

Algorytm regulacji odpornej ADRC – dobór nastaw i sposób dyskretnej implementacji

Jacek Michalski, Marek Retinger, Piotr Koziński, Radosław Puchalski

Politechnika Poznańska, Wydział Automatyki, Robotyki i Elektrotechniki, Instytut Robotyki i Inteligencji Maszynowej, Zakład Automatyki i Optymalizacji, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań

Streszczenie: W niniejszej pracy został przedstawiony algorytm regulacji odpornej Active Disturbance Rejection Control obiektem aerodynamicznym o dwóch stopniach swobody. Pokazano pełne wyprowadzenia równań algorytmu regulacji oraz wartości nastaw w zależności od pożądaných właściwości układu, na podstawie dynamiki obiektu oscylacyjnego drugiego rzędu. Dokonano dyskretyzacji równań algorytmu regulacji i zaproponowano jego dyskretną implementację. Testy przeprowadzono na laboratoryjnym zestawie aerodynamicznym firmy Inteco, którego model matematyczny jest silnie nieliniowy, ma dwa stopnie swobody i sprzężenia skrośne. Jakość działania oceniona została na podstawie przebiegów czasowych, a także całkowitych wskaźników jakości. Przeprowadzone badania pokazują przewagę zastosowanego algorytmu nad regulacją PID dla badanego systemu. Przedstawiony algorytm regulacji cechuje się także większą przenośnością – nastawy dobierane są tylko w oparciu o rząd obiektu i teoretycznie raz dobrane są właściwe, niezależnie od modelu matematycznego. Zaproponowane równania dyskretne mogą zostać zaimplementowane z użyciem dowolnego języka programowania dla teoretycznie dowolnego obiektu, przy uwzględnieniu rzędu jego dynamiki.

Słowa kluczowe: sterowanie ADRC, regulator PID, sprzężenie od stanu, rozszerzony obserwator stanu, dobór nastaw, wielowymiarowy obiekt nieliniowy

1. Wprowadzenie

Nieustannie w automatyce prowadzone są badania nad precyzyjnym sterowaniem złożonymi obiektami – szczególnie nieliniowymi, o wielu stopniach swobody. Można w takim sterowaniu wykorzystywać metody linearyzacji w punkcie lub przez sprzężenie zwrotne [12, 11, 14]. Przykłady wykorzystania statycznej oraz dynamicznej linearyzacji modelu do syntezy układów regulacji można znaleźć m.in. w [21, 15, 13]. Istnieją także techniki niewymagające dokładnej znajomości modelu fizycznego do syntezy regulatora, w szczególności oparte na metodach sztucznej inteligencji, jak sieci neuronowe [23] czy systemy rozmyte [24]. Dla takich technik model oparty jest nie na właściwościach fizycznych obiektu, ale do uczenia algorytmów wykorzystuje się najczęściej dane pomiarowe z wielu różnych eksperymentów. W przypadku braku znajomości modelu, lub

też konieczności dopasowania nastaw regulatora do zmieniających się warunków pracy, można wykorzystać sterowanie adaptacyjne lub odporne, gdzie razem z regulacją przeprowadza się identyfikację parametrów obiektu [25, 4].

W pracy skupiono się na regulacji odpornej z estymacją stanu obiektu regulacji. Jednym z popularnych rodzajów takiej regulacji jest ADRC (ang. *Active Disturbance Rejection Control*), które upraszcza obiekt do postaci wielokrotnego integratora i nie wymaga pełnej znajomości modelu obiektu. Zostało ono przedstawione po raz pierwszy w [6] i jest do dziś szeroko wykorzystywane w robotyce [17, 26], czy też w napędach elektrycznych [16, 28].

W pracy nacisk został położony na wyprowadzenie równań i sposób wyznaczania nastaw występujących w regulacji ADRC. Struktura algorytmu regulacji została wyprowadzona dla prostego obiektu dwuinercyjnego. Przedstawiony został sposób dyskretnej implementacji całego algorytmu, a także przewaga tej metody nad klasyczną regulacją PID w przypadku złożonych obiektów nieliniowych.

W rozdziale drugim została opisana struktura ADRC, z podziałem na poszczególne jego komponenty. Trzeci rozdział przedstawia sposób dyskretyzacji i dyskretną postać użytych równań. W rozdziale czwartym opisano obiekt regulacji. Rozdział piąty zawiera wyniki badań przeprowadzonych na rzeczywistym obiekcie i wnioski do nich, a rozdział szósty – podsumowanie i uwagi końcowe.

Najważniejsze symbole stosowane w artykule opisano w Tabeli 1.

Autor korespondujący:

Jacek Michalski, jacek.michalski@put.poznan.pl

Artykuł recenzowany

nadesłany 22.02.2022 r., przyjęty do druku 11.04.2022 r.



Zezwala się na korzystanie z artykułu na warunkach licencji Creative Commons Uznanie autorstwa 3.0

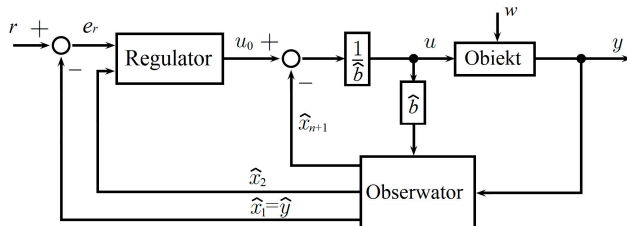
Tabela 1. Wyjaśnienie symboli użytych w artykule
Table 1. Explanation of the symbols used in the article

Symbol	Wyjaśnienie
$\underline{x} = \underline{x}(t)$	wektor stanu w czasie t
$\hat{\underline{x}}$	estymata wektora zmiennych stanu
x_i	wartość i -tej zmiennej stanu
r	wartość zadana (referencyjna)
u	sygnał sterujący obiektem (wymuszenie)
u_0	wyjście z pętli sterującej ADRC
y	sygnał wyjściowy (mierzony)
n	rzęd systemu
w	zakłócenie wewnętrzne
b, \hat{b}	współczynnik skalujący wymuszenie i jego estymata
e_r	uchyb regulacji
e_o	błąd estymacji
$g(\cdot)$	funkcja określająca dynamikę wewnętrzną obiektu regulacji
$f(\cdot)$	funkcja określająca całkowite zaburzenie systemu
\underline{l}	wektor wzmocnień obserwatora stanu
\underline{k}	wektor wzmocnień sprzężenia od stanu

2. Alorytm regulacji ADRC

2.1. Podstawowe informacje

Metoda regulacji ADRC sprowadza model obiektu do postaci wielokrotnego integratora. Obiekt opisuje się za pomocą równań stanu, a cały algorytm ADRC składa się z regulatora oraz rozszerzonego obserwatora stanu, estymującego zmienne wewnętrzne (Rys. 1). Do wyznaczenia uchybu regulacji wykorzystuje się estymatę wyjścia, ponieważ z założenia obserwator powinien także filtrować szumy pomiarowe. Nie jest konieczna znajomość modelu rozważanego procesu, bowiem zarówno struktura wewnętrzna, jak i zewnętrzne zakłócenia, stanowią dodatkową zmienną stanu obserwatora. Krotność całkowania zależy od rzędu obiektu n lub jego przybliżenia.



Rys. 1. Schemat ogólny układu z regulacją ADRC
Fig. 1. General scheme of system with ADRC control

2.2. Równania stanu dla przykładowego modelu

Wyprowadzenie równań rozszerzonego obserwatora stanu ESO (ang. *Extended State Observer*) przedstawiono na przykładzie obiektu drugiego rzędu ($n = 2$) – członu dwuinercyjnego danego równaniem różniczkowym oraz transmitancją wymuszeniową $G(s)$ i zakłóceniami $G_z(s)$:

$$\ddot{y}(t) = -\left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2}\right)\dot{y}(t) - \frac{1}{T_1 T_2} y(t) + \frac{k}{T_1 T_2} u(t) + w(t), \quad (1)$$

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \Big|_{W(s)=0} = \frac{k}{(1+sT_1)(1+sT_2)},$$

$$G_z(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} \Big|_{U(s)=0} = \frac{T_1 T_2}{(1+sT_1)(1+sT_2)}. \quad (2)$$

Zmienna $y(t)$ oznacza mierzone wyjście, a $u(t)$ to sygnał sterujący obiektem. Wprowadzono do równania dodatkową zmienną $w(t)$, oznaczającą zakłócenie wewnętrzne (niepewności modelowania). Wszystkie opisywane sygnały są funkcjami czasu ciągłego t , ale dla uproszczenia w dalszej części została pominięta jawna zależność od czasu. Parametry obiektu regulacji to wzmocnienie k oraz dwie stałe czasowe oznaczone odpowiednio przez T_1 i T_2 .

Aby sprowadzić układ do postaci wielokrotnego integratora (w tym przypadku podwójnego), należy przyjąć, że wewnętrzna dynamika obiektu stanowi dodatkowe zakłócenie $g(\cdot)$. Zabieg ten pozwoli doprowadzić równanie (1) do postaci

$$\ddot{y} = g(t, y, \dot{y}) + w + bu, \quad (3)$$

gdzie określa się funkcję $g(\cdot) = -\left(\frac{T_1}{T_2} + \frac{T_2}{T_1}\right)\dot{y} - \frac{1}{T_1 T_2} y$ oraz

współczynnik skalujący wymuszenie $b = \frac{k}{T_1 T_2}$. Dodatkowo nie-

znaną dynamikę obiektu wraz z zakłóceniem wewnętrznym można uznać za całkowite zaburzenie systemu $f(\cdot) = g(\cdot) + w$ i zapisać równanie różniczkowe (3) po wprowadzeniu nowej zmiennej

$$\dot{y} = f(t, y, \dot{y}, w) + bu. \quad (4)$$

Dla równania różniczkowego (4) zapis w postaci równań stanu po obraniu zmiennych fazowych $x_1 = y$, $x_2 = \dot{y}$, przedstawia się następująco:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(t, y, \dot{y}, w) + bu. \\ y = x_1 \end{cases} \quad (5)$$

Metoda ADRC zakłada wprowadzenie do układu dodatkowej zmiennej stanu odwzorowującej dynamikę oraz błędy procesu. Do powyższego opisu wprowadzić należy zmienną $x_3 = f(\cdot)$, reprezentującą całkowite zaburzenie. Takie sztuczne zwiększenie rzędu modelu pozwala oddzielić zapis dynamiki zaburzeń. Otrzymuje się zatem ostateczną postać równań stanu:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu \\ \dot{x}_3 = \dot{f}(t, y, \dot{y}, w) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (6)$$

Równania stanu obiektu (1) z pominięciem zakłócenia można zapisać w postaci macierzowej, zakładając jedno wymuszenie i jedno wyjście:

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}} = \underline{A}\underline{x} + \underline{b}u \\ y = \underline{c}^T \underline{x} + du \end{cases}, \quad (7)$$

gdzie: \underline{A} – macierz procesu (układu); \underline{b} – wektor wymuszenia (sterowania); \underline{c}^T – wektor odpowiedzi (wyjścia); d – element transmisyjny.

Dla obiektu (2) macierzowe równania stanu będą miały postać uwzględniającą całkowite zaburzenie (w ogólności może być to funkcja nieliniowa) w osobnym wektorze

$$\begin{cases} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ y \end{cases} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ f(\cdot) \end{bmatrix} \quad (8)$$

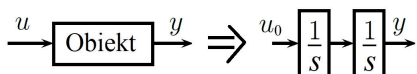
2.3. Budowa rozszerzonego obserwatora stanu

W praktyce wielkość x_3 jest niemierzalna, dlatego też buduje się obserwator stanu, zawsze rzędu o 1 wyższego od rzędu obiektu. Dla każdej i -tej zmiennej stanu wprowadza się wzmocnienie obserwatora l_i , które określa wpływ błędu estymacji na wartość danej zmiennej. Obserwator opisany jest następującymi równaniami:

$$\begin{cases} \hat{x}_1 = \hat{x}_2 + l_1 e_o \\ \hat{x}_2 = \hat{x}_3 + \hat{b}u + l_2 e_o \\ \hat{x}_3 = l_3 e_o \\ y = \hat{x}_1 \end{cases} \quad (9)$$

gdzie l_i oznaczają wzmocnienie obserwatora dla i -tej zmiennej stanu, $e_o = y - \hat{y} = y - \hat{x}_1$ jest błędem estymacji, y to mierzony sygnał wyjściowy z obiektu, natomiast \hat{x}_i stanowi estymatę i -tej zmiennej stanu. Wart uwagi jest fakt, iż całkowite zaburzenie w równaniu obserwatora zostało pominięte. Rozszerzony obserwator stanu ESO (ang. *Extended State Observer*) ma za zadanie odtworzenie dynamiki obiektu bez znajomości jego modelu. Zakłada się estymatę \hat{b} , ponieważ przy nieznaności dokładnego modelu obiektu, często wyznacza się ten współczynnik empirycznie.

Estymacja x_3 w pętli wewnętrznej ma za zadanie kompensować wpływ zakłóceń na układ. Obiera się nowy sygnał sterujący u_0 , który będzie stanowił wyjście z pętli wewnętrznej regulacji.



Rys. 2. Uproszczenie obiektu do podwójnego integratora
Fig. 2. Object simplification to double integrator

Można przedstawić wyprowadzenie jego wartości zakładając, że obiekt jest podwójnym integratorem (Rys. 2)

$$\begin{cases} \ddot{y} = f(\cdot) + bu \approx \hat{x}_3 + \hat{b}u \\ \dot{y} = u_0 \end{cases} \quad (10)$$

Przyrównując równania z układu (10), otrzymuje się zależność $u_0 = \hat{x}_3 + \hat{b}u$, z której następnie można odtworzyć właściwą wartość sygnału sterującego w postaci

$$u = \frac{-\hat{x}_3 + u_0}{\hat{b}} \quad (11)$$

Podstawiając powyższą zależność do (4) i zakładając, że $f(\cdot) \approx \hat{x}_3$ oraz $b \approx \hat{b}$, otrzymuje się zakładany model obiektu

$$\ddot{y} = f(t, y, \dot{y}, w) + bu = f(t, y, \dot{y}, w) + b \frac{-\hat{x}_3 + u_0}{\hat{b}} \approx u_0.$$

Warto pamiętać, że parametr \hat{b} może mieć krytyczny wpływ na stabilność układu. Im większa zostanie obrona jego wartość, tym łagodniejsze będą zmiany sygnału sterującego obiektem u oraz może nastąpić poprawa stabilności układu. W przypadku

systemów nieliniowych ten parametr może także być funkcją innych zmiennych lub czasu $\hat{b} = h(\cdot)$ [27, 3].

2.4. Dobór nastaw obserwatora stanu

Do estymacji zmiennych stanu wykorzystano obserwator pełnego rzędu Luenbergera [1, 2] o równaniach stanu (9), który wprowadza wektor wzmocnień l korygujących model o błędy estymacji. Pełne równanie stanu obserwatora Luenbergera dane jest poniżej:

$$\dot{\hat{x}} = \mathbf{A}\hat{x} + \underline{b}u + \underline{l}(y - \hat{y}) = (\mathbf{A} - \underline{l}c^T)\hat{x} + \underline{b}u + \underline{l}y = \mathbf{A}_0\hat{x} + \underline{b}u + \underline{l}y. \quad (12)$$

Za dynamikę śledzenia mierzonego sygnału przez obserwator odpowiada macierz $\mathbf{A}_0 = \mathbf{A} - \underline{l}c^T$.

Przyjmując macierz wzmocnień obserwatora $\underline{l} = [l_1, l_2, l_3]^T$, można zapisać

$$\mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} -l_1 & 1 & 0 \\ -l_2 & 0 & 1 \\ -l_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Nastawy obserwatora dobiera się tak, aby zapewnić zadaną dynamikę podążania estymaty wyjścia za sygnałem mierzonym [5]. Nastawy uzależnia się od zadanej pulsacji granicznej pasma przenoszenia ω_0 , określając równanie charakterystyczne obserwatora w postaci

$$(s + \omega_0)^3 = 0 \Rightarrow s^3 + 3\omega_0 s^2 + 3\omega_0^2 s + \omega_0^3 = 0. \quad (14)$$

Wyliczając równanie charakterystyczne obserwatora określonego macierzą procesu (13), gdzie \mathbf{I} jest macierzą jednostkową o rozmiarze $n \times n$ (tutaj 3×3), otrzyma się

$$|s\mathbf{I} - \mathbf{A}_0| = 0 \Rightarrow s^3 + l_1 s^2 + l_2 s + l_3 = 0. \quad (15)$$

Po przyrównaniu współczynników wielomianów (14) oraz (15) otrzymuje się zależności

$$l_1 = 3\omega_0, \quad l_2 = 3\omega_0^2, \quad l_3 = \omega_0^3. \quad (16)$$

Wartość ω_0 (parametr projektowy) dobiera się tak, by uzyskać zadaną dynamikę obserwatora stanu ESO. Wzrost wartości ω_0 zapewnia szybszą dynamikę obserwatora, ale przyspieszenie śledzenia wyjścia jest okupione większą wrażliwością na zakłócenia pomiarowe.

2.5. Struktura i dobór nastaw regulatora

Algorytm ADRC zawiera dwie pętle (Rys. 1). Zewnętrzna służy do estymacji stanu, wewnętrzna odpowiada za regulację i powinna z założenia działać szybciej niż obserwator [10]. Regulator będzie zwracał sztucznie dodany sygnał sterujący u_0 oraz będzie działał na wzór klasycznego regulatora PD [8]. Prawo sterowania przedstawia wzór

$$u_0(t) = k_p e_r(t) - k_D \dot{y}(t) \approx k_p [r(t) - \hat{x}_1(t)] - k_D \dot{x}_2(t), \quad (17)$$

gdzie k_p i k_D to współczynniki torów odpowiednio proporcjonalnego oraz różniczkującego, $r(t)$ to sygnał zadany, $e_r(t) = r(t) - \hat{y}(t)$ oznacza uchyb regulacji. Do toru różniczkującego doprowadzono tylko estymowany sygnał prędkości, aby uniknąć gwałtownych zmian sygnału sterującego przy pojawieniu się skokowych zmian wartości zadanej. Po podstawieniu zależności (10) do równania (17) można wyznaczyć wielomian charakterystyczny transmitancji uchybowej.

Nastawy regulatora wyznaczone będą metodą lokowania biegunów, porównując współczynniki wielomianu charakterystycznego klasycznego regulatora PD.

$$\ddot{e}_r + k_D \dot{e}_r + k_P e_r = 0 \Rightarrow s^2 + k_D s + k_P = 0 \quad (18)$$

oraz członu oscylacyjnego [9]

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = 0, \quad (19)$$

gdzie $0 < \xi \leq 1$ to współczynnik tłumienia, a ω_n to pulsacja drgań własnych układu zamkniętego (parametry projektowe). Zazwyczaj stosuje się takie wartości parametrów, aby spełniona była zależność $\omega_0 \approx (3 - 5)\omega_n$ [5]. Przyjmuje się też zwykle $\xi = 1$, by ograniczyć oscylacje w układzie. W szczególnych przypadkach zmniejsza się ten współczynnik – w celu skrócenia procesów przejściowych.

Po przyrównaniu (18) i (19) otrzymuje się wartości nastaw regulatora

$$k_P = 2\xi\omega_n, \quad k_D = \omega_n^2. \quad (20)$$

Struktura regulatora będzie niezmienna niezależnie od rzędu obiektu. Natomiast w przypadku zmiany rzędu n należy zmodyfikować strukturę ESO, zawsze analogicznie do przedstawionego wcześniej wyprowadzenia, zwiększając tylko rozmiar przestrzeni stanu. Do regulatora doprowadza się zawsze zmienne stanu \hat{x}_1 oraz \hat{x}_2 jako estymowane wyjście i jego pochodną, natomiast od sygnału u_0 odejmuje się ostatnią zmienną stanu \hat{x}_{n+1} , gdzie n oznacza rząd modelu. Regulator i obserwator ESO można stroić niezależnie, zgodnie z zasadą separacji [10].

Warto zauważyć, że w ogólności nastawy regulatora w ADRC stanowią wzmocnienia sprzężenia od stanu $u_0 = -k^T x$, które dobiera się na podstawie równania charakterystycznego w układzie zamkniętym $|sI - (A - bk^T)| = 0$.

2.6. Wskaźniki jakości

Poza subiektywną oceną uzyskanych wyników, jakość regulacji można ocenić także na podstawie wskaźników, będących liczbowymi miarami jakości. Do oceny regulacji wybrano wskaźniki J_{ise} (ISE, ang. *Integral of the Squared Error*), J_{iae} (IAE, ang. *Integral of the Absolute Error*) [9]. Do oceny jakości estymacji sygnału pomiarowego zaproponowany został wskaźnik J_{est} , stanowiący całkę z kwadratu błędu estymacji wyjścia. Wskaźniki dane są wzorami:

$$J_{ise} = \int e_r^2(t) dt = \int [r(t) - \hat{y}(t)]^2 dt, \quad (21)$$

$$J_{iae} = \int |e_r(t)| dt = \int |r(t) - \hat{y}(t)| dt, \quad (22)$$

$$J_{est} = \int e_o^2(t) dt = \int [y(t) - \hat{x}_1(t)]^2 dt. \quad (23)$$

W pracy zostały porównane wskaźniki (21), (22) do oceny jakości regulacji w przypadku ADRC oraz PID. Wskaźniki te różnią się właściwościami – na przykład wskaźnik J_{ise} rośnie głównie dla większych od jedności wartości uchybu, zaś oscylacje o niewielkiej amplitudzie wokół wartości zadanej mają marginalny wpływ na wartość wskaźnika. Wskaźnik (23) został zaproponowany, aby ocenić jakość estymacji algorytmu ADRC.

Dodatkowo został zaimplementowany wskaźnik jakości wyznaczający koszt sterowania, dany wzorem

$$J_u = \int u^2(t) dt. \quad (24)$$

3. Dyskretne równania ADRC

3.1. Dyskretyzacja obserwatora

Do dyskretyzacji równań stanu została użyta metoda ekstrakcyjna Eulera (przekształcenie δ), oparta na aproksymacji pochodnej

$$\frac{dx(t)}{dt} \approx \frac{x^{(k+1)} - x^{(k)}}{T_p}, \quad (25)$$

gdzie T_p oznacza okres próbkowania, a k to numer kroku czasowego.

Po podstawieniu powyższego za $\dot{x}(t)$ w równaniu ciągłym (7), można wyznaczyć dyskretną postać równań stanu

$$\begin{cases} \underline{x}^{(k+1)} = (\mathbf{I} + \mathbf{A}T_p)\underline{x}^{(k)} + \underline{b}T_p u^{(k)} \\ \underline{y}^{(k)} = \underline{c}^T \underline{x}^{(k)} + d u^{(k)} \end{cases}. \quad (26)$$

Dyskretne równania dynamiki obserwatora dla obiektu (8), z uwzględnieniem błędu estymacji i macierzy wzmocnień, będą miały postać

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \hat{x}_1^{(k+1)} \\ \hat{x}_2^{(k+1)} \\ \hat{x}_3^{(k+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_p & 0 \\ 0 & 1 & T_p \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1^{(k)} \\ \hat{x}_2^{(k)} \\ \hat{x}_3^{(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ bT_p \\ 0 \end{bmatrix} u^{(k)} + \begin{bmatrix} l_1 T_p \\ l_2 T_p \\ l_3 T_p \end{bmatrix} (y^{(k)} - \hat{y}^{(k)}) \\ \hat{y}^{(k)} = [1 \ 0 \ 0] \hat{x}^{(k)} \end{cases}. \quad (27)$$

Ze stabilnego układu ciągłego można uzyskać tą metodą niestabilny układ dyskretny – aby zachować stabilność dobrany okres próbkowania T_p musi być odpowiednio mały (wystarczająco dokładne odwzorowanie). Dla wartości $T_p \rightarrow 0$ ta metoda zapewni bardzo dobrą aproksymację obiektu.

3.2. Dyskretyzacja równań regulatora

Prawo sterowania dane równaniem (11) można zapisać w dyskretnej postaci z użyciem zmiennych z obserwatora. Wartym uwagi jest fakt, iż nie trzeba tutaj używać aproksymacji pochodnej w dziedzinie dyskretnej, ponieważ szybkość zmian sygnału pomiarowego y odzwierciedla zmienna \hat{x}_2 z obserwatora. Taki zabieg może zapobiec gwałtownym zmianom sterowania w wyniku wystąpienia silnego zaszumienia pomiarowego [7]

$$u^{(k)} = \frac{1}{b} (u_0^{(k)} - \hat{x}_3^{(k)}) = \frac{1}{b} [k_P (r^{(k)} - \hat{x}_1^{(k)}) - k_D \hat{x}_2^{(k)} - \hat{x}_3^{(k)}]. \quad (28)$$

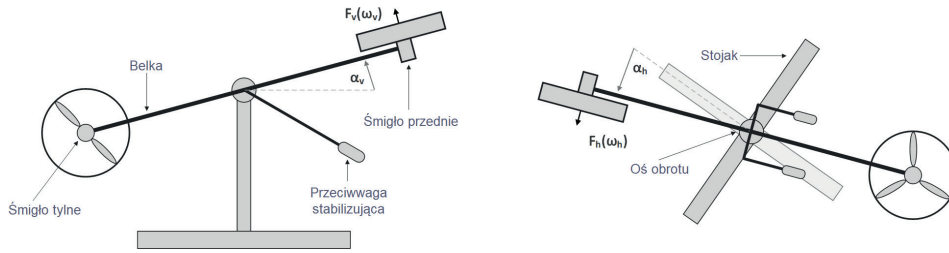
W przypadku wskaźników jakości (21)–(24) zastosowano aproksymację całkowania metodą prostokątów. Przy dostatecznym próbkowaniu różnice aproksymacji z wartościami wyznaczonymi w środowisku Simulink były niezauważalne.

4. Obiekt regulacji

4.1. Charakterystyka zestawu

Obiekt TRAS (ang. *Two Rotor Aerodynamical System*) to zestaw laboratoryjny firmy Inteco. Składa się z dwóch prostopadłych do siebie aerodynamicznych rotorów, dzięki czemu jego dynamika ma przypominać zachowanie helikoptera. Zmiana pozycji pionowej lub poziomej belki umieszczonej na podstawie następuje w wyniku działania sił generowanych przez obrót śmigieł (przedniego i tylnego – Rys. 3), które z kolei napędzane są dwoma silnikami prądu stałego. Parametry ruchu w płaszczyźnie poziomej oznaczane będą indeksem h (ang. *horizontal*), natomiast w płaszczyźnie pionowej – v (ang. *vertical*).

Model systemu jest silnie nieliniowy i ma dwa stopnie swobody, wychylenie pionowe oraz poziome. Ma także sprzężenia skrośne, wynikające ze wzajemnego oddziaływania na siebie stopni swobody. Ruch każdego ze śmigieł wpływa na przemieszczenie belki w obu płaszczyznach. W układzie są zrealizowane dwa wymuszenia: napięcia działające na silniki, napędzające ruch śmigieł. Sygnałami mierzonymi są położenia katowe belki α_h i α_v , a ich pochodne stanowią prędkości, odpowiednio Ω_h oraz Ω_v (oznaczone na Rys. 3).

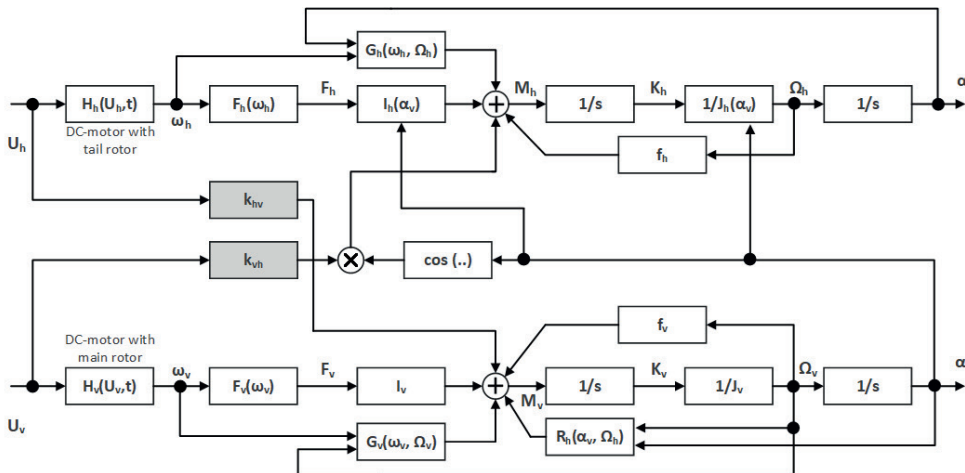


Rys. 3. Schemat budowy systemu z zaznaczonymi wychyleniami oraz siłami śmigieł
Fig. 3. Diagram of the system structure with marked deflections and propeller forces

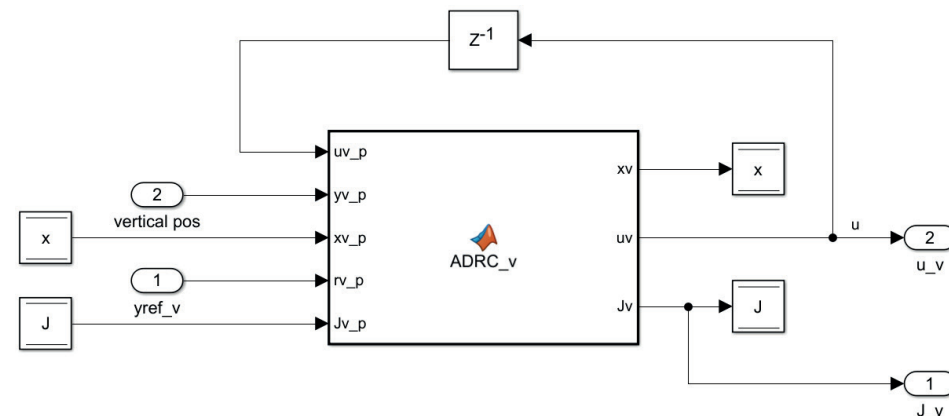
4.2. Nieliniowy model układu

Na Rys. 4 przedstawiono blokowy schemat modelu rozważanego układu dla dwóch stopni swobody. Oznaczenia na schemacie to: α – wychylenie belki; Ω – prędkość kątowa belki; K – moment pędu; M – moment obrotowy; F – siła aerodynamiczna (siła ciągu) silnika; l – odległość silnika od osi obrotu (ramię siły aerodynamicznej); ω – prędkość kątowa silnika; U – współczynnik wypełnienia PWM sygnału silnika, z zakresu $[-1; 1]$; f – współczynnik tarcia dla silnika; J – moment bezwładności względem osi; G – moment tłumiący wirnika; H – model silnika prądu stałego. Oznaczenia stopnia swobody znajdują się w indeksach dolnych – h lub v.

Nieliniowe równania stanu dla zestawu (określone na podstawie schematu) można znaleźć w [29]. W praktyce trudne jest określenie dokładnego modelu tego obiektu, a jego właściwości zależą będą od obranego punktu pracy. Stąd też często wykorzystuje się sterowanie niewymagające znajomości fizycznego modelu, jak na przykład sterowanie rozmyte [22].



Rys. 4. Schemat modelu o dwóch stopniach swobody
Fig. 4. Scheme of 2-DOF model



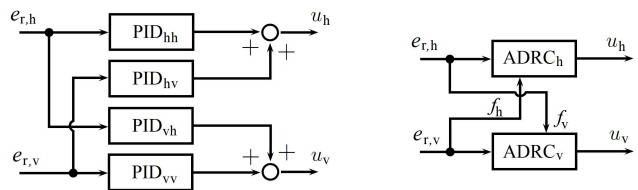
Rys. 6. Blok realizujący dyskretny algorytm ADRC w środowisku Simulink
Fig. 6. A block that implements a discrete ADRC driver in the Simulink environment

4.3. Struktura algorytmu regulacji dla badanego obiektu

W przypadku regulacji PID zostały wykorzystane cztery regulatory, ze względu na występujące w układzie sprzężenia skrośne. Sygnał wymuszający dla pojedynczego stopnia swobody będzie stanowił sumę składowych pochodzących z regulatorów od każdego z wyjść układu. ADRC

traktuje natomiast sprzężenia skrośne jako części całkowitych zaburzeń systemu, dlatego też wystarczające jest użycie dwóch sterowników – dla ruchu w płaszczyźnie poziomej oraz pionowej. Struktury regulatorów przedstawiono na Rys. 5.

Do budowy regulatora przyjęto uśrednione rzędy modeli dla ruchu poziomego (horyzontalnego) $n = 2$ oraz $n = 3$ dla sterowania w płaszczyźnie pionowej (wertykalnej). Przyjęto wartości parametrów $\omega_{0,h} = 10$, $\omega_{n,h} = 1,58$, $\zeta_h = 1$; $\omega_{0,v} = 2$, $\omega_{n,v} = 2,45$, $\zeta_v = 1$.



Rys. 5. Struktura regulatorów PID oraz ADRC
Fig. 5. PID and ADRC control structures

Producent zestawu TRAS dostarcza użytkownikowi interfejs graficzny bazujący na pakiecie numerycznym MATLAB, za pomocą którego można łączyć się z obiektem, a także samodzielnie implementować w środowisku Simulink różne metody sterowania. MATLAB z kolei łączy się z kontrolerem sterującym, mikrokontrolerem z systemem czasu rzeczywistego, umożliwiającym odczyt pomiarów wychyleń z enkoderów oraz zadawanie napięć sterujących z poziomu programu. Do realizacji algorytmu ADRC posłużył blok MATLAB Function.

Na Rys. 6 przedstawiono wygląd bloku generującego sterowanie w płaszczyźnie poziomej. Wewnątrz pokazano dwie pętle – regulatora i obserwatora – przedstawione na Rys. 1. Analogicznie zrealizowany został algorytm regulacji dla płaszczyzny pionowej.

Na wejścia wspomnianego bloku funkcyjnego podawane są odpowiednio: sygnał sterujący z chwili poprzedniej, mierzone położenie kątowe, estymowany wektor stanu (zmienna glo-

balna), pozycja zadana oraz wskaźniki jakości (zmienna globalna). Na wyjściu znajduje się uaktualniany wektor stanu, sygnał sterujący oraz wskaźniki jakości. Nazewnictwo zmienionych w funkcji zostało na potrzeby programu zmodyfikowane w stosunku do oznaczeń z niniejszej publikacji.

5. Wyniki badań i wnioski

Przeprowadzono eksperymenty porównawcze metod regulacji, uruchamiając zestaw w układzie zamkniętym dla algorytmu PID oraz ADRC. Zadana była trajektoria prostokątna w ruchu

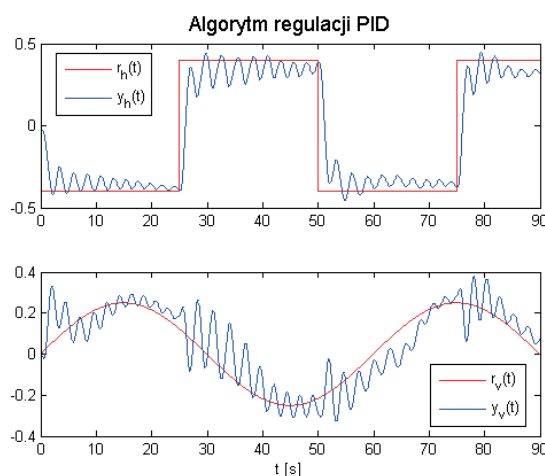
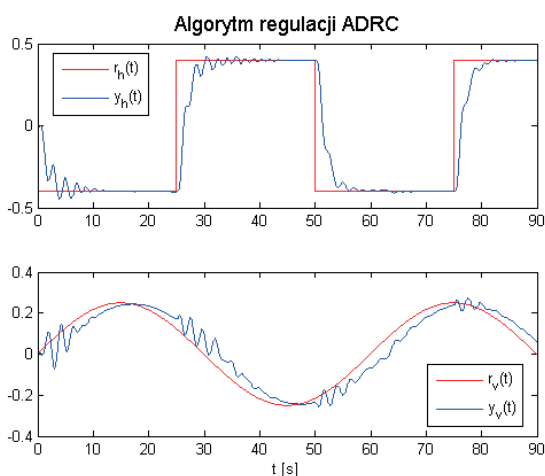
poziomym oraz sinusoidalna w ruchu pionowym. Eksperyment trwał 90 sekund i w jego trakcie zebrano wartości sygnałów pomiarowych porównując je z wartościami referencyjnymi. Obliczone zostały całkowite wskaźniki jakości dotyczące regulacji (21), (22), a także estymacji (23) w przypadku ADRC. Porównano też koszty sterowania (24). Dla metody ADRC uchyb liczony był jako różnica wartości referencyjnej i estymowanej \hat{x}_1 , ponieważ ta była używana w algorytmie regulacji. Zastosowano regulatory PID dostarczone w programie Demo przez firmę Inteco. Podczas testów założono okres próbkowania $T_p = 0,01$ s.

Dla każdego z regulatorów wykonane zostały dwa testy. Pierwszy z nich prezentuje działanie układu bez obciążenia, natomiast w drugim przypadku w czasie około $t = 32$ s dołożono do belki obciążenie o masie 0,022 kg, działające na płaszczyznę pionową. Wyniki eksperymentów zamieszczono na wykresach (Rys. 7–9) oraz w Tabeli 2.

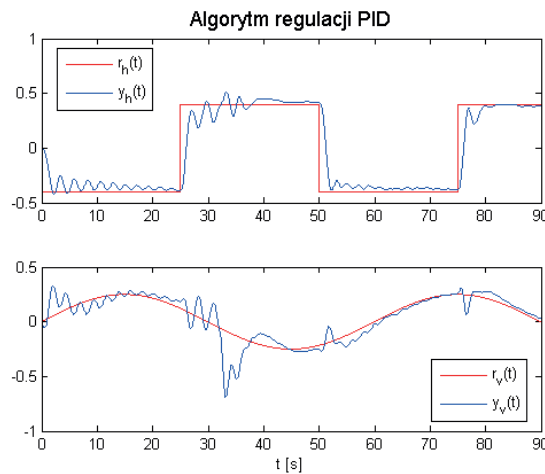
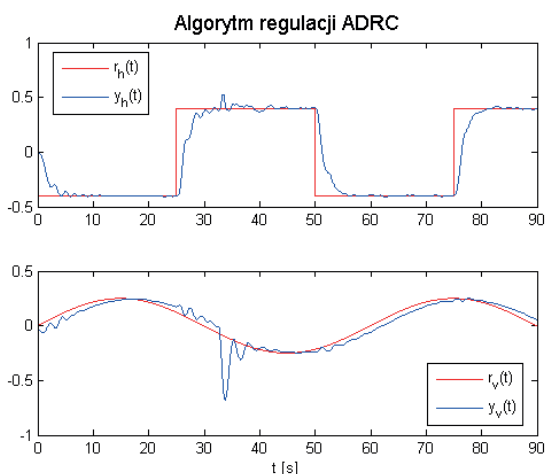
Porównane zostało działanie układu dla regulacji ADRC oraz PID w śledzeniu referencyjnych trajektorii w dwóch stopniach swobody. Na podstawie uzyskanych wyników eksperymentów przebiegów czasowych oraz wskaźnika J_{iae} widać przewagę tego pierwszego rozwiązania, szczególnie w kontekście odporności na zakłócenia wewnętrzne. Obrazuje to bardzo dobrze wpływ sprzężeń skrośnych – w przypadku zmiany zadanej pozycji kątowej w poziomie, na przebiegu wertykalnym są widoczne zakłócenia. Zauważalnie szybciej tłumili te zakłócenia algorytm ADRC, choć większą precyzją regulacji była okupiona nieco większym kosztem sterowania.

Tabela 2. Zestawienie wartości wskaźników jakości
Table 2. The values of quality indices

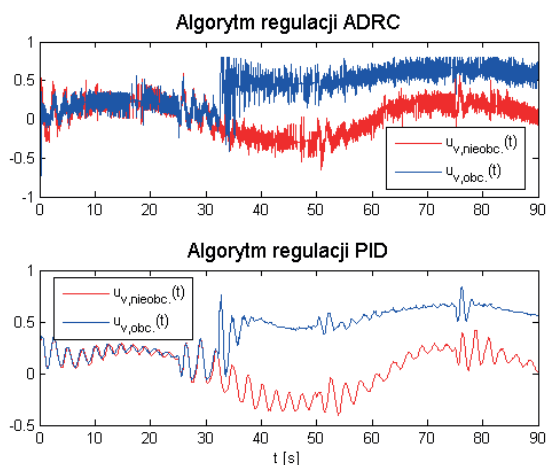
	ADRC, nieobc.	PID, nieobc.	ADRC, obc.	PID, obc.
$J_{ise,h}$	2,4970	2,3150	2,4002	2,0604
$J_{iae,h}$	5,5610	8,0960	5,5688	6,5992
$J_{est,h}$	$1,0140 \cdot 10^{-4}$	—	$1,4432 \cdot 10^{-4}$	—
$J_{ise,v}$	0,2192	0,6996	0,4959	0,9550
$J_{iae,v}$	3,7320	6,3160	3,9355	5,6184
$J_{est,v}$	$2,9780 \cdot 10^{-5}$	—	$1,0829 \cdot 10^{-4}$	—
$J_{u,v}$	4,3138	3,8331	$2,0178 \cdot 10^1$	$1,9409 \cdot 10^1$



Rys. 7. Wyniki testów dla PID oraz ADRC, bez obciążenia
Fig. 7. Test results for PID and ADRC, without the load



Rys. 8. Wyniki testów dla PID oraz ADRC, z dodatkowym obciążeniem
Fig. 8. Test results for PID and ADRC, with the additional load



Rys. 9. Przebiegi sygnału sterującego dla eksperymentów z obciążeniem
Fig. 9. The plots of the control signal for the experiments with the load

W przypadku dołożenia obciążenia w trakcie trwania eksperymentu, dla obu algorytmów regulacji można zauważyć znaczny wzrost kosztu sterowania (Tab. 2, Rys. 9) mierzony dla płaszczyzny pionowej. Taka zmiana spowodowała także zmianę modelu obiektu, którą algorytm ADRC traktuje jako dodatkowy składnik całkowitego zaburzenia. W przypadku ADRC także po tym zakłóceniu nie obserwuje się znaczących zmian w stosunku do testu bez zakłóceń. Dla regulacji PID widoczny jest wpływ zwiększenia inercji układu po dodatkowym obciążeniu. Ze względu na to łatwiej było wtedy utrzymać zadany poziom, do którego utrzymania również dążyła konstrukcja. Taki rodzaj zakłócenia poprawił zatem jakość regulacji dla algorytmu PID, wciąż jednak pozostawiając ADRC na pierwszym miejscu.

Jedynie wyniki dla wskaźnika jakości $J_{ise,h}$ wskazują na lepszą regulację PID. Dzieje się tak, ponieważ wskaźnik ten jest wrażliwy na początkowy fragment przebiegu – po zmianie amplitudy sygnału referencyjnego. Układ z regulatorem PID działa wtedy szybciej. Wolniejsza odpowiedź układu dla ADRC, przy skokowej zmianie $r(t)$, powoduje szybszy wzrost tego wskaźnika (całkowany jest kwadrat wszystkich wartości uchybów) na tyle, że późniejsze niedokładności w regulacji PID nie wpływają już zbytnio na końcowy wynik.

6. Podsumowanie

Głównym parametrem wymaganym przez algorytm ADRC jest dokładny lub przybliżony rząd systemu, a nastawy dobiera się w oparciu o pożądaną dynamikę układu zamkniętego. Zadaje się zatem odpowiedni współczynnik tłumienia i pulsację drgań własnych, którymi ma się cechować układ regulacji. Dynamika układu oraz zakłócenia wewnętrzne stanowią całkowite zaburzenie estymowane przez obserwator, dlatego też w przypadku zmiany obiektu regulacji nie jest konieczny ponowny dobór nastaw, jak może się dziać dla regulacji PID. Wartym uwagi jest fakt, że w przypadku konieczności skrócenia obliczeń można także podejmować próby redukcji rzędu n modelu w stosunku do oryginalnego systemu. Dodatkowo zaproponowane równania dyskretne mogą być łatwo i skutecznie zaimplementowane także dla innych systemów i na dowolnych urządzeniach.

Planuje się kontynuację badań i rozszerzenie estymacji stanu w sterowniku o bardziej zaawansowane metody, jak filtr Kalmana [20] czy filtracja cząsteczkowa [19]. Śledzenie trajektorii sinusoidalnej dałoby się poprawić poprzez zastosowanie sprzężenia wyprzedzającego, jednak nie było to przedmiotem niniejszych badań. Sprawdzone zostaną także inne metody dys-

kretyzacji w celu określenia jakości odwzorowania algorytmu, także w odniesieniu do zmiennego okresu próbkowania w układzie.

Materiał uzupełniający: <https://youtu.be/IcX0TCeBXXM>

Bibliografia

- Bermúdez-Rodríguez J.I., De León H.H., Velázquez-Trujillo S., Gómez E.E., Enríquez-Zárate J., *Design of a state observer type Luenberger: used in a cantilever beam*, [in:] 15th Iberian Conference on Information Systems and Technologies (CISTI), 2020, DOI: 10.23919/CISTI49556.2020.9141071.
- Bhattacharyya S., *Observer design for linear systems with unknown inputs*, "IEEE Transactions on Automatic Control", Vol. 23, No. 3, 1978, 483–484, DOI: 10.1109/TAC.1978.1101758.
- Chen S., Xue W., Zhong S., Huang, Y., *On comparison of modified ADRCs for nonlinear uncertain systems with time delay*, "Science China Information Sciences", Vol. 61, No. 7, 2018, DOI: 10.1007/s11432-017-9403-x.
- Cortiella A., Park K.C., Doostan A., *Sparse identification of nonlinear dynamical systems via reweighted l_1 -regularized least squares*. "Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering", Vol. 376, 2021, DOI: 10.1016/j.cma.2020.113620.
- Gao Z., *Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning*. [In:] Proceedings of the American Control Conference, Vol. 6, 2006, 4989–4996, DOI: 10.1109/ACC.2003.1242516.
- Gao Z., Huang Y., Han J., *An alternative paradigm for control system design*. [In:] Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control, Vol. 5, 2001, 4578–4585, DOI: 10.1109/CDC.2001.980926.
- Gruk W., Habecki S., Piotrowski R., *Implementacja niekonwencjonalnych regulatorów PID w sterowniku programowalnym*. „Pomiary Automatyka Robotyka”, Vol. 21, No. 1, 2017, 31–40, DOI: 10.14313/PAR_223/31.
- Han S., Wang H., Tian Y., *A linear discrete-time extended state observer-based intelligent PD controller for a 12 DOFs lower limb exoskeleton LLE-RePA*. "Mechanical Systems and Signal Processing", Vol. 138, 2020, DOI: 10.1016/j.ymsp.2019.106547.
- Horla D., *Podstawy automatyki – ćwiczenia laboratoryjne*, wyd. 4, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2011, ISBN: 978-83-7775-379-8.
- Horla D., *Sterowanie adaptacyjne – ćwiczenia laboratoryjne*, wyd. 4, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2019. ISBN: 978-83-7775-560-0.
- Kaleel A., Al-Shuka H., Hussein O., *Adaptive Approximation-Based Feedback Linearization Control for a Nonlinear Smart Thin Plate*. "International Journal of Mechanical Engineering and Robotics Research", Vol. 10, No. 8, 2021, 458–463.
- Khazaei J., Tu Z., Asrari A., Liu W., *Feedback linearization control of converters with LCL filter for weak AC grid integration*. "IEEE Transactions on Power Systems", Vol. 36, No. 4, 2021, 3740–3750, DOI: 10.1109/TPWRS.2021.3049324.
- Krim S., Gdaim S., Mtibaa, A., *Mimouni M.F., FPGA-based real-time implementation of a direct torque control with second-order sliding mode control and input-output feedback linearisation for an induction motor drive*. "IET Electric Power Applications", Vol. 14, No. 3, 2020, 480–491, DOI: 10.1049/iet-epa.2018.5829.
- Li X., Chen X., *A Multi-Index Feedback Linearization Control for a Buck-Boost Converter*. "Energies", Vol. 14, No. 5, 2021, DOI: 10.3390/en14051496.
- Lin C.K., Liu T.H., Yang, S.H., *Nonlinear position controller design with input-output linearisation technique for an*

- interior permanent magnet synchronous motor control system*. “IET Power Electronics”, Vol. 1, No. 1, 2008, 14–26, DOI: 10.1049/iet-pel_20070177.
16. Lu W., Li Q., Lu K., Lu Y., Guo L., Yan W., Xu F., *Load adaptive PMSM drive system based on an improved ADRC for manipulator joint*. “IEEE Access”, Vol. 9, 2021, 33369–33384, DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3060925.
 17. Ma L., Yan Y., Li Z., Liu J., *A novel aerial manipulator system compensation control based on ADRC and backstepping*. “Scientific Reports”, Vol. 11, No. 1, 2021, DOI: 10.1038/s41598-021-01628-1.
 18. Madonski R., Michałek M., *Odporne sterowanie ADRC w układzie z wielowymiarowym obiektem aerodynamicznym*. Krajowa Konferencja Automatyki. Cedzyna k/Kielc, 2011.
 19. Michalski J., Kozierski P., *Wielokrotny filtr cząsteczkowy w estymacji stanu systemów dynamicznych*. „Pomiary Automatyka Robotyka”, Vol. 23, No. 1, 2019, 11–16. DOI: 10.14313/PAR_231/11.
 20. Michalski J., Kozierski P., Zietkiewicz J., *Porównanie metod estymacji stanu systemów dynamicznych*. „Pomiary Automatyka Robotyka”, Vol. 21, No. 4, 2017, 41–48, DOI: 10.14313/PAR_226/41.
 21. Penalba M., Ringwood J.V., *Linearisation-based nonlinearity measures for wave-to-wire models in wave energy*. “Ocean Engineering”, Vol. 171, 2019, 496–504, DOI: 10.1016/j.oceaneng.2018.11.033.
 22. Roman R.C., Precup R.E., Radac M.B., *Model-free fuzzy control of twin rotor aerodynamic systems*. [In:] 25th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED), 2017, 559–564, DOI: 10.1109/MED.2017.7984176.
 23. Sun W., Wu Y., Lv X., *Adaptive neural network control for full-state constrained robotic manipulator with actuator saturation and time-varying delays*. “IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems”, 2021 (Early Access), DOI: 10.1109/TNNLS.2021.3051946.
 24. Šitum Ž., Čorić D., *Position Control of a Pneumatic Drive Using a Fuzzy Controller with An Analytic Activation Function*. “Sensors”, Vol. 22, No. 3, 2022, DOI: 10.3390/s22031004.
 25. Thenozhi S., Concha A., Resendiz J.R., *A contraction theory-based tracking control design with friction identification and compensation*. “IEEE Transactions on Industrial Electronics”, Vol. 69, No. 6, 2022, 6111–6120, DOI: 10.1109/TIE.2021.3094456.
 26. Xi L., Shao Y., Zou S., Ma Z., *ADRC Based on Artificial Neural Network for a Six-rotor UAV*. [In:] 40th Chinese Control Conference (CCC), 2021, 7809–7815. IEEE.
 27. Xue W., Hang Y., *On performance analysis of ADRC for a class of MIMO lower-triangular nonlinear uncertain systems*, “ISA transactions”, Vol. 53, No. 4, 2014, 955–962, DOI: 10.1016/j.isatra.2014.02.002.
 28. Zhou W., Guo S., Guo J., Meng F., Chen Z., *ADRC-Based Control Method for the Vascular Intervention Master-Slave Surgical Robotic System*. “Micromachines”, Vol. 12, No. 12, 2021, DOI: 10.3390/mi12121439.

Inne źródła

29. *Two Rotor Aero-dynamical System (TRAS) User’s Manual*, Inteco Ltd.

Robust ADRC Control – Tuning and Discrete Implementation

Abstract: This paper presents the robust Active Disturbance Rejection Control method in an aerodynamical object with two degrees of freedom. Full derivation of control algorithm equations and the settings values depending on the desired properties of the system, based on the dynamics of the second order oscillating object, have been shown. The equations of the control algorithm were discretized and its discrete implementation was proposed. The tests were carried out on the Inteco aerodynamical laboratory kit, whose mathematical model is strongly non-linear, has two degrees of freedom and crosscoupling. The quality of operation was assessed on the basis of time graphs as well as integral quality indices. The conducted research shows the advantage of the applied algorithm over PID control for the tested system. The presented control algorithm is also more portable – the settings are selected only on the basis of the object order and once selected are correct regardless of the mathematical model. The proposed discrete equations can be implemented using any programming language theoretically for any object, taking into account the order of its dynamics.

Keywords: ADRC control, PID controller, state feedback, extended state observer, tuning methods, multidimensional nonlinear system

mgr inż. Jacek Michalski

jacek.michalski@put.poznan.pl
ORCID: 0000-0002-1666-733

Asystent badawczo-dydaktyczny na Politechnice Poznańskiej. Zainteresowania naukowe obejmują estymację stanu obiektów (liniowych oraz nieliniowych), przede wszystkim metodami filtru Kalmana oraz filtru cząsteczkowego, jak również szeroko pojętą sztuczną inteligencją. Obszarem zainteresowań są też zaawansowane metody sterowania adaptacyjnego i odpornego, z identyfikacją parametrów obiektu lub estymacją stanu.

**mgr inż. Piotr Kozierski**

piotr.kozierski@gmail.com
ORCID: 0000-0001-8777-6132

Asystent na Politechnice Poznańskiej. Główne obszary zainteresowań to odporna estymacja stanu obiektów (z naciskiem na metody filtru cząsteczkowego oraz obiekty typu sieciowego) oraz rozpoznawanie mowy ciągłej (w języku polskim, mowa zwykła i szeptana).

**mgr inż. Marek Retinger**

marek.retinger@put.poznan.pl
ORCID: 0000-0003-3592-0942

Pracuje na stanowisku asystenta w grupie pracowników badawczo-dydaktycznych w Instytucie Robotyki i Inteligencji Maszynowej na Politechnice Poznańskiej. Na jego główne obszary badań składają się bezpieczeństwo systemów informatycznych, techniki odzyskiwania energii oraz autonomiczne loty bezzałogowych statków powietrznych.

mgr inż. Radosław Puchalski

radoslaw.puchalski@doctorate.put.poznan.pl
ORCID: 0000-0002-5535-4442

Doktorant Szkoły Doktorskiej Politechniki Poznańskiej. Rozwija metody inteligencji obliczeniowej dla pojazdów bezzałogowych, wykorzystując systemy wbudowane, techniki cyfrowego przetwarzania sygnałów oraz sztuczne sieci neuronowe. Prowadzi badania nad detekcją i klasyfikacją uszkodzeń bezzałogowych statków powietrznych w odniesieniu do sterowania odpornego na uszkodzenia. Jest żołnierzem zawodowym Centrum Szkolenia Wojsk Lądowych w Poznaniu. W czasie służby zajmował różne stanowiska dowódcze i sztabowe w strukturach krajowych i międzynarodowych..

