

基于混合梳状线谐振器的三阶恒定带宽 电调微带滤波器研究

赵志远¹, 杨 霖², 陈昆和², 周 强², 陈剑斌²

(1. 解放军理工大学通信工程学院, 江苏南京 210007; 2. 南京电讯技术研究所, 江苏南京 210007)

摘 要: 文章提出了一种基于终端加载变容管的混合型梳状线谐振器的三阶电调微带带通滤波器, 仅采用两个电压源进行控制. 根据奇偶模分析方法, 推导了混合梳状线谐振器间耦合系数计算公式, 通过合理设计级间及输入输出耦合结构, 绝对带宽保持恒定的要求可以得到满足. 设计了一个调谐范围为 1.0GHz ~ 1.78GHz, 3dB 绝对带宽为 $104.5 \pm 8\text{MHz}$ 的三阶电调滤波器, 其插入损耗小于 5.7dB, 回波损耗优于 16dB, 对二次谐波的抑制达到 60dB. 实验结果表明, 测试结果与电磁仿真结果基本一致.

关键词: 三阶电调滤波器; 微带带通滤波器; 混合梳状线谐振器; 奇偶模分析; 变容管; 恒定带宽

中图分类号: TN713 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2015)01-0140-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.01.022

Three-Pole Tunable Filters With Constant Bandwidth Using Mixed Compline and Quasi-Compline Resonators

ZHAO Zhi-yuan¹, YANG Lin², CHEN Kun-he², ZHOU Qiang², CHEN Jian-bin²

(1. Institute of Communications Engineering, PLA University of Science & Technology, Nanjing, Jiangsu 210007, China;

2. Nanjing Telecommunication Technology Institute, Nanjing, Jiangsu 210007, China)

Abstract: In this paper, a novel three-pole varactor-tuned bandpass filter using mixed microstrip compline and quasi-compline resonators biased by only two voltages is proposed. The couplings between mixed compline resonators can be controlled so that the constant bandwidth requirement could be satisfied, and the design theory is analyzed based on odd- and even- mode method in detail. The tunable filter has an almost constant 3-dB absolute bandwidth of $104.5 \pm 8\text{MHz}$ from 1.0GHz to 1.78GHz. Its insertion loss varies from 5.7 dB to 4.2 dB with its return loss better than 16dB. By using dissimilar resonators, the rejection level at second harmonic is more than 60 dB. The measured results of the fabricated filter show good agreement with the simulated ones.

Key words: three-pole tunable filters; microstrip bandpass filters; mixed compline resonators; odd- and even-mode method; varactor-tuned; constant absolute bandwidth.

1 引言

随着跳频、直扩和动态频谱等抗干扰关键技术的发展, 希望射频器件尤其是滤波器能够满足快速电调或可重构的需要. 电调带通滤波器作为跳频接收系统前端的预选通组件, 可以提高接收信号的信噪比, 进而有助于提高系统的抗干扰性能. 现有的电调滤波器的绝对带宽大多数都是随着工作频率的升高而增大, 这会导致在频率高端的通带内引入大量噪声信号, 影响通信质量, 所以研究恒定带宽的电调滤波器具有重要意义.

基于梳状线结构或者改进型梳状线结构的微波电

调滤波器具有小型化和结构简单的优点, 得以广泛研究及应用. 1982年, I C Hunter 研制了一种基于悬置带状线加载变容管的电调滤波器, 在文献[1]中首次论述了当梳状线在中心频率 f_0 (调谐范围的中心) 处的电长度为 52.8° 时, 绝对带宽的变化最小, 这为采用梳状线结构的电调滤波器在带宽控制上提供了指导依据. 为了实现绝对带宽在调谐范围内基本恒定, 谐振器间耦合必须满足耦合系数随调谐频率的升高而减小, 同时外部品质因数随调谐频率的升高而增大^[2]. 在近几年中, 国内外出现很多基于传统梳状线结构的改进技术用以保持电调滤波器绝对带宽基本不变^[2~6], 如耦合阶跃阻抗谐振器结

构^[2]、皱状耦合结构^[3]、级间插入耦合可调元件的结构^[4,5]、混合梳状线结构^[6]等等。耦合阶跃阻抗谐振器结构存在调谐范围相对较窄的不足;皱状耦合结构存在结构复杂的缺点,不易于由二阶扩展为三阶滤波器;级间插入耦合可调元件的结构和现有的混合梳状线结构的三阶电调滤波器至少需要三种偏置电压源进行控制,对外围有源电路要求较高。

本文提出一种基于混合梳状线谐振器终端加载变容管的三阶电调微带带通滤波器,如图 1 所示,通过合理控制两个偏置电压改变加载变容管的电容而改变滤波器谐振频率,可以实现绝对带宽在调谐范围内基本保持不变.它由两个四分之一波长的谐振器(1、3)和一个位于中间的双端加载变容管的半波长谐振器(2)组成.通过合理选择平行耦合线的奇偶模阻抗及电长度,该混合梳状线谐振器间的耦合系数与调谐频率呈反比例关系,满足恒定带宽的要求.根据奇偶模方法设计并实现一个绝对带宽基本恒定的电调带通滤波器,最后给出测试结果及其分析。

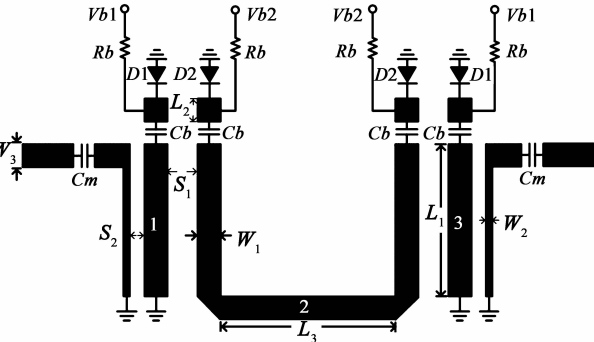


图1 三阶恒定带宽电调带通滤波器的示意图

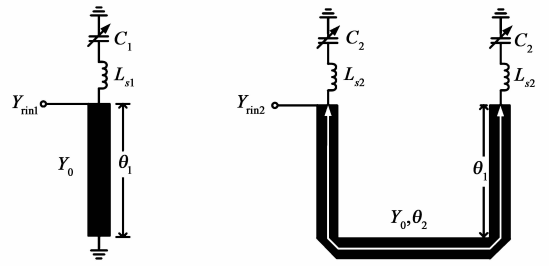
2 设计原理

如图 1 所示,该混合梳状线结构的三阶电调带通滤波器与传统的三个谐振器均为等电长度传输线加载变容管拓扑结构不同,即中间的谐振器为双端加载变容管的弯折的半波长谐振器.其中,混合不等传输线谐振器间的耦合系数由平行耦合线的奇偶模阻抗及电长度决定.输入输出匹配电路采用不对称平行耦合线结构,该结构能够满足宽带阻抗匹配。

2.1 谐振条件

在 L 波段,变容管的串联封装电感不容忽视.图 2 (a)和(b)分别为终端加载变容管的四分之一波长谐振器和弯折的双端加载变容管的半波长谐振器.其中, L_{s1}, L_{s2} 分别为加载变容管的封装电感,传输线的特性导纳为 Y_0 ,其电长度分别为 θ_1, θ_2 . 设定参考输入端口,四分之一波长梳状线谐振器的输入导纳为

$$Y_{in1} = -jY_0 \cot \theta_1 + Y_{L1} \quad (1)$$



(a) 四分之一波长谐振器 (b) 弯折的半波长谐振器

图2 混合梳状线谐振器电路

$$Y_{L1} = \frac{j\omega C_1}{1 - \omega^2 L_{s1} C_1} \quad (2)$$

弯折的半波长谐振器的输入导纳为

$$Y_{in2} = j \left(Y_0 \frac{-jY_{L2} + Y_0 \tan \theta_2}{Y_0 - \omega C_2 \tan \theta_2} \right) + Y_{L2} \quad (3)$$

$$Y_{L2} = \frac{j\omega C_2}{1 - \omega^2 L_{s2} C_2} \quad (4)$$

其中, $\theta_2 = 4\theta_1$. 谐振频率 ω_0 由 $\text{Im}[Y_{inj}(\omega_0)] = 0 (j = 1, 2)$ 决定。

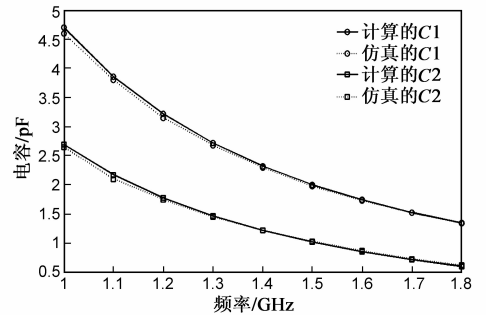


图3 计算及仿真得到调谐范围内需加载变容管的电容值

对于设计的谐振器 ($L_{s1} = 0.6\text{nH}$, $L_{s2} = 0.4\text{nH}$, $Z_0 = 93\Omega$, $\theta_1 = 21^\circ$, $\theta_2 = 4\theta_1 = 84^\circ$ at 1.4GHz), 在期望的调谐频率 1.0GHz ~ 1.8GHz 范围内,通过式(1)和(3)计算及电磁仿真软件得到的需加载相应变容管的电容值 C_1 和 C_2 如图 3 所示,其中,公式计算与电磁仿真结果的微小差别主要来源于接地过孔寄生效应的影响。

2.2 耦合机制

图 1 给出的滤波器结构相对于中心平面是左右对称的.根据奇偶模分析方法^[7],在中心平面放置电壁,得到奇模等效电路,如图 4(a)所示;在中心平面放置磁壁,得到偶模等效电路,如图 4(b)所示.将该三阶滤波器问题等效为二阶滤波器问题,最终等效为计算平行耦合线 1 端口的奇偶模输入导纳问题.为了简化分析,忽略接地过孔的寄生效应以及加入隔直电容造成传输线不连续所带来的影响.在图 4 中,从平行耦合线端口 1 看进去的奇模和偶模输入导纳 Y_{1o} 和 Y_{1e} 为

$$Y_{1o} = Y_{L1} + Y_{11o} - \frac{Y_{12o}^2}{Y_{22o} + Y_{L2}} \quad (5)$$

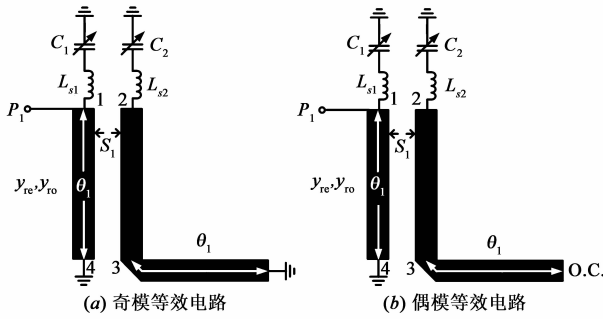


图4 奇偶模等效电路

$$Y_{1e} = Y_{L1} + Y_{11e} - \frac{Y_{12e}^2}{Y_{22e} + Y_{L2}} \quad (6)$$

这里,

$$Y_{11o} = y_{11} - \frac{y_{13}^2}{y_{11} - jY_0 \cot \theta_1} \quad (7a)$$

$$Y_{12o} = y_{12} - \frac{y_{13}y_{14}}{y_{11} - jY_0 \cot \theta_1} \quad (7b)$$

$$Y_{22o} = y_{11} - \frac{y_{14}^2}{y_{11} - jY_0 \cot \theta_1} \quad (7c)$$

$$Y_{11e} = y_{11} - \frac{y_{13}^2}{y_{11} + jY_0 \tan \theta_1} \quad (8a)$$

$$Y_{12e} = y_{12} - \frac{y_{13}y_{14}}{y_{11} + jY_0 \tan \theta_1} \quad (8b)$$

$$Y_{22e} = y_{11} - \frac{y_{14}^2}{y_{11} + jY_0 \tan \theta_1} \quad (8c)$$

其中,平行耦合线四端口的 Y 参数^[7]为

$$y_{11} = -\frac{j}{2}(y_{ro} \cot \theta_{1o} + y_{re} \cot \theta_{1e}) \quad (9a)$$

$$y_{12} = -\frac{j}{2}(y_{ro} \cot \theta_{1o} - y_{re} \cot \theta_{1e}) \quad (9b)$$

$$y_{13} = -\frac{j}{2}(y_{ro} \csc \theta_{1o} - y_{re} \csc \theta_{1e}) \quad (9c)$$

$$y_{14} = -\frac{j}{2}(y_{ro} \csc \theta_{1o} + y_{re} \csc \theta_{1e}) \quad (9d)$$

这里, y_{ro} , y_{re} 是平行耦合线的奇模和偶模特性导纳, θ_{1o} , θ_{1e} 是平行耦合线的奇模和偶模电长度. 因此,整体的导纳矩阵为

$$Y = \begin{bmatrix} \frac{Y_{1e} + Y_{1o}}{2} & \frac{Y_{1e} - Y_{1o}}{2} \\ \frac{Y_{1e} - Y_{1o}}{2} & \frac{Y_{1e} + Y_{1o}}{2} \end{bmatrix} \quad (10)$$

由此得到导纳斜率参数 b ,

$$b = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{\partial \text{Im}[Y_{11}]}{\partial \omega} \right|_{\omega = \omega_0} \quad (11)$$

级间耦合系数 k_{12} 为

$$k_{12} = \frac{\text{Im}[Y_{12}(\omega_0)]}{b} = \frac{BW}{f_0 \sqrt{g_1 g_2}} \quad (12)$$

这里 BW 为 3dB 绝对带宽, g_1, g_2 为等效低通电路的元件值.

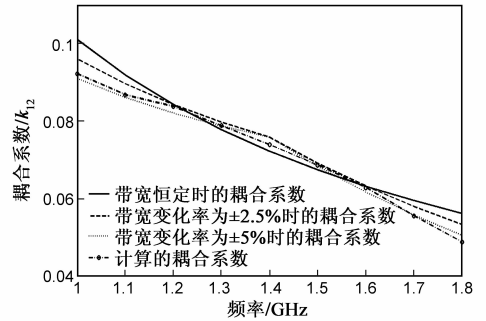


图5 不同带宽变化情况对应的耦合系数

设计的初始滤波器以 1.4GHz 为中心频率,具有带内波纹为 0.05dB、相对带宽为 7.2% 的三阶切比雪夫型滤波器 ($g_1 = 0.8794, g_2 = 1.1132$). 对于混合梳状线结构的奇偶模阻抗及期望的带宽 ($Z_{re} = 107.3\Omega, Z_{ro} = 76.7\Omega, BW_{3dB} = 100\text{MHz}$), 通过式(12)计算的耦合系数介于带宽有 $\pm 2.5\%$ 变化的耦合系数和带宽有 $\pm 5\%$ 变化的耦合系数之间,如图 5 所示. 根据奇偶模阻抗,可以确定平行耦合线的长度和耦合间距,再通过三维电磁仿真软件优化后得到最终的电路设计参数.

外部品质因数计算公式^[7]为

$$Q_e = \frac{g_0 g_1 f_0}{BW} \quad (13)$$

要实现绝对带宽恒定且滤波器带内波纹不变 (g_0, g_1 恒定), 外部品质因数须与调谐频率呈正比例关系. 一般地,在调谐范围的最低端和最高端,滤波器的带内波纹很难保持不变. 在带内波纹变化的允许范围内,不对称平行耦合线结构可以在宽带调谐范围内使回波损耗满足设计指标,如图 1 所示. 该输入输出匹配结构以带内波纹随频率的降低而变大为代价,即 g_0, g_1 随工作频率的变化而变化,调谐范围的低频端易出现失配现象. 当 $BW_{3dB} = 100\text{MHz}$ 时,图 6 为由式(13)计算和电磁仿真得到的不同带内波纹对应的外部品质因数.

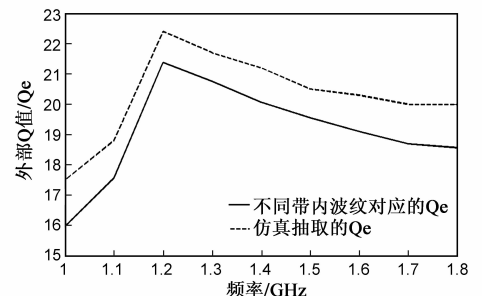


图6 计算及仿真得到的不同带内波纹对应的外部Qe值

3 设计实例

基于以上分析,利用三维电磁仿真软件 CST2009 设计并制作一个带宽近似恒定的电调微带带通滤波器. 滤波器的设计指标为:

调谐范围:1.0GHz-1.8GHz;

通带带宽:100 ± 5MHz;

滤波器类型:三阶带内波纹为 0.05dB 的切比雪夫型.

选用介电常数 $\epsilon_r = 2.2$, 损耗角正切 $\tan\delta = 0.0009$, 厚度为 1mm 的 Rogers RT5880 介质基板,整个电路做在一块 40mm × 36mm 的表面镀银的微带基片上,实际电路图如图 7 所示,相应于图 1 的示意版图,其具体设计参数如表 1 所示. 输入输出匹配电容 C_m 和隔直电容 C_b 选用 ATC 600S 系列电容,谐振器终端加载电容选用 M/A-COM 的砷化镓变容管. MA46H202-1056 变容管(在偏压范围 0.5 ~ 20V 内,容值范围为 $C_1 = 1 \sim 7\text{pF}$, 串联寄生电阻 $R_s = 0.2 \sim 0.9\Omega$)作为 D_1 ; 另外, MA46473-276 变容管(在偏压范围 0.5 ~ 20V 内,容值范围为 $C_1 = 0.5 \sim 4\text{pF}$, 串联寄生电阻为 $R_s = 0.6 \sim 1.2\Omega$)作为 D_2 . 直流偏置电路由偏置电阻和去耦电容组成,选用两个 20K Ω 的电阻用以防止射频信号泄露,去耦电容用以滤除电源的杂波.

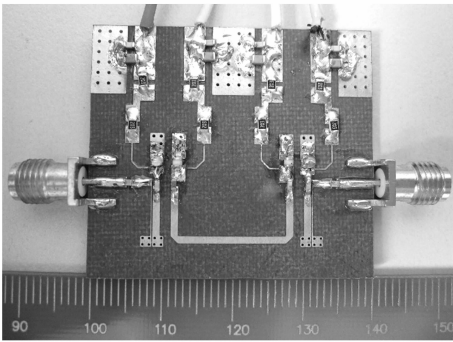


图7 实际制作的三阶恒定带宽电调带通滤波器

表 1 滤波器的具体设计参数

$W_1/W_2/W_3(\text{mm})$	$L_1/L_2/L_3(\text{mm})$	$S_1/S_2(\text{mm})$	$C_m(\text{pF})/C_b(\text{pF})$
1/0.1/1.2	7/2.4/15	1.5/0.1	6.8/15

4 测试结果及分析

设计的电路在矢量网络分析仪 Agilent8714ET 下进行测试,测试结果如图 8 所示. 通过合理控制外部两个电压源,在整个调谐范围 1.0GHz ~ 1.78GHz 内,滤波器的回波损耗大于 16dB,插入损耗在 5.7dB 和 4.2dB 范围内变化. 3dB 绝对带宽在调谐范围的中间最大为 112.5MHz,在调谐范围的两端最小为 96.5MHz,即在调谐范围内的绝对带宽保持在 $104.5 \pm 8\text{MHz}$. 传输响应在

中心频率的低频端存在一传输零点,且随工作频率变化而变化,其有益于提高滤波器的选择性. 由于采用非相似的谐振器,滤波器的带外抑制较高^[8],对二次谐波的衰减达到 60dB. 对于该滤波器的非线性特性,测得其 1dB 压缩点大于 7.5dBm,其三阶互调截点 IIP3 在 14.7dBm 到 22.2dBm 范围内变化.

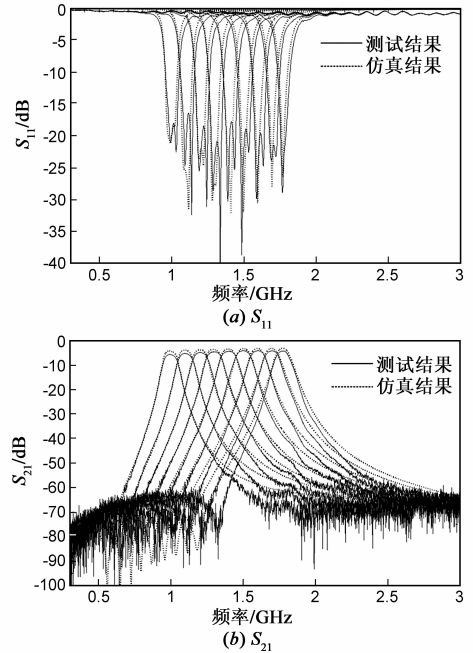


图8 仿真与实测的S参数对比结果

仿真与实测之间的差距主要来源于仿真中所用变容管的 SPICE 模型与实际元件有差距,特别是变容管的高阶寄生效应很难准确建模,另外,制作加工也带来一定误差. 插入损耗较大且随调谐频率升高而降低的主要原因是由于加载变容管的谐振器整体 Q 值较小,同时,变容管的串联寄生电阻随偏置电压的升高而变小,即谐振器整体 Q 值随调谐频率升高而增大.

5 结论

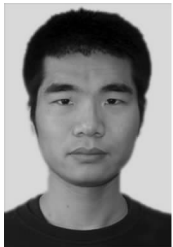
文章提出了一种新型的基于混合梳状线谐振器结构的三阶电调带通滤波器,仅需合理控制两个偏置电压就可以实现绝对带宽在调谐范围内基本恒定. 仿真、制作并测试了一款工作在 1.0GHz ~ 1.78GHz 的绝对带宽保持在 $104.5 \pm 8\text{MHz}$ 的三阶电调微带带通滤波器. 实测带宽的相对变化为 7.7%,略大于设计目标(5%). 实验证明,测试结果与仿真结果符合得较好.

参考文献

- [1] I C Hunter, J D Rhodes. Electronically tunable microwave bandpass filters[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 1982, 30(9):1354 - 1360.

- [2] Byung-Wook Kim, Sang-Won Yun. Varactor-tuned combline bandpass filter using step-impedance microstrip lines[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2004, 52(4): 1279 – 1283.
- [3] Mohammed A El-Tanani, Gabriel M Rebeiz. Corrugated microstrip coupled lines for constant absolute bandwidth tunable filters[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2010, 58(4): 956 – 963.
- [4] Yi-Chyun Chiou, G M Rebeiz. A quasi elliptic function 1. 75-2.25GHz 3-pole bandpass filter with bandwidth control[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2012, 60(2): 244 – 249.
- [5] M Sanchez-Renedo, R Gomez-Garcia, J I Alonso, C Briso-Rodríguez. Tunable combline filter with continuous control of center frequency and bandwidth[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2005, 53(1): 191 – 199.
- [6] Andrew C Guyette. Intrinsically switched varactor-tuned filters and filter banks[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2012, 60(4): 1044 – 1056.
- [7] G L Matthaei, L Young, E M T Jones. Microwave Filters Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures[M]. Norwood, MA: Artech House, 1980.
- [8] Yuan Chun Li, Xiu Yin Zhang, Quan Xue. Bandpass filter using discriminating coupling for extended out-of-band suppression[J]. IEEE Microw Wireless Compon Lett, 2010, 20(7): 369 – 371.

作者简介



赵志远 男, 1986 年 2 月出生, 河北秦皇岛人. 2008 年、2011 年分别在兰州大学、解放军理工大学获得理学学士和工学硕士学位. 现在解放军理工大学攻读博士学位, 主要从事电调滤波器及射频电路方面的研究工作.

E-mail: zhaozhiyuan1986@sina.com



杨霖 男, 1974 年 11 月出生, 山东海阳人. 1997 年和 2000 年分别在解放军理工大学获得工学学士和工学硕士学位. 现为南京电讯技术研究所工程师, 主要从事功率放大及射频技术方面的研究工作.