

文章编号: 1001 - 893X(2011)10 - 0099 - 05

一种新型宽阻带管状带通滤波器的设计*

龚文斌

(成都天奥电子股份有限公司, 成都 611731)

摘要:为改进原管状带通阻带特性,设计了一种新型结构。基于阻抗匹配,可在端头引入任意多“ Γ 型”网络。同时其衰减极点能有效抑制“谐振峰”状寄生,阻带拓宽多达 1 倍频程(现为 $1.27f_0 \sim 17f_0$)。改进后,滤波器具有低插损(小于等于 0.77 dB)、轻量化(小于等于 64 g)、高寄生抑制(大于等于 75 dB)等特点。目前,该滤波器已成功小批量应用,提高了整机抗干扰性能。在电磁环境日益复杂的雷达、通信系统中,它将有广阔的应用前景。

关键词:带通滤波器;寄生抑制;宽阻带;管状滤波器; Γ 型网络;衰减极点

中图分类号: TN713 **文献标识码:** A **doi:** 10.3969/j.issn.1001 - 893x.2011.10.020

Design of a Novel Wide Stopband Tubular Bandpass Filter

GONG Wen-bin

(Chengdu Spaceon Electronic Co., Ltd., Chengdu 611731, China)

Abstract: A new structure is designed to improve the characteristics of original tubular filter's stopband. Based on the impedance match, it can be inserted arbitrary number of Γ -type networks at the ports. Meanwhile, its attenuation poles can effectively suppress the spurious of resonance hump. The width of rejection is broadened more than one octave ($1.27f_0 \sim 17f_0$ now). The improved filters with the characteristics of low insert loss (≤ 0.77 dB), light weight (≤ 64 g), high spurious suppression (≥ 75 dB) are applied in batch at present. The anti-interference ability of machine in which the filter is applied is better. It has a good application prospect for the radar and communication systems in more and more complex electromagnetic environment.

Key words: bandpass filter; spurious suppression; wide stopband; tubular filter; Γ -type network; attenuation pole

1 引言

现代无线侦测、无线通信中设备面临的电磁使用环境已日趋拥挤和异常复杂^[1]。为免遭干扰,带通滤波器成为接收中常使用的模块之一。现阶段射频工程师在设计中,除关注滤波器插入损耗、矩形系数、阻带衰减等常见指标外,也正密切关注其宽阻带特性^[2]。PBG、SIR 等对谐波抑制的应用^[3]也自然成为目前人们研究的热点。近年来,IEEE 关于此类内容也有较多探讨。因为这一指标决定了在多宽频段范围内接收机可不受干扰的程度,同时也体现了接收系统在复杂电磁环境中的适应、生存能力。

管状滤波器是一种半集总参数滤波器。在目前广泛应用的滤波器中,其结构独特。相比之下,它具有相对“宽阻”和“高 Q”的特点。但美中不足的是:宽阻带内,仍会有少数“谐振峰”状寄生出现,如文献[4]中的测试结果。本文设计实例在研制初期采用常规设计也存在类似问题,不满足研制要求。如能在其基础上加以改进,无论是较单纯的腔体、LC、微带滤波器,还是较级联方式的复合滤波器,将得到结构相对简洁、宽阻特性相对理想的带通滤波器。

2 Γ 型匹配网络

进行滤波器电路设计前,先介绍需插入的 Γ 型

* 收稿日期:2011-06-23;修回日期:2011-08-24

网络。

2.1 阻抗变换器

对于终端接有负载电阻为 R_L 、自身特性阻抗为 Z_0 、长度为 l 的无耗传输线来说,其输入阻抗 Z_{in} 可表示为

$$Z_{in} = Z_0 \frac{R_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jR_L \tan(\beta l)} \quad (1)$$

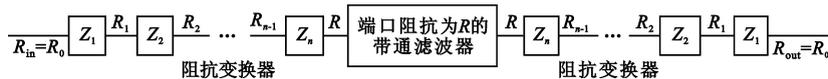


图1 带通滤波器两端插入阻抗变换器

Fig.1 Bandpass filter inserted certain impedance converters

式中, β 为传播常数。当 $\beta l = \pi/2$, 即 $l = \lambda/4 = c/(4f)$ (c 为光速), 有:

$$Z_0 = \sqrt{R_L Z_{in}} \quad (2)$$

此时输入、输出实现近似完全匹配。利用上述特性,可在端口阻抗为 R 的带通滤波器两端插入任意多个阻抗变换器而保持原滤波特性不变,如图1所示。

满足式(3),可保证输入、输出匹配:

$$R_0 R (R_1 R_2 \cdots R_{n-1})^2 = Z_1^2 Z_2^2 \cdots Z_n^2 \quad (3)$$

2.2 阻抗变换器的 Γ 型网络等效

阻抗变换器在窄带条件下,有着多种等效网络。其中带传输零点的 Γ 型网络有着图2所示的结构,因其外型酷似“ Γ ”而得名。虽貌似椭圆函数低通,但两者有区别:一是结构不同且 Γ 型网络元件较少;二是对多个寄生的抑制中, Γ 型网络中抑制频率既可完全相同也可不同,且任意指定,而后者却不能。因此 Γ 型网络有着较高的抑制效率。

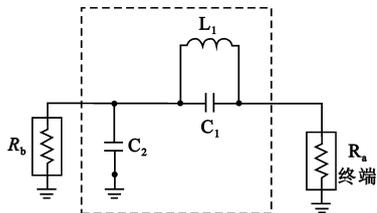


图2 Γ 型网络的拓扑结构

Fig.2 Topology structure of Γ -type network

图2中,若要网络两端在 $\omega_0 = 2\pi f_0$ 附近实现匹配,应有:

$$\frac{j\omega_0 L_1 \frac{1}{j\omega_0 C_1} + R_b \frac{1}{j\omega_0 C_2}}{j\omega_0 L_1 + \frac{1}{j\omega_0 C_1}} = R_a \quad (4)$$

式(4)左右两边实部、虚部分别相等,有:

$$\begin{cases} \frac{\omega_0 L_1}{1 - \omega_0^2 L_1 C_1} = \frac{\omega_0 R_b^2 C_2}{1 + \omega_0^2 R_b^2 C_2^2} \\ \frac{R_b}{1 + \omega_0^2 R_b^2 C_2^2} = R_a \end{cases} \quad (5)$$

联立式(5)和式(6)(见2.3节)可解出匹配网络

中 L_1 、 C_1 、 C_2 元件值。

2.3 Γ 型网络中的衰减极点

并联于网络输入、输出端的电感、电容在传输特性中会引入衰减极点。通过移动极点位置和控制衰减幅度可改善原有寄生响应。

对于阻带内需抑制频点为 f_R 的寄生峰,有:

$$\frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} = f_R \quad (6)$$

网络中: C_1 的减小可加大衰减极点处衰减幅度; L_1 的变化可移动极点出现的位置; C_2 可补偿 C_1 、 L_1 发生变化后引起的带内失配。了解这些对于调试很有帮助。

2.4 Γ 型网络的物理实现

若计算结果中: C_1 较大时,可采用微带引脚的集总电容跨接实现; C_1 较小时,可采用两金属电极空间耦合或控制电极间相对面积实现; L_1 较大时,可采用螺旋电感实现; L_1 较小时,可采用低阻抗金属短杆或多电感并联实现; C_2 采用同轴传输线并联电容实现,且易与原常规设计的管状滤波器相连。

3 带 Γ 型网络的管状滤波器设计

3.1 技术要求

某接收机中,需研制出满足下列指标的带通滤波器:中心频率为 f_0 (L频段);通带带宽为 $0.92 f_0 \sim 1.08 f_0$ (相对带宽 16%);带内插损小于等于 0.85 dB;带内幅度不平度小于等于 ± 0.1 dB;带内电压驻波比小于等于 1.3;DC $\sim 0.66 f_0$ 和 $1.27 f_0 \sim 17 f_0$ 抑制大于 50 dB;重量小于 70 g。

由此可见,宽阻带、低插损和轻量化是本滤波器

研制的技术难点。

3.2 设计思路

首先找出需要抑制的寄生谐振峰出现位置和数量,再决定引入 Γ 型网络的数量和抑制频点,最后通过整体仿真、局部参数修正,确认指标达到情况后完成设计。

3.3 详细设计

3.3.1 寄生峰出现位置和数量的确定

就本滤波器而言,对其寄生的分析不能依赖解析式求解,因诱发原因较为复杂,如空间结构、器件杂散参数等,易在电路建模中漏项而得不到准确结果。三维电磁场仿真软件 HFSS 通过场的分析计算,能提供较为可信的结果。经实践,其对管状滤波器的仿真和试验结果(图 3)较吻合,这也验证了将 HFSS 作为抑制寄生分析手段的可行性。

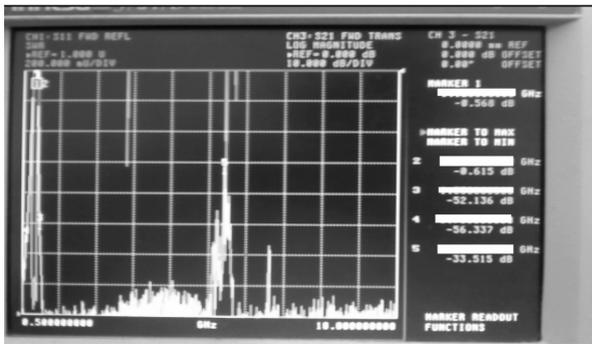


图 3 初期采用常规设计的管状带通滤波器测试曲线
Fig.3 Test result of tubular filter through general method

经考虑,在原设计中引入两个 Γ 型网络,对 $9.2f_0$ 附近寄生进行抑制。令 $f_R = 9.2f_0$, $R_a = 50 \Omega$, $R_b = 57 \Omega$,代入式(5)、式(6)可得相应 L_1 、 C_1 、 C_2 元件值。

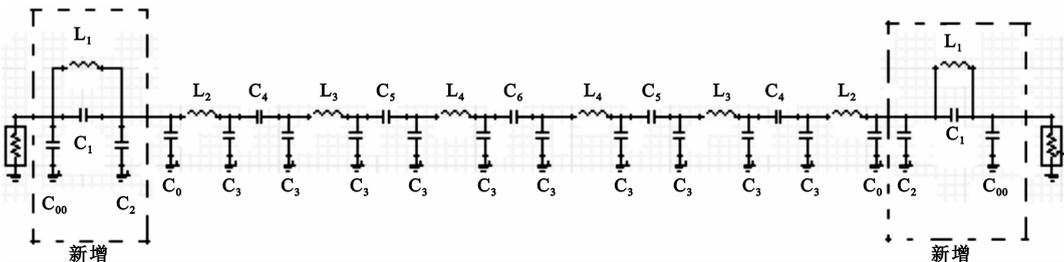


图 5 改进后的管状带通滤波器电路
Fig.5 The circuit of improved tubular bandpass filter

图 5 中: $L_1 = 10 \text{ nH}$, $L_2 = 23.1 \text{ nH}$, $L_3 = 31.37 \text{ nH}$, $L_4 = 31.8 \text{ nH}$, $C_{00} = 0.7 \text{ pF}$, $C_0 = 2.26 \text{ pF}$,

3.3.2 原切比雪夫管状带通滤波器设计

管状带通滤波器常规电路拓扑结构如图 4 所示。

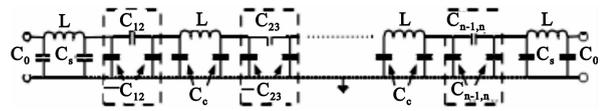


图 4 管状滤波器电路拓扑结构
Fig.4 The topology structure of tubular filter

电路中:

$$L = \frac{g_0 g_1 R}{w \omega_0} \quad (7)$$

$$C_g = \sqrt{\frac{g_0 g_1}{w \omega_0^2 L R}} \quad (8)$$

$$C_{j,j+1} = \frac{w}{\omega_0} \sqrt{\frac{8 C_g}{L g_j g_{j+1}}}, j = 2, \dots, n - 2 \quad (9)$$

$$C_{12} = C_{n-1,n} = \frac{w}{\omega_0} \sqrt{\frac{2 C_g}{g_1 g_2 L}} \quad (10)$$

$$C_S \approx \frac{C_g}{\omega C_g L - 1} \quad (11)$$

$$C_0 = \sqrt{\frac{g_0 g_1}{w \omega_0^3 L R}} \quad (12)$$

式中, w 为滤波器相对带宽, ω_0 为滤波器中心频率, R 为负载阻抗, $g_i (i = 0, 1, \dots, n)$ 为低通原型元件值。

经核算,采用 6 阶切比雪夫带通滤波器(带内波纹为 0.02 dB)实现,由式(7)~(12)得到相应元件值。

3.3.3 总体设计

为避免输出电感与两端高频连接器内导体直接相连造成结构上的不稳定,端接同轴线小电容 $C_{00} = 0.7 \text{ pF}$ 加以改进。将设计好的两个 Γ 型网络插入原电路,见图 5。再对电路对地电容种类简化。经优化,设计达最佳状态。

$C_1 = 0.039 \text{ pF}$, $C_2 = 1.36 \text{ pF}$, $C_3 = 1.12 \text{ pF}$, $C_4 = 0.51 \text{ pF}$, $C_5 = 0.39 \text{ pF}$, $C_6 = 0.35 \text{ pF}$ 。

3.3.4 物理尺寸的确定

(1) 低阻抗同轴传输线并联电容

物理实现中, 并联对地电容 C 由同轴线静电容和边缘分布电容 C_f 两部分构成, 其关系见公式(13):

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln(b/a)} + 4C_f \quad (13)$$

式中, a 为内导体半径, b 为外导体半径, $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-15} \text{ F/m}$, ϵ_r 为相对介电常数, C_f 可利用保角变换求得。文献[5]给出了相应的计算图表, 可快速查询结果。

(2) 螺旋电感、串联电容

文献[6]提出了一种利用 HFSS 和 S 参数曲线拟合相对比提取螺旋电感、串联电容等效参数的方法。经实践, 该方法具有较高的设计效率。

综合各部分设计, 滤波器内部结构见图 6, 其相应参数如下: $d_0 = 0.8 \text{ mm}$, $d_1 = 3.7 \text{ mm}$, $d_2 = 1.2 \text{ mm}$; $CC0 = 4.5 \text{ mm}$, $CC1 = 0.8 \text{ mm}$, $CC2 = 1.0 \text{ mm}$, $CC3 = 1.1 \text{ mm}$; $L0$ 内径 2.5 mm, 1.2 圈, $L1$ 内径 2.5 mm, 2.2 圈, $L2$ 内径 3 mm, 2.2 圈, $L3$ 内径 3 mm, 2.3 圈。

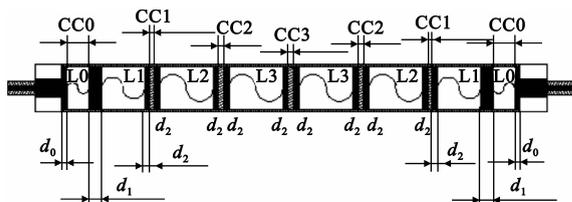


图 6 滤波器内部结构尺寸示意
Fig. 6 The demonstration of inner filter

图 6 中, 圆筒内卷有 0.4 mm 厚的聚四氟乙烯介质。

由此在 HFSS 中建立仿真模型。经多次优化和参数修改, 得到较理想的仿真结果。

4 试验结果

图 7~9 是改进后的管状滤波器实物照片及其测试曲线中阻带近、远区抑制情况。



图 7 改进后的滤波器实物照片
Fig. 7 The photo of improved filter

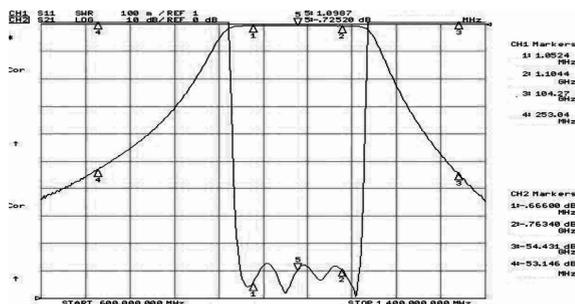


图 8 滤波器近端测试曲线
Fig. 8 The test result of narrow band

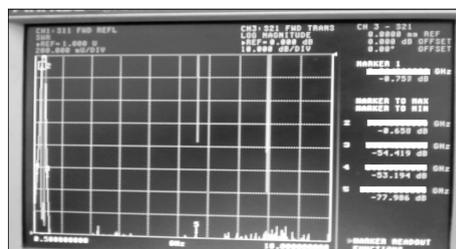


图 9 滤波器远端测试曲线
Fig. 9 The test result of broad band

从图 8、图 9 可看出: 改进后的管状滤波器通带内插损小于等于 0.77 dB, 较改进前增大约 0.1 dB; 带内波动约 $\pm 0.05 \text{ dB}$; 驻波比小于等于 1.12; $0.66f_0$ 、 $1.27f_0$ 处抑制均大于 50 dB; 在易出现寄生的频率高端 ($1.35f_0 \sim 17f_0$ 范围内) 抑制大于 75 dB, 较改进前提高约 42 dB。测试结果与仿真吻合, 证明了设计方法的有效性。滤波器重量实测为 64 g, 较改进前增加了 8 g。

与文献[4]中类似产品的对比中, 寄生通带出现位置由 $9.2f_0$ 延伸至 $17f_0$ 以上, 阻带拓宽 1 倍频程以上, 同时幅度抑制提高约 20 dB。因其性能优异, 目前已成功小批量应用。

5 结束语

从设计实例可看出, 通过在常规设计中引入若干带衰减极点的 Γ 型匹配网络, 实现了对管状带通滤波器阻带任意频点谐振峰状寄生的抑制, 同时也获得了较理想的宽阻效果。 Γ 型网络等效虽然是在窄带条件下得到的, 但多节阻抗变换器的级联可展宽带宽, 宽带条件下匹配也可通过 Γ 型网络多级级联实现。新型管状带通滤波器具有低插损、宽阻带、轻量化等特点, 在电磁环境日益复杂的雷达、通信系统中, 将会有广阔的应用前景。

参考文献:

- [1] 姚月松,钱怡,李丽慧. 复杂电磁环境对电子感知的影响及对策分析[J]. 电子与封装, 2010,10(4):35-38.
YAO Yue-song, QIAN Yi, LI Li-hui. The impact of complex electronic on the perception and countermeasures [J]. Electronic and Packaging, 2010, 10(4):35-38. (in Chinese)
- [2] 宁俊松,罗正祥. 小型化超宽阻带滤波器的设计[J]. 电子科技大学学报, 2010,39(2):223-226.
NING Jun-song, LUO Zheng-xiang. Design of compact ultra broad-stopband lowpass filter[J]. Journal of University Electronic Science and Technology of China, 2010, 39(2): 223-226. (in Chinese)
- [3] 董利芳,王锡良,王晓全. 小型化 SIR 同轴腔体滤波器的设计[J]. 电子科技, 2009,22(10):4-6.
DONG Li-fang, WANG Xi-liang, WANG Xiao-quan. Design of miniature SIR coaxial-cavity filter [J]. Electronic Technology, 2009, 22(10):4-6. (in Chinese)
- [4] 魏强,李燕,邓学文,等. 管状低通滤波器的设计[J]. 压电与声光, 2007,29(5):505-507.
WEI Qiang, LI Yan, DENG Xue-wen, et al. Design of tubular lowpass [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2007, 29(5):505-507. (in Chinese)
- [5] SOMLO P I. The computation of coaxial line step capacitance [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1967, 15(1):48-55.
- [6] 吴边. 曲线拟合法在管状滤波器设计中的应用[C]//2005 年中国电子学会全国微波毫米波会议论文集. 深圳: 电子工业出版社, 2005: 797-800.
WU Bian. The application of curve fitting in tubular filter [C]//Proceedings of 2005 Microwave & Millimeter Wave Symposium of China. Shenzhen: Publishing House of Electronics Industry, 2005: 797-800. (in Chinese)

作者简介:

龚文斌(1981—),男,浙江义乌人,2003 年于电子科技大学获学士学位,现为工程师、硕士研究生,主要研究方向为微波电路及器件设计。

GONG Wen-bin was born in Yiwu, Zhejiang Province, in 1981. He received the B. S. degree from University of Electronic Science and Technology of China in 2003. He is now an engineer and also a graduate student. His research concerns design of microwave circuits and devices.

Email: gwb714@163.com, 13550067964@139.com

本刊加入“万方数据-数字化期刊群” 等数据库的声明

为了适应我国信息化建设的需要,扩大作者学术交流渠道,实现科技期刊编辑、出版发行工作的电子化,推进科技信息交流的网络化进程,本刊现已加入“万方数据-数字化期刊群”、“中国学术期刊(光盘版)”、“中国期刊全文数据库”、“中国学术期刊网”、“中文科技期刊数据库”、“中国期刊网”、“教育阅读网”等本刊目次页上著录的数据库,本刊录用发表的论文,将由编辑部统一纳入上述数据库,进入因特网或光盘提供信息服务。本刊所付稿酬已包含著作权使用费和刊物内容上网服务报酬,不再另付。凡有不同意见者,请事先声明,本刊将作适当处理。

《电讯技术》编辑部