

电波与天线 中

修訂本

謝处方編著

人民邮电出版社

79.457/818

出
版
社

818

=2

电 波 与 天 綫

修 訂 本

(中册 传输綫与波导)

謝 处 方 編 著

K552/14

人 民 电 子 出 版 社

内 容 提 要

本书是“电波与天线”一书修订本的中册，专门讲述传输线与波导。全书共分十章，前四章是传输线部分，介绍均匀传输线的一般理论、传输效率、尺寸选择、阻抗匹配方法与不均匀、不对称等问题，后六章是波导部分，介绍矩形、圆柱形波导的一般理论、尺寸选择以及各种波导元件（包括铁氧体元件）的工作原理与其设计方法。

本书可作为高等学校无线电专业的教学参考书，以及无线电工程技术人员的参考用书。

电 波 与 天 线 (中)

(修订本)

編著者： 謝 处 方

出版者： 人 民 邮 电 出 版 社

北京东四6条13号

(北京市书刊出版业营业许可证出字第〇四八号)

印刷者： 张 家 口 日 报 社 印 刷 厂

发行者： 新 华 书 店

开本 850×1168 1/32 1964年9月张家口第一版
印张7 20.32 页数122 插页1 1964年9月张家口第一次印刷
印刷字数 201,000字 印数 1—4,350册

统一书号：15045·总1411—无396

定价：(科6) 1.20元

序 言

本书是“电波与天綫”一书的中册，专门讲述传输綫与波导。在新版中单独将饋电設備写成一册，一方面是考虑到这一部分内容日渐丰富，已有自成系統的条件；另一方面为了解决各高等学校由于教学計划和課程分工上的不同，在选用教学参考书时所发生的困难。同时，对于从事有关工作的工程技术人员來說，饋电設備单成一册，也便于实际工作中参考。

作者希望将目前有关电磁能传输的基本理論及其装置与設計作出系統的闡述。因此在編写时，不仅考虑到能让讀者由浅入深，循序漸进，还尽可能照顾到了学科的系统性。

全书分为两大部分，前面四章是传输綫部分，后面六章是波导部分。每一部分都是从基本原理开始，然后轉到在实际传输过程中所发生的各种問題（如效率問題，匹配方法等）的討論，由此介紹选择传输系統尺寸的要點，最后讲述各种装置元件的工作原理、电气性能与其設計方法。

由于時間匆促，加以作者水平有限，书中不尽完善之处在所难免，希望讀者不吝指正。

謝处方 一九六四年一月

目 录

緒 論

| | |
|---------------------------------|----|
| 第一章 均匀传输线的一般理论 | 4 |
| 1.1 传输线上电压与电流的分布 | 4 |
| 1.2 反射系数与行波系数 | 10 |
| 1.3 等效阻抗 | 13 |
| 1.4 阻抗的最大与最小值、最大电压与电流 | 15 |
| 1.5 传输线的分布常数与特性阻抗 | 17 |
| 第二章 传输线的能量传输及其尺寸选择 | 21 |
| 2.1 有损耗传输线 | 21 |
| 2.2 传输效率 | 22 |
| 2.3 尺寸选择 | 24 |
| 2.4 实际装置 | 27 |
| 第三章 阻抗匹配 | 29 |
| 3.1 阻抗圆图 | 29 |
| 3.2 短截线匹配 | 38 |
| 3.3 $\lambda/4$ 阻抗变换线 | 45 |
| 3.4 渐变线 | 46 |
| 3.5 匹配网络 | 48 |
| 第四章 不均匀与不对称问题 | 53 |
| 4.1 不均匀问题 | 53 |
| 4.2 等效网络及其矩阵表示法 | 55 |
| 4.3 用矩阵法求解不均匀（或不连续）问题 | 61 |
| 4.4 不均匀（或不连续）的补偿法 | 64 |
| 4.5 插入损耗 | 65 |
| 4.6 不对称传输线 | 67 |
| 4.7 对称变换器 | 73 |
| 第五章 波导的一般理论 | 76 |
| 5.1 矩形波导 | 76 |

00000

| | | |
|--------------------------|--------------------|-----|
| 5.2 | TE ₁₀ 波 | 85 |
| 5.3 | 部分波 | 88 |
| 5.4 | 圆柱形波导 | 90 |
| 5.5 | 同轴綫中的高次型波 | 96 |
| 第六章 波导的能量传输及其尺寸选择 | | 97 |
| 6.1 | 波导的激励 | 97 |
| 6.2 | 传输能量与击穿功率 | 102 |
| 6.3 | 波导的衰减 | 103 |
| 6.4 | 波导尺寸的选择 | 108 |
| 第七章 阻抗匹配及其元件 | | 111 |
| 7.1 | 波导的等效阻抗 | 111 |
| 7.2 | 膜片 | 112 |
| 7.3 | 销钉 | 119 |
| 7.4 | 阻抗变换器 | 122 |
| 第八章 波导元件 | | 124 |
| 8.1 | 连接元件 | 124 |
| 8.2 | 变波元件 | 138 |
| 8.3 | 谐振腔 | 145 |
| 8.4 | 滤波器 | 155 |
| 8.5 | 波导分支与定向耦合器 | 169 |
| 8.6 | 衰减移相元件 | 181 |
| 第九章 微波铁氧体元件 | | 189 |
| 9.1 | 概述 | 189 |
| 9.2 | 电磁波在铁氧体内传播的特征 | 190 |
| 9.3 | 在波导内铁氧体对电磁波传播的影响 | 195 |
| 9.4 | 隔离器 | 198 |
| 9.5 | 移相器 | 205 |
| 9.6 | 环流器 | 207 |
| 9.7 | 其他铁氧体元件 | 210 |
| 第十章 新型传输綫 | | 211 |
| 10.1 | 带状传输綫 | 211 |

| | |
|-------------------------|-----|
| 10.2 凸缘波导..... | 218 |
| 10.3 单导线传输线..... | 224 |
| 10.4 其他传输线..... | 232 |
| 附录1 常用传输线的特性阻抗..... | 236 |
| 附录2 几种苏联的标准高频电缆的参量..... | 237 |
| 附录3 美国矩形波导的标准规格..... | 238 |

緒 論

饋電綫是連接天綫與收發信機之間的電能傳輸綫。

對於饋電綫我們提出下列幾點要求：

1. 饋電綫沒有天綫的作用：連接發射機的饋電綫不應該輻射能量；連接接收機的饋電綫不應該受外電場的感應拾取能量。

2. 饋電綫輸送電磁能量的效率應很高，換句話說，在饋電綫上的損失應尽可能小。

3. 饋電綫上不宜有駐波，這一點對連接發射機的饋電綫尤其重要，因為有駐波的饋電綫不但使傳輸效率下降，而且能引起過大電壓產生電暈或擊穿等現象。

最常見的饋電綫是雙綫傳輸綫。架空明綫式雙綫傳輸綫的優點是簡單、經濟、損耗小。但是這種饋電綫當頻率提高時容易有天綫效應，因此大多用於長、中、短波，或用於傳輸距離不大的超短波波段。為了克服明綫有天綫效應的缺點，也採用屏蔽的雙綫作為電能傳輸的裝置。

普通明綫的另一缺點是敞露在外面容易受氣候變化的影響改變其工作性能，因此在小功率傳輸中目前出現了用高頻介質絕緣的塑料綫，這種綫除了幾乎不受外界氣候變化的影響之外，並有安裝便利，價格低廉等優點。

在發射台或接收台也有採用四綫傳輸綫或六綫傳輸綫的，它們實際上是從雙綫傳輸綫演變而成的。由於它們的導綫截面加大，傳輸損耗相應減小。

圖 0.1 示各種雙綫傳輸綫的簡明示意圖。

當頻率增大時，為了克服傳輸綫的天綫效應，一般應採用同軸綫。同軸綫是由一根芯綫與同軸的外殼組成的（圖 0.2），電源電壓的兩端分別接在外殼與芯綫上。外殼一般應接地，有屏蔽作用。顯然，這種傳輸綫是一種不對稱的饋電裝置。

同轴传输线又可分为刚性同轴线与可挠曲的同轴电缆两大类。刚性同轴线用压缩的空气或其它惰性气体(如氮气)绝缘(兼有防止潮气侵入的作用),其内导体可用垫圈、金属绝缘子或螺旋带等支承。同轴电缆则多数用聚乙烯绝缘,其内导体为铜线,外导体则可以是编织线,也可以是铅制外壳。刚性同轴线多半用于传输大功率,而同轴电缆则因有可挠曲性、安装方便、阻抗均匀等优点,在实验室以及传输功率不大的场所获得广泛的应用。

当希望有平衡的同轴线作馈线时,可将两根同轴线合并使用,构成类似于屏蔽双线的形式。

图 0.2 示各种同轴传输线的简明示意图。

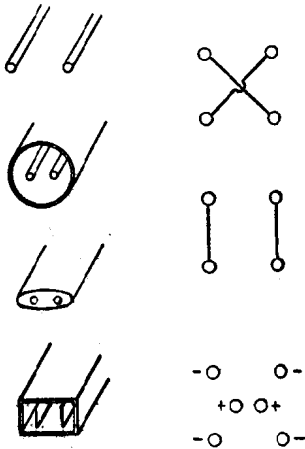


图 0.1 双线传输线

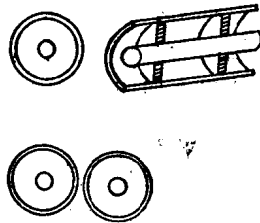


图 0.2 同轴传输线

随着频率的愈益增高,同轴线虽仍保持其屏蔽作用,但内导体的损耗逐渐加大;此外由于功率容量的要求又与日俱增,因此就出现了取消内导体而采用空心波导管来传输能量的馈电装置。常用的波导有矩形与圆柱形两种。在波导中传播的电磁波已经不再是 TEM 波,而是 TE 或 TM 波。与同轴线相比较,波导的优点是损耗小、功率容量大、制造简单;缺点是容易产生不必要的波型、受临界频率的限制,①加工精度要求高。

① 关于波型和临界频率的意义参看第五章,这里是指与同轴线中的 TEM 波型相比较。

由于无线电技术的不断发展，适应各种不同要求的新型传输线陆续出现。首先是有当波长愈来愈短时，波导因尺寸过小所遇到的加工困难问题；同时在大功率传输中损耗和击穿的问题也渐形突出。因此有许多人在努力寻求一种新型的传输系统，即所谓表面波系统。这里面包括单导线传输线、介质波导、幻象线等。这种开放式的导波系统在能量扩散方面并不很大，但击穿强度显然比一般封闭式的波导要大。

另外一种新型波导称为凸缘波导，又有单凸缘(Π形)与双凸缘(H形)之分。与矩形波导相比较，它们的等效阻抗比较小，频带宽度比较宽，但功率容量比较小，衰减比较大。

为了配合无线电元件微型化的发展，波导的尺寸既无法无限制地跟着缩小，因此产生了另外一种新型传输线，称为带状传输线。它是由两条导电带与中介高频绝缘材料组成的。这种带状线实质上可以看成是由双线传输线演变而成，因此它是工作于TEM波型的。为了适应大量生产，目前已试用印制工艺进行制造。与波导相比较，带状线的优点是频带宽、体积小、重量轻、制造简单；缺点是功率容量小、衰减大。

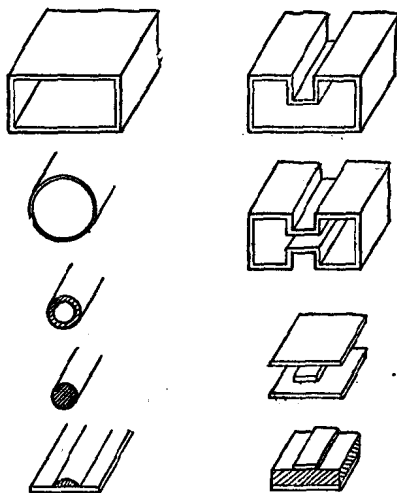


图 0.3 波导传输线

图 0.3 示各种波导传输线的简明示意图。

第一章 均匀传输线的一般理论

1.1 传输线上电压与电流的分布

沿长度方向没有变化的传输线称为均匀传输线。本章只讨论传输线的长度与波长可相比拟的长线的一般理论。

传输线上的电压与电流的分布情况可以由下列微分方程式联立解出：

$$\left. \begin{aligned} \frac{dV}{dz} &= R_1 I + j\omega L_1 I = Z_1 I \\ \frac{dI}{dz} &= G_1 V + j\omega C_1 V = Y_1 V \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

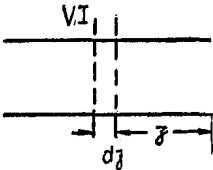


图 1.1 均匀传输线

式中 V 和 I 分别代表传输线上某一点的电压与电流， z 表示由末端算起的距离（图 1.1）， R_1 、 L_1 、 G_1 和 C_1 是传输线的分布常数，分别代表传输线每单位长度的电阻、电感、电导和电容， $Z_1 = R_1 + j\omega L_1$ 和 $Y_1 = G_1 + j\omega C_1$ 分别代表传输线每单位长度的阻抗与导纳。

联立微分方程式(1.1)的解答是

$$\left. \begin{aligned} V &= Ae^{\gamma z} + Be^{-\gamma z} \\ I &= -\frac{1}{Z_0}(Ae^{\gamma z} - Be^{-\gamma z}) \end{aligned} \right\} \quad (1.2)$$

$$\text{式中} \quad \gamma = \sqrt{Z_1 Y_1} = \sqrt{(R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1)} \quad (1.3)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z_1}{Y_1}} = \sqrt{\frac{R_1 + j\omega L_1}{G_1 + j\omega C_1}} \quad (1.4)$$

常数 A 和 B 由边界条件决定。假设传输线的末端负载是 Z_L ，电压是 V_L ，电流是 I_L （图 1.2），则以 $z=0$ ， $V = V_L$ ， $I = I_L$ 代入(1.2)

式，可得

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{1}{2}(V_1 + I_1 Z_0) \\ B &= \frac{1}{2}(V_1 - I_1 Z_0) \end{aligned} \right\} \quad (1.5)$$

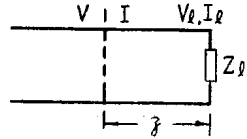


图 1.2 传输线末端有负载 Z_L

由 (1.2) 式看出，电压和电流是由两部分组成的：等式右边第一项随着 z 的增大而增大，是入射波成分，第二项随着 z 的增大而减小，是反射波成分。

γ 可以说明传播的情况，称为传播常数。由 (1.3) 式可知，它是一个复数：

$$\gamma = \sqrt{(R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1)} = \beta + j\alpha \quad (1.6)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} \beta &= \sqrt{\frac{1}{2} \sqrt{(R_1^2 + \omega^2 L_1^2)(G_1^2 + \omega^2 C_1^2)} + \frac{1}{2} (R_1 G_1 - \omega^2 L_1 C_1)} \\ \alpha &= \sqrt{\frac{1}{2} \sqrt{(R_1^2 + \omega^2 L_1^2)(G_1^2 + \omega^2 C_1^2)} - \frac{1}{2} (R_1 G_1 - \omega^2 L_1 C_1)} \end{aligned} \right\} \quad (1.7)$$

传播常数 γ 是复数说明入射波或反射波沿着传输线不但有幅值变化，而且还有相位变化。我们称 β 为衰减常数，称 α 为相位常数，它们分别表示沿传输线每单位长度的幅值和相位的变化。

由 (1.4) 式看出， Z_0 仅与传输线的参数和使用的频率有关，它的量纲是阻抗，我们称它为传输线的特性阻抗。

当频率很高时， $\omega L_1 \gg R_1$ ， $\omega C_1 \gg G_1$ ，(1.4) 式可简化为

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (1.8)$$

此时传输线的特性阻抗变为纯电阻。衰减常数和相位常数可以由 (1.7) 式化简为

$$\beta = \frac{R_1}{2Z_0} + \frac{G_1 Z_0}{2} \quad (1.9)$$

$$\alpha = \omega \sqrt{L_1 C_1} \quad (1.10)$$

当 G_1 可以忽略不计时, (1.9) 式尚可简化为:

$$\beta = \frac{R_1}{2Z_0} = \frac{R_1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \quad (1.11)$$

假使 R_1 也可忽略不计时, 则 $\beta=0$, 此时

$$\gamma = j\alpha = j\omega\sqrt{L_1C_1} \quad (1.12)$$

电波沿传输线传播的速度是

$$v = f \cdot \lambda_l = f \cdot \frac{2\pi}{\alpha} = \frac{\omega}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{L_1C_1}} \quad (1.13)$$

式中 f 是电波的频率, λ_l 是电波沿导线传播的波长。

对于无损耗的传输线 ($\beta=0$), 若以 (1.5) 式的 A, B 值与 $\gamma=j\alpha$ 代入 (1.2) 式, 并经过简单的演算, 可得到下列计算传输线上电压与电流分布的非常重要的公式:

$$\left. \begin{aligned} V &= V_l \cos \alpha z + jI_l Z_0 \sin \alpha z \\ I &= I_l \cos \alpha z + j \frac{V_l}{Z_0} \sin \alpha z \end{aligned} \right\} \quad (1.14)$$

现在让我们来分析几种不同负载下电压电流分布的情况:

1. 传输线的末端开路, $Z_l = \infty$ 。

当传输线的末端开路时, $I_l = 0$, (1.14) 式简化为

$$\left. \begin{aligned} V &= V_l \cos \alpha z \\ I &= j \frac{V_l}{Z_0} \sin \alpha z \end{aligned} \right\} \quad (1.15)$$

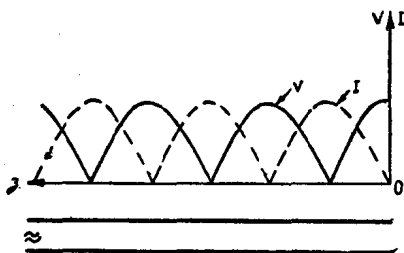


图 1.3 传输线末端开路时线上电压与电流的分布曲线

图 1.3 表示根据上式作出的传输线末端开路时, 线上电压与电流的分布曲线。由图看出, 电压和电流均为驻波, 它们的相位差 90° 。在传输线的末端 ($z=0$), 电压

有最大值, 电流为零。

2. 传输线的末端短路, $Z_l=0$:

当传输线的末端短路时, $V_l=0$, (1.14)式简化为

$$\left. \begin{aligned} V &= jI_l Z_0 \sin az \\ I &= I_l \cos az \end{aligned} \right\} \quad (1.16)$$

图 1.4 表示传输线末端短路时, 线上电压与电流的分布曲线。由图看出, 电压与电流的分布曲线恰好和图 1.3 的错开 $\lambda/4$; 在传输线的末端电流有最大值, 电压为零。

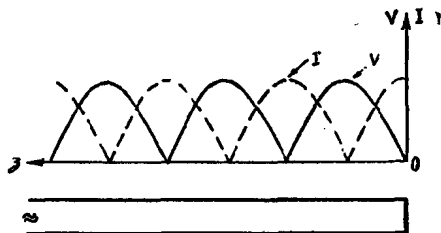


图 1.4 传输线末端短路时线上电压与电流的分布曲线

3. 负载阻抗是纯电阻, $Z_l=R_l$ 。

以 $V_l=I_l Z_l=I_l R_l$ 代入(1.14)式, 可得

$$\left. \begin{aligned} V &= V_l \left(\cos az + j \frac{Z_0}{R_l} \sin az \right) \\ I &= I_l \left(\cos az + j \frac{R_l}{Z_0} \sin az \right) \end{aligned} \right\} \quad (1.17)$$

图 1.5 示当 $R_l/Z_0=0, 0.1, 0.2, 0.5, 1, 2, 5, 10, \infty$ 时线上电压的分布情况。由图可见, 当 $R_l > Z_0$ 时, 传输线的末端有最大值(相当于开路分布); 当 $R_l < Z_0$ 时, 传输线的末端有最小值(相当于短路分布)。

电流分布的情况完全相同, 只不过与电压分布曲线错开 $\lambda/4$ 。

4. 负载阻抗等于特性阻抗, $Z_l=Z_0$ 。

以 $Z_l=Z_0$ 代入(1.14)式, 并利用 $V_l=I_l Z_l$, 可得

$$\left. \begin{aligned} V &= V_l e^{j az} \\ I &= I_l e^{j az} \end{aligned} \right\} \quad (1.18)$$

此时传输线上的电压和电流是行波。

5. 负载阻抗是纯电抗, $Z_l=jX_l$ 。

以 $V_l=I_l Z_l=jI_l X_l$ 代入(1.14)式, 可得

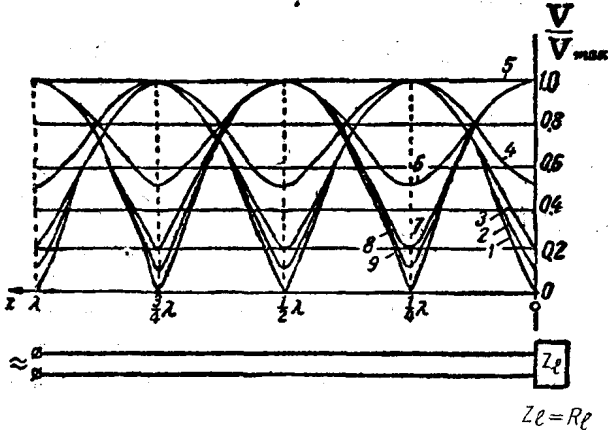


图 1.5 $X_l=0$, R_l/Z_0 等于各种数值时线上电压的分布

$$\left. \begin{aligned} V &= V_l \left(\cos \alpha z + \frac{Z_0}{X_l} \sin \alpha z \right) \\ I &= j \frac{V_l}{Z_0} \left(\sin \alpha z - \frac{Z_0}{X_l} \cos \alpha z \right) \end{aligned} \right\} \quad (1.19)$$

在上式内引入 $\sqrt{X_l^2 + Z_0^2}/X_l$ 因子:

$$\left. \begin{aligned} V &= V_l \frac{\sqrt{X_l^2 + Z_0^2}}{X_l} \left(\frac{X_l}{\sqrt{X_l^2 + Z_0^2}} \cos \alpha z + \frac{Z_0}{\sqrt{X_l^2 + Z_0^2}} \sin \alpha z \right) \\ I &= j \frac{V_l}{Z_0} \frac{\sqrt{X_l^2 + Z_0^2}}{X_l} \left(\frac{X_l}{\sqrt{X_l^2 + Z_0^2}} \sin \alpha z - \frac{Z_0}{\sqrt{X_l^2 + Z_0^2}} \cos \alpha z \right) \end{aligned} \right\} \quad (1.20)$$

令 $X_l/\sqrt{X_l^2 + Z_0^2} = \cos \alpha z_0$, 则 $\sin \alpha z_0 = Z_0/\sqrt{X_l^2 + Z_0^2}$, 上式可化成

$$\left. \begin{aligned} V &= V_l \frac{\sqrt{X_l^2 + Z_0^2}}{X_l} (\cos \alpha z_0 \cos \alpha z + \sin \alpha z_0 \sin \alpha z) \\ &= V_l \frac{\sqrt{X_l^2 + Z_0^2}}{X_l} \cos [\alpha(z - z_0)] \end{aligned} \right\} \quad (1.21)$$

$$\begin{aligned}
 I &= j \frac{V_l}{Z_0} \cdot \frac{\sqrt{X_l^2 + Z_0^2}}{X_l} (\cos \alpha z_0 \sin \alpha z - \sin \alpha z_0 \cos \alpha z) \\
 &= j \frac{V_l}{Z_0} \cdot \frac{\sqrt{X_l^2 + Z_0^2}}{X_l} \sin [\alpha(z - z_0)]
 \end{aligned}$$

将(1.21)与(1.15)式相比较, 我们发现当负载阻抗是纯电抗时, 线上电压与电流的分布情况与传输线末端开路时的完全相似。其差别在于电压与电流的振幅较末端开路的大 $\sqrt{X_l^2 + Z_0^2} / X_l$ 倍, 电压和电流波沿传输线分布的情况与末端开路时的分布情况错开一段距离。线的末端不再是电压波腹(电流波节), 第一个电压波腹(电流波节)离开末端的距离是(图1.6)

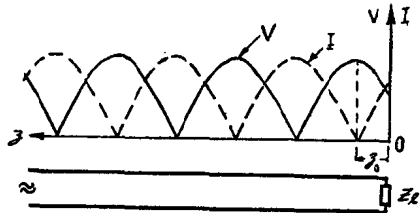


图 1.6 $R_l=0, X_l=Z_0$ 时线上电压与电流的分布曲线

$$z_0 = \frac{1}{\alpha} \arccos \frac{X_l}{\sqrt{X_l^2 + Z_0^2}} \quad (1.22)$$

6. 负载阻抗是一般阻抗, $Z_l = R_l + jX_l$

以 $V_l = I_l Z_l$ 代入(1.14)式, 可得

$$\begin{aligned}
 V &= V_l \left(\cos \alpha z + j \frac{Z_0}{Z_l} \sin \alpha z \right) \\
 I &= I_l \left(\cos \alpha z + j \frac{Z_l}{Z_0} \sin \alpha z \right)
 \end{aligned} \quad (1.23)$$

(1.23)与(1.17)式的区别在于 $\sin \alpha z$ 的系数现在是复数。

与上节相仿, 我们也可将(1.23)式变换到与(1.17)式相似, 使正弦项的系数不是复数:

$$\begin{aligned}
 V &= V_l \left[\cos \alpha(z - z_0) + j \frac{Z_0}{R_l} \sin \alpha(z - z_0) \right] C e^{j\psi} \\
 I &= \frac{V_l}{R_l} \left[\cos \alpha(z - z_0) + j \frac{R_l}{Z_0} \sin \alpha(z - z_0) \right] C e^{j\psi}
 \end{aligned} \quad (1.24)$$

式中

$$C = \frac{2 R_1 Z_0}{\sqrt{(R_1^2 + X_1^2 + R_1 Z_0)^2 + (X_1 Z_0)^2} - \sqrt{(R_1^2 + X_1^2 - R_1 Z_0)^2 + (X_1 Z_0)^2}} \quad (1.25)$$

$$R_e = Z_0 \cdot \frac{2 R_1 Z_0}{(R_1^2 + X_1^2 + Z_0^2) - \sqrt{(R_1^2 + X_1^2 + Z_0^2)^2 - (2 R_1 Z_0)^2}} \quad (1.26)$$

$$\psi = \frac{1}{2} \arctg \frac{2 R_1 X_1 Z_0^2}{(R_1^2 + X_1^2)^2 - (R_1^2 - X_1^2) Z_0^2} \quad (1.27)$$

$$z_0 = \frac{1}{2\alpha} \arctg \frac{2 X_1 Z_0}{R_1^2 + X_1^2 - Z_0^2} \quad (1.28)$$

因为 $(R_1^2 + X_1^2 + Z_0^2)^2 \geq (2 R_1 Z_0)^2$, 由(1.26)式可知, R_e 是实数, 而且 $R_e > Z_0$ 。将(1.24)与(1.17)式相比较可知, 由 $z = z_0$ 一点起向

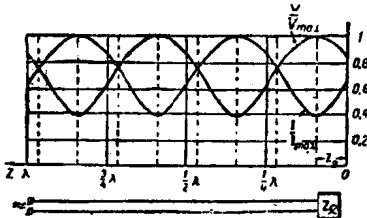


图 1.7 $R_1 = X_1 = Z_0$ 时, 线上电压与电流的分布

源方向的电压与电流的分布和在該点接有纯电阻 $R_e > Z_0$ 的分布相同。所以对于负载为任意阻抗的情况, 在传输线的末端 ($z=0$), 电压既不是波腹, 也不是波节。

图 1.7 示 $R_1 = X_1 = Z_0$ 时传输线上电压与电流的分布情况。

1.2 反射系数与行波系数

在上一节内我们曾经提到: (1.2)式的电压和电流是由两部分组成的, 一部分是入射波, 另一部分是反射波。假如我们用 V_i 代表电压入射波, V_r 代表电压反射波; I_i 代表电流入射波, I_r 代表电流反射波, 则(1.2)式可写成

$$\left. \begin{aligned} V &= V_i + V_r \\ I &= I_i - I_r \end{aligned} \right\} \quad (1.29)$$