

新型微带交叉耦合环微波带通滤波器

胡皓全, 曹纪纲

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】设计了一种新型交叉耦合结构带通滤波器, 采用了凹槽环形式谐振器, 使得获得同样的耦合系数新型结构相邻两环间的距离明显减小, 因此这种滤波器具有小型化的优点。通过在传输函数中引入了两个传输零点, 使得此种结构的滤波器具有更高的品质因数。利用电磁软件CST的分析给出了此种结构的耦合系数的结构参数, 设计了一个工作在X波段的该结构带通滤波器, 尺寸为5.9 mm×5.9 mm, 带外抑制为25 dB以上, 带内插损为3.2 dB, 最后的实验结果与仿真曲线一致性较好。

关键词 带通滤波器; 交叉耦合; 微波滤波器; 开环谐振器; X波段
中图分类号 TN713+.3 **文献标识码** A

Novel Microwave Bandpass Filter with Microtrip Cross-Coupled Square Open-Loop Resonators

HU Hao-quan and CAO Ji-gang

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract A novel cross-coupled band pass filter (BPF) based on the flute resonator is proposed. Due to the adoption of the same new configuration of coupling coefficient, the distance between the two loops is clearly shortened, which offers BPF an advantage of miniaturization. The configuration is characterized by a higher Q factor by introducing two transmission zeros in the transfer-function. The structural parameter of the coupling coefficient of this configuration is achieved through the analysis of electromagnetic software CST. Thereby, the band pass filter used in X waveband is designed with a dimension of 5.9 mm×5.9 mm, in-passband insertion loss (IL) of 3.2 dB, and out-passband IL of 25 dB. The result of the experiment agrees well with simulation.

Key words bandpass filter; cross coupling; microwave filter; open-loop resonator; X wave-band

现代滤波器多用于卫星和移动通信系统, 要求滤波器在通带内具有高选择性、低插入损耗、小型化和线形相位等特点。实际中被广泛运用的微带导波系统, 微带线构成的滤波器机构在高选择性方面往往不能达到理想的要求。

滤波器通常对 Q 值和插入损耗有较高的要求, 本文采用微带谐振器的交叉耦合结构实现滤波器。设计交叉耦合结构时最为困难的是确定交叉耦合的结构参数。近几年, 许多国内外的科研工作者进行了颇有新意的研究, 获得了一些交叉耦合的结构及与之对应的参数, 包括微带双模滤波器^[1-2]、微带矩形开环谐振器滤波器^[3]、双平面多耦合线滤波器^[4]。

文献[5-10]中所介绍的滤波器尺寸为厘米量级, 应用在频率5 GHz以下。本文通过对矩形开环谐振器滤波器进行分析, 认为其主要是被应用于5 GHz频率以下, 并不适用于大部分微波波段。通过

对它们的缺点进行改进, 可设计出新型谐振结构单元, 大大改善结构性能参数, 使开环谐振器滤波器可以较好地应用于微波波段, 并具有小型化和高 Q 值等优点。

1 传输零点理论

为了增加滤波器的矩形系数往往采用交叉耦合结构^[11], 以上所介绍的交叉耦合结构可以在通带两侧有限点处增加传输零点(即衰减极点), 使传输性能优于chebyshev和椭圆函数滤波器。该种类型结构的传输函数^[12-13]为:

$$|S_{21}(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n(\Omega)} \quad (1)$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{-L_R}{10}} - 1}} \quad (2)$$

收稿日期: 2008-04-03; 修回日期: 2008-05-23

基金项目: 部级基金

作者简介: 胡皓全(1964-), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事电磁兼容、微波毫米波电路与系统方面的研究。

$$F_n(\Omega) = \cosh \left\{ (n-2) \cosh^{-1}(\Omega) + - \cosh^{-1} \left(\frac{\Omega_a \Omega - 1}{\Omega_a - \Omega} \right) + \cosh^{-1} \left(\frac{\Omega_a \Omega + 1}{\Omega_a + \Omega} \right) \right\} \quad (3)$$

式中 Ω 是归一化的低通原形通带截止频率, ϵ 是与回波损耗对应的通带内的波纹常数, n 是滤波器的阶数。 $\Omega = \pm \Omega_a$ 表示一对衰减极点的位置, 通过衰减极点的引入, 使得该结构的通带特性更优于 chebyshev 滤波器。当 $\Omega_a = \pm \infty$ 时, 该结构滤波器与 chebyshev 滤波器具有相同的通带特性。

对于带通滤波器, 可以通过频域内的映射推出低通与带通的频率关系为:

$$\Omega = \frac{1}{\text{FBW}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (4)$$

式中 ω 为带通滤波器的频率变量; ω_0 为带通滤波器的中心频率。本文定义 FBW 为带通滤波器的相对带宽, 通过式(1)~式(4)可以得到带通滤波器通带两侧的传输零点^[12]的位置为:

$$\omega_{a1} = \omega_0 \frac{-\Omega_a \text{FBW} + \sqrt{(\Omega_a \text{FBW})^2 + 4}}{2} \quad (5)$$

$$\omega_{a2} = \omega_0 \frac{\Omega_a \text{FBW} + \sqrt{(\Omega_a \text{FBW})^2 + 4}}{2} \quad (6)$$

该类型滤波器的传输零点可以认为是一对不相邻的 chebyshev 滤波器的交叉耦合。滤波器低通原型的分析方法如图1所示。

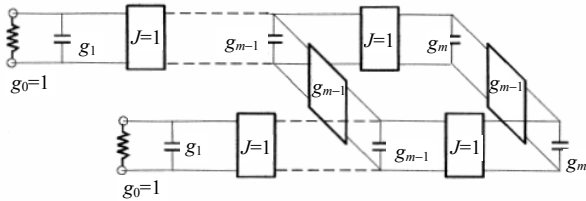


图1 交叉耦合结构滤波器示意框图

图中, 方形框图代表理想导纳变换器; J 代表变换器的特性导纳, 各参数值^[12]为:

$$g_1 = \frac{2 \sin \frac{\pi}{2n}}{\gamma} \quad (7)$$

$$g_i g_{i-1} = \frac{4 \sin \frac{(2i-1)\pi}{2n} \sin \frac{(2i-3)\pi}{2n}}{\gamma^2 + \sin^2 \frac{(i-1)\pi}{n}} \quad i=1, 2, 3, \dots, m \quad (8)$$

$$\gamma = \sinh \left(\frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon} \right) \quad (9)$$

$$S = (\sqrt{1 + \epsilon^2} + \epsilon)^2 \quad (10)$$

$$J_m = 1/\sqrt{S} \quad (11)$$

$$J_{m-1} = 0 \quad (12)$$

式中 n 为滤波器参数。

2 软件分析与实验结果

下面将介绍一种基于交叉耦合与传输零点理论的耦合器。本文给出一种新型耦合开环结构, 如图2所示。图3所示为滤波器的结构, $S_{ij}(i, j=1, 2, 3, 4)$ 代表各环之间的距离; 图4为电场耦合单元; 图5为磁场耦合单元; 图6为交叉耦合单元。



图2 凹槽式耦合环

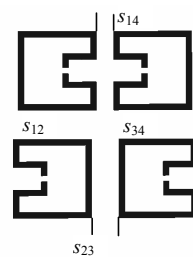


图3 凹槽结构交叉耦合带通滤波器



图4 电场耦合单元



图5 磁场耦合单元



图6 交叉耦合单元

本文导出一组简便的数学推导公式, 将大大简化交叉耦合结构滤波器的设计过程, 得到各个环之间的间距, 其中当 $L_R = -20$ dB 时有^[14]:

$$\begin{cases} g_1(\Omega_a) = 1.22147 - 0.35543\Omega_a + 0.18337\Omega_a^2 - 0.04470\Omega_a^3 + 0.00425\Omega_a^4 \\ g_2(\Omega_a) = 7.22106 - 9.48678\Omega_a + 5.89032\Omega_a^2 - 1.65776\Omega_a^3 + 0.17723\Omega_a^4 \\ J_1(\Omega_a) = -4.30192 + 6.26745\Omega_a - 3.67345\Omega_a^2 + 0.9936\Omega_a^3 - 0.10317\Omega_a^4 \\ J_2(\Omega_a) = 8.17573 - 11.36315\Omega_a + 6.96223\Omega_a^2 - 1.94244\Omega_a^3 + 0.20636\Omega_a^4 \end{cases} \quad (13)$$

实际的设计过程中, 设计参数 Q 值和耦合系数^[6]分别为:

$$Q_{e_i} = Q_{e_0} = \frac{g_1}{\text{FBW}} \quad (14)$$

$$M_{i,i+1} = M_{n-i,n-i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad i = 1, 2, \dots, m-1 \quad (15)$$

$$M_{m,m+1} = \frac{FBW J_m}{g_m} \quad (16)$$

$$M_{m-1,m+2} = \frac{FBW J_{m-1}}{g_{m-1}} \quad (17)$$

本文利用该新型结构设计了一个中心频率为 10.3 GHz、工作带宽 3% 的窄带带通滤波器， $L_R = -20$ dB。由于微带线宽 0.2 mm，经过仿真调整后，谐振环的边长为 2.2 mm。通过计算很容易得出 $\Omega_a = 1.0146$ ，将 Ω_a 代入式(13)和式(14)~式(17)，可以得出滤波器中各个耦合环间的耦合系数 M 矩阵^[15]。

本文根据耦合系数和环间距的关系^[16]，并基于 Rogers公司的Duriod5880的基片(其中介电常数 $\epsilon_r = 2.22$ ，厚度 $h = 0.254$ mm)通过电磁场模拟软件CST计算得到耦合系数与各个相邻环之间的物理尺寸的关系曲线。如图7~9所示，本文分别给出了各种属性耦合系数与环间距之间的对应关系。

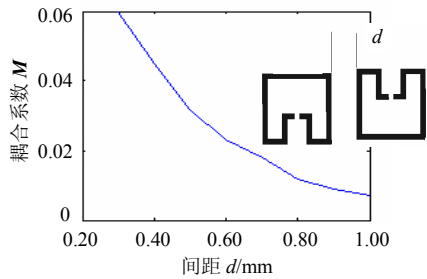


图7 交叉耦合单元M-d曲线

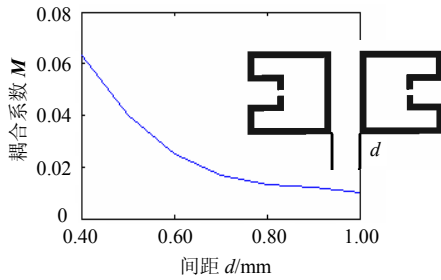


图8 磁场耦合单元M-d曲线

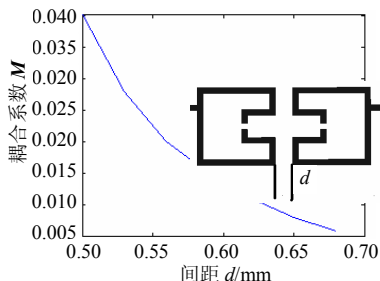


图9 电场耦合单元M-d曲线

根据耦合矩阵和M-d曲线可以容易地得出各个耦合环之间的距离。

作出的实物如图10所示，未考虑过渡段的滤波

器尺寸为5.9 mm×5.9mm；介质基片采用Rogers公司的Duriod5880(其介电常数 $\epsilon_r = 2.22$ ，厚度 $h = 0.254$ mm)；测试仪器为Agilent公司的8757D网络分析仪。

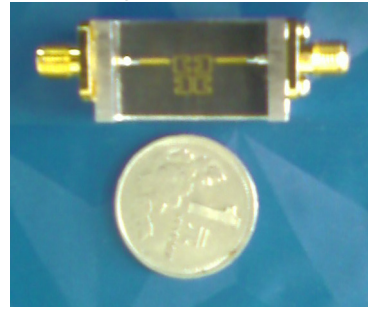


图10 实物图

通过CST仿真的滤波器 S_{21} 的仿真曲线如图11所示。

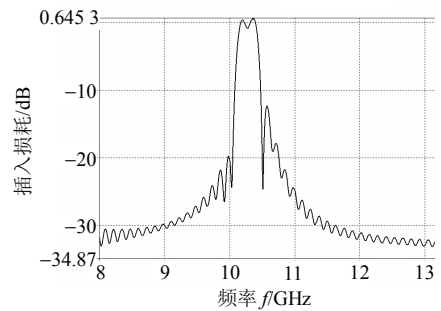


图11 CST仿真曲线

实测 S_{21} 的结果图12所示。

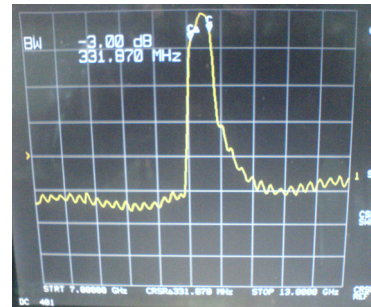


图12 Agilent 8757D测试曲线

比较测试图与仿真图，测试带宽为331 MHz，比设计要求宽将近30 MHz，带内插损为4.21 dB，其中包括SMA接头的插损测量在X波段内大约为1.02 dB。左边带衰减为31 dB，右边带衰减为25 dB左右，在整个X波段两条曲线基本吻合。

3 结束语

本文设计了一种新型交叉耦合带通滤波器，分析了该带通滤波器的工作原理，并给出了新型耦合环结构的结构参数与耦合系数的对应曲线，便于工程设计。通过对耦合结构的改变，以及弃用传统的50Ω阻抗形式的微带线线宽，采用0.2 mm的线宽，使滤波器尺寸减小为毫米量级，能够较好地

应用于微波波段。利用该结构设计的微波滤波器具有小型化和高 Q 值的特点,能更好地适应工程需要。

参 考 文 献

- [1] CURITS J A, FIEDZIUSZKO S J. Miniature dual mode microstrip filters[J]. IEEE MTT-S Dig, 1991, 2: 443-446.
- [2] HONG Jia-sheng, LANCASTER M J. Realization of quasielliptic function filter using dual-mode microstrip square loop resonators[J]. Elec Lett, 1995, 31: 2085-2086.
- [3] HONG Jia-sheng, LANCASTER M J. Canonical microstrip filter using square open-loop resonators[J]. Elec Lett, 1995, 31: 2020-2022.
- [4] YAO S J, BONETTI R, WILLIAMS A E. Generalized dual-plane multicoupled line filters[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1993, 41: 2182-2189.
- [5] HONG Jia-sheng, LANCASTER M J. Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a novel meander loop resonator[J]. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1995, 5(11): 371.
- [6] HONG Jia-sheng, LANCASTER M J. Microstrip slow-wave open-loop resonator filters[R]. School of Electronic and Electrical Engineering University of Birmingham: Edgbaston, Birmingham, B15 2TT, UK.
- [7] HONG Jia-sheng, LANCASTER M J. Microstrip cross-coupled trisection bandpass filters with asymmetric frequency characteristics[J]. IEE Proceedings Online, 1999, 146: 84-90.
- [8] HONG Jia-sheng, LANCASTER M J. Design of Highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2000, 48: 1098-1107.
- [9] JOKELA K T. Narrow-band stripline or microstrip filters with transmission zeros at real and imaginary frequencies[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1980, (6): 542-547.
- [10] YANG Chu-chen, CHANG Chi-yang. Microstrip Cascade Trisection Filter[J]. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1999, 9: 271-273.
- [11] HONG Jia-sheng, LANCASTER M J. Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2000, 7: 1098-1107.
- [12] HONG Jia-Sheng, LANCASTER M J. Microstrip filters for RF/microwave applications[M]. [S.l.]: John Wiley & Sons Inc, 2001.
- [13] HONG Jia-sheng, LANCASTER M J. Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1996, 12: 2099-2109.
- [14] HONG Jia-sheng. Couplings of asynchronously tuned coupled microwave resonators[J]. IEE Proc Microwaves, Antennas and Propagation, 2000, 147: 354-358.
- [15] LI Fei, ZHANG Xue-qiang, LI Chun-guang, et al. A new coupling matrix extracting method from the frequency response[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2007, 55: 760-767.
- [16] HANNA E, JARRY P, KERHERVE E, et al. General prototype network with cross coupling synthesis method for microwave filters-application to suspended substrate filters[C]//Int Workshop on Microwave Filters. Toulouse, France: [s.n.], 2004: 13-15.

编辑 熊思亮

(上接第863页)

- [5] 曹建蜀, 汪学刚. 机载前向阵雷达近程杂波频移补偿[J]. 电子科技大学学报, 2006, 35(3): 320-323.
CAO Jian-shu, WANG Xue-gang. Doppler compensation in airborne forward-looking radar for ground short range clutter[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2006, 35(3): 320-323.
- [6] HALE T B, TEMPLE M A, RAQUET J F, et al. Elevation in interferometric STAP using a thinned planar array[C]//Proceedings of the IEEE Radar Conference. Long Beach, California, USA: IEEE, 2002.
- [7] WARD J. Space-time adaptive processing with sparse antenna arrays[C]//Conference Record of the Thirty-Second Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers. Pacific Grove, CA, USA: [s.n.], 1998.
- [8] BRENNAN L E, STAUDAHER F M. Subclutter visibility demonstration[R]. Technical Report RL-TR-92-21. [S.l.]: Adaptive Sensors Inc, 1992.
- [9] 汪学刚. 机载预警雷达中的时空二维信号处理方法[D]. 西安: 西安电子科技大学, 1992.
WANG Xue-gang. Time-space 2-D signal processing approach for airborne early warning radar[D]. Xi'an: Xidian University, 1992.
- [10] FRIEDLANDER B. A subspace method for space time adaptive processing[J]. IEEE Trans-SP, 2005, 53(1): 74-82.

编辑 税红