

文章编号: 2096-1618(2023)01-0001-05

超宽带微带高通滤波器设计

黎泽明, 文继国

(成都信息工程大学电子工程学院, 四川 成都 610225)

摘要:基于最平坦(二项式)低通滤波器原型,设计一款超宽带高通滤波器。使用插入损耗法设计原型滤波器,借助理查德变换和科洛达恒等关系将集总参数转换为分布元件,对地地板进行优化改进,最终设计出以微带线作为导波结构的滤波器。HFSS 和 ADS 软件各自的仿真结果均显示滤波器的截止频率为4 GHz,3 dB通带范围为4~16 GHz,通带内插入损耗小于3 dB,回波损耗大于20 dB。

关键词:高通滤波器;超宽带;最平坦滤波器原型;微带线结构

中图分类号:TN713.4

文献标志码:A

doi:10.16836/j.cnki.jcuit.2023.01.001

0 引言

射频滤波器广泛应用于雷达、电子对抗、通信等领域,有选频、屏蔽谐波和抑制杂散的作用,是射频接收和发送系统中的关键器件^[1]。二端口网络通过在滤波器通带频率内提供信号传输并在阻带内提供衰减的特性,来控制微波系统中的频率响应。高通滤波器对信号频率大于其截止频率 ω_c 的分量呈现匹配传输,对小于截止频率 ω_c 的信号分量失配而进行衰减^[2]。在实际应用中不存在理想的高通滤波器,信号的传输会在频率偏高时出现衰减,需要满足在要求频率范围内使信号低损耗通过。

相较于有源滤波器,无源滤波器有更好的经济性和更高的设计自由度,同时在更高频率下仍然保持良好的性能,故在射频微波或者毫米波通信系统中更为常见。无源滤波器有多种形式,其中微带线型滤波器具有体积小、成本低、易集成的特点。由于微带线金属层有更小的电流密度,在介质层有更小的电场强度,因此有效地减小了传输信号的损耗,同时微带线型滤波器易与其他固态器件构成匹配网络,达到输出端与负载端匹配的目的,故微带线型滤波器为最常见的滤波器结构。目前多数高通滤波器的通带范围较小,远小于10 GHz,不能满足实际应用的需求。因此本文对传统高通滤波器的结构进行改进,设计重量轻、小型化且拥有高频率、大范围通带的超宽带高通滤波器。

1 LC 集总电路设计

设计的滤波器的指标要求包括:(1)截止频率

4 GHz;(2)通带范围为4~16 GHz;(3)带内回波损耗 $S_{11}>20$ dB;(4)带内插入损耗 $S_{21}<3$ dB。

本文采用插入损耗法设计滤波器,该方法的核心是网络综合技术,设计了低通滤波器原型,通过阻抗变换、频率变换将低通滤波器原型元件值变换到高通滤波器元件的归一化值,再对信源内阻归一化处理,得到高通滤波器实际的元件值^[3]。

低通滤波器原型响应函数对比如图1所示,图中切比雪夫滤波器衰减曲线的边缘陡峭,但其通带内的波纹较为明显,椭圆函数滤波器参数变化过于频繁,难以设计与优化,相较之下最平坦(二项式)滤波器衰减曲线最为平滑,同时通带内没有其他波纹,因此选用最平坦(二项式)滤波器作为低通滤波器原型。

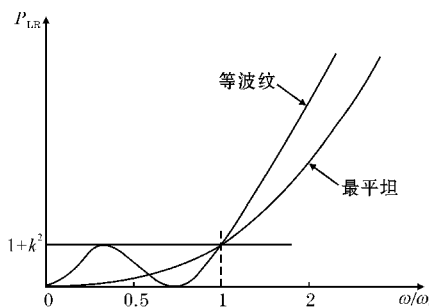


图1 低通滤波器响应($N=3$)

LC 集总电路采用T型、 π 型网络定K式滤波器节的形式来开发低通滤波器原型节,低通滤波器原型节如图2所示,两电路互为对偶,串联电感和并联电容的归一化值一致,具有相同的响应。为使截止频率处阻带抑制陡峭,需要增加滤波器的阶数,这样不但使滤波器的插入损耗增大,同时还会增加滤波器的体积和重量^[4]。根据衰减特性和归一化频率的关系曲线,同时

为了符合设计要求并且偏差不能过大,综合考虑后选择滤波器的阶数为5阶。

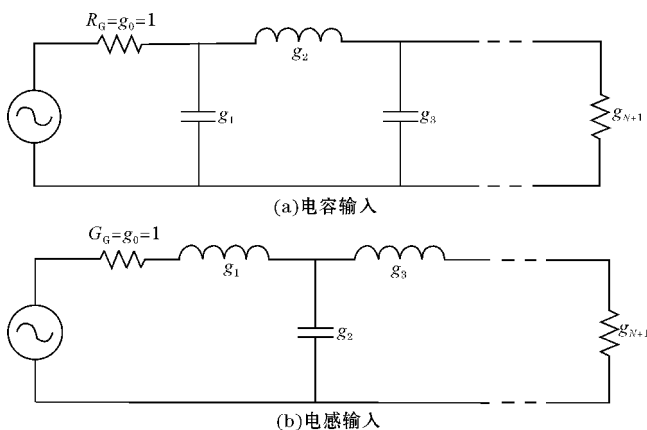


图2 低通原型滤波器的梯形电路

对于最平坦(二项式)低通滤波器原型,通过式(1)计算出 $N=2$ 时元件的值。

$$P_{LR} = \frac{1 + \omega^2 R^2 C^2}{4R} \left[\left(\frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} + 1 \right)^2 + \left(\omega L - \frac{\omega C R^2}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \right)^2 \right]$$

$$= 1 + \frac{1}{4R} \left[(1-R)^2 + (R^2 C^2 + L^2 - 2LCR^2) \omega^2 + L^2 C^2 R^2 \omega^4 \right] \quad (1)$$

由于 ω^2 项的系数为零, ω^4 的系数为1,因此推出:

$$\begin{cases} C^2 + L^2 - 2LC = 0 \\ \frac{1}{4} L^2 C^2 = 1 \end{cases}$$

计算出 $L = C = \sqrt{2}$, 通过该过程,可以类比计算得出 N 个元件的元件值,推出 $N=5$ 时的元件值见表1。

表1 低通滤波器原型元件值

元件	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6
数值	0.618	1.618	2.000	1.618	0.618	1.000

确定滤波器阶数与低通滤波器原型的元件值后,调整标准电感和标准电容的值达到阻抗变换和频率变换的目的^[5]。将低通响应转换到高通响应以得出高通滤波器中各元器件的数值,计算公式如式(2)、(3)所示。低通滤波器原型LC电路通过串联电容、并联电感实现高频信号的滤除,将 $\omega = 0$ 映射到 $\omega = \pm\infty$, 使电感(或电容)转换为电容(或电感),达到阻抗变换和导纳变换的目的,实现高通滤波器的设计。

$$C'_k = \frac{1}{R_0 \omega_c L_k} \quad (2)$$

$$L'_k = \frac{R_0}{\omega_c C_k} \quad (3)$$

设计的高通滤波器采用对称结构,减小并联谐振的体积,获得更为理想的带内波纹,带外抑制也更加陡峭。电路设计如图3所示。

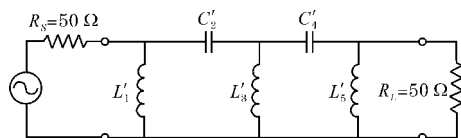


图3 高通滤波器LC集总电路设计

将 $\omega_c = 2\pi \times 4.0 \times 10^9$, $R_0 = 50$, 配合表1中低通滤波器原型元件值代入式(2)、(3),计算出数值见表2。

表2 LC集总电路元件值

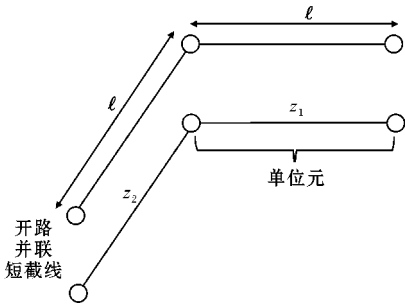
元件名称	L'_1/nH	C'_2/pF	L'_3/nH	C'_4/pF	L'_5/nH
数值	3.22	0.50	0.99	0.49	3.22

在实际设计中,电容电抗的精度都有一定的局限性,无法按照表2的数值精准地设计元器件,同时在集总电路中,元器件必须靠得很近,这就不可避免地产生杂散耦合,因此集总元件的高通滤波器很难在微波集成电路中实现^[6]。当频率达到微波频率时,工作波长减小到与滤波器的物理尺度相近,电阻、电容、电感的电响应开始偏离理想频率响应,造成电路性能的恶化,因此元件之间的距离不能被忽视,需要将集总元件转化为分布元件^[7]。

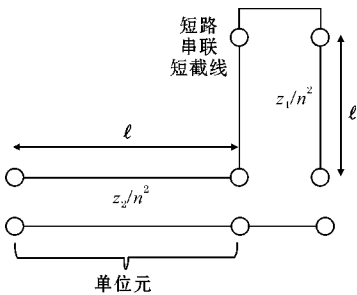
2 微带线理论

微波传输线用以传输信号和能量,使电磁波能够沿着具体的方向传输到预期位置。微带线易加工,占用体积小,同时适合与其他的有源、无源微波器件集成的特点,使微带线成为目前最常见的传输线,微带线由介电常数为 ϵ_r 的介质基板上的金属导带及地面的接地板构成^[8]。

采用周期短截线设计滤波器能在不影响无载品质因数的情况下有效缩小滤波器的尺寸,使滤波器结构更加紧凑,为设计提供更大的自由度。通过科洛达恒等关系,用冗余传输线段实现在物理上分隔传输线短截线,同时将串联微带线与并联微带线相互转换,使不实用的特征阻抗变为更易实现的特征阻抗。在端口添加长度为 $\lambda/8$ 的单位元件,用以实现电感和电容的短截线对应转换。开路并联短截线和短路串联短截线的等效电路如图4所示。



(a) 开路并联短截线



(b) 短路串联短截线

图 4 短截线示意图

开路并联短截线的阻抗为 $-jZ_2/\Omega$ ($\Omega = \cot\beta\ell$), 短路串联短截线的阻抗为 $j\Omega Z_1/n^2$, 电路中矩阵如下:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_a = \frac{1}{\sqrt{1+\Omega^2}} \begin{bmatrix} 1 & j\Omega Z_1 \\ j\Omega \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right) & 1 - \Omega^2 \frac{Z_1}{Z_2} \end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_b = \frac{1}{\sqrt{1+\Omega^2}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{j\Omega}{n^2} (Z_1 + Z_2) \\ j\Omega \frac{n^2}{Z_2} & 1 - \Omega^2 \frac{Z_1}{Z_2} \end{bmatrix}$$

选择 $n^2 = 1 + Z_2/Z_1$, 则开路并联短截线和短路串联短截线的矩阵相等, 即在电路设计中能将开路线与短路线以此进行转换。

理查德变换能将集总参数滤波器转换为微带线形式的滤波器, LC 集总电路中的电感用电长度为 $\beta\ell$, 特性阻抗为 $Z_0 = L$ 的短路短接线代替, 电容则用电长度为 $\beta\ell$, 特性导纳为 $Y_0 = C$ 的开路短截线代替^[9]。将阻抗值转换为相对应的微带线长宽, 变换后的滤波器包括输入输出端的并联短路短截线和传输线段的开路短截线。本设计所选介质基板的关键参数见表 3。

表 3 介质基板参数

参数	介电常数	损耗正切角	基板厚度/mm	铺铜厚度/mm
数值	2.65	0.02	1	0.018

金属导带的宽度、长度和厚度, 介质基板的介电常数、损耗正切角和厚度, 走线的布局等都是影响 PCB 走线特性阻抗的主要因素。

微带线长宽与微带线的阻抗之间的变换通过式

(4)~(7) 计算:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2}, & \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left((B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\varepsilon_r-1}{2\varepsilon_r} (\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r}) \right), & \frac{W}{d} > 2 \end{cases} \quad (4)$$

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \frac{1}{\sqrt{1+12 \frac{d}{W}}} \quad (5)$$

$$A = \frac{Z_0}{60\sqrt{\frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r+1}}} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (6)$$

$$B = \frac{337\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (7)$$

其中 ε_r 为介质基板的介电常数, ε_e 为介质基板的相对有效介电常数, d 为介质基板的厚度, W 为微带线的宽度, Z_0 为微带线的特征阻抗。

微带线的场一部分在空气中, 一部分在介质中, 因此会造成信号传输的衰减, 衰减与损耗正切角成正相关, 应尽可能地选取损耗正切角较小的基板来减小衰减。

3 滤波器建模仿真分析

3.1 集总电路 ADS 仿真

根据图 3 在 ADS 软件中建立相应的电路模型, 放置 S 参数仿真控制器, 设置频率扫描的起始频率为 0 GHz, 终止频率为 16 GHz。得到仿真结果如图 5 所示。

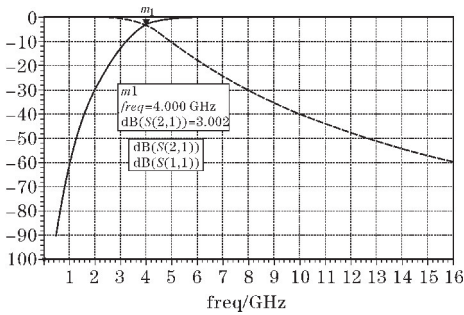


图 5 集总电路仿真曲线

从图 5 得出, 该滤波器的截止频率为 4 GHz, 通带至 16 GHz, 达到 4 倍频的通带, 带内插损小于 3 dB, 带内回波损耗大于 20 dB, 符合预期要求。同时所得曲线均为平滑曲线, 与最平坦(二项式)滤波器的理论预期结果相符。

3.2 微带线形式 ADS 仿真

结合式(4)~(7) 计算出各段微带线的长宽后, 借助 TXline 软件和 ADS 软件中的 LineCalc 工具来验证计算结果。之后对微带线结构进行微调优化处理, 得

到微带线模型如图 6 所示,由图 3 集总参数高通滤波器推出微带线也为左右对称结构,处于对称位置的微

带线长宽一致。所得仿真结果如图 7 所示。

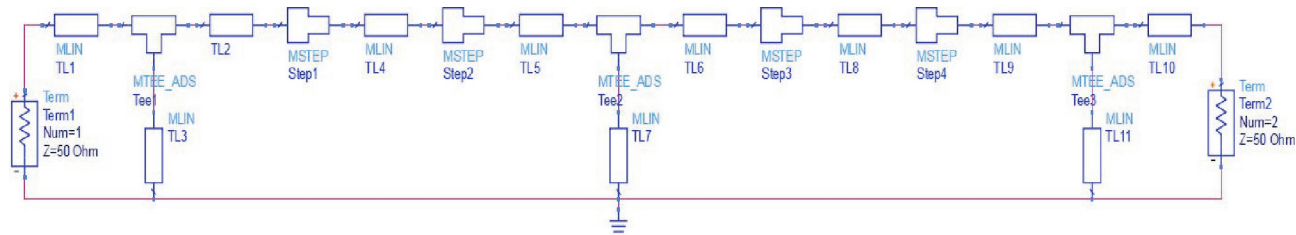


图 6 微带线结构

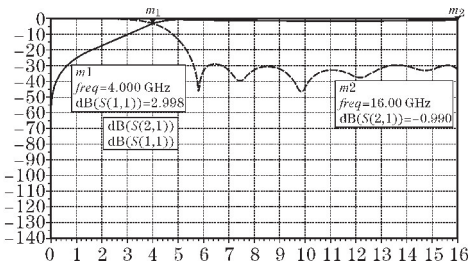


图 7 ADS 微带线仿真结果

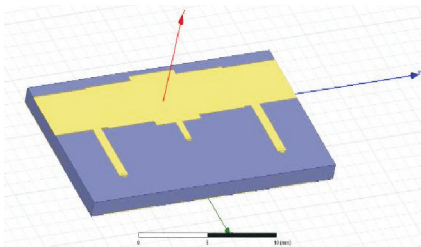
由图 7 得出,相较于 LC 集总电路,微带线结构高通滤波器的选择性变差,回波损耗出现波动,意味着微带线的损耗更大,功率容量相对减小,但所有参数仍在设计要求允许的范围之内。

3.3 HFSS 仿真

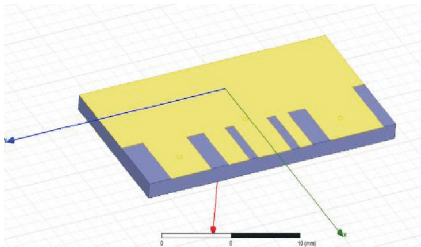
根据图 5 微带线的设计,采用介质基板打孔接地的形式,在 HFSS 软件中建立三维模型进行电磁场仿真。得到的仿真结果与预期效果存在一定的偏差,根据文献^[10]对微带线接地板进行修改,同时对结构进行微调优化,最后得到仿真结果如图 8 所示。

达到预期设计要求,故在此不继续优化。

HFSS 三维模型如图 9 所示。模型长宽高分别为 20.6 mm、10.91 mm、1 mm,体积约为 225 mm³,符合小型化设计的要求。



(a) 滤波器正面



(b) 滤波器背面

图 9 滤波器电磁仿真模型

将本设计与其他微带线滤波器进行比较,由表 4 看出,本设计的高通滤波器有更宽的带宽,符合超宽带的技术要求,同时通带内的损耗较小,回波损耗效果更加理想,尺寸合适。因此本设计的滤波器有较好的综合性能。

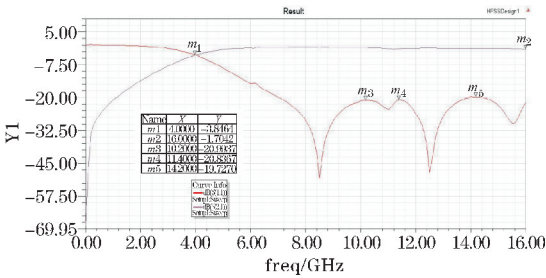


图 8 HFSS 插损、回波损耗参数曲线

由图 8 得出,当频率位于 4 GHz(m_1 点)附近时,插入损耗与回波损耗相差不大,此时即为截止频率点(由于存在损耗,此时并不完全为 3 dB)。由于微带传输线上的电压、电流以及阻抗都具有周期性变化的特性(半波长线不改变负载阻抗),需要关注每一个周期变化的顶点处回波损耗是否满足要求,由图 8 的 m_3 、 m_4 、 m_5 点得出带内回波损耗均大于 20 dB,带内插入损耗均小于 3 dB,但带外抑制不够陡峭,本设计仍有改进空间,由于

表 4 与其他微带线高通滤波器的性能比较

方法	插入损耗/dB	回波损耗/dB	通带范围/GHz	尺寸大小/mm
文献[12]	0.5	8.2	3.2~9.7	29.2×7.8×0.813
文献[13]	3.1	11.9	1.69~10.85	文中未提及
文献[14]	0.5	12	2.15~10	87.51×12×1.524
文献[15]	1.2	9.2	2.5~7	19×12×1.6
文献[16]	1.6	14	3~8.94	6.67×2×1
文献[17]	0.5	16	2.6~8.8	27×10×3.254
本设计	1.7	20	4~16	20.6×10.91×1

4 结束语

高通滤波器是最常见的滤波器形式之一,其传输特性表现为对高频段信号传输,而对低频段信号抑制^[11]。对比常见的滤波器结构,最终基于最平坦(二项式)低通滤波器原型在 ADS、HGSS 软件设计出 4~16 GHz 超宽带高通滤波器。仿真结果显示,当频率在预期通带范围内时,插入损耗和回波损耗这两项关键性能指标良好。同时采用短截线设计的高通滤波器由于尺寸较小,在 T/R 组件、RFIC 等领域中有广泛的应用前景。

参考文献:

- [1] 卢德森. 紧凑型微波高通滤波器的研究[D]. 成都:电子科技大学,2011.
- [2] 羊洪轮. 超宽带微带高通滤波器[D]. 成都:电子科技大学,2016.
- [3] 李秀萍. 微波技术基础[M]. 2 版. 北京:电子工业出版社,2017:237-239.
- [4] 陈勇. 带状线滤波器的研究与设计[D]. 成都:电子科技大学,2013.
- [5] 聂江峰,张效民,彭文标. 一种新型射频高通滤波器的设计研究[J]. 电声技术,2012,36(7):22-24.
- [6] 张山杉. 基于 DGS 结构的超宽带高通滤波器设计[J]. 现代电子技术,2010,33(13):194-197.
- [7] Reinhold Ludwig, Pavel Bretchko(美). 射频电路设计——理论与应用 RF Circuit Design Theory and applications[M]. 北京:电子工业出版社,2002:25-50.
- [8] David M Pozer. 微波工程 Microwave Engineering[M]. 4 版. 北京:电子工业出版社,2019:117-118.
- [9] 甘本祯,吴万春. 现代微波滤波器的结构与设计中册[M]. 北京:科学出版社,1973:132-135.
- [10] Sarkar M. Sharp Rejection Wideband Band Pass Filter in Suspended Substrate Stripline Realization[C]. 2019 IEEE 5th International Conference for Convergence in Technology(I2CT),2019:1-6.
- [11] 蔡雪芳,鲁新建,周俊. 一种具有广义切比雪夫响应的新型宽带高通滤波器[J]. 电子信息对抗技术,2021,36(5):90-93.
- [12] Hammad Y T, Fouda Z K, Abdalla M A. An ultra wide band filter with high selective dual notching[C]. 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting,2017:2263-2264.
- [13] Sarkar M. Sharp Rejection Wideband Band Pass Filter in Suspended Substrate Stripline Realization[C]. 2019 IEEE 5th International Conference for Convergence in Technology(I2CT),2019:1-6.
- [14] Parvez S, Sakib N, Mollah M N. A novel quasi-lumped UWB high pass filter with multiple transmission zeros[C]. 2017 International Conference on Electrical, Computer and Communication Engineering(ECCE),2017:895-898.
- [15] Kadiri A, Tajmouati A, Zahraoui I, et al. A Planar High Pass Filter with Quasilumped Elements for ISM, Wimax and Wlan Applications[C]. 2020 IEEE 2nd International Conference on Electronics, Control, Optimization and Computer Science(ICECOCS),2020:1-4.
- [16] Belyaev B, Khodenkov S, Nazarov G, et al. Investigation of Microstrip High-Pass Filters Based on Multi-mode Resonator[C]. 2019 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology(USBREIT),2019:383-386.
- [17] 王涵,吴秋逸,杨飞,等. 一种高 Q 值的悬置微带线高通滤波器设计[C]. 2020 年全国微波毫米波会议论文集(下册),2020:240-242.

Design of Ultra-wideband High Pass Filter based on Microstrip Line Structure

LI Zeming, WEN Jiguo

(College of Electronical Engineering, Chengdu University of Information Technology, Chengdu 610225, China)

Abstract: An ultra wide band high pass filter is designed based on Flattest low pass filter(Binomial filter). This paper mainly uses the method of insertion-loss to design the prototype filter, and converts Lumped Element to Distributed element by using Richard's transformation and Kuroda identities to improve the design of the Ground Plate. Finally, an ultra wide band high pass filter can be designed in the end. The simulation results based on HFSS and ADS show that: the cut-off frequencies of the high-pass filter is 4 GHz, and the 3 dB bandwidth range is 4-16 GHz, the insertion loss in passband is less than 3 dB, and the Echo Loss is more than 20 dB at the same time.

Keywords: high pass filter; ultra wide band; flattest filter prototype; microstrip line structure