



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 101894995 A

(43) 申请公布日 2010. 11. 24

(21) 申请号 201010182694. 7

(22) 申请日 2010. 05. 19

(71) 申请人 华南理工大学

地址 510640 广东省广州市天河区五山路
381 号

(72) 发明人 章秀银 胡斌杰 魏晓东

(74) 专利代理机构 广州市华学知识产权代理有
限公司 44245

代理人 李卫东

(51) Int. Cl.

H01P 1/212(2006. 01)

H01P 7/08(2006. 01)

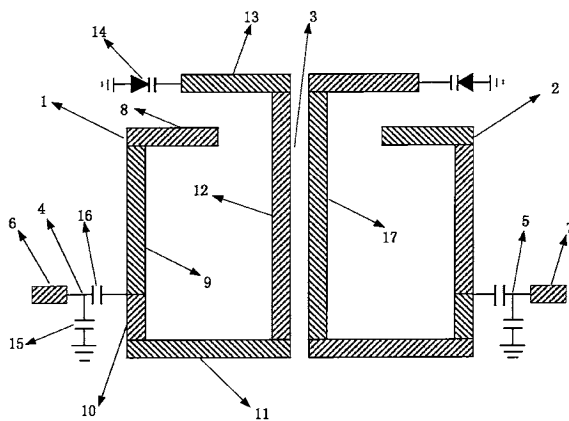
权利要求书 1 页 说明书 8 页 附图 6 页

(54) 发明名称

一种具有恒定绝对带宽的射频电调带通滤波器

(57) 摘要

本发明公开一种具有恒定绝对带宽的射频电调带通滤波器。该带通滤波器由上层的微带结构，中间层介质基板和下层的接地金属组成。上层微带结构包括第一半波长谐振器、第二半波长谐振器、输入馈电网络、输出馈电网络、输入端口和输出端口；第一半波长谐振器的第五微带线和第二半波长谐振器第七微带线平行设置构成级间耦合结构；第一半波长谐振器由第一微带线、第二微带线、第三微带线、第四微带线、第五微带线、第六微带线和变容二极管组成；第二半波长谐振器与第一半波长谐振器结构相同，关于级间耦合结构的中心轴对称设置。本发明射频电调滤波器具有中心频率调谐时绝对带宽恒定、可抑制二次谐波、损耗低的特点，可用于无线通信的可重构射频前端。



1. 一种具有恒定绝对带宽的射频电调带通滤波器,其特征在于包括上层的微带结构,中间层介质基板和下层的接地金属;上层微带结构附着在中间层介质板上表面,中间层介质板下表面为接地金属;上层微带结构包括第一半波长谐振器、第二半波长谐振器、输入馈电网络、输出馈电网络、输入端口和输出端口;所述第一半波长谐振器的第五微带线和第二半波长谐振器的第七微带线平行设置构成级间耦合结构;第二半波长谐振器与第一半波长谐振器结构相同,与第一半波长谐振器关于级间耦合结构的中心线轴对称设置;第一半波长谐振器由第一微带线、第二微带线、第三微带线、第四微带线、第五微带线、第六微带线和变容二极管组成;第一微带线一端开路另一端与第二微带线相连,第二微带线、第三微带线、第四微带线、第五微带线和第六微带线依次相连,第六微带线的另一端与变容二极管相连,变容二极管经穿过中间层介质基板的金属化过孔与下层接地金属相连;输入馈电网络和输出馈电网络结构相同,都由并联电容和串联电容组成;输入端口或输出端口的一端连接并联电容和串联电容,并联电容另一端经穿过中间层介质基板的金属化过孔与下层接地金属相连,串联电容另一端连接到第二微带线和第三微带线的连接处;输入端口、输出端口的传输线的特性阻抗都为 50Ω ;

所述第一微带线、第二微带线、第三微带线、第四微带线、第五微带线和第六微带线长度和加上变容二极管等效成的微带线的总长度为滤波器谐振频率上的半波长;第五微带线的长度使得变容二极管在其最低偏置电压下和最高偏置电压下的第一半波长谐振器总等效微带线的中点都在第五微带线上;并联电容和串联电容组成了一个带通网络,滤波器的通带在该带通网络的通带内,滤波器的中心谐振频率所对应二次谐波在该带通滤波器的阻带内,用于对二次谐波进行抑制;该带通网络的中心频率为 $f_1 = \frac{1}{100\pi\sqrt{C_1C_2}}$;其中 C_1 和 C_2

分别为并联电容和串联电容的电容量;滤波器的外部品质因数 $Q_e' = \frac{\omega_0}{2Y_0} \left. \frac{\partial \text{Im}[Y_{in}]}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0}$;其中

$$Y_{in} = \frac{j\omega Y_r(C_1 + C_2) - \omega^2 C_1 C_2}{j\omega C_2 + Y_r}; Y_r = \frac{jY}{Y - \omega C_v \tan \theta_2} [Y(\tan \theta_1 + \tan \theta_2) + \omega C_v(1 - \tan \theta_1 \tan \theta_2)]; Y_0$$

是 50Ω 射频系统的特征导纳, Y_r 、 Y_{in} 分别为无输入输出馈电网络时从输入端口看谐振器的输入导纳和有输入输出馈电网络时从输入端口看谐振器的整体输入导纳;电长度 θ_1 为第一微带线和第二微带线的电长度之和;电长度 θ_2 为第三微带线、第四微带线、第五微带线和第六微带线的电长度之和; $\omega = 2\pi f$, f 为滤波器工作频率; C_v 为变容二极管的电容; j 为虚数单位。

2. 根据权利要求1所述的具有恒定绝对带宽的射频电调带通滤波器,其特征在于,所述第一微带线长度为 4.7mm ,第二微带线长度为 13.3mm ,第三微带线的长度为 3.5mm ,第四微带线长度为 9.2mm ,第五微带线长度为 20mm ,第六微带线长度为 6.2mm ,微带线的宽度为 1.2mm ,并联电容为 5pF ,串联电容为 8pF ,第五微带线和第七微带线之间的距离为 0.55mm 。

3. 根据权利要求1所述的具有恒定绝对带宽的射频电调带通滤波器,其特征在于,所述第一微带线长度为 6.2mm ,第二微带线长度为 16mm ,第三微带线长度为 2.8mm ,第四微带线长度为 9.2mm ,第五微带线长度为 22.0mm ,第六微带线的长度为 6.2mm ,微带线宽度为 1.2mm ,并联电容为 3.3pF ,串联电容为 6.8pF ,第五微带线和第七微带线之间的距离为 0.5mm 。

一种具有恒定绝对带宽的射频电调带通滤波器

技术领域

[0001] 本发明涉及一种中心频率可调的射频电调带通滤波器,具体涉及一种可应用在多频带、宽频带和可重构射频前端系统中,采用新型半波长谐振器和级间耦合结构,中心频率调谐时绝对带宽保持恒定且能很好抑制二次谐波的电调带通滤波器。

背景技术

[0002] 现代超宽带雷达和无线通信要求采用高性能的可重构射频前端。例如在认知无线电体系中,为了充分利用和融合各种不同的无线信道和标准,射频前端需要工作在不同的频率上,这就需要中心频率可调谐的可重构射频前端。射频电调带通滤波器是可重构射频前端的重要组成部分,因此日益受到重视。在这个方面,目前已经有一些研究报道,多种不同的调谐器件也已经被使用,例如半导体变容二极管、射频微机电系统(RF MEMS)电容管以及铁电薄膜材料变容管等。

[0003] 不管采用那种调谐器件,射频电调带通滤波器面临着一些问题,主要包括:

[0004] (1) 例如当调谐通带的中心频率时,通带的绝对带宽也会随之发生变化,而在很多应用中无线信道的绝对带宽是恒定不变的,因此我们需要在调谐中心频率的时候使通带的绝对带宽和波形保持恒定不变。

[0005] (2) 对于采用射频分布参数元件的电调滤波器而言,由于分布参数元件的周期性特性,通常会在二次谐波频率处产生寄生通带。这些寄生通带的存在导致滤波器的频率选择性变差,从而影响到射频前端的整体性能。

[0006] (3) 电调带通滤波器的插入损耗较大且不同频率上的插入损耗差别较大,给系统设计中的链路增益分配带来不便。这是因为谐振器需要工作在一定的频率范围内,而在宽频带范围内谐振器的品质因数难以保持恒定。

[0007] 针对中心频率调谐时通带绝对带宽改变这个问题,目前一些方法已经被提出来使中心频率调谐时带宽保持恒定。根据“M.-S. Chung, I.-S. Kim, and S.-W. Yun, Varactor-tuned hairpin bandpass filter with enhanced stopband performance, in Asia-Pacific Microwave Conference, pp. 645-648, Dec, 2006”所提供的分析可知,通过额外的电路在通带附近引进一个可变的传输零点可以迫使传输带宽恒定。这种方法的缺点是电路结构复杂,需要额外的电路来控制传输零点。根据“E. Pistono, L. Duvillaret, J.-M. Duchamp, A. Vilcot, and P. Ferrari, Improved and compact 0.7GHz tune-all bandpass filter, Electron. Lett., vol. 43, no. 3, pp. 165-166, Feb. 2007”所提供的分析可知,利用一个可变电容器来控制不同频率下的耦合量可以达到恒定的绝对带宽。这种方法的缺点是需要使用额外的电容来控制级间的耦合强度,导致调谐复杂。根据“S.-J. Park, and G. M. Rebeiz, Low-loss two-pole tunable filters with three different predefined bandwidth characteristics, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 56, no. 5, pp. 1137-1148, May. 2008”所提供的分析可知,使用一个独立的电耦合和磁耦合的耦合方式可使得绝对带宽保持恒定。然而,采用这种方法设计的电调滤波器在谐波频率上有

寄生通带,会影响其频率选择性能。

[0008] 插入损耗在电调带通滤波器设计中也是一个非常重要的因素。对一个指定带宽的滤波器,插入损耗主要由谐振器的品质因数 Q 决定。为了减小插入损耗,传统的方式中高品质因数的调谐元件是必须的,例如 MEMS 元件,这就会导致设计的高成本。

发明内容

[0009] 为了达到恒定的绝对带宽,减小插入损耗,降低设计成本,并对二次谐波进行抑制,本发明提供一种新型的射频电调带通滤波器,该带通滤波器不仅中心频率调谐时绝对带宽恒定、插入损耗小、成本低、而且对二次谐波具有很好的抑制作用。通过对该滤波器的参数进行改变,可以调整绝对带宽的大小。

[0010] 本发明解决其技术问题所采用的技术方案是:

[0011] 一种具有恒定绝对带宽的射频电调带通滤波器,包括上层的微带结构,中间层介质基板和下层的接地金属;上层微带结构附着在中间层介质板上表面,中间层介质板下表面为接地金属;上层微带结构包括第一半波长谐振器、第二半波长谐振器、输入馈电网络、输出馈电网络、输入端口和输出端口;所述第一半波长谐振器的第五微带线和第二半波长谐振器的第七微带线平行设置构成级间耦合结构;第二半波长谐振器与第一半波长谐振器结构相同,与第一半波长谐振器关于级间耦合结构的中心线轴对称设置;第一半波长谐振器由第一微带线、第二微带线、第三微带线、第四微带线、第五微带线、第六微带线和变容二极管组成;第一微带线一端开路另一端与第二微带线相连,第二微带线、第三微带线、第四微带线、第五微带线和第六微带线依次相连,第六微带线的另一端与变容二极管相连,变容二极管经穿过中间层介质基板的金属化过孔与下层接地金属相连;输入馈电网络和输出馈电网络结构相同,都由并联电容和串联电容组成;输入端口或输出端口的一端连接并联电容和串联电容,并联电容另一端经穿过中间层介质基板的金属化过孔与下层接地金属相连,串联电容另一端连接到第二微带线和第三微带线的连接处;输入端口、输出端口的传输线的特性阻抗都为 $50\ \Omega$;

[0012] 所述第一微带线、第二微带线、第三微带线、第四微带线、第五微带线和第六微带线长度和加上变容二极管等效成的微带线的总长度为滤波器谐振频率上的半波长;第五微带线的长度使得变容二极管在其最低偏置电压下和最高偏置电压下的第一半波长谐振器总等效微带线的中点都在第五微带线上;并联电容和串联电容组成了一个带通网络,滤波器的通带在该带通网络的通带内,滤波器的中心谐振频率所对应二次谐波在该带通滤波器的阻带内,用于对二次谐波进行抑制;该带通网络的中心频率为 $f_1 = \frac{1}{100\pi\sqrt{C_1C_2}}$;其中 C_1 和

C_2 分别为并联电容和串联电容的电容量;滤波器的外部品质因数 $Q_e' = \frac{\omega_0}{2Y_0} \frac{\partial \text{Im}[Y_m]}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_0}$;其

中 $Y_m = \frac{j\omega Y_r(C_1 + C_2) - \omega^2 C_1 C_2}{j\omega C_2 + Y_r}$; $Y_r = \frac{jY}{Y - \omega C_v \tan \theta_2} [Y(\tan \theta_1 + \tan \theta_2) + \omega C_v(1 - \tan \theta_1 \tan \theta_2)]$;

Y_0 是 $50\ \Omega$ 射频系统的特征导纳, Y_r 、 Y_{in} 分别为无输入输出馈电网络时从输入端口看谐振器的输入导纳和有输入输出馈电网络时从输入端口看谐振器的整体输入导纳;电长度 θ_1 为第一微带线和第二微带线的电长度之和;电长度 θ_2 为第三微带线、第四微带线、第五微带

线和第六微带线的电长度之和； $\omega = 2\pi f$ ， f 为滤波器工作频率； C_v 为变容二极管的电容； j 为虚数单位。

[0013] 为进一步实现本发明目的，所述第一微带线长度为 4.7mm，第二微带线长度为 13.3mm，第三微带线的长度为 3.5mm，第四微带线长度为 9.2mm，第五微带线长度为 20mm，第六微带线长度为 6.2mm，微带线的宽度为 1.2mm，并联电容为 5pF，串联电容为 8pF，第五微带线和第七微带线之间的距离为 0.55mm。

[0014] 所述第一微带线长度为 6.2mm，第二微带线长度为 16mm，第三微带线长度为 2.8mm，第四微带线长度为 9.2mm，第五微带线长度为 22.0mm，第六微带线的长度为 6.2mm，微带线宽度为 1.2mm，并联电容为 3.3pF，串联电容为 6.8pF，第五微带线和第七微带线之间的距离为 0.5mm。

[0015] 本发明的电调射频带通滤波器具有如下特点：

[0016] (1) 在整个频率调谐的范围内，无论中心频率调谐到何处，通带的绝对带宽保持恒定，通带的波形也保持不变，适用于无线通信中要求信道的绝对带宽恒定不变的环境中。

[0017] (2) 电调滤波器的二次谐波得到很好的抑制。二次谐波抑制的功能由输入输出馈电网络来完成，该网络既可以用于控制不同调谐频率下的带宽，又可以用于抑制二次谐波。两个实施例中实测的二次谐波抑制水平均超过 20dB。

[0018] (3) 该滤波器的插入损耗很低。由于采用了新型的半波长谐振器结构，使谐振器具有很高的品质因数，从而降低了电路的插入损耗。两个实施例中实际测试的插入损耗的值都不超过 2dB。

附图说明

[0019] 图 1 是具有恒定绝对带宽的射频电调带通滤波器的原理图；

[0020] 图 2 是新型半波长谐振器；

[0021] 图 3 是新型半波长谐振器在不同的变容二极管偏压下的等效电路图；

[0022] 图 4 是新型半波长谐振器之间的耦合结构；

[0023] 图 5 是输入馈电网络和新型半波长谐振器的示意图；

[0024] 图 6(a) 是 60MHz 带宽滤波器的传输特性曲线；

[0025] 图 6(b) 是 60MHz 带宽滤波器的回波损耗曲线；

[0026] 图 6(c) 是 60MHz 带宽滤波器的中心频率归一化后通带响应曲线的叠加；

[0027] 图 6(d) 是 60MHz 带宽滤波器的宽带响应曲线；

[0028] 图 7(a) 是 80MHz 带宽滤波器的传输特性曲线；

[0029] 图 7(b) 是 80MHz 带宽滤波器的回波损耗曲线；

[0030] 图 7(c) 是 80MHz 带宽滤波器的中心频率归一化后通带响应曲线的叠加；

[0031] 图 7(d) 是 80MHz 带宽滤波器的宽带响应曲线。

具体实施方案

[0032] 下面结合附图对本发明作进一步详细的说明，但本发明要求保护的范围并不局限于下列表述的范围。

[0033] 如图 1 所示，一种具有恒定绝对带宽的射频电调带通滤波器包括上层的微带结

构,中间层介质基板和下层的接地金属;上层微带结构附着在中间层介质板上表面,中间层介质板下表面为接地金属;上层微带结构包括第一半波长谐振器 1、第二半波长谐振器 2、输入馈电网络 4、输出馈电网络 5、输入端口 6 和输出端口 7;第一半波长谐振器 1 的第五微带线 12 和第二半波长谐振器 2 第七微带线 17 平行设置构成级间耦合结构 3;第二半波长谐振器 2 与第一半波长谐振器 1 结构相同,关于级间耦合结构 3 的轴线对称设置;第一半波长谐振器 1 由第一微带线 8、第二微带线 9、第三微带线 10、第四微带线 11、第五微带线 12、第六微带线 13 和变容二极管 14 组成;第一微带线 8 一端开路另一端与第二微带线 9 相连,第二微带线 9、第三微带线 10、第四微带线 11、第五微带线 12 和第六微带线 13 依次相连,第六微带线 13 的另一端与变容二极管 14 相连,变容二极管 14 通过穿过中间层介质基板的金属化过孔与下层接地金属相连;相应地,第二半波谐振器 2 的微带线分别与第一半波谐振器 1 的第一微带线 8、第二微带线 9、第三微带线 10、第四微带线 11、第五微带线 12、第六微带线 13 轴对称设置,对称轴为第一半波长谐振器 1 的第五微带线 12 和第二半波谐振器 2 第七微带线 17 平行结构的中心线;输入馈电网络 4 和输出馈电网络 5 由并联电容 15 和串联电容 16 组成;输入端口 6 的一端连接并联电容 15 和串联电容 16,并联电容 15 另一端经穿过中间层介质基板的金属化过孔与下层接地金属相连,串联电容 16 另一端连接到第二微带线 9 和第三微带线 10 的连接处;输出端口 7 与输入端口 6 的配置结构相同,输入端口 6、输出端口 7 的传输线的特性阻抗都为 50Ω 。

[0034] 第一微带线 8、第二微带线 9、第三微带线 10、第四微带线 11、第五微带线 12 和第六微带线 13 长度和加上变容二极管 14 等效成的微带线的总长度为滤波器谐振频率上的半波长。第五微带线 12 的长度使得变容二极管 14 在最低偏置电压下和最高偏置电压下的第一半波长谐振器 1 总等效微带线的中点都在第五微带线 12 上;并联电容 15 和串联电容 16 组成了一个带通网络,滤波器的通带在该带通网络的通带内,同时滤波器的中心谐振频率所对应二次谐波在该带通滤波器的阻带内,从而对二次谐波进行抑制。在输入端口 6 和输出端口 7 的特征阻抗都为 50Ω 时,该带通网络的中心频率为 f_1 为:

$$[0035] \quad f_1 = \frac{1}{100\pi\sqrt{C_1C_2}}$$

[0036] 其中 C_1 和 C_2 分别为并联电容 15 和串联电容 16 的电容量。

[0037] 调整输入输出馈电网络连接在半波长谐振器上的位置,即调节第一微带线 8 和第二微带线 9 的总长度,可使得外部品质因数随滤波器中心频率的增大而增大,从而保证滤波器绝对带宽的恒定。滤波器的外部品质因数 Q_e' 为:

$$[0038] \quad Q_e' = \frac{\omega_0}{2Y_0} \left. \frac{\partial \text{Im}[Y_{in}]}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0}$$

$$[0039] \quad Y_{in} = \frac{j\omega Y_r(C_1 + C_2) - \omega^2 C_1 C_2}{j\omega C_2 + Y_r}$$

$$[0040] \quad Y_r = \frac{jY}{Y - \omega C_v \tan \theta_2} [Y(\tan \theta_1 + \tan \theta_2) + \omega C_v(1 - \tan \theta_1 \tan \theta_2)]$$

[0041] 其中 Y_0 是 50Ω 射频系统的特征导纳; Y_r 、 Y_{in} 分别为图 5 中无输入输出馈电网络时从输入端口看谐振器的输入导纳和有输入输出馈电网络时从输入端口看谐振器的整体输入导纳;电长度 θ_1 为图 1 中第一微带线 8 和第二微带线 9 的电长度之和;电长度 θ_2 为图

1 中第三微带线 10、第四微带线 11、第五微带线 12 和第六微带线 13 的电长度之和； $\omega = 2\pi f$, f 为滤波器工作频率（可选 0.5GHz 到 3GHz）； C_v 是变容二极管 14 的电容； j 是虚数单位；

[0042] 调节并联电容 15 和串联电容 16 的值，使得二次谐波在带通网络的阻带内，从而对二次谐波进行抑制。调整输入输出馈电网络连接在半波长谐振器上的位置，即调节第一微带线 8 和第二微带线 9 的总长度，可使得外部品质因数随滤波器中心频率的增大而增大，从而保证滤波器绝对带宽的恒定。

[0043] 第一半波长谐振器 1 和第二半波长谐振器 2 由微带线和变容二极管组成，如图 2 所示。微带线一端连接一个变容二极管，另一端开路。该谐振器与传统的一端接变容管另外一端接地的四分之一波长谐振器相比较（“S.-J.Park, and G.M.Rebeiz, Low-loss two-pole tunable filters with three different predefined bandwidth characteristics, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 56, no. 5, pp. 1137-1148, May. 2008.”），具有更高的无载品质因数 Q_u ，运用这种新型的谐振器可以减少对变容二极管的品质因数 Q 的要求，因此可选用普通的硅二极管，使得设计成本降低。该滤波器的谐振频率主要通过新型半波长谐振器中的变容二极管的偏压来调节。在忽略寄生效应时，变容二极管可以等效成一段终端开路的微带线。随着变容二极管的电容增大，等效成的微带线的长度增大，谐振频率减小。因此通过调整变容二极管的偏压，可以调整滤波器的中心频率。

[0044] 如图 3 所示，第一半波长谐振器 1 或第二半波长谐振器 2 的微带线长度为 L ；变容二极管 14 在最低偏置电压和最高偏置电压下等效成的微带线长度分别为 ΔL_1 和 ΔL_2 ；处于耦合区间的微带线为长度 $(a_2 - a_1)$ 。调节变容二极管的偏压，使其电容量改变，当变容二极管 14 的电容量达到最大时，等效成的微带线长度最长为 ΔL_1 ，此时总的等效微带线长度为 $L + \Delta L_1$ ，谐振器谐振频率为最低谐振频率 f_L 。当变容二极管的电容量达到最小时，等效成的微带线长度最短为 ΔL_2 ，此时总的等效微带线长度为 $L + \Delta L_2$ ，谐振器谐振频率为最高谐振频率 f_U ，因此滤波器中心频率的调谐范围为 f_L 到 f_U 。总的等效微带线长度在谐振频率上为波长的一半，因此选定变容二极管 14 和确定滤波器工作的谐振频率调谐范围 f_L 、 f_U 之后就可以确定变容二极管的等效微带线长度的变化范围 ΔL_2 和 ΔL_1 ，然后根据等效微带线的总长度为半波长的特性就可以确定实际微带线的长度 L 。实际微带线长度 L 为图 1 中第一微带线 8、第二微带线 9、第三微带线 10、第四微带线 11、第五微带线 12 和第六微带线 13 的长度之和。 a_1 和 a_2 之间长度为图 1 中第五微带线 12 的长度。

[0045] 如图 4 所示，级间耦合结构采用的耦合方式是一种混合电磁耦合的方式。两个半波长谐振器相邻的区域为具有混合电磁耦合的耦合区间，即图 4 中虚线部分。如图 1 所示，该滤波器的级间耦合结构 3 由第五微带线 12 和第七微带线 17 组成，第五微带线 12 和第七微带线 17 平行放置构成耦合区间，耦合区间选取时必须同时包括图 3 中最高谐振频率 f_U 和最低谐振频率 f_L 时总的等效微带线的中点，在此基础上，调整耦合区间的大小即调整图 3 中 a_1 和 a_2 的位置，使得电磁耦合中磁耦合占主导地位，这时总的耦合强度为磁耦合强度减去电耦合强度，当磁耦合强度随中心频率的增大而减小，电耦合强度随中心频率的增大而增大时，整体耦合系数就会随着中心频率的增大而减小，此时图 1 中第一微带线 8、第二微带线 9、第三微带线 10 和第四微带线 11 的总长度为 a_1 ，第五微带线 12 的长度为 $a_2 - a_1$ ，第六微带线 13 的长度为 $L - a_2$ 。耦合区间中的两条微带线之间的间距决定了总

的耦合强度,第五微带线 12 和第七微带线 17 之间的间距越小,则总的耦合强度越强,对应的通带带宽越宽。根据专著“J. S. Hong and M. J. Lancaster, Microwave Filter for RF/Microwave Application, New York: John Wiley & Sons, 2001.”中所介绍的滤波器设计理论,对于一个二阶的滤波器,为了实现给定带宽,所要求的耦合系数为:

$$[0046] \quad k = \frac{BW}{f_0 \sqrt{g_1 g_2}} \quad (1)$$

[0047] 其中, BW 为滤波器的绝对带宽, g_1 和 g_2 是二阶低通滤波器原型中第一个电容、第二个电感的电容量或者电感量; f_0 是滤波器的中心频率。由式 (1) 可见,当滤波器的绝对带宽 BW 恒定不变时,耦合系数要随着滤波器中心频率的增大而减小。当选取的耦合区间中磁耦合随着频率的增加而减小、电耦合随着频率的增加而增大,并且磁耦合强度超过电耦合的强度时,整体的耦合系数会随着中心频率的增大而减小,从而可以满足绝对带宽保持恒定不变的条件。

[0048] 如图 5 所示,输入、输出馈电网络是由并联电容 15 和串联电容 16 组成的。并联电容 15 的电容为 C_1 和串联电容 16 的电容为 C_2 ,当谐振器的二次谐波频率范围落在由并联电容和串联电容组成的带通网络的阻带频率范围时,二次谐波可以得到很好的抑制。因此,在滤波器的频率调谐范围确定之后就可以选择合适大小的并联电容 C_1 和串联电容 C_2 的值,使得二次谐波在阻带内。这种带通网络也会影响到外部品质因数 Q_e 。根据专著“J. S. Hong and M. J. Lancaster, Microwave Filter for RF/Microwave Application, New York: John Wiley & Sons, 2001.”中所介绍的滤波器设计理论,对于一个二阶的滤波器,为了实现给定的带宽所要求的外部品质因数 Q_e 为:

$$[0049] \quad Q_e = \frac{f_0}{BW \sqrt{g_0 g_1}} \quad (2)$$

[0050] 为了达到恒定的绝对带宽,外部品质因数 Q_e 要随着中心频率的增大而增大。如图 5 所示,在忽略变容二极管的寄生效应和微带线的非连续性的情况下,从输入端口看,谐振器的输入导纳 Y_r 为:

$$[0051] \quad Y_r = \frac{jY}{Y - \omega C_v \tan \theta_2} [Y(\tan \theta_1 + \tan \theta_2) + \omega C_v (1 - \tan \theta_1 \tan \theta_2)] \quad (3)$$

[0052] 其中 Y 是图 5 中的微带线的特征导纳,电长度 θ_1 为图 1 中第一微带线 8 和第二微带线 9 的电长度之和;电长度 θ_2 为图 1 中第三微带线 10、第四微带线 11、第五微带线 12 和第六微带线 13 的电长度之和; C_v 是变容二极管 14 的电容; j 是虚数单位; $\omega = 2\pi f$, f 为滤波器工作频率(可选 0.5GHz 到 3GHz)。整体的输入导纳 Y_{in} 为:

$$[0053] \quad Y_{in} = \frac{j\omega Y_r (C_1 + C_2) - \omega^2 C_1 C_2}{j\omega C_2 + Y_r} \quad (4)$$

[0054] 根据专著“J. S. Hong and M. J. Lancaster, Microwave Filter for RF/Microwave Application, New York: John Wiley & Sons, 2001.”中所介绍的滤波器设计理论,设计中的实际的品质因数 Q_e' 为:

$$[0055] \quad Q_e' = \frac{\omega_0}{2Y_0} \left. \frac{\partial \text{Im}[Y_{in}]}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (5)$$

[0056] 其中 Y_0 是 50 Ω 射频系统的特征导纳。式 (2) 为理论要求的外部品质因数,式 (5)

为此设计中实际的外部品质因数,当式(5)中品质因数随中心频率的增大而增大时,可满足式(2)所示品质因数的要求。

[0057] 可以看出,并联电容 C_1 、串联电容 C_2 、电长度 θ_1 和电长度 θ_2 均会影响外部品质因数 Q_e 。调整电容 C_1 、 C_2 的值,使其组成的输入输出馈电网络可以达到抑制二次谐波的要求,然后再调整电长度 θ_1 、 θ_2 的值,使外部品质因数 Q_e 随着中心频率的增大而增大,从而保证滤波器绝对带宽的恒定。

[0058] 在下面两个实施例中,60MHz带宽和80MHz带宽的具有恒定绝对带宽的射频电调带通滤波器均制作在相对介电常数为6.03、厚度为0.82mm的介质基板上。变容二极管选用东芝公司的硅变容二极管1sv277。

[0059] 实施例1:60MHz带宽的具有恒定绝对带宽的射频电调带通滤波器

[0060] 60MHz带宽的具有恒定绝对带宽的射频电调带通滤波器结构如图1所示。具体参数为:第一微带线8长度为4.7mm,第二微带线9长度为13.3mm,第三微带线10的长度为3.5mm,第四微带线11长度为9.2mm,第五微带线12长度为20mm,第六微带线13长度为6.2mm,微带线的宽度为1.2mm,并联电容15为5pF,串联电容16为8pF,第五微带线12和第七微带线17之间的距离为0.55mm。图6给出了利用上述参数所设计的滤波器进行仿真和实际测量的结果,其中仿真和实际测量分别是使用安捷伦公司的商业电磁仿真软件ADS和E5071C网络分析仪来完成的。图6(a)为该滤波器仿真及测试的传输特性,横轴表示频率,纵轴表示传输特性 $|S_{21}|$,图6(b)所示的为该滤波器的反射特性,横轴表示频率,纵轴表示回波损耗 $|S_{11}|$ 。由图6(a)和图6(b)可见,滤波器的通带频率可以从630MHz调节到930MHz,具有38.5%的相对调节范围。对所有的调谐状态,测量的带内回波损耗都在20dB左右。图6(c)为把中心频率归一化后通带传输特性的叠加曲线,由此可见,通带波形和插入损耗在调谐范围内几乎都保持恒定不变,1-dB绝对带宽是 60 ± 3 MHz,插入损耗的变化范围为1.6dB到2.0dB,在同样带宽的条件下,该滤波器的插入损耗比现有的滤波器的损耗都要小。图6(d)给出了测量的宽带传输特性 $|S_{21}|$ 响应曲线,可以看出二次谐波都被抑制在-25dB以下。射频子系统谐波抑制的一般要求是20dB,由此可见,这项性能指标足以满足射频子系统的要求。

[0061] 实施例2:80MHz带宽的具有恒定绝对带宽的射频电调带通滤波器

[0062] 该滤波器结构与60MHz带宽的滤波器相似,只是具体的参数不同,其具体参数为:第一微带线8长度为6.2mm,第二微带线9长度为16mm,第三微带线10长度为2.8mm,第四微带线11长度为9.2mm,第五微带线12长度为22.0mm,第六微带线13的长度为6.2mm,微带线宽度为1.2mm,并联电容15为3.3pF,串联电容16为6.8pF,第五微带线12和第七微带线17之间的距离为0.5mm。图7给出了利用上述参数设计出来的滤波器的仿真和实际测量的结果,其中仿真和实际测量分别是使用安捷伦公司的商业电磁仿真软件ADS和E5071C网络分析仪来完成的。图7(a)所示的为该滤波器仿真及测试的传输特性,横轴表示频率,纵轴表示传输特性 $|S_{21}|$,图7(b)所示的为该滤波器的反射特性,横轴表示频率,纵轴表示回波损耗 $|S_{11}|$ 。由这两幅图可见,滤波器的通带频率调谐范围从650MHz到960MHz,具有38%的相对调谐范围。对所有的调谐状态,测量的带内回波损耗都大于15dB。图7(c)为把中心频率归一化后通带传输特性的叠加曲线,由此可见,通带波形和插入损耗在调谐范围内几乎都保持恒定不变,1-dB绝对带宽是 80 ± 3.5 MHz,插入损耗的变化范围为1.2dB到1.5dB,

在同样带宽的条件下,该滤波器的插入损耗比现有的滤波器的损耗都要小。图 7(d) 给出了测量的宽带传输特性 $|S_{21}|$ 响应曲线,可以看出二次谐波都被抑制在 -20dB 以下。射频子系统谐波抑制的一般要求是 20dB,由此可见,这项性能指标可以满足射频子系统的要求。

[0063] 本发明基于两个新型半波长谐振器构成的新型耦合结构,具有恒定的绝对带宽,中心频率可调,插入损耗低的特点。通过简单的输入输出馈电网络来对二次谐波进行抑制,但是不会影响通带的性能。在频率调谐范围内绝对带宽和通带波形保持恒定不变。通过调节设计的参数,可以调节通带的带宽,即这种结构可以用来实现各种带宽规格。

[0064] 以上所述仅为本发明的较佳实例,并不用以限制本发明,凡在本发明的精神和原则之内,所作的任何修改、等同替换、改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

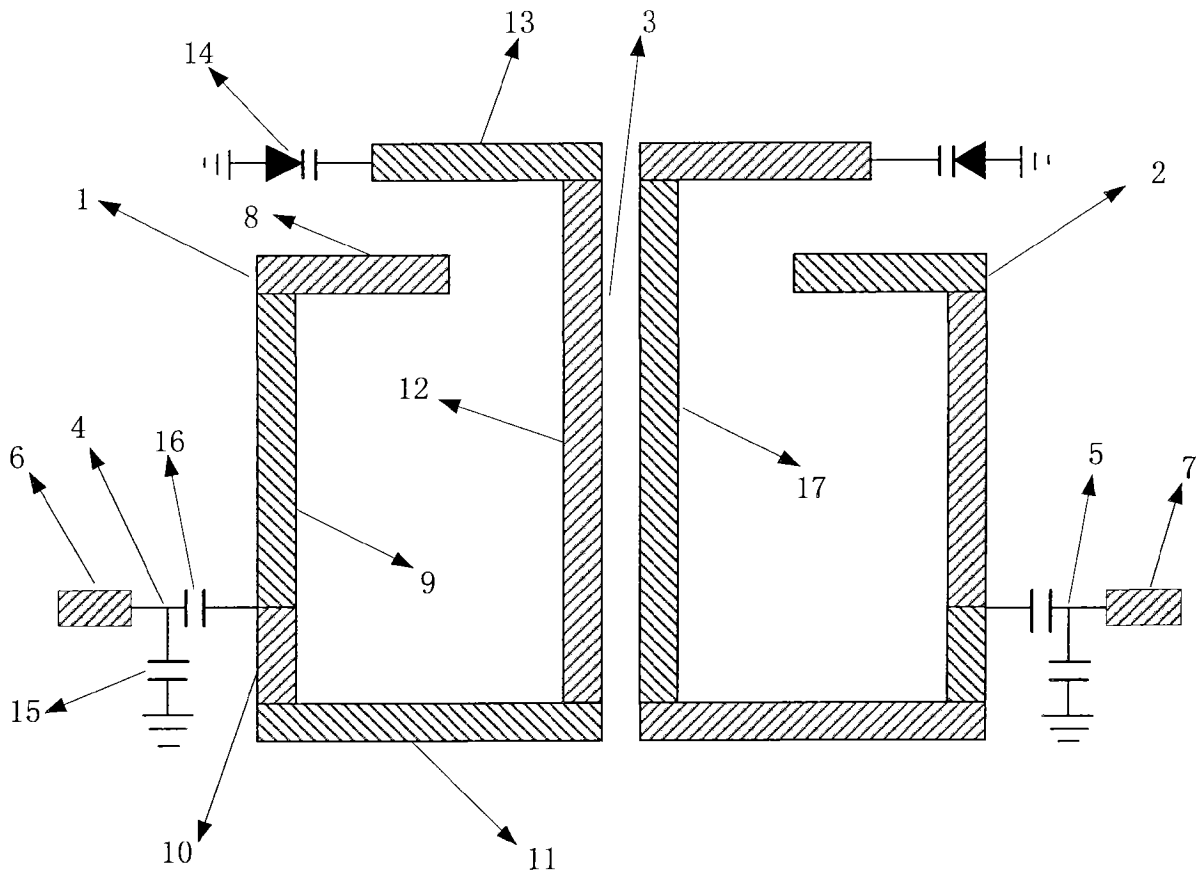


图 1



图 2

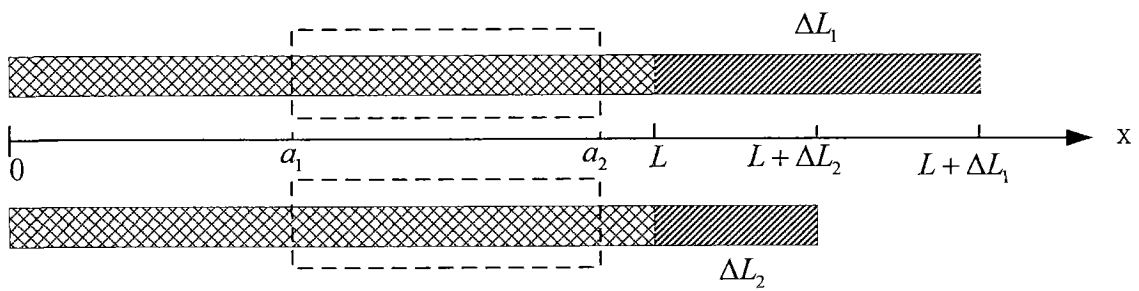


图 3

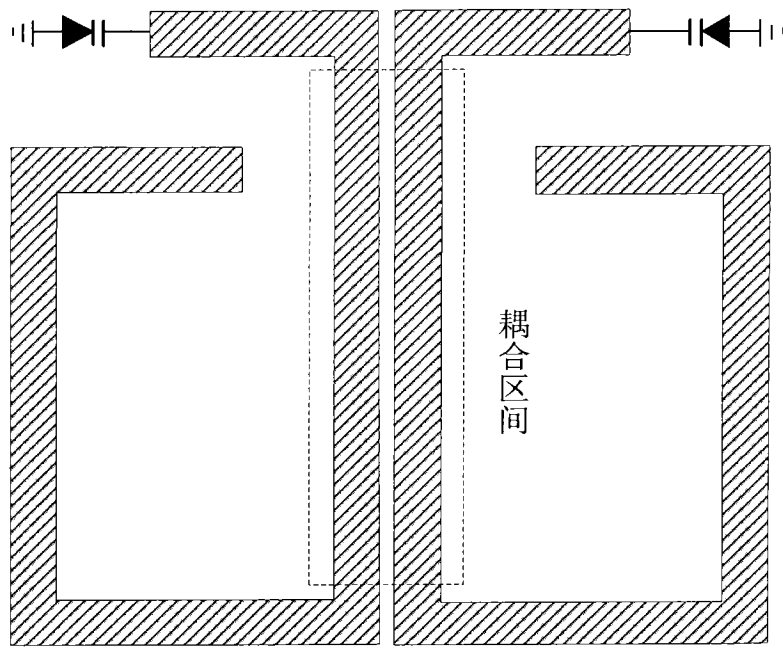


图 4

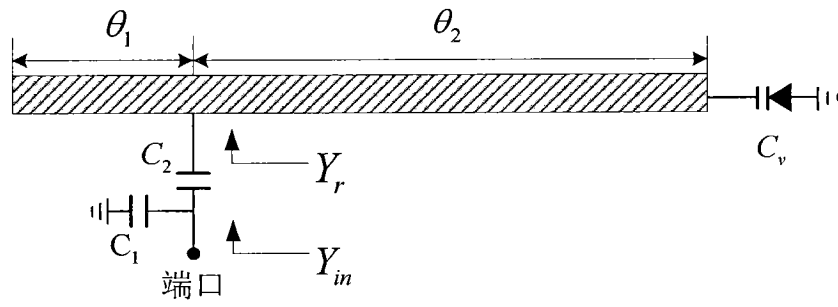


图 5

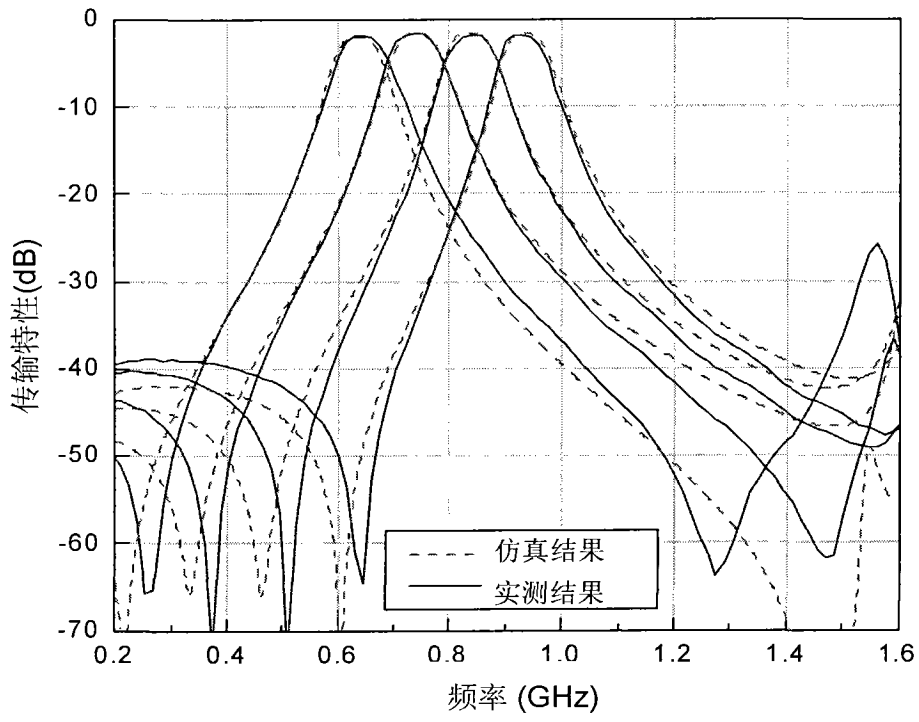


图 6(a)

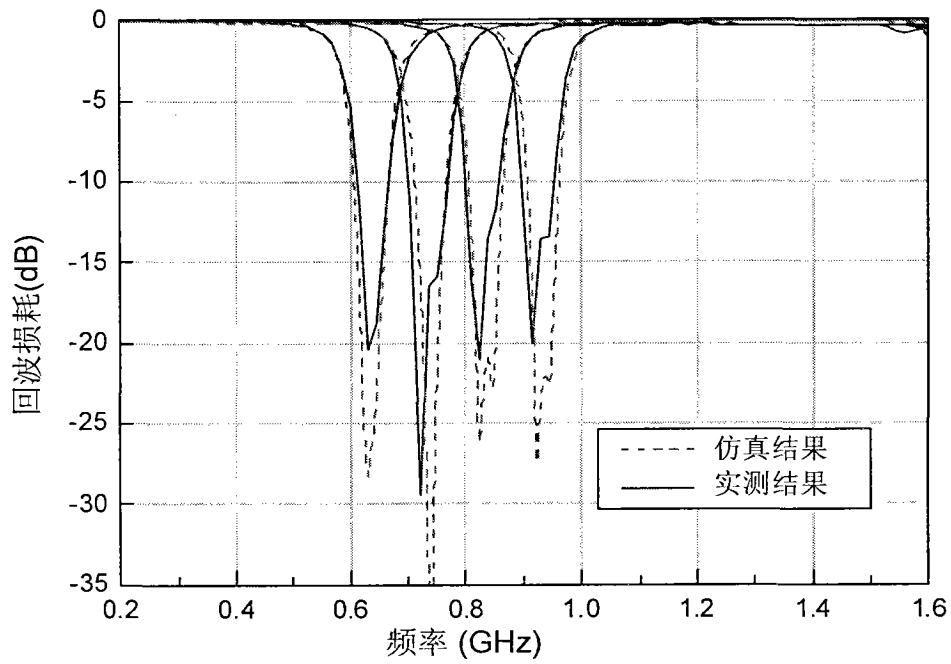


图 6(b)

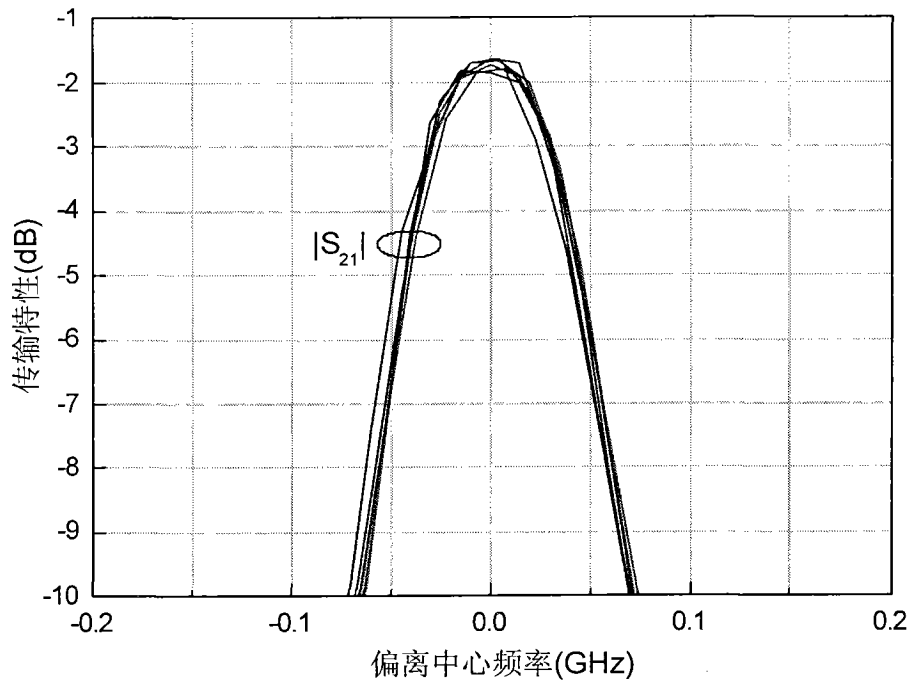


图 6(c)

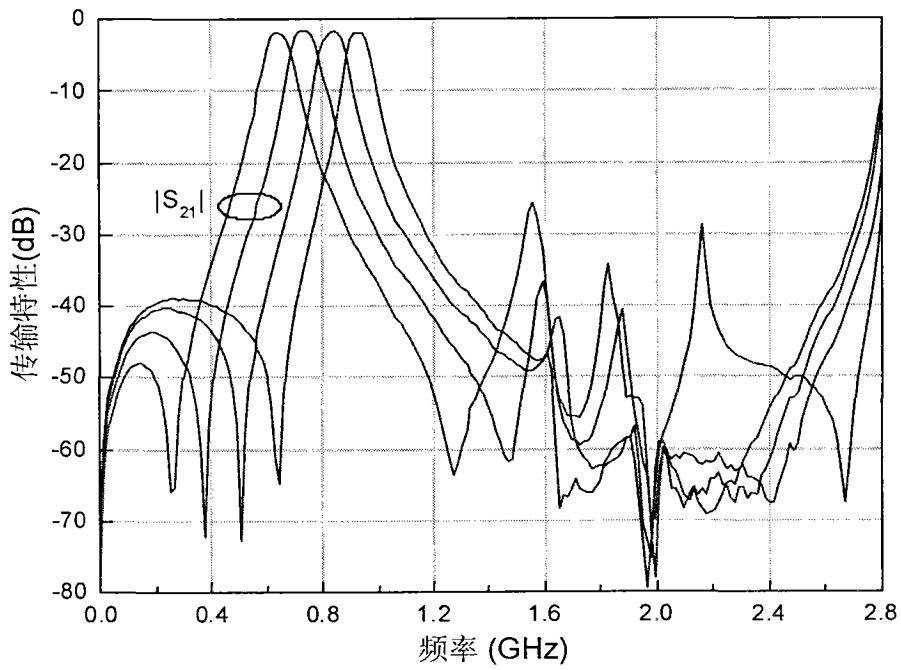


图 6(d)

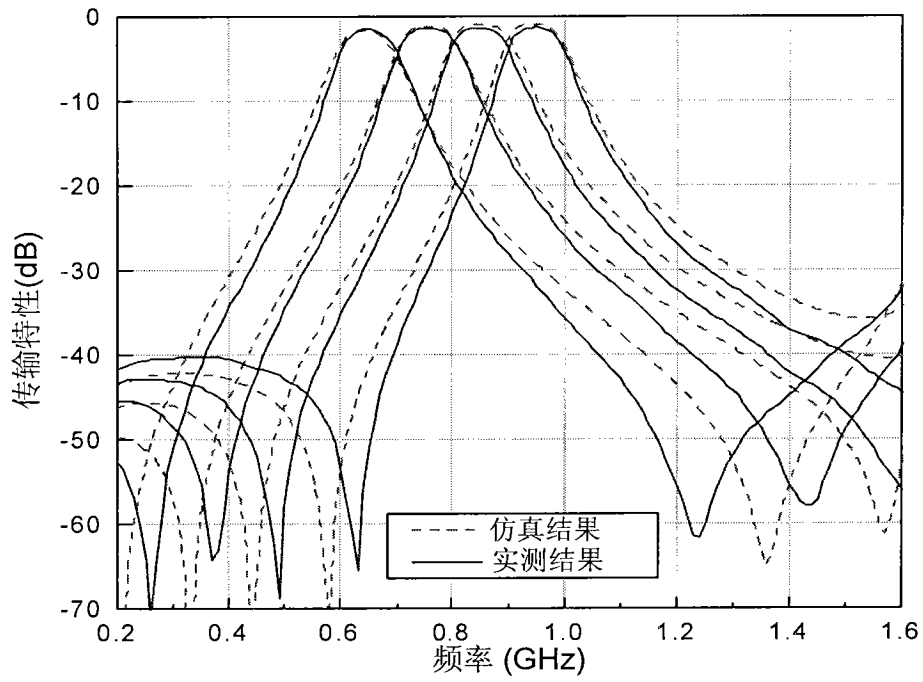


图 7(a)

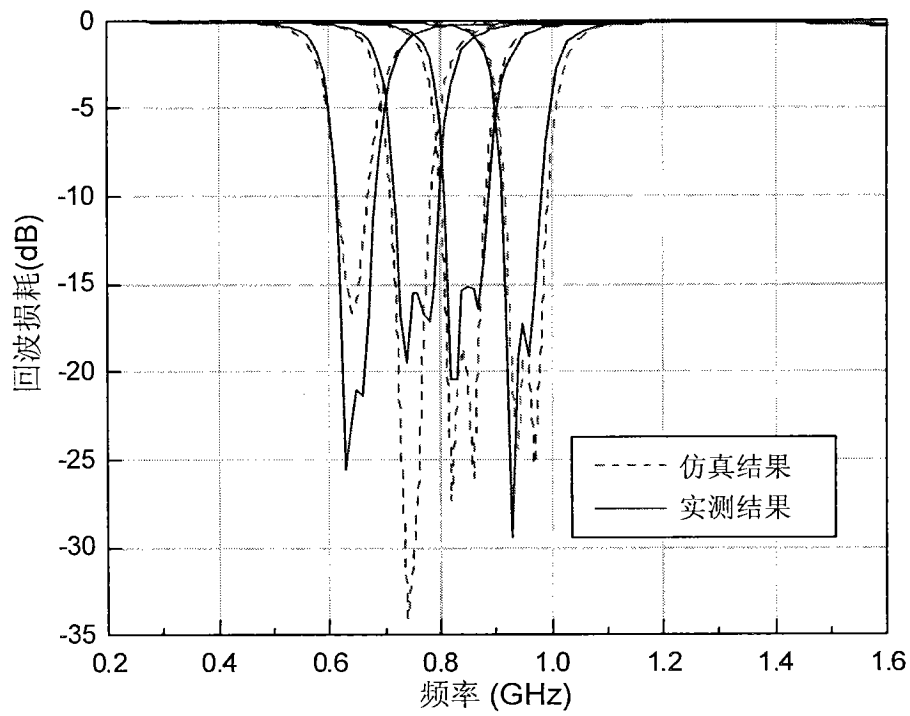


图 7(b)

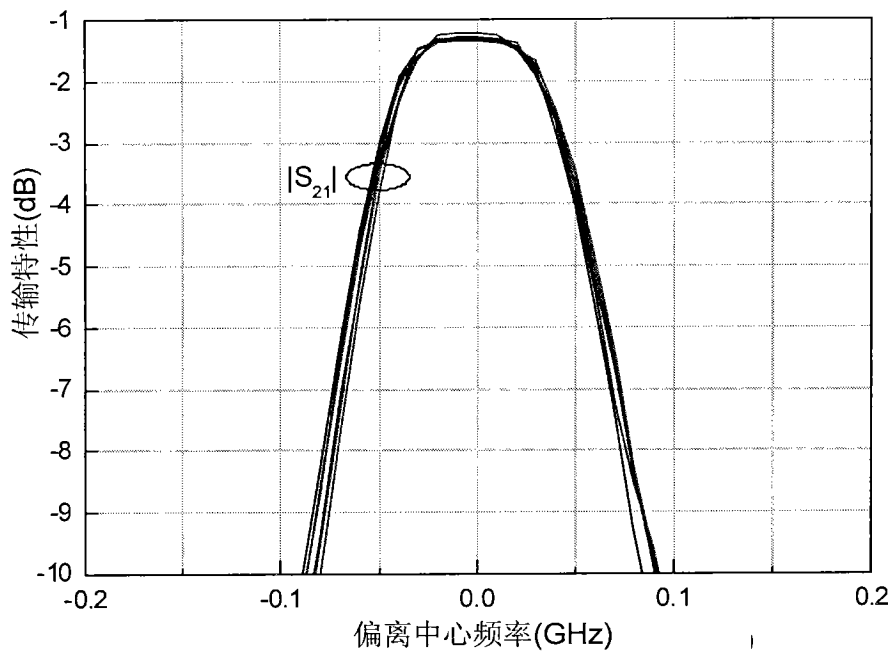


图 7(c)

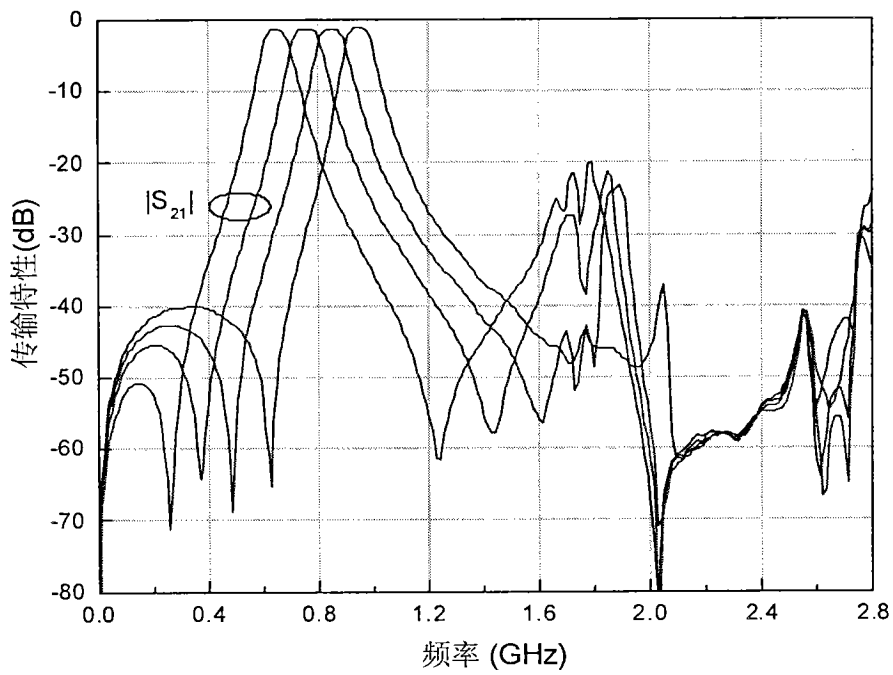


图 7(d)