



普通高等教育“十一五”国家级规划教材

微波技术解题指导

顾继慧 编著



科学出版社
www.sciencep.com

普通高等教育“十一五”国家级规划教材

微波技术解题指导

顾继慧 编著

科学出版社

北 京

内 容 简 介

本书是普通高等教育“十一五”国家级规划教材《微波技术》的配套辅导书,按主教材章节排序,对各章节基本内容及主要公式进行整合和汇编,对易混淆的概念予以梳理,结合例题归纳各类题型的解题思路和方法,并给出了主教材中各章习题的参考答案和提示。本书有利于读者加深基本概念的理解和运用,同时掌握一定的解题技巧。

本书可供高等院校射频、微波技术、电子信息及通信等电子工程类相关专业本科教学和学习使用,也可供相关工程技术人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

微波技术解题指导 / 顾继慧编著. —北京:科学出版社, 2009

(普通高等教育“十一五”国家级规划教材)

ISBN 978-7-03-023629-6

I. 微… II. 顾… III. 微波技术-高等学校-解题 IV. TNO15-44

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2008)第 194787 号

责任编辑:匡 敏 余 江 / 责任校对:陈丽珠

责任印制:张克忠 / 封面设计:陈 敬

科 学 出 版 社 出 版

北京东黄城根北街 16 号

邮政编码: 100717

<http://www.sciencep.com>

北京市文林印务有限公司 印刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

*

2009 年 2 月第 一 版 开本: B5(720×1000)

2009 年 2 月第一次印刷 印张: 9 1/4

印数: 1—4 000 字数: 168 000

定价: 19.00 元

(如有印装质量问题,我社负责调换〈文林〉)

前 言

在“微波技术”课程的学习中,常有学生反映此课程难学,概念抽象,解题困难,费时费力。编者认为这其中的原因主要是电磁场量为时空多维(四个自由度)矢量(三个分量)函数,对场分布的清晰了解要求学生具有抽象思维和空间想象力,而这种能力的培养需要有一个过程;其次是因为该课程中所涉及的数学工具较电路类课程多,运算更麻烦。作为教师的我有责任帮助学生理顺基本概念,寻求解题思路,但愿这本解题指导书能达此目的。

本书与科学出版社出版的普通高等教育“十一五”国家级规划教材《微波技术》(顾继慧编著)相配套,全书内容分为4章,章节排序与主教材相同,其中第4章包含了主教材中第4、5两章内容。每一章在结构上分为四块:①概念整合与公式汇编,意在帮助学生扎深理论基础;②理解误区梳理,汇集教学过程中发现的学生易混淆的概念,并加以梳理和澄清,让学生明明白白去解题;③典型例题,通过解题过程的具体引导,帮助学生加深对基本概念的理解和运用,掌握解题的基本方法和技巧;④习题参考答案及提示,提供主教材中各章所附习题参考答案及相关提示,供读者自检。

2008年出版《微波技术》一书时在前言中曾许诺:“与教材配套的解题指导书仍在修订完善中,力争早日与读者见面”,现终于实现了自己的诺言,感到很欣慰,欣慰之余又有了新的挂念:编写“解题指导”一书的宗旨在于帮助读者从繁杂的微波技术内容中理出一条清晰的思路,在整合基本内容的同时对一些易混淆的概念予以梳理,对主要公式的构成规律、物理意义及使用要点给予汇编,并通过例题加以运用以提高解决实际问题的能力。初衷是否已达到,辛勤的劳动能换来多少果实,静候读者回音。

本书编著过程中曾参阅过兄弟院校编写的有关教材及讲义,如上海交通大学电子工程系顾瑞龙老师和周希朗老师于1981年合写的讲义《微波技术习题解答》,以及西安电子科技大学电子信息教研组编写的讲义《微波技术习题解答》,在此一并表示感谢!在本书的编写过程中一直得到邬友卫先生的指导和帮助,恩师如今人虽已去,但他脱俗的胸怀,磊落的人格,博深的学问和严谨的作风将永存,并激励学生勇往直前。

限于本人水平,书中难免有不足之处,恳请每一位读者在使用本书后能向作者提出或多或少的意见和建议,作者当将它作为自己所付劳动的最高奖赏,永远与大家共勉。

作 者

2008年10月于南京理工大学

符号说明

本书中所用符号与主教材《微波技术》(2008年出版)及配套课件(1.0版)中相应参量符号定义一致。

- a : 矩形波导宽边长
- b : 矩形波导窄边长
- c : 光速
- d : 同轴线内导体的外直径;矩形波导金属膜片开窗宽度
- D : 同轴线外导体的内直径;圆柱谐振腔口径内直径
- d_g : 缝隙间距
- f : 频率
- f_0 : 信号源频率
- f_c : 模式截止频率
- h : 普朗克常量;微带基片厚度
- k : 波相位常数
- k_0 : 自由空间波相位常数
- k_c : 模式截止波数
- l : 微波传输线纵向长度
- n : 导体或介质表面面向场区一侧的外法向单位矢量
- q : 微带线有效填充因子
- t : 微带线导带厚度;波导膜片厚度;波导隔板厚度;铁氧体片厚度
- v : 介质中光速
- v_p : 波相速
- v_g : 波群速
- A_1 : 长线终端处入射波电压
- A_2 : 长线终端处反射波电压
- C : 集总参数电容
- C_g : 缝隙电容
- C_0 : 传输线单位长度分布电容
- L_0 : 传输线单位长度分布电感
- B : 磁通密度矢量或磁感应强度矢量
- D : 电通密度矢量或电位移矢量
- E : 电场强度矢量

$\vec{E}(u, v, z)$: 任意横截面微波传输线中三维坐标系下电场强度复相量矢量
 $\mathbf{E}(u, v, z, t)$: 任意横截面微波传输线中三维坐标系下电场强度瞬时矢量
 $\mathbf{H}$: 磁场强度矢量
 $\dot{I}(z)$: 沿线 z 处电流复相量
 $\dot{I}_i(z)$: 沿线 z 处入射波电流复相量
 $\dot{I}_r(z)$: 沿线 z 处反射波电流复相量
 $i(z, t)$: 沿线 z 处瞬时电流
 $\mathbf{J}$: 体电流密度矢量
 $\mathbf{J}_s$: 面电流密度矢量
 K : 沿线电压行波系数
 L : 插入衰减, 集总参数电感
 L_r : 回波损耗
 P : 功率
 P_e : 谐振腔外部负载吸收功率
 P_0 : 谐振腔谐振时的平均损耗功率
 P_l : 传输系统损耗功率
 P_{lc} : 导体损耗功率
 P_{ld} : 介质损耗功率
 p_c : 单位长度传输线上导体损耗功率
 p_d : 单位长度传输线上介质损耗功率
 P_L : 负载吸收功率
 P_i : 入射功率
 P_r : 反射功率
 P_1 : 传输系统输入功率
 P_2 : 传输系统输出功率
 Q_0 : 谐振腔固有品质因数
 Q_e : 耦合谐振腔系统外部品质因数
 Q_L : 谐振腔有载品质因数
 R : 圆波导口径半径
 R_s : 表面电阻
 $\mathbf{S}$: 坡印亭矢量
 T : 电压传输系数
 $\dot{U}(z)$: 沿线 z 处电压复相量
 $\dot{U}_i(z)$: 沿线 z 处入射波电压复相量
 $\dot{U}_r(z)$: 沿线 z 处反射波电压复相量
 $u(z, t)$: 沿线 z 处瞬时电压

W : 微带线导带宽度
 G_0 : 传输线单位长度分布电导; 谐振腔谐振电导
 R_0 : 传输线单位长度分布电阻; 谐振腔谐振电阻
 Y : 传输线单位长度并联导纳
 Z : 传输线单位长度串联阻抗
 Y_0 : 传输线特性导纳
 Z_0 : 传输线特性阻抗
 Z_{01} : 空气填充时微带线特性阻抗
 Z_e : 色散波传输线等效阻抗
 Z_L : 长线终端负载阻抗
 Y_L : 长线终端负载导纳
 $Y_{in}(z)$: 距终端 z 处向负载方向看去的输入导纳
 $Z_{in}(z)$: 距终端 z 处向负载方向看去的输入阻抗
 $\tilde{Y}(z)$: 距终端 z 处向负载方向看去的归一化输入导纳(对 Y_0 归一)
 $\tilde{Z}(z)$: 距终端 z 处向负载方向看去的归一化输入阻抗(对 Z_0 归一)
 $\tilde{R}$: 距终端 z 处向负载方向看去的归一化电阻(对 Z_0 归一)
 $\tilde{X}$: 距终端 z 处向负载方向看去的归一化电抗(对 Z_0 归一)
 $\tilde{G}$: 距终端 z 处向负载方向看去的归一化电导(对 Y_0 归一)
 $\tilde{B}$: 距终端 z 处向负载方向看去的归一化电纳(对 Y_0 归一)
 $\tilde{U}$: 归一化等效电压($\tilde{U} = U/\sqrt{Z_0}$)
 $\tilde{I}$: 归一化等效电流($\tilde{I} = I\sqrt{Z_0}$)
 W_0 : 谐振腔总储能
 W_e : 电储能
 W_m : 磁储能
 λ : 波长
 λ_0 : 信号源波长
 λ_c : 模式截止波长
 λ_p : 色散波相波长
 μ_0 : 自由空间磁导率
 μ_r : 磁介质相对磁导率
 $\mu = \mu_0 \mu_r$: 磁介质磁导率
 ξ_0 : 谐振腔特性阻抗
 ρ_v : 自由电荷体密度
 ρ_s : 自由电荷面密度
 ρ : 沿线电压驻波系数

σ : 电导率
 σ_d : 有耗介质电导率
 σ_c : 导体电导率
 ω : 信号角频率
 $\Gamma(z)$: 距终端 z 处向负载方向看去的电压反射系数
 α : 波衰减常数
 α_c : 导体衰减常数
 α_d : 介质衰减常数
 β : 波相移常数
 γ : 波传播常数
 δ : 趋肤深度
 $\tan\delta$: 有耗介质损耗角正切
 ϵ_0 : 自由空间介电常数
 ϵ_r : 介质相对介电常数
 $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$: 介质介电常数
 ϵ_{re} : 部分填充介质区域的有效相对介电常数
 ϵ : 有耗介质复介电常数
 η : 波阻抗
 η_{TE} : TE 波波阻抗
 η_{TM} : TM 波波阻抗
 η_{TEM} : TEM 波波阻抗
 θ : 插入相移

目 录

前言

符号说明

第 1 章 微波传输线	1
1.1 概念整合与公式汇编	1
1.1.1 导行波的求解过程及其一般形式	1
1.1.2 导行波的传播特性	4
1.1.3 导行波按纵向场分量分类及各类导行波特性	4
1.1.4 导行波场的横向分布及各波型截止波长分布	4
1.1.5 微波传输线中导行波场分布规律	4
1.1.6 传输线常用工作模的特性与应用	13
1.1.7 传输线的功率容量和衰减系数	13
1.1.8 传输线尺寸选择	20
1.1.9 微波传输线模式转换	21
1.2 理解误区梳理	23
1.3 典型例题	25
1.4 习题参考答案及提示	34
第 2 章 微波等效电路	37
2.1 概念整合与公式汇编	37
2.1.1 等效思想	37
2.1.2 长线理论	38
2.1.3 圆图	44
2.1.4 长线的阻抗匹配	48
2.1.5 单模均匀传输系统等效为长线	51
2.1.6 不均匀区等效为网络	52
2.2 理解误区梳理	58
2.3 典型例题	61
2.4 习题参考答案及提示	74
第 3 章 微波谐振腔	77
3.1 概念整合与公式汇编	77
3.2 理解误区梳理	80
3.3 典型例题	81

3.4 习题参考答案及提示	86
第4章 微波元器件	88
4.1 概念整合与公式汇编	88
4.2 理解误区梳理	102
4.3 典型例题	103
4.4 习题参考答案及提示	119
附录	121
附录一 矩形与扁矩形波导规格	121
附录二 简单双端口网络的转移矩阵	123
附录三 双端口网络的各种参量换算	124
附录四 一些有用材料的常数及常用导体材料的特性	125
附录五 微带线特性参量与尺寸的关系曲线	127
附录六 常用谐振模的品质因数 Q_0 的估算公式	128
附录七 膜片和销钉的相对电纳计算公式	129
附录八 重要数学公式	130
附录九 阶梯过渡参数	132

第1章 微波传输线

在这里,微波传输线虽是作为单独的一章来考虑,但就微波电路的特点而言,它应是贯穿整个微波系统的主干线,因它既是传输微波能量的工具,又是构成许多微波器件的基础——许多微波元器件是由一段传输线为主体构成的。如:在一段特定长度的传输线终端配置特定的负载即可构成短路器、匹配负载、谐振腔等;在波导管内部插入适当的金属片、介质片即可构成微波电抗元件、吸收式衰减器、极化变换器、移相等;在波导管的适当位置开槽、孔、缝即可构成定向耦合器、波导裂缝天线、驻波测量线等。因此,了解各种微波传输线的特性及内部场结构是学习微波技术的基础和关键。

1.1 概念整合与公式汇编

1.1.1 导行波的求解过程及其一般形式

均匀传输线中的导波场是由麦克斯韦方程导出的电磁场波动方程满足传输线横截面边界条件的解。

自由空间中的电磁场波动方程:

$$\nabla^2 \mathbf{E} + k_0^2 \mathbf{E} = 0 \quad (1-1)$$

$$\nabla^2 \mathbf{H} + k_0^2 \mathbf{H} = 0 \quad (1-2)$$

式中 $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = \frac{2\pi}{\lambda_0}$ 。一般情况下解得的导行波场矢量为时、空四维函数,求解方法归结为“三分离一关系”。

1. 时、空分离

对于时谐电磁场,采用复相量表示法首先将时、空变量分离开来。因在线性运算中 $e^{j\omega t}$ 因子保持不变,故可采用复相量进行运算,暂隐去 $e^{j\omega t}$ 因子而只考虑场的空间变化。对于 z 方向无限长、横截面形状任意的均匀传输线,导行波的空间分布可用广义柱坐标系 (u, v, z) 描述。时谐场的瞬时表达式 $\mathbf{E}(u, v, z; t)$ 与复相量表达式 $\dot{\mathbf{E}}(u, v, z)$ 的关系为

$$\mathbf{E}(u, v, z; t) = \text{Re}[\dot{\mathbf{E}}(u, v, z)e^{j\omega t}] \quad (1-3)$$

同理

$$\mathbf{H}(u, v, z; t) = \text{Re}[\dot{\mathbf{H}}(u, v, z)e^{j\omega t}] \quad (1-4)$$

式中 $\dot{\mathbf{E}}(u, v, z) = \mathbf{E}(u, v, z)e^{j\varphi_E(u, v, z)}$, $\dot{\mathbf{H}}(u, v, z) = \mathbf{H}(u, v, z)e^{j\varphi_H(u, v, z)}$, 包含了时谐场复相量的振幅和相位两要素, 振幅和相位均是空间位置的函数。

应用复相量表示后, 式(1-1)中的 $\mathbf{E}$ 和 $\mathbf{H}$ 应以 $\dot{\mathbf{E}}(u, v, z)$ 和 $\dot{\mathbf{H}}(u, v, z)$ 代之。

2. 纵横分离

微波传输线中的矢量场可以分解为横向场分量与纵向场分量之和, 其中每个场分量都是 (u, v, z) 的函数。

$$\dot{\mathbf{E}}(u, v, z) = \dot{\mathbf{E}}_T(u, v, z) + \mathbf{a}_z \dot{E}_z(u, v, z) \quad (1-5)$$

$$\dot{\mathbf{H}}(u, v, z) = \dot{\mathbf{H}}_T(u, v, z) + \mathbf{a}_z \dot{H}_z(u, v, z) \quad (1-6)$$

将式(1-5)、式(1-6)分别代入式(1-1)和式(1-2), 可见, $\dot{\mathbf{E}}(u, v, z)$ 和 $\dot{\mathbf{H}}(u, v, z)$ 所满足的波动方程可各自分解成横、纵两个波动方程, 其中横向波动方程为

$$\nabla^2 \dot{\mathbf{E}}_T(u, v, z) + k_0^2 \dot{\mathbf{E}}_T(u, v, z) = 0 \quad (1-7)$$

$$\nabla^2 \dot{\mathbf{H}}_T(u, v, z) + k_0^2 \dot{\mathbf{H}}_T(u, v, z) = 0 \quad (1-8)$$

纵向波动方程为

$$\nabla^2 \dot{E}_z(u, v, z) + k_0^2 \dot{E}_z(u, v, z) = 0 \quad (1-9)$$

$$\nabla^2 \dot{H}_z(u, v, z) + k_0^2 \dot{H}_z(u, v, z) = 0 \quad (1-10)$$

注意, $\dot{\mathbf{E}}_T$ 、 $\dot{\mathbf{H}}_T$ 满足的是矢量波动方程, 而 $\dot{E}_z$ 、 $\dot{H}_z$ 满足的是标量波动方程。显然, 先解标量波动方程为易。

3. 变量分离

许多数理方程的解可以表示成各坐标变量函数乘积的形式, 波动方程也是如此, 所以可先设式(1-9)和式(1-10)的解具有如下形式

$$\dot{E}_z(u, v, z) = \dot{E}_z(u, v) \dot{Z}(z) \quad (1-11)$$

$$\dot{H}_z(u, v, z) = \dot{H}_z(u, v) \dot{Z}(z) \quad (1-12)$$

相应地, 将式(1-9)和式(1-10)中的算符 ∇^2 也分解成横、纵两项 $\left(\nabla^2 = \nabla_T^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right)$, 与式(1-11)、式(1-12)一起代入式(1-9)和式(1-10)中, 整理可得

$$\frac{\nabla_T^2 \dot{E}_z(u, v)}{\dot{E}_z(u, v)} + \frac{1}{\dot{Z}(z)} \frac{\partial^2 \dot{Z}(z)}{\partial z^2} = -k_0^2 \quad (1-13)$$

对 $\dot{H}_z$ 也有一个形式相同的方程。

式(1-13)左边第一项为 (u, v) 的函数, 第二项仅为 (z) 的函数, 两项之和对任意一点 (u, v, z) 都为常数 $(-k_0^2)$, 则每一项都必为一常数, 可令

$$\frac{1}{\dot{Z}(z)} \frac{\partial^2 \dot{Z}(z)}{\partial z^2} = \gamma^2$$

这便由分离变量法获得了 $\dot{Z}(z)$ 所满足的常微分方程:

$$\frac{d^2 \dot{Z}(z)}{dz^2} - \gamma^2 \dot{Z}(z) = 0 \quad (1-14)$$

和 $\dot{E}_z(u, v)$ 、 $\dot{H}_z(u, v)$ 所满足的偏微分方程:

$$\nabla_T^2 \dot{E}_z(u, v) + (k_0^2 + \gamma^2) \dot{E}_z(u, v) = 0 \quad (1-15)$$

$$\nabla_T^2 \dot{H}_z(u, v) + (k_0^2 + \gamma^2) \dot{H}_z(u, v) = 0 \quad (1-16)$$

记

$$k_c^2 = k_0^2 + \gamma^2 \quad (1-17)$$

方程(1-14)为常系数一维波动方程,其通解为

$$\dot{Z}(z) = A_+ e^{-\gamma z} + A_- e^{\gamma z} = A_{\pm} e^{\mp \gamma z} \quad (1-18)$$

式(1-18)描述了沿 $+z$ 方向和 $-z$ 方向传播的波。因 $\dot{Z}(z)$ 与横向坐标 (u, v) 无关,所以式(1-18)所描述的纵向传输特性对横截面形状各异的传输线均适用,是各种均匀传输线中导行波的共性。

将式(1-18)代入式(1-11)和式(1-12),可得导行波纵向场分量的一般形式:

$$\dot{E}_z(u, v, z) = \dot{E}_{z\pm}(u, v) e^{\mp \gamma z} \quad (1-19)$$

$$\dot{H}_z(u, v, z) = \dot{H}_{z\pm}(u, v) e^{\mp \gamma z} \quad (1-20)$$

系数 $A_{\pm}$ 已含于 $\dot{E}_{z\pm}(u, v)$ 和 $\dot{H}_{z\pm}(u, v)$ 中。场纵向分量 $\dot{E}_z(u, v, z)$ 和 $\dot{H}_z(u, v, z)$ 的各自横向分布函数 $\dot{E}_{z\pm}(u, v)$ 和 $\dot{H}_{z\pm}(u, v)$ 的具体形式取决于传输线的横截面形状及横向边界条件,因此,导行波场的横向分布特性是各种传输线的个性,需分别讨论,在给定传输线边界条件下可以选择合适的坐标系再次运用分离变量法求解方程式(1-15)和式(1-16)的解而获得。

4. 由场纵向分量求场横向分量的关系式

因导行波场的纵向分量与横向分量并非彼此独立,而是通过麦克斯韦方程组中两个旋度方程彼此相关联的,因此,场的横向分量不必通过解横向波动方程式(1-7)和式(1-8)获得,而可直接由场的纵向分量导出。直角坐标系下场的纵、横向分量关系见主教材《微波技术》中式(1-37)的推导。

$$\dot{E}_x = \frac{1}{k_c^2} \left(-j\omega\mu \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial y} \mp \gamma \frac{\partial \dot{E}_z}{\partial x} \right) \quad (1-21a)$$

$$\dot{E}_y = \frac{1}{k_c^2} \left(j\omega\mu \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial x} \mp \gamma \frac{\partial \dot{E}_z}{\partial y} \right) \quad (1-21b)$$

$$\dot{H}_x = \frac{1}{k_c^2} \left(\mp \gamma \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial x} + j\omega\epsilon \frac{\partial \dot{E}_z}{\partial y} \right) \quad (1-21c)$$

$$\dot{H}_y = \frac{1}{k_c^2} \left(\mp \gamma \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial y} - j\omega\epsilon \frac{\partial \dot{E}_z}{\partial x} \right) \quad (1-21d)$$

于是包括场矢量的各个分量在内的导行波一般形式可表为

$$\dot{\mathbf{E}}(u, v, z) = \dot{\mathbf{E}}_{\pm}(u, v) e^{\mp \gamma z} \quad (1-22)$$

$$\dot{\mathbf{H}}(u, v, z) = \dot{\mathbf{H}}_{\pm}(u, v) e^{\mp \gamma z} \quad (1-23)$$

式(1-22)中的 $\dot{\mathbf{E}}_{\pm}(u, v)$ 和式(1-23)中的 $\dot{\mathbf{H}}_{\pm}(u, v)$ 代表场的横向分布,是横向波动

方程

$$\nabla_T^2 \dot{\mathbf{E}}(u, v) + k_c^2 \dot{\mathbf{E}}(u, v) = 0 \quad (1-24)$$

和

$$\nabla_T^2 \dot{\mathbf{H}}(u, v) + k_c^2 \dot{\mathbf{H}}(u, v) = 0 \quad (1-25)$$

满足给定传输线横向边界条件的解。

1.1.2 导行波的传播特性

由式(1-22)和式(1-23)所示的导行波一般形式可见,导波场由纵、横两个因子乘积构成,其中纵向因子 $e^{\mp\gamma z}$ 描述了导行波的纵向传输特性,关键参数是传播常数 γ ,由式(1-17)知

$$\gamma = \sqrt{k_c^2 - k_0^2} = k_0 \sqrt{\left(\frac{k_c}{k_0}\right)^2 - 1} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2 - 1} \quad (1-26)$$

截止波数 k_c 取决于传输线的横截面形状和尺寸。

导行波传播条件及其物理意义的总结见表 1-1。

1.1.3 导行波按纵向场分量分类及各类导行波特性

由纵向场分量求横向场分量的关系式(1-21)知,可根据纵向场的存在情况将导行波分为三种基本类型:TEM 波、TE 波和 TM 波。更复杂的波形可看作是一些基本波型满足边界条件下按一定比例的线性组合。

导行波按纵向场分量分类及各类波特性的总结见表 1-2。

1.1.4 导行波场的横向分布及各波型截止波长分布

导行波一般形式中的纵向因子 $e^{\mp\gamma z}$ 虽是各种传输线中各类波的共性,但其中关键参数 γ 的取值性质和大小由式(1-26)知,除与信号波长 λ_0 有关外,还取决于波的特征值(即截止波数) k_c ,不同横截面形状、尺寸、不同波型下的 k_c 值是波的个性问题,它决定着某一频率信号在所选传输线模式下是否能被传输。另外,传输线中导行波的横向场分布是微波工程应用的依据,一并总结于表 1-3 中。

1.1.5 微波传输线中导行波场分布规律

解读微波传输线中各种波型的复杂场分布力线和烦琐场表达式的关键是:紧扣边界条件。现以金属波导为例分述两个问题:

1. 解读场分量表达式

(1) 在纵向(定为 z 方向)无限长的理想波导中,其场表达式必含纵向行波因子 $e^{\mp j\beta z}$,其中“-”、“+”号分别代表沿正、负 z 方向传播的波。

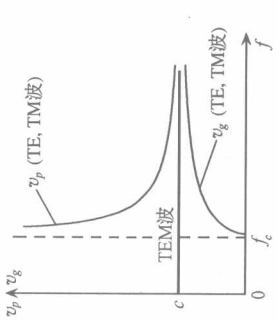
(2) 在 z =常数的横截面内,横向波动方程变量分离的结果使得在矩形波导内

表 1-1 导行波的传播条件及其物理意义

传输线品质	导行波状态	波定条件	γ 取值	导波场一般形式	物理意义
无耗 $\sigma_c = \infty$, $\sigma_d = 0$, ϵ 和 μ 为实数	传输	$k = \omega \sqrt{\mu\epsilon} > k_c$, $\lambda < \lambda_c$	$\gamma = \sqrt{k_c^2 - k^2} = j\beta$ $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}$	$\vec{E}(u, v, z) = \vec{E}(u, v) e^{\mp j\beta z}$	γ 取虚数, 代表一个 z 方向传播的导行波
	临界	$k = \omega \sqrt{\mu\epsilon} = k_c$, $\lambda = \lambda_c$	$\gamma = 0$	$\vec{E}(u, v, z) = \vec{E}(u, v)$	γ 取 0, 代表导行波由传输转向截止的临界状态, z 方向场均匀分布
	截止	$k = \omega \sqrt{\mu\epsilon} < k_c$, $\lambda > \lambda_c$	$\gamma = \alpha$ $\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2 - 1}$	$\vec{E}(u, v, z) = \vec{E}(u, v) e^{\mp \alpha z}$	γ 取实数, 代表一个 z 方向的凋落场分布, 导行波不能传播
有耗 $\sigma_c \neq \infty$, $\sigma_d > 0$, ϵ 和 μ 为复数	衰减	$k = \omega \sqrt{\mu\epsilon}$, $\dot{\epsilon} = \epsilon \left(1 - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)$	$\gamma = \sqrt{k_c^2 - k^2} = \alpha' + j\beta'$ $\alpha' = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\left[1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2}$ $\times \sin \left[\frac{1}{2} \arctan \left(\frac{\frac{\sigma}{\omega\epsilon}}{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2} \right) \right]$	$\vec{E}(u, v, z) = \vec{E}(u, v) e^{\mp \alpha' z} e^{\mp j\beta' z}$	γ 取复数, 代表传输线有功率损耗, 沿 z 方向导行波边传输其振幅边衰减
	传输		$\beta' = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\left[1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2}$ $\times \cos \left[\frac{1}{2} \arctan \left(\frac{\frac{\sigma}{\omega\epsilon}}{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2} \right) \right]$		

表 1-2 导行波按纵向场分量分类及各类波特性

基本波型名称	TEM	TE	TM	有关说明
纵向场分量特征	$E_z = 0, H_z = 0$	$E_z = 0, H_z \neq 0$	$E_z \neq 0, H_z = 0$	$E_z \neq 0$ 且 $H_z \neq 0$ 的波称为孪生波, 由 TE 波和 TM 波的适当组合构成
特征值	$k_c = \frac{2\pi}{\lambda_c}$	$k_c \neq 0$		
截止特性	$\lambda_c \rightarrow \infty$, 无截止现象	λ_c 为有限值, 传输条件为 $\lambda < \lambda_c$, 当 $\lambda > \lambda_c$ 时波不能沿传输线传输而被截止		
色散特性	非色散波	色散波		
相移	$\beta = k = \frac{2\pi}{\lambda}$	$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}$		
相速	$v_p = \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = v = c _{\text{空气中}}$	$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{v}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}}$		
群速	$v_g = \frac{d\omega}{d\beta} = \frac{1}{\frac{dk}{d\omega}} = v$	$v_g = \frac{d\omega}{d\beta} = \frac{1}{\frac{d\beta}{d\omega}} = v \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}$		
相波长	$\lambda_p = \frac{2\pi}{k} = \lambda$	$\lambda_p = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}}$		



TE、TM 波的 v_p 随频率而变
化——色散现象
非色散的 TEM 波传播特性与自由空间中的波相同
色散的 TE、TM 波的 v_p 、 v_g 与 c 的关系为 $v_p v_g = c^2$

基本波型名称	TEM	TE	TM	有关说明
场横向分布 满足的方程	拉普拉斯方程 $\nabla_T^2 \vec{E}(u, v) = 0$ $\nabla_T^2 \vec{H}(u, v) = 0$	亥姆霍兹方程 $\nabla_T^2 \vec{E}(u, v) + k_c^2 \vec{E}(u, v) = 0$ $\nabla_T^2 \vec{H}(u, v) + k_c^2 \vec{H}(u, v) = 0$		
横场分布 特点	电、磁力线仅存在于传输线横截面内,且电力线非闭合	电力线仅存在于传输线横截面内,有垂直于导体壁的非闭合电力线和自身闭合电力线两种形式	磁力线仅存在于传输线横截面内,相切于导体壁而自身闭合	传输状态下 η_{TE} 、 η_{TM} 为实数,截止状态下为虚数, η_{TE} 呈感性, η_{TM} 呈容性。因此,截止状态下场呈无功衰减特性,无能量损耗
传输线横截面 结构特点	双导体结构,如平行线、同轴线、微带线、共面波导等	单导体结构,如各种不同截面形状的空心或介质填充的金属波导		
波阻抗 $\frac{E_u}{H_v} = -\frac{E_v}{H_u}$	$\eta_{TEM} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \eta$ $\eta _{\text{空气中}} = \eta_0$ $= \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi(\Omega)$	$\eta_{TE} = \frac{\omega\mu}{\beta} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}}$	$\eta_{TM} = \frac{\beta}{\omega\epsilon} = \eta \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}$	