

5. 如果需要频率微调的话, 可在振荡级 6 J 8 P 的栅——地滑线电阻与地间串进一个 150Ω 线绕电位器, 并把它安置在面板上, 可以得到 0.005fHZ 左右的频率微调。

全部改完之后, 用直流毫安表检查一下两个 6 P 3 P 板流之和, 使之不超过 150mA, 然后接上负载检验其失真度, 如合格即可使用。

## BCH—4型差动继电器中间变流器原理分析

呼和浩特发电厂 王文德

目前BCH—4型差动继电器已广泛地被采用做为发电机、变压器的差动保护装置, 它的最大优点是躲过区外故障时的不平衡电流能力强, 比较可靠和耐用, 因而深受电业系统广大用户欢迎。为了更深入地了解这种继电器的工作原理, 更好地指导继电器的调试工作, 现对BCH—4差动继电器的中间变流器工作原理做一些理论分析。

### 一、中间变流器的结构:

BCH—4差动继电器中间变流器的原理结构如图 1 所示。

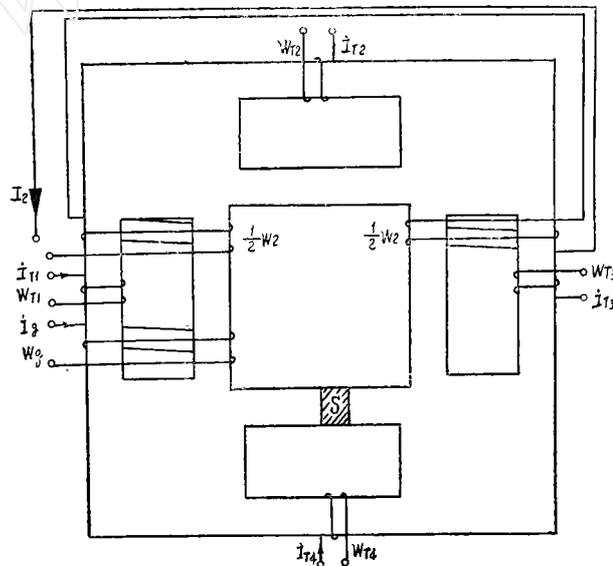


图 1

它的铁芯上开有两种窗口, 一种是边柱窗口, 一种是中心窗口。在每个边柱窗口的外侧铁芯柱上都绕有一个制动绕组 $W_T$ , 在中心窗口的左侧整个边柱上绕着差动绕组 $W_g$ 及二次绕组 $W_2$ 的一半, 在右侧整个边柱上绕着二次绕组的另外一半。所有四个边柱窗口的内、外铁芯柱截面积 $S$ 均相等。

## 二、磁路分析:

为了简化问题,便于分析研究,做以下两点假定:

1. 中间变流器铁芯中饱和程度处处相同,即各处导磁系数 $\mu$ 一致;
2. 变流器的二次电流和励磁电流同相位。

第一点假定在铁芯运行于磁化特性曲线线性部分时是正确的,第二点假定的依据是因为二次绕组所接执行元件的线圈阻抗中,电抗部分所占的比重甚大,所以若不计变流器的有功损失时(包括铁芯的有功损失和线圈电阻上的压降)第二点假定就是正确的。

根据变流器的结构可以列出下列一组八个磁路方程式:

$$\begin{cases} S \dot{H}_1 \mu_1 + S \dot{H}_2 \mu_2 = S \dot{H}_3 \mu_3 + S \dot{H}_4 \mu_4 \\ S \dot{H}_3 \mu_3 + S \dot{H}_4 \mu_4 = S \dot{H}_5 \mu_5 + S \dot{H}_6 \mu_6 \\ S \dot{H}_5 \mu_5 + S \dot{H}_6 \mu_6 = S \dot{H}_7 \mu_7 + S \dot{H}_8 \mu_8 \\ \dot{I}_{T1} W_{T1} = \dot{H}_1 l - \dot{H}_2 l \\ \dot{I}_{T2} W_{T2} = \dot{H}_3 l - \dot{H}_4 l \\ \dot{I}_{T3} W_{T3} = \dot{H}_5 l - \dot{H}_6 l \\ \dot{I}_{T4} W_{T4} = \dot{H}_7 l - \dot{H}_8 l \\ \dot{I}_G W_G - \dot{I}_2 W_2 + \dot{I}_{T1} W_{T1} + \dot{I}_{T2} W_{T2} + \dot{I}_{T3} W_{T3} + \dot{I}_{T4} W_{T4} = (\dot{H}_1 + \dot{H}_3 + \dot{H}_5 + \dot{H}_7) l \end{cases}$$

其中 $l$ 为铁芯每边平均磁路长度, $\dot{H}_1$ 、 $\mu_1$ 分别为制动绕组 $W_{T1}$ 所在边柱窗口外侧铁芯柱中的磁场强度和导磁系数; $\dot{H}_2$ 、 $\mu_2$ 分别为 $W_{T1}$ 所在边柱窗口内侧铁芯柱中的磁场强度和导磁系数。其余 $\dot{H}_3$ 、 $\mu_3$ ,  $\dot{H}_4$ 、 $\mu_4$ ,  $\dot{H}_5$ 、 $\mu_5$ ,  $\dot{H}_6$ 、 $\mu_6$ ,  $\dot{H}_7$ 、 $\mu_7$ ,  $\dot{H}_8$ 、 $\mu_8$ 等均按上述规则类推。

考虑到假定1并解以下方程组得:

$$\begin{cases} \dot{H}_1 = -\frac{1}{4l} [(\dot{I}_G W_G - \dot{I}_2 W_2) + 0.5(\dot{I}_{T1} W_{T1} + \dot{I}_{T2} W_{T2} + \dot{I}_{T3} W_{T3} + \dot{I}_{T4} W_{T4}) + 2\dot{I}_{T1} W_{T1}] \\ \dot{H}_2 = \frac{1}{4l} [(\dot{I}_G W_G - \dot{I}_2 W_2) + 0.5(\dot{I}_{T1} W_{T1} + \dot{I}_{T2} W_{T2} + \dot{I}_{T3} W_{T3} + \dot{I}_{T4} W_{T4}) - 2\dot{I}_{T1} W_{T1}] \\ \dot{H}_3 = -\frac{1}{4l} [(\dot{I}_G W_G - \dot{I}_2 W_2) + 0.5(\dot{I}_{T1} W_{T1} + \dot{I}_{T2} W_{T2} + \dot{I}_{T3} W_{T3} + \dot{I}_{T4} W_{T4}) + 2\dot{I}_{T2} W_{T2}] \\ \dot{H}_4 = \frac{1}{4l} [(\dot{I}_G W_G - \dot{I}_2 W_2) + 0.5(\dot{I}_{T1} W_{T1} + \dot{I}_{T2} W_{T2} + \dot{I}_{T3} W_{T3} + \dot{I}_{T4} W_{T4}) - 2\dot{I}_{T2} W_{T2}] \\ \dot{H}_5 = -\frac{1}{4l} [(\dot{I}_G W_G - \dot{I}_2 W_2) + 0.5(\dot{I}_{T1} W_{T1} + \dot{I}_{T2} W_{T2} + \dot{I}_{T3} W_{T3} + \dot{I}_{T4} W_{T4}) + 2\dot{I}_{T3} W_{T3}] \\ \dot{H}_6 = \frac{1}{4l} [(\dot{I}_G W_G - \dot{I}_2 W_2) + 0.5(\dot{I}_{T1} W_{T1} + \dot{I}_{T2} W_{T2} + \dot{I}_{T3} W_{T3} + \dot{I}_{T4} W_{T4}) - 2\dot{I}_{T3} W_{T3}] \\ \dot{H}_7 = \frac{1}{4l} [(\dot{I}_G W_G - \dot{I}_2 W_2) + 0.5(\dot{I}_{T1} W_{T1} + \dot{I}_{T2} W_{T2} + \dot{I}_{T3} W_{T3} + \dot{I}_{T4} W_{T4}) + 2\dot{I}_{T4} W_{T4}] \\ \dot{H}_8 = -\frac{1}{4l} [(\dot{I}_G W_G - \dot{I}_2 W_2) + 0.5(\dot{I}_{T1} W_{T1} + \dot{I}_{T2} W_{T2} + \dot{I}_{T3} W_{T3} + \dot{I}_{T4} W_{T4}) - 2\dot{I}_{T4} W_{T4}] \end{cases}$$

当继电器刚好动作时，在二次绕组中感应电动势为：

$$\begin{aligned} \dot{E}_c &= -j4.44f \cdot \frac{1}{2}W_2 \cdot [\dot{\phi}_1 + \dot{\phi}_3 + \dot{\phi}_5 + \dot{\phi}_6] \\ &= -j4.44fW_2 \cdot \frac{1}{4} \cdot [(\dot{\phi}_1 + \dot{\phi}_3 + \dot{\phi}_5 + \dot{\phi}_7) + (\dot{\phi}_2 + \dot{\phi}_4 + \dot{\phi}_6 + \dot{\phi}_8)] \end{aligned}$$

所以继电器的动作磁通密度为：

$$\begin{aligned} \dot{B}_c &= \frac{1}{8} [(\dot{B}_1 + \dot{B}_3 + \dot{B}_5 + \dot{B}_7) + (\dot{B}_2 + \dot{B}_4 + \dot{B}_6 + \dot{B}_8)] \\ &= \frac{1}{2} (\dot{B}_M + \dot{B}_N) \dots \dots \dots (1) \end{aligned}$$

$$\text{其中：} \begin{cases} \dot{B}_M = \frac{1}{4} (\dot{B}_1 + \dot{B}_3 + \dot{B}_5 + \dot{B}_7) \\ \dot{B}_N = \frac{1}{4} (\dot{B}_2 + \dot{B}_4 + \dot{B}_6 + \dot{B}_8) \end{cases}$$

考虑到假定1之后可知：

$$\begin{aligned} \dot{H}_M &= \frac{1}{4} (\dot{H}_1 + \dot{H}_3 + \dot{H}_5 + \dot{H}_7) \\ &= \frac{1}{4l} [(\dot{I}_K W_K - \dot{I}_2 W_2) + (\dot{I}_{T1} W_{T1} + \dot{I}_{T2} W_{T2} + \dot{I}_{T3} W_{T3} + \dot{I}_{T4} W_{T4})] \\ &= \dot{H}_P + \dot{H}_T \dots \dots \dots (2) \end{aligned}$$

$$\text{其中：} \begin{cases} \dot{H}_P = \frac{1}{4l} [(\dot{I}_K W_K - \dot{I}_2 W_2) + 0.5(\dot{I}_{T1} W_{T1} + \dot{I}_{T2} W_{T2} + \dot{I}_{T3} W_{T3} + \dot{I}_{T4} W_{T4})] \\ \dot{H}_T = \frac{1}{4l} \cdot 0.5[\dot{I}_{T1} W_{T1} + \dot{I}_{T2} W_{T2} + \dot{I}_{T3} W_{T3} + \dot{I}_{T4} W_{T4}] \end{cases}$$

$$\text{同理可得：} \quad \dot{H}_N = \dot{H}_P - \dot{H}_T \dots \dots \dots (3)$$

一般工业上使用的硅钢片磁化特性曲线可近似用函数  $B = \frac{2}{\pi} B_m \cdot \text{tg}^{-1}(\frac{H}{H_0})$  表示。其中

$H_0$ 为  $B = \frac{1}{2} B_m$ 时相对应的磁场强度， $B_m$ 为磁通密度的最大值，如图2所示。

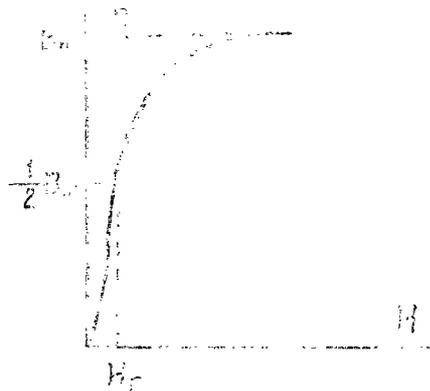


图2

①式利用余弦定理可得：

$$(2B_c)^2 = B_M^2 + B_N^2 + 2B_M B_N \cos\beta$$

式中 $\beta$ 角为 $\dot{B}_N$ 超前于 $\dot{B}_M$ 的相位角，如矢量图3所示。

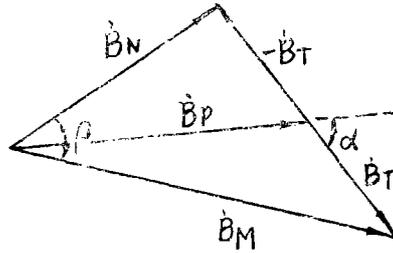


图3

以函数  $B = \frac{2}{\pi} B_m \text{tg}^{-1} \left( \frac{H}{H_0} \right)$  代入上式得：

$$(\pi B_{c*})^2 = (\text{tg}^{-1} H_{M*})^2 + (\text{tg}^{-1} H_{N*})^2 + 2(\text{tg}^{-1} H_{M*}) \cdot (\text{tg}^{-1} H_{N*}) \cos\beta \dots \dots \textcircled{4}$$

式中  $B_{c*} = \frac{B_c}{B_m}$ ,  $H_{M*} = \frac{H_M}{H_0}$ ,  $H_{N*} = \frac{H_N}{H_0}$ 。

利用假定1可直接由矢量图3得到矢量图4。

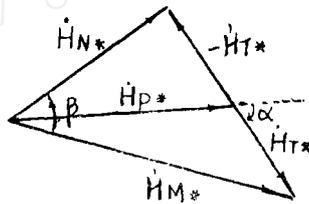


图4

利用假定2又可以绘出以下的矢量图5。

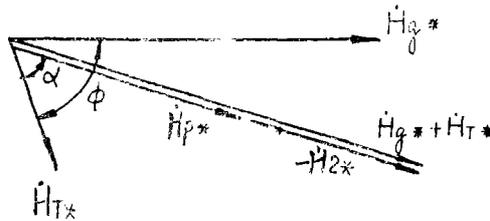


图5

由图5的矢量关系可得：

$$\alpha = \text{tg}^{-1} \frac{H_{g*} \sin\phi}{H_{g*} \cos\phi + H_{2*}} \dots \dots \textcircled{5}$$

通过以上的磁路分析，找出了变压器铁芯中各磁通密度和磁场强度的分析表达式，这就奠定了继电器制动特性分析的必要基础，下面就对继电器的制动特性曲线进行分析。

### 三、继电器制动特性曲线的分析：

制动特性是以H-型继电器很重要的一种性能，它说明继电器动作或制动状态与工作安匝和制动安匝之间的关系。这种关系以函数关系表达出来，绘制成曲线就叫做制动特性曲线。

以下分两种情况进行分析。

1. 由⑤式和图5可知，当场强 $H_c$ 和制动场强 $H_b$ 同相位，即相差角 $\phi = 0^\circ$ 时，必有工作场强 $H_1$ 和制动场强 $H_2$ 的相差角 $\alpha = 0^\circ$ 。由图5可以看出，当 $\alpha = 0^\circ$ 时， $\beta = 0^\circ$ 或 $180^\circ$ （当 $|H_{P*}| > |H_{T*}|$ 时 $\beta = 0^\circ$ ， $|H_{P*}| < |H_{T*}|$ 时 $\beta = 180^\circ$ ）当 $\beta = 0^\circ$ 时，①式变为：

$$\pi B_{c*} = ct \cdot (H_{T*} + ct \cdot H_{P*})$$

以②、③两式代入上式并化简后得：

$$H_{T*} = -ct \cdot (\pi B_{c*}) \pm \sqrt{ct^2 \cdot (\pi B_{c*})^2 + (1 + H_{P*}^2)}$$

因为当 $H_{T*} \rightarrow 0$ 及 $B_{c*} \rightarrow 0$ 时必有 $H_{P*} \rightarrow 0$ ，所以上式中只有根式前取正号才有意义。

即：

$$H_{T*} = -ct \cdot (\pi B_{c*}) + \sqrt{ct^2 \cdot (\pi B_{c*})^2 + (1 + H_{P*}^2)} \quad \text{⑥}$$

⑥式描绘了一条以 $H_{T*} = H_{P*} - ct \cdot (\pi B_{c*})$ 为渐近线的双曲线。在无制动安匝时，

$H_{P*} = 0$ ，代入⑥式得：

$$H_{Tc*} = t_g \frac{\pi B_{c*}}{2} \quad \text{⑦}$$

$H_{Tc*} = \frac{H_{Pc*}}{t_g} = H_{Pc*}$ 叫做起始工作场强，也就是当制动安匝为0时，继电器处于临界状态下的工作场强。

将⑦式代入⑥式中得：

$$H_{T*} = \frac{H_{Pc*}^2 - 1}{2H_{Pc*}} + \sqrt{\left[ \frac{1 - H_{Pc*}^2}{2H_{Pc*}} \right]^2 + (1 + H_{Pc*}^2)} \quad \text{⑧}$$

⑧式表示一条以 $H_{Tc*} = H_{Pc*} + \frac{H_{Pc*}^2 - 1}{2H_{Pc*}}$ 为渐近线的双曲线。 $AW_{Pc} = 4I \cdot H_{Pc}$ 为起始

工作安匝。改变继电器执行元件的整定指针位置，就改变了继电器的动作磁密 $B_c$ ，所以就使继电器对起始工作场强 $H_{Pc}$ 和起始工作安匝 $AW_{Pc}$ 发生变化。

由⑧式可知： $AW_{Pc} = AW_{\sigma} \cdot t_g \frac{\pi B_c}{2}$

或  $AW_{\sigma} = 4I \cdot H_{\sigma} \cdot t_g \frac{\pi B_c}{2} \quad \text{⑨}$

⑨式可改写为：

$$AW_P = \frac{AW_{\sigma}^2 - AW_{\sigma}^2}{2AW_{\sigma}} + \sqrt{\left[ \frac{AW_{\sigma}^2 - AW_{Pc}^2}{2AW_{\sigma}} \right]^2 + AW_{\sigma}^2 + (0.5AW_T)^2} \quad \text{⑩}$$

式中 $AW_{\sigma} = 4I \cdot \dot{H}_{\sigma} = (\dot{I}_1 W_{\sigma} - \dot{I}_2 W_{\sigma}) + 0.5(\dot{I}_{T1} W_{T1} + \dot{I}_{T2} W_{T2} + \dot{I}_{T3} W_{T3} + \dot{I}_{T4} W_{T4})$

$$AW_T = 4I \cdot 2H_T = \dot{I}_{T1} W_{T1} + \dot{I}_{T2} W_{T2} + \dot{I}_{T3} W_{T3} + \dot{I}_{T4} W_{T4}$$

⑩式表示一条与纵轴(AW<sub>P</sub>轴)交于〔O, AW<sub>P0</sub>〕点,(对于BCH-4型继电器而言AW<sub>P0</sub>=60±4安匝为允许变化范围)且以AW<sub>P</sub>= $\frac{AW_{P0}^2 - AW\delta^2}{2AW_{P0}} + 0.5AW_T$ 为渐近线的双曲线。

当β=180°时,④式变为:πB<sub>c\*</sub>=tg<sup>-1</sup>H<sub>M\*</sub>-tg<sup>-1</sup>H<sub>N\*</sub>

化简后得:H<sub>P\*</sub><sup>2</sup>=[H<sub>T\*</sub>+ctg(πB<sub>c\*</sub>)]<sup>2</sup>-[1+ctg<sup>2</sup>(πB<sub>c\*</sub>)]

此式无意义,因为当H<sub>T\*</sub>→0时得出H<sub>P\*</sub><sup>2</sup>→-1,这是不可能的。

2.由⑤式和图5可知当φ=cos<sup>-1</sup>(- $\frac{H_{T*}}{H_{G*}}$ )时α=±90°,这时图4改变为图6的形式。

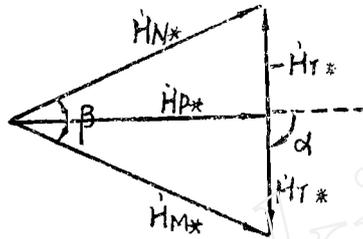


图6

由图6可看出H<sub>M\*</sub>和H<sub>N\*</sub>为共轭复数,所以有下式存在:

$$H_{M*} = H_{N*} = \sqrt{H_{P*}^2 + H_{T*}^2} \quad \text{..... ⑪}$$

由图6还可以看出cos $\frac{\beta}{2} = \frac{H_{T*}}{H_{M*}}$ 或

$$\cos\beta = \left(\frac{H_{T*}}{H_{M*}}\right)^2 - 1 \quad \text{..... ⑫}$$

将⑪、⑫两式代入④式中得:

$$H_{P*} = \frac{\pi B_{c*} \cdot H_{M*}}{2 \text{tg}^{-1}(H_{M*})} \quad \text{..... ⑬}$$

$$\text{⑪式可改写为: } 0.5AW_T = \sqrt{AW\delta^2 H_{M*}^2 - AW_P^2} \quad \text{..... ⑭}$$

$$\text{⑬式可改写为: } AW_T = \frac{\pi B_{c*} \cdot AW\delta \cdot H_{M*}}{2 \text{tg}^{-1} H_{M*}} \quad \text{..... ⑮}$$

⑭和⑮两式共同描述了当α=±90°时继电器的制动特性曲线。做曲线时可先假定某一H<sub>M\*</sub>的数值,然后用⑮式求出与之对应的AW<sub>P</sub>值,再用⑭式求出对应的AW<sub>T</sub>值,这样便得出了曲线AW<sub>P</sub>=f(AW<sub>T</sub>)上的一点,如果假设了一系列的H<sub>M\*</sub>的数值,按上述方法即可得出对应的一系列AW<sub>P</sub>和AW<sub>T</sub>数值,用这些数值就可做出当α=±90°且B<sub>c\*</sub>一定时的制动特性曲线。

另外,经过同样的分析可知:当φ=180°时,若AW<sub>P</sub>>0.5AW<sub>T</sub>, (即|H<sub>P\*</sub>|>|H<sub>T\*</sub>|)则仍有β=0°,和φ=0°时得出同样结论。如果AW<sub>P</sub><0.5AW<sub>T</sub>时,则又出现β=180°的情况,这同样是不可能的。

进行更详细的分析和做图，可知当 $\phi$ 为任意角时，只要 $B_{c*} = \frac{\sqrt{2}}{2}$ ，则其制动特性完全

一致，完全重合。这说明：如果继电器的动作磁密正好选择为 $\frac{\sqrt{2}}{2} B_m$ 时，继电器将有最好的

的制动特性，这时继电器的动作区和制动区的分界只是一条曲线，而不灵敏区消失了，这将大大改善了继电器的工作性能。

根据⑩，⑭、⑮三式做出的继电器制动特性曲线如图7所示。做图时取 $AW\phi = 30.25$ 安匝，（ $\partial_{41}$ 钢片 $H\phi = 1.05$ 安/厘米）图中曲线1是 $B_{c*} = \frac{\sqrt{2}}{2}$ ， $\phi$ 为任意角时的情况，（当 $B_{c*} = \frac{\sqrt{2}}{2}$ 时，计算得 $AW_{p0} = 61$ 安匝）。

曲线2是 $B_{c*} = 0.5$ （ $AW_{p0} = 30.25$ 安匝）且 $\phi = 0^\circ$ 或 $180^\circ$ 时的情况。

曲线3是 $B_{c*} = 0.5$ 且 $\alpha = \pm 90^\circ$ 时的情况。

曲线4是 $B_{c*} = 0.9$ 且 $\phi = 0^\circ$ 或 $180^\circ$ 时的情况。（这时 $AW_{p0} = 191$ 安匝）

曲线5是 $B_{c*} = 0.9$ 且 $\alpha = \pm 90^\circ$ 时的情况。

这些计算曲线能和试验曲线很好地相吻合。

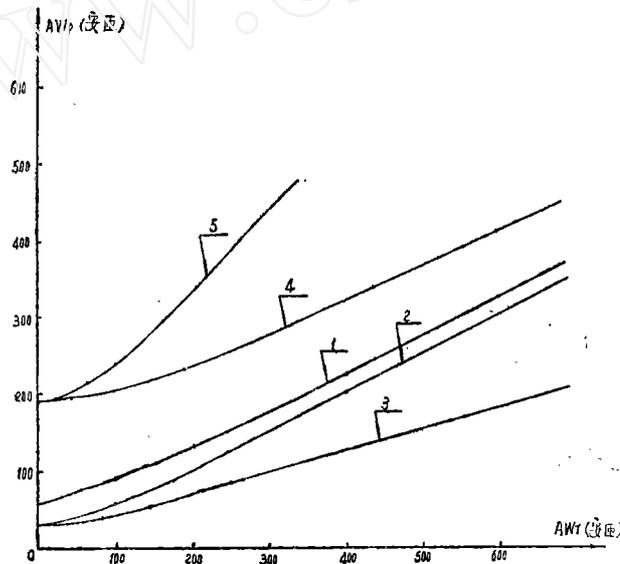


图7