

HHB 型微波测厚仪*

微波测厚仪课题组
(重庆工业自动化仪表研究所)

摘 要

本文介绍一种新型微波测厚仪。它采用微波自动平衡电桥的方法,通过对一个“等效短路器”输入端反射系数相角的测定,实现对金属厚度快速准确的测量。文中叙述该测厚仪的设计思想,技术方案,理论计算以及实验样机成果。

快速、准确地检测被轧金属带材的厚度,是实现轧制金属带材生产过程中厚度自动调节的关键。较长时期以来,国内外主要采用各种射线测厚仪实现对轧制金属带材厚度的连续测量。

微波测厚仪是六十年代中期国外开始发展起来的一种新型测厚仪器,目前正进入工业试验阶段。文献[1, 2]与射线测厚仪比较,微波测厚仪具有对人体无辐射危害,测量结果与被测金属材质成分无关的显著优点;此外,它还具有反应时间快、测量范围宽、成本低等许多特点。

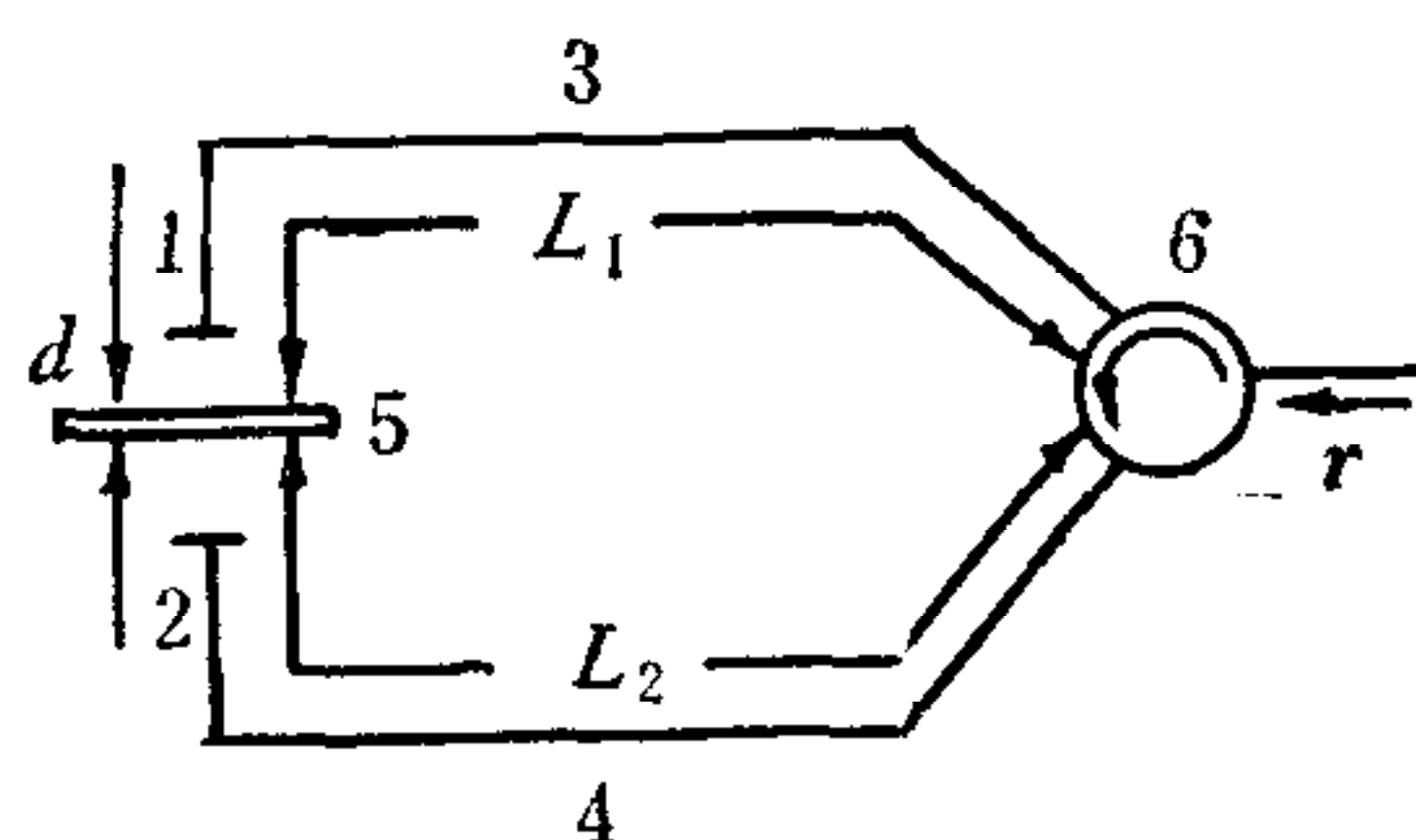
目前,我们已经研制出 HHB 系列三种不同型式用于冷轧测厚的微波测厚仪样机。(注1)1型样机已经现场运行,效果良好;其它两种样机业已完成试验室试验,即将投入现场运行。本文将主要介绍一种测厚仪的设计思想、技术方案、理论计算以及样机成果。

(一) 工作原理

微波测厚仪对被测金属厚度的测量,是基于对一个“等效短路器”输入端反射系数相角的测定。

如图1所示,被测金属放置在两个开口终端器之间。终端器与被测金属机械上并不接触。但是,可以设计出这样一种终端器:它与被测金属之间的间隙,在一定的范围内可以等效成为一个电长度相当的,在被测金属表面短路的均匀波导短路器,即所谓“等效短路器”。关于这种终端器的设计和结构后面将作详细介绍。

实现了上述等效条件,显而易见,测量点反射系数的相角 $\arctg r$ 与等效短路器的长度有线性关系。等效短路器的长度是随金属带厚度 d 而改变。因此,对反射系数相角的测定便能够测量出金属



1, 2——终端器; 3, 4——波导;
5——被测金属; 6——环行器

图 1

* (本文曾在中国自动化学会 1978 年年会上宣读)由肖中汉执笔。

带的厚度。

还可以看出,如果金属带的厚度不变,而在开口终端器之间作平行移动,由于等效短路器的总长度并未改变,测量点反射系数的相角亦不变,理论上测量结果与被测金属的平行位移无关。

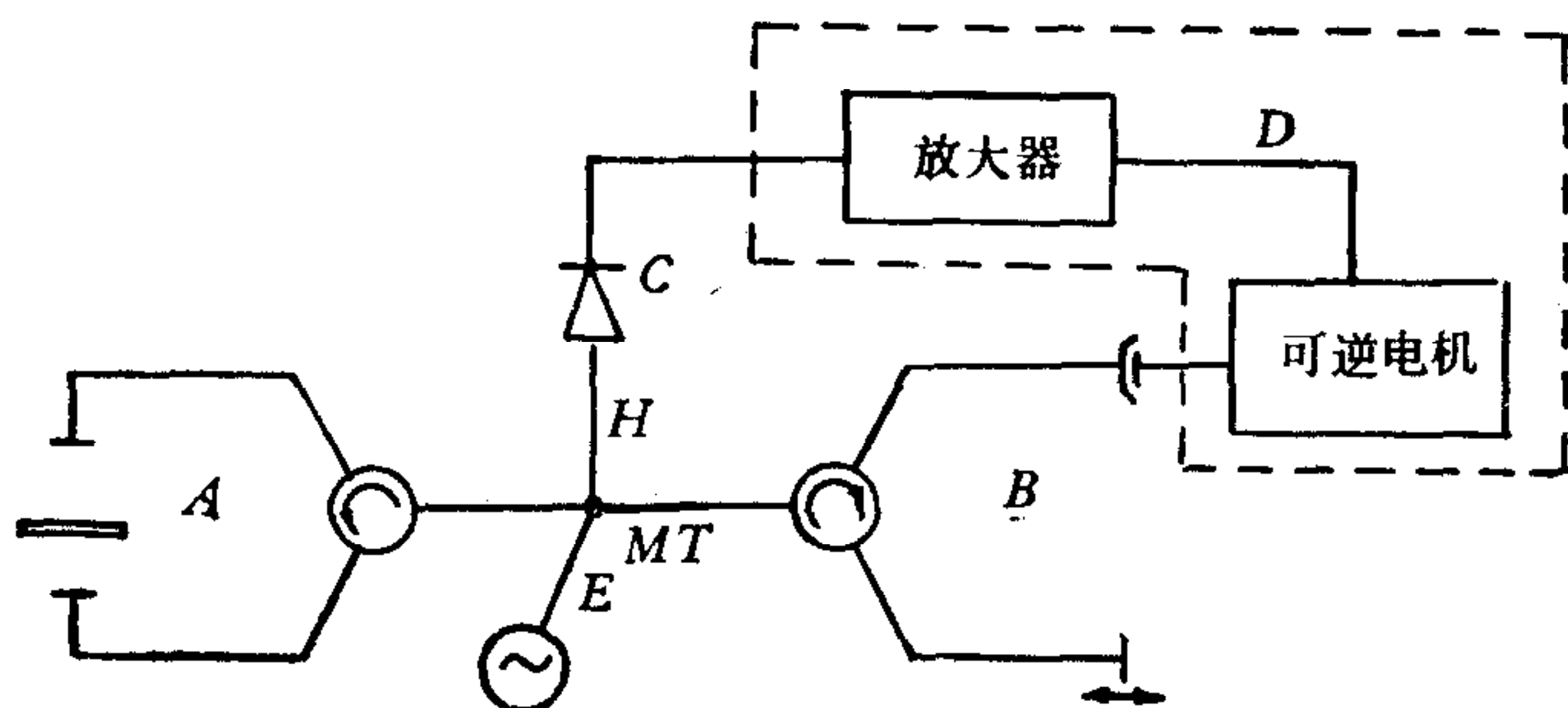
直接对微波相角进行准确测量(精度要求到 0.1°)是困难的;同时为了把相角的测量值直接转换为厚度测量值并以数字量形式给出和显示,采用了一种微波自动平衡电桥的测量方法。

如图 2 所示,电桥中 A 、 B 两臂在电气上完全对称,只是补偿臂不带有终端器而用两只短路器的短路面封闭。其中一只短路器的短路面可以移动,它由可逆电机带动,称为补偿短路器;另一只是调相短路器。

当 A 、 B 两臂电长度相同(或差半波导波长的整数倍),则两臂反射波进入“MT” H 臂检波时由于它们相角相同反相迭加而互相抵消,检波输出为零,电桥处于平衡状态。反之,检波便有输出。电桥失去平衡以后,检波输出信号经放大后控制可逆电机带动补偿短路器的短路面移动,使两臂电长度达到新的一致,电桥又达到新的平衡。显然,平衡过程中补偿短路器短路面位置的变化值就是被测金属厚度的变化值。

电桥检波输出的直流特性如图 3 所示。这样的特性只能反应出被测金属厚度变化的绝对数值,却不能分辨出厚度变化的方向。为此,用调相短路器对微波调相。于是,电桥检波输出便是交流信号,它的相位随两臂电长度差 ΔL 的正负值而反相变化。由它控制可逆电机的正反转向实现电桥的自动平衡,并有效地分辨出被测金属厚度变化的方向。调相后电桥检波输出的波形绘在图 4 上。

电桥检波输出的直流特性如图 3 所示。这样的特性只能反应出被测金属厚度变化的绝对数值,却不能分辨出厚度变化的方向。为此,用调相短路器对微波调相。于是,电桥检波输出便是交流信号,它的相位随两臂电长度差 ΔL 的正负值而反相变化。由它控制可逆电机的正反转向实现电桥的自动平衡,并有效地分辨出被测金属厚度变化的方向。调相后电桥检波输出的波形绘在图 4 上。



A——测量臂; B——补偿臂; C——检波器;
MT——魔T; D——放大反馈系统。

图 2

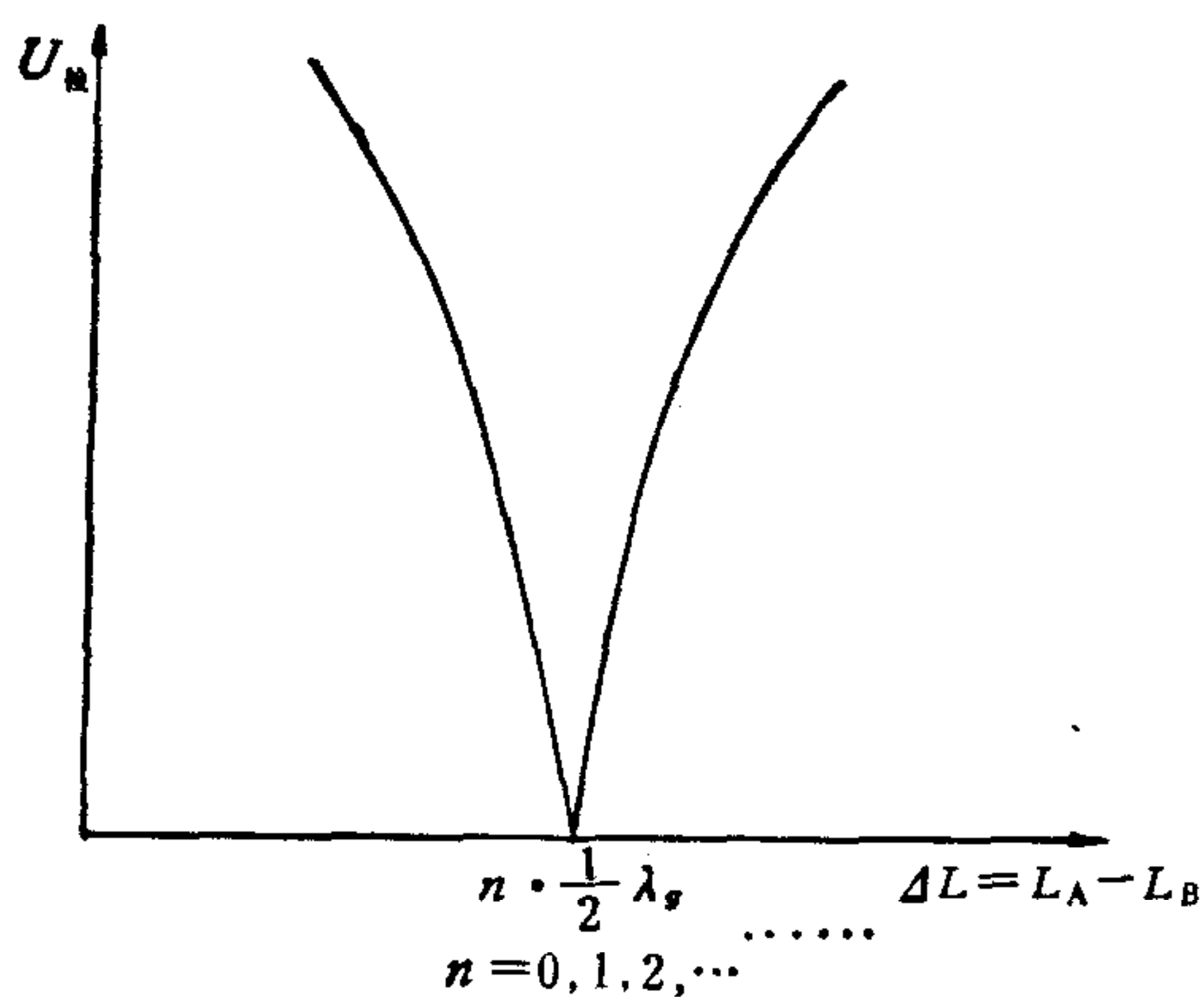


图 3

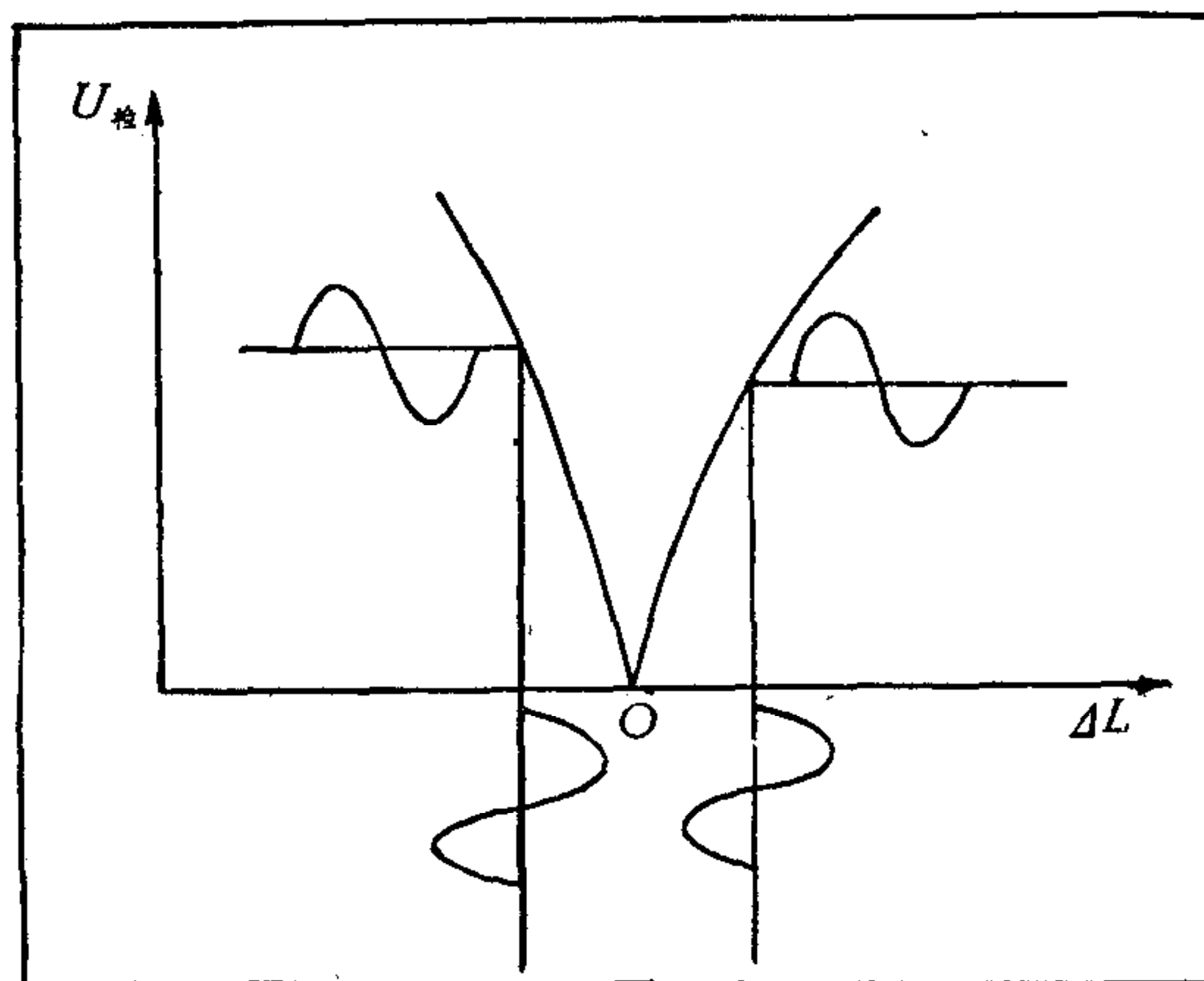


图 4

必须指出,上述测量方法的准确度除了与终端器的性能有直接关系外,尽量减小电桥系统内部的附加反射也是十分重要的。否则,测量的精度和范围都将受到影响,同时被测金属带的平行位移也将引起测量误差。

(二) 终端器

样机中采用的终端器与文献[2]中介绍的终端器具有类似的结构。

这种终端器是由矩形传输波导过渡为带有法兰的开口圆波导。法兰面与金属带构成径向传输线。只要从圆波导口看径向线的输入阻抗为零值,则间隙部分便可以等效为圆波导的延续,即构成“等效短路器”。

径向部分计算

径向传输线当平行金属板之间的距离小于 $\frac{1}{2}\lambda$ 时,将主要传播基本波型。为了简化计算,高阶波的影响略去不计。

如图 5 所示,设开口圆波导的直径为 $2a$ 。对于半径为 r 和 $r + dr$ 之间圆柱面所对应的一段无限短的径向线,可以写出电压和电流的关系式为:文献[3]

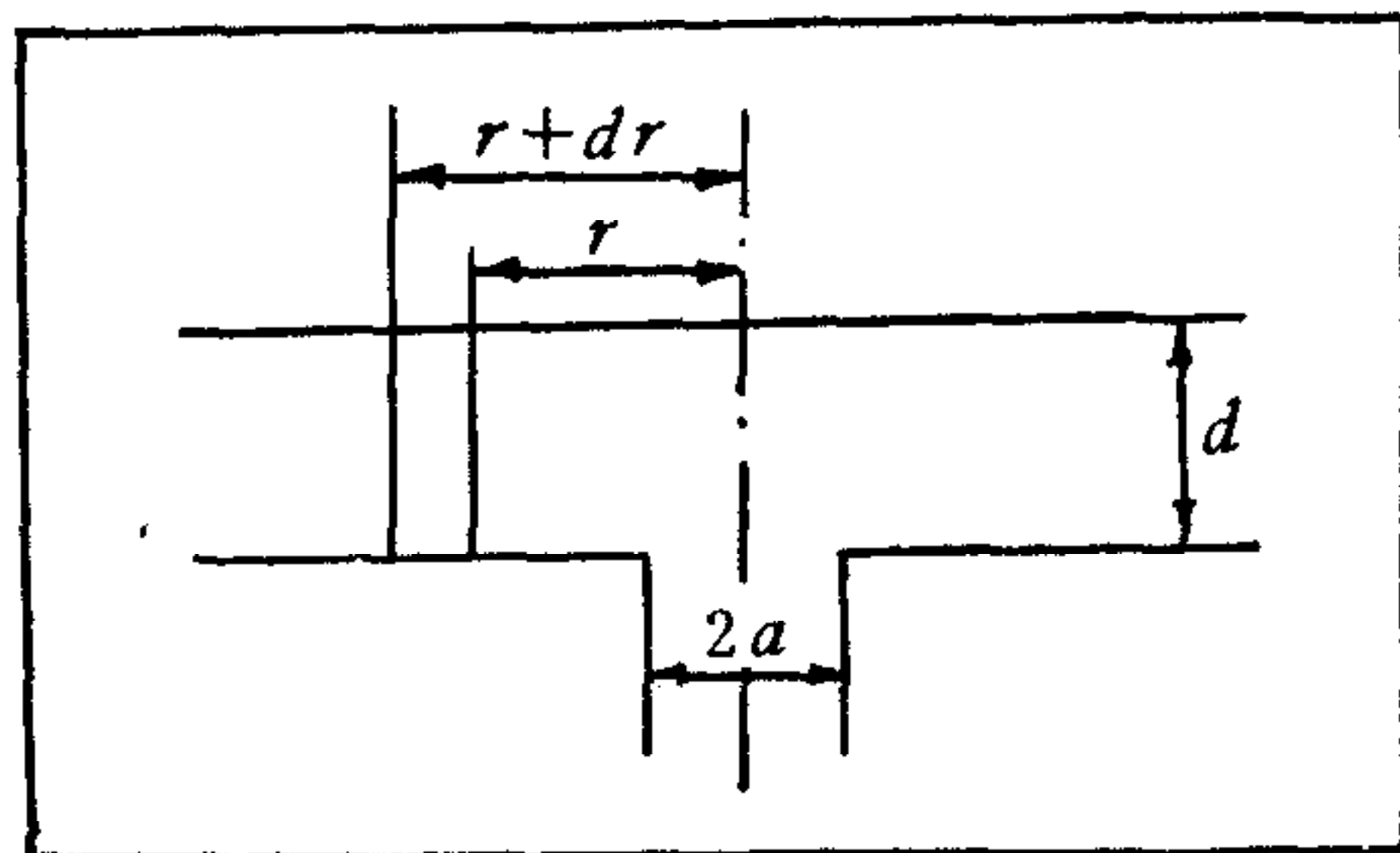


图 5

$$\begin{cases} \frac{dV}{dr} = jKZ_0(r)I & (1) \\ \frac{dI}{dr} = jKY_0(r)V & (2) \end{cases}$$

式中

$$K = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad Z_0(r) = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \cdot \frac{d}{2\pi r} = \frac{1}{Y_0(r)}$$

消除 I 得到 V 的方程:

$$\frac{d^2V}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dV}{dr} + K^2r = 0 \quad (3)$$

这是零阶贝塞尔方程,它的解可以用零阶贝塞尔函数的线性组合形式表示:〈文献 4〉

$$V = G_0(Kr)[Ae^{j\theta(Kr)} + Be^{-j\theta(Kr)}] \quad (4)$$

解得电流为:

$$I = -Y_0(r)G_1(Kr)[Ae^{j\psi(Kr)} - Be^{-j\psi(Kr)}] \quad (5)$$

式中

$$G_0(Kr) = \sqrt{J_0^2(Kr) + N_0^2(Kr)}$$

$$G_1(Kr) = \sqrt{J_1^2(Kr) + N_1^2(Kr)}$$

$$\theta(Kr) = \text{tg}^{-1} \frac{N_0(Kr)}{J_0(Kr)}$$

$$\psi(Kr) = \text{tg}^{-1} \frac{J_1(Kr)}{-N_1(Kr)}$$

J_0, N_0 分别为第一类和第二类零阶贝塞尔函数; J_1, N_1 为其相应的导数. 量值 G_0, G_1 , 相角 θ, ψ 与 (Kr) 的关系曲线绘在图 6 上. (4)式和(5)式就是径向线传播基本波型电压、电流沿径向分布的数学表示式.

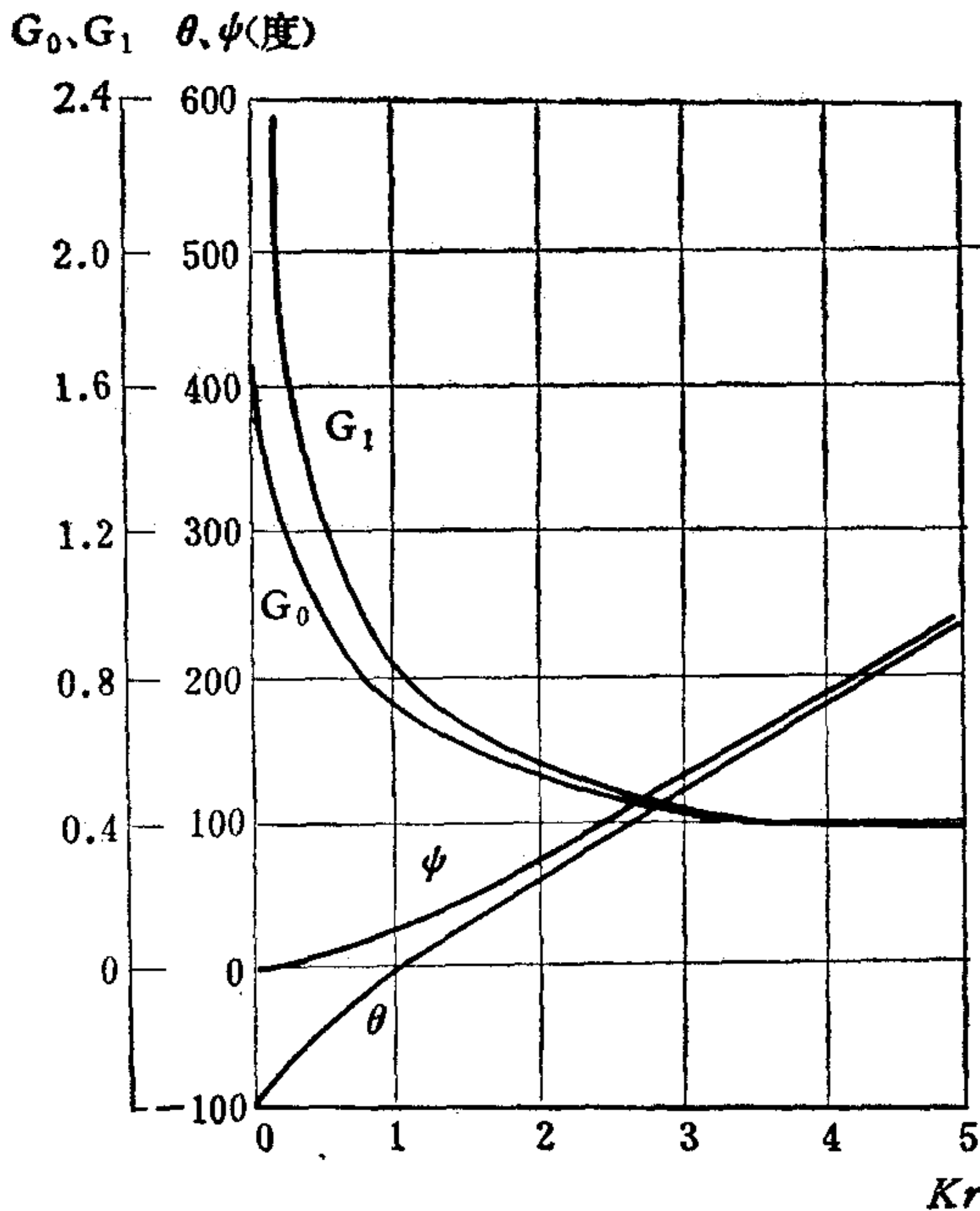


图 6

从数学式和图 6 中可以看出:

(1) 考虑到时间因子 $e^{j\omega t}$, 则很容易看出沿 r 传播的波包括行波和反射波两部分. 因此, 场沿 r 的分布具有驻波结构型式;

(2) 场沿 r 的分布, 在小 r 区域衰减较快, 也就是说能量在开口圆波导的延续部分是相对集中的. 当 r 增大以后, 则接近于等幅传播, 且相角 θ 和 ψ 也愈趋接近, 并随 r 成线性变化, 其表达式接近于 $\theta(Kr) \approx \psi(Kr) \approx \frac{2\pi}{\lambda} \cdot r$. 这样, 径向线在大 r 区域与波导具有类似的传输特性.

于是可以得出结论: 只要适当地选择边界条件就能够实现径向传播全反射, 即得到径向传播截止的结构型式, 以保证微波出圆波导口以后不因“辐射”而泄漏.

由给定的边界条件便可以对终端器径向部分进行结构计算.

假设在 $r = b$ 处阻抗为 $Z(b)$. 首先由(4)式和(5)式算出阻抗表示式为:

$$Z(r) = -Z_0(r) \frac{G_0(Kr)}{G_1(Kr)} \cdot \frac{Ae^{j\theta(Kr)} + Be^{-j\theta(Kr)}}{Ae^{j\psi(Kr)} - Be^{-j\psi(Kr)}} \quad (6)$$

将边界条件代入(6)式得出

$$\frac{A}{B} = \frac{Z(b)e^{-j\psi(Kb)} - Z_0(b) \cdot \frac{G_0(Kb)}{G_1(Kb)} \cdot e^{-j\theta(Kb)}}{Z(b)e^{j\psi(Kb)} + Z_0(b) \frac{G_0(Kb)}{G_1(Kb)} e^{j\theta(Kb)}} \quad (7)$$

再将(7)式代入(6)式求得 $r = a$ 处输入阻抗:

$$Z(a) = Z_0(a) \frac{G_0(Ka)}{G_1(Ka)} \cdot \frac{Z(b) \cos[\theta(Ka) - \psi(Kb)] - jZ_0(b) \frac{G_0(Kb)}{G_1(Kb)} \sin[\theta(Ka) - \theta(Kb)]}{Z_0(b) \frac{G_0(Kb)}{G_1(Kb)} \cos[\psi(Ka) - \theta(Kb)] - jZ(b) \sin[\psi(Ka) - \psi(Kb)]} \quad (8)$$

如果令 $Z(b) = \infty$, 则有

$$Z(a) = jZ_0(a) \frac{G_0(Ka)}{G_1(Ka)} \cdot \frac{\cos[\theta(Ka) - \psi(Kb)]}{\sin[\psi(Ka) - \psi(Kb)]} \quad (9)$$

“等效短路器”的等效条件是 $r = a$ 处, 从开口圆波导看去, 径向线的输入阻抗 $Z(a) =$

0. 由(9)式得到等效条件为:

$$\theta(Ka) - \phi(Kb) = -(2n + 1) \frac{180^\circ}{2} \quad (10)$$

n 取零及正整数. 式中负号是由于在具体的终端器结构中 $Kb > Ka$ 的缘故.

半径 a 是由确定频率下圆波导内只传播单一波型 (H_{11} 波) 的条件选定的. a 值确定后, 即可按(10)式从图 6 中查出 b 值. 只要使得径向线在 $r=b$ 处阻抗为 ∞ , 即满足“等效短路器”的等效条件.

样机使用微波信号频率 9375 MC, 选定 $a = 12.05\text{mm}$; 为了减小终端器的尺寸, 取 $n=0$, 求出 $b = 19.6\text{mm}$.

为了保证径向线在 $r = b(19.6\text{mm})$ 处阻抗为 ∞ , 可以采用不同型式的阻抗变换接头. 其中一种简单有效的方法是在径向线中插入四分之一波长短截线. 这样, 只须在法兰上刻槽. (相当于插入同轴短截线) 为了减小槽深, 避免槽内掉入杂物, 槽用聚四氟乙烯介质填充. 很容易算得槽深 $h = \frac{1}{4} \cdot \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}} = 5.1\text{mm}$.

槽宽的计算条件是, 使同轴线的特征阻抗与径向线在该处行波阻抗相匹配.

由(4)式和(5)式令 $A = 0$ 求得径向线的行波阻抗为:

$$Z_B(r) = Z_0(r) \frac{G_0(Kr)}{G_1(Kr)} e^{j[\psi(Kr) - \theta(Kr)]} \quad (11)$$

将 $r = 19.6\text{mm}$ 代入, 取 $d = 4\text{mm}$ (测量厚度的平均值), 查图 6 解得 $|Z_B(b)| = 12.56\Omega$.

根据同轴线特征阻抗计算式 $Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{r_D}{r_d}$, 令 $Z_0 = |Z_B(b)|$ 解得槽宽 $(r_D - r_d) = 6.2\text{mm}$.

至此, 终端器的径向部分计算完毕. 由于高阶波的实际存在, 加之径向部分和同轴部分不可能完全匹配, 计算结果只能给出一个供实验的结构模型, 终端器的最终结构尺寸还是通过实验校正确定的.

图 7 绘出了样机实际采用的终端器的结构尺寸. 法兰上的第二个槽用于进一步阻抗变换, 计算方法与上述基本相同. 由图可见, 实验校正后的结构尺寸与计算结果还是基本符合的.

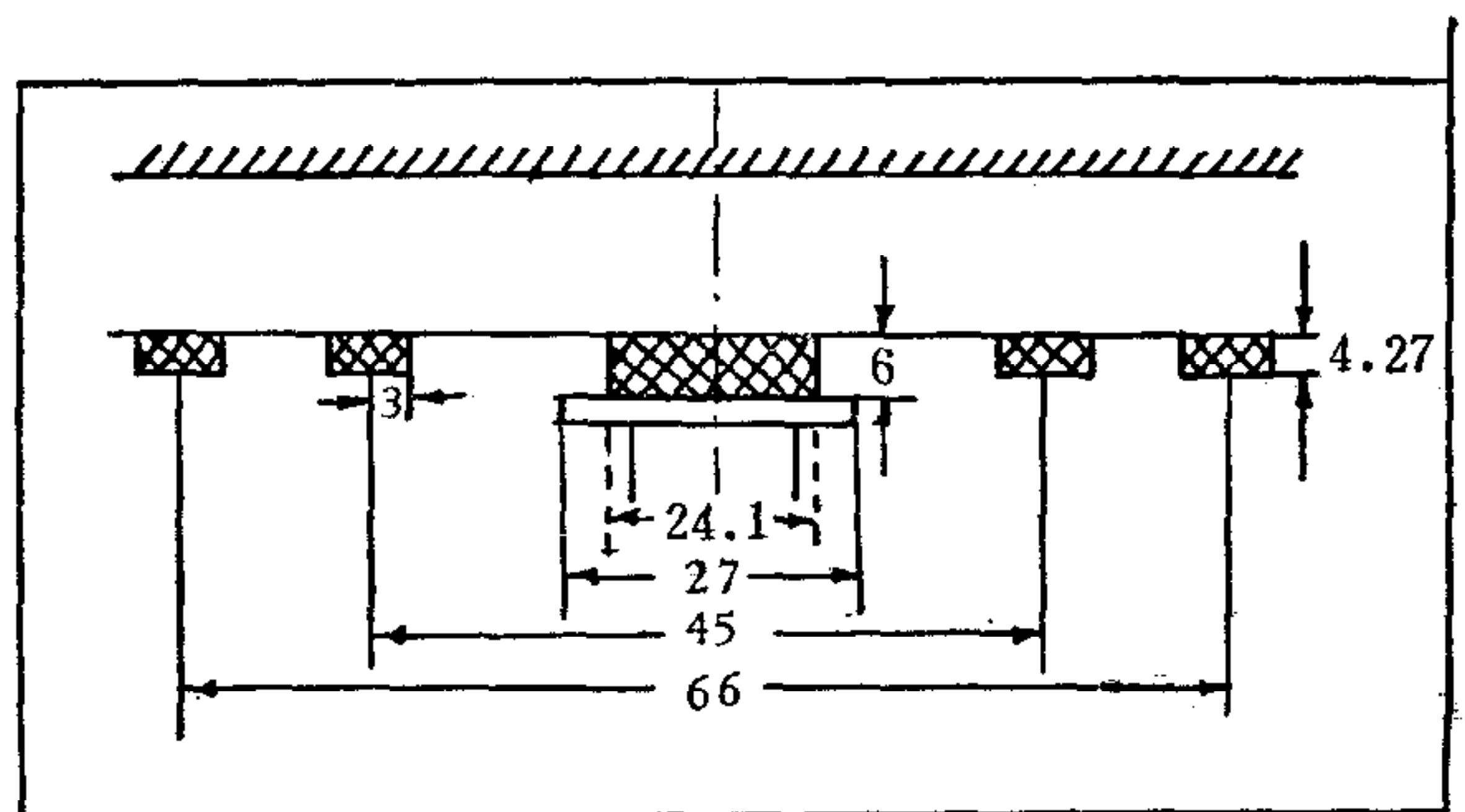


图 7

为了保证开口圆波导与矩形传输波导之间阻抗匹配, 终端器采用了两次阶梯过渡. 除了用一段过渡圆波导作为匹配段之外, 密封开口圆波导的聚四氟乙烯介质亦起阻抗匹配的作用.

终端器的实验曲线

终端器的性能最终还是通过实验方法验证的. 实验线路, 位移曲线和相位特性示于

图 8. 实验方法是: 改变金属面与终端器之间的距离 d , 通过标准测量线测出驻波最小节点位置的相应变化量 ΔS , 并计算出反射系数相角 $\arctg \Gamma$, 作出位移曲线 $\Delta S = f_1(d)$ 和相位特性 $\arctg \Gamma = f_2\left(\frac{d}{\lambda_g}\right)$, λ_g 是波导波长.

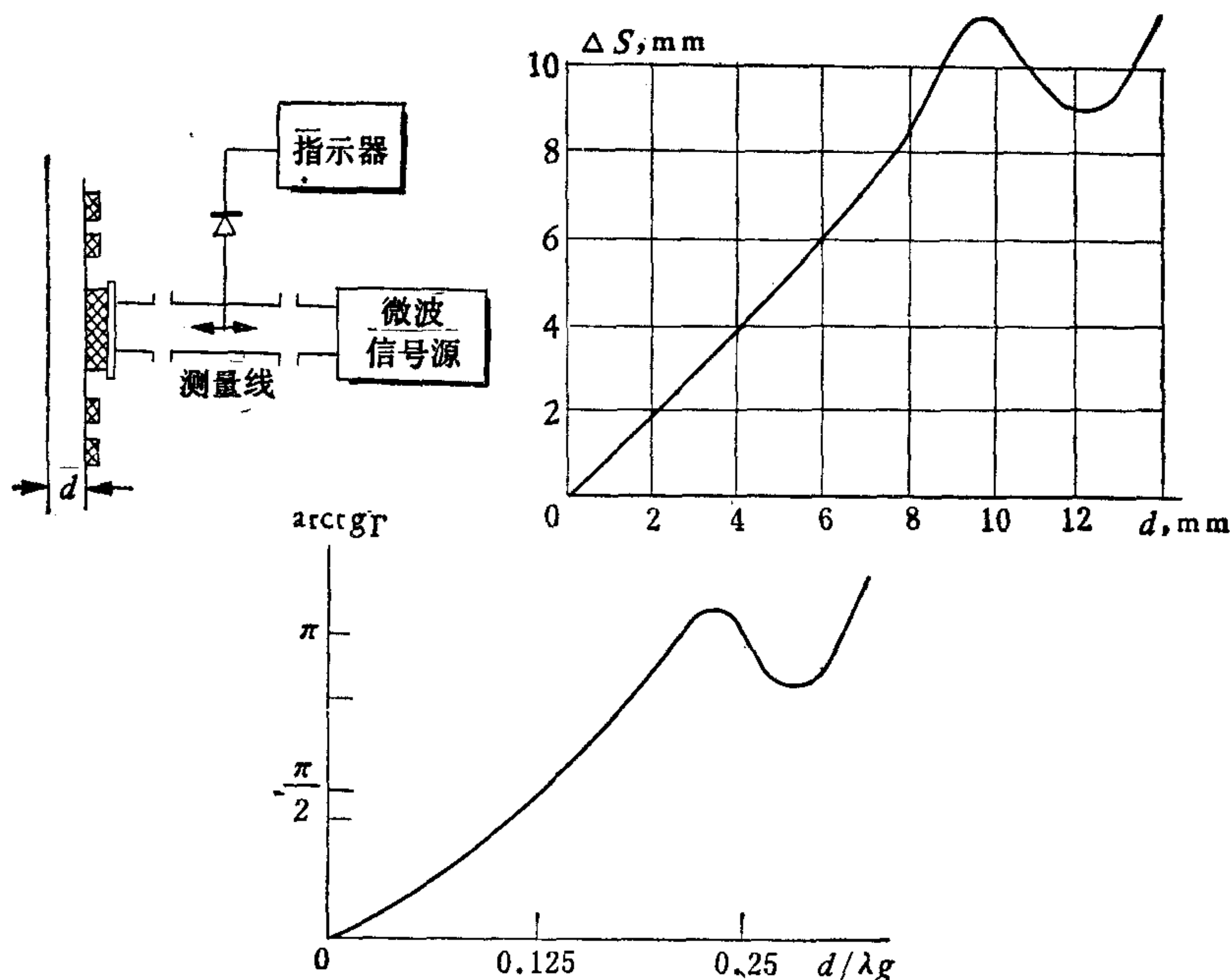


图 8

如果终端器是理想的, 位移曲线应当是一条斜率 $\frac{\Delta S}{d} = 1$ 的直线, 相位特性是一条斜率 $\frac{\arctg \Gamma}{d/\lambda_g} = 4\pi$ 的直线. 实际上, 实验曲线的线性部分是有限的. 这是因为径向线传播基本波型是有条件的. 当构成径向线的金属带与终端器之间的距离过分增大时, 大量高阶波出现, 径向传播不再截止, 反射系数模值下降, 线性被破坏. 再以后, 径向部分类似带电容阶梯的径向谐振器的性质. 还可以看出, 即使在线性部分, 特性也并非是一条完全理想的直线. 这还是因为高阶波的实际存在, 以及匹配不够完善所致. 对于测量的精度和范围, 终端器的相位特性具有决定性的意义. 在已制成的样机中, 上述特性做到线性范围有 7—8 mm, 非线性度小于 1%.

(三) E 折魔 T 和环行器

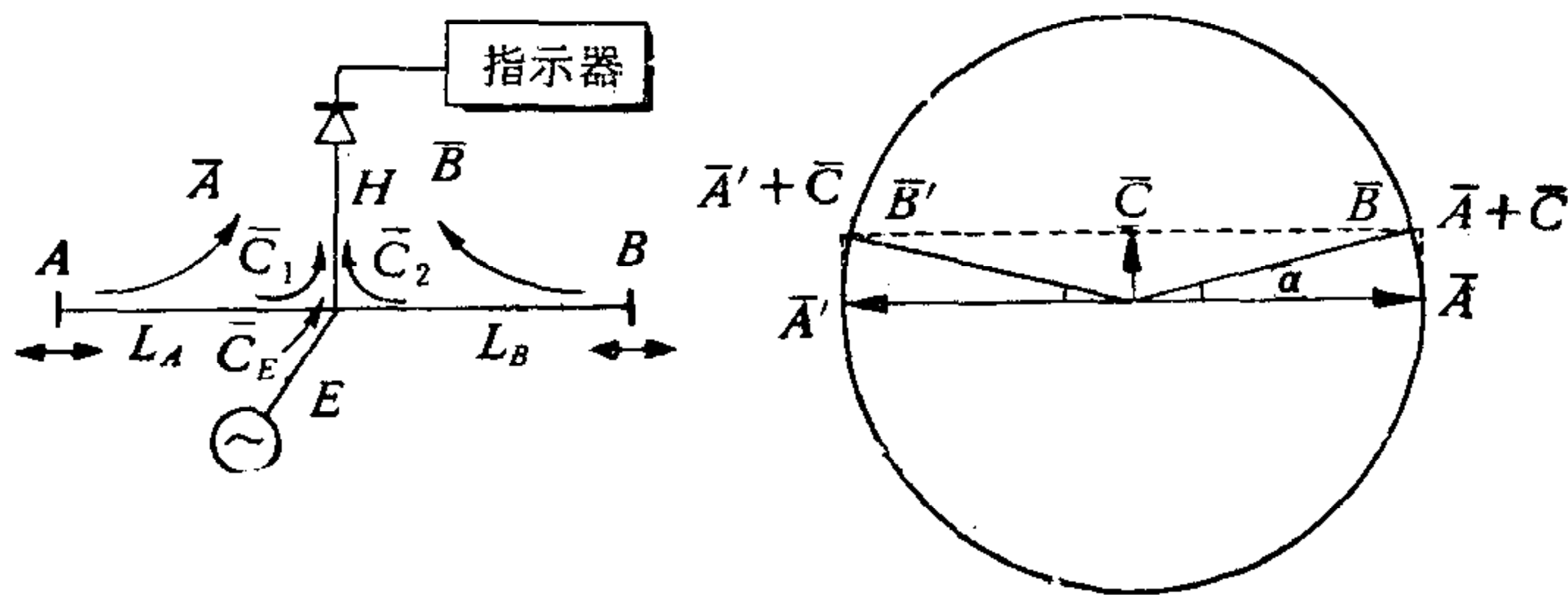
除终端器外, 微波电桥中的主要微波元件“MT”和环行器的性能对测量系统的精度也有影响, 设计时应予充分重视.

E 折魔 T

“MT”的各项技术参数中, 平分臂的附加反射以及 E、H 臂之间由于隔离不良产生的漏通, 对测量系统的精度有明显的影响.

平分臂的附加反射 (为简化问题只讨论臂内一次反射. 至于多次反射由于数量级极

微,对系统的影响可以略去。)和 E 臂对 H 臂的漏通,都是不随 A 、 B 短路面移动而变化的固定微波矢量. 如图 9 所示,它们在 H 臂中迭加的结果是一个固定的矢量,用 \bar{C} 表示.
 $\bar{C} = \bar{C}_1 + \bar{C}_2 + \bar{C}_E$.



A——测量短路面, B——补偿短路面 \bar{C}_1, \bar{C}_2 ——1, 2 臂固有反射微波矢量
 \bar{C}_E —— E 臂对 H 臂漏通微波矢量

图 9

\bar{A} 和 \bar{B} 是测量短路面和补偿短路面反射微波矢量. 为了分析计算方便,假定 \bar{C} 和 \bar{A} 从计算时刻开始相角差为 90° . 如图示,电桥平衡的结果 \bar{B} 在相位上必然与 $\bar{A} + \bar{C}$ 相同. (反相迭加的结果,检波输出为零.)现在,当短路面 A 移动 $L_A = \frac{1}{4} \lambda_g$, 矢量 \bar{A} 旋转 180° , 成为 \bar{A}' 时,电桥达到新的平衡 \bar{B} 必须旋转到 $\bar{A}' + \bar{C}$ 的位置,成为 \bar{B}' . 显然,由于 \bar{C} 的存在, \bar{B} 的旋转并不是 180° , 与之对应的短路面 B 的位移量 L_B 则不等于 L_A , 出现测量非线性误差.

如果系统的精度为 1%, 应当有 $180^\circ - 2\alpha > 0.99 \times 180^\circ$, 即 $\alpha < 0.9^\circ$. 因为 $\alpha = \arctan \frac{|\bar{C}|}{|\bar{A}|}$, 从而可以定出 $\frac{|\bar{A}|}{|\bar{C}|} > 64$.

上述结果说明,为了保证系统 1% 的测量精度,如果只存在漏通的情况,则 E 臂对 H 臂的隔离度应当大于 40 分贝;如果只存在平分臂反射的情况,由于两臂结构上对称,反射情况基本相同,两个反射波在 H 臂应当是反相迭加,至少其矢量应处在不同象限,按极限

情况考虑,相差 90° , 反射量相同,可以算出每臂驻波系数应 $< \frac{1 + \frac{1}{64 \times 1.4}}{1 - \frac{1}{64 \times 1.4}} = 1.02$.

上面对“MT”的技术要求是很高的,只有经过严格设计和认真调配才能达到.

样机中采用的“MT”其结构如图 10 所示. 这是一只 E 面折迭的“MT”. 采用 E 面折迭,是为了配合双层波导. 双层波导可以克服温度变化对测量臂和补偿臂波导部分可能产生的不一致影响,实现良好的温度补偿.

环形器

对环形器的基本要求仍然是不引入附加反射.

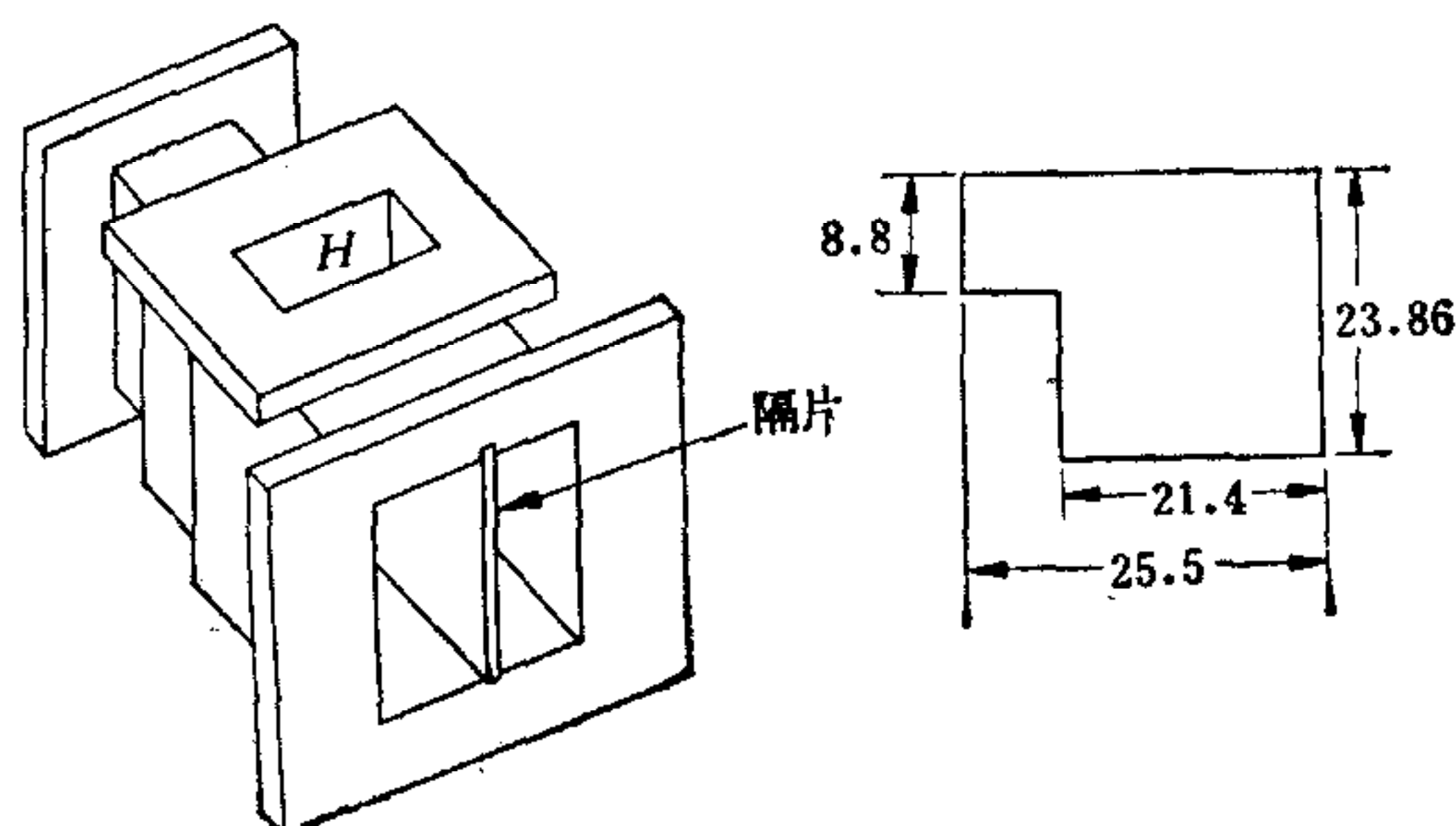


图 10

环行器的内部反射主要两个因素造成：一个是各端口存在反射，另一个是逆流方向隔离不良引起的漏通。环行器在电桥中，一个端口与“MT”连接，另外两个端口通过传输波导与终端器或短路器连接。由上面对“MT”的计算可知，环行器内部反射对系统的影响可以归结于与“MT”连接的端口反射。这个反射以驻波系数表示，其值

$$\text{其值} < \frac{1 + \frac{1}{64}}{1 - \frac{1}{64}} =$$

$= 1.03$ 。对于各端口反射和隔离度的要求，按反射迭加以概率分布的规律可以算出：各端口驻波系数应小于 1.02，隔离度大于 40 分贝。

环行器的主要技术参数是通过调试达到的。样机中采用的环行器是在同一个恒定磁场作用下的双层环行器。由于温度变化对两个环行器铁氧体材料性能的影响可能不一致，对双层环行器采取了恒温的措施。

(四) 显 示 器

显示器的主要功能是将可逆电机带动的补偿短路器的短路面位置刻度转换成数字量显示并输出。对于微波测厚仪而言，测量前要用标准板校准补偿短路器短路面的初始位置；在测量过程中，被测金属的厚度与标准板厚存在差值，电桥自动平衡。补偿短路器短路面在电桥平衡后将取新的位置。其变化值与校准值的代数和即为被测金属的实际厚度。显然，为了实现这一功能，显示器应当包含具有校准，可逆计数，数码译码显示等逻辑职能的部件，以及将机械位置转换成数字脉冲的转换线路。

基本逻辑框图

样机设计的显示器基本逻辑框图如图 11 所示。

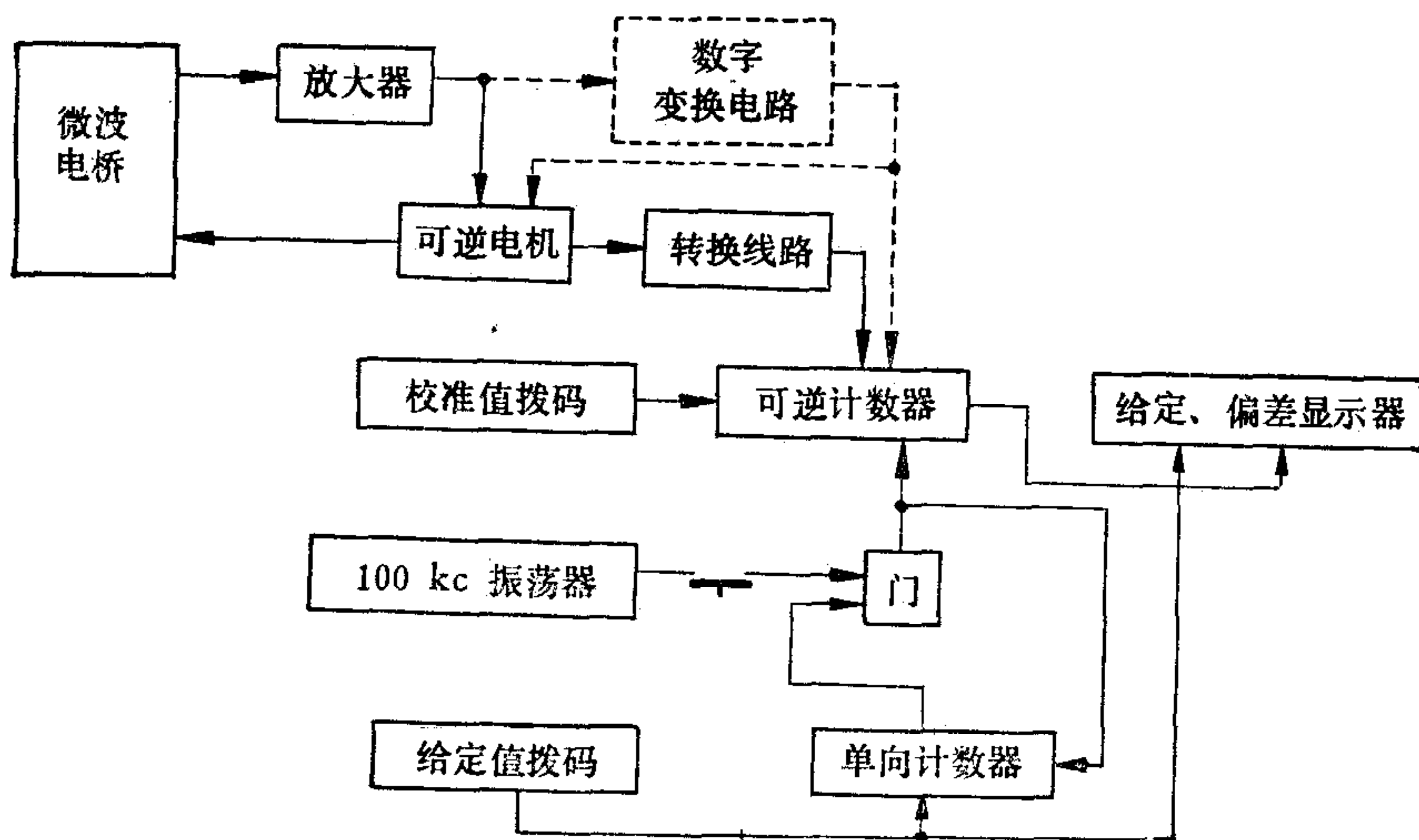


图 11

测量前先用标准板进行校准。校准拨码盘拨标准板厚度值，此数置于可逆计数器。这时补偿短路器短路面所在的位置，对应于标准板的厚度。同时，给定拨码盘拨欲测金属的

厚度值,置于单向计数器并显示.完成上述动作后,接通 100 KC 振荡器,脉冲经由“门”送往可逆计数器和单向计数器作为减法计数脉冲.“门”由单向计数器控制.当单向计数器减至零值时,“门”被关闭,此时送往可逆计数器的脉冲数正好等于给定值,在可逆计数器中完成了校准值减给定值的代数运算,保留其差值.

进行测量时,被测金属厚度与标准板不同,电桥失去平衡,可逆电机转动.转换线路将电机转动的角度(对应于补偿短路器短路面移动的位置)转换成电脉冲数送往可逆计数器做加减运算.电桥达到新的平衡,电机停止转动,运算亦告完成.可逆计数器中的存数即为给定值与被测金属实际厚度之间的偏差值,此数经译码作偏差显示并输出.

显然,可逆计数器实际完成的功能是:

偏差值 = 校准值 - 给定值 \pm 转换脉冲数. 如果给定值拨零,则显示出被测金属厚度的绝对值.

转换线路

转换线路的设计要密切结合微波调相器和可逆电机的工作方式.

1 型测厚仪采用工频振动膜片对微波调相,电桥检波输出工频交流信号,放大后控制工频交流伺服电机.电机的转角与数字脉冲之间的模数转换采用了常用的光电盘的方法.光电盘上刻有十个小孔,以对应补偿短路器短路面位置改变 0.01 mm 产生一个电脉冲.光电盘随伺服电机转动时,由两个光源透过小孔照射到两个硅光电池,产生出相位差 90° 的一个正弦信号和一个余弦信号,以控制可逆计数器的加减母线.经过适当的逻辑处理,便可完成需要的转换.

2 型测厚仪采用了 pin 管对微波调相.这样,不仅提高了调制频率,降低了工频干扰,而且消除了膜片调相的机械振动.反馈系统中采用了步进电机.测量过程中,步进电机的动作和计数系统的计数,由一个 400 C 的同步脉冲控制.检波输出的 400 C 方波信号,经放大整形变换成具有一定宽度和相位的脉冲信号,用它作为步进电机的步进脉冲和可逆计数器的计数脉冲.步进电机的转向以及可逆计数器的加减母线,则由上述脉冲与同步脉冲的相位组合加以控制.实际上整个测量过程是在数字量的基础上完成的,样机中并没有用到模数转换线路.

(五) 实验室样机成果

三台用于冷轧测厚具有不同型式的微波测厚仪实验室样机已经研制完成.其中两台采用了自动平衡电桥测量系统,其设计思想,技术原理和理论计算本文已经作了介绍.另一台采用差动式电桥测量系统,由于篇幅所限,本文不作介绍.下面,就 1 型测厚仪样机具体成果作简单说明.

微波信号由 K-103 B2 型速调管产生,频率调定在 9375 MC.为了提高速调管的工作稳定性,将其浸放在一个油槽里.微波信号经铁氧体隔离器送至 E 折魔 T 的 E 臂.魔 T 的 H 臂经铁氧体隔离器接至一个标准检波座,检波管采用 2DV8-A 型.魔 T 被折迭的两个平分臂接到一个双层环行器.为了不使环行器的特性受外界温度和湿度的影响,双层环行器采用了由可控硅控制的加热恒温措施,温度控制在 $60^\circ\text{C} \pm 1^\circ\text{C}$.测量臂和补偿臂的传输波导互相迭焊在一起,为的是得到较好的温度补偿.补偿臂中传输波导一端接振

动膜片调相器, 另一端接一个标准的哑铃式滑动短路活塞, 活塞的螺杆通过齿轮由 ND-F-09 型伺服电机驱动。

样机中放大器采用了带深负反馈和相位校正的调制放大电路。显示器则全部采用数字集成电路。为了使仪表正常工作, 样机中还设计了一些附加的控制电路, 如光电行程开关等。样机的外形如图 12 所示的照片。(WBH 型为原型号)

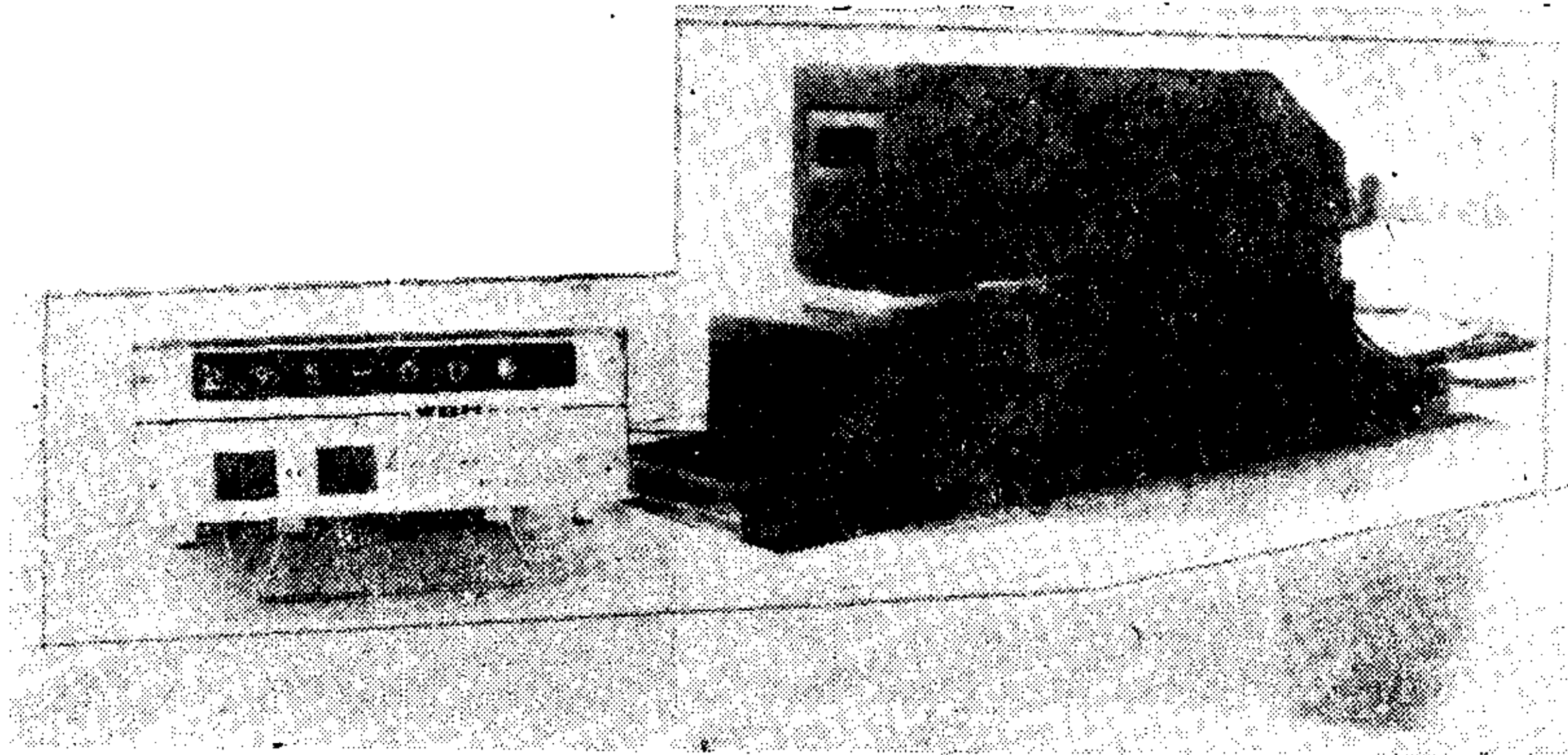


图 12

样机已达到的主要技术指标是: 测量范围 0.1—6mm; 测量精度 0.1—2 mm 为 ± 0.02 mm, 2—6 mm 为 $\pm 1\%$; 时间常数 100 ms; 当金属带从中心位置平行移动 ± 1 mm 仪表精度不受影响。

样机在某厂冷连轧机组上运行了三个月, 情况良好。

结束语

用于冷轧各种金属带材生产过程中非接触式连续测厚的微波测厚仪样机已经研制成功。这是一种新型的测厚仪器。它最显著的特点是对人体无辐射危害和测量结果与被测金属的材质成分无关。样机已经现场运行, 效果良好。

但是, 就样机现状而言, 尚有两个方面的问题需要研究提高。一个是终端器之间的开口度需要加大, 方便于现场使用。这就需要加大作为“等效短路器”的终端器的等效范围。除了对原有径向线型终端器进一步研究改进外, 设计出新型终端器乃是一个重要方向, 从而可以把应用场合扩展到热轧; 另一个是由于系统内部的附加反射不能完全消除, 使得测量精度在薄带范围稍嫌不足, 同时对金属带的大的跳动不能适应。这就要求进一步提高系统中采用的各微波元件的技术性能, 并对系统进行严格的调配。

可以相信, 随着微波工业的不断发展, 微波元件技术性能的改进提高, 以及加强进一步的研究工作, 上述不足之处定可得到迅速解决, 微波测厚仪将以其它的显著优点被推广应用于冶金工业的自动化生产之中。

参 考 文 献

- [1] B. L. Dalton, Microwave Non-Contact Measurement and Instrumentation in the Steel Industry, *Journal of Microwave Power*, 8(3), 1973.
- [2] M. A. Rzepecka and S. S. Stuchly, Non-contact Measurement of Metal Tape Thickness Using Microwave Instrumentation, *Journal of Microwave Power*, 6(1), 1971.

- [3] 黄宏嘉,微波原理(卷1), 324—325 页,科学出版社,1963 年。
[4] 拉姆、惠勒著张世磷、萧笃辉等译,近代无线电中的场与波, 397—402 页,人民邮电出版社,1963 年。

注: 2 型微波测厚仪样机由成都科学仪器厂和重庆工业自动化仪表研究所联合研制。

A NEW TYPE OF MICROWAVE THICKNESS METER

SHAW CHUN-HAN

(Chungking Institute of Industrial Automation Instruments)

ABSTRACT

A new type of microwave thickness meter is described. The thickness is gaged fast and accurately by using a method of self-balancing microwave bridge and metering argument of input reflection coefficient of a "equivalent short". In this paper, it's design, computation and experiment model were all outlined.