

Vysoká škola strojní a textilní v Liberci

nositelka Řádu práce

Fakulta textilní

Obor 23-40-8

Automatizované systémy riadenia

v spotrebnom priemysle

Katedra technickej kybernetiky

Názov diplomovej práce

Adaptívny regulátor na mikropočítači SAPI-1 zvolenej sústavy
z vybraného textilného provozu.

KTK-~~ASŘ~~-TF-105

Meno a priezvisko autora: Ján KALAFUT

Vedúci práce: Ing. Bedřich JANEČEK, CSc

KTK VŠST Liberec

Rozsah práce a príloh

Počet strán	57
Počet príloh	2
Počet obrázkov	14
Počet tabuliek	2

Dátum: 23.5.1986

Vysoká škola: VSST Liberec Fakulta: textilní
Katedra: technické kybernetiky Školní rok: 1985/86

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

s. Jána K a l a f u t a

pro

31-20-8 ASŘ ve spotřebním průmyslu

obor

Vedoucí katedry Vám ve smyslu nařízení vlády ČSSR č. 90/1980 Sb., o státních závěrečných zkouškách a státních rigorózních zkouškách, určuje tuto diplomovou práci:

Název tématu: Adaptivní regulátor na mikropočítači SAPI 1 zvolené
soustavy z vybraného textilního provozu

Zásady pro vypracování:

1. V literatuře prostudujte problematiku číslicové a adaptivní číslicové regulace lineárních dynamických soustav s ohledem na aplikaci v textilním průmyslu, např. na regulaci vyrovnávacího útku.
2. Prostudujte ve výzkumné zprávě KTK-0115 algoritmus adaptivního číslicového regulátoru, který využívá dvouetapové metody identifikace soustavy v uzavřené regulační smyčce.
3. Dle pokynů vedoucího práce naprogramujte část algoritmu uvedeného adaptivního regulátoru na mikropočítači SAPI 1.
4. Spojte svůj program s dalšími programy, které poskytne vedoucí práce.
5. Ověřte činnost adaptivního regulátoru, realizovaného na mikropočítači SAPI 1 ve spojení s modelem soustavy z vybraného textilního provozu.

V 7 / 86 T

Rozsah grafických prací:

Rozsah průvodní zprávy: 40 - 50 stran

Seznam odborné literatury:

- 1/ Hanuš, B. a kol.: Teorie automatického řízení I. Skripta VŠST Liberec, 1982.
- 2/ Hanuš, B., Balda, M. a kol.: Základy technické kybernetiky. Skripta VŠST Liberec, 1980.
- 3/ Janeček, B.: Návrh vhodných způsobů řízení vyššího typu, zvláště pak typu adaptivního pro energetické procesy. Výzkumná zpráva KTK-0115, VŠST Liberec, 1984.

Vedoucí diplomové práce: Ing. Bedřich Janeček

Datum zadání diplomové práce: 4.10.1985

Termín odevzdání diplomové práce: 23.5.1986

VYSOKÁ ŠKOLA STROJNÍ A TEXTILNÍ

fakulta textilní

Hájkova 6

461 17 LIBEREC

Prof. Ing. Bořivoj Hanuš, DrSc.

Vedoucí katedry

Doc. Ing. Vladimír Moravec

Děkan

Liberci

30.9.

85

V dne 19.....

Miestoprísazne prehlasujem, že som diplomovú prácu vypracoval samostatne s použitím uvedenej literatúry.

V Liberci, dňa 22.5.1986

...Ján Palagut

Poďakovanie

Ďakujem svojmu vedúcemu diplomovej práce a konzultantovi Ing. JANEČEK Bedřichovi, CSc pracovníkovi KTK VŠST Liberec, za odbornú pomoc, za poskytnutie programov, z ktorých som pri riešení diplomovej práce vychádzal, za cenné rady a pripomienky k diplomovej práci.

O b s a h

	strana
Úvodný list	1
Úradné zadanie	2
Miestoprísahné prehlásenie	3
Poďakovanie	4
Obsah	5
1. Úvod	7
2. Mikropočítač SAPI-1	9
2.1. Úvod	9
2.2. Základné prvky zostavy ZPS-2	9
2.3. Programové vybavenie SAPI-1	10
3. Adaptívne číslicové riadenie	12
3.1. Matematický model sústavy	13
3.2. Impulzný regulačný obvod	13
3.3. Meranie výstupnej veličiny a vytváranie vstupnej veličiny impulznej regulovanej sústavy	14
3.4. Popis regulovanej sústavy prenosom v Z-transformá- cii	17
4. Popis uzavreného regulačného obvodu	19
5. Identifikácia váhovej funkcie v uzavrenom regulač- nom obvode	24
5.1. Výpočet váhovej funkcie	25
5.2. Dvojetapová metóda identifikácie	31
6. Identifikácia metódou najmenších štvorcov, uprave- nej do algoritmu LD filtra	33

6.1.	Identifikácia váhovej funkcie metódou LD filtru	34
7.	Adaptívny regulátor s identifikáciou váhovej funkcie	35
7.1.	Návrh regulátoru na poruchy vstupujúce do regulačného obvodu filtrom s prenosom $\frac{H}{C}$	35
8.	Automatický vyrovnávač útku	40
8.1.	Technický popis stroja	40
8.2.	Aproximácia prechodovej charakteristiky	47
8.2.1.	Namerané a vypočítané hodnoty	48
8.2.2.	Impulzný prenos regulovanej sústavy	48
9.	Popis výsledkov	50
10.	Popis príloh	53
11.	Záver	54
12.	Zoznam použitej literatúry	56
13.	Zoznam príloh	57

1. Úvod

Úlohy štátneho plánu základného výskumu v oblasti technickej kybernetiky na ôsmu päťročnicu sú sústredené do niekoľkých problémových okruhov.

Jedným z týchto problémových okruhov je venovaný problematike automatických riadiacich systémov, s ktorými som sa práve i ja zaoberal pri vypracovaní mojej diplomovej práce.

Hlavnou problematikou automatických riadiacich systémov sú otázky spojené s automatickým riadením a robotikou vo výrobnnej sfére.

Vývoj automatických riadiacich systémov vychádza a večne naväzuje na novú generáciu výpočtových systémov, akým je napr. i mikroprocesorová technika.

V spomínanom problémovom okruhu budú riešené problémy adaptívneho riadenia a modelovania technologických procesov, pričom hlavná pozornosť bude sústredená na ďalšie rozvinutie teórie, princípov a metód automatického riadenia a algoritmy pre poznávanie, modelovanie a simulovanie zložitých systémov, navrhnúť a prepracovať racionálne postupy riadenia pri obmedzených možnostiach získavania a spracovávaní informácie o riadenom procese a zároveň vyvinúť programové prostriedky a technické konfigurácie pre využitie mikroprocesorovej techniky v riadicih aplikáciach a pre automatizáciu systému riadenia technologických procesov. S týmito otázkami bezprostredne súvisia tiež teoretické metódy cieľového riadenia a automatizovaného projektovania takýchto systémov.

V práci som sa zamerlal na identifikačnú časť adaptívneho regulátoru. Zaoberám sa identifikáciou dvoch váhových

funkcií sústavy pri zapojení dvoch rôznych regulátorov. Je to prípravná časť návrhu algoritmu adaptívneho číslicového regulátoru, v ktorom je oddelená identifikácia modelu sústavy a návrh regulátoru. Identifikujeme váhovú funkciu ARMAX modelu sústavy metódou najmenších štvorcov. Riešime sústavy s jednou vstupnou a jednou výstupnou veličinou. Náhodné poruchy vstupujú do uzavreného regulačného obvodu filtrom.

Na základe znalosti dvoch váhových funkcií prevádzame výpočet diferenčných rovníc modelu sústavy a filtru.

Riešenie týchto úloh som prevádzal na mikropočítači SAPI/-1 v spojení s analogovým počítačom MEDA HA-43 .

Z textilného oboru som si vybral automatický vyrovnávač útku, v ktorom by bola možnosť aplikácie adaptívnej číslicovej regulácie pomocou riadiaceho mikropočítača.

Zároveň s týmto by som chcel poďakovať Ing. BROŽEK Pavlovi, konštruktérovi automatického vyrovnávača útku, z koncernového podniku ELITEX Chrástava, za cennú pomoc pri výbere tohoto textilného provozu.

2. Mikropočítač SAPI-1

2.1. Ú_v_o_d

Mikroprocesorový systém SAPI-1 je systémom pre automatické meranie a zber dat. Patrí medzi riadiace počítače. Mikropočítač SAPI-1 je stavebnícovým systémom. Je zhotovený z našich súčiastok, má malé rozmery. Je spoľahlivý, má možnosť rozširovania a preto nachádza použitie v max. množstve, hlavne v priemyslových aplikáciach.

Základný systém SAPI-1 tvorí základná priemyslová zostava ZPS-2, doplnená alfanumerickou klávesnicou ANK-1, upraveným televíznym prijímačom a upraveným magnetofónom. Základom celého systému je jednoskokový mikropočítač JPR-1.

2. 2. Základné prvky zostavy ZPS-2

JZS-1 A ... jednotka zdroja a zbernice

- je mechanickej konštrukcie pre napájací zdroj a až osem dosiek systému SAPI-1 prepojených zbernicou ARB-1,

SPN-1 Systémový panel napájací

- pre napájanie prídavných zariadení napätím +5 V a +12 V,

JPR-1 Riadiaci mikropočítač

- kompletný mikropočítač s mikroprocesorom MHB 8080 A

REM-1 Doska pamäti EPROM

- maximálna kapacita pamäti je 16 kilobyte

AND-1 Doska alfanumerického displaye

- obvody pre pripojenie TV prijímača vo funkcií alfanumerického displaye

- umožňuje zobrazíť 24 riadkov po 40-tich znakoch,

DSM-1 Doska sériového modemu

- pripojenie komerčného kazetového magnetofónu vo funkcií vonkajšej pamäti,

RAM-1/48 K Doska dynamickej pamäte RAM

- kapacita pamäte je 48 kilobyte
- je tu možnosť voliteľnej adresy

KB-05 Kábel dĺžky 200 cm

- pre spojenie DSM-1 a magnetofónu

KB-06 Kábel dĺžky 150 cm

- pre spojenie AND-1 a TV prijímača

ANK-1 Alfnumerická klávesnica

- membránová klávesnica s akustickým návestím stisknutím klávesy

PDK-1 Predížvacia doska

- pomáha pri vývoji nových dosiek

BDK-1 ,.... Univerzálna doska

- pomáha pri stavbe špeciálnych doplnkov

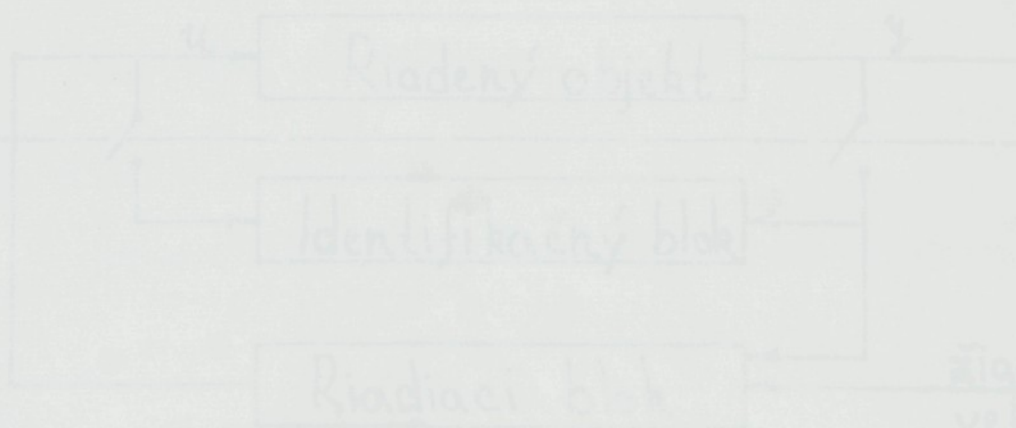
2. 3. Programové vybavenie SAPI-1

Programové vybavenie je v pamätiach ROM /4 Kb /a obsahuje MIKROMONITOR pre prácu v kóde HEX a MIKROBASIC. Tento MIKROBASIC má omedzenie v rozsahu spracovávaných čísiel, patrí do kategórie malých, od čoho dostal i ten názov. V tomto jazyku možno realizovať len niektoré funkcie a s textovými reťazcami možno pracovať tiež iba obmedzene. Nemožno pracovať so súbormi dat. Na druhej strane však, práve vďaka týmto obmedzeniam je v porovnaní s jazykmi BASIC pre väčšie počítače veľmi rýchly.

Ďalšou súčasťou programového vybavenia je MONITOR, ktorý na rozdiel od väčších počítačov má len vedľajšiu funkciu a to hlavne prácu v strojovom kóde. Počítač je postavený na bázi integrovaného obvodu MHB 8080 a využíva všetky jeho strojové inštrukcie s výnimkou RST 4 až RST 7.

Klávesnica nie je v pravom zmysle slova klávesnicou, pretože nemá "klávesy", je celá hladká a miesto toho má len vyznačené miesta, ktorých stisknutím /len o nejakú desatinu milimetra/ možno vyvolať rovnaký efekt, ako u normálnej klávesnice písacieho stroja.

Pri práci na mikropočítači SAPI-1 som bol po celý čas zhotovovania programov spokojný. Menšie nedostatky malo použitie magnetofónu staršieho typu, ako vonkajšej pamäte. Vzhľadom k tomu, že mikropočítač, na ktorom som riešil praktickú časť diplomovej práce, patrí medzi prvé výrobky n.p. TESLA Liberec, som dosahoval slušných výsledkov.



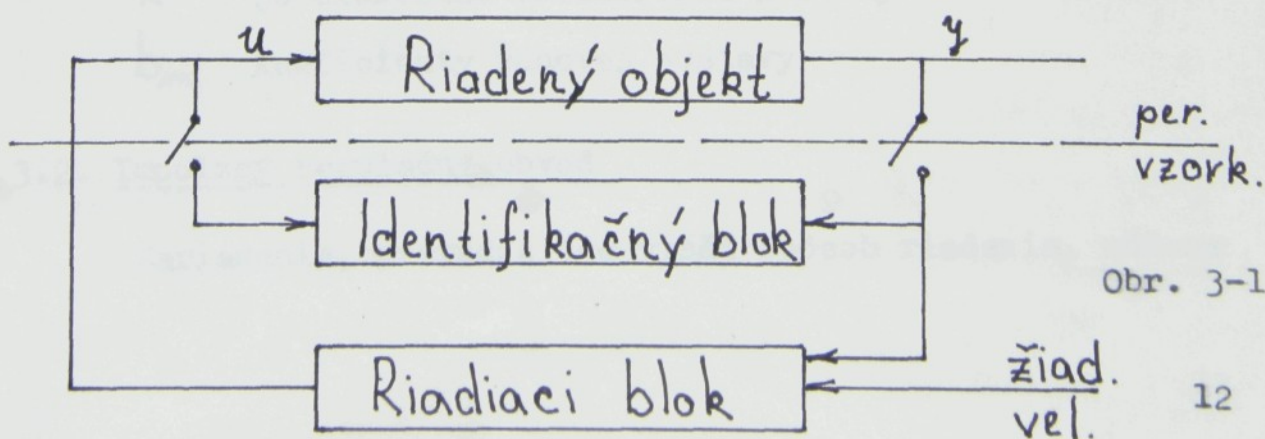
3. Adaptívne číslicové riadenie

Návrh efektívnych algoritmov riadenia spojitéch technologických procesov riadiacim počítačom stojí v popredí záujmu odborníkov už dlhší čas. Snahou je vytvoriť postupy s ľahkou a rýchlou realizovateľnosťou výpočtu akčnej veličiny, odolnosťou voči šumom, numerickým chybám, pomalým zmenám parametrov riadeného systému, nezávislé na perióde vzorkovania a pod.

Dôležitým faktorom je, že v praxi sa zriedka poznajú presné prenosové koeficienty riadeného objektu, ktoré sú zväčša pre výpočet riadiaceho zákona potrebné. Navyše sa od počítačového riadenia očakáva, že bude v istom zmysle "lepšie", efektívnejšie a odolnejšie", ako jeho klasická verzia realizovaná PID regulátorom.

Tieto okolnosti si vynútili vznik adaptívneho riadenia, v ktorom sa vykryštalizovalo niekoľko tried metód líšiacich sa od seba už základným princípom. Zrejme najrozšírenejšou triedou metód v adaptívnych systémoch riadenia sú samonastavujúce sa systémy riadenia. Jedná sa o spätnoväzbové riadenie s priebežnou identifikačnou metódou a nejakou syntézou riadenia.

Schématicky je situácia znázornená na obr. 3-1. Pritom syntéza riadenia akceptuje bodové odhady identifikovaných parametrov /tzv. vnútená separácia identifikácie a riadenia/, [6].



Adaptívne regulačné systémy, s ktorými som sa i ja zaoberal v mojej diplomovej práci, patria právom medzi tieto vyššie spôsoby riadenia. Zameral som sa hlavne na teóriu získavania prenosových koeficientov regulovaných sústav - na identifikáciu.

3.1. Matematický model sústavy

Jednorozmerný dynamický systém, t.j. systém s jednou vstupnou a jednou výstupnou veličinou, je možné pre účely číslicového riadenia popísať v tvare

a/ diferenčnej rovnice

b/ váhovej funkcie

c/ funkcie podmienenej hustoty pravdepodobnosti.

V mojej práci budem pracovať s popisom sústavy v tvare váhovej funkcie, ktorú môžeme zapísať v tvare

$$\begin{aligned} y(j) &= \hat{b}_0 \cdot \Delta u(j-k) + \hat{b}_1 \cdot \Delta u(j-k-1) + \dots = \\ &= \sum_{l=0}^{\infty} \hat{b}_l \cdot \Delta u(j-k-l) , \end{aligned} \quad (3-1)$$

kde $y(j)$ je výstupná veličina modelu sústavy

$u(j)$ je vstupná veličina

j je diskretný čas

k je diskkrétne oneskorenie sústavy

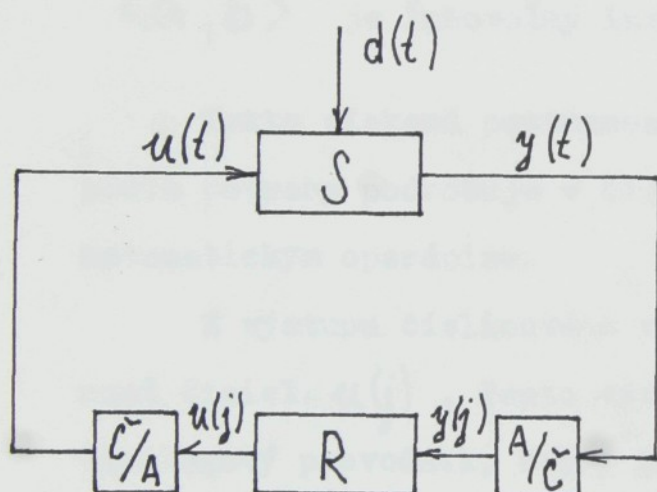
b_m koeficienty váhovej sústavy

3.2. Impulzný regulačný obvod

Zariadenie, prevádzajúce vyšší spôsob riadenia, môžeme

realizovať napr. pomocou počítača - číslicového riadiaceho čle-
nu, ktorý prostredníctvom číslicovo-analogového a analogo-čís-
licového prevodníku je pripojený k regulovanej sústave, viď
obr. 3-2.

Tento číslicový riadiaci člen v spojení s uvedenými pre-
vodníkmi meria so zvolenou časovou periódou hodnoty výstupných
veličín regulovanej sústavy a ukladá ich do pamäti. Ďalej pre-
vádza základné matematické operácie/ sčítanie, násobenie, de-
lenie/ a tak vytvára vstupné - riadiace veličiny regulovanej
sústavy.



S regulovaná sústava
A/Čanalogo-číslcový pre-
vodník
Č/A číslicovo-analogový
prevodník
R číslicový riadiaci
člen, regulátor
 $d(t)$... poruchy

Obr. 3-2

$d(t), u(t), y(t)$ funkcie času
 $u(j), y(j)$ postupnosti čísiel

3. 3. Meranie výstupnej veličiny a vytváranie vstupnej veli- činy impulznej regulovanej sústavy

Impulzné systémy získavajú informácie zo sústavy v pra-
videlných časových intervaloch ΔT , ktoré nazývame vzorko-
vacie intervaly. Ak túto hodnotu ΔT násobíme celým číslom,

dostávame periodický merateľný čas t_j spojitú výstupnú veličinu. Toto meranie nám prevádza analogo-číslíkový prevodník. Podľa obr. 3-2 pre $y(j)$ potom platí, viď [7]

$$y(j) = \int_a^b y(t) \cdot \delta(t - j \cdot \Delta T) \cdot dt, \text{ pre } j = 0, 1, 2, \dots, (3-2)$$

kde

$y(t)$ je spojitá funkcia času

$\delta(t - j \cdot \Delta T)$ je časovo posunutá Diracková funkcia

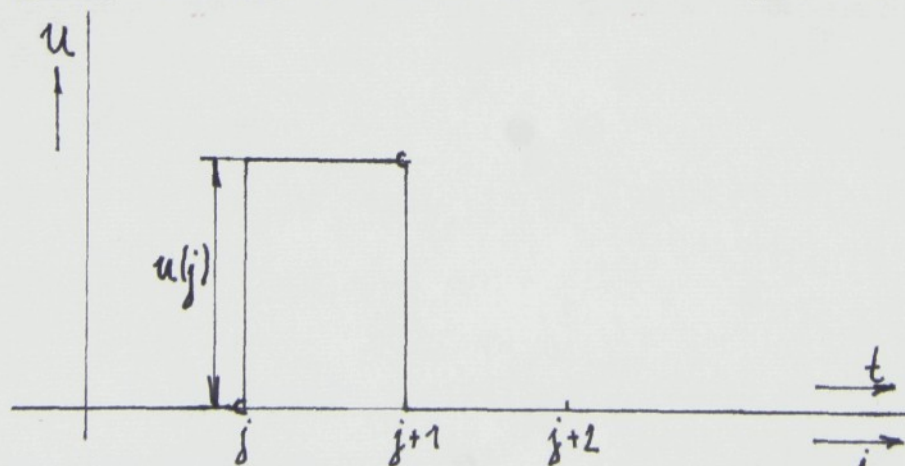
$$\delta(t - j \cdot \Delta T) = 0 \text{ pre } t \neq j \cdot \Delta T$$

$\langle a, b \rangle$ je ľubovoľný interval, ktorý obsahuje bod $j \cdot \Delta T$.

Takto získaná postupnosť čísiel - hodnôt $y(j)$ sa ďalej podľa potreby podrobuje v číslicovom riadiacom člene rôznymi matematickými operáciami.

Z výstupu číslicového riadiaceho člena vystupuje postupnosť čísiel $u(j)$. Tento výstup je pripojený na číslicovo-analogový prevodník, ktorý nám takto spracovaný impulzný signál opäť premieňa na signál po častiach spojitý.

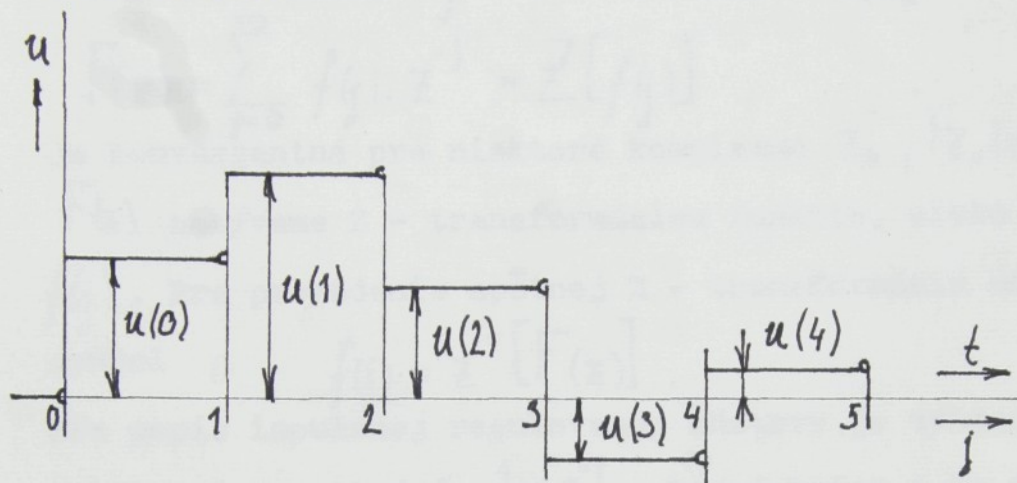
Výstup z Č/A prevodníku môže mať tvar, obr. 3-3.



obr. 3-3

Vtedy je na jeho vstup privedená v čase t_j len jedna hodnota $u(j)$.

Ak na vstup Č/A prevodníku privedieme postupnosť hodnôt $u(j)$, potom veličina $u(t)$ má priebeh, ktorý je znázornený na obr. 3-4.



Obr. 3-4

Výstupy z číslicového riadiaceho člena $u(j)$ môžu byť teda v tvare priamych hodnôt akčných veličín, ako je tomu na obr. 3-4.

Impulzný regulačný obvod môžeme popisovať:

a/ použitím hodnôt váhovej funkcie

b/ prenosom v Z - transformácii

c/ diferenčnou rovnicou

d/ použitím symboliky stavového priestoru $[7]$.

3.4. Popis regulovanej sústavy prenosom v Z - transformácii.

Nech j je celočíselná premenná a nech $f(j)$ je reálna funkcia premennej j . Nech rada, viď [7]

$$F(z) = \sum_{j=0}^{\infty} f(j) \cdot z^{-j} = Z[f(j)] \quad (3-3)$$

je konvergentná pre niektoré komplexné z_0 , $|z_0| \neq 0$. Potom

$F(z)$ nazývame Z - transformáciou funkcie, alebo postupnosti $f(j)$. Pre prevedenie spätnej Z - transformácie môžeme používať symbol

$$f(j) = z^{-1}[F(z)] \quad (3-4)$$

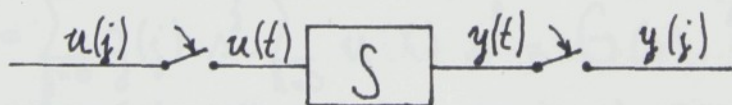
Pre popis impulznej regulovanej sústavy je výhodnejšie zaviesť komplexnú premennú $s = \frac{1}{z} = z^{-1}$, ktorú budem i ja používať.

Vzťahy (3-3) a (3-4) prepíšeme

$$F(s) = \sum_{j=0}^{\infty} f(j) \cdot s^j = Z[f(j)] \quad , \quad f(j) = z^{-1}[F(s)] \quad (3-5)$$

3. 5. Z - transformácia váhovej funkcie.

Majme rozpojený impulzný regulačný obvod z obr.3-2



Nech

$$u(j) = \begin{cases} 0 & \text{pre } j \neq 0, \\ 1 & \text{pre } j = 0, \end{cases} \quad y(j) = 0 \quad \text{pre } j < 0.$$

Za uvedených predpokladov môžeme postupnosť $y(j)$ nazvať váhovou funkciou a označiť ju $g(j)$. Váhovú funkciu spojitých častí impulzného regulačného obvodu z obr. 3-2 získame z hod-

nôť výstupnej veličiny $y(j)$ sústavy S , ak na jej vstup privedieme jednotkový impulz, ktorého tvar za predpokladu $u(0)=1$ je znázornený na obr. 3-3.

Ak na vstup S privedieme jednotkovú funkciu $\gamma(t)$,

$$\gamma(t) = \begin{cases} 0 & \text{pre } t < 0 \\ 1 & \text{pre } t \geq 0 \end{cases}$$

a ak $u(j) = 0$ a $y(j) = 0$ pre $j < 0$, potom

$$y(k) = \sum_{j=0}^k g(j) \cdot u(k-j) = \sum_{j=0}^k g(k-j) \cdot u(j) \quad , \text{ pre } k \geq 0$$

Z - transformácia $y(k)$ potom bude, viď [7] (3-6)

$$Y(s) = \sum_{k=0}^{\infty} y(k) \cdot s^k = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{j=0}^k g(j) \cdot u(k-j) \cdot s^k \quad . \quad (3-7)$$

Ďalej

$$\begin{aligned} Y(s) &= g(0) \cdot u(0) + [g(0) \cdot u(1) + g(1) \cdot u(0)] \cdot s + \\ &+ [g(0) \cdot u(2) + g(1) \cdot u(1) + g(2) \cdot u(0)] \cdot s^2 + \\ &+ [g(0) \cdot u(3) + g(1) \cdot u(2) + g(2) \cdot u(1) + g(3) \cdot u(0)] \cdot s^3 + \dots = \\ &= u(0) \cdot \sum_{j=0}^{\infty} g(j) \cdot s^j + u(1) \cdot s \cdot \sum_{j=0}^{\infty} g(j) \cdot s^j + u(2) \cdot s^2 \sum_{j=0}^{\infty} g(j) \cdot s^j + \dots \end{aligned}$$

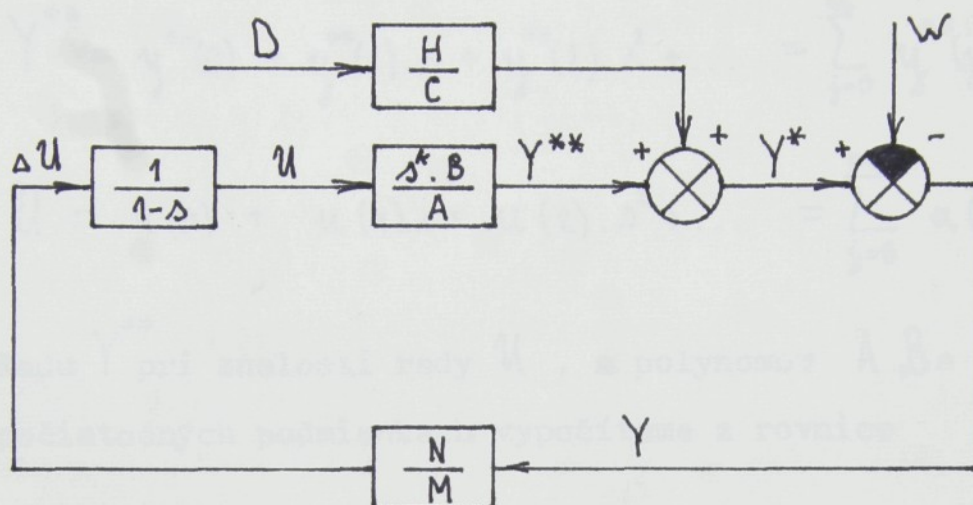
takže

$$Y(s) = \sum_{j=0}^{\infty} g(j) \cdot s^j \cdot \sum_{k=0}^{\infty} u(k) \cdot s^k = G(s) \cdot U(s) \quad . \quad (3-8)$$

Z - transformácia váhovej funkcie je vlastne impulzným prenosom regulovanej sústavy. Ak poznáme prenos regulovanej sústavy, čo je Laplaceová transformácia váhovej funkcie, potom stačí previesť rozklad prenosu na parciálne zlomky a v slovníku Z - transformácie nájsť Z - transformáciu času, ktoré vzniknú spätnou L - transformáciou jednotlivých čiastočných zlomkov.

4. Popis uzavreného regulačného obvodu.

Uvažujme uzavrený regulačný obvod z obr. 4-1



obr. 4-1

Uvažujme, že zapojená sústava v regulačnom obvode je popísaná diferenčnou rovnicou

$$y^{**}(j) + a_1 \cdot y^{**}(j-1) + a_2 \cdot y^{**}(j-2) + \dots + a_{v-1} \cdot y^{**}(j-v+1) = b_0 \cdot u(j-1) + b_1 \cdot u(j-2) + \dots + b_{v-1} \cdot u(j-v) , \quad (4-1)$$

Koeficienty $a_1, a_2, \dots, a_{v-1}; b_0, b_1, \dots, b_{v-1}$ sú reálne čísla, $a_{v-1} \neq 0$ alebo $b_{v-1} \neq 0$, v je konečné číslo, j je diskrét-
ný čas, $y^{**}(j)$ a $u(j)$ sú výstupná veličina a akčná veličina
v tvare postupnosti čísiel.

Uvažujme nulové počiatočné podmienky $y^{**}(j)=0$ a $u(j)=0$
pre $j=0$. Z - transformácia rovnice (4-1), viď [5], je

$$A \cdot Y^{**} = \Delta \cdot B \cdot U , \quad (4-2)$$

A a B sú polynomy,

$$A = 1 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2 + \dots + a_{v-1} \cdot s^{v-1} ,$$

$$B = b_0 + b_1 \cdot s + b_2 \cdot s^2 + \dots + b_{v-1} \cdot s^{v-1} ,$$

Y^{**} a U sú mocninové rady s nezápornými mocninami komplexnej premennej Δ

$$Y^{**} = y^{**}(0) + y^{**}(1) \cdot \Delta + y^{**}(2) \cdot \Delta^2 + \dots = \sum_{j=0}^{\infty} y^{**}(j) \cdot \Delta^j$$

$$U = u(0) + u(1) \cdot \Delta + u(2) \cdot \Delta^2 + \dots = \sum_{j=0}^{\infty} u(j) \cdot \Delta^j$$

Radu Y^{**} pri znalosti rady U , a polynomov A, B a pri nulových počiatočných podmienkach vypočítame z rovnice

$$Y^{**} = \frac{\Delta \cdot B}{A} \cdot U \quad (4-3)$$

Uvažujeme delenie polynomov

$$\begin{aligned} \Delta \cdot B : A &= \Delta \cdot (b_0 + b_1 \cdot \Delta + \dots + b_{v-1} \cdot \Delta^{v-1}) : (1 + a_1 \cdot \Delta + \dots + a_{v-1} \cdot \Delta^{v-1}) = \\ &= g(1) \cdot \Delta + g(2) \cdot \Delta^2 + \dots = \Delta \cdot \sum_{j=1}^{\infty} g(j) \cdot \Delta^{j-1} = \Delta \cdot G. \end{aligned}$$

Postupnosť a nekonečnú radu $\Delta \cdot G$ pomenujeme váhovou funkciou sústavy. Racionálnu lomenú funkciu $\frac{\Delta \cdot B}{A}$ pomenujeme impulzným prenosom sústavy. Rovnicu (4-3) môžeme zapísať v tvare

$$Y^{**} = \Delta \cdot G \cdot U, \quad (4-4)$$

kde $Y^{**}, \Delta \cdot G, U$ sú nekonečné rady.

Násobením rád je možno dostať

$$\begin{aligned} y^{**}(j) &= g(1) \cdot u(j-1) + g(2) \cdot u(j-2) + \dots + g(j) \cdot u(0) = \\ &= \sum_{k=1}^j g(k) \cdot u(j-k), \quad j > 0, \end{aligned} \quad (4-5)$$

čo je tzv. konvolúcia pri podmienke $y^{**}(j) = 0$ a $u(j) = 0$

pre $j < 0$, pre diskutovanú úlohu je $y^{**}(0) = 0$.

Ak neuvažujeme nulové počiatočné podmienky potom diferenciálna rovnica (4-1) pri $\nu=3$ bude v tvare

$$\begin{aligned} y^{**}(j) + a_1 y^{**}(j-1) + a_2 y^{**}(j-2) = \\ = b_0 u(j-1) + b_1 u(j-2) + b_2 u(j-3). \end{aligned} \quad (4-6)$$

Nenulové počiatočné podmienky rovnice (4-6) sú dané hodnotami

$y^{**}(-1), y^{**}(-2), u(-1), u(-2), u(-3)$: pri týchto počiatočných podmienkach môžeme z rovnice (4-6) postupne vypočítavať

$y^{**}(j)$ pre $j = 0, 1, 2, \dots$ pri znalosti $u(j), j \geq 0$.

Vyjadríme Z - transformáciu postupnosti $y^{**}(j), y^{**}(j-1), y^{**}(j-2)$,

$$Z\{y^{**}(j)\} = y^{**}(0) + y^{**}(1)s + y^{**}(2)s^2 + \dots = \sum_{j=0}^{\infty} y^{**}(j)s^j = Y^{**},$$

$$Z\{y^{**}(j-1)\} = y^{**}(-1) + y^{**}(0)s + y^{**}(1)s^2 + \dots = s \cdot Y^{**} + y^{**}(-1),$$

$$Z\{y^{**}(j-2)\} = y^{**}(-2) + y^{**}(-1)s + y^{**}(0)s^2 + \dots = s^2 \cdot Y^{**} + y^{**}(-1)s + y^{**}(-2)$$

Z - transformácia rovnice (4-6) pri nenulových počiatočných podmienkach je

$$\begin{aligned} Y^{**} + a_1 \{s \cdot Y^{**} + y^{**}(-1)\} + a_2 \{s^2 \cdot Y^{**} + y^{**}(-1)s + y^{**}(-2)\} = \\ = b_0 \{s \cdot U + u(-1)\} + b_1 \{s^2 \cdot U + u(-1)s + u(-2)\} + \\ + b_2 \{s^3 \cdot U + u(-1)s^2 + u(-2)s + u(-3)\}, \end{aligned}$$

$$Y^{**} = \frac{\Delta \cdot (b_0 + b_1 \cdot \Delta + b_2 \cdot \Delta^2)}{1 + a_1 \cdot \Delta + a_2 \cdot \Delta^2} \cdot U + \\ + \frac{u(-1) \cdot (b_0 + b_1 \cdot \Delta + b_2 \cdot \Delta^2) + u(-2) \cdot (b_1 + b_2 \cdot \Delta) + u(-3) \cdot b_2}{1 + a_1 \cdot \Delta + a_2 \cdot \Delta^2} - \\ - \frac{y^{**}(-1) \cdot (a_1 + a_2 \cdot \Delta) - y^{**}(-2) \cdot a_2}{1 + a_1 \cdot \Delta + a_2 \cdot \Delta^2}.$$

Túto rovnicu zapíšeme do tvaru

$$Y^{**} = \frac{\Delta \cdot B}{A} \cdot U + \frac{P}{A} \quad (4-7)$$

kde polynom P nazveme polynomom počiatkových podmienok. Rovnicu (4-7) vysvetlíme tak, že rada Y^{**} sa skladá z riešenia pri nulových počiatkových podmienkach, $\frac{\Delta \cdot B}{A} \cdot U$, a z prechodového deja určeného nenulovými počiatkovými podmienkami. Ak je diskutovaná sústava stabilná, potom korene polynomu A ležia mimo jednotkovej kružnice.

Regulátor popisujeme diferenčnou rovnicou, ktorú v Z - transformácií pri nulových počiatkových podmienkach zapíšeme

$$M \cdot \Delta U = N \cdot Y^*, \quad \frac{\Delta U}{Y^*} = \frac{N}{M}. \quad (4-8)$$

Polynomy M, N sú konečného stupňa. Budeme uvažovať, že koeficient u nultej mocniny Δ polynomu M je rovný jednej.

Napríklad zapíšeme polynom M , ktorý je 2. stupňa,

$$M = 1 + m_1 \cdot \Delta + m_2 \cdot \Delta^2$$

Uvažujeme uzavrený regulačný obvod so sústavou s jednou

vstupnou a jednou výstupnou veličinou podľa obr. 4-1, uvedeného na začiatku tejto kapitoly. Blok s impulzným prenosom $\frac{H}{C}$ predstavuje filter, bloky s impulznými prenosmi $\frac{\Delta \cdot B}{A}$ a $\frac{N}{M}$ sú sústava a regulátor. Blok s impulzným prenosom $\frac{1}{1-\Delta}$ predstavuje sumátor. A, B, C, H, M, N sú polynomy premennej Δ . O polynomoch predpokladáme, že sme ich získali Z - transformáciou váhových funkcií spojitých dynamických sústav s prenosom $\frac{e^{-T_d \cdot p}}{p}$. $F(p)$, kde p je komplexná premenná, $F(p)$ je racionálne lomená funkcia premennej p , T_d je dopravné oneskorenie. V bloku $\frac{\Delta \cdot B}{A}$ predstavuje násobenie Δ diskrétné dopravné oneskorenie.

5. Identifikácia váhovej funkcie v uzavrenom regulačnom obvode.

Uvažujme uzavrený regulačný obvod z obr. 4-1. Uvažujme, že D je postupnosť náhodných poruchových veličín. W je žiadaná hodnota výstupnej veličiny Y^* sústavy. O žiadanej hodnote uvažujeme, že $w(j) = w$ pre $j \in (-\infty, \infty)$, w je zvolené číslo. Aby diskutovaná úloha identifikácie odpovedala úlohám z praxe, uvažujeme nenulovú žiadanú hodnotu $w(j)$. Uvažujme, že v regulačnom obvode je zapojený regulátor, ktorý zaistuje stabilitu uzavreného regulačného obvodu, t.zn. napr. impulzný prenos $\frac{Y}{W}$ uzavreného regulačného obvodu, viď. obr. 4-1, je stabilný. Uvažujme, že do tohoto regulačného obvodu pri nulových počiatkových podmienkach vstúpi skoková žiadaná hodnota

$$w(j) = \begin{cases} 1 & \text{pre } j \geq 0, \\ 0 & \text{pre } j < 0. \end{cases}$$

Pod pojmom nulové počiatkové podmienky rozumieme, že všetky označené veličiny na obr. 4-1, sú v zápornom čase nulové.

Pre uvedenú úlohu je možno dokázať, že $\lim_{j \rightarrow \infty} y(j) = 0$ a $\lim_{j \rightarrow \infty} \Delta u(j) = 0$, viď [5].

Uvažujme prediktor - model sústavy, ktorý je popísaný rovnicou

$$\hat{Y} = \lambda \cdot \hat{B} \cdot \Delta U, \quad (5-1)$$

$$\hat{B} = \hat{b}_0 + \hat{b}_1 \cdot \lambda + \hat{b}_2 \cdot \lambda^2 + \dots + \hat{b}_{\lambda-1} \cdot \lambda^{\lambda-1}.$$

(5-1) je Z - transformáciou diferenčnej rovnice

$$\hat{y}(j) = \hat{b}_0 \cdot \Delta u(j-1) + \hat{b}_1 \cdot \Delta u(j-2) + \dots + \hat{b}_{\lambda-1} \cdot \Delta u(j-\lambda) \quad (5-2)$$

$\hat{y}(j)$ je predikcia - predpoveď hodnoty regulovanej veličiny y

sústavy v čase j na základe znalosti hodnôt prírastkov vstupnej veličiny Δu v časoch $j-1$ až $j-\lambda$. λ volíme a používame ako "veľké" číslo, polynom $\hat{B}$ a koeficienty $\hat{b}_0, \hat{b}_1, \dots, \hat{b}_{\lambda-1}$ nazveme váhovou funkciou modelu sústavy, porovnaj (5-1) s (4-4). Chyba predikcie - predpovedi hodnôt regulovanej veličiny y je

$$e(j) = y(j) - \hat{y}(j), \quad E = Y - \hat{Y}.$$

Rovnicu (5-1) upravíme

$$E = Y - \lambda \cdot \hat{B} \cdot u, \quad (5-3)$$

čo je Z - transformáciou rovnice

$$e(j) = y(j) - \hat{b}_0 \cdot u(j-1) - \hat{b}_1 \cdot u(j-2) - \dots - \hat{b}_{\lambda-1} \cdot u(j-\lambda) \quad (5-4)$$

λ ... počet identifikovaných koeficientov polynomu $\hat{B}$.

Koeficienty polynomu $\hat{B}$ vypočítame metódou najmenších štvorcov, upravenej do algoritmu LD - FILTRU, viď kapitola 6.

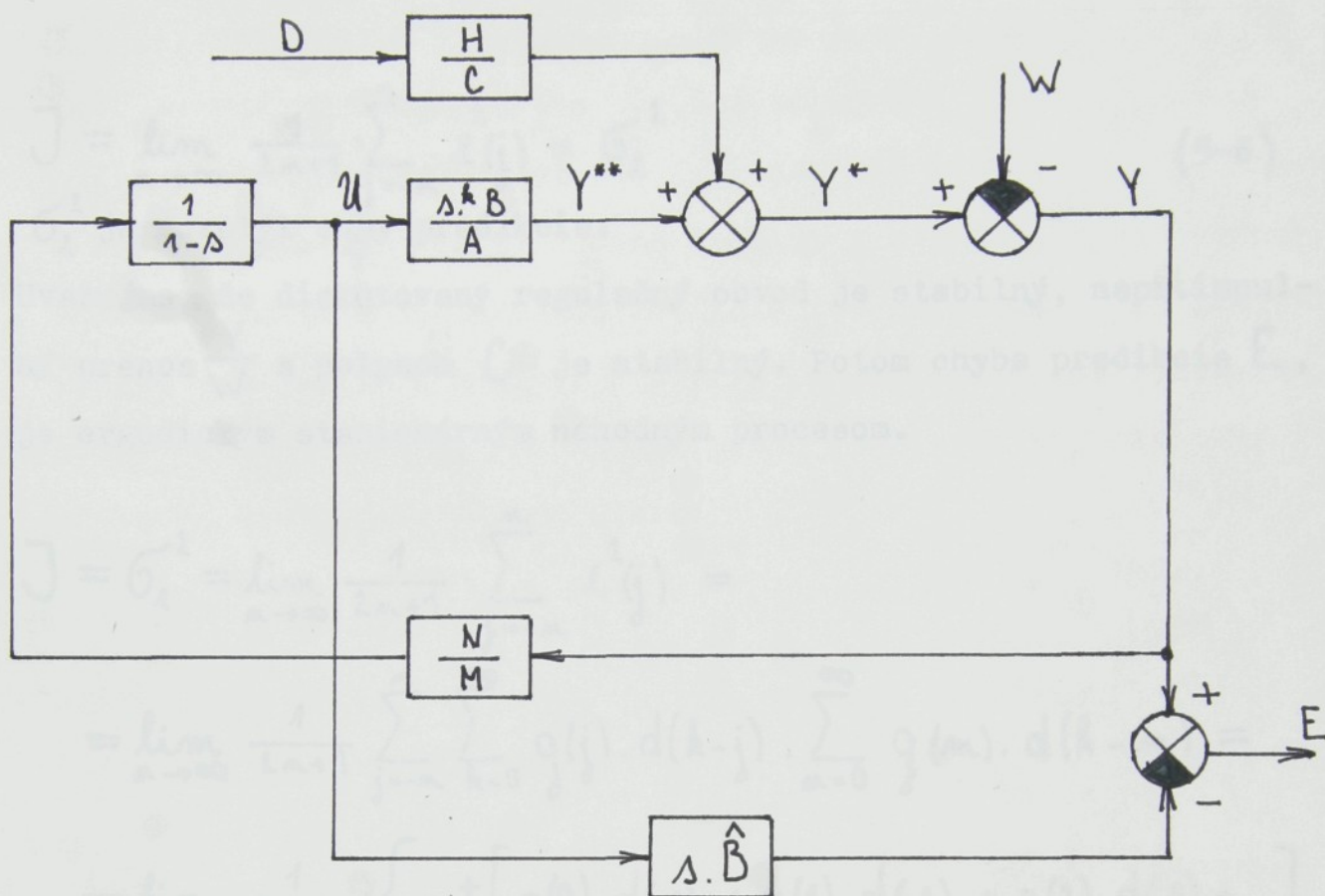
5.1. Výpočet váhovej funkcie.

Ak poznáme všetky polynomy uzavreného regulačného obvodu

A, B, C, H, M, N , potom môžeme vypočítať radu, ku ktorej pri identifikácii metódou najmenších štvorcov budú koeficienty polynomu $\hat{B}$ konvergovať, ak budeme zvyšovať stupeň tohoto polynomu.

Najprv do regulačného obvodu z obr.4 - 1 prikreslíme rovnicu

(5-3)



Obr. 5-1

Potom prenos

$$\frac{E}{D} = \frac{H}{C} \cdot \frac{1 - \frac{s \cdot \hat{B}}{(1-s)} \cdot \frac{N}{M}}{1 - \frac{s \cdot B}{(1-s)A} \cdot \frac{N}{M}} = \frac{H \cdot A}{C} \cdot \frac{(1-s)M - s \cdot \hat{B} \cdot N}{(1-s)A \cdot M - s \cdot B \cdot N} = G \quad (5-5)$$

$$G = G(s) = g(0) + g(1) \cdot s + g(2) \cdot s^2 + \dots$$

Rada G a postupnosť $g(0), g(1), g(2), \dots$ je jednou z váhových funkcií obvodu z obr. 5-1.

Uvažujme, že pri identifikácii metódou najmenších štvorcov minimalizujeme kritérium, viď [5]

$$J = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{2n+1} \cdot \sum_{j=-n}^n e^2(j) = \sigma_e^2 \quad (5-6)$$

σ_e^2 je rozptýl chyby predikcie.

Uvažujme, že diskutovaný regulačný obvod je stabilný, napr. impulsný prenos $\frac{Y}{W}$ a polynom C je stabilný. Potom chyba predikcie E , je ergodickým stacionárnym náhodným procesom.

$$\begin{aligned} J &= \sigma_e^2 = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{2n+1} \cdot \sum_{j=-n}^n e^2(j) = \\ &= \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{2n+1} \sum_{j=-n}^m \sum_{k=0}^{\infty} g(j) \cdot d(k-j) \cdot \sum_{m=0}^{\infty} g(m) \cdot d(k-m) = \\ &= \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{2n+1} \cdot \left\{ \dots + [g(0) \cdot d(-1) + g(1) \cdot d(-2) + g(2) \cdot d(-3) + \dots] \cdot \right. \\ &\quad \cdot [g(0) \cdot d(-1) + g(1) \cdot d(-2) + g(2) \cdot d(-3) + \dots] + \\ &\quad + [g(0) \cdot d(0) + g(1) \cdot d(-1) + g(2) \cdot d(-2) + \dots] \cdot \\ &\quad \cdot [g(0) \cdot d(0) + g(1) \cdot d(-1) + g(2) \cdot d(-2) + \dots] + \\ &\quad + [g(0) \cdot d(1) + g(1) \cdot d(0) + g(2) \cdot d(-1) + \dots] \cdot \\ &\quad \cdot [g(0) \cdot d(1) + g(1) \cdot d(0) + g(2) \cdot d(-1) + \dots] + \dots \left. \right\} = \\ &= \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{2n+1} \left\{ g^2(0) \cdot \sum_{j=-n}^m d^2(j) + g^2(1) \cdot \sum_{j=-n-1}^{m-1} d^2(j) + g^2(2) \cdot \sum_{j=-n-2}^{m-2} d^2(j) + \dots \right\} = \\ &= \sigma_d^2 \cdot \sum_{j=0}^{\infty} g^2(j) \quad (5-7) \end{aligned}$$

$d(k)$... realizácia diskretného bieleho šumu

σ_d^2 ... rozptyl diskretného bieleho šumu

$g(j)$... pre $j \in \langle 0, \infty \rangle$ je váhová funkcia, viď (5-5).

Z postupnosti $g(j)$ je vytvorená rada G , ktorá je tiež pomenovaná váhovou funkciou. Zmenou koeficientov polynomu $\hat{B}$ sa mení váhová funkcia G a hodnota kritéria (5-7). Zmenou koeficientov polynomu $\hat{B}$ nezmeníme hodnotu $g(0)$, viď (5-5). Ak nájdeme taký polynom, alebo radu $\hat{B}$ pre ktorú

$$g(j) = 0 \quad \text{pre} \quad j > 0 \quad , \quad (5-8)$$

našli sme i minimum $\sum_{j=0}^{\infty} g^2(j)$, tzn. minimum kritéria (5-7); podmienku (5-8) vyjadríme

$$G(\Delta) - G(0) = 0 \quad (5-9)$$

Ak, absolútne členy polynomov A, C, H, M , sú rovné jednej, potom

$$G(0) = 1 \quad (5-10)$$

(5-5) a (5-10) dosadíme do (5-9)

$$\frac{H.A}{C} \cdot \frac{(1-\Delta).M - \Delta \cdot \hat{B}.N}{(1-\Delta).A.M - \Delta^k.B.N} - 1 = 0 \quad ,$$

Z toho odvodíme $\hat{B}$

$$\hat{B} = \left(1 - \frac{C}{H}\right) \cdot \frac{(1-\Delta).M}{\Delta.N} + \frac{\Delta^{k-1}.B.C}{A.H} \quad , \quad (5-11)$$

$$1 - \frac{C}{H} = \frac{H-C}{H} \quad ,$$

Z rozdielu polynomov $H - C$ je možno vytknúť Δ .

Vysvetlíme rovnicu (5-11). Ak budeme pri identifikácii metódou najmenších štvorcov, viď (5-6), zvyšovať stupeň polynomu $\hat{B}$, budú koeficienty tohoto polynomu konvergovať ku koeficientom rady

$$\left(1 - \frac{C}{H^+}\right) \cdot \frac{(1-\Delta) \cdot M}{\Delta \cdot N^+} + \frac{\Delta^{k-1} \cdot B \cdot C}{A^+ \cdot H^+} = \hat{B}^+ \quad (5-12)$$

Polynomy A^+, H^+, N^+ sú stabilné a vypočítame ich z polynomov A, H, N , viď [5], takto:

Napr. polynom A^+ . Polynom A^+ je súčinom stabilných koreňových činiteľov symetrického polynomu

$$A(\Delta) \cdot \tilde{A}(\Delta), \text{ kde}$$

$$A(\Delta) = 1 + a_1 \cdot \Delta + a_2 \cdot \Delta^2 + \dots + a_{v-1} \cdot \Delta^{v-1},$$

$$A\left(\frac{1}{\Delta}\right) = a_0 + \frac{a_1}{\Delta} + \frac{a_2}{\Delta^2} + \dots + \frac{a_{v-1}}{\Delta^{v-1}},$$

z toho vyplýva

$$\tilde{A}(\Delta) = a_0 \cdot \Delta^{v-1} + a_1 \cdot \Delta^{v-2} + \dots + a_{v-2} \cdot \Delta + a_{v-1}.$$

Koeficienty $a_1, a_2, \dots, a_{v-1}$ sú reálne čísla, $a_{v-1} \neq 0$, v je konečné číslo, Δ je komplexná premenná.

Ak Δ_1 je koreňom polynomu $A(\Delta)$, $\frac{1}{\Delta}$ je koreňom polynomu $\tilde{A}(\Delta)$.

Ak je $|\Delta_1| > 1$, potom $|\frac{1}{\Delta_1}| < 1$.

Napr. pre $v = 3$ vyjadríme súčin $A(\Delta) \cdot \tilde{A}(\Delta)$

$$\begin{aligned}
 A(s) \cdot \tilde{A}(s) &= (a_0 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2) \cdot (a_0 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_2) = \\
 &= a_0 \cdot a_2 + (a_0 \cdot a_1 + a_1 \cdot a_2) \cdot s + (a_0^2 + a_1^2 + a_2^2) \cdot s^2 + \\
 &+ (a_0 \cdot a_1 + a_1 \cdot a_2) \cdot s^3 + a_0 \cdot a_2 \cdot s^4 .
 \end{aligned}$$

V (5-12) zapíšeme

$$\hat{B}^+ = \hat{b}_0 + \hat{b}_1 \cdot s + \hat{b}_2 \cdot s^2 + \dots$$

Pokiaľ jeden koreň polynomu C bude $\Delta = 1$, potom $\lim_{j \rightarrow \infty} \hat{b}_j = 0$.

Pokiaľ $\Delta = 1$ nebude koreňom polynomu C , potom $\lim_{j \rightarrow \infty} \hat{b}_j = \text{konst.}$

Z tohoto dôvodu rovnicu (5-4), ktorá je východnou rovnicou v metode najmenších štvorcov, upravíme

$$\begin{aligned}
 e(j) &= y(j) - \hat{b}_0 \cdot u(j-1) - \hat{b}_1 \cdot u(j-2) - \dots - \\
 &- \hat{b}_{\lambda-2} \cdot u(j-\lambda+1) - \hat{b}_{\lambda-1} \cdot u(j-\lambda) .
 \end{aligned}
 \tag{5-13}$$

Ak volíme λ veľké, ak $\Delta = 1$ je koreňom polynomu C a ak pre výpočet koeficientov $\hat{b}_0, \hat{b}_1, \dots, \hat{b}_{\lambda-1}$ použijeme metódu najmenších štvorcov, potom so zvyšujúcim sa m , viď (5-6), bude $\hat{b}_{\lambda-1}$ konvergovať k nule, $\hat{b}_{\lambda-1} \rightarrow 0$. Pokiaľ $\Delta = 1$ nie je koreňom polynomu C , potom $\hat{b}_{\lambda-1} \rightarrow \text{konst.}$

5.2. Dvojetapová metóda identifikácie.

Uvažujme uzavrený regulačný obvod podľa obr. 5-1 a diskutovateľnú identifikáciu polynomu $\hat{B}$ metódou najmenších štvorcov. Potom podľa rovnice (5-12) zapíšeme, ak prevedieme identifikáciu polynomu $\hat{B}$ dvakrát pri zapojení dvoch rôznych regulátorov

$$\hat{B}_1 = \left(1 - \frac{C}{H^+}\right) \cdot \frac{(1-\Delta) \cdot M_1}{\Delta \cdot N_1^+} + \frac{\Delta^{k-1} B \cdot C}{A^+ \cdot H^+} \quad (5-14)$$

$$\hat{B}_2 = \left(1 - \frac{C}{H^+}\right) \cdot \frac{(1-\Delta) \cdot M_2}{\Delta \cdot N_2^+} + \frac{\Delta^{k-1} B \cdot C}{A^+ \cdot H^+} \quad (5-15)$$

Tieto dve rovnice využijeme pre výpočet polynomov A^+, B, C, H^+ . Odčítame napr.: (5-15) od (5-14) a úpravou vypočítame

$$\frac{C}{H^+} = 1 - \frac{\Delta \cdot (\hat{B}_1 - \hat{B}_2) \cdot N_1^+ \cdot N_2^+}{(1-\Delta) \cdot (M_1 \cdot N_2^+ - M_2 \cdot N_1^+)} = G^* \quad (5-16)$$

Dosadením identifikovaných polynomov $\hat{B}_1, \hat{B}_2$ a známych polynomov regulátorov M_1, N_1^+, M_2, N_2^+ vypočítame radu G^* , viď (5-16). Na základe znalosti rady G^* vypočítame radu, polynomy C a H^+ .

Z (5-16) prepíšeme

$$C = G^* \cdot H^+ \quad (5-17)$$

a ~~odhadneme~~ ^{odhadneme} stupne polynomov H^+ a C .

Koeficienty polynomu $G^* \cdot H^+$ sú nulové od stupňa, ktorý je o jednu väčší ako volený stupeň polynomu C . Požiadavok nulovosti týchto koeficientov je možno splniť s chybami, takže pri znalosti G^* pre výpočet H^+ môžeme použiť metódu najmenších štvorcov.

Na základe vývoja súčtu kvadrátu chýb v závislosti na stupňoch

polynomu H^+ a C , alebo napr. na základe maximálnej absolútnej chyby môžeme určiť vhodnosť odhadov stupňov polynomov H^+, C . Pri znalosti G^* a H^+ môžeme z (5-17) vypočítať C . Pri znalosti polynomov C a H^+ a diskrétného dopravného oneskorenia k sústavy, vypočítame polynomy B a A^+ , napr. z (5-14)

$$\frac{B}{A^+} = \frac{\hat{B}_1 + (G^* - 1) \frac{M_1}{N_1 \Delta} (1 - \Delta)}{\Delta^{k-1} \cdot G^*} = G^{**} \quad (5-18)$$

6. Identifikácia metódou najmenších štvorcov, upravenej do algoritmu LD filtru.

Metódou najmenších štvorcov identifikujeme koeficienty diferenčnej rovnice prediktoru - modelu sústavy v tzv. prírastkovom tvare, viď [9]

$$\begin{aligned}\hat{y}(j) - y(j-1) + a_1 \Delta y(j-1) + a_2 \Delta y(j-2) + \dots + a_{v-1} \Delta y(j-v+1) = \\ = b_0 \Delta u(j-1) + b_1 \Delta u(j-2) + \dots + b_{v-1} \Delta u(j-v) \quad (6-1)\end{aligned}$$

$y(j)$ je výstupná veličina z regulovanej sústavy v čase

$$j, \Delta y(j) = y(j) - y(j-1) ,$$

$u(j)$ je vstupná veličina do regulovanej sústavy v čase

$$j, \Delta u(j) = u(j) - u(j-1) ,$$

$\hat{y}(j)$ je predikcia, predpoveď výstupnej veličiny sústavy na základe znalosti minulých vstupov a výstupov sústavy.

Označme $e(j) = y(j) - \hat{y}(j)$, $e(j)$ je chyba predikcie.

(6-1) upravíme

$$\begin{aligned}\Delta y(j) + a_1 \Delta y(j-1) + a_2 \Delta y(j-2) + \dots + a_{v-1} \Delta y(j-v+1) = \\ = b_0 \Delta u(j-1) + b_1 \Delta u(j-2) + \dots + b_{v-1} \Delta u(j-v) + e(j) \quad (6-2)\end{aligned}$$

Metódou najmenších štvorcov, algoritmom LD filtru vypočítame koeficienty rovnice (6-2) tak, aby kritérium

$$J = \sum_{j=0}^t \varphi^{2(t-j)} \cdot e^2(j) \quad (6-3)$$

bolo minimálne. V (6-3), φ je tzv. koeficient zapomínania, je

možno voliť $0 < \psi \leq 1$. My sme volili $\psi = 1$.

6.1. Identifikácia váhovej funkcie metódou LD filtru.

Pri identifikácii váhovej funkcie algoritmom LD filtru som vypočítaval koeficienty rovnice v tvare

$$y(j) = \hat{b}_0 \cdot u(j-1) + \hat{b}_1 \cdot u(j-2) + \dots + \hat{b}_{v-1} \cdot u(j-v) + e(j) \quad (6-4)$$

Minimalizáciou kritéria (6-3) dostaneme koeficienty $\hat{b}$ váhovej funkcie, viď (5-11) , alebo (5-14) a (5-15).

7. Adaptívny regulátor s identifikáciou váhovej funkcie.

Identifikačná časť algoritmu tohoto regulátoru je popísaná v kap. 5, viď popis (5-14) a (5-15). V identifikačnej časti tohto algoritmu prevedieme dvakrát identifikáciu váhových funkcií modelu sústavy pri zapojení dvoch rôznych regulátorov v uzavrenom regulačnom obvode. Predpokladáme, že identifikácia jednej váhovej funkcie prevádzame "dlhý čas".

Z identifikovaných dvoch váhových funkcií a na základe znalosti diskretného dopravného oneskorenia k sústavy vypočítame polynomy A^+, B, C, H^+ sústavy a filtru, tzn. je určené miesto vstupu poruch do uzavreného regulačného obvodu. Na tieto poruchy navrhujeme metódou dynamického programovania diferenčnú rovnicu regulátoru, pri znalosti stavového popisu sústavy, viď odst. 7. 1. Návrh regulátoru je prevádzaný tak, aby pri znalosti vektoru sústavy bola táto optimálne regulovaná z ľubovoľného počiatočného stavu vzhľadom k minimu kvadratického kritéria, viď [9]

$$J = \sum_{j=0}^{N-1} [y^2(j) + q \cdot \Delta u^2(j)] + y^2(N),$$

kde q je zvolený váhový koeficient.

7. 1. Návrh regulátoru na poruchy vstupujúce do regulačného obvodu filtrom s prenosom $\frac{H}{C}$.

Navrhujeme regulátor pre náhodné poruchy vstupujúce do uzavreného regulačného obvodu podľa obr. 4-1.

Pre sústavu a filter platí

$$Y = \frac{\Delta \cdot B}{A} \cdot U + \frac{H}{C} \cdot D \quad , \quad (7-1)$$

$$A \cdot C \cdot Y = \Delta \cdot B \cdot C \cdot U + A \cdot H \cdot D \quad (7-2)$$

Regulátor navrhujeme pre sústavu a filter, ktoré sú popísané rovnicou

$$A \cdot C \cdot Y = \Delta \cdot B \cdot C \cdot U + A^+ \cdot H^+ \cdot D \quad (7-3)$$

Zmysel označenia A^+ , H^+ je rovnaký, ako pri riešení rovnice (5-12). V prípade, že napr. polynom A je stabilný, potom $A^+ = A$.

Uvažujme sústavu a filter, pre ktoré

$$A^+ = 1 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2 \quad ,$$

$$B = b_0 + b_1 \cdot s + b_2 \cdot s^2 \quad ,$$

$$C = 1 + c_1 \cdot s \quad ,$$

$$H^+ = 1 + h_1 \cdot s \quad .$$

Pre túto sústavu a filter označíme

$$A \cdot C = 1 + \alpha_1 \cdot s + \alpha_2 \cdot s^2 + \alpha_3 \cdot s^3 \quad ,$$

$$B \cdot C = \beta_0 + \beta_1 \cdot s + \beta_2 \cdot s^2 + \beta_3 \cdot s^3 \quad ,$$

$$A^+ \cdot H^+ = 1 + \gamma_1^+ \cdot s + \gamma_2^+ \cdot s^2 + \gamma_3^+ \cdot s^3 \quad .$$

(7-3) je Z - transformáciou diferenčnej rovnice diskutovanej sústavy

$$\begin{aligned}
 y(j) + \alpha_1 \cdot y(j-1) + \alpha_2 \cdot y(j-2) + \alpha_3 \cdot y(j-3) = \\
 = \beta_0 \cdot u(j-1) + \beta_1 \cdot u(j-2) + \beta_2 \cdot u(j-3) + \beta_3 \cdot u(j-4) + \\
 + d(j) + z_1^+ \cdot d(j-1) + z_2^+ \cdot d(j-2) + z_3^+ \cdot d(j-3) .
 \end{aligned}
 \tag{7-4}$$

Uvedenú diferenčnú rovnicu prepíšeme do štyroch diferenčných rovníc 1. radu

$$\begin{aligned}
 x_1(j) &= \beta_0 \cdot u(j-1) - \alpha_1 \cdot x_1(j-1) + x_2(j-1) && + d(j) , \\
 x_2(j) &= \beta_1 \cdot u(j-1) - \alpha_2 \cdot x_1(j-1) && + x_3(j-1) + z_1^+ \cdot d(j) , \\
 x_3(j) &= \beta_2 \cdot u(j-1) - \alpha_3 \cdot x_1(j-1) && + x_4(j-1) + z_2^+ \cdot d(j) , \\
 x_4(j) &= \beta_3 \cdot u(j-1) && + z_3^+ \cdot d(j) ,
 \end{aligned}$$

$$y(j) = x_1(j) . \tag{7-5}$$

Stavové veličiny sústavy a filtru môžeme vyjadriť pomocou vstupných a výstupných veličín sústavy a pomocou vstupujúcich poruch.

$$x_1(j) = y(j) ,$$

$$\begin{aligned}
 x_2(j) = -\alpha_2 \cdot y(j-1) - \alpha_3 \cdot y(j-2) + \beta_1 \cdot u(j-1) + \beta_2 \cdot u(j-2) + \beta_3 \cdot u(j-3) + \\
 + z_1^+ \cdot d(j) + z_2^+ \cdot d(j-2) ,
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 x_3(j) = -\alpha_3 \cdot y(j-1) &&& + \beta_2 \cdot u(j-1) + \beta_3 \cdot u(j-2) + z_2^+ \cdot d(j) + \\
 &&& + z_3^+ \cdot d(j-1) ,
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 x_4(j) = &&& + \beta_3 \cdot u(j-1) &&& + z_3^+ \cdot d(j) .
 \end{aligned}
 \tag{7-6}$$

Rovnice (7-6) zapíšeme

$$\underline{x}(j) = \underline{I} \cdot \underline{z}(j), \quad \underline{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_1 & \alpha_3 & \beta_1 & \beta_2 & \beta_3 & \gamma_1^+ & \gamma_2^+ & \gamma_3^+ \\ 0 & \alpha_3 & 0 & \beta_1 & \beta_3 & 0 & \gamma_2^+ & \gamma_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \beta_3 & 0 & 0 & \gamma_3^+ & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7-7)$$

$\underline{x}(j)$ je vektor stavu sústavy,

$\underline{z}(j)$ je tzv. vektor pozorovania

Diferenčná rovnica regulátoru bude dľa [5], odst. 3.2.

$$\Delta u(j) = R \cdot \underline{I} \cdot \underline{z}(j) \quad (7-8)$$

R je vektor koeficientov regulátoru, $R = [r_0, r_1, \dots, r_{v-1}]$

Δu je prírastok akčnej veličiny.

Z - transformáciu tejto diferenčnej rovnice zapíšeme

$$M \cdot U = N \cdot Y + P \cdot D, \quad (7-9)$$

P je diagonálna matica,

kde pre diskutovanú sústavu polynomy

$$M = 1 + m_1 \cdot \Delta + m_2 \cdot \Delta^2 + m_3 \cdot \Delta^3,$$

$$N = n_0 + n_1 \cdot \Delta + n_2 \cdot \Delta^2 + n_3 \cdot \Delta^3,$$

$$P = p_0 + p_1 \cdot \Delta + p_2 \cdot \Delta^2.$$

Z (7-3) vypočítame D a dosadíme do (7-9),

$$M \cdot U = N \cdot Y + P \cdot \frac{A \cdot C \cdot Y - \Delta \cdot B \cdot C \cdot U}{A^+ \cdot H^+}$$

$$(A^+ \cdot H^+ \cdot M + \Delta \cdot B \cdot C \cdot P) \cdot U = [A^+ \cdot H^+ \cdot N + A \cdot C \cdot P] \cdot Y$$

$$(A^+ H^+ M + \Delta B C P) \cdot u = [A^+ H^+ N + A C P] \cdot y \quad (7-10)$$

Regulátor, popísaný diferenčnou rovnicou (7-10) vyreguluje optimálne vzhľadom k zvolenému kvadratickému kritériu nemerajú poruchu D , ktorá vstupuje do regulačného obvodu filtrom s prenosom $\frac{H}{C}$.

Výpočet diferenčnej rovnice regulátoru popísanou metódou som z časového dôvodu na počítači neriešil.

8. Automatický vyrovnávač útku.

Veľmi náročnou a jednou z rozhodujúcich súčasti finálnych zošľachťovacích procesov v textilnom priemysle je zaistenie požadovanej geometrie tkaniny v zmysle zošikmenia, alebo zakrivenia útku. Útok znamená v textilnom obore priečné uloženie nite v tkanine.

Regulačný systém pre tento účel pozostáva z čidla, zošikmenia a zakrivenia, vyhodnocovacej časti, indikátoru a regulátoru, ktorý je schopný prípadné zakrivenie, alebo zošikmenie kontinuálne behom technologického procesu vyrovnávať a zaistiť tak nezávadný konečný výpad tovaru. Čidla pracujú na princípe vyhodnocovania parametrov svetla, prejdeného vodorovnou a šikmou štrbinou. Pre dokonalé vyhodnotenie je treba umiestniť nad bežiací tovar 4-6 čidiel, ktoré umožnia vyhodnotiť smer a veľkosť zošikmenia, prípadne veľkosť a smer zakrivenia útku.

Indikátory zošikmenia, prípadne zakrivenia útku môžu slúžiť i pre ručné vyrovnávanie. Automatický provoz stroja je podmienený väzbou tkaniny a optickou čitateľnosťou útkových nití.

8.1. Technický popis stroja.

Základné časti automatického vyrovnávača tvoria dva oblúkové valce 1, viď obr. 9 a 10, sústava optických snímačov polohy útku 5, pohon pomocou dvoch brzdových elektromotorov 6. Medzi dôležité vybavenia ďalej patrí odťahový valec 2, indiká-

tor polohy valcov 4, privádzací valec 3.

Elektrické impulzy získané pomocou fotoelektrických snímačov polohy útku sú prostredníctvom zosilovačov a príslušného elektrovybavenia vyhodnotené a prevedené na riadiace impulzy servomotorov, ktoré ovládajú diagonálne i otočné nastavenie oblúkových valcov. Zmenou postavenia oblúkových valcov sú vytvorené rozdielne dĺžky dráh pravého okraja, ľavého okraja a stredu textilného pásu. Vlivom takto nastavených rozdielov v dĺžkach dráh dochádza k deformácií polohy útkových nití v tkanine a tým k vyrovnávaniu útku. Pri vyrovnávaní útku musí byť zaručený rovnomerný plynulý chod textilného pásu.

Oblúkové valce sú vytvorené pevnou oblúkovou hriadeľou, na ktorej sú nasadené valivé ložiska s trubkami. Povrch valcov je zhotovený z pryžovej hadice. Na spojenie hriadelí valcov k pravej a ľavej skrini je prevedené pomocou krížových kĺbov.

Optické snímacie zariadenie tvoria štyri fotočidla a štyri reflektory, umiestnené pod oblúkovými valcami, rovnomerne rozložené po celej šírke tkaniny. Tkanina vstupuje do sústavy valcov zvrchu. Fotočidlo obsahuje optické zväčšovací čočky, štrbiny a plošné kremíkové fotodiódy. Elektrický signál fotodiód je zosílený pomocou zosilovača, umiestneného v puzdre fotočidla. Reflektory zaistujú presvedcovanie textilnej tkaniny a premietnutie útkových nití do optiky fotočidla. Reflektor obsahuje žiarovku, matnicu, čočku a kryt.

Hodnota striedavej zložky napätia vytvoreného na foto-

diode je závislá na sklone útku voči štrbine, ktorou preniká svetlo cez optický systém na fotodiódu, viď obr. 8-1. Funkcia štrbín fotočidla je nasledovná: Štrbiny, cez ktoré preniká svetlo z reflektoru, sú nastavené pod určitým uhlom k vertikálnej rovine postupujúcej textílie. Ak sa k tomuto uhlu približuje uhol vychýlených útkových nití, zväčšuje sa množstvo preniknutého svetla a tým sa zväčšuje i hodnota striedavého napätia. Toto výstupné striedavé napätie sa spracováva prevodníkom na jednosmerné napätie, umerné efektívnej hodnote tohoto signálu.

Štrbín je v jednom fotočidle celkovo štyri. Dve sú v kladnom smere uhla a dve v zápornom smere od priečnej roviny. Jednotlivé štrbiny v príslušnej dvojici majú odlišné uhly uloženia. To preto, aby nedošlo pri prekročení sklonu útkových nití nad uhol prvej štrbiny, k poklesu chybového signálu, viď obr. 8-2.

Snímané chybové signály z jednotlivých fotočidiel sa ďalej spracovávajú logicky. Tak napr. pre zšíkmenie "vľavo" a pre oblúk vpred platí

$$\begin{array}{l}
 \boxed{\uparrow \text{ / }} = A + B + C + D \\
 \boxed{\text{ / } \downarrow} = (A + B) - (C + D)
 \end{array}$$

kde A, B, C, D sú jednotlivé fotočidla.

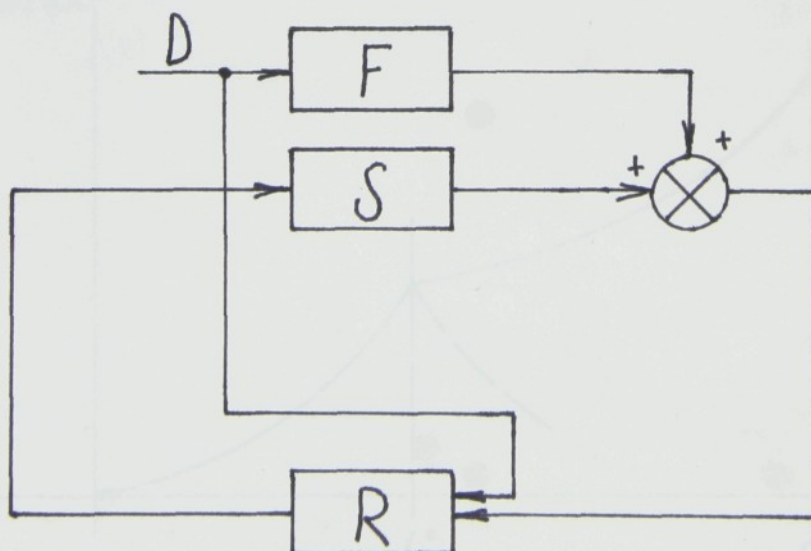
Ďalej platí napr. pre fotočidlo A , viď obr. 8-1

$$A = A_1 - A_2$$

Z poruchových signálov sa príslušnou jednotkou /časovacím obvodom / vytvárajú regulačné impulzy pre riadenie motorov ovládajúcich polohu vyrovnávacích valcov. Vzdialenosť regulačných impulzov je závislá na rýchlosti prechodu tovaru vyrovnávačom útku. Čím je rýchlosť tovaru väčšia, tým môžu byť regulačné impulzy časovo bližšie, pretože i rýchlosť odozvy /zmeny polohy útku/ na regulačný impulz sa zväčší. Rýchlosť tovaru je snímaná tachodynamom, umiestneným na vyrovnávačí útku a naháňaný od horného vodiaceho valca.

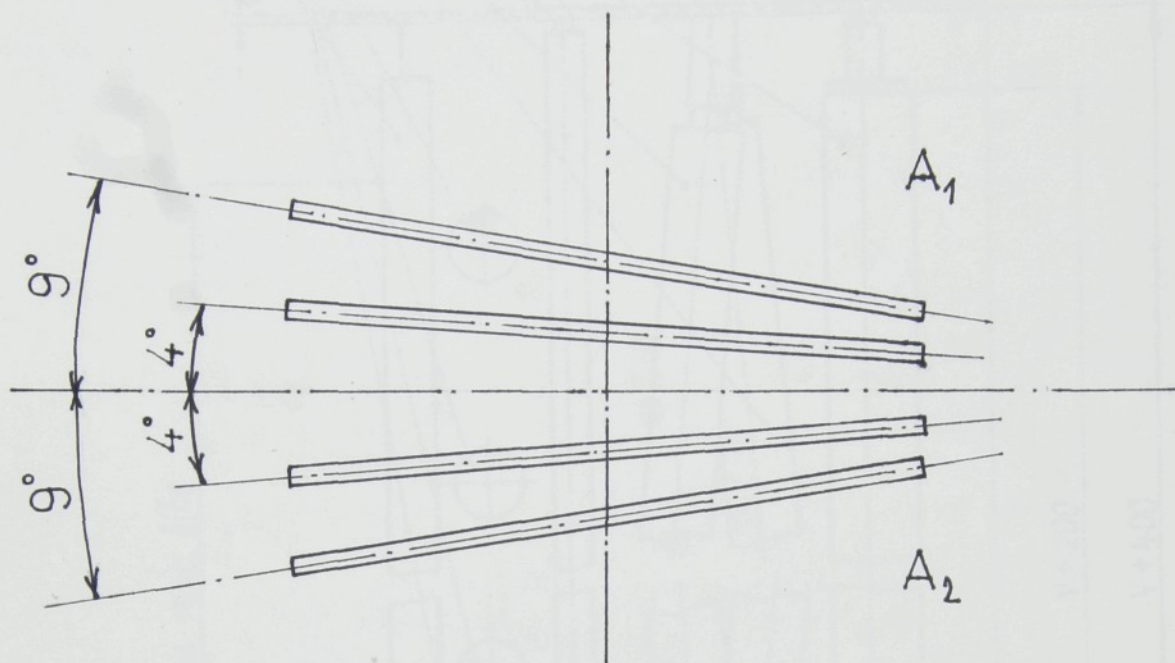
Aj keď regulácia popísaných systémov je analógová, možno čidla pomocou viacbitového prevodníku pripojiť na riadiaci systém, napr. mikropočítač SAPI-1.

Optické snímače sú uložené pod vyrovnávacími valcami, ktorými pochoduje tkanina zhora nadol. Poruchy teda snímame na výstupe zo sústavy, ktoré prichádzajú so značným dopravným oneskorením. Bolo by vhodné preto snímať poruchovú veličinu i na vstupe do sústavy a privádzať túto priamo do regulátoru - počítača. Schéma modelu tohoto regulačného obvodu je znázornená na obr.:



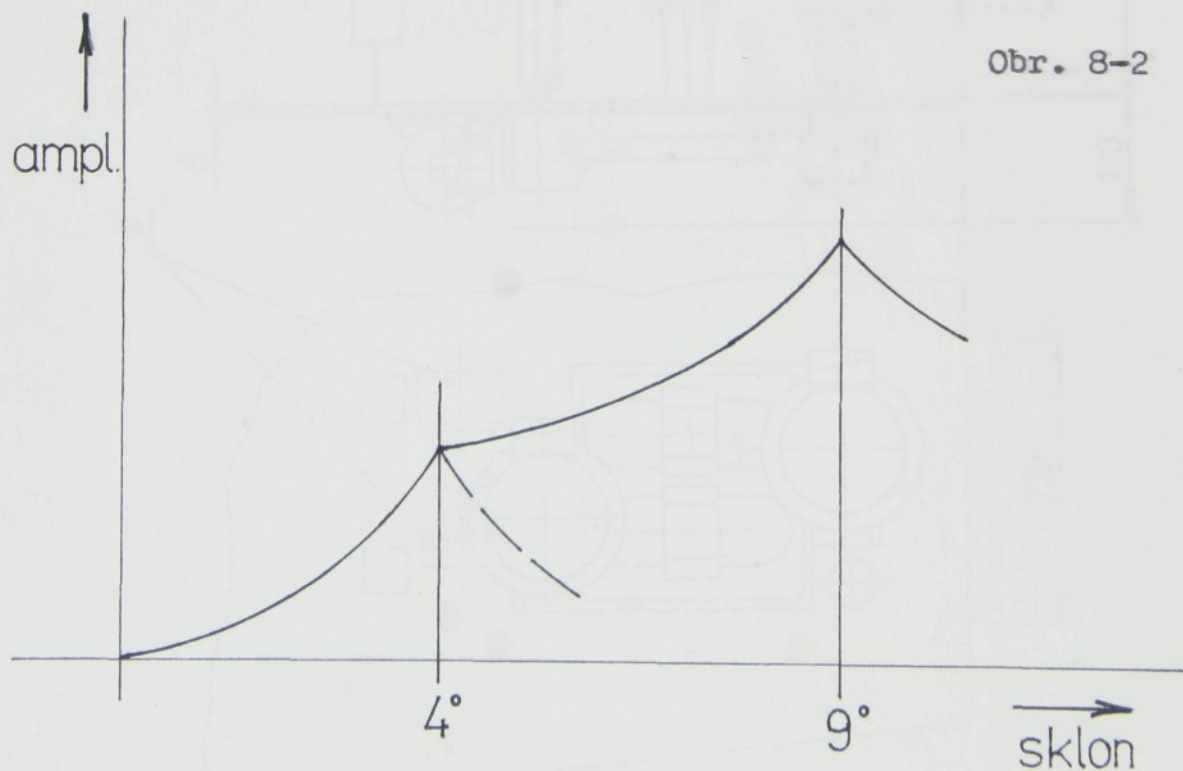
obr. 8-3

Štrbiny optického systému

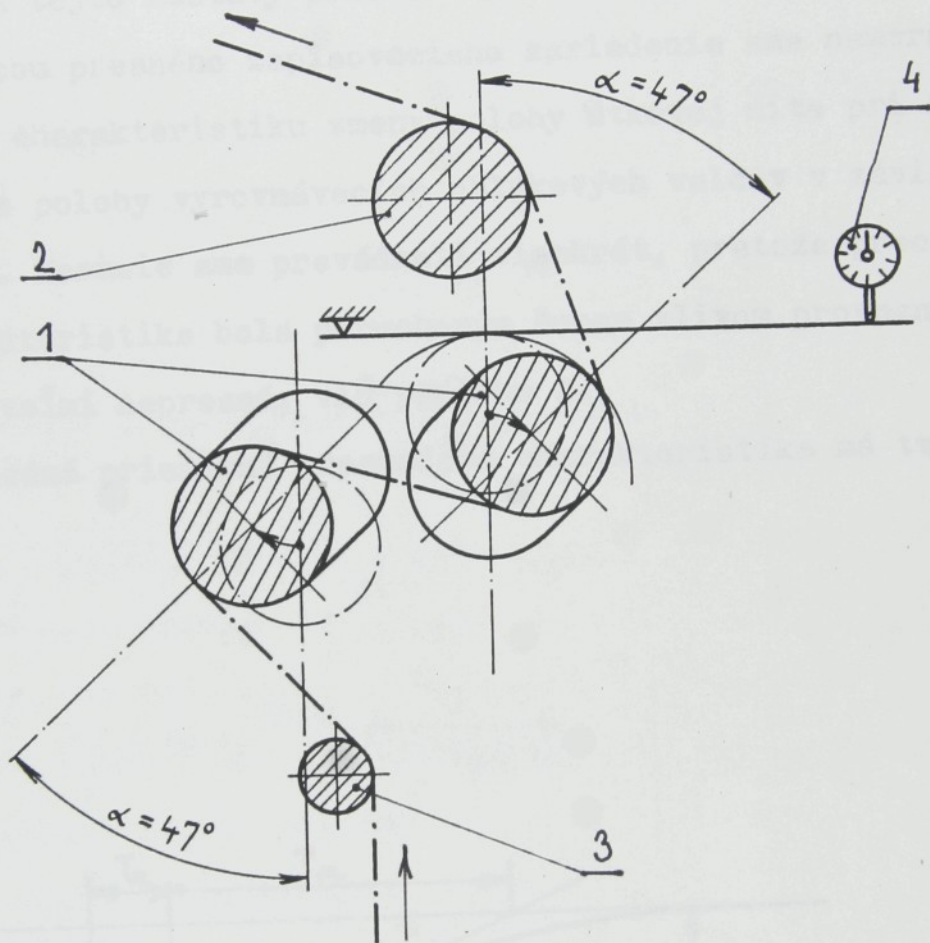


Obr. 8-1

Závislost amplitúdy chybového signálu na sklone útku



Obr. 8-2



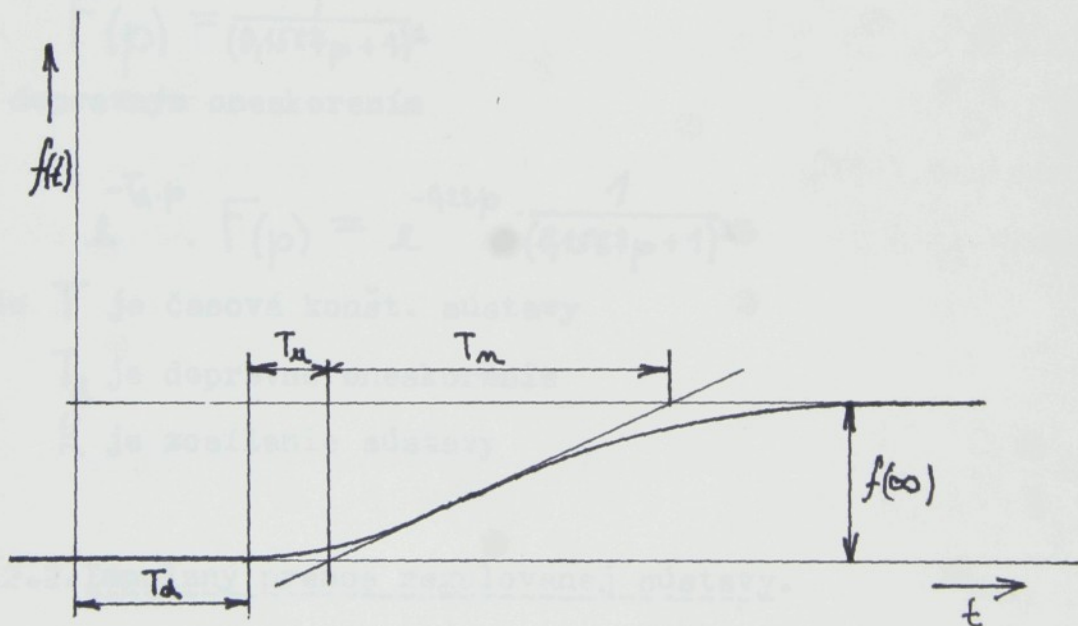
OBR. 10

8. 2. Aproximácia prechodovej charakteristiky

Pre možnosť riešenia adaptívneho riadenia automatického vyrovnávača útku mimo vlastné zariadenie som zistil vlastnosti chovania tejto sústavy priamo v provozu.

Pomocou presného zapisovacieho zariadenia sme namerali prechodovú charakteristiku zmeny polohy útkovej nite pri skokovej zmene polohy vyrovnávacích oblúkových valcov v závislosti na čase. Meranie sme prevádzkali viackrát, pretože prechodová charakteristika bola poruchovým šumom vlivom provozných podmienok veľmi nepresná, viď príloha 2.

Výsledná priemerná prechodová charakteristika má tvar



Pre získanie modelu sústavy v tvare diferenciálnej rovnice a obrazového prenosu, som takto nameranú prechodovú charakteristiku aproximoval metódou Prof. Strejce, viď [1] .

8.2.1. Namerané a vypočítané hodnoty.

Posuv papiera = 10 cm/s

Skok na vstupe = 2 V

$$T_u = 0,05 \text{ [cm]}$$

$$T_m = 0,37 \text{ [cm]}$$

$$y(\infty) = 2 \text{ [V]}$$

$$u(\infty) = 2 \text{ [V]}$$

$$K = 1 \text{ []}$$

$$T = 0,1567 \text{ [s]}$$

$$T_d = 0,22 \text{ [s]}$$

Obrazový prenos sústavy bude podľa [1], kap. 5

$$F(p) = \frac{1}{(0,1567p + 1)^2}$$

S dopravným oneskorením

$$e^{-T_d \cdot p} \cdot F(p) = e^{-0,22 \cdot p} \cdot \frac{1}{(0,1567p + 1)^2}$$

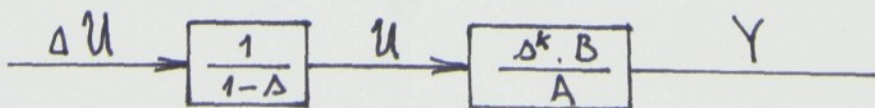
kde T je časová konšt. sústavy

T_d je dopravné oneskorenie

K je zosílenie sústavy

8.2.2. Impulzný prenos regulovanej sústavy.

Uvažujme, že diskutovaná regulovaná sústava $F(p)$ bude v spojení s Č/A prevodníkom a so sumátorom v číslicovom regulačnom obvode



Tento prenos označíme $V(p)$, ktorý má v L - transformácii tvar

$$V(p) = \frac{1}{p} \cdot F(p) = \frac{1}{p} \cdot \frac{1}{T^2(p + \frac{1}{T})^2} = \frac{1}{p} - \frac{1}{p + \frac{1}{T}} - \frac{1}{T(p + \frac{1}{T})^2}$$

Odpovedajúci prenos v Z - transformácii je

$$\begin{aligned} \frac{Y}{\Delta u} &= \Delta^k \cdot V(\Delta, \varepsilon) = \\ &= \Delta^k \cdot \left\{ \frac{1}{1-\Delta} - \frac{\Delta^{-\frac{\Delta T}{T}} \varepsilon}{1-\Delta \cdot \Delta^{-\frac{\Delta T}{T}}} - \frac{\Delta T}{T} \cdot \Delta^{-\frac{\Delta T}{T}} \varepsilon \left(\frac{\varepsilon}{1-\Delta \cdot \Delta^{-\frac{\Delta T}{T}}} + \frac{\Delta \cdot \Delta^{-\frac{\Delta T}{T}}}{(1-\Delta \cdot \Delta^{-\frac{\Delta T}{T}})^2} \right) \right\}. \end{aligned}$$

k predstavuje dopravné oneskorenie

ε je posunutie, pre ktoré platí

$$\varepsilon = \frac{\Delta T - T_d}{\Delta T}$$

Dosadíme

$$\frac{Y}{\Delta u} = \Delta^k \cdot \left\{ \frac{1}{1-\Delta} - \frac{\Delta^{-\frac{\Delta T - T_d}{T}}}{1-\Delta \cdot \Delta^{-\frac{\Delta T}{T}}} \cdot \left(1 + \frac{\Delta T - T_d}{T} + \frac{\Delta \cdot \frac{\Delta T}{T} \cdot \Delta^{-\frac{\Delta T}{T}}}{1-\Delta \cdot \Delta^{-\frac{\Delta T}{T}}} \right) \right\}$$

Dosadíme namerané hodnoty $T_d = 0,22$, $T = 0,1567$. Periodu vzorkovania volíme $\Delta T > T_d$, z čoho vyplýva pre $k=1$. Zvolil som $\Delta T = 0,3$.

$$\begin{aligned} \frac{Y}{\Delta u} &= \Delta \cdot \left\{ \frac{1}{1-\Delta} - \frac{0,6}{1-\Delta \cdot 0,147} \cdot \left(1 + 0,51 + \frac{\Delta \cdot 1,9 \cdot 0,147}{1-\Delta \cdot 0,147} \right) \right\} = \\ &= \frac{\Delta}{1-\Delta} \cdot \left\{ \frac{0,094 + 0,58 \cdot \Delta + 0,014 \cdot \Delta^2}{1 - 0,294 \cdot \Delta + 0,02 \cdot \Delta^2} \right\} = \frac{1}{1-\Delta} \cdot \frac{\Delta B}{A} \end{aligned}$$

9. Popis výsledkov

Naprogramované úlohy uzavreného regulačného obvodu, viď obr. 4-1, sme overovali v spojení mikropočítača SAPI-1 s analógovým počítačom HA-43. Na analógovom počítači sme namodelovali zvolenú sústavu 1. rádu a filter 1. rádu. Použité regulátory boli taktiež 1. rádu. Pomocou prepínača a dvoch prestaviteľných potenciometrov sme privádzali cez filter náhodné poruchy. Privádzané poruchy sme striedali v ľubovoľnom čase. Velikosti poruch sme určovali náhodne. Pri prvom meraní sme poruchy striedali v krátkych časových intervaloch, približne po každom regulačnom kroku. Pri druhom meraní sme poruchy striedali v dlhších časových intervaloch, približne po piatich regulačných krokoch.

Identifikáciu váhových funkcií $\hat{B}$ sme prevádzkali " dlhý čas ", pri 14 identifikovaných koeficientoch.

Použité prenosy regulačného obvodu v Z-transformácii:

Polynomy zvolenej sústavy: $A=1 -0,05$

$$B=1 +0,95$$

Polynomy filtru:

$$C=1 -2,4 E^{-3}$$

$$H=1 +0,9975$$

Polynomy 1.regulátora

$$M1=1 +0,3797$$

$$N1=-0,2-0,07$$

Polynomy 2.regulátora

$$M2=1 +0,28$$

$$N2=-0,26-0,06$$

Tabulka 1

Identifikácia pri zmenách poruchovej veličiny v krátkych časových intervaloch			
$\hat{B}_1$	-9,705 -1,397 -1,034 0,1685 -0,1763	-0,5171 -0,4925 -0,5989 -1,012 0,0933	-0,8332 -1,426 -0,5858 -1,899
$\hat{B}_2$	11,59 -2,502 -4,845 0,4722 -0,5238	-1,382 -3,742 -3,031 -0,5691 -1,309	-4,769 -3,522 -4,39 -4,822
G^*	1 -15,77 -9,978 -0,0897 2,068	-20,51 -14,22 -6,241 -0,3238 2,454	-16,51 -12,07 -3,839 -0,702
C	1	-21,36	
H	1	-0,851	
G^{**}	90,92 0,859 E+6 preteč.	0,1865 E+4 0,1847 E+8	0,4005 E+5 0,3966 E+9
B	90,91	-87,22	
A	1	-21,47	

Tabulka 2

Identifikácia pri zmenách poruchovej veličiny v dlhších časových intervaloch			
$\hat{B}_1$	-109,9 161,4 -71,78 10,44 -21,62	156 -122,1 32,37 -33,66 2,285	-163,6 77,33 -12,77 39,89
$\hat{B}_2$	-7,586 -2,658 0,7869 -0,0006 -0,1793	5,264 1,156 -2,028 -0,7367 0,2268	0,0807 0,2053 -0,6671 0,1183
G^*	1 -112 3,804 -48,72 -21,01	-98,48 47,14 -69,74 -27,11 -42,1	45,23 -73,9 -33,93 -59,77
C H	1 1	-98,28 0,2155	
G^{**}	0,3734 E+3 0,3483 E+9	0,3624 E+5 preteč.	0,3557 E+7
B A	373,4 1	-363,8 -98,03	

10. Popis príloh

Príloha 1 obsahuje výpis použitých programov v strojovom kóde a v jazyku symbolických adries. Pretože som pracoval v hlavnom súbore programov, vypracovanom na KTK, ktorý mi poskytol vedúci práce, je to len časť programov, potrebných k realizácii môjho spôsobu riešenia adaptívneho regulátora. Mikropočítač SAPI-1 nemá grafický výstup na tiskáreň, pracovali sme len v monitore. Všetky potrebné verzie podprogramov sú uložené na kazetovej páske, ktorá je k dispozícii na KTK.

Niektoré dôležité programy uvedené v prílohe 1:

KLDF - koeficienty LD - filtru, kde sa prevádza počiatočné obsadenie pamäťových miest hodnotami, potrebnými pre cyklické používanie LD - filtru - metódy minimalizácie najmenších štvorcov. Obsadzuje sa vektor DULDS, kde sme volili $DULDS = 1 E + 8$, koeficient zapomínania $\psi = FRG = 1$.

STLDF - úvodné výpočty pre LD - filter.

SNRS - stárnutie registru s datami pre LD - filter.

LDFIL - samotný LD filter / bez výpisu v prílohe /.

MULAB - násobenie polynomov.

ADDAB - súčet polynomov, / bez výpisu v prílohe/.

DIVBA - delenie polynomov, / bez výpisu v prílohe/.

Prílohou 2 som sa snažil ukázať zložitosť použitia automatického riadenia v praxi. Každý snímavý signál vo výrobnom procese je vlivom provozných podmienok takto stochastický a zašumelý. Po overení činnosti riadenia s modelom sústavy na analogovom počítači, by sa muselo pristúpiť k ďalším dôležitým opatreniam, ktoré by sa približovali praxi.

11. Záver

Dvojetapová metóda identifikácie s výpočtom polynomov modelu sústavy B,A a modelu filtra C, H bola overená na počítači RPP - 16, program bol vypracovaný v jazyku FORTRAN. Poruchy vstupovali generátorom náhodných signálov v okamžikoch snímania. Vypočítané koeficienty polynomov sústavy A,B a filtra C, H konvergovali k skutočným koeficientom polynomov sústavy a filtra.

Pomocou tohoto programu sme overili správnosť výpočtu na našom počítači. Z váhových funkcií $\hat{B}_1, \hat{B}_2$, a príslušných prenosov regulátorov / váhové funkcie $\hat{B}$ boli identifikované na počítači RPP - 16/, sme previedli výpočty prenosov sústavy a filtra. Hodnoty sa naprosto zhodovali.

Z tabuliek 1 a 2 je zreteľne vidieť, že koeficienty vypočítaných polynomov B, A, C, H, sa vôbec nepodobajú polynomom skutočným. Polynomy filtra C/ menovatele prenosu filtra, viď obr.5-1/, sú nestabilné, čo má odraz i na nestabilný charakter vypočítanej rady G^{**} a polynomu menovateľa prenosu sústavy A.

Vyplýva z toho tá skutočnosť, že nemožno použiť dvojetapovú metódu identifikácie v uzavrenom regulačnom obvode pri vstupe náhodných porúch v ľubovoľnom reálnom čase, ako sme to prevádzali na analogovom počítači.

Všetky overovacie výpočty mali rovnaký charakter, aký majú i uvedené výsledky v tejto diplomovej práci. Všetky úvahy a pripomienky pri overovacích prácach boli vyvrátené.

Z toho ďalej vyplýva nemožnosť použitia tejto identifi-

kačnej časti adaptívneho regulátora v praxi.

Z tohoto dôvodu a spolu s problémom so strojovým časom na mikropočítači SAPI - 1, som sa k realizácii samotného návrhu regulátora nedopracoval.

V súvislosti s tým som tiež neoveroval činnosť adaptívneho regulátora v spojení s modelom sústavy automatického vyrovnávača útku.

V uvedených tabuľkách som sa snažil ukázať, aký veľký vplyv má charakter porúch. I keď sú uvedené výsledky " nesprávne", mali by podľa teoretických úvah konvergovať.

Zložitosť použitia uvedených metód regulácie zväčšuje i násilnosť na zaokrúhľovacie chyby v prevodníkoch. Identifikácia v otvorenom regulačnom obvode je výhodnejšia, pretože nie je ovplyvnený vstup výstupom.

12. Zoznam použitej literatúry

- [1] Hanuš, B., Balda, M.: Základy technické kybernetiky I.
Skripta VŠST, Liberec, 1981.
- [2] Hanuš, B., Balda, M.: Základy technické kybernetiky II.
Skripta VŠST, Liberec, 1981.
- [3] Hanuš, B., Balátě, J., Švarc, I., Zikeš, F.: Teorie
automatického řízení I, I. část.
Skripta VŠST, Liberec, 1982.
- [4] Hanuš, B., Balátě, J., Švarc, I., Zikeš, F.: Teorie
automatického řízení I, II. část.
Skripta VŠST, Liberec, 1982.
- [5] Janeček, B.: Návrh vhodných způsobů řízení vyš-
šího typu, zvláště pak typu adap-
tivního pro energetické procesy.
Výzkumná zpráva KTK-0115, VŠST
Liberec, 1983.
- [6] Prokop, R.: Adaptívne číslicové riadenie zalo-
žené na polynomiálnom prístupe.
Automatizace, 1986, č. 1, s. 4-5.
- [7] Janeček, B.: Rozbor aplikace vyšších způsobů
řízení pro energetické procesy.
Výzkumná zpráva KTK-0081, VŠST
Liberec, 1981.
- [8] Uživatelská dokumentácia súboru
SAPI-1. TESLA Liberec.
- [9] Janeček, B.: Algoritmus adaptivního iterační-
ho číslicového regulátoru.
Výzkumná zpráva KTK-0116, VŠST.

13. Zoznam príloh

- Príloha 1 - Programy v jazyku symbolických adries
- Príloha 2 - Namieraná impulzná charakteristika automatického vyrovnávača útku