

电磁场与微波技术

李绪益 林志编

华南理工大学出版社

下册



电磁场与微波技术

(下册)

李绪益 林志 编

华南理工大学出版社

内 容 简 介

本书主要研究电磁场、电磁波与微波技术。全书共15章，分上、下册。上册有：矢量分析、静电场、恒定电场、恒定磁场、静态场的解、交变电磁场、平面电磁波。下册包括：长线理论、微波传输线、微波谐振腔、微波网络、微波元件、微波振荡源、微波测量及微波的应用。每章都附有一定数量的习题及其答案，便于自学。

本书可作为高等院校无线电及电子类专业、成人高等教育有关专业的教材或参考书，也可供有关技术人员阅读参考。

电磁场与微波技术

(下册)

李绪益 林志 编

责任编辑 林 焕

华南理工大学出版社出版发行

(广州 五山)

各地新华书店经销

广州小胶印厂

开本787×1092 1/32 印张13 字数289千
1981年8月第1版 1992年5月第2次印刷

印数 3001—5000

ISBN 7—5623—0256—1/TN·9

定价：4.90元

前 言

电磁场理论是一门研究各类电磁现象内在规律的基本理论。

表现为电磁形式的能量和信息，具有便于产生、传送、量测、贮存、加工处理、控制及转化为其他能量和信息的特点，因此得到了广泛的应用。例如无线电类专业的通讯、广播、电视、雷达、遥感遥测等都离不开电磁波的产生、发射、传播和接收；元器件类专业的电子器件，则要求遵循电子在运动状态下的规律；电力类专业的电机、电器制造、高压工程等，则要运用电磁能量的转换、传输与控制。所有这些应用领域，无不以电磁场理论为基础，尤其在信息方面，如全息图象、遥感技术、光纤通讯、卫星通讯等，其应用更加广泛和深入。因此，在我国各高等院校及世界先进工业国的工科大学中，一般都把它作为电类专业的必修课。

电磁场理论是电类专业的共同基础和共同的生长点。不仅如此，它过去是、现在和将来仍将是边缘学科、交叉学科的孕育点。

这门课程的理论性较强、概念较抽象、应用的数学知识较多，因此，学习这门课程之前，应当具备大学物理和高等数学的扎实基础。

本书分上下两册。上册研究电磁场与电磁波，共七章，内容包括矢量分析、静电场、恒定电场、恒定磁场、静态场的解、交变电磁场、平面电磁波。下册研究微波技术，共八章，内容包括长线理论、微波传输线、微波谐振腔、微波网

络、微波元件、微波振荡源、微波测量、微波的应用。上下册的内容既前后衔接，又相对独立，可合并使用，也可单独使用。

由于篇幅及教学时数的限制，本书力求精选内容、突出重点，以加强基础理论，并反映最新理论和技术；在内容的安排及叙述上，力求由浅入深，循序渐进，通俗易懂；在概念与数学分析的关系上，既强调物理概念，也不回避必要的数学推理，使读者既能掌握正确的物理内涵，又能得到必要的数学逻辑思维和数学运算能力的培养。每章都选编了一定数量的习题并给出答案，以便于自学。

本书主要作为高等院校无线电与电子类专业应用的教材。若在内容上作适当的取舍也可作为不同层次、不同类型的电类专业的教材或参考书。

本书由李绪益担任主编。罗惠萍编写了上册的第一、二、三章，马冰然编写了上册的第四至第七章，林志编写了下册的第三至第七章，李绪益编写了下册的第一、二、八章及上、下册的附录。

本书的出版，得到了华南理工大学教务处、无线电工程系的领导、以及微波与天线教研室、物理电子教研室的同志们的大力支持和热情帮助，梁金义编写的讲义也给予有益的借鉴，在此谨向他们表示衷心的感谢。

由于编写水平有限，书中难免存在缺点和错误，欢迎读者批评指正。

目 录

绪论	(1)
第一章 传输线理论	(4)
1.1 引 言	(4)
1.2 传输线方程及其解	(5)
1.3 无耗线上的行波与驻波, 驻波比与反射系数	(11)
1.4 不同负载时传输线的工作状态	(18)
1.5 圆图及其应用	(27)
1.6 有耗传输线	(41)
1.7 非均匀分布参量传输线	(48)
习题	(54)
第二章 微波传输线	(58)
2.1 导行波系统的场方程	(59)
2.2 矩形波导	(63)
2.3 矩形波导的 TE_{10} 波	(73)
2.4 圆波导	(85)
2.5 同轴线	(95)
2.6 微带传输线	(102)
2.7 其它形式的微波传输线	(126)
2.8 光波导	(130)
习题	(136)
第三章 微波谐振腔	(140)
3.1 谐振腔自由振荡的基本原理	(140)

3.2	谐振腔的主要参量	(143)
3.3	矩形谐振腔	(149)
3.4	圆柱形谐振腔	(154)
3.5	同轴谐振腔	(161)
3.6	微带线谐振器	(163)
3.7	介质谐振器	(165)
3.8	谐振腔的等效电路及腔的激励与耦合	(167)
	习题	(175)
第四章	微波网络基础	(177)
4.1	概述	(177)
4.2	波导等效为双线	(179)
4.3	微波网络的主要特点	(185)
4.4	微波网络参量	(187)
4.5	网络参量的本征方程、本征值和本征矢	(202)
4.6	基本电路单元网络参量	(208)
4.7	双端口网络的工作特性参量	(212)
	习题	(216)
第五章	微波元件	(221)
5.1	微波基本元件	(221)
5.2	连接元件	(230)
5.3	分支元件	(237)
5.4	定向耦合元件	(248)
5.5	匹配元件	(273)
5.6	波导的激励与耦合元件	(289)
5.7	微波铁氧体元件	(296)
	习题	(301)

第六章 微波测量	(305)
6.1 微波功率测量.....	(306)
6.2 驻波系数的测量.....	(313)
6.3 波长和频率的测量.....	(323)
6.4 阻抗测量.....	(327)
习题.....	(330)
第七章 微波振荡器	(331)
7.1 反射速调管振荡器.....	(331)
7.2 磁控管振荡器.....	(338)
7.3 微波固态振荡器.....	(345)
习题.....	(361)
第八章 微波技术的应用	(362)
8.1 引言.....	(362)
8.2 微波加热的原理及其应用.....	(363)
8.3 微波通信.....	(373)
8.4 雷达、遥感与导航.....	(379)
8.5 微波检测.....	(387)
8.6 微波辐射的安全防护.....	(390)
附录一 矩形与扁矩形波导规格	(394)
附录二 同轴线参数表	(398)
附录三 常用介质基片材料的高频特性	(400)
附录四 微带线常用导体材料的特性	(401)
附录五 几种常用金属的常数	(402)
参考资料	(403)

绪 论

微波是无线电波中波长最短的电磁波，它包括从1m到0.1mm的范围，其相应的频率范围从300 MHz~3 000GHz。通常又将它划分为四个分波段，如表 0.1 所示。

表 0.1 微波波段的划分

波段名称	波长范围	频率范围(GHz)	频段名称
分米波	1m~10cm	0.3~3	超高频UHF
厘米波	10cm~1cm	3~30	特高频 SHF
毫米波	1cm~1mm	30~300	极高频EHF
亚毫米波	1mm~0.1mm	300~3000	超极高频

国际上又将微波波段划分为更细的分波段；见表 0.2 所示。

微波与其它波段的无线电波相比具有如下的特点：

(1) 微波的波长极短，它与所使用的元件，设备的尺寸可相比拟。在低频无线电技术中，因为线路尺寸总是甚小于波长，所以，在同一时刻流过某一元件的电流是处处相同的，元件的参数是“集中”在一起的，称之为集中参数。而到了微波波段，即使在几厘米的导线上各点的电流也可有显著的不同。此时，元件的参数是沿空间分布的，称之为分布参数。研究这样的系统必须用“分布参数”的观点。而且，

表 0.2 微波波段的划分及其代号

波段代号	频率范围 (GHz)	波段代号	频率范围 (GHz)
UHF	0.3~1.12	Ka	26.5~40
L	1.12~1.7	Q	33~50
LS	1.7~2.6	U	40~60
S	2.6~3.95	M	50~75
C	3.95~5.85	E	60~90
XC	5.85~8.2	F	90~140
X	8.2~12.4	G	140~220
Ku	12.4~18	R	220~325
K	18~26.5		

普通的集中参数元件（如电阻、电容、电感）已不能应用，代之的是波导管、谐振腔等分布参数元部件。

(2) 微波的振荡周期（约为 $10^{-9} \sim 10^{-12}$ s）极短。它与电子在电子管内的渡越时间（电子从阴极发射到达板极的时间，一般约为 10^{-9} s 量级）可以比拟。因此，普通的静电控制的电子器件在微波波段已不能有效地工作，代之的是在原理和构造上完全不同的微波电子器件——速调管、磁控管和行波管等。

(3) 似光性。微波介于一般无线电波与光波之间，它不仅具有无线电波的性质，还具有光波的某些性质：以光速直线传播；有反射、折射、绕射、干涉等现象；某些几何光学原理（如惠更斯原理、镜象原理、透镜聚焦可获定向窄波束辐射，多普勒效应等）仍然适用。雷达能发现与跟踪目标就是基于这些特性。

(4) 微波的频率很高，因此在不大的相对带宽下，其

可用带宽很宽，可达数百兆赫至数十千兆赫，故信息容量大，有巨大的信息潜力。且微波波段的电磁波能穿透电离层，因而卫星通信与卫星电视广播、宇宙通信及射电天文学的研究等均需利用微波来实现。

由于微波具有上述的一些独特的特点，使微波技术在通信、雷达、导航、遥感、天文、气象、工业、农业、医疗以及科学研究等方面得到越来越广泛的应用，成了无线电电子学的一个重要的分支。

微波技术所研究的内容，就是微波的产生、传输、变换、检测、发射与接收、测量以及与之相对应的微波元件和设备等。本书主要是讨论微波传输线问题，这是研究微波技术的基础。除此之外，还讨论微波谐振腔，各种常用微波元件的工作原理、微波网路、微波振荡源和微波测量等。研究的方法主要是利用电磁场理论，即采用麦克斯韦方程结合边界条件求解、并辅以电路的方法。本书最后一章即微波技术的应用则是作为有兴趣的读者的阅读材料，以期扩大视野。

第一章 传输线理论

1.1 引言

麦克斯韦方程揭示了电能和磁能的交换将在空间中产生电磁波传播的客观规律。对传输线的分析表明，电磁波也能沿导体或介质的边界传播，产生由这些导体或介质的边界所导引的波，从而将信号源的电磁能量以被导引波的形式传送到某一系统或负载中去。

图 1.1 表示常用的一些传输线。按其传送的场的分布状

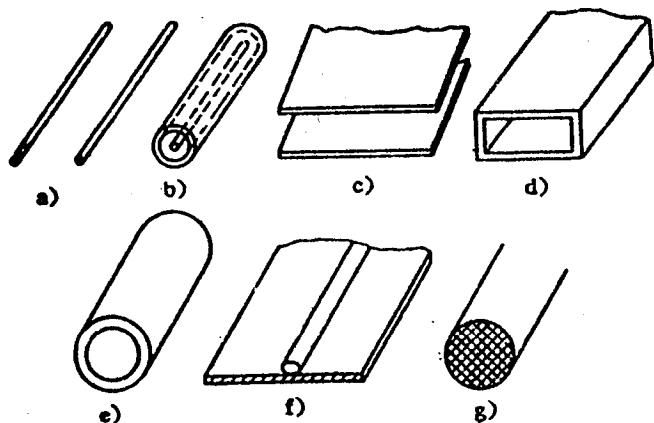


图1.1 常用的几种传输线

- a) 平行双线； b) 同轴线； c) 平板线； d) 矩形波导
e) 圆波导； f) 镜像线； g) 介质棒

态可分为三大类：(1) TEM 波传输线；(2) TE 波和 TM 波传输线；(3) 混合波传输线。

传送 TEM 波时，电场分量和磁场分量均与传播方向垂直，即在传播方向上既没有电场分量，也没有磁场分量。属于这一类传输线的如图1.1中的a)平行双线、b)同轴线和c)平板线。其应用的频率范围很宽，可从最低的直流直至微波频率。

传送 TE 波和 TM 波时，在传输方向上有磁场分量或电场分量，图1.1中的d)矩形波导和e)圆波导属于此一类。

图f)镜象线和g)介质棒属于混合型传输线。这一类传输线在传输方向上既有电场分量也有磁场分量，电磁波沿线的表面传输，故也称为表面波传输线。

通常“传输线”是指传送 TEM 波的双导体式传输线，而把传送高阶型的波导线和表面波传输线等特指为微波传输线。本章只研究 TEM 波传输的理论，即长线理论，所得结果可以推广应用到微波传输线。此外，解决传输线问题所用的理论和方法，很容易推广应用于其它波动现象的研究，因此对本章的学习十分重要。

1.2 传输线方程及其解

1.2.1 双导体传输线

图1.2 a)表示一平行双导体传输线。在传输线的始端加上激励电压时，平行的两导体中就有大小相等方向相反的电流流动。如果激励电压是时变的，则沿导体的电压和电流既是沿线空间坐标的函数，也是时间的函数，用 $U(z, t)$ 和 $I(z, t)$ 标记，或简写为 U 和 I 。

在本书的上册中，已经讨论了如何由传输线的几何参量求出它的特性阻抗、衰减常数等参数。这里，将根据已知的

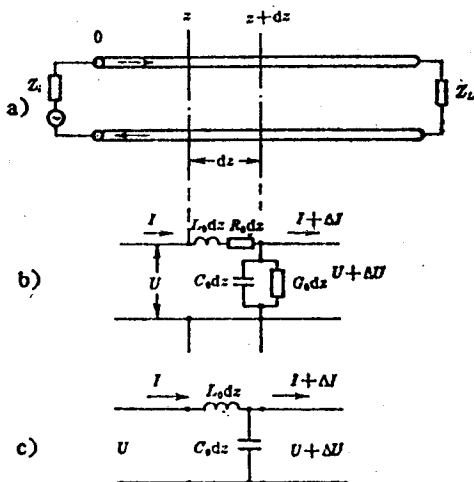


图1.2 双线传输线及其等效电路

这些传输线参数研究电磁波如何沿传输线传播的问题。由于 TEM 波的电场和磁场沿传输线的传播单值地对应着电压波和电流波，故下面将由分布参数电路理论讨论传输线上电压和电流的分布状态，并分析其重要特性。

大家知道，电流流过传输线将使导体发热，这表明导体本身有分布电阻；电流流过导体其周围将有磁场，表明导体本身有分布电感；由于导体间绝缘不完善而存在漏电流，表明导体间有分布漏电导；由于导体间有电压，其间便有电场，这表明导体间有分布电容。基于上述的物理事实，便得出图 1.2 b) 的传输线的电路模型。注意到电压 $U(z, t)$ 是指双线对于同一 z 坐标的对应点间的电压，而 $I(z, t)$ 是指其中一个导体的电流（通常指上一个导体），而且串联支路的

等效参量只在一边画出。

图中 R_0 为单位长度的分布电阻, (Ω/m , 欧每米);
 L_0 为单位长度的分布电感, (H/m , 亨每米);
 G_0 为单位长度的分布电导, (S/m , 西每米);
 C_0 为单位长度的分布电容, (F/m , 法每米)。

若只考虑谐变稳态场 (角频率为 ω) 的情况, 则可用

$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= R_0 + j\omega L_0 \\ Y_0 &= G_0 + j\omega C_0 \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

分别表示每单位长度的串联阻抗和并联导纳。

现取一微分长度 dz , 其输入端的电压和电流分别为 U 和 I , 而输出端的电压和电流分别为 $U + \Delta U$ 和 $I + \Delta I$ 。注意到电压的变化是由电流流经串联支路阻抗 $Z_0 dz$ 引起的, 而电流的变化是由于跨接于线间的并联导纳 $Y_0 dz$ 引起的。故有

$$\left. \begin{aligned} \text{电压的变化} &= -\Delta U = U - (U + \Delta U) = -\frac{\partial U}{\partial z} dz = IZ_0 dz \\ \text{电流的变化} &= -\Delta I = I - (I + \Delta I) = -\frac{\partial I}{\partial z} dz = UY_0 dz \end{aligned} \right\} \quad (1.2)$$

上式消去 dz 得

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial U}{\partial z} &= -Z_0 I & (a) \\ \frac{\partial I}{\partial z} &= -Y_0 U & (b) \end{aligned} \right\} \quad (1.3)$$

如果将方程组 (1.3) 二式对 z 求导并引用原式的结果可得

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} &= -I \frac{\partial Z_0}{\partial z} - Z_0 \frac{\partial I}{\partial z} = -I \frac{\partial Z_0}{\partial z} + Z_0 Y_0 U \\ \frac{\partial^2 I}{\partial z^2} &= -U \frac{\partial Y_0}{\partial z} - Y_0 \frac{\partial U}{\partial z} = -U \frac{\partial Y_0}{\partial z} + Z_0 Y_0 I \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

方程(1.4)即为传输线的电报方程,它是研究传输线的基本方程,也称为波动方程。

如果所研究的是横截面处处相同的均匀传输线,则传输线的特性参量 Z_0 和 Y_0 与 z 无关,故上式可简化为

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} - Z_0 Y_0 U &= 0 & (a) \\ \frac{\partial^2 I}{\partial z^2} - Z_0 Y_0 I &= 0 & (b) \end{aligned} \right\} \quad (1.5)$$

注意:方程(1.5)中两个式子形式上完全一样,且都为二阶常系数的微分方程,并与波在均匀媒质中传播的波动方程的形式完全一样。

1.2.2 电报方程的解

为了求方程式(1.5)的解,可设

$$U(z) = e^{\gamma z} \quad (1.6)$$

为方程(1.5a)的解,并将其代入(1.5a)式得

$$\gamma^2 - Z_0 Y_0 = 0 \quad (1.7)$$

上式有两个不等的根 $+\sqrt{Z_0 Y_0}$ 和 $-\sqrt{Z_0 Y_0}$, 现令

$$\gamma = \sqrt{Z_0 Y_0} \quad (1.8)$$

则方程式(1.5a)的通解为

$$U(z) = A_1 e^{-\gamma z} + A_2 e^{\gamma z} \quad (1.9)$$

同理可求得方程式(1.5b)的通解为

$$I(z) = B_1 e^{-\gamma z} + B_2 e^{\gamma z} \quad (1.10)$$

式中, A_1 、 A_2 、 B_1 、 B_2 是由始端或末端的边界条件决定的积分常数。它们并非彼此独立, 为求其间关系, 可将(1.9)式代入(1.3a)式并考虑(1.8)式得

$$\begin{aligned} I(z) &= \frac{1}{\sqrt{Z_0/Y_0}} (A_1 e^{-\gamma z} - A_2 e^{\gamma z}) \\ &= \frac{1}{Z_c} (A_1 e^{-\gamma z} - A_2 e^{\gamma z}) \end{aligned} \quad (1.11)$$

式中

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z_0}{Y_0}} = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}} \quad (1.12)$$

称为传输线的特性阻抗。

为了确定各常数, 可由式(1.9)令 $z=0$ 得

$$U(0) = A_1 + A_2 \quad (1.13)$$

式中, $U(0)$ 是在线上 $z=0$ 处(即始端)电压的瞬时值, 它是两个电压之和。在一般情况下, 这两个电压的振幅是不相等的, 且都随时间作简谐变化。现令 U_1 和 U_2 分别是这两个电压的振幅。因为 A_1 和 A_2 对 z 来说是常数, 但对时间来说可以认为是变数。因此对于时谐电磁场可以令

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= U_1 e^{j\omega t} \\ A_2 &= U_2 e^{j\omega t} \end{aligned} \right\} \quad (1.14)$$

这里为简单起见, 已经省略了取其实数部分或虚数部分的符号。把式(1.14)代入式(1.9)和(1.11)得

$$U(z, t) = (U_1 e^{-\gamma z} + U_2 e^{\gamma z}) e^{j\omega t} \quad (1.15)$$