

Structure Design and Simulation of a 2 400 MHz Microwave Dielectric Dual-Mode Filter

ZHANG Yi-fei¹, CHEN Xiao-guang^{1*}, CUI Li-cheng²

(1. Dept. of Communication Science and Technology, Fudan Univ., Shanghai 200433, China;
2. Shenzhen WaveTown Technologies Co., Ltd, Shenzhen Guangdong 51802, China)

Abstract: This paper introduces the design principle and calculating method of a 2 140 MHz microwave dielectric dual-mode filter, and uses High Frequency Structure Simulation software to simulate the design. Using new chamfer structure to couple dual resonant mode. The required parameters of the microwave bandpass filter are center frequency $f_0=2\ 140\ \text{MHz}$, insertion loss $IL>0.1\ \text{dB}$, $BW=10\ \text{MHz}$, ripple in the band $A_p<0.05\ \text{dB}$ and the attenuation in the stopband $A_s>25\ \text{dB}$. According to the result of simulation, the structure can reduce the insert loss and dimension of the filter efficiently. It's one of the most effective means for miniaturizing a bandpass filter.

Key words: dielectric dual-mode filter; chamfer couple dual-mode; miniaturize
EEACC: 1270F

2 140 MHz 双模介质谐振滤波器的结构设计和仿真

张翼飞¹, 陈晓光^{1*}, 崔立成²

(1. 复旦大学通信科学与工程系, 上海 200433;
2. 深圳市威通科技有限公司, 广东 深圳 518102)

摘 要: 研究对于 CDMA 频段 2 140 MHz 的微波双模介质滤波器的设计原理和计算方法, 同时使用高频结构仿真软件对所设计的滤波器进行了仿真分析。根据以往的双模结构, 使用了利用切角进行双模耦合的新结构。所要求的滤波器的参数指标为: 中心频率 $f_0=2\ 140\ \text{MHz}$, 插入损耗 $IL<0.1\ \text{dB}$, 带宽 $BW=10\ \text{MHz}$, 带内波动 $A_p<0.05\ \text{dB}$, 100 MHz 处带外抑制 $A_s>25\ \text{dB}$ 。仿真结果表明该结构可以更加有效地减小插入损耗, 且体积比传统滤波器减小了很多, 有利于器件小型化。

关键词: 双模介质滤波器; 切角斜面双模耦合; 体积小型化

中图分类号: TN713.3

文献标识码: A

文章编号: 1005-9490(2008)05-1518-05

双模介质滤波器是现在微波滤波器设计使用的新技术。介质滤波器是由介质谐振器构成的滤波器。而介质谐振器是由于电磁波在介质内部进行反复全反射谐振所形成的。因为电磁波在高介电常数的物质里传播时, 其波长可以缩短, 正是利用这一特点可以构成小型的微波谐振器。而双模滤波器在实际应用中可以等效为双调谐的谐振电路, 利用双模间的耦合可以制作带通滤波器, 与传统的单模滤波器相比, 双模滤波器具有损耗低、体积小、椭圆函数响应、重量轻等诸多优点。

以往设计介质滤波器一般都没有采用多模耦合的方法, 在 n 阶滤波器的结构中要使用 n 个腔, 而高介电常数的介质造价又很高, 直接导致了体积和成本的增加。以往设计双模或多模滤波器很多都采用波导和微带线结构设计, 由于结构和材料的限制直接导致了体积比较大和在高频下插入损耗不是很理想。本文同时运用了双模和介质谐振来设计滤波器, 有效地结合两种设计技术的优点, 高频率下插入损耗达到了 $0.06\ \text{dB}$, 体积也非常小。

收稿日期: 2007-11-02

作者简介: 张翼飞(1983-), 男, 复旦大学信息学院通信硕士生, 研究方向为无线移动通信、微波器件, yfzhang@yahoo.com.cn;
陈晓光(1964-), 男, 复旦大学副教授, 硕士生导师, 研究方向为无线移动通信, RF 电路设计, xgchen99@yahoo.com.cn;
崔立成, 男, 东南大学信息科学与工程学院微波专业博士, 深圳威通科技有限公司工程师, wmyclc@163.com

1 滤波器原型电路结构设计

1.1 原型滤波器的参数设计和结构图

以现代微波滤波器的设计理论为基础^[1],根据已知的滤波器参数确定滤波器的级数以及等效电路图。

给定的设计要求:① 中心频率: $f_0 = 2\ 140$ MHz;② 通带: $BW = 10$ MHz $IL < 0.1$ dB $A_p < 0.05$ dB;③ 阻带: $f_{s1} < 2\ 100$ MHz, $f_{s2} > 2\ 220$ MHz, $A_s > 25$ dB。

由设计指标设定采用切比雪夫型滤波器,阶数为 2,等效电路图为:

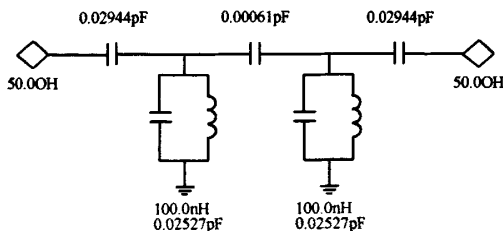


图1 滤波器等效电路图

可以得到耦合矩阵为

$$\text{Coupling Matrix} = \begin{bmatrix} 0.00000 & 0.00909 \\ 0.00909 & 0.00000 \end{bmatrix}$$

耦合带宽 $KBW = k_{12} \cdot f_0 = 19.4526$ MHz (1)

输入输出耦合时延为 Coupling Ref. Delay (source); $t_{d1} = 35.1529$ ns; Coupling Ref. Delay (load); $t_{d2} = 35.1529$ ns

输入输出耦合带宽为:

$$Q_{E(\text{MHz})} = \frac{2000}{\pi \cdot t_d} = \frac{636.6}{t_d} \approx 18.11 \text{ MHz} \quad (2)$$

2 滤波器中介质结构的设计

2.1 滤波器中介质谐振频率的设计确定和调谐(图2)

对于介质谐振频率的计算采用自由空间中矩形介质的谐振频率计算模型来进行估算,然后在高频软件仿真中进行精确的调整。

设定理想磁壁条件,矩形介质 TE_{mnp} 模谐振频率的计算公式为^[3]:

$$F_r = \frac{1}{2 \times \sqrt{\mu \epsilon}} [(m/a)^2 + (n/b)^2 + (p/l)^2]^{1/2} \quad (3)$$

当在自由空间中, TE_{010} 模的谐振频率近似于模 TE_{011} , 当设计谐振频率为 2 140 MHz 时,使用的介质材料的介电常数为 44,矩形谐振器 ($a=b=1$) 的大小大概为:

$$a = \frac{\sqrt{2}}{2 \times f_0 \sqrt{\mu \epsilon}} = \frac{3 \times 10^{11}}{\sqrt{2} \times 2140 \times 10^6 \times \sqrt{44}} \approx 15 \text{ mm} \quad (4)$$

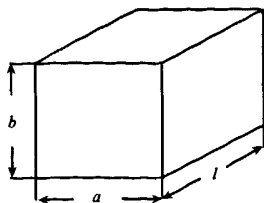


图2 矩形介质谐振器

在后面加了矩形屏蔽腔和改变矩形介质谐振器结构后发现 2 140 MHz 对应的矩形介质材料的大小为: $a = 20.5$ mm。简化的模型理论得到的谐振频率和实际仿真得到的谐振频率的误差大概为 20%。

因为要将谐振频率调谐到确定的滤波器中心频率上,所以要加入调谐结构,通常在工程应用中使用安装在螺钉上的金属或介质盘,扰动介质外的电磁场以达到调整谐振频率的目的^[4]。这里所使用介质调谐盘,结构图如图 3。

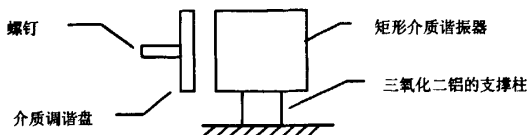


图3 使用介质调谐盘的调谐结构^[4]

经过后面的本征模仿真可以知道在 TE_{010} 谐振模式中,当介质盘靠近介质,谐振的频率会在一定范围内降低(当设计谐振频率在 2 140 MHz 时,调谐范围大概为 20~40 MHz)。

2.2 介质中双模耦合的设计和调谐结构

以往的介质滤波器设计中一般使用 HE_{11} 模和 TE_{010} 模这两种基本的谐振模式来进行耦合。

在仿真中使用的模型是建立在 Walker 和 Hunter 提出的三个磁场互相垂直的 TE_{010} 模矩形介质谐振器基础上的^[5]。前面三模结构因为增加了很多杂散的谐振频率模式,对使用的三个基本的 TE_{010} 模产生了交叉耦合的影响,又很难消除,所以改进模型通过分离 z 轴上的 TE_{010} 模 (Mode3), 利用另外两个模 (Mode1 和 Mode2) 的耦合来实现双模 TE_{010} 带通滤波器可以有效减小这个问题的影响。

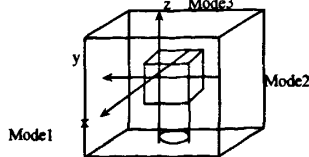


图4 Walker和Hunter提出模型中三个谐振模式^[5]

为了有效地分离 z 轴上的 TE_{010} 模,采用了在介质谐振器 z 轴方向上挖出个圆柱体孔洞的方法。对于模式的分离效果和分析可以参见下面的仿真结果。

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。一般对于简并模的耦合有三种方法。① 通过耦合螺钉来实现简并模耦合时,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。通常耦合螺钉与两个极化的电场成 45°。但这种耦合方式可调谐范围比较小。② 在介质谐振器上剖出个矩形切角^[2],但这种耦合方式不易加工。③ 在介质谐振器一端角上剖出斜面切角(图 5)。

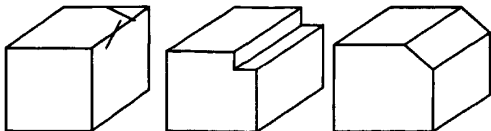


图 5 三种简并模耦合的方法

在下面的仿真模型中采用的是在谐振器上剖出斜面的方法来实现双模的内耦合。这种结构的优点一是避免了螺钉对场的干扰进而影响到插入损耗的指标,二是便于加工,耦合带宽的调谐范围也比较大(在下面的设计仿真中可以看到调谐范围可以达到 12MHz)。斜面产生耦合系数的大小由要设计的带通滤波器的内耦合系数决定。

2.3 滤波器输入输出耦合结构的设计

通过观察要激励的模的磁场方向,采用垂直于磁场的谐振耦合杆方式来实现输入输出耦合,结构图如图 6。

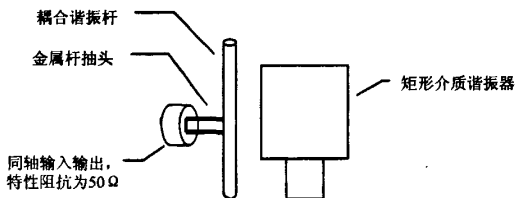


图 6 输入输出耦合结构

为了实现谐振器和输入输出耦合杆间的最大功率传递,耦合杆的高度大致符合谐振频率时的四分之一波长^[3],高度:

$$\text{Height} = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4 \times f_0} \approx 35 \text{ mm} \quad (5)$$

输入输出采用同轴结构,特性阻抗为 50 Ω,根据有介质填充的同轴线特性阻抗公式^[1]:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{b}{a} = 50 \Omega \Rightarrow \frac{b}{a} \approx 2.303, b \text{ 为同轴}$$

线外径, a 为同轴线内径 (6)

3 对单腔双模 2 阶滤波器结构的仿真

根据上面的结构分析,设计得到的双模介质谐振滤波器的结构如图 7 所示。

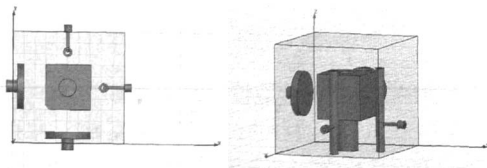


图 7 双模介质谐振滤波器结构图

3.1 介质谐振频率的仿真

为了使介质谐振器的谐振频率在所要设计的带通滤波器的中心频率 2 140 MHz 上,由前面理论得到的谐振器大小的基础,通过仿真调整,依据的规则是按照理论公式(4)可以知道的:谐振器越小,谐振频率越高;谐振越大,谐振频率越低。最后得到介质谐振器大小为 20.5 mm×20.5 mm×20.5 mm,在这里介质的介电常数为 44,正切损耗为 10⁻⁵。

此时仿真得到的 Q 值大概在 15 000 左右,体现了介质滤波器的高 Q 值特性。

3.2 双模间耦合带宽的仿真

采用圆柱体孔洞结构,对 z 轴上的 TE_{010} 模 (Mode3) 分离,使其谐振频率离我们要使用的 x 轴和 y 轴上的 TE_{010} 模 (Mode1 和 Mode2) 频率较远,不会产生影响太大的伪通带。

表 1 圆柱体孔洞对三模的分离效果(斜面大小 chamfer-width 为 3 mm) 单位:GHz

圆柱体孔洞采用	F_{mode1}	F_{mode2}	F_{mode3}
未采用圆柱体孔洞	1.9656	1.9853	1.9041
采用了圆柱体孔洞	2.1359	2.1568	1.9315

未采用孔洞时, Mode_1 、 Mode_2 和 Mode_3 的频率接近, Mode_1 和 Mode_2 的频率差只有 20 MHz, Mode_1 和 Mode_3 的频率差为 60 MHz 左右。采用了孔洞结构后,此时 Mode_1 和 Mode_2 的频率差只有 21 MHz,而 Mode_3 的频率与最接近的 Mode_1 相差了 200 MHz 左右,达到了比较好的分离效果。采用孔洞对各个模式谐振频率都产生了影响,但对 x 轴和 y 轴上的 TE_{010} 模影响较大,而圆柱体结构又在 x 轴和 y 轴剖面对称,频率偏移也大致相同,达到了与 z 轴上 TE_{010} 模分离的目的。

设定本征模分析得到图 8 中磁场矢量场形图,对照图 4 可以看到 Mode_1 和 Mode_2 是我们要用到的两个在单腔内耦合的模式,它们的磁场互相垂直。

斜面大小的衡量用图 9(a) 中所示 chamfer-width 来表示。仿真数据表明,调整斜面大小可以有效地在一定范围内调整双模间的耦合带宽。当输入输出耦合杆位置如图 9(b) 摆放,斜面位置取在位置 1 或者 3 时,此时斜面大小和双模间耦合带宽的关系成反比例关系。

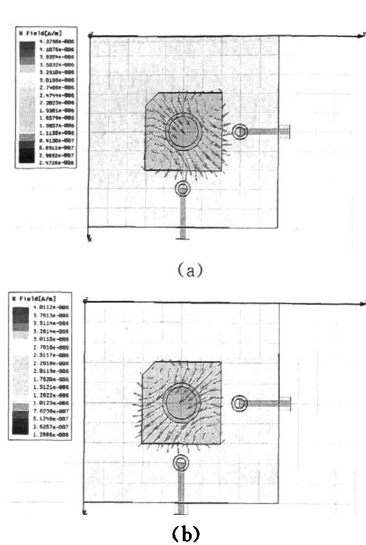


图 8 要使用的两个耦合谐振模式的磁场矢量图

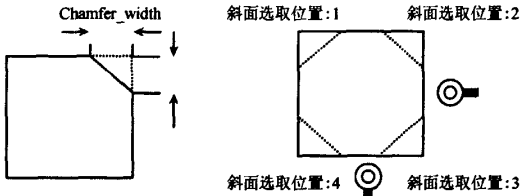


图 9 斜面大小和斜面选取位置的示意图

分析原因,位置取在位置 1 或者 3 时,斜面对两个耦合谐振模式中较低频率的 Mode₁ 的谐振频率产生了较大的影响,Mode₁ 的磁场方向相对于 1—3 方向,由于切角使得此方向上的电磁波反射谐振的尺寸减小而使得 Mode₁ 的谐振频率提高,减小了与较高频率的 Mode₂ 的差距,导致了耦合带宽的减小。

仿真精度为 1%,取斜面大小 chamfer-width 为 1.5 mm,2 mm,2.5 mm,3 mm,4 mm 五个点,分别得到的 Mode₁ 和 Mode₂ 的谐振频率如表 2 所示。

表 2 反比例位置时各斜面大小 Mode₁ 和 Mode₂ 的谐振频率

Chamfer-width/mm	F_{mode_1}/GHz	F_{mode_2}/GHz
1.5	2.1299	2.1566
2	2.131	2.1563
2.5	2.1336	2.1567
3	2.1359	2.1568
4	2.1432	2.1581

计算双模间耦合带宽的公式为^[2]

$$K_{12} = k_{12} \times f_0 = \frac{f_{mode_2}^2 - f_{mode_1}^2}{f_{mode_1}^2 + f_{mode_2}^2} \times f_0 \quad (7)$$

当输入输出耦合杆位置如图 8 摆放,斜面位置取在位置 2 或者 4 时,此时斜面大小和双模间耦合带宽 K_{12} 的关系成正比例关系。

可以参照上面对反比例关系的原因分析,位置

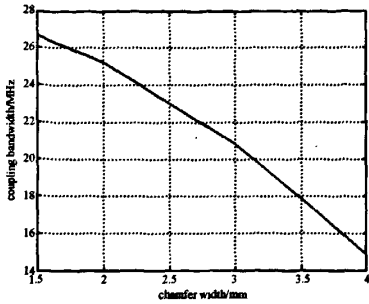


图 10 反比例位置时斜面大小与双模间耦合带宽的关系图
取在位置 2 或者 4 时,斜面对两个耦合谐振模式中较高频率的 Mode₂ 的谐振频率产生了较大的影响。

仿真精度为 1%,取斜面大小 chamfer-width 为 1.5 mm,2 mm,2.5 mm,3 mm,4 mm 五个点,分别得到的 Mode₁ 和 Mode₂ 的谐振频率参见表 3 和图 11。

表 3 正比例位置时各斜面大小 Mode₁ 和 Mode₂ 的谐振频率

Chamfer-width/mm	F_{mode_1}/GHz	F_{mode_2}/GHz
1.5	2.1272	2.1577
2	2.1281	2.1603
2.5	2.1280	2.1622
3	2.1279	2.1643
4	2.1298	2.1727

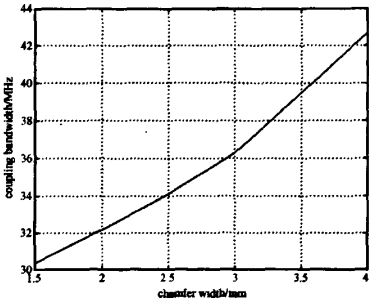


图 11 正比例位置时斜面大小与双模间耦合带宽的关系图

最后设计的模型参照设计的耦合带宽范围,采用了反比例关系时的位置 1 放置斜面,此时对应 § 1.1 中求出的双模间耦合带宽: $K_{12} = 19.4526$ MHz,得到大概要的斜面大小为 3.2 mm。

3.3 输入输出耦合带宽的调整

输入输出的耦合带宽主要通过调整金属杆抽头在谐振耦合杆上的高度来调整。抽头高度越高,时延(在中心频率处 S_{11} 的时延)越小,耦合带宽越大。根据公式(2)计算输入输出耦合带宽。仿真结果表明抽头高度和耦合带宽成正比例关系见图 12。

对应 § 1.1 中求出的输入输出耦合带宽: $Q_e = 18.11$ MHz,得到大概要的抽头高度位置为 12.8 mm。

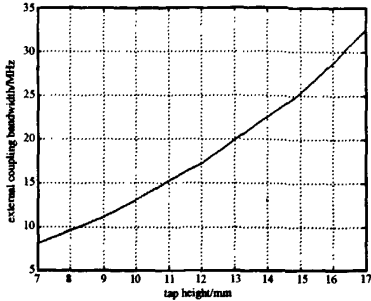


图 12 金属杆抽头高度和输入输出耦合带宽的关系图

3.4 仿真的 S 参数曲线结果

上面分析中由设计指标对应的具体结构的尺寸都可以得到,然后设定模型进行仿真,并对仿真后的结果,进行修正调整和优化,直到满足设计所需要求。

最后的 S 参数曲线图为图 13 和图 14。

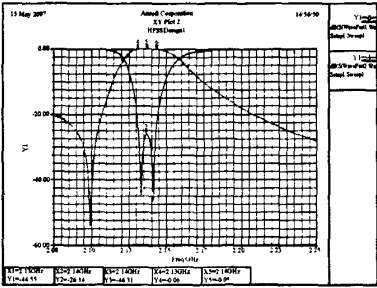


图 13 窄带分析的插入损耗(S_{21})和回波损耗(S_{11})图

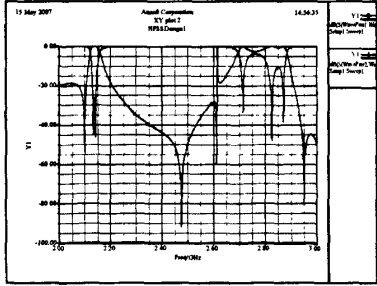


图 14 宽带分析的插入损耗(S_{21})和回波损耗(S_{11})图

由图 13 可以看到在通带内插损小于 0.06 dB,回波损耗大于 25 dB,带外抑制在通带外 80 MHz 处大于 25 dB。此时的斜面大小为 3.2 mm,抽头高度为 14 mm,介质谐振大小为 20.5 mm,符合前面设计分析范围。由图 14 可以看到伪通带的位置大致在 2 700 MHz 到 2 800 MHz 之间,比原来三模设计的结构^[4]有效分离开了伪通带。

4 总结

双模介质谐振滤波器可以有效减小传统滤波器的体积,首先双模的应用使得原先 2 阶设计要用到的双腔减少到单腔,其次介质谐振器的应用使得比传统空腔波导的体积减小了 $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 左右的体积。介质滤波器还具有高 Q 值,高信噪比等特点,在现代讲究体积小型化的移动通信和卫星通信领域中有着广泛的应用。双模介质滤波器是今后设计高频率高性能指标的带通滤波器的方向。本文设计的双模介质谐振滤波器,体积只有 50 mm×50 mm×50 mm,通带内插损损耗的技术指标远远小于其他不采用介质谐振的设计方法。

参考文献:

[1] 甘本拔,吴万春.现代微波滤波器的结构与设计[M].北京:科学出版社,1973.

[2] Liang Xiao-Peng,Zaki Kawthar A,Atia Ali E. Dual Mode Coupling by Square Corner Cut in Resonators and Filters[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, DECEMBER 1992,40(12).

[3] 吕善伟.微波工程基础[M].北京航空航天大学出版社.

[4] Hunter I C, Theory and Design of Microwave Filters[M]. IEE, Stevenage, U. K. ,2001.

[5] Dassonville V and Hunter I. Triple Mode TE01d Resonator Transmission Filters[C]//Filtronic PLC Engineering Conference, Filtronic, U. K. ,Yorkshire,2000,234-238.

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/>