

1.5 阻抗匹配

1. 传输线的三种匹配状态

1) 负载阻抗匹配

负载阻抗匹配是负载阻抗等于传输线的特性阻抗的情形, 此时传输线上只有从信源到负载的入射波, 而无反射波。匹配负载完全吸收了由信源入射来的微波功率; 而不匹配负载则将一部分功率反射回去, 在传输线上出现驻波。

当反射波较大时,波腹电场要比行波电场大得多,容易发生击穿,这就限制了传输线能最大传输的功率,因此要采取措施进行负载阻抗匹配。负载阻抗匹配一般采用阻抗匹配器)源阻抗匹配

电源的内阻等于传输线的特性阻抗时,电源和传输线是匹配的,这种电源称之为匹配源。对匹配源来说,它给传输线的入射功率是不随

负载变化的, 负载有反射时, 反射回来的反射波被电源吸收。可以用阻抗变换器把不匹配源变成匹配源, 但常用的方法是加一个去耦衰减器或隔离器, 它们的作用是吸收反射波。

3) 共轭阻抗匹配

设信源电压为 E_g , 信源内阻抗 $Z_g=R_g+jX_g$, 传输线的特性阻抗为 Z_0 , 总长为 l , 终端负载为 Z_l , 如图 1-11 (a) 所示, 则始端输入阻抗 Z_{in} 为

$$Z_{\text{in}} = Z_0 \frac{Z_1 + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_1 \tan \beta l} = R_{\text{in}} + jX_{\text{in}} \quad (1-5-1)$$

由图 1-11(b)可知, 负载得到的功率为

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{2} \frac{E_g E_g^*}{(Z_g + Z_{\text{in}})(Z_g + Z_{\text{in}})^*} R_{\text{in}} \\ &= \frac{1}{2} \frac{|E_g|^2 R_{\text{in}}}{(R_g + R_{\text{in}})^2 + (X_g + X_{\text{in}})^2} \end{aligned} \quad (1-5-2)$$

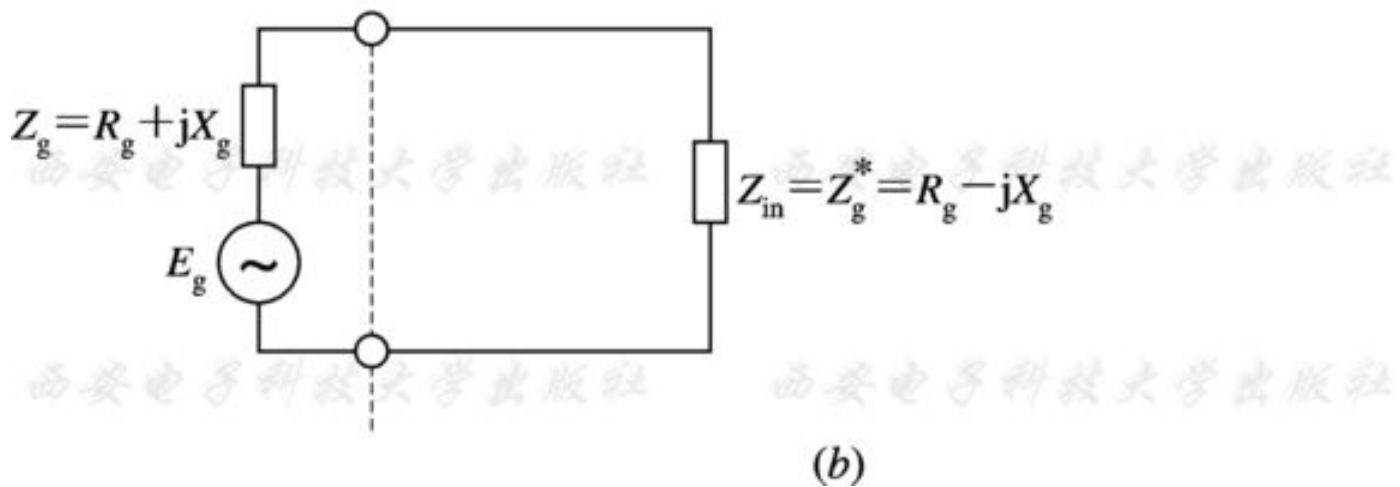
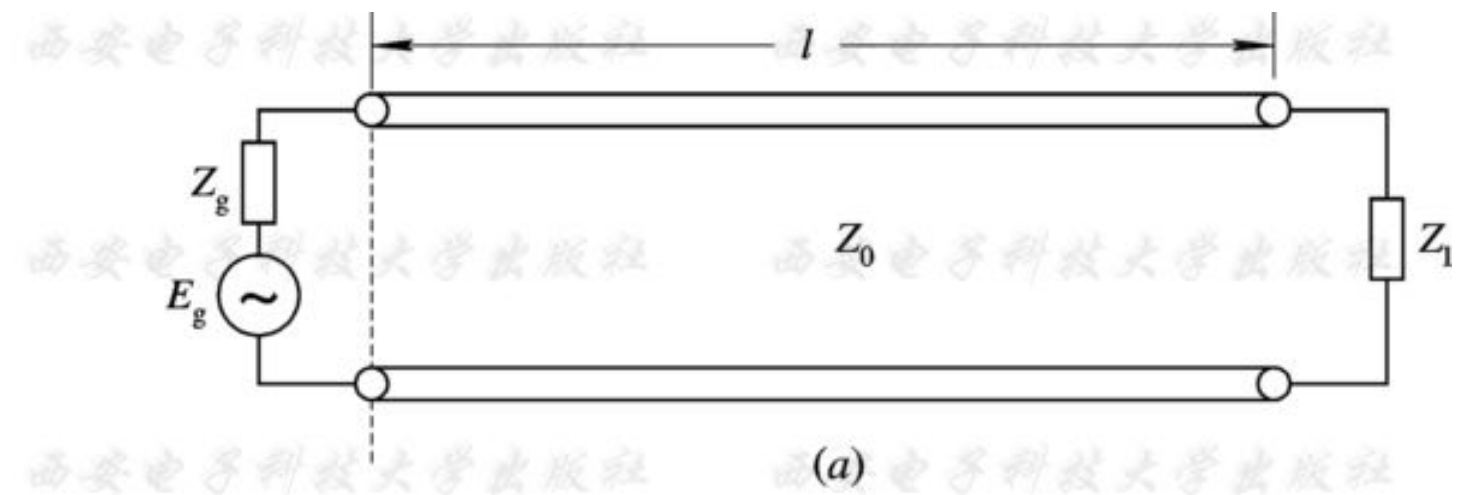


图1-11 无耗传输线信源的共扼匹配

要使负载得到的功率最大, 首先要求

$$\text{✿ ✿ } X_{in} = -X_g \text{ (P)} \quad (1-5-3)$$

✿ 此时负载得到的功率为

$$\text{✿ ✿ } P = \frac{1}{2} \frac{|E_g|^2 R_{in}}{(R_g + R_{in})^2} \quad (1-5-4)$$

可见当 $\frac{dP}{dR_{in}} = \text{✿}$ 时 P 取最大值, 此时应满

$$\text{✿ } R_g = R_{in}$$

$$(1-5-5)$$

综合式 (1-5-3) 和 (1-5-5) 得

$$Z_{\text{in}} = Z_{\text{g}}^* \quad (1-5-6)$$

因此, 对于不匹配电源, 当负载阻抗折合到电源参考面上的输入阻抗为电源内阻抗的共轭值时, 即 $Z_{\text{in}} = Z_{\text{g}}^*$ 时, 负载能得到最大功率值。通常将这种匹配称为共轭匹配。

此时, 负载得到的最大功率为

$$P_{\text{max}} = \frac{1}{2} |E_{\text{g}}|^2 \frac{1}{4R_{\text{g}}} \quad (1-5-7)$$

2. 阻抗匹配的方法

对一个由信源、传输线和负载阻抗组成的传输系统(如图 1-11 (a) 所示), 希望信号源在输出最大功率的同时, 负载全部吸收, 以实现高效稳定的传输。因此一方面应用阻抗匹配器使信源输出端达到共轭匹配, 另一方面应用阻抗匹配器使负载与传输线特性阻抗相匹配, 如图 1-12 所示。

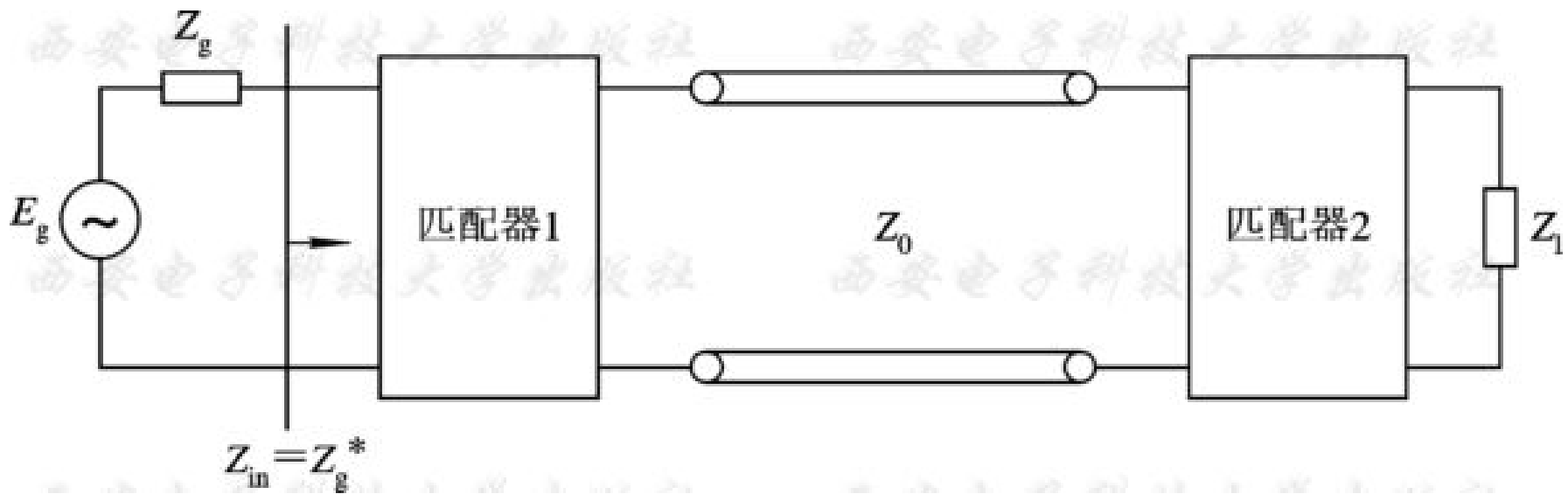


图 1-12 传输线阻抗匹配方法示意图

由于信源端一般用隔离器或去耦衰减器以实现信源端匹配，因此我们着重讨论负载匹配的方法。阻抗匹配方法从频率上划分为窄带匹配和宽带匹配，从实现手段上划分为串联 $\lambda/4$ 阻抗变换器法、支节调配器法。下面就来分别讨论两种阻抗匹配方法。

1) $\lambda/4$ 阻抗变换器法


当负载阻抗为纯电阻 R_1 且其值与传输线特性阻抗 Z_0 不相等时，可在两者之间加接一节长

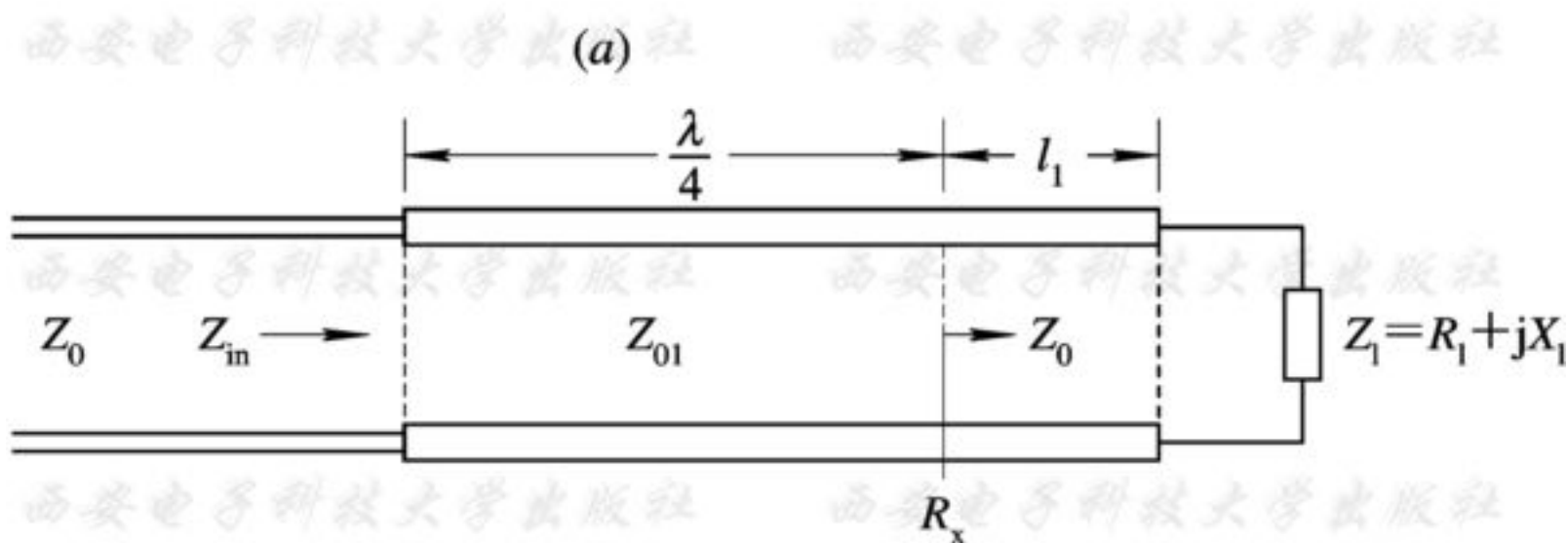
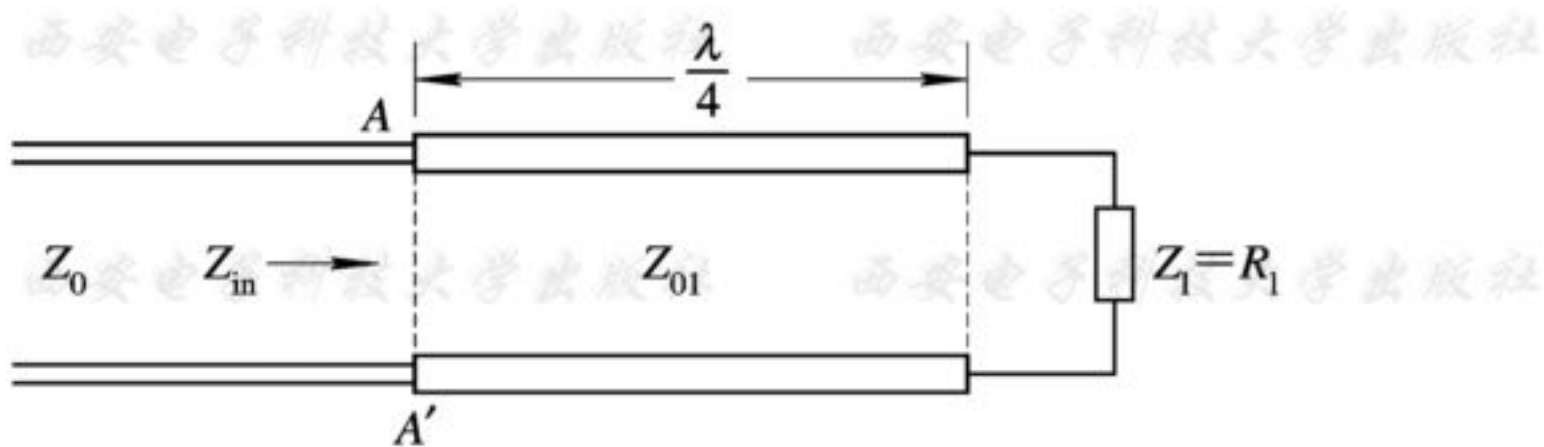
度为 $\lambda/4$ 、特性阻抗为 Z_{01} 的传输线来实现负载和传输线间的匹配, 如图 1-13 (a) 所示。

由无耗传输线输入阻抗公式得

$$Z_{in} = Z_{01} \frac{R_1 + jZ_{01} \tan(\beta\lambda/4)}{Z_{01} + jR_1 \tan(\beta\lambda/4)} = \frac{Z_{01}^2}{R_1} \quad (1-5-8)$$

因此当传输线的特性阻抗 $Z_{01} = \sqrt{Z_0 R_1}$ 时, 输入端的输入阻抗 $Z_{in} = Z_0$, 从而实现了负载和传输线间的阻抗匹配。

由于传输线的特性阻抗为实数, 所以 $\lambda/4$ 阻抗变换器只适合于匹配电阻性负载; 若负载是复阻抗, 则需先在负载与变换器之间加一段传输线, 使变换器的终端为纯电阻, 然后用 $\lambda/4$ 阻抗变换器实现负载匹配, 如图 1-13 (b) 所示。由于 $\lambda/4$ 阻抗变换器的长度取决于波长, 因此严格说它只能在中心频率点才能匹配, 当频偏时匹配特性变差, 所以说该匹配法是窄带的。 



(b)

图 1-13 $\lambda/4$ 阻抗变换器

2) 支节调配器法

(1) 串联单支节调配器

设传输线和调配支节的特性阻抗均为 Z_0 , 负载阻抗为 Z_1 , 长度为 l_2 的串联单支节调配器串联于离主传输线负载距离 l_1 处, 如图 1-14 所示。设终端反射系数为 $|\Gamma_1|e^{j\phi_1}$, 传输线的工作波长为 λ , 驻波系数为 ρ , 由无耗传输线状

态分析可知, 离负载第一个电压波腹点位置及该点阻抗分别为

$$l_{\max 1} = \frac{\lambda}{4\pi} \phi_1 \quad (1-5-9)$$

$$Z_1' = Z_0 \rho$$

令 $l_1' = l_1 - l_{\max 1}$, 并设参考面 AA' 处输入阻抗为 Z_{in1} , 则有

$$Z_{in1} = Z_0 \frac{Z_1' + jZ_0 \tan(\beta l_1')}{Z_0 + jZ_1' \tan(\beta l_1')} = R_1 + jX_1 \quad (1-5-10)$$

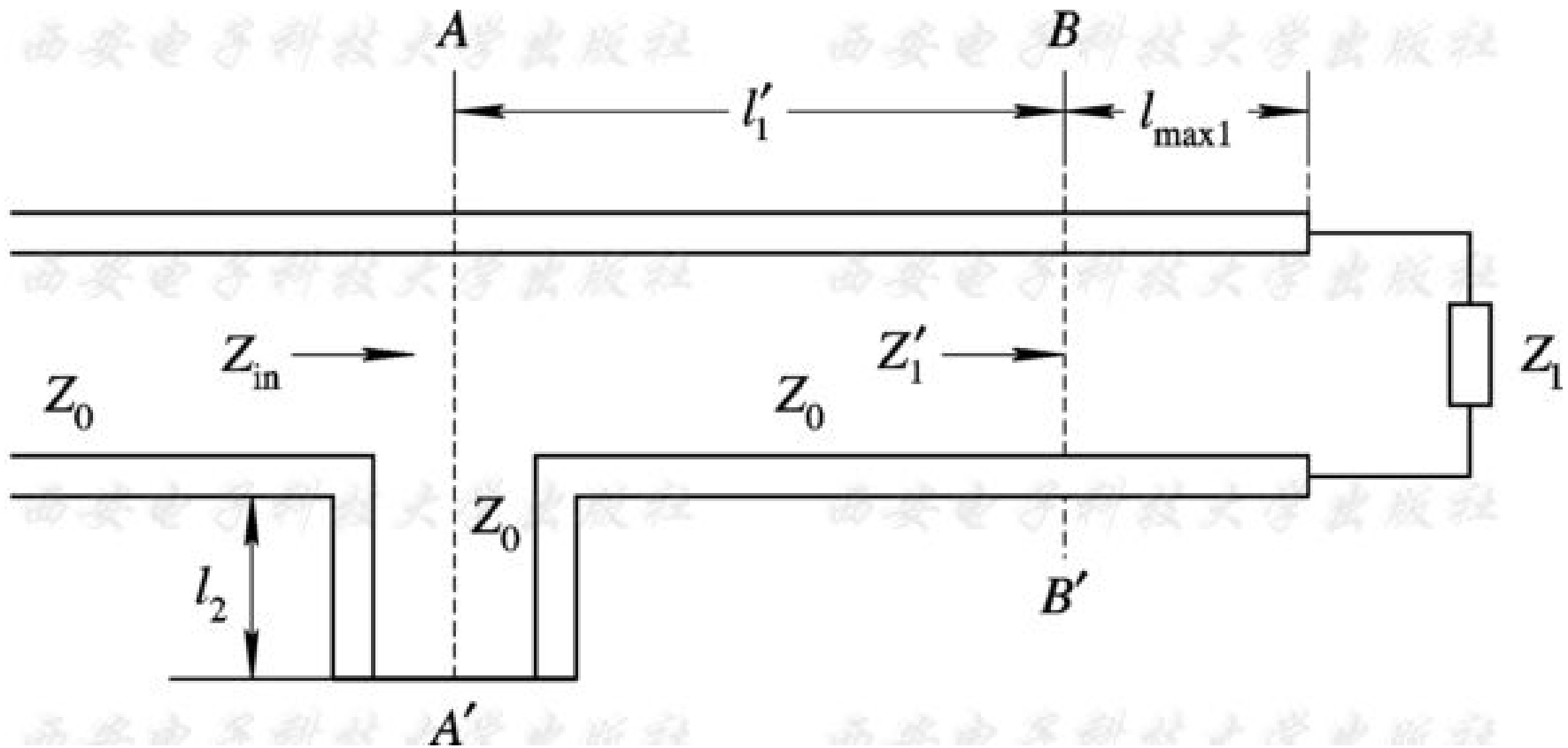


图 1-14 串联单支节调配器

终端短路的串联支节输入阻抗为

$$Z_{in2} = jZ_0 \tan(\beta l_2) \quad (1-5-11)$$

则总的输入阻抗为

$$\begin{aligned} Z_{in} &= Z_{in1} + Z_{in2} \\ &= R_1 + jX_1 + jZ_0 \tan(\beta l_2) \end{aligned} \quad (1-5-12)$$

要使其与传输线特性阻抗匹配, 应有

$$R_1 = Z_0$$

$$X_1 + Z_0 \tan(\beta l_2) = 0 \quad (1-5-13)$$

经推导可得(取其中一组解)

$$\left. \begin{aligned} \tan \beta l'_1 &= \sqrt{\frac{Z_0}{Z'_1}} = \frac{1}{\sqrt{\rho}} \\ \tan \beta l_2 &= \frac{Z'_1 - Z_0}{\sqrt{Z_0 Z'_1}} = \frac{\rho - 1}{\sqrt{\rho}} \end{aligned} \right\} \quad (1-5-14a)$$

其中, Z'_1 由式 (1-5-9) 决定。式(1-5-14a)还可写成

$$\left. \begin{aligned} l'_1 &= \frac{\lambda}{2\pi} \arctan \frac{1}{\sqrt{\rho}} \\ l_2 &= \frac{\lambda}{2\pi} \arctan \frac{\rho - 1}{\sqrt{\rho}} \end{aligned} \right\} \quad (1-5-14b)$$

其中, λ 为工作波长。而 AA' 距实际负载的位置 l_1 为

$$l_1 = l_1' + l_{\max 1} \quad (1-5-15)$$

由式(1-5-14)及(1-5-15)就可求得串联支节的位置及长度。

[例 1-5] 设无耗传输线的特性阻抗为 50Ω , 工作频率为 300MHz , 终端接有负载 $Z_1=25+j75\Omega$, 试求串联短路匹配支节离负载的距离 l_1 及短路支节的长度 l_2 。

解：由工作频率 $f=300\text{MHz}$ ，得工作波长 $\lambda=1\text{m}$ 。终端反射系数 Ψ

$$\begin{aligned}\Gamma_1 &= |\Gamma_1| e^{j\phi_1} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \\ &= 0.333 + j0.667 = 0.7454 e^{j1.1071}\end{aligned}$$

驻波系数

$$\rho = \frac{1 + |\Gamma_1|}{1 - |\Gamma_1|} = 6.8541$$

第一波腹点位置

$$l_{\max 1} = \frac{\lambda}{4\pi} \phi_1 = 0.0881 \text{ m}$$

调配支节位置

$$l_1 = l_{\max 1} + \frac{\lambda}{2\pi} \arctan \frac{1}{\sqrt{\rho}} = 0.1462\text{m}$$

调配支节的长度

$$l_2 = \frac{\lambda}{2\pi} \arctan \frac{\rho-1}{\sqrt{\rho}} = 0.1831\text{m}$$

或

$$l_1 = l_{\max 1} + \frac{\lambda}{2\pi} \arctan \frac{1}{\sqrt{\rho}} = 0.03$$

$$l_2 = \frac{\lambda}{4} + \frac{\lambda}{2\pi} \arctan \frac{\sqrt{\rho}}{\rho-1} = 0.317$$

(2) 并联调配器

设传输线和调配支节的特性导纳均为 Y_0 , 负载导纳为 Y_1 , 长度为 l_2 的单支节调配器并联于离主传输线负载 l_1 处, 如图1-15所示。设终端反射系数为 $|\Gamma_1|e^{j\varphi_1}$, 传输线的工作波长为 λ , 驻波系数为 ρ , 由无耗传输线状态分析可知, 离负载第一个电压波节点位置及该点导纳分别为

$$l_{\min 1} = \frac{\lambda}{4\pi} \phi_1 \pm \frac{\lambda}{4}$$

$$Y_1' = Y_0 \rho$$

(1-5-16)

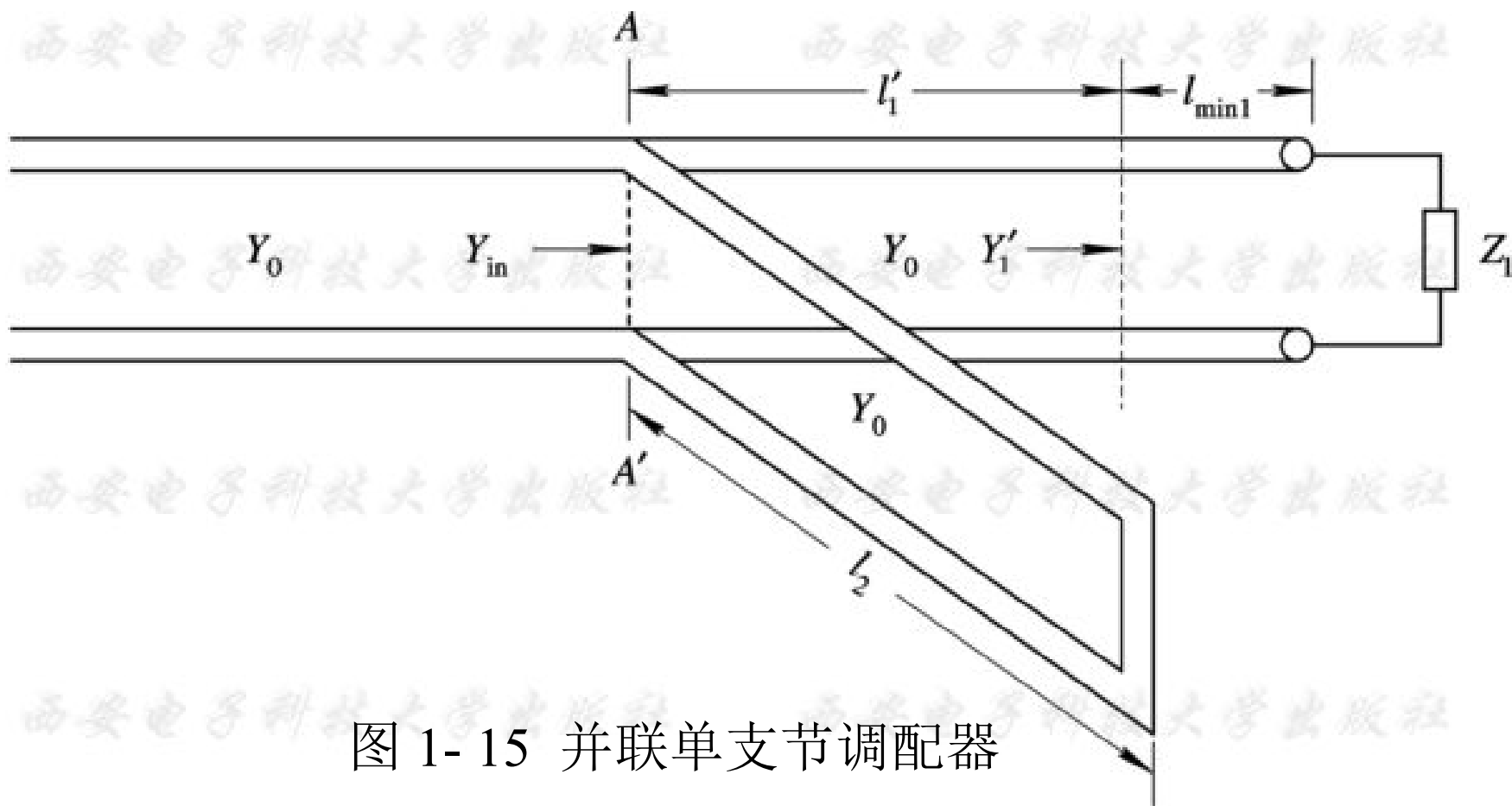


图 1-15 并联单支节调配器

令 $l'_1 = l_1 - l_{\min 1}$ ，并设参考面 AA' 处的输入导纳为 Y_{in1} ，则有

$$Y_{in1} = Y_0 \frac{Y'_1 + jY_0 \tan(\beta l'_1)}{Y_0 + jY'_1 \tan(\beta l'_1)} = G_1 + jB_1 \quad (1-5-17)$$

终端短路的并联支节输入导纳为

$$Y_{in2} = -\frac{jY_0}{\tan(\beta l_2)} \quad (1-5-18)$$

则总的输入导纳为

$$Y_{in} = Y_{in1} + Y_{in2} = G_1 + jB_1 - \frac{jY_0}{\tan(\beta l_2)} \quad (1-5-19)$$

要使其与传输线特性导纳匹配, 应有

$$\left. \begin{aligned} G_1 &= Y_0 \\ B_1 \tan(\beta l_2) - Y_0 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1-5-20)$$

由此可得其中一组解为

$$\left. \begin{aligned} \tan \beta l_1' &= \sqrt{\frac{Y_0}{Y_1'}} = \frac{1}{\sqrt{\rho}} \\ \tan \beta l_2 &= \sqrt{\frac{Y_0 Y_1'}{Y_0 Y_1'}} = \frac{\sqrt{\rho}}{1 - \rho} \end{aligned} \right\} \quad (1-5-21a)$$

其中, Y_1' 由式 (1-5-17) 决定。式(1-5-

21a)还可写成

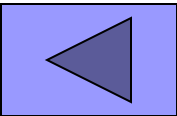
$$\left. \begin{aligned} l_1' &= \frac{\lambda}{2\pi} \arctan \frac{1}{\sqrt{\rho}} \\ l_2 &= \frac{\lambda}{2} + \frac{\lambda}{2\pi} \arctan \frac{1-\rho}{\sqrt{\rho}} \end{aligned} \right\} \quad (1-5-21b)$$

另一组解为

$$\left. \begin{aligned} l_1' &= -\frac{\lambda}{2\pi} \arctan \frac{1}{\sqrt{\rho}} \\ l_2 &= \frac{\lambda}{4} + \frac{\lambda}{2\pi} \arctan \frac{1-\rho}{\sqrt{\rho}} \end{aligned} \right\} \quad (1-5-21b)$$

而 AA' 距实际负载的位置 l_1 为

$$\text{🌸 🌸} \quad l_1 = l_1' + l_{\min 1}(\rho) \quad (1-5-22)$$



1.6 史密斯圆图及其应用

1. 阻抗圆图 ψ

由公式(1-2-8)传输线上任意一点的反射函数 $\Gamma(z)$ 可表达为

$$\Gamma(z) = \frac{\bar{z}_{in}(z) - 1}{\bar{z}_{in}(z) + 1} \quad (1-6-1)$$

其中, $\bar{z}_{in}(z) = Z_{in}(z)/Z_0$ 为归一化输入阻抗。为一复数, 它可以表示为极坐标形式,

也可以表示成直角坐标形式。当表示为极坐标形式时，对于无耗线，有

$$\Gamma(z) = |\Gamma_1| e^{j(\phi_1 - 2\beta z)} = |\Gamma_1| e^{j\phi} \quad (1-6-2)$$

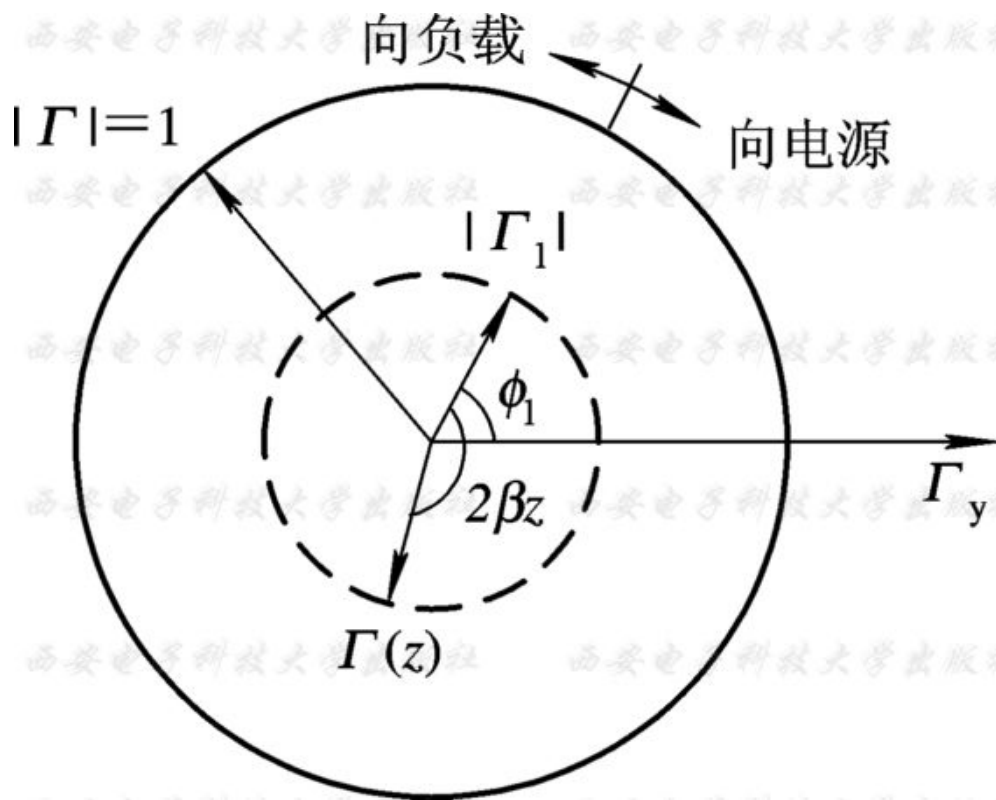


图1-16 反射系数极坐标表示

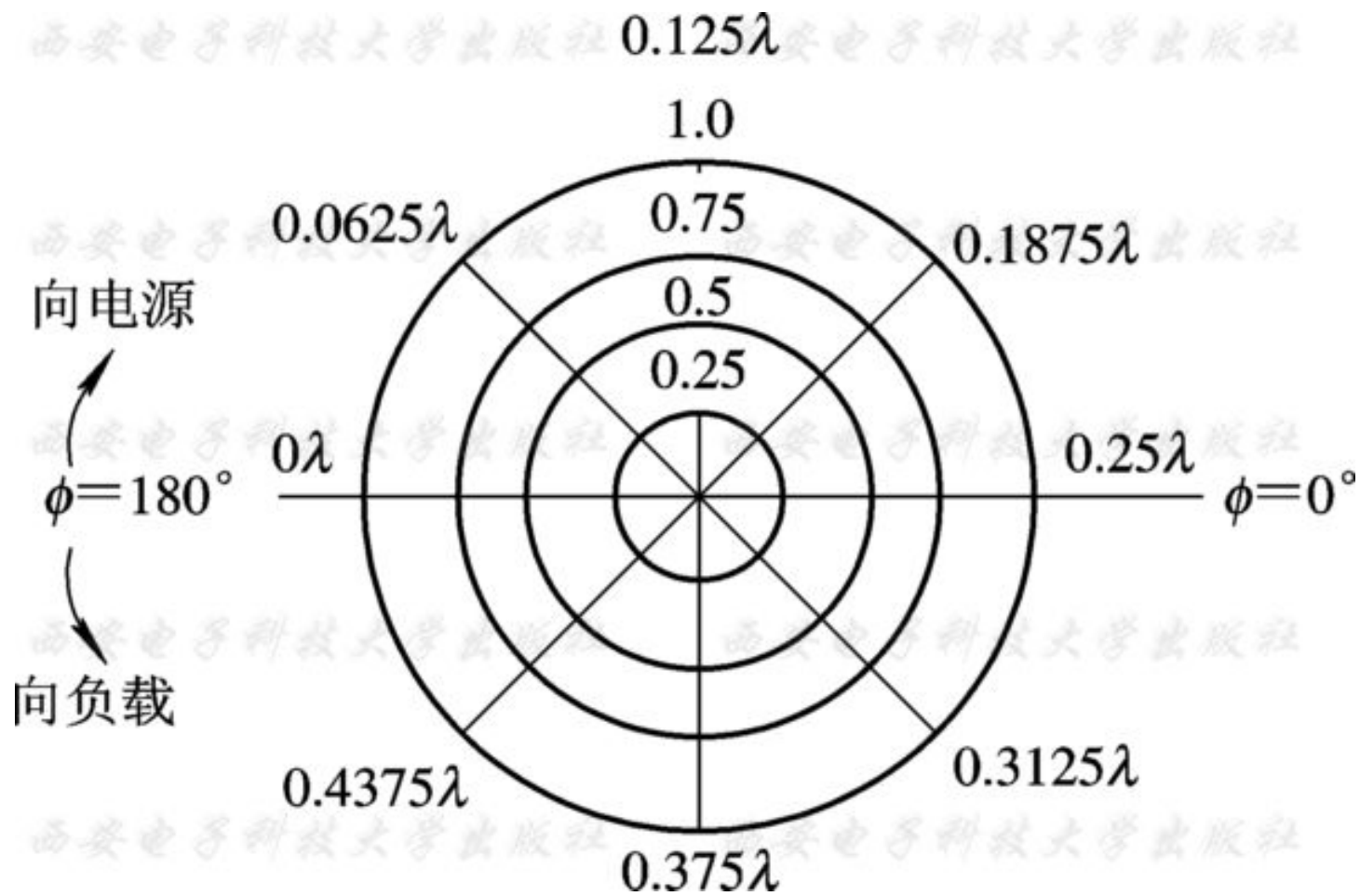


图1-17 反射系数圆图

对于任一个确定的负载阻抗的归一化值，都能在圆图中找到一个与之相对应的点，这一点从极坐标关系来看，也就代表了

- 。 Γ_l 它是传输线终端接这一负载时计算的起点
- 。 当将 $\Gamma(z)$ 表示成直角坐标形式时，有

$$\Gamma(z) = \Gamma_u + j\Gamma_v \quad (1-6-4)$$

传输线上任意一点归一化阻抗为：

$$\bar{Z}_{in} = \frac{Z_{in}}{Z_0} = \frac{1 + (\Gamma_u + j\Gamma_v)}{1 - (\Gamma_u + j\Gamma_v)} \quad (1-6-3)$$

令 $\bar{z}_{in} = r + jx$ ，则可得以下方程：

$$\left. \begin{aligned} \left(\Gamma_u - \frac{r}{1+r} \right)^2 + \Gamma_v^2 &= \left(\frac{1}{1+r} \right)^2 \\ (\Gamma_u - 1)^2 + \left(\Gamma_v - \frac{1}{x} \right)^2 &= \left(\frac{1}{x} \right)^2 \end{aligned} \right\} \quad (1-6-5)$$

数的两组圆方程。方程(1-6-5)的第1
式为归一化电阻圆(resistance circle)，
见图1-18(a)；第2式为归一化电抗圆
(reactance circle)，见图1-18(b)。

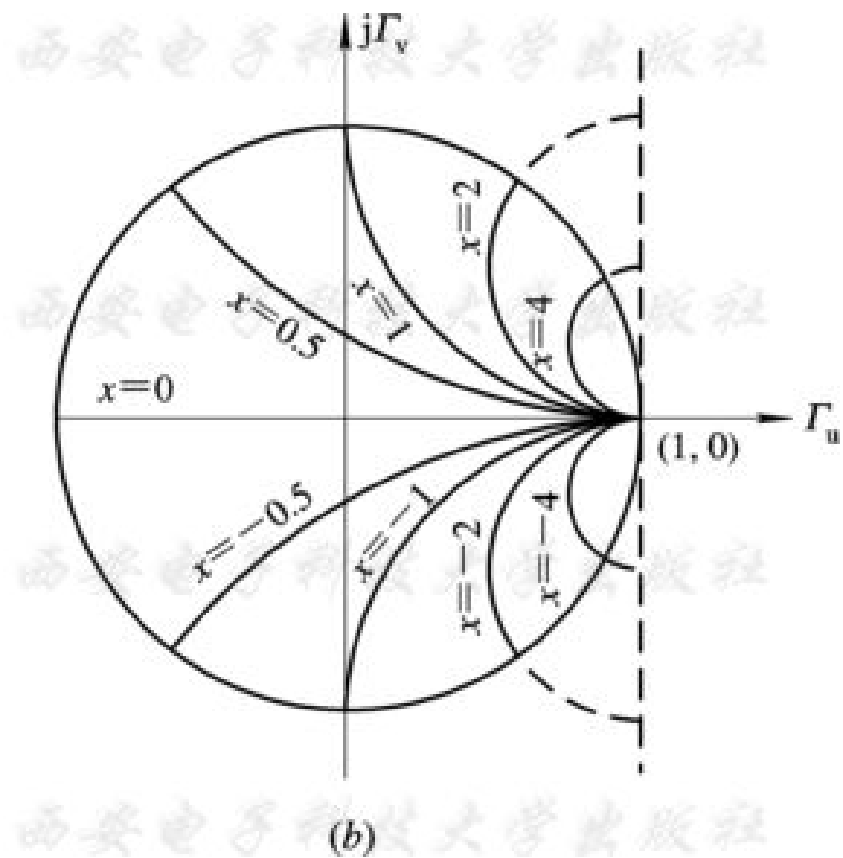
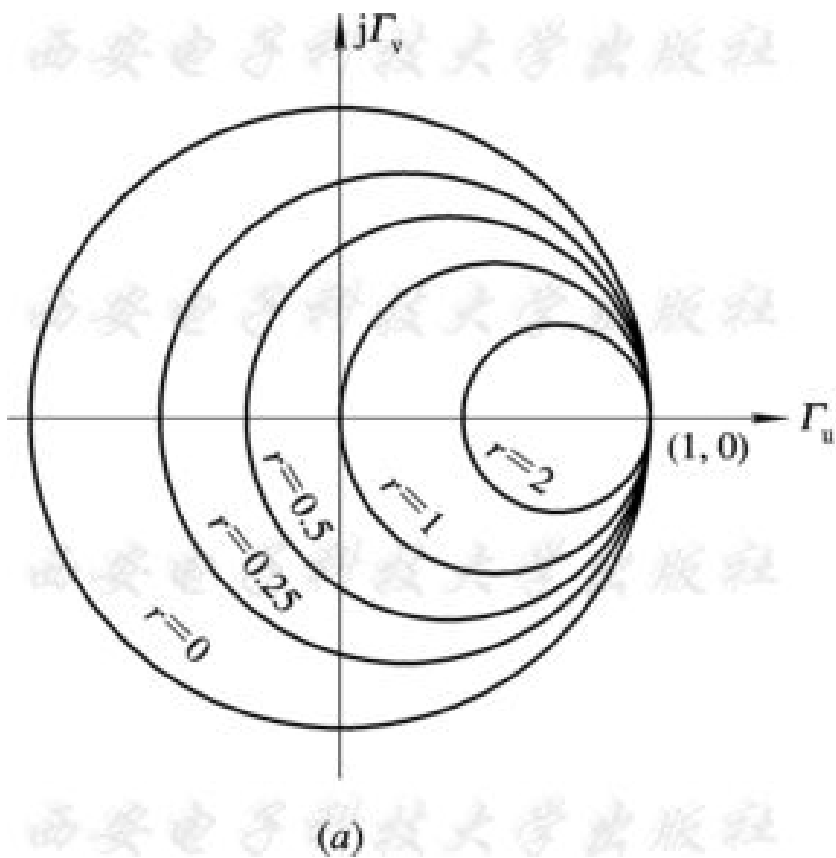


图 1-18 归一化等电阻和电抗圆
 (a) 归一化电阻圆； (b) 归一化电抗圆

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/585131313104011300>