

背脊波导双环铁氧体移相器的阻抗匹配

温俊鼎 熊永忠 施美娟 胡杰

(华东工学院电子系, 南京 210014)

摘要 本文研究背脊波导双环锁式铁氧体移相器的阻抗匹配技术, 给出了计算阻抗匹配的转移矩阵。实验证明, 它对工程设计具有较好的参考价值。

关键词 微波; 背脊波导; 铁氧体; 阻抗匹配

一、前言

众所周知, 矩形波导双环铁氧体移相器具有较大平均功率和非线性功率门限。在一维大功率相扫天线中有着重要的应用。为了进一步改善该器件的性能, 文献[1]提出了背脊波导结构的双环锁式铁氧体移相器。计算和实验均表明, 它具有较小的插入损耗和较大的差相移, 其优值较矩形波导结构的同类移相器的高。在 x 波段, 计算表明, 其正向优值和反向优值分别提高 35% 和 13%; 实验表明, 其差相移比同类普通移相器提高 20% 左右。另一方面, 由于这种器件具有良好的热传导性能, 因而, 它更适合于高功率系统应用。按各方面指标的综合考虑, 背脊波导双环铁氧体移相器的平均功率可能是矩形波导双环移相器的两倍。可是迄今为止, 未见有关其阻抗匹配技术的报道。这是由于它存在复杂的三维不连续性, 初看起来, 难免令人望而却步, 其实, 仔细研究其能量分布, 通过适当的近似假设, 可使问题大为简化。下面将逐一进行讨论。

二、基本理论

所研究的结构如图 1 所示。两矩形铁氧体环对称于波导横截面的中心 $0-0'$ 线放置

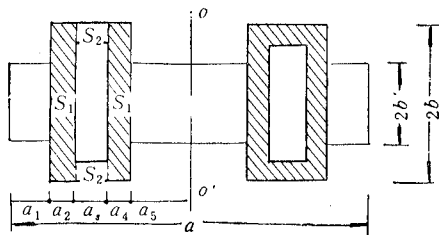


图 1 背脊波导双环锁式铁氧体移相器的横截面图

置, a_1, a_3 和 a_5 区均以空气填充, a_2 和 a_4 区为铁氧体板填充。激磁引线穿过铁氧体环孔, 从波导窄壁引出, 两环具有相同的磁化电流方向。由于匹配是在正反向磁化的剩磁工作状态下进行, 因此, a_2 和 a_4 区的铁氧体片的相对磁导率近似等于 1, 而 ϵ_{r1} 为铁氧体的相对介电常数; a_3 区的介质不连续性对阻抗匹配的计算有一定影响, 当环孔用 ϵ_{r2}

1991.08.29 收到, 1992.07.27 定稿。

- 温俊鼎 男, 1938 年生, 副教授, 现主要研究铁氧体理论、微波器件和系统。
- 熊永忠 男, 1964 年生, 讲师, 现主要研究信号处理和微波铁氧体器件。
- 施美娟 女, 1944 年生, 高级工程师, 现主要研究扩频通信和微波铁氧体器件。

的介质加载时,由能量等效法^[2]可以得到如下的等效介电常数近似式。

$$\epsilon_{rde} = 1 + \frac{(\epsilon_{rf} - 1) \iint_{S_2} \nabla \Pi_{10}^* \cdot \nabla \Pi_{10}^* dS + (\epsilon'_{rd} - 1) \iint_{S_3} \nabla \Pi_{10}^* \cdot \nabla \Pi_{10}^* dS}{\iint_{S_e} \nabla \Pi_{10}^* \cdot \nabla \Pi_{10}^* dS} \quad (1)$$

当环孔用空气填充时,

$$\epsilon_{rde} = 1 + \frac{(\epsilon_{rf} - 1) \iint_{S_1} \nabla \Pi_{10}^* \cdot \nabla \Pi_{10}^* dS}{\iint_{S_e} \nabla \Pi_{10}^* \cdot \nabla \Pi_{10}^* dS} \quad (2)$$

式中 $\nabla \Pi_{10}^*$ 表示 TE_{10} 主模的赫兹磁位的梯度。 S_3 为环孔的横截面, S_2 为 a_3 区的铁氧体横截面积之半, S_1 为 a_2 区或 a_4 区铁氧体的横截面积, S_e 为 a_3 区的等效介电常数 ϵ_{rde} 的介质的横截面积,推导中所对应的等效模型如图 2 所示。根据文献[1—5],可以写出各区的转移矩阵:

$$a_1 \text{ 区: } \begin{bmatrix} a_1 & b_1 \\ c_1 & d_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos k_0 a_1 & -j \frac{b'}{b} \frac{\omega \mu_0}{k_0} \sin k_0 a_1 \\ -j \frac{b}{b'} \frac{k_0}{\omega \mu_0} \sin k_0 a_1 & \cos k_0 a_1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

阶梯不连续电容:

$$\begin{bmatrix} a_c & b_c \\ c_c & d_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$a_2 \text{ 区: } \begin{bmatrix} a_2 & b_2 \\ c_2 & d_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos k_m a_2 & -j Z_m \sin k_m a_2 \\ -j \frac{1}{Z_m} \sin k_m a_2 & \cos k_m a_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$a_3 \text{ 区: } \begin{bmatrix} a_3 & b_3 \\ c_3 & d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos k_3 a_3 & -j \frac{\omega \mu_0}{k_3} \sin k_3 a_3 \\ -j \frac{k_3}{\omega \mu_0} \sin k_3 a_3 & \cos k_3 a_3 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$a_4 \text{ 区: } \begin{bmatrix} a_4 & b_4 \\ c_4 & d_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos k_m a_4 & -j Z_m \sin k_m a_4 \\ -j \frac{1}{Z_m} \sin k_m a_4 & \cos k_m a_4 \end{bmatrix} \quad (7)$$

阶梯不连续电容:

$$\begin{bmatrix} a_c & b_c \\ c_c & d_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$a_5 \text{ 区: } \begin{bmatrix} a_5 & b_5 \\ c_5 & d_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos k_5 a_5 & -j \frac{b'}{b} \frac{\omega \mu_0}{k_5} \sin k_5 a_5 \\ -j \frac{b}{b'} \frac{k_5}{\omega \mu_0} \sin k_5 a_5 & \cos k_5 a_5 \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中 $k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 - \beta_z^2$; $k_1^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{rde} - \beta_z^2$; $k_3^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{r3} - \beta_z^2$; $k_m^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{rf} - \beta_z^2$;

$Z_m = \omega \mu_0 / k_m$; $Y = -j2b\omega C_d$, $C_d = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r f}{2\pi} \left(\frac{R^2+1}{R} \operatorname{ch}^{-1} \frac{1+R^2}{1-R^2} - 2 \ln \frac{4R}{1-R^2} \right) \text{F/m}$, ($R = b'/b$); β_2 为图 2 等效模型的电磁波的相位常数。

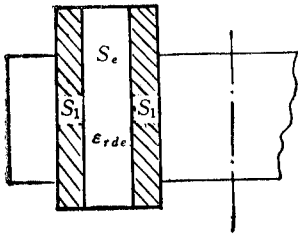


图 2 图 1 的等效模型

考虑到所研究结构的对称性, 将以上 7 个区域的转移矩阵按顺序级联, 得到一个总的转移矩阵, 根据主模电磁场分布特点, 令总转移矩阵元素 $A = 0$ 便可根据给定的条件, 通过计算机求出该移相段的相位常数 β_2 。

图 3 是匹配过渡段的波导结构; 类似于上述方法, 可以得到各区域的转移矩阵:

$$A_1 \text{ 区: } \begin{bmatrix} \cos k_0 A_1 & -j \frac{\omega \mu_0}{k_0} \sin k_0 A_1 \\ -j \frac{k_0}{\omega \mu_0} \sin k_0 A_1 & \cos k_0 A_1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$D \text{ 区: } \begin{bmatrix} \cos k_D D & -j \frac{\omega \mu_0}{K_D} \sin k_D D \\ -j \frac{k_D}{\omega \mu_0} \sin k_D D & \cos k_D D \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$A_2 \text{ 区: } \begin{bmatrix} \cos k_A A_2 & -j \frac{\omega \mu_0}{k_A} \sin k_A A_2 \\ -j \frac{k_A}{\omega \mu_0} \sin k_A A_2 & \cos k_A A_2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中 $k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 - \beta_1^2$, $k_D^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{rD} - \beta_1^2$, $k_A^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{rA} - \beta_1^2$, β_1 为匹配过渡段的传播常数。

级联上述三个矩阵, 令总矩阵元素 $A' = 0$, 通过计算机可以算出给定条件下的 β_1 。通常 β_2 和 β_0 (空波导的相位常数) 均已知, 因此, 可以求出 β_1 值, 相应地可得到匹配介质的厚度和长度。

值得指出的是, 在铁氧体和匹配过渡段的接口的横截面 a_1 和 a_2 区, 存在 z 向金属突变面。由于电磁能量均等地高度集中于环体内, a_1 区的突变面对传播常数的影响可以忽略。实验和计算还发现, 当 a_2 区为空气填充时, 为了获得最大的器件优值, a_1 值就相当小, 例如, 对于 BJ-100 和 BJ-48 波导, a_1 值分别为 2.5 mm ($f_0 = 9.375$ GHz) 和 3.5 mm ($f_0 = 4.7$ GHz), 因而, 两环间距相当大。因此, 相对于铁氧体区域, a_2 的电磁场仍然很弱, 该区的突变面对传播常数的影响也可忽略。可以想见, 如果 a_2 区用高介电常数的介质填充, 两环间距将甚小, 这一近似便不能成立。

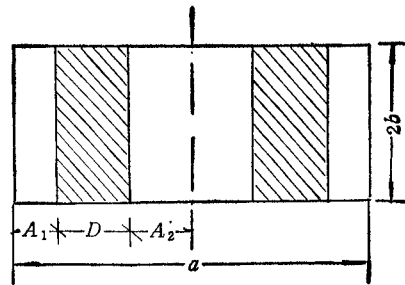


图 3 匹配过渡段的介质加载波导结构

三、计算和实验结果

为了验证上述理论和近似假设的精度, 我们选用 BJ-100 波导。在 $a_1 = 2.5\text{mm}$, $a_2 = a_3 = 1.45\text{mm}$, $a_4 = 0.6\text{mm}$, $\epsilon_r = 14$, $R = 0.7$, $f = 9.375\text{GHz}$ 时, 算得匹配过渡段的介质板 ($\epsilon_r = 4.4$) 的长度 L 和厚度 D 分别为 5.897mm 和 4.506mm , 而实际加工的四块介质匹配段的尺寸分别为 $L_1 = 5.79\text{mm}$, $D_1 = 4.42\text{mm}$; $L_2 = 5.9\text{mm}$, $D_2 = 4.53\text{mm}$; $L_3 = 5.9\text{mm}$, $D_3 = 4.48\text{mm}$; $L_4 = 5.86\text{mm}$, $D_4 = 4.56\text{mm}$ 。测试结果见表 1。从测试结果看, 器件的驻波系数在设计频带内基本符合要求。这表明, 文中给出的理论方法和近似假设基本是正确的。这些理论对于器件的工程设计有实用价值。

表 1 背脊波导双环锁式铁氧体移相器的驻波系数 ρ 的频率特性的测试结果

$f(\text{GHz})$	8.78	8.99	9.16	9.28	9.47	9.60	9.72	9.75
ρ	1.15	1.20	1.25	1.24	1.16	1.06	1.17	1.28

四、结 语

文中对复杂结构的双环移相器的阻抗匹配进行了研究, 其近似假设对于 a_5 区域为空气填充或低介电常数的介质填充有效。对于 a_5 区域的高介电常数的介质填充的情况, 有待进一步研究。

参 考 文 献

- [1] 温俊鼎, 电子学报, 1979 年, 第 3 期, 第 44—51 页。
- [2] 雷达技术编译组, 微波铁氧体工程原理, 现代雷达编辑部, 南京, 1977 年, 第 167—170 页。
- [3] 温俊鼎, 十字波导横磁化铁氧体移相器分析, 全国磁性材料和器件技术交流会论文, 华东工学院电子系, 1977 年 10 月, 四川灌县。
- [4] 温俊鼎, 电子学报, 1981 年, 第 3 期, 第 45—50 页。
- [5] 温俊鼎, 电子学报, 1987 年, 第 6 期, 第 43—48 页。

IMPEDANCE MATCHING OF TWIN-TOROID PHASE SHIFTER USING GROOVED WAVEGUIDE

Wen Junding Xiong Yongzhong Shi Meijuan Hu Jie

(Electrical Engineering Department of ECIT, Nanjing 210014)

Abstract The impedance matching technique for twin-toroid latching ferrite phase shifter using grooved waveguide is studied. The transfer matrices used for impedance matching are given. Experimental results shown that the given technique is suitable for engineering design.

Key words Microwave; Grooved waveguide; Ferrite; Impedance matching