

VARIANTE NELINIARE ALE ALGORITMILOR NUMERICI DE REGLARE TIP PID

Vasile Cîrtoaje, Gabriel Rădulescu, Sanda Frâncu, Iulian Laslo, Cristian Cîrtoaje

Keywords: nonlinear PID algorithm, robust control, sampling time, digital control, software controller, slowly sampled measurement, fast sampling rates, nonlinear feedforward/feedback strategy, real time system.

Abstract: The purpose of this paper is to present some particular aspects concerned the linear and nonlinear numerical control algorithms. The proposed control strategy bases upon the authors' intuition and experience obtained from many industrial and laboratory experimental tries. The main idea of the proposed nonlinear algorithms is the decreasing of action weight of P and D modes as long as the error decreases, because these modes oppose to the reduction of error.

1. ALGORITMI NUMERICI LINIARI TIP PID

Algoritmului de reglare PID continuu de forma

$$\begin{cases} \tau_d \frac{df}{dt} + f = T_d \frac{d\varepsilon}{dt} \\ c = K_p \left(\varepsilon + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon dt + f \right) \end{cases} \quad (1)$$

îi corespunde modelul discretizat

$$\begin{cases} D_k = e^{-\frac{T}{\tau_d}} D_{k-1} + \frac{T_d}{\tau_d} (\varepsilon_k - \varepsilon_{k-1}) \\ I_k = I_{k-1} + \frac{T}{T_i} \varepsilon_k \\ c_k = K_p (\varepsilon_k + I_k + D_k) \end{cases}, \quad (2)$$

unde ε_k este eroarea, c_k - comanda, D_k - componenta derivativă, I_k - componenta integrală, K_p - factorul de proportionalitate, T - perioada de esantionare, T_d - constanta de timp derivativă, T_i - constanta de timp integrală. Eroarea e_k reprezintă variabila de intrare a

blocului de comandă al regulatorului, componenta cu rol derivativ D_k și componenta cu rol integral I_k sunt variabilele de stare, iar comanda totală c_k este variabila de ieșire.

Bazați pe intuiție și logică, dar mai ales pe rezultatele unui număr mare de experimente (industriale și de laborator) în domeniul reglării numerice a proceselor continue (de ordinul doi sau mai mare, cu și fără timp mort), cu perioade de esantionare de valori diferite, autorii lucrării recomandă pentru constanta de timp τ_d (cu rol de întârziere a acțiunii componentei derivate) o valoare egală cu media geometrică a constantei de esantionare T și constantei integrale T_i , adică

$$\tau_d = \sqrt{TT_i} \quad (3)$$

Dacă τ_d este dată de (3), în intervalul de esantionare care urmează unei variații treaptă a erorii de reglare, componenta derivativă va reprezenta $T_d/\sqrt{TT_i}$ din componenta proporțională. Prin urmare, ponderea inițială a componentei derivate este proporțională cu constanta de timp derivativă T_d și invers proporțională cu perioada de esantionare T și cu constanta de timp integrală T_i . Deoarece valoarea constantei integrale T_i reflectă timpul de răspuns al procesului reglat (este mică la procesele rapide și mare la procesele lente), rezultă, nota bene, că valoarea inițială a componentei derivate este cu atât mai mică cu cât procesul reglat este mai lent. În ceea ce privește gradul de amortizare a componentei derivate, definit prin relația

$$\alpha = 1 - \frac{D_{k-1}}{D_k} = 1 - e^{-\frac{T}{\tau_d}} \quad (4)$$

se observă că acesta este proporțional cu perioada de esantionare și, nota bene, invers proporțional cu constanta de timp integrală T_i (fapt ce implică, pentru o perioadă de esantionare dată, o amortizare mai mică în cazul proceselor mai lente).

În locul modelului discret (2) se poate utiliza forma echivalentă

$$\begin{cases} D_k = e^{-\frac{T}{\tau_d}} D_{k-1} + K_p \frac{T_d}{\tau_d} (\varepsilon_k - \varepsilon_{k-1}) \\ P_k = P_{k-1} + K_p [(\varepsilon_k - \varepsilon_{k-1}) + \frac{T}{T_i} \varepsilon_k] \\ c_k = P_k + D_k \end{cases} \quad (5)$$

în care variabila de stare P_k include componentele cu rol proporțional și integral. De remarcat faptul că în cazul algoritmului (5), comanda rămâne practic neschimbată în urma modificării factorului de proporționalitate K_p sau a comutării regimului de reglare de pe MANUAL pe AUTOMAT (care implică numai inițializare $P_0=c_0$).

Regulatele cu modelele echivalente (2) și (5) au funcția de transfer

$$H_{PID}(z) = K_p \left(1 + \frac{T}{T_i} \cdot \frac{1}{1-z^{-1}} + \frac{T_d}{\tau_d} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1-z^{-1}e^{-T/\tau_d}} \right). \quad (6)$$

2. ALGORITMI NUMERICI NELINIARI TIP PID

Fiind liniari, algoritmi de reglare prezentați generează comanda astfel încât aceasta să varieze liniar cu valoarea erorii, cu integrala erorii și cu viteza de variație a erorii. Rezultă de aici faptul că, în timp ce componenta integrală **I** produce un efect care reduce sau chiar elimină eroarea, componenta proporțională **P** și componenta derivativă **D** produc efecte care se opun variației erorii, indiferent dacă variația erorii este în sensul creșterii sau al scăderii valorii absolute a erorii. Un asemenea comportament (liniar) al componentelor **P** și **D** poate limita, mai ales pentru anumite stări inițiale, calitatea și performanțele reglării în regim dinamic. Un exemplu în acest sens este acela al unui sistem de reglare automată aflat inițial într-un regim pseudostationar, caracterizat printr-o eroare relativ mare. Durata de eliminare a erorii este mare, deoarece numai componenta **I** contribuie la reducerea acesteia, în timp ce componentele **P** și **D** se opun acestei reduceri. Rezultă de aici ideea *micsorării ponderii componentele P și D în timpul procesului de reducere a erorii de către componenta I*, ceea ce (poate) conduce la o durată mai mică a regimului tranzitoriu. Ideea exprimată conduce inevitabil la un algoritm de reglare neliniar, care să țină seama de semnul pozitiv sau negativ al vitezei de variație a erorii de reglare. Un asemenea algoritm poate fi ușor implementat pe cale numerică, dar foarte greu pe cale analogică, motiv pentru care în continuare ne vom referi numai la prima variantă. În cadrul algoritmului propus, ponderea componentelor **P** și **D** se modifică prin înmulțirea factorului de proportionalitate K_p cu un coeficient având valoarea 1 în timpul procesului de creștere în valoare absolută a erorii și valoarea de atenuare $a \in [0, 1]$ în timpul procesului de scădere a erorii.

Micsorarea acțiunii realizate de componentele **P** și **D** în timpul procesului de reducere a erorii de către componenta **I**, poate crea premisele unui comportament instabil al sistemului. Pentru evitarea unui asemenea comportament se impune, de asemenea, *micsorarea acțiunii componentei I în timpul procesului de reducere a erorii*. Această idee este materializată, fie prin creșterea valorii constantei integrale T_i proporțional cu viteza de scădere a erorii, fie prin anularea acțiunii de integrare la momentele de esanționare la care a fost detectată o reducere în valoare absolută a erorii cu mai mult de $x=0,1\%$ (sau altă valoare) față de ultima valoare a erorii la care acțiunea de integrare nu a fost anulată. În cazul unor perioade de esanționare mici în raport cu durata regimului tranzitoriu a procesului reglat, anularea efectului de integrare poate fi extinsă la un anumit număr n de intervale de esanționare. Rezultate bune au fost obținute pentru $x=0,1\%$ și $n=1 + [0,3 \cdot \sqrt{T_i / T}]$.

În afara celor prezentate, algoritmul propus se mai diferențiază de algoritmul PID standard prin: a) integrarea neliniară a erorii, în vederea limitării creșterii efectului de integrare odată cu creșterea erorii; b) introducerea, pe lângă cele trei componente **P**, **I**, și **D** de reglare după abatere, a unei componente **P** de reglare după referință (care îmbină

reglarea după efect cu reglarea după cauză). Următoarea secvență de program, scrisă în limbajul C (pentru cazul $n=1$), ilustrează ideile care au stat la baza algoritmului prezentat:

```

for (;;) {
    RTKDelay(T*1000./55.);
    achizitie();
    e=(ref-mas)*100/(Dsup-Dinf);
    e1=e/(0.8+0.2*fabs(e));
    de=e-e0;
    x=(fabs(e)<fabs(e0))?0:1;
    k=Kp*(1-a*(1-x));          // a=0...1
    D=d1*D0+k*d2*de;           // d1=exp(-T/td), d2=Td/td, td=sqrt(T*Ti)
    P=P0+k*de+Kp*(x*e1*T/Ti+0.25*(1-a)*(ref-ref0)*100/(Dsup-Dinf));
    c=P+D;
    P0=P, e0=e, ref0=ref, D0=D;
    comanda();
}

```

O ilustrare a modului de acțiune a regulatorului pentru diverse valori ale factorului de atenuare a este prezentată în figurile 1 și 2. Procesul reglat este de ordinul II cu timp mort, caracterizat prin $T_1=30$ s, $T_2=60$ s și $T_m=30$ s, iar regulatorul software are parametrii de bază $B_p=90$ %, $T_i=120$ s, $T_d=60$ s și $T=10$ s - pentru figura 1, respectiv $B_p=60$ %, $T_i=120$ s, $T_d=60$ s și $T=10$ s - pentru figura 2. Toate regimurile tranzitorii sunt generate de acțiunea unor perturbații treaptă de aceeași intensitate. În cazul din fig. 1, în care acțiunea puternică a componentei derivate conduce la un răspuns tranzitoriu caracterizat prin oscilații slab amortizate, calitatea regimului dinamic se îmbunătățește semnificativ odată cu creșterea factorului de atenuare a . În exemplul din fig. 2, sistemul este instabil pentru $a=0$ și devine practic stabil, cu performanțe acceptabile, pentru $a=0,7$.

BIBLIOGRAFIE

1. Knowles J.B., Direct Digital Control Systems, Research Studies Press Ltd., Taunton Somerset, England, 1995.
2. Cîrtoaje V., Teoria sistemelor automate, Universitatea "Petrol-Gaze", Catedra de Automatică și Calculatoare, Ploiești, 1998.
3. Soroush, M., Kravaris C., Synthesis of Discrete-Time Nonlinear Feedforward and Feedback Controllers, AIChE J., 40,473, 1994.

AUTORI

Prof. dr. ing. Vasile Cîrtoaje, Universitatea "Petrol-Gaze" Ploiești, Catedra Automatică și Calculatoare

Prep. ing. Gabriel Rădulescu, Universitatea "Petrol-Gaze" Ploiești, Catedra Automatică și Calculatoare

Stud. Sanda Frâncu, Iulian Laslo, Cristian Cîrtoaje, Universitatea "Petrol-Gaze" Ploiești, Specializarea Automatică și Informatică Industrială, anul V

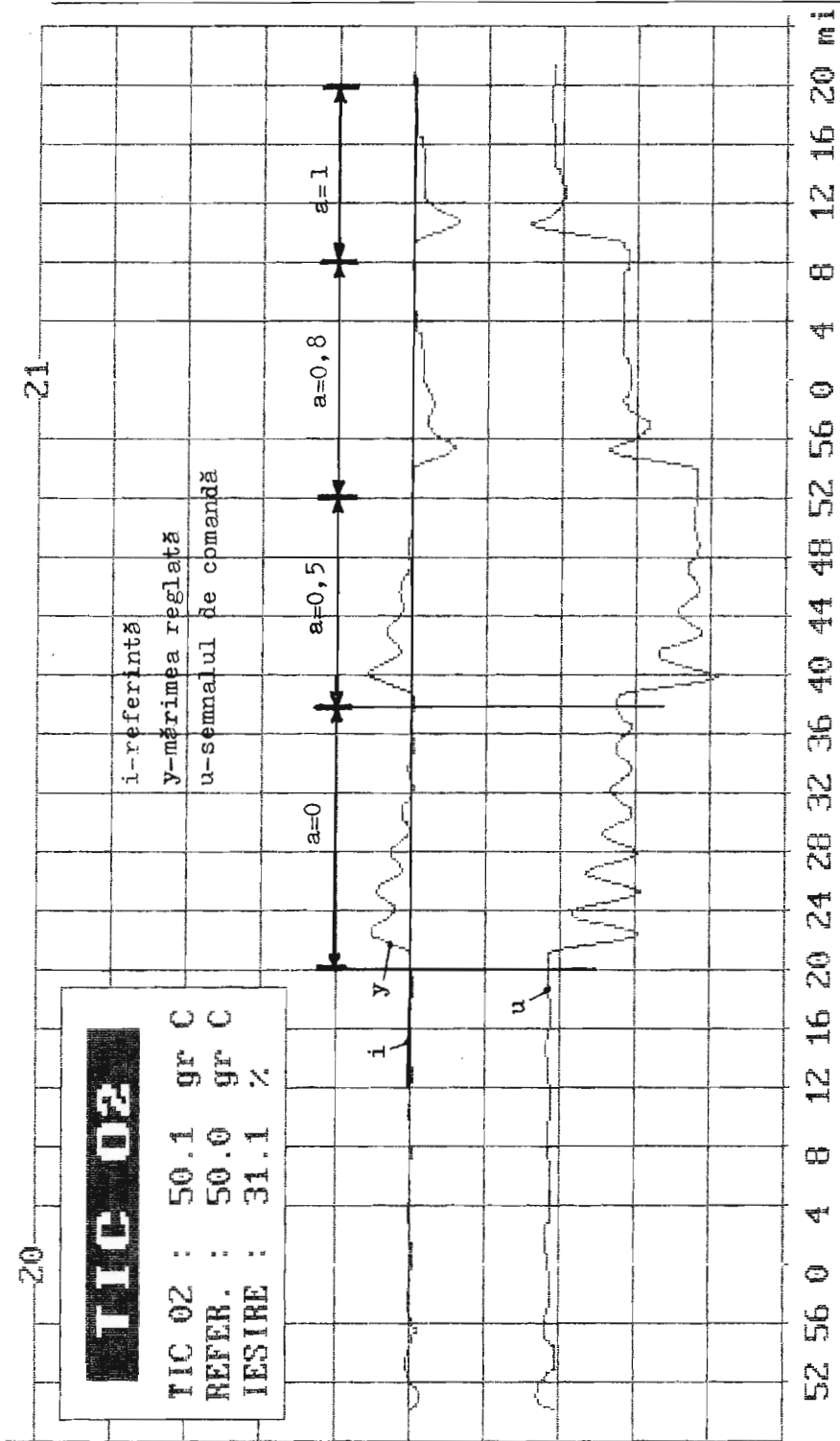


Fig. 1.

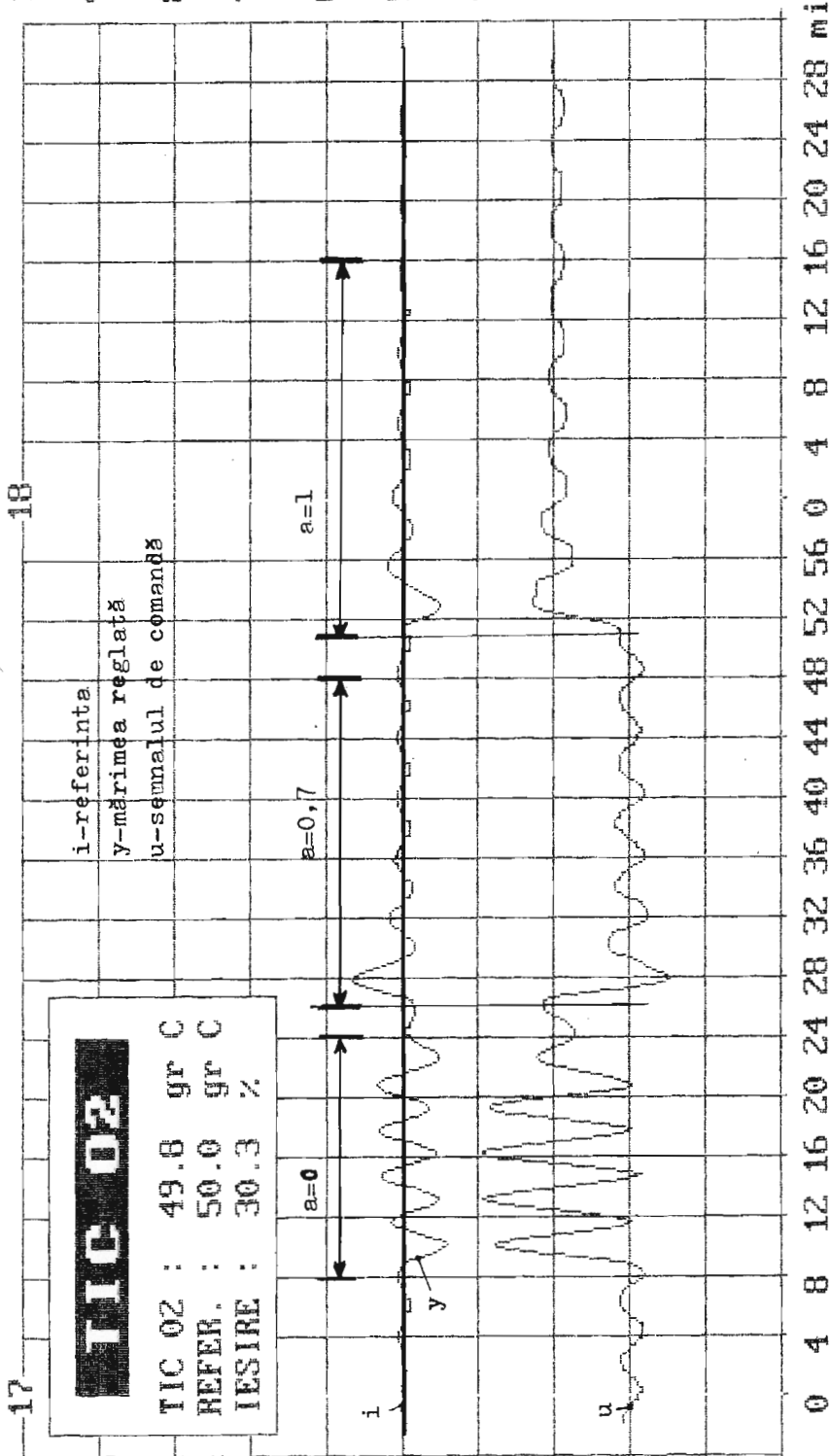


Fig. 2.