

Jan Tadeusz DUDA*

Maciej KLEMIATO*

AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA W KRAKOWIE
WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI, AUTOMATYKI, INFORMATYKI
I ELEKTRONIKI
KATEDRA AUTOMATYKI

Wykorzystanie analizy falkowej do klasyfikacji przebiegów przejściowych układów regulacji

Abstract

An algorithmic detection of typical control loop failures by using wavelet transforms is discussed. A set of well discriminative indices for qualitative classification of control loop time responses is proposed. Together with the wavelet approach, polynomial approximations in time domain are analysed. The emphasis is put into the problem of detection delay (the series length) minimisation. The results are applicable to adaptation of control systems.

Streszczenie

Artykuł omawia możliwości zastosowania przekształceń falkowych do klasyfikacji przebiegów uchybów w układach regulacji. Przedstawiono propozycję doboru cech przebiegów o największej wartości informacyjnej oraz sposobu ich klasyfikacji dla detekcji nieprawidłowej pracy regulatorów. Obok transformat falkowych przeanalizowano przydatność aproksymacji wielomianowych przebiegu. Podkreślono problem minimalizacji długości analizowanych ciągów ze względu na opóźnienia detekcji. Wyniki mogą być zastosowane do adaptacji układów regulacji.

WSTĘP

Warunkiem niezawodnego funkcjonowania systemów komputerowego sterowania nadrzędnego jest szybka, algorytmiczna detekcja typowych nieprawidłowości pracy układów regulacji, takich jak zbyt wolno zanikające uchyby, duże przeregulowania, oscylacje, niestabilność. Implementacja takich algorytmów pozwoli zredukować stałą obsługę operatorską, umożliwiając automatyczne uruchamianie odpowiednich procedur diagnozujących, adaptacyjnych, bądź wszczęcie akcji alarmowych.

Niniejszy artykuł sygnalizuje możliwość wykorzystania transformaty falkowej jako narzędzia numerycznego umożliwiającego taką detekcję na podstawie analizy przebiegów czasowych uchybów regulacji.

Zastosowania transformat falkowych do analizy sygnałów niestacjonarnych są od wielu lat przedmiotem licznych publikacji [1, 2, 11]. Ostatnio pojawiają się też prace wskazujące na przydatność tego aparatu matematycznego w zagadnieniach automatyki, do modelowania procesów dynamicznych [9] oraz do diagnostyki urządzeń technicznych [6, 7].

Coraz większa popularność analizy falkowej bierze się z jej przewagi nad klasycznymi transformacjami całkowymi w zastosowaniu do analizy sygnałów niestacjonarnych. Szeroko dotąd wykorzystywana krótko-okresowa transformata Fouriera (STFT) polega na zastosowaniu przesuwanego okna czasowego o stałej długości. Istotną wadą tej metody jest antagonizm między rozdzielczością informacji czasowej a rozdzielczością informacji częstotliwościowej. Pozbawiona powyższej wady jest analiza

falkowa. Podobnie jak STFT, transformata falkowa pozwala uzyskać informacje w dziedzinie czasu i dziedzinie częstotliwości jednocześnie, jednakże operuje ona zmienną szerokością okna czasowego. Z tego względu analiza falkowa wydaje się być bardzo obiecującym narzędziem do analizy przebiegów przejściowych układów dynamicznych. Zagadnienie jest nietrywialne w przypadku gdy wyjścia procesu są silnie zakłócone szumami niskimi i średniczęstotliwościowymi, co jest typowe dla ciągłych procesów przemysłowych.

W niniejszym artykule pokazano, że dobierając odpowiedni typ funkcji falkowych można skonstruować przestrzeń cech, która pozwala na rozpoznanie klasy zakłóconego przebiegu przejściowego układu regulacji na bardzo wczesnym jego etapie, np. za pomocą geometrycznych metod grupowania i klasyfikacji [8]. Zwrócono uwagę na problem doboru liczby próbek analizowanych ciągów, ze względu na potrzebę minimalizacji opóźnienia detekcji.

TRANSFORMATA FALKOWA

Teoretyczne podstawy transformat falkowych zostały opracowane w latach osiemdziesiątych [2] i są rozwijane do chwili obecnej [5, 11]. Całkowa transformata falkowa ma postać:

$$s_{\psi}(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \psi \left(\frac{t-b}{a} \right) dt \quad (1)$$

gdzie: $\psi \in L^2(\mathbb{R})$, $s \in L^2(\mathbb{R})$, $b \in \mathbb{R}$, $a \in \mathbb{R}^+$.

Jądrzem transformaty falkowej jest falka podstawowa Ψ . Generalnie jest ona funkcją oscylującą, szybko zanikającą (określoną na nośniku zwartym), o zerowej wartości średniej. Przebiegi wykorzystywanych dalej podstawowych funkcji falkowych przedstawiono na rys. 1 i rys. 2 [10].

Rodzina falek jest tworzona z falki podstawowej poprzez jej przesunięcie, realizowane przez parametr translacji b , oraz zmianę jej skali (częstotliwości) realizowanej przez parametr skalujący a :

$$\Psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \Psi \left(\frac{t-b}{a} \right) \quad (2)$$

Czynnik normalizujący $a^{-1/2}$ sprawia, że wszystkie falki rodziny mają taką samą energię.

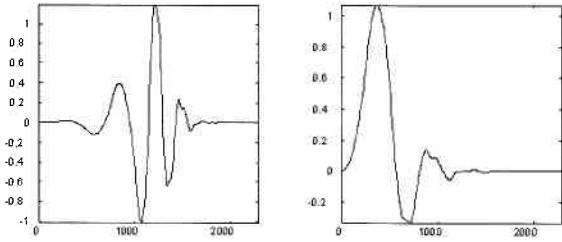
Wzór (1) produkuje współczynniki falkowe $s_{\psi}(a, b)$, które są funkcją skali a i przesunięcia b . Współczynnik falkowy jest miarą podobieństwa między sygnałem $s(t)$ a falką podstawową dla odpowiedniej skali i pozycji. Zestaw wszystkich współczynników $s_{\psi}(a, b)$ reprezentuje sygnał $s(t)$ w dziedzinie falkowej. Należy zaznaczyć, że dla różnych falek podstawowych uzyskuje się różne reprezentacje tego samego sygnału.

*Dr hab. inż. Jan Tadeusz DUDA

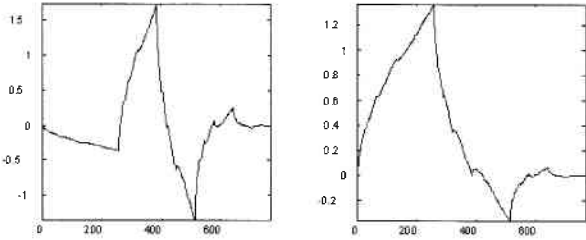
jest adiunktem w Katedrze Automatyki na Wydziale Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie oraz profesorem nadzwyczajnym Politechniki Opolskiej. Studia ukończył w 1973 r. w AGH. Zajmuje się problematyką wykorzystania technik komputerowych w systemach sterowania nadrzędnego, w badaniach naukowych i w ekonomii.

*Mgr inż. Maciej KLEMIATO

jest doktorantem na Wydziale Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie. Studia ukończył w 1986 r. Zajmuje się wykorzystaniem technik komputerowych do prognozowania i jakościowej oceny przebiegów procesów technologicznych.



Rys. 1. Falka Daubechies piątego rzędu db5 (po lewej) i odpowiadająca jej funkcja skalująca



Rys. 2. Falka Daubechies drugiego rzędu db2 (po lewej) i odpowiadająca jej funkcja skalująca

Odtworzenie sygnału następuje poprzez transformatę odwrotną:

$$s(t) = c_\psi^{-1} \int_0^\infty \frac{1}{a^2} \int_{-\infty}^\infty s_\psi(a,b) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) db da \quad (3)$$

gdzie

$$c_\psi = 2 \int_0^\infty \frac{|\hat{\psi}(\omega)|^2}{\omega} d\omega < \infty \quad (4)$$

$\hat{\psi}(\omega)$ oznacza transformatę Fouriera z falki $\psi(t)$.

Dla dyskretnych wartości skali (m) i przesunięcia (n) parametry a i b wyrażają się wzorami:

$$a = a_0^{-m}; b = b_0^{-m} n.$$

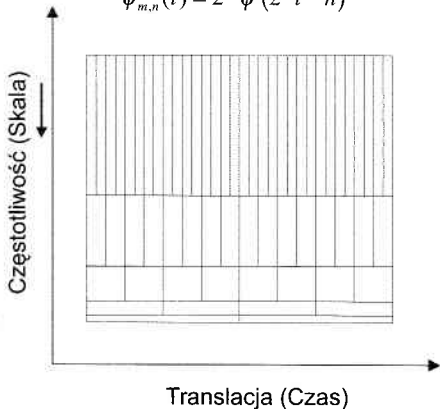
Zazwyczaj dyskretny krok rozdzielczości $a_0 = 2$ i $b_0 = 1$, wobec czego dyskretna transformata falkowa przybiera postać:

$$s_\psi(m,n) = 2^{\frac{m}{2}} \int s(t) \psi(2^m t - n) dt \quad m,n \in Z \quad (5)$$

gdzie Z oznacza zbiór liczb całkowitych.

Z falki podstawowej $\psi(t)$ otrzymujemy rodzinę falek za pomocą binarnego wydłużenia 2^{-m} i diadycznego przesunięcia $2^{-m} n$:

$$\psi_{m,n}(t) = 2^{\frac{m}{2}} \psi(2^m t - n) \quad (6)$$

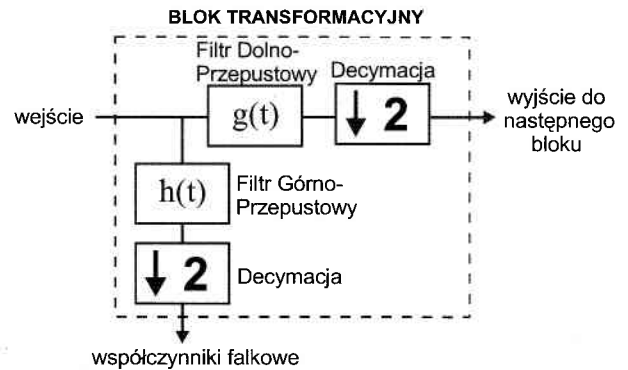


Rys. 3. Charakterystyka rozdzielczości dla dyskretnej transformaty falkowej

Na rys. 3 przedstawiono charakterystykę rozdzielczości dla dyskretnej transformaty falkowej. Rysunek ten ma kilka istotnych interpretacji. Odwrotna zależność między skalą i częstotliwością powoduje, że dla rosnących częstotliwości skala maleje. Rozmiar każdego kwadratu z tego rysunku jest zdeterminowany przez rozmiar odpowiedniej (przeskalowanej i przesuniętej) falki podstawowej. Dla małych wartości skali falka podstawowa jest skompresowana, co powoduje dobrą rozdzielczość w dziedzinie czasu i słabą rozdzielczość w dziedzinie częstotliwości. Dla dużych wartości skali występuje zjawisko odwrotne.

Na ogół stosuje się falki, których rodzina tworzy ortogonalną bazę przestrzeni $L^2(R)$. Baza ortogonalna zapewnia przekształcenie sygnału w zbiór wzajemnie niezależnych współczynników falkowych (każdy taki współczynnik reprezentuje swoją własną część informacji o sygnale).

Dla dyskretnych chwil czasu transformatę falkową można rozpatrywać w kategoriach kaskady filtrów cyfrowych [11]. Pojedynczy blok transformacyjny jest przedstawiony na rys. 4 i składa się z filtru górno- i dolno-przepustowego. Filtr górno-przepustowy $h(t)$ reprezentuje falkę podstawową i na wyjściu produkuje współczynniki falkowe (detale sygnału). Filtr dolno-przepustowy $g(t)$ reprezentuje tzw. funkcję skalującą $\Phi_{m,n}(t)$ i na wyjściu daje aproksymację sygnału.

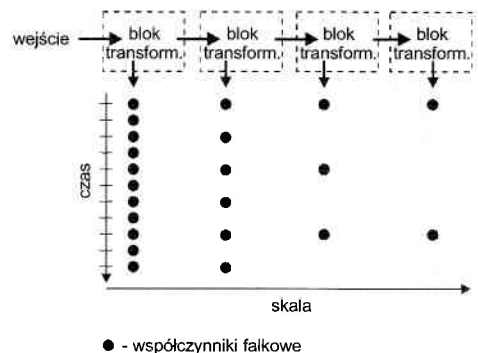


Rys. 4. Pojedynczy blok transformaty falkowej

Funkcja skalująca ma podobne własności jak falka, z tym że nie spełnia warunku zerowania wartości średniej [1]. Falki o rozdzielczości m są kombinacją liniową funkcji skalujących z poziomu wyższego:

$$\psi_{m,n}(t) = \sum_k h_k \varphi_{m+1,2n+k}(t) \quad (7)$$

$$\varphi_{m,n}(t) = \sum_k g_k \varphi_{m+1,2n+k}(t) \quad (8)$$



Rys. 5. Struktura procesu dekompozycji sygnału

Innymi słowy, współczynniki filtra g_k generują funkcję skalującą, która z kolei określa falkę podstawową, a co za tym idzie całą ortogonalną bazę.

Po przejściu przez opisany wyżej blok filtrów sygnał ulega decymacji (skróceniu poprzez odrzucenie co drugiej próbki), co wiąże się z samą istotą transformaty falkowej (patrz indeksy w 7, 8). Cały proces dekompozycji polega na przepływie sygnału przez identyczne bloki transformacyjne połączone szeregowo (rys. 5, [11]).

Struktura transformaty odwrotnej, czyli rekonstrukcja sygnału, jest taka sama, z tym że przebiega w odwrotnym kierunku. Ponadto, zamiast procesu decymacji, w miejsce odrzuconych próbek wstawiane są zera.

Przedstawiony wyżej proces transformacji może być przerwany na dowolnym poziomie. Ma to bardzo duże znaczenie praktyczne, gdyż pozwala wykorzystać transformację falkową jako specyficzną metodę filtracji. Uzyskana na danym poziomie aproksymacja funkcjami skalującymi reprezentuje składową wolnozmienną sygnału, a oddzielone (na kolejnych poziomach procedury) detale – składowe szybkozmiennne. Analiza właściwości (np. mocy) obu tych składowych może dostarczyć informacji o specyficznych cechach sygnałów niestacjonarnych.

OBRÓBKA DANYCH DLA CELÓW KLASYFIKACJI

Niniejszy rozdział przedstawia wyniki zastosowania transformaty falkowej do obróbki danych dla jakościowej analizy przebiegów sterowania przykładowego układu 2. rzędu z opóźnieniem. Przedmiotem badań był obiekt o transmitancji:

$$G(s) = \frac{2e^{-1s}}{(5s+1)(10s+1)} \quad (9)$$

próbkowany w cyklu jednosekundowym. Do wyjścia dodawano zakłócenie generowane za pomocą filtra rekursywnego 1. rzędu o stałej czasowej 5,0, pobudzonego szumem białym. Wariancja szumu wynosiła 0,3. Parametry regulatora PID dobrano metodą Zieglera-Nicholsa, ($K=1,58$, $T_i=0,17$, $T_d=3,87$), co daje czas zaniku uchybu około 50 s. i przeregulowanie ok. 1,4.

Badano odpowiedź układu zamkniętego na skokową zmianę wartości zadanej o 1,0, 2,0 i 3,0. Przy prawidłowych nastawach regulatora uzyskiwano odpowiedzi nieco przeregulowane (klasa 2), a po jego rozstrojeniu – wolne aperiodyczne (klasa 1), oscylacyjne (klasa 3) i niestabilne (klasa 4).

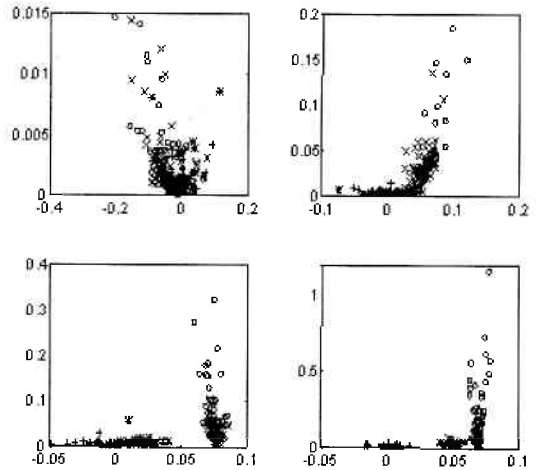
Przebadano skuteczność trzech metod agregacji danych procesowych dla potrzeb specyfikacji cech dyskryminujących te klasy. Pierwsza opiera się na ekstrakcji minimalnkwadratowego trendu wielomianowego. W drugiej wykorzystuje się transformatę falkową do rozdzielenia wolno- i szybkozmiennych składowych przebiegu, a w trzeciej definiuje się cechy przebiegu w kategoriach

pełnej transformaty falkowej. W każdym przypadku założono, że analiza jest inicjowana wykryciem istotnych zmian wyjścia [3, 4], co eliminuje efekt opóźnienia. Analizę przeprowadzono dla różnych długości ciągów, tj. 8, 16, 32, 64 próbki, stosownie do wymagań analizy falkowej.

Dla każdej wartości skoku i każdej klasy wykonano 60 eksperymentów z różnymi realizacjami szumu zakłócającego, budując w ten sposób zbiory uczące dla klasyfikatorów. Przykładowe przebiegi dla poszczególnych klas pokazano na rys. 6.

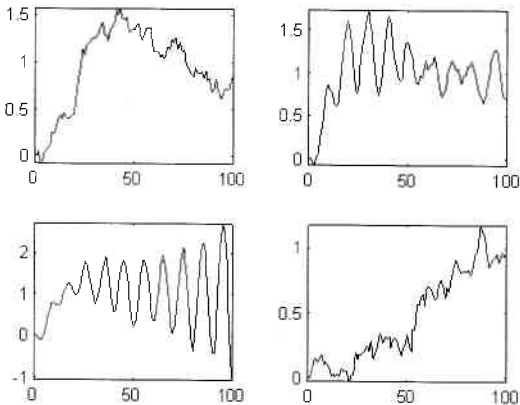
Analiza w dziedzinie czasu

Minimalnkwadratowe aproksymacje wielomianowe w rozszerzonym oknie z narzuconą wartością początkową wyjścia (a więc z zerową stałą), dostarczają informacji o szybkości zmian odpowiedzi, co wraz z błędem resztowym wskazuje na klasę przebiegu. Przebadano przydatność wielomianów stopnia od 1 do 3. Stwierdzono, że najbardziej dyskryminatywną parą cech jest wartość początkowa trendu parabolicznego i jego wariancja resztowa. Rozkład tych wielkości w dwuwymiarowej przestrzeni cech ilustruje rys. 7.

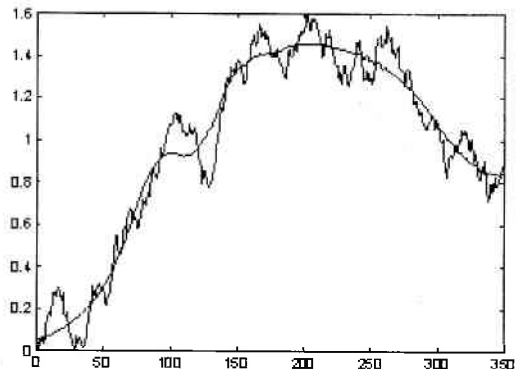


Rys. 7. Początkowe wartości trendu parabolicznego (oś pozioma) względem wariancji resztowej. Oznaczenia: + klasa 1; * klasa 2; x klasa 3; o klasa 4.

Filtracja za pomocą dyskretnej transformaty falkowej polega na dekompozycji sygnału na współczynniki falkowe, usunięciu współczynników o niskiej energii i zrekonstruowaniu sygnału na podstawie tak zmodyfikowanego zestawu współczynników. Filtry falkowe nie wprowadzają przesunięcia fazowego i nie wymagają doboru częstotliwości odcięcia. Odfiltrowane detale są ciągiem ortogonalnym do ciągu aproksymującego.



Rys. 6. Reprezentatywne przebiegi przejściowe badanego układu regulacji.



Rys. 8. Przebieg oryginalny i po filtracji falkowej z zastosowaniem falki podstawowej „db5”

W omawianym przypadku zastosowano falkę Daubechies rzędu 5 (db5). Próg mocy dobierano wg reguły Stein'a (Stein's Unbiased Risk Estimate) [10]. Przyjęto maksymalny dopuszczalny poziom dekompozycji (lecz nie większy niż 6), określony przez długość ciągu wejściowego i falkę podstawową (wzór 10). Przykładowy wynik filtracji przedstawia rys. 8.

Przygotowany w ten sposób ciąg może być klasyfikowany metodą regułową, na podstawie cech jakościowych, takich jak: szybkość narastania, obecność dominujących ekstremów itp.

Analiza w dziedzinie falkowej

Dyskretna transformata falkowa wymaga zdefiniowania poziomu dekompozycji oraz falki podstawowej. Czynniki te są powiązane z liczbą próbek analizowanego ciągu oraz z długością filtru (ściśle określoną dla konkretnej falki podstawowej). Liczba współczynników falkowych L_D (detali) na każdym poziomie dekompozycji jest związana z długością ciągu wejściowego L_x i długością filtru L_f poprzez następujące równanie:

$$L_D = (L_x + L_f - 1) / 2 \quad (10)$$

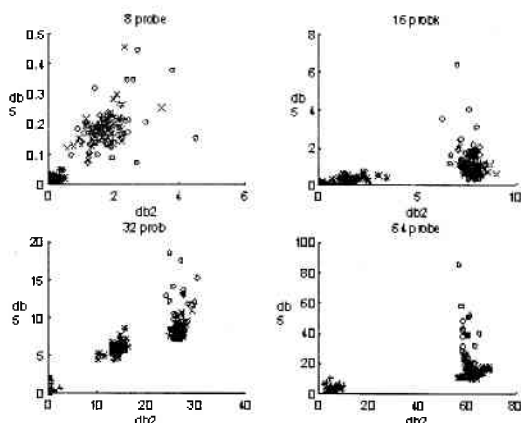
Istnieje wiele możliwości charakteryzacji w dziedzinie falkowej badanych w klas przebiegów. Podobnie jak w dziedzinie czasu miarą przynależności do klasy może być relacja energii aproksymaty na ostatnim poziomie dekompozycji do energii wszystkich detali. Należy do tego wykorzystać falkę odpowiednio wysokiego rzędu. Warto jednak nadmienić, że wraz ze wzrostem rzędu funkcji falkowej rośnie minimalna wymagana długość ciągu, co opóźnia klasyfikację.

Energia sygnału w dziedzinie falkowej wyraża się równaniem:

$$E = \frac{1}{c_w} \int_0^{\infty} \frac{1}{a^2} \int s_w(a,b)^2 db da \quad (11)$$

Rozkład tych wielkości w dwuwymiarowej przestrzeni cech i jego zmiany ze wzrostem liczby próbek ilustruje rys. 9. Zastosowano falkę db5 (rys. 1). Dla każdego ciągu przyjęto maksymalny dopuszczalny poziom dekompozycji, jak wyżej.

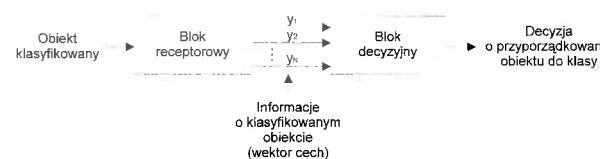
Innymi cechami, które okazały się dyskryminujące dla badanych klas, są udziały składowych szybkozmiennych i wolnozmiennych reprezentowane energiami detali uzyskanych z wykorzystaniem falek różnego rzędu. Jako reprezentację składowych szybkozmiennych sygnału można przyjąć falkę db odpowiednio wysokiego rzędu (np. piątego). Ta sama funkcja falkowa, ale niższego rzędu (np. drugiego), może być wykorzystana do odwzorowania składowych wolnozmiennych. Wyniki badania właściwości dyskryminacyjnych tych cech są obiecujące, aczkolwiek nieco gorsze niż przedstawione na rys. 9.



Rys. 9. Energia aproksymat przebiegów (os pozioma) względem energii detali uzyskanych przy pomocy falki Db5. Oznaczenia: + – klasa 1; * – klasa 2; x – klasa 3; o – klasa 4.

KLASYFIKACJA

W niniejszym rozdziale przedstawiono wyniki klasyfikacji przebiegów przejściowych na podstawie cech uzyskanych metodą falkową i poprzez ekstrakcję trendu. Ogólny schemat blokowy systemu klasyfikacji przedstawiono na rys. 10 [8].



Rys. 10. Schemat blokowy systemu klasyfikacji

Blok receptorowy wykorzystuje metody przedstawione w rozdz. 3 w celu obliczenia wartości wektora cech reprezentującego wyspecyfikowane klasy. Następuje tu istotna redukcja informacji – sygnał wejściowy (obiekt klasyfikowany) o zadanej długości zostaje zagregowany do wektora cech o znacznie mniejszej wymiarowości.

W bloku decyzyjnym, każdej obserwacji zostaje przyporządkowana decyzja punktowa (zbiór decyzji jest identyczny ze zbiorem klas, a każda decyzja systemu oznacza klasę, do której zostaje zaklasyfikowany obiekt).

Przyjęto deterministyczną metodę grupowania, bazującą na geometrycznym pojęciu odległości. Algorytm polega na minimalizacji następującego kryterium:

$$G = \sum_{i=1}^L \sum_{Y_i} \|y - \mu_i\|^2 \quad (12)$$

gdzie: L – liczba klas, Y_i – zbiór elementów i -tej grupy, μ_i – średnia arytmetyczna wektorów i -tego zbioru uczącego, $\|\cdot\|$ – norma Euklidesa.

Metoda klasyfikuje wg odległości od środków ciężkości grup zbioru uczącego, składającego się z 60 elementów dla każdej grupy.

Miarą jakości systemu klasyfikującego może być średnia statystyczna strata, jaką ponosi użytkownik systemu w przypadku błędnej decyzji. Ogólnie, straty powstałe na skutek zaliczenia obiektu z klasy x_i do klasy x_j określa funkcja dwu zmiennych $R(x_i, x_j)$. Postać funkcji strat powinna być z góry zadana. W szczególnym przypadku, gdy wszystkie błędy są jednakowo niekorzystne, można ją zdefiniować jako stratę symetryczną:

$$R(x_i, x_j) = \begin{cases} 0 & \text{dla } i = j \\ 1 & \text{dla } i \neq j \end{cases} \quad (13)$$

Strata uśredniona po zbiorze wszystkich możliwych par złożonych z klasy x i decyzji x' nosi nazwę ryzyka średniego [8]:

$$\bar{r} = \frac{E}{X, X'} R(X, X') \quad (14)$$

gdzie: X, X' – zmienne losowe reprezentujące klasy i decyzje, $E_{X, X'}$ – operator uśrednienia po zbiorze wszystkich możliwych par (x, x') .

Jeżeli podejmowane są decyzje punktowe, to ryzyko średnie można przedstawić jako:

$$\bar{r} = \sum_{k=1}^L \sum_{l=1}^L R(x_k, x_l) P(x_k, x_l) \quad (15)$$

$P(x_k, x_l)$ – łączne prawdopodobieństwo wystąpienia obiektów z klasy x_k i podjęcia decyzji x_l .

Dla straty symetrycznej powyższy wzór upraszcza się do postaci:

$$\bar{r} = 1 - \sum_{k=1}^L P(x_k, x_k) \quad (16)$$

co oznacza, że ryzyko średnie jest średnim prawdopodobieństwem podjęcia błędnej decyzji.

WYNIKI KLASYFIKACJI

Przeprowadzono symulacje polegające na wygenerowaniu po 200 realizacji przebiegu z każdej klasy dla 4 różnych długości ciągu

tj.: 8, 16, 32 i 64 próbek. Warto zaznaczyć, że najkrótszy ciąg, 8 próbek, oznacza tu 0,8 większej stałej czasowej badanego obiektu. Po tym czasie, przy prawidłowych nastawach regulatora (rozdz. 3), niezakłócona odpowiedź skokowa osiąga około 0,7 wartości ustalonej (czas zaniku uchybu wynosi około 50 s).

Dla każdej realizacji uzyskiwano dwuwymiarowy wektor cech stosując metodę falkową MF oraz metodę ekstrakcji trendu MET. Przynależność obiektu do klasy była sprawdzana za pomocą algorytmu minimalizującego kryterium G (wzór 12) na podstawie zbioru uczącego (rys. 9).

Tabl. 1. Wyniki klasyfikacji metodą falkową (db5) i metodą ekstrakcji trendu parabolicznego

Długość ciągu	8				16				32				64			
	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
Wykryta klasa																
ciągi klasy 1	79 19	21 45	0 35	0 1	98 64	2 36	0 0	0 0	100 90	0 10	0 0	0 0	100 100	0 0	0 0	0 0
ciągi klasy 2	51 15	49 59	0 24	0 2	3 48	97 51	0 1	0 0	0 3	99 97	1 0	0 0	0 0	86 92	9 8	5 0
ciągi klasy 3	0 16	2 31	65 41	33 12	0 0	0 0	79 71	21 29	0 0	0 0	80 85	20 15	0 0	0 39	96 53	4 8
ciągi klasy 4	0 10	2 18	34 46	64 26	0 0	0 0	46 55	54 45	0 0	0 0	66 41	44 59	0 0	0 2	44 28	56 70
ryzyko średnie	0,36/0,64				0,18/0,42				0,19/0,17				0,15/0,21			
ryzyko ważone	0,25/1,07				0,045/0,24				0,049/0,055				0,128/0,329			

Wyniki klasyfikacji zebrano w tabeli. Wiersze od 3 do 6 przedstawiają procent przebiegów (ciągów) danej klasy zakwalifikowanych do poszczególnych klas przy różnych długościach ciągu (wartości górne – MF, wartości dolne – MET). Wiersze 7 i 8 przedstawiają ryzyko średnie obliczone na podstawie wzoru 17 i 18 (pierwsza wartość – MF, druga – MET), przy założeniu, że wystąpienia przebiegów z każdej klasy są jednakowo prawdopodobne.

Warto zauważyć, że prawie zawsze błąd klasyfikacji dla ciągów klasy 3 polegał na zaklasyfikowaniu ich do klasy 4 i odwrotnie. Związana z tym strata nie jest duża, ponieważ oba typy przebiegów (3 i 4) są niedopuszczalne ze względu na cel sterowania. Podobna sytuacja występuje dla klas 1 i 2. Efekty tego typu można ująć ilościowo w formie macierzy strat, np:

$$R(x_i, x_j) = \begin{bmatrix} 0 & 0,8 & 2 & 2,5 \\ 1 & 0 & 2,5 & 3 \\ 3 & 2,5 & 0 & 0,2 \\ 4 & 3,5 & 0,2 & 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

gdzie wiersze oznaczają klasy, a kolumny decyzyje o klasach.

Ryzyko średnie ważone, obliczone wg powyższej funkcji strat na podstawie wzoru 15, zamieszczono w ostatnim wierszu tabeli (maksymalne ryzyko wynosi 3,25, średnie 1,58).

Jak widać, przy tak zadanej wyżej macierzy strat, najmniej ryzykowna jest klasyfikacja wg MF na podstawie ciągu o długości 16 próbek (16 s przebiegu), a wg MET na podstawie ciągu o długości 32 próbek. Warto jednak podkreślić, że już po 8 s algorytm oparty na MF daje stosunkowo dobrą diagnozę z ryzykiem ważonym równym 0,25.

UWAGI KOŃCOWE

Przeprowadzone badania symulacyjna (dla w miarę reprezentatywnego przypadku) wskazują ewidentnie, że transformacje falkowe są bardzo przydatnym narzędziem diagnostyki układów regulacji. W porównaniu z metodą ekstrakcji trendu (intuicyjnie oczywista), analiza falkowa umożliwia znaczne przyspieszenie diagnozy, w szczególności przebiegów

bardzo niekorzystnych (patrz tabela dla ciągów o dł. 8 i 16), co może mieć kluczowe znaczenie dla zapewnienia niezawodności sterowania. Zbiory uczące można uzyskać wstępnie metodami symulacyjnymi, a następnie uzupełnić w trakcie pracy układu.

Transformacje falkowe przebiegów zmiennych procesowych dają duże możliwości definiowania cech (np. z wykorzystaniem różnych funkcji falkowych, lub falek różnego rzędu) dostosowanych do różnych potrzeb, alternatywnych lub tworzących wielowymiarową przestrzeń cech.

Zastosowana tu algorytmiczna metoda grupowania pozwala charakteryzować ilościowo każdą indywidualną diagnozę, wykorzystu-

jąc obliczone odległości od środków grup. Charakterystyka taka, nie wykorzystana w tych badaniach, daje możliwość wprowadzenia diagnozy z odpowiedzią wymijającą. Taka diagnoza w przypadku najkrótszych ciągów mogłaby implikować wydłużenie okresu analizy.

LITERATURA

- [1] Ch.K.CHUI: Wavelets: a tutorial in theory and applications. Boston, Academic Press, 1992.
- [2] I. DAUBECHIES: Ten lectures on wavelets. SIAM, Philadelphia, 1989.
- [3] J. DUDA: Wybrane zagadnienia sterowania nadrzędnego wolnozmiennymi, ciągłymi procesami technologicznymi. Zeszyty Naukowe AGH, Nr 1241, Automatyka z. 56, 1991.
- [4] J.T. DUDA, P. STANEK, K. JANIK: Algorytmy detekcji istotnych zmian sygnałów pomiarowych i ich zastosowania w systemach analizy alarmów procesowych. Materiały II Krajowej Konferencji Naukowo-Technicznej „Diagnostyka Procesów Przemysłowych”, Łągow k. Zielonej Góry, 8–11 września 1977, str. 187–192.
- [5] G. KAISER: A friendly guide to wavelets. Boston, Birkhäuser 1994.
- [6] T.B. GOR, S.M. ALEXANDER: Process monitoring and diagnosis through the analysis of non-stationary signals. Proceedings of 6th Industrial Engineering Research Conference, 17–18 May 1997, Norcross, USA, pp. 456–60.
- [7] Z. NESIC, M. DAVIES, G. DUMONT: Paper machine data analysis using wavelets. Preprints of Control Systems '96, 30 April–2 May 1996, Halifax, Canada, pp. 23–34.
- [8] W. SOBCZAK, W. MALINA: Metody selekcji i redukcji informacji. WNT, 1985.
- [9] N. SURESHBABU, J.A. FARRELL: Wavelet based system identification for nonlinear control applications. Proceedings of the 1995 IEEE International Symposium on Intelligent Control, 27–29 Aug. 1995, Monterey, USA, p. 236–41.
- [10] Wavelets Toolbox User's Guide. The Math Works, Inc., 1996
- [11] R.K.YOUNG: Wavelet theory and its applications. Boston, Kluwer Academic Publ., 1993.