

微波窄带带通滤波器的设计

杨丽, 马健, 陈辉

(西南民族大学 电气信息工程学院 成都 610041)

摘要: 分析了微带线窄带滤波器设计的基本理论, 借助 Agilent ADS 仿真软件完成了中心频率位于 L 波段的窄带带通滤波器的设计。该滤波器选用切比雪夫的原型结构, 并由耦合微带线构成, 其通带为 1.9 GHz ~ 2.1 GHz, 通带内衰减小于 1.5 dB, 起伏小于 0.5 dB, 在 1.7 GHz 和 2.3 GHz 衰减大于 20 dB, 端口反射系数小于 -15 dB。版图仿真结果满足滤波器设计要求。

关键词: 微带线; ADS; 微带线耦合带通滤波器; 窄带

0 引言

当前, 无线通信技术高速发展, 在所有的通信系统中, 滤波器都扮演了非常重要的角色。因为无论是射频接收机还是发射机都需要选择特定频率的信号进行处理, 滤除其他频率的干扰信号, 这就需要使用滤波电路来分离有用信号和干扰信号。因此, 高性能的滤波器对设计一个好的射频通信系统具有重要意义。同时, 微波固体器件的应用对滤波器的发展也起了一定的推动作用^[1-2]。微带电路由于体积小、重量轻、频带宽、易于与射频电路匹配等优点, 近年来在滤波电路中得到了广泛的应用。

本文基于微带线滤波器的基本理论, 设计实现了一种由耦合微带线构成的窄带滤波器。仿真结果表明该滤波器能在 1.9 GHz ~ 2.1 GHz 保持良好的通带特性, 同时也具有非常好的阻带特性, 在 1.7 GHz 和 2.3 GHz 处衰减大于 20 dB。

1 微波带通滤波器的设计

1.1 滤波器低通原型

集总参数元件低通原型滤波器是用现代网络综合法设计微波滤波器的基础, 各种低通、高通、带通、带阻微波滤波器, 其传输特性大都是根据原型

特性推导出来的。常见的滤波器原型结构有巴特沃兹、切比雪夫、椭圆函数等, 本文选用的是切比雪夫的滤波器原型结构。切比雪夫滤波器的设计思想就是用切比雪夫多项式来描述滤波器的插入损耗的函数特征。

$$IL = 10\lg\{1 + a^2 T_N^2(\Omega)\} \quad (1)$$

式(1)中: $T_N(\Omega) = \cos\{N \cos^{-1}(\Omega)\}$, 其中 $\Omega \leq 1$

$$T_N(\Omega) = \cosh\{N \cosh^{-1}(\Omega)\}, \text{ 其中 } \Omega \geq 1.$$

那么, 在 $-1 \leq \Omega \leq 1$ 内, 即切比雪夫通带内波纹的幅度就可以根据式(1)和(2)适当选择 a 来控制。显然, $T_N(\Omega) = 1$ 时, 通带内的最大衰减是

$$IL = 10\lg\{1 + a^2 T_N^2(\Omega)\} \quad (2)$$

式(3)中: $a = (10^{0.1LAR} - 1)^{\frac{1}{2}}$

LAR 为波纹指标, 通带内的波纹越大则通带到阻带的过渡就越陡峭。即波纹大小与陡峭是冲突的, 应当在满足带外衰减的基础上合理选择 a 的值, 使波纹尽可能小。当知道滤波器的带外截止衰减 LAS 时, 我们可以计算出低通原型所需的元件数。此时满足关系式

$$IL = 10\lg\{1 + a^2\} \quad (3)$$

此时, $a = (10^{0.1LAR} - 1)^{\frac{1}{2}} \quad (4)$

将式(1)代入式(4), 可得到

$$IL = 10\lg\{1 + a^2 T_N^2(\Omega)\} \geq LAS, \quad (|\Omega| \geq 1) \quad (5)$$

则

$$n \geq (\cosh^{-1} \sqrt{10^{0.1LAS} - 1/0.1LAR} - 1) (\cosh^{-1}(\Omega))^{-1} \quad (6)$$

滤波器阶数为 $N = [n] + 1$ 。根据式(6)可以发现,滤波器的阶数跟截止频率的衰减度以及通带内的波纹指数有关^[3-4]。其中 $\omega' = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$ 为截止边频 ω 的归一化频率。式(6)、(7)中 ω_0 为中心频率,与上下通带边频 ω_2, ω_1 关系为 $\omega_0 = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2}$ 。

1.2 低通原型到带通滤波器的变换

低通滤波器和带通滤波器的插入损耗曲线如图1所示。

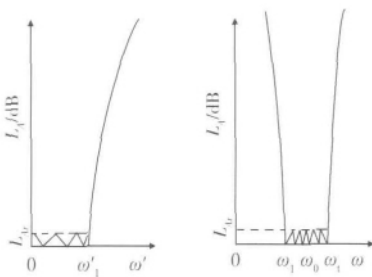


图1 低通及带通插损曲线

从归一化的低通滤波电路映射到带通滤波器需要利用频率映射关系如式(7)所示

$$\omega' = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (7)$$

式(7)中: ω_2 为带通滤波器的上限截止频率; ω_1 为下限截止频率; ω_0 称为中心频率; 当 ω_2/ω_1 小于2时滤波器称为窄带滤波器,反之称为宽带滤波器^[5]。

根据带通滤波器的频率变换关系式(8),可以得到阻抗间的变换关系

$$Z_L = j\omega' L = j \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) L = j\omega L' + \frac{1}{j\omega C'} \quad (8)$$

$$Y_C = j\omega' C = j \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) C = j\omega C' + \frac{1}{j\omega L'} \quad (9)$$

低通滤波器电路中的串联电感 L 可用电感 L' 和 C' 的串联电路替代,并且相应的参数为

$$L' = \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} L, C' = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0^2} L \quad (10)$$

低通滤波器电路中的并联电容 C 可用电感 L' 和 C' 的串联电路替代,并且相应的参数为

$$L' = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0^2} \frac{1}{C}, C' = \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} C \quad (11)$$

1.3 用耦合微带线实现滤波器

当频率达到或接近 GHz 时,考虑到集总参数元件的分布参数效应,滤波器通常由分布参数元件构成,微带传输线就属于常见的分布参数元件,微带线结构可用来模拟集总元件电感和电容,以实现所需的微波电路^[6]。我们利用平行耦合微带线构成的倒置转换器电路 J 来实现电路中谐振电路的并联耦合,图2为低通滤波器原型电路图,变换后的低通电路如图3所示,为只含并联电容的低通原型。

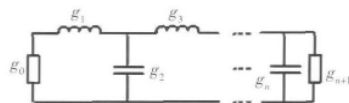


图2 低通滤波器原型电路图

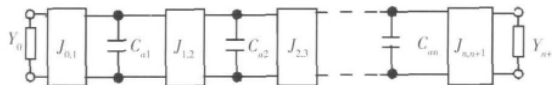


图3 J 变换后的低通电路

根据输入阻抗(导纳)等效法得出

$$J_{0,1} Y_0^{-1} = \sqrt{\frac{\pi FBW}{2g_0 g_1}} \quad (12)$$

$$J_{i,i+1} Y_0^{-1} = \sqrt{\frac{\pi FBW}{2g_i g_{i+1}}}$$

由低通原型滤波器得到变形低通原型滤波器后,再利用带通滤波器与低通原型的频率变换关系(7)式,将变形低通电路中的并联电容 C (或串联电感 L) 变换成带通滤波器的并联谐振电路(或串联谐振电路)如图4所示,便构成了微波带通滤波器的等效电路。

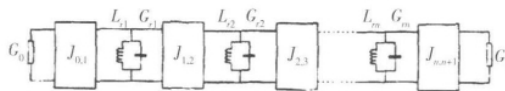


图4 变换后的带通滤波器电路

显然,用半波长来代替谐振电路,再通过微带间的耦合,即转换器,来实现微波带通滤波器。耦合微带线的奇偶模特性阻抗由下列公式计算

$$Z_{0o} |_{i,i+1} = Z_0 \sqrt{1 - Z_0 J_{i,i+1} + (Z_0 J_{i,i+1})^2} \quad (13)$$

$$Z_{0e} |_{i,i+1} = Z_0 \sqrt{1 + Z_0 J_{i,i+1} + (Z_0 J_{i,i+1})^2} \quad (14)$$

1.4 设计实例

带通滤波器中心频率 2 GHz ,通带频率范围 1.9 GHz ~2.1 GHz ,通带内衰减小于 1.5 dB ,起伏小于 0.5 dB ,在 1.7 GHz 和 2.3GHz 衰减大于 20 dB ,端口反射系数小于 -15 dB。

由于设计的通带为 1.9 GHz ~2.1 GHz ,由公式

$$\omega_0 = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2} \quad BW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

$$\omega_2 = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

将 $\omega = 2.3 \text{ G}$ 归一化。可计算得出 $\omega_0 = 2$, $BW = 0.10$, $\Omega_s = 2.8$ 。根据(6)式可确定滤波器的阶数为 4 阶。4 阶切比雪夫滤波电路的归一化参数为 $g_0 = 1.0000$, $g_1 = 3.4389$, $g_2 = 0.7483$, $g_3 = 4.3471$, $g_4 = 0.5920$, $g_5 = 5.8095$ 。根据奇偶模特性阻抗的计算式可得构成该带通滤波器所需的耦合微带线的奇偶模特性阻抗如表 1 所示。

表 1 耦合微带线奇偶模特性阻抗

i	$Z_0 J_{i,j+1}$	Z_0	Z_E
0	0.286 7	39.774 8	68.444 8
1	0.331 4	38.921 2	72.061 2
2	0.294 8	39.605 3	69.085 3
3	0.331 4	38.921 2	72.061 2
4	0.286 7	39.774 8	68.444 8

借用 ADS 中的微带线计算器 LineCalc ,根据耦合微带线奇偶模特性阻抗可计算出微带线的几何尺寸^[8]。

表 2 耦合微带线几何尺寸 mm

耦合区	1	2	3	4	5
W	2.125 220	2.000 430	2.130 500	2.000 430	2.125 220
S	0.299 803	0.231 272	0.299 429	0.231 272	0.299 803
L	9.179 470	9.226 640	9.188 040	9.226 640	9.179 470

ADS 仿真原理如图 5 所示 ,原理图仿真结果如图 6 所示。

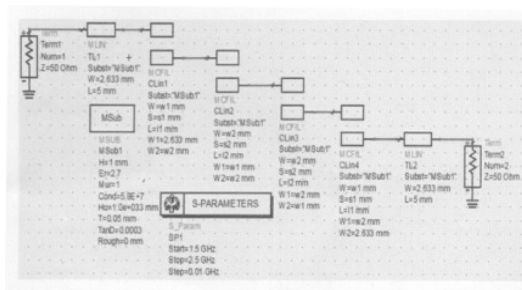


图 5 ADS 仿真原理图

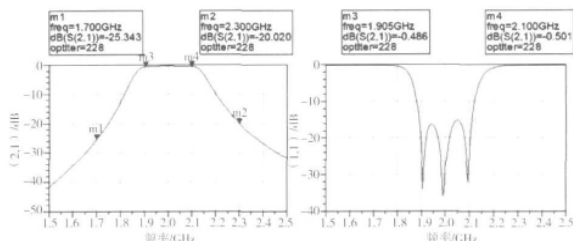


图 6 原理图仿真结果

生成的版图如图 7 所示。

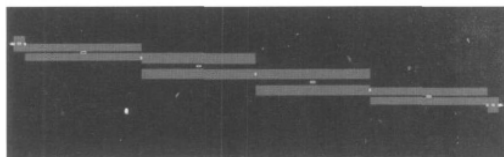


图 7 ADS 生成的滤波器版图

版图仿真结果图 8 所示。

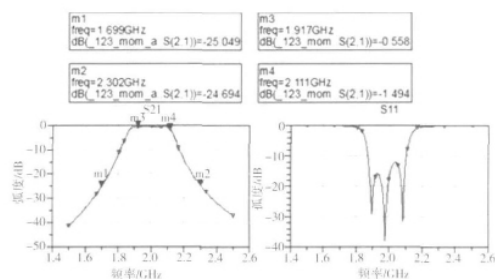


图 8 版图仿真结果

以上数据显示 ,在阻带 1.699 GHz 和 2.302 GHz 处衰减大于 20 dB ,在通带内衰减小于 1.5 dB ,通带内端口反射系数大部分小于 -15 dB。因此 ,版图仿真基本达到了预期的设计目标。

2 结 论

本文从边缘耦合的平行耦合线滤波器^[7]的基本原理出发 ,完整地阐述了一种采用 ADS 仿真设计微带带通滤波器的方法 ,并通过仿真设计了一个微带带通滤波器 ,从仿真结果来看 ,这种方法是可行的。利用 ADS 软件来设计微带带通滤波器 ,设计的工作量大大减少 ,提高了精度和效率 ,降低了成本 ,给设计者带来了方便 ,但要设计出高性能的微带带通滤波器还需考虑更多的因素。

参考文献:

- [1] 甘本拨 吴万春. 现代微波滤波器的结构与设计 [M]. 北京: 科学出版社 ,1974: 13-14.

(下转第 91 页)

- www.3gpp.org/: 3GPP, 2009.
- [6] R1-092532. Control signaling placement design for relay nodes [EB/OL]. (2009-03-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2009>.
- [7] R1-092969. Type I backhaul link [EB/OL]. (2009-03-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2009>.
- [8] R1-093525. Design of backhaul control channel for type I relay in LTE-A [EB/OL]. (2009-03-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2009>.
- [9] R1-093789. Backhaul link control channel design for Type I relay [EB/OL]. (2009-03-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2009>.
- [10] R1-093923. On multiplexing of data and control signaling on backhaul [EB/OL]. (2009-03-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2009>.
- [11] R1-094100. DL backhaul design for type I relay [EB/OL]. (2009-03-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2009>.
- [12] R1-094516. Necessity of R-PHICH for backhaul [EB/OL]. (2009-03-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2009>.
- [13] R1-094887. Backhaul link design in support of relaying operation [EB/OL]. (2009-03-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2009>.
- [14] R1-095088. Summary of email discussion on type I relay backhaul design issues [EB/OL]. (2009-03-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2009>.
- [15] R1-101668. WF on R-PHICH for un UL HARQ Nokia [EB/OL]. (2010-09-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2010>.
- [16] R1-101283. WF on un HARQ timeline [EB/OL]. (2010-09-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2010>.
- [17] R1-101272. UL/DL HARQ timing for un interface [EB/OL]. (2010-09-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2010>.
- [18] R1-101447. FDD HARQ Issues over Un with 8ms SF Periodicity [EB/OL]. (2010-03-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2010>.
- [19] R1-101120. Relay backhaul HARQ discussion [EB/OL]. (2010-09-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2010>.
- [20] R1-103816. Issues on HARQ over Un interface for FDD In-band Relay [EB/OL]. (2010-09-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2010>.
- [21] R1-105069. WF on FDD HARQ for un uplink [EB/OL]. (2010-09-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2010>.
- [22] R1-105147. Un HARQ for uplink FDD [EB/OL]. (2010-09-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2010>.
- [23] R1-105444. The table on number of un UL HARQ process in FDD [EB/OL]. (2010-09-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2010>.
- [24] R1-105619. Details of relay HARQ [EB/OL]. (2010-03-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2010>.
- [25] R1-105635. Summary of email discussion on HARQ processes for un uplink [EB/OL]. (2010-09-01) [2011-01-05]. <http://www.3gpp.org/: 3GPP, 2010>.

作者简介:

戴翠琴(1976-),女,甘肃泾川人,硕士,讲师,主要研究方向为宽带无线网络关键技术;李兆玉(1971-),女,广西梧州人,讲师,主要研究方向为移动通信技术。

基金项目: 国家科技重大专项课题(2008BAH30B10);重庆市科技攻关计划项目(CSTC 2010AC2143)。

(上接第87页)

- [2] 吴万春. 集成固体微波电路[M]. 北京: 国防工业出版社, 1981: 5-6.
- [3] 顾其净, 项家祯. 微波集成电路设计[M]. 北京: 人民邮电出版社, 1978: 78-79.
- [4] THOMAS H, CMOS L. 射频集成电路设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004: 89-91.
- [5] 刘长军, 黄卡玛. 射频通信电路设计[M]. 北京: 科学出版社, 2005: 67-68.
- [6] EASTER B. The equivalent circuit of some microstrip discontinuities[J]. IEEE Trans, MTT-23, 1975(8):

655-660.

- [7] 杨仕明, 曾斌. 微带平行线耦合带通滤波器的计算机辅助设计[J]. 重庆工学院学报: 自然科学版, 1994, 14(1): 96-100.

作者简介:

杨丽(1980-),女,成都人,博士研究生,讲师,主要研究方向为射频和微波电路设计、微波测量。

基金项目: 西南民族大学校级青年项目(234787)。