



哈尔滨工业大学学报**1957**  
年第**02**期

网络首发 核心 独家 获奖 EI工程

月刊 | **综合科技B类综合**

¥ **12.80**

支持设备



阅读本期

手机阅读

期刊主页

发文趋势

发文热点

热门学者

更多

刊内搜索

### 本期目录

- 磨加工烧伤问题的研究
- Исследование явления ожога при шлифовании
- 自制电子模拟计算机
- 函数产生器与函数表示法之间的关系
- 关于送电线路直线(中间)杆塔采用砖石结构的建议
- 旋转电机过电压保护——第二部分 变压器对电机防雷所起的作用

# 自制电子模拟计算机

李仲荣 吳忠明

## 提 要

本文較詳細的介紹了作者和哈爾濱工業大學自動裝置實驗室同志一起所自制的電子模擬計算機，並按主要部件：直流計算放大器，典型非線性元件，函數變換器，變系數裝置，延遲后裝置，控制線路和記錄方法，討論了它們的種類、基本原理與所採用的結構形式。最後還舉了一些計算的例題。

近代技術日益向大功率、高速度、高溫、高壓及全部自動化方向發展，因而模擬方法和模擬工具在研究動態系統中的作用也就日益顯著。模擬的試驗結果可以校正計算結果，為理論分析提供更有利、更可靠的資料和數據。

模擬有兩種原理上不同的方法，即物理模擬法與教學模擬法。物理模擬法顧名思義就是用物理性質相同的模型來研究實物。如在風洞中研究飛機模型；在輸電系統動態模型中用小功率電機模擬系統的發電機等。當模擬對象的物理過程很複雜，很難用計算技術來表達時，採用物理模擬是較合適的。

教學模擬法又有兩種不同的方向：物理類比與計算裝置。

在物理類比中，採用物理性質不同，但運動規律相同的模擬；其運動規律均可用同樣的微分方程表示之。例如利用電系統的振盪來研究其他系統的振盪等。

教學模擬法之另一方向為採用計算裝置（模擬計算機）。這裡模型與實物間之諸變量沒有直接的對應關係，而是連續地進行着基本數學運算（加、乘、積分等）。如果已知運動系統之方程式及其系數，則可以在計算機上求其解答。

對絕大多數的運動系統來說，採用模擬計算機求解是最靈活、最通用的方法。利用模擬計算機可解各種線性、非線性常系數及變系數微分方程，而且便於輸入初始條件及各種擾動，可用不同的時間比例系數來觀測物理過程。近十餘年來模擬計算機迅速地向電子模擬方向發展。與快速電子數學計算機比較，由於電子模擬計算機結構簡單、價格低廉、操作方便。雖然其計算誤差可達 5—10%，但在工程設計及科學研究工作中仍有很大實用價值。

模擬計算機按其結構分成：矩陣模擬計算機及結構模擬計算機兩種。後者與前者比較有很多優點，如解同一階次的微分方程所需直流放大器的數量少、結構靈活，便於接入特殊的模擬環節（如非線性及延遲裝置等），同時也便於試驗實際的調節器。哈爾濱工業大學自製的是後一種。

我們的研究工作開始於 1956 年 5 月，於 1957 年 1 月基本按裝完畢。包括十六個直流計算放大器，兩個典型非線性元件，兩個平方器，兩個立方器，兩個乘法器，一個萬能函數變換器，一個變系數裝置，一個模擬延遲的裝置，兩套直流電子穩壓電源。共有 280 個真空管。



圖 1 是計算機的外形圖。

茲就上列部件分述如下。

### 一、直流計算放大器

直流計算放大器是電子模擬計算機最基本的計算元件。利用直流計算放大器各種輸入及負反饋的接法，可以用來進行加、減法，乘常係數，積分、微分及函數變換等運算。

圖 2 是放大器深反饋的接法。當放大器之放大係數很大時，可以認為

$$U_{\text{out}} = -\frac{r_2}{r_1} U_{\text{in}},$$

此處  $U_{\text{out}}$ ——輸出電壓； $U_{\text{in}}$ ——輸入電壓。選擇輸入電阻  $r_1$  與反饋電阻  $r_2$  之值，可用來改變比例係數，亦即乘一個常係數。式中等號右項的負號表示輸出電壓與輸入電壓之極性相反。如取  $r_1 = r_2$ ，則放大係數為  $-1$ ，可用作變號器。

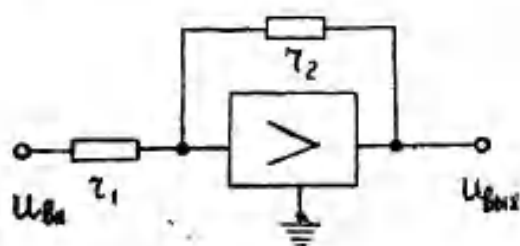


圖 2

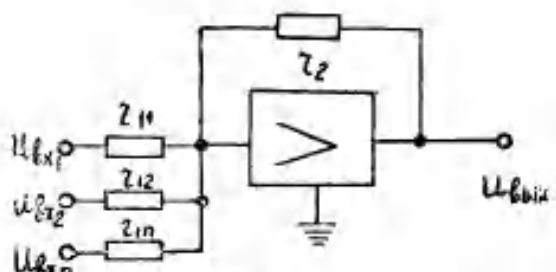


圖 3

圖 3 中的線路可用來作加減法，同時有若干個輸入。此時

$$U_{\text{out}} = -r_2 \sum_{i=1}^n \frac{U_{\text{in} i}}{r_{1 i}}.$$

當  $r_{11} = r_{12} = \dots = r_{1n} = r_2$  時，則得

$$U_{\text{out}} = -\sum_{i=1}^n U_{\text{in} i},$$

即輸出電壓為諸輸入電壓之代數和。

圖 4 中利用電容  $C$  作反饋，可用來作積分。此時

$$U_{\text{out}} = -\frac{1}{r_1 C P} U_{\text{in}}.$$

若在輸入端接以電容，反饋仍用電阻，則輸出電壓為輸入電壓之一次導數（自變數均為時間  $t$ ）。

如同時有若干個輸入，而反饋通過並聯的電阻電容，則輸出電壓為諸輸入電壓代數和之積分與代數和之比例值二者之和。

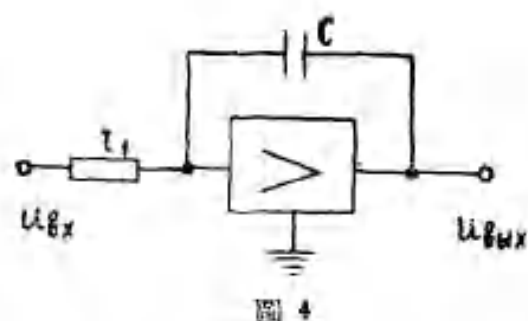


圖 4

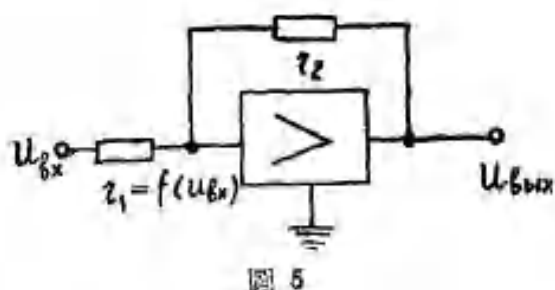


圖 5

圖 5 是函數變換器的接法。輸入電阻為輸入電壓的函數，

$$r_1 = f(U_{BX}) ;$$

而輸出電壓為

$$U_{BWX} = -\frac{r_2}{r_1} U_{BX} .$$

這種函數變換器的特性決定於非線性電阻  $r_1$  的性能。

以上的結論都是從放大器無反饋時的放大係數  $K \rightarrow \infty$  推演而來的； $K$  愈大，則計算結果就愈準確。不過直流放大器在目前還是世界範圍內沒有完全解決的技術問題之一。其主要問題在於零點波動。因此除需要有極穩定的電源外，還應該從線路中考慮有自動補償零點波動的可能。

在我們自制的計算機中共有兩種放大器。

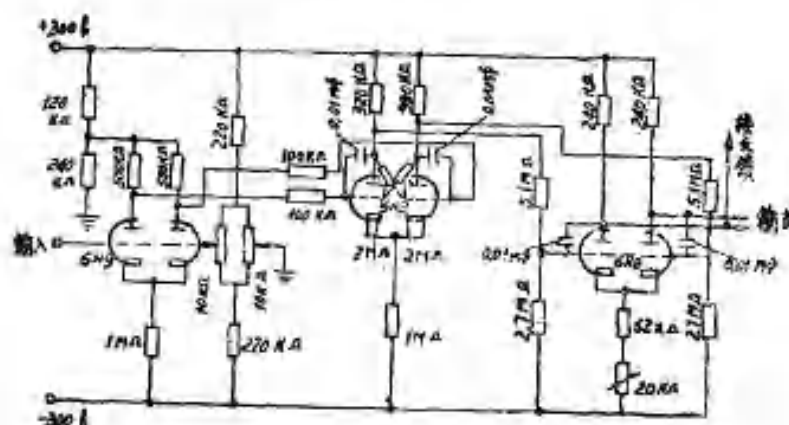


圖 6

圖 6 是其中之一。其輸出電壓範圍為  $\pm 100$  伏，同時可得到兩種極性的輸出。每級均採用並聯補償，零點很穩定。當真空管燈絲通過交流電磁穩壓器穩壓供給，陽極電源由電子穩壓器供給，放大器之電阻均採用質量較高的薄膜電阻時，計算結果良好。（放大係數為 5000—10000）。

圖 6 所示的放大器所消耗功率很小，固然是其優點，但同時其輸出功率亦很小，約為 0.1 瓦。如需要將輸出接到振子式示波器以記錄計算過程，則應有功率輸出大的放大器。圖 7 是我們調整出來的一種線路。當真空管燈絲由蓄電池供給，陽極電壓由電子穩壓器供給時，零點亦甚穩定。放大係數為 4000—5000，輸出功率足可供給 1.5 毫安振子的工作。

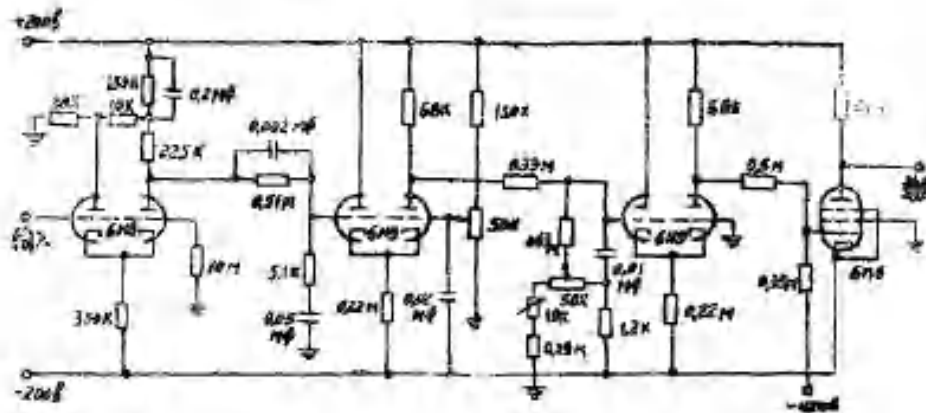


圖 7

放大器都裝在匣子里（見圖 8），由一個轉換開關來切換全部電源。在放大器內部已接入若干反饋電容與反饋電阻，由一個轉換開關來選擇。（見圖 9）。



圖 8

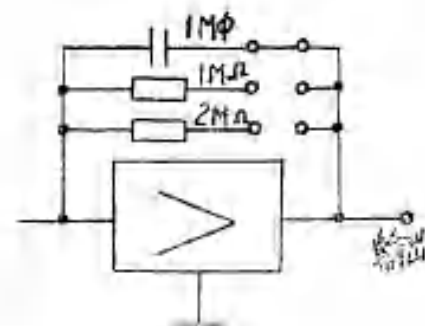


圖 9

## 二、典型非線性元件

自動調節過程的加速和對靜、動準確度的要求的提高都使我們不能不更多的注意調節對象及調節器中非線性特性的影響。在很多情況下調節回路中加入非線性元件會大大地改善自動調節系統的動特性，但在某些情況下非線性的影響會導致系統的不穩定。因此在研究和設計自動調節系統當中，非線性元件的影響是不應忽視的。

當自動調節系統的运动方程高於二階的時候，用計算的方法決定系統的過渡過程並考慮到非線性的影響就會遇到很大的困難，計算要佔用很多的時間。在這裡利用模擬方法，尤其是基於計算裝置的數學模擬會對加速非線性自動調節系統的計算及調整給予很大的幫助。

近年來電子模擬裝置主要是沿着非線性元件的擬制的方向發展。利用這些元件可以進行一些非線性動態問題的研究，這對非線性自動調節系統是有很大大意義的，而大多數的自動調節系統在靜、動準確度要求較高的情況下都不能被認為是純線性的。非線性元件的產生大大地擴大了模擬計算機的使用範圍。

我們自制的電子模擬計算機也裝有非線性部分，其中包括下列在調節系統中常見的幾種類型的非線性元件：

1) 典型非線性，其特点是这些元件的傳送系数的變化不是平滑的（有突變），例如座標限制、傳動空檔、乾摩擦及繼電器特性等。

2) 基本非線性函數（單變數的），例如  $y=x^2$ ,  $y=x^3$ ,  $y=\sin x$  及  $y=\cos x$  等均屬此類。

3) 單變數的任意單值函數，例如一些以實驗方法得到的以圖表表示的函數皆是。

4) 兩變量乘除法。

下面略述在我們自制的電子模擬計算機中採用的典型非線性線路。

### 1) 截止器

在調節系統中某些變量的變化是被限制的，例如飛機控制系統中舵面在中線兩邊的偏移都受限位器的限制，又如隨動系統中轉角的變化受系統飽和的限制。因此用模擬計算機來研究這些系統時就必須有與這種特性相對應的元件，這一元件就叫作截止器。常用的截止器，即我們採用的截止器是二極管截止器，截止器的特性如圖 10 所示。

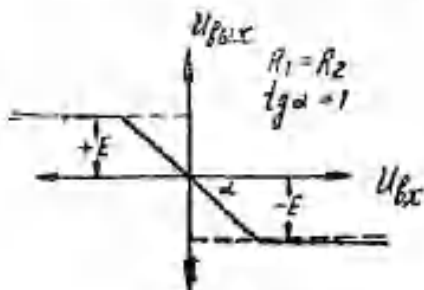


圖 10

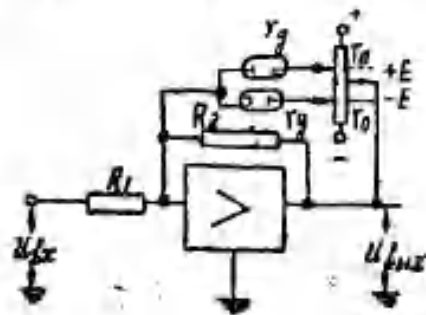


圖 11

在線路中把二極管截止環節接于計算放大器的輸入端（與輸入信號串聯）或接于計算放大器的反饋回路（與反饋電阻並聯），有時也接于輸出端。我們採用了第二種線路（見圖 11）。

二極管通電以前截止器的放大系數為一常數

$$K = \frac{U_{\text{BX}}}{U_{\text{BX}}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

二極管導電以後，放大系數接近於零 ( $K \rightarrow 0$ )。

$$K = \frac{U_{\text{BX}}}{U_{\text{BX}}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{r_g + r_o}{R_2 + r_g + r_o}$$

式中  $r_g$  為二極管內阻。

當  $R_1 = R_2 = 1$  兆歐， $r_g = 500$  歐， $r_o = 5$  千歐時，則

$$K = -\frac{5500}{10^6} = -0.0055$$

因放大系數很小，故可認為輸入電壓繼續上升時，輸出電壓保持一定（截止電壓值）。降低電阻  $r_g$  及  $r_o$  之值可減小誤差，為此要採用內阻小的二極管（我們用的是 6HG 型）和電阻小的截止電位器（我們用 5 千歐）。

### 2) 不靈敏區

在調節器中嚴格地說都有不靈敏區存在，就是說調節量必須超過一定值後才能起調節作

用。不灵敏区的特性見圖 12。將二極管截止環節串聯地接在計算放大器的輸入端，即可得到這樣的特性（見圖 13）。

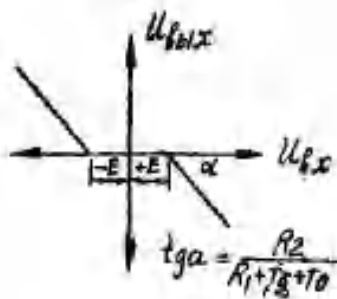


圖 12

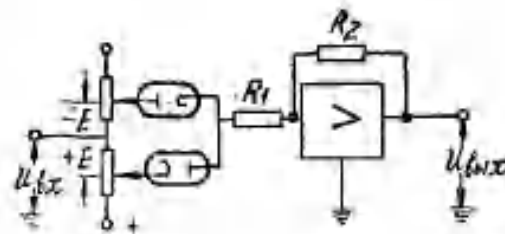


圖 13

### 3) 傳動空隙：

在傳動空隙的模擬中要包括兩個環節：一是不灵敏区的模拟，一是在主动坐标反轉后未超过傳動空隙之前保持隨动坐标不變的環節。

假設隨动件不帶慣性轉矩，但受摩擦轉矩的作用，則傳動空隙的特性如圖 14 所示，其模拟線路見圖 15。

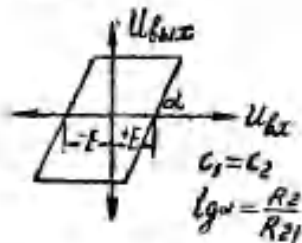


圖 14

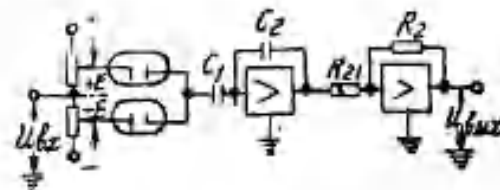


圖 15

这里記存作用是由帶电容反饋的計算放大器來完成的，由于电容放电很慢，反向时輸入电压与輸出电压之差未超过对应傳動空隙的截止电压  $2E$  之前，輸出电压基本上保持不變。

圖 16 是基于隨动系統原理而組成的傳動空隙的模拟線路。線路中应用了三个計算放大器（加法器、變号器和积分器）和一个二極管截止器。反向时輸入电压与輸出电压之差未超过  $2E$  之前，二極管截止器截止，也就是說积分器的輸入端断路，因此积分器的積出电压保持不變，二者之差超过  $2E$  之后輸出电压又将随輸入电压的增加（減少）而增加（減少）。

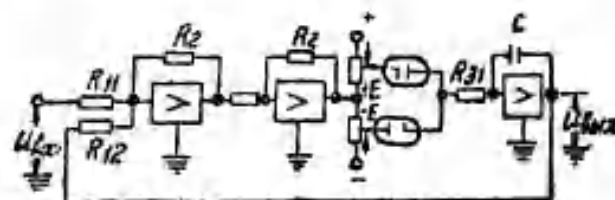


圖 16

此外，用二極管截止器与陰極重复器联合也可作傳動空隙的模拟。这里記存作用也由电容完成，陰極重复器的作用是隔离电容的放电回路。因为在模拟計算机上用計算放大器很方便，所以不用此种方法。

在上面几种線路中的計算放大器及陰極重复器都是附加裝置，它們的作用是在不消耗能

量的情況下將電容上的電壓傳到下一級。它們使線路變得複雜，並且若這一裝置本身有誤差的話，則使模擬準確度降低，除此之外二極管特性下部的非線性造成傳動空隙特性轉折點處的誤差。在電流較小時，二極管的內阻較大，使特性變化很慢，已不是直線關係。

由於上述的種種原因，這樣的線路不能用在準確度較高的電子模擬中。最好應用如圖 17 所示的按補償原理構成的線路。

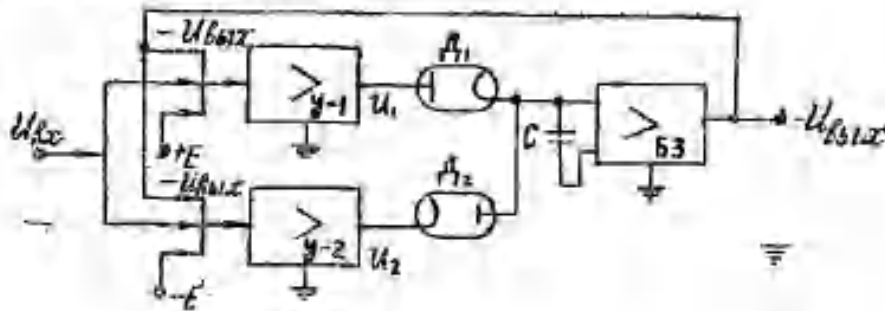


圖 17

輸入信號  $U_{BX}$  作用在兩個放大係數很大的放大器上，放大器的輸出通過二極管與貯存裝置相連。在空隙區域內，貯存裝置保持電容上的電荷不變。不在空隙區域內時，貯存裝置本身就成為一個放大、慣性或積分環節。

若  $U_{BX}=0$ ,  $U_{BMAX}=0$ ，則二放大器的輸入電壓  $U_1=E>0$ ,  $U_2=-E<0$ ，二極管  $D_1$  及  $D_2$  都不能通電。增加輸入電壓  $U_{BX}$  之值，當  $U_{BX}$  比  $|U_{BMAX}+E|$  稍大一點的時候， $U_2$  就變為正。由於放大器  $Y-2$  的放大係數很大，很小的  $U_2$  就可使  $D_2$  導電，通過  $Y-2$ ,  $D_2$  及  $D_3$  反饋回路封閉，因此線路可自動的保證  $U_3=U_{BX}-U_{BMAX}-E=0$  的關係，達到傳動空隙特性的要求。

此種補償線路有一個很大的優點，就是二極管特性下部的非線性以及這些特性的變化（如燈絲電源的波動所引起的二極管特性的變化）對線路工作的準確度實際上是沒有影響的。在反饋接通時，即在空隙區域以外，靜態誤差等於普通放大環節的誤差，而動態誤差由反饋回路的時間常數來決定。在空隙範圍內誤差由貯存裝置輸出方面的漏電決定。

同理，當  $U_{BX}$  比  $|U_{BMAX}-E|$  稍小一點的時候， $U_1=U_{BX}-U_{BMAX}+E\approx 0$ ，得出另一半空隙特性。

#### 4) 繼電器靜特性

靜態繼電器特性如圖 18 所示。利用二極管截止器及計算放大器的結合可以得到靜態繼電器特性的模擬（見圖 19）。

當  $U_{BX}$  小於  $U_0$  時，放大器 1 和 2 的輸出電壓  $U_1$  及  $U_2$  的絕對值相等並等於  $E$ ，但極性相反，因此在放大器 3 的輸出端不會有電壓產生。當

$U_{BX}$  超過  $U_0$  一點點的時候， $U_1$  或  $U_2$  變向，則  $U_1$  及  $U_2$  的極性相同，在放大器的輸出端突然產生值為  $2E$  的電壓。由輸出電壓  $U_{BMAX}$  中引電壓  $U_{\Delta}$  反饋到輸入端，其目的是使釋放電壓比動作電壓小  $U_{\Delta}$ ，即保證  $U_{BX}$  剛開始減小時  $U_{BMAX}$  不變，相差超過  $U_{\Delta}$  時  $U_{BMAX}$  突然減小至零。改變  $U_0$  及  $U_{\Delta}$  可以得到各種各樣的繼電器特性。

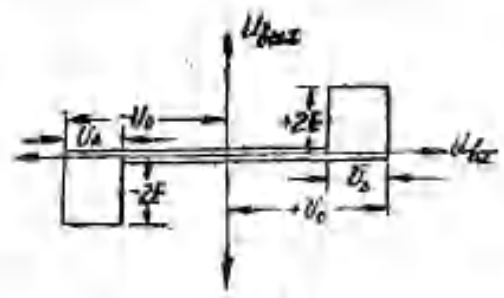


圖 18



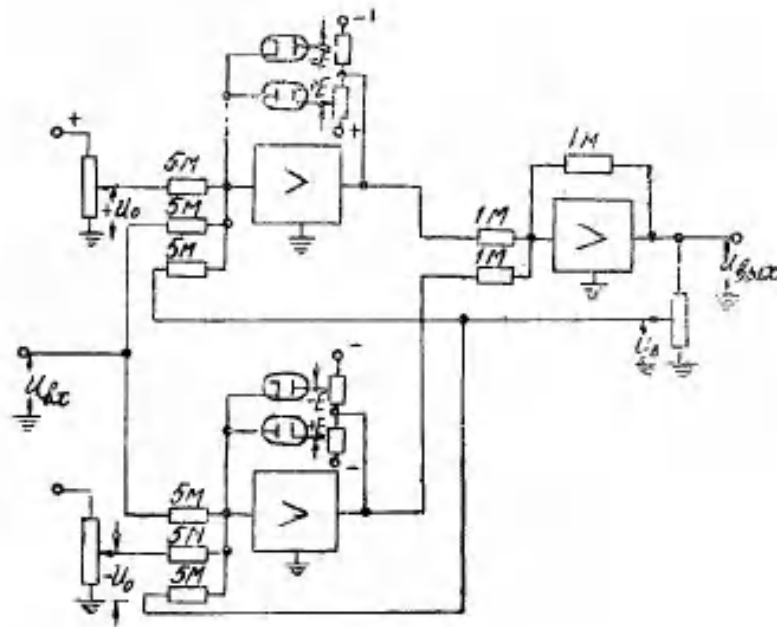


圖 19

5) 輸出軸上有摩擦的慣性執行機構的模擬帶摩擦的慣性執行機構的方程式如下:

$$(T_p + 1) \omega = K \sigma - \frac{1}{b} u_{TP} \text{sign } \omega .$$

- 式中:
- $T$  —— 執行機構的時間常數;
  - $x$  —— 執行機構的輸出座標值;
  - $\omega$  —— 輸出軸速度;
  - $\sigma$  —— 控制信號;
  - $K$  —— 放大係數;
  - $u_{TP}$  —— 乾摩擦轉矩;
  - $b$  —— 自平衡係數;
  - $\text{sign } \omega$  —— 表示  $\omega$  的非線性函數。

執行機構的特性如圖 20。

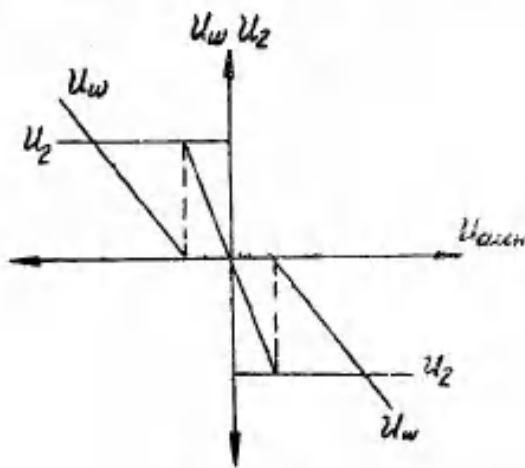


圖 20

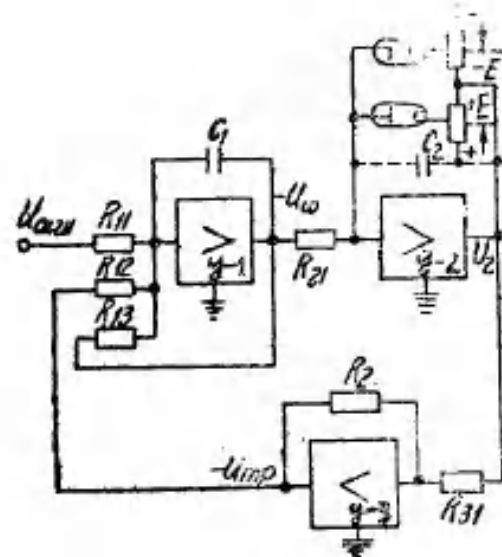


圖 21

当外加转矩未达到最大摩擦转矩之前，执行机构不动作，摩擦转矩随外加转矩的增加而增加，当作用转矩超过最大摩擦转矩之后，摩擦转矩保持最大值而不变，这时执行机构开始动作，产生速度。模拟线路见图 21。

当输入信号  $\sigma$  小于摩擦转矩的时候，线路的工作与继电器随动系统相同。由于放大器 Y-2 的放大系数很大，因此当  $\omega$  比零稍大一点的时候，放大器 Y-2 的输出  $u_{TP}$  就达到  $E$  值。可认为在放大器 Y-2 的反饋回路未接通之前  $\omega$  一直为零，而这时  $u_{TP}$  却随  $\sigma$  的增加而增加。克服摩擦力后，相当放  $u_{TP}=E$  之后，反饋回路接通，放大器 2 的放大系数接近于零， $u_{TP}=E$  保持不变，而角速度  $\omega$  开始上升。

在模拟计算机中共有两个典型非线性元件，每个非线性元件中有 3 个二极管截止器，利用它们就可进行各种典型非线性的模拟。典型非线性外形图见图 22。



### 三、函数变换器

函数变换器亦属于非线性计算元件。例如  $y=x^2$ ,  $y=x^3$ ,  $y=x_1 \cdot x^2$ ,  $y=\sin x$ ,  $y=\cos x$  等。此处  $y$  对应于输出电压  $U_{\text{вых}}$ ，而  $x$  对应于输入电压  $U_{\text{вх}}$ 。在我们的计算机中都采用二极管分段逼近法；将二极管函数变换器与直流放大器结合运用，以达到函数变换的目的。

#### 1) 基本工作原理

二极管函数变换器的结构图见图 23。因放大器的放大系数很大，而输出电压的最大值是有限的（ $\pm 100$  伏左右），故 0 点之电位可视为接地。而

$$I_1 = I_2.$$

通常  $r_2$  为线性电阻，而  $r_1$  为非线性电阻，故

$$I_1 = \frac{U_{\text{вх}}}{r_1(U_{\text{вх}})} = f(U_{\text{вх}}) \text{ 亦为非线性关系。}$$

至于输出电压

$$U_{\text{вых}} = I_2 r_2 = I_1 r_2 = r_2 f(U_{\text{вх}}) \text{ 亦将为非线性关系。所以实际上}$$

问题就在于如何设计非线性电阻  $r_1$  及确定  $I_1 = f(U_{\text{вх}})$  的关系。

我们采用的是带接地电位的二极管元件（图 24），其工作原理可以这样来解释。二极管只有在  $a$  点电位为正时才开始导电。二极管在导电时之内阻  $R_a \approx 500$  欧，因  $R_x \gg R_a$ ，故可忽略二极管之电压降，即  $a$  点之电位亦为零。设  $E_0$  为相当于二极管开启时的偏压，当

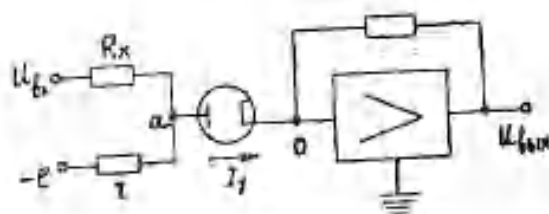


图 24

$$U_{bx} \leq E_c, \quad I_1 = 0,$$

$$U_{bx} \geq E_c, \quad I_1 = \frac{U_{bx} - E_c}{R_x} - \frac{e}{r}.$$

但当  $U_{bx} \geq E_c$  后,  $a$  点之电位始终为零, 故

$$\frac{e}{r} = \frac{E_c}{R_x},$$

$$I_1 = \frac{U_{bx} - E_c}{R_x},$$

由此得特性  $I_1 = f(U_{bx})$  之陡度为

$$\frac{d I_1}{d U_{bx}} = \frac{1}{R_x},$$

而偏压之值为

$$E_c = U_{Bx} \frac{e}{r}.$$

根据这二式之关系, 将特性曲线  $I_1 = f(U_{Bx})$  [亦即比例于  $U_{Bx} \Rightarrow f(U_{Bx})$ ] 分段, 由若干个二极管元件并联起来。当输入电压  $U_{Bx}$  逐渐变化时, 各二极管亦相应地逐一开启或截止, 就可达到改变输入电阻的目的。

## 2) 平方器

如欲得到  $I_1 = U_{Bx}^2 \cdot 10^{-4}$  (毫安) 之变换, 则二极管元件之伏安特性如图 25。把曲线分成九段, 每段对应于一个二极管元件, 总的线路图如图 26。 $U_{Bx}$  通过逆相器接到两个并联的二极管, 这样可保证无论  $U_{Bx}$  为正值或负值, 平方器都能工作。计算数值见表 1。

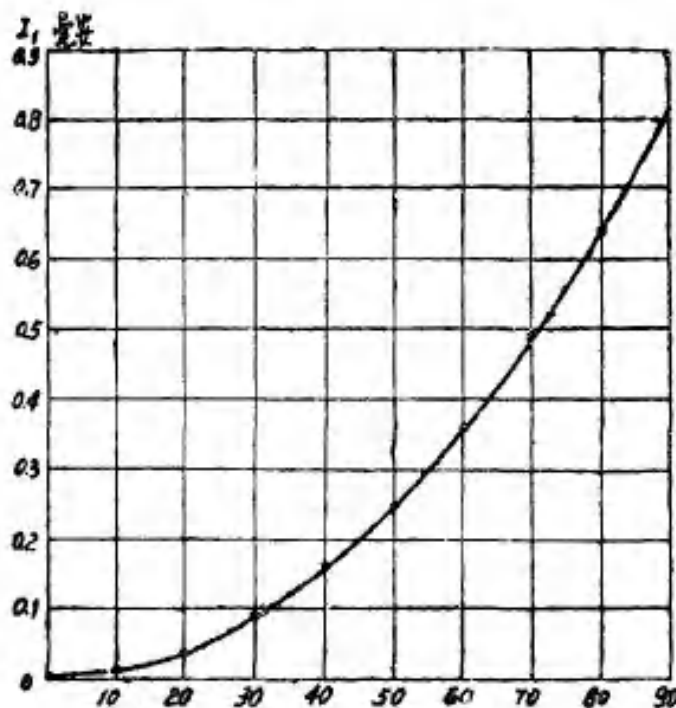


图 25

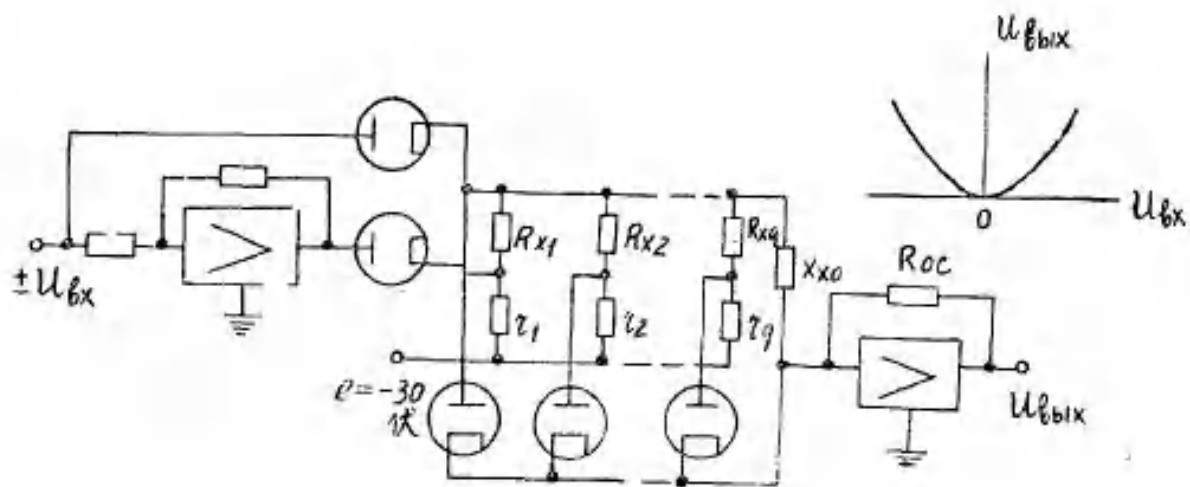


圖 26

表 1

K	$U_{Bxk}$	$I_{1k}$	$\Delta U_{Bxk}$	$\Delta I_{1k}$	$R_k$	$R_{xk}$	$r_k$
	伏	毫安	伏	毫安	仟歐	仟歐	仟歐
0	0	0	10	0.01	1000	1000	—
1	10	0.01	10	0.03	10/0.03	500	1500
2	20	0.04	10	0.05	10/0.05	500	750
3	30	0.09	10	0.07	10/0.07	500	500
4	40	0.16	10	0.09	10/0.09	500	375
5	50	0.25	10	0.11	10/0.11	500	300
6	60	0.36	10	0.13	10/0.13	500	250
7	70	0.49	10	0.15	10/0.15	500	214
8	80	0.64	10	0.17	10/0.17	500	187
9	90	0.81	10	0.19	10/0.19	500	169

表 1 中  $U_{Lxk}$  表示第  $K$  段二極管開啓之偏壓值。計算公式如下：

$$\Delta U_{Bxk} = U_{Lx(k+1)} - U_{Lxk};$$

$$\Delta I_{1k} = I_{1(k+1)} - I_{1k};$$

$$R_k = \frac{\Delta U_{xk}}{\Delta I_{1k}};$$

$$R_{xk} = \left| \frac{R_k R_{k-1}}{R_k - R_{k-1}} \right|;$$

$$r_k = R_{xk} \frac{e}{U_{Bxk}}.$$

二極管全部採用 6 X 6。比較電壓  $e = -30$  伏。

### 3) 立方器

利用同样的分段逼近原理，可设计出立方器。其原理图见图 27。具体数据见表 2。

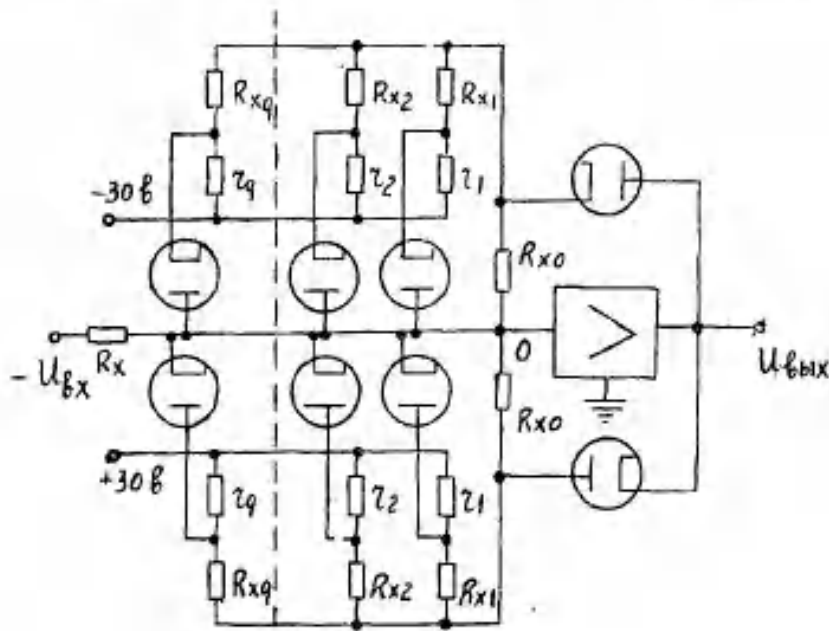


圖 27

表 2

$K$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$R_{xk}$ 仟欧	586	2500	1360	1280	700	396	216	154	90	11.5
$r_k$ 仟欧	—	1025	800	1120	975	950	1015	1450	1680	430

圖 28 是立方器的外形圖。

### 4) 乘法器

利用二極管平方器原理，可以進行乘法計算。如欲得到

$$U_{BX} = \frac{1}{100} U_{LX1} \cdot U_{LX2},$$

因 
$$I_1 = I_2 = \frac{U_{BX}}{R_{oc}},$$

故可根据 
$$I_1 = -\frac{1}{400 R_{oc}} \left[ (U_{BX1} + U_{BX2})^2 - (U_{BX1} - U_{BX2})^2 \right]$$

來設計乘法器。式中  $R_{oc}$  为反饋电阻。

乘法器之原理圖見圖 29。該線路可保證作四个象限之运算。具体数据見表 3。总輸入电阻之最小值为 15 仟欧。 $R_{oc}$  可取 51—57.5 仟欧。



圖 28

表 3

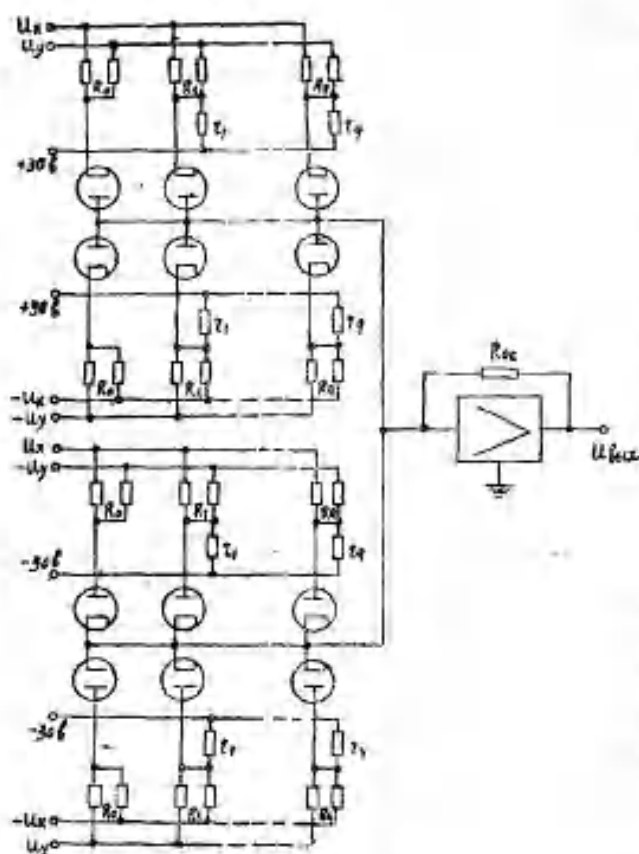


圖 29

$K$	0	1	2	3	4
$R_k$ 仟歐	1120	560	559	557	555
$r_k$ 仟歐	—	840	420	278	208
$K$	5	6	7	8	9
$R_k$ 仟歐	553	551	549	547	545
$r_k$ 仟歐	166	138	118	102	71.5

## 5) 万能函数變換器

利用二極管分段逼近法得到不同的函数特性。函数變換器的線路圖見圖 30。由于在輸出端多用了一个變号放大器，因而可以得到下降的函数。圖 30 中  $e$  为截止比較电源。

輸入电压增加时，二極管依次通电，由第一个二極管回路中的电位器上引出的电压与該段函数的微分成比例。对下面的一些二

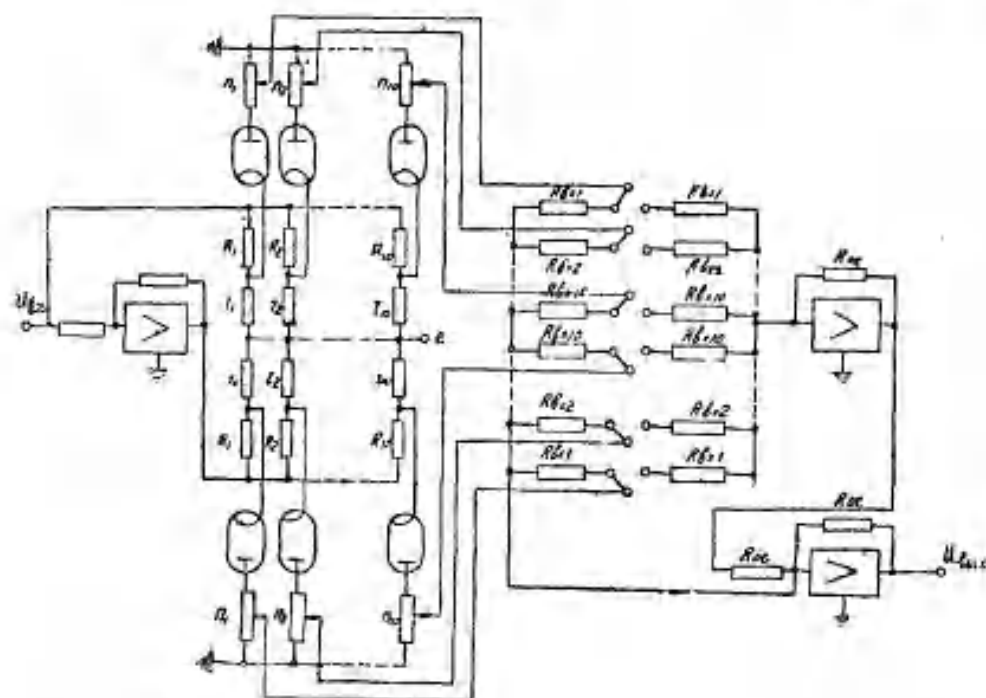


圖 30

極管來說，由电位器上引出的电压与前几个二極管回路中电位器上的电压之和应与該段曲線的微分成比例。这样就能得到各种各样上升的和下降的的函数。線路的具体参数見表 4。

表 4

$K$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$R_k$ 仟欧	15	25	30	40	45	50	53.9	60	60	60
$r_k$ 仟欧	90	75	60	60	54	50	46.1	45	40	36
$\Pi_k$ 仟欧	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500
$R_{\text{max}}$ 仟欧	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000

反馈电阻  $R_{oc}$  之值依具体函数而定。

由于电阻  $R_k$  及  $r_k$  之值较小，此函数变换器要求输入电压  $U_{ax}$  具有足够的功率。

#### 四、变系数装置

在工业调节系统及自动控制系统的设计及动特性研究当中经常要解变系数微分方程，因此现代模拟计算机都有变系数这一环节。得到变系数的方法有下列几种：

- 1) 利用凸轮系数变换器，通过由电动机带动的凸轮及与凸轮接触的榫槽机槽，带动电位器的转动轴，从而达到按凸轮形状所对应的函数来改变电位器电阻以得到变系数的目的。
- 2) 利用步进选择器以分段逼近方式得到时间的函数  $K(t)$ 。
- 3) 利用电动机带动滑动触头以分段逼近方式得到随时间变化的系数  $K(t)$ 。
- 4) 利用电子开关。

在我们自制的电子模拟计算机中采用了上述第二种方法，即利用步进选择器与计算放大器相配合的方法得到变系数（见图 31）。

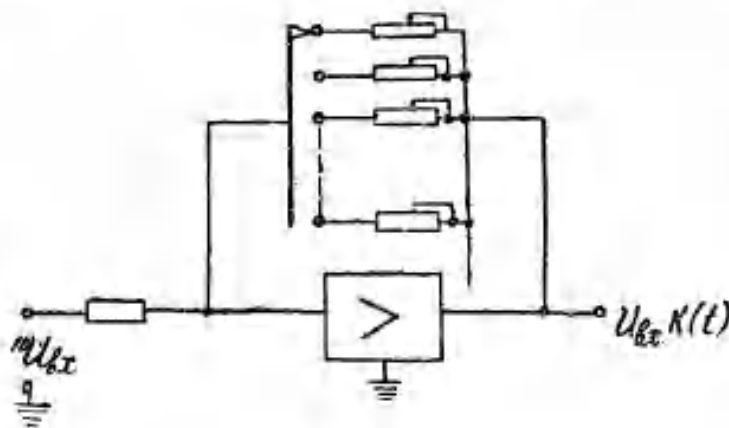


图 31

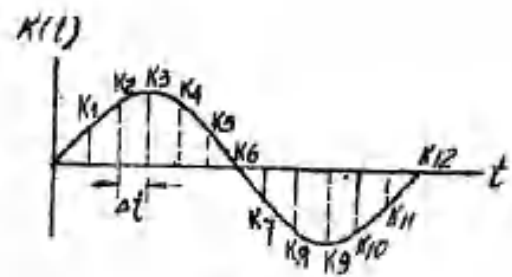


图 32

在图 31 中一排与步进选择器串联的可变电阻器并联地接于计算放大器的反馈回路中，当步进选择器动作时反馈电阻就按预先调好的函数作不平滑的变化。这里是应用分段逼近法如图 32。

步进选择器的动作由电子管时间继电器来控制（见图 33）。改变栅极回路中  $RC$  之值可在很大范围内改变  $\Delta t$ ，这样就能模拟不同速度的时间函数。

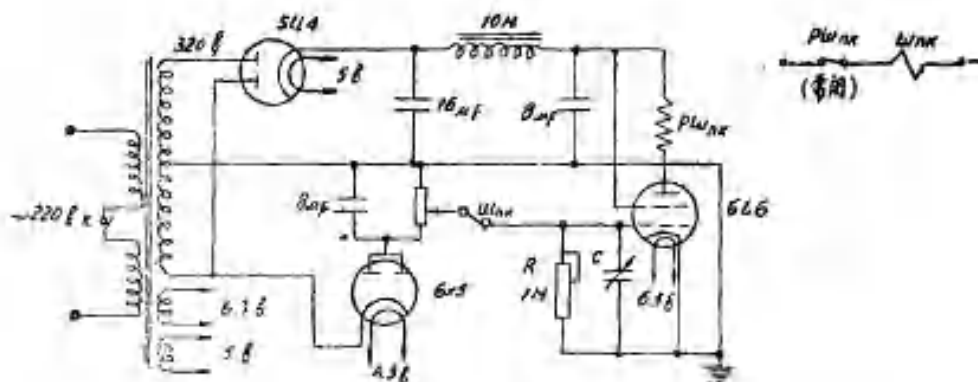


圖 33

在应用變系数裝置之前，首先按已知系数  $K(t)$  調反馈回路中的可變电阻器，为此在計算放大器輸入端加一定电压（例如 50 伏），輸出端接电压表，按輸出电压表的指示依次調整每一个可變电阻。如果輸出电压表較精確，則可得到准確的變系数。为了調整及观察方便起見，在變系数裝置的控制盤上裝有一排指示灯，标示着步進選擇器的接触位置。

为了改變變系数的符号，我們应用了一个變号放大器（見圖 34）。圖中可變电阻是接于輸出端的。

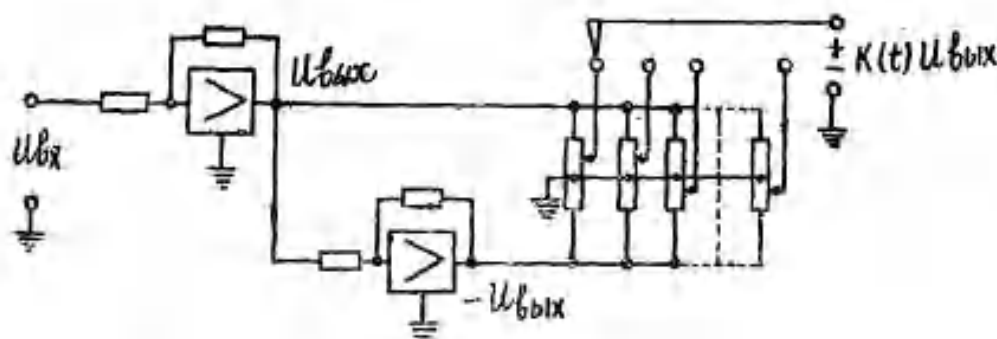


圖 34

提高准確度的办法：

- 1) 增加段数，段数愈多誤差愈小。
- 2) 加精調可變电阻，与可變电阻器串联一精調电阻以保証系数調整的准確度（最好用电桥法定系数）。
- 3) 使步進選擇器的动作随函数的形状而改變速度。曲線變化劇烈的地方动作速度要快，而坡度小的地方动作要慢，也就是說使步進選擇器的动作速度与系数  $K(t)$  的微分的絕對值成正比（見圖 35）。

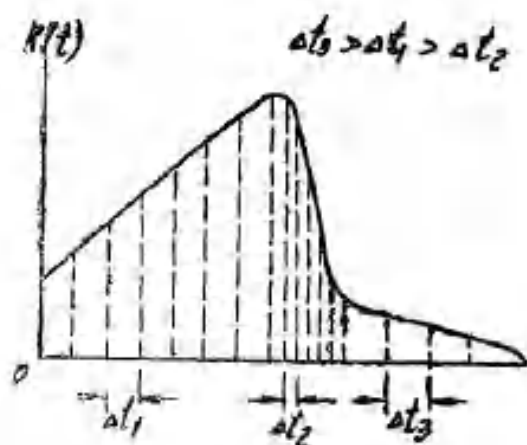


圖 35

这里步進選擇器要有三个速度，这个目的是很容易达到的，因为步進選擇器的排数很多，可利用其中的一排來改變电子時間繼电器的延时時間（改變  $RC$  之值）。

步進選擇器系数變換器的优缺点：



- 优点： 1) 具有万能性及灵活性，利用它可得到各种形式的变系数并且比较容易改变；  
 2) 容易制造，因为利用了具有很好的接触系统的步进选择器使制造大为简化；  
 3) 具有一定的准确度；  
 4) 有改变动作速度（即改变  $\Delta t$ ）的可能性。

缺点： 1) 不平滑变化；

2) 不能得到变化很快的时间函数（因  $\Delta t$  不能过小），但它的速度已能满足工业调节系统等方面的要求。

### 五、定滞后装置

在模拟自动调节系统运动方程时，往往需要模拟定滞后的现象。因定滞后首先在工业调节系统中就会碰到（滞后时间为 0.05 秒——20 分）。

在工业对象中由于受物质运动速度有限性的影响而产生定滞后的现象。例如在轧钢机上钢板厚度的调节系统中，测量元件（厚度计）与执行元件（加压装置）的位置之间有一定的距离，因此当钢板速度为有限值的情况下，在加压与测量之间存在一定的滞后，另一个典型例子，在浓度自动调节系统中，当某一成分改变时也要产生滞后。在其他一些热过程调节系统中，由于各种管道的存在，也不可避免的要有滞后现象。

滞后元件的另一功用是：在研究复杂的工业对象时，把高阶运动方程式用一些带滞后的一阶或二阶微分方程来代替，这样就可大大的减少模拟设备。

在研究高速调节系统时，经常需要考虑很小的滞后（10—100 微秒左右），这样的滞后存在于调节器中。

目前作定滞后的方法有：

- 1) 利用无源四端网络，即延迟线。
- 2) 利用有源四端网络，它的传递函数在一定的准确度内近似于滞后函数  $e^{-p\tau}$ 。
- 3) 利用磁性装置，用磁带把信号存起，经滞后时间再引出。
- 4) 利用电容贮存，其中要用机电转换装置，此装置可用步进选择器或电动机来组成。
- 5) 利用示波管贮存装置。
- 6) 利用液压元件。

我们自制的模拟计算机用的是上述第四种办法，即用步进选择器与电容器配合组成滞后装置。

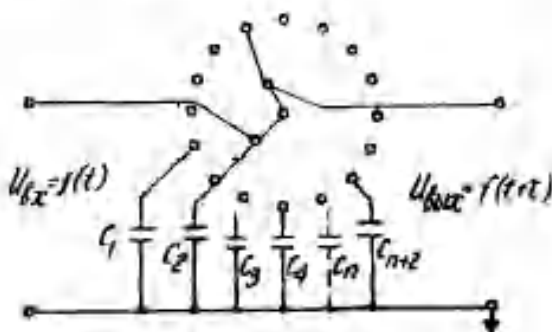


图 35

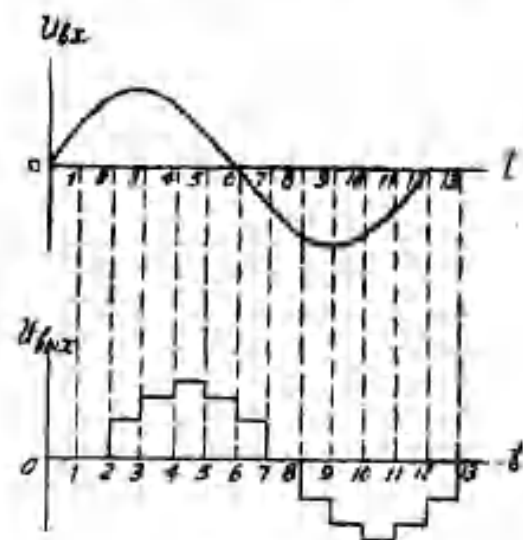


图 37

記存器由一組電容器組成，這些電容器每隔  $\Delta t$  時間依次被輸入電壓  $U_{ax} = f(t)$  充電（如圖 36）。

若輸入電壓為正弦函數，則輸出電壓  $U_{aux} = f(t + \tau)$  為一階梯狀函數（見圖 37）。這里  $\tau$  為延後時間，其值由動觸頭的轉動速度及放電觸頭落后於充電觸頭的角度（電容個數）來決定。

電容記存器的輸出電壓若直接接下一級，則電容通過負載放電。為了解決放電問題要附加隔離裝置，一般用計算放大器作為隔離裝置。

記存器的輸出電壓是階梯形的，誤差較大。為了把它改變成平滑的曲線，還要增加補償裝置，延後裝置的總結構圖如圖 38 所示。

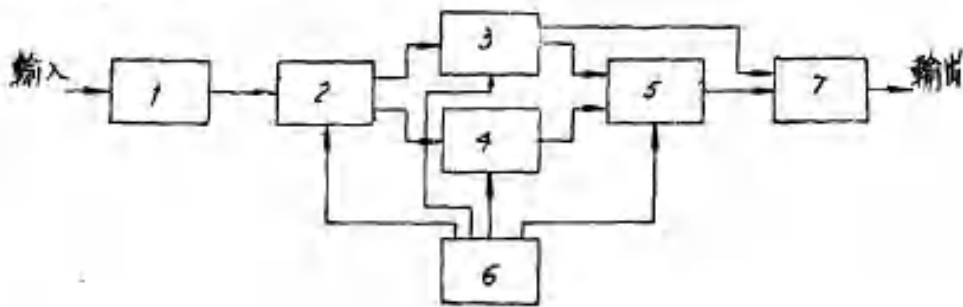


圖 38

圖中：

1. 輸入裝置；
2. 記存裝置；
3. 隔離裝置 1；
4. 隔離裝置 2；
5. 線性補加裝置（補償裝置）；
6. 切換裝置；
7. 輸出裝置。

輸入裝置是一個有源四端網路，計算放大器的輸入電阻應大，這樣對前一級的影響就小，而它的輸出電阻應小，以保證電容器在最短時間內充滿電壓。

記存裝置中的電容器的質量直接影響準確度，它們的漏電應很小，不然就不能模擬時間較長的延後現象。

隔離裝置是延後裝置時很重要的一部分，即使有微小的放電也會帶來顯著的誤差。隔離裝置線路見圖 39。

為了去掉由於切換時放大器反饋回路斷路而引起的誤差，與電容  $C_1 C_2 \dots C_n$  並聯一電容  $C_0$ ，其值遠遠小於  $C_1 C_2 \dots C_n$ 。加附加電阻  $R_g$  可減少漏電。

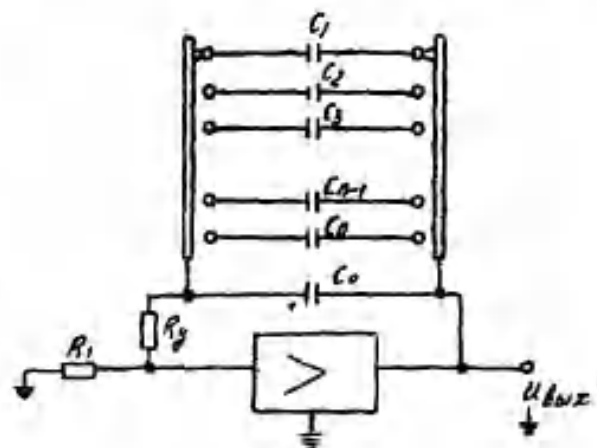


圖 39

線性附加裝置是使階梯形的輸出電壓變成平滑變化的輸出電壓的裝置，其線路見圖 40。

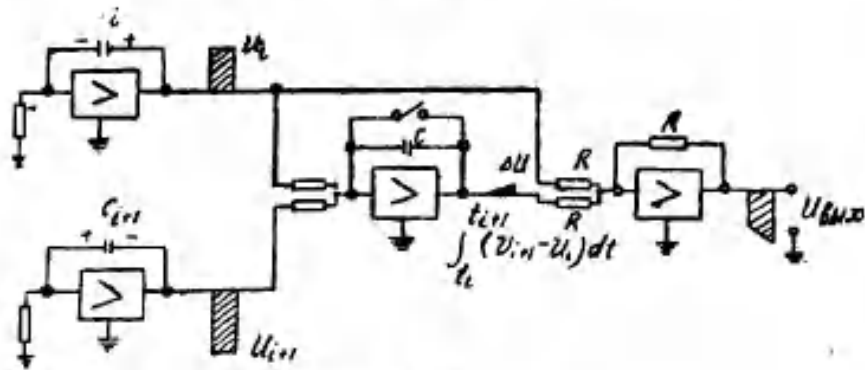


圖 40

圖 40 中應用兩個隔離裝置，它們輸出兩相鄰的但極性相反的兩個電壓，二者之差即為階梯高度。將此電壓差積分即將附加電壓， $\Delta U$  與階梯變化的輸出電壓通過輸出裝置相加即得出平滑變化的輸出電壓。

積分器的時間常數要選得合適。

$$\frac{1}{T} \int_{t_i}^{t_{i+1}} (U_{i+1} - U_i) dt = \Delta U$$

式中  $U_i$  —— 第  $i$  個電容器上的電壓；

$U_{i+1}$  —— 第  $i+1$  個電容器上的電壓。

(此兩電壓在時間為  $t_i$  時同時給入積分器)

$$\frac{1}{RC} \int \Delta U dt = \frac{\Delta t}{RC} \Delta U = \Delta U .$$

由式中知

$$RC = \Delta t .$$

由圖 41 可以看出，加上附加電壓後階梯的函數即變成平滑的正弦函數。

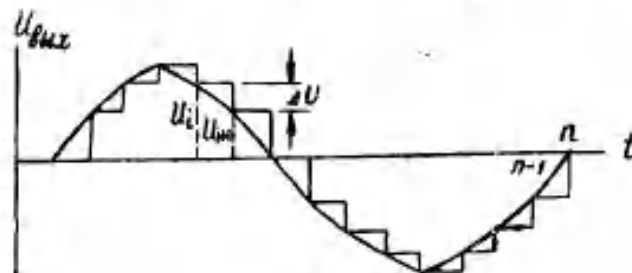


圖 41

在我們製做的延後裝置中應用了三個步進選擇器，共 8 排，每排 33 個接頭，一個電子管時間繼電器（用它控制步進選擇器的動作時間）及 33 個電容器（1 微法）。為了操作及觀察方便起見，在延後環節正面裝有很多指示燈，用以表示各步進選擇器的位置及延後時間的大小。

## 六、控制線路

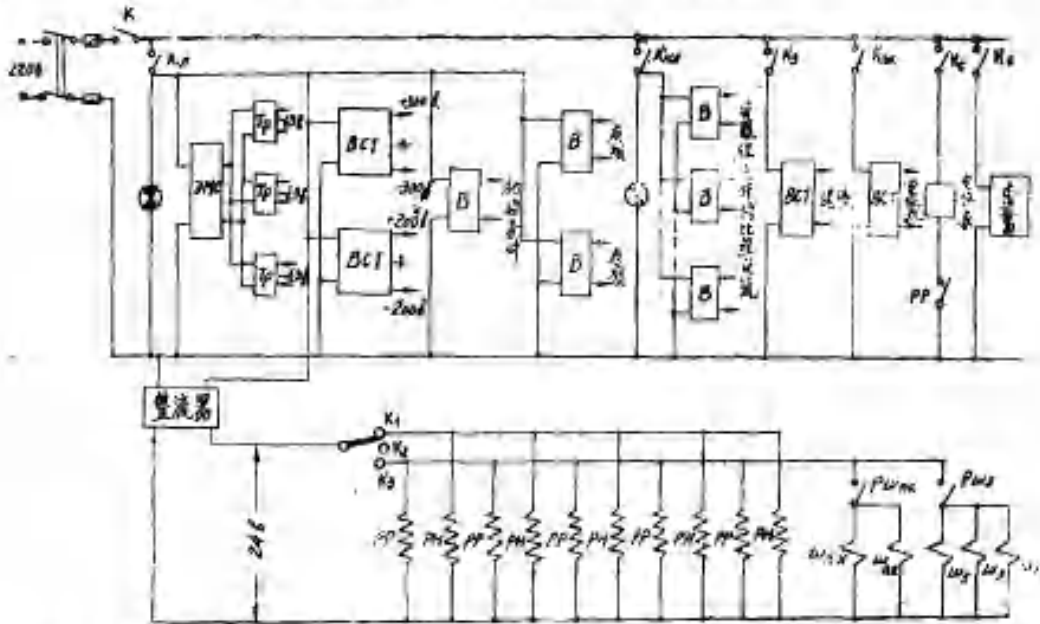
控制線路是計算機的神經，通過它把各種計算元件以及各補助設備聯在一起，成爲一個統一的能解微分方程的整體。控制線路的具体任務是：使計算機起動和停止，檢查計算過程；發現一些較大的毛病和誤差及進行過載保護等。

對控制線路的要求是：操作簡單、方便，工作可靠，使操作者不需要有特殊的技術準備等。

我們所自制的計算機的控制及檢查系統中有下列元件：

- 1) 供電電源的控制系統，它的任務是接通或切斷總電源以及各個計算環節的供電電源。
- 2) 計算過程的控制系統，操作者利用它接通計算元件及記錄裝置進行工作。這是控制系統最重要的部分。利用計算過程的控制系統控制計算機的三個狀態，即原始狀態（此時給入初始件），工作狀態（進行計算）及暫停狀態（各變量停止變化以便記錄）。
- 3) 信號系統，用之表明計算機的工作情況。

因受設備的限制，我們在此台計算機上沒有裝過電壓保護。



- |                     |                            |                             |
|---------------------|----------------------------|-----------------------------|
| $K$ —— 總開關          | $K_0$ —— 示波開關器             | $PP$ —— 工作繼電器               |
| $K_a$ —— 線性部分開關     | $T_p$ —— 燈絲變壓器             | $P_m$ —— 初始條件繼電器            |
| $K_{na}$ —— 非線性部分開關 | $\text{ЭМС}$ —— 電磁穩壓器      | $\text{Ш}_{nk}$ —— 變系數步行選擇器 |
| $K_3$ —— 延后環節開關     | $BCT$ —— 整流及電子穩壓裝置         | $\text{Ш}_3$ —— 延后步行選擇器     |
| $K_{nk}$ —— 變系數部分開關 | $B$ —— 整流器                 |                             |
| $K_e$ —— 電秒表開關      | $K_1 K_2 K_3$ —— 轉換開關的三個位置 |                             |

圖 42

在電源控制系統中，控制下列電源（見圖 42 上半部）

線性及非線性部分的燈絲電源 6.3 伏，

高壓直流穩定電源  $\pm 300$  伏及  $\pm 200$  伏，

供初始條件的直流電源 100 伏，

右項电源 100 伏（通过轉換开关得到  $\pm 100$  伏），

非線性部分的直流比較电源  $\pm 30$  伏，

變系数部分的电子管時間繼电器的供电电源——直流 200 伏，交流 6.3 伏，

迟后环節的供电电源，

計算过程控制系統中，繼电器、變系数和迟后环節中步進選擇器的線圈的供电电流——直流 24 伏，

示波器供电电源——交流 220 伏，

电秒表供电电源——交流 220 伏。

上述电源中之直流电源都是通过整流器或整流穩压器得到的，而这些裝置的輸入电压均为交流 220 伏。

計算过程控制系統由一个轉換开关和 10 个电流繼电器組成（見圖 42 的下半部）。轉換开关  $K$  有三个位置： $K_1$  为初始条件位置，在此位置时繼电器  $PH$  动作， $PH$  的触点將每个积分器的反饋回路並联一电阻，並將积分器輸入，通过輸入电阻接于初始条件电位器上，此时电容充电，即初始条件給入（見圖 43）。

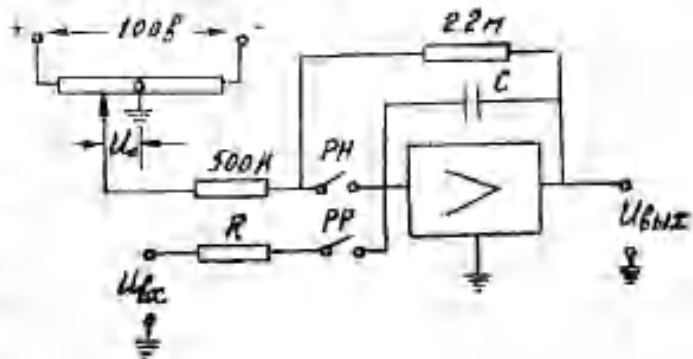


圖 43

$K_2$  为固定过程位置，在此位置上繼电器  $PH$  及  $PP$  均不动作，每个积分上的輸入均断电，因此电容沒有放电的可能，保証各變量停滯不變。 $K_3$  为工作位置，在此位置上时，繼电器  $PP$  动作，其触点將各积分器按給定線路連接起來並开始計算，与此同时  $K_3$  將电秒表的电源也接通，后者开始計时间。在电秒表回路中还有另一开关  $K_4$ ，在不需要用电秒表的时候用  $BC$  將电秒表供电回路切断。

对繼电器  $PP$  及  $PH$  的要求是：它們的动作要快而且应嚴格的同时动作，只有这样才能保証各积分器同时动作，从而保証計算的准确度。

在暫停过程时變系数及迟后环節也应固定不變。上述線路能够保証这一要求，因为變系数及迟后环節的步進選擇器的線圈的供电电源只有在工作位置时才能接通，而在暫停过程位置时是断路的。

在计算机中除了标志总电源存在的指示灯以外，在每一个小計算單元上都有自己的指示灯，以表示其供电电源的有无。

计算机的測量檢查設備如下：

驗高压穩定电源的直流电压表一塊，

測高压直流总电源的直流电流表一塊，

直流輸出电压表四塊，用它們观察計算情况，固定初始条件，調整變系数  $K(t)$  及調零等。輸出电压表的內阻应大（我們用的是万能表）。

右項輸入电表兩塊，

电秒表一塊，

示波器一台。

## 七、記錄方法

記錄方法有下列數種：

1) 陰極指示器法。用螢光板具有蓄象作用的等待掃描示波器。特制的螢光板可保持光點數十秒至數分之久，這樣就可在螢光板上看到全部解答。

2) 振子式示波器照象法。

3) 記錄器法。其結構與自動溫度記錄儀大致相同，由一套隨動系統用機械方法把結果記錄在紙條上。

4) 電秒表暫停法。輸出結果直接從電壓表上讀出。為了不影響放大器輸出級的工作，電壓表的內阻應大於100千歐以上。在不同的時間內切斷輸入信號，由於積分器反饋電容的緣故，仍能保持輸出電壓的恆。以一次積分為例（圖44），當開關 $\Pi$ 合上以後，開始積分，同時電秒表亦開始記錄時間。打開 $\Pi$ 時，讀輸出電壓及時間，可得到 $U_{max} = f(t)$ 之點。合上 $\Pi$ ，再繼續積分及記錄時間，如此反復，即能得到很多點，按照這些點就可畫出輸出電壓 $U_{max} = f(t)$ 的曲線。

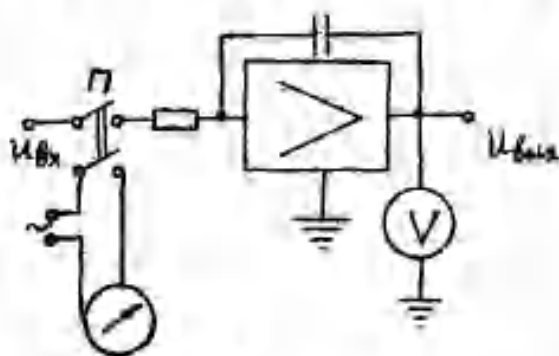


圖 44

通常在調節參數之觀察過程中，光採用電秒表暫停法（或陰極指示器），俟結果達到足夠令人滿意的程度時，再用振子示波器照象。

我們自制的模擬計算機採用了後三種記錄方法。當過渡過程的時間較長而振盪較小時，應用暫停記錄法，此法簡便迅速，能保證一定的準確度。時間較長振盪較大的方程式解，則用振子示波器照象，將電壓信號經過陰極重復器送到示波器振子。除此之外，我們還改裝了一台自動記錄儀，利用它可把模擬計算機的計算結果自動地記錄在記錄紙上。記錄儀的指針線圈作為陰極電阻接於陰極重復器的陰極，被記錄的信號經過一個另一陰極重復器加在此陰極重復器的柵極，因此線圈中電流與輸入信號成比例變化，其中的非線性關係考慮在記錄紙縱座標的刻度內。第一級陰極重復器的作用是減少柵流對輸入信號的影響。在頻率較低時，利用這個記錄方法的結果是令人滿意的。

## 八、算題舉例

用電子模擬計算機算題以前，首先必須根據方程式的形式，設計出相應的解題結構圖，然後根據結構圖來選擇計算元件和計算參數。

算題方法有顯函數法及隱函數法兩種。如果函數與自變數間的關係可以用式

$$y = f(x)$$

表示，則宜用顯函數法，計算結構圖是開路的。如欲解方程

$$\ddot{y} - 6x = 0,$$

則可改寫為

$$y = \iiint 6x dt,$$

所以又要用三個積分器串聯，而在第一級輸入  $6x$ ，就可在第三級求得  $y$  之解。結構圖如圖 45。圖 46 是方程解的時間曲線。這種時間的平方、立方函數也可用作輸入信號，作為更複雜方程式中的一項。

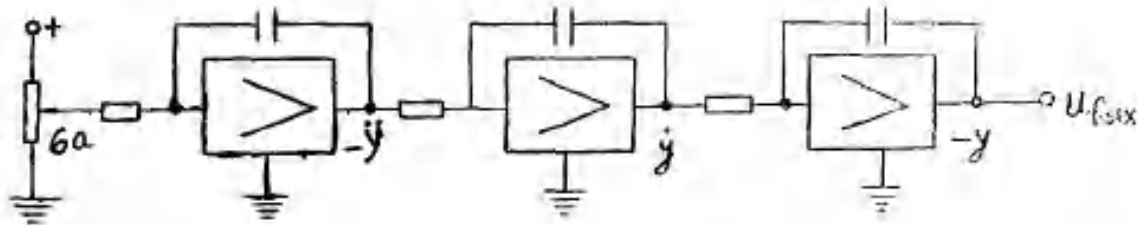


圖 45

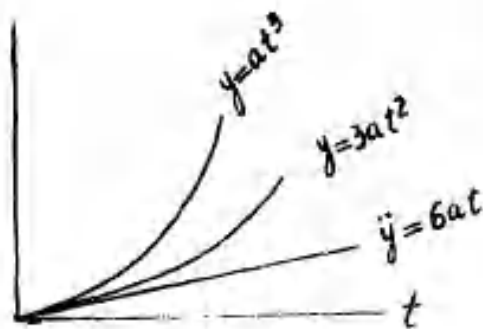


圖 46

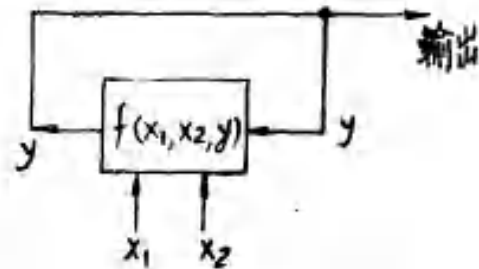


圖 47

在較複雜的方程中，方程之解往往不能以顯函數來表示，或雖能以顯函數表示，但結構却將大大複雜化，故宜採用隱函數計算法，與反饋結合起來。如欲解

$$f(x_1, x_2 \dots y, \dot{y} \dots) = y_0,$$

則只需設計解  $f(x_1, x_2 \dots y)$  之計算裝置，而將計算結果的輸出再反饋到輸入端，就可得解（見圖 47）。

現以二階線性常系數微分方程為例。如欲解

$$\ddot{y} + a\dot{y} + by = Kx,$$

若  $a$  為正值，則  $y = Ae^{-at} \sin \omega t$ ，為衰減振盪；若  $a$  為負值，則  $y = Ae^{at} \sin \omega t$ ，為不穩定振盪；若  $a$  為零，則  $y = A \sin \omega t$ ，為不衰減振盪。

將方程改寫為

$$\ddot{y} = Kx - a\dot{y} - by,$$

即視  $(Kx - a\dot{y} - by)$  三者之和為  $\ddot{y}$ ，按圖 48 結構圖之接法，即可得衰減振盪之解。系數  $a$ 、 $b$  由選擇各放大器之輸入電阻及反饋電容、電阻的值改變之。如將圖 48 中  $-a\dot{y}$  之反饋端 1 接至 2 處，則可得到不穩定振盪；如將 1 斷開，則可得不衰減振盪。計算所得解的時間曲線見圖 49。

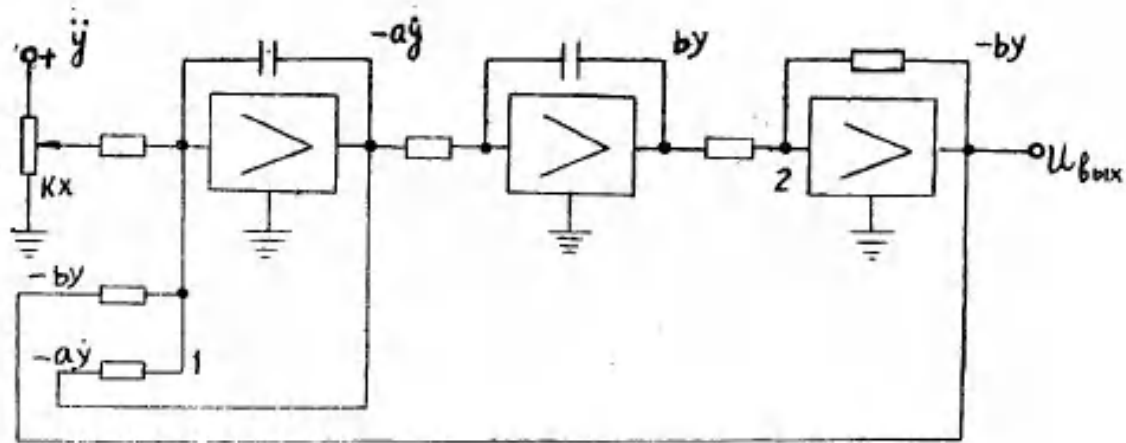


圖 48

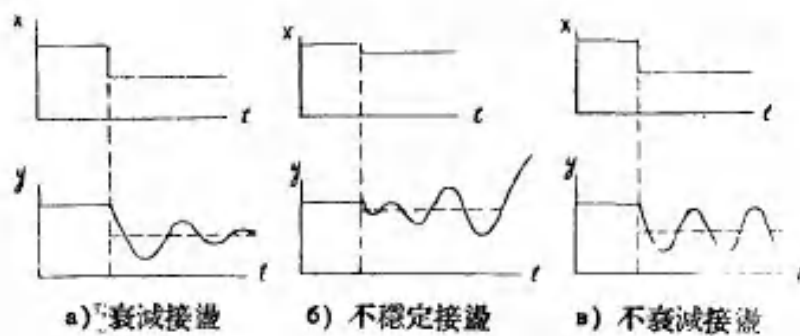


圖 49

下面举我校自动学及远动学專業研究生王广雄同志在結業設計中利用这台模拟计算机解 T 型汽轮机調速系統过渡过程为例，來說明这台计算机的准确度。

T 型汽轮机調速系統的結構圖如圖 50。

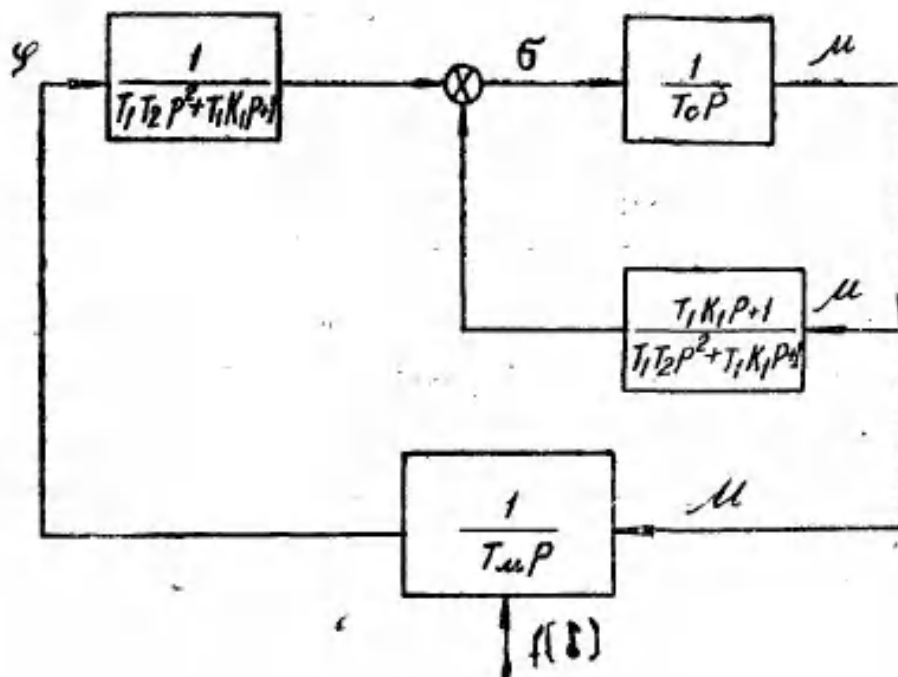


圖 41



此系統的開路傳遞函數為：

$$W(p) = \frac{1}{T_m p} \cdot \frac{1}{T_1 T_2 p^2 + T_1 K_1 p + 1} \cdot \frac{\frac{1}{T_c p}}{1 + \frac{1}{T_c p} \cdot \frac{T_1 K_1 p + 1}{T_1 T_2 p^2 + T_1 K_1 p + 1}}$$

$$= \frac{1}{T_m p [T_c p (T_1 T_2 p^2 + T_1 K_1 p + 1) + T_1 K_1 p + 1]}$$

去負荷時轉速的傳遞函數為：

$$\frac{\varphi(t)}{f(t)} = \frac{1}{1 + W(p)} = \frac{T_c p (T_1 T_2 p^2 + T_1 K_1 p + 1) + T_1 K_1 + 1}{T_m p [T_c p (T_1 T_2 p^2 + T_1 K_1 p + 1) + T_1 K_1 p + 1]}$$

即

$$\left[ p^4 + \frac{T_1 K_1}{T_1 T_2} p^3 + \frac{1}{T_1 T_2} \left(1 + \frac{T_1 K_1}{T_c}\right) p^2 + \frac{1}{T_c T_1 T_2} p + \frac{1}{T_m T_c T_1 T_2} \right] \varphi(t)$$

$$= \left[ \frac{1}{T_m} p^3 + \frac{T_1 K_1}{T_m T_1 T_2} p^2 + \frac{1}{T_m T_1 T_2} \left(1 + \frac{T_1 K_1}{T_c}\right) p + \frac{1}{T_m T_c T_1 T_2} \right] f(t)$$

式中  $f(t) = f[1]$  為單位函數。

模擬線路圖如圖 51。

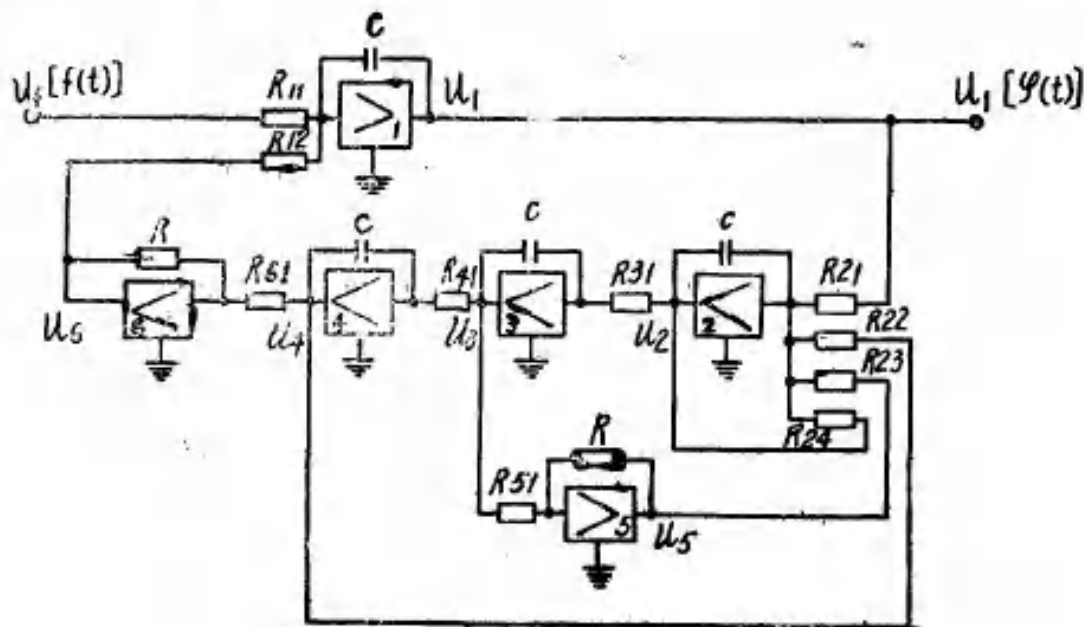


圖 51

設  $U_i$  為第  $i$  個放大器的輸出電壓，

$K_{ij}$  為第  $i$  個放大器第  $j$  個輸入的傳遞係數，

$R_{ij}$  為第  $i$  個放大器第  $i$  個輸入電阻值，

則模擬圖中電壓之關係如下：

$$U_i = -\frac{1}{p} (K_{i1} U_i + K_{i2} U_0);$$

$$U_2 = -\frac{1}{p} (K_{21} U_1 + K_{22} U_4 + K_{23} U_5 + K_{24} U_2);$$

$$U_3 = -\frac{1}{p} K_{31} U_2;$$

$$U_4 = -\frac{1}{p} K_{41} U_3;$$

$$U_5 = -K_{51} U_3;$$

$$U_6 = -K_{61} U_4.$$

式中  $p = \frac{d}{dt_M}$ ,  $t_M$  是模拟上的时间。

取  $K_{61} = \frac{R}{R_{61}} = 1$ , 並將上列方程式組按  $U_1$  解成一個高階微分方程。

$$\begin{aligned} & [p^4 + p^3 K_{24} + p^2 K_{23} K_{51} K_{31} + K_{22} K_{41} K_{31} p + K_{12} K_{21} K_{31} K_{41}] U_1 \\ & = -K_{11} [p^3 + p^2 K_{24} + p K_{23} K_{51} K_{31} + K_{22} K_{41} K_{31}] U_f \end{aligned}$$

設  $\varphi = -M_\varphi U_1;$

$$f = M_f U_f;$$

$$t = M_t t_M.$$

其中  $M_\varphi$  和  $M_f$  是變量  $\varphi$  及  $f$  的比例係數,  $M_t$  是時間比例係數。

代入上式得:

$$\begin{aligned} & \left[ p^4 + p^3 \frac{K_{24}}{M_t} + p^2 \frac{K_{23} K_{51} K_{31}}{M_t^2} + p \frac{K_{22} K_{41} K_{31}}{M_t^3} + \frac{K_{12} K_{21} K_{31} K_{41}}{M_t^4} \right] \varphi \\ & = \frac{M_\varphi}{M_f} \left[ p^3 \frac{K_{11}}{M_t} + p^2 \frac{K_{24} K_{11}}{M_t^2} + p \frac{K_{23} K_{51} K_{31} K_{41}}{M_t^3} + \frac{K_{22} K_{41} K_{31} K_{11}}{M_t^4} \right] f \end{aligned}$$

將此式與原方程式進行比較, 並設

$$K_{11} = K_{12},$$

$$K_{21} = K_{22} = K_{23},$$

$$M_\varphi = M_f.$$

則得

$$\frac{K_{11}}{M_t} = \frac{1}{T_M},$$

$$\frac{K_{24}}{M_t} = \frac{T_1 K_1}{T_1 T_2},$$

$$\frac{K_{41}}{M_t} = \frac{1}{T_c},$$

$$\frac{K_{22} K_{31}}{M_t^2} = \frac{1}{T_1 T_2},$$

$$K_{51} = \left(1 + \frac{T_1 K_1}{T_c}\right)。$$

取  $C=1 \text{ MF}$ ,  $R=1 \text{ M}\Omega$ ,  $R_{31}=1 \text{ M}$ ,  $R_{51}=1 \text{ M}$ 。按公式

$$K_{ij} = \frac{1}{R_{ij} C} \quad \text{或} \quad K_{ij} = \frac{R}{R_{ij}} \quad \text{得}$$

$$R_{11} = R_{12} = \frac{T_M}{M_1};$$

$$R_{21} = R_{22} = R_{23} = \frac{T_1 T_2}{M_1^2};$$

$$R_{24} = \frac{T_1 T_2}{T_1 K_1 M_1};$$

$$R_{41} = \frac{T_c}{M_1};$$

$$R_{51} = \frac{1}{1 + \frac{T_1 K_1}{T_c}}。$$

已知  $T_1 T_2 = 0.001$ ,  $T_1 K_1 = 0.03$ 。取  $M_1 = 0.1$ 。則得

$$R_{21} = R_{22} = R_{23} = \frac{0.001}{0.01} = 0.1 \text{ M};$$

$$R_{24} = \frac{0.001}{0.03 \times 0.1} = 0.33 \text{ M};$$

$$R_{11} = 10 T_M;$$

$$R_{41} = 10 T_c;$$

$$R_{51} = \frac{1}{1 + \frac{T_1 K_1}{T_c}}。$$

設  $T_M = 0.55$  秒,  $T_c = 0.7$  秒。

則  $R_{11} = R_{12} = 5.5 \text{ M}$ ,

$$R_{51} = \frac{1}{1 + \frac{0.03}{0.7}} = 0.96 \text{ M}。$$

取  $M_v = 0.1$ 。

根据上述参数在模拟计算机上所计算的结果列于表 5。

表 5

$U_i$ 伏	15	10	9.2	10
$t_M$ 秒	12.65	26.4	35.45	43.94

因为  $\varphi = M_{\varphi} U_1 = 0.1 U_1$ ,  
 $t = M_t t_{01} = 0.1 t_{01}$ ,

所以上面的结果可以改写成表 6。

表 6

$\varphi$	1.5	1.0	0.92	0.1
$t$ 秒	1.265	2.64	3.545	4.394

过调节  $\sigma = \frac{\varphi(t)_{\text{MAX}} - \varphi(\infty)}{\varphi(\infty)} = \frac{1.5 - 1}{1} = 50\%$

在相同参数的情况利用近似的计算方法解过渡过程，可得表 7 的结果。

表 7

$\varphi$	0.846	1.374	1.438	1.446	1.297	1.089	0.943	0.917
$t$ 秒	0.5	1	1.25	1.5	2	2.5	3	4

过调节  $\sigma = \frac{\varphi(t)_{\text{MAX}} - \varphi(\infty)}{\varphi(\infty)} = \frac{1.46 - 1}{1} = 46\%$

过调节量的误差为 4%。

计算及模拟所得过渡过程曲线见图 52。

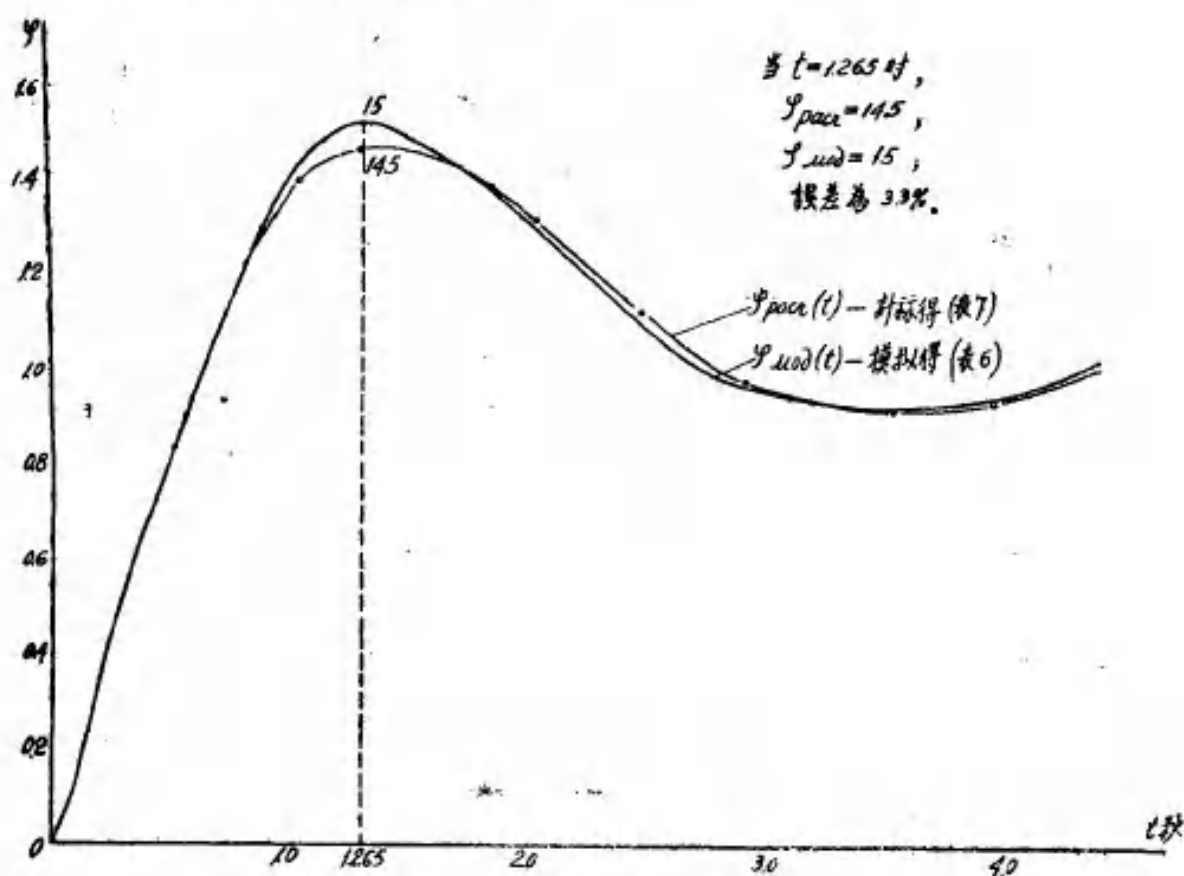


图 52

由圖中看出利用模擬計算機進行計算時有一定的誤差，但這樣大的誤差（3.3%）在工程計算中是允許的。

改變  $T_c$  和  $T_m$  的值，可以利用模擬計算機得出不同的過渡過程曲線，因此在模擬計算機上可以很快的選擇出調節系統的最佳參數。

利用模擬計算機也可以解代數方程。

設有代數方程式組：

$$\left. \begin{aligned} a_1 x + b_1 y + c_1 z + d_1 &= 0 \\ a_2 x + b_2 y + c_2 z + d_2 &= 0 \\ a_3 x + b_3 y + c_3 z + d_3 &= 0 \end{aligned} \right\}$$

解此方程式的模擬線路如圖 53。

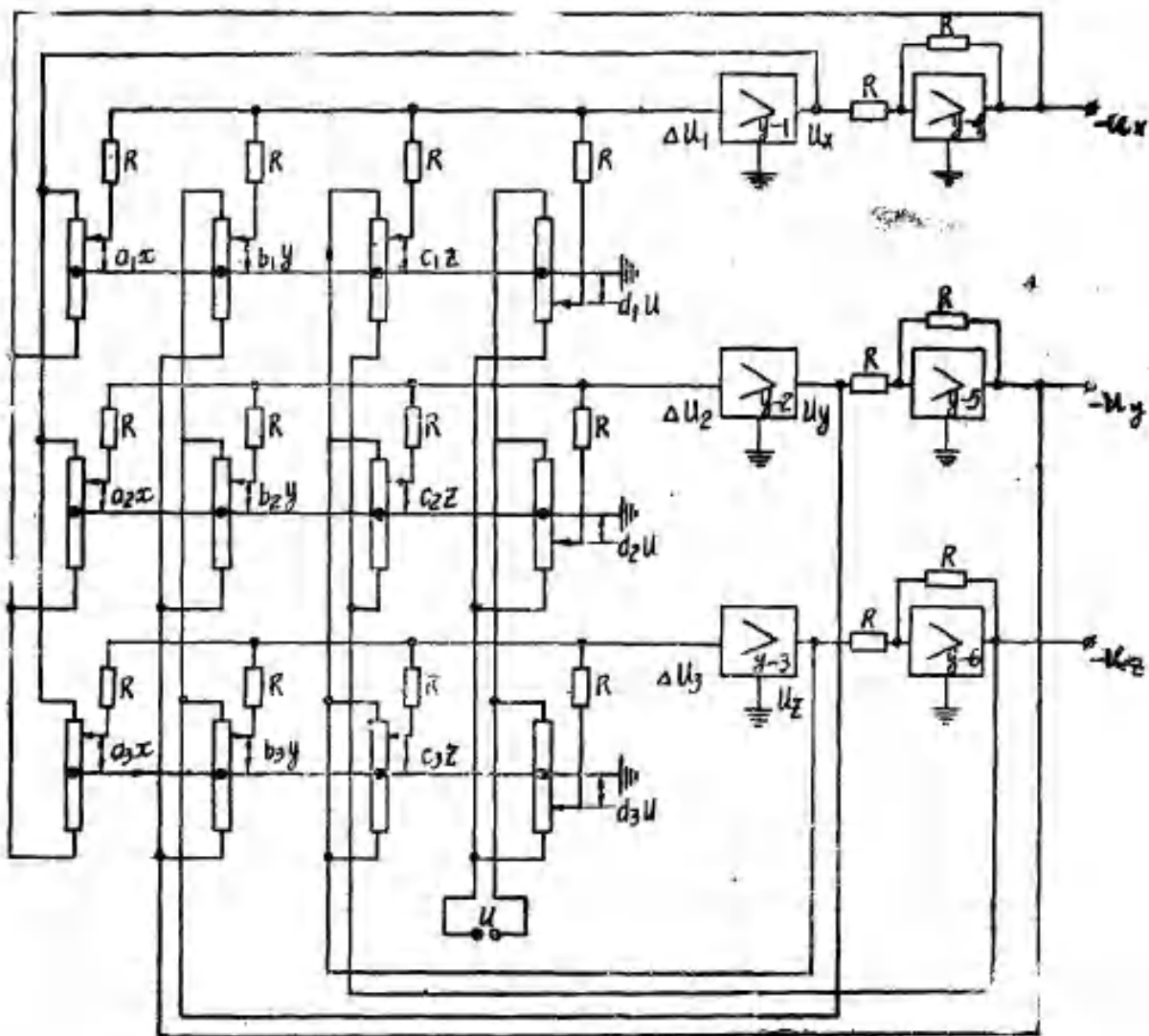


圖 53

圖中  $y-4$ ,  $y-5$ ,  $y-6$  為變號放大器。

方程式中的係數  $a_1, a_2, a_3, b_1, b_2, b_3, c_1, c_2, c_3, d_1, d_2, d_3$ ，用放大器輸入端的電器來固定（這些係數可以是正也可以為負）。

由模拟图中可得出下列关系:

$$\left. \begin{aligned} a_1 x + b_1 y + c_1 z + d_1 &= \Delta U_1 \\ a_2 x + b_2 y + c_2 z + d_2 &= \Delta U_2 \\ a_3 x + b_3 y + c_3 z + d_3 &= \Delta U_3 \end{aligned} \right\}$$

式中  $\Delta U_1$ ,  $\Delta U_2$  及  $\Delta U_3$  为放大器  $y-1$ ,  $y-2$  及  $y-3$  的输入电压。

当放大器的放大系数足够大时,  $\Delta U_1$ ,  $\Delta U_2$  及  $\Delta U_3$  接近于零, 可以忽略, 因此图中放大器输出电压  $U_x$ ,  $U_y$  及  $U_z$  即对应于未知数  $x$ ,  $y$  及  $z$ 。

### 参 考 文 献

1. Г. Корн. Т. Квирн—Электронные моделирующие устройства.
2. В. А. Трапезников—Математическое моделирование динамических систем. Электричество, № 8, 1955.
3. В. В. Гуров, Б. Я. Коган, А. Д. Таланцев, В. А. Трапезников—Новая электронная аппаратура моделирования ИАТ АН СССР. Автоматика и телемеханика, № 1, 1956.
4. Б. Я. Коган—Методика набора и решения задач на электронных моделирующих установках.
5. Б. Я. Коган—О моделировании сар при наличии типовых нелинейностей. Автоматика и телемеханика, № 2, 1955.
6. И. М. Виттенберг—Нелинейные блоки электронных моделей. Труды Второго Всесоюзного совещания по тар, т. III, 1955.
7. А. Д. Таланцев—Решающие усилители с малым дрейфом нуля. Труды Второго Всесоюзного совещания по тар, т. III, 1955.
8. Б. Я. Коган—Электронные моделирующие установки ИАТ АН СССР. Труды Второго Всесоюзного совещания по тар, т. III, 1955.
9. В. В. Гуров—Блок для воспроизведения запаздывания. Труды Второго Всесоюзного совещания по тар, т. III, 1955.
10. А. Д. Таланцев—Проектирование диодных функциональных преобразователей. Автоматика и телемеханика, № 2, 1956.
11. Б. Я. Коган—К теории нелинейных решающих элементов, использующих кусочно-линейную аппроксимацию. Автоматика и телемеханика, № 12, 1956.
12. Н. Е. Кобринский—Математические машины непрерывного действия.
13. Ф. В. Майоров—Электронные регуляторы.
14. В. А. Трапезников и Б. Я. Коган—Принципы построения электронных моделирующих устройств для исследования сар. Автоматика и телемеханика, № 5, 1952.
15. С. П. Онуфриук, А. А. Фельдбаум—Электронная модель люфта. Автоматика и телемеханика, № 6, 1956.
16. Я. И. Гриня, П. Н. Копай-гора—Блок запаздывания с использованием решающих усилителей и конденсаторов. Автоматика и Телемеханика, № 6, 1956.
17. К. В. Егоров, Основы автоматического регулирования.

(1957年3月18日收到)

# Электронное моделирующее устройство, выполненное в лаборатории математических машин ХПИ.

*Ли Чжун-жун, У Чжун-мин*

## РЕЗЮМЕ

В статье рассматривается основной принцип действия отдельных элементов и блоков современных электронных моделирующих устройств в СССР, и даются конкретные схемы и параметры отдельных элементов и блоков моделирующего устройства, выполненного в лаборатории математических машин ХПИ.

В статье имеются следующие разделы:

### 1. Электронные решающие усилители постоянного тока.

Усилитель постоянного тока является основным решающим элементом, с помощью которого можно производить сложение, вычитание, дифференцирование, интегрирование и функциональные преобразования. Рассматриваются две конкретные схемы, причем одна из них (усилитель с более мощным выходом) была разработана нами самими в лаборатории. Питание усилителей подается с электронного стабилизатора постоянного тока с предварительным электромагнитным стабилизированием. Коэффициент усиления достигает порядка от 5000 до 10000.

### 2. Типовые нелинейные элементы

Рассматривается моделирование звеньев систем автоматического регулирования, обладающих типовыми нелинейными характеристиками (ограничением координат по модулю, зоной нечувствительности, люфтом в передачах, релейными характеристиками). Показывается, что перечисленные характеристики могут быть воспроизведены при помощи сочетания решающего усилителя с диодным ограничителем.

### 3. Функциональные преобразователи

Вкратце рассматривается принцип действия кусочнолинейной аппроксимации с диодами. Даются конкретные схемы и параметры квадратичного устройства, кубического устройства, умножительного устройства и универсального преобразователя.

### 4. Блок для изменения коэффициентов

Рассматриваются разнообразные методы для изменения коэффициентов. В нашем устройстве применяется метод с шаговыми искателями. С помощью электронного реле времени можно регулировать интервал времени изменения коэффициентов. Указывается метод повышения точности для изменения коэффициентов.

### 5. Блок с запаздыванием

В системе автоматического регулирования неизбежно встречается явление с запаздыванием. Рассматриваются разнообразные методы для моделирования явления с запаздыванием. В нашем устройстве применяется метод с конденсаторами.

### 6. Схема управления

Дается полная схема управления, в том числе и управление источником питания, и введение начальных условий, и управление решением.

### 7. Метод регистрирования результата решения

По отсутствию электронного индикатора, в нашем устройстве применяется три метода регистрирования: фотографирование с помощью шлейфного (шлейфного) осциллографа, метод фиксации с электросекундомером, регистр с самопишущим пером.

### 8. Пример решения задачи

Рассматривается метод решения типовых уравнений. Дается сопоставление результата решения дифференциального уравнения системы регулирования скорости паровых турбин с аналитическим решением. Разница примерно на 4%.

В моделирующем устройстве имеются 16 решающих усилителей, 2 типовых нелинейных элемента, 2 квадратичных устройства, 2 кубических устройства, 2 умножительных устройства, 1 универсальный преобразователь. 1 блок для изменения коэффициентов, 1 блок с запаздыванием, Всего 280 электронных ламп.