

文章编号: 1672-2892(2011)06-0718-04

带倒角的波导 H 面阶梯滤波器分析及设计

陆彬, 周邦华, 吕立明

(中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621900)

摘要: 采用模式匹配法分析了 H 面阶梯的散射矩阵, 通过等效电路法得到耦合系数以及等效电长度。为了将加工中倒角的影响考虑在内, 使用阶梯近似, 采用 S 矩阵级联的方法计算 H 面阶梯波导滤波器加工过程中倒角后阶梯的阻抗变换器值, 并通过设计例子来验证该方法的有效性。

关键词: 模式匹配; 波导滤波器; 倒角不连续性

中图分类号: TN713^{+.1}

文献标识码: A

Analysis and design of milled H-plane waveguide filter

LU Bin, ZHOU Bang-hua, LV Li-ming

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621900, China)

Abstract: Mode match method is introduced to analyze the scattering matrix of H-plane step. The coupling coefficients and equivalent electronic length of the discontinuity are obtained by calculating its equivalent circuit. Owing to the difficulty of manufacturing right corners, milling technology is adopted and its influence on filter design stage is considered by the introduction of equivalent circuit of inverter. Using ladder approximation and S matrix-cascade, the value of stepped impedance transformer during the processing of H-plane stepped waveguide filter is calculated. A design example is given to validate this method.

Key words: mode match method; waveguide filter; milling discontinuity

H 面阶梯波导滤波器因性能优良得到广泛的应用。采用模式匹配法来分析、设计波导滤波器的文献也早有报道。然而, 这些方法都是基于波导不连续性的直角转弯来分析的, 而直角转弯在实现加工中有一定的难度, 因此一般都引入一定的倒角^[1], 该倒角的引入使得传统矩形波导模式匹配法无法精确计算这类结构的 S 参数, 而采用边界轮廓模式匹配方法^[2]可以精确分析此结构。本文采用一种阶梯折线近似方法来近似倒角圆弧, 当近似的线段取得较多时, 也能得到准确的结果。

1 波导 H 面阶梯不连续性分析

波导 H 面阶梯不连续性结构见图 1。阶梯的不连续性仅发生在 x 方向。假设激励模式仅有主模 TE₁₀ 模。I 区的电场 E_y^I 和磁场 H_x^I 表达式^[3]可表示为:

$$\begin{aligned} E_y^I &= \sum_{m=1}^M G_m^I \sin \frac{m\pi x}{a} \left(F_m^I e^{-jk_{zm}^I z} + B_m^I e^{jk_{zm}^I z} \right) \\ H_x^I &= -\sum_{m=1}^M G_m^I Y_m^I \sin \frac{m\pi x}{a} \left(F_m^I e^{-jk_{zm}^I z} - B_m^I e^{jk_{zm}^I z} \right) \end{aligned} \quad (1)$$

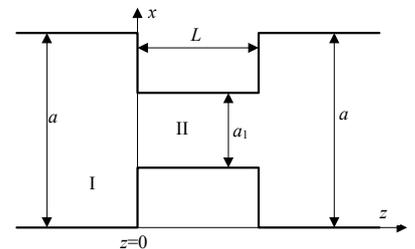


Fig.1 H plane discontinuity
图 1 H 面不连续性

式中: m 为模式数; $G_m^I = 2 \sqrt{\frac{1}{abY_m^I}}$; b 为波导高度; $Y_m^I = k_{zm}^I / \omega\mu$; $k_{zm}^I = \begin{cases} \sqrt{\omega^2 \mu\epsilon - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2}, & \text{传播模式} \\ -j\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \omega^2 \mu\epsilon}, & \text{衰减模式} \end{cases}$; ω 为角频

率; μ 为磁导率; ε 为介电常数; F_m^I 和 B_m^I 分别为 I 区前向、后向归一化模式电压幅度。同理可得到 II 区的场表达式。

$$\begin{aligned} E_y^{\text{II}} &= \sum_{n=1}^N G_n^{\text{II}} \sin\left[\frac{n\pi}{a}\left(x - \frac{a-a_1}{2}\right)\right] \left(F_n^{\text{II}} e^{-jk_{zn}^{\text{II}}z} + B_n^{\text{II}} e^{jk_{zn}^{\text{II}}z}\right) \\ H_x^{\text{II}} &= -\sum_{n=1}^N G_n^{\text{II}} Y_n^{\text{II}} \sin\left[\frac{n\pi}{a}\left(x - \frac{a-a_1}{2}\right)\right] \left(F_n^{\text{II}} e^{-jk_{zn}^{\text{II}}z} - B_n^{\text{II}} e^{jk_{zn}^{\text{II}}z}\right) \end{aligned} \quad (2)$$

式中: n 为模式数; $k_{zn}^{\text{II}} = \begin{cases} \sqrt{\omega^2 \mu \varepsilon - \left(\frac{n\pi}{a_1}\right)^2}, & \text{传播模式} \\ -j\sqrt{\left(\frac{n\pi}{a_1}\right)^2 - \omega^2 \mu \varepsilon}, & \text{衰减模式} \end{cases}$; $G_n^{\text{II}} = 2\sqrt{\frac{1}{abY_n^{\text{II}}}}$; $Y_n^{\text{II}} = k_{zn}^{\text{II}}/\omega\mu$ 。 F_n^{II} 和 B_n^{II} 分别为 II 区前向、

后向归一化模式电压幅度。

在 $z=0$ 处, 场分量满足边界条件:

$$\begin{aligned} E_y^I &= \begin{cases} 0 & 0 < x < \frac{a-a_1}{2}, \quad \frac{a+a_1}{2} < x < a \\ E_y^{\text{II}} & \frac{a-a_1}{2} < x < \frac{a+a_1}{2} \end{cases} \\ H_x^I &= H_x^{\text{II}} \quad \frac{a-a_1}{2} < x < \frac{a+a_1}{2} \end{aligned} \quad (3)$$

将式(1)和式(2)代入式(3), 并在边界积分可得波导阶梯的不连续性散射矩阵, \mathbf{I} 为单位矩阵:

$$\begin{aligned} S_{11} &= [L_E L_H + \mathbf{I}]^{-1} [L_E L_H - \mathbf{I}] & S_{12} &= 2[L_E L_H + \mathbf{I}]^{-1} L_E \\ S_{21} &= L_H [\mathbf{I} - S_{11}] & S_{22} &= \mathbf{I} - L_H S_{12} \\ L_{Emn} &= 2\sqrt{\frac{k_{zm}^I}{a_1 a k_{zn}^{\text{II}}}} \int_{\frac{a-a_1}{2}}^{\frac{a+a_1}{2}} \sin\frac{m\pi x}{a} \sin\left[\frac{n\pi}{a}\left(x - \frac{a-a_1}{2}\right)\right] dx = L_{Hmn} \end{aligned} \quad (4)$$

2 波导倒角圆弧近似及等效电路

在加工过程中很难加工图 1 所示的结构, 因此一般在外直角处倒一定大小的圆弧, 见图 2(a)。设倒角半径为 R , 对于图 2(a)可以采用边界轮廓模式匹配方法得到散射矩阵, 同时也可以近似用一系列的小阶梯波导来近似^[1], 见图 2(b), 采用折线来近似圆弧段, 将折线等效为 H 面不连续性, 计算各折线的散射矩阵并用级联的方法可以得到整个结构的散射矩阵。

图 2(a)为 H 面的不连续性, 可采用集中元件来等效。它的 T 型等效电路、K 型等效电路^[4]见图 3。根据电路理论采用 ABCD 矩阵可以得到图 3(a)与 H 面阶梯的等效参数为:

$$\begin{cases} jX_S = \frac{1 + S_{11} - S_{12}}{1 - S_{11} + S_{12}} \\ jX_P = \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})^2 - S_{12}^2} \end{cases} \quad (5)$$

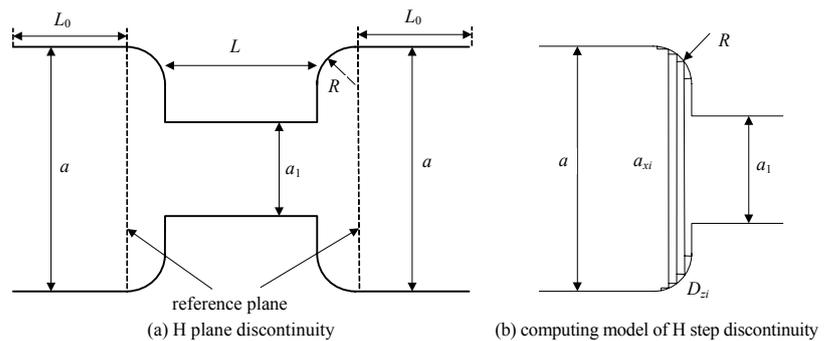


Fig.2 Manufacture geometry of H step discontinuity
图 2 H 面不连续性的加工图形

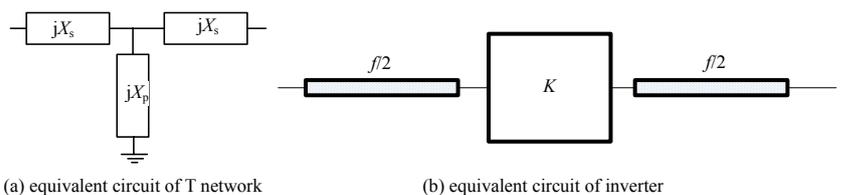


Fig.3 Equivalent circuit of H plane discontinuity
图 3 H 面不连续性的等效电路

图 3(a)和图 3(b)之间的等效电路同样可以采用 ABCD 矩阵方法来等效, 其等效参数的计算公式为:

$$\begin{cases} \phi = -\arctan(2X_p + X_s) \\ K = \left| \tan\left(\frac{\phi}{2} + \arctan X_s\right) \right| \end{cases} \quad (6)$$

由 H 面阶梯的不连续性计算公式以及折线近似方法可以计算出图 2(a)耦合结构的 S 参数, 将 S 参数参考平面移至图 2(a)的位置(去除了衰减高次模而加入的波导 L_0), 由式(5)和式(6)可以得到图 3(b)所示的等效电路, 即耦合系数以及等效电长度。该电长度可以并入谐振腔的电长度中, 因此实际两耦合结构之间的电长度可由 $\theta_k = \pi - (\phi_k + \phi_{k+1})/2$ 计算出(TE101 模)。

3 设计实例及结果

设计中心频率为 5.787 5 GHz, 带宽为 0.125 GHz (WLAN 网络)的 5 阶滤波器, 回波损耗为 23 dB。考虑到波导的色散效应^[4], 相应带宽有所增加, 最后得到耦合系数为 $KS1=0.236 9, K12=0.044 8, K23=0.032 0, K34=0.032 0, K45=0.044 8, K5L=0.236 9$ 。耦合结构采用图 2(a)结构, 为了衰减高次模而引入的波导长度 $L_0=10$ mm, 中间波导膜片长度 $L=4$ mm 固定, 圆弧采用 20 段近似, 其他参数为 $a=47.55$ mm, $b=22.15$ mm, $r_{\text{fillet}}=1.5$ mm, 模式数 $M=30$, 计算中心频率为 5.787 5 GHz, 通过扫不连续性的宽边 a_1 来得到想要的耦合系数、耦合宽度以及等效电长度, 见图 4, 计算出滤波器的耦合窗宽度见表 1, 相应的谐振腔的长度见表 2。最后的计算结果与 HFSS 的仿真结果见图 5, 其中倒角为 1.5 mm, 分别采用 10 段圆弧过渡的结果 S_{11-10}, S_{21-10} 以及 20 段圆弧过渡的结果 S_{11-20}, S_{21-20} , 所得到的结果没太大差别。即采用小倒角圆弧过渡时, 10 段过渡已经能够满足要求。同时模式匹配的结果与 HFSS 的仿真结果很近似, 进一步验证了此方法的可行性与正确性。

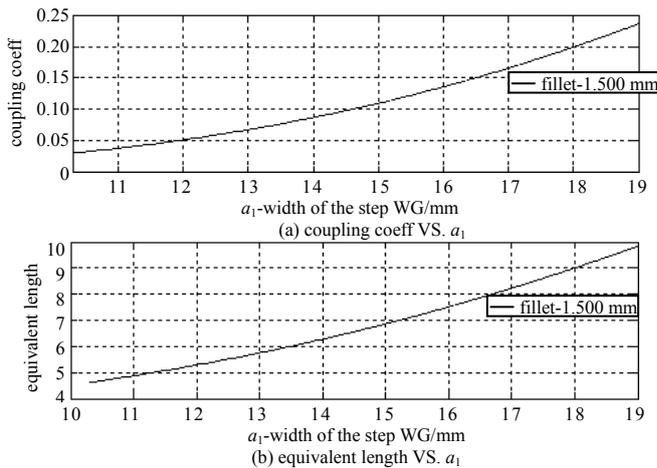


Fig.4 Coupling coefficients and equivalent length, width of step
图 4 耦合系数等效电长度与波导不连续的宽度

表 1 滤波器的耦合系数及其结构参数

coupling coefficient	Iris length $L=4$ mm, radius of milling $r_{\text{fillet}}=1.5$ mm	
	width/mm	equivalent length/mm
$KS1=0.236 9$	19.00	9.826
$K12=0.044 8$	11.53	5.083
$K23=0.032 0$	10.48	4.679
symmetry		

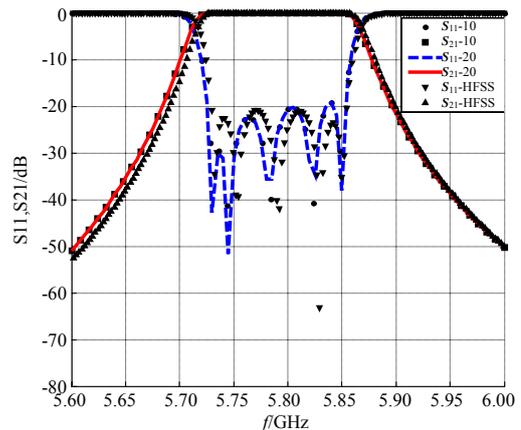


Fig.5 Simulation results
图 5 仿真结果

表 2 滤波器谐振器长度

cavity number	$\lambda_{g0}/2=30.883$ mm	
	cavity length/mm	
1	$23.429+2 \times r_{\text{fillet}}$	
2	$26.002+2 \times r_{\text{fillet}}$	
3	$26.204+2 \times r_{\text{fillet}}$	
symmetry		

4 结论

带倒角的不连续性不但可以采用边界轮廓模式匹配方法来精确计算, 而且也可以采用折线段近似的方法来计算。通过模式匹配方法得到 H 面阶梯的不连续性散射矩阵, 再采用 S 参数级联, 将圆弧段分成许多小段的不连续性来近似, 得到倒圆弧结构的耦合系数, 进一步用等效电路方法来计算耦合系数、等效电长度。计算表明, 在小倒角的情况下, 采用 10 段近似已可以取得很好的结果。

参考文献:

- [1] Bornemann J. Design of waveguide filters without tuning elements for production-efficient fabrication by milling[C]// Microwave Conference. Taipei:[s.n.], 2001,2:759-762.
- [2] Reiter J M, Arndt F. A boundary contour mode-matching method for the rigorous analysis of cascaded arbitrarily shaped H-plane discontinuities in rectangular waveguides[J]. Microwave and Guided Wave Letters, 1992,2(10):403-405.
- [3] 刘渝. 波导 E 面金属膜片的分析及其在滤波器设计中的应用[J]. 电子科技, 2005(9):45-48.
- [4] Bui L Q, Ball D, Itoh T. Broad-band millimetre-wave E-plane bandpass filters[J]. IEEE Trans. Microwave. Theory Tech., 1984, 32(12):1655-1658.

作者简介:



陆 彬(1985-), 男, 重庆市人, 在读硕士研究生, 从事毫米波电路设计.email:shirelyubin@sina.com.

周邦华(1954-), 男, 四川省彭州县人, 研究员, 从事微波技术和再入遥测技术方面的研究.

吕立明(1980-), 男, 河北省肃宁县人, 从事微波电路设计.

(上接第693页)

- [6] Vasegh N, Khellat F. Projective synchronization of chaotic time-delayed systems via sliding mode controller[J]. Chaos, Solitons and Fractals, 2009,42(2):1054-1061.
- [7] Chen M, Chen W H. Robust adaptive neural network synchronization controller design for a class of time delay uncertain chaotic systems[J]. Chaos, Solitons and Fractals, 2009,41(5):2716-2724.
- [8] Nana B, Wofo P, Domngang S. Chaotic synchronization with experimental application to secure communications[J]. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, 2009,14(5):2266-2276.
- [9] Wang X Y, Wang M J. A chaotic secure communication scheme based on observer [J]. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, 2009,14(4):1502-1508.
- [10] Fang Tang. An adaptive synchronization strategy based on active control for demodulating message hidden in chaotic Signals[J]. Chaos, Solitons and Fractals, 2008,37(4):1090-1096.
- [11] Li Demin, Wang Zidong, Zhou Jie, et al. A note on chaotic synchronization of time-delay secure communication systems[J]. Chaos, Solitons and Fractals, 2008,38(4):1217-1224.
- [12] Hardy G, Littlewood J E, Polya G. Inequalities Cambridge[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 1952.

作者简介:



陈水忠(1980-), 浙江诸暨人, 在读硕士研究生, 工程师, 研究方向为光电综合、混沌保密通信.email:chensz613@163.com.