



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 107565929 B

(45)授权公告日 2020.11.03

(21)申请号 201710787155.8

US 6300849 B1,2001.10.09

(22)申请日 2017.09.04

Fei Xiao.Direct Synthesis of General

(65)同一申请的已公布的文献号

Chebyshev Bandpass Filters in the

申请公布号 CN 107565929 A

Bandpass Domain.《IEEE Transactions on

(43)申请公布日 2018.01.09

Circuits and Systems I: Regular Papers》

(73)专利权人 电子科技大学

.2014,

地址 611731 四川省成都市成都市高新区

审查员 张楚慧

(西区)西源大道2006号

(72)发明人 肖飞

(51)Int.Cl.

H03H 17/02(2006.01)

(56)对比文件

CN 103956987 A,2014.07.30

KR 20050045438 A,2005.05.17

EP 1564835 A1,2005.08.17

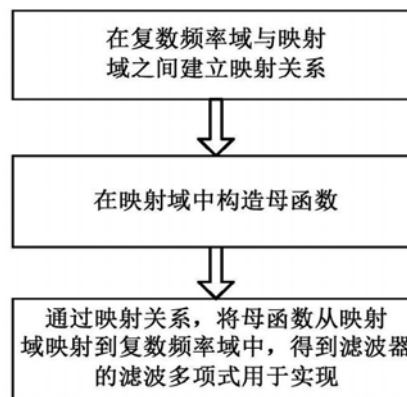
权利要求书4页 说明书10页 附图6页

(54)发明名称

滤波器广义综合方法

(57)摘要

本发明提供了一种滤波器广义综合方法,整个方法包括以下主要步骤:步骤一,在复数频率域与映射域之间建立映射关系;步骤二,在映射域中构造母函数;步骤三,通过映射关系,将母函数从映射域映射到复数频率域中,得到滤波器的滤波多项式用于实现。本发明所述的滤波器广义综合方法可以实现更加复杂的频率响应,且传输零点可以灵活放置,具有极大的灵活性。



1. 一种滤波器广义综合方法,其特征在于其实施步骤如下:步骤一,在复数频率域与映射域之间建立映射关系如下:

$$z^l = \frac{\sum_{k=0}^{m_R} a_k s^k}{\sum_{k=0}^{m_T} b_k s^k}$$

式中,s是复数频率域中的复数频率变量,z是映射域中的复数变量,l为实数,a<sub>k</sub>和b<sub>k</sub>为复数系数,k是整数变量,m<sub>R</sub>和m<sub>T</sub>分别为整数常数;步骤二:在映射域中构造母函数G(z)如下:

$$G(z) = \frac{\sum_{k=0}^{n_R} c_k z^k}{\sum_{k=0}^{n_T} d_k z^k}$$

式中,c<sub>k</sub>和d<sub>k</sub>为复数系数,k是整数变量,n<sub>R</sub>和n<sub>T</sub>分别为整数常数;步骤三:通过映射关系,将母函数从映射域中映射回复数频率域中,作为滤波器的特征函数K(s)和传递函数H(s)或者它们的相关函数,即

$$K(s) = G(z) \Big|_{z^l = \frac{\sum_{k=0}^{m_R} a_k s^k}{\sum_{k=0}^{m_T} b_k s^k}}$$

或

$$K(s)K(-s) = G(z) \Big|_{z^l = \frac{\sum_{k=0}^{m_R} a_k s^k}{\sum_{k=0}^{m_T} b_k s^k}}$$

通过分别比较等式两边的分子多项式和分母多项式,导出滤波器的滤波多项式。

2. 一种实系数带通滤波器的综合方法,基于下面的映射关系

$$z = -\frac{s^2 + \omega_d^2}{s^2 + \omega_u^2}$$

其中ω<sub>d</sub>为通带下边界频率,ω<sub>u</sub>为通带上边界频率,通带内的回波损耗用RL表示,通带内的波动用A<sub>p</sub>表示;假设实系数带通滤波器在零频率处有n<sub>0</sub>个传输零点,在无穷大频率处有n<sub>∞</sub>个传输零点,在有限频率处有n<sub>f</sub>个传输零点;用s<sub>rk</sub>表示第k个位于有限频率处的传输零点,它通过映射关系映射到变换域,在变换域中的对应点用z<sub>rk</sub>表示;实系数带通滤波器的反射零点都位于同一频率点,在映射域中用z<sub>r</sub>表示;用N<sub>r</sub>表示实系数带通滤波器的阶数,则它与传输零点个数之间满足下面的关系式

$$2N_r = n_0 + (2n_{\infty} + n_0) + 2n_f$$

然后,在映射域中构造下面的母函数

$$G(z) = \frac{(z - z_r)^{2N_r}}{\left[ z + \frac{\omega_d^2}{\omega_u^2} \right]^{n_0} [z + 1]^{n_0 + 2n_{\infty}} \prod_{k=1}^{n_f} (z - z_{rk})^2}$$

在实际应用中,先设置好传输零点,于是反射零点由下式来确定

$$z_r = 2N_r \sqrt{\left(\frac{\omega_d}{\omega_u}\right)^{2n_0} \prod_{k=1}^{n_f} z_{rk}^2}$$

将母函数通过映射关系映射到复数频率域中,作为滤波器的特征函数 $K(s)$ 的函数,如下:

$$K(s)K(-s) = \alpha G(z) \Big|_{z = -\frac{s^2 + \omega_d^2}{s^2 + \omega_u^2}}$$

其中, $\alpha$ 是常数;对比等式两边确定传输多项式 $P(s)$ 和反射多项式 $F(s)$ ,即

$$F(s) = \left[ s^2 + \frac{\omega_d^2 + z_r \omega_u^2}{1 + z_r} \right]^{N_r}$$

$$P(s) = \varepsilon \cdot s^{n_0} \prod_{k=1}^{n_f} [s^2 - s_{rk}^2]$$

其中,系数 $\varepsilon$ 由在通带内的回波损耗 $RL$ 或者通带内的波动 $A_p$ 来确定。

3. 根据权利要求2所述的实系数带通滤波器的综合方法,基于下面映射关系:

$$z = -\frac{s^2 + \omega_d^2}{s^2 + \omega_u^2}$$

式中, $s$ 是复数频率域中的复数频率变量, $z$ 是映射域中的复数变量, $\omega_d$ 为通带下边界频率, $\omega_u$ 为通带上边界频率;此映射关系将把实系数带通滤波器在复数频率域内的通带映射到映射域中的正实轴上,从而为母函数的构造带来便利。

4. 根据权利要求2所述的实系数带通滤波器的综合方法,传输零点灵活放置,实现关于通带中心频率非对称的频率响应;频率响应是关于零频率呈左右对称;滤波多项式是直接带通频率域内导出的;滤波多项式的系数为实数,它们的极性即奇偶性质是由它们在零频率处的根的个数来决定的;实系数带通滤波器由集总参数电路来实现,元件包括电感 $L$ 和电容 $C$ 。

5. 一种复系数带通滤波器的综合方法,基于下面的映射关系:

$$z = -\frac{s - j\omega_d}{s - j\omega_u}$$

式中, $s$ 是复数频率域中的复数频率变量, $z$ 是映射域中的复数变量, $\omega_d$ 为通带下边界频率, $\omega_u$ 为通带上边界频率,通带内的回波损耗用 $RL$ 表示,通带内的波动用 $A_p$ 表示;假设复系数带通滤波器在零频率处有 $n_0$ 个传输零点,在无穷大频率处有 $n_\infty$ 个传输零点,在有限频率处有 $n_f$ 个传输零点;用 $s_{ck}$ 表示第 $k$ 个位于有限频率处的传输零点,它通过映射关系映射到映射域,在变换域中的对应点用 $z_{ck}$ 表示;复系数带通滤波器的反射零点都位于同一频率点,在映射域中用 $z_c$ 表示;用 $N_c$ 表示复系数带通滤波器的阶数,则它与传输零点个数之间满足下面的关系式:

$$N_c = n_0 + n_\infty + n_f$$

然后,在映射域中构造下面的母函数

$$G(z) = \frac{(z - z_c)^{N_c}}{\left[ z + \frac{\omega_d}{\omega_u} \right]^{n_0} [z + 1]^{n_\infty} \prod_{k=1}^{n_f} (z - z_{ck})}$$

在实际应用中,先设置好传输零点,于是反射零点在映射域中的对应点 $z_c$ 由下式确定:

$$z_c = N_c \sqrt[2]{\left( \frac{\omega_d}{\omega_u} \right)^{n_0} \prod_{k=1}^{n_f} |z_{ck}|}$$

将母函数通过映射关系映射到复数频率域中,作为滤波器的特征函数 $K(s)$ ,即

$$K(s) = \alpha G(z) \Big|_{z = \frac{s - j\omega_d}{s - j\omega_u}}$$

其中, $\alpha$ 是常数;对比等式两边确定传输多项式 $P(s)$ 和反射多项式 $F(s)$ ,即

$$F(s) = \left( s - j \frac{\omega_d + z_c \omega_u}{1 + z_c} \right)^{N_c}$$

$$P(s) = \varepsilon \cdot s^{n_0} \prod_{k=1}^{n_f} (s - s_{ck})$$

其中,系数 $\varepsilon$ 由在通带内的回波损耗 $RL$ 或者通带内的波动 $A_p$ 来确定。

6. 根据权利要求5所述的复系数带通滤波器的综合方法,基于下面映射关系:

$$z = - \frac{s - j\omega_d}{s - j\omega_u}$$

式中, $s$ 是复数频率域中的复数频率变量, $z$ 是映射域中的复数变量, $\omega_d$ 为通带下边界频率, $\omega_u$ 为通带上边界频率;此映射关系将把复系数带通滤波器在复数频率域内的通带映射到映射域中的正实轴上,从而为母函数的构造带来便利。

7. 根据权利要求5所述的复系数带通滤波器的综合方法,传输零点灵活放置,实现关于通带中心频率非对称的频率响应;只在正频率范围内形成带通响应;滤波多项式是直接带通频率域内导出的;滤波多项式的系数为复数;传输多项式 $P(s)$ 和反射多项式 $F(s)$ 仅由位于复数频率域右半平面内的根构成,它们的极性即奇偶性质是由根的个数来决定的,其极性即奇偶特性通过乘以虚数单位 $j$ 来改变;复系数带通滤波器由集总参数电路来实现,元件包括电感 $L$ 、电容 $C$ 、与频率无关的电抗 $X$ 及与频率无关的电纳 $B$ 构成。

8. 根据权利要求5所述的复系数带通滤波器的综合方法,应用在传输线滤波器的设计之中,其基本思路是:建立传输线滤波器的等效电路,并得到传输线滤波器的结构参数与等效电路中的元件值之间的函数关系;根据传输线滤波器的技术指标,先综合出一个由集总参数元件实现的复系数滤波器,该复系数滤波器的拓扑与传输线滤波器的等效电路的拓扑相同;由传输线滤波器的结构参数与等效电路中的元件值之间的函数关系,使用复系数滤波器的元件值计算得到传输线滤波器的结构参数值,并进行优化,使传输线滤波器的性能满足技术指标要求。

9. 根据权利要求8所述的复系数带通滤波器的综合方法在传输线滤波器设计中的应用,一个由三个平行耦合线节依次连接而成的平行耦合微带滤波器,用一个集总参数电路来等效,包括:一个阻抗倒置器与一个电感和电抗串联电路级联,再与一个阻抗倒置器级

联,再与一个电感和电抗串联电路,最后与一个阻抗倒置器级联;该集总参数电路实现一个二阶带通频率响应,两个传输零点在无穷大频率处,所有的反射零点在中心频率处;由该集总参数电路设计得到的平行耦合微带滤波器实现一个二阶带通频率响应。

10. 根据权利要求8所述的复系数带通滤波器的综合方法在传输线滤波器设计中的应用,一个由四个平行耦合线节依次联接而成的平行耦合微带滤波器,用一个集总参数电路来等效,包括:一个阻抗倒置器与一个电感和电抗串联电路级联,再与一个阻抗倒置器级联,再与一个电感和电抗串联电路,再与一个阻抗倒置器级联,再与一个电感和电抗串联电路,最后与一个阻抗倒置器级联;该集总参数电路实现一个三阶带通频率响应,三个传输零点在无穷大频率处,所有的反射零点在中心频率处;由该集总参数电路设计得到的平行耦合微带滤波器实现一个三阶带通频率响应。

## 滤波器广义综合方法

### 技术领域

[0001] 本发明属于通信技术领域,具体涉及滤波器的一种广义综合方法。

### 背景技术

[0002] 滤波器是雷达、通信及测量系统中的关键器件之一,其功能在于允许某一部分频率的信号顺利的通过,而让另外一部分频率的信号受到较大的抑制,其性能对于整个系统性能具有重要的影响。滤波器的技术指标包括通带带宽、插入损耗、通带波动、回波损耗、阻带抑制度、带内相位线性度及群时延等。按照频率响应的类型来划分,可以分为椭圆滤波器、巴特沃斯滤波器、高斯滤波器、广义切比雪夫滤波器和逆广义切比雪夫滤波器等。从实现形式上,可以分为模拟滤波器和数字滤波器。对于模拟滤波器而言,分为集总参数模拟滤波器和分布参数模拟滤波器。在频率较低时,常常使用LC滤波器和有源RC滤波器等集总参数滤波器;在射频/微波/光频等较高频段内,主要使用微带线、带状线、槽线、鳍线、共面波导、同轴线、波导等传输线滤波器。滤波器综合就是根据技术指标选择恰当的滤波器结构,确定其系数或者结构参数,最终使其性能满足技术指标要求。

[0003] 现有滤波器综合方法主要是在归一化频率域内或者低通频率域内,构造各种低通原型电路如巴特沃斯低通原型和切比雪夫型低通原型等,然后再对这些低通原型电路,进行低通到带通频率变换、低通到带阻频率变换以及低通到高通频率变换等各种频率变换,从而得到各种各样的低通滤波器、带通滤波器、带阻滤波器以及高通滤波器。现有滤波器综合方法的本质是在归一化频率域内或者低通频率域内导出滤波多项式,用于综合低通原型电路。这种技术途径存在局限性,例如,无法任意放置传输零点;无法实现相对于通带中心频率呈非对称的频率响应;等等。

### 发明内容

[0004] 本发明提供了一种滤波器广义综合方法,可以用于实现相对于通带中心频率呈非对称的频率响应,传输零点可以灵活放置,带来极大的灵活性。

[0005] 二端口网络可由相应的网络矩阵来描述,例如导纳矩阵[Y]、阻抗矩阵[Z]、级联矩阵[ABCD]或散射矩阵[S]。对于无源无耗互易的二端口网络而言,其散射矩阵[S]可以写成下面的形式:

$$[0006] \quad [S] = \frac{1}{E(s)} \begin{bmatrix} \pm F(s) & P(s) \\ P(s) & \mp \eta F^*(s) \end{bmatrix} \quad (1)$$

[0007] 式中,复数频率变量 $s = j\omega$ , $j$ 为虚数单位, $\omega$ 为角频率变量。 $P(s)$ 称为传输多项式, $F(s)$ 称为反射多项式, $E(s)$ 称为共有多项式,它们都是关于复数频率变量 $s$ 的多项式,统称为滤波多项式。传输多项式 $P(s)$ 的根称为传输零点,反射多项式 $F(s)$ 的根称为反射零点。\*表示取共轭运算。当传输多项式 $P(s)$ 为奇, $\eta = -1$ ;当传输多项式 $P(s)$ 为偶, $\eta = +1$ 。滤波器作为一种二端口网络器件,其散射矩阵同样表示成上面的形式。

[0008] 本发明所述滤波器广义综合方法的思路如下:滤波多项式是在复数频率域内定义

的,该复数频率域用复数频率变量 $s$ 来描述。此外,再定义一个复数域,称为映射域,不失一般性,其复数变量用 $z$ 来表示。在映射域中构造一些具有特殊性质的函数如有理分式函数等等,这些函数称为母函数。再在复数频率域和映射域之间建立某种映射关系,通过这种映射关系,将母函数从映射域中映射到复数频率域,作为滤波器的滤波多项式用于实现。归纳起来,如图1所示,整个方法包括以下主要步骤:步骤一,在复数频率域与映射域之间建立映射关系;步骤二,在映射域中构造母函数;步骤三,通过映射关系,将母函数从映射域映射到复数频率域中,得到滤波器的滤波多项式用于实现。下面对滤波器广义综合方法进行详细说明。

[0009] 步骤一:在复数频率域与映射域之间建立映射关系。映射关系可以表示成下面的形式:

$$[0010] \quad z^l = \frac{\sum_{k=0}^{m_R} a_k s^k}{\sum_{k=0}^{m_T} b_k s^k} \quad (2)$$

[0011] 式中, $s$ 是复数频率域中的复数频率变量, $z$ 是映射域中的复数变量; $l$ 为实数; $a_k$ 和 $b_k$ 为复数系数; $k$ 是整数变量; $m_R$ 和 $m_T$ 分别为整数常数。

[0012] 步骤二:在映射域中构造母函数。母函数用 $G(z)$ 来表示,其一般形式如下:

$$[0013] \quad G(z) = \frac{\sum_{k=0}^{n_R} c_k z^k}{\sum_{k=0}^{n_T} d_k z^k} \quad (3)$$

[0014] 式中, $c_k$ 和 $d_k$ 为复数系数; $k$ 是整数变量; $n_R$ 和 $n_T$ 分别为整数常数。

[0015] 步骤三:通过映射关系,将母函数从映射域映射到复数频率域中,得到滤波器的滤波多项式用于实现。特征函数 $K(s)$ 定义为反射多项式 $F(s)$ 与传输多项式 $P(s)$ 之比,即 $K(s) = F(s)/P(s)$ ;传递函数 $H(s)$ 定义为共有多项式 $E(s)$ 与传输多项式 $P(s)$ 之比,即 $H(s) = E(s)/P(s)$ 。通过映射关系,将母函数从映射域中映射回复数频率域中,作为滤波器的特征函数 $K(s)$ 和传递函数 $H(s)$ 或者它们的相关函数,例如

$$[0016] \quad K(s) = G(z) \Big|_{z^l = \frac{\sum_{k=0}^{m_R} a_k s^k}{\sum_{k=0}^{m_T} b_k s^k}} \quad (4)$$

[0017] 或

$$[0018] \quad K(s)K(-s) = G(z) \Big|_{z^l = \frac{\sum_{k=0}^{m_R} a_k s^k}{\sum_{k=0}^{m_T} b_k s^k}} \quad (5)$$

[0019] 上面两个等式的等号两边都可以表示成两个多项式之比,因此把等号右边的分子多项式作为等号左边的分子多项式,把等号右边的分母多项式作为等号左边的分母多项式,这样就能确定左边的特征函数 $K(s)$ 或传递函数 $H(s)$ 。在确定其中两个滤波多项式之后,第三个多项式可以由下面的能量守恒关系式来确定。

$$[0020] \quad E(s)E^*(s) = F(s)F^*(s) + P(s)P^*(s) \quad (6)$$

[0021] 取 $E(s)E^*(s)$ 位于左半平面的根作为共有多项式 $E(s)$ 的根,即可得到共有多项式 $E(s)$ 。这些滤波多项式包含了滤波器的所有信息,能够直接使用适当的集总参数电路来实现。

[0022] 本发明所述的滤波器广义综合方法可以用于实系数滤波器和复系数滤波器两大类滤波器的综合。实系数滤波器是指滤波多项式的系数都是实数的滤波器;否则,就归为复系数滤波器。实系数滤波器可以由集总参数网络来进行物理实现,元件包括电感 $L$ 和电容 $C$ 。复系数滤波器可以由集总参数网络来实现,元件包括电感 $L$ 、电容 $C$ 、与频率无关的电抗 $X$ 及与频率无关的电纳 $B$ 构成。复系数滤波器虽然不能直接用于物理实现,但是能够在传输线滤波器的设计中发挥重要的作用。下面以实系数带通滤波器和复系数带通滤波器为例,详细说明本发明所述的滤波器广义综合方法的内容。

[0023] 一、实系数带通滤波器的综合方法。设该实系数带通滤波器的通带为 $[\omega_d, \omega_u]$ ,其中 $\omega_d$ 为通带下边界频率, $\omega_u$ 为通带上边界频率。通带内的回波损耗用 $RL$ 表示,通带内的波动用 $A_p$ 表示。按照本发明所述的设计方法,首先构造下面的映射关系,即

$$[0024] \quad z = -\frac{s^2 + \omega_d^2}{s^2 + \omega_u^2} \quad (7)$$

[0025] 这个映射关系将把实系数带通滤波器在复数频率域内的通带映射到映射域中的正实轴上,从而为母函数的构造带来便利。

[0026] 假设实系数带通滤波器在零频率处有 $n_0$ 个传输零点,在无穷大频率处有 $n_\infty$ 个传输零点,在有限频率处有 $n_f$ 个传输零点。用 $s_{rk}$ 表示第 $k$ 个位于有限频率处的传输零点,它通过映射关系(7)映射到映射域,在映射域中的对应点用 $z_{rk}$ 表示。实系数带通滤波器的反射零点都位于同一频率点,在映射域中的对应点用 $z_r$ 表示。用 $N_r$ 表示实系数带通滤波器的阶数,则它与传输零点个数之间满足下面的关系式。

$$[0027] \quad 2N_r = n_0 + (2n_\infty + n_0) + 2n_f \quad (8)$$

[0028] 然后,在映射域中构造下面的母函数

$$[0029] \quad G(z) = \frac{(z - z_r)^{2N_r}}{\left[ z + \frac{\omega_d^2}{\omega_u^2} \right]^{n_0} [z + 1]^{n_0 + 2n_\infty} \prod_{k=1}^{n_f} (z - z_{rk})^2} \quad (9)$$

[0030] 为了保证在通带内的回波损耗大于所指定的值,在通带下边界频率 $\omega_d$ 和通带上边界频率 $\omega_u$ 上的回波损耗必须相等。考虑到映射关系(7)的特性,因此必须满足下面的关系式:

$$[0031] \quad G(z) \Big|_{z=0} = G(z) \Big|_{z \rightarrow \infty} \quad (10)$$

[0032] 在实际应用中,先设置好传输零点,于是反射零点在映射域中的对应点 $z_r$ 可以由关系式(10)来确定。最终得到

$$[0033] \quad z_r = 2N_r \sqrt{\left( \frac{\omega_d}{\omega_u} \right)^{2n_0} \prod_{k=1}^{n_f} z_{rk}^2} \quad (11)$$

[0034] 将母函数(9)通过映射关系(7)映射到复数频率域中,作为滤波器的特征函数 $K(s)$ 的函数,如下:



$$[0035] \quad K(s)K(-s) = \alpha G(z) \Big|_{z = \frac{s^2 + \omega_d^2}{s^2 + \omega_u^2}} \quad (12)$$

[0036] 其中,  $\alpha$  是常数。对比等式两边, 可以确定传输多项式  $P(s)$  和反射多项式  $F(s)$ , 即

$$[0037] \quad F(s) = \left[ s^2 + \frac{\omega_d^2 + z_r \omega_u^2}{1 + z_r} \right]^{N_r} \quad (13a)$$

$$[0038] \quad P(s) = \varepsilon \cdot s^{n_0} \prod_{k=1}^{n_f} [s^2 - s_{rk}^2] \quad (13b)$$

[0039] 其中, 系数  $\varepsilon$  可由在通带内的回波损耗  $RL$  或者通带内的波动  $A_p$  来确定。因此, 只要设置好实系数带通滤波器的技术指标, 如通带带宽、通带内的回波损耗、反射零点位置、传输零点位置及等, 即可根据上面的公式导出滤波多项式。这些滤波多项式是在带通频率域中导出的, 包含了实系数带通滤波器的所有信息, 能够直接使用适当的集总参数电路来实现, 元件包括电感  $L$  和电容  $C$ 。实系数带通滤波器的特点在于, 它的传输多项式  $P(s)$  和反射多项式  $F(s)$  的系数都是实数。因此, 它们的极性即奇偶性质是由它们在零频率处的根的个数来决定的。当传输多项式  $P(s)$  和反射多项式  $F(s)$  的根被确定之后, 它们的极性即奇偶性质是没法改变的。因此, 当一个实系数带通滤波器的传输多项式  $P(s)$  和反射多项式  $F(s)$  的极性相同时, 则该实系数滤波器是没法用对称网络来实现, 这是其特点。

[0040] 二、复系数带通滤波器的综合方法。设该复系数带通滤波器的通带为  $[\omega_d, \omega_u]$ , 其中  $\omega_d$  为通带下边界频率,  $\omega_u$  为通带上边界频率。通带内的回波损耗用  $RL$  表示, 通带内的波动用  $A_p$  表示。按照本发明所述的设计方法, 首先构造下面的映射关系, 即

$$[0041] \quad z = -\frac{s - j\omega_d}{s - j\omega_u} \quad (14)$$

[0042] 这个映射关系将把复系数带通滤波器在复数频率域内的通带映射到映射域中的正实轴上, 从而为母函数的构造带来便利。

[0043] 假设复系数带通滤波器在零频率处有  $n_0$  个传输零点, 在无穷大频率处有  $n_\infty$  个传输零点, 在有限频率处有  $n_f$  个传输零点。用  $s_{ck}$  表示第  $k$  个位于有限频率处的传输零点, 它通过映射关系 (14) 映射到映射域, 在映射域中的对应点用  $z_{ck}$  表示。复系数带通滤波器的反射零点都位于同一频率点, 在映射域中的对应点用  $z_c$  表示。用  $N_c$  表示复系数带通滤波器的阶数, 则它与传输零点个数之间满足下面的关系式。

$$[0044] \quad N_c = n_0 + n_\infty + n_f \quad (15)$$

[0045] 然后, 在映射域中构造下面的母函数

$$[0046] \quad G(z) = \frac{(z - z_c)^{N_c}}{\left[ z + \frac{\omega_d}{\omega_u} \right]^{n_0} [z + 1]^{n_\infty} \prod_{k=1}^{n_f} (z - z_{ck})} \quad (16)$$

[0047] 在实际应用中, 先设置好传输零点, 于是反射零点在映射域中的对应点  $z_c$  可以由关系式 (10) 来确定。最终得到

$$[0048] \quad z_c = N_c \sqrt{\left( \frac{\omega_d}{\omega_u} \right)^{n_0} \prod_{k=1}^{n_f} |z_{ck}|} \quad (17)$$

[0049] 将母函数(16)通过映射关系(14)映射到复数频率域中,作为滤波器的特征函数K(s),即

$$[0050] \quad K(s) = \alpha G(z) \Big|_{z = \frac{s - j\omega_d}{s - j\omega_u}} \quad (18)$$

[0051] 其中, $\alpha$ 是常数。对比等式两边,可以确定传输多项式P(s)和反射多项式F(s),即

$$[0052] \quad F(s) = \left( s - j \frac{\omega_d + z_c \omega_u}{1 + z_c} \right)^{N_c} \quad (19a)$$

$$[0053] \quad P(s) = \varepsilon \cdot s^{n_0} \prod_{k=1}^{n_f} (s - s_{ck}) \quad (19b)$$

[0054] 其中,系数 $\varepsilon$ 可由在通带内的回波损耗RL或者通带内的波动 $A_p$ 来确定。这些滤波多项式是在带通频率域中导出的,包含了滤波器的所有信息,能够直接使用适当的集总参数电路来实现,元件包括电感L、电容C、与频率无关的电抗X及与频率无关的电纳B构成。复系数带通滤波器与实系数带通滤波器的重要区别在于:复系数带通滤波器的传输多项式P(s)和反射多项式F(s)仅由位于复数频率域右半平面内的根构成,它们的极性即奇偶性质是由根的个数来决定的。当它们的根被确定之后,它们的极性即奇偶性质还能通过乘以虚数单位j来改变。以幅度响应为例,任何一个复系数带通滤波器都有可能用对称网络来实现,这既是复系数带通滤波器优于实系数带通滤波器的地方。

[0055] 现有滤波器综合方法是基于低通原型的概念,存在难以克服的缺点。例如,无法任意放置传输零点;无法实现相对于通带中心频率呈非对称的频率响应;等等。本发明所述的滤波器广义综合方法可以实现更加复杂的频率响应,且传输零点可以灵活放置,具有极大的灵活性。另外,本发明所述的滤波器广义综合方法是在滤波器所在的频率域内直接导出它的滤波多项式,这些滤波多项式包含了滤波器的所有信息,可以直接用于各种形式的灵活实现。相比现有滤波器综合方法,本发明所述滤波器广义综合方法具有极大的优势。

## 附图说明

[0056] 图1:本发明所述的滤波器广义综合方法的实施步骤概略图;

[0057] 图2:实施例一中的三阶实系数带通滤波器的频率响应;

[0058] 图3:实施例一中的三阶实系数带通滤波器的实现电路;

[0059] 图4:实施例二中的三阶实系数带通滤波器的频率响应;

[0060] 图5:实施例二中的三阶实系数带通滤波器的实现电路;

[0061] 图6:实施例三中的三阶实系数带通滤波器的频率响应;

[0062] 图7:实施例三中的三阶实系数带通滤波器的实现电路;

[0063] 图8:实施例四中的三阶实系数带通滤波器的频率响应;

[0064] 图9:实施例四中的三阶实系数带通滤波器的实现电路;

[0065] 图10:实施例五中的三阶复系数带通滤波器的频率响应;

[0066] 图11:实施例五中的三阶复系数带通滤波器的实现电路;

[0067] 图12:实施例六中的三阶复系数带通滤波器的频率响应;

[0068] 图13:实施例七中的三阶复系数带通滤波器的频率响应;

- [0069] 图14:实施例八中的具有三个平行耦合线节依次联接而成的平行耦合微带滤波器;
- [0070] 图15:平行耦合线节的集总参数等效电路;
- [0071] 图16:实施例八中的平行耦合微带滤波器的集总参数等效电路;
- [0072] 图17:实施例八中的平行耦合微带滤波器的综合结果、仿真结果和测试结果;
- [0073] 图18:实施例九中的具有四个平行耦合线节依次联接而成的平行耦合微带滤波器;
- [0074] 图19:实施例九中的平行耦合微带滤波器的综合结果、仿真结果和测试结果。

### 具体实施方式

[0075] 下面结合附图和具体实施例对本发明做进一步的说明,但本发明的实施方式不限于此。实施例一是一个三阶实系数带通滤波器,不失一般性,设置技术指标为:通带位于[18,22]MHz,通带内的回波损耗大于20dB;将一个传输零点放置于零频率处,其余两个传输零点置于无穷大频率处。根据技术指标,由公式(13a)和(13b)导出滤波多项式为:

$$[0076] \quad P(\bar{s}) = 2.5557\bar{s}$$

$$[0077] \quad F(\bar{s}) = \bar{s}^6 + 12.0398\bar{s}^4 + 48.3186\bar{s}^2 + 64.6383$$

$$[0078] \quad E(\bar{s}) = \bar{s}^6 + 1.7202\bar{s}^5 + 13.5193\bar{s}^4 + 14.6530\bar{s}^3 + 54.6167\bar{s}^2 + 28.6482\bar{s} + 64.6383$$

[0079] 其中,  $\bar{s} = s/\omega_c$  是归一化复数频率变量。 $\omega_c$  是任意选定的用于归一化的特征频率用于简化运算。这里针对实施例一及下面的其它实系数带通滤波器实施例,选取  $\omega_c = 2\pi \cdot 10^7 \text{rad/s}$ 。滤波多项式所对应的频率响应如图2所示,可见实系数滤波器的频率响应是关于零频率呈左右对称。利用这些滤波多项式,可以采用如图3所示的集总参数电路来实现,其中  $R_s$  是源电阻,  $R_L$  是负载电阻,  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ 、 $L_{12}$  和  $L_{23}$  是电感,  $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$  是电容。图3中的元件值为:  $R_s = R_L = 50 \Omega$ ,  $L_1 = L_3 = 0.2697 \mu\text{H}$ ,  $L_2 = 0.1351 \mu\text{H}$ ,  $C_1 = C_3 = 0.3701 \text{nF}$ ,  $C_2 = 0.7401 \text{nF}$ , 和  $L_{12} = L_{23} = 0.3971 \mu\text{H}$ 。

[0080] 实施例二也是一个三阶实系数带通滤波器,不失一般性,技术指标设置为:通带位于[18,22]MHz,通带内的回波损耗大于20dB。为了体现本发明所述设计方法的灵活性,将实施例二的两个传输零点放在零频率处,其余一个传输零点位于无穷大频率处。根据技术指标,由公式(13a)和(13b)导出滤波多项式为:

$$[0081] \quad P(\bar{s}) = 1.2779\bar{s}^2$$

$$[0082] \quad F(\bar{s}) = \bar{s}^6 + 11.9597\bar{s}^4 + 47.6782\bar{s}^2 + 63.3574$$

$$[0083] \quad E(\bar{s}) = \bar{s}^6 + 1.7170\bar{s}^5 + 13.4338\bar{s}^4 + 14.4281\bar{s}^3 + 53.7357\bar{s}^2 + 27.7052\bar{s} + 63.3574$$

[0084] 滤波多项式所对应的频率响应如图4所示,可见实系数带通滤波器的频率响应是关于零频率呈左右对称。由于传输多项式  $P$  的极性是偶函数,同时反射多项式  $F$  的极性也是偶函数,实施例二没法用对称的集总参数LC电路来实现,这是实数带通滤波器的特性所决定的。利用这些滤波多项式,可以采用非对称的集总参数LC电路来实现,如图5所示。图中的元件值为:  $R_s = R_L = 50 \Omega$ ,  $L_1 = 0.2676 \mu\text{H}$ ,  $L_2 = 0.1050 \mu\text{H}$ ,  $L_3 = 0.9269 \mu\text{H}$ ,  $L_{12} = 0.3926 \mu\text{H}$ ,  $C_1 =$

0.3708nF,  $C_2=0.7443\text{nF}$ 和 $C_3=69.5960\text{pF}$ 。

[0085] 实施例三也是一个三阶实系数带通滤波器,不失一般性,技术指标设置为:通带位于[18,22]MHz,通带内的回波损耗大于20dB。为了体现本发明所述设计方法的灵活性,将实施例三的三个传输零点都放在零频率处。根据技术指标,由公式(13a)和(13b)导出滤波多项式为:

$$[0086] \quad P(\bar{s}) = 0.6368\bar{s}^3$$

$$[0087] \quad F(\bar{s}) = \bar{s}^6 + 11.8800\bar{s}^4 + 47.0448\bar{s}^2 + 62.0991$$

$$[0088] \quad E(\bar{s}) = \bar{s}^6 + 1.7207\bar{s}^5 + 13.3603\bar{s}^4 + 14.2644\bar{s}^3 + 52.9070\bar{s}^2 + 26.9828\bar{s} + 62.0991$$

[0089] 滤波多项式所对应的频率响应如图6所示,可见实数带通滤波器的频率响应是关于零频率呈左右对称。利用这些滤波多项式,可以采用集总参数LC电路来实现,如图7所示。图7中的元件值为: $R_S=R_L=50\ \Omega$ ,  $L_1=0.1729\mu\text{H}$ ,  $L_2=0.2358\mu\text{H}$ ,  $L_3=0.2214\mu\text{H}$ ,  $C_1=0.2889\text{nF}$ ,  $C_2=0.2712\text{nF}$ ,  $C_3=0.3700\text{nF}$ ,  $C_{12}=0.1157\text{nF}$ 和 $L_{23}=0.5530\mu\text{H}$ 。

[0090] 实施例四也是一个三阶实数带通滤波器,不失一般性,技术指标设置为:通带位于[18,22]MHz,通带内的回波损耗大于20dB。为了体现本发明所述设计方法的灵活性,将实施例四的一个传输零点放在零频率处,一个传输零点放在有限频率30MHz,一个传输零点放在无穷大频率处。根据技术指标,由公式(13a)和(13b)导出滤波多项式为:

$$[0091] \quad P(\bar{s}) = 0.5226\bar{s}^3 + 4.7037\bar{s}$$

$$[0092] \quad F(\bar{s}) = \bar{s}^6 + 12.1699\bar{s}^4 + 49.3688\bar{s}^2 + 66.7570$$

$$[0093] \quad E(\bar{s}) = \bar{s}^6 + 1.7192\bar{s}^5 + 13.6477\bar{s}^4 + 14.9528\bar{s}^3 + 55.9987\bar{s}^2 + 30.1217\bar{s} + 66.7570$$

[0094] 滤波多项式所对应的频率响应如图8所示,可见实系数带通滤波器的频率响应是关于零频率呈左右对称。利用这些滤波多项式,可以采用集总参数LC电路来实现,如图9所示。图9中的元件值为: $R_S=R_L=50\ \Omega$ ,  $L_1=L_3=0.2500\mu\text{H}$ ,  $L_2=0.3191\mu\text{H}$ ,  $C_1=C_3=0.3703\text{nF}$ ,  $C_2=0.3703\text{nF}$ ,  $L_{12}=L_{23}=0.5840\mu\text{H}$ 和 $L_{13}=2.2501\mu\text{H}$ 。

[0095] 通过以上四个实系数带通滤波器的实施例可以看到,本发明所述的滤波器广义综合方法是在带通频率域中导出滤波多项式,相比于现有滤波器综合方法具有极大的优势。它可以灵活放置传输零点,从而实现更复杂的频率响应。这些频率响应都可通过由电感L和电容C构成的集总参数电路来实现。

[0096] 实施例五为一个三阶复系数带通滤波器,不失一般性,技术指标设置为:通带位于[1.8,2.2]GHz,通带内的回波损耗大于20dB。为了体现本发明所述设计方法的灵活性,将一个传输零点放置于零频率,两个传输零点位于无穷大频率处。根据技术指标,由公式(19a)和(19b)导出滤波多项式为:

$$[0097] \quad P(\bar{s}) = j0.03993\bar{s}$$

$$[0098] \quad F(\bar{s}) = \bar{s}^3 - j5.9799\bar{s}^2 - 11.9199\bar{s} + j7.9200$$

$$[0099] \quad E(\bar{s}) = \bar{s}^3 + (0.8603 - j5.9799)\bar{s}^2 + (-11.5498 - j3.4166)\bar{s} + (-3.3132 + j7.1937)$$

[0100] 其中,  $\bar{s} = s/\omega_c$  是归一化复数频率变量。 $\omega_c$ 是任意选定的用于归一化的特征频率用于简化运算。针对实施例五及下面的其它复系数带通滤波器实施例,选取  $\omega_c = 2\pi \cdot$

$10^9 \text{rad/s}$ 。这些滤波多项式的系数都是复数,与实系数带通滤波器的滤波多项式有本质差别。实施例五的滤波多项式所对应的频率响应如图10所示,可见复系数带通滤波器的频率响应只在正频率范围内形成带通响应,这与实系数带通滤波器的频率响应有着本质的差别。同时,可以用虚数单位  $j$  相乘来改变这些滤波多项式的极性,这将为复系数带通滤波器的实现带来极大的便利。利用这些滤波多项式,可以采用集总参数电路来实现,如图11所示。其中,元件  $K_{S1}$ 、 $K_{L2}$ 、 $K_{23}$  和  $K_{L3}$  表示阻抗倒置器,元件  $L_1$ 、 $L_2$  和  $L_3$  表示电感,元件  $X_1$ 、 $X_2$  和  $X_3$  表示与频率无关的电抗元件,元件  $R_S$  表示源电阻,元件  $R_L$  表示负载电阻。图11中的元件值为:  $R_S = R_L = 50 \Omega$ ,  $L_1 = L_3 = 4.2623 \text{nH}$ ,  $L_2 = 2.7566 \text{nH}$ ,  $X_1 = X_3 = -53.7950 \Omega$ ,  $X_2 = -33.9920 \Omega$ ,  $K_{S1} = K_{L3} = 24 \Omega$ ,  $K_{L2} = 6.5000 \Omega$  和  $K_{23} = (-5.2724 \cdot 10^{-10} \omega + 0.002228) \Omega$ 。

[0101] 实施例六为一个三阶复系数带通滤波器,不失一般性,技术指标设置为:通带位于  $[1.8, 2.2] \text{GHz}$ ,通带内的回波损耗大于  $20 \text{dB}$ 。为了体现本发明所述设计方法的灵活性,将两个传输零点放在零频率处,一个传输零点位于无穷大频率处。根据技术指标,由公式 (19a) 和 (19b) 导出滤波多项式为:

$$[0102] \quad P(\bar{s}) = 0.01997\bar{s}^2$$

$$[0103] \quad F(\bar{s}) = \bar{s}^3 - j5.9599\bar{s}^2 - 11.8402\bar{s} + j7.8408$$

$$[0104] \quad E(\bar{s}) = \bar{s}^3 + (0.8642 - j5.9599)\bar{s}^2 + (-11.4670 - j3.4059)\bar{s} + (-3.2800 + j7.1217)$$

[0105] 滤波多项式所对应的频率响应如图12所示。利用这些滤波多项式,可以采用集总参数电路来实现。例如,本实施例同样可以使用图11所示的电路来实现,元件值为:  $R_S = R_L = 50 \Omega$ ,  $L_1 = L_3 = 4.3436 \text{nH}$ ,  $L_2 = 2.2865 \text{nH}$ ,  $X_1 = X_3 = -52.5490 \Omega$ ,  $X_2 = -27.6800 \Omega$ ,  $K_{S1} = K_{L3} = 24 \Omega$ , 和  $K_{L2} = K_{23} = (-4.7358 \cdot 10^{-10} \omega) \Omega$ 。

[0106] 实施例七为一个三阶复系数带通滤波器,不失一般性,技术指标设置为:通带位于  $[1.8, 2.2] \text{GHz}$ ,通带内的回波损耗大于  $20 \text{dB}$ 。为了体现本发明所述设计方法的灵活性,将一个传输零点放在有限频率  $3 \text{GHz}$  处,两个传输零点位于无穷大频率处。根据技术指标,由公式 (19a) 和 (19b) 导出滤波多项式为:

$$[0107] \quad P(\bar{s}) = j0.0807\bar{s} + 0.2421$$

$$[0108] \quad F(\bar{s}) = \bar{s}^3 - j6.0405\bar{s}^2 - 12.1625\bar{s} + j8.1630$$

$$[0109] \quad E(\bar{s}) = \bar{s}^3 + (0.8605 - j6.0405)\bar{s}^2 + (-11.7923 - j3.4916)\bar{s} + (-3.4656 + j7.3948)$$

[0110] 滤波多项式所对应的频率响应如图13所示。利用这些滤波多项式,可以采用集总参数电路来实现。例如,本实施例同样可以使用图11所示的电路来实现,元件值为:  $R_S = R_L = 50 \Omega$ ,  $L_1 = 4.2615 \text{nH}$ ,  $L_2 = 2.8956 \text{nH}$ ,  $L_3 = 4.2615 \text{nH}$ ,  $X_1 = -53.0890 \Omega$ ,  $X_2 = -37.7559 \Omega$ ,  $X_3 = -53.0890 \Omega$ ,  $K_{S1} = K_{L3} = 24 \Omega$ ,  $K_{L2} = 6.5 \Omega$  和  $K_{23} = (-1.1184 \cdot 10^{-9} \omega + 21.0818) \Omega$ 。

[0111] 复系数滤波器可以用集总元件电路来表示,其元件包括电感  $L$ 、电容  $C$ 、与频率无关的电抗  $X$  及与频率无关的电纳  $B$ 。复数滤波器可以应用在传输线滤波器的设计之中,如微带滤波器、波导滤波器、共面波导滤波器等等,来加速它们的设计过程。下面以复系数带通滤波器在微带线滤波器设计中的应用为例,来说明复系数滤波器在传输线滤波器设计之中的应用。在微带线滤波器中,平行耦合微带滤波器是一款经典的微带带通滤波器结构。现有设计方法基于低通原型的概念,无法准确设计偶数阶的平行耦合微带滤波器。如前所述,本发

明所述的复系数带通滤波器的滤波多项式的极性可以灵活改变,而不会影响滤波器的幅度响应。因此,对于一些实系数带通滤波器没法用对称电路实现的频率响应,复系数滤波器则有可能用对称电路来实现。复系数滤波器在传输线滤波器设计中的应用,其基本思路是:建立传输线滤波器的等效电路,并得到传输线滤波器的结构参数与等效电路中的元件值之间的函数关系;根据传输线滤波器的技术指标,先综合出一个由集总参数元件实现的复系数滤波器,该复系数滤波器的拓扑与传输线滤波器的等效电路的拓扑相同;由传输线滤波器的结构参数与等效电路中的元件值之间的函数关系,使用复系数滤波器的元件值计算得到传输线滤波器的结构参数值,并进行优化,使传输线滤波器的性能满足技术指标要求。

[0112] 如图14所示,是一个平行耦合微带滤波器,从左到右,依次由第一平行耦合线节、第二平行耦合线节和第三平行耦合线节联接而成。该滤波器关于中心平面呈左右对称,即第一平行耦合线节和第三平行耦合线节的结构参数是相同的。该滤波器的结构参数为:第一平行耦合线节和第三平行耦合线节的线长 $l_1$ 、线宽 $w_1$ 和缝隙宽度 $s_1$ ,第二平行耦合线节的线长 $l_2$ 、线宽 $w_2$ 和缝隙宽度 $s_2$ 。该滤波器可以用于实现一个二阶的带通频率响应。现有设计方法无法计算它的结构参数,这里将使用复系数带通滤波器的概念来计算它的结构参数。

[0113] 在实施例八中,将复系数带通滤波器应用到如图14所示的平行耦合微带滤波器的设计之中。图14所示的平行耦合微带滤波器有三个平行耦合线节。不失一般性,以第一平行耦合线节为例,设第一平行耦合线节的偶模阻抗为 $Z_e$ ,奇模阻抗为 $Z_o$ ,电长度为 $\theta$ ,这些参数统称为电参数。由平行耦合线节的网络矩阵可知,它可以用如图15所示的集总参数电路来等效,其中 $L$ 是电感, $X$ 是与频率无关的电抗, $K$ 是阻抗倒置器, $j$ 是虚数单位。平行耦合线节的电参数与它的集总参数等效电路中的元件之间的关系,称为等效关系,如下式:

$$[0114] \quad L = \frac{\pi}{4} \frac{Z_e + Z_o}{\omega_0}, \quad X = -\frac{\pi}{4} (Z_e + Z_o), \quad K = \frac{Z_e - Z_o}{2 \sin \theta}$$

[0115] 其中, $\omega_0$ 是当电长度 $\theta$ 等于 $\pi/2$ 所对应的谐振频率。其余两个平行耦合线节的集总参数等效电路的导出与此相似。将三个平行耦合线节的集总参数等效电路,按照如图14所示的平行耦合微带滤波器的结构关系联接起来,即可得到如图16所示的集总参数等效电路。因此,就可以根据平行耦合微带滤波器的技术指标,用本发明所述的复系数带通滤波器设计方法,计算如图16所示的集总参数等效电路中的各个元件值。再根据等效关系,计算得到平行耦合微带滤波器的电参数,进而确定其结构参数。

[0116] 不失一般性,使用如图14所示的平行耦合微带滤波器来实现一个二阶带通频率响应,技术指标为:通带位于 $[1.96, 2.04]$ GHz,通带内的回波损耗大于20dB。选用的基片为基于Rogers公司的4350基片,其介电常数为3.66,基片厚度为0.508mm。根据技术指标,首先使用复系数带通滤波器综合方法得到如图16所示的集总参数等效电路中的各个元件值。根据技术指标要求,将复数滤波器的两个传输零点都放置于无穷大频率处。由本发明所述的复系数带通滤波器综合方法确定集总参数等效电路中的元件值为: $R_S = R_L = 50 \Omega$ ,  $L = 12.490\text{nH}$ ,  $X = -156.951 \Omega$ ,  $K_S = 18.711 \Omega$ 和 $K_{12} = 7 \Omega$ 。再利用等效关系,可以计算得到如图14所示的平行耦合微带滤波器中三个平行耦合线节的电参数。其中,第一个和第三个平行耦合线节的偶模阻抗为 $82.659 \Omega$ ,奇模阻抗为 $44.238 \Omega$ ,在2.0GHz时电长度为 $\pi/2$ ;第二个平行耦合线节的偶模阻抗为 $42.971 \Omega$ ,奇模阻抗为 $28.971 \Omega$ ,在2.0GHz时电长度为 $\pi/2$ 。由所使用的基片信息,利用这些电参数,可以计算得到平行耦合微带滤波器的结构参数为: $w_1$

$=0.68\text{mm}$ ,  $s_1=0.14\text{mm}$ ,  $l_1=22.34\text{mm}$ ,  $w_2=1.72\text{mm}$ ,  $s_2=0.16\text{mm}$ 和 $l_2=21.41\text{mm}$ 。通过电磁仿真,在这些结构参数附近进行细微调整,最终得到的平行耦合微带滤波器的结构参数为: $w_1=0.68\text{mm}$ ,  $s_1=0.15\text{mm}$ ,  $l_1=22.01\text{mm}$ ,  $w_2=1.74\text{mm}$ ,  $s_2=0.15\text{mm}$ 和 $l_2=21.39\text{mm}$ 。按照这些结构参数进行了加工测试,在图17中给出了综合结果、仿真结果和测试结果。测试结果表明,按照本发明所述设计方法所设计得到的平行耦合微带滤波器能够满足技术指标要求。注意,综合结果是基于滤波多项式得到的理想响应。而平行耦合微带滤波器是一种传输线滤波器,具有分布参数效应,除了用于构成通带的基波之外,还存在一系列的谐波。谐波的存在会极大得影响传输线滤波器的性能。因此,在偏离通带的比较高的频率处,平行耦合微带滤波器的仿真结果和测试结果与综合结果存在差别。

[0117] 实施例九是一个具有四个平行耦合线节依次联接而成的平行耦合微带滤波器,如图18所示,从左到右,依次由第一平行耦合线节、第二平行耦合线节、第三平行耦合线节和第四平行耦合线节联接而成。该滤波器关于中心平面呈左右对称,即第一平行耦合线节和第四平行耦合线节的结构参数是相同的,第二平行耦合线节和第三平行耦合线节的结构参数是相同的。设该滤波器的结构参数为:第一平行耦合线节和第四平行耦合线节的线长 $l_1$ 、线宽 $w_1$ 和缝隙宽度 $s_1$ ,第二平行耦合线节和第三平行耦合线节的线长 $l_2$ 、线宽 $w_2$ 和缝隙宽度 $s_2$ 。仿照实施例八的设计过程,实施例九中的平行耦合微带线滤波器可以用图11中的集总参数电路来等效。因此,实施例九中的平行耦合微带线滤波器可以实现一个三阶的带通频率响应。依然选用Rogers公司的4350基片,其介电常数为3.66,基片厚度为0.508mm。不失一般性,技术指标为:通带位于[2.91, 3.09]GHz,通带内的回报损耗大于20dB。根据技术指标,首先使用复系数带通滤波器综合方法得到如图11所示的集总参数等效电路中的各个元件值。根据技术指标要求,将复数带通滤波器的三个传输零点都放置于无穷大频率处。确定相应的复数滤波器中的元件值;然后根据等效关系,计算得到平行耦合微带滤波器的电参数,并最终确定其结构参数。计算得到结构参数为: $w_1=0.46\text{mm}$ ,  $s_1=0.17\text{mm}$ ,  $l_1=15.02\text{mm}$ ,  $w_2=1.72\text{mm}$ ,  $s_2=0.19\text{mm}$ 和 $l_2=14.16\text{mm}$ 。通过电磁仿真,在这些结构参数附近进行细微调整,最终得到的平行耦合微带滤波器的结构参数为: $w_1=0.48\text{mm}$ ,  $s_1=0.18\text{mm}$ ,  $l_1=14.76\text{mm}$ ,  $w_2=1.75\text{mm}$ ,  $s_2=0.18\text{mm}$  and  $l_2=14.28\text{mm}$ 。按照这些结构参数进行了加工测试,在图19中给出了综合结果、仿真结果和测试结果。测试结果表明,按照本发明所述设计方法所设计得到的平行耦合微带滤波器能够满足技术指标要求。

[0118] 以上所列举的实施例充分说明了,本发明所述的滤波器广义综合方法相对于现有滤波器综合方法具有显著的优越性。例如,可以灵活放置传输零点;可以实现更加复杂的频率响应;解释传输线滤波器的物理机制,提升其性能,缩短其研制周期;等等。本领域的普通技术人员将会意识到,这里所述的实施例是为了帮助读者理解本发明的原理,应被理解为本发明的保护范围并不局限于这样的特别陈述和实施例。本领域的普通技术人员可以根据本发明公开的这些技术启示做出各种不脱离本发明实质的其它各种具体变形和组合,这些变形和组合仍然在本发明的保护范围内。

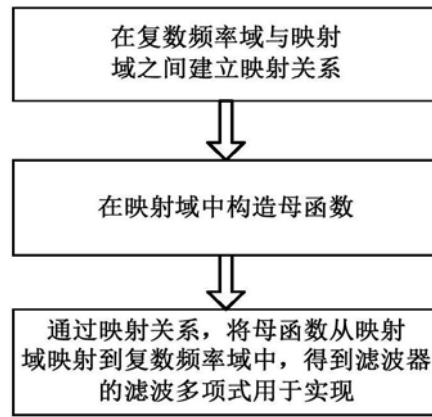


图1

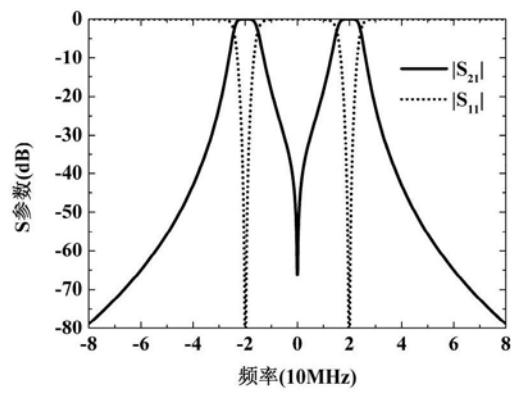


图2

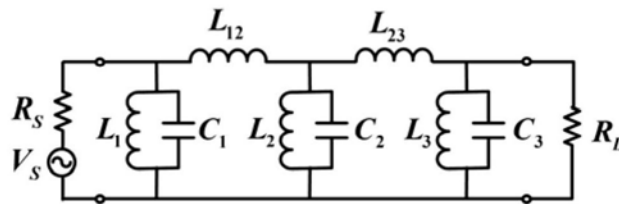


图3



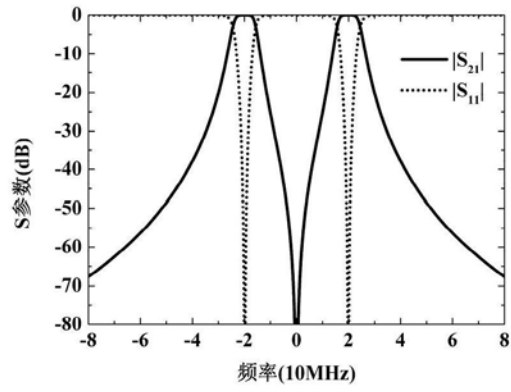


图4

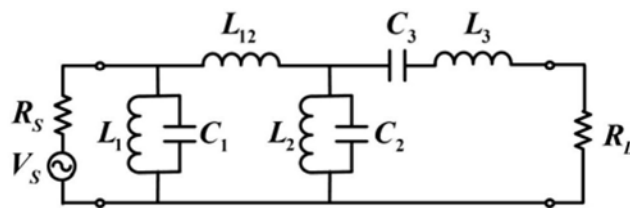


图5

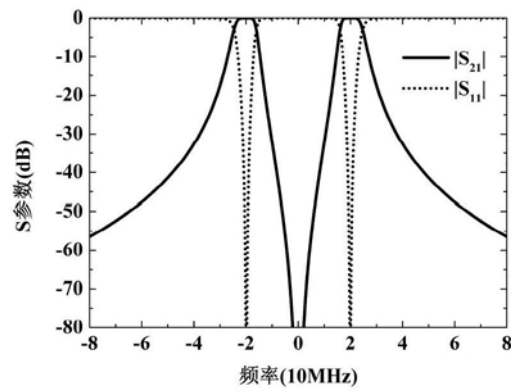


图6

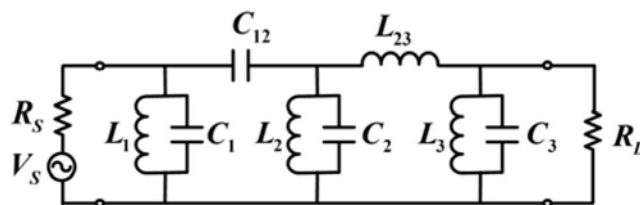


图7

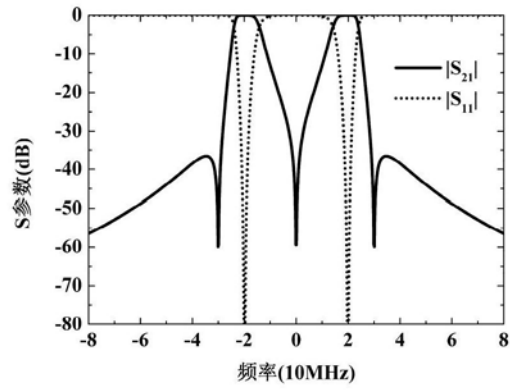


图8

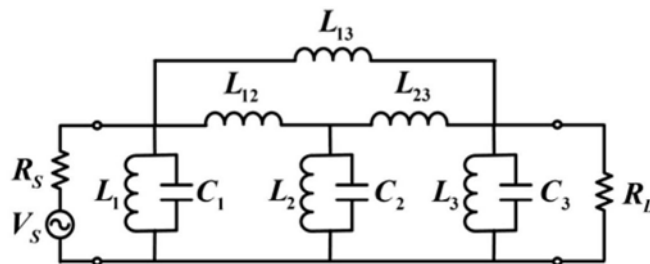


图9

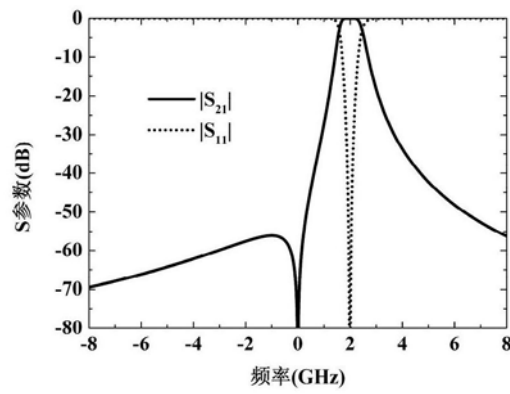


图10

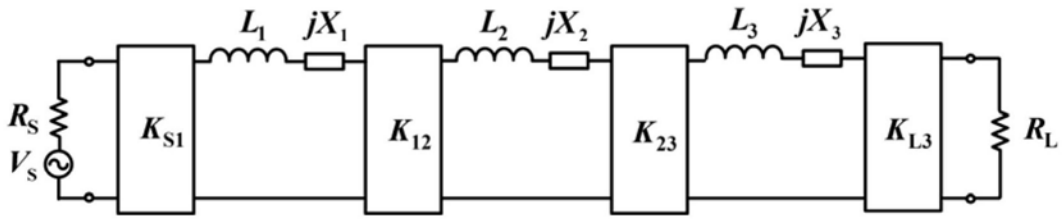


图11

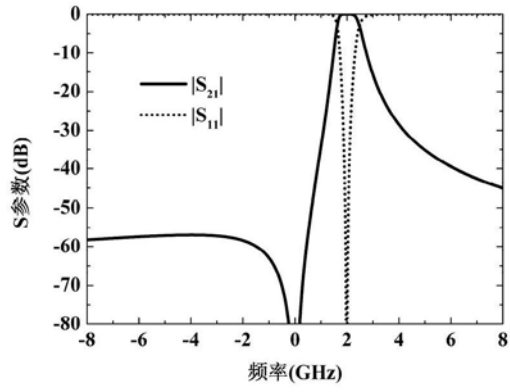


图12

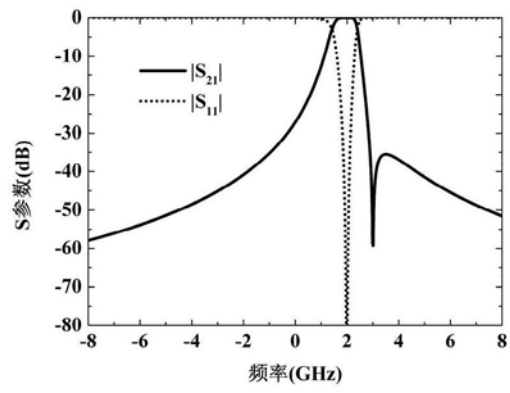


图13

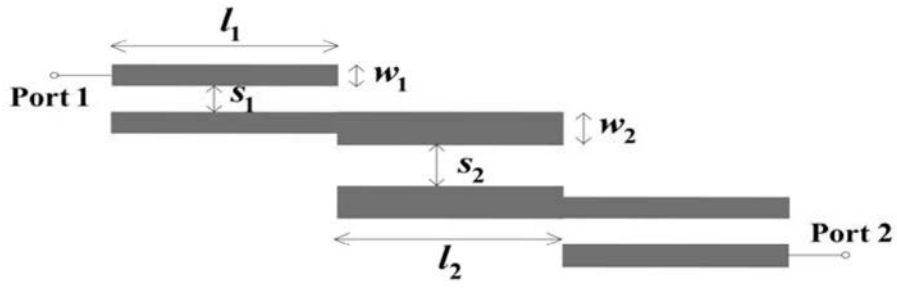


图14

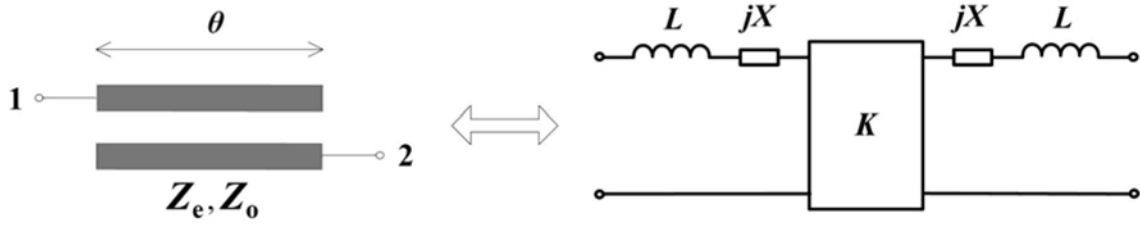


图15

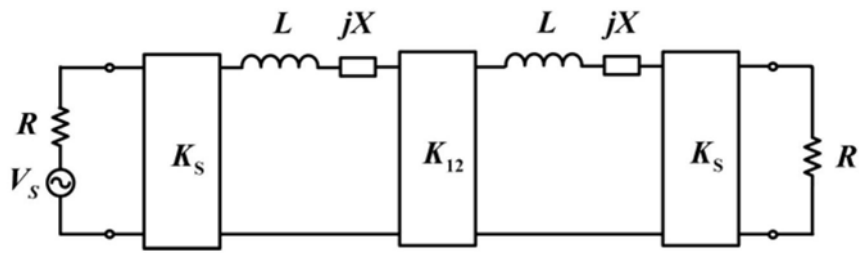


图16

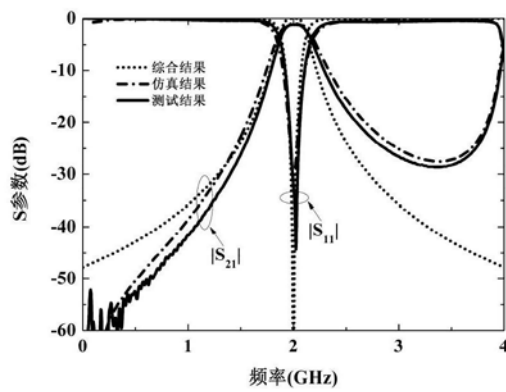


图17

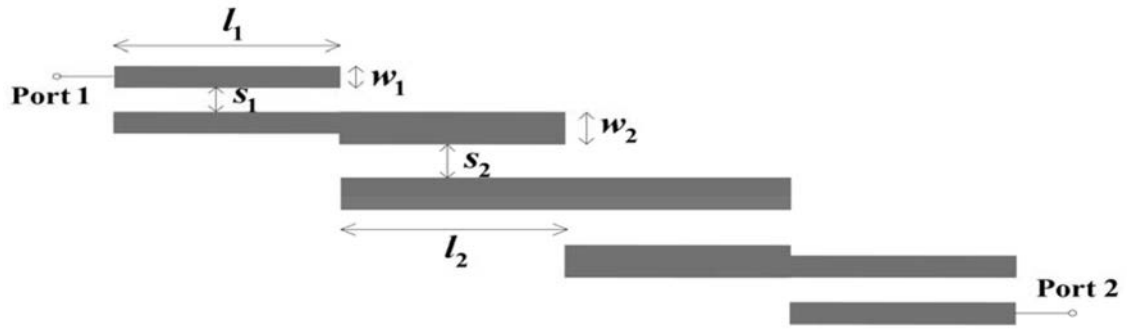


图18

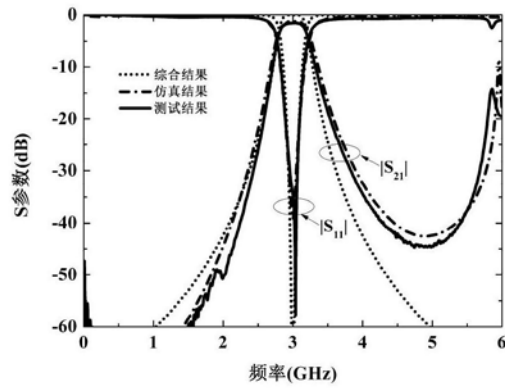


图19