

波导 E 面分支定向耦合器的改进 模匹配和网络分析*

徐善驾 王峰

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系 合肥 230027)

摘要 本文用多模网络理论与严格场匹配相结合的方法,对波导 E 面分支定向耦合器作了分析。在分析过程中将电磁场分量用各次 LSE^{*} 模叠加来展开,而不是用 TE 模和 TM 模来展开。同时通过模匹配将场的问题转化成网络的问题来处理。这样本文方法在不影响计算精度的情况下,具有运算量小,清晰简捷的优点。

关键词 波导 E 面分支,定向耦合器,模匹配,多模网络理论

1 引言

波导分支定向耦合器作为一种重要的微波元件,具有频带宽,加工方便和可用于大功率工作等优点,在波导网络中具有重要作用。对该定向耦合器的分析工作,已经取得了大量成果。1982年, F. Arndt^[1] 采用模匹配方法,考虑截止模的影响,用散射参数级联的方法,取得了与实验相当吻合的结果。

在采用模匹配方法分析波导 E 面分支定向耦合器的过程中,对 E 面阶梯不连续性的分析是最重要的一步,传统上是采用 TE-TM 模方法^[2]: 假设 TE₁₀ 波入射,在不连续性处,将产生 TE_{1n} 和 TM_{1n} 模,这样进行场匹配时要同时考虑 TE 模和 TM 模在边界面上的四个场分量(E_x, E_y, H_x, H_y), 计算过程较复杂。事实上,由于在 x 轴(波导宽边)方向上不存在不连续性,而入射的 H₁₀ 波又没有 E_x 分量,因此由 H₁₀ 波在阶梯处所激励的高次模也不含 E_x 分量,即只存在 LSE_{1n}^{*} 模。这样,不连续性面上只需取两个场分量 (E_y, H_x) 匹配就可以解决问题了^[3,4]。与 TE-TM 模方法比较, LSE^{*} 模方法将波导中电磁场展开时,所用的模数大大减少,这不仅会明显节省运算时间,而且会降低对计算机内存的要求。

在分析过程中,我们还采用了严格模匹配与多模网络相结合的方法,首先用模匹配法将阶梯不连续性转换为等效多模网络,然后通过多模传输线将它们级联起来形成整个结构的总网络。分析这个总网络从而求得定向耦合器的工作特性。文中计算了 Ku 波段 3dB 对称波导分支定向耦合器,并同实验结果作了比较,证明本文给出的方法具有相当高的精度。

1993-12-06 收到, 1994-06-13 定稿

* 国家自然科学基金、国家教委科技基金资助项目

徐善驾 男, 1939年生, 教授, 博士生导师, 长期从事微波、毫米波和光波理论和技术方面的教学和研究工作。

王峰 男, 1973年生, 硕士, 从事微波、毫米波理论和技术方面的研究工作。

2 理论分析

图 1 是波导 E 面分支定向耦合器的结构示意图。利用对称性原理和奇偶模的概念, 并引入适当的边界条件 (短路 S.C. 和开路 O.C.), 可以简化问题的分析而只考虑整个结构的四分之一, 如图 2 所示。分析这个总网络在不同边界条件组合下的反射特性, 即可求得耦合器的工作性能。

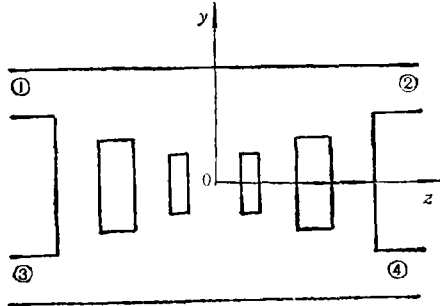


图 1 E 面分支定向耦合器结构示意图

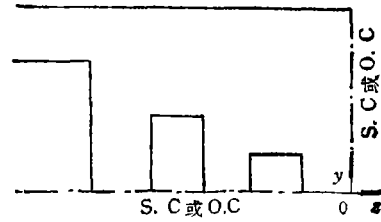


图 2 简化后的阶梯结构

下面简要说明阶梯接头反射特性的分析方法。对于所分析的定向耦合器结构, 包含两类阶梯不连续性, 如图 3(a) 和 3(b) 所示。考察图 3 所示阶梯结构中第 i 个基本单元。它由位于 $z = z_i$ 的阶梯接头和一段长度为 l_i 的直波导所组成。由于阶梯结构的终端, 即 $z = 0$ 的参考面不是电壁就是磁壁, 因此我们总可以利用阻抗变换技术求出 $z = z_i^+$ 面上向右看去的输入阻抗矩阵 $\mathbf{Z}(z_i^+)$, 即对第 i 个阶梯来说, $\mathbf{Z}(z_i^+)$ 可以认为是已知的。下面以阶梯 I 为例进行分析, 在接头面上对横向场分量作匹配, 得到如下关系^[5]:

$$V_m(z_i^-) = \sum_n (Q_i)_{mn} V_n(z_i^+), \quad (1)$$

$$I_m(z_i^-) = \sum_n (Q_i)_{mn} I_n(z_i^+), \quad (2)$$

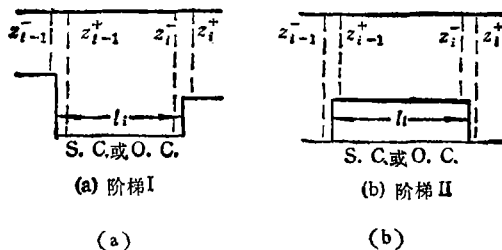


图 3 阶梯结构中第 i 个基本单元

式中 $V_m(z_i^-)$ 和 $I_m(z_i^-)$ 分别是接头左边第 m 个模的模电压和模电流, $V_n(z_i^+)$ 和 $I_n(z_i^+)$ 分别是接头右边第 n 个模的模电压和模电流, $(Q_i)_{mn}$ 是左边第 m 个模与右边第 n 个模之间的耦合系数, 定义为

$$(Q_i)_{mn} = \langle \Phi_m(z_i^-) | \Phi_n(z_i^+) \rangle, \quad (3)$$

其中 $\Phi_m(z_i^-)$ 和 $\Phi_n(z_i^+)$ 分别是第 i 个阶梯接头两边直波导中的模函数。(1),(2)式的

矩阵形式为

$$\mathbf{V}(z_i^-) = \mathbf{Q}_i \mathbf{V}(z_i^+), \quad (4)$$

$$\mathbf{I}(z_i^-) = \mathbf{Q}_i \mathbf{I}(z_i^+). \quad (5)$$

由(4),(5)式可导出

$$\mathbf{Z}(z_i^-) = \mathbf{Q}_i \mathbf{Z}(z_i^+) \mathbf{Q}_i^{-1}. \quad (6)$$

假设波导结构是无耗的,则 \mathbf{Q}_i 为厄米阵,我们有 $\mathbf{Q}_i^{-1} = \mathbf{Q}_i^H$, 故(6)可写为

$$\text{阶梯 I} \quad \mathbf{Z}(z_i^-) = \mathbf{Q}_i \mathbf{Z}(z_i^+) \mathbf{Q}_i^H. \quad (7)$$

同样,对阶梯 II, 经过阶梯不连续性以后在 $z = z_i^-$ 参考面上向右看去的输入阻抗矩阵可以证明为

$$\text{阶梯 II} \quad \mathbf{Z}(z_i^-) = \mathbf{Q}_i^{-1} \mathbf{Z}(z_i^+) \mathbf{Q}_i^{-1}, \quad (8)$$

其中 i 代表转置, \mathbf{Q}_i 是第 i 个阶梯的耦合矩阵. 需要说明的是(8)和(7)式在数学上是完全等价的, 但我们的实践表明: 对于阶梯 II 用(8)式来作为阻抗变换公式可以获得更加精确的结果和更好的收敛特性.

由(7)或(8)式容易求得 $z = z_i^-$ 面上向右看去的反射系数矩阵 $\mathbf{\Gamma}(z_i^-)$:

$$\mathbf{\Gamma}(z_i^-) = [\mathbf{Z}(z_i^-) - \mathbf{Z}_{o,i}] [\mathbf{Z}(z_i^-) + \mathbf{Z}_{o,i}]^{-1}. \quad (9)$$

这样,利用传输线阻抗变换技术, 可以证明在 $z = z_{i-1}^+$ 面上向右看去的输入阻抗矩阵应为:

$$\mathbf{Z}(z_{i-1}^+) = \mathbf{Z}_{o,i} [\mathbf{I} + \mathbf{H}_i \mathbf{\Gamma}(z_i^-) \mathbf{H}_i] [\mathbf{I} - \mathbf{H}_i \mathbf{\Gamma}(z_i^-) \mathbf{H}_i]^{-1}, \quad (10)$$

其中 $\mathbf{Z}_{o,i}$ 和 \mathbf{H}_i 分别是第 i 段直波导的特性阻抗矩阵和相移矩阵. 其典型元素由下式确定:

$$(\mathbf{Z}_{o,i})_{m,n} = \delta_{m,n} \omega \beta_{i,m} / (k_x^2 - \omega^2 \mu \epsilon), \quad k_x = \pi/a, \quad (11)$$

$$(\mathbf{H}_i)_{m,n} = \delta_{m,n} \exp(-j\beta_{i,m} l_i), \quad (12)$$

其中 $\beta_{i,m}$ 是第 i 段直波导中第 m 个模在 z 方向的传播波数, a 为宽边长度.

有了上面这些公式, 容易求得任何一个阶梯接头参考面上的输入阻抗和反射系数矩阵. 于是根据对称面上边界条件的不同组合, 可以分别求出耦合器输入端反射系数矩阵, 主模反射系数应为相关反射系数矩阵的第一行第一列元素, 设该四个反射系数为 R_{aa} , R_{aa} , R_{aa} , R_{aa} , 则整个结构的散射系数可以证明为^[5]

$$s_{11} = (R_{aa} + R_{aa} + R_{aa} + R_{aa})/4.0, \quad (13)$$

$$s_{21} = (R_{aa} - R_{aa} + R_{aa} - R_{aa})/4.0, \quad (14)$$

$$s_{31} = (R_{aa} + R_{aa} - R_{aa} - R_{aa})/4.0, \quad (15)$$

$$s_{41} = (R_{aa} - R_{aa} - R_{aa} + R_{aa})/4.0. \quad (16)$$

这里下标 s 和 a 分别代表对称和反对称; 两个下标中, 第一个表示以 z 轴为对称轴, 第二个表示以 y 轴为对称轴. 这样, 该分支定向耦合器的耦合特性就可用上列各式确定.

3 数值结果

为了检验本文方法的有效性和计算精度, 我们分析计算了 Ku 波段的一个三支 3dB 定向耦合器. 表 1 给出了本文计算方法的收敛特性. 由表可见, 在匹配过程中只要取 6 个以上的模数, 即可得到稳定的数值结果. 证明由于采用了 LSE* 模展开, 使本文方法有良好的收敛特性(有关几何尺寸如图 4(a) 中所示, 频率 $f = 11.000\text{GHz}$). 由图

中可以看出,计算结果与实验结果^[2]吻合得很好, s_{21} (直通), s_{31} (耦合) 计算结果与实验结果差别在 0.1dB 以内(相对误差小于 3.0%), s_{11} (反射) 计算结果与实验结果除少数点差别接近 3dB 以外,其余都在 1.0dB 以下(相对误差小于 4.0%),证实了本文方法的可靠性和有效性。

表 1 本文计算方法的收敛特性

模数	$ s_{31} $ (dB)	$ s_{21} $ (dB)	$ s_{11} $ (dB)
1	6.11	1.29	20.51
2	4.30	2.07	23.07
3	3.37	2.73	24.21
4	3.07	3.01	24.58
5	3.08	3.00	24.48
6	3.08	3.01	24.51
8	3.00	3.08	24.67
10	3.01	3.07	24.66
12	3.00	3.09	24.69

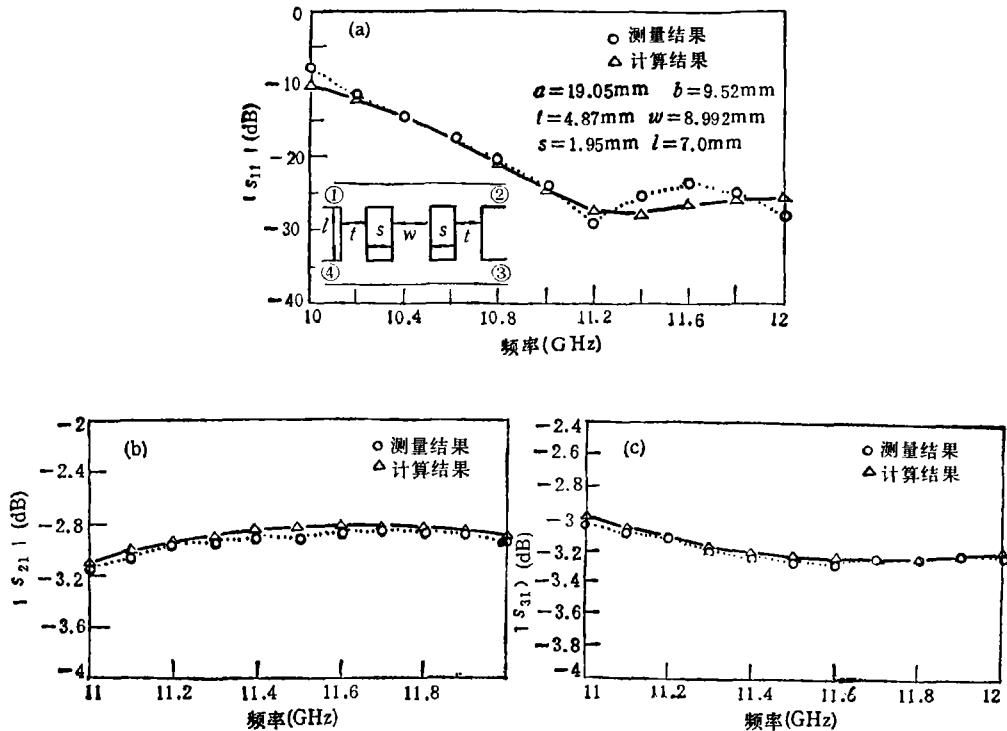


图 4 计算结果与实验结果的比较

(a) $|s_{11}|$ 的频率特性, (b) $|s_{21}|$ 的频率特性, (c) $|s_{31}|$ 的频率特性

(图(a)中 $t = 4.87\text{mm}$, 应为 $t = 4.874\text{mm}$)

致谢 文中实验结果引自孙雷洪同学毕业论文,在此谨向航空航天部 504 所孙雷洪同志及其导师郭文嘉老师致以衷心的感谢。

参 考 文 献

- [1] Arndt F. *Frequenza*, 1982, 36(10):262—266.
[2] 孙雷洪. 波导支线定向耦合器的数值分析. 合肥: 中国科技大学无线电电子学系 87 级论文集.
[3] Arndt F, Sieverding T, Anders P. *IEEE Trans. on MTT*, 1990, MTT-38(12):1854—1861.
[4] Bornemann J, Vahldieck R. *IEEE Trans. on MTT*, 1990, MTT-38(12):1816—1822.
[5] Xu Shanjia, Peng S T, Schwering F K. *IEEE Trans. on MTT*, 1989, MTT-37(4):686—690.

IMPROVED MODE-MATCHING AND NETWORK ANALYSIS OF E-PLANE WAVEGUIDE BRANCH DIRECTIONAL COUPLERS

Xu Shanjia Wang Feng

(*University of Science and Technology of China, Hefei 230027*)

Abstract The E-plane waveguide branch directional couplers are analysed by a method which combines the multi-mode network theory with rigorous mode matching approach. The electromagnetic field components are expanded by the superposition of LSE^{*} modes rather than TE and TM modes in the mode matching procedure. Meanwhile, the electromagnetic problem is transferred into the network problem through the mode matching treatment. It is shown that the present method has the advantages of simplicity and less computation with unaffected the accuracy of the calculation.

Key words E-plane waveguide branch, Directional coupler, Mode matching, Multimode network theory