

doc. dr inż. Jerzy Pułaczewski
Instytut Automatyki i
Informatyki Stosowanej
Politechniki Warszawskiej

Cyfrowe algorytmy regulacji. Rozwój, zastosowania, perspektywy

Poczynając od algorytmów klasycznych (PID i przekaźnikowych), omówiono tzw. algorytmy nowoczesne (sprzężenie od stanu, z modelem wewnętrznym typu IMC, z macierzą dynamiczną DMC) oraz niekonwencjonalne (rozmyte, z ruchem ślizgowym SMC, mieszane, np. analityczno-rozmyte). Starano się wykazać, że nowoczesne algorytmy regulacji są naturalnym rozszerzeniem starszych rozwiązań.

Digital control algorithms. Evolution, applications, perspectives

Beginning from classical algorithms (PID and on-off type), co-called modern algorithms (feedback from the process state, with the internal model - IMC, and with the dynamic matrix - DMC) are discussed. Then, unconventional control algorithms (fuzzy logic - FLC, sliding mode - SMC and hybrid) are considered. An attempt was made to show that new control algorithms are natural extensions of the older ones.

1. WSTĘP

Ewolucję algorytmów regulacji należy rozpatrywać w powiązaniu z rozwojem technologii. Najstarsze, *klasyczne* algorytmy, a więc typu PID oraz przekaźnikowe, powstały w czasie rozwoju techniki analogowej. Dopiero w latach 70-tych technika cyfrowa stała się na tyle tania i niezawodna, że zaczęto stosować - głównie w instalacjach doświadczalnych - tzw. *nowoczesne* algorytmy regulacji. Zalicza się do nich regulację ze sprzężeniem zwrotnym od stanu obiektu (mierzonego bezpośrednio lub pośrednio), regulację z modelem wewnętrznym (IMC - Internal Model Control) oraz typu DMC (Dynamic Matrix Control). W latach 90-tych rozpowszechniły się *niekonwencjonalne* algorytmy regulacji, a więc algorytmy rozmyte (FLC - Fuzzy Logic Control), neuronowe (korzystające z sieci neuronowych), z ruchem ślizgowym (SMC - Sliding Mode Control

oraz mieszane, na przykład typu PID lub IMC, z zastosowaniem metod logiki rozmytej lub sieci neuronowych.

Rozwój algorytmów wynika z potrzeby stosowania coraz precyzyjniejszej i jednocześnie odpornej regulacji, zwłaszcza w przypadku obiektów z opóźnieniami transportowymi, z nietypową dynamiką, nieliniowych, z ograniczeniami sterowania, z interakcją między pętlami regulacyjnymi, itp. Współczesne środki techniczne, sterowniki programowalne i komputery sterujące, umożliwiają realizowanie nawet bardzo złożonych algorytmów. W praktyce przemysłowej, ogromna większość rutynowych zadań jest z powodzeniem wykonywana przez klasyczne algorytmy regulacji. Jeśli jednak zadania regulacyjne są szczególnie trudne i nietypowe, istnieje już obszerny asortyment bardziej złożonych algorytmów, możliwych do wykorzystania. Wiedza o tych nowych algorytmach nie jest jeszcze tak rozpowszechniona, jak być powinna.

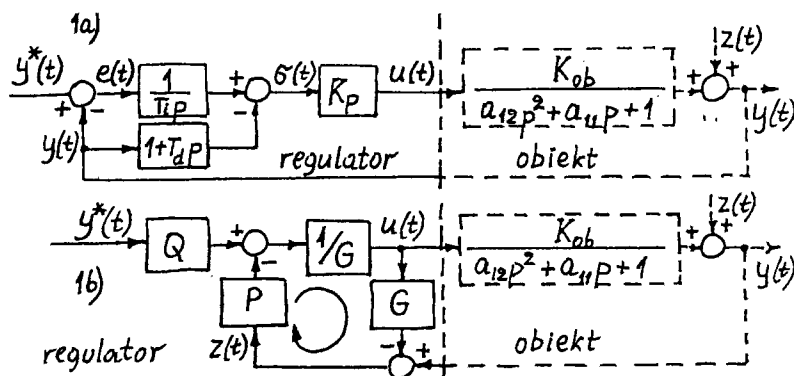
Warto podkreślić, że nowoczesne i niekonwencjonalne algorytmy regulacji są naturalnymi rozszerzeniami algorytmów klasycznych. Aby lepiej pokazać drogi rozwoju współczesnych, cyfrowych algorytmów regulacji, zostaną one "wyprowadzone" z algorytmów klasycznych - typu PID i przekładników.

2. ALGORYTMY SPOKREWNIONE Z REGULACJĄ PID

Na rys.1a (oznaczenia zob. p.9 pracy), pokazano stosowany od lat 60-tych, algorytm PID, w którym rezygnuje się z różniczkowania uchybu regulacji. Z rys.1a wynika, że

$$u(t) = K_p \left((1/T_i p) y^*(t) - (1 + (1/T_i p) + T_d p) y(t) \right) \quad (1)$$

Na rys.1b zamieszczono równoważne, pozornie dziwaczne, przedstawienie algorytmu (1). Linia przerywaną dorysowano przykładowy obiekt regulacji. Oznaczono: $G = K_{ob}/(1 + T_i p + T_i T_d p^2)$, $P = 1/(\tau p + 1)$, $Q = 1/(1 + T_i p + T_i T_d p^2)(\tau p + 1)$.



Rys. 1 Schematy blokowe algorytmu PID: a) w wersji typowej, b) schemat równoważny, wyjaśniający koncepcję modelu wewnętrznego

Istotna jest interpretacja rys. 1b. Jeśli więc dobierze się nastawy regulatora PID, aby było: $a_{11} = T_i$; $a_{12} = T_i T_d$; oraz $\tau = T_i/K_{ob}K_p$, wówczas człon G jest modelem obiektu (modelem wewnętrznym), $1/G$ jest odwrotnością modelu obiektu, a człon P jest filtrem dolno-przepustowym, zapewniającym stabilność pętli algorytmu (kolista strzałka na

rys.1b). Okazuje się zatem, że odpowiednio dostrojony algorytm PID kryje w sobie model obiektu G . Łatwo zauważyć, że model ten służy do pośredniego pomiaru niemierzalnego bezpośrednio zakłócenia $z(t)$ (rys.1b, oznaczenie przed blokiem P). Kompensująca inercję obiektu odwrotność $1/G$ sprawia, że w węźle sumacyjnym za obiektem występuje różnica sygnałów $y(t) = (1 - P)z(t)$.

Gdyby mogło być $P = 1$, wówczas tłumienie zakłócenia byłoby idealne. W rzeczywistości, m.in. ze względu na wewnętrzną stabilność algorytmu, człon P wybiera się w postaci filtra dolnoprzepustowego. W wyniku, regulator najskuteczniej kompensuje zakłócenia wolnozmiennie, dla których $P \cong 1$.

Opisany, ogólny mechanizm działania algorytmu (rys.1b) wykorzystano w algorytmie IMC. Niektóre odmiany tego ważnego algorytmu zostaną dokładniej rozważone w dalszej części pracy.

Nieco odmienna interpretacja schematu z rys.1a dostarcza innego pomysłu ulepszenia podstawowego algorytmu PID. Warto zatem zauważyć (rys.1a), że obiekt regulacji został, poprzez człon PD, objęty pomocniczym, ujemnym sprzężeniem zwrotnym. To szybkie sprzężenie zwrotne w sposób istotny modyfikuje dynamikę obiektu oraz tłumi oddziaływanie zakłócenia $z(t)$ na wyjście obiektu $y(t)$.

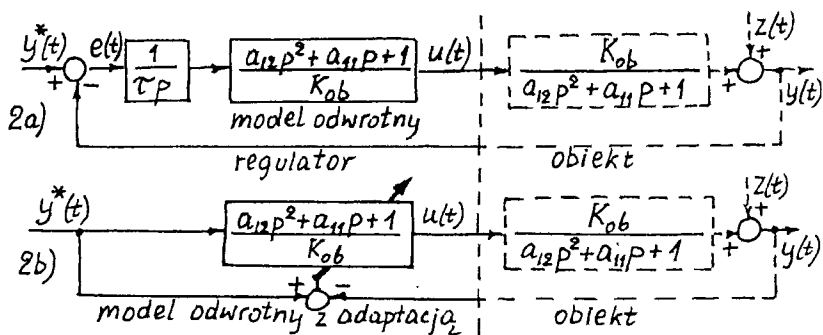
Jeśli mianownik operatora wyrażającego dynamikę obiektu ma postać $a_{12}p^2 + a_{11}p + 1 = (T_1p + 1)(T_2p + 1)$ oraz gdy czas wyprzedzenia $T_d = T_2$, wówczas sprzężenie zwrotne poprzez człon PD jest po prostu sprzężeniem od wewnętrznego stanu obiektu $x_2(t)$. Druga zmienna stanu $x_1(t) = y(t)$ także jest wykorzystana do realizacji sprzężenia zwrotnego, poprzez człon całkujący. Przykładowy układ z rys.1a jest więc układem ze sprzężeniem od pełnego stanu obiektu. Dla stałych zakłóceń $z(t)$, całkowanie uchybu regulacji $e(t)$ zapewnia zerowanie się tego uchybu w stanie ustalonym.

Narzucające się ulepszenie algorytmu z rys.1a może więc polegać na zastosowaniu, zamiast bardzo prostego sprzężenia poprzez człon PD, sprzężenia zwrotnego od pełnego stanu złożonego obiektu regulacji. Regulacja ze sprzężeniem zwrotnym od stanu obiektu jest jednym z największych osiągnięć nauki o sterowaniu.

Warto wspomnieć o jeszcze jednej interpretacji algorytmu PID. Interpretacja ta nawiązuje do tzw. regulacji z modelem odwrotnym Otóż, dla przypadku $P = Q$ (rys.1b), przy zachowaniu uprzednio opisanego dostrojenia regulatora, uzyskuje się

$$u(t) = (1/\tau p)((a_{12}p^2 + a_{11}p + 1)/K_{ob})(y^*(t) - y(t)) \quad (2)$$

Inercja obiektu regulacji jest więc kompensowana (rys.2a) przez jej odwrotność $(a_{12}p^2 + a_{11}p + 1)/K_{ob}$ umieszczoną szeregowo względem obiektu, a człon całkujący $(1/\tau p)$ zapewnia zerowanie się uchybu ustalonego. Stosowanie tzw. modelu odwrotnego jest obecnie realizowane w dwóch podstawowych wariantach. W pierwszym z nich, stosuje się sterowanie w układzie otwartym, a więc bez ujemnego sprzężenia zwrotnego. Błędy sterowania zmniejsza się przez wykorzystanie układów adaptacji modelu (rys.2b) W drugim wariantcie stosuje się rozwiązanie z ujemnym sprzężeniem zwrotnym (rys.2a), przy czym blok całkujący ma zazwyczaj bardziej złożoną postać.



Rys.2 Schematy blokowe układu sterowania z modelem odwrotnym:
 a) przekształcony algorytm PID, b) sterowanie z odwrotnym modelem adaptacyjnym

3. ALGORYTMY SPOKREWNIONE Z REGULACJĄ PRZEKAŹNIKOWĄ

Dobrze znane regulatory przekąźnikowe mają trzy intrygujące cechy. Po pierwsze, stosowanie regulacji przekąźnikowej wymaga bardzo małej wiedzy o obiekcie regulacji. Po drugie, regulacja przekąźnikowa charakteryzuje się szczególnie dużą odpornością na zmiany dynamiki obiektu. Trzecia, specyficzna cecha regulacji przekąźnikowej dotyczy sposobu opisu samego algorytmu. Warto zatem zauważyć, że o ile algorytmy PID są zapisywane w postaci równań (wzór 1), to w przypadku algorytmów przekąźnikowych, prawo sterowania jest zbiorem reguł typu "jeśli ... to ...". Na przykład, dla regulacji dwupołożeniowej bez tzw. histerezy, algorytm regulacji ma postać dwóch reguł

$$\begin{aligned} \text{Jeśli } e(t) < 0 \quad & \text{to } u = U_{\min} \\ \text{Jeśli } e(t) \geq 0 \quad & \text{to } u = U_{\max} \end{aligned} \quad (3)$$

Dwie pierwsze cechy regulacji przekąźnikowej są szczególnie atrakcyjne w przypadkach złożonych, nieliniowych i niestacjonarnych obiektów, trudnych do identyfikacji. Jak wiadomo, główną wadą regulacji przekąźnikowej jest jej stale przełączany, a więc zmieniający się, sygnał sterowania.

Pomysły ulepszające regulację przekąźnikową polegają na uzależnieniu przełączeń sygnału sterowania od dodatkowych sygnałów, lepiej oddających wewnętrzny stan obiektu regulacji. Konwencjonalne rozwiązania sprowadzają się do stosowania dodatkowych sprzężeń zwrotnych typu PD, co przypomina schemat z rys. 1a, w którym w miejsce bloku o wzmacnieniu K_p byłby umieszczony przekąźnik. Gdyby przełączenia tego przekąźnika mógł powodować, bliski zeru, sygnał wejściowy σ (rys. 1a), wówczas

$$\sigma(t) = (1/T_{ip})(y^*(t) - y(t)) - (1 + T_{ap})y(t) \cong 0$$

a zatem

$$y(t) \cong (1/(T_i T_{ap}^2 + T_{ip} + 1)) y^*(t) \quad (4)$$

Omawiany, wyidealizowany układ przekładnikowy mógłby więc realizować zadaną zależność między wyjściem obiektu $y(t)$ i wartością zadaną $y^*(t)$ (wzór 4), niezależnie od zakłóceń i zmian dynamiki obiektu. Pomysłowe rozwiązanie, zbliżające się do opisanego powyżej ideału sterowania, stosuje się w regulacji z ruchem ślizgowym (SMC - Sliding Mode Control). Dalej, zostaną naszkicowane zasady tej regulacji.

Opis algorytmu sterowania za pomocą reguł typu "jeśli ... to..." jest chyba najstarszy ze wszystkich. Wystarczy wspomnieć o sterowaniu ręcznym w oparciu o tzw. tablice decyzyjne. Oczywiście wada tego rodzaju sterowania polega na tym, że precyzyjne, płynne sterowanie wymaga dużej liczby reguł. Zastosowanie metod logiki rozmytej umożliwia zmniejszenie liczby reguł potrzebnych do zapewnienia precyzyjnej regulacji. Prawdziwy przełom w regulacji rozmytej dokonał się jednak wówczas, gdy zastosowano reguły i metody logiki rozmytej nie do bezpośredniego wyznaczania wartości sterowania $u(t)$, lecz do określania wartości parametrów równań, z których sterowanie można wyznaczyć.

Przedstawiony przegląd jest skrótowy i z pewnością nie jest pełny. Pokazuje on jednak, że różne tzw. nowoczesne i niekonwencjonalne algorytmy regulacji nawiązują do starych pomysłów (z lat 60-tych, a nawet wcześniejszych). Radykalna zmiana cyfrowych możliwości realizacyjnych, wzrastające wymagania i szczegółowa analiza różnych wdrożeń, wpłynęły na szybki rozwój wiedzy o cyfrowych algorytmach regulacji. Dalej, bardziej szczegółowo, zostaną rozpatrzone wybrane algorytmy.

4. ALGORYTMY Z MODELEM WEWNĘTRZNYM (IMC)

Schemat blokowy tego, ważnego algorytmu regulacji, jest zamieszczony na rys. 1b. Jedną z pierwszych interpretacji działania algorytmu przedstawiono w pracy [1].

Algorytm PID(R) [2]. Jeśli obiekt regulacji jest wieloinercyjny, to jego uproszczony lecz stosunkowo dokładny, model matematyczny (dla czasu dyskretnego), ma postać członu dwuinercyjnego z opóźnieniem

$$G = b q^{-L} / (1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2}); \quad 1/G \cong (1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2}) / b \quad (5)$$

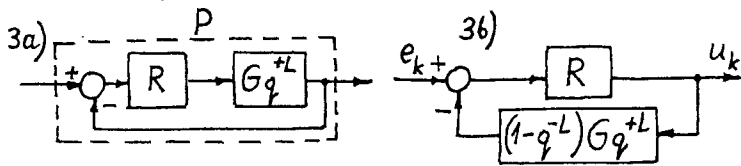
Zwraca się uwagę, że odwrotność $1/G$ jest przybliżona, co wynika z obecności operatora opóźnienia q^{-L} w liczniku członu G . W najbardziej prostej postaci algorytmu wybiera się $P = Q$. Blok P zwany filtrem stabilizującym spełnia rolę "parametru dostrajalnego" i zazwyczaj jest członem dwuinercyjnym lub oscylacyjnym o jednostkowym współczynniku wzmocnienia. Jest więc $P = (1 + c_1 + c_2) / (1 + c_1 q^{-1} + c_2 q^{-2})$. Ze schematu blokowego z rys. 1b, po przekształceniach, uzyskuje się następujące równanie różnicowe

$$u_k = r (e_k + a_1 e_{k-1} + a_2 e_{k-2}) - c_1 u_{k-1} - c_2 u_{k-2} + r b u_{k-L}; \quad r = (1 + c_1 + c_2) / b \quad (6)$$

Algorytm PID(R) jest bardzo skuteczny, szczególnie gdy obiekt regulacji wykazuje stosunkowo duże opóźnienie i gdy okres próbkowania $T_p > 0,1 T_{zast}$

Algorytm predykcyjny Smitha [3]. Filtr stabilizujący P może być utworzony w ten sposób, że blok G z pominiętym opóźnieniem q^{-L} , jest objęty ujemnym sprzężeniem

Algorytm Smitha stanowi standardowe wyposażenie wielu systemów regulacyjnych (np. system Mod 300 firmy ABB).



Rys. 3 Algorytm predykcyjny Smitha: a) filtr stabilizujący, przy czym Gq^{+L} oznacza dynamikę obiektu bez opóźnienia, b) zwarta postać algorytmu

Algorytm o skończonym czasie regulacji (DBC, Dead-Beat Control) [4]. Zakłada się następujący opis dynamiki obiektu regulacji z opóźnieniem

$$(1 + a_1q^{-1} + \dots + a_nq^{-n}) y_k = (b_1 + \dots + b_nq^{-n+1}) q^{-L} u_k \quad (7)$$

oraz szczególną postać filtru stabilizującego

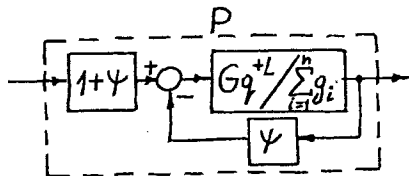
$$P = Q = (b_1 + b_2q^{-1} + \dots + b_nq^{-n+1}) / (b_1 + b_2 + \dots + b_n) \quad (8)$$

Algorytm działa w ten sposób, że dla skoków wartości zadanej stan ustalony układu regulacji jest osiągany po n krokach sterowania. Trzeba wyjaśnić, że tak skonstruowany algorytm zwykle jest zbyt wrażliwy na zmiany parametrów obiektu lub na błędy modelowania dynamiki. Aby polepszyć odporność algorytmu można, na przykład, odpowiednio zmienić opis dynamiki obiektu. Wówczas, układ regulacji osiąga stan ustalony po większej (lecz skończonej) liczbie kroków sterowania. Działanie układu regulacji jest powolniejsze, jednakże jego odporność staje się odpowiednio wysoka.

Algorytm MAC (Model Algorithmic Control) [5]. W przypadku stabilnych i liniowych obiektów regulacji, lecz o nietypowej dynamice, może być wygodne wyrażenie dynamiki obiektu w postaci dyskretnej odpowiedzi impulsowej. Zatem

$$y_k = G u_k; \quad G = (g_1 + g_2q^{-1} + \dots + g_nq^{-n+1})q^{-L} \quad (9)$$

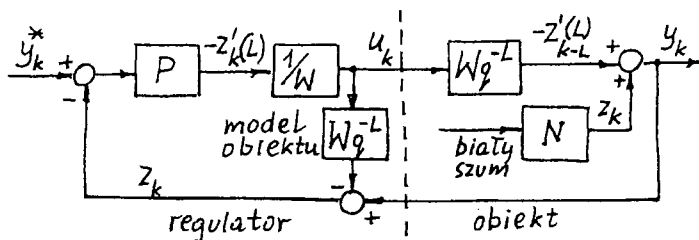
We wczesnych wersjach algorytmu, przyjmowano filtr stabilizujący o postaci członu jednoinercyjnego, a więc $P = Q = (1 + c) / (1 + cq^{-1})$. Algorytm może wówczas wykazywać wewnętrzną niestabilność, którą najprościej eliminuje się dobierając inny filtr P . Jedną z najbardziej skutecznych postaci filtru P zamieszczono na rys.4.



Rys. 4 Skuteczna postać filtru stabilizującego algorytmu MAC. Symbolem ψ oznaczono parametr dostrajalny

Algorytm minimalno-wariancyjny [6]. Zakłócenia działające na obiekty regulacji mogą mieć postać fluktuacji, które modeluje się pobudzając dyskretnym białym szumem człon dynamiczny N nazywany modelem zakłócenia. Ponieważ sygnał zakłócenia stale ulega zmianom, więc regulator również nieustannie zmienia sygnał sterowania, dążąc do minimalizacji wariancji uchybu regulacji.

Istotę regulacji minimalno-wariancyjnej najwygodniej jest wyjaśnić, rozpatrując bardziej szczegółowo sygnały występujące w układzie regulacji. Na rys.5 (przypominającym rys.1b) wyeksponowano model zakłócenia N oraz opóźnienie występujące w układzie regulacji, oznaczając $G = W q^{-L}$. Dalej zakłada się dla uproszczenia, że nie są wprowadzane przyrosty sygnału wartości zadanej, a zatem $y_k^* = 0$. Jak to już podkreślano, model obiektu pozwala wyznaczyć niemierzalne wprost zakłócenie z_k . Na wyjściu bloku P występuje sygnał $-z_k(L)$, a na wyjściu obiektu regulacji pojawia się różnica $z_k - z_{k-L}(L)$. Uchyb regulacji $e_k = 0 - y_k = z_{k-L}(L) - z_k$.



Rys. 5 Schemat blokowy algorytmu regulacji minimalno-wariancyjnej

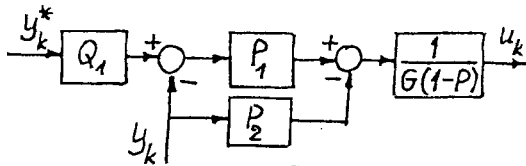
Okazuje się, że znając model zakłócenia N można wyznaczyć taki człon dynamiczny P , dla którego wariancja uchybu e_k uzyskuje minimalną wartość. Na przykład, jeśli $N = (1 - \lambda q^{-1}) / (1 - q^{-1})$ i gdy opóźnienie obiektu $L = 3$, człon $P = (1 - \lambda) / (1 - \lambda q^{-1})$. Człon P nazywa się predyktorem minimalno-wariancyjnym, a sygnał $z_k(3)$ jest sygnałem predykcji średnio-kwadratowej o wyprzedzeniu $L = 3$ okresy próbkowania. Jeśli ze względu na zużycie elementu wykonawczego wymaga się, aby sygnał sterowania miał mniejszą wariancję, po prostu należy spowolnić predyktor P , dołączając do niego szeregowy filtr dolno-przepustowy.

Uwagi dodatkowe. Z przytoczonych przykładów wynika, że z ogólnego schematu algorytmu IMC (rys.1b lub rys.5) można wyprowadzić różne, szczegółowe algorytmy regulacji. Algorytmy te mają taką samą ogólną strukturę, lecz różnią się sposobem opisu dynamiki obiektu i postacią filtra stabilizującego. Dla zerowych błędów modelowania, z rys.5 uzyskuje się

$$y_k = P q^{-L} y_k^* + (1 - P q^{-L}) z_k \quad (10)$$

a zatem w równaniu charakterystycznym układu regulacji (w mianowniku zapisu operatorowego (10)), nie pojawia się niekorzystny ze względu na stabilność, operator opóźnienia q^{-L} . Eliminację operatora opóźnienia q^{-L} z równania charakterystycznego układu regulacji także można byłoby uzyskać, gdyby w klasycznym układzie regulacji w pętli sprzężenia zwrotnego, był zastosowany nierealizowalny predyktor q^{-L} . Z tego powodu, algorytmy typu IMC nazywa się algorytmami predykcyjnymi.

Jeśli obiekty regulacji są astatyczne (z całkowaniem) lub niestabilne, filtr stabilizujący należy dobrać w postaci sumy $P = P_1 + P_2$. Na przykład, przyjmując $Q = Q_1 P_1$ oraz $P = P_1 + P_2$, schemat blokowy z rys.1b można przekształcić do postaci zamieszczonej na rys.6. Obiekt regulacji (nie pokazany na rysunku) jest wówczas objęty pomocniczym sprzężeniem zwrotnym poprzez blok P_2 . Sprzężenie to odpowiednio zmienia dynamikę obiektu regulacji, umożliwiając prawidłowe działanie algorytmu IMC.



Rys. 6 Schemat blokowy algorytmu IMC w przypadku astatycznych lub niestabilnych obiektów regulacji

5. ALGORYTMY REGULACJI Z WYDŁUŻONYM HORYZONTEM STEROWANIA

W wielu przypadkach istnieje możliwość przewidywania zakłóceń oddziałujących na obiekt regulacji. Z kolei, w regulacji programowej jest dokładnie znany przebieg przyszłych zmian wartości zadanej y_k^* . Powstaje pytanie, jak wykorzystać te informacje, w celu zwiększenia dokładności regulacji. Aby przedyskutować stosowane sposoby postępowania, najpierw zostanie wyjaśnione pojęcie tzw. scenariusza, zgodnie z którym powinien działać układ regulacji. Tak więc, z rys.5 (z algorytmu IMC) wynika, że

$$Wu_k + P(y_k - Wq^{-L}u_k) = Py_k^* \quad (11)$$

Równaniu (11) można nadać następującą interpretację. Tak więc, Wu_k jest wyjściem modelu procesu w przyszłej chwili $k + L$, a zatem $Wu_k = y_{k+L}^M$. Różnica $y_k - Wq^{-L}u_k$ jest zmierzonym w sposób pośredni zakłóceniem z_k . Ponieważ człon P , oprócz stabilizacji pętli algorytmu (rys.1b), spełnia także rolę predyktora (zob. opis algorytmu minimalno-wariancyjnego), zatem iloczyn $P z_k \equiv z_{k+L}$. Podobnie, iloczyn $P y_k^*$ można utożsamiać z przyszłym, planowanym wyjściem obiektu y_{k+L}^{pl} . Równanie (11) można więc wyrazić jako $y_{k+L}^{pl} = y_{k+L}^M + z_{k+L}$. Równanie to zapisane dla kolejnych, przyszłych chwil, tworzy następujący układ równań

$$\begin{aligned} y_{k+L}^{pl} &= y_{k+L}^M + z_{k+L} \\ y_{k+L+1}^{pl} &= y_{k+L+1}^M + z_{k+L+1} \\ y_{k+L+2}^{pl} &= y_{k+L+2}^M + z_{k+L+2} \end{aligned} \quad (12)$$

Układ równań (12) stanowi tzw. scenariusz wielowarunkowego algorytmu regulacji predykcyjnej. Scenariusz wymaga, aby w przyszłych chwilach $k+L$, $k+L+1$, ... planowana wartość wyjścia obiektu regulacji była równa wartości spodziewanej wyjścia obiektu, a więc wyjściu y^M modelu z dodanym przewidywanym zakłóceniem z .

Algorytm regulacji DMC (Dynamic Matrix Control) [7]. Aby ze scenariusza (12) uzyskać algorytm regulacji DMC, należy przyjąć kilka założeń. Przede wszystkim, zakłada się opis dynamiki obiektu w postaci tzw. dyskretnej odpowiedzi skokowej

$$y_k^M = (a_1 + a_2q^{-1} + \dots + a_nq^{-n+1})q^{-L} \Delta u_k \quad (13)$$

Oprócz tego, przyjmuje się, że zakłócenie $z_{k+L} = z_{k+L+1} = \dots = z_k = y_k - y_k^M$ oraz że stan ustalony w układzie regulacji występuje po m krokach tak, że dalsze przyrosty sterowania $\Delta u_{k+m+1} = \Delta u_{k+m+2} = \dots = 0$. Z reguły, jako parametr dostrajalny algorytmu, pozwalający uzyskać wymaganą odporność układu regulacji, przyjmuje się współczynnik

kary λ za występowanie przyrostów sterowania. Po rozwiązaniu równań (12) (metodą najmniejszych kwadratów), uzyskuje się algorytm o postaci

$$u_k = u_{k-1} + r_0 e_k + r_1 \Delta u_{k-1} + r_2 \Delta u_{k-2} + \dots + r_p \Delta u_{k-p} \quad (14)$$

Modyfikacje algorytmu DMC. Scenariusz (12) umożliwia wprowadzanie różnych rozszerzeń i ulepszeń algorytmu DMC. Przede wszystkim, scenariusz (12) można ułożyć dla obiektów regulacji o wielu wejściach i wielu wyjściach. Warto dodać, że liczba wyjść nie musi być równa liczbie wejść. Można także osłabić założenie o stałości przyszłych zakłóceń i próbować przewidywać ich wartości. Można wreszcie stosować różne sposoby opisu dynamiki obiektu, na przykład, za pomocą dyskretnej odpowiedzi impulsowej (a nie skokowej, jak to jest w klasycznej postaci algorytmu DMC).

Jedną z ważniejszych modyfikacji algorytmu DMC polega na założeniu, że zarówno wartości, jak i przyrosty sterowań są ograniczone. Wówczas, algorytm regulacji wymaga, aby w każdym kroku sterowania wyznaczać sygnał sterowania z warunku

$$\text{minimum normy } \|A u - f_1\| \text{ względem sterowania } u, \text{ przy warunku } B u \geq f_2 \quad (15)$$

gdzie A , B , f_1 , f_2 - znane macierze i wektory, $u = [u_k \ u_{k+1} \ \dots]$ - wektor przyszłych sterowań. W każdym, kolejnym kroku sterowania wykorzystuje się tylko pierwszą składową u_k wektora u . Gdy scenariusz (12) jest poprawnie ułożony, obliczenia dotyczące warunku (15) nie sprawiają trudności.

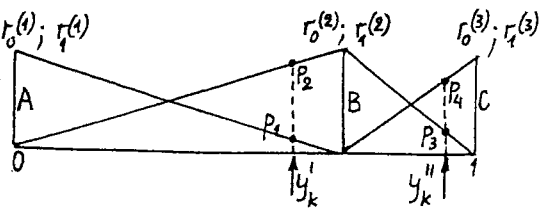
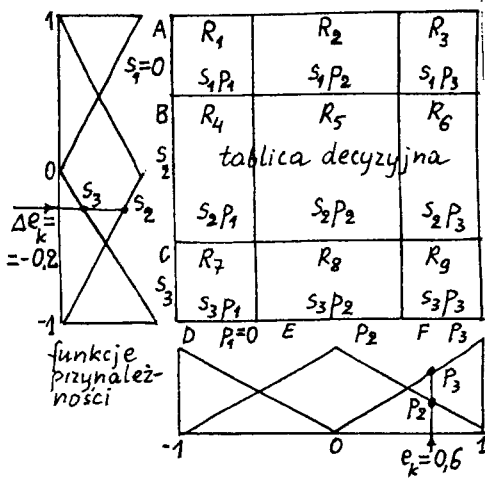
W przypadku rozbudowanych scenariuszy przedstawiających wymagane działanie układów sterowania, gdy obliczenia optymalizacyjne są wykonywane repetytywnie, na ogół, nie mówi się już o regulacji, lecz raczej o sterowaniu optymalizacyjnym. Scenariusze przyszłych działań nie koniecznie muszą dotyczyć obiektów technicznych. Na przykład, mogą przedstawiać rynek z konkurującymi firmami, system ekologiczny, itp. Te ciekawe i perspektywiczne zagadnienia sterowania daleko wykraczają poza dziedzinę regulacji przemysłowej.

6. ROZMYTE ALGORYTMY REGULACJI (FLC -Fuzzy Logic Control)

W p.3 zwrócono uwagę, że płynna i dokładna regulacja regułowa wymaga dużych zbiorów reguł decyzyjnych oraz że liczbę potrzebnych reguł można radykalnie zmniejszyć, stosując metody logiki rozmytej [8]. Termin "rozmyty algorytm regulacji" oznacza, że w algorytmie występuje zbiór reguł decyzyjnych (baza reguł) oraz pewne mechanizmy (fuzyfikacji i defuzyfikacji), pozwalające uzyskać kompromisową decyzję wyjściową.

Algorytmy rozmyte pierwszej generacji [9]. Na rys.7 zamieszczono przykładowy szablon rozmytego algorytmu PD, a więc o dwóch wejściach e_k i Δe_k oraz jednym wyjściu, którym jest sterowanie u_k . Szablon składa się z tablicy decyzyjnej (równoważnej dziewięciu regułom "jeśli ... to ...") oraz z dwóch zbiorów trójkątnych funkcji przynależności. Oba sygnały wejściowe algorytmu są unormowane i zmieniają się w przedziale od -1 do +1. Reguły szablonu należy rozumieć w następujący sposób (por. z rys.7)

$$\begin{aligned} R1: & \text{Jeśli } e_k \text{ jest } -1 \text{ i } \Delta e_k \text{ jest } +1 \text{ to } u_k \text{ jest } u_1 \\ R2: & \text{Jeśli } e_k \text{ jest } 0 \text{ i } \Delta e_k \text{ jest } +1 \text{ to } u_k \text{ jest } u_2 \end{aligned} \quad (16)$$



Rys.8 (powyżej) Funkcje przynależności rozmytego algorytmu regulacji drugiej generacji

Rys.7(z lewej) Przykładowy szablon rozmytego algorytmu regulacji pierwszej generacji

Nierozmytemu sygnałowi wejściowemu, na przykład, $e_k = 0,6$, zgodnie z przebiegiem funkcji przynależności, przypisuje się wektor $[p_1 \ p_2 \ p_3]$ współczynników przynależności. Wektor ten jest rozmytą postacią sygnału wejściowego e_k . Podobnie, sygnałowi $\Delta e_k = -0,2$ (rys.7) przypisuje się wektor $[s_1 \ s_2 \ s_3]$. Rozmyta postać sygnałów wejściowych umożliwia przyporządkowanie stopni ważności $s_1 p_1, s_1 p_2, \dots, s_3 p_3$ poszczególnym regułom. W sytuacji przedstawionej na rys.7, najbardziej istotna jest reguła R_6 . Sygnał wyjściowy regulatora wyznacza się na podstawie kompromisu dotyczącego wszystkich reguł. Jest więc

$$u_k = (u_1 s_1 p_1 + u_2 s_1 p_2 + \dots + u_9 s_3 p_3) / (s_1 p_1 + s_1 p_2 + \dots + s_3 p_3) \quad (17)$$

Operacja (17) wyznaczania nierozmytego sygnału wyjściowego u_k nazywa się defuzyfikacją. Stosowanych jest kilka rodzajów funkcji przynależności oraz sposobów realizowania operacji fuzyfikacji i defuzyfikacji [10]. Zazwyczaj liczba reguł nie przekracza 100. Dalsze rozwinięcie tego tematu zostanie pominięte. Warto jednak zauważyć, że omawiany algorytm można stosunkowo łatwo opracować na podstawie obserwacji działań operatora procesu. Algorytmy rozmyte pierwszej generacji (najczęściej typu nieliniowych układów PD i PI) są szczególnie skuteczne w przypadku nieliniowych obiektów regulacji.

Algorytmy rozmyte drugiej generacji (typu Takagi-Sugeno)[11]. Nieliniowości obiektów regulacji mogą ujawniać się w różny sposób. Jeden z ważniejszych i częściej występujących symptomów nieliniowości obiektu polega na tym, że zmiana wartości zadanej y^* regulatora (o stałych nastawach), powoduje pogorszenie dynamiki układu regulacji, a nawet jego destabilizację. Prosty i skuteczny sposób usunięcia opisanych powyżej trudności wyjaśniono na rys.8

Na rysunku tym przedstawiono unormowany przedział wartości wyjściowej y_k przykładowego układu regulacji z nieliniowym obiektem i regulatorem typu PI. Przyjmuje się, że dokonano identyfikacji zlinearyzowanej dynamiki tego obiektu dla trzech punktów pracy A, B, C. Następnie, dla tych punktów dobrano parametry r_0, r_1 liniowego algorytmu regulacji typu PI. Jeśli w bieżącej chwili wartość sygnału wyjściowego obiektu $y_k = y_k$ (rys.8), to nastawy regulatora PI wyznacza się w następujący sposób

$$r_0 = (p_1 r_0^{(1)} + p_2 r_0^{(2)}) / (p_1 + p_2); \quad r_1 = (p_1 r_1^{(1)} + p_2 r_1^{(2)}) / (p_1 + p_2) \quad (18)$$

Gdyby sygnał wyjściowy obiektu regulacji był równy $y_k = \dot{y}_k$ (rys.8), to wyznaczenie parametrów algorytmu byłoby następujące

$$r_0 = (p_3 r_0^{(2)} + p_4 r_0^{(3)}) / (p_3 + p_4); \quad r_1 = (p_3 r_1^{(2)} + p_4 r_1^{(3)}) / (p_3 + p_4) \quad (19)$$

Sygnał wyjściowy omawianego, rozmytego (drugiej generacji) algorytmu regulacji typu PI, oblicza się w zwykły sposób, a zatem

$$u_k = u_{k-1} + r_0 e_k + r_1 e_{k-1} \quad (20)$$

Podkreśla się, że z szablonu układu rozmytego (rys.8), wyznacza się parametry algorytmu, a sygnał wyjściowy regulatora oblicza się z odpowiedniego równania różnicowego.

Algorytmy rozmyte drugiej generacji (zwane również algorytmami z modelami lokalnymi), zwykle posługują się liniowymi algorytmami lokalnymi typu PID oraz IMC, a także algorytmem sprzężenia zwrotnego od stanu obiektu regulacji. Dużą zaletą omawianych algorytmów jest skuteczność działania w przypadku wielu spotykanych w przemyśle obiektów nieliniowych oraz łatwość dostrojenia algorytmów w oparciu o wiedzę eksperta i dane pomiarowe.

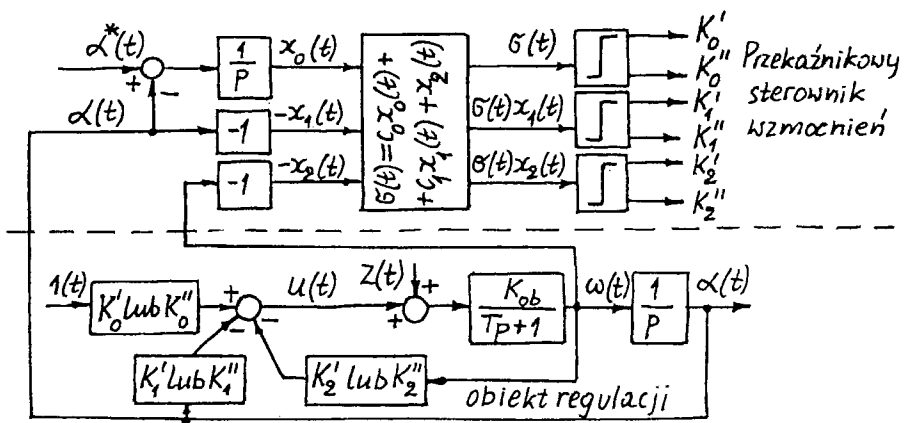
7. ALGORYTM REGULACJI O RUCHU ŚLIZGOWYM (SMC) [12]

Opisując różne interpretacje działania algorytmu PID podkreślono dwa interesujące zjawiska. Po pierwsze, gdyby algorytm regulacji mógł sprawić, aby sygnał $\sigma(t) \cong 0$ (rys.1a), to niezależnie od zmian dynamiki obiektu i zakłócenia, można byłoby uzyskać zadaną z góry postać operatora zamkniętego układu regulacji. Po drugie, przynajmniej w prostych przypadkach, algorytm PID można interpretować, jako realizujący sprzężenie zwrotne od stanu obiektu regulacji. Z kolei, opisując algorytmy regulacji przekąźnikowej, zwrócono uwagę na wyjątkowo dużą odporność przekąźnikowych układów regulacji. Powstaje pytanie, czy można połączyć cechy algorytmu ze sprzężeniem zwrotnym od stanu obiektu (co sugeruje analiza algorytmu PID) z cechami algorytmów przekąźnikowych (duża odporność). Odpowiedź jest twierdząca - tak właśnie działa algorytm z ruchem ślizgowym (SMC). Warto zauważyć, że w historii automatyki podobny przypadek, na przykład, miał miejsce wówczas, gdy powstał algorytm PI, łączący dodatnie cechy obu składowych algorytmów. (Działający szybciej od algorytmu typu I (całkującego) i nie wykazujący uchybu ustalonego dla stałych zakłóceń).

Na rys.9 zamieszczono schemat blokowy przykładowego algorytmu SMC sterującego silnikiem elektrycznym o równaniu

$$(T p + 1) p \alpha(t) = K_{ob} (u(t) + z(t)) \quad (21)$$

Część układu sterowania poniżej linii przerywanej, składa się z obiektu regulacji oraz z ujemnych sprzężeń zwrotnych od pełnego stanu obiektu, a więc od położenia kąowego $x_1(t) = \alpha(t)$ i prędkości kątovej $x_2(t) = \omega(t)$. Część rys.9 znajdującą się powyżej linii przerywanej można interpretować, jako przekąźnikowy sterownik wzmacnień K_o , K_1 i K_2 , obsługujący typowy układ regulacji ze sprzężeniami zwrotnymi od stanu obiektu. Zwraca się uwagę, że sterownik wzmacnień całkuje uchyb regulacji $e(t) = \dot{\alpha}(t) - \alpha(t)$,



Rys. 9 Schemat blokowy przykładowego algorytmu z ruchem ślizgowym (SMC)

przy czym dodatkowa zmienna stanu $x_0(t) = p^{-1} e(t)$. Następnie, w sterowniku wyznaczany jest sygnał

$$\sigma(t) = c_0 x_0(t) + c_1 x_1(t) + x_2(t) \quad (22)$$

(por. z sygnałem $\sigma(t)$ z rys.1a). Przekładniki sterowane są sygnałami $\sigma(t)$, $\sigma(t)x_1(t)$ oraz $\sigma(t)x_2(t)$. Gdy którykolwiek z tych sygnałów zmieni swój znak, zmianie ulega odpowiedni współczynnik wzmocnienia, na przykład, K'_0 przyjmuje wartość K''_0 , itd. Zadanie przekładnikowego sterownika wzmocnień polega na sprawianiu, aby w procesie regulacji, sygnał $\sigma(t)$ stale malał, dążąc do spełnienia warunku $\sigma(t) \equiv 0$. Ponieważ kwadrat tego sygnału $\sigma^2(t)$ jest dodatni, zatem warunek malenia sygnału $\sigma(t)$ może być wyrażony w następujący sposób

$$p(0,5 \sigma^2(t)) = \sigma(t) p\sigma(t) < 0 \quad \text{dla wszystkich chwil } t \quad (23)$$

Z warunku (23) można wywnioskować (dowód zostanie pominięty), jaką strukturę powinien mieć układ regulacji zapewniający malenie sygnału $\sigma(t)$. Przypomina się (rys.9), że

$$\sigma(t) = c_0 p^{-1}(\alpha^*(t) - \alpha(t)) + c_1 (-\alpha(t)) + (-p \alpha(t)) \quad (24)$$

zatem dla sygnału $\sigma(t) \equiv 0$, uzyskuje się $\alpha(t) = G_{zam} \alpha^*(t)$, przy czym operator zamkniętego układu regulacji $G_{zam} = c_0 / (p^2 + c_1 p + c_0)$. Tak więc, właściwości dynamiczne omawianego układu regulacji zależą wyłącznie od wartości parametrów c_0 i c_1 i nie zależą od zmian dynamiki obiektu oraz zakłóceń. Należy dodać, że rzeczywiste realizacje układów regulacji z algorytmem SMC nie są tak idealne, jednakże ich odporność jest szczególnie wysoka. Ze względu na nieliniowości i duże zmiany dynamiki obiektu, regulacja SMC znalazła zastosowania w robotyce. Wadą regulacji SMC jest często przelączany (przekładnikowy) sygnał sterowania.

8. PODSUMOWANIE

W niniejszej pracy starano się podkreślić, że nowe algorytmy regulacji cyfrowej nawiązują do starych, sprawdzonych koncepcji. Świadomość tego faktu powinna

zmniejszyć ewentualną nieufność użytkowników i przyczynić się do śmielszego stosowania nowych algorytmów. Starano się także pokazać, jak uniwersalna jest ogólna struktura algorytmu IMC, z której bezpośrednio wywodzi się szereg innych algorytmów. Warto także zwrócić uwagę na szczególne możliwości algorytmów DMC, realizujących założony scenariusz przyszłych działań, a więc reagujących z wyprzedzeniem na zjawiska, które by mogły zmniejszyć dokładność regulacji. Stosunkowo sporo miejsca poświęcono algorytmowi SMC, bowiem możliwości tego algorytmu nie są jeszcze wyczerpane i wymagają dalszych opracowań. Oddzielnym, perspektywicznym zagadnieniem, są różne algorytmy kombinowane, na przykład, łączące klasyczną regulację PID z algorytmami rozmytymi lub realizowanie struktury IMC (rys.5) za pomocą sieci neuronowych.

Świadomie pominięto opis tzw. zintegrowanych algorytmów regulacji, łączących w sobie funkcje diagnostyki, sygnalizacji, blokad, zabezpieczeń, przełączeń ręcznie-automatycznie, regulacji i identyfikacji obiektu sterowania. Zintegrowane algorytmy regulacji tworzą obszerny i ważny dział nauki o sterowaniu automatycznym, zasługujący na oddzielne opracowanie.

9. NIEKTÓRE OZNACZENIA

$y^*(t), y_k^*$ - wartość zadana, $y(t), y_k$ - wyjście obiektu, $e(t), e_k$ - uchyb regulacji, $u(t), u_k$ - sygnał sterowania, $z(t), z_k$ - zakłócenie, $\Delta u_k = u_k - u_{k-1}$, $\Delta e_k = e_k - e_{k-1}$ - przyrosty sygnałów
 p - operator różniczkowania, p^{-1} - operator całkowania, q^{-1} - operator opóźnienia sygnału o jeden okres próbkowania T_p

L - opóźnienie (liczba naturalna) równe $1 + T_o/T_p$, gdzie T_o - opóźnienie transportowe, q^L - operator całkowitego opóźnienia układu z czasem dyskretnym

K_{ob} - współczynnik wzmocnienia obiektu regulacji, K_p, T_i, T_d - nastawy regulatora PID, T, T_1, T_2 - stałe czasowe, T_{zmat} - zastępcza stała czasowa

$s_1, s_2, \dots, p_1, p_2, \dots$ - współczynniki przynależności

10. LITERATURA

- [1] Phillipson P.H., Optimum regulation of sampled-data processes, Int.J.Control, vol 21, No5, 1973.
- [2] De Larminat P., Thomas Y., Automatyka - Układy liniowe, tom 3, Sterowanie, WNT, Warszawa, 1983.
- [3] Smith O.J.M., Closer Control of Loops with Dead Time, Chem.Eng.Progr., 1957.
- [4] Kuo B.C., Digital Control Systems, Holt, N.Y. 1980.
- [5] Richalet J.A., ..., Model predictive heuristic control, applications to industrial processes, Automatica, 14, 1978.
- [6] Box G.E.P., Jenkins G.M., Analiza szeregów czasowych, PWN, Warszawa, 1983.
- [7] Culter C.R., Ramaker B.L., Dynamic Matrix Control - A Computer Control Algorithm, Proc.J.A.C.Conf. San Francisco, 1980.
- [8] Zadeh L.A., "Fuzzy sets", Information and Control, No 8, 1965.
- [9] Driankov D., Hellendoorn H., Reinfrank M., Wprowadzenie do sterowania rozmytego, WNT, Warszawa, 1966.
- [10] Yager R.R., Filev D.P., Podstawy modelowania i sterowania rozmytego, WNT, Warszawa, 1995.
- [11] Takagi T., Sugeno M., Fuzzy identification, IEEE Trans. on S.M.C., 15, 1985.
- [12] Utkin Y.I., Sliding Modes and Their Application to Variable Structure Systems, MIR Publishers, Moscow, 1978.