变大, 辐射损耗的电磁波减少, 更多的电磁波被限制在两排金属孔之间的区域传输, 因此, 保证 s 足够小是 SIW 与矩形波导等效的前提。Y. Cassivi 等人用 BI-RREM 法结合 Floquet 理论计算了 SIW 的散射特性, 得到了 TE_{10} 和 TE_{20} 的截止频率的计算公式^[5]:

$$f_{c(TE_{10})} = \frac{c_0}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \cdot \left(w - \frac{d^2}{0.95 \cdot s} \right)^{-1} \quad (1)$$

$$f_{c(TE_{20})} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \left(w - \frac{d^2}{1.1 \cdot s} - \frac{d^3}{6.6 \cdot s^2} \right)^{-1} \quad (2)$$

c_0 为真空中的光速。在保证 s 和 d 足够小的情况下, 能量辐射损耗非常小(可以忽略), w_{eff} 可由公式近似表示:

$$w_{\text{eff}} = w - \frac{d^2}{0.95 \cdot s} \quad (3)$$

Feng Xu 等在文献[1]中提出: w_{eff} 还受到参数 d/w 的影响, 并给出了更准确的计算公式:

$$w_{\text{eff}} = w - 1.08 \cdot \frac{d^2}{s} + 0.1 \cdot \frac{d^2}{w} \quad (4)$$

在设计滤波器的计算过程中发现: 在保证 $s/d < 2.0$ 和 $d/w < 1/8$ 的情况下, 公式(3)、(4)计算出的 w_{eff} 的数值非常接近, 因此完全可用式(3)简化计算。

Y. Cassivi 等还指出: TE_{n0} 与 TE_{10} 计算得到的 w_{eff} 的差别很小, 可以忽略。同时, SIW 中传播的 TE_{n0} 波和等效的矩形波导 TE_{n0} 波在整个工作带宽内也具有相同的传输常数, 两者可以等效。

2 双模谐振器的理论

双模滤波器能够在很大程度上改进带阻特性, 因此正被广泛应用于矩形波导滤波器的设计中。然而一些典型的双模设计方法(如调节螺钉、内角加工等)不适合于 SIW 的集成。文献[6]提出了一种新型的 H 面双模波导滤波器, 这种滤波器无需螺钉调节即可实现电磁波的模式转换和其在腔体内的耦合。该滤波器主体部分是一个大尺寸的腔体谐振器结构, 通过两种不同的模式电磁波耦合产生滤波效果, 能够出现两个传输极点和一个传输零点。

当两种不同模式、振幅相同而相位相差 180° 的 TE 波耦合时, 就会产生一个传输零点, 这样就能增加在特定频率的带阻特性, 从而改善滤波器的阻带

效果。假设基本的矩形波导谐振器的各边长分别为 w, h, l (如图 3 所示), 并且与尺寸 h 相联系的特征值为零, 若两种模式在同一频率谐振, 则有^[6]:

$$\left(\frac{m\pi}{w}\right) + \left(\frac{n\pi}{l}\right) = \left(\frac{p\pi}{w}\right) + \left(\frac{q\pi}{l}\right) \quad (5)$$

其中 m, n 是第 1 种模式下标, p, q 为第 2 种模式的下标。为了方便初始的模式选择, 方程(5)可用以下形式表示:

$$\frac{w}{l} = \sqrt{\frac{m^2 - p^2}{q^2 - n^2}} \quad (6)$$

矩形谐振腔的谐振频率为:

$$f_{R(\text{TE}_{m0q})} = \frac{c_0}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{w}\right)^2 + \left(\frac{n}{l}\right)^2} \quad (7)$$

因此, 在特定频率且 m 和 n (p 和 q) 不相同的情况下, 由方程(6)、(7)可以得到谐振器的初始长尺寸(l 和 w)。本文通过 TE_{102} 和 TE_{201} 两种谐振模式耦合, 首先计算与 SIW 对应的矩形波导谐振腔尺寸, 再结合式(3)计算 SIW 腔体尺寸, TE_{102} 和 TE_{201} 两模式的激励是通过腔体两侧的耦合孔实现的。

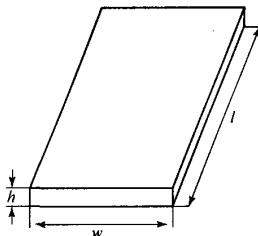


图 3 基本的矩形谐振器结构

3 转换器的设计

3.1 凹型过渡结构

微波元器件大都是表面封装或芯片形式, 在安装时需要共面电路结构的传输线(如微带线、共面波导等)。微带线和共面波导传输的是准 TEM 模, 这种模与 SIW 中传输的 TE_{n0} 模不同。因此, 基片集成波导与共面传输线的过渡问题——微带-SIW 转换器的设计, 是这项技术推广的一个重要前提。

国外已经提出了一种锥形微带-SIW 转换器结构^[7]。在这种结构中, 50Ω 微带线的接入部分按照锥形逐渐变宽, 从而实现准 TEM 模到 TE_{n0} ($n \geq 1$) 模的转换。文献[8]对此类结构进行拓展, 提出了 3 种基本的转换形式, 并分析了这 3 种过渡结构, 结果表明选择不同的结构对于匹配的设计非常重要。通过 ANSOFT 公司的电磁场高频三维仿真软件(HFSS8.0)进行仿真研究, 最终选取了凹型过渡结构。

该结构能有效地激励 TE_{102} 和 TE_{201} 两种模式, 从而达到较好的匹配效果(如图 4 所示)。同时, 还通过 HFSS 优化 SIW 谐振腔的尺寸以及改变介电常数, 来优化 SIW 和 50Ω 微带线之间的匹配。

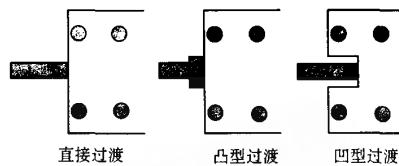


图 4 3 种基本转换形式

3.2 接地共面波导过渡结构

微带线在毫米波频段的辐射损耗很大, 共面波导(CPW)能够很好地克服这一缺点。文献[9]提出了微带线-共面波导-SIW 的过渡结构。如图 5 所示, 在 50Ω 微带线和 SIW 之间的过渡结构是由一段 50Ω 接地共面波导短截线和一对 90° 弯曲的 $\lambda/4$ 短路槽构成。在共面波导与下金属面之间可能会存在平行板模式的电磁波, 而嵌入在共面波导两侧的接地板上的金属通孔能有效抑制这种模式的波的传输。 $\lambda/4$ 短路槽靠近导带的一端电场最大, 而在短路端电场很小, 这与 SIW 中的基模 TE_{10} 的电场分布很相似, 因此可以很自然地实现模式转换。

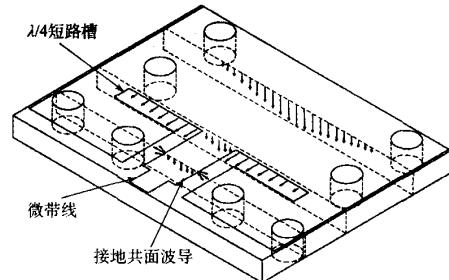


图 5 接地共面波导过渡结构及其电场分布图

4 试验及结果

分别采用以上两种转换形式设计了通带中心频率在 5.62GHz 和 5.45GHz 的 SIW 滤波器, 选取聚四氟乙烯构成的介质基片层(介电常数 ϵ_r 为 2.8, 厚度为 1.5mm), 并设定金属通孔的直径为 1mm, 相邻通孔间距离为 1mm。

由方程(3)、(6)、(7)并经过 HFSS 优化, 得到了两种不同过渡结构滤波器的最佳尺寸: 如图 6(a)所示, 凹型过渡结构的谐振腔尺寸为 $w \times l = 36\text{mm} \times 34.5\text{mm}$, 耦合孔距 y 轴的距离 p 为 13.8mm, 耦合孔径 c 为 8.6mm; 如图 6(b)所示, 接地共面波导过

渡结构的谐振腔尺寸为 $w \times l = 36.2\text{mm} \times 34.96\text{mm}$, 导带中心距 y 轴的距离 p 为 9 mm, 耦合孔径 c 为 8.6 mm, $\lambda/4$ 短路槽 a 为 5.6 mm。

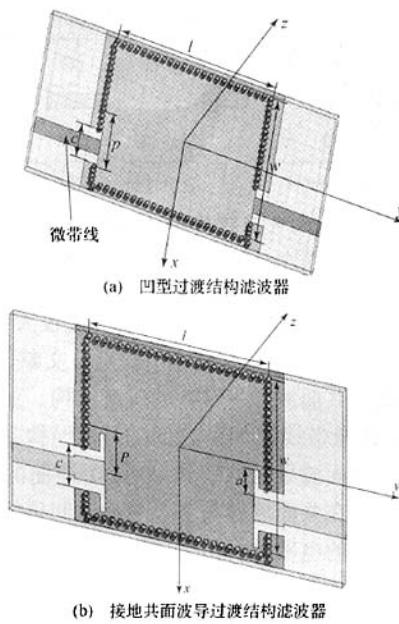


图 6 SIW 双模滤波器结构示意图

在调节过程中, 我们发现: 当耦合孔在腔体的中间位置时仅激励 1 种模式 (TE_{102}), 随着耦合孔偏离 y 轴, 第 2 种模式 (TE_{201}) 被激励出来, 两种结构出现了 2 个极点和 1 个传输零点, 同时, 带宽也随着耦合孔的偏移而有改变。凹型过渡结构滤波器在 $p = 13.8\text{mm}$ 时, 两种模式耦合程度最大, 最大反射损耗 S_{11} 小于 25 dB, 带宽达 60 MHz 左右(如图 7(a)); 接地共面波导过渡结构滤波器在 $p = 9\text{mm}$ 时, 两种模式耦合程度最大, 最大反射损耗 S_{11} 小于 21 dB, 带宽达 50 MHz 左右(如图 7(b))。

5 结论

本文设计的 SIW 滤波器通过双模耦合, 能够改善阻带特性。通带一侧的传输零点使阻带变得很陡, 提高了滤波器的滤波效果, 增强了窄带滤波器的实用性。采用凹型过渡结构和接地共面波导过渡结构设计的转换器均能有效地实现模式转换, 使 SIW 技术能够得到更有效的推广。

参 考 文 献

- [1] Xu Feng, Wu Ke. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide. IEEE Trans on Microwave Theory and techniques, 2005, 53(10):66~72

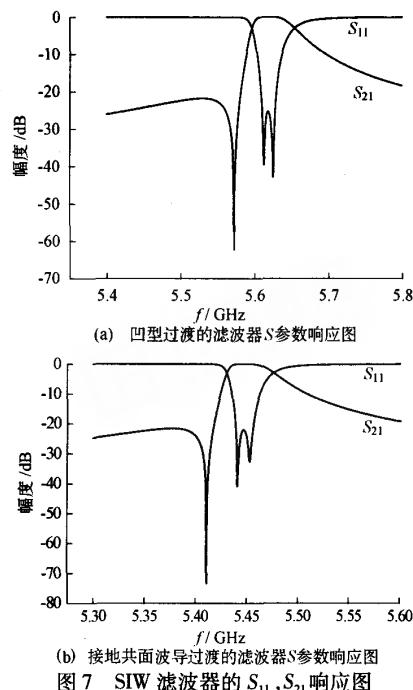


图 7 SIW 滤波器的 S_{11}, S_{21} 响应图

- [2] 闫润卿, 李英惠. 微波技术基础(第 2 版). 北京: 北京理工大学出版社, 1997. 93~95
- [3] Xu Feng, Zhang Yulin, Hong Wei, et al. Finite-difference frequency-domain algorithm for modeling guided-wave properties of substrate integrated waveguide. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2003, 51(11):2221~2226
- [4] Xu Feng, Wu Ke. Numerical multimode calibration technique for extraction of complex propagation constants of substrate integrated waveguide. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. Fort Worth, USA: IEEE, 2004. 1229~1232
- [5] Cassivi Y, Perregiani L, Arcioni P, et al. Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide. IEEE Trans on Microwave and Wireless Components Letters, 2002, 12(9):333~335
- [6] Marco Guglielmi, Pierre Jarry, Eric Kerherve, et al. A new family of all-inductive dual-mode filters. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2001, 49(10):1764~1769
- [7] Deslandes D, Wu Ke. Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form. IEEE Trans on Microwave and Wireless Components Letters, 2001, 11(2):68~70
- [8] 李皓, 华光, 陈继新, 等. 基片集成波导和微带转换器的理论与实验研究. 电子学报, 2003, 31(12): 2002~2004

(下转第 62 页)

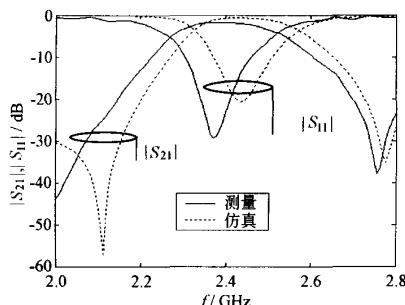


图6 带通滤波器的仿真和测量频率特性

从图6可以看出,仿真结果与测量结果吻合。测量的3dB带宽为2.31~2.45GHz,中心频率为2.38GHz,绝对带宽为0.14GHz,百分比带宽为5.9%,反射系数在整个通带内都小于-10dB,表明其匹配性能良好。在2.35~2.43GHz频率范围内插入损耗都小于2dB。通带内插入损耗的仿真最小值为0.6dB,包括两端SMA接头损耗在内的实际测量插入损耗最小值为1.85dB。两者的误差主要来源于微带线的导体、介质损耗和表面波。

3 结束语

本文提出了一种新型馈电结构的共面波导双模方形贴片带通滤波器,仿真和测量结果表明这种馈电方式可以减小馈线和谐振器之间的耦合损耗,从而减小通带内的插入损耗。通过改变馈线的尺寸可以对该滤波器的性能进行优化,该滤波器的带宽可以通过改变切角来改变。文中给出了仿真和测量结果,两者比较吻合。这种馈电方式也可以应用于其他双模带通滤波器。

参 考 文 献

- [1] Görtür A. Description of coupling between degenerate modes of a dual-mode microstrip loop resonator using a novel perturbation arrangement and its dual-mode bandpass filter applications. *IEEE Trans on Microwave Theory Tech*, 2004, 52(2): 671~677
- [2] Wolff I. Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a microstrip ring resonator. *Electron Lett*, 1972, 8(6): 302~303
- [3] Curtis J A, Fiedziuszko S J. Miniature dual mode microstrip filters. *IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig*, 1991, 2(6): 443~446
- [4] Waegel K H, Bauer R. Slot coupled dual-mode patch filters. *Electron Lett*, 1996, 32(5): 878~879
- [5] Zhu L, Wecowski P, Wu K. New planar dual-mode filter using cross-slotted patch resonator for simultaneous size and loss reduction. *IEEE Trans on Microwave Theory Tech*, 1999, 47(5): 650~654
- [6] Zhu L, Tan B C, Quek S J. Miniaturized dual-mode bandpass filter using inductively loaded cross-slotted patch resonator. *IEEE Microwave and Wireless Components Lett*, 2005, 15(1): 22~24
- [7] Hong J S, Li S Z. Theory and experiment of dual-mode microstrip triangular patch resonators and filters. *IEEE Trans on Microwave Theory Tech*, 2004, 52(4): 1237~1243
- [8] Gopalakrishnan G K, Chang K. Novel excitation schemes for the microstrip ring resonator with lower insertion loss. *Electron Lett*, 1994, 30(1): 148~149
- [9] Zhu L, Wu K. A joint field/circuit model of line-to-ring coupling structures and its application to the design of microstrip dual-mode filters and ring resonator circuits. *IEEE Trans on Microwave Theory Tech*, 1999, 47(10): 1938~1948
- [10] Navarro J A, Chang K. Varactor-tunable uniplanar ring resonator. *IEEE Trans on Microwave Theory Tech*, 1993, 41(5): 760~766
- [11] 顾其铮,项家桢,袁孝康.微波集成电路设计.北京:人民邮电出版社,1978. 40~40
- [12] 张 钧,刘克诚,张贤铎,赫崇骏.微带天线理论与工程.北京:国防工业出版社,1988. 54~66

胡慧玲 女,1982年生,江西永修人。南京邮电大学硕士研究生,主要研究方向为无线通信与电磁兼容。

E-mail: huilinghu@126.com

程崇虎 男,1962年生,江苏扬州人。南京邮电大学教授,主要研究方向为微波与射频技术、天线理论与设计等。

张 胜 男,1977年生,现为上海大学在读博士生,主要研究方向包括:微波及毫米波电路理论与设计,计算电磁学。

E-mail: shuzhangsheng@126.com

王子华 男,1946年生,教授,博士生导师。主要从事光纤与集成光学、非线性光学、光通信、微波与电磁场理论及天线等方面的研究。

(上接第58页)

- [9] Sung Tae Choi, Ki Seok Yang, Kiyohito Tokuda, et al. A V-band planar narrow bandpass filter using a new type integrated waveguide transition. *IEEE Trans on Microwave and Wireless Components Letters*, 2004, 14(12): 545~547

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，致力于专注于微波、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/>