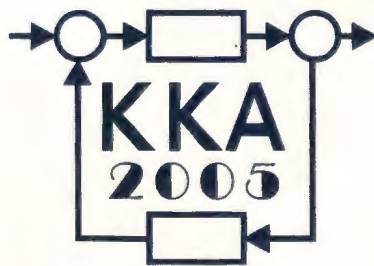


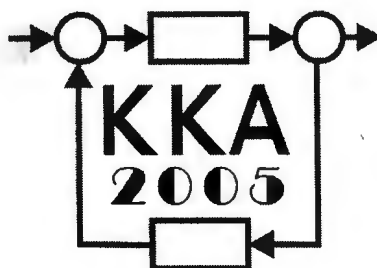
# **XV Krajowa Konferencja Automatyki**

## **Tom II**



**Redaktorzy:  
Zdzisław Bubnicki  
Roman Kulikowski  
Janusz Kacprzyk**

# **XV Krajowa Konferencja Automatyki Tom II**



**Redaktorzy:**  
**Zdzisław BUBNICKI**  
**Roman KULIKOWSKI**  
**Janusz KACPRZYK**

**ORGANIZATOR**

Komitet Automatyki i Robotyki Polskiej Akademii Nauk  
Instytut Badań Systemowych Polskiej Akademii Nauk

**WSPÓŁORGANIZATORZY**

Politechnika Warszawska

Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów

Polskie Stowarzyszenie Pomiarów, Automatyki i Robotyki

## ORGANIZATOR

Komitet Automatyki i Robotyki Polskiej Akademii Nauk  
Instytut Badań Systemowych Polskiej Akademii Nauk

## WSPÓLORGANIZATORZY

Politechnika Warszawska  
Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów  
Polskie Stowarzyszenie Pomiarów, Automatyki i Robotyki

## KOMITET PROGRAMOWY

Przewodniczący  
Zastępca Przewodniczącego

Zdzisław BUBNICKI  
Roman KULIKOWSKI

## CZŁONKOWIE

Stanisław BAŃKA  
Mikołaj BUSŁOWICZ  
Ryszard GESSING  
Jakub GUTENBAUM  
Stanisław KACZANOWSKI  
Janusz KACPRZYK  
Józef KORBICZ  
Krzysztof KOZŁOWSKI  
Krzysztof KUŹMIŃSKI  
Krzysztof MALINOWSKI  
Antoni NIEDERLIŃSKI  
Tadeusz PUCHAŁKA  
Stanisław SKOCZOWSKI  
Jerzy ŚWIĄTEK  
Ryszard TADEUSIEWICZ  
Krzysztof TCHOŃ  
Jan WĘGLARZ

Michał BIAŁKO  
Władysław FINDEISEN  
Henryk GÓRECKI  
Jerzy JÓZEFczyk  
Tadeusz KACZOREK  
Jerzy KLAMKA  
Zbigniew KOWALSKI  
Juliusz L. KULIKOWSKI  
Kazimierz MALANOWSKI  
Wojciech MITKOWSKI  
Władysław PEŁCZEWSKI  
Leszek RUTKOWSKI  
Roman SŁOWIŃSKI  
Andrzej ŚWIERNIAK  
Piotr TATJEWSKI  
Leszek TRYBUS  
Andrzej P. WIERZBICKI

## KOMITET ORGANIZACYJNY

Przewodniczący  
Zastępcy Przewodniczącego

Roman KULIKOWSKI  
Janusz KACPRZYK  
Stanisław KACZANOWSKI  
Tadeusz KACZOREK  
Krzysztof MALINOWSKI  
Roman OSTROWSKI  
Tadeusz PUCHAŁKA  
Dariusz WAGNER  
Jan STUDZIŃSKI  
Jan W. OWSIŃSKI

Członkowie

Sekretarze naukowi

ISBN 83-89475-01-4

Copyright © Instytut Badań Systemowych Polskiej Akademii Nauk  
All rights reserved

Druk: ARGRAF, Warszawa

# APARATURA AUTOMATYKI

# ZMNIĘSIENIE WPŁYWU OGRANICZEŃ ELEMENTU WYKONAWCZEGO W UKŁADACH Z REGULATOREM PID POPRZECZ DYNAMICZNĄ MODYFIKACJĘ WARTOŚCI ZADANEJ

Krzysztof B. JANISZOWSKI

Instytut Automatyki i Robotyki Politechniki Warszawskiej,  
ul. Św. A. Boboli 8, 02-525 Warszawa, e-mail: kjanisz@mchtr.pw.edu.pl

**Streszczenie:** W pracy przedstawiono modyfikację podstawowego algorytmu regulatora PID, która umożliwia uwzględnienie ograniczeń powodowanych w układzie regulacji przez zespół wykonawczy – zarówno w zakresie amplitud jak i prędkości przestawiania. Proponowana modyfikacja nie wprowadza zmian w dynamice podstawowego regulatora, natomiast polega na odpowiednim formowaniu wirtualnego sygnału wartości zadanej. Dokonano przeglądu najczęściej stosowanych modyfikacji oraz przeprowadzono testy porównawcze na przykładach dwóch układów liniowych trzeciego rzędu z opóźnieniem.

**Słowa kluczowe:** Cyfrowy algorytm PID, modyfikacje PID, ograniczenia sygnału z elementu wykonawczego.

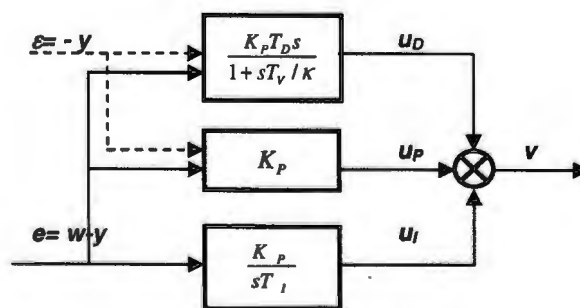
## 1. WPROWADZENIE

Regulatory o działaniu PID stanowią nadal podstawę przemysłowych aplikacji układów automatyki. Są niezawodne, łatwe i zrozumiałe w obsłudze i nie wymagają dużych nakładów obliczeniowych przy projektowaniu. Ich słabą stroną są niekorzystne zachowania powodowane deformacją działania algorytmu poprzez ograniczenia działania elementu wykonawczego - przeciąganie akcji całkującej (wind-up) oraz ograniczenia akcji różniczkującej, które zmniejsza efektywność kompensacji wpływu zakłóceń. Istnieje szereg metod zmierzających do poprawy tych niedoskonałości algorytmu PID stosowanych w przemysłowych aplikacjach [1,6,7]. Modyfikacje te oparte są na różnych zasadach. Ograniczenie amplitudy sygnału z części PD regulatora uzyskuje się poprzez wprowadzenie inercji, która rozciąga w czasie efekt akcji różniczkującej. Podobny efekt zapewnia wyłączenie z akcji D części sygnału odchyłki, proporcjonalnej do zmian sygnału zadanej. Drugim sposobem jest sprzętowe ograniczenie wartości sygnału wyjściowego akcji całkującej regulatora do stałej wartości lub ograniczenie czasu całkowania odchyłki. W pracy zostanie opisana modyfikacja algorytmu cyfrowego regulatora PID, która umożliwia dynamiczne dopasowanie działania algorytmu regulacji w taki sposób, aby zawsze wykorzystywać pełne możliwości zespołu wykonawczego. Przedstawienie tej metody po-

przedzi przegląd najczęściej stosowanych modyfikacji algorytmu PID. W zakończeniu przedstawione zostaną wyniki badań symulacyjnych metody proponowanej oraz innych do tej pory stosowanych modyfikacji algorytmu PID.

## 2. ALGORYTMY REGULATORÓW PID

Algorytm podstawowy regulatora PID zawiera 3 rodzaje reakcji na odchyłkę występującą w układzie regulacji: akcję proporcjonalną P (określoną przez współczynnik wzmocnienia  $K_P$ , rys.1), zmniejszającą wartość odchyłki, akcję różniczkującą (określoną poprzez stałą  $T_D$ ) i poprawiającą możliwości kompensacji zakłóceń oraz akcję całkującą (określoną przez stałą  $T_I$ ), której jedynym uzasadnieniem jest możliwość asymptotycznego usuwania odchyłki. Schemat blokowy algorytmu został podany na rys.1. Poszczególne akcje zostały rozdzielone (jak w aplikacjach przemysłowych), aby można było nadzorować ich działanie, dokonywać łatwej rekonfiguracji układu i bez-uderzeniowego przełączania pomiędzy trybem sterowania ręcznego i regulacji automatycznej. Rysunek ten zawiera również wskazania różnych, stosowanych modyfikacji algorytmu podstawowego.



Rys. 1. Schemat realizacji algorytmu regulatora PID

Cyfrowa realizacja algorytmu regulatora PID, z czasem próbkowania  $\Delta$  jest opisana zależnościami:

$$v_t = G_{I-PID}(q^{-1})e_t, \quad e_t = r_t - y_t, \quad (1)$$

$$G_{I-PID}(q^{-1}) = k_p + k_i \frac{(1+q^{-1})}{1-q^{-1}} + k_d(1-q^{-1}) =$$

$$= K_p \left[ 1 + \frac{\Delta(1+q^{-1})}{2T_I(1-q^{-1})} + \frac{T_D}{\Delta}(1-q^{-1}) \right]$$

gdzie  $e$  - sygnał odchyłki,  $r$  - sygnał wartości zadanej,  $y$  - sygnał wyjścia z procesu regulacji, a  $v$  - sygnał wyjścia z regulatora. Indeks  $t$  oznacza wartość odpowiedniego sygnału w dyskretniej chwili  $t$  czasu, a  $q^{-1}$  operator przesunięcia wstecznego sygnału ( $s, q^{-1} = s_{t-1}$ ). Ta forma algorytmu będzie dalej oznaczana jako I-PID. Ograniczenie możliwości realizacji akcji D (ze względu na zbyt duże amplitudy) doprowadziło do zastąpienia operatora idealnej różnicy (1) przez operator różniczkowania z inercją (przedstawione na rys.1 w formie stałej  $T_v$ ), co wyraża się algorytmem [2,4]

$$G_{R-PID}(q^{-1}) = \frac{p_0 + p_1 q^{-1} + p_2 q^{-2}}{1 + m_1 q^{-1} + m_2 q^{-2}} = \frac{P(q^{-1})}{M(q^{-1})}, \quad m_1 = -1 - c_1, \quad m_2 = c_1$$

$$p_0 = c_0 \left[ 1 + \frac{T_D + T_v}{\Delta} + \frac{\Delta + T_v}{2T_I} \right], \quad p_1 = c_0 \left[ -1 + \frac{\Delta}{2T_I} - 2 \frac{(T_D + T_v)}{\Delta} \right],$$

$$p_2 = c_0 \left[ \frac{T_D + T_v}{\Delta} - \frac{T_v}{2T_I} \right], \quad c_0 = \frac{K_p}{1 + T_v/\Delta}, \quad c_1 = \frac{T_v}{T_v + \Delta} \quad (2)$$

Włączenie do algorytmu (2) parametru  $T_v$  umożliwi dopasowanie algorytmu do wymagań projektanta. Jest to pierwszy stopień swobody umożliwiający optymalizację algorytmu. Jest to postać najczęściej stosowana w przemysłowych aplikacjach [1,6,7] i została oznaczona symbolem R-PID. Dalsze osłabienie działania akcji różniczkującej (i proporcjonalnej) można uzyskać poprzez zastąpienie sygnału odchyłki  $e$  na wejściu elementów różniczkującego (rys.1) poprzez sygnał  $\epsilon$ , nie zawierający zazwyczaj szybko zmiennej wartości zadanej  $r_t$ . Obydwie wspomniane techniki zmniejszają amplitudę oddziaływania różniczkującego i przedłużają w czasie jego efekt, ale jednocześnie zmniejszają zdolności kompensacji wpływu zakłóceń algorytmu regulatora. W postaci transmitancji algorytm taki można zapisać [3,4,8] w formie zależności

$$M(q^{-1})v_t = R(q^{-1})w_t - P(q^{-1})y_t \quad (3)$$

gdzie wielomiany  $M(q^{-1})$ ,  $P(q^{-1})$  są określone jak w (2). Wielomian  $R(q^{-1})$  może mieć postać

$$R(q^{-1}) = \rho P(q^{-1}), \quad \rho \in \langle 0, 1 \rangle \quad (4)$$

a wartość czynnika  $\rho$  podlega optymalizacji podczas projektowania, co tworzy drugi stopień swobody. Algorytm (4) został dalej oznaczony jako TF-PID.

Drugim, bardziej istotnym problemem, jest efekt całkowania dość znacznej wartości odchyłki (po wystąpieniu zmiany wartości zadanej  $w_t$ ), aż do chwili, gdy informacja o odchyłce regulacji będzie właściwie interpretowana przez regulator, tzn. gdy regulator będzie potrzebował informacji o wystąpieniu odchyłki w stanie ustalonym. Podczas znacznych zmian wartości zadanej, duży sygnał odchyłki powoduje dojście sygnału wyjściowego z regulatora do wartości skrajnej (w sensie możliwości układu wykonawczego), a dynamika regulowanego pro-

cesu prowadzi do długiego pozostawania wyjścia z regulatora w takim położeniu i w efekcie długotrwałe, zbędne całkowanie odchyłki. Powoduje to obserwowane „przyklejenie się” sygnału wyjściowego z regulatora do wartości skrajnej, nazywane efektem „wind-up”, które jest usuwane różnymi technikami. W cyfrowych realizacjach regulatora jest wiele możliwości algorytmicznego przeciwdziałania tej niedogodności. Jedną z nich jest technika tzw. warunkowego całkowania [3,8]. Jest ona możliwa w realizacjach cyfrowych algorytmów regulacji i polega na sprawdzeniu określonych warunków:

- C 1. Sygnał  $u_t$  ma ograniczoną amplitudę  $|u_t| < V_1$ ,
- C 2. Sygnał  $u_t$  jest stały, gdy  $|e_t/e_{\max}| > E_1$ ,
- C 3. Sygnał  $u_t$  jest stały, gdy zespół wykonawczy jest w nasyceniu,

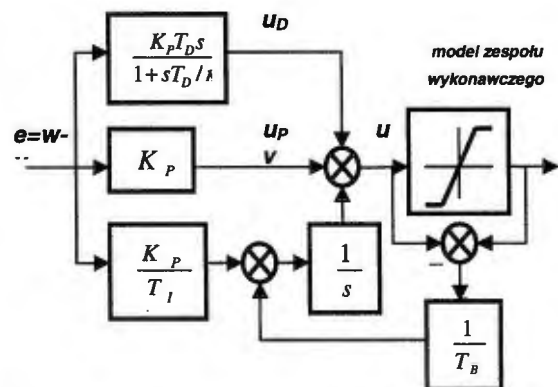
Techniki warunkowego całkowania są dość skuteczne i stosowane w niektórych rozwiązaniach przemysłowych [1], przy czym należy zauważyć, że ich zadziałanie występuje dopiero po osiągnięciu określonego stanu w układzie regulator-zespół wykonawczy. Projektowanie działania tego układu powinno być zawsze uzależnione od możliwości działania zespołu wykonawczego, które określają pozycje krańcowe ( $u_{\min}$ ,  $u_{\max}$ )

$$v_t \in \langle u_{\min}, u_{\max} \rangle = U_M \quad (5)$$

zespołu oraz prędkość przestawiania  $V$  w czasie przedziału próbkowania  $\Delta$

$$|v_t - v_{t-1}| < V * \Delta, \quad V > 0. \quad (6)$$

Metodą, która stanowi aktywne podejście do problemu zbyt dużej wartości akcji  $u_t$ , jest technika back calculation, której zasadę przedstawia rys.2 [9]



Rys. 2. Schemat blokowy algorytmu regulacji zawierającego modyfikację back-calculation.

Istotą powyższej modyfikacji jest zmniejszanie wartości akcji całkującej jeżeli sygnał wyjściowy z regulatora jest zmieniony poprzez ograniczenie występujące w zespole wykonawczym

$$\delta u_t = v_t - (u_p + u_D + u_i)_t \quad (7)$$

Korekta sygnału  $\delta u_t$  jest zwracana poprzez blok proporcjonalny  $1/T_B$  na wejście układu całkującego i składowa  $u_i$  w regulatorze jest zmniejszana. Ten rodzaj modyfikacji jest skuteczny w zakresie zmniejszania zjawiska wind-up, ale jednocześnie wprowadza zmianę

dynamiki całości układu regulacji, co może spowodować pogorszenie możliwości kompensacji wpływu zakłóceń. Algorytm oparty na powyższej zasadzie będzie oznaczony jako BC-PID. W zakresie ograniczania akcji PD algorytm BC-PID wykorzystuje to samo podejście jak w przypadku algorytmu R-PID – wprowadzana jest inercja określona stałą  $T_D/k$ . Algorytm BC-PID posiada zatem dwa dodatkowe parametry do strojenia: stałą  $T_B$  oraz parametr  $\kappa$ , za pomocą których można dodatkowo optymalizować przebiegi. Wadą tego podejścia jest konieczność pomiaru sygnału wyjścia z układu wykonawczego w celu określenia wartości  $\delta u_t$ .

### 3. ALGORYTM PID Z DYNAMICZNĄ MODYFIKACJĄ WARTOŚCI ZADANEJ (DM-PID)

Opisane modyfikacje algorytmu PID miały wspólne właściwości: zmniejszały efekt różniczkowania dużych zmian odchyłki poprzez osłabienie akcji różniczkującej w regulatorze, a efekt długiego całkowania dużych wartości odchyłki był ograniczony poprzez zaprzestanie całkowania lub zmniejszanie składowej  $u_i$  przy wystąpieniu ograniczeń. Należy zwrócić uwagę, że przyczyny każdej z obserwowanych niedogodności były właściwie takie same: zbyt duża wartość odchyłki oraz ograniczenie wprowadzane przez zespół wykonawczy. Istotą proponowanej modyfikacji algorytmu PID jest wirtualna zmiana wartości zadanej  $r'_t$ , w taki sposób, aby odchyłka występująca w układzie regulatora oraz odpowiedni sygnał wyjściowy z regulatora  $v_t$  mógł być zawsze zrealizowany przez zespół wykonawczy, tzn. spełniał warunki (5),(6). Zgodnie z tymi ograniczeniami dopuszczalna zmiana wartości wyjściowej z regulatora jest określona następującymi zależnościami

$$\Delta v_+ = \min(u_{\max} - v_{t-1}, V * \Delta) \quad (8)$$

oraz

$$\Delta v_- = \max(u_{\min} - v_{t-1}, -V * \Delta) \quad (9)$$

gdzie  $v_{t-1}$  oznacza zrealizowany przez zespół wykonawczy sygnał wyjścia z regulatora w poprzedniej chwili czasowej. Na podstawie algorytmu regulatora PID (1) wartość zmian sygnału wyjściowego z regulatora jest określona zależnością

$$v_t - v_{t-1} = p_0 e_t + p_1 e_{t-1} + p_2 e_{t-2} \quad (10)$$

gdzie parametry  $p_i$  są zależne od nastaw  $K_P$ ,  $T_D$  oraz  $T_I$  algorytmu regulatora [5,6]

$$p_0 = K_P \left[ 1 + \frac{T_D}{\Delta} + \frac{\Delta}{2T_I} \right], \quad p_1 = K_P \left[ -1 + \frac{\Delta}{2T_I} - \frac{2T_D}{\Delta} \right], \quad (11)$$

$$p_2 = K_P \frac{T_D}{\Delta}$$

Zależność (10) oraz ograniczenia (8) i (9) pozwalają określić dopuszczalne wartości odchyłki  $e_t$ , która po przekształceniu przez algorytm regulatora na sygnał  $v_t$  może być zrealizowana przez zespół wykonawczy

$$e_t \in \left\langle \gamma + \frac{1}{p_0} \Delta v_-, \gamma + \frac{1}{p_0} \Delta v_+ \right\rangle, \quad \gamma = \frac{p_1 e_{t-1} + p_2 e_{t-2}}{p_0} \quad (12)$$

Jeżeli odchyłka spełni powyższe ograniczenia to zespół wykonawczy zrealizuje sygnał wypracowany przez regulator. Powyższa zależność umożliwia wyprowadzenie nowej, wirtualnej wartości zadanej, która spełni ograniczenia (12). Zasadą proponowanego algorytmu jest modyfikacja, ale nie nastaw algorytmu PID, natomiast zmieniana jest dynamicznie wartość zadana dla algorytmu regulacji (stąd oznaczenie DM-PID) zgodnie z zależnościami

$$r'_t = \begin{cases} r_t & \Leftrightarrow v_t \in \langle \Delta v_- + v_{t-1}, \Delta v_+ + v_{t-1} \rangle \\ y_t + [\Delta v_- - e_{t-1} p_1 - e_{t-2} p_2] / p_0 & \Leftrightarrow v_t - v_{t-1} < \Delta v_- \\ y_t + [\Delta v_+ - e_{t-1} p_1 - e_{t-2} p_2] / p_0 & \Leftrightarrow v_t - v_{t-1} > \Delta v_+ \end{cases} \quad (13)$$

W przypadku pierwszej z zależności (13) określonych sygnał wyjściowy z regulatora  $v_t$  spełnia ograniczenia wprowadzane przez zespół wykonawczy i może być zrealizowany bez żadnych modyfikacji. W pozostałych przypadkach sygnał wyjściowy z regulatora wprowadza zbyt dużą zmianę wartości wyjściowej z zespołu wykonawczego i z tego powodu musi nastąpić chwilowa zmiana wartości zadanej w takim zakresie, aby zespół wykonawczy mógł zrealizować sygnał  $v_t$  wypracowany przez algorytm regulatora. Sygnał odchyłki wprowadzany na wejście regulatora jest korygowany

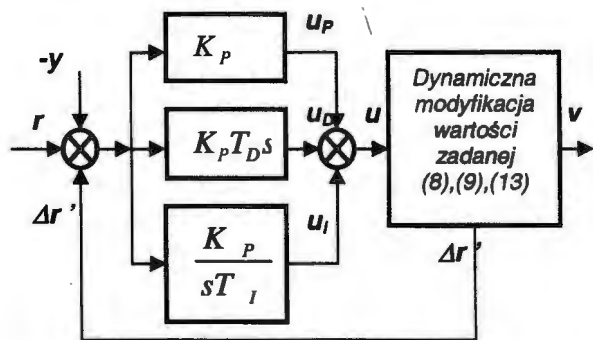
$$e'_t = r'_t - y_t = r_t - y_t + \Delta r_t \quad (14)$$

$$\Delta r_t = r'_t - r_t$$

Należy zauważyć, że mechanizm ten będzie występować zarówno w przypadku zmian wartości zadanej jak również silnego wpływu zakłócenia, które będzie wymagać chwilowej korekty wartości zadanej.

Przydatność proponowanej metody dla zmniejszenia efektu „wind-up” podczas znacznych zmian wartości zadanej wynika ze zmniejszenia wymaganych przyrostów wartości zadanej, co powoduje zmniejszenie wyliczonych odchyłek i wolniejsze nacałkowanie akcji I. Jednocześnie obniżenie wartości chwilowych wymaganych przyrostów prowadzi do rozłożenia w czasie pełnej wartości skoku i prowadzi do uzyskania zbliżonego do kształtu rampy, sposobu zmian wartości zadanej – tzn. układ z takim algorytmem nie będzie wymagać dodatkowego prefiltru wartości zadanej. Należy również zauważyć, że proponowany mechanizm zmian zapewnia najszybszą możliwą zmianę, ponieważ na bieżąco są określane dopuszczalne przyrosty (8),(9) sterowania.

Kolejną zaletą jest brak dodatkowych parametrów wymagających optymalizacji – a zatem algorytm może być stosowany np. w układach adaptacyjnych. Schemat blokowy algorytmu PID z proponowaną modyfikacją został przedstawiony na rys.3.



Rys. 3. Schemat blokowy algorytmu regulacji z dynamiczną modyfikacją wartości zadanej - DM-PID.

Wyniki działania proponowanej modyfikacji i jej porównanie z innymi stosowanymi algorytmami zostanie przedstawione w następnym rozdziale.

#### 4. PORÓWNANIE EFEKTYWNOŚCI REGULACJI RÓŻNYCH ALGORYTMÓW PID

Wyniki badań testowych będą przedstawione na przykładach dwóch układów dynamicznych, liniowego inercyjnego z opóźnieniem, o oznaczeniach P1\_5, P1\_11

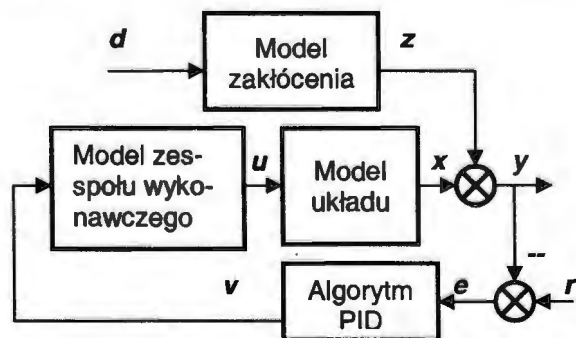
$$P1(s) = \frac{e^{-sT_d}}{1+sT_3} \left( \frac{K_1}{1+sT_1} + \frac{K_2}{1+sT_2} \right), \quad K_1 = 3, \quad T_1 = 4s,$$

$K_2 = 6, \quad T_2 = 20s, \quad T_3 = 10s, \quad T_d = 5s, 11s$   
oraz nieminimalno-fazowego z opóźnieniem

$$P2(s) = \frac{e^{-sT_d}}{1+sT_3} \left( \frac{K_1}{1+sT_1} - \frac{K_2}{1+sT_2} \right), \quad K_1 = 50, \quad T_1 = 10s,$$

$K_2 = 30, \quad T_2 = 4s, \quad T_3 = 20s, \quad T_d = 4s$

Obydwa układy mogłyby prowadzić do niestabilności w układzie zamkniętym, a ze względu na opóźnienie nie stanowiłyby obiektów bardzo prostych dla regulacji. Układy regulacji były testowane w strukturze podanej na Rys.4.

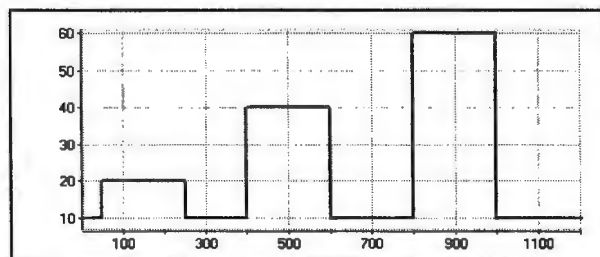


Rys. 4. Schemat blokowy symulacji regulacji z badanymi algorytmami PID.

Model zakłócenia zawierał pojedynczy blok inercyjny opisany transmitancją o postaci

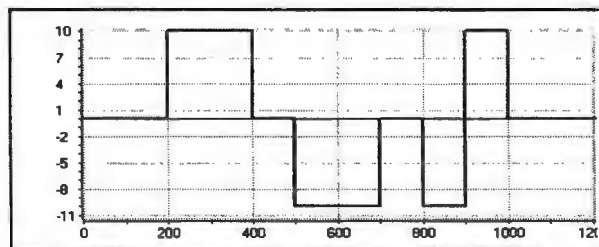
$$F(s) = \frac{K}{1+sT_1} \quad K = 1, \quad T_1 = 4s.$$

Badane algorytmy były poddawane tym samym testom regulacji dla ciągu zmian wartości zadanej jak na rys.



Rys. 5. Przebieg zmian wartości zadanej  $r_i$  w testach.

Modelowanie było prowadzone z okresem symulacji 0.5s, a okres impulsowania regulatora  $\Delta=1s$ . Przyjęto, że zespół wykonawczy może zrealizować pełne przedstawienie w czasie  $10\Delta$ , a wartości skrajne elementu wykonawczego odpowiadają  $u_{\min} \leftrightarrow y=0$ ,  $u_{\max} \leftrightarrow y=90$ . W przypadku badania efektywności kompensacji zakłóceń zadaniem układu regulacji było utrzymanie stałej wartości sygnału wyjścia z układów na poziomie  $y=10$  przy założeniu kompensacji zakłócenia o postaci jak na rys. 6.



Rys.6 Przebieg zakłócenia  $d_i$  modelowanego w układzie

Podstawę oceny stanowiły wartości wskaźnika określającego jakość nadążania za wielkością zadaną (rys.5)

$$I_R = \sum_{i=1}^{N=1200} |r_i - y_i| \quad (15)$$

porównane z wartością  $I_{R0}$  uzyskaną dla optymalnych nastaw algorytmu PID działającego bez żadnego ograniczenia w zespole wykonawczym. Przy badaniu efektywności kompensacji wpływu zakłóceń, zadaniem układu regulacji było utrzymywanie wartości zadanej  $r_0=10$ , przy zakłóceniu  $d$  z rys.6. Badany był wskaźnik

$$I_D = \sum_{i=1}^{N=1200} |r_0 - y_i| \quad (16)$$

Podobnie jak poprzednio porównywana była efektywność kompensacji testowanego algorytmu względem wyników zapewnianych przez regulator idealny  $I_{D0}$ .

Porównywane były algorytmy: I-PID – algorytm PID (1) z optymalnie dobranymi nastawami  $K, T_D, T_I$  i testowany bez ograniczeń, algorytm S-PID – ten sam algorytm, ale działający w obecności ograniczeń, algorytm R-PID – opisany przez (2) (z nastawami jak w I-ID), ale z wartością  $T_V$  dobraną optymalnie do ograniczeń, algorytm TF-PID (3),(4) z optymalizowanymi parametrami  $T_V$  i  $\rho$ , algorytm BC-PID (7) z optymalizacją  $\kappa$  oraz  $T_B$  oraz algorytm DM-PID (8),(9) i (13). W algorytmach S-PID, R-PID oraz TF-PID stosowany był mechanizm całkowania warunkowego – wyłączanie całkowania następowało przy wejściu sygnału z zespołu wykonawczego w nasycenie. Wyniki testowania regulatorów dla układu P1\_5 zostały przed-

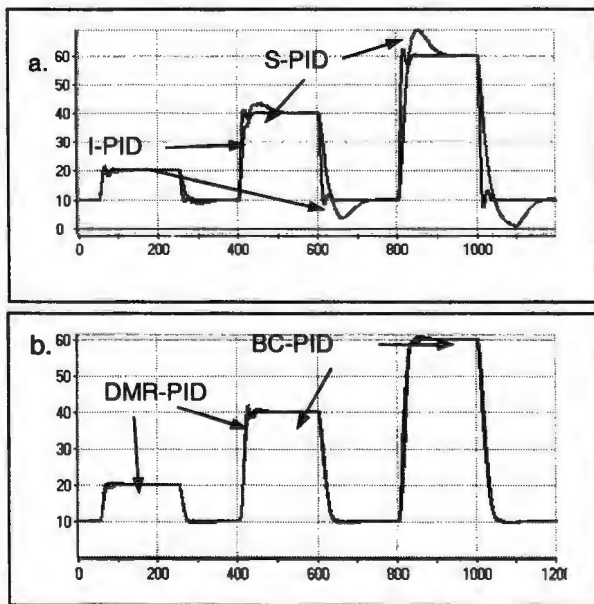


stawione w Tabeli 4.1 (m oznacza liczbę dodatkowo optymalizowanych parametrów)

Tabela 4.1 Wyniki badania regulatorów dla układu P1\_5

Al-gorytm	$I_R$	$\frac{I_R}{I_{R0}}$	$I_D$	$\frac{I_D}{I_{D0}}$	m	Wartości optymalne, uwagi
I-PID $I_{R0}, I_{D0}$	1954		828		-	$K=0.292, T_I=25.32s, T_D=4.615s, \Delta K=6.3 \text{ dB}$
S-PID	5994	3.07	1964	2.37	-	$v_i \in \langle 0, 10 \rangle, \Delta v/\Delta=1.0$
R-PID	4175	2.14	1428	1.73	1	$v_i \in \langle 0, 10 \rangle, \Delta v/\Delta=1.0, T_V=1.02$
TF-PID	3942	2.02	1517	1.83	2	$v_i \in \langle 0, 10 \rangle, \Delta v/\Delta=1.0; E1=0.8, T_V=1.15, \rho=0.52$
BC-PID	3793	1.94	1403	1.69	2	$v_i \in \langle 0, 10 \rangle, \Delta v/\Delta=1.0, T_B=15.2, T_V=1.18$
DM-PID	3640	1.86	1340	1.62	-	$v_i \in \langle 0, 10 \rangle, \Delta v/\Delta=1.0$

Porównując uzyskane wyniki można zaobserwować lepsze wyniki zarówno w zakresie nadążania za wartością zadaną  $I_R$  jak i kompensacja zakłóceń  $I_D$  dla proponowanego algorytmu DM-PID. Oceniając wartości wskaźników poprawa ta nie jest bardzo duża, ale wyraźnie można ją zauważyć analizując przebiegi wartości wyjścia Rys. 7.



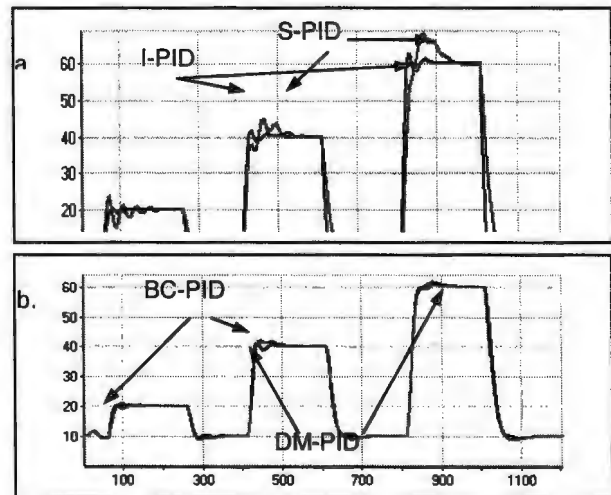
Rys. 7. Wynik regulacji dla P1\_5 dla różnych algorytmów: a) bez ograniczeń I-PID oraz z ograniczeniami S-PID, b) BC-PID oraz DM-PID.

Algorytm BC-PID zapewniał najmniejsze przeregulowanie, rys.7b, ale był wolniejszy niż algorytm DMR-PID. Algorytm DM-PID wyraźnie naśladował algorytm I-PID, kiedy ograniczenia przestawały być aktywne. Ta właściwość występowała również podczas kompensacji wpływu zakłóceń. Wyniki regulacji dla układu o większym opóźnieniu zostały przedstawione w Tabeli 4.2.

Tabela 4.2 Wyniki badań algorytmów dla układu P1\_11

Al-gorytm	$I_R$	$\frac{I_R}{I_{R0}}$	$I_D$	$\frac{I_D}{I_{D0}}$	m	Wartości optymalne, uwagi
I-PID $I_{R0}, I_{D0}$	3612		1592		-	$K=0.170, T_I=25.71s, T_D=6.273s, \Delta K=6.1 \text{ dB}$
S-PID	8204	2.27	2587	1.63	-	$v_i \in \langle 0, 10 \rangle, \Delta v/\Delta=1.0$
R-PID	6337	1.75	2040	1.28	1	$v_i \in \langle 0, 10 \rangle, \Delta v/\Delta=1.0, T_V=1.11$
TF-PID	5364	1.48	2117	1.33	2	$v_i \in \langle 0, 10 \rangle, \Delta v/\Delta=1.0; E1=0.9, T_V=1.17, \rho=0.58$
BC-PID	5234	1.45	2008	1.26	2	$v_i \in \langle 0, 10 \rangle, \Delta v/\Delta=1.0, T_B=10.5, T_V=1.21$
DM-PID	4933	1.37	1946	1.22	-	$v_i \in \langle 0, 10 \rangle, \Delta v/\Delta=1.0$

Można zaobserwować również w tym przypadku korzystniejsze wyniki dla algorytmu DM-PID niż zapewniane przez jego konkurenta – algorytm BC-PID. Względne wartości wskaźników są w tym przypadku mniejsze niż w tab.4.1, z powodu opóźnienia w układzie i zwiększenia wartości wskaźników  $I_{R0}, I_{D0}$ . Porównanie wyników działania przedstawiają wykresy z rys. 8. Zwykły algorytm S-PID z ograniczeniami miał wyraźną pewną skłonność do drgań. Algorytm BC-PID był korzystny, ale DM-PID jest szybszy i bardziej precyzyjny. Podobne efekty były obserwowane w przypadku kompensacji wpływu zakłóceń.



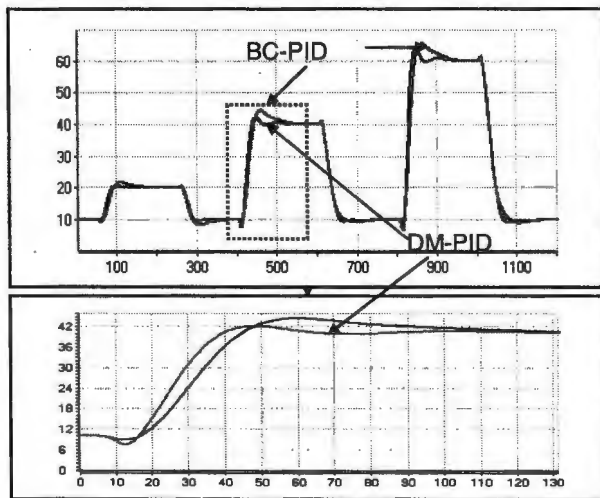
Rys. 8. Wynik regulacji dla P1\_11 przy zastosowaniu różnych algorytmów: a) bez ograniczeń I-PID oraz z ograniczeniami S-PID, b) BC-PID oraz DM-PID

Trudne zadanie dla regulatora stanowi układ P2\_5 charakteryzujący się właściwościami nieminimalno-fazowymi oraz opóźnieniem. Wyniki badań testowych dla tego układu przedstawia tab.4.3

Tabela 4.3 Wyniki badań algorytmów dla układu P2\_5

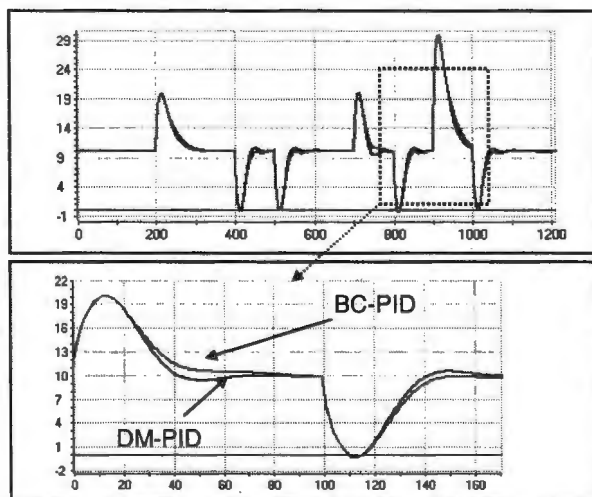
Al-gorytm	$I_R$	$\frac{I_R}{I_{R0}}$	$I_D$	$\frac{I_D}{I_{D0}}$	m	Wartości optymalne, uwagi
I-PID $I_{R0}, I_{D0}$	4703		2023		-	$K=0.066, T_I=30.29s, T_D=9.038s, \Delta K=6.8 \text{ dB}$
S-PID	10047	2.14	3285	1.62	-	$v_i \in \langle 0, 10 \rangle, \Delta v/\Delta=1.0$
R-PID	7172	1.52	2897	1.43	1	$v_i \in \langle 0, 10 \rangle, \Delta v/\Delta=1.0, T_V=1.07$
TF-PID	6855	1.45	3029	1.50	2	$v_i \in \langle 0, 10 \rangle, \Delta v/\Delta=1.0; E1=0.8, T_V=1.16, \rho=0.58$
BC-PID	6877	1.46	2872	1.42	2	$v_i \in \langle 0, 10 \rangle, \Delta v/\Delta=1.0, T_B=6.4, T_V=1.19$
DM-PID	5690	1.21	2725	1.35	-	$v_i \in \langle 0, 10 \rangle, \Delta v/\Delta=1.0$

Dla tego układu wyniki osiągane przy pomocy algorytmu DM-PID były wyraźnie lepsze niż dla BC-PID, rys.9.



Rys. 9. Nadążanie dla wartości zadanej dla układu P2\_5

Na dolnym z rys.9 został przedstawiony fragment przebiegu dla regulatora DM-PID, który jest wyraźnie szybszy niż reakcja algorytmu BC-PID. Kompensacja zakłóceń dla tego algorytmu również była w znaczący sposób efektywniejsza dla algorytmu DM-PID, rys. 10.



Rys. 10. Wyniki kompensacji wpływa zakłóceń dla algorytmów BC-PID oraz DM-PID

Przedstawiony na dolnym rysunku fragment przebiegu kompensacji wpływa zakłóceń, przedstawia wyraźnie szybszy charakter algorytmu DM-PID. W każdym z przedstawianych przypadków, lepsza dynamika reakcji tego algorytmu wynikała z faktu sterowania zgodnie z podstawowym, bardzo szybkim algorytmem regulatora PID, gdy nie występowały ograniczenia w zespole wykonawczym. Taka sytuacja zachodzi właśnie podczas kompensacji wpływa zakłóceń, które nie pojawiają się w sposób skokowy.

## 5. PODSUMOWANIE

Regulatory o algorytmach PID są najlepiej rozpoznana i opracowaną grupą urządzeń automatyki. Wszelkie możliwe modyfikacje były testowane i wszechstronnie

przebadane. Z tego powodu trudno oczekiwać zdecydowanej poprawy w porównaniu z wynikami uzyskanymi za pomocą dotychczasowych rozwiązań. Uzyskiwana zauważalna poprawa regulacji przy zastosowaniu proponowanej metody powinna być atrakcyjna z kilku powodów; metoda dopasowuje na bieżąco możliwości układu regulacji do stosowanego elementu wykonawczego i każdej sytuacji umożliwia wykorzystanie w pełni jego możliwości. W chwilach, gdy nie występuje duża wartość odchyłki, algorytm regulatora stosuje najbardziej aktywne nastawy – dobrane dla algorytmu PID działającego bez ograniczeń.

Efekt „wind-up” jest w istotny sposób zredukowany i jest porównywalny z techniką back-up calculation, a jednocześnie nie wymaga pomiaru wartości wyjścia z układu wykonawczego, co jest podstawową trudnością realizacyjną przy algorytmie BC-PID. Zmniejszanie akcji całkującej w proponowanej metodzie nie jest tak aktywne jak w algorytmie BC-PID i być może można uzyskać dalszą poprawę przez wprowadzenie podobnego mechanizmu redukcji składowej całkowej, ale w badanych przebiegach nie stwierdzono w żadnym z badanych przypadków efektu „wind-up” w tym sensie, że układ „przeciągał” całkowanie i pozostawał w nasyceniu. Obserwowane odchyłki regulacji była najczęściej efektem przeregulowania powodowanego bardzo szybkim działaniem algorytmu PID przy dojściu do wartości zadanej. Takie właściwości mogą być atrakcyjne dla zastosowań układów serwo-napędowych, gdzie naturalnym wymaganiem jest jak najszybsze osiągnięcie zadanej pozycji lub prędkości przesuwu.

Wirtualna zmiana wartości zadanej zastępuje w optymalny sposób układ prefiltru wartości zadanej i nie wymaga wprowadzania tłumienia różniczkowej składowej algorytmu przez inercję  $T_v$ .

Sprawdzanie odpowiednich warunków (8),(9) nie wymaga znaczącego zwiększenia liczby działań i może być zrealizowane przez prosty układ pracujący w PLC. Modyfikacja kodu jest niewielka i może być wprowadzona do już istniejących algorytmów regulatorów cyfrowych. Nie jest wymagana jest żadna optymalizacja, co umożliwia aplikację algorytmu w układach adaptacyjnych. Dalsze badania idące w kierunku przetestowania innych interesujących przypadków, np. układów o dynamice złożonej z wielu inercji powinny rozważyć możliwość zastosowania tej modyfikacji w układach regulacji temperatury, w których dość często trzeba walczyć z efektem „wind-up”

## Literatura

- [1] Advant@OCS (1998) User's Guide, ABB Industrial Systems AB.
- [2] Astrom, K. Wittenmark, B. (1997) Computer controlled systems – theory and design, Prentice Hall, New York.
- [3] Hanus R., Kinnaert M., Henrotte J.L. (1987) Conditioning technique, a general anti-windup and bumpless, *Automatica*, 23, 729-739.

- [4] Horla D., Królikowski A. (2004) Modified Anti-windup Scheme in Application to Adaptive PID ..., *10 MMAR Conf.*, Międzyzdroje, 443-448.
- [5] Shinskey, F.G. (1996) *Process control systems application - design, tuning*. Mc-Graw Hill, New York.
- [6] Siemens (1990) *Compact Controller SIPART DR20, Project planning manual*.
- [7] Scottedward H. A., Hall C.E. (2001) Variable structure PID control to prevent integrator windup. *IEEE Trans. Ind. Electronic*, **48**, 442-451.
- [8] Walgama K.S., Rönback S., Sternby J. (1992) Generalisation of Conditioning Technique for Anti-windup. *IEE Proc.-D.*, **132** (2), 705-724.
- [9] Visioli A.(2003): Modified Anti-windup Scheme for PID Controllers. *IEE Proc-D*, **150** (1), 49-54.



Instytut Badań Systemowych  
Polskiej Akademii Nauk

ISBN 83-89475-01-4