

波导双通带滤波器

吴须大

((西安空间无线电技术研究所,西安 710000))

摘要 应用单个谐振器提取衰减极点的原理和引入有关的交叉耦合的方法,利用一个滤波器结构实现了陡峭衰减的双通带滤波器。分析了这种滤波器的基本原理,介绍了有关的设计参数和方法,并采用两腔波导滤波器进行了实验,实测的电性能与理论分析特性吻合较好。

关键词 双工器 滤波器

1 引言

在微波系统中往往需要在宽频带范围内滤出两个有用的信号并加以合成,以一个端口把信号送到接收机或放大器。例如参考文献[1]提到的用于GPS系统中的设备(Double-diplexed two channel filter for GPS)就是这样,现摘录在图1。在该图中,使用了并联排列的且输入、输出端都合一的2个带通滤波器,整个网络实现了2个通带互相隔离,而在其它的频率范围又提供了一定的衰减功能,从而满足了工作通道之间和附近干扰信号的衰减要求。

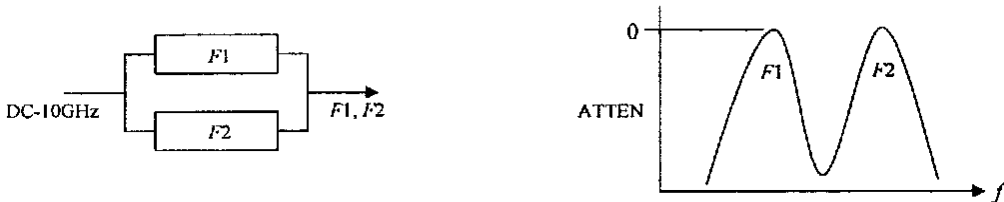


图1 用于GPS的双合一2通带滤波器原理和特性示意图

为了获得良好的通带性能,该双合一传输线长必须精心设计,并适当调整F1和F2通道滤波器的有关耦合参数,才能消除2通道滤波器之间的不利影响。

可以完成这个功能的方案还有:2个通道滤波器前后各加一个环行器;2个通道滤波器前后各加一个3dB桥;公共多模腔双通道滤波器^[2]和Zolotarev带通滤波器^[3]等等,各有优缺点。

本文应用单谐振器提取衰减极点的原理和引入有关的交叉耦合的方法,利用一个波导滤波器结构也达到了这个目的。

2 基本原理

为了简单说明这种滤波器的基本原理,以6阶滤波器为例,其等效电路表示在图2。

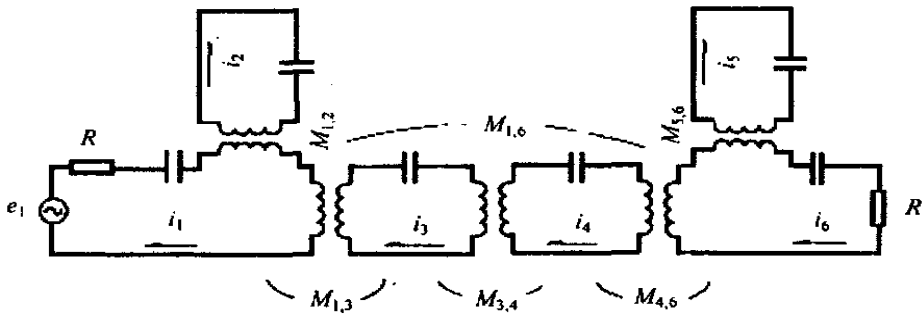


图 2 6 阶双通带滤波器的等效电路

该等效电路方程为：

$$\begin{bmatrix} R_0 + s & jM_{1,2} & jM_{1,3} & 0 & 0 & jM_{1,6} \\ jM_{1,2} & s_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ jM_{1,3} & 0 & s & jM_{3,4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & jM_{3,4} & s & 0 & jM_{4,6} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_5 & jM_{5,6} \\ jM_{1,6} & 0 & 0 & jM_{4,6} & jM_{5,6} & R_0 + s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中 $s = \frac{1}{Q_0 \cdot B_w} + j \frac{1}{B_w} (\omega - \omega_0)$, Q_0 是谐振腔的无载 Q 值, B_w 是滤波器的相对带宽。 ω 是角频率, ω_0 是滤波器中心角频率。在忽略了热损耗和对频率、带宽进行归一化以后, $s = j\omega = j(\omega - \omega_0)$ 。

由(1)式可以列出 i_6 的表达式：

$$i_6 = \frac{-1,6}{Q_0 \cdot B_w} = \frac{-j_2 s (-M_{1,3}^2 M_{3,4} - M_{1,6}^2 + M_{3,4}^2 M_{1,6})}{\dots} \quad (2)$$

其中 Δ 为(1)式中阻抗行列式的值。由于在这里关心的是该电路出现的衰减极点,故不再把它进行展开。由(1)式的分子可见, $i_6 = 0$ 的状态有：

$$(1) \quad s_2 = 0, \quad s_5 = 0 \quad (3)$$

$$(2) \quad -M_{1,3}^2 M_{3,4} - M_{1,6}^2 + M_{3,4}^2 M_{1,6} = 0 \quad (4)$$

第一种状态说明了利用单腔来提取衰减极点的基本原理,表示该电路在第二和第五谐振器的谐振频率上各有一个衰减极点,这种设计技术在以往的产品研制中已经使用过。如果是统调滤波器,即所有的谐振器都谐振在同一个中心频率上,那么在该带通滤波器的中心频率处具有一个 2 阶的衰减极点。

对于第二种状态,在 $\omega = \pm \sqrt{(M_{3,4}^2 M_{1,6} - M_{1,3}^2 M_{3,4}) / M_{1,6}}$ 时,显然有 2 个对称的衰减极点。假定主耦合 $M_{3,4}$ 的符号是正,那么在这里存在两种情况: $M_{1,6}$ 为负和 $M_{1,6}$ 为正,前者根号内的值大于后者,这样前者出现的一对衰减极点可能在通带外的两侧,而后者出现的一对衰减极点可能在通带内中心频率的两侧。这两种情况都有用,前者状态的带通滤波器在中心频率处具有一个 2 阶的衰减极点,而在通带外的两侧各具有一个衰减极点,如图 3(a) 所表示的响应,其耦合参数为: $R = 0.924, M_{1,2} = 0.473, M_{1,3} = 0.735, M_{1,6} = -0.175, M_{3,4} = 0.831$; 后者状态的带通滤波器的衰减极点都分布在通带内,而且在中心频率及其两侧,并依中心频率相对称,如图 3(b) 所表示的响应,其耦合参数为: $R = 0.865, M_{1,2} = 0.694, M_{1,3} = 0.492, M_{1,6} = 0.673, M_{3,4} = 0.491$ 。这样,由(4)式得知, $\omega = \pm 0.254$,如设计带宽为 40MHz 时,则另外 2 个衰减极点的位置在中心频率两侧的 ± 5 MHz 处,从而在通带中心的一个频带内形成了一个类椭圆函数带阻特性。由于中心两侧的这一对衰减极点的频率可控,因此带阻

带宽可以根据要求进行设计。

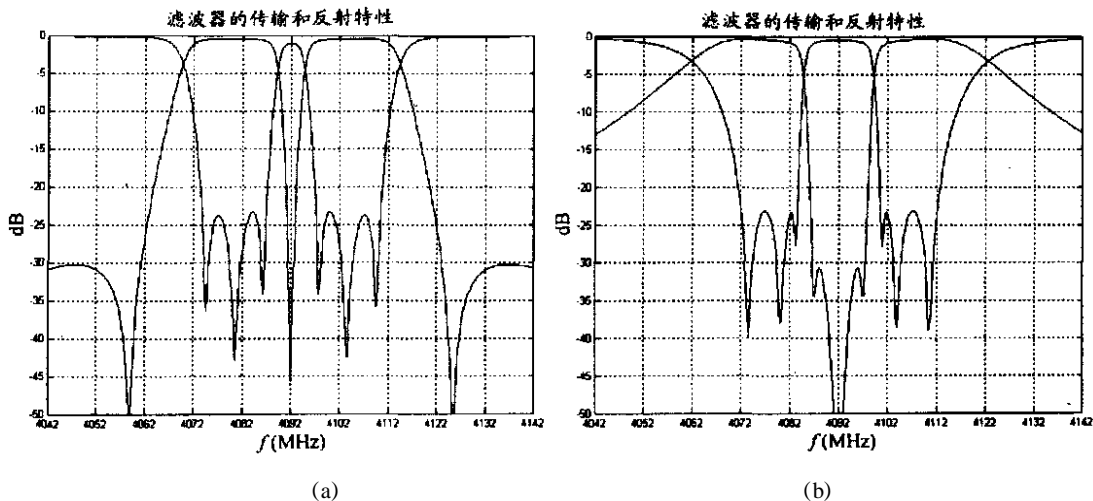


图3 6阶双通带滤波器理论分析特性: (a)通带外的两侧各具有一个衰减极点; (b)通带内有一个类椭圆函数宽带阻

对于8阶双通带滤波器同样具有这种性质:除了带通滤波器的中心频率处具有一个2阶衰减极点以外,通带内、外还可以同时具有一对衰减极点,或者通带外同时具有两对衰减极点,其特性分别表示在图4(a)和图4(b)中。图4(a)所表示的响应的耦合参数为: $R=0.687$ 、 $M_{1,2}=0.645$ 、 $M_{1,3}=0.529$ 、 $M_{1,8}=-0.155$ 、 $M_{3,4}=0.704$ 、 $M_{3,6}=0.346$ 、 $M_{4,5}=0.134$;图4(b)所表示的响应的耦合参数为: $R=0.732$ 、 $M_{1,7}=0.603$ 、 $M_{1,3}=0.586$ 、 $M_{1,8}=0.019$ 、 $M_{3,4}=0.675$ 、 $M_{3,6}=-0.267$ 、 $M_{4,5}=0.653$ 。

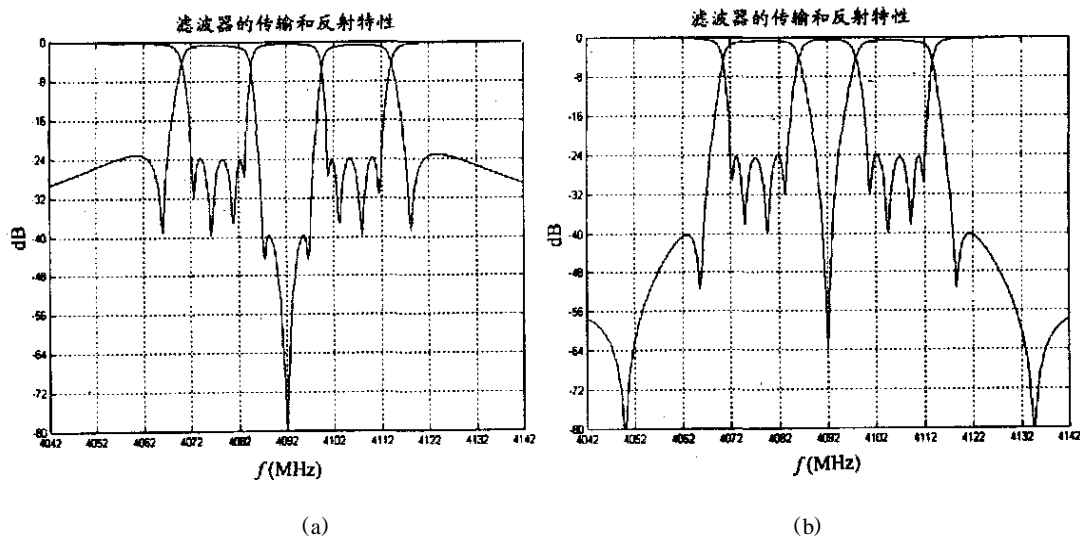


图4 8阶双通带滤波器理论分析特性:(a)通带内、外另具有一对衰减极点; (b)通带外另具有两对衰减极点

3 滤波器的设计

在通带中拥有2阶衰减极点的技术已经应用于同轴滤波器或梳状滤波器的设计。为了推广应用到波导领域,使用了2个三模谐振腔去实现6阶的双通带滤波器特性。每腔有2个 TE_{111} 模和1个 TM_{010} 模工作,滤波器结构示意图如图5(a)所示,图中省略了调频率螺钉。而图5(b)表示了2个三模腔中3个模极化的工作安排。该滤波器的输入、输出采用SMA同轴探针形式。2腔中间使用了窄长

“+”字孔耦合模片,分别提供两腔中 1 和 6、3 和 4 模之间的耦合。

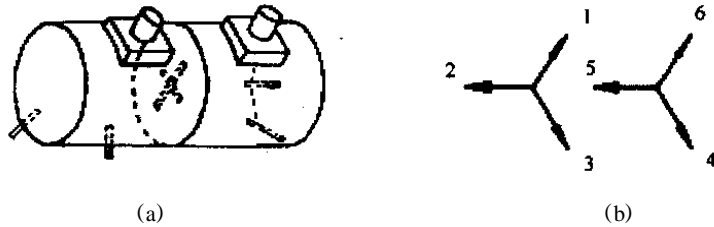


图 5 双通道波导滤波器:(a)滤波器结构示意图;(b)6 模极化的安排

在该结构基础上,分别应用图 3(a)、3(b)理论分析特性所拥有的各耦合参数,通过有关的计算,获得了该滤波器各耦合机构的几何尺寸。经调试,实验件实测的电性能分别表示在图 6(a)和图 6(b)。在实际的该波导滤波器结构中,由于两腔中间使用了窄长“+”字孔耦合模片,分别处于左右腔中的 2 模和 5 模也通过该耦合模片产生了不需要的微弱耦合,从而使通带中心的阻带特性造成轻微分裂,由单纯的 2 阶衰减极点变成了轻微的“双峰”。这种现象,在窄阻带的图 6(a)中比较明显,而在宽阻带的图 6(b)中不太明显。这些实测特性分别与图 3(a)、3(b)理论分析特性相比较,可见吻合较好。

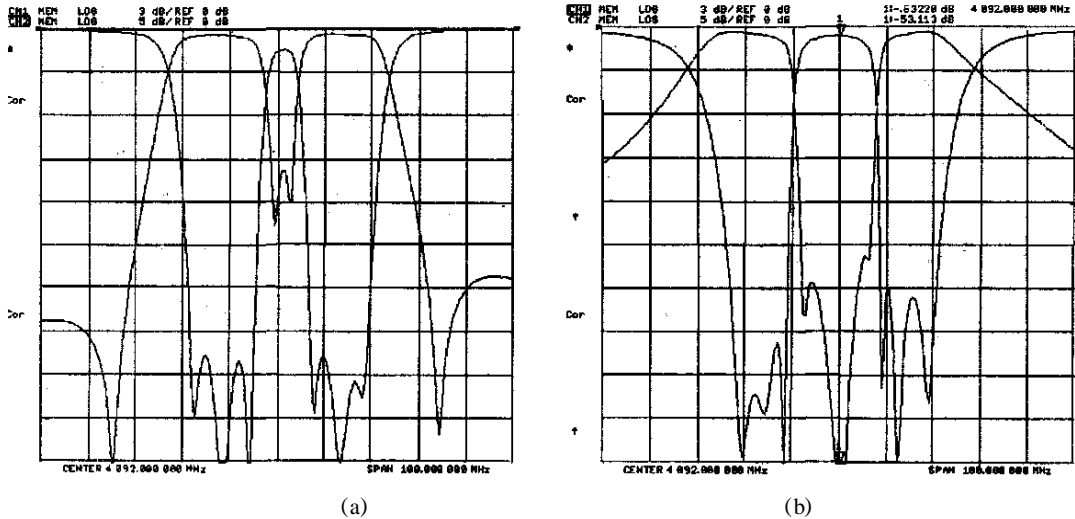


图 6 6 阶波导双通带滤波器实验件实测的电性能:(a)与图 3(a)特性相对应;(b)与图 3(b)特性相对应

4 结 论

对 6 阶具有两个分支谐振器的对称滤波器等效电路进行了较详细的分析,在带通滤波器的中心频率处具有一个 2 阶衰减极点的基础上,通过引入有关的交叉耦合的方法,还可以同时获得通带内或通带外一对衰减极点,从而利用一个滤波器结构实现了陡峭衰减的双通带滤波器。应用该原理,采用两腔波导滤波器进行了实验,实测的电性能与理论分析特性吻合较好。这样,在现代多通道微波传输系统中,这种双通带滤波器对双频带滤波(Double band filtering)提供了一个新的方法。

参考文献

- 1 Levy R, Snyder R V and Matthaei G. Design of microwave filters. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. ,2002 ,50(3) :783 ~ 793
- 2 Rosenberg U. Multiplexing and double band filtering with common multimode cavities. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. , 1990 ,38(12) :1862 ~ 1871
- 3 Bell H C. Zolotarev bandpass filter. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. ,2001 ,49(12) :2357 ~ 2362

作者简介

吴须大 1940 年生,1966 年毕业于中国科学技术大学,研究员。主要从事空间微波无源技术的研究。