

# 浙江大学实验报告

专业：信息工程  
姓名：卢嘉良  
学号：3230104505  
日期：2025 年 6 月 1 日  
地点：东四-224

课程名称：电磁场与电磁波实验 指导老师：王子立 仿真工具：  
实验名称：波导传输线负载特性测量与阻抗匹配 实验序号：Lab3 实验组号：第 2 组

## 一、实验目的

1. 了解波导传输线的基本特性，容性膜片的负载特性及阻抗匹配方法
2. 了解基本概念：波导的传输线模型、波导色散特性——波导波长、阻抗及匹配、Smith 圆图

## 二、实验原理

纵向均匀的波导，如果将场分解成 TE 及 TM 两种模式，每种模式的场分解成横向场量与纵向场量，再将横向场量分解成模式函数与幅值的乘积，即：

$$\begin{cases} \mathbf{E}_t = \mathbf{e}(\boldsymbol{\rho})V(z) \\ \mathbf{H}_t = \mathbf{h}(\boldsymbol{\rho})I(z) \end{cases}$$

则  $V(z), I(z)$  满足传输线方程：

$$\begin{cases} \frac{dV(z)}{dz} = -jk_z Z I(z) \\ \frac{dI(z)}{dz} = -jk_z Y V(z) \end{cases}$$

式中  $k_z^2 = k^2 - k_t^2$ ,  $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ , 特征阻抗与特征导纳：

$$Z = \frac{1}{Y} = \begin{cases} \frac{\omega\mu}{k_z} & \text{TE} \\ \frac{k_z}{\omega\epsilon} & \text{TM} \end{cases}$$

$V(z), I(z)$  反映电磁场横向分量、沿纵向  $z$  的变化。所以就波的纵向传播而言，波导中某一模式电磁波的传播可用一特定参数 ( $k_z Z$ ) 的传输线等效。

本实验应用矩形波导传输线，工作于  $\text{TE}_{10}$  模式，其横向场  $\mathbf{E}_t, \mathbf{H}_t$  沿纵向的传输特性可用 ( $k_{z01}, Z_{01}$ ) 为特征参数的传输线上电压、电流的传播等效。

传输线的状态可以用以下五组参数等价表示，即电压与电流 ( $V, I$ )，入射波与反射波 ( $V_i, V_r$ )、反射系数 ( $\Gamma = |\Gamma| e^{j\varphi}$ )，阻抗或导纳 ( $Z = 1/Y$ )、驻波系数与驻波相位 ( $\rho$  及  $d_{\min1}/\lambda_g$ )。这五组参数相互间可以变换。最常用的是反射系数  $\Gamma$ ，在微波频率下它是一个便于测量的量值。使用驻波测量线, ( $\rho, d_{\min1}/\lambda_g$ )

也是一组便于测量的量值。如图 1 所示的是本次实验中涉及的参数间的变换公式：

$$\begin{aligned}\Gamma(0) &= \frac{Z(0) - Z}{Z(0) + Z} = |\Gamma(0)|e^{j\varphi(0)} \\ Z(0) &= Z \frac{1 + \Gamma(0)}{1 - \Gamma(0)} \\ \rho &= \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma(0)|}{1 - |\Gamma(0)|} \\ \tilde{d}_{\min 1} &= d_{\min 1} / \lambda \\ d_{\min 1} &= \frac{\varphi(0)\lambda_g}{4\pi} + \frac{\lambda_g}{4} \\ \lambda_g &= \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}\end{aligned}$$

如图 1 所示的电压沿传输线的分布状况叫做驻波。定义传输线上电压最大值与最小值之比为驻波系数 VSWR，常用  $\rho$  表示。离开终端负载第一个电压波节点的位置为  $d_{\min 1}$ ，如果用波长归一化，即  $\tilde{d}_{\min 1} = d_{\min 1} / \lambda$ 。如果波导末端短路（即传输线终端短路），则在传输线上形成纯驻波。驻波两最小点之间的距离为  $\lambda_g / 2$ ，由此可测出波导波长  $\lambda_g$ 。

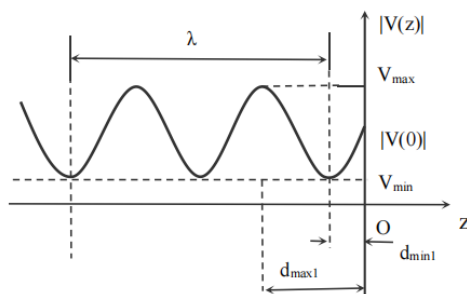


图 1: 驻波的电压沿传输线分布状况

波导中波的传播状态一般由波导终端口所接的负载确定，因此通过测量波导中波的传播状态便可得到其负载特性。如果矩形波导（截面为  $a \times b$ ）插入一膜片，膜片上开槽，其截面为  $a \times b'$  ( $b' < b$ )，则该膜片的等效阻抗呈电容性，叫做容性膜片。本实验用容性膜 + 匹配负载作为容性被测负载。

传输线与负载匹配时，则传输线工作于行波状态（负载阻抗  $Z_L$  等于特征阻抗  $Z_C$ ），此时传输线传输效率最高，传输功率容量也最大。传输线与负载不匹配时，一般在传输线与负载之间加一阻抗变换器来达到匹配，使传输线工作于行波状态。本实验使用可滑动的单销钉调配器，调节销钉的插入深度和横向位置使波导系统与负载（容性膜片 + 负载）达到匹配。

### 三、 实验设备

固态微波信号源，隔离器，可调衰减器，波长计（频率计），定向耦合器，波导检波器，驻波测量线，容性膜片和匹配负载，短路块，数字万用表，示波器，屏蔽连接线

## 四、实验过程与实验结果

### 1. 工作频率 $f$ 的测量

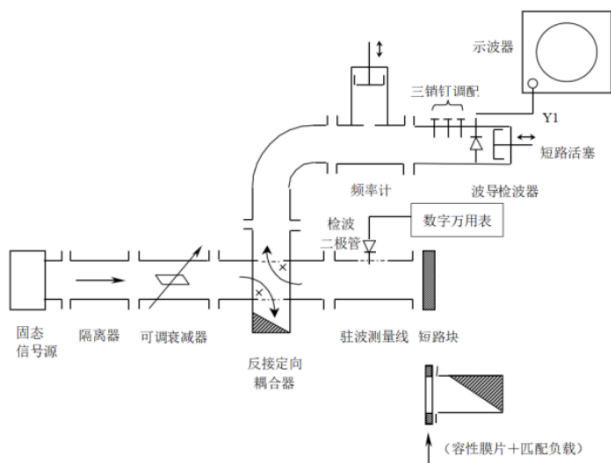


图 2: 测量  $f$  时的实验装置示意

- (1) 测量线开口端用短路块短接，如图 2 所示
- (2) 接通固态微波信号源，工作状态选择方波调制。
- (3) 调节波导检波器中的短路活塞或三销钉调配器使示波器上显示的检波输出（方波）幅度最大。
- (4) 用直读式频率计测量此时系统的工作频率  $f$ 。

测得系统此时的工作频率是 9.389GHz，如图 3 所示。

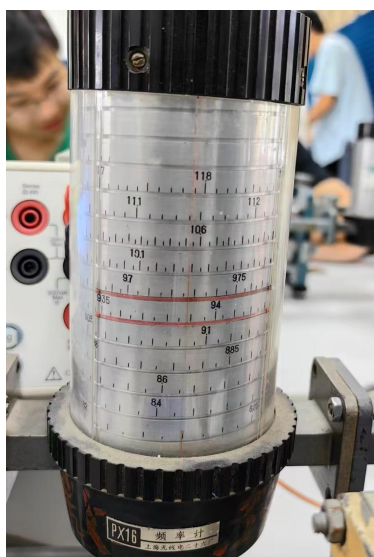


图 3: 驻波的电压沿传输线分布状况

## 2. 波导波长测量

- (1) 先调节测量线探针插入深度为 1mm 左右，再细心调节测量线上的检波调配装置，使数字万用表上指示的检波输出信号最大，即检波匹配。
- (2) 沿波导横向移动驻波测量探针，使探针位于驻波波腹点（检波的输出最大），此时再调节衰减器使数字万用表读数为 0.6-0.7mV 左右。记录此时衰减器的刻度。
- (3) 缓慢地横向移动测量线探针，记下相邻两个驻波波节点的位置  $d_{min1}, d_{min2}$  的刻度值

测得当数字万用表读数在允许范围内时，衰减器的刻度是 1.226mm。由于系统误差的存在，此时并不完全处于驻波状态，因此波节点处数字万用表的示数将大于 0。为了便于测量波节点的位置，测量时选取波节点左右两侧刻度为 0.1V 的两个点的位置，将它们的平均值作为测量得到的波节点位置。测量结果如下表所示：

$d_{min1}^L/\text{cm}$	$d_{min1}^R/\text{cm}$	$d_{min1}/\text{cm}$	$d_{min2}^L/\text{cm}$	$d_{min2}^R/\text{cm}$	$d_{min2}/\text{cm}$
3.785	3.945	3.865	1.460	1.495	1.475

## 3. 容性膜片等效负载测量

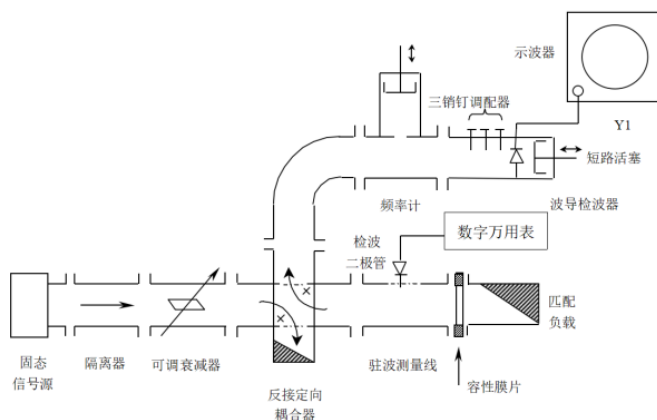


图 4: 测量容性膜片等效负载时的实验装置示意

- (1) 测量线开口端接短路块，横向移动测量线探针，找到一个驻波波节点位置  $d_{min1}(SC)$  并作记录（即等效短路面位置）。
- (2) 拆下短路块，接上容性膜片和匹配负载，如图 4 所示。从  $d_{min1}(SC)$  位置往振荡源信号方向移动驻波测量线探针位置，测得第一个驻波最小点位置  $d_{min1}(ME)$ ，并作记录。
- (3) 横向移动驻波测量线探针位置，在数字万用表上读出检波输出最大值  $P_{max}$  与最小值  $P_{min}$ ，计算此时的驻波系数。

测得的数据如下表所示，其中测量驻波最小点的位置时所采用的方法均与“波导波长测量”部分相同。在万用表上读数控制在 0.5mV 以内时，可以认为检波器为小信号平方率检波，故数字万用表读出的数值实际上是相对功率值，记录数据时单位以  $\text{mV}^2$  表示。根据驻波系数  $\rho$  的表达式，有  $\rho = \sqrt{P_{\max}/P_{\min}}$ 。

$d_{\min}(\text{SC})/\text{cm}$	$d_{\min}(\text{ME})/\text{cm}$	$P_{\max}/\text{mV}^2$	$P_{\min}/\text{mV}^2$	$\rho$
6.095	5.625	2.369	0.682	1.864

#### 4. 阻抗匹配测量

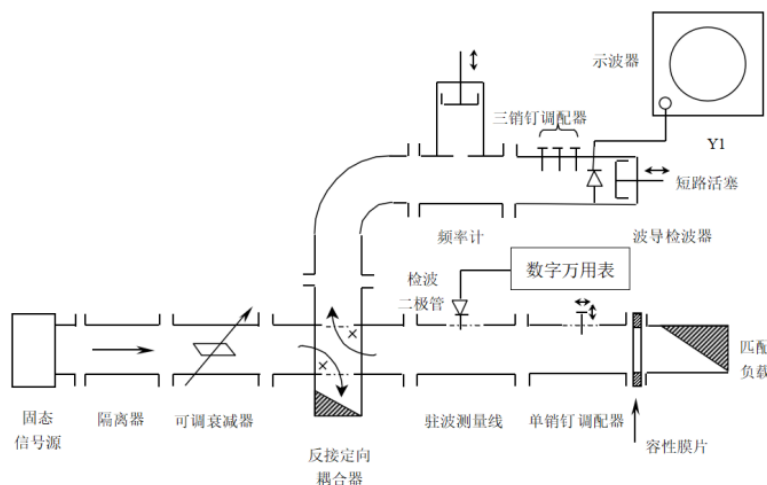


图 5: 阻抗匹配测量时的实验装置示意

- (1) 在测量线与容性膜片和匹配负载之间串接一只单销钉调配器，如图 6 所示。
- (2) 调节衰减器衰减量，使示波器有足够的方波信号显示。
- (3) 调节销钉调配器销钉的横向位置和插入波导的深度，使示波器上显示的信号最小（最好能到零），进而提高示波器的灵敏度和增加输入功率，重复上一调节过程直到当示波器的灵敏度为最高和输入功率为最大且又在示波器上观察到的信号为最小为止，即找到最佳匹配位置。
- (4) 适当增加可调衰减器的衰减量后，横向移动驻波测量线，记录该输入功率下数字万用表上的  $P_{\max}(\text{Match})$  与  $P_{\min}(\text{Match})$ ，并计算此时的驻波系数。

为使匹配结果最佳，衰减器的衰减量需要先调大，但是测量时仍需再调小，本次实验时并没有将衰减器调回“工作频率”测量中的值，只是使得其处于检波器为小信号平方率检波的范围。测得的结果如下表所示：

$P_{\max}(\text{Match})/\text{mV}^2$	$P_{\min}(\text{Match})/\text{mV}^2$	$\rho$
0.523	0.460	1.066

## 五、 数据处理

### 1. 波导波长 $\lambda_g$

由于测量的是驻波的两个波节点之间的距离，而驻波是由入射波和反射波二者叠加形成的，且入射波波长和反射波波长是相等的，因此波导波长是驻波相邻波节点之间距离的两倍，即：

$$\lambda_g^m = |d_{\min 1} - d_{\min 2}| \times 2 = 4.780\text{cm}$$

根据实测的频率和矩形波导的参数 ( $a \times b = 2.286\text{cm} \times 1.106\text{cm}$ ) 可以计算出矩形波导中  $\text{TE}_{10}$  模的波导波长的理论值如下：

$$\lambda_g^e = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} = \frac{c}{\sqrt{f^2 - \left(\frac{c}{2a}\right)^2}} = 4.467\text{cm}$$

可以求得二者的相对误差：

$$E_\lambda = \frac{|\lambda_g^e - \lambda_g^m|}{\lambda_g^e} = 7.01\%$$

二者具有一定的相对误差，这主要源于在  $d_{\min}$  的测量过程中，数字万用表的示数在接近 0 时有很明显的波动，无法稳定。即使采用“波导波长测量”中所提及的左右取平均值的方法，首次出现 0.1V 的位置也难以确定，因此在此处引入了误差。

### 2. 计算容性膜片加匹配负载时的驻波系数，在 Smith 圆图上读出容性膜片加匹配负载的反射系数和归一化阻抗值

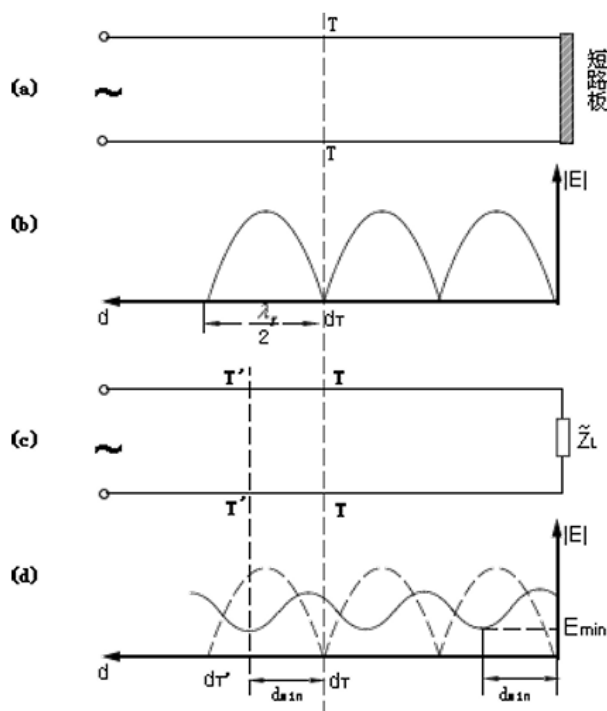


图 6: 将连接的装置用传输线等效以及电压沿传输线的驻波分布

在“容性膜片等效负载测量”部分已经通过测量数据给出了  $\rho = 1.932$  的计算结果。由于波导可以采用传输线等效，本实验的测量过程等效为传输线后，沿传输线的电压分布应该如图 6 所示。在接短路块时， $z = 0$  处的反射系数为  $\Gamma = -1$ ，传输线上的电压驻波分布如图 6(b)，而取下短路块，连接容性膜片和匹配负载时，相当于在  $z = 0$  处连接了一个容性负载，此时的电压驻波分布如图 6(d) 所示。从图上可以看出，所测定的  $|d_{min}(SC) - d_{min}(ME)| = 0.47\text{cm}$  即为连接容性膜片和匹配负载时第一个波节点离开  $z = 0$  的距离。根据所给的公式：

$$d_{min1} = \frac{\varphi(0)\lambda_g}{4\pi} + \frac{\lambda_g}{4}$$

可以计算出在  $z = 0$  处  $\Gamma$  的幅角  $\varphi(0) = -0.607\pi$ ，而：

$$|\Gamma| = \frac{\rho - 1}{\rho + 1} = 0.302$$

那么如图 7 所示，在阻抗原图上根据反射系数的模长和幅角即可读出此时的归一化阻抗  $z_L = 0.70 - 0.45j$ ，可以看到确实是容性的。

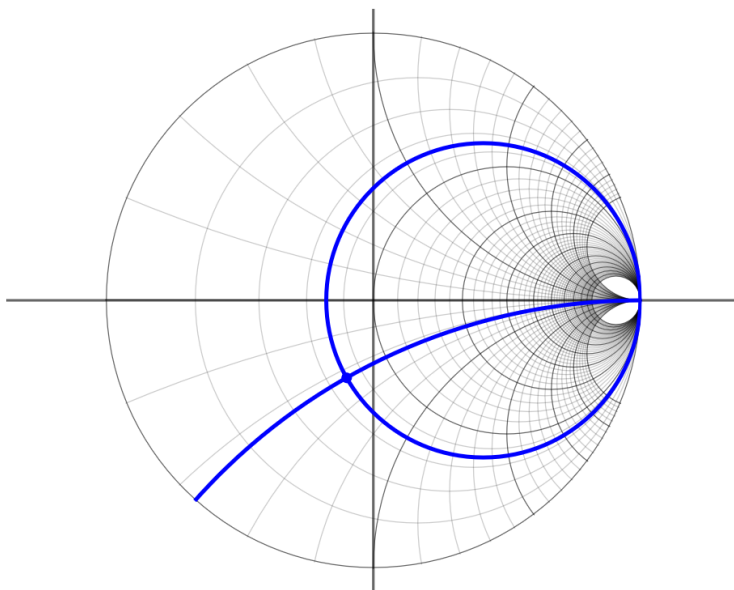


图 7：由阻抗原图读出归一化阻抗

### 3. 计算用单销钉调节匹配后的驻波系数，并与直接连接匹配负载时的驻波系数进行比较。

在“阻抗匹配测量”部分已经通过测量数据给出了  $\rho^m = 1.066$  的计算结果。在直接连接匹配负载时，容易得到此时的理论值  $\rho^e = 1$ ，相对误差：

$$E_\rho = \frac{|\rho^m - \rho^e|}{\rho^e} = 6.6\%$$

### 4. 量出单销钉调配器销钉到负载的长度，计算匹配状态时销钉所呈现的归一化电抗值，并借用圆图说明此时系统匹配的原因。

实验时没有测量单销钉调配器销钉到负载的长度。从原理上来说，单销钉调配器等效于一个并联可变电纳，因此可以对于波导电路进行调配。一方面，并联支路传输线离开负载沿主传输线移动，从主传

输线与支路传输线连接点右边向负载看进去的输入导纳  $y'_{in}$  可从  $y_L$  点沿等  $|\Gamma|$  圆旋转得到。连接点与负载之间电长度刚好使  $y'_{in}$  落在  $g = 1$  的等  $g$  圆上，即  $y'_{in} = 1 + jb'_{in}$ 。另一方面，调节归一化电纳的值为  $-jb'_{in}$ ，就可以使归一化输入导纳  $y_{in} = 1$ ，从而实现负载与传输线的匹配。

## 六、思考题

### 1. 测量线开口端不接短路块，任意接一负载，能否测出波导波长？接短路块测波导波长有什么优点？

在负载不匹配的情形下也是可以测出波导波长的。任意接一负载，等效的电压沿传输线分布也是驻波，采用相同的方法，测量相邻的两个驻波波节点之间的距离，就可以测量出波导波长。但是当负载匹配时，处于行波状态，没有反射波，这个时候波节点也不存在了，因此无法测出波导波长。

接短路块测波导波长的优点在于，此时在传输线上形成纯驻波，驻波最小点的电压（等效传输线模型中）理论值是 0，比较容易分辨，并且此时波腹和波节的电压差值最大，使得整个波形具有较大的变化幅度，也使得波节点位置比较容易分辨并测量。

### 2. 测负载驻波相位为什么要先测 $d_{min}$ (短)？

如图 6 所示以及数据处理第二节中的说明所示，要测量负载驻波相位需要利用公式：

$$d_{min1} = \frac{\varphi(0)\lambda_g}{4\pi} + \frac{\lambda_g}{4}$$

所以我们实际上要获知的是连接负载情形下离开  $z = 0$  的第一个波节点的位置。但是在装置中我们无法准确的获知  $z = 0$  的位置并进行测量，因为其理论上位于器件之间的连接处，为此需要进行转化，转化方式就如图 6 所示，先测量连接短路块时的  $d_{min}(SC)$ ，再连接负载，测量离开连接短路块时的波节点最近的波节点的位置  $d_{min}(ME)$ ，二者的差值就是离开  $z = 0$  的第一个波节点的位置，进而可以求出负载驻波相位。

### 3. 在单销钉调配器调配前，测量线探针为什么不能伸入到波导里面？

在插入探针的情形下，实际上也是在波导中引入了一个销钉，它会引入一个负载以及波导中的反射。而示波器上显示的就是反射波的幅度，为了将反射波控制到最小，即通过单销钉调配器使阻抗匹配，必须先除去测量线探针对于反射的影响。在确认已经达到阻抗匹配状态，反射波的幅度最小时，再插入探针进行测量，这样才能得到较为准确的结果。

### 4. 单销钉调配器调节匹配时，为什么检波器输出指示越小，表示调配得越好？

首先，我认为，并不是检波器的输出指示越小调配的越好。检波器检测传输线模型中驻波分布功率，应当是示值在特定范围内才能表明检波二极管工作在小信号的平方率检波区，所以不应当过小，否则无法从  $P_{max}$  和  $P_{min}$  得到此时的驻波系数。当示波器的输出指示越小时，由于示波器上检测的是反射波的幅度，当反射波的幅度越小，证明此时匹配的越好， $|\Gamma|$  越接近 0。

### 5. 如果经销钉调配器调配后，测得驻波系数为 1，在单销钉调配器与负载之间是否是行波？单销钉调配器至信号源方向是否是行波？为什么？

首先，单销钉调配器至信号源方向肯定是行波，因为单销钉调配器的功能就是使得从信号源端看进去阻抗匹配，在测得  $\rho = 1$  的情况下， $|\Gamma| = 0$ ，没有反射波，在等效传输线模型中就是从左端看进去阻抗匹配，那么至信号源方向肯定处于行波状态。



在单销钉调配器与负载之间肯定不是行波。根据等效的传输线模型和直接连接容性膜片加匹配负载时测得的驻波系数，二者本身并不能实现阻抗匹配，但是在经过了一个单销钉，即并联引入了一个电容/电感之后匹配了，而并联的电容/电感本身一定是不匹配的，所以可以得出在单销钉调配器和负载之间一定不处于行波状态，否则至信号源方向就不会是行波状态。

## 七、 实验的收获与体会

本次实验见到了很多波导器件的实物加深了我对于波导这块知识内容的理解，同时使我明白了学习这部分内容的作用是什么，不过整体来说还是觉得十分神奇，毕竟电磁波基本上被认为是看不见摸不着的东西，实际上却可以像这样对它进行限制与处理。