

# 非对称双阻带滤波器的综合与设计

徐卫丰 温海滨 李刚 梁昌洪

(西安电子科技大学 天线与微波技术国家重点实验室，西安 710071)

deschamp@163.com

**摘要：**本文介绍了一种新的非对称双阻带微波滤波器的综合方法。该方法利用频率变换来确定滤波器的极点和零点位置，可以直接用于设计规定阻带的双阻带滤波器。整个过程不需要优化，大大简化了设计流程。基于该方法，本文成功设计了一个八级非对称双阻带滤波器。本文的研究工作对微波通信系统中高性能双阻带滤波器设计有很大指导意义。

**关键词：**频率变换；非对称；双带阻滤波器

## Synthesis and Design of Asymmetric Dual-Stopband Filters

Xu weifeng ,Wen haibin ,Li gang, Liang changhong,

( National Key Laboratory of Antennas and Microwave Technology,Xidian University, Xi'an,China 710071 )

**Abstract:** This paper presents a novel method for synthesis of asymmetric dual-stopband microwave filters. This method employs frequency transformation technique to determine the locations of poles and zeros of a desired filter. This method can be used to design dual-stopband filters with prescribed stopbands directly without any need of optimization process. Then an eight-pole asymmetric dual-stopband filter is designed efficiently to validate the transformation technique. This universal method will be useful for the design of various high performance dual-stopband filters in the microwave communication systems.

**Keywords:** Frequency transformation; Asymmetric; Dual-stopband filters

### 1 引言

随着通信的发展，对先进带阻滤波器函数的要求也相应地增加。在参考文献<sup>[1]</sup>中，提出了双阻带滤波器及相关的频率变换。但是，该频率变换只适用对称情况。本文提出利用频率变换而不需优化的非对称双阻带滤波器设计方法。从低通原型到双带通频率响应，利用两次频率变换，然后根据带通与带阻滤波器之间的关系，可以设计出具有两个指定阻带的滤波器。这个方法同样满足具有不同带宽的双阻带滤波器的设计。

### 2 设计方法

在设计非对称双通带滤波器时有两次频率变换。图1给出了在三个不同频域的频率响应。 $\Omega$ 是低通原型归一化频率， $\omega$ 是实际频率。通常在 $\Omega$ 域设计单通带滤波器，用频率变换使滤波器工作在 $\omega$ 域。为了设计双阻带滤波器，引入了中间归一化频率 $\Omega'$ 。对 $\Omega$ 域中的频率响应连续应用两次频率变换可以得到 $\omega$ 域中的频率响应。根据带通与带阻滤

波器之间的关系，从 $\Omega$  域滤波器的传输函数可以得到双阻带滤波器的耦合矩阵。

我们假设双通带滤波器具有两个对称通带，通带区域具体为 $(\omega_{b1}, \omega_{a1})$  和 $(\omega_{a2}, \omega_{b2})$ ，如图1(c)。本文中，我们通过解析的频率变换方法得到双通带滤波器的极点和零点，然后利用带通与带阻的关系，即原来双通带滤波器的极点和零点变为现在双通阻带滤波器的零点和极点。我们从 $\Omega$ 到 $\Omega'$  的频率变换开始，其具体过程可以表示为

$$S = \frac{S'}{a_1} + \frac{a_2}{S' - j\Omega_z'} \quad \Omega' > \Omega_z' \quad (1)$$

$$S = -\left(\frac{S'}{a_3} + \frac{a_4}{S' - j\Omega_z'}\right) \quad \Omega' < \Omega_z' \quad (2)$$

其中， $S = j\Omega$ ， $S' = j\Omega'$ ， $a_1, a_2, a_3$  和  $a_4$  由 $\Omega'$  域中的截止频率确定，同样也由任意给定的滤波器的通带决定。整个通带频率区域由 $\Omega_z'$  分为两个， $\Omega_z'$  可以在 $\Omega_{ma}'$  和 $\Omega_{mb}'$  间区域任意选择。 $\Omega$  域的截止频率变换到 $\Omega'$  域中如表1所示。

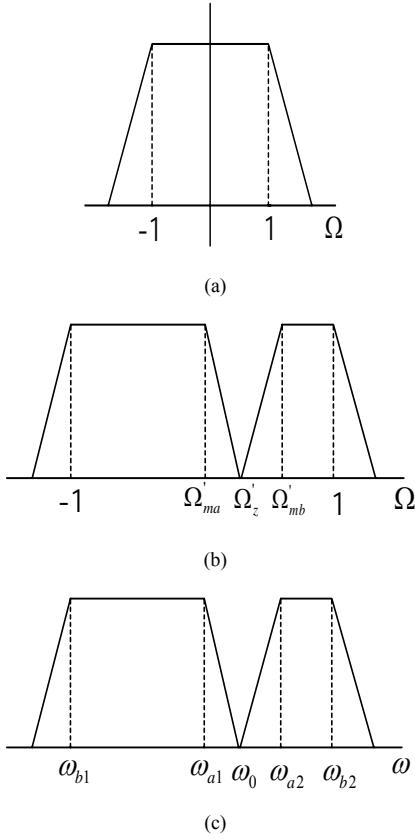


图1 滤波器在不同频域的频率响应

(a)  $\Omega$ 域 (b)  $\Omega'$  域 (c)  $\omega$  域

表1 从 $\Omega$ 域到 $\Omega'$ 域的频率变换

$\Omega$	1	1	-1	-1
$\Omega'$	1	$\Omega'_{mb}$	$\Omega'_{ma}$	-1

由表1可得  $a_1$  ;  $a_2$  ;  $a_3$  ;  $a_4$  , 如下

$$a_1 = \frac{1 - \Omega'_z - \Omega'^2_{mb} + \Omega'_z \Omega'_{mb}}{1 - 2\Omega'_z + \Omega'^2_{mb}} \quad (3)$$

$$a_2 = \frac{(\Omega'_{mb} + 1)(\Omega'_{mb} - \Omega'_z)(1 - \Omega'_z)}{1 - \Omega'_z - \Omega'^2_{mb} + \Omega'_z \Omega'_{mb}} \quad (4)$$

$$a_3 = \frac{1 + \Omega'_z - \Omega'^2_{ma} + \Omega'_z \Omega'_{ma}}{1 + 2\Omega'_z - \Omega'_{ma}} \quad (5)$$

$$a_4 = \frac{(1 - \Omega'_{ma})(1 + \Omega'_z)(\Omega'_z - \Omega'_{ma})}{1 + \Omega'_z - \Omega'^2_{ma} + \Omega'_z \Omega'_{ma}} \quad (6)$$

同样 , 对于窄带带通滤波器 , 从  $\Omega'$  域到  $\omega$  域的频率变换为

$$S' = \frac{S}{b_1} + \frac{b_2}{S} \quad (7)$$

其中 ,  $S = j\omega$ 。  $\Omega'$  域中的截止频率变换到  $\omega$  域中如表2所示。

表2  $\Omega$ 域到 $\Omega'$  的频率变换

$\omega$	$\omega_{b1}$	$\omega_{a1}$	$\omega_0$	$\omega_{a2}$
$\Omega'$	-1	$\Omega'_{ma}$	$\Omega'_z$	$\Omega'_{mb}$

利用变换关系得到

$$\frac{\omega_{b1}}{b_1} - \frac{b_2}{\omega_{b1}} = -1 \quad (8)$$

$$\frac{\omega_{b2}}{b_1} - \frac{b_2}{\omega_{b2}} = 1 \quad (9)$$

那么

$$b_1 = \omega_{b2} - \omega_{b1} \quad (10)$$

$$b_2 = \frac{\omega_{b1} \cdot \omega_{b2}}{\omega_{b2} - \omega_{b1}} \quad (11)$$

$$\Omega'_{ma} = \frac{\omega_{a1}}{b_1} - \frac{b_2}{\omega_{a1}} \quad (12)$$

$$\Omega'_{mb} = \frac{\omega_{a2}}{b_1} - \frac{b_2}{\omega_{a2}} \quad (14)$$

$$\Omega'_z = \frac{\omega_0}{b_1} - \frac{b_2}{\omega_0} \quad (15)$$

注意 ,  $\Omega' > \Omega'_z$  和  $\Omega' < \Omega'_z$  两个频率区域被  $\Omega'_z$  分开 ,  $\Omega'_z$  可在  $\Omega'_{ma}$  ,  $\Omega'_{mb}$  间任意选择。在滤波器的两个规定通带的基础上 , 可以实现两次频率变换 , 因此可以直接确定传输函数和耦合矩阵。

### 3 带通滤波器与带阻滤波器间之间的关系

我们注意到 , 从低通原型多项式中产生带阻特性 , 只需交换反射和传输函数 (包括常量 )

$$S_{11}(s) = \frac{P(s)/\varepsilon}{E(s)} \quad (16)$$

$$S_{21}(s) = \frac{F(s)/\varepsilon_R}{E(s)} \quad (17)$$

由于  $S_{21}(s)$  和  $S_{11}(s)$  的分母都为  $E(s)$  , 对于无源无耗网络可以得到归一化情况。如果特征函数是切比雪夫型 , 那么最初规定的等波纹回波损耗特性变为传输响应 , 最小的阻带值等于初始给定回波损耗值。由于  $S_{21}(s) (= F(s)/\varepsilon_R)$  新的分子多项式的次数等于它的分母多项式  $E(s)$  的次数 , 所要综合的网络将非常规范化。  $S_{11}(s)$  新的分子是最初传输函数的分子多项式  $P(s)/\varepsilon^{[2]}$ 。

## 4 例子设计

为了验证上述设计方法，本节给出了一个非对称相应的设计例子。假设

阻带1：850-870 MHz；

阻带2：898-910 MHz；

阻带回波损耗：20 dB；

级数：8

注意两阻带具有不同的带宽（分别20MHz和12MHz）。首先，我们必须得到传输反射零点，从而确定传输多项式。在 $\Omega$ 域，根据带外规定，传输零点选在 $\Omega_{w0} = \pm 2.4$ 处，用已有的方法，反射零点估算在 $\Omega_{wp} = \pm 0.9302$ ； $\pm 0.3982$ 。由频率变换确定的主要参数在表3中给出。 $\Omega_z'$ 的准确值可由两个阻带之间的传输指标确定。所以我们可以很灵活地设计两不同带宽的双阻带滤波器。

用提出的变换和表3中的主要参数，可以得到 $\Omega'$ 域中的传输零点和反射零点，

表3 两频率变换的主要参数

$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$\Omega_z'$
0.4849	0.7806	0.5841	0.9007	0.2652
$b_1$	$b_2$	$\Omega_{ma}'$	$\Omega_{mb}'$	
60	12892	-0.318	0.6107	

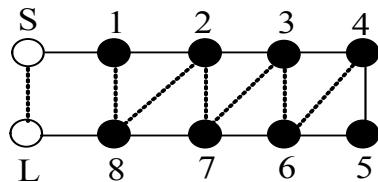
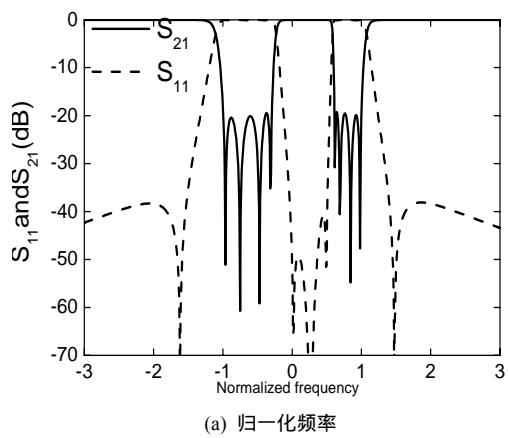


图2 设计的非对称双通带滤波器的拓扑结构

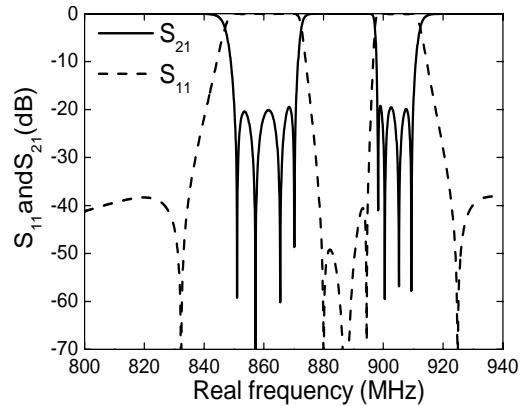
用文献<sup>[2]</sup>中的方法可以计算出耦合矩阵。图2给出了所设计例子的拓扑结构。如果需要其他的拓扑如CT或CQ，我们可以利用已有的方法，但这不是本文的重点。这里我们选择折叠的拓扑，并给出N+2耦合矩阵如下表4。非对称双阻带滤波器归一化频率响应如图3(a)所示，有两个不同带宽，其比率为2:1。图3(b)给出了满足设计目标的实际频率响应。那么我们可以选择合适的物理结构例如，微带结构或波导结构来实现其拓扑结构及耦合矩阵的值。

表4 耦合矩阵

0	1.07	0	0	0
1.07	0.133	0.802	0	0
0	0.802	-0.143	0.479	0
0	0	0.479	0.25	0.367
0	0	0	0.367	-0.399
0	0	0	0	0.103
0	0	0	-0.36	0.256
0	0	-0.133	-0.158	0
0	0.634	-0.001	0	0
1	0			
0	0	0	0	1
0	0	0	0.634	0
0	0	-0.133	-0.001	0
0	-0.359	-0.158	0	0
0.103	0.256	0	0	0
-0.471	0.367	0	0	0
0.367	-0.003	0.452	0	0
0	0.452	-0.143	0.802	0
0	0	0.802	0.133	1.07
0	0	0	1.07	0



(a) 归一化频率



(b) 真实频率

图3 非对称双阻带滤波器的频率相应

## 5 结论

本文介绍了非对称双阻带滤波器的综合方法。确定了两个频率变换，并将其应用于低通滤波器原型从而得到双阻带滤波器的频率响应。为了验证提出的总和方法，设计了一个八级双阻带滤波器，其阻带分别为于850-870 MHz 和898-910 MHz。该变换可以灵活地用于具有不同带宽的双阻带滤波器的设计中。

## 参考文献

- [1] Cameron, R. J., M. Yu, and Y. Wang, “Direct-coupled microwave filters with single and dual stopbands,” IEEE Trans. Microw. Theory and Tech., Vol.53, No. 11, 3288-3297, Nov. 2005.
- [2] Cameron, R.J., “Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters,” IEEE Trans. Microw. Theory and Tech., Vol.51. No. 1, 1-10, Jan. 2003.
- [3] Macchiarella, G., “Accurate synthesis of in-line prototype filters using cascaded triplet and quadruplet sections,” IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. 50, 1779-1783, July 2002.
- [4] Tamiazzo, S. and G. Macchiarella, “An analytical technique for the synthesis of cascaded N-tuples cross-coupled resonators microwave filters using matrix rotations,” IEEE Trans. Microw. Theory and Tech., Vol.53. No.5, 1693-1698, May.2005

## 微波滤波器设计培训——视频课程

易迪拓培训([www.edatop.com](http://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/>