

宽频带槽波导定向耦合器的分析与设计*

徐善驾 殷路军

(中国科学技术大学, 无线电电子学系, 安徽, 合肥, 230027)

摘要: 用微波网络方法讨论了宽频带槽波导定向耦合器的分析和设计问题. 使用部分介质填充非对称双槽波导的横向等效网络, 编制了相应求解程序. 计算表明, 本文设计的两种 3mm 波段耦合器的相对带宽都在 24% 以上, 是常规的对称双槽波导耦合器带宽的 5 倍, 而它们的长度却比文献中已有的设计都大为缩短.

关键词: 槽波导, 宽带定向耦合器, 微波网络方法.

引言

理论计算和实验测试表明: 由对称双槽波导构成的定向耦合器只有很窄的工作带宽, 不能满足工程应用的实际需要. 文献 [1] 提出了采用非对称双槽结构的宽带槽波导定向耦合器设计方案, 使耦合器的工作带宽有较大的增加; 但其长度太长 (达到 333 mm), 这给加工和使用带来不便. 文献 [2] 提出在对称双槽波导的一个槽内部分填充介质以达到两槽横截面的非对称性, 从而实现宽带平坦耦合. 但这种耦合器的结构比较复杂, 如果采用传统的场的方法来进行分析就会使求解过程变得相当繁杂, 因此很难在耦合器的优化设计中加以应用.

本文利用微波网络方法导出了部分介质填充非对称双槽波导的横向等效网络, 给出了各网络参数的计算公式, 把复杂的电磁场边值问题转化为较为简单的微波网络问题. 计算证实, 本方法在保持高计算精度的情况下简化了求解过程; 为分析和优化设计宽带槽波导定向耦合器提供了方便. 以此为基础, 文中分析了两种槽波导定向耦合器的结构, 给出了性能优良的改进设计方案. 由于本设计增加了两个槽波导之间的耦合, 从而与文献 [2] 设计的耦合器相比, 本文耦合器的长度缩小到约为 70 mm; 并进一步展宽了工作带宽.

1 分析方法

图 1 给出了部分介质填充非对称双槽波导的横截面示意图. 由于存在介质和空气两种

本文 1991 年 8 月 30 日收到, 修改稿 1992 年 3 月 24 日收到.

*国家自然科学基金和博士点基金资助项目.

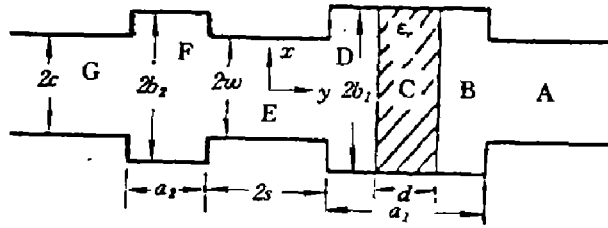


图 1 部分介质填充非对称双槽波导截面示意图

Fig. 1 Cross-section of the partially dielectric-filled asymmetric double-groove guide

介质, 因而这种波导中传输的是混合模 (对 z 方向而言), 它可表示为 LSE 模和 LSM 模的迭加. 而且这两个模在介质和空气交界面上发生耦合. 因此这种波导在横向可以等效为两条相互耦合的传输线, 一条代表 LSM 模, 另一条代表 LSE 模. 波导内的突变台阶可以用一个集总参数等效网络表示. 对于 LSE 模, 这个等效网络就是一个并联电纳 B 和一个变压比为 n' 的理想变压器^[3]. 对于 LSM 模激励, 我们已经证明槽波导中的台阶等效为一个理想变压器和一个并联电抗组成的网络; 相应的变压比和电抗分别为^[4]:

$$n' = \left(\frac{c}{b}\right)^{5/2} \frac{4}{\pi} \frac{\cos \frac{\pi c}{2b}}{1 - \left(\frac{c}{b}\right)^2}, \quad (1)$$

$$x = 1.82k_{yB} \frac{b}{\pi} \tan^2 \frac{\pi c}{2b}; \quad (2)$$

而介质和空气界面上两个模之间的耦合, 可用一理想变压器来表示, 其变压比 N 为^[4]

$$N = j \frac{\pi}{2b_1} \beta \frac{(\epsilon_r - 1)k_0^2}{(k_0^2 - \beta^2)(\epsilon_r k_0^2 - \beta^2)}, \quad (3)$$

这样, 完整的等效网络如图 2 所示. 其中特性阻抗的计算公式为

$$Z_A = \frac{j\omega\mu k_{yA}}{k_0^2 - \beta^2}, \quad Z_A'' = \frac{k_0^2 - \beta^2}{-j\omega\epsilon_0 k_{yA}}; \quad (4)$$

其余类推.

至此, 我们把复杂的电磁场边值问题转化为等效微波网络问题. 不难看出图 2 是一个终端分别接有负载阻抗的 4 端口网络, 这个 4 端口网络是由 15 个单元 4 端口网络级联而成. 可以求出该网络总的转移矩阵, 然后利用横向谐振法导出部分介质填充非对称双槽波导的色散方程. 文献 [4] 的计算表明, 利用微波网络方法求得的各种槽波导的色散数据具有相当高的精度. 从而保证了本文分析与设计结果的正确性和可靠性.

根据耦合波理论, 由两条均匀耦合传输线构成的定向耦合器其主线与副线之间的耦合度可由下式计算^[2]:

$$|S_{13}| = \left| \frac{1}{w} \sin(wcz) \right|, \quad (5)$$

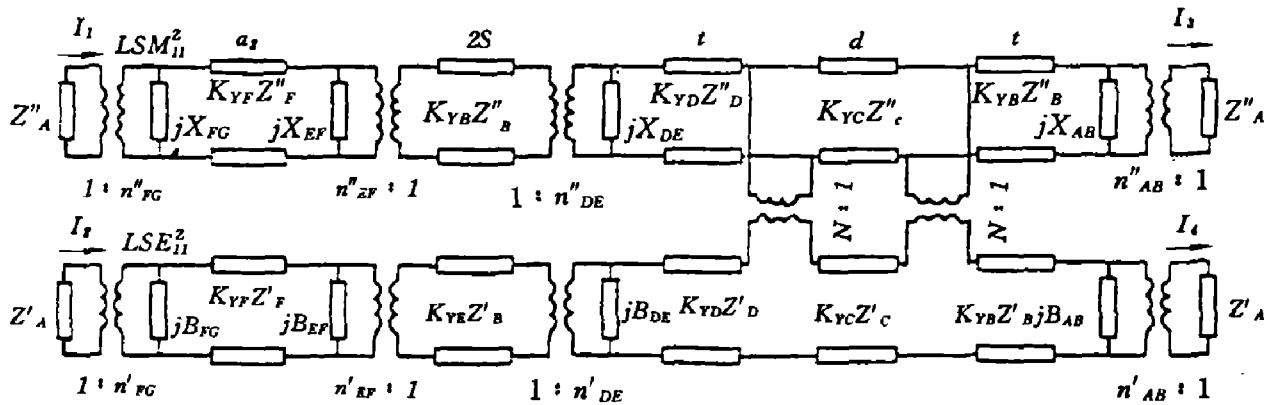


图2 部分介质填充非对称双槽波导的等效网络
 Fig. 2 Transverse equivalent network of the partially dielectric-filled asymmetric double-groove guide

其中,

$$w = \left[\left(\frac{\delta\beta}{2c} \right)^2 + 1 \right]^{1/2},$$

$$\delta\beta = \beta_{z1} - \beta_{z2},$$

这里 β_{z1} 和 β_{z2} 分别为两条传输线上电磁波的相移常数, c 是耦合系数.

令 L_m 是发生最大功率转移时的耦合长度. 则电磁波在两条相互耦合的传输线之间发生最大功率转移时有如下关系式:

$$L_m = \frac{\pi}{\Delta\beta}, \tag{6}$$

而

$$\Delta\beta = \beta_{ze} - \beta_{zo}, \tag{7}$$

式中 β_{ze} 和 β_{zo} 分别是偶模和奇模的相移常数, 由式 (5) 可知在最大功率转移点满足下式:

$$wcL_m = \frac{\pi}{2}. \tag{8}$$

把上列有关公式代入式 (8) 即可定出耦合系数 c 为

$$c = \frac{1}{2} (\Delta\beta^2 - \delta\beta^2)^{1/2}, \tag{9}$$

并由式 (5) 得到耦合度公式为

$$|S_{13}| = \left| \frac{\sqrt{\Delta\beta^2 - \delta\beta^2}}{\Delta\beta} \sin \left(\frac{\Delta\beta}{2} L \right) \right|, \tag{10}$$

其中 L 表示耦合长度. 由上列诸式即可求出耦合器耦合特性.

2 设计举例

本文计算了两种槽波导定向耦合器的耦合度频率特性. 第一类耦合器结构如图 3 所示, 图 3

中曲线 2 和 3 是文献 [2] 用模匹配法计算的结果; 其中曲线 3 表示对称双槽波导定向耦合器的特性. 由图 3 可见, 在耦合度起伏小于 0.5dB 的条件下, 曲线 3 的工作带宽不超过 5GHz. 曲线 2 是非对称耦合器的特性, 它的带宽为 24GHz, 但其长度相当长, 达到 333mm. 曲线 1 是本文的改进设计结果, 带宽为 28GHz, 比文献 [3] 耦合器的带宽进一步增大; 还大大缩短了耦合长度, 仅有 70mm. 这不仅有利于加工, 而且重量轻, 使用方便. 因此, 可以认为这是一种更加切合实际的设计方案.

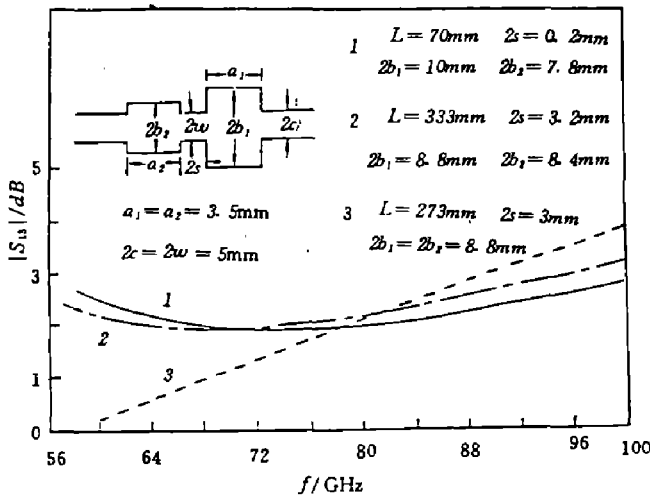


图 3 非对称槽波导耦合器的耦合特性
Fig. 3 Coupling characteristics of the asymmetric groove guide couplers

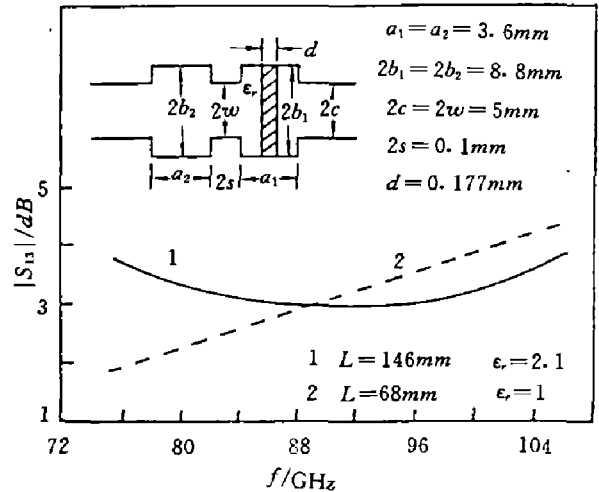


图 4 部分介质填充槽波导耦合器的耦合特性
Fig. 4 Coupling characteristics of the partially dielectric-filled groove guide coupler

图 4 显示了部分介质填充槽型波导定向耦合器的耦合特性. 由图 4 可见其带宽超过 22GHz, 而在加入介质片之前不到 5GHz. 这就充分说明在双槽波导中部分介质填充与改变两槽的相对尺寸具有类似的作用, 都能展宽定向耦合器的工作频带, 因而利用这两种方案都可以设计出宽带平坦耦合的槽波导定向耦合器. 如果要求耦合器的主线和副线具有相同的尺寸 (例如, 为了便于和耦合器两端的单槽波导相配合), 则这种不改变槽波导本身的几何尺寸, 而只加入介质片的定向耦合器结构就更有实际意义.

为了更好地把握上述宽带定向耦合器的设计原理, 我们分析了以上两种结构能获得宽带特性的根本原因. 由式 (10) 可见, 耦合度 $|S_{13}|$ 决定于 $\frac{\sqrt{\Delta\beta^2 - \delta\beta^2}}{\Delta\beta}$ 和 $\sin\left(\frac{\Delta\beta}{2}L\right)$ 的乘积, 它们都与相移常数 $\Delta\beta$ 和 $\delta\beta$ 直接有关. 如果能保持上述两项在很宽的频率范围内基本上不变, 那么就能获得宽带耦合特性. 为此就要求 $\Delta\beta$ 和 $\delta\beta$ 在宽频带内变化很小. 对于空气填充对称双槽波导耦合器, $\delta\beta = 0$, 所以, $|S_{13}| = \left| \sin\left(\frac{\Delta\beta}{2}L\right) \right|$. 对该种耦合器色散特性的分析表明, 此时 $\Delta\beta$ 本身很小, 而且它随频率升高迅速减小, 因此这种耦合只有很窄的带宽. 在加入介质片之后, 一方面使 $\Delta\beta$ 的值增大, 另一方面使 $\Delta\beta$ 随频率的变化趋于缓慢, 保证 $\sin\left(\frac{\Delta\beta}{2}L\right)$ 在宽频带内基本上是常数. 同时, 对波导结构参数作适当调

整后还能使 $|S_{13}|$ 表达式中的第一项对第二项起到一定的补偿作用, 使两项乘积随频率的变化基本保持不变. 采用两槽的非对称结构和加入介质片对加宽工作频带来说作用是相似的, 它们都能减缓 $\Delta\beta$ 和 $\delta\beta$ 随频率的变化速率, 从而达到展宽频带的目的.

参考文献

- 1 Meissner J. *Electronics Lett.*, 1984,(20):701-702
- 2 Vahldieck R, Ruxton J. *IEEE MTT-S Digest*, 1987, 349-352
- 3 Oliner A A, Lampariello P. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, 1985, MTT-33:755-764
- 4 Xu Shan-jia, Yin Lujun. *Proceedings of the 21st European Microwave Conference*, 1991

ANALYSIS AND DESIGN OF BROADBAND GROOVE GUIDE DIRECTIONAL COUPLERS*

Xu Shan-jia, Yin Lujun

(Department of Radio and Electronics, University of Science and Technology of China,
Hefei, Anhui 230026, China)

Abstract: The problems of analysis and design of the broadband groove guide directional couplers are investigated by the microwave network method. Using the transverse equivalent network for partially dielectric-filled asymmetrical double-groove guide, a related program for solving the problems is developed. The calculations show that the relative bandwidths of the couplers given in this paper are all larger than 24%, which is five times as many as the bandwidth of the conventionally designed groove guide couplers; whereas the lengths of the present couplers are much shorter than those designed in the references.

Key words: groove guide, broadband directional coupler, microwave network method.

* The project supported by the National Natural Science Foundation of China and the Foundation of the State Education Commission.