

文章编号:1004-2474(2012)06-0919-04

一种 X 波段同轴双工器设计

魏强,黄莹,王彬

(中国电子科技集团公司第26研究所,重庆400060)

摘要:在具有有限传输零点的广义 Chebyshev 带通滤波器的综合理论基础上,根据计算出的耦合矩阵设计滤波器仿真模型,应用电磁仿真软件结合最优化方法,采用群时延拟合法对双工器的尺寸进行优化设计。实物测试结果表明,双工器的插入损耗 ≤ 1.5 dB,输入输出电压驻波比 ≤ 1.5 ,带外抑制大于 85 dB,得到的实测曲线满足设计要求,论证了该方法的正确性。

关键词:广义 Chebyshev 滤波器;双工器;耦合矩阵;协同仿真

中图分类号:TN65 **文献标识码:**A

Design of X band Coaxial Duplexer

WEI Qiang, HUANG Ying, WANG Bin

(26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China)

Abstract: Based on the theory of the general Chebyshev band-pass filter with finite transmission zeros, the simulation model of the filter has been designed according to the calculated couple matrix. The size of the duplexer has been optimized by using the group-delay fitting method and combining EM simulation software with a optimal method. The test results shows that the designed duplexer has the insertion loss of equal to or less than 1.5 dB, VSWR of equal to or less than 1.5 and the band-stop-rejection of greater than 85 dB. The obtained curves agree well with the design specifications, indicating that this method is correct.

Key words: general Chebyshev filter ; duplexer; couple matrix; co-simulation

0 引言

现代通信中,多工器使收发信号共用一副天线,起到收发信号频分、隔离的作用,是实现多信道实时双向通信的重要器件之一。

传统的多工器设计策略,首先单独设计各个通道的滤波器,最后通过优化接头处的电长度来补偿各个通路的相互影响。由于要对整个多工器模型进行全波仿真优化,所以耗时且得不到好的结果。在通带相隔很近的情况下,各个通路相互影响严重。其原因是在滤波器设计过程中没有考虑到其他滤波器通路的影响。

近年来,商用微波电路仿真、优化软件和电磁分析软件迅速发展。通过这些软件可建立起多种电路模型和实物模型。本文先分别对两个带通滤波器采用 KQ 值法设计,获得耦合系数矩阵和外部品质因数;然后采用等效电路优化法,应用微波仿真软件对双工器公共端 T 型头电参数进行优化,获得最佳频响特性下的耦合系数和群时延值,获取 T 型头电参

数;最后将所有电参数转化为可实现的物理结构尺寸,采用协同仿真的方法优化结构,并加工实物。

1 同轴腔带通滤波器设计^[1-2]

双工器技术指标:工作频段的发射通道为 7 800 MHz,接收通道 8 300 MHz;带宽 ≥ 300 MHz;插入损耗 ≤ 1.5 dB;驻波 ≤ 1.5 ;通道隔离度 ≥ 85 dB。

首先确定滤波器的拓扑结构,采用传输零点都在无穷远处的普通耦合拓扑结构。然后,根据阻带衰减指标,考虑插损因数适当放宽通带带宽,计算出带通滤波器的电参数。最后,利用提取有载品质因数的办法来得到输入、输出单元的初值。将计算得到的电参数代入 KQ 值等效电路模型中,获得带通滤波器的仿真电路模型如图 1 所示。其中 Q_0 为腔体固有品质因数,根据实际情况取为 3 000, b_{wf} 为绝对带宽,传输线工作于每个通道的中心频率 f_c 处,电长度为 $\lambda/4$ (λ 为波长), $\lambda = c/f$, Q_c 为有载品质

收稿日期:2012-03-14

作者简介:魏强(1971-),男,重庆万州人,高级工程师,硕士,主要从事信息处理和微波电路设计的研究。

因数, 并联谐振回路中, $L_i = C_i = 1/(2\pi f_0)$, 源和负载内阻为 1Ω 。

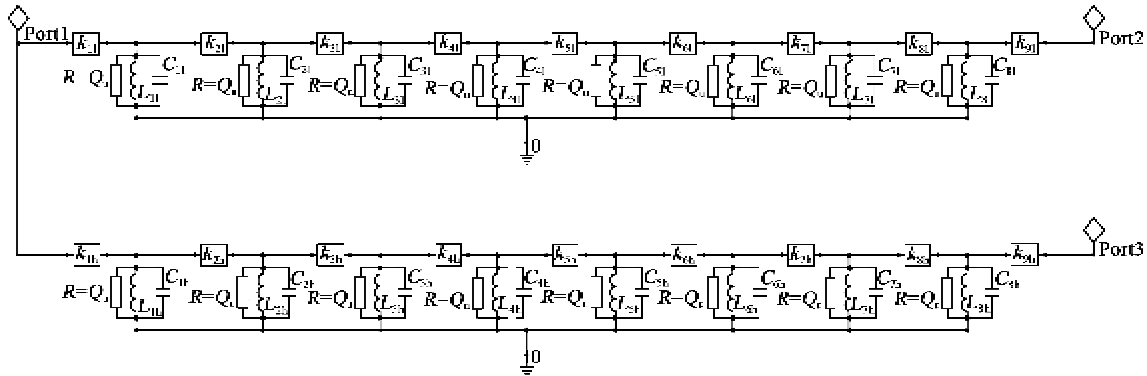


图1 双工器等效电路模型

由图2可知, 两个带通滤波器并接后, 公共接头参数对原单个滤波器通带内的输入导纳影响, 使其导纳值不为0, 对第一级谐振回路参数影响很大, 从而影响双工器各自通带内的频响特性。图2为原始设计中滤波器公共接头的导纳特性, 在两个通带的阻带, 导纳在 $1 \sim -1$ 间变化, 从而对2个通带造成相互影响。

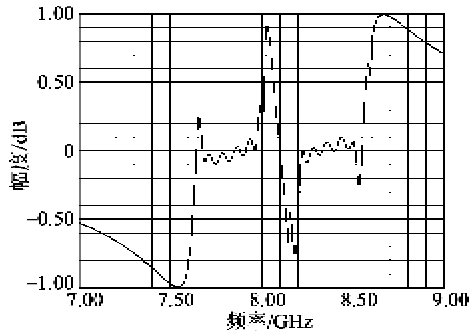


图2 双工器公共接头的导纳特性

根据得到的等效电路模型, 对电路中的关键参数进行优化, 从而获得最佳的频响特性, 最终提取有用参数。先对等效电路设定优化目标: 2个通带内回波损耗大于20 dB, 各自的阻带衰减大于90 dB。

优化时, 先采用梯度优化算法获取变量初值, 再根据实际情况, 采用其他优化算法进一步仿真。优化前滤波器的耦合数据如表1所示^[3-5]。

表1 优化前滤波器的耦合数据

耦合系数	通道1(发射)	通道2(接收)
k_{01}	0.990 69	0.990 69
k_{11}	0	0
k_{12}	0.822 21	0.822 21
k_{22}	0	0
k_{23}	0.591 58	0.591 58
k_{33}	0	0

耦合系数	通道1(发射)	通道2(接收)
k_{34}	0.553 74	0.553 74
k_{44}	0	0
k_{45}	0.545 90	0.545 90
k_{55}	0	0
k_{66}	0	0
k_{77}	0	0
k_{88}	0	0

表1中, k_x 为每一谐振腔谐振频率与中心频率的偏差, k_y 为相邻谐振腔间的耦合系数。初始设计时, 假定每个谐振腔谐振于中心频率处, 故 $k_x = 0$ 。

经过优化计算后, 滤波器的耦合系数如表2所示, 优化的目标误差为0.003 495。

表2 优化后滤波器的耦合数据

耦合系数	通道1(发射)	通道2(接收)
k_{01}	1.104 580 00	1.109 470 00
k_{11}	-0.188 800 00	0.328 315 00
k_{12}	0.965 087 00	0.940 020 00
k_{22}	0.149 288 00	-0.002 529 99
k_{23}	0.720 277 00	0.662 887 00
k_{33}	0.149 672 00	-0.023 427 40
k_{34}	0.688 301 00	0.621 616 00
k_{44}	0.055 476 20	-0.024 449 40
k_{45}	0.681 909 00	0.612 722 00
k_{55}	-0.020 645 00	-0.016 853 60
k_{66}	-0.064 736 20	-0.023 052 70
k_{77}	-0.053 083 20	-0.023 927 60
k_{88}	-0.046 506 40	-0.038 399 50
误差	0.003 495 00	

图3为双工器优化前后的幅频响应曲线。优化前, 滤波器通带内最差回波损耗为13 dB, 优化后回波损耗达到20 dB, 通带内保持了较好的等波纹特性, 满足设计要求。

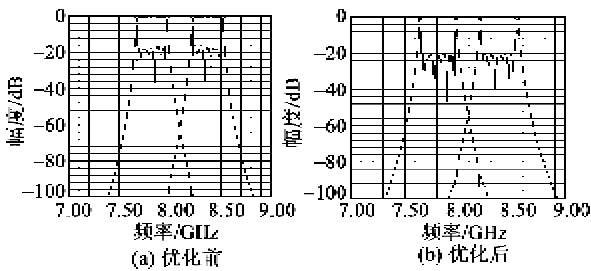


图 3 优化前后双工器的幅频驻波曲线

3 自参数的物理结构实现及仿真优化

3.1 同轴谐振腔级间耦合及输出耦合设计

插损指标要求小于 1.5 dB, 由

$$IL = \frac{4.343 f_0 \sum_{i=1}^N g_i}{bw f \times Q_u} \quad (1)$$

可求出 $Q_u > 1600$, 为获得最大无载 Q_u , 选定外方内圆同轴腔谐振器, 特性阻抗为 75Ω 时可得最大 Q_u 值。

取级间耦合壁厚 1.5 mm, 仿真模型如图 4 所示。采用双腔本征模法, 经 HFSS 仿真, 然后用 Matlab 拟合曲线, 得到耦合系数对应的耦合槽宽度: 发射通道 $k_{12} = k_{78}$, 槽宽为 8.6 mm, $k_{23} = k_{67}$ 槽宽为 7.2 mm, $k_{34} = k_{56}$ 槽宽为 7 mm, k_{45} 槽宽为 6.8 mm; 接收通道: $k_{12} = k_{78}$ 槽宽为 8.6 mm, $k_{23} = k_{67}$ 槽宽为 7.1 mm, $k_{34} = k_{56}$ 槽宽为 6.8 mm, k_{45} 槽宽为 6.8 mm。

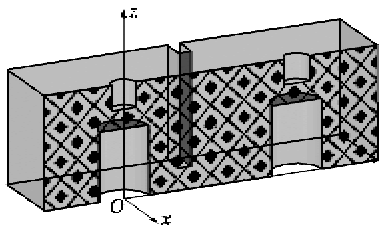


图 4 同轴腔级间耦合仿真模型

为减少仿真时间, 采用对称面设计, 对称面设定为磁对称面。

非公共端输出耦合采用单终端法, 仿真模型如图 5 所示, 仿真 Q_u 和抽头位置的关系。 Q_u 提供了滤波器和外部电路的关系, 保证了端口的阻抗匹配, 决定了输入输出单元的特性。 Ness 给出了群时延理论的详细讨论, 在谐振状态下即 $\Delta\omega = 0$ 时, 群时延达到最大值, 为 $\tau_{S_{11}}(\omega_0) = 4Q_u/\omega_0$, 这样就可得到所要提取的 $Q_u = [\omega_0 \tau_{S_{11}}(\omega_0)]/4$ 。 输入腔的群时延可从低通原型 g 值得出 $\tau_1 = (4g_0 g_1)/(\Delta\omega)$, 也可从 k_{01} 得边腔的有载 $Q = 1/k_{01}^2$, 从而有 $\tau_1 = 2Q/$

(πf_0) 。两种算法是等效的。其余腔的计算可参见文献[6]。

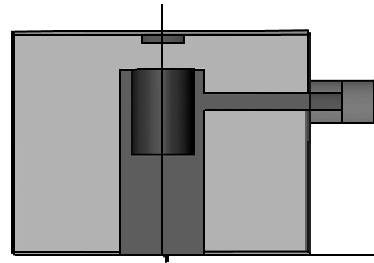


图 5 单终端法输出耦合仿真模型

利用上述结论, 计算得到除公共 T 型接头外其余各谐振腔的群时延值如表 3 所示。

表 3 各谐振腔群时延计算值

谐振腔	谐振腔 2	谐振腔 3	谐振腔 4	谐振腔 5
群时延/ns	2.027 0	2.888 2	5.942 7	6.184 6
谐振腔	谐振腔 6	谐振腔 7	谐振腔 8	
群时延/ns	9.971 7	9.388 4	13.501 7	

求得发射通道输出端抽头位置距离谐振器短路端 1.65 mm, 接收通道输出端抽头位置距离谐振器短路端 2.1 mm。

3.2 同轴腔双工器协同优化仿真设计

如果直接对整个双工器模型建模分析, 计算时间太长, 很难得到较好的优化结果。为此, 我们采用了协同仿真的设计思路[7]。

首先, 依据实际器件的结构和场分布特性, 将双工器拆分成若干基本单元, 采用参数化建模, 对每个基本单元在 HFSS 中建立三维模型进行电磁场仿真和参数化扫描。输入、输出和中间谐振单元的剖分结构分别如图 5、6 所示, 并充分考虑仿真模型的对称面设计, 同时端口的模式数设为 3, 以减少运算量, 提高仿真效率。对于这样的结构, 在 HFSS 中易得到收敛的仿真结果。

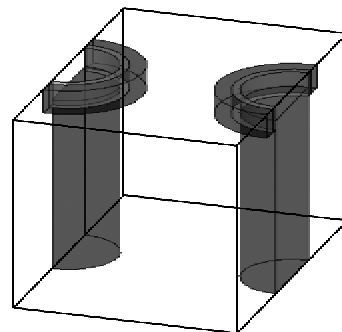


图 6 同轴腔级间仿真剖分模型

然后, 将 HFSS 中的基本单元通过场到路的协

同仿真,链接到 Designer 的电路设计原理图中。这样整个复杂器件的导波特性和电路仿真完成,电路原理图中的元件即为 HFSS 中的基本单元。

实际整体仿真的过程,可用群时延法对滤波器尺寸进行调整,这一过程较耗时,在得到基本理想的频响后,再采用优化算法。图 7 为公共接头群时延仿真结果。在优化时,对带内驻波的指标要求降低到 2,因为实际调试时,可细微调整微调螺钉,如果要优化到 1.5 或更低指标,计算时间太长,由于加工误差的影响,实际工程意义不大。最终可得到较理想的频响。

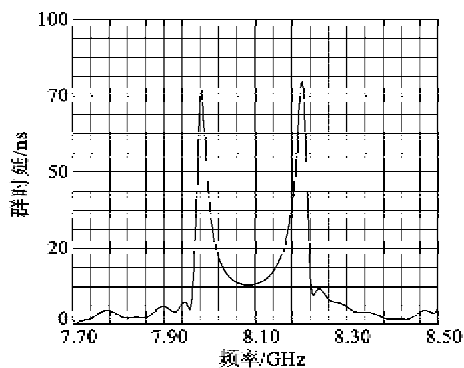
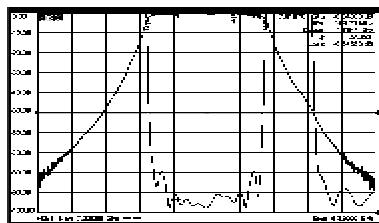


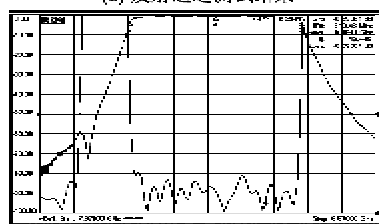
图 7 公共接头群时延仿真结果

4 实验结果

按照上述设计方法制作滤波器,结构组装后,滤波器只需细微调节螺钉就可取得较好性能,一致性好。实测电性能如图 8 所示。测试结果表明,滤波器插入损耗 ≤ 0.8 dB,在偏离截止频率 500 MHz 时,其带外抑制值大于 85 dB,在通带内,其驻波最大值为 1.4。该滤波器的外形为 127 mm \times 39 mm \times 17 mm,实物如图 9 所示。



(a) 发射通道测试结果



(b) 接收通道测试结果

图 8 同轴腔双工器实测曲线

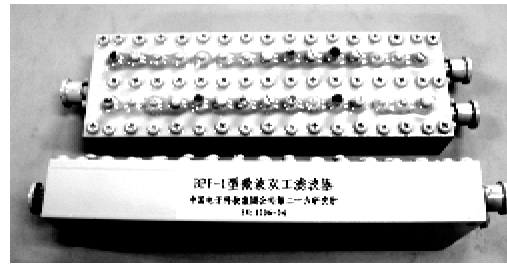


图 9 同轴腔双工器实物图

5 结束语

针对传统双工器设计中未考虑滤波器公共端接头相互影响的缺点,采用等效电路优化法进行快速准确设计,使用文中提出的方法设计加工并进行实物测量,结果表明,设计的同轴双工器的通带插损、驻波比、隔离度均满足指标要求,证明该方法可行,与同频段波导双工器相比,具有小体积的优势,满足了系统小型化的要求。同时,本文所述设计方法同样适用于其他频段同轴双工器设计。

参考文献:

- [1] 邹冀. 一种 Ku 频段机载同轴双工器设计[J]. 电讯技术, 2010, 50(7): 106-109.
- [2] 李刚. 一种新的三工器设计方法[J]. 西安电子科技大学学报, 2010, 37(1): 91-95.
- [3] CAMERON R J. General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering function[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Tech, 1999, 47(4): 433-442.
- [4] MACCHIARELLA IG, TAMIAZZO S. Novel approach to the synthesis of microwave duplexers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Tech, 2006, 54(12): 4281-4290.
- [5] KOZIEL S, BANDLER J W. Space mapping with multiple coarse models for optimization of microwave components[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Tech, 2008, 18(1): 1-3.
- [6] NESS J B. A unified approach to the design, measurement, and tuning of coupled-resonator filters[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Tech, 1998, 46(4): 343-351.
- [7] 魏强, 赵雪梅, 梁宇. 应用 Designer 和 HFSS 对微波滤波器的协同仿真[J]. 压电与声光, 2009, 31(1): 6-8. WEI Qiang, ZHAO Xuemei, LIANG Yu. Co-simulation of microwave filter with designer circuit and HFSS software[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2009, 31(1): 6-8.