

System anti-windup w układach regulacji z regulatorem pełnego rzędu

Robert Bieda

Politechnika Śląska, Wydział Automatyki, Elektroniki i Informatyki, Katedra Automatyki i Robotyki, ul. Akademicka 2A, 44-100 Gliwice

Streszczenie: W artykule przeanalizowano problem nasycenia sygnału sterującego w układach automatycznej regulacji oraz zjawisko windup, które może wystąpić w przypadku regulatorów o właściwościach całkujących. Przedstawiono różne metody przeciwdziałania temu zjawisku, w tym mechanizmy anti-windup, które ograniczają działanie części całkującej regulatora w sytuacji nasycenia sygnału sterującego. Zaprezentowano propozycję struktury systemu anti-windup dla regulatorów pełnych, bazującą na dynamicznym dodatnim sprzężeniu korekcyjnym. Dzięki przeprowadzonej symulacji dokonano oceny porównawczej działania różnych układów regulacji z mechanizmami anti-windup, w tym proponowanego rozwiązania.

Słowa kluczowe: regulator pełnego rzędu, ograniczenie sterowania, windup, dynamiczne sprzężenie korekcyjne, układ regulacji

1. Wprowadzenie

W układach automatycznej regulacji w większości przypadków sygnał sterujący $u(t)$ jest ograniczony od góry oraz od dołu. Zjawisko nasycenia/ograniczenia sygnału sterującego pojawia się w układzie regulacji (UR) w sytuacji, kiedy nieograniczony regulator generuje sygnał sterujący wykraczający wartością poza zakres możliwy do zrealizowania przez układ wykonawczy. Najprostszym przykładem takiego układu/elementu może być zawór, który w przypadku całkowitego otwarcia znajduje się w stanie górnego nasycenia, natomiast jeśli jest zamknięty, znajduje się w stanie dolnego nasycenia. W przypadku zastosowania regulatora o właściwościach całkujących, na skutek interakcji sygnału wyjściowego regulatora (w szczególności jego składowej całkującej) i nasycenia, może dojść do powstania tak zwanego zjawiska windup.

Łatwo wykazać, że w przypadku osiągnięcia przez sygnał sterujący $u(t)$ wartości granicznej urządzenia wykonawczego, pętla sprzężenia zwrotnego zostaje przerwana i układ regulacji działa w pętli otwartej. Wynika to z faktu, że urządzenie wykonawcze pozostaje na wartości granicznej niezależnie od sygnału wyjściowego UR. W przypadku wykorzystania do sterowania regulatora z członem całkującym, uchyb regulacji $e(t)$ będzie nadal całkowany. W konsekwencji składowa całkująca sterowania $u(t)$ może osiągnąć bardzo dużą wartość (potocznie „będzie się nawiąć”, ang. *wind up*).

W konsekwencji każdy regulator z członem całkującym może, w przypadku nasycenia urządzenia wykonawczego, powodować znaczne stany przejściowe UR (zwiększyć przeregulowanie sygnału wyjściowego $y(t)$, a także wydłużyć czas regulacji). Zjawiska te są przykładem negatywnego wpływu mechanizmu windup na działanie UR, dlatego niezbędne jest jemu przeciwdziałanie.

W literaturze można znaleźć różne metody mające na celu zapobieganie nadmiernemu działaniu całkującemu regulatora (metody anti-windup), gdy jego sygnał wyjściowy znajduje się w stanie nasycenia. Wszystkie metody wymagają ingerencji w strukturę regulatora, gdyż tylko to zapewnia odpowiednią jego pracę.

Wśród najczęściej spotykanych mechanizmów anti-windup należy wymienić rozwiązania bazujące na wyłączeniu działania całkującego regulatora sygnałem członu całkującego [1–4]. Mechanizm ten polega na wyłączeniu części całkującej regulatora w chwili, gdy sygnał wyjściowy regulatora osiąga nasycenie. Drugą grupą metod są mechanizmy bazujące na ograniczeniu sygnału wyjściowego z regulatora przez oddziaływanie na udział składowej całkowitej [1, 2, 4–13]. Mechanizm ten polega na uruchomieniu silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego w torze działania całkującego w chwili, gdy sygnał wyjściowy regulatora dojdzie do ograniczenia.

2. Synteza pełnego regulatora w układzie FB-FF

Podstawową strukturą UR, umożliwiającą synteze właściwości dynamicznych związanych z osiągnięciem wartości zadanej $r(t)$ oraz procesem tłumienia zakłóceń $d(t)$ i korekcji niedokładności procesu modelowania jest zaprezentowana w [14] struktura otwarto-zamknięta FB-FF (ang. *FeedBack-FeedForward*) – rys. 1a.

Autor korespondujący:

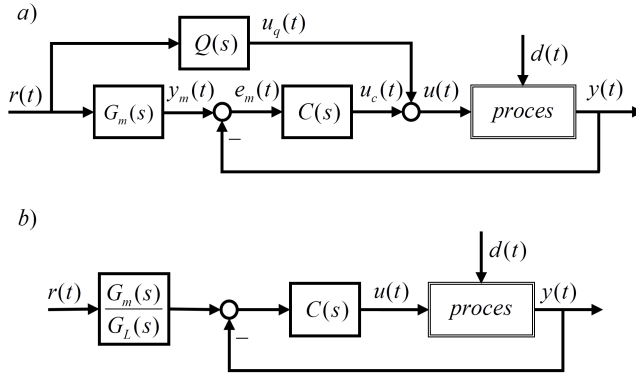
Robert Bieda, robert.bieda@polsl.pl

Artykuł recenzowany

nadesłany 27.03.2025 r., przyjęty do druku 12.01.2026 r.



Zezwala się na korzystanie z artykułu na warunkach licencji Creative Commons Uznanie autorstwa 4.0 Int.



Rys. 1. Schemat blokowy UR a) o strukturze FB-FF oraz b) o strukturze równoważnej FB

Fig. 1. Block diagram of the control system: a) with FB-FF structure, and b) with the equivalent FB structure

Przy założeniu, że proces opisany jest modelem w postaci operatorowej funkcji przejścia $P(s)$ analizę zachowania UR o strukturze FB-FF (rys. 1a), w odpowiedzi na wartość zadaną $r(t)$, można wyrazić w postaci operatorowej funkcji przejścia:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{Q(s)P(s) + G_m(s)C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)}. \quad (1)$$

Zakładając, że proces osiągnięcia wartości zadanej $r(t)$ realizuje część „otwarta” struktury UR opisana przez dynamikę modelową (wejściowo-wyjściową) $G_m(s)$ oraz właściwości związane z tłumieniem zakłóceń $d(t)$ zależą od dynamiki struktury pętlowej (struktury „zamkniętej”) $G_L(s)$ [14, 15] można określić następujące związki między założonymi modelami dynamicznymi a syntezowanymi elementami sterującymi $Q(s)$ oraz $C(s)$:

$$\begin{aligned} G_m(s) &= \frac{Y(s)}{R(s)} = Q(s)P(s), \\ G_L(s) &= \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)}. \end{aligned} \quad (2)$$

W procesie syntezy UR o strukturze FB-FF (rys. 1a), z wykorzystaniem modelowych dynamik $G_m(s)$ oraz $G_L(s)$, często definiuje się wymagania dotyczące jakości projektowanego UR związane z prędkością oraz dokładnością jego działania [14, 15]. Aby uwzględnić te wymagania, gwarantujące w najprostszym przypadku odpowiednią prędkość działania oraz dokładność, dla podstawowej klasy wymuszeń typu skok wartości, na dynamiki modelowe nakładane są dodatkowe warunki [14, 15]:

$$\begin{aligned} G_m(0) &= 1, \quad \lambda < T, \\ G_L(0) &= 1, \quad \mu \ll T, \end{aligned} \quad (3)$$

gdzie T , λ oraz μ to odpowiednio: dominująca stała czasowa modelu procesu $P(s)$, modelowej dynamiki wejściowo-wyjściowej $G_m(s)$ oraz modelowej dynamiki pętli $G_L(s)$ projektowanego UR.

Uwzględniając mechanizm faktoryzacji dynamiki modelu procesu $P(s)$ [14, 15] na część „odwracalną” $P_m(s)$ oraz „nieodwracalną” $P_p(s)$:

$$P(s) = P_m(s)P_p(s), \quad P_p(0) = 1$$

proces syntezy korektora $Q(s)$ struktury „otwartej” UR oraz regulatora $C(s)$ struktury pętlowej UR można przeprowadzić wykorzystując zależności:

$$\begin{aligned} Q(s) &= \frac{G_m(s)}{P_m(s)}, \\ C(s) &= \frac{1}{P_m(s)} \frac{G_L(s)}{1 - G_L(s)P_p(s)}. \end{aligned} \quad (4)$$

Uwzględniając powyższe warunki dotyczące dynamik modelowych $G_m(s)$ oraz $G_L(s)$, a także definicję elementów sterujących $Q(s)$ oraz $C(s)$, zależność opisującą dynamikę zastępczą $G(s)$ (1), dla schematu UR pokazanego na rysunku 1a, można przekształcić do postaci:

$$G(s) = \frac{G_m(s)}{G_L(s)} \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)}. \quad (5)$$

W tym przypadku schemat UR o strukturze FB-FF (rys. 1a) można przekształcić do prostszej postaci (rys. 1b), w której właściwości układu można ograniczyć do analizy wpływu właściwości regulatora $C(s)$.

Wykorzystując mechanizm projektowania regulatora $C(s)$ (4) zaprezentowany w [14, 15] można pokazać, że uzyskany regulator jest „regulatorem pełnym”, to znaczy rząd tak zaprojektowanego regulatora jest równy rzędowi części „odwracalnej” $P_m(s)$ modelu procesu regulacji $P(s)$. Regulator taki charakteryzuje się względnym rzędem równym zero (stopień wielomianu mianownika i licznika transmitancji regulatora są sobie równe). Łatwo wykazać, że jedynie regulator pełny umożliwia kompletną kontrolę jakości regulacji danym procesem z wykorzystaniem struktury pętlowej. W przypadku procesów dynamicznych charakteryzujących się skończoną wartością wzmocnienia statycznego

nego $\left(0 < \lim_{s \rightarrow 0} P(s) < \infty\right)$, przy definicji regulatora $C(s)$ jak

w (4), uzyskany element sterujący ma charakter całkujący:

$$C(s) = \frac{1}{s} \tilde{C}(s) = \frac{\sum_{j=0}^n b_j s^j}{\sum_{i=1}^n a_i s^i}, \quad (6)$$

a co za tym idzie, w tak skonstruowanym UR może zaistnieć zjawisko windup sygnału części całkującej regulatora.

W szczególności dla pewnych prostych transmitancji procesu $P(s)$, o danym rzędzie n_p , otrzymujemy:

– dla obiektów o transmitancji rzędu $n_p = 1$ uzyskany pełny regulator $C(s)$ można zaliczyć do regulatorów klasy PI:

$$C(s) = \frac{b_1 s + b_0}{a_1 s} = k_p + k_i \frac{1}{s}, \quad (7)$$

– dla obiektów rzędu drugiego $n_p = 2$ pełny regulator $C(s)$ można zaliczyć do regulatorów klasy PID z dodatkowym filtrem dolnoprzepustowym pierwszego rzędu:

$$C(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_2 s^2 + a_1 s} = \left(k_p + k_i \frac{1}{s} + k_d s\right) \frac{1}{\tau s + 1}, \quad (8)$$

– w przypadku obiektów trzeciego rzędu $n_p = 3$ pełny regulator zaliczyć można do klasy PID² (HO-PID [17–19]) z filtrem dolnoprzepustowym drugiego rzędu ($\alpha > 0$):

$$\begin{aligned} C(s) &= \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s} \\ &= \left(k_p + k_i \frac{1}{s} + k_{D1} s + k_{D2} s^2\right) \frac{1}{\tau^2 s^2 + \alpha \tau s + 1}. \end{aligned} \quad (9)$$

W przypadku procesów o bardziej złożonych transmitancjach, uwzględniających modele wyższego rzędu ($n_p > 3$), nieminimalnofazowe lub z czasem opóźnienia, zaprojektowany zgodnie z [14, 15] regulator $C(s)$ (4) i (6) można zaliczyć do regulatorów klasy $PID^{(n_p-1)}$ z filtrem dolnoprzepustowym.

Regulator $C(s)$ jest integralną częścią UR o strukturze pętlowej. W szczególnym przypadku, gdy dynamika modelu toru wejściowo-wyjściowego $G_m(s)$ oraz modelowa dynamika struktury pętlowej $G_L(s)$ opisane są identycznie $G_m(s) = G_L(s)$, wówczas UR o strukturze z rys. 1 sprowadza się do postaci przedstawionej na rys. 2a.

Jest to klasyczna struktura UR z jednostkowym ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Łatwo wykazać [14, 15], że w tym przypadku, wykorzystując mechanizm syntezy regulatora $C(s)$, przytoczona wcześniej dynamika wejściowo-wyjściowa $G(s)$ przyjmuje postać:

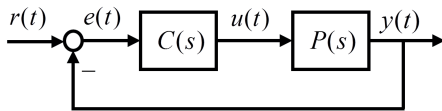
$$G(s) = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)} = G_L(s)P_p(s). \quad (10)$$

W rzeczywistych rozwiązaniach, w tego typu strukturze UR (jak i jej podobnych) sygnał sterujący zwykle ma ograniczoną amplitudę. Przypadek UR z ujemnym sprzężeniem zwrotnym uwzględniającym nasycenie sygnału sterującego pokazano na rys. 2b. Nieliniowy element wprowadzający ograniczenie sygnału sterującego $u(t)$ regulatora $C(s)$ może być opisany nieliniową funkcją $\text{sat}(x)$ [2, 6, 8–10]:

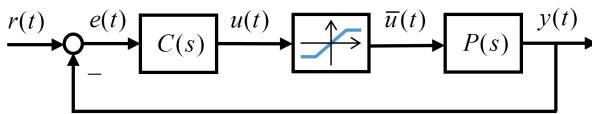
$$\bar{u}(t) = \text{sat}(u(t)) = \begin{cases} u_- & : u(t) < u_- \\ u(t) & : u_- \leq u(t) \leq u_+ \\ u_+ & : u(t) > u_+ \end{cases} \quad (11)$$

gdzie u_+ oraz u_- to odpowiednio maksymalna oraz minimalna wartość sygnału sterującego, jaką może osiągnąć element wykonawczy UR.

a)



b)



Rys. 2. Schemat blokowy UR a) idealny o strukturze FB oraz b) z nieliniowym elementem ograniczającym sygnał sterujący regulatora

Fig. 2. Block diagram of the control system: a) ideal with FB structure, and b) with a nonlinear saturation element limiting the controller output signal

3. Zjawisko windup całkowania

Zjawisko windup uwidacznia się w zachowaniu UR przy spełnieniu kilku warunków dotyczących właściwości danego UR. Podstawowym warunkiem jest występowanie ograniczenia amplitudy sygnału sterującego możliwego do uzyskania w ramach pracy UR oraz wykorzystanie regulatora $C(s)$ o właściwościach całkujących. Te warunki są jednak niewystarczające do zaistnienia zjawiska windup całkowania. Koniecznym

jest wystąpienie dodatkowych właściwości badanego UR: pętla regulacji badanego UR musi mieć dynamikę względnie szybką oraz wartość zadana takiego UR powinna się zmieniać odpowiednio szybko.

Rozpatrzmy prosty układ regulacji (rys. 2a), którego proces opisany jest dynamiką $P(s)$, natomiast modelowa dynamika pętli $G_L(s)$ UR (zgodnie z [14, 15]) przyjmuje postać dynamiki aperiodycznej z odpowiednią stałą czasową $\mu > 0$:

$$P(s) = \frac{5}{(s+1)^4} \rightarrow G_L(s) = \frac{1}{(\mu s+1)^4}. \quad (12)$$

Postępując zgodnie z procedurą syntezy [14, 15], przy wykorzystaniu zależności (4), otrzymujemy definicję pełnego regulatora $C(s)$ o charakterze całkującym:

$$C(s) = \frac{(s+1)^4}{5(\mu^4 s^4 + 4\mu^3 s^3 + 6\mu^2 s^2 + 4\mu s)}. \quad (13)$$

Załóżmy dodatkowo, że w analizowanym UR występuje ograniczenie sygnału sterującego $u(t)$ zgodnie z modelem (11), o wartościach $u_+ = -u_- = 2/5$, jak w schemacie UR na rys. 2b.

W rezultacie, dla UR z ograniczeniem sygnału sterującego (rys. 2b), z procesem regulacji $P(s)$ i dynamiką $G_L(s)$ projektowanego UR jak w (12), w przypadku niespełnienia warunku (3) dotyczącego prędkości działania UR ($\mu \geq T$) nawet przy gwałtownej (skokowej) zmianie sygnału wartości zadanej $r(t) = \mathbf{1}(t)$ ($\max(d\mathbf{1}(t)/dt) = \infty$), zjawisko windup nie zachodzi. Przykład zachowania takiego układu dla $\mu = 3/2 > T$ i skokowej zmiany wartości zadanej $r(t) = \mathbf{1}(t)$ pokazano na rys. 3a. Jak można zauważyć, w przypadku UR z ograniczeniem sterowania (rys. 2b) oraz w przypadku UR bez ograniczenia (rys. 2a), sygnał wyjściowy $y(t)$, będący reakcją UR na skokową zmianę wartości zadanej, wygląda identycznie. Brak różnicy wynika z faktu, że w obydwu UR sterowanie $u(t)$ mieści się w zakresie ograniczeń wartości sygnału sterującego.

Natomiast w przypadku, gdy dynamika $G_L(s)$ badanego UR jest odpowiednio szybka ($\mu < T$) przy skokowej zmianie wartości zadanej $r(t) = \mathbf{1}(t)$, zjawisko nasycenia całkowania oraz jego konsekwencji mogą być widoczne w pracy układu. Przykład działania takiego UR dla $\mu = 1/3 < T$ pokazano na rys. 3b. Jak można zaobserwować, w analizowanym wariancie UR, sygnał wyjściowy UR z ograniczeniem sterowania (rys. 3b linia ciągła) silnie różni się od sygnału wyjściowego UR bez ograniczenia (rys. 3b linia przerywana). W przebiegu odpowiedzi skokowej UR z ograniczeniem sygnału sterującego $u(t)$ można zauważyć znaczne pogorszenie jakości tego przebiegu. Układ ten reaguje z większym opóźnieniem, trochę wolniej i ma znaczące, sięgające blisko 50 % zmiany stanu ustalonego, przeregulowanie. Wszystko to jest efektem ograniczenia/nasycenia sygnału sterującego w szybkiej dynamice pętli $G_L(s)$ oraz bardzo gwałtownej zmiany wartości zadanej $r(t)$ na wejściu badanego UR.

Jednak w przypadku szybkiej dynamiki pętli $G_L(s)$ wystarczy zapewnić odpowiednio „powolną” prędkość zmiany wartości zadanej $r(t)$ z początkowej na docelową, aby wyeliminować zjawisko windup całkowania. Przykładową realizacją takiej „powolnej” zmiany $r(t)$ może być zastąpienie sygnału skokowej zmiany wartości $\mathbf{1}(t)$ sygnałem typu rampa $\mathbf{1}(t, \varepsilon)$:

$$\mathbf{1}(t, \varepsilon) = \frac{1}{\varepsilon} (t\mathbf{1}(t) - (t - \varepsilon)\mathbf{1}(t, \varepsilon)) = \begin{cases} 0 & : t < 0 \\ t / \varepsilon & : 0 \leq t \leq \varepsilon \\ 1 & : t > \varepsilon \end{cases} \quad (14)$$

Funkcja (14) stanowi przybliżenie skokowej zmiany wartości. Dla małych wartości ε zachodzi bowiem:

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \mathbf{1}(t, \varepsilon) = \mathbf{1}(t). \quad (15)$$

Jednak funkcja $\mathbf{1}(t, \varepsilon)$ charakteryzuje się skończoną prędkością przejścia ze stanu początkowego do docelowego ($\max(d\mathbf{1}(t, \varepsilon) / dt) = 1 / \varepsilon$).

Wykorzystując definicję (14) zmiany sygnału wartości zadanej, można przez odpowiedni dobór wartości ε (dobór prędkości zmiany sygnału wartości zadanej $r(t)$) zapewnić dla UR o szybkiej dynamice pętli $G_L(s)$, pracę bez zjawiska windup sygnału części całkującej regulatora $C(s)$. Przykład działania UR (rys. 2b) z obiektem $P(s)$ oraz dynamiką pętli $G_L(s)$ (12) w wariancie $\mu = 1/3 < T$, dla odpowiednio dobranej wartości $\varepsilon = 3,745$ gwarantującej nieprzekroczenie dopuszczalnej wartości maksymalnej sterowania $u(t)$, pokazany został na rys. 3c. Można zaobserwować, podobnie jak w przypadku UR o reakcji jak na rysunku 3a, że sygnał wyjściowy UR z ograniczeniem sterowania, jak i bez ograniczenia zachowują się identycznie. Jednak z perspektywy prędkości działania projektowanego UR, wynikającej z założonej dynamiki $G_L(s)$, układ ten działa wolniej w porównaniu do UR bez ograniczeń przy skokowej zmianie wartości zadanej (rys. 3b, $y(t)$ – linia przerywana).

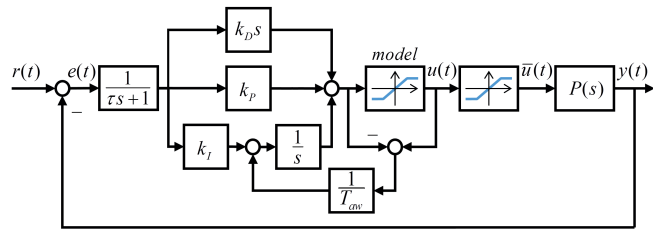
4. System anti-windup

Przedstawione mechanizmy zapobiegania skutkom zjawiska windup są kłopotliwe w zastosowaniach. Z jednej strony budowa UR o powolnej dynamice pętli $G_L(s)$ ($\mu > T$) pozwala zapobiec nasyceniu sygnału sterującego, ale jednocześnie pogarsza właściwości związane z osiągnięciem wartości zadanej $r(t)$ oraz prędkością tłumienia zakłóceń $d(t)$ czy eliminacją innych źródeł błędów regulacji [5, 14, 15]. Z drugiej strony ograniczenie maksymalnej prędkości zmian wartości zadanej zapobiega także nasyceniu sygnału sterującego przy jednoczesnej szybkiej dynamice pętli $G_L(s)$, jednak określanie optymalnej wartości prędkości (parametru ε) zmian wartości zadanej $r(t)$, gwarantującej jak najszybsze przejście ze stanu początkowego do docelowego, w ogólnym przypadku jest bardzo trudne.

4.1. Klasyczny system anti-windup

Alternatywą dla pokazanych mechanizmów mogą być układy przeciwnasyceniowe (anti-windup), które w odpowiedni sposób ograniczają działanie części całkującej regulatora $C(s)$.

Ich celem jest ograniczanie lub zapobieganie działaniu całkującemu (całkowaniu) regulatora w przypadku, gdy sygnał sterujący $u(t)$ znajduje się w stanie nasycenia. Jednym z najczęściej prezentowanych mechanizmów anti-windup [1–5, 8, 9, 12, 13, 16] jest zastosowanie sprzężenia zwrotnego od różnicy nieograniczonego sygnału sterującego regulatora i jego ograniczonej wartości. Klasyczny schemat UR z mechanizmem anti-windup dla regulatora PID pokazano na rys. 4. Wartość tej różnicy wykorzystywana jest w celu zmniejszenia sygnału błędu podawanego na część całkującą regulatora i w rezultacie spowolnienia procesu całkowania oraz powstawania zjawiska windup i w konsekwencji zachowania sygnału wyjściowego UR.



Rys. 4. Schemat blokowy UR o strukturze FB z klasycznym systemem anti-windup

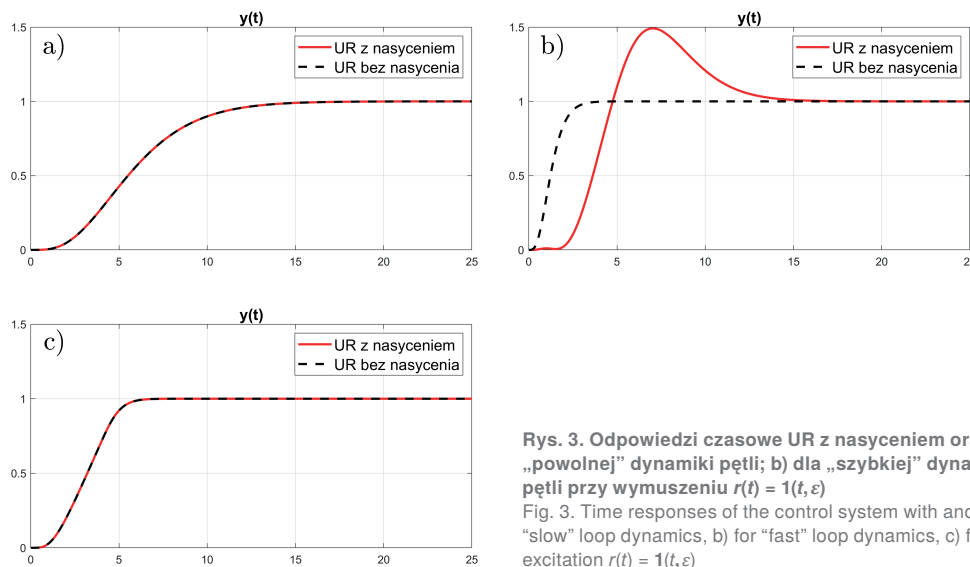
Fig. 4. Block diagram of the control system with FB structure and a classical anti-windup scheme

Wzmocnienie sprzężenia zwrotnego ($1/T_{aw}$) określa wielkość oraz prędkość oddziaływania na część całkującą regulatora $C(s)$. Wartość stałej T_{aw} definiowana jest w bardzo różny sposób [2, 3, 6, 9, 11]: dla regulatorów PI często przyjmuje się wartość T_{aw} równą stałej całkowania $T_{aw} = T_i = k_p / k_i$. W przypadku regulatorów PID, ze względu na dodatkowy człon różniczkujący, przyjmuje się często wartość $T_{aw} = \sqrt{T_i T_D} = \sqrt{k_D / k_i}$ [2, 3, 11–13] czy nawet $T_{aw} = k_p$ [3, 8].

4.2. Proponowana struktura systemu anti-windup

Uwzględniając rozważania nad przytoczoną strukturą anti-windup wydaje się, że generalnie wartość wzmocnienia sygnału różnicowego sterowań jest dosyć trudna do określenia już dla regulatorów PID. W przypadku regulatorów pełnych (wyższego rzędu, PID^m) takie rozwiązania praktycznie nie występują.

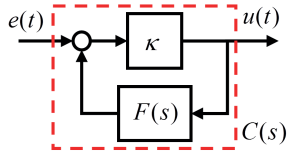
Idea proponowanego rozwiązania systemu anti-windup dla regulatorów pełnych bazuje na koncepcji szeregowej realizacji dynamiki całkującej za pomocą sprzężenia korekcyjnego [3, 13, 16]. Metoda ta pojawiła się później jako wariant systemu anti-



Rys. 3. Odpowiedzi czasowe UR z nasyceniem oraz bez nasycenia sterowania: a) dla „powolnej” dynamiki pętli; b) dla „szybkiej” dynamiki pętli; c) dla „szybkiej” dynamiki pętli przy wymuszeniu $r(t) = \mathbf{1}(t, \varepsilon)$

Fig. 3. Time responses of the control system with and without control signal saturation: a) for “slow” loop dynamics, b) for “fast” loop dynamics, c) for “fast” loop dynamics under input excitation $r(t) = \mathbf{1}(t, \varepsilon)$

-windup dla regulatorów PI tworząc układ całkujący z automatycznym resetem [3, 13, 16, 17]. Bazując na tych rozwiązaniach realizację regulatora pełnego $C(s)$ (6) można przedstawić w postaci struktury o wzmacnieniu κ z dynamicznym sprzężeniem korekcyjnym opisanym transmitancją $F(s)$ (rys. 5).



Rys. 5. Schemat blokowy proponowanej realizacji regulatora pełnego rzędu z dynamicznym sprzężeniem korekcyjnym
Fig. 5. Block diagram of the proposed realization of a full-order controller with dynamic correction feedback

Dla tak zdefiniowanej struktury realizującej pełny regulator $C(s)$, zależność definiującą regulator można przedstawić następująco:

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{\kappa}{1 - \kappa F(s)}. \quad (16)$$

Po odpowiednich przekształceniach otrzymujemy, z dokładnością do współczynnika wzmacnienia κ , definicję transmitancji dynamicznego sprzężenia korekcyjnego $F(s)$:

$$F(s) = \frac{C(s) - \kappa}{\kappa C(s)} = \frac{\sum_{i=0}^n (b_i - \kappa a_i) s^i}{\kappa \sum_{j=0}^n b_j s^j}. \quad (17)$$

Okazuje się, że właściwości tak zrealizowanego regulatora praktycznie nie zależą od wartości współczynnika wzmacnienia κ . Łatwo wykazać, że dla dowolnego $\kappa > 0$, stosując transmitancję $F(s)$ (17) można zrealizować pełny regulator $C(s)$ (16). Można jednak zasugerować pewną wartość tego wzmacnienia, przy określeniu dodatkowych wymagań stawianych przed dynamiką sprzężenia korekcyjnego $F(s)$. W szczególności można zagwarantować względnie niskie wzmacnienie dla wysokich częstotliwości w torze sprzężenia, które miałyby zmniejszać wpływ ewentualnego sygnału wysokoczęstotliwościowego (np. szumu pomiarowego) na sygnał generowany przez regulator. Jeśli wzmacnienie wysokich częstotliwości k_∞^F dynamiki $F(s)$ zdefiniujemy następująco:

$$k_\infty^F = \lim_{s \rightarrow +\infty} F(s) = \frac{b_n - \kappa a_n}{\kappa b_n}, \quad (18)$$

to rozsądnym wydaje się postawienie wymogu, aby miało ono wartość najniższą z możliwych ($k_\infty^F = 0$). Warunek ten będzie spełniony wtedy i tylko wtedy, gdy $b_n - \kappa a_n = 0$, a stąd wartość wzmacnienia κ :

$$\kappa = \frac{b_n}{a_n}. \quad (19)$$

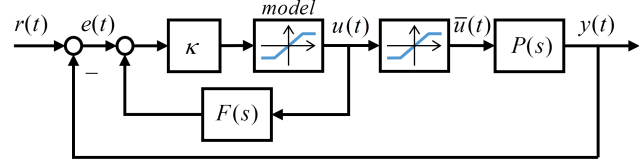
Tak określone wzmacnienie jest również wartością wzmacnienia wysokich częstotliwości k_∞^C pełnego regulatora $C(s)$ ($k_\infty^C = \lim_{s \rightarrow +\infty} C(s) = b_n / a_n$).

Dla tak zdefiniowanego szczególnego współczynnika wzmacnienia κ dynamika sprzężenia korekcyjnego $F(s)$ przyjmuje postać:

$$F(s) = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} (a_n b_i - b_n a_i) s^i}{b_n \sum_{j=0}^n b_j s^j}, \quad (20)$$

gdzie stopień wielomianu licznika jest mniejszy od stopnia wielomianu mianownika (względny rząd transmitancji $F(s)$ wynosi jeden).

Uwzględniając strukturę (rys. 5) realizującą pełny regulator $C(s)$, system anti-windup, który umożliwia „automatyczne wyłączenie” składowej całkującej, przy osiągnięciu wartości nasycenia przez sygnał sterujący, ma postać jak na rys. 6.



Rys. 6. Schemat blokowy UR o strukturze FB z proponowaną modyfikacją anti-windup pełnego regulatora
Fig. 6. Block diagram of the control system with FB structure and the proposed full-order anti-windup modification

Podobnie jak w rozwiązaniu klasycznym (rys. 4), modyfikacja regulatora $C(s)$ polega na uwzględnieniu w jego działaniu modelu ograniczenia sygnału sterującego, na przykład w postaci funkcji $\text{sat}(x)$, jak w (11). Nieliniowy element realizujący model nasycenia sygnału w regulatorze został umieszczony w torze głównym struktury regulatora ze sprzężeniem korekcyjnym (rys. 5) za elementem wzmacnienia κ .

5. Przykłady

W celu weryfikacji skuteczności proponowanej struktury anti-windup dla regulatorów pełnych $C(s)$ (rys. 6) przeprowadzone zostały symulacje umożliwiające ocenę i porównanie działania UR w przypadku pojawienia się ograniczenia sygnału sterującego (rys. 2), oraz przy zastosowaniu systemów anti-windup. Z perspektywy oceny jakości działania porównywanych układów, jednym z wymagań jest dokładność śledzenia wartości zadanej. W najprostszym przypadku wymaganie to weryfikowane jest przy założeniu stałowartościowego charakteru sygnału zadanej $r(t) = A \mathbf{1}(t)$ ($r(t) = A \mathbf{1}(t, \varepsilon)$). W przypadku UR bez ograniczenia sterowania (rys. 2a) wystarczające jest wymaganie dotyczące modelowej dynamiki pętli $G_L(s)$ (3). Natomiast w przypadku UR z nasyceniem (rys. 2b) konieczne jest spełnienie dodatkowego kryterium dotyczącego wartości nasycenia (ograniczającej sygnał sterujący):

$$u_+ \geq \lim_{t \rightarrow +\infty} u(t) = \lim_{s \rightarrow 0} A P(s)^{-1} = \frac{A}{P(0)}. \quad (21)$$

Można wykazać, że zbyt silne ograniczenie sygnału sterującego (mała wartość u_+), oprócz zjawiska windup, może również prowadzić do błędów regulacji w stanie ustalonym przy stałowartościowej zmianie sygnału wartości zadanej $r(t)$. Wynika to z faktu, że silnie ograniczony sygnał sterujący w stanie ustalonym może nie pozwalać na osiągnięcie zadanej wartości sygnału wyjściowego UR.

W konsekwencji zdefiniowanych wymagań porównywane układy zostały tak zaprojektowane aby były względnie szybkie w działaniu ($\mu < T$) oraz umożliwiały dokładne śledzenie stałowartościowej zmiany wartości zadanej ($G_L(0) = 1$ oraz $u_+ = 2A/P(0)$). Dla uproszczenia całego procesu założono, podobnie jak w przykładzie wcześniejszym, symetryczny charakter funkcji definiującej nasycenie sygnału sterującego (11) ($u_- = -u_+$). Natomiast sygnał stałej wartości zadanej $r(t)$ modelowany jest jako zmiana jednostkowa ($A = 1$) o charakterze skokowym $r(t) = \mathbf{1}(t)$ lub liniowym $r(t) = \mathbf{1}(t, \varepsilon)$.

5.1. Przykład 1 – regulator pierwszego rzędu

Rozpatrzmy układ regulacji dla obiektu aperiodycznego pierwszego rzędu, zdefiniowanego w postaci elementu inercyjnego o transmitancji:

$$P(s) = \frac{k}{Ts + 1}. \quad (22)$$

Dla przeprowadzenia symulacji umożliwiających porównanie różnych UR założono następujące wartości parametrów modelu $P(s)$: wzmocnienie $k = 2$ oraz stała czasowa $T = 3$. Zgodnie z przedstawioną konwencją syntezy regulatora dla UR [14, 15], o strukturze jak na rysunku 2a, założono model dynamiki pętli $G_L(s)$:

$$G_L(s) = \frac{1}{\mu s + 1}, \quad (23)$$

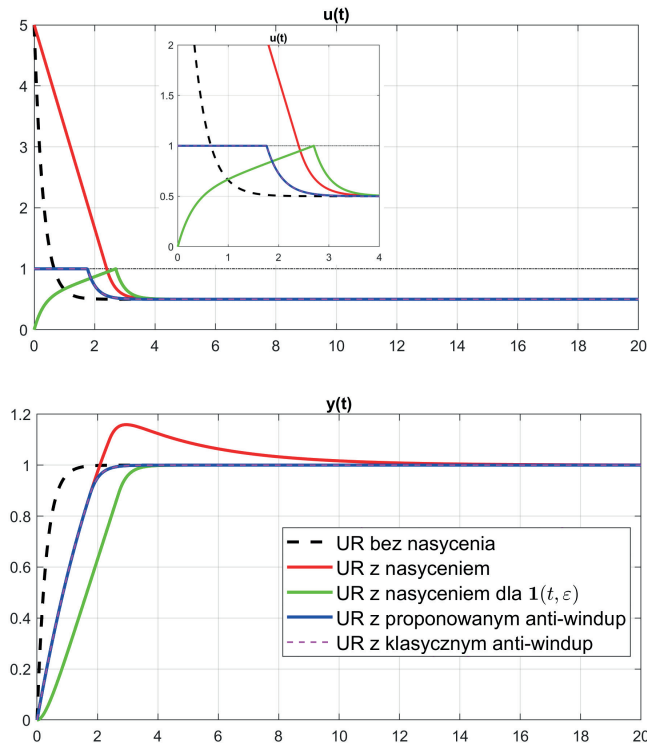
dla której, celem spełnienia wymogu dotyczącego prędkości działania (3), wybrano wartość stałej czasowej $\mu = 0,3$.

Dla tak zdefiniowanych parametrów modeli dynamicznych procesu regulacji $P(s)$ i pętli $G_L(s)$ analizowanego UR, wyznaczona została transmitancja pełnego regulatora $C(s)$ (4) oraz dynamika sprzężenia korekcyjnego $F(s)$ (20) dla $\kappa = 5$ (19):

$$C(s) = \frac{15s + 5}{3s} \xrightarrow{\kappa=5} F(s) = \frac{1}{5(3s + 1)}. \quad (24)$$

Dla UR z ograniczeniem sygnału sterującego ustalono wartość ograniczającą $u_+ = 1$ oraz w przypadku wartości zadanej $r(t) = 1(t, \varepsilon)$ wartość optymalną $\varepsilon = 2,7$. Gwarantuje ona największą prędkość przejścia UR ze stanu początkowego do docelowego oraz wykorzystanie całego zakresu wartości sterowania przy jednoczesnym niewchodzeniu w stan nasycenia.

Łatwo pokazać, że wyznaczony regulator $C(s)$ (24) można zaliczyć do klasy PI (7). W rezultacie, z perspektywy UR z klasycznym systemem anti-windup (rys. 4), dla regulatora PI



Rys. 7. Przebiegi czasowe sygnału sterowania $u(t)$ oraz wyjścia $y(t)$ UR z przykładu 1

Fig. 7. Time responses of the control signal $u(t)$ and the output $y(t)$ of the control system from Example 1

($k_p = \tau = 0$) wartość współczynnika wzmocnienia sprzężenia zwrotnego określona została na poziomie $T_{aw} = T_1$.

Dla tak zaprojektowanych UR przeprowadzone zostały symulacje pokazujące zachowanie UR w reakcji na jednostkową zmianę wartości zadanej. Odpowiednie przebiegi sygnału sterującego $u(t)$ oraz sygnału wyjścia $y(t)$ pokazano na rys. 7.

Porównanie otrzymanych przebiegów pozwala wnioskować, że wszystkie UR z ograniczeniem sygnału sterującego są wolniejsze w stosunku do UR liniowego (bez ograniczeń sterowania). Dodatkowo w przypadku UR z elementem ograniczającym sygnał z regulatora (schemat blokowy na rys. 2b), zaobserwować można jak sygnał sterowania przekracza dopuszczalną wartość u_+ , a w konsekwencji zjawiska windup w przebiegu sygnału wyjściowego $y(t)$ zaobserwować można znaczne przeregulowanie. W przypadku układów regulacji z systemem anti-windup (rys. 4 oraz rys. 6) przebiegi sygnału sterującego $u(t)$ oraz wyjścia $y(t)$ są identyczne. Pozwala to wnioskować, że w przypadku regulatora PI proponowane rozwiązanie, bazujące na dynamicznym sprzężeniu korekcyjnym, działa identycznie jak klasyczny system anti-windup (rys. 4). Wynika to z faktu, że w przypadku współczynnika $T_{aw} = T_1$ sprzężenie zwrotne w regulatorze praktycznie zatrzymuje pracę członu całkującego regulatora PI. W przypadku UR z ograniczeniem sterowania oraz sygnałem wartości zadanej typu rampa (14), przy optymalnie dobranej wartości ε , co prawda sterowanie $u(t)$ nie przekracza ograniczenia u_+ , jednak z perspektywy prędkości zmiany sygnału wyjściowego $y(t)$ jest układem najwolniejszym spośród analizowanych UR.

5.2. Przykład 2 – regulator drugiego rzędu

Tym razem rozpatrzmy układ regulacji dla procesu o modelu oscylacyjnym drugiego rzędu określonego transmitancją:

$$P(s) = \frac{k}{T^2 s^2 + 2Ts + 1 + \theta^2}, \quad (25)$$

dla której współczynnik wzmocnienia przyjmuje wartość $k = 3$, odpowiednik stałej czasowej $T = 6$ oraz współczynnik oscylacyjności $\theta = 2$. Dla tak zdefiniowanego modelu procesu $P(s)$, zgodnie z przytoczonym mechanizmem syntezy, modelowa dynamika pętli UR opisana jest transmitancją:

$$G_L(s) = \frac{1}{(\mu s + 1)^2}. \quad (26)$$

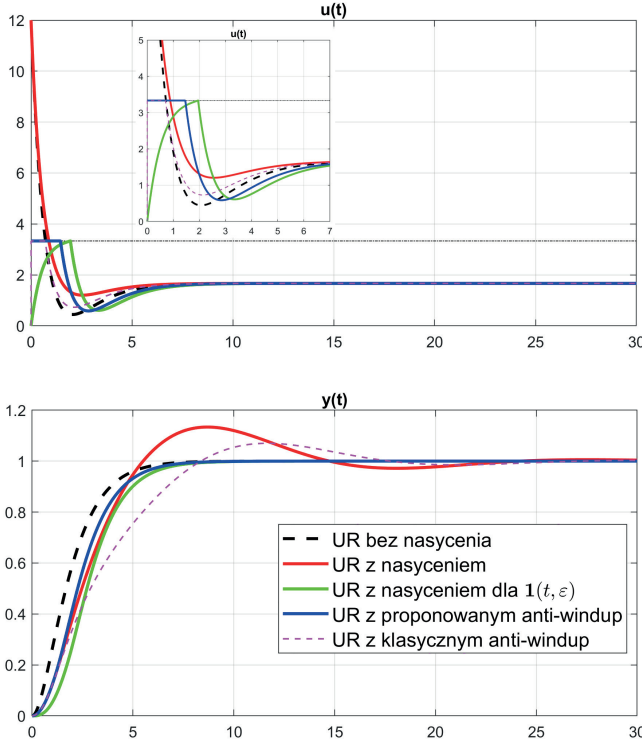
Dla spełnienia kryterium prędkości działania (3) projektowanego UR przyjęto wartość stałej czasowej $\mu = 1$.

Dla tak zdefiniowanych wartości parametrów modeli dynamicznych procesu regulacji oraz dynamiki pętli, wyznaczona transmitancja pełnego regulatora $C(s)$ (4) oraz dynamiki $F(s)$ (20) dla $\kappa = 12$ (19) przyjmuje postać:

$$C(s) = \frac{36s^2 + 12s + 5}{3s^2 + 6s} \xrightarrow{\kappa=12} F(s) = \frac{-60s + 5}{12(36s^2 + 12s + 5)}. \quad (27)$$

Dla UR z ograniczeniem sygnału sterującego (rys. 2b), podobnie jak w przykładzie wcześniejszym, założono wartość ograniczającą sterowanie $u_+ = 10/3$ oraz, w przypadku wartości zadanej $r(t) = 1(t, \varepsilon)$, wartość optymalną $\varepsilon = 1,951$. W przypadku UR z klasycznym systemem anti-windup (rys. 4), dla regulatora pełnego $C(s)$ typu PID (27), wartość współczynnika sprzężenia zwrotnego określona została na poziomie $T_{aw} = \sqrt{T_1 T_D}$.

Dla tak zdefiniowanych UR wyniki przeprowadzonych symulacji pokazujące zachowanie sygnału sterującego $u(t)$ oraz sygnału wyjścia $y(t)$ UR, na jednostkową zmianę wartości zadanej, pokazano na rys. 8.



Rys. 8. Przebiegi czasowe sygnału sterowania $u(t)$ oraz wyjścia $y(t)$ UR z przykładu 2

Fig. 8. Time responses of the control signal $u(t)$ and the output $y(t)$ of the control system from Example 2

Uzyskane przebiegi czasowe sygnału sterującego $u(t)$ oraz wyjścia $y(t)$ pozwalają wnioskować, podobnie jak w przykładzie 1, że wszystkie UR z ograniczeniem sygnału sterującego są wolniejsze w stosunku do UR bez ograniczeń sterowania. W przypadku UR z elementem ograniczającym sygnał z regulatora, o schemacie blokowym jak na rysunku 2b, zaobserwować można jak sygnał sterowania przekracza dopuszczalną wartość u_+ , a w przebiegu sygnału wyjściowego $y(t)$ zaobserwować można znaczne przeregulowanie. Dla UR z proponowanym systemem anti-windup (rys. 6) przebiegi sygnału sterującego $u(t)$ oraz wyjścia $y(t)$ mają podobny charakter, jak w przykładzie 1. Pozwala to wnioskować, że również w przypadku regulatora PID proponowane rozwiązanie, bazujące na dynamicznym sprzężeniu korekcyjnym, praktycznie zatrzymuje pracę członu całkującego regulatora PID. W przypadku UR z klasycznym systemem anti-windup działa on znacznie gorzej. Wybrana wartość współczynnika $T_{aw} = \sqrt{T_I T_D}$ pozwoliła zmniejszyć negatywny efekt zjawiska windup (przeregulowanie sygnału wyjściowego) jednak kosztem prędkości działania. Wynika to z faktu, że w układzie tym (rys. 4) działanie całkowania w regulatorze PID jest jedynie ograniczone, a nie wyłączone. Próba zmiany wartości współczynnika T_{aw} we wzmacnieniu sprzężenia zwrotnego nie przyniosła zadowalających rezultatów. Zbyt duża wartość T_{aw} praktycznie przerywa oddziaływanie sygnału sprzężenia na człon całkujący regulatora i cały UR zachowuje się, jak zwykły układ z regulatorem PID i ograniczeniem sterowania (rys. 2b). Zbyt mała wartość T_{aw} natomiast pogarsza znacznie charakter przebiegu $y(t)$. Wprowadza bowiem bardzo silne podregulowanie oraz zwiększa wartość przeregulowania (w stosunku do UR z windup) jednocześnie wydłużając czas regulacji. W przypadku UR z ograniczeniem sterowania oraz sygnałem wartości zadanej typu rampa (14), przy optymalnie dobranej wartości ε , charakter zachowania UR jest zbliżony do UR z przykładu 1. Jednocześnie z perspektywy prędkości zmiany sygnału wyjściowego $y(t)$ jest układem wolniejszym niż UR z proponowanym systemem anti-windup.

5.3. Przykład 3 – regulator trzeciego rzędu

W trzecim przykładzie przeanalizowano układ regulacji dla modelu procesu trzeciego rzędu o transmitancji:

$$P(s) = \frac{k}{(Ts + 1)^3}, \quad (28)$$

dla której współczynnik wzmacnienia przyjmuje wartość $k = 5$ oraz stała czasowa przyjmuje wartość $T = 2$. Dla tak zdefiniowanego modelu procesu $P(s)$, zgodnie z przytoczonym mechanizmem syntezy, modelowa dynamika pętli UR przyjmuje postać transmitancji:

$$G_L(s) = \frac{1}{(\mu s + 1)^3}, \quad (29)$$

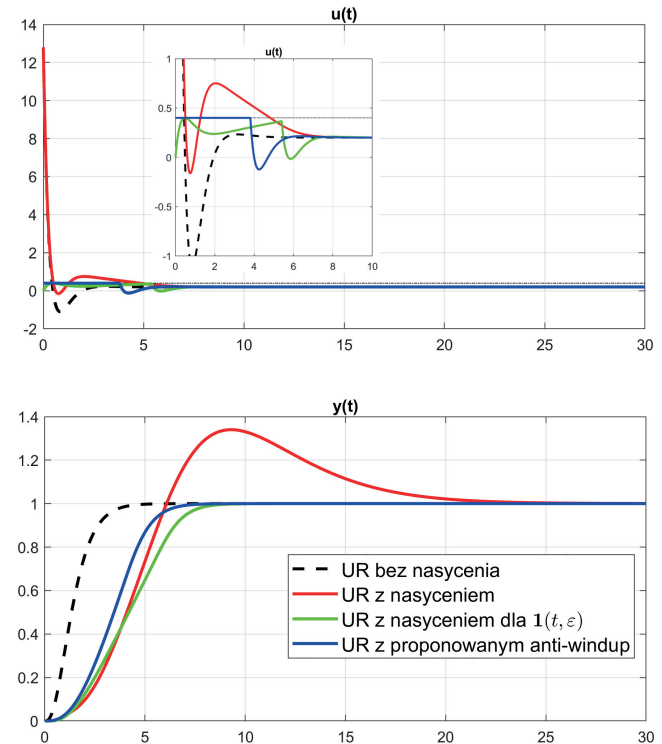
dla której wartość stałej czasowej $\mu = 0,5$.

Przy tak zdefiniowanych wartościach parametrów modeli dynamicznych procesu regulacji oraz dynamiki pętli, wyznaczone transmitancje pełnego regulatora $C(s)$ (4) oraz dynamiki korekcyjnej $F(s)$ (20) dla $\kappa = 64/5$ (19) przyjmują postać:

$$C(s) = \frac{8(2s + 1)^3}{5s^3 + 30s^2 + 60s} \xrightarrow{\kappa=64/5} F(s) = \frac{-180s^2 - 450s + 5}{64(2s + 1)^3}. \quad (30)$$

Dla UR z ograniczeniem sygnału sterującego założono wartość ograniczającą sygnał sterujący $u_+ = 2/5$, a dla wartości zadanej $r(t) = 1(t, \varepsilon)$, wartość optymalną $\varepsilon = 5,4$.

Łatwo zauważyć, że w rozpatrywanym UR wyznaczony pełny regulator $C(s)$ (30) można zaliczyć do klasy PID² (9). W rezultacie, dla UR z klasycznym systemem anti-windup (rys. 4), nie można było przeprowadzić analizy symulacyjnej. Dodatkowo, heurystyczna próba rozszerzenia klasycznego systemu anti-windup, jeszcze bardziej skomplikowała mechanizm



Rys. 9. Przebiegi czasowe sygnału sterowania $u(t)$ oraz wyjścia $y(t)$ UR z przykładu 3

Fig. 9. Time responses of the control signal $u(t)$ and the output $y(t)$ of the control system from Example 3

doboru wartości współczynnika w sprzężeniu zwrotnym T_{aw} bez uzyskania istotnej poprawy w działaniu UR.

Dla tak zaprojektowanych UR przeprowadzone zostały symulacje pokazujące zachowanie UR w odpowiedzi na jednostkową zmianę wartości zadanej $r(t)$. Odpowiednie przebiegi sygnału sterującego $u(t)$ oraz wyjścia $y(t)$ pokazano na rys. 9.

Porównanie otrzymanych przebiegów pozwala wnioskować, jak w przykładach wcześniejszych, że wszystkie UR z ograniczeniem sygnału sterującego są wolniejsze w stosunku do UR bez ograniczeń sterowania. Dodatkowo w przypadku UR z elementem ograniczającym sygnał z regulatora, o schemacie blokowym jak na rysunku 2b, zaobserwować można ponownie jak sygnał sterowania przekracza dopuszczalną wartość u_+ , a w konsekwencji zjawiska windup w przebiegu sygnału wyjściowego $y(t)$ występuje znaczne przeregulowanie. W przypadku UR z ograniczeniem sterowania oraz sygnałem wartości zadanej typu rampa (14), przy optymalnej wartości ε , przebieg sygnału wyjściowego UR jest zbliżony do otrzymanych w przykładach 1 i 2. Jednocześnie warto zauważyć, że prędkość zmiany sygnału wyjściowego $y(t)$ jest najwolniejsza ze wszystkich analizowanych UR w tym przykładzie. Natomiast zachowanie UR z proponowanym systemem anti-windup, wykazuje duże podobieństwo do reakcji tej struktury obserwowanej w przykładach wcześniejszych. Sygnał sterujący $u(t)$ wykazuje właściwości auto ograniczenia, w konsekwencji czego wyjście układu nie wykazuje cech charakterystycznych dla zjawiska windup. W układzie tym uzyskano największą prędkość $y(t)$ w fazie przejścia między stanami ustalonymi, w porównaniu z innymi analizowanymi układami z nasyceniem sterowania.

Tab. 1. Wartości wskaźników oceny sygnału wyjściowego $y(t)$ UR dla przykładów 1–3

Tab. 1. Evaluation metrics of the output signal $y(t)$ of the control system for Examples 1–3

Przykład 1					
	UR0	UR1	UR2	UR3	UR4
t_r	0,6592	1,6397	1,6411	2,2152	1,6411
$\Delta_y^{\%}$	0	15,9076	0	0	0
$t_s^{2\%}$	1,1736	9,4857	2,2778	3,2144	2,2778
Przykład 2					
	UR0	UR1	UR2	UR3	UR4
t_r	3,3579	3,7472	3,6181	3,6924	5,8347
$\Delta_y^{\%}$	0	12,9363	0	0	6,6870
$t_s^{2\%}$	5,8339	21,1122	6,4678	6,9381	15,8483
Przykład 3					
	UR0	UR1	UR2	UR3	UR4
t_r	2,1101	3,6261	3,5925	4,6890	–
$\Delta_y^{\%}$	0	33,9557	0	0	–
$t_s^{2\%}$	3,7583	20,1434	6,4063	7,7409	–

6. Podsumowanie

Przedstawiony mechanizm anti-windup wykazuje dużą skuteczność oraz elastyczność działania. Struktura, w której zastosowano sprzężenie korekcyjne, umożliwia prostą realizację regulatora pełnego rzędu przy jednoczesnym zabezpieczeniu procesu całkowania regulatora. Dzięki zastosowaniu proponowanej definicji mechanizmu korekcji, możliwa jest prosta i skuteczna realizacja regulatora klasy całkującej, gwarantująca jednocześnie skuteczne „wyłączanie części całkującej” po osiągnięciu ograniczenia przez sygnał sterujący. Można powiedzieć, że proponowane rozwiązanie wykazuje podobieństwo, pod względem skuteczności działania, do systemu autoresetu stosowanego w regulatorach PI. Dzięki temu w układzie praktycznie nie występuje przeregulowanie sygnału wyjściowego UR, będące skutkiem zjawiska windup.

Z drugiej strony, w proponowanym rozwiązaniu, maksymalizacja czasu pracy „na ograniczeniu sterowania” pozwala reagować układowi regulacji na skokową zmianę wartości zadanej z największą możliwą prędkością. Dzięki temu UR z ograniczeniem sterowania i proponowanym systemem anti-windup wykazuje najkrótsze czasy narastania t_r (ang. *rise time*) w pierwszej fazie rekrecji wyjścia UR. Brak przeregulowania, a co za tym idzie brak czasu powrotu do stanu wartości docelowej, oraz szybki proces narastania skutkuje najmniejszymi, spośród analizowanych UR z nasyceniem, czasami regulacji t_s (ang. *settling time*).

Wnioski te potwierdzają uzyskane wartości czasów narastania t_r (dla zakresu 10–90 % zmiany stanu ustalonego) i regulacji t_s (dla odchyłki ± 2 % zmiany stanu ustalonego) oraz (procentowe) przeregulowania sygnału wyjściowego $\Delta_y^{\%}$ (ang. *overshoot*) zmierzone dla UR z przykładów 1–3. Wyniki te zebrane zostały w tabeli 1, gdzie kolejne układy regulacji zostały oznaczone odpowiednio:

- UR0 – referencyjny (bez ograniczenia sterowania) układ regulacji (rys. 2a),
- UR1 – UR z nasyceniem (rys. 2b),
- UR2 – UR z proponowanym systemem anti-windup (rys. 6),
- UR4 – UR z klasycznym systemem anti-windup (rys. 4).

Dla wszystkich tych UR przebadano odpowiedź na skokową zmianę wartości zadanej $r(t) = 1(t)$. Natomiast UR3 to układ z nasyceniem (rys. 2b), tu badano odpowiedź na pobudzenie typu „rampa” $r(t) = 1(t, \varepsilon)$.

Zaproponowany mechanizm anti-windup charakteryzuje duża elastyczność stosowania. Można go bowiem stosować zarówno w klasycznych regulatorach typu PI czy PID, gdzie działa równie dobrze, jak rozwiązania klasyczne lub lepiej, oraz do regulatorów pełnego rzędu (klasy PID^m , HO-PID) zachowując skuteczność działania przy jednoczesnym braku wzrostu złożoności jego realizacji.

Bibliografia

1. Wahyudi, Tarig Faisal, Abdulgani Albagul, *Anti-Windup Scheme for Practical Control of Positioning Systems*, “IIUM Engineering Journal”, Vol. 5, No. 2, 2012, DOI: 10.31436/iiumej.v5i2.378.
2. Kheirikhahan P., *Robust Anti-Windup Control Design for PID Controllers—Theory and Experimental Verification*, “Journal of Modern Processes in Manufacturing and Production”, Vol. 6, No. 3, 2017, 5–34.
3. Visioli A., *Practical PID Control*, Springer-Verlag, 2006.
4. Franklin G.F., Powell J.D., Emami-Naeini A., *Feedback Control of Dynamic Systems*, 7th Edition, Pearson, 2015.
5. Haugwitz S., Karlsson M., Velut S., Hagander P., *Anti-windup in mid-ranging control*, 44th IEEE Conference on Decision and Control, 2005, 7570–7575, DOI: 10.1109/CDC.2005.1583383.

6. Doroshenko A., *Problems of modelling Proportional-Integral-Derivative controller in automated control systems*, "MATEC Web of Conferences", Vol. 112, 2017, DOI: 10.1051/mateconf/201711205013.
7. Galeani S., Tarbouriech S., Turner M., Zaccarian L., *A Tutorial on Modern Anti-windup Design*, "European Journal of Control", Vol. 15, No. 3–4, 2009, 418–440, DOI: 10.3166/ejc.15.418-440.
8. Peng Y., Vrancic D., Hanus R., *Anti-windup, bumpless, and conditioned transfer techniques for PID controllers*, "IEEE Control Systems Magazine", Vol. 16, No. 4, 1996, 48–57, DOI: 10.1109/37.526915.
9. Åström K.J., Rundqwist L., *Integrator Windup and How to Avoid It*, 1989 American Control Conference, Pittsburgh, PA, USA, 1989, 1693–1698, DOI: 10.23919/ACC.1989.4790464.
10. da Silva L.R., Flesch R.C.C., Normey-Rico J.E., *Analysis of Anti-windup Techniques in PID Control of Processes with Measurement Noise*, "IFAC-PapersOnLine", Vol. 51, No. 4, 2018, 948–953, DOI: 10.1016/j.ifacol.2018.06.100.
11. Rundqwist L., *Anti-reset Windup for PID Controllers*, "IFAC Proceedings Volumes", Vol. 23, No. 8, Part 4, 1990, 453–458, DOI: 10.1016/S1474-6670(17)51865-0.
12. Rosołowski E., *Podstawy regulacji automatycznej*, Politechnika Wrocławska, Wrocław, 2021.
13. Åström K.J., Hägglund T., *PID controllers: theory, design and tuning*, 2nd Ed., Instrument Society of America, 1995.
14. Bieda R., *Analiza syntezy układu sterowania feedback-feed-forward z modelem niestabilnych, nieminimalnofazowych obiektów z opóźnieniem*, „Pomiary Automatyka Robotyka”, R. 28, Nr 4, 2024, 21–38, DOI: 10.14313/PAR_254/21.
15. Bieda R., *Kompleksowa analiza syntezy układu sterowania z modelem procesu dla obiektów nieminimalnofazowych z opóźnieniem i niestabilnych*, „Przegląd Elektrotechniczny”, R. 100, Nr 9, 2024, 11–21, DOI: 10.15199/48.2024.09.02.
16. Åström K.J., Murray R.M., *Feedback Systems, An Introduction for Scientists and Engineers*, 2nd Ed., Princeton University Press, 2020.
17. Huba M., Vrančić D., Bisták P., *PID Control With Higher Order Derivative Degrees for IPDT Plant Models*, "IEEE Access", Vol. 9, 2021, 2478–2495, DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3047351.
18. Huba M., Vrančić D., Bisták P., *PID^m Control for IPDT Plants, Part 2: Setpoint Response*, 26th Mediterranean Conference on Control and Automation, 2018.
19. Huba M., Bisták P., Vrančić D., *Robust Stability Analysis of Filtered PI and PID Controllers for IPDT Processes*, "Mathematics", Vol. 11, No. 1, 2023, DOI: 10.3390/math11010030.

Anti-Windup System in Control Loops with a Full-Order Controller

Abstract: The article discusses the issue of control signal saturation in automatic control systems and the phenomenon of windup, which may occur in controllers with integrating properties. Various countermeasures to this phenomenon are presented, including anti-windup mechanisms that limit the effect of the integrative part of the controller under conditions of control signal saturation. A structural proposal for an anti-windup system designed for full-order controllers is introduced, based on dynamic positive corrective feedback. A comparative evaluation of the performance of different control configurations with anti-windup mechanisms, including the proposed solution, was conducted through simulation.

Keywords: high-order controller, control signal saturation, integrator windup, dynamic feedback correction, control system

dr inż. Robert Bieda

robert.bieda@polsl.pl

ORCID: 0000-0001-7485-0073



Absolwent Wydziału Automatyki, Elektroniki i Informatyki Politechniki Śląskiej w Gliwicach. Uzyskał tytuł magistra inżyniera w 2002 r. oraz stopień doktora nauk technicznych w 2006 r., w dziedzinie automatyka i robotyka. Obecnie na stanowisku adiunkta w Katedrze Automatyki i Robotyki na Wydziale Automatyki, Elektroniki i Informatyki Politechniki Śląskiej. Jego zainteresowania badawcze obejmują zagadnienia związane z analizą i fuzją sygnałów, systemami sterowania, systemami klasyfikacji i podejmowania decyzji oraz sterowaniem opartym na informacji wizyjnej z zastosowaniem w bezzałogowych statkach powietrznych i interakcji człowiek-komputer.