

电 波 与 天 綫

(下 册)

謝 处 方 編 著

人 民 郵 電 出 版 社

內 容 提 要

本書分上下兩冊出版，下冊共分十章，專門講述天綫，舉凡天綫的方向性、阻抗、特性參數以及中長波天綫、短波天綫、超短波天綫、微波天綫等全包括在內，此外還講述了饋電綫及波導等。

這本書是一本大學講義，但也很適合從事無線電工程的工程師及技術員自修參考之用。

電 波 与 天 綫 (下冊)

編 著 者： 謝 處 方
出 版 者： 人 民 電 氣 出 版 社

北京東四大街13號

(北京市印刷品總發行所代售 電話：四〇四六號)

印 刷 者： 北 京 市 印 刷 一 廠
發 行 者： 新 華 書 店

116頁

1952年1月北京第1版

印 次： (第22次印刷)

1952年1月北京第1次印刷

每冊定價370.00元

統一書號：15045·9845 第223

每冊1 3.200元

定價：1.10/2.15元

緒 論

我們知道，一切無線電通訊聯絡都是利用無線電波進行的，而無線電波的發射和接收，却須依靠天綫來完成——天綫是無線電波的出口和入口。發射天綫的作用是將發射機末級迴路的高頻電流變成電磁波向一定的方向發射出去；接收天綫的作用是將來自一定方向的無線電波還原為高頻電流送入接收機的輸入迴路。

設計良好的天綫可以使上述能量的變換達到最佳的效果。對於發射天綫來說，我們可以在需要的方向用最小的電力獲得足夠的場強，同時盡量減小其他方向不必要的干擾；對接收天綫來說，我們可以从外來的無線電波獲得最大的功率，同時要求不會受到其他電台的干擾。例如，對於點與點之間的通訊，假使我們裝置了定向發射天綫，使能量集中向一個方向輻射，則發射機的輸出功率可大為減小。反之，假使我們不裝置定向天綫，或是我們設計的天綫錯誤，則電磁能量的輻射效率很低，雖用很大功率的發射機，在接收點仍不能得到滿意的效果。

最早使用的天綫是 1895 年無線電發明者 A.C. 波波夫在試驗雷電指示器時應用的不對稱接收天綫。後來隨着無線電的發展，陸續出現了長波、中波、短波和超短波等各種天綫。

和在其他科學領域一樣，我們的盟邦蘇聯在天綫方面也有着非常卓越的貢獻。早在 1922—1924 年，M.B. 舒來依金和 И.Г. 克里亞茲金等就已提出了關於計算長、中波天綫的各種方法。其後，在短波天綫方面，M.A. 龐奇-布魯也維奇和 B.B. 塔塔里諾夫首先創設了方向性尖銳的短波天綫陣。塔塔里諾夫並提出了用短截綫進行匹配的方法。此外，由 Д.А. 羅讓斯基提出的、以後經過 A.A. 皮斯托闊爾斯加以發展的感應電勢法對於解決天綫陣內各天綫之間相互影響的問題提供了一個最簡便的方法。中波廣播天綫在 1930 年以後受到了很大的重視。各種型式的抗衰落天綫陸續出現，這里面包括

Г.3. 爱金堡设计的顶端馈电天线。菱形天线是 1933 年出现的。与此同时，对于短波天线开始提出了大功率和宽波段的要求。С.И. 纳傑年科的偶极子就是为此设计的。1940 年绕射天线的理论发表了。后来 А.А. 皮斯托阔尔斯提出了用辅助偶极子解决槽天线问题的方法。

所有以上列举的例子都足以说明我们的盟邦-苏联的学者和工程师们在天线方面作出了很多的贡献。

在这本书里我们将有关天线的內容分为两大部分。从第一章到第五章为第一部分，叙述天线的一般理论；从第六章到第十章为第二部分，按波长划分，叙述各种天线的实际型式和性能。

DT34117

目 录

緒論

第一章 饋电綫 1

1.1 均匀饋电綫的一般理論 1

1.2 損耗可以忽略不计的均匀饋电綫——电压和电流的分佈、 输入阻抗 5

1.3 無損耗綫的行波系数、阻抗的最大与最小值、最大电压与 电流 13

1.4 效率 16

1.5 阻抗圓圖 18

1.6 阻抗匹配——匹配網絡 25

1.7 $\lambda/4$ 阻抗变换綫和短截綫 29

1.8 指数綫 35

1.9 饋电綫的类型及其特性阻抗 37

✓ 第二章 方向性 45

2.1 元电流的輻射 45

2.2 細長天綫 46

2.3 天綫陣 53

2.4 方向性圖的乘法 62

2.5 地面对于天綫方向性圖的影响 65

2.6 輻射寬度和主叶張角 70

第三章 阻抗 71

3.1 概論 71

3.2 輻射功率与輻射电阻 72

3.3 等值傳輸綫法 78

3.4 感应电势法 84

3.5 寄生天綫 93

3.6 复式天綫陣的輻射阻抗 95

3.7 地面对于天綫阻抗的影响	98
3.8 天綫的輸入阻抗	99
3.9 圓柱天綫理論	101
✓第四章 天綫的特性参数	103
4.1 实效長度	103
4.2 方向性系数	105
4.3 增益	109
✓第五章 接收天綫的理論	111
5.1 外电場与感应电势	111
5.2 接收天綫的等值电路与最大輸出功率	114
5.3 接收天綫的有效面积	115
第六章 長中波天綫	116
6.1 概論	116
6.2 天綫上的电流分佈和方向性圖	117
6.3 天綫的輻射电阻和輸入阻抗	121
6.4 天綫的电容量和特性阻抗	126
6.5 天綫的最大电压和最大功率	137
6.6 天綫的损失与效率——地網	139
6.7 天綫迴路的頻率响应和通頻帶——多路調諧式天綫	149
6.8 鉄塔天綫——抗衰落天綫	154
6.9 天綫的饋电——接地鉄塔天綫	162
6.10 例題	166
6.11 接收天綫	170
第七章 短波天綫	180
7.1 概論	180
7.2 对称天綫	181
7.3 同相水平天綫	199
7.4 倍波天綫	210
7.5 長綫天綫——諧波天綫陣、V 形天綫	215
7.6 菱形天綫	220
7.7 專用接收天綫——魚骨形天綫	237

7.8 可控制方向性的天线	243
7.9 广播接收天线——全波天线	245
第八章 超短波天线	246
8.1 概論	246
8.2 旗桿式天线——板地式天线	246
8.3 折合天线	249
8.4 波渠天线	252
8.5 平面反射器和夹角反射器	260
8.6 对称变换器	264
8.7 旋轉場天线	266
8.8 环天线	272
8.9 圆筒开槽天线	280
8.10 接收天线	282
第九章 波导	284
9.1 概論	284
9.2 兩平行面內的波	284
9.3 長方形波导	303
9.4 圆柱形波导	316
9.5 波导与波式的選擇	320
9.6 輸入阻抗和匹配	323
9.7 激勵的方法	328
9.8 諧振腔	332
第十章 微波天线	335
10.1 概論	335
10.2 磁流	335
10.3 惠更斯原理、感应原理和等值原理	338
10.4 惠更斯源的輻射場	340
10.5 通过导体面內开口面的輻射	342
10.6 号角天线的輻射	344
10.7 拋物面天线	347
10.8 号角天线	355
10.9 透鏡天线	366
10.10 介質天线	374
10.11 开槽天线	378

第一章 饋电綫

饋电綫是連接天綫与收發訊机之間的电能傳輸綫。

对于饋电綫我們提出下列几点要求。

1. 饋电綫沒有天綫的作用：連接發射机的饋电綫不應該輻射能量；連接接收机的饋电綫不應該受外電場的感应拾取能量。

2. 饋电綫輸送电磁能量的效率应很高，換句話說，在饋电綫上的損失应尽可能小。

3. 饋电綫上的电压不应太大。这一点对連接發射机的饋电綫尤其重要，因为当电压过大时絕緣子的損失既加大，而且容易产生击穿或电量等現象。

在这一章里我們將敘述饋电綫的一般理論、饋电綫与天綫的阻抗匹配和实际上应用的几种饋綫的特性参数。

1.1 均匀饋电綫的一般理論

沿長度方向沒有变化的饋电綫称为均匀饋电綫。

在电工基础或無綫电基础的教科書中，我們可以找到表示饋电綫上电压与电流分佈情况的电报方程式：

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial V}{\partial z} &= R_1 I + L_1 \frac{\partial I}{\partial t} \\ \frac{\partial I}{\partial z} &= G_1 V + C_1 \frac{\partial V}{\partial t} \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

式中 V 和 I 分別代表饋电綫上某一点的电压与电流， z 代表由末端算起的距离， R_1 、 L_1 、 G_1 和 C_1 是饋电綫的分佈常数，分別代表饋电綫每單位長度的电阻、电感、电导和电容。



圖 1.1 均匀饋电綫

当电压和电流作正弦变化时，电报方程式的解是

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

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

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

常数 A 和 B 是由边界条件决定的。假设馈电线的末端负载是 Z_2 ，电压是 V_2 ，电流是 I_2 (圖1.2)，则以 $z=0, V=V_2, I=I_2$ 代入(1.2)式，可得

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{1}{2}(V_2 + I_2 W) \\ B &= \frac{1}{2}(V_2 - I_2 W) \end{aligned} \right\} \quad (1.5)$$

將(1.5)式的 A 和 B 代回(1.2)式，可得

$$\left. \begin{aligned} V &= V_2 \cosh \gamma z + I_2 W \sinh \gamma z \\ I &= I_2 \cosh \gamma z + \frac{V_2}{W} \sinh \gamma z \end{aligned} \right\} \quad (1.6)$$

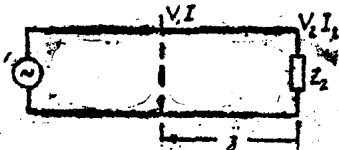


圖 1.2 饋電綫末端有負載 Z_2

由(1.2)式可知，电压和电流是由两部分组成的：等式右边 第一項随着 z 的增大而增大，可以看作入射波；因为

入射波是从电源向负载方向传播时逐渐减幅的。第二項随着 z 的增大而减小，可以看作反射波；因为反射波是从负载向电源方向传播时逐渐减幅的。

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：

$$\gamma = \sqrt{(R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1)} = \sqrt{Z_1 Y_1} = \beta + j\alpha \quad (1.7)$$

式中 $\left. \begin{aligned} Z_1 &= R_1 + j\omega L_1 \\ Y_1 &= G_1 + j\omega C_1 \end{aligned} \right\} \quad (1.8)$

$$\left. \begin{aligned} \beta &= \sqrt{\frac{1}{2} \sqrt{(R_1^2 + \omega^2 L_1^2)(G_1^2 + \omega^2 C_1^2) + \frac{1}{2}(R_1 G_1 - \omega^2 L_1 C_1)}} \\ \alpha &= \sqrt{\frac{1}{2} \sqrt{(R_1^2 + \omega^2 L_1^2)(G_1^2 + \omega^2 C_1^2) - \frac{1}{2}(R_1 G_1 - \omega^2 L_1 C_1)}} \end{aligned} \right\} \quad (1.9)$$

傳播常數 γ 是复数說明入射波或反射波不但沿着饋电綫有幅值的变化，而且還有相位的变化。我們稱 β 为衰減常數，稱 α 为相位常數。它們分別代表沿饋綫每單位長度的幅值和相位的变化。

电波在饋电綫上傳播的速度是

$$v = f \cdot \lambda_l = f \cdot \frac{2\pi}{\alpha} = \frac{\omega}{\alpha} \quad (1.10)$$

式中 f 是电波的頻率， λ_l 是电波在导綫上傳播时的波長。

假設我們用 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，則(1.2)式可簡写成

$$\left. \begin{aligned} V &= V_i + V_r \\ I &= I_i - I_r \end{aligned} \right\} \quad (1.11)$$

$$\text{式中} \quad V_i = A e^{-\gamma z} \quad V_r = B e^{-\gamma z} \quad (1.12)$$

$$I_i = \frac{A}{W} e^{-\gamma z} \quad I_r = \frac{B}{W} e^{-\gamma z} \quad (1.13)$$

电压与电流的入射波或反射波的比值都是 W ：

$$\frac{V_i}{I_i} = \frac{V_r}{I_r} = W \quad (1.14)$$

由(1.4)式看出， W 仅与饋电綫的参数和使用的頻率有关，它的量綱是阻抗，因此我們稱它为饋电綫的特性阻抗，由它決定饋电綫上入射波或反射波的电压与电流的比值。

在饋电綫上任何一点的电压或电流的反射波与入射波的比值称为饋电綫在該点的反射系数：

$$p = \frac{V_r}{V_i} = \frac{I_r}{I_i} = \frac{B}{A} e^{-2\gamma z} = \frac{V_2 - I_2 W}{V_2 + I_2 W} e^{-2\gamma z} = \frac{Z_2 - W}{Z_2 + W} e^{-2\gamma z} = p_0 e^{-2\gamma z} \quad (1.15)$$

$$\text{式中 } p_0 = \frac{Z_2 - W}{Z_2 + W} \quad (1 \cdot 16)$$

是饋电綫在末端負載点($z=0$)的反射系数。

由(1·16)式可得

$$Z_2 = W \frac{1 + p_0}{1 - p_0} \quad (1 \cdot 17)$$

饋电綫上任何一点的輸入阻抗可以由(1·6)式求得:

$$Z_{in} = \frac{V}{I} = W \cdot \frac{Z_2 \operatorname{ch} \gamma z + W \operatorname{sh} \gamma z}{W \operatorname{ch} \gamma z + Z_2 \operatorname{sh} \gamma z} \quad (1 \cdot 18)$$

假使我們用反射系数来表示輸入阻抗, 可得

$$Z_{in} = \frac{V}{I} = \frac{V_i + V_r}{I_i - I_r} = \frac{V_i(1 + p)}{I_i(1 - p)} = W \frac{1 + p}{1 - p} \quad (1 \cdot 19)$$

現在讓我們來討論三种特殊情况:

1) 饋电綫的末端开路, $Z_2 = \infty$

由(1·15)式, 在饋电綫的末端($z=0$)

$$p = p_0 = 1, \quad V_r = V_i, \quad I_r = I_i$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{末端电压} \quad V_2 = V_i + V_r = 2V_i \\ \text{末端电流} \quad I_2 = I_i - I_r = 0 \end{array} \right\} \quad (1 \cdot 20)$$

这是說, 当饋电綫的末端开路时, 末端电压是入射波电压的兩倍, 而末端电流是零。

輸入阻抗可以由(1·18)式令 $Z_2 = \infty$ 求得:

$$Z_{in} = Z_{\infty} = W \operatorname{cth} \gamma z \quad (1 \cdot 21)$$

2) 饋电綫的末端短路, $Z_2 = 0$

由(1·15)式, 在饋电綫的末端($z=0$)

$$p = p_0 = -1, \quad V_r = -V_i, \quad I_r = -I_i$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{末端电压} \quad V_2 = V_i + V_r = 0 \\ \text{末端电流} \quad I_2 = I_i - I_r = 2I_i \end{array} \right\} \quad (1 \cdot 22)$$

这是說, 当饋电綫的末端短路时, 末端电流是入射波电流的兩倍, 而末端电压是零。

饋电綫上任何一点的輸入阻抗是

$$Z_{in} = Z_0 = W \tanh \gamma z \quad (1.23)$$

3) 饋电綫的負載阻抗等于它的特性阻抗, $Z_2 = W$

由(1.15)式, 無論在饋电綫上那一点

$$p=0, \quad V_r = I_r = 0$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{末端电压} \quad V_2 = V_i \\ \text{末端电流} \quad I_2 = I_i \end{array} \right\} \quad (1.24)$$

这是說, 当饋电綫的負載阻抗等于它的特性阻抗时, 末端电压和末端电流分別等于入射波在末端的电压和电流。在这种情况下, 只有入射波沒有反射波, 称为行波状态, 以区别于前面两种既有入射波也有反射波的駐波状态。

由(1.18)式可以看出, 輸入阻抗

$$Z_{in} = W \quad (1.25)$$

这个式子与被討論的地点無關, 換句話說, 此时饋电綫上任何一点的輸入阻抗是一常数, 等于饋电綫的特性阻抗。使饋电綫的特性阻抗与負載阻抗相等, 因而可在饋电綫上获得行波时, 称为饋电綫与負載相匹配。

將(1.21)与(1.23)式相乘后再开方可得

$$W = \sqrt{Z_\infty Z_0} \quad (1.26)$$

在測定饋电綫的特性阻抗时常利用这个式子。

1.2 損耗可以忽略不計的均匀饋电綫——电压和

电流的分佈、輸入阻抗

当頻率很高的时候, 在大多数情况下 $\omega L_1 \gg R_1, \omega C_1 \gg G_1$, (1.4) 式簡化为

$$W = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (1.27)$$

饋电綫的特性阻抗变成純电阻。

衰減常数和相位常数可以由(1.9)式化簡为

$$\left. \begin{aligned} \beta &= \frac{R_1}{2W} + \frac{G_1 W}{2} \\ \alpha &= \omega \sqrt{L_1 C_1} \end{aligned} \right\} \quad (1 \cdot 28)$$

傳播速度 v 按(1·10)式应为

$$v = \frac{\omega}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (1 \cdot 29)$$

当 R_1, G_1 很小时也可取 $\beta = 0$, 此时电压和电流沿饋綫分佈的情况可在(1·6)式中令 $\gamma = j\alpha$ 代入求得:

$$\left. \begin{aligned} V &= V_2 \cos \alpha z + j I_2 W \sin \alpha z \\ I &= I_2 \cos \alpha z + j \frac{V_2}{W} \sin \alpha z \end{aligned} \right\} \quad (1 \cdot 30)$$

相应的輸入阻抗是

$$Z_{in} = \frac{V}{I} = W \cdot \frac{Z_2 \cos \alpha z + j W \sin \alpha z}{W \cos \alpha z + j Z_2 \sin \alpha z} \quad (1 \cdot 31)$$

当 $z = (2n+1) \frac{\lambda}{4}$ 时 ($n=0, 1, 2, \dots$), $\cos \alpha z = 0, \sin \alpha z = 1$

$$Z_{in} = \frac{W^2}{Z_2} \quad (1 \cdot 32)$$

这是說, 饋电綫上离开負載阻抗为 $\frac{\lambda}{4}$ 奇数倍地点的輸入阻抗等于特性阻抗的平方除以負載阻抗。

其次, 当 $z = 2n \cdot \frac{\lambda}{4} = n \cdot \frac{\lambda}{2}$ 时 ($n=1, 2, \dots$), $\cos \alpha z = \pm 1, \sin \alpha z = 0$,

$$Z_{in} = Z_2 \quad (1 \cdot 33)$$

这是說, 饋电綫上离开負載阻抗为 $\frac{\lambda}{4}$ 偶数倍地点的輸入阻抗等于負載阻抗。

(1·32)与(1·33)式都是重要公式。它們不仅适用在离开負載阻抗为 $\frac{\lambda}{4}$ 整数倍地点求輸入阻抗, 而且表明了, 在饋电綫上相隔 $\frac{\lambda}{4}$ 整数倍的綫段兩端的輸入阻抗之間的关系。

現在讓我們来分析几种不同負載下的情况

1) 饋电綫的末端开路, $Z_2 = \infty$

当饋电綫末端开路时, $I_2 = 0$, (1.30) 与 (1.31) 或簡化成

$$\left. \begin{aligned} V &= V_2 \cos \alpha z \\ I &= j \frac{V_2}{W} \sin \alpha z \end{aligned} \right\} \quad (1.34)$$

$$Z_{in} = \frac{V}{I} = -j W \operatorname{ctg} \alpha z \quad (1.35)$$

圖 1.3 示饋电綫末端开路时, 綫上电压、电流和輸入阻抗的分佈情况。由圖看出, 电压和电流的相位差 90° , 在饋电綫的末端($z=0$), 电流为零。

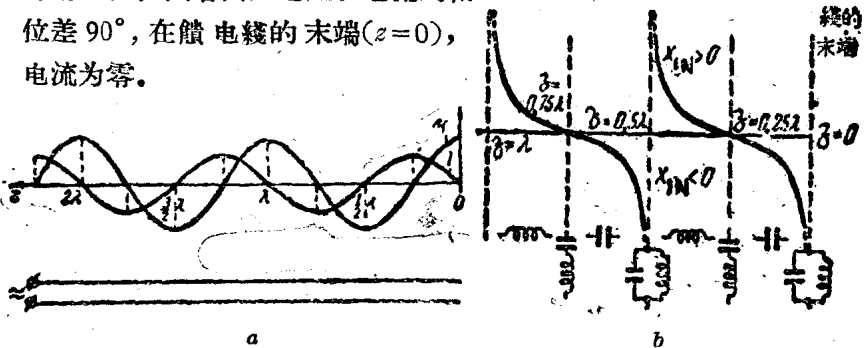


圖 1.3 饋电綫末端开路时, 綫上电压、电流和輸入阻抗的分佈情况。

2) 饋电綫的末端短路, $Z_2 = 0$

当饋电綫的末端短路时, $V_2 = 0$, (1.30) 与 (1.31) 式簡化成

$$\left. \begin{aligned} V &= j I_2 W \sin \alpha z \\ I &= I_2 \cos \alpha z \end{aligned} \right\} \quad (1.36)$$

$$Z_{in} = \frac{V}{I} = j W \operatorname{tg} \alpha z \quad (1.37)$$

圖 1.4 示饋电綫末端短路时, 綫上电压、电流和輸入阻抗的分佈情况。电压和电流的相位差 90° , 在饋电綫的末端($z=0$) 电压为零。

3) 負載阻抗是純电阻, $Z_2 = R_2$

以 $V_2 = I_2 Z_2 = I_2 R_2$ 代入 (1·30) 式, 可得

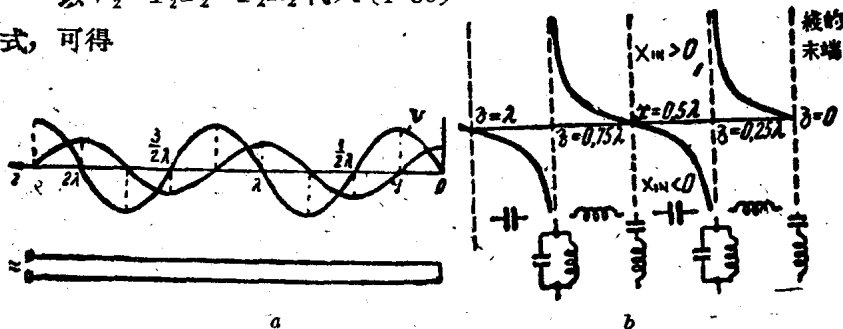
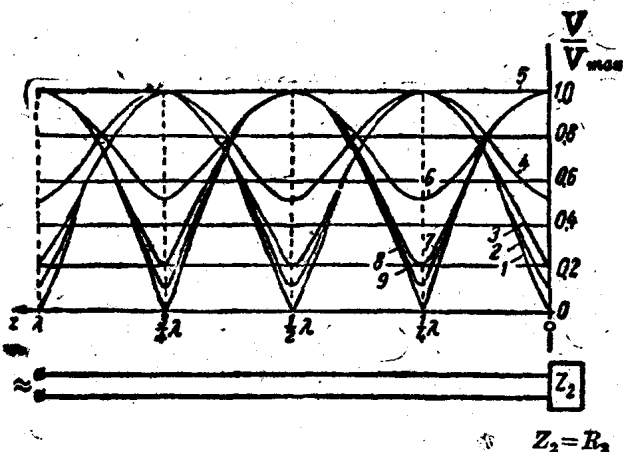


图 1·4 馈电线末端短路时, 线上电压、电流和输入阻抗的分佈情况。

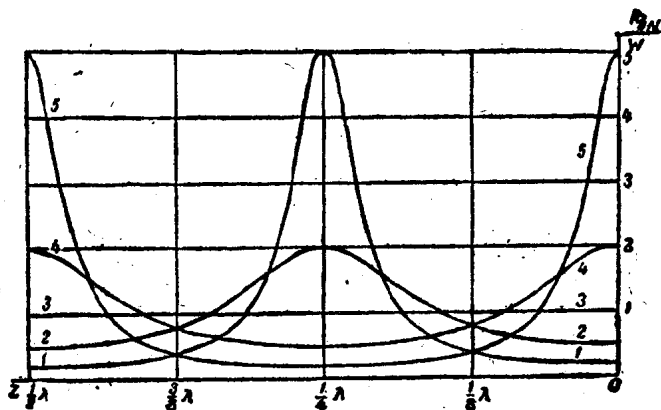
$$\left. \begin{aligned} \Gamma &= V_2 \left(\cos \alpha z + j \frac{W}{R_2} \sin \alpha z \right) \\ I &= I_2 \left(\cos \alpha z + j \frac{R_2}{W} \sin \alpha z \right) \end{aligned} \right\} \quad (1\cdot38)$$

相应的输入阻抗是

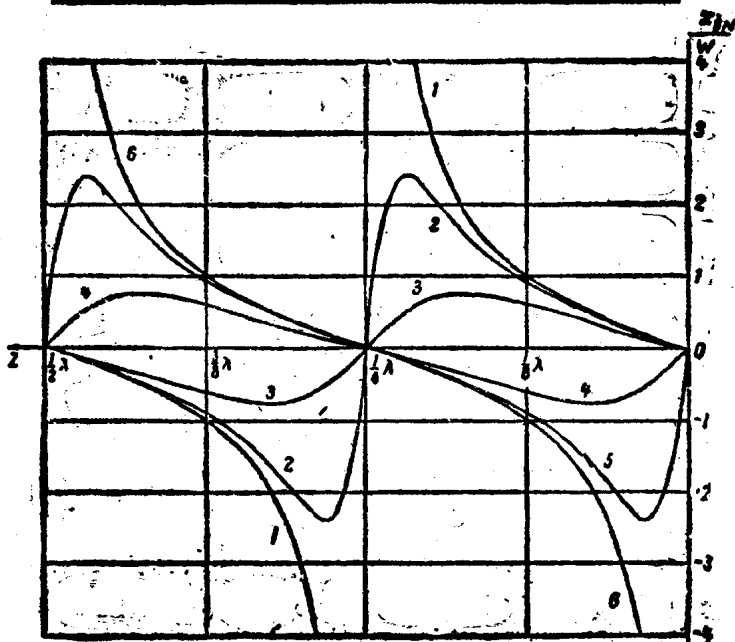


曲线号数	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$\frac{R_2}{W}$	0	0.1	0.2	0.5	1	2	5	10	∞

图 1·5 $X_2=0$, R_2/W 等于不同数值时线上电压的分佈。



曲线号数	1	2	3	4	5
$\frac{R_2}{W}$	0.2	0.5	1	2	5



曲线号数	1	2	3	4	5	6
$\frac{R_2}{W}$	0	0.2	0.5	2	5	∞

圖 1'6 $X_2=0$, R_2/W 等于不同数值时, R_{in}/W 和 X_{in}/W 的变化情况。

$$Z_{in} = \frac{V}{I} = W \cdot \frac{R_2 \cos \alpha z + jW \sin \alpha z}{W \cos \alpha z + jR_2 \sin \alpha z} \quad (1.39)$$

圖 1.5 示当 $R_2/W = 0, 0.1, 0.2, 0.5, 1, 2, 5, 10, \infty$ 时, 綫上电压的分佈情况。电流分佈的情况完全相同, 只不过与电压分佈曲綫錯开 $\frac{\lambda}{4}$ 。

由圖可見, 当 $R_2 > W$ 时, 饋电綫的末端电压最大; 当 $R_2 < W$ 时, 饋电綫的末端电压最小。

圖 1.6 示 $R_2/W = 0.2, 0.5, 1, 2, 5$ 时, 輸入电阻与輸入电抗沿饋綫的变化情况。

4) 負載阻抗等于特性阻抗, $Z_2 = W$

以 $Z_2 = W$ 代入 (1.30) (1.31) 式, 并利用 $V_2 = I_2 Z_2$, 可得

$$\left. \begin{aligned} V &= V_2 e^{j\alpha z} \\ I &= I_2 e^{j\alpha z} \end{aligned} \right\} \quad (1.40)$$

$$Z_{in} = \frac{V}{I} = W \quad (1.41)$$

此时饋电綫上的电压和电流是行波。綫上任何一点的輸入阻抗等于饋电綫的特性阻抗。

5) 負載阻抗是純电抗, $Z_2 = jX_2$

以 $V_2 = I_2 Z_2 = jI_2 X_2$ 代入 (1.30) 式, 可得

$$\left. \begin{aligned} V &= V_2 \left(\cos \alpha z + \frac{W}{X_2} \sin \alpha z \right) \\ I &= j \frac{V_2}{W} \left(\sin \alpha z - \frac{W}{X_2} \cos \alpha z \right) \end{aligned} \right\} \quad (1.42)$$

在上式內引入 $\sqrt{X_2^2 + W^2}/X_2$ 因子:

$$\left. \begin{aligned} V &= V_2 \frac{\sqrt{X_2^2 + W^2}}{X_2} \left(\frac{X_2}{\sqrt{X_2^2 + W^2}} \cos \alpha z + \frac{W}{\sqrt{X_2^2 + W^2}} \sin \alpha z \right) \\ I &= j \frac{V_2}{W} \frac{\sqrt{X_2^2 + W^2}}{X_2} \left(\frac{X_2}{\sqrt{X_2^2 + W^2}} \sin \alpha z - \frac{W}{\sqrt{X_2^2 + W^2}} \cos \alpha z \right) \end{aligned} \right\} \quad (1.43)$$