射频电路辅助分析第一章笔记

> 电磁1802　吴叶赛　U201813405

第一章 常用微波传输线及其仿真设计

第一节 微波传输线的分析方法介绍

可以将各种电磁场问题划分为几种类型并寻求各自合适和有效的求解方法一种常用的划分方法是：直接法和间接法，即根据是直接解Maxswell方程得到场量还是通过求解位函数来间接得到场量。

求解电磁场边值问题的方法归纳起来可分为三类：严格的解析方法、近似解析法、数值解法，其中每一类又包括多种方法。

1、严格的解析方法

包括严格地建立和求解偏微分方程或积分方程。严格求解偏微分方程的经典方法是分离变量法和复变函数法等方法，严格求解积分方程的方法主要是变换数学法。

解析法的优点是：（1）可将解答表示为已知函数的显式，从而可计算出精确的数值答案；（2）可以作为近似解和数值解的检验标准；（3） 从解的表达式中可以观察到问题的内在联系和各参数对结果的影响。

解析法的缺点是：它能解决的问题很少：只有在为数不多的坐标系中能分离变量，而用积分法又往往求不出积分结果，且分析过程既困难又复杂。

2、近似解析法

在数理方法中，主要的近似法有逐步逼近法、微扰法、变分法和迭代变分法以及采用高频技术的几何光学法、物理光学法、几何绕射法、物理绕射法等。 近似法所得的结果一般都表示为级数形式，它可以解决一 些用严格解析法所不能解决的问题。近似法中的解析部分比严 格法中的解析部分要少一些，但计算量却大一些，且随着对结果的期望精度的提高而急剧增大；倘若使其计算量减少，则所得的结果精度也会下降。

微扰法：在同一区域和同样边界条件下，考虑两个相似而又接近的偏微分方程，一个是待解方程，一个是已经有严格解的方程，借助于后者的已知解作为待解方程的零级近似解，并在此基础上逐步逼近待解方程的解。

一般用微扰量的大小来判断是否使用次方法，当微扰量较大时，此方法并不适用。

3、数值解法

这类方法又可分为纯数值法和解析数值法，它主要用于求解前两类方 法难以解决的复杂边值问题，它完全依赖计算机的计算能力并原则上能解决任意复杂的边值问题及给出任意精度的计算结果。

数值法包含一个首先对待求解方程（偏微分方程或积分方程）的离散化过程，即将微分方程化为差分方程（用差分代替微分）、将积分方程中 的积分用有限项求和来代替，并在此基础上建立代数方程组，然后用计算 机求解方程组。所求结果的正确与否需用实验或其它可靠的结果来加以验 。为了减少计算量从而降低对计算机内存和CPU的要求，将数值法与解析法结合起来是值得的。

在数值解法中，**有限差分法、有限元法、矩量法、边界元法、谱域法** 等方法最有代表性。

对于各种数值方法的评价，可以从*数值方法的计算效率*、 *解的存在性和唯一性*、*解的收敛性和稳定性*、*计算方法的综合 误差*等诸方面去研究。

第二节 TEM模、TE模、TM模、LSM模、LSE 模

本节总结电磁波沿均匀截面导波系统传输的一般特性。

当选择合适的标量位代入上面两式，就可求得均匀无源区域的 总场量。根据总场量是否存在E z或H z分量，可以把均匀波导系 统中传播波的模式分为三种类型。

 横电磁（TEM）模。这种模式既无E z分量又无H z分量。

 横磁（TM）模。这种模式有E z分量但没有H z分量。

 横电（TE）模。这种模式有H z分量但没有E z分量。

LSM模和LSE模： 前面是通过把波导模式分为对Z轴（传播方向）的TM和TE两 组模式从而给出场量表达式的，这是一种常用的模式划分方法。 此外，在许多场合，还采用LSE和LSM模的分类方法。 LSM模：磁场在纵向平面内 LSE模：电场在纵向平面内 上述划分方法又可细分为两类模式，分别是（相当于）：第一类：把波导模表示为对于X轴的TM模和TE模式组。这组 模式的场量表达式只需把式(1.1)、(1.2)中的变量x、y、z经 过一次循环互换就可得到：

对于x轴的TM模场量表示式：

$$E_x = \frac{1}{j\omega\varepsilon}\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2\right)\varphi^e, \quad H_x = 0$$

$$E_y = \frac{1}{j\omega\varepsilon}\cdot\frac{\partial^2 \varphi^e}{\partial x \partial z} \quad H_y = \frac{\partial \varphi^e}{\partial z}$$

$$E_z = \frac{1}{j\omega\varepsilon}\cdot\frac{\partial^2 \varphi^e}{\partial x \partial z} \quad H_z = -\frac{\partial \varphi^e}{\partial y}$$

对于x轴的TM模，没有H_x分量，磁场在纵向yoz平面内，称为LSM模。

对于X轴的TE模场量表示式：

$$E_x = 0 \qquad H_x = \frac{1}{j\omega\mu}\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2\right)\varphi^h$$

$$E_y = -\frac{\partial \varphi^h}{\partial z} \qquad H_y = \frac{1}{j\omega\mu}\cdot\frac{\partial^2 \varphi^h}{\partial x \partial y}$$

$$E_z = \frac{\partial \varphi^h}{\partial y} \qquad H_z = \frac{1}{j\omega\mu}\cdot\frac{\partial^2 \varphi^h}{\partial x \partial z}$$

对于X轴的TE模没有E_x分量，电场仅在纵向yoz平面内，故称LSE模。

可以注意到，现在的模式组中E z和H z两分量一般都存在。同时存 在对于z轴的TE和TM模称为混合模。具有混合模的导行系统采用 LSM模或LSE模来分析是方便的。

第二类：把波导模表示为对于Y轴的TM模和TE模式组。这组模 式的场量表达式也可用类似的循环互换得到：

对于y轴TM模场量表示式：

$$E_x=\frac{1}{j\omega\varepsilon}\frac{\partial^2\varphi^e}{\partial y\partial z}\qquad H_x=\frac{\partial\varphi^e}{\partial z}$$

$$E_y=\frac{1}{j\omega\varepsilon}(\frac{\partial^2}{\partial y^2}+k^2)\varphi^e\qquad H_y=0$$

$$E_z=\frac{1}{j\omega\varepsilon}\frac{\partial^2\varphi^e}{\partial y\partial z}\qquad H_z=\frac{\partial\varphi^e}{\partial x}$$

对于Y轴的TM模，没有H_y分量，磁场在纵向xoz平面内，也称为LSM模。

对于y轴TE模场量表示式：

$$E_x=\frac{\partial\varphi^h}{\partial z}\qquad H_x=\frac{1}{j\omega\mu}\cdot\frac{\partial^2\varphi^h}{\partial y\partial x}$$

$$E_y=0\qquad H_y=\frac{1}{j\omega\mu}(\frac{\partial^2}{\partial y^2}+k^2)\varphi^h$$

$$E_z=-\frac{\partial\varphi^h}{\partial x}\qquad H_z=\frac{1}{j\omega\mu}\cdot\frac{\partial^2\varphi^h}{\partial y\partial x}$$

对于Y轴的TE模，没有E_y分量，电场在纵向xoz平面内，也称为LSE模。

第三节 传输线分析中的矩量法与谱域法

边界条件分为三类：**第一类规定边界上的场量本身；第二类规定边界上场变量的梯度；第三类为混合型。**

对微分方程进行积分求解并代入边界条件即可得到定解。

电磁场边值问题包括三项要素：**源分布、媒质和边界条件、场分布** 。据此可将电磁场边值问题划分为四类具体的求解任务：

（1） 已知媒质和边界条件，求出可能存在的各种场分布模式；

（2） 已知媒质和边界条件，求实际激励下的场源分布；

（3） 已知媒质、边界条件和场源分布，求实际的场分布；

（4） 已知场源分布和场分布，求媒质和边界条件的问题，它属于电磁 场边值问题的逆问题（反演）。

人们把寻求变分形式的方程并通过变分求解的原理称为**变分原理**。

变分原理 通常是针对积分形式的方程来说的。变分原理也有两类边界条件：一类称为强加边界条件，与微分方程的第一类边界条件相同，积分方程进行变分求解后还须另外加上去；另一类称为自然边界条件，这类边界条件与微分方程的第二、三类边界条件相当，但它可以自然地包含在积分形 式的方程中，变分后无须另外加上去。

泛函解法的基本思路是：将未知函数 $U(\vec{r})$ 表示成某一线性无关函数的完备序列 $\{\varphi_n(\vec{r}), n=1,2,\ldots\}$ 之线性组合：

$$U(\vec{r}) = \sum_{n}^{\infty} c_n \varphi_n(\vec{r})$$

基函数序列的选取是泛函解法的出发点，它们直接影响着近似解序列的 收敛速度以及求解过程的繁简程度，因而它也是泛函解法的关键 。

泛函解法可分为变分法和加权余量法。

加权余量法从线性算子方程出发，按准确解和近似解分别代入方程或 边界条件后的差值定义余量，令它在算子定义域上的加权积分等于零，借 以限制近似解的误差。根据余量的不同定义方式，可分为**矩量法、边界积 分法和一般加权余量法**；按所选取的权函数序列的不同，又分为迦辽金 (Galerkin)法、子域法、点匹配法、最小二乘法等多种具体解法。

矩量法

矩量法是一种将连续方程离散化为代数方程组的方法，此法对于求解 微分方程和积分方程均适用。

矩量法就是先将需要求解的偏微分方程或积分方程写成带有微分或积 分算符的符号方程，再将待求函数表示为某一组选用的基函数的线性组合 并代入符号方程，最后用一组选定的权函数对所得的方程取矩量，就得到 一个矩阵方程或代数方程组。剩下来的问题就是利用计算机进行大量的数 值计算，包括矩阵的反演（求逆矩阵）和数值积分等。

矩量法在天线分析和 电磁场散射问题中更有广泛应用的前景。

根据线性空间的理论，N个线性方程的联立方程组、微分方程、差 分方程、积分方程等均属于希尔伯特空间中的算子方程，这类算子方 程可化为矩阵方程求解。由于在求解过程中，需要计算广义矩量，故 此种方法称之为矩量法。

它实质上是内域基加权余量法 。

算子L的定 义域为算子作用于其上的函数f的集合，算子L的值域为算子在其定义域 上运算而得的函数g的集合 。

假定两个函数 和 以及两个任意常数 和 有如下关系：

$$L(a_1 f_1 + a_2 f_2) = a_1 L(f_1) + a_2 L(f_2)$$

则称为L为线性算子。

矩量法是数值求解场问题的统一处理方法，对于算子方程 L(f)=g 的矩量法解，可以归纳成统一的求解步骤，包括三个基本的求解过程 。

1. 离散化过程
2. 取样检验过程
3. 矩阵求逆过程

基函数可以分为全域基和分域基，权函数可分为全域权、分域权和点 选配，它们之间的不同组合便形成不同的方法。

谱域法

此法更广义地理解为积分变换法。

不但在时间域可以这样做，在空间域也可以这样做。例如对于一个 空间函数也可以进行傅立叶分析，其物理意义是用频率相同但振幅和相位 不同的平面波的叠加来代表一定的空间分布。当然，这种叠加不一定局限 于平面波，也可以用柱面波，在数学上相当于汉格尔变换。

如果将球面波展开成平面波或柱面波，则由于在同一平 面上，不论是平面波或者柱面波，都具有相同的反射系数，因而在谱域 中，三维问题就变成了一维问题，使分析大大简化，这就是谱域方法 。

第四节 微带线及相近结构的平面传输线

微带传输线的基本结构形式有两种，即对称微带（又称带状线）和 不对称微带（又称标准微带或简称微带）。

1、微带

介质基片应采用损耗小，粘附性、均匀性和导热性较好的材料，并要 求其介电常数随频率和温度的变化也较小。

微带线或由微带线构成的微波元件，大都采用薄膜（如真空镀膜） 和光刻等工艺在介质基片上制作出所需要的电路图案。

因为可以把微带线看作是由双导线传输线演变而来的，所以，若导体 带与接地板之间没有填充介质基片，或者说此时的介质就是空气，或者整 个微带线被一种均匀的介质全部包围着，那么，它可以传输TEM模，而且是 最低次型的模式（主模）。

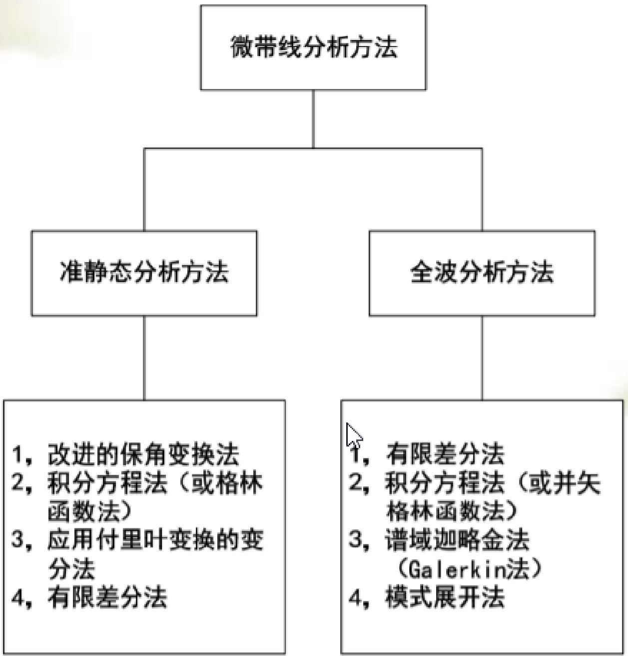
根据理想介质的边界条件可知，纯TEM 波的场是不满足这个边界条件的，因此微带线中传输的模式是由TE模和TM 模组合而成的混合模式，是具有色散性质的模式 。

当频率较低时，电磁场的纵向分量很小，色散效应也较小，此时的场 结构近似于TEM模，一般称它为准TEM模。

微带线的主要特性参数有：**传播常数、特性阻抗、波的传播速度（相速），波导波长、衰减和功率容量**。

微带线尺寸的选择 当频率升高、微带线的尺寸与波长可比拟时，就可能出现高次模、波导模 和表面波模。 应通过合理设计微带线尺寸、介质材料的介电常数、工作频率，以及激励 方式，避免出现各种高次模。

微带线分析的谱域模式匹配法

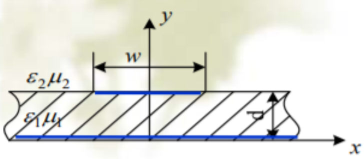


微带线的归一化波导波长定义为：

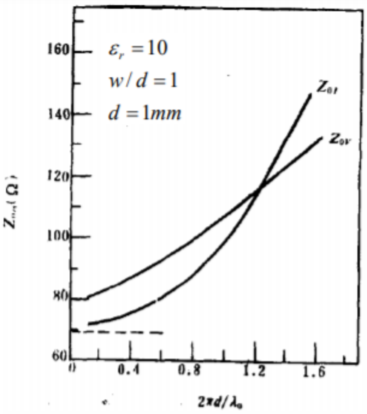
$$\frac{\lambda_0}{\lambda_g} = \frac{k_Z}{2\pi}\lambda_0$$

几种不同类型微带线归一化波导波长的例子：

开式微带线
谱域法全波分析结果：



开式微带线



$$I = \int_{-w/2}^{w/2} J_z(x)dx$$

$$V = -\int_0^d E_y(0,y)dy$$

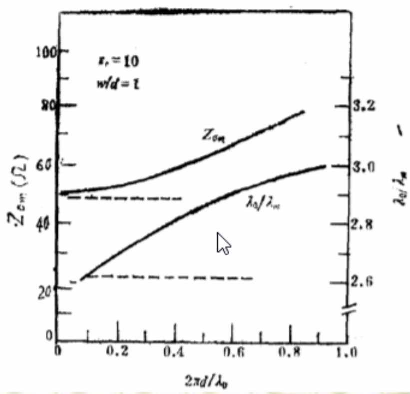
$$P_{avg} = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\int_s \vec{E}\times\vec{H}^*\cdot d\vec{S}$$

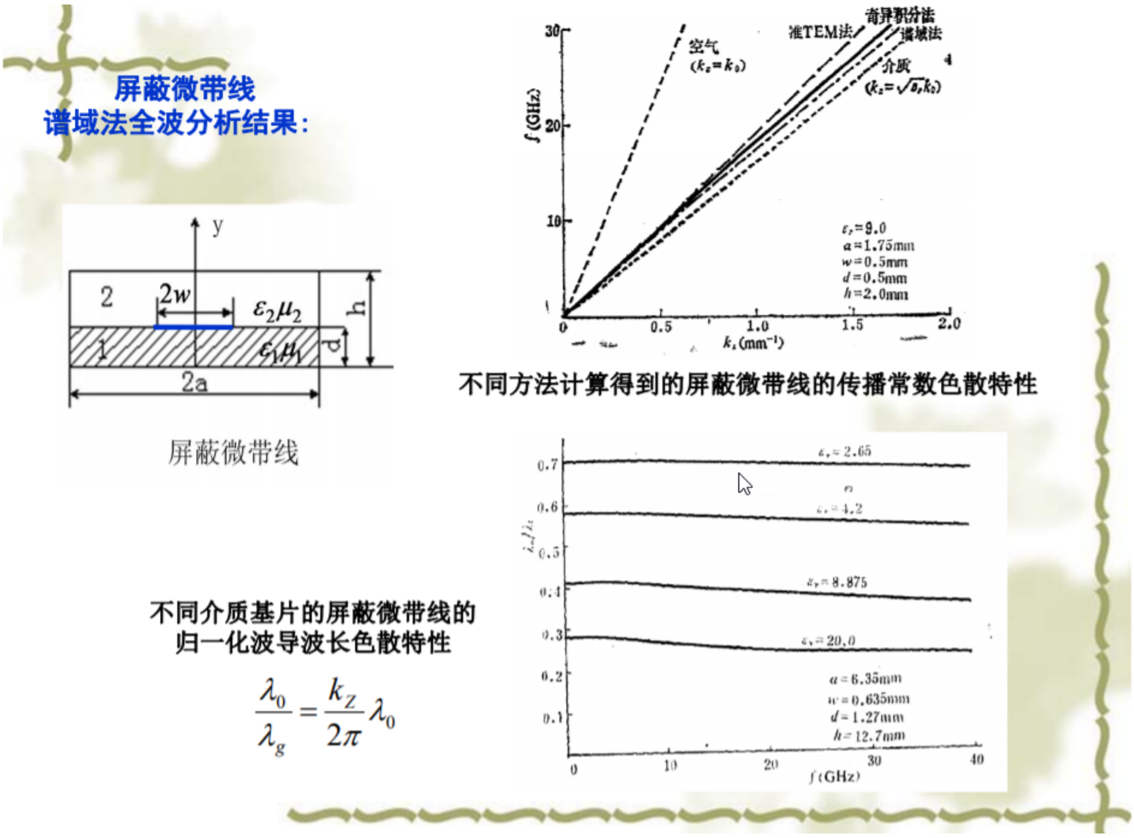
$$Z_{0u} = \frac{V^2}{2P_{avg}} \quad ✕$$

$$Z_{0i} = \frac{2P_{avg}}{I^2} \quad √$$

归一化波导波长为：

$$\frac{\lambda_0}{\lambda_g} = \frac{k_Z}{2\pi}\lambda_0$$





第五节 介质波导传输线（略）

第六节 ADS软件中的传输线元件与LineCalc组件（见作业）