

Nastawy regulatora kursu dla autopilota statku

Zbigniew Świder

Politechnika Rzeszowska, Katedra Informatyki i Automatyki, al. Powstańców Warszawy 12, 35-959 Rzeszów

Streszczenie: Przedstawiono wybrane metody doboru nastaw PID dla regulatora kursu w autopilocie statku. Spójność projektowania jest możliwa dzięki temu, że zastosowano model Nomoto dla statku oraz dzięki eliminacji przez regulator stałej czasowej obiektu, przez co układ zamknięty staje się układem 2-go rzędu. W dwóch przypadkach założono dodatkowo, że układ ten ma mieć podwójną stałą czasową, różniącą się w zadanym stosunku r od stałej czasowej obiektu. Pokazano, że tak zaprojektowany regulator kursu zapewnia przebiegi aperiodyczne krytyczne przy skokowej zmianie wartości zadanej oraz lepiej tłumí zakłócenia środowiskowe niż standardowo nastrojone regulatory.

Słowa kluczowe: regulator PID, autopilot statku, dobór nastaw, odpowiedź skokowa

1. Wprowadzenie

Powszechnie stosowanym w praktyce algorytmem sterowania kursem statku jest PID z nastawami wyznaczonymi dla prostego opisu dynamiki statku, znanego w literaturze jako *model Nomoto* [1–3]. Ma on postać integratora ze stałą czasową i jego współczynniki są określane na podstawie prób morskich (zwykle na otwartych wodach). Dodatkowo, śledzenie prostoliniowego fragmentu trasy, inaczej ścieżki pomiędzy dwoma zadanymi punktami na mapie, można realizować w układzie kaskadowym [4, 5] z regulatorem nadrzędnym (także PID) wyznaczającym zadany kurs dla regulatora podrzędnego (również PID).

Parametry modelu Nomoto, a więc i nastawy PID, można uzależnić od prędkości statku otrzymując adaptacyjny regulator kursu (utrzymujący zadany kurs magnetyczny). Trudnością jest jednak uzależnienie ich od stopnia załadowania, zmiennego dla wielu typów statków, oraz innych czynników. Rozwiązaniem może być tutaj rozmyty regulator PID, w którym na podstawie odchyłki kursu i prędkości jej zmiany co pewien czas koryguje się nastawy według wcześniej przygotowanych reguł [6, 7].

Wzorcowe nastawy regulatora PID sterującego kursem statku podane są m.in. w książkach Fossena [2, 3], fundamentalnych dla automatyki okrętowej. Zakłada się tam, że układ zamknięty, na razie tylko z regulatorem PD, ma mieć transmitancję 2-go rzędu o częstotliwości naturalnej ω_n i współczynniku tłumienia ξ zawartego w przedziale [0,8; 1]. Składową I, dołączaną następnie do PD, określa wzór heurystyczny (pochodzący od Balchena).

Z takich nastaw wzorcowych korzysta obecnie wielu autorów, np. [7, 8].

Alternatywą dla tych nastaw mogą być nastawy podane w [8, 9] (obliczone metodą lokacji biegunów), sformułowane przy założeniu podwójnej stałej czasowej układu zamkniętego (tłumienie krytyczne), która w zadanym stosunku ma różnić się od stałej czasowej statku. Dzięki eliminacji przez regulator tej stałej czasowej, układ zamknięty staje się układem 2-go rzędu, ale bez sięgania po zależność heurystyczną.

Wśród komercyjnych autopilotów statków wykorzystujących regulatory PID pierwszą grupę stanowią proste regulatory kursu, których nastawy dobierane są ręcznie, np. [12]. Do drugiej grupy należą autopiloty wyposażone w GPS [13], które mogą kierować statek do wybranego punktu (ang. *Goto Waypoint*) lub przechwytywać założoną ścieżkę między dwoma punktami na mapie (ang. *Goto Track*). Trzecią grupę stanowią zaawansowane rozwiązania z wbudowanym trybem śledzenia ścieżki oraz możliwością planowania optymalnej trasy podróży na urządzeniu ECDIS (ang. *Electronic Chart Display Information System*). Producenci autopilotów nie podają jednak, według jakich zależności dobierane są nastawy regulatorów.

2. Układy regulacji kursu statku

2.1. Model statku i regulator PID

Dla celów projektowania układów regulacji prostym opisem dynamiki statku dla sterowania kursem φ za pomocą wychylenia steru δ jest model Nomoto [1–3] w postaci transmitancji trzeciego rzędu

$$\frac{\varphi(s)}{\delta(s)} = \frac{k(T_c s + 1)}{s(T_a s + 1)(T_b s + 1)}, \quad (1)$$

gdzie k jest wzmocnieniem statycznym a T_a , T_b , T_c stałymi czasowymi. Na podstawie prób na otwartym morzu można wyznaczyć wartości wszystkich współczynników modelu [2, 10], a także uprościć go do postaci transmitancji drugiego rzędu w postaci

Autor korespondujący:

Zbigniew Świder, swiderzb@prz.edu.pl

Artykuł recenzowany

nadesłany 18.02.2024 r., przyjęty do druku 10.04.2024 r.



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

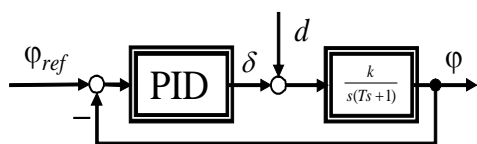
$$\frac{\varphi(s)}{\delta(s)} = \frac{k}{s(Ts+1)}, T = T_a + T_b - T_c, \quad (2)$$

czyli jako integrator o wzmacnieniu k i stałej czasowej T . Dodatkowo współczynnik wzmacnienia k jest wprost proporcjonalny do aktualnej prędkości statku V , a stała czasowa T odwrotnie proporcjonalna, czyli $k = k_0 \cdot V/V_0$ oraz $T = T_0 \cdot V_0/V$, gdzie początkowe wartości k_0, T_0 są określane na podstawie wyników prób morskich wykonywanych przy nominalnej prędkości V_0 .

W dalszej części rozważany będzie układ regulacji kursu pokazany na rys. 1, w którym φ_{ref} reprezentuje wartość zadaną (kurs magnetyczny), δ sterowanie (wychylenie steru), d łączące zakłócenia środowiskowe (wiatr, fale lub prąd morski) a φ aktualny kurs statku (magnetyczny). Standardowy regulator PID ma postać

$$R(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) = k_p \frac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{(T_1 + T_2) s}, \quad (3)$$

$$T_i = T_1 + T_2, \quad T_d = \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} \leq \frac{T_i}{4},$$



Rys. 1. Ogólny schemat układu regulacji kursu
Fig. 1. General diagram of the heading control system

W praktycznej realizacji algorytmu PID składowa różniczkująca jest dodatkowo uzupełniana filtrem o stałej czasowej T_d/D , czyli ma postać

$$\frac{T_d s}{(T_d/D)s + 1} = \frac{T_d s}{(1/N)s + 1}, \quad N = \frac{D}{T_d}. \quad (4)$$

Łatwo można sprawdzić, że dla $D \geq 4$ odpowiedź skokowa układu z filtrem różniczkowania praktycznie nie różni się od odpowiedzi bez tego filtru.

2.2. Nastawy PID według Åströma-Hägglunda

W 1943 r. Ziegler i Nichols przedstawili metodę cyklu granicznego dla eksperymentalnego doboru nastaw regulatorów polegającą na doprowadzeniu układu z regulatorem P do granicy stabilności. Należy wtedy odczytać wzmacnienie krytyczne k_{cr} i okres drgań T_{cr} , a następnie obliczyć nastawy regulatora. Dla regulatora PID wzory mają postać:

$$k_p = 0,6 k_{cr}, \quad T_i = 0,5 T_{cr}, \quad T_d = 0,125 T_{cr} \quad (5)$$

Klasyczny eksperyment Zieglera-Nicholsa nie jest jednak wygodny ze względu na konieczność ręcznego ustawiania wzmacnienia. Stąd zainteresowanie, jakie wzbudził oryginalny pomysł Åströma i Hägglunda [11], w którym zaproponowano automatyzację eksperymentu Zieglera-Nicholsa poprzez sterowanie przekaźnikowe w układzie z rys. 2a. Po przełączeniu na T (ang. *Tune*) obiekt jest sterowany przez przekaźnik dwupołożeniowy z histerezą. Amplituda zmian sterowania wynosi U , natomiast histereza H (rys. 2b). W układzie powstają drgania

ustalone, z których należy odczytać amplitudę A_{cr} i okres T_{cr} , a następnie korzystając z funkcji opisującej przekaźnika, albo reguł Zieglera-Nicholsa, bądź ich modyfikacji, obliczyć nastawy.

Niech R, I określają wartości bezwzględne części rzeczywistej i urojonej transmitancji obiektu dla częstotliwości $\omega_{cr} = 2\pi / T_{cr}$, tzn.

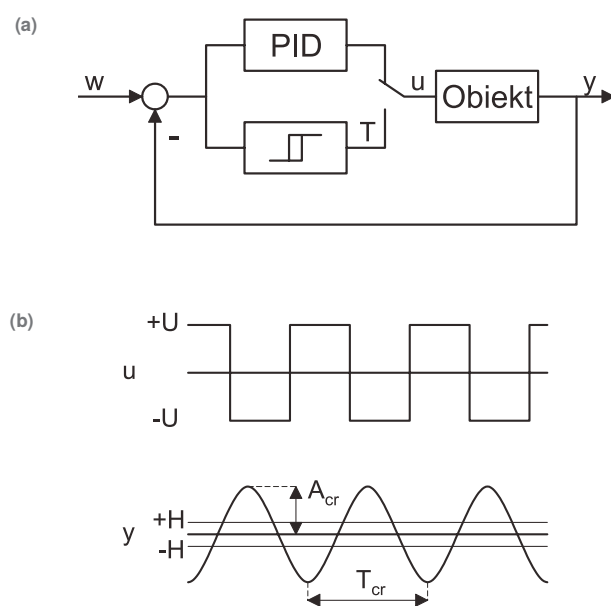
$$G_o(j\omega_{cr}) = -R - jI. \quad (6)$$

Z warunku Nyquista określającego cykl graniczny przy sterowaniu przekaźnikowym otrzymuje się zależności

$$R = \frac{\pi}{4U} \sqrt{A_{cr}^2 - H^2}, \quad I = \frac{\pi H}{4U}, \quad M = \sqrt{R^2 + I^2},$$

$$\Phi = \pi - \arctg \frac{I}{R}. \quad (7)$$

Niestety daje to tylko jeden punkt charakterystyki amplitudowo-fazowej obiektu, co pokazano na rys. 3a, więc na dobre nastrojenie regulatora nie ma raczej co liczyć.



Rys. 2. Strojenie przekaźnikowe: (a) układ; (b) typowe przebiegi
Fig. 2. Relay tuning: (a) circuit; (b) typical waveforms

W pracy Åströma i Hägglunda [11] do wyznaczenia nastaw stosowany jest warunek

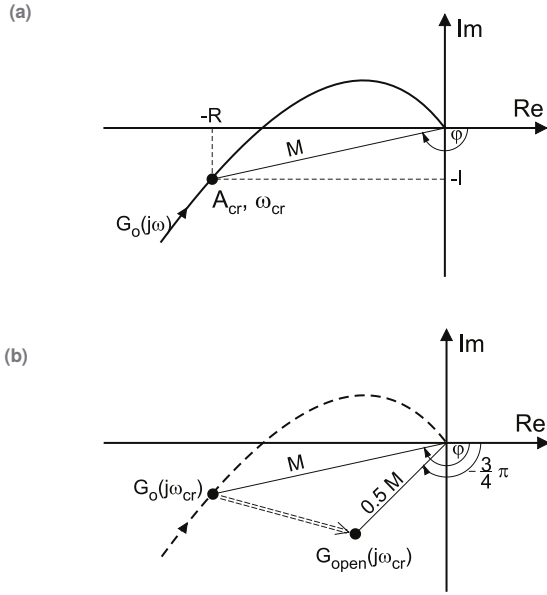
$$G_o(j\omega_{cr})G_{PID}(j\omega_{cr}) = 0,5e^{-j\frac{3}{4}\pi} \quad (8)$$

stanowiący kombinację 2-krotnego zapasu modułu i zapasu fazy równego 45° . Czulość regulatora będzie więc mniejsza, niż w przypadku nastawienia wg reguł Zieglera-Nicholsa. Na rys. 3b pokazano, jaki skutek wywiera warunek (4) na transmitancję układu otwartego (*open*) dla częstotliwości ω_{cr} .

Ponieważ warunek (8) pozwoli określić tylko dwa związki między trzema nastawami k_p, T_i, T_d regulatora PID, więc potrzebny jest trzeci warunek, aby jednoznacznie wyznaczyć nastawy. Może nim być np. $T_d = T_i / 4$ (jak w regułach Zieglera-Nicholsa). Łatwo sprawdzić, że wstawiając $k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$ oraz $T_d = T_i / 4$ do (8), a także uwzględniając (6) i (7), otrzymamy nastawy

$$k_p = \frac{2}{M} \frac{\omega_{cr} T_i}{(\omega_{cr} T_i)^2 + 4}, \quad T_i = \frac{2}{\omega_{cr}} \tan \frac{1}{2} \left(\Phi - \frac{\pi}{4} \right), \quad T_d = \frac{T_i}{4}. \quad (9)$$

Jeżeli zachodzi warunek $A > \sqrt{2}H$, a tak zwykle jest przy znacznej amplitudzie U , to $R > I$, czyli $\Phi > 0,75\pi$ (czyli 145°). Realne proporcje są więc mniej więcej takie, jak na rys. 3b. Zatem dla częstotliwości ω_{cr} regulator PID zwiększa fazę o $\Phi - 0,75\pi$, zaś moduł jego transmitancji wynosi $0,5/M$.



Rys. 3. Charakterystyka amplitudowo-fazowa: (a) obiekt; (b) układ otwarty dla warunku Åströma-Hägglunda
Fig. 3. Amplitude-phase characteristics: (a) object; (b) an open system for the Åström-Hägglund condition

2.3. Nastawy PID według Fossena

W fundamentalnych książkach Fossena [2, 3] jako transmitancję układu zamkniętego przyjęto

$$G_{cl}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad \xi \in [0,8 \quad 1] \quad (10)$$

z dwoma parametrami projektowymi ω_n , ξ . Projektowany jest tam najpierw regulator PD, do którego następnie składową I dobiera się heurystycznie. Podane w [2, 3] nastawy, nazywane dalej wzorcowymi, mają postać

$$k_p = \frac{T\omega_n^2}{k}, \quad T_d = \frac{2\xi T\omega_n - 1}{T\omega_n^2}, \quad T_i = \frac{10}{\omega_n}. \quad (11)$$

Przyjmijmy teraz dodatkowy parametr projektowy – dzielnik redukcyjny r . Jeżeli $r > 1$, to stała czasowa T_{cl} układu zamkniętego ma być r -krotnie mniejsza od stałej czasowej statku T (układu otwartego). Stała czasowa T_{cl} odpowiada więc odwrotności modułu części rzeczywistej pierwiastka mianownika, czyli

$$T_{cl} = \frac{1}{\xi\omega_n}. \quad (12)$$

Ponieważ $T_{cl} = T/r$, więc $\omega_n = r/(\xi T)$ po podstawieniu do (11) daje nastawy Fossena z nowymi dwoma parametrami projektowymi r oraz ξ :

$$k_p = \frac{r^2}{kT\xi^2}, \quad T_i = 10 \frac{T\xi}{r}, \quad T_d = T\xi^2 \frac{2r-1}{r^2}. \quad (13)$$

2.4. Nastawy obliczone metodą lokacji biegunów

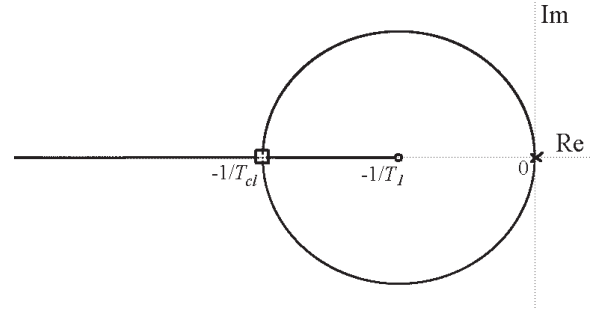
Tryb projektowania polega na takim doborze nastaw regulatora PID (3), aby transmitancja układu zamkniętego miała postać (z podwójnym biegunem w mianowniku, [8, 9])

$$G_{cl}(s) = \frac{T_1 s + 1}{(T_{cl} s + 1)^2}, \quad T_{cl} = \frac{T}{r}. \quad (14)$$

Również tu dzielnik redukcyjny r jest parametrem projektowym. Eliminacja stałej czasowej T przez podstawienie $T_2 = T$ w regulatorze (3) daje transmitancję układu otwartego w postaci

$$G_{op}(s) = \frac{k_p k_o}{T_1 + T} \cdot \frac{T_1 s + 1}{s^2} = K \cdot \frac{T_1 s + 1}{s^2}. \quad (15)$$

Przebieg linii pierwiastkowej dla transmitancji (15) przedstawiono na rys. 5. Poszukujemy teraz takiego punktu na linii pierwiastkowej, aby w transmitancji układu zamkniętego wystąpił podwójny biegun w punkcie $(-1/T_{cl}, j0)$, czyli punktu rozwidlenia linii pierwiastkowej.



Rys. 4. Linia pierwiastkowa dla transmitancji (15)
Fig. 4. Root locus for transfer function (15)

Transmitancję układu zamkniętego $G_{cl}(s) = G_{op}(s)/(1 + G_{op}(s))$ przekształcamy tak, aby ostatnim elementem mianownika było 1. Mianownik ten powinien być taki sam, jak mianownik w (14), czemu odpowiada równanie

$$\frac{T_1 + T}{k_p k} s^2 + T_1 s + 1 = (T_{cl} s + 1)^2. \quad (16)$$

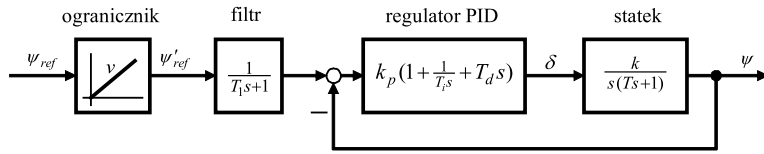
Wynikają stąd wprost wzory na T_1 i k_p w zależności od T_{cl} czyli

$$T_1 = 2T_{cl}, \quad k_p = \frac{1}{k} \frac{T_1 + T}{T_{cl}^2}. \quad (17)$$

Ponieważ $T_{cl} = T/r$, według (14), więc przy warunku $T_2 = T$ otrzymuje się finalne nastawy regulatora k_p , T_i , T_d

$$k_p = \frac{1}{kT} r(r+2), \quad T_i = T \frac{r+2}{r}, \quad T_d = T \frac{2}{r+2}. \quad (18)$$

Układ zamknięty będzie miał postać $G_{cl,F}(s) = 1/(T_{cl} s + 1)^2$, jeśli układ z rys. 1 uzupełnimy o filtr F wartości zadanej o transmitancji $G_F(s) = 1/(T_F s + 1)$, gdzie $T_F = T_1 = 2T/r$. Można go również uzupełnić o ogranicznik prędkości nara-



Rys. 5. Układ sterowania dla regulatora kursu z ogranicznikiem i filtrem
Fig. 5. Control system for heading regulator with rate limiter and prefilter

stania wartości zadanej (przy jej skokowej zmianie), jak to pokazano na rys. 5.

3. Badania symulacyjne

Do testów porównawczych przyjęto znormalizowaną transmiencję statku (model Nomoto) w postaci

$$\frac{\varphi(s)}{\delta(s)} = \frac{k}{s(Ts + 1)} = \frac{1}{s(s + 1)}, \text{ czyli } k = 1, T = 1. \quad (19)$$

Na wstępie układ regulacji przełączono w tryb T (*Tune*) jak na rys. 2a, gdzie obiekt (statek) jest sterowany przez przekaźnik dwupołożeniowy z histerzą. Amplituda zmian sterowania wynosiła $U = 1$, natomiast histerza $H = 0,01$. Odczytano amplitudę drgań krytycznych $A_{cr} = 0,4874$ oraz okres oscylacji równy $T_{cr} = 1,258$, a następnie obliczono $k_{cr} = (4U)/(\pi A_{cr}) = 0,2612$ oraz $T_{cr} = T_{osc} = 1,258$. Korzystając z podanych wcześniej wzorów obliczono nastawy regulatora PID dla wybranych metod strojenia, a wyniki przedstawiono w tab. 1.

Na rys. 6 przedstawiono odpowiedzi skokowe i zakłóceniewe dla tych czterech zestawów nastaw z tab. 1. Warto zauważyć, że stosując standardowe metody inżynierskie strojenia regulatorów (cyklu granicznego Zieglera-Nicholsa oraz zmodyfikowa-

naną Åströma-Hägglunda) otrzymujemy przebiegi oscylacyjne ze stosunkowo dużym przeregulowaniem (rzędu 50 %) oraz długim czasem regulacji t_r . Najlepsze wyniki daje tu strojenie metodą lokacji biegunów (opisaną m.in. w [8, 9]), gdzie otrzymujemy stosunkowo krótki czas regulacji przy przebiegach aperiodycznych krytycznych (odpowiedź skokowa).

Na rys. 7 przedstawiono ponownie odpowiedzi skokowe i zakłóceniewe, ale dla parametru projektowego r zmniejszonego do wartości 2 (czyli stała czasowa układu zamkniętego ma być dwukrotnie mniejsza od stałej czasowej układu otwartego).

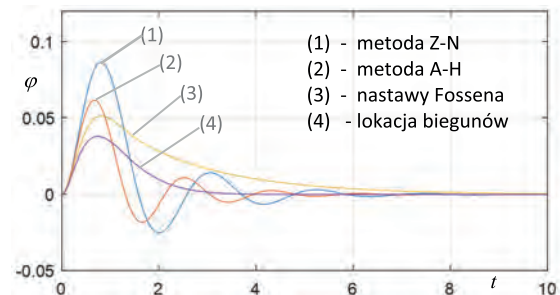
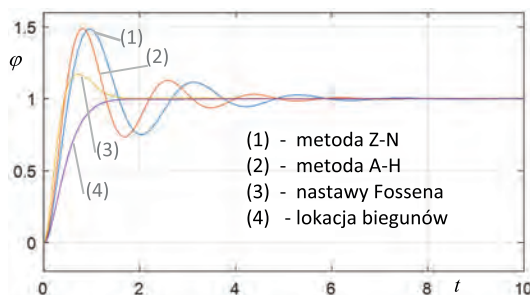
Odpowiedź skokowa i zakłóceniewa dla strojenia metodą Zieglera Nicholsa oczywiście się nie zmieniła (nie zależy od parametru r), natomiast nastąpiło znaczne pogorszenie odpowiedzi zakłóceniewej dla nastrojenia regulatora metodą Fossena. Dla pozostałych metod pogorszenie odpowiedzi było nieznaczne.

Porównano również odpowiedzi dla parametru $r = 3$ w sytuacji, gdy do wszystkich układów regulacji dodano filtr wstępny F wartości zadanej (zgodnie z rys. 5) oraz ogranicznik prędkości narastania sygnału. Wyniki przedstawiono na rys. 8.

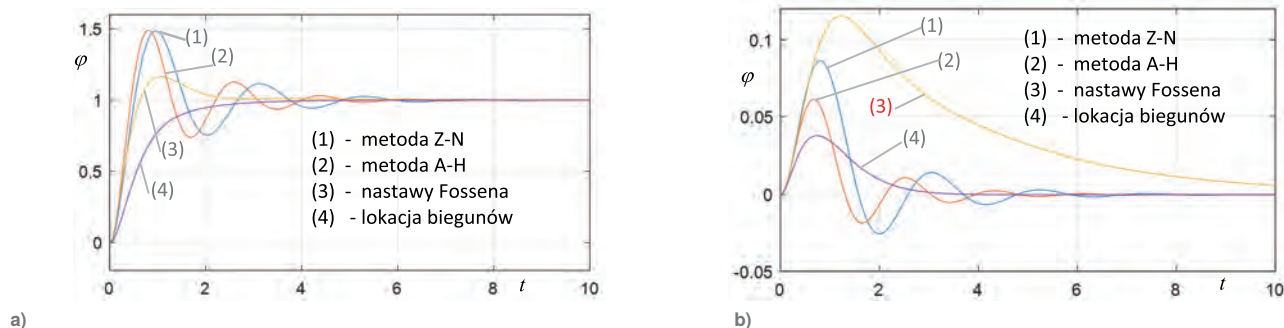
Można zauważyć, że w dwóch pierwszych przypadkach przeregulowanie zmniejszyło się, a dla nastaw Fossena przebiegi stały się aperiodyczne krytyczne. Odpowiedzi na skokowe zakłócenie oczywiście nie zmieniły się (gdyż nie zależą od filtra F). Tutaj również, zarówno odpowiedź skokowa jak i zakłóceniewa, jest najkorzystniejsza dla projektowania metodą lokacji biegunów.

Tab. 1. Nastawy regulatora PID kursu statku dla wybranych metod
Tab. 1. Setting of the ship heading PID controller for selected methods

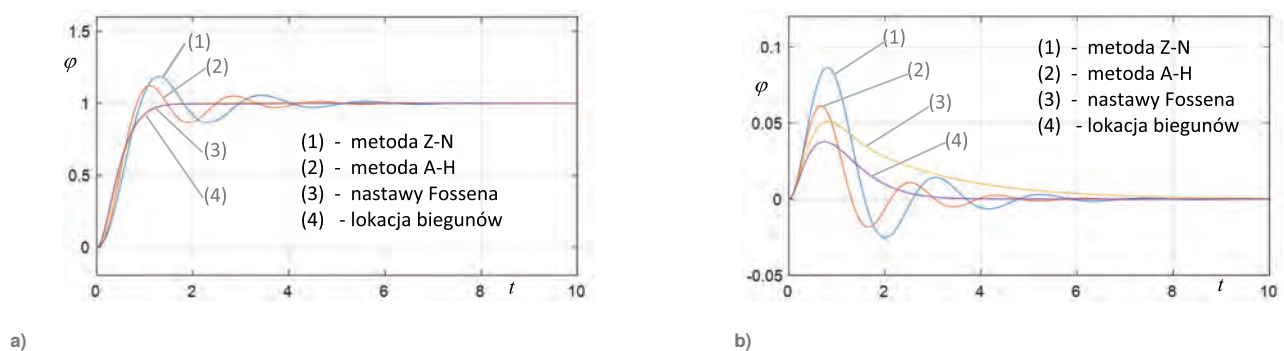
Metoda	Parametry projektowe	Wzory	k_p	T_i	T_d	p %	
Zieglera-Nicholsa	(brak)	(5)	10,9	0,74	0,18	48 %	6,5
Åströma-Hägglunda	$\xi = 0,7$ $r = 3$	(9)	15,7	0,63	0,16	49 %	5,5
Fossena	$r = 3$	(13)	18,4	2,33	0,27	17 %	1,5
Lokacji biegunów	$r = 3$	(18)	15,0	1,67	0,40	0 %	1,5



Rys. 6. Odpowiedzi skokowe (a) i zakłóceniewe (b) z regulatorem PID (dla $r = 3$)
Fig. 6. Step (a) and disturbance (b) responses with PID controller (for $r = 3$)



Rys. 7. Odpowiedzi skokowe (a) i zakłóceniewe (b) z regulatorem PID (dla $r = 2$)
Fig. 7. Step (a) and disturbance (b) responses with PID controller (for $r = 2$)



Rys. 8. Odpowiedzi skokowe (a) i zakłóceniewe (b) z regulatorem PID i filtrowaniem wartości zadanej
Fig. 8. Step (a) and disturbance (b) responses with PID controller and setpoint filtering

4. Podsumowanie

W artykule przedstawiono i porównano kilka wybranych metod doboru nastaw PID dla regulatora kursu w autopilocie statku. Spójność projektowania jest możliwa dzięki temu, że przyjęto ogólnie znany model Nomoto oraz dzięki eliminacji przez regulator stałej czasowej obiektu, gdyż wtedy układ zamknięty staje się układem 2-go rzędu. W dwóch przypadkach założono dodatkowo, że stała czasowa odpowiedniego układu zamkniętego r -krotnie różni się od stałej czasowej modelu statku. W podanej tabeli nastaw PID występują jedynie parametry modelu Nomoto oraz parametr projektowy r . Pokazano również, że w takim przypadku regulator lepiej tłumi zakłócenia środowiskowe niż standardowo nastrojone regulatory.

Bibliografia

- Nomoto K., Taguchi T., Honda K., Hirano S., *On the steering Qualities of Ships*, Technical Report, International Shipbuilding Progress, Vol. 4, 1957, 354–370.
- Fossen T.I., *Guidance and Control of Ocean Vehicles* (4th ed.), Wiley, Chichester, 1999.
- Fossen T.I., *Marine Control Systems*, Marine Cybernetics, Trondheim, 2002.
- Morawski L., Pomirski J., Rak A., *A cascade control system for trajectory tracking*, 4th International Congress on Maritime Technological Innovations and Research, 2004, 265–276.
- Chen C.Y., Ruiz M.T., Delefortrie G., Vantorre M., Lataire E., *An Energy-Efficient Adaptive Course Control System for Ocean Surface Ships*, 11th International Workshop on Ship and Marine Hydrodynamics, Hamburg, 2019, DOI: 10.15480/882.3349.
- van Amerongen J., van Nauta Lemke H.R., van der Veen J.C.T., *An autopilot for ships designed with fuzzy sets*, “IFAC Proceedings Volumes”, Vol. 10, No. 16, 1977, 479–487, DOI: 10.1016/S1474-6670(17)69559-4.
- Tomera M., *Fuzzy Self-tuning PID controller for a Ship Autopilot*, Proceedings of the 12th International Conference on Marine Navigation and Safety of sea transportation, TransNav, Gdynia, 2017, DOI: 10.1201/9781315099132-15.
- Trybus L., Świder Z., Stec A., *Tuning Rules of Conventional and Advanced Ship Autopilot Controllers*, Automation 2015, 303–311, DOI: 10.1007/978-3-319-15796-2_31.
- Świder Z., Trybus L., *Consistent design of PID controllers for an autopilot*, “Polish Maritime Research”, Gdańsk, Vol. 30, No. 1, 2023, 78–85, DOI: 10.2478/pomr-2023-0008.
- Saari H., Djemai M., *Ship motion control using multi-controller structure*. “Ocean Engineering”, Vol. 55, 2012, 184–190, DOI: 10.1016/j.oceaneng.2012.07.028.
- Åström K.J., Hägglund T., *Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins*. “Automatica”, Vol. 20, No. 5, 1984, 645–651, DOI: 10.1016/0005-1098(84)90014-1.
- ALPHASEAPILOT MFC Autopilot Operating Manual*, Alphasron, <https://www.alphasronmarine.com>
- FAP-2000 Autopilot Operator Manual*, Furuno, <https://www.furuno.com>.

Inne źródła

Tuning the Heading Controller for the Ship's Autopilot

Streszczenie: Selected methods of PID settings for the heading controller in the ship's autopilot are presented. The consistency of the design is possible due to the fact that the Nomoto model was used for the ship and thanks to the elimination of the time constant of the object by the controller, so that the closed system becomes a 2nd order system. In two cases, it was additionally assumed that the system is to have a double time constant, differing in a given ratio r from the time constant of the object. It has been shown that the heading controller designed in this way provides critical aperiodic waveforms at a step change in the setpoint value and suppresses environmental disturbances better than standardly tuned controllers.

Słowa kluczowe: PID controller, ship autopilot, tunings methods, step response

dr hab. inż. Zbigniew Świder

swiderzb@prz.edu.pl

ORCID: 0000-0003-3504-5340

Absolwent Wydziału Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej (1984). Na Wydziale Automatyki, Elektroniki i Informatyki Politechniki Śląskiej w Gliwicach uzyskał stopień doktora nauk technicznych (1992) oraz doktora habilitowanego nauk technicznych (2004). Od początku pracy zawodowej zajmuje się sterownikami mikroprocesorowymi, a ostatnio metodami samostrojenia i adaptacji nastaw regulatorów, komputerowymi systemami automatyki oraz środowiskami inżynierskimi do programowania przemysłowych układów sterowania.

