

分歧波导多工器综合方法研究

秦 楚 殷新社

(中国空间技术研究院西安分院 西安 710100)

摘 要:在卫星有效载荷系统中,多工器主要用于分离和合并射频信号,对整个系统性能具有实质性影响。分歧波导多工器以其性能佳、设计紧凑、易于工程实现等优点,在应用中十分常用。传统设计方法利用软件优化技术,优化波导枝节得到理想多工器响应,鲜有直接综合方法。介绍了一种负载为复阻抗的滤波器直接综合方法,并将其应用于分歧波导多工器综合设计。利用功率波归一化理论,计算滤波器网络端接复阻抗时的目标多项式,综合迭代各通道滤波器耦合矩阵,得到满足设计指标的多工器响应。以三工器为例列出综合步骤,最后通过仿真得到响应曲线,验证了方法的可行性。

关键词:复阻抗;微波滤波器;分歧波导;多工器综合

中图分类号: TN927+.22 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 5101025

Synthesis method research of manifold multiplexer

Qin Chu Yin Xinshe

(China Academy of Space Technology (Xi'an), Xi'an 710100, China)

Abstract: In the satellite payload system, the multiplexer is mainly used to separate and combine the radio-frequency signals, which has a substantial impact on the performance of the whole system. With the good performance, compact design and easy implementation in the engineering, manifold multiplexer is commonly applied. In the traditional design method, software optimization technique is used, ideal response of the multiplexer is obtained by optimizing waveguide stub, the direct synthesis method is uncommon. A kind of direct synthesis method of filter with complex load is introduced, and applied in the design of manifold multiplexer. Through the power wave normalization theory, the objective polynomial of the filter network with complex load is calculated, then the coupling matrix of each channel filter is obtained, and the response of the multiplexer is obtained. The synthesis steps are listed by an example of triplexer. Finally, the response curves are obtained by simulation, which verified the feasibility of the method.

Keywords: complex load; microwave filter; manifold; multiplexer synthesis

1 引 言

多工器由滤波器通过不同的结构连接组成,常用结构有混合电桥耦合多工器、环形耦合多工器、定向滤波器多工器和多枝节耦合多工器,其中,多枝节耦合多工器以其设计紧凑,能实现较好的绝对插入损耗、幅值和群时延响应性能的优点,在系统中作为常用的多工器选择。根据公共端结构的不同,多枝节耦合多工器分为星形结型多工器和分歧波导多工器。在这两种滤波器的综合方面,MACCHIARELLA G等人^[1]提出了一种基于特征多项式的双工器综合方法,将其推广到星形结型多工器^[2],此方法考虑了多工器内部滤波器的互相影响,综合结果准确度

较高,但其并不适用于通道数较多的情况,且在工程实践中,星形结型多工器结构难以实现。因此,对分歧波导多工器的综合方法研究具有较高的工程实践价值。

对于分歧波导多工器,现阶段常通过软件优化技术,保持滤波器耦合参数不变,优化各段波导枝节电长度,从而得到较好的多工器响应^[3]。本文介绍了带复数负载的滤波器综合方法,并利用此方法进行分歧波导多工器综合,分析分歧波导结构特点,固定波导枝节物理长度,计算各通道复阻抗,依次综合迭代各通道滤波器,得到较为准确的多工器响应。本文中给出了三工器综合实例验证方法的有效性。

2 分枝波导结构

分枝波导多工器将各通道滤波器用分枝波导结构连接,如图1(a)所示。分枝波导有多种不同的形式,图1(c)为一种典型的结构,由传输线级联而成,这种连接方式产生了 $N+1$ 个端口,端口1为公共输入端,端口2~ $N+1$ 连接各二端口滤波器网络,传输线电长度为 $\theta_k, k=1,2,\dots,N$ [4]。

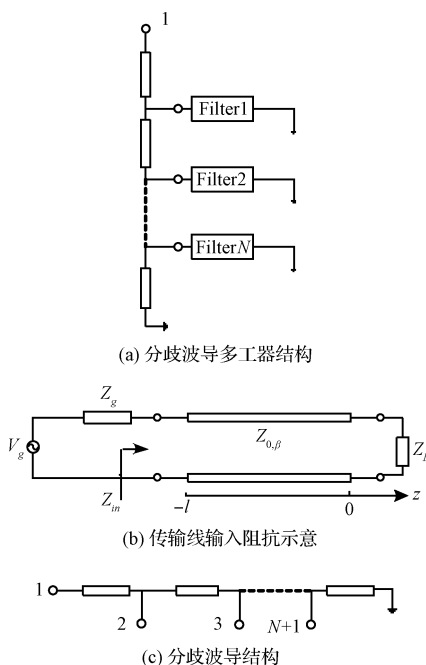


图1 分枝波导及传输线结构

传输线的输入阻抗与电长度有关,如图1(b)所示,传输线上任意一点的输入阻抗为:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\theta_k)}{Z_0 + jZ_L \tan(\theta_k)}, \quad \theta_k = \beta l \quad (1)$$

式中: Z_0 为传输线特性阻抗,为传输线上行波的电压与电流值之比,无耗传输线特性阻抗与频率无关,仅由传输线本身的分布参数决定,且为纯电阻,对于归一化网络,特性阻抗为1 [5]。 Z_L 为传输线负载阻抗, β 为相位常数,表示波传播过程中的相位变化参数, l 为传输线上点到负载处的长度。

分枝波导中的传输线长度均为多工器中心频率处波长的一半。即:

$$l = \frac{\lambda_0}{2} = \frac{v_p}{2f_0} \quad (2)$$

式中: v_p 为相速, f_0 为多工器中心频率 [6]。相位常数为:

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} = \frac{2\pi f}{v_p} \quad (3)$$

因此,传输线相位为:

$$\Phi(f) = \beta l = \frac{2\pi f}{v_p} \frac{v_p}{2f_0} = \pi \frac{f}{f_0} \quad (4)$$

3 带复数负载的滤波器综合

多工器由滤波器组成,其设计的基础是滤波器综合。在传统的滤波器直接综合方法中,一个滤波器网络的两个终端同时连接匹配的实常数负载。然而在许多应用中,滤波器网络常以一端连接实数参考阻抗,另一端连接复数负载的形式出现,如图2(a)所示。在此类情况下,由于滤波器端口不能与复阻抗相匹配,传统广义切比雪夫综合方法不能应用 [7]。因此,需要重新推导滤波器的特征多项式 E, F, P 。

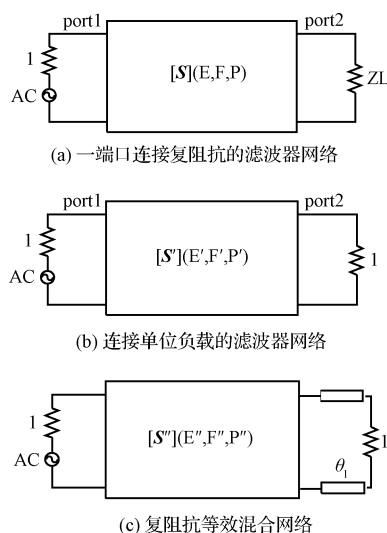


图2 连接不同终端的滤波器网络

保持滤波器网络不变,将复阻抗变为匹配实常数负载,如图2(b)所示,得到的响应不等波纹,此时的特征多项式记为 F', E', P' ,它们不全是首一(最高次项系数为1)的,无法完整描述一个滤波器的特性。根据功率波归一化理论,通过分析网络散射矩阵 $[S']$,可得多项式 $F'(s), E'(s), P'(s)$ 需要满足以下条件:

$$P'(s) = 2 \sqrt{\text{Re}(Z_L(s))} P(s) / \epsilon \quad (5)$$

$$F'(s) = (1 + Z_L(s)) F(s) - (1 - Z_L(s)^*) E(s) \quad (6)$$

$$E'(s) = (1 + Z_L(s)^*) E(s) - (1 - Z_L(s)) F(s) \quad (7)$$

式中: $Z_L(s)$ 表示复阻抗负载,*表示共轭。 E, F, P 为目标多项式。式(5)称为传输条件,式(6)称为匹配条件,式(7)称为守恒条件。

在负载和一个滤波器网络之间加入一段传输线,可以近似满足上述条件,滤波器网络由矩阵 $[S']$ 描述,传输线电长度为 θ_1 ,两端负载都为实常数,如图2(c)所示。在综合过程中,寻找一个合适的 θ_1 的值,使滤波器网络与传输线的组合满足上述条件。由此,得到一端连接复阻抗的滤波器特征多项式,根据推导出的多项式,提出负载为复阻抗的滤波器综合方法。

滤波器综合步骤如下:

1) 已知单通道滤波器阶数、回波损耗、传输零点,利用广义切比雪夫滤波器多项式综合方法,得到一组特征多项式 $E_0, F_0, P_0, \epsilon_0$, 以此作为模板,其特性满足设计要求^[8];

2) 假设滤波器网络传输零点,步骤1)中综合的滤波器传输零点以及接复阻抗的滤波器网络传输零点三者均相同,则 $P'(s) = P_0(s)$, $F(s) = F_0(s)$;

3) 根据式(5),在通带内采样,通过最小二乘法拟合得到 $P(s)$, 采样点数应高于滤波器阶数,一般情况下不应少于50个。根据传输条件知, $P(s)$ 可能与 $P'(s)$ 有相同的零点,也可能引入新的传输零点,新零点的引入可更好的反映复阻抗对网络的影响,使最小二乘法拟合的误差最小。

4) 已知 $P(s)$, $F(s)$, 可计算归一化系数 ϵ , 并且根据能量守恒公式得到 $E(s)$, 此时归一化系数 ϵ' 更新为 $\epsilon' = \epsilon$ 。

5) 已知 $E(s), F(s), P(s)$, 根据式(6), 同样通过最小二乘法拟合得到 $F'(s)$, 其阶数与 $F(s)$ 阶数相同。需要说明的是,此时 $F'(s)$ 首项系数不为1, 且其最高项系数通常为复数,可表示为 $f'_N = |f'_N| e^{j\theta_f}$ 。

6) 已知 $P'(s), F'(s), \epsilon$, 由能量守恒公式可得多项式 $E'(s)$ 的根 s_i ($E'(s)$ 第 i 个零点) 和最高项系数 e'_N 的幅值 $|e'_N|$ ^[9]。由于 $P'(s)$ 的阶数小于 $F'(s)$ 的阶数, 则有 $|e'_N| = |f'_N|$, e'_N 的相位 θ_e 可通过优化得到, 定义优化误差为:

$$error = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M |E'(j\omega_i) - f(j\omega_i)|^2} \quad (6)$$

最优的 θ_e 可使误差函数最小, 上式中 $f(j\omega_i)$ 表示守恒公式(7)等式右边在第 i 个采样频率处的函数值。

其中 $F'(s), E'(s), P'(s)$ 不是首一的, 由其定义的系统无法有效描述耦合谐振滤波器网络, 即 $\theta_e \neq \theta_f$ 。

7) 引入一组新的特征多项式 $F''(s), E''(s), P''(s)$, 与 $F'(s), E'(s), P'(s)$ 的关系如下:

$$F'(s) = \sum_{i=0}^N f'_i s^i = f'_N \sum_{i=0}^N (f'_i / f'_N) s^i = |f'_N| e^{j\theta_f} F''(s) \quad (9)$$

$$E'(s) \approx |f'_N| e^{j\theta_e} \prod_{i=1}^N (s - s_i) = |f'_N| e^{j\theta_e} E''(s) \quad (10)$$

$$P'(s) = e^{j\theta_p} P''(s) \quad (11)$$

式中: f'_i 是 $F'(s)$ 的第 i 阶项系数, 通过归一化最高阶系数 f'_N 与 e'_N , 得到 $F''(s), E''(s), P''(s)$, 其满足如下条件:

- 1) 能量守恒;
- 2) $E''(s)$ 的根分布在复平面的左半平面;
- 3) $P''(s)$ 的根关于虚轴对称;
- 4) 多项式 $F''(s), E''(s), P''(s)$ 是首一的。

因此这些参数可完整描述一个耦合谐振滤波器网络。根据散射参数关系, 匹配复阻抗的网络散射参数可表示为^[10]:

$$S'_{22} = \frac{F'(s)}{E'(s)} = \frac{|f'_N| e^{j\theta_f} F''(s)}{|f'_N| e^{j\theta_e} \cdot F''(s)} = e^{-j2\theta_f} \frac{F''(s)}{E''(s)} \quad (12)$$

$$S'_{21} = \frac{P'(s)}{\epsilon' E'(s)} = \frac{e^{j\theta_p} P''(s)}{\epsilon' |f'_N| e^{j\theta_e} \cdot F''(s)} = e^{-j\theta_p} \frac{P''(s)}{\epsilon' E''(s)} \quad (13)$$

式中: $\theta_i = (\theta_e - \theta_f)/2$, $\theta_p = (\theta_e + \theta_f)/2$, $\epsilon'' = \epsilon' |f'_N|$ 。通过上式可知, 在特定频带内匹配复阻抗的网络, 包含一个由多项式 $F''(s), E''(s), P''(s)$ 定义的理想耦合谐振滤波器与一段最优设计的传输线。传输线在负载和滤波器网络之间, 使误差函数最小且满足能量守恒条件。相位 θ_i 与频率无关, 可由一段在滤波器中心频率处的传输线电长度表示。

本节阐述了端接复阻抗的滤波器综合方法, 根据此方法得到滤波器网络的特征多项式, 由此综合出滤波器耦合矩阵。以此为核心, 可将其应用于分歧波导多工器综合。

4 分歧波导多工器综合

首先在频域内完成低通到带通的转化, 将滤波器实际频率转换到频域^[11]:

$$\Omega = \frac{f_0}{B} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (14)$$

式中: $f_0 = \sqrt{f_{1,RX} \cdot f_{2,TX}}$, $B = f_{2,TX} - f_{1,RX}$, 得到归一化后的多工器通带为 $[-1, 1]$ 。再通过线性平移伸缩变换将各滤波器带宽转换到对应的多工器区间内, 表示为:

$$Y = aX + b \quad (15)$$

将多个滤波器通过分歧波导结构连接在一起, 如图3(a)所示, 假设出通道一外当其他通道滤波器恰当设计且各端口负载匹配, 复阻抗是从通道一的滤波器与分歧波导连接的端口看向波导分支的输入阻抗, 其阻抗值随频率变化^[12]。

由于多工器综合是在低通域进行的, 因此必须对传输线相位公式进行相应变换, 由多工器频率变换公式得:

$$\frac{f}{f_0} = \frac{\Omega}{2} \frac{B}{f_0} + \sqrt{\left(\frac{\Omega B}{2f_0} \right)^2 + 1} \quad (16)$$

因此传输线相位由频率表示为:

$$\Phi(\Omega) = \pi \left(\frac{\Omega}{2} \frac{B}{f_0} + \sqrt{\left(\frac{\Omega B}{2f_0} \right)^2 + 1} \right) \quad (17)$$

由上式可知, 传输线某点处的频率变化会引起相位变化, 进而该点处的阻抗随之改变。

在进行多工器每个通道滤波器的综合迭代之前, 需计算各通道的输入阻抗。各通道之间以传输线相连, 结合传输线输入阻抗计算方法, 以三工器为例说明, 其结构如图3所示。

如图3(a)所示, 多工器网络最右端口开路, 最左端为公共端口, 所有传输线物理长度均为多工器中心频率处的半波长, 即 $\lambda_0/2$ 。多工器为归一化网络, 因此 $Z_0 = 1$ 。公共端接匹配负载, 可得单个传输线输入阻抗为:

$$Z_1(\Omega) = \frac{1}{j \tan(\Phi(\Omega))} \quad (18)$$

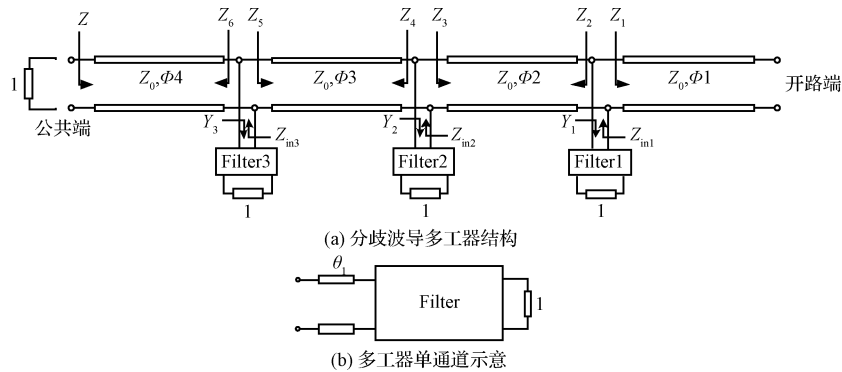


图3 多工器结构

$$Z_2(\Omega) = \frac{Z_L + j\tan(\Phi(\Omega))}{1 + j\tan(\Phi(\Omega))}, Z_L(\Omega) = 1/(1/Z_4 + Y_2) \quad (19)$$

$$Z_3(\Omega) = \frac{Z_L + j\tan(\Phi(\Omega))}{1 + j\tan(\Phi(\Omega))}, Z_L(\Omega) = 1/(1/Z_1 + Y_1) \quad (20)$$

$$Z_4(\Omega) = \frac{Z_L + j\tan(\Phi(\Omega))}{1 + j\tan(\Phi(\Omega))}, Z_L(\Omega) = 1/(1 + Y_3) \quad (21)$$

$$Z_5(\Omega) = \frac{Z_L + j\tan(\Phi(\Omega))}{1 + j\tan(\Phi(\Omega))}, Z_L(\Omega) = 1/(1/Z_3 + Y_2) \quad (22)$$

$$Z_6(\Omega) = 1 \quad (23)$$

式中: Y_1, Y_2, Y_3 为滤波器输入导纳。各通道复阻抗为两端传输线输入阻抗并联:

$$\frac{1}{Z_{in1}} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \quad (24)$$

$$\frac{1}{Z_{in2}} = \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_4} \quad (25)$$

$$\frac{1}{Z_{in3}} = \frac{1}{Z_5} + \frac{1}{Z_6} \quad (26)$$

得到各通道复阻抗后,根据上节的滤波器综合方法,计算新的特征多项式,可综合其耦合矩阵^[13],该矩阵描述

一个理想滤波器网络,此时在此滤波器与分歧波导之间产生了一小段传输线,可用电长度 θ_i 表示。单通道网络结构改变为传输线与理想滤波器串联的形式,各通道输入阻抗均发生变化,更新第1通道滤波器耦合矩阵,计算变化后的阻抗,再以相同方法综合第2通道,依次迭代综合剩余所有通道。

多工器网络公共端输入阻抗为:

$$Z(\Omega) = \frac{Z_L + j\tan(\Phi(\Omega))}{1 + j\tan(\Phi(\Omega))}, Z_L(\Omega) = 1/(1/Z_5 + Y_3) \quad (27)$$

该端口反射系数即为多工器反射系数,可表示为^[14]:

$$\Gamma = \frac{1 - Z}{1 + Z} \quad (28)$$

$$S_{11} = 20\log_{10}(\Gamma) \quad (29)$$

根据此公式可以计算多工器的回波损耗,值越小越好,一般小于-20 dB。各通道传输特性由传输参数表示,其值越大越好,一般大于-1 dB,理想值为0 dB^[15]。

5 仿真与分析

以分歧波导三工器为例,综合由3个5阶、带内最大回波损耗为-22 dB的滤波器构成的三工器,其参数设置如表1所示。

表1 三工器参数及归一化参数

滤波器通带	[2.478, 2.568]	[2.620, 2.718]	[2.799, 2.895]
对应零点	2.622	2.574	2.910
归一化通带	[-1, -0.540 9]	[-0.283 2, 0.188 6]	[0.566, 1]
归一化零点	-0.273 4i	-0.510 9i	1.066 6i

由图3(a)可知,各端口阻抗匹配,通道一向分歧波导端口的阻抗为复阻抗,随频率变换,其曲线如图4(a)所示。已知端口输入阻抗,计算特征多项式,误差函数曲线如图4(b)所示,该函数具有周期性且周期为 2π ,用一维搜索法可获得最小值,最小误差接近于零,多项式满足守恒条件,得到新的特征多项式,综合滤波器耦合矩阵。

更新通道一耦合矩阵,按照滤波器综合步骤2)与3)

中计算和综合方法,得到多工器响应如图5(a)所示。利用耦合矩阵计算滤波器输入阻抗,将其与电长度为 θ_i 的传输线串联后的阻抗代入,依次综合后面的各通道响应,得到的结果如图5(b)所示。三工器回波损耗小于-20 dB,通带内传输参数大于-1 dB,满足设计要求。

综合所有通道后,完成一次迭代。更新各通道 θ_i 的值,进行下一轮迭代,一般经过3~4次迭代即可得到较为准确的曲线。

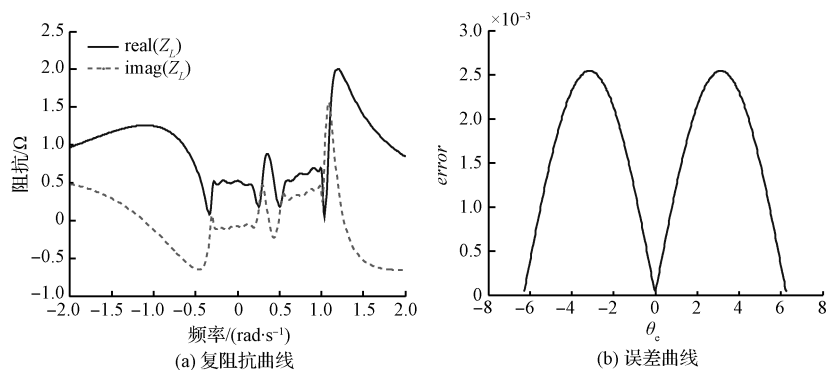


图4 仿真过程中间变量

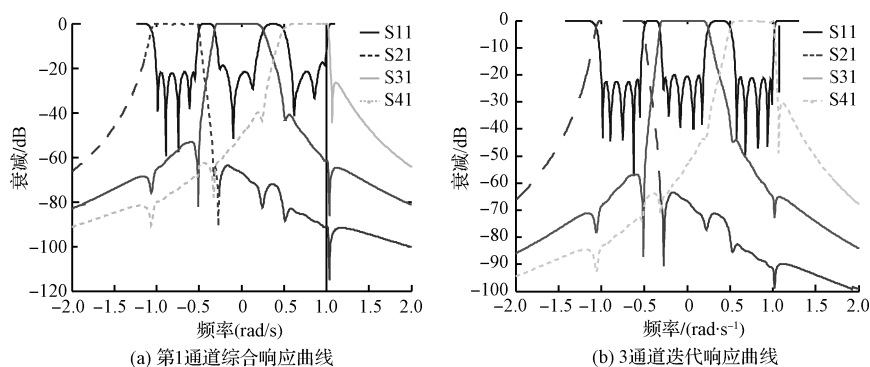


图5 多工器综合迭代结果

经3次迭代后,得到各通道滤波器耦合矩阵与传输线 电长度分别为:

$$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0.422\ 8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.422\ 8 & 0.813\ 7 & 0.185\ 4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.185\ 4 & 0.783\ 4 & 0.140\ 4 & 0.047\ 6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.140\ 4 & 0.691\ 3 & 0.141\ 8 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.047\ 6 & 0.141\ 8 & 0.777\ 3 & 0.208\ 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.208\ 0 & 0.774\ 9 & 0.506\ 7 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.506\ 7 & 0 \end{bmatrix}, \theta_1 = 0.033\ 5$$

$$\mathbf{M}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0.439\ 8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.439\ 8 & 0.026\ 5 & 0.179\ 9 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.179\ 9 & 0.038\ 0 & 0.140\ 7 & 0.054\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.140\ 7 & 0.138\ 2 & -0.142\ 9 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.054\ 0 & -0.142\ 90 & 0.040\ 2 & 0.212\ 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.212\ 0 & 0.042\ 6 & 0.510\ 2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.510\ 2 & 0 \end{bmatrix}, \theta_2 = -0.008\ 1$$

$$\mathbf{M}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0.421\ 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.421\ 2 & -0.743\ 9 & 0.163\ 3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.163\ 3 & -0.766\ 3 & 0.109\ 9 & 0.081\ 7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.109\ 9 & -0.917\ 6 & 0.110\ 8 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.081\ 7 & 0.110\ 8 & -0.769\ 8 & 0.187\ 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.187\ 1 & -0.772\ 3 & 0.472\ 4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.472\ 4 & 0 \end{bmatrix}, \theta_3 = 0.032\ 6$$

6 结 论

本文介绍了一种负载为复阻抗的滤波器直接综合方法,并将其应用在分歧波导多工器设计中。基于功率波归一化理论,得到反映滤波器网络端接复阻抗时目标多项式的计算方法,该网络可由一个理想的滤波器网络和一段传输线组成的电路模型近似等效,通过一维搜索找出传输线电长度的最优值逼近匹配条件,得到滤波器的准确响应。将此方法应用于分歧波导多工器设计,明确分歧波导结构,计算各通道的输入阻抗,以其为复阻抗负载,依次综合迭代各通道滤波器的耦合矩阵,最终得到准确的多工器响应。Macchiarella 提出的方法针对多工器整体综合,受计算精度影响较大,通道数受到限制,本文方法依次综合各通道,减少了计算量,通道可扩展性更佳,并且应用于分歧波导多工器时,无需再进行优化,减少了工作量。文中以三工器为例,通过仿真得到三工器散射参数曲线与各通道耦合参数,验证了本文方法的有效性。

参 考 文 献

- [1] MACCHIARELLA G, TAMIAZZO S. Synthesis of diplexers based on the evaluation of suitable characteristic polynomials[C]. In IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2006:111-114.
- [2] MACCHIARELLA G, TAMIAZZO S. Synthesis of star-junction multiplexers [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(12): 3732-3741.
- [3] CAMERON R J, MANSOUR R, KUDSIA C M. Microwave filters for communication systems: fundamentals, design and applications[M]. John Wiley & Sons, Inc, 2007: 418-428.
- [4] MACCHIARELLA G, TAMIAZZO S. Polynomial design of manifold multiplexers [C]. In Microwave Symposium Digest (MTT), 2011: 1-4.
- [5] 梁昌洪, 谢拥军, 官伯然. 简明微波[M]. 北京: 高等教育出版社. 2006.
- [6] 廖承恩, 唐璞, 薛正辉, 等. 微波技术基础 [M]. 北京: 科学出版社. 2009.
- [7] WU K L, MENG W. A direct synthesis approach for microwave filters with a complex load and its application to direct diplexer design [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2007, 55(5): 1010-1017.
- [8] MENG H, WU K L. Direct optimal synthesis of microwave bandpass filters with a general loading effect[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2013, 61(7): 2566-2573.
- [9] 王一凡. 广义切比雪夫滤波器设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2007.
- [10] ZHAO P, WU K L. An Iterative and analytical approach to optimal Synthesis of a multiplexer With a Star-Junction [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014, 62(12): 3362-3369.
- [11] 柳舒, 刘祖深, 赵润年, 魏志强. 一种新型微带开环滤波器的设计[J]. 电子测量技术, 2011, 34(7): 24-33.
- [12] MENG M, WU K L. Direct synthesis of general Chebyshev bandpass filters with a frequency variant complex load [C]. Proceeding of 2010 International Microwave Symposium, 2010:433-436.
- [13] 王烁, 姚振东. 交叉耦合腔体滤波器的设计与实现[J]. 电子测量技术, 2009, 32(7): 53-57.
- [14] 窦建华, 许兰天, 杨学志. 测量匹配网络 S 参数的转换模型[J]. 电子测量与仪器学报, 2011, 25(2): 191-196.
- [15] 贾建科. 基于 MWO 的 Wilkinson 功率分配器的研究与设计 [J]. 国外电子测量技术, 2012, 31(8): 58-60.

作 者 简 介

秦楚, 1990 年出生, 女, 陕西西安人, 硕士研究生在读, 主要研究方向为空间微波技术。

E-mail: 1214175286qc@sina.com