

一种新型的毫米波紧凑波导双工器*

曹卫平^{1,2}, 林光华¹, 李思敏²

(1. 桂林电子科技大学 信息与通信学院, 广西 桂林 541004;

2. 电子科技大学 应用物理研究所, 四川 成都 610054)

摘要: 利用电路等效分析法结合全波建模提出具有宽带工作特性的改进型 H 面 T 型结。结合交叉耦合原理和一腔多模理论, 通过 S 参数的多项式综合和矩阵消零的方法提取滤波器耦合矩阵。设计了新型结构的双模交叉耦合毫米波双工器。测试结果表明, 相比于传统的单模直接耦合双工器, 这种双工器不但尺寸更加紧凑, 而且具有更好的频率选择性及隔离度等优点。

关键词: 波导; H 面 T 型结; 交叉耦合; 双模滤波器; 双工器

中图分类号: TN713

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2011)11-0060-03

A novel millimeterwave compact waveguide diplexer

Cao Weiping^{1,2}, Lin Guanghua¹, Li Simin²

(1. School of Information and Communication, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China;

2. Institute of Applied Physics, University of Electronic Science and Technology, Chengdu 610054, China)

Abstract: Using circuit model analysis and full-wave method, an improved H-plane rectangular waveguide T-junction with broadband property is proposed. Based on the principle of cross-coupling and theory of multimode cavity, the coupling matrix is generated by using polynomial synthesis of S-parameter and matrix reduction. Then, a millimeterwave compact waveguide diplexer with dual-mode cross-coupled filters is designed and optimized in this paper. The experimental results reveal that the new diplexer has its advantages of compacter size, higher selectivity and isolation, compared with traditional ones with single mode direct coupled filters.

Key words: waveguide; H-plane T-junction; cross-coupling; dual-mode filter; diplexer

毫米波双工器^[1]是一种用于把两路不同频段的信号分开或合并的三端口器件。它由两个带通滤波器和一个连接元件组成, 被广泛应用于毫米波通信、卫星通信等多种领域。随着毫米波技术的发展, 毫米波系统对双工器的频率选择性、两通道之间的隔离度以及尺寸的小型化等性能都提出更高的要求。因此, 设计高性能小型化毫米波双工器具有非常重要的意义。

在传统的通道滤波器设计中, 常采用切比雪夫或巴特沃斯函数逼近并进行直接耦合。为了得到好的频率选择性只能增加滤波器的阶数, 这明显增加了滤波器的体积和重量, 不能满足小型化的要求。对此, 在双工器通道滤波器设计中, 通过结合交叉耦合理论和一腔多模技术实现具有广义切比雪夫函数响应的双模滤波器, 不但提高了双工器的频率选择性能, 同时也实现了双工器的小

型化。

1 设计理论

1.1 传输零点分析和耦合矩阵综合

根据电路网络理论, 双端口网络特性可以描述为:

$$S_{11}(\omega) = F_N(\omega)/E_N(\omega), S_{21}(\omega) = P_N(\omega)/\varepsilon E_N(\omega) \quad (1)$$

其中, ω 是实频率, ε 是等波纹系数。由能量守恒: $s_{11}^2 + s_{21}^2 = 1$, 于是有:

$$s_{21}^2(\omega) = \frac{1}{(1+j\varepsilon C_N(\omega))(1-j\varepsilon C_N(\omega))} \quad (2)$$

其中, $C_N = F_N(\omega)/P_N(\omega)$ 为 N 阶广义切比雪夫函数, 其定义为:

$$C_N(\omega) = \cos \left[\sum_{n=1}^N \cosh^{-1}(x_n) \right] \quad (3)$$

其中, $x_n = (\omega - 1/\omega_n)/(\omega - \omega_n)$, $j\omega = s_n$ 是复平面上第 n 个传输零点位置。

* 基金项目: 国家自然科学基金(61071018)

由任意二端口无耗滤波器网络 S 参数多项式(1), 可建立一个源和负载阻抗均归一化为 1Ω 的二端口滤波网络, 其导纳参数矩阵 Y_N 元素度 y_{21} 和 y_{22} 的表达式为:

$$y_{21}(s) = \begin{cases} \frac{y_{21n}(s)}{y_d(s)} = \frac{P_N(s)/\varepsilon}{m_1(s)}, y_{22}(s) = \frac{y_{22n}(s)}{y_d(s)} = \frac{n_1(s)}{m_1(s)}, N \text{ 为偶数} \\ \frac{y_{21n}(s)}{y_d(s)} = \frac{P_N(s)/\varepsilon}{n_1(s)}, y_{22}(s) = \frac{y_{22n}(s)}{y_d(s)} = \frac{m_1(s)}{n_1(s)}, N \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (4)$$

其中:

$$\begin{aligned} m_1(s) &= \text{Re}(e_0+f_0) + j \text{Im}(e_1+f_1)s + \text{Re}(e_2+f_2)s_2 + \dots \\ n_1(s) &= j \text{Im}(e_0+f_0) + \text{Re}(e_1+f_1)s + j \text{Im}(e_2+f_2)s^2 + \dots \end{aligned} \quad (5)$$

然后进一步求出留数 r_{21k} 、 r_{22k} 和特征值 λ_k , 于是整个网络的导纳矩阵用留数矩阵可以表示为:

$$Y_N = \begin{bmatrix} y_{11}(s) & y_{12}(s) \\ y_{21}(s) & y_{22}(s) \end{bmatrix} = j \begin{bmatrix} 0 & K_0 \\ K_0 & 0 \end{bmatrix} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{(s-j\lambda_k)} \begin{bmatrix} r_{11k} & r_{12k} \\ r_{21k} & r_{22k} \end{bmatrix} \quad (6)$$

结合电路网络的环路方程: $[jM+sI+R] \cdot [i_1, i_2, i_3, \dots, i_n]^T = e_i [1, 0, 0, \dots, 0]^T$, 可得:

$$y_{21}(s) = j \sum_{k=1}^N \frac{T_{Mk} \cdot T_{1k}}{\omega - \lambda_k}, y_{22}(s) = j \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk}^2}{\omega - \lambda_k} \quad (7)$$

其中, M 是关于主对角元素对称的矩阵, 可以找到单位正交矩阵 T 使得满足: $-M = T\Lambda T^T$ 。对角阵 $\Lambda = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_n]$ 的元素 λ_i 是式(7)的特征值。经过进一步计算确定 T_{1k} 、 T_{Nk} , 并由 T_{1k} 、 T_{2k} 和本征值 λ_i , 进而构造出 $N+2$ 阶耦合矩阵:

$$M = \begin{bmatrix} T_{1,1} & \dots & T_{1,k} & \dots & T_{1,N-1} & T_{1,N} \\ T_{1,1} & -\lambda_1 & & & & T_{N,1} \\ \dots & & \dots & & & \dots \\ T_{1,k} & & -\lambda_k & & & T_{N,k} \\ \dots & & & \dots & & \dots \\ T_{1,N-1} & & & -\lambda_{N-1} & & T_{N,N-1} \\ T_{1,N} & & & -\lambda_N & & T_{N,N} \\ T_{N,1} & \dots & T_{N,k} & \dots & T_{N,N-1} & T_{N,N} \end{bmatrix} \quad (8)$$

1.2 双模滤波器设计理论

双模波导滤波器通常是由对称的滤波器单元级联构成^[2], 为了使设计出的通道滤波器具有更好的带外抑制性能以及使双工器具有更加紧凑的尺寸, 本文提出非对称结构的滤波器单元, 如图 1 所示。可以看出, 该对称滤波器单元是由两个凋落模耦合波导连接在谐振腔的两个相邻边上构成。谐振腔的长、宽和高分别为 a 、 l 和 b 。

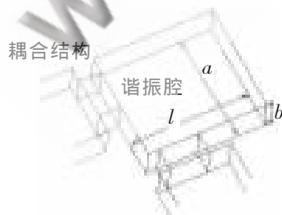


图 1 非对称滤波器单元

凋落模耦合波导可激励出两个相互正交耦合的工作模式, 当它们幅度相同且相位相差 180° 时, 就引入了一个传输零点。在滤波器设计中, 根据设计指标进行矩阵综合得出耦合矩阵后, 就可以利用软件对耦合结构进行参数提取, 最终确定耦合结构

的尺寸。由耦合理论可知, 通过改变耦合波导的位置及宽度可获得正耦合与负耦合。

由矩形谐振腔内场分布相关理论^[3], 得出矩形谐振腔的谐振频率和谐振波长为:

$$\begin{aligned} f_0 &= \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{s}{b}\right)^2 + \left(\frac{n}{l}\right)^2} \\ \lambda_0 &= 2 \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{s}{b}\right)^2 + \left(\frac{n}{l}\right)^2} \end{aligned} \quad (9)$$

可知当 m 、 s 、 n 不完全相同时, 谐振波长也可能相同并且同时存在腔体内, 称为简并模式。令高度 $b=0$, 那么在高度 b 方向上的特征值 $n=0$ 。并设两个模式 TE_{m0n} 和 TE_{p0q} 的场具有相同的谐振频率, 若波数 $k_c =$

$$\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{l}\right)^2}, \text{ 则可得以下等式: } \quad (10)$$

$$(m\pi/a)^2 + (n\pi/l)^2 = (p\pi/a)^2 + (q\pi/l)^2$$

式(10)中, $\frac{a}{l} = \sqrt{\frac{m^2 p^2}{q^2 - n^2}}$

选取矩形波导谐振腔的工作模式为 TE_{102} 和 TE_{201} 模, 根据上面的关系式计算出谐振腔的尺寸为:

$$a = l = c \sqrt{(m/k_c)^2 + n^2} / (2f) \approx 1.118c/f \quad (11)$$

实际中谐振腔的两边长度稍有不等, 当 a 与 l 比值适当变化时, 可以将传输零点从通带右侧移动到左侧^[4]。

图 2 是非对称滤波器单元的 S 参数仿真曲线, 可以看出它的传输零点在通带右侧。在双工器设计中, 为了使两个滤波器通道之间具有更高的隔离度, 可通过调整 a 与 l 的比值使滤波器 1 的滤波单元传输零点都在通带右侧, 而滤波器 2 的滤波单元传输零点都在通带左侧。

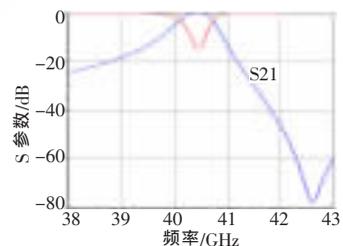


图 2 非对称滤波器单元仿真曲线

图 2 是非对称滤波器单元的 S 参数仿真曲线, 可以看出它的传输零点在通带右侧。在双工器设计中, 为了使两个滤波器通道之间具有更高的隔离度, 可通过调整 a 与 l 的比值使滤波器 1 的滤波单元传输零点都在通带右侧, 而滤波器 2 的滤波单元传输零点都在通带左侧。

2 设计实例

2.1 设计要求

双工器通道滤波器 1 的中心频率为 40.5 GHz, 带宽为 500 MHz; 通道滤波器 2 的中心频率为 42.5 GHz, 带宽为 500 MHz; 滤波器带内插损小于 1.5 dB, 两通道的隔离度大于 70 dB。

2.2 T 型结设计

T 型接头是一种可用作功率分配/合成的最简单的三端口网络器件, 由微波网络理论可知 T 型结不可能做到三个端口同时匹配, 接头处存在与不连续性有关的边缘场和高次模而产生等效电抗。为了减少由波导不连续性导致的失配和损耗, 往往在 T 结中插入金属圆柱或者金属膜片^[5-6]。但这种方法设计出的 T 型结不但工作频带窄, 而且调配难度大、加工成本高, 因此本文在经过等

网络与通信 Network and Communication

效电路分析和软件优化之后确定出一种新型的 H 面 T 型结,在功分支底部和共同分支侧边分别加上匹配矩形金属柱,如图 3 所示。经过仿真优化后得到尺寸为: $c1=2.14$, $k1=1.42$, $c2=2.3$, $k2=0.55$, $h=2.83$ (单位: mm)。图 4 是改进型 H 面 T 型结的仿真曲线,由图可以看出其具有端口匹配良好、工作宽频带及易于加工等优点。

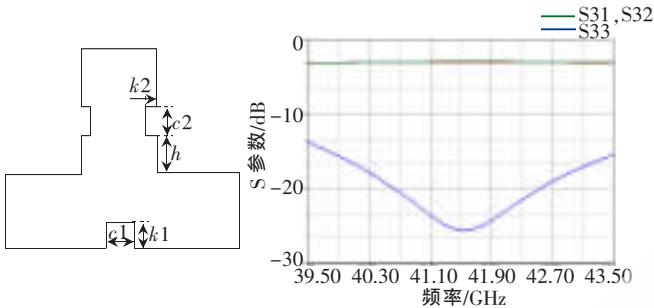


图 3 改进型 H 面 T 型结

图 4 H 面 T 型结仿真结果

2.3 双工器设计及结果分析

根据设计指标,在确定滤波器逼近函数的阶数、零点个数和波纹特性等参数后进行矩阵综合,得出耦合矩阵,然后使用 HFSS 软件对耦合结构进行参数提取以确定出耦合结构的初始尺寸;同时根据式(11)得出谐振腔的初始尺寸。最终得出两个通道带通滤波器的结构如图 5 所示,其参数(单位: mm):

通道滤波器 1: $a1=a2=7.845$, $l1=7.851$, $l2=7.868$, $off1=off2=off3=1$, $t1=t3=1$, $t2=4.22$, $d1=d3=3.03$, $d2=3.06$ 。

通道滤波器 2: $a1=a2=7.717$, $l1=7.435$, $l2=7.433$, $off1=off2=off3=1$, $t1=t3=1$, $t2=2.7$, $d1=d3=2.84$, $d2=2.56$ 。

在通道滤波器设计好之后,把它们与上述 H 面 T 型结连接起来,得到双工器的总体结构,实物如图 6 所示。

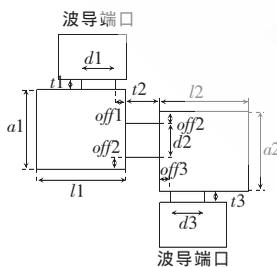


图 5 滤波器结构图

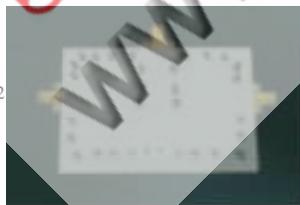


图 6 双模波导双工器

图 7 是双工器 S 仿真和测试对比曲线,可以看出,测试与仿真结果良好吻合,两个通带内插损均小于 1.2 dB,带内波纹小于 1 dB,两通道之间的隔离度大于 70 dB,各项指标均满足设计要求。

本文根据一腔多模理论和交叉耦合滤波器设计原理,分析设计具有广义切比雪夫函数响应的双模滤波器,通过将采用改进结构的 T 型波导功分器和新型结构

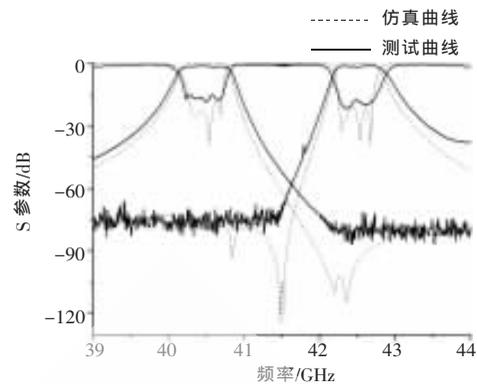


图 7 双工器仿真与测试曲线

的波导双模滤波器相结合,实现了高性能紧凑型的毫米波双工器,为设计紧凑高性能的毫米波双工器提供了一种思路。

参考文献

- [1] KIRILENKO A A, SENKEVICH S L. Waveguide diplexer and multiplexer design[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1994, 42(7):1393-1396.
- [2] Liang Jifuh, Liang Xiaopeng, ZAKI K A, et al. Dual-mode dielectric or air-filled rectangular waveguide filters[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, July, 1994, 42(7):1330-1336.
- [3] GUGLIELMI M, MOLINA R C, MELCON A A. Dual-mode circular waveguide filters without tuning screws [J]. IEEE Microwave and Guidewave Letters, Nov, 1992(2):457-458.
- [4] Huang Tsunghui, Chang Chinsheng, Chen Hanjan, et al. Simple method for A K-band SIW filter design mode quasi-elliptic function response [J]. Microwave and optical Technology Letters, 2007, 49(6):1246-1248.
- [5] Wu Keli, Wang Haiyin. A rigorous modal analysis of H-plane waveguide T-junction loaded with a partial-height post for wide-band applications [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory And Tech, MAY, 2001:49(5).
- [6] Li Bozhi, Gao Benqing. H-plane rectangular waveguide T-junction with fractal irises [C]. 2004 4th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings, ZCMMT, 2004:18-21.

(收稿日期:2011-01-05)

作者简介:

曹卫平,男,1971年生,博士,副教授,主要研究方向:微波与毫米波电路、宽带电小天线、智能天线。

林光华,男,1985年生,硕士研究生,主要研究方向:微波毫米波电路。

李思敏,男,1963年生,博士,教授,主要研究方向:无线微波、电路、电磁脉冲通信系统和电磁场。