自制电子模擬計算机

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动裝置實驗室同志一起所自制的電子模擬計算机，並按主要部件：直流計算放大器，典型非線性元件，函数变換器，变系数裝置，延迟后裝置，摩擦線路和記錄方法，討論了它們的种类、基本原理與所采用的結构形式。最后還举了一些計算的例題。

近代技術日益向大功率、高速度、高溫、高压及全部自动化方向發展，因而模拟方法和模拟工具在研究动态系統中的作用也就日益顯著。模拟的試驗結果可以校正計算結果，为理論分析提供更有利、更可靠的資料和数据。

模拟有兩种原理上不同的方法，即物理模拟法与数学模拟法。物理模拟法顧名思义就是用物理性質相同的模型來研究实物。如在風洞中研究飛机模型；在輸电系統动态模型中用小功率电机模拟系統的發电机等。当模拟对象的物理过程很复雜，很难用計算技術來表达时，采用物理模拟是較合适的。

数学模拟法又有兩种不同的方向：物理类比与計算裝置。

在物理类比中，采用物理性質不同，但运动規律相同的模拟；其运动規律均可用同样的微分方程表示之。例如利用电系統的振盪來研究其他系統的振盪等。

数学模拟法之另一方向为采用計算裝置（模拟計算机）。这里模型与实物間之諸變量沒有直接的对应关系，而是連續地進行着基本数学运算（加、乘、積分等）。如果已知运动系統之方程式及其系数，則可以在計算机上求其解答。

对絕大多数的运动系統來說，采用模拟計算机求解是最灵活、最通用的方法。利用模拟計算机可解各种線性、非線性常系数及變系数微分方程，而且便于給入初始条件及各种擾动，可用不同的时間比例系数來观測物理过程。近十余年來模拟計算机迅速地向电子模拟方向發展。与快速电子数学計算机比較，由于电子模拟計算机結構簡單、价格低廉、操作方便。虽然其計算誤差可达 5—10%，但在工程設計及科学研究工作中仍有很大实用价值。

模拟計算机按其結構分成：矩陣模拟計算机及結構模拟計算机兩种。后者与前者比較有很多优点，如解同一階次的微分方程所需直流放大器的数量少、結構灵活，便于接入特殊的模拟环節（如非線性及迟后裝置等），同时也便于試驗实际的調節器。哈尔濱工業大学自制的是后一种。

我們的研究工作开始于 1956 年 5 月，于 1957 年 1 月基本按裝完畢。包括十六个直流計算放大器，兩个典型非線性元件，兩个平方器，兩个立方器，兩个乘法器，一个万能函数變換器，一个變系数裝置，一个模拟迟后的裝置，兩套直流电子穩压电源。共有 280 个真空管。

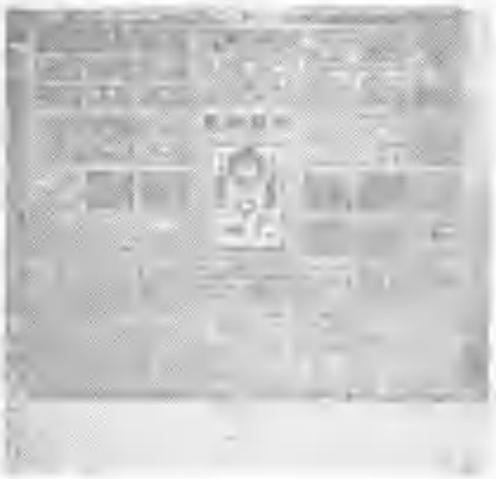


圖 1

圖 1 是計算机的外形圖。

茲就上列部件分述如下。

一、直流計算放大器

直流計算放大器是电子模拟計算机最基本的計算元件。利用直流計算放大器各种輸入及負反饋的接法，可以用來進行加、減法，乘常系数，積分、微分及函数變換等运算。

圖 2 是放大器深反饋的接法。当放大器之放大系数很大时，可以認为

$$U_{вых}=-\frac{r_2}{r_1}U_{вх},$$

此处 $U_{вых}$——輸出电压；$U_{вх}$——輸入电压。选擇輸入电阻 r_1 与反饋电阻 r_2 之值，可用來改變比例系数，亦即乘一个常系数。式中等号右項的負号表示輸出电压与輸入电压之極性相反。如取 $r_1=r_2$，則放大系数为 -1，可用作變号器。

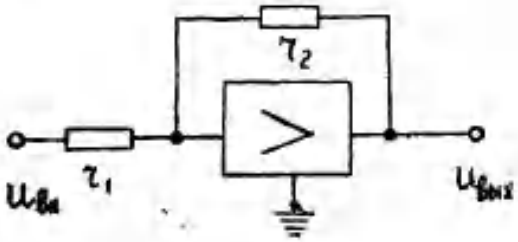


圖 2

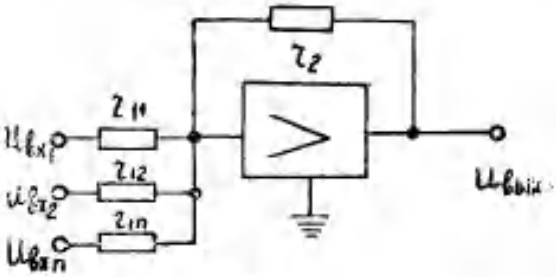


圖 3

圖 3 中的線路可用來作加減法，同时有若干个輸入。此时

$$U_{вых}=-r_2\sum_{i=1}^{n}\frac{U_{вх\,i}}{r_{1\,i}}.$$

当 $r_{11}=r_{12}=\cdots=r_{1n}=r_2$ 时，則得

$$U_{вых}=-\sum_{i=1}^{n}U_{вх\,i},$$

即輸出电压为諸輸入电压之代数和。

圖 4 中利用电容 C 作反饋，可用來作積分。此时

$$U_{вых}=-\frac{1}{r_1CP}U_{вх}.$$

若在輸入端接以电容，反饋仍用电阻，則輸出电压为輸入电压之一次導数（自變数均为时間 t）。

如同时有若干个輸入，而反饋通过並联的电阻电容，則輸出电压为諸輸入电压代数和之積分与代数和之比例值二者之和。

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

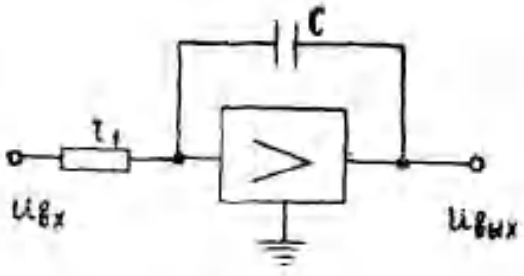


圖 4

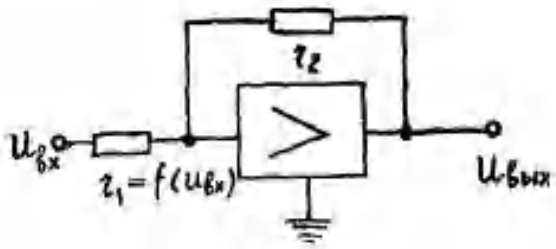


圖 5

圖 5 是函数變換器的接法。輸入电阻为輸入电压的函数，

$$r_1 = f(U_{вх}),$$

而輸出电压为

$$U_{вых} = -\frac{r_2}{r_1} U_{вх}.$$

这种函数變換器的特性决定于非線性电阻 r_1 的性能。

以上的結論都是从放大器无反饋时的放大系数 $K \to \infty$ 推演而來的；K 愈大，則計算結果就愈准確。不过直流放大器在目前还是世界范圍內沒有完全解决的技術問題之一。其主要問題在于零点波动。因此除需要有極穩定的电源外，还应該从線路中考慮有自动补償零点波动的可能。

在我們自制的計算机中共有兩种放大器。

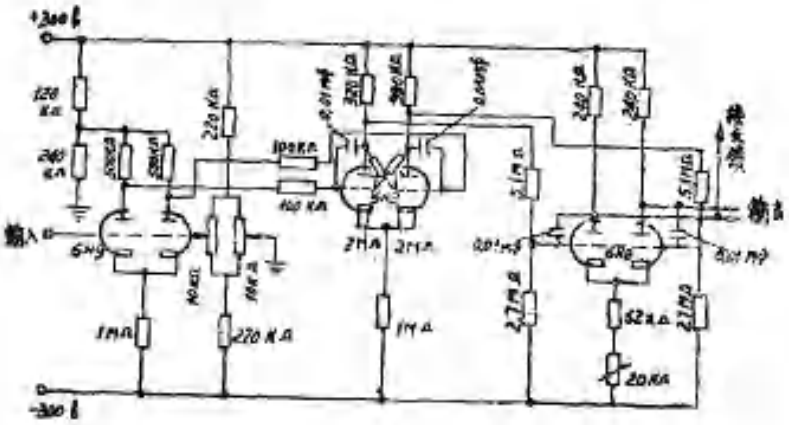


圖 6

圖 6 是其中之一。其輸出电压范圍为 ±100 伏，同时可得到兩种極性的輸出。每級均采用並联补償，零点很穩定。当真空管灯絲通过交流电磁穩压器穩压供給，陽極电源由电子穩压器供給，放大器之电阻均采用質量較高的薄膜电阻时，計算結果良好。（放大系数为 5000—10000）。

圖 6 所示的放大器所消耗功率很小，固然是其优点，但同时其輸出功率亦很小，約为 0.1 瓦。如需要將輸出接到振子式示波器以記錄計算过程，則应有功率輸出大的放大器。圖 7 是我們調整出來的一种線路。当真空管灯絲由蓄电池供給，陽極电压由电子穩压器供給时，零点亦甚穩定。放大系数为 4000—5000，輸出功率足可供給 1.5 毫安振子的工作。

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

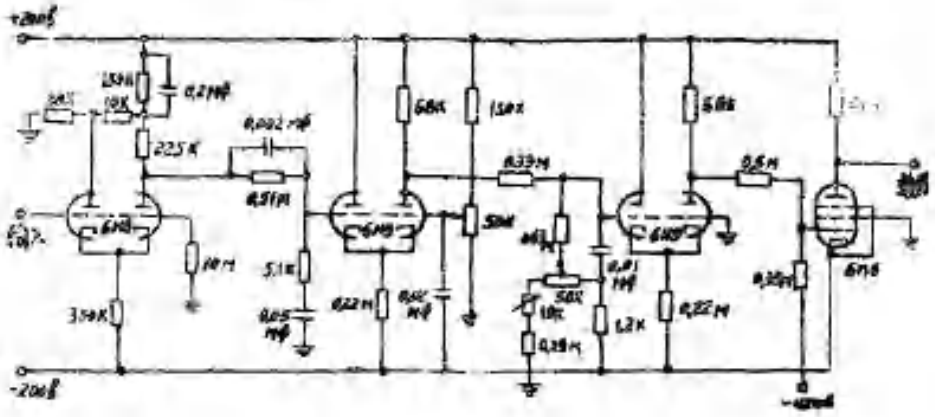


圖 7

放大器都裝在匣子里（見圖 8），由一个轉換开关來切換全部电源。在放大器內部已接入若干反饋电容与反饋电阻，由一个轉換开关來选擇。（見圖 9）。

圖 8

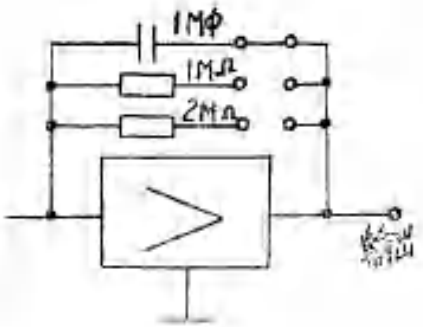


圖 9

二、典型非線性元件

自动調節过程的加速和对靜、动准確度的要求的提高都使我們不能不更多的注意調節对象及調節器中非線性特性的影響。在很多情况下調節回路中加入非線性元件会大大地改善自动調節系統的动特性，但在某些情况下非線性的影響会導致系統的不穩定。因此在研究和設計自动調節系統当中，非線性元件的影響是不应忽視的。

当自动調節系統的运动方程高于二階的时候，用計算的方法决定系統的过渡过程並考慮到非線性的影響就会遇到很大的困难，計算要佔用很多的时間。在这里利用模擬方法，尤其是基于計算裝置的数学模擬会对加速非線性自动調節系統的計算及調整給予很大的帮助。

近年來电子模擬裝置主要是沿着非線性元件的擬制的方向發展。利用这些元件可以進行一些非線性动态問題的研究，这对非線性自动調節系統是有很大意义的，而大多数的自动調節系統在靜、动准確度要求較高的情况下都不能被認为是純線性的。非線性元件的產生大大擴大了模擬計算机的使用范圍。

我們自制的电子模擬計算机也裝有非線性部分，其中包括下列在調節系統中常見的几种类型的非線性元件：

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

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），例如座标限制、傳动空隙、乾摩擦及繼电器特性等。

2） 基本非線性函数（單變数的），例如 $y=x^2$，$y=x^3$，$y=\sin x$ 及 $y=\cos x$ 等均属此类。

3） 單變数的任意單值函数，例如一些以实驗方法得到的以圖表表示的函数皆是。

4） 兩變量乘除法。

下面略述在我們自制的电子模拟計算机中采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，例如飛机控制系統中舵面在中線兩边的偏移都受限位器的限制，又如随动系統中轉角的變化受系統飽和的限制。因此用模拟計算机來研究这些系統时就必須有与这种特性相对应的元件，这一元件就叫作截止器。常用的截止器，即我們采用的截止器是二極管截止器，截止器的特性如圖 10 所示。

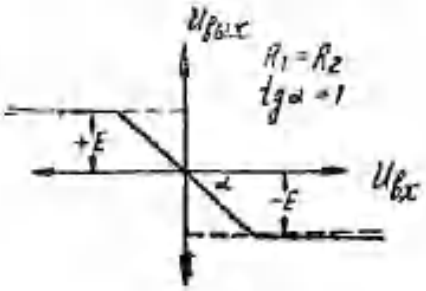


圖 10

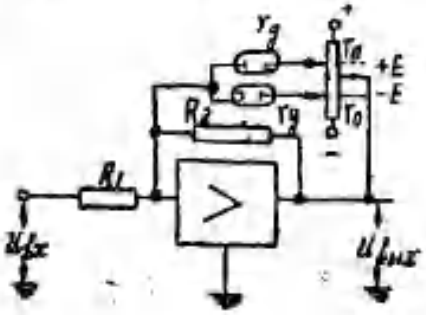


圖 11

在線路中把二極管截止环節接于計算放大器的輸入端（与輸入信号串联）或接于計算放大器的反饋回路（与反饋电阻並联），有时也接于輸出端。我們采用了第二种線路（見圖 11）。

二極管通电以前截止器的放大系数为一常数

$$K=\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{-R_2}{R_1}$$

二極管導电以后，放大系数接近于零（$K\to 0$）。

$$K=\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{-R_2}{R_1}\ \frac{r_g+r_0}{R_2+r_g+r_0}$$

式中 r_g 为二極管內阻。

当 $R_1=R_2=1$ 兆欧，$r_g=500$ 欧，$r_0=5$ 千欧时，則

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

因放大系数很小，故可認为輸入电压繼續上昇时，輸出电压保持一定（截止电压值）。降低电阻 r_g 及 r_0 之值可減小誤差，为此要采用內阻小的二極管（我們用的是 6Н6 型）和电阻小的截止电位器（我們用 5 千欧）。

2） 不灵敏区

在調節器中嚴格地說都有不灵敏区存在，就是說調節量必須超过一定值后才能起調節作

用。不灵敏区的特性見圖 12。將二極管截止环節串联地接在計算放大器的輸入端，即可得到这样的特性（見圖 13）。

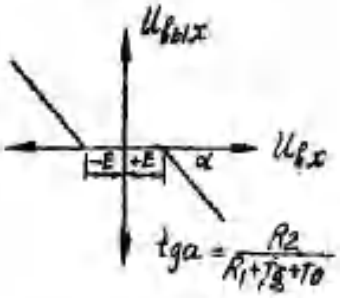


圖 12

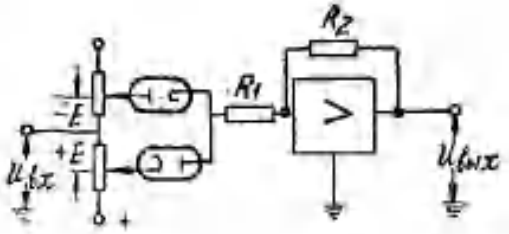


圖 13

3） 傳动空隙：

在傳动空隙的模拟中要包括兩个环節：一是不灵敏区的模拟，一是在主动坐标反轉后未超过傳动空隙之前保持随动坐标不變的环節。

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

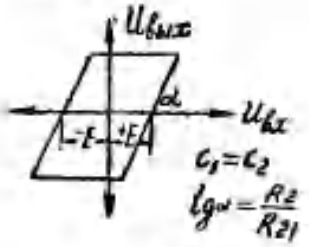


圖 14

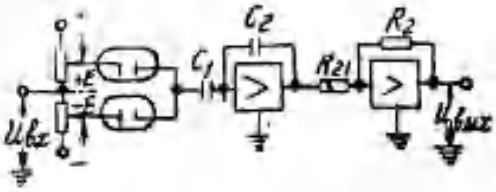


圖 15

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动空隙的截止电压 $2E$ 之前，輸出电压基本上保持不變。

圖 16 是基于随动系統原理而組成的傳动空隙的模拟線路。線路中应用了三个計算放大器（加法器、變号器和積分器）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，也就是說積分器的輸入端断路，因此積分器的積出电压保持不變，二者之差超过 $2E$ 之后輸出电压又將随輸入电压的增加（減少）而增加（減少）。

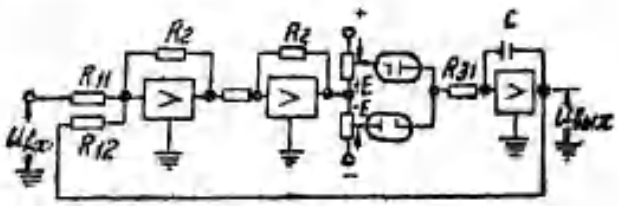


圖 16

此外，用二極管截止器与陰極重复器联合也可作傳动空隙的模拟。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

量的情况下將电容上的电压傳到下一級。它們使線路變得复雜，並且若这一裝置本身有誤差的話，則使模拟准確度降低，除此之外二極管特性下部的非線性造成傳动空隙特性轉折点处的誤差。在电流較小时，二極管的內阻較大使特性變化很慢，已不是直線关系。

由于上述的种种原因，这样的線路不能用在准確度較高的电子模拟中。故好应用如圖 17 所示的按补偿原理構成的線路。

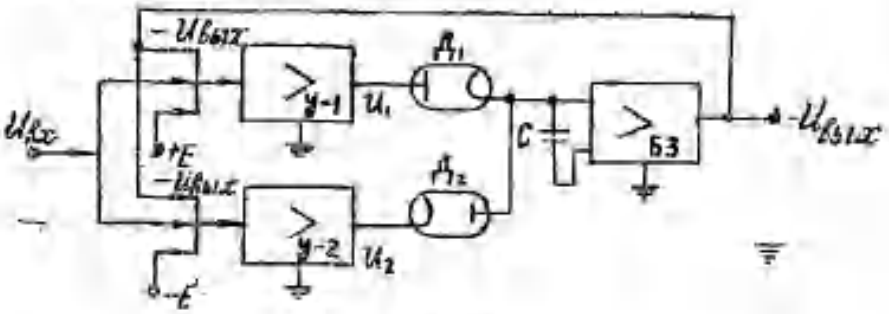


圖 17

輸入信号 U_{BX} 作用在兩个放大系数很大的放大器上，放大器的輸出通过二極管与記存裝置相接。在空隙区域內，記存裝置保持电容上的电荷不變。不在空隙区域內时，記存裝置本身就成为一个放大、慣性或積分环節。

若 $U_{BX}=0$，$U_{BHX}=0$，則二放大器的輸入电压 $U_1=E>0$，$U_2=-E<0$，二極管 $Д_1$ 及 $Д_2$ 都不能通电。增加輸入电压 U_{BX} 之值，当 U_{BX} 比 $|U_{BHX}+E|$ 稍大一点的时候，U_2 就變为正。由于放大器 У-2 的放大系数很大，很小的 U_2 就可使 $Д_2$ 導电，通过 У-2，Д2 及 Б3 反饋回路封閉，因此線路可自动的保証 $U_2=U_{BX}-U_{BHX}-E=0$ 的关系，达到傳动空隙特性的要求。

此种补偿線路有一个很大的优点，就是二極管特性下部的非線性以及这些特性的變化（如灯絲电源的波动所引起的二極管特性的變化）对線路工作的准確度实际上是沒有影響的。在反饋接通时，即在空隙区域以外，靜誤差等于普通放大环節的誤差，而动誤差由反饋回路的时間常数來决定。在空隙范圍內誤差由記存裝置輸出方面的漏电决定。

同理，当 U_{BX} 比 $|U_{BHX}-E|$ 稍小一点的时候，$U_1=U_{BX}-U_{BHX}+E<0$，得出另一半空隙特性。

4）繼电器靜特性

靜繼电器特性如圖 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繼电器特性的模拟（見圖 19）。

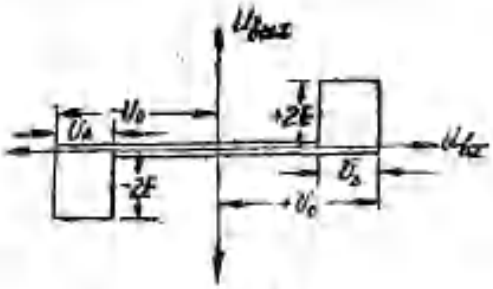


圖 18

当 U_{BX} 小于 U_0 时，放大器 1 和 2 的輸出电压 U_1 及 U_2 的絕对值相等並等于 E，但極性相反，因此在放大器 3 的輸出端不会有电压產生。当 U_{BX} 超过 U_0 一点点的时候，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为 $2E$ 的电压。由輸出电压 U_{BHX} 中引电压 U_Δ 反饋到輸入端，其目的是使釋放电压比动作电压小 U_Δ，即保証 U_{BX} 剛开始減小时 U_{BHX} 不變，相差超过 U_Δ 时 U_{BHX} 突然減小至零。改變 U_0 及 U_Δ 可以得到各种各样的繼电器特性。

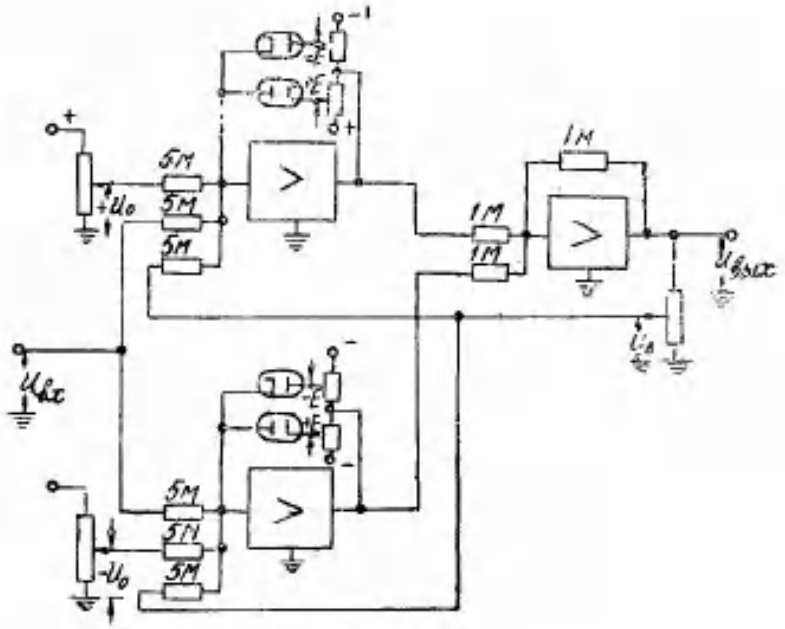


圖 19

5） 輸出軸上有摩擦的慣性执行机構的模拟

帶摩擦的慣性执行机構的方程式如下：

$$(T_p+1)\,\omega=K\sigma-\frac{1}{b}\,u_{тр}\ \mathrm{sign}\,\omega\,.$$

式中： T ——执行机構的时間常数；

x ——执行机構的輸出座标值；

ω ——輸出軸速度；

σ ——控制信号；

K ——放大系数；

$u_{тр}$ ——乾摩擦轉矩；

b ——自平衡系数；

$\mathrm{sign}\,\omega$ ——表示 ω 的非線性函数。

执行机構的特性如圖 20。

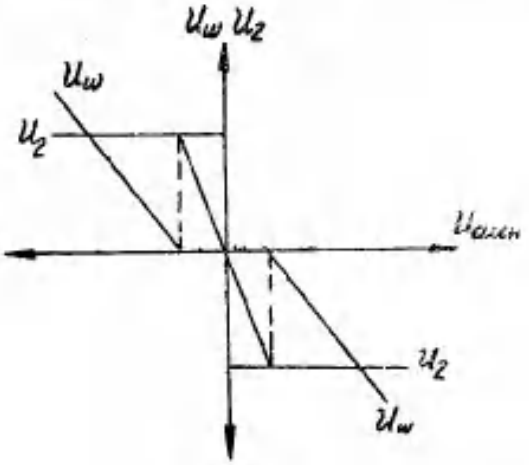


圖 20

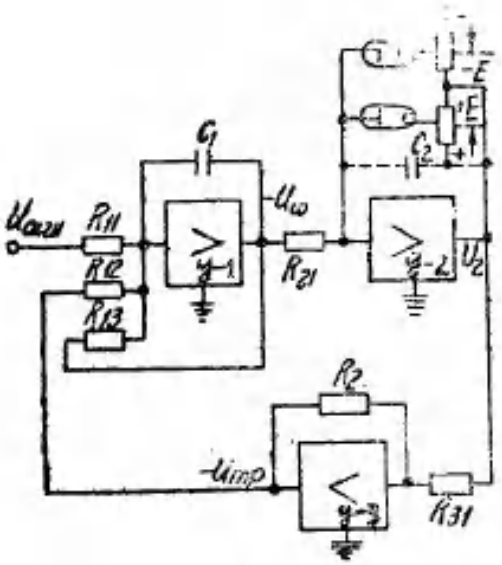


圖 21

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnk

当外加轉矩未达到最大摩擦轉矩之前，执行机構不动作，摩擦轉矩隨外加轉矩的增加而增加，当作用轉矩超过最大摩擦轉矩之后，摩擦轉矩保持最大值而不變，这时执行机構开始动作，產生速度。模拟線路見圖 21。

当輸入信号 σ 小于摩擦轉矩的时候，線路的工作与繼电器隨动系統相同。由于放大器 У—2 的放大系数很大，因此当 ω 比零稍大一点的时候，放大器 У—2 的輸出 $u_{тр}$ 就达到 E 值。可認为在放大器 У—2 的反饋回路未接通之前 ω 一直为零，而这时 $u_{тр}$ 却隨 σ 的增加而增加。克服摩擦力后，相当於 $u_{тр}=E$ 之后，反饋回路接通，放大器 2 的放大系数接近于零，$u_{тр}=E$ 保持不變，而角速度 ω 开始上昇。

在模拟計算机中共有兩个典型非線性元件，每个非線性元件中有 3 个二極管截止器，利用它們就可進行各种典型非線性的模拟。典型非線性外形圖見圖 22。

三、函数變換器

函数變換器亦属于非線性計算元件。例如 $y=x^2$，$y=x^3$，$y=x_1\cdot x^2$，$y=\sin x$，$y=\cos x$ 等。此处 y 对应于輸出电压 $U_{вых}$，而 x 对应于輸入电压 $U_{вх}$。在我們的計算机中都采用二極管分段逼近法；將二極管函数變換器与直流放大器結合运用，以达到函数變換的目的。

1） 基本工作原理

二極管函数變換器的結構圖見圖 23。因放大器的放大系数很大，而輸出电压的最大值是有限的（±100 伏左右），故 0 点之电位可視作接地。而

$$I_1=I_2.$$

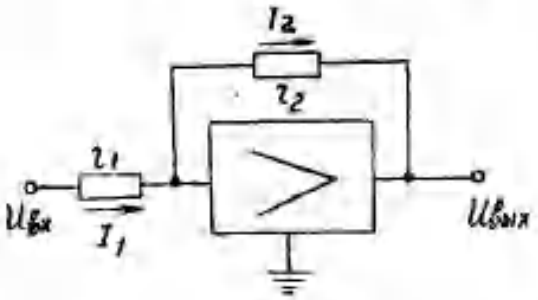


圖 23

通常 r_2 为線性电阻，而 r_1 为非線性电阻，故

$$I_1=\frac{U_{вх}}{r_1(U_{вх})}=f(U_{вх})$$ 亦为非線性关系。

至于輸出电压

$$U_{вых}=I_2r_2=I_1r_2=r_2f(U_{вх})$$ 亦將为非線性关系。所以实际上問題就在于如何設計非線性电阻 r_1 及確定 $I_1=f(U_{вх})$ 的关系。

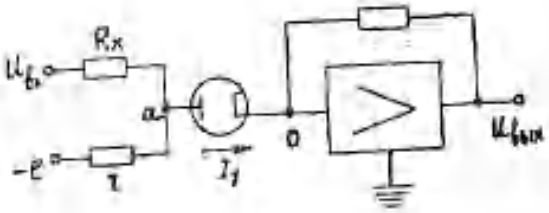


圖 24

我們采用的是帶接地电位的二極管元件（圖 24），其工作原理可以这样来解釋。二極管只有在 a 点电位为正时才开始導电。二極管在導电时之內阻 $R_д=500$ 欧，因 $R_x>>R_д$，故可忽略二極管之电压降，即 a 点之电位亦为零。設 E_c 为相当于二極管开啓时的偏压，当

$$U_{BX} \leq E_c\ , \qquad I_1 = 0\ ,$$

$$U_{BX} \geq E_c\ , \qquad I_1 = \frac{U_X}{R_X} - \frac{e}{r}\ .$$

但当 $U_{BX} \geq E_c$ 后，a 点之电位始終为零，故

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

$$I_1 = \frac{U_X - E_c}{R_X}\ ,$$

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，將特性曲線 $I_1 = f(U_{BX})$〔亦即比例于 $U_{BBX} = f(U_{BX})$〕分段，由若干个二極管元件並联起來。当輸入电压 U_{BX} 逐漸變化时，各二極管亦相应地逐一开啓或截止，就可达到改變輸入电阻的目的。

2） 平方器

如欲得到 $I_1 = U_{BX}^2 \cdot 10^{-4}$（毫安）之變換，則二極管元件之伏安特性如圖 25。把曲線分成九段，每段对应于一个二極管元件，总的線路圖如圖 26。U_{BX} 通过逆相器接到兩个並联的二極管，这样可保証无論 U_{BX} 为正值或負值，平方器都能工作。計算数值見表 1。

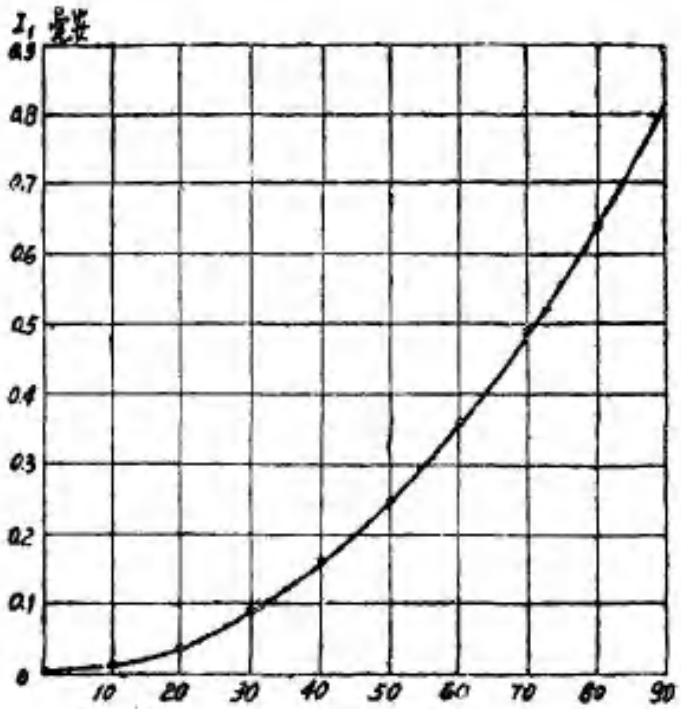


圖 25

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki

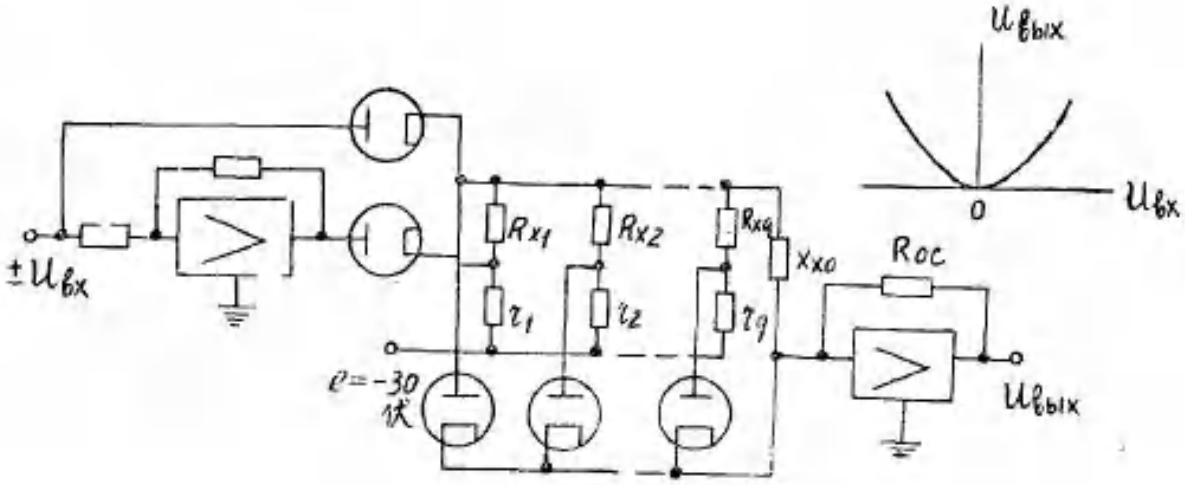


图 26

表 1

K	$U_{вxk}$	I_{1k}	$\Delta U_{вxk}$	ΔI_{1k}	R_k	R_{xk}	r_k
	伏	毫安	伏	毫安	仟欧	仟欧	仟欧
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 $U_{вxk}$ 表示第 K 段二極管开啓之偏压值。計算公式如下：

$$\Delta U_{вxk}=U_{вx(k+1)}-U_{вxk};$$

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

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

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

$$r_k=R_{xk}\frac{e}{U_{вxk}}.$$

二極管全部采用 6X6。比較电压 $e=-30$ 伏。

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki

3） 立方器

利用同样的分段逼近原理，可設計出立方器。其原理圖見圖 27 。具体数据 見表 2 。

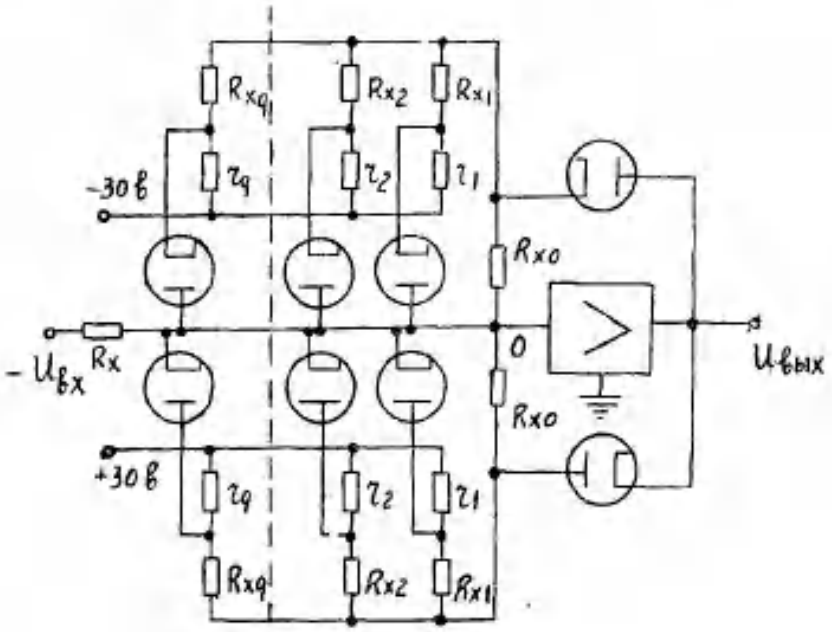


圖 27

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。

圖 28

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

$$U_{вых}=\frac{1}{100}U_{вх_1}\cdot U_{вх_2},$$

因

$$I_1=I_2=\frac{U_{вых}}{R_{oc}},$$

故可根据

$$I_1=-\frac{1}{400R_{oc}}\left[(U_{вх_1}+U_{вх_2})^2-(U_{вх_1}-U_{вх_2})^2\right]$$

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。該線路可保証作四个象限之运算。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。

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

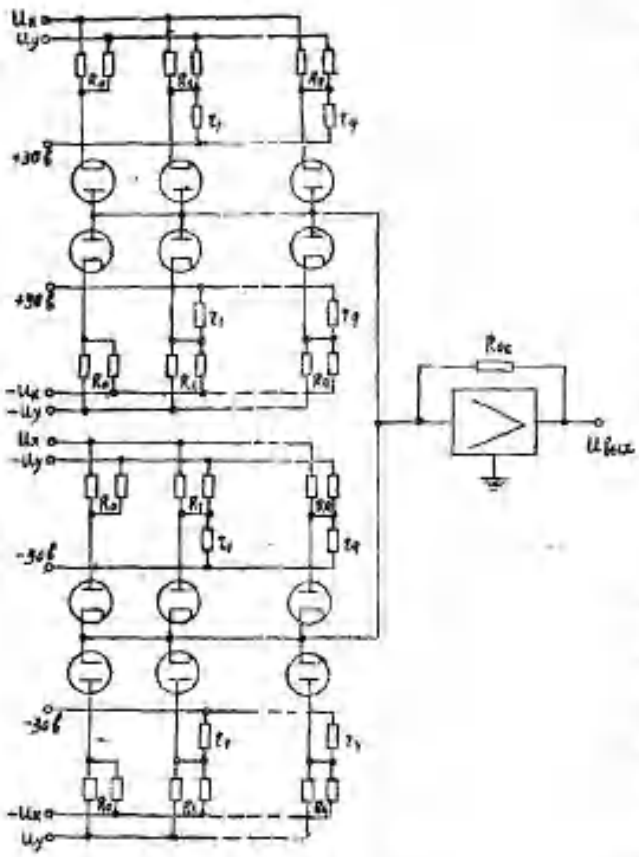


圖 29

表 3

K	0	1	2	3	4
R_k 仟欧	1120	560	559	557	555
r_k 仟欧	—	840	420	278	208
K	5	6	7	8	9
R_k 仟欧	553	551	549	547	545
r_k 仟欧	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

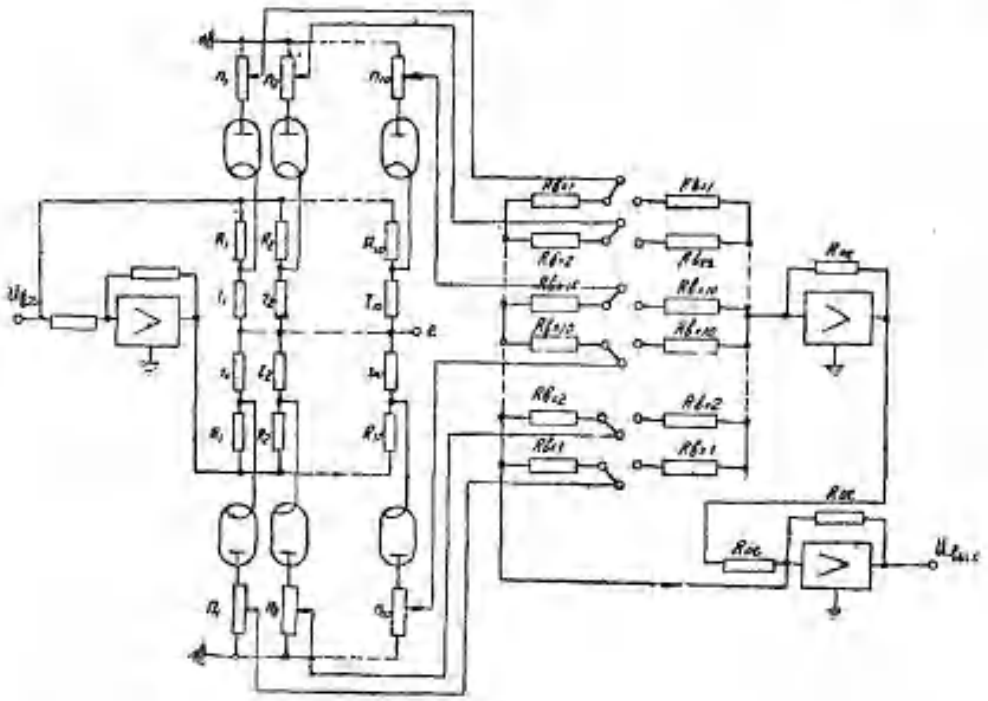


圖 30

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昇的和下降的的函数。線路的具体参数見表 4。

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

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
Π_k 仟欧	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500
$R_{нxx}$ 仟欧	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000

反饋电阻 R_{oc} 之值依具体函数而应。

由于电阻 R_k 及 r_k 之值較小，此函数變換器要求輸入电压 $U_{вx}$ 具有足够的功率。

四、變系数装置

在工業調節系統及自动控制系統的設計及动特性研究当中經常要解變系数微分方程，因此現代模拟計算机都有變系数这一环節。得到變系数的方法有下列几种：

1） 利用凸輪系数變換器，通过由电动机带动的凸輪及与凸輪接触的頓桿机構，带动电位器的轉动軸，从而达到按凸輪形狀所对应的函数來改變电位器电阻以得到變系数的目的。

2） 利用步進选擇器以分段逼近方式得到时間的函数 $K(t)$。

3） 利用电动机带动滑动触头以分段逼近方式得到随时間變化的系数 $K(t)$。

4） 利用电子开关。

在我們自制的电子模拟計算机中采用了上述第二种方法，即利用步進选擇器与計算放大器相配合的方法得到變系数（見圖 31）。

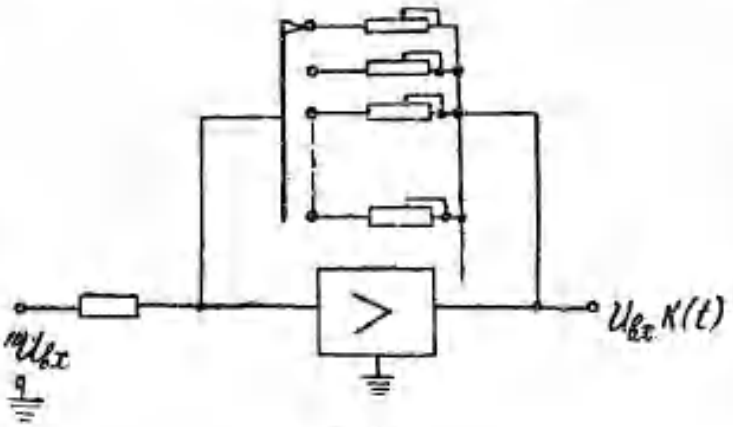


圖 31

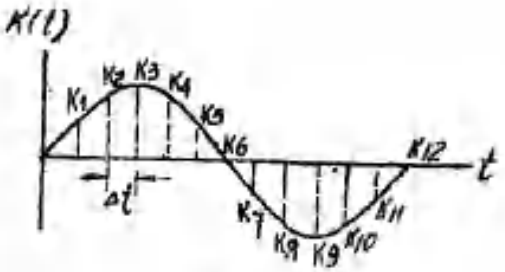


圖 32

在圖 31 中一排与步進选擇器串联的可變电阻器並联地接于計算放大器的反饋回路中，当步進选擇器动作时反饋电阻就按予先調好的函数作不平滑的變化。这里是应用分段逼近法如圖 32。

步進选擇器的动作由电子管时間繼电器來控制（見圖 33）。改變栅極回路中 RC 之值可在很大范圍内改變 Δt，这样就能模拟不同速度的时間函数。

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

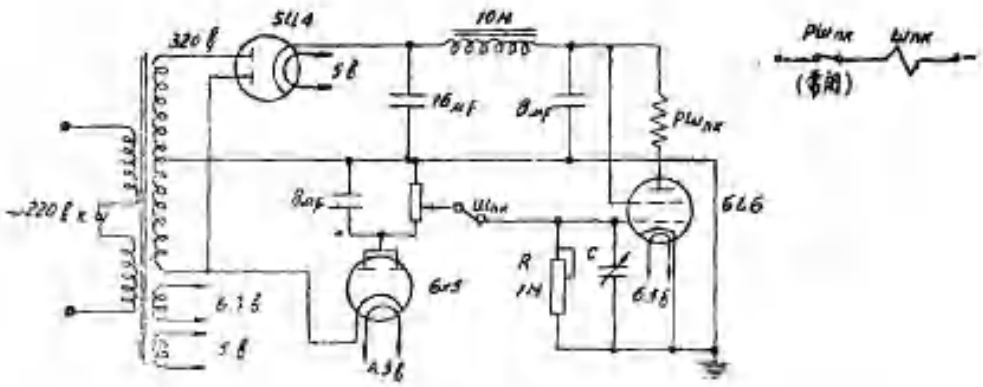


圖 33

在应用變系数裝置之前，首先按已知系数 $K(t)$ 調反饋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，标示着步進选擇器的接触位置。

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。

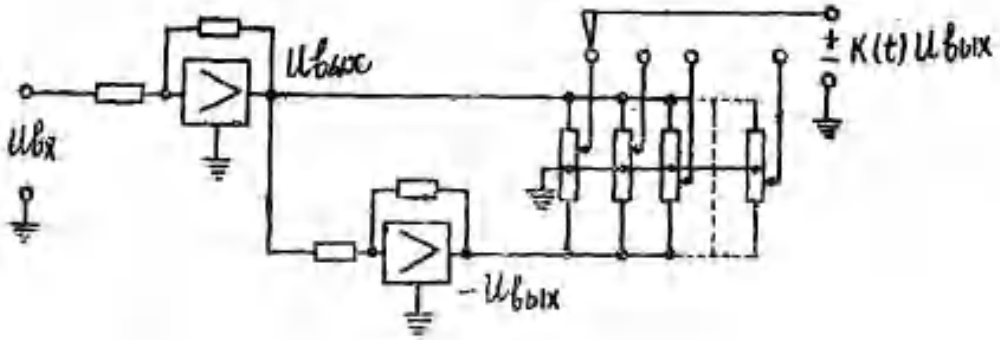


圖 34

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（最好用电橋法定系数）。

3） 使步進选擇器的动作隨函数的形狀而改變速度。曲線變化劇烈的地方动作速度要快，而徙度小的地方动作要慢，也就是說使步進选擇器的动作速度与系数 $K(t)$ 的微分的絕对值成正比（見圖 35）。

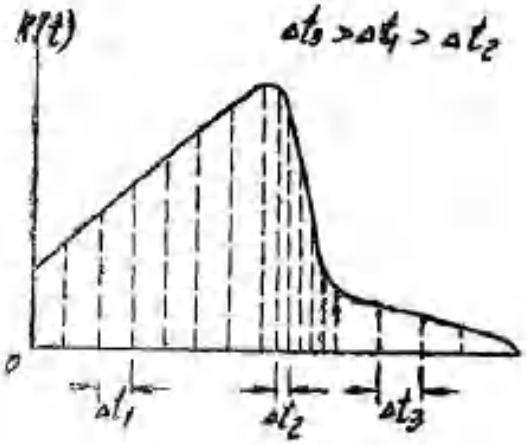


圖 35

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

步進选擇器系数變換器的优缺点：

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

优点：1）具有万能性及灵活性，利用它可得到各种形式的變系数並且比較容易改變；

2）容易制造，因为利用了具有很好的接触系統的步進选擇器使制造大为簡化；

3）具有一定的准確度；

4）有改變动作速度（即改變 Δt）的可能性。

缺点：1）不平滑變化；

2）不能得到變化很快的时間函数（因 Δt 不能过小），但它的速度已能滿足工業調節系統等方面的要求。

五、定遲后裝置

在模拟自动調節系統运动方程时，往往需要模拟定迟后的現象。因定迟后首先在工業調節系統中就会碰到（迟后时間为 0.05 秒——20 分）。

在工業对象中由于受物質运动速度有限性的影響而產生定迟后的現象。例如在軋鋼机上鋼板厚度的調節系統中，測量元件（厚度計）与执行元件（加压裝置）的位置之間有一定的距离；因此当鋼板速度为有限值的情况下，在加压与測量之間存在一定的迟后，另一个典型例子，在濃度自动調節系統中，当某一成分改變时也要產生迟后。在其他一些热过程調節系統中，由于各种管道的存在，也不可避免的要有迟后現象。

迟后元件的另一功用是：在研究复雜的工業对象时，把高階运动方程式用一些帶迟后的一階或二階微分方程來代替，这样就可大大的減少模拟設备。

在研究高速調節系統时，經常需要考虑很小的迟后（10—100 微秒左右），这样的迟后存在于調節器中。

目前作定迟后的方法有：

1）利用无源四端网路，即延迟線。

2）利用有源四端网路，它的傳遞函数在一定的准確度內近似于迟后函数 $e^{-p\tau}$。

3）利用磁性裝置，用磁帶把信号存起，經迟后时間再引出。

4）利用电容記存，其中要用机电轉換裝置，此裝置可用步進选擇器或电动机來組成。

5）利用示波管記存裝置。

6）利用液压元件。

我們自制的模拟計算机用的是上述第四种办法，即用步進选擇器与电容器配合組成迟后裝置。

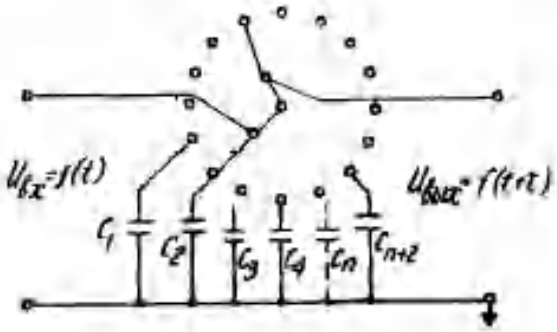


圖 36

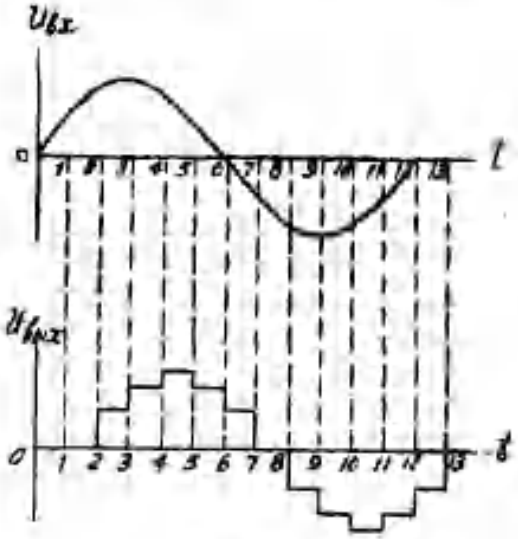


圖 37

記存器由一組电容器組成，这些电容器每隔 Δt 时間依次被輸入电压 $U_{вх}=f(t)$ 充电（如圖 36）。

若輸入电压为正弦函数，則輸出电压 $U_{вых}=f(t+\tau)$ 为一階梯狀函数（見圖 37）。这里 τ 为迟后时間，其值由动触头的轉动速度及放电触头落后于充电触头的角度（电容个数）來决定。

电容記存器的輸出电压若直接接下一級，則电容通过負載放电。为了解决放电問題要附加隔离裝置，一般用計算放大器作为隔离裝置。

記存器的輸出电压是階梯形的，誤差較大。为了把它改變成平滑的曲線，还要增加补偿裝置，迟后裝置的总結構圖如圖 38 所示。

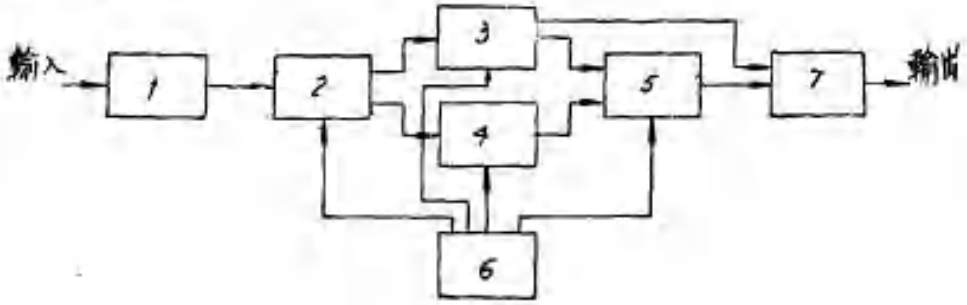


圖 38

圖中：

1. 輸入裝置；
2. 記存裝置；
3. 隔离裝置 1；
4. 隔离裝置 2；
5. 線性补加裝置（补偿裝置）；
6. 切換裝置；
7. 輸出裝置。

輸入裝置是一个有源四端网路，計算放大器的輸入电阻应大，这样对前一級的影響就小，而它的輸出电阻应小，以保証电容器在最短时間內充滿电压。

記存裝置中的电容器的質量直接影響准確度，它們的漏电应很小，不然就不能模拟时間較長的迟后現象。

隔离裝置是迟后裝置时很重要的一部分，即使有微小的放电也会帶來顯著的誤差。隔离裝置線路見圖 39。

为了去掉由于切換时放大器反饋回路断路而引起的誤差，与电容 $C_1C_2\cdots C_n$ 並联一电容 C_0，其值远远小于 $C_1C_2\cdots C_n$。加附加电阻 R_g 可減少漏电。

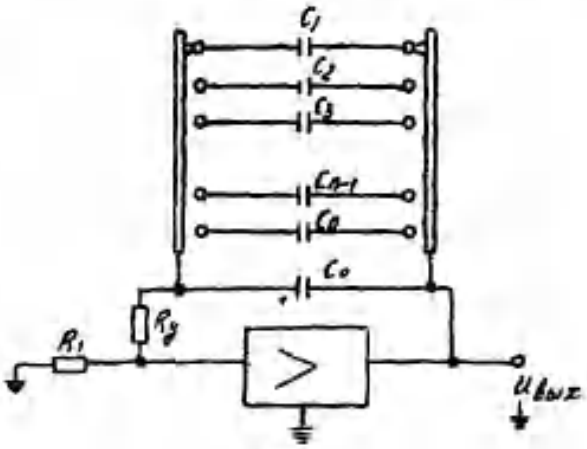


圖 39

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

線性附加裝置是使階梯形的輸出电压變成平滑變化的輸出电压的裝置，其線路見圖 40。

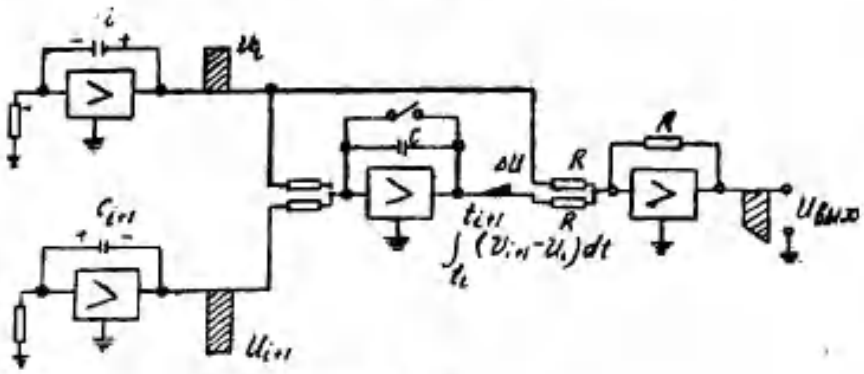


圖 40

圖 40 中应用兩个隔离裝置，它們輸出兩相鄰的但極性相反的兩个电压，二者之差卽为階梯高度。將此电压差積分卽將附加电压，ΔU 与階梯變化的輸出电压通过輸出裝置相加卽得出平滑變化的輸出电压。

積分器的时間常数要选得合适。

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

式中 U_i ——第 i 个电容器上的电压；

U_{i+1}——第 $i+1$ 个电容器上的电压。

（此兩电压在时間为 t_i 时同时給入積分器）

$$\frac{1}{RC}\int_0^{\Delta t}\Delta U\,dt=\frac{\Delta t}{RC}\Delta U=\Delta U\ .$$

由式中知 $$RC=\Delta t\ .$$

由圖 41 可以看出，加上附加电压后階梯的函数卽變成平滑的正弦函数。

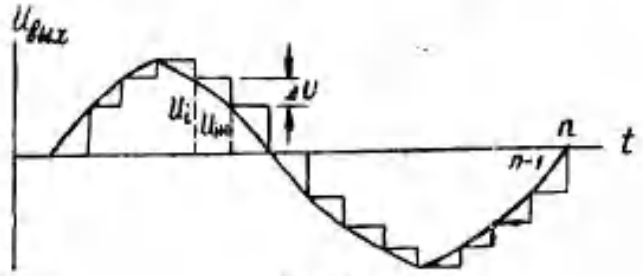


圖 41

在我們制敢的迟后裝置中应用了三个步進选擇器，共 8 排，每排 33 个接头，一个电子管时間繼电器（用它控制步進选擇器的动作时間）及 33 个电容器（1 微法）。为了操作及观察方便起見，在迟后环節正面裝有很多指示灯，用以表示各步進选擇器的位置及迟后时間的大小。

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. https://www.cnki

六、控制線路

控制線路是計算机的神經，通过它把各种計算元件以及各补助設备联系在一起，成为一个統一的能解微分方程的整体。控制線路的具体任务是：使計算机起动和停止，檢查計算过程；發現一些較大的毛病和誤差及進行过載保护等。

对控制線路的要求是：操作簡單、方便，工作可靠，使操作者不需要有特殊的技術准备等。

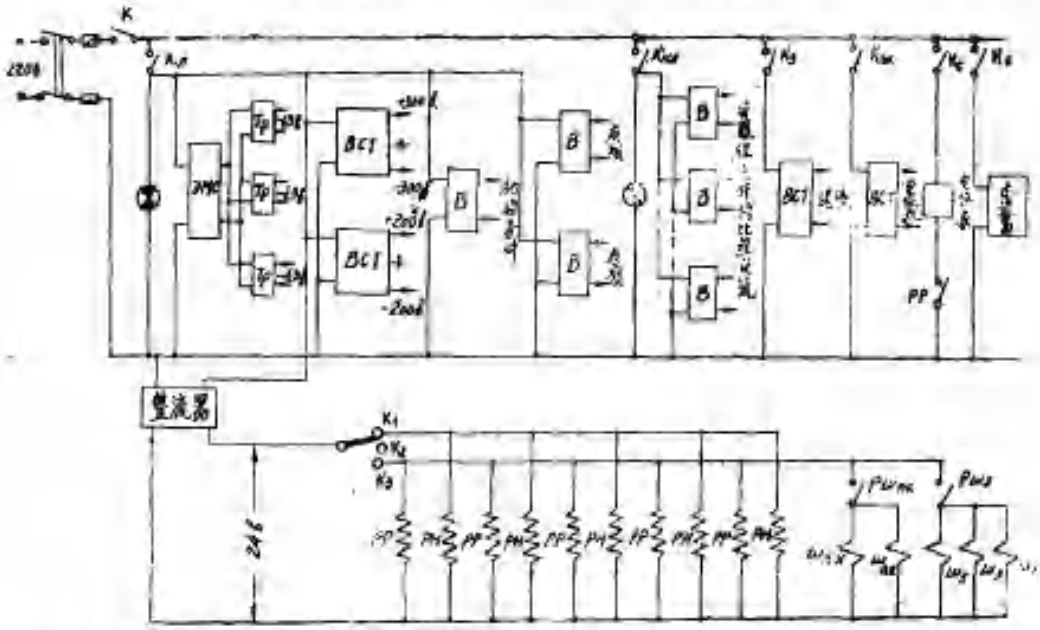
我們所自制的計算机的控制及檢查系統中有下列元件：

1）供电电源的控制系統，它的任务是接通或切断总电源以及各个計算环節的供电电源。

2）計算过程的控制系統，操作者利用它接通計算元件及記錄裝置進行工作。这是控制系統最重要的部分。利用計算过程的控制系統控制計算机的三个狀态，即原始狀态（此时給入初始件），工作狀态（進行計算）及暫停狀态（各變量停止變化以便記錄）。

3）信号系統，用之表明計算机的工作情况。

因受設备的限制，我們在此台計算机上沒有裝过电压保护。



K ——总开关
$K_л$ ——線性部分开关
$K_{нл}$——非線性部分开关
$K_з$ ——迟后环節开关
$K_{пк}$——变系数部分开关
K_e ——電秒表开关
K_o ——示波开关器
T_p ——燈絲变壓器
ЭМС——電磁穩壓器
BCT——整流及電子穩壓裝置
B ——整流器
$K_1 K_2 K_3$——轉換开关的三个位置
PP ——工作繼電器
$P_н$ ——初始條件繼電器
$Ш_{пк}$——变系数步行选擇器
$Ш_з$ ——迟后步行选擇器

图 42

在电源控制系統中，控制下列电源（見圖 42 上半部）

線性及非線性部分的灯絲电源 6.3 伏，

高压直流穩定电源 ±300 伏及 ±200 伏，

供初始条件的直流电源 100 伏，

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

右項电源 100 伏（通过轉換开关得到 ±100 伏），

非線性部分的直流比較电源 ±30 伏，

變系数部分的电子管时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选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稳压器得到的，而这些裝置的輸入电压均为交流 220 伏。

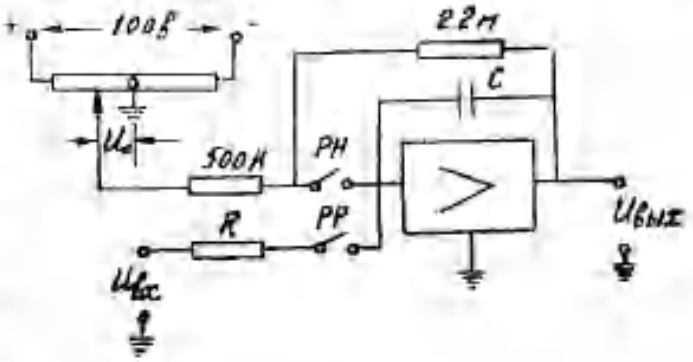


圖 43

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 的触点將每个積分器的反饋回路並联一电阻，並將積分器輸入，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）。K_2 为固定过程位置，在此位置上繼电器 PH 及 PP 均不动作，每个積分器上的輸入均断电，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，其触点將各積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，后者开始計时間。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積分器同时动作，从而保証計算的准確度。

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选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。

在計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。

計算机的測量檢查設备如下：

驗高压稳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

記錄方法有下列数种：

1） 陰極指示器法。用螢光板具有蓄象作用的等待扫描示波器。特制的螢光板可保持光点数十秒至数分之久，这样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。其結構与自动溫度記錄仪大致相同，由一套随动系統用机械方法把結果記錄在紙条上。

4） 电秒表暫停法。輸出結果直接从电压表上讀出。为了不影響放大器輸出級的工作，电压表的內阻应大于100仟欧以上。在不同的时間內切断輸入信号，由于積分器反饋电容的緣故，仍能保持輸出电压的值。以一次積分为例（圖44），当开关П合上以后，开始積分，同时电秒表亦开始記錄时間。打开П时，讀輸出电压及时間，可得到 $U_{вых}=f(t)$ 之点。合上П，再繼續積分及記錄时間，如此反复，即能得到很多点，按照这些点就可画出輸出电压 $U_{вых}=f(t)$ 的曲線。

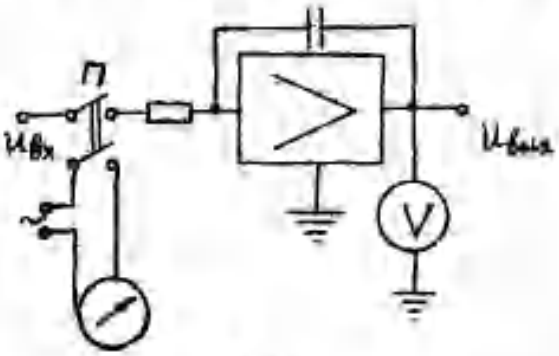


圖 44

通常在調節参数之观察过程中，先采用电秒表暫停法（或陰極指示器），俟結果达到足够令人滿意的程度时，再用振子示波器照象。

我們自制的模拟計算机采用了后三种記錄方法。当过渡过程的时間較長而振盪較小时，应用暫停記錄法，此法簡便迅速，能保証一定的准确度。时間較長振盪較大的方程式解，則用振子示波器照象，將电压信号經过陰極重复器送到示波器振子。除此之外，我們还改裝了一台自动記錄仪，利用它可把模拟計算机的計算結果自动地記錄在記錄紙上。記錄仪的指針線圈作为陰極电阻接于陰極重复器的陰極，被記錄的信号經过一个另一陰極重复器加在此陰極重复器的柵極，因此線圈中电流与輸入信号成比例變化，其中的非線性关系考虑在記錄紙縱座标的刻度內。第一級陰極重复器的作用是減少柵流对輸入信号的影響。在頻率較低时，利用这个記錄方法的結果是令人滿意的。

八、算題舉例

用电子模拟計算机算題以前，首先必須根据方程式的形式，設計出相应的解題結構圖，然后根据結構圖來选擇計算元件和計算参数。

算題方法有顯函数法及隱函数法兩种。如果函数与自變数間的关系可以用式

$$y=f(x)$$

表示，則宜用顯函数法，計算結構圖是开路的。如欲解方程

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

則可改寫为

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

所以又要用三个積分器串联，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 是方程解的时間曲線。这种时間的平方、立方函数也可用作輸入信号，作为更复雜方程式中的一項。

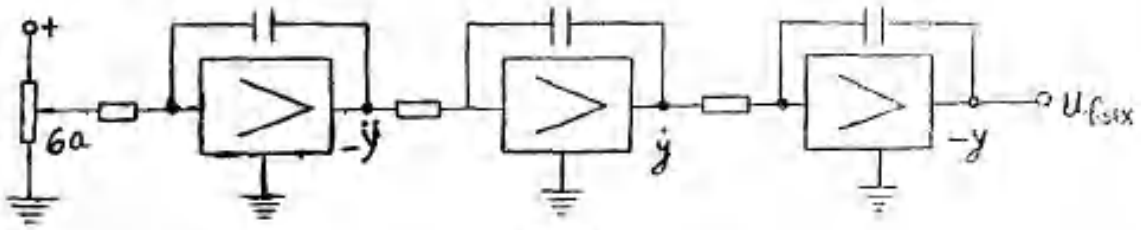


圖 45

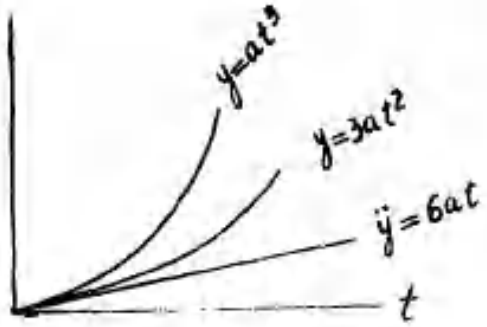


圖 46

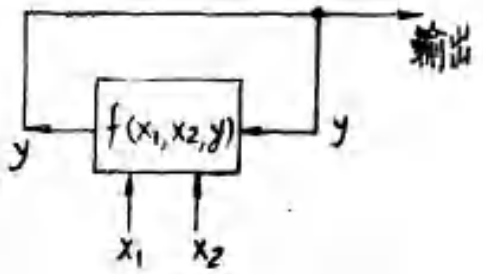


圖 47

在較复雜的方程中，方程之解往往不能以顯函数來表示，或虽能以顯函数表示，但結構却將大大复雜化，故宜采用隱函数計算法，与反饋結合起來。如欲解

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

則只需設計解 $f(x_1, x_2\cdots y)$ 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）。

現以二階線性常系数微分方程为例。如欲解

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

若 a 为正值，則 $y=Ae^{-at}\sin\omega t$，为衰減控盪；若 a 为負值，則 $y=Ae^{at}\sin\omega t$，为不穩定振盪；若 a 为零，則 $y=A\sin\omega t$，为不衰減振盪。

將方程改寫为

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

即視 $(Kx-a\dot{y}-by)$ 三者之和为 $\ddot{y}$，按圖 48 結構圖之接法，即可得衰減振盪之解。系数 a、b 由选擇各放大器之輸入电阻及反饋电容、电阻的值改變之。如將圖 48 中 $-a\dot{y}$ 之反饋端 1 接至 2 处，則可得到不穩定振盪；如將 1 断开，則可得不衰減振盪。計算所得解的时間曲線見圖 49。

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

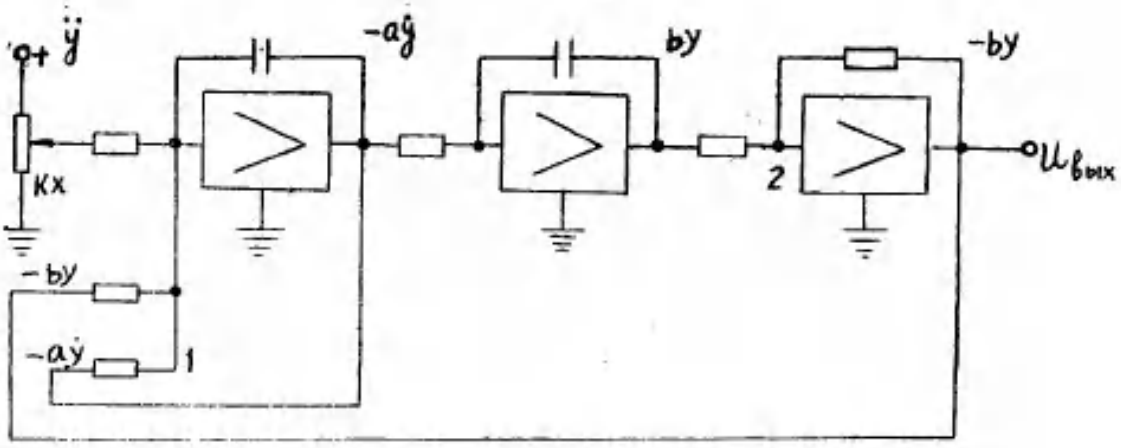
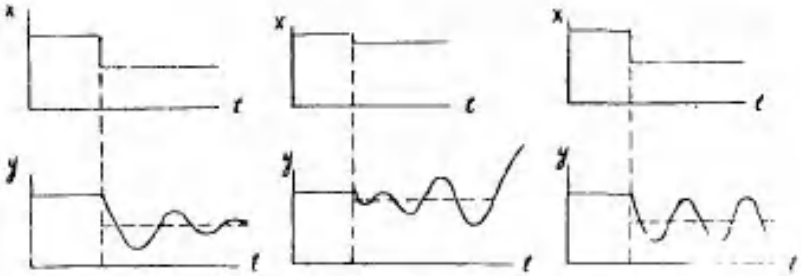


圖 48



a) 衰減接盪　　б) 不穩定接盪　　в) 不衰減接盪

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計算机解 T 型汽輪机調速系統过渡过程为例，來說明这台計算机的准確度。

T 型汽輪机調速系統的結構圖如圖 50。

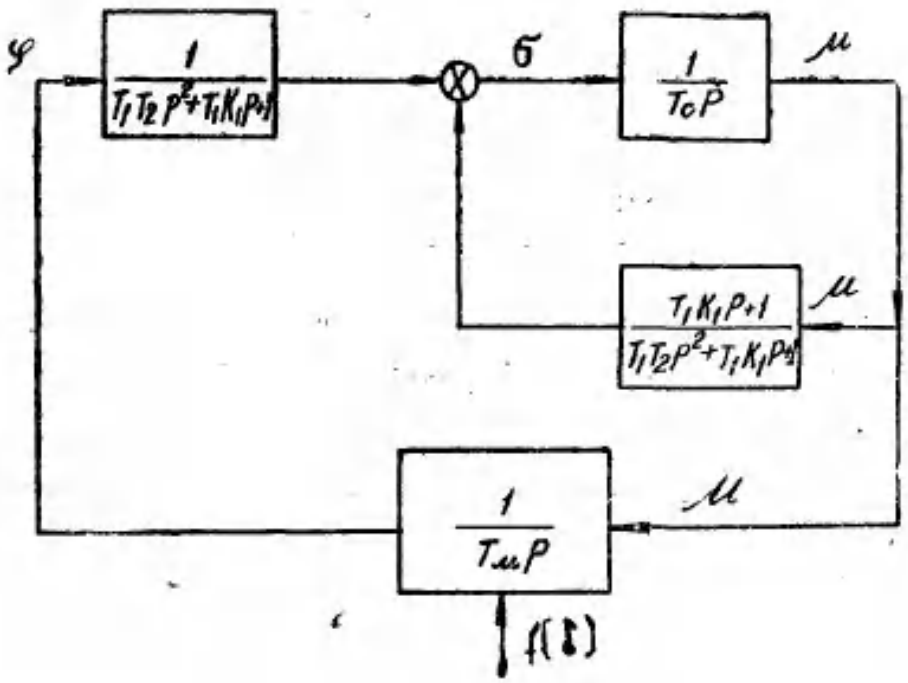


圖 41

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnk

此系統的开路傳遞函数为：

$$W(p)=\frac{1}{T_M p}\cdot\frac{1}{T_1T_2p^2+T_1K_1p+1}\cdot\frac{\frac{1}{T_c p}}{1+\frac{1}{T_c p}\cdot\frac{T_1K_1p+1}{T_1T_2p^2+T_1K_1p+1}}$$

$$=\frac{1}{T_M p[T_c p(T_1T_2p^2+T_1K_1p+1)+T_1K_1p+1]}$$

去負荷时轉速的傳遞函数为：

$$\frac{\varphi(t)}{f(t)}=\frac{\frac{1}{T_M p}}{1+W(p)}=\frac{T_c p(T_1T_2p^2+T_1K_1p+1)+T_1K_1+1}{T_M p[T_c p(T_1T_2p^2+T_1K_1p+1)+T_1K_1p]+1}$$

即

$$\left[p^4+\frac{T_1K_1}{T_1T_2}p^3+\frac{1}{T_1T_2}\left(1+\frac{T_1K_1}{T_c}\right)p^2+\frac{1}{T_cT_1T_2}p+\frac{1}{T_MT_cT_1T_2}\right]\varphi(t)$$

$$=\left[\frac{1}{T_M}p^3+\frac{T_1K_1}{T_MT_1T_2}p^2+\frac{1}{T_MT_1T_2}\left(1+\frac{T_1K_1}{T_c}\right)p+\frac{1}{T_MT_cT_1T_2}\right]f(t)$$

式中 $f(t)=f[1]$ 为單位函数。

模拟線路圖如圖 51。

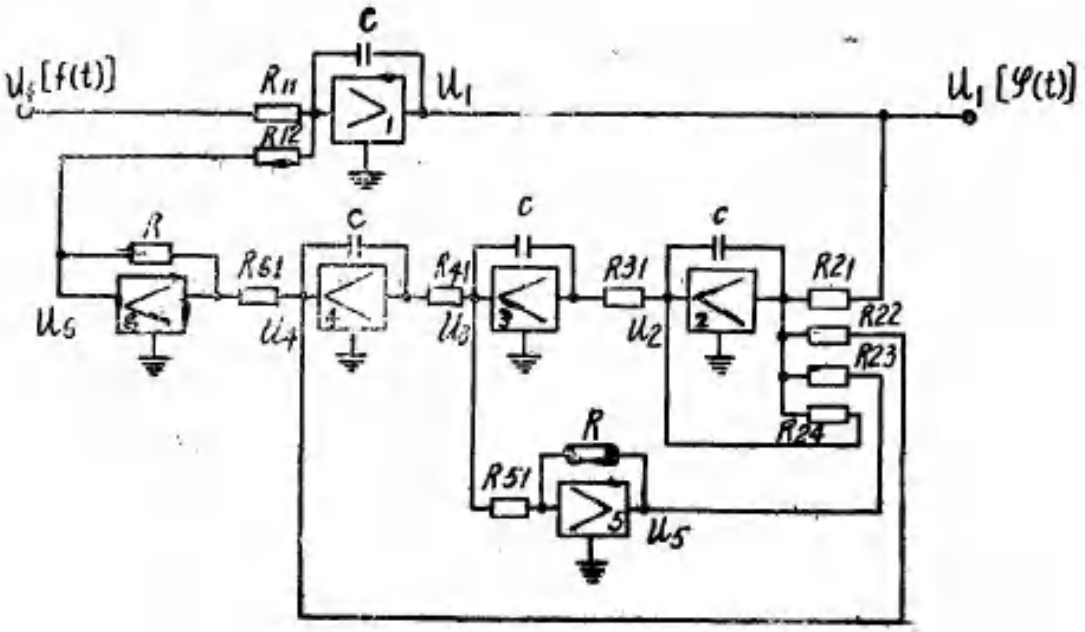


圖 51

設 U_i 为第 i 个放大器的輸出电压，

K_{ij} 为第 i 个放大器第 j 个輸入的傳遞系数，

R_{ij} 为第 i 个放大器第 i 个輸入电阻值，

則模拟圖中电压之关系如下：

$$U_1=-\frac{1}{p}(K_{11}U_f+K_{12}U_6);$$

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki

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

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

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

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

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

式中 $p=\frac{d}{d\,t_M}$，t_M 是模拟上的时間。

取 $K_{61}=\frac{R}{R_{61}}=1$，並將上列方程式組按 U_1 解成一个高階微分方程。

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

設

$$\varphi=-M_\varphi U_1;$$
$$f=M_f U_f;$$
$$t=M_t t_M.$$

其中 M_φ 和 M_f 是變量 φ 及 f 的比例系数，M_t 是时間比例系数。

代入上式得：

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

將此式与原方程式進行比較，並設

$$K_{11}=K_{12},$$
$$K_{21}=K_{22}=K_{23},$$
$$M_\varphi=M_f.$$

則得

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

$$\frac{K_{24}}{M_t}=\frac{T_1K_1}{T_1T_2},$$

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

$$\frac{K_{22}K_{31}}{M_t^2}=\frac{1}{T_1T_2},$$

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnk

$$K_{51}=\left(1+\frac{T_1K_1}{T_c}\right)。$$

取 $C=1$ MF， $R=1$ MΩ，$R_{31}=1$ M，$R_{61}=1$ M。按公式

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

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

$$R_{21}=R_{22}=R_{23}=\frac{T_1T_2}{M_t^2};$$

$$R_{24}=\frac{T_1T_2}{T_1K_1M_t};$$

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

$$R_{51}=\frac{1}{1+\frac{T_1K_1}{T_c}}.$$

已知 $T_1T_2=0.001$，$T_1K_1=0.03$。取 $M_t=0.1$。則得

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

$$R_{24}=\frac{0.001}{0.03\times0.1}=0.33 \text{ M};$$

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

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

$$R_{51}=\frac{1}{1+\frac{T_1K_1}{T_c}}.$$

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 $M_\varphi=0.1$。

根据上述参数在模拟計算机上所計算的結果列于表5。

表 5

U_1 伏	15	10	9.2	10
t_M 秒	12.65	26.4	35.45	43.94

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnk

因为

$$\varphi = M_\varphi U_1 = 0.1\ U_1,$$
$$t = M_t t_м = 0.1\ t_м,$$

所以上面的結果可以改寫成表 6。

表 6

φ	1.5	1.0	0.92	0.1
t 秒	1.265	2.64	3.545	4.394

过調節

$$\sigma = \frac{\varphi(t)_{мак} - \varphi(\infty)}{\varphi(\infty)} = \frac{1.5-1}{1} = 50\%$$

在相同参数的情况利用近似的計算方法解过渡过程，可得表 7 的結果。

表 7

φ	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

过調節

$$\sigma = \frac{\varphi(t)_{мак} - \varphi(\infty)}{\varphi(\infty)} = \frac{1.46-1}{1} = 46\%$$

过調節量的誤差为 4%。

計算及模拟所得过渡过程曲線見圖 52。

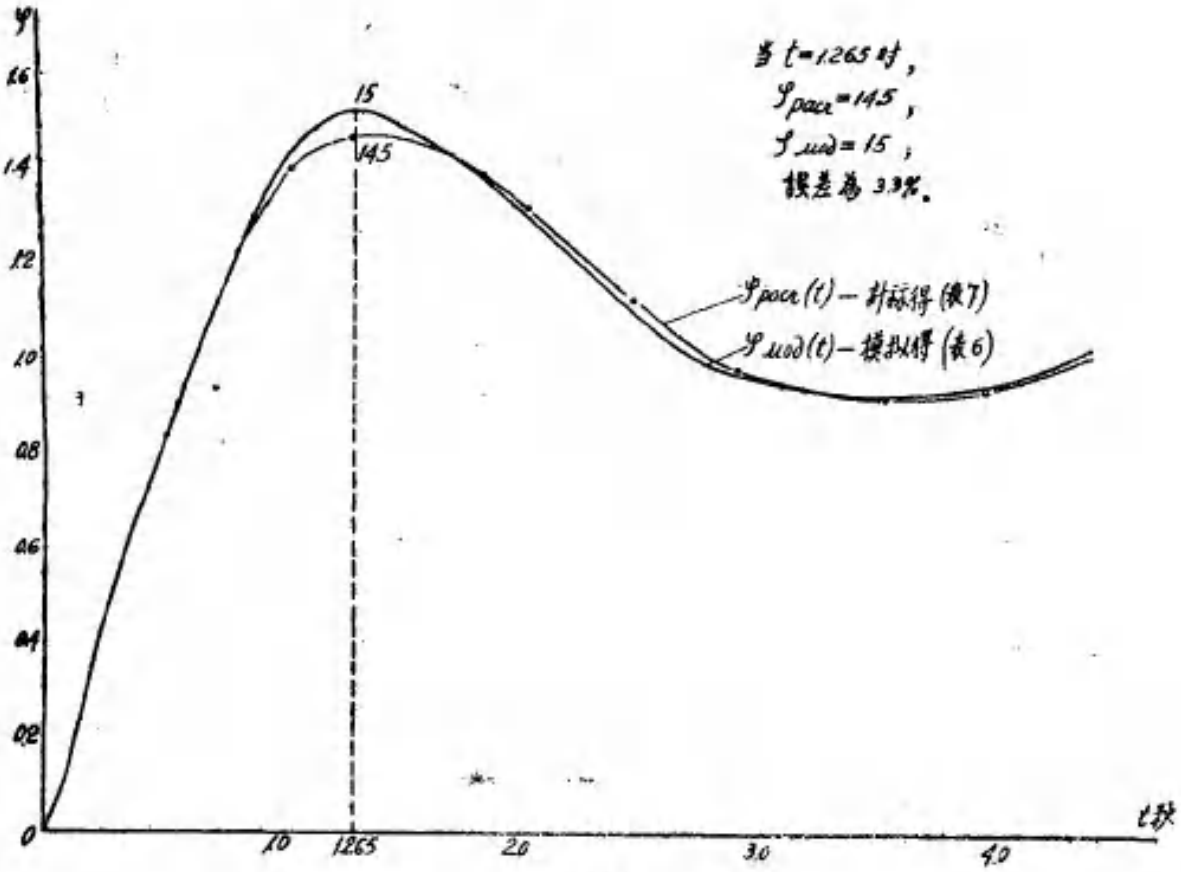


圖 52

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnk

由圖中看出利用模拟計算机進行計算时有一定的誤差，但这样大的誤差（3.3%）在工程計算中是允許的。

改變 T_c 和 T_M 的值，可以利用模拟計算机得出不同的过渡过程曲線，因此在模拟計算机上可以很快的选擇出調節系統的最佳参数。

利用模拟計算机也可以解代数方程。

設有代数方程式組：

$$\left.\begin{aligned} a_1x+b_1y+c_1z+d_1=0 \\ a_2x+b_2y+c_2z+d_2=0 \\ a_3x+b_3y+c_3z+d_3=0 \end{aligned}\right\}$$

解此方程式的模拟線路如圖 53。

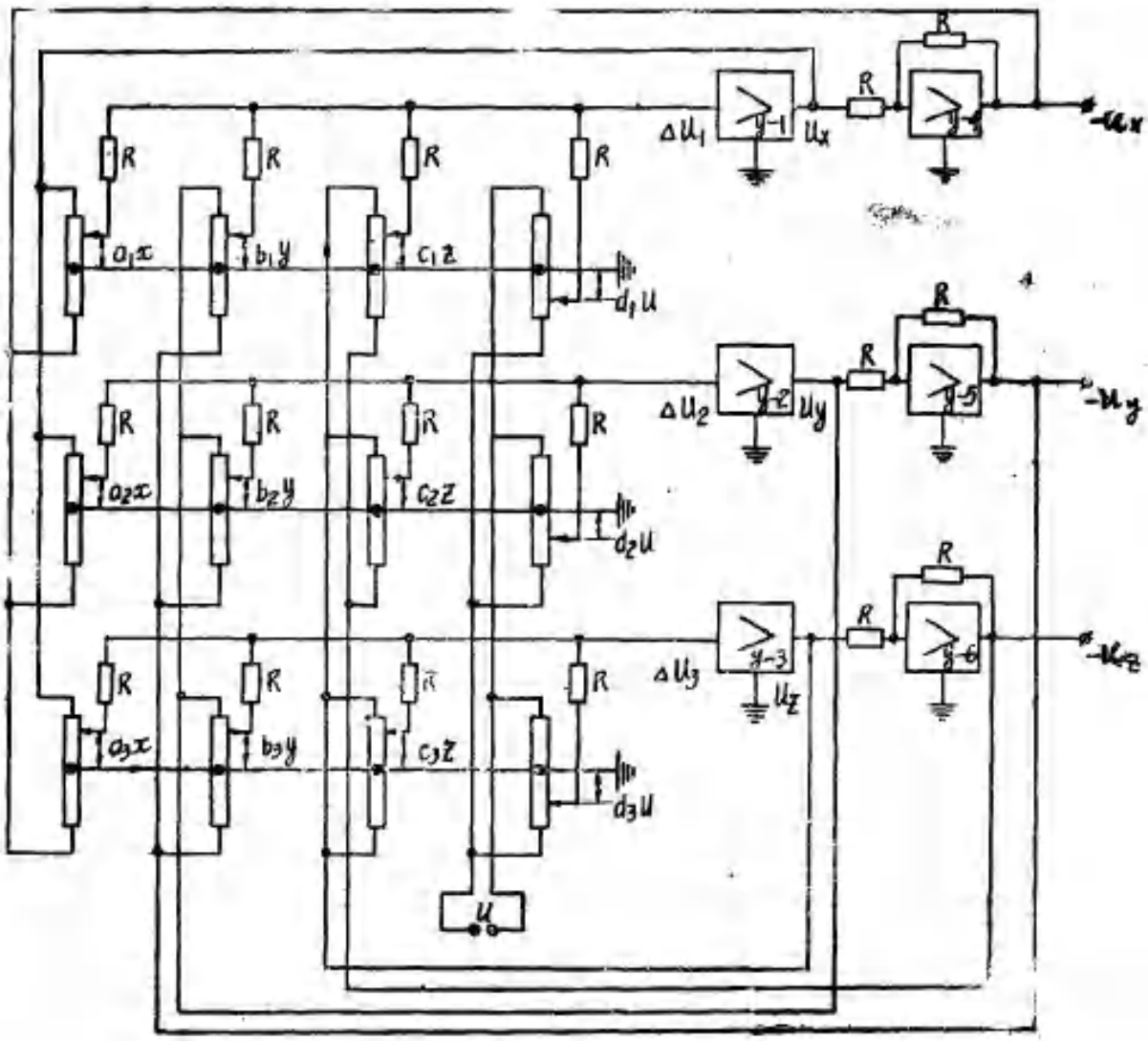


圖 53

圖中 $y-4$，$y-5$，$y-6$ 为變号放大器。

方程式中的系数 a_1，a_2，a_3，b_1，b_2，b_3，c_1，c_2，c_3，d_1，d_2，d_3，用放大器輸入端的电器來固定（这些系数可以是正也可以为負）。

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. https://www.cnki.net

由模拟图中可得出下列关系：

$$\left.\begin{aligned} a_1x+b_1y+c_1z+d_1&=\Delta U_1\\ a_2x+b_2y+c_2z+d_2&=\Delta U_2\\ a_3x+b_3y+c_3z+d_3&=\Delta U_3 \end{aligned}\right\}$$

式中 ΔU_1，ΔU_2 及 ΔU_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，ΔU_1、ΔU_2 及 ΔU_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. Корн—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, 1936.

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 хо 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, № 6, 1952.

15. С. П. Онуфриюк, А. А. Фельдбаум—Электронная модель люфта. Автоматика и телематика, № 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. Коэфициент 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, умножательного устройства и универсального преобразователя.

4. Блок для изменения коэфициентов

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

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 хомощью шлефного (шлейфного) осциллографа, метод фиксации с электросекундомером, регистр с самопишущим пером.

8. Пример решения задачи

Рассмаривается 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 умножательных устройства, 1 универсальный преобразователь. 1 блок для изменения коэфициентов, 1 блок с запаздыванием, Всего 280 электронных ламп.

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net