文章编号:1001 - 893X(2011)06 - 0138 - 04

UHF 频段超带宽模拟滤波器驻波比的优化设计*

马红梅,李 鹏

(华北科技学院,北京 101601)

摘 要:针对网络综合方法不能直接设计滤波器驻波比的问题,提出了一种改进电路的滤波器驻波比优化设计方法,即在网络综合法设计滤波电路的基础上,把电路输入输出端的并臂电感转换为串臂电感,并直接并联电容以增加衰减极点,然后利用电路优化技术使得幅频特性对称且通带内驻波比接近于 1。仿真结果表明,优化后 UHF 频段超带宽滤波器幅频特性接近算术对称,驻波比最大值仅为 1.194,且 3 dB 带宽达到了 44.4%。

关键词:超带宽;带通滤波器;幅频特性;驻波比优化;算术对称

中图分类号:TN713 **文献标识码**:A doi:10.3969/j.issn.1001 - 893x.2011.06.031

VSWR Optimization for UHF UWB Analog Filter

MA Hong-mei, LI Peng

(North China Institute of Science and Technology, Beijing 101601, China)

Abstract: To solve the problem that the network synthesis method can not design the filter's voltage standing-wave ratio(VSWR), an improved method for the UHF UWB(Ultra-Wideband) filter's VSWR optimization is proposed. The parallel inductor is transformed to series inductor which is in parallel with the capacitor to increase the attenuation pole in the circuit designed by the network synthesis method, and then the amplitude-frequency arithmetic symmetry is realized and the VSWR is close to 1 by the circuit optimization technology. The simulation results show that the proposed method can get arithmetic symmetrical amplitude-frequency and the max value of VSWR is only 1.194 in pass-band, and a 3 dB bandwidth of 44.4%.

Key words: UWB; bandpass filter; amplitude-frequency characteristic; VSWR optimization; arithmetic symmetry

1 引 言

UHF 频段是指频率为 300 ~ 3 000 MHz 的特高频无线电波,其在电视信号传播、调频电台、大气层内外空间飞行体(导弹、卫星、飞机)的通信、小容量、中容量微波接力通信以及雷达、电视、移动通信、导航等方面有着广泛的应用。随着现代通信的快速发展,对通信系统中的关键部件滤波器的宽带化小型化提出了越来越高的要求[1]。

随着电子及通信技术的快速发展,超宽带技术以其快速的数据传输、低功耗、安全可靠等优点在通信领域有着广泛的应用。超宽带滤波器是超宽带系统的重要部件,其性能的好坏决定着整个系统的优劣和稳定。但是用网络综合方法设计的滤波器,其带宽往往很小,通带严重偏移且幅频特性在线性坐标下不对称,应用本文的优化设计的方法可以使带外抑制增大且幅频特性对称[2]。

电压驻波比(VSWR)是射频技术中最常用的参数,用来衡量部件之间的匹配是否良好,目的是要在

* **收稿日期**:2011 - 04 - 26;**修回日期**:2011 - 05 - 23
基金项目:河北省教育厅科学研究基金资助项目(2006439)
Foundation item: The Natural Science Foundation of Hebei Educational Commission(No.2006439)

通带内获得较小的反射损耗。通常,高性能的滤波器都是以驻波比作为设计的最主要目标,即在保证幅频特性满足要求的前提下,尽量使驻波比接近于1,如果在设计不精确时驻波比会迅速变坏;而传统的网络综合设计法根本不能针对驻波比进行设计,且电路结构复杂[3]。

本文采用优化设计方法对 UHF 频段超宽带带通滤波器的幅频特性和驻波比同时进行优化,即以网络综合设计理论为基础得到基本电路,然后对电路进行等效变换,在输入输出端增加衰减极点,最后利用无约束优化算法再对整个电路进行优化,使得滤波器的幅频特性算术对称且驻波比接近于 1。

2　滤波器电路的改进

为了弥补网络综合设计方法幅频特性在高端阻带衰减过小的缺点,同时也为了使幅频特性在线性坐标下能够达到线性对称,另外考虑制作时的杂散电容和寄生电容,本文将滤波器两端的电感经电路变换为串臂,在此串臂电感上再并联一个电容,电容初始值值为 0,具体参数在优化的过程中求取,这样即可在电路两端增加两个衰减极点,以使高频阻带端的衰减增大[3]。图 1 为电路改进原理图。

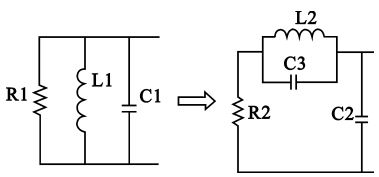

图 1　电路改进原理图

Fig.1 The schematic diagram of circuit improved

3　滤波器数学模型的建立

滤波器幅频特性数学模型的建立参见文献[3]。

3.1　驻波比目标函数的建立

当滤波器与终端负载匹配时,即滤波器的输出阻抗 Z_0与负载电阻 R_L相等时,终端无反射,只有入射波电压存在。当 $Z_0 \neq R_L$时,电路失配,则终端产生反射。驻波比反映的是反射损耗的大小,也可以说驻波比反映的是电路失配的程度[4]。对驻波比优化也是在各频率点上分别进行的,在通带取 p 个频率点,然后求驻波比与 1 的差之和,目标函数一般可以写成:

$$F_\gamma(X) = \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{p} W_\gamma(\omega_k)\left[\gamma(X,\omega_k) - 1\right]^2 \quad (1)$$

$$r = \begin{cases} \dfrac{R_L}{|Z_0|}, R_L \geqslant |Z_0| \\ \dfrac{|Z_0|}{R_L}, R_L < |Z_0| \end{cases} \quad (2)$$

式中,r 是电压驻波比,$W_\gamma(\omega_k)$为每个频率点上的权重函数,ω_k 是通带内取的频率点。

3.2　滤波器总目标函数的建立

滤波器总的目标函数就是幅频特性目标函数与驻波比特性目标函数之和,即:

$$F(X) = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{m} W_1(\omega_i)\left[|V_o(X,\omega_i)| - |\tilde{V}_0(\omega_i)|\right]^2 + \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{p} W_\gamma(\omega_k)\left[\gamma(X,\omega_k) - 1\right]^2 \quad (3)$$

式中,$V_o(X,\omega_i)$是输出电压的实际值,其值可以由节点电压法求出;$\tilde{V}_o(\omega_i)$是已知的输出电压理想值;ω_k 是整个频带内取的频率点。

3.3　总目标函数的梯度

求总目标函数的梯度,首先要求出目标函数对每个元件的灵敏度,对幅频特性的梯度可以参见文献[3],驻波比特性的梯度可以由下式求得:

$$\frac{\partial F_\gamma}{\partial x_i} = \sum_{k=1}^{p} W(\omega_k)\left[\gamma(X,\omega_k) - 1\right]\frac{\partial \gamma}{\partial x_i} \quad (4)$$

$\dfrac{\partial \gamma}{\partial x_i}$按如下方法求出:

$$\frac{\partial r}{\partial x_i} = \begin{cases} \dfrac{1}{R_L}\cdot\dfrac{\partial |Z_0|}{\partial x_i} = \dfrac{1}{R_L}\cdot\dfrac{a_0\cdot\dfrac{\partial a_0}{\partial x_i} + b_0\cdot\dfrac{\partial b_0}{\partial x_i}}{|Z_0|}, |Z_0| \geqslant R_L \\ -\dfrac{R_L}{|Z_0|^2}\cdot\dfrac{\partial |Z_0|}{\partial x_i} = -\dfrac{R_L\left(a_0\cdot\dfrac{\partial a_0}{\partial x_i} + b_0\cdot\dfrac{\partial b_0}{\partial x_i}\right)}{|Z_0|^3}, |Z_0| \leqslant R_L \end{cases} \quad (5)$$

式中,a_0 和 b_0 分别为输出电阻的实部和虚部。滤波器总目标函数的灵敏度可由特勒根伴随网络求出。

4　实例分析

下面是为某研究所设计的一个 UHF 频段无源带通滤波器,要求中心频率为540 MHz,3 dB带宽为240 MHz,线性坐标下 540 ± 320 MHz处衰减大于40 dB,线性坐标下 540 ± 120 MHz内驻波比要小于1.2,两端接电阻都是 50 Ω。

4.1　选取滤波器原型网络

根据题目要求可知,滤波器的带宽较大,达到了

44.4%,对滤波器的幅频特性和驻波比的要求也比较高,所以选择七阶椭圆函数型滤波器作为设计原型,具体电路结构及元件参数可由网络综合法得到。电路如图 2 所示[5]。图 3 为线性坐标下网络综合法设计的滤波器的幅频特性曲线,图 4 为驻波比特性曲线。

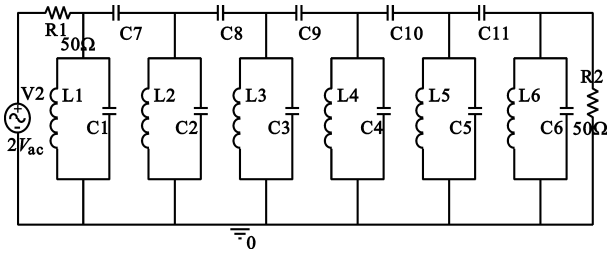

图 2 七阶椭圆函数型滤波器电路图

Fig.2 7 – order elliptic function filter circuit

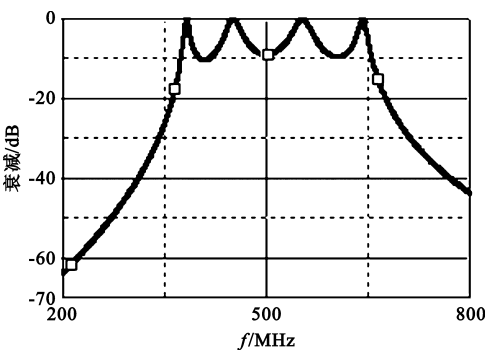

图 3 七阶椭圆函数型滤波器的幅频特性

Fig.3 Amplitude-frequency characteristic of 7 – order elliptic function filter

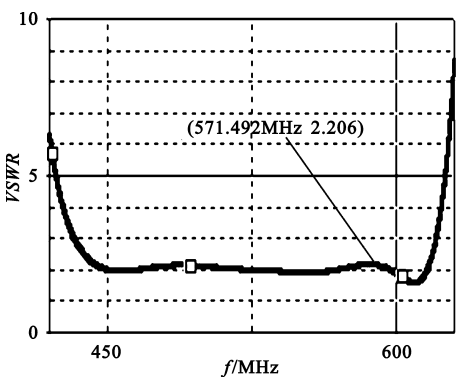

图 4 七阶椭圆函数型滤波器的驻波比特性

Fig.4 VSWR of 7 – order elliptic function filter

从仿真图看出,线性坐标下 540 ± 120 MHz处衰减分别为4.568 dB和9.851 dB,540 ± 320 MHz处衰减分别为 60.663 dB 和 46.583 dB,通带为 407 ~ 742 MHz,带内波动比较大,最大波动为10.260 dB,带内驻波比整体都比较大,其中最大值为 2.206。由此可知,用网络综合法设计的滤波器其幅频特性在线性坐标下不对称,且带内波动过大,通带过宽,驻波比过大。

4.2 电路的改进

利用网络综合法设计出滤波器电路之后,将输入输出端的并臂电感由并联转换为串联,然后再在此电感上并联一个电容,电容初始值为 0,由此可以增加滤波器阻带的衰减,使幅频曲线能够在阻带迅速下降,通过优化后可以使滤波器幅频特性在线性坐标系下达到对称。经改进后的滤波器电路如图 5 所示。

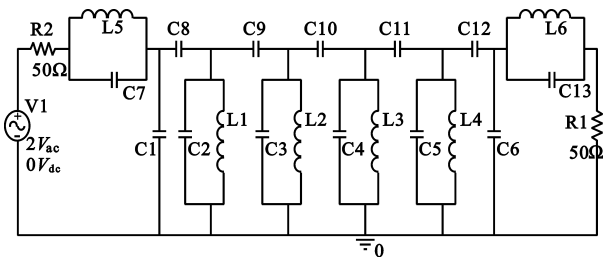

图 5 改进后的滤波器电路

Fig.5 Improved filter circuit

电路中 C7、C13 初始值为 0,优化以后可以得到具体的元件值。

4.3 电路优化

对滤波器整体进行优化,不但要考虑幅频特性使其在线性坐标下对称,而且要考虑驻波比特性使其在带内波动接近于 1,所以在优化的过程中要不断调整权函数以使幅频特性和驻波比特性符合题目的要求。本文采用无约束最速下降法结合共轭梯度法进行优化,优化中目标函数的梯度可由特勒根伴随网络求得[6]。图 6 为线性坐标下优化后的滤波器幅频特性,图 7 为优化幅频后的滤波器驻波比特性。

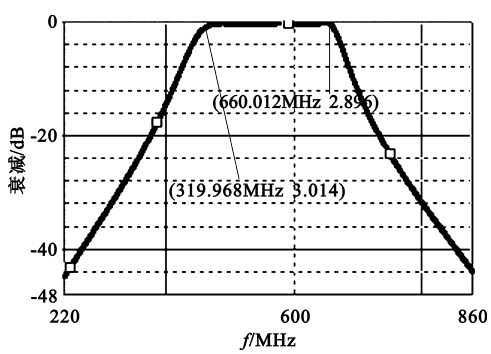

图 6 优化后的幅频特性

Fig.6 Amplitude-frequency characteristic optimized

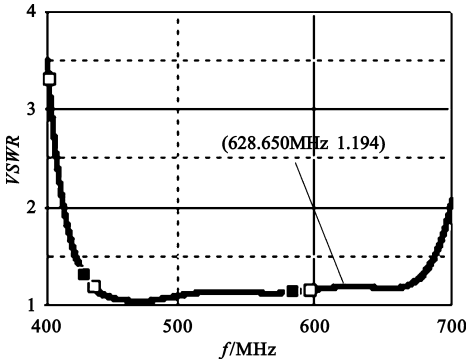

图 7　优化后的驻波比特性
Fig.7 VSWR optimized

从仿真图中可以看出,优化后线性坐标下 540 ± 320 MHz处衰减分别为52.656 dB和59.875 dB,在 540 ± 120 MHz处衰减分别为3.014 dB和2.896 dB,通带严格保持在 540 ± 120 MHz,带内驻波比最大值为 1.194。

5　结　论

仿真结果表明,优化后的幅频特性基本上是算术对称的,在 UHF 频段带宽超过了 40%,通带内驻波比最大值为 1.194,相对于网络综合设计下降了 84.7%。设计滤波器时,网络综合法是不能直接设计驻波比的,更不能通过改变元件的参数来降低驻波比,因此,如何减小驻波比一直以来是人们研究的难点。本文提出的优化设计方法相对比于网络综合设计方法,能够直接优化来改变元件参数值,可以根据用户的实际需求来设计滤波器,而且设计过程简单明了,电路结构简单、阶数少,实例也证明了这种设计方法的实用性。

参考文献:

[1] 孙保华,纪奕才,刘其中. VHF/UHF 天线宽带匹配网络的 优化设计与实验研究[J]. 电子学报, 2002,30 (6): 797 – 780.
SUN Bao – hua, JI Yi – cai, LIU Qi – zhong. On the Optimal Design and Experiment of a Broadband Matching Network for a VHF/UHF Antenna[J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30 (6):797 – 780. (in Chinese)

[2] 陈炜,郭旭波,曹必松,等,UHF 频段超宽带高温超导滤波器设计[J]. 低温物理学报, 2009, 31(3):209 – 212.
CHEN Wei, GUO Xu – bo, CAO Bi – song, et al. Design of An Ultra – wideband(UWB) HTS Filter in UHF – Band[J]. Chinese Journal of Low Temperature Physics, 2009, 31(3): 209 – 212. (in Chinese)

[3] 李鹏,马红梅. 幅频算术对称无源带通滤波器的优化设计[J]. 电讯技术,2010,50(6):105 – 108.
LI Peng, MA Hong – mei. Optimization Design of Amplitude – frequency Arithmetic Symmetry Passive Band – pass Filter [J]. Telecommunication Engineering, 2010, 50(6): 105 – 108. (in Chinese)

[4] 谢勇, 赵文华, 薛军. 测控站高功放电压驻波比自动检测系统的实现[J]. 电讯技术, 2008,48(3):100 – 103.
XIE Yong, ZHAO Wen – hua, XUE Jun. Implementation of an Automatic VSWR Detection System for the High Power Amplifier(HPA) of a TT&C Station[J]. Telecommunication Engineering, 2008,48(3):100 – 103. (in Chinese)

[5] 阿瑟·B·威廉斯. 电子滤波器设计手册[M]. 北京:电子工业出版社,1986:299 – 355.
Arthur B Williams. Design Handbook of Electric Filter, Publish of Electronics Industry[M]. Beijing: Publishing House of Electronic Industry, 1986:299 – 355. (in Chinese)

[6] 钱慧,余轮,郑海峰. 一种超宽带模拟合并转发协作通信系统[J]. 电讯技术,2011,51(1):84 – 88.
QIAN Hui, YU Lun, ZHENG Hai – feng. An Ultra – wideband Analog Combination and Forward Cooperative Communication System[J]. Telecommunication Engineering, 2011, 51 (1):84 – 88. (in Chinese)

作者简介:

马红梅(1975—),女,内蒙古赤峰人,现为讲师,主要研究方向为电路与系统;

MA Hong – mei was born in Chifeng, Inner Mongolia Autonomous Region, in 1975. She is now a lecturer. Her research interests include circuit and system.

Email: lp031006@163.com

李　鹏(1974—),男,内蒙古赤峰人,2006 年于大连海事大学获硕士学位,现为讲师,主要研究方向为电路与系统及信号处理。

LI Peng was born in Chifeng, Inner Mongolia Autonomous Region, in 1974. He received the M.S. degree from Dalian Marine University in 2006. He is now a lecturer. His research interests include circuit and system and signal processing.