

CERCETĂRI PRIVIND OPTIMIZAREA PARAMETRIILOR DE COMANDĂ ȘI REGLARE NUMERICĂ A PARAMETRIILOR ÎN ACȚIONĂRILE MECATRONICE CU APLICAȚII ÎN HIDRAULICĂ ȘI PNEUMATICĂ

Drd. ing. **Constantin ANGHEL**, Prof. univ. dr. ing. **Gheorghe I. GHEORGHE**

Institutul Național de Cercetare Dezvoltare pentru Mecatronică
și Tehnica Măsurării, București

REZUMAT. Lucrarea prezintă un algoritm de control numeric PID bazat pe folosirea unui microcontroler cu arhitectură RISC și controlul curentului prin modulație în impulsuri PWM, utilizat în cadrul unui model experimental cu aplicații în hidraulică și pneumatică.

Cuvinte cheie: control în buclă PID, sistem de reglare discret, microcontroler, valvă electromagnetă.

ABSTRACT. This paper presents a digital PID control algorithm based on the use of a RISC architecture microcontroller and current control PWM pulse modulation used in an experimental model with applications in hydraulics and pneumatics.

Keywords: PID control loop, discrete control system, microcontroller, electromagnetic valve.

1. INTRODUCERE

Modelul experimental s-a realizat având ca referențial experiența acumulată în proiectarea unor sisteme de automatizare și control bazate pe circuite electronice cu microcontroler înglobat, din cadrul colectivului Mecatronica Măsurării Inteligente MMI3, din cadrul INCDMTM - București în colaborare cu partenerii: INOE 2000 – IHP, SC HERVIL SA și SC ROMFLUID SA.

În afara de obținerea unui model experimental funcțional, studiul necesar a reliefat și aspecte teoretice generale privind sistemele de reglare cu reacție negativă deosebit de interesante și care sunt rezumate în continuare.

Aspecte generale ale sistemelor cu feedback.
Schema generală a unui sistem mecatronic cu feedback [1] este dat în figura 1 și evidențiază unele aspecte interesante generale.

Dacă H este funcția de transfer a sistemului în buclă închisă și h funcția de transfer a sistemului în buclă deschisă, atunci, cu notațiile din figura se poate scrie:

$$e = i - x \quad (1)$$

$$x = F \cdot o = f \cdot a \cdot e \quad (2)$$

$$H = \frac{o}{i} = \frac{h \cdot e}{e + h \cdot F \cdot e} = \frac{h}{1 + F \cdot h} \quad (3)$$

$$dH = d\left(\frac{h}{1 + af}\right) = \frac{1}{(1 + af)^2} dh \quad (4)$$

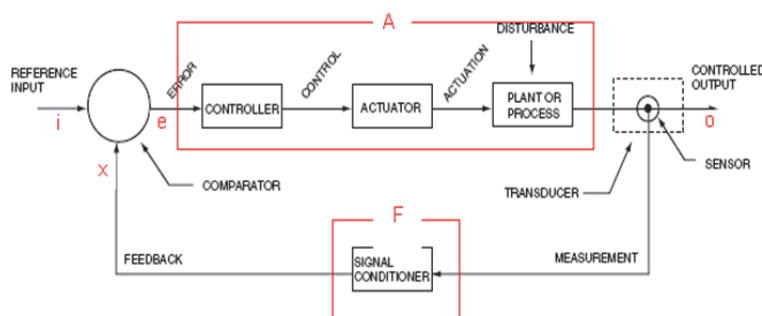


Fig. 1. Schema bloc generală a unui sistem cu feedback.

$$\Rightarrow \frac{\Delta H}{H} = \frac{\Delta h}{(1+hF)^2} \cdot \frac{(1+hF)}{h} = \frac{\Delta h}{h} \cdot \frac{1}{1+hF} \ll \frac{\Delta h}{h} \quad (5)$$

Deși sunt relații curent utilizate pentru a defini un sistem cu control în buclă închisă cu reactive negative, amintim că Formula 3 evidențiază o proprietate interesantă a unui astfel de sistem ce permite o stabilizare în sensul dependentei funcției de transfer numai de factorul F .

Într-adevăr, dacă derivăm o relație de tipul (3) obținem (4) și variația (toleranta) relativă a funcției de transfer globale H se obține conform (5) mult mai mică decât toleranța inițială a funcției de transfer în buclă deschisă h datorită dependentei aproape exclusive de factorul buclei F (deoarece în (3) $h \gg 1$).

Funcția de transfer în buclă închisă H depinde numai de la funcția de transfer globală F a buclei care este mult mai puțin sensibilă la influențe parazite.

Un alt avantaj major al folosirii sistemelor în buclă închisă este liniarizarea funcției de transfer [2]. După cum se vede tot din relația (4), deoarece amplificarea buclei de schiase este, de obicei, foarte mare, de ordinul zecilor de mii, atunci termenul din fața lui dh este foarte mic.

Se desprind două concluzii importante în cazul folosirii buclei cu reacție negativă:

- 1) micșorarea sensibilității la zgomot prin dependent numai de factorul buclei F ;
- 2) liniarizarea caracteristici de transfer.

Mai trebuie amintit că beneficierea practică de cele două proprietăți se face numai în condițiile respectării condițiilor de stabilitate a întregului sistem fără a intra în oscilație (determinarea amplificării și marginii de fază). Aspectele legate de stabilitate nu sunt dezvoltate în prezentul articol dar se găsesc în literatura de specialitate [4].

2. APLICAȚIE MODEL EXPERIMENTAL

S-au realizat sisteme mecatronice de reglare a presiunii de lucru pentru două echipamente proporționale și un sistem mecatronic de reglare a debitului pentru un echipament de transvazare a lichidelor, respectiv trei sisteme mecatronice de reglare și control al parametrilor de lucru:

- 1) sistem de reglare a presiunii hidraulice de acționare, cu supapă ND proporțională, de debit mare.
- 2) sistem de reglare a presiunii pneumatice de acționare, cu supapă pneumo-hidraulică ND proporțională.
- 3) sistem de reglare a debitului prin frecvența de acționare a unei pompe electromagnetice duble.

Valvele pneumatice, în ciuda caracteristicii debit - presiune foarte neliniară sunt des utilizate ca elemente de acționare în automatizările electrohidraulice. O

metoda este liniarizarea în jurul unui punct de lucru denumit „setpoint” cu inconvenientul că trebuie determinată caracteristica pentru fiecare electrovalvă în parte sau folosirea altor metode sofisticate. Cea mai utilizată abordare rămâne totuși reglarea în buclă închisă, metoda ce are avantajele prezentate mai înainte și folosită de noi la realizarea modelului experimental, cu posibilitatea setării parametrilor de lucru de la distanță.

2.1. Model experimental

La INCDMTM s-a realizat următorul model experimental ce are caracteristicile tehnice prezentate mai jos:

- diametru nominal electrovalve DN6;
- presiune maximă: 6 bar;
- presiune regulată: 0...5,8 bar;
- tip automat buclă închisă: PID numeric;
- senzor presiune: 0-10 bar;
- tensiune alimentare: 220 Va.

Modelul experimental pentru studii de laborator în vederea caracterizării comportamentului sistemului în buclă închisă este prezentat în figura 2.



Fig. 2. ME reglare a presiunii hidraulice de acționare, cu supapă ND proporțională, de debit mare.

2.2. Implementare discretă cu microcontroler

Până în acest moment în discuțiile noastre despre regulatoare am avut în vedere regulatorul clasic, continuu, cu ecuații de tipul celor din figura 1.

Modelul experimental prezentat în figura 2 folosește un microcontroler programabil RISC de la Microchip care are înglobate convertoare AD de 10bitti și ieșiri generale numerice cât și ieșiri PWM. Criteriul pentru alegerea microcontrolerului a fost posibilitatea de a încorpora o mulțime de periferice (cum ar fi ADC, DAC), comunicații (cum ar fi UART, SPI, I2C, etc), precum și funcționalități DSP pentru a satisface necesitatea de a testa punerea în practică a circuitului și de a observa performanța sa prin conectarea la un sistem evoluat cum ar fi un PC.

Pentru reglarea numerică directă nu mai putem folosi reglatoarele continue ci așa-numitele regulatoare numerice: sisteme de calcul numeric care execută

(rulează) un algoritm de reglare, echivalentul discret al legii de reglare (1) funcția pe baza căreia se calculează mărimea de conducere, x , din eroarea e .

Folosirea sistemelor numerice permite, așa cum vom vedea mai departe, mult mai mult decât simpla înlocuire a elementului de calcul continuu cu un algoritm numeric; sa vedem mai întâi care este forma numerica a reguletoarelor clasice.

Regulatorul clasic „standard” este reglatorul PID cu ecuația:

$$Y = K_1 X + K_2 \int X dt + K_3 \frac{dX}{dt} \quad (6)$$

Pentru a varianta discreta a regulatorului PID. Vom proceda astfel: folosim metoda dreptunghiurilor înapoi pentru aproximarea integralei si metoda diferențelor înapoi pentru derivata (tabelul 1):

Tabelul 1

Continuu	Discret
$e(t)$	e_n
$x(t)$	X_n
$\int e(t) dt$	$T_e \sum_{k=1}^n e_k$
$\frac{de(t)}{dt}$	$\frac{e_n - e_{n-1}}{T_e}$

Daca derivam (6) vom obține:

$$\frac{dY}{dt} = K_1 \frac{dX}{dt} + K_2 X + K_3 \frac{d^2 X}{dt^2} \quad (7)$$

Trecând la diferențe finite, conform tabelului 1 vom obține (8) si (9)

$$\frac{Y_n - Y_{n-1}}{T} = K_1 \frac{X_n - X_{n-1}}{T} + K_2 X_n + K_3 \frac{(X_n - X_{n-1}) - (X_{n-1} - X_{n-2})}{T^2} \quad (8)$$

$$Y_n = Y_{n-1} + P(X_n - X_{n-1}) + I X_n + D(X_n - 2X_{n-1} + X_{n-2}) \quad (9)$$

unde:

$$P = K_1 \quad I = K_2 T \quad D = \frac{K_3}{T} \quad (10)$$

Relația (9) este numită **forma de poziție** a algoritmului PID: ea ne dă valoarea ieșirii Y_n la momentul de eșantionare n , valoare care determina poziția elementului de execuție prin stabilirea gradului de modulație PWM; **Forma de viteză** ale algoritmilor PID se folosesc mai ales in situațiile in care se utilizează elemente de execuție cu servomotor cu acțiune incrementală

P este denumit câștig proporțional și determină raportul răspunsul ieșirii pentru la o anumită eroare e . Eroarea e este diferența dintre punctul stabilit și cel măsurat. În general, creșterea constantei P – proporțională va crește viteza de răspuns sistemului de control. Cu toate acestea, în cazul în care câștigul proporțională este prea mare, sistemul poate începe să oscileze.

I este constanta de integrare care mediază coerent termenul de eroare a lungul timpului. Răspunsul datorat constantei P este de a aduce ieșirea la o valoare încât eroarea sa fie nulă.

D este constanta de derivare sau anticipativa care determina variațiile rapide ale erorii. Cele mai multe sisteme practice de control discret folosesc valori mici ale constantei D deoarece răspunsul sistemului la derivata este foarte sensibil la zgomet

Practic s-a implementat relația (9) în program, unde X este calculat ca diferență între semnalul de la traductor (după ce a fost convertit de in valoare numerică cu rezoluția de 10 bits) și de punctual de referință dorit. Mai trebuie spus ca înainte de intrarea in convertorul AD din microcontroler semnalul analogic de la traductor a fost trecut printr-un filtru FTJ cu banda de 20 Hz – obligatoriu, pentru evitarea alierii spectrale [1].

Frecvența de eșantionare se alege încât să simplifice operațiile matematice de înmulțire și împărțire. Dacă se alege un multiplu întreg al puterilor lui 2 se știe ca înmulțirea și împărțirea numerica se reduce la simple deplasări (shift) la stânga sau la dreapta cu un anumit număr de biți.

Ținând cont de acest lucru, s-a ales 256 Hz ca frecvența de eșantionare. Acest lucru este suficient pentru o gamă largă de aplicații.

Pentru acordul (tuning-ul) optim, am proiectat regulatorul (algoritm de reglare) pe baza răspunsului sau la o schimbare in mărimea de referință, deci regulatorul astfel realizat rezolva, in fapt, problema „urmăririi”; dar problema „reglării”, adică reacția sa corecta la o schimbare in perturbație se face stabilind parametrii P , I și D . Cum principala perturbație este chiar sarcina sistemului, se pune problema calității reglării realizate de algoritmi de mai sus la schimbarea sarcinii.

2.3. Acordul regulatorului

Pentru acordarea regulatorului care sa reacționeze într-un mod determinat la o schimbare de sarcina se poate proceda in felul următor:

Se pleacă de la ecuația buclei (9) din care se păstrează doar dependenta ieșirii de perturbație, se impune un răspuns anume la o modificare dată a perturbației și presupunând ca se cunoaște valoarea ieșirii prin măsurare se determina pe rând constantele P , I și D , experimental. Acesta ar trebui să fie, de asemenea, făcută după criteriul de „Tuning

OPTIMIZAREA PARAMETRILOR DE COMANDĂ ȘI REGLARE NUMERICĂ A PARAMETRILOR

optimal“, după cum este definit de JG Ziegler și NB Nicholls (intr-un articol din 1942) și este atins atunci când sistemul răspunde la o perturbație cu un **raport de 4:1** al erorii. Această definiție a „Tuning optim“ ar putea să nu se potrivească cu fiecare aplicație, astfel încât compromisurile trebuie să fie asumate. În tabelul 2 se prezintă relațiile pentru acordul optim folosind metoda algoritmului Ziegler-Nichols [4].

Daca la semnal treapta de eroare se obține o oscilație a ieșirii ca în figura 3 iar K_{Pcrit} este amplificarea la care începe să oscileze sistemul

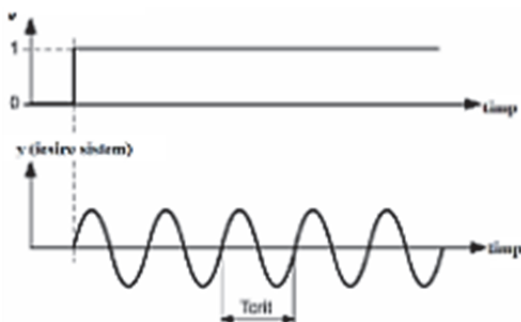


Fig. 3. Răspunsul la treapta de eroare.

În tabelul 2 se prezintă sintetic formulele de calcul pentru coeficienți.

3. REZULTATE EXPERIMENTALE

Modelul experimental a fost testat în laboratorul partenerului INOE 2000 IHP pe platforma de testare specializată. Toți parametrii au fost colectați cu ajutorul unui DAS 1700 placa de achiziție KEITHLEY și comparați cu cei furnizați de sistemul nostru folosind o linie de legătură serială RS232.

3.1 Pașii necesari pentru calcul după metoda Ziegler-Nichols:

- 1) setarea coeficienți controller PID la 0;
- 2) setarea offset la 0;
- 3) verificarea direcției de reglaj setând $K_P = 1$. reglajul direcției este corect dacă ieșirea se mărește odată cu mărirea referinței.
- 4) determinarea limitei de stabilitate măbind K_P până la K_{Pcrit} la care sistemul începe să oscileze și

se măsoară (prin vizualizare sau oscilografier) T_{crit} .

- 5) calculul coeficienților conform tabelului 2.

3.2. Exemplu practic de rezultat

La limita de stabilitate s-au determinat:

$$K_{Pcrit} = 20 \text{ și } T_{crit} = 100 \text{ ms}$$

Au rezultat conform tabelului 2 următorii coeficienți optimizați

$$K_P = 0,6 \times K_{Pcrit} = 0,6 \times 20 = 12$$

$$T_n = 0,5 \times T_{crit} = 0,5 \times 100 \text{ ms} = 50 \text{ ms}$$

$$T_v = 0,12 \times T_{crit} = 0,12 \times 100 \text{ ms} = 12 \text{ ms}$$

$$K_I = K_P / T_n = 12 / 0,05 = 240 \text{ s}^{-1}$$

$$K_D = K_P \times T_v = 12 \times 12 \text{ ms} = 144 \text{ ms}$$

4. CONCLUZII

Buclele PID au fost larg utilizate în procesul de control încă din 1940. Datorită popularității lor, multe lucrări de cercetare au fost efectuate în ultimii șaiszeci de ani pentru a obține cele mai bune formule pentru determinarea și optimizarea parametrilor PID dar fiecare metodă a avut un dezavantaj sau limitare. Analiza dimensională și metodele numerice de optimizare au fost utilizate pentru a simplifica procedura de obținere a acordului optim.

Cercetarea noastră viitoare se va orienta la obținerea unei formule optime pentru implementare în softul microcontrolerelor actuale prin miniaturizare și înglobarea sistemului de reglare PID direct în corpul electrovalvei alături de circuitul de acționare.

Activitatea proiectului are un caracter multidisciplinar tema reunind mai multe specialități tehnice care concurează la realizarea sistemelor mecatronice amintite: electronica, automatica, senzorială, acționări hidraulice și pneumatice, mecanica fină. Colaborarea are și un grad de originalitate datorită faptului că metodele propuse în realizarea proiectului au la bază trei cereri de brevet de invenție, depuse la OSIM și datorită faptului că astfel de sisteme mecatronice de reglare și menținere a parametrilor de lucru la echipamentele hidraulice și pneumatice nu au mai fost realizate în țară.

Tabelul 2

Calcul coeficienți PID metoda Ziegler-Nichols

TIP CONTROL	FORMULE DE CALCUL COEFICIENTI				
	K_P	T_n	T_v	K_I	K_D
P	$0.5 \times K_{Pcrit}$	-	-	-	-
PD	$0.8 \times K_{Pcrit}$	-	$0.12 \times T_{crit}$	-	$K_P \times T_v$
PI	$0.45 \times K_{Pcrit}$	$0.85 \times T_{crit}$	-	K_P / T_n	-
PID	$0.6 \times K_{Pcrit}$	$0.5 \times T_{crit}$	$0.12 \times T_{crit}$	K_P / T_n	$K_P \times T_v$

Mulțumiri

Studiul s-a realizat pe baza unei cercetări teoretice și experimentale în cadrul programului INOVARE sub acronimul HIDROTELEACT și având titlul „Cercetări teoretice și experimentale în vederea realizării sistemelor mecatronice de acționare, reglare și control al parametrilor presiune-debit la unele echipamente hidraulice și pneumatice” a cărei soluție constructivă și funcțională este o noutate (cererea nr de brevet A/00098/2006 – [5]).

BIBLIOGRAFIE

- [1] Gheorghe Ion Gheorghe, *Microingineria Mems & Nems Inteligente*, Editura CEFIN, București, România, 2013.
- [2] E.C. Ifeakor, B.W. Jervis, *Digital Signal Processing: A Practical Approach*, 2nd Ed., Pearson Education, 2002.
- [3] K. J. Astrom and T. Hagglund, *Automatic Tuning of PID Controllers*, Instrument Society of America, 1998.
- [4] Brevet No. A/00098/2006 – INOE 2000 IHP.

Despre autori

Prof. univ. dr. ing. **Gheorghe I. GHEORGHE**

Institutul Național de Cercetare-Dezvoltare pentru Mecatronică și Tehnica Măsurării (INCMTN).

Director General al Institutului Național de Cercetare-Dezvoltare pentru Mecatronică și Tehnica Măsurării (INCMTN). A absolvit Secția Mecanică Fină a Facultății TCM a Institutului Politehnic București în anul 1970. Doctor inginer în anul 1997 în domeniul Mecanică fină, robotică și mecatronică, la Universitatea Tehnică din Timișoara. De-a lungul timpului a urmat mai multe cursuri de specializare postuniversitară la firme de renume din Germania, Italia, Suedia, Austria, precum și la ASE – București. A obținut calitatea de inginer european, EUR ING. E-mail: geo@incdmtm.ro

Drd. ing. **Constantin ANGHEL**

Institutul Național de Cercetare-Dezvoltare pentru Mecatronică și Tehnica Măsurării (INCDMTM)

Absolvent al Universității „Politehnica” – București, Facultatea Electronică și Telecomunicații. Master la Universitatea „Politehnica” – București, Facultatea Electronică și Tehnologia Informației, specialitatea Electronică și informatică medicală. Cercetător științific la Institutul Național de Cercetare-Dezvoltare pentru Mecatronică și Tehnica Măsurării (INCDMTM). Doctorand la Universitatea „Valahia” – Târgoviște. Specialist în programare microcontrolere, proiectare și simulare circuite ORCAD – SPICE, elaborare software în diverse limbaje, acționări și monitorizări echipamente informatizate și specializate, LabView – curs de specializare la Universitatea „Politehnica” – București, CTANM. E-mail: anghel.constantin@incdmtm.ro