

dr hab. inż. Zbigniew Świder, prof. dr hab. inż. Leszek Trybus, dr Andrzej Stec  
Katedra Informatyki i Automatyki  
Politechnika Rzeszowska

## AUTOMATYCZNE STROJENIE PRZEKAŹNIKOWE MIKROREGULATORA TEMPERATURY

*W artykule przedstawiono algorytm samostrojzenia przekaźnikowego zastosowany w mikroregulatorze temperatury RE71 z zielonogórskiego LUMEL-u. Daje on podobne wyniki do algorytmu Expert PID japońskiego regulatora SR-90 Shimaden. Nastawy regulatora PID zależą od dynamiki obiektu określonej przez stosunek opóźnienia do okresu oscylacji przekaźnikowych. Modyfikacji uległa także sama struktura pętli regulacyjnej.*

### RELAY SELFTUNING FOR TEMPERATURE MICROCONTROLLER

*Modification of relay self-tuning algorithm for RE71 temperature microcontroller (manufactured by LUMEL) was presented. Algorithm gives similar results as Expert PID algorithm implemented in SR-90 controller (by Shimaden). PID parameters depend on plant dynamics – delay to relay oscillation ratio. Controller block has also a special structure.*

## 1. WPROWADZENIE

Automatyczne strojenie, czyli samostrojzenie (*self-tuning*), jest zwykle przeprowadzane metodami odpowiedzi skokowej lub cyklu przekaźnikowego [1]. Odpowiedź skokową stosuje się wtedy, gdy w procesie występuje powtarzalny stan ustalony, czyli gdy pętlę regulacyjną można uznać za względnie wyizolowaną. Samostrojzenie przekaźnikowe wprowadzone przez Åströma i Hägglunda [2, 3] jest metodą automatyzującą znany eksperyment Zieglera-Nicholsa, który pozwala określić nastawy regulatora PID na podstawie parametrów cyklu granicznego powstającego w pętli z regulatorem P o dostatecznie dużym wzmocnieniu.

Metoda Åströma-Hägglunda nie daje jednak bezpośredniej informacji o tym, jak faktycznie będzie wyglądać odpowiedź pętli, oprócz tego, że gwarantowana jest stabilność. Dlatego jedną z prac realizowanych w Katedrze Informatyki i Automatyki Politechniki Rzeszowskiej, z inspiracji LUMEL-u Zielona Góra, było takie uzupełnienie samostrojzenia przekaźnikowego, aby dla możliwie szerokiej klasy obiektów odpowiedź pętli na skok wielkości zadanej była bliska aperiodycznej krytycznej (tzn. bez przeregulowania lub z małym przeregulowaniem), natomiast odpowiedź na skok zakłócenia pozostała lekko oscylacyjna. Wymagania takie są typowe dla automatyzacji procesów technologicznych, zwłaszcza dla regulacji temperatury w grzejnictwie elektrycznym. Prezentowaną metodę zastosowano między innymi w nowym mikroregulatorze temperatury RE71 z LUMEL-u.

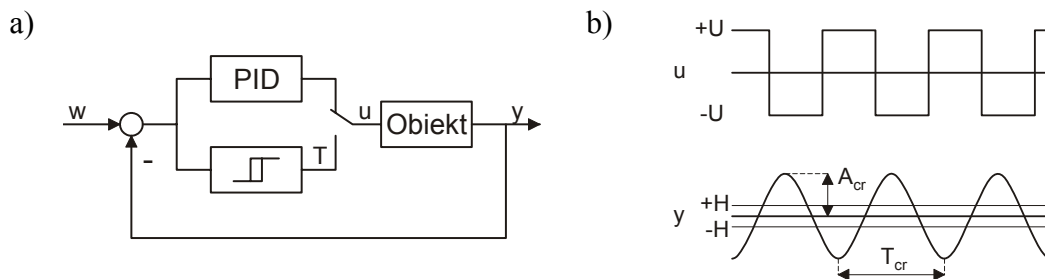
## 2. STROJENIE PRZEKAŹNIKOWE WEDŁUG ÅSTRÖMA-HÄGGLUNDA

W roku 1943 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 wzmocnienie krytyczne  $k_{cr}$  i okres drgań  $T_{cr}$ , a następnie według reguł podanych w tab. 1 obliczyć nastawy regulatora P, PI lub PID, zależnie od potrzeb. Odpowiadają one 2-krotnemu zapasowi modułu, co widać wprost ze wzoru  $k_p=0,5k_{cr}$  dla regulatora P. Dla typowych obiektów daje to przebiegi oscylacyjne.

Tab. 1. Reguły Zieglera-Nicholsa nastawiania regulatorów PID metodą cyklu granicznego

Regulator	$k_p$	$T_i$	$T_d$
P	$0,5 k_{cr}$		
PI	$0,45 k_{cr}$	$0,85 T_{cr}$	
PID	$0,6 k_{cr}$	$0,5 T_{cr}$	$0,125 T_{cr}$

Klasyczny eksperyment Zieglera-Nicholsa nie jest jednak wygodny ze względu na ręczne ustawianie wzmocnienia. Stąd zainteresowanie, jakie 25 lat temu wzbudził oryginalny pomysł Åströma i Hägglunda [2], w którym zaproponowano automatyzację eksperymentu Zieglera-Nicholsa poprzez sterowanie przekaźnikowe w układzie z rys. 1a. Po przełączeniu na T (*Tune*) obiekt jest sterowany przez przekaźnik dwupołożeniowy z histerezą. Amplituda zmian sterowania wynosi  $U$ , histereza –  $H$  (rys. 1b). W układzie powstają drgania ustalone, z których należy odczytać amplitudę  $A_{cr}$  i okres  $T_{cr}$ , a następnie korzystając z funkcji opisującej przekaźnika [1, 3], albo reguł Zieglera-Nicholsa, bądź ich modyfikacji, obliczyć nastawy.



Rys. 1. Strojenie przekaźnikowe: (a) układ; (b) typowe przebiegi

Strojenie przekaźnikowe jest obecnie szeroko stosowane w mikroregulatorach ze względu na prostotę realizacji programowej [4]. W przeciwieństwie do metody odpowiedzi skokowej nie wymaga się, aby w obiekcie występował powtarzalny stan ustalony. Strojenie przekaźnikowe można więc stosować do obiektów z interakcjami lub obiektów poddanych silnym zakłóceniom. Przebiega ono w układzie zamkniętym eliminując zakłócenia typu dryfu, a ponadto jest korzystne ze względów bezpieczeństwa. Ponieważ jednak wydobywa informację tylko o dynamice obiektu, a nie o statyce, więc wyniki strojenia są na ogół gorsze niż dla odpowiedzi skokowej [5].

Funkcji opisującej przekaźnika i uzasadnienia metody Åströma-Hägglunda jako dostępnych w podręcznikach nie będziemy tu przytaczać, ograniczając się tylko do wzorów potrzebnych w projektowaniu. Niech  $R$ ,  $I$  określają wartości bezwzględne części rzeczywistej i urojonej transmitancji obiektu dla częstotliwości  $\omega_{cr}=2\pi/T_{cr}$ , tzn.

$$G_o(j\omega_{cr}) = -R - jI. \quad (1)$$

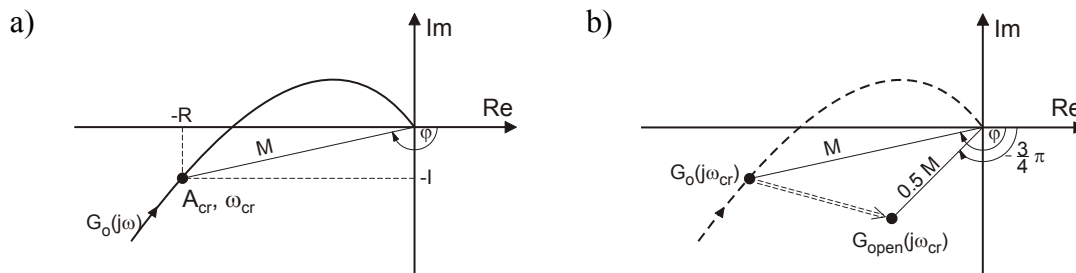
Z warunku Nyquista określającego cykl graniczny przy sterowaniu przekaźnikowym otrzymuje się

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

Mamy w ten sposób jeden punkt charakterystyki amplitudowo-fazowej obiektu, jak to pokazano na rys. 2a, gdzie

$$M = \sqrt{R^2 + I^2}, \quad \phi = \pi - \arctg \frac{I}{R}. \quad (3)$$

Jest to jednak zaledwie jeden punkt, co powoduje, że na dobre nastrojenie regulatora nie ma raczej co liczyć.



Rys. 2. Charakterystyka amplitudowo-fazowa: (a) obiekt; (b) układ otwarty dla warunku Åströma-Hägglunda

**Warunek projektowy.** W pracy Hägglunda i Åströma [3] do wyznaczenia nastaw jest stosowany warunek

$$G_o(j\omega_{cr})G_{PID}(j\omega_{cr}) = 0.5e^{-j\frac{3}{4}\pi} \quad (4)$$

stanowiący kombinację 2-krotnego zapasu modułu i zapasu fazy równego  $45^\circ$ . Czulość regulatora będzie więc mniejsza niż w przypadku nastawienia wg reguł Zieglera-Nicholsa. Na rys. 2b pokazano, jaki skutek wywiera warunek (4) na transmitancję układu otwartego (*open*) dla częstotliwości  $\omega_{cr}$ . Warunek ten zastosowano po raz pierwszy w regulatorze ECA szwedzkiej firmy SattControl (obecnie w koncernie ABB). Nastawy bardzo zbliżone do otrzymanych z (4) wyznacza także regulator SR-90 firmy Shimaden (rys. 9a).

**Trudność dla regulatora PI.** Bliższa analiza warunku (4) pokazuje jednak, że wiąże się z nim dość istotne ograniczenia. Można bowiem sprawdzić [6], że dodatnie wzmocnienie  $k_p$  i czas całkowania  $T_i$  regulatora PI o transmitancji  $k_p(1+1/(T_i s))$  otrzymuje się tylko dla amplitud  $A_{cr}$  spełniających nierówność

$$A_{cr} < \sqrt{2 + 1/8 - 1/\sqrt{2}} H \cong 1.2H. \quad (5)$$

W praktyce nierówność tą jest rzeczywiście niezwykle trudno spełnić, bo wymaga ona precyzyjnego doboru amplitudy sterowania  $U$ , a więc przynajmniej kilku prób dopasowujących. Natomiast sytuacją spotykaną powszechnie w sterownikach i regulatorach jest znaczna amplituda  $U$ , a więc również spora amplituda  $A$  zmian na wyjściu, wyraźnie większa niż histereza  $H$  [4]. Wynikiem strojenia przekąźnikowego na podstawie warunku (4) nie może więc być regulator PI.

**Regulator PID.** Jest zrozumiałe, że warunek (4) pozwoli określić tylko dwa związki między trzema nastawami  $k_p$ ,  $T_i$ ,  $T_d$  regulatora PID. Pozostaje sprawa trzeciego związku, aby nastawy wyznaczyć jednoznacznie. Może nim być np.  $T_d = T_i/4$  jak w regułach Zieglera-Nicholsa. Związek ten wykorzystuje m.in. Shimaden. Można sprawdzić, że wstawiając  $k_p(1+1/(T_i s)+T_d s)$  z  $T_d = T_i/4$  do (3) oraz uwzględniając (1) i (3) otrzymamy

$$T_i = \frac{2}{\omega_{cr}} \operatorname{tg} \frac{1}{2} \left( \phi - \frac{\pi}{4} \right), \quad k_p = \frac{2}{M} \frac{\omega_{cr} T_i}{(\omega_{cr} T_i)^2 + 4}, \quad T_d = \frac{T_i}{4}. \quad (6)$$

Zwrócimy uwagę, że jeżeli zachodzi  $A > \sqrt{2}H$ , a tak zwykle jest przy znacznej amplitudzie  $U$ , to  $R > I$ , czyli  $\phi > \frac{3}{4}\pi$  ( $145^\circ$ ). Realne proporcje są więc mniej więcej takie jak na rys. 2b. Zatem dla częstotliwości  $\omega_{cr}$  regulator PID zwiększa fazę o  $\phi - \frac{3}{4}\pi$ , zaś moduł jego transmitancji wynosi  $0,5/M$ .

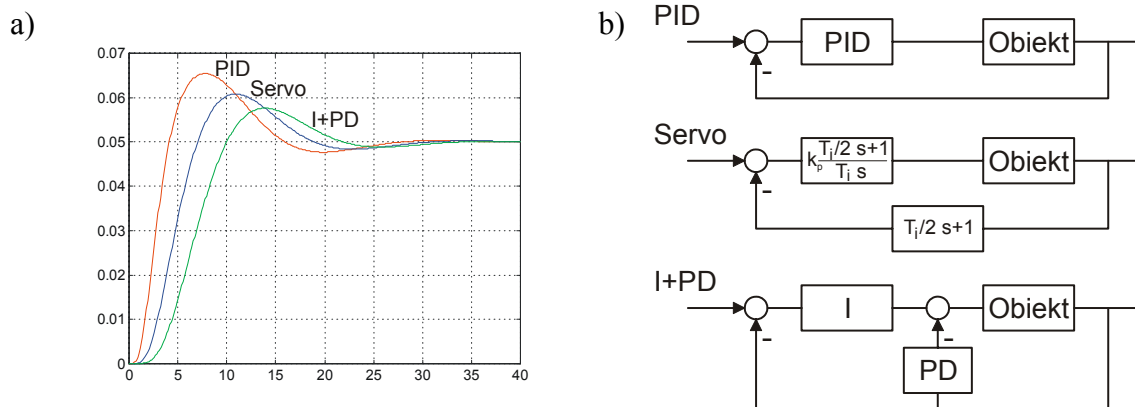
### 3. WYNIKI DLA WZORCOWYCH OBIEKTÓW

Wzorcowymi obiektami, dla których zbadamy skuteczność strojenia przekąźnikowego, są

$$\text{A: } \frac{1}{(20s+1)(0.5s+1)^4} \quad \text{B: } \frac{e^{-2s}}{(1.2s+1)^5} \quad (7)$$

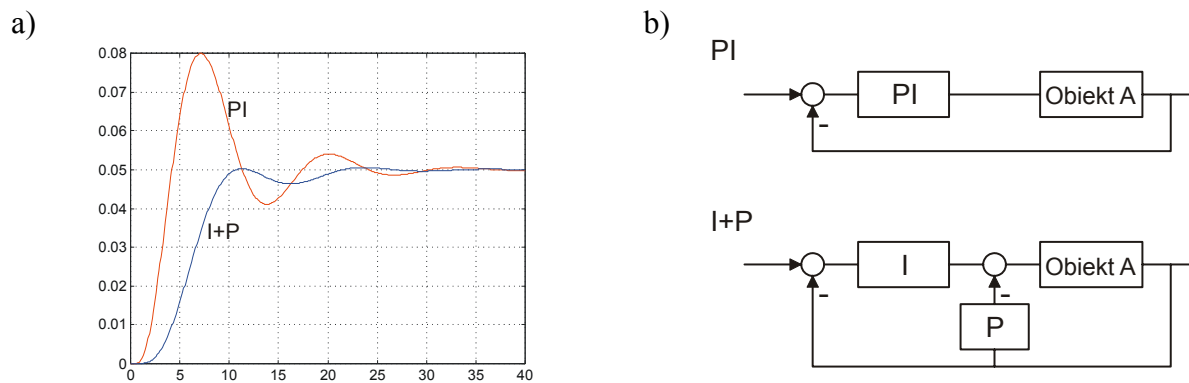
Transmitancje te służyły oryginalnie do demonstracji zbieżności znanego algorytmu adaptacji EXACT [7] (dotąd najwyżej ocenianego przez praktyków). Uważa się je za granice wyznaczające „stopień trudności” obiektów spotykanych w automatyzacji procesów, ponieważ pierwsza odpowiada znikomemu, a druga bardzo znacznemu opóźnieniu [8] (tzw. *bracketing extremes*). Pomiędzy nimi mieści się *spectrum* obiektów, z którymi normalnie mamy do czynienia.

**Obiekt A.** Symulację strojenia przekąźnikowego przeprowadzono dla amplitudy sterowania  $U = 0,22$  (22 %) i histerezy  $H = 0,005$  otrzymując  $A = 0,016$  i  $T_{cr} = 9,1$ . Ze wzorów (2), (3) obliczono kolejno  $R = 0,055$ ,  $I = 0,018$ ,  $M = 0,058$ ,  $\phi = 2,83$  ( $162^\circ$ ), a następnie z (6) nastawy PID:  $k_p = 7,7$ ,  $T_i = 4,7$ ,  $T_d = 1,2$ . Odpowiedź skokową pętli o standardowej strukturze, tj. z regulatorem PID w torze głównym, pokazano na rys. 3a. Preregulowanie wynosi prawie 31 %, co w wielu aplikacjach byłoby nadmierne. Zamieszczono więc także odpowiedzi dla dwu innych struktur, nazwanych Servo oraz I+PD, które w praktyce spotyka się często (pierwsza jest typowa dla serwomechanizmów). Preregulowanie dla tych dwu struktur jest mniejsze, odpowiednio 21 % i 15 %, ale nadal pozostaje.



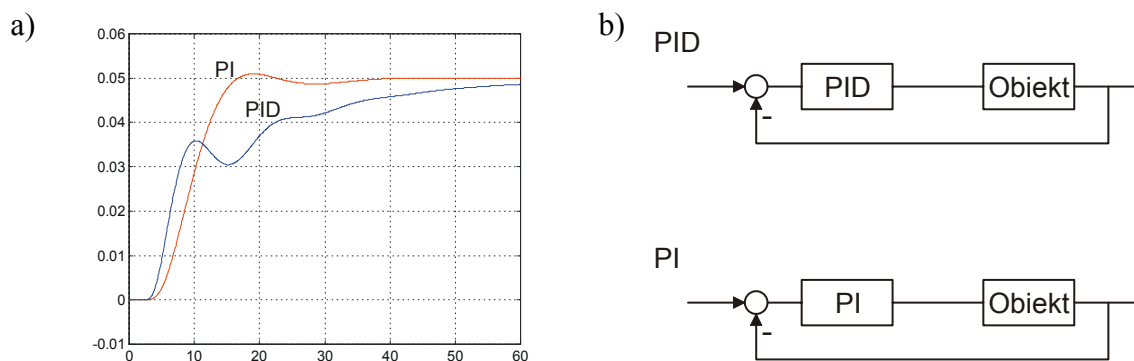
Rys. 3. Regulator PID dla obiektu A: (a) odpowiedzi skokowe; (b) struktury pętli regulacyjnych

Standardowa struktura z regulatorem PI dla nastaw  $k_p = 8,2$ ,  $T_i = 5,8$ , daje preregulowanie aż 60 % (rys. 4a). Likwiduje je dopiero rozdzielenie PI na I+P, ale odpowiedź zakłócenia pozostaje oczywiście silnie oscylacyjna.



Rys. 4. Regulator PID dla obiektu A: (a) odpowiedzi skokowe; (b) struktury pętli regulacyjnych

**Obiekt B.** Ze względu na znaczne opóźnienie amplituda sterowania  $U$  musi być teraz dużo mniejsza, aby wahania wyjścia nie były nadmierne. Dla  $U=0,05$  (5 %) i  $H=0,005$  otrzymano  $A_{cr}=0,038$ ,  $T_{cr}=16$ . Teraz  $R=0,59$ ,  $I=0,078$ ,  $M=0,60$ ,  $\phi=3,0$  ( $172^\circ$ ). Nastawy PID wynoszą:  $k_p=0,66$ ,  $T_i=10$ ,  $T_d=2,5$ . Odpowiedź skokową dla standardowej struktury PID pokazano na rys. 5a, ale jak widać, nie wygląda ona najlepiej. Odpowiedzi dla struktur Servo oraz I+PD nie pokazano, bo ustalają się one jeszcze wolniej. Dobrze prezentuje się natomiast odpowiedź dla regulatora PI z nastawami  $k_p=0,42$ ,  $T_i=4,1$ .



Rys. 5. Regulatory PID i PI dla obiektu B: (a) odpowiedzi skokowe; (b) struktury pętli

Wyniki przedstawione wyżej rodzą istotne pytanie, jak na podstawie przebiegu sterowania przekąźnikowego, a nie gotowej transmitancji, ocenić, czy obiekt ma niewielkie, czy znaczne opóźnienie. Dopiero wtedy można bowiem przesądzić o zastosowaniu regulatora PID lub PI. Warto byłoby także wskazać, jak dalej modyfikować strukturę regulatora PID dla obiektu o niewielkim opóźnieniu, aby zupełnie zlikwidować przeregulowanie (dla struktury I+PD i obiektu A wynosi ono jeszcze 15 %). Również nastawy regulatora PI dla takiego obiektu mogłyby być trafniejsze.

#### 4. UZUPEŁNIENIA SAMOSTROJENIA PRZEKAŹNIKOWEGO

**Opóźnienie a okres.** Rozważmy typowy obiekt inercyjny z opóźnieniem, tj.  $k_o e^{-\tau s} / (Ts + 1)$ . Miarą jego dynamiki jest względne opóźnienie  $\tau/T$ . Częstotliwość sterowania przekąźnikowego określa wzór  $\tau\omega_{cr} + \arctg(T\omega_{cr}) = \phi$  (zob. (3)). Widać więc, że stosunek  $\tau/T_{cr}$  (opóźnienie do okresu) będący funkcją  $\tau/T$  i  $\phi$  może służyć do oceny dynamiki obiektu.  $\phi$  nie ma jednak większego znaczenia, bo przy znacznych amplitudach sterowania

przyjmuje ono wartości w wąskim przedziale ( $155^\circ \dots 175^\circ$ ). Opóźnienie  $\tau$  można odczytać wprost z przebiegów jako odstęp czasu między momentem zmiany sterowania, a najbliższym maksimum lub minimum wyjścia. Przeprowadzone badania obiektu  $k_o e^{-\tau s} / (Ts + 1)$  dla  $\tau/T \in (0.05, 2)$ , a także obiektów wieloinercyjnych  $k_o / (Ts + 1)^n$  pokazały, że stosunek  $\tau/T_{cr}$  mieści się w przedziale od nieco poniżej 0,1 przy znikomym opóźnieniu, do prawie 0,3, gdy opóźnienie dominuje lub gdy  $n$  jest znaczne. Tak więc eksperymentalnie określony stosunek  $\tau/T_{cr}$  pozwala faktycznie wnioskować o tym, z jakim obiektem mamy do czynienia.

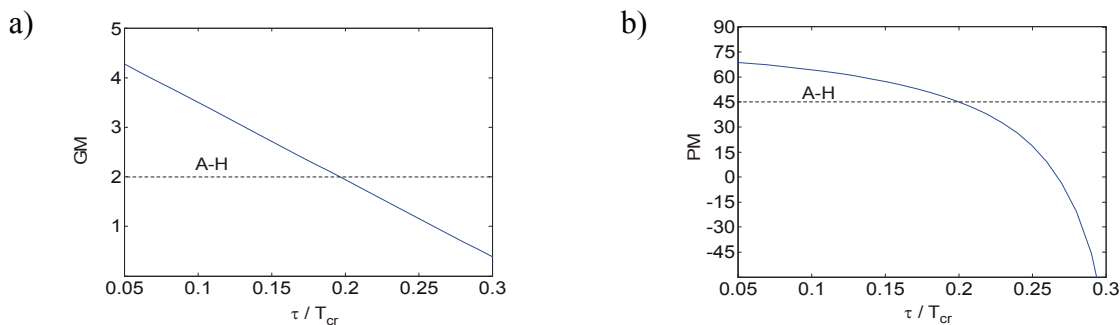
**Projektowanie.** Hägglund i Åström [3] dobierali nastawy regulatora PID z warunku (4) niezależnie od obiektu. Lepsze wyniki można jednak uzyskać uzależniając kombinację zapasu modułu  $GM$  (gain margin) i zapasu fazy  $PM$  (phase margin) od  $\tau/T_{cr}$ , czyli biorąc warunek projektowy w postaci

$$G_o(j\omega_{cr})G_{PID}(j\omega_{cr}) = \frac{1}{GM} e^{-j(\pi-PM)}. \quad (8)$$

Teraz zamiast (6) mamy trochę zmodyfikowane wzory na nastawy, tzn.

$$T_i = \frac{2}{\omega_{cr}} \operatorname{tg} \frac{1}{2} \left( \phi - \frac{\pi}{2} + PM \right), \quad k_p = \frac{GM}{M} \frac{\omega_{cr} T_i}{(\omega_{cr} T_i)^2 + 4}, \quad T_d = \frac{T_i}{4}. \quad (9)$$

Nomogramy uzależniające  $GM$  i  $PM$  od  $\tau/T_{cr}$ , które przyjęto do projektowania, są pokazane na rys. 6a, b. Dla  $\tau/T_{cr}$  bliskiego 0,2 mamy  $GM = 2$  i  $PM = \pi/4$ , czyli tak jak w (4) (linia A-H). Pozostałe wartości wybrano tak, aby kształt odpowiedzi pętli nie zależał istotnie od tego, z jakim obiektem mamy do czynienia, ale zachowywał umiarkowane przeregulowanie.



Rys. 6. Nomogramy kombinacji zapasów projektowych: a) modułu  $GM$ ; (b) fazy  $PM$  (w stopniach)

**Asymetria przekaźnika.** W metodzie Åströma-Hägglunda zakłada się, że przekaźnik jest symetryczny, tzn. sterowanie przyjmuje wartości  $+U$  lub  $-U$  (rys. 1b). Wymaga to odpowiedniego dopasowania ograniczeń sterowania przed rozpoczęciem samostrojenia. Nie można na to jednak liczyć, jeżeli samostrojenie ma być bezobsługowe. Symetria sterowania przekaźnikowego wokół wielkości zadanej  $w$  jest zachowana tylko dla  $w = 0,5$  (na zakresie  $0 \dots 1$ ) i obiektu liniowego o wzmacnieniu  $k_o = 1$ . Wszelkie odstępstwa powodują asymetrię (rys. 7a), a więc wydłużenie okresu  $T_{cr}$  i pogorszenie przebiegów. Obecnie problem asymetrii jest rozwiązany w następujący sposób:

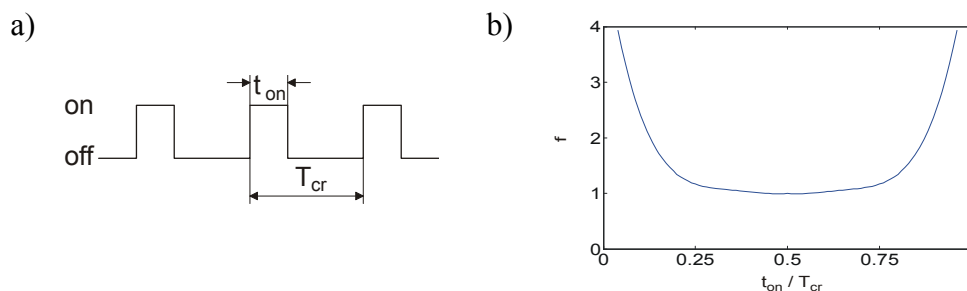
- na podstawie przebiegu sterowania przekaźnikowego określany jest dodatkowo czas włączenia  $t_{on}$  oraz stosunek  $t_{on}/T_{cr}$  reprezentujący stopień asymetrii
- dla otrzymanego stosunku  $t_{on}/T_{cr}$ , z wykresu na rys. 7b, wyznaczana jest wartość dzielnika korygującego  $f()$

- dla nomogramów  $GM$ ,  $PM$  (rys. 6a,b) oraz do obliczenia nastaw przyjmowany jest skorygowany okres

$$T_{cr}^* = \frac{T_{cr}}{f(t_{on}/T_{cr})}. \quad (10)$$

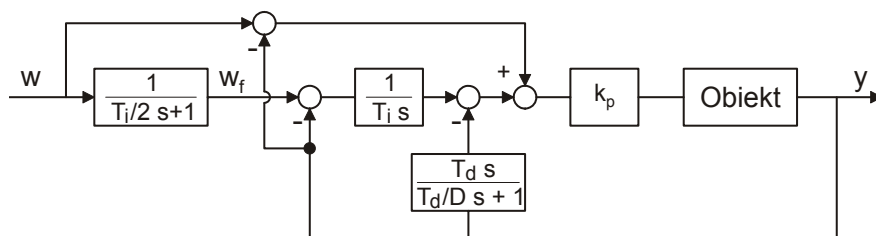
Jeżeli przebieg jest symetryczny, czyli  $f(t_{on}/T_{cr} = 0,5) = 1$ , to  $T_{cr}^* = T_{cr}$ . W pozostałych sytuacjach  $T_{cr}^* < T_{cr}$ , a więc wydłużenie cyklu spowodowane asymetrią zostaje skompensowane (lepiej lub gorzej). Wykres na rys. 7b reprezentuje taką korektę cyklu, że nastawy otrzymane dla dowolnego  $w$  są niemal takie same jak dla  $w = 0,5$ . Dotyczy to także wzmocnienia  $k_o \neq 1$ .

Sposób powyższy daje dobre wyniki dla obiektów liniowych, gdzie różnice nastaw przy zmianach  $w$  i  $k_o$  nie przekraczają 10%. Dla obiektów nieliniowych wyniki są gorsze, ale i tak lepsze, niż gdyby asymetrię zaniedbać w ogóle.



Rys. 7. Asymetria przekaźnika: (a) sterowanie; (b) dzielnik korygujący okres

**Struktura regulatora PID.** Preregulowanie odpowiedzi na skok wielkości zadanej często nie jest jednak akceptowane. Praktycy wolą odpowiedź gładką (aperiodyczną krytyczną) lub z minimalnym przeregulowaniem (do 5%), dopuszczając oscylacje w odpowiedzi zakłóceńowej. Jednoczesne spełnienie tych wymagań dla szerokiej klasy obiektów nie jest jednak proste. W wyniku prób i badań porównawczych przyjęto ostatecznie strukturę regulatora PID w postaci jak na rys. 8. Składowa P pobudzana jest błędem regulacji  $w - y$ , składowa D wyjściem  $y$ , natomiast składowa I modyfikowanym błędem  $w_f - y$ , gdzie  $w_f$  pochodzi od dolnoprzepustowego filtra  $1/(T_i s + 1)$ . Można w niej dopatrzeć się pewnej analogii do struktury Servo z rys. 3b (środkowa), która też eliminuje przeregulowanie.

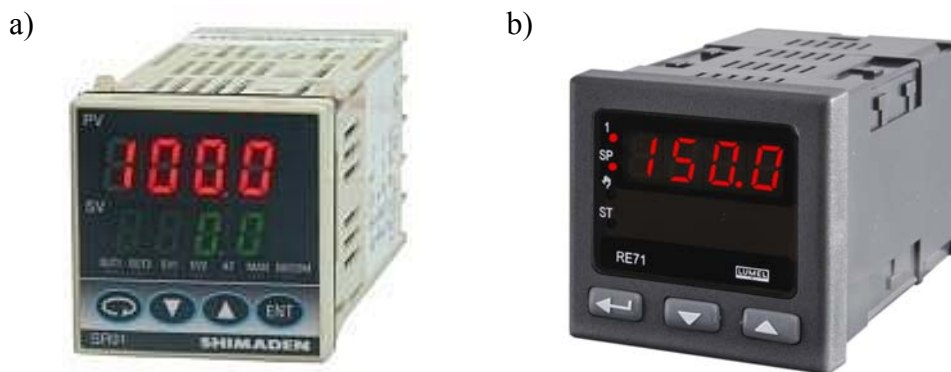


Rys. 8. Struktura pętli z regulatorem PID

Tak więc proponowane uzupełnienia samostrojonego przekaźnikowego [1, 2, 3] sprowadzają się do ogólniejszego warunku projektowego (10), nomogramów z rys. 6a,b, nastaw (11), korekty asymetrii według (12) i rys. 7b, oraz struktury regulatora PID jak na rys. 8.

## 5. REGULATORY SR-90 SHIMADEN I RE71 LUMEL

Zakłady LUMEL w Zielonej Górze wprowadzają aktualnie nową serię mikroregulatorów temperatury wyposażonych w samostrojenie przekaźnikowe. Sygnał sterujący jest dwupołożeniowy, z modulacją szerokości impulsów PWM. Mikroregulatory te są przeznaczone dla różnego typu pieców elektrycznych, urządzeń grzewczych i chłodniczych, powszechnie spotykanych w małych i średnich firmach (SME) przemysłu tworzyw sztucznych, spożywczego, meblarskiego itd. W firmach takich często brak personelu z doświadczeniem w zakresie automatyki, więc regulatory powinny być faktycznie bezobsługowe, tzn. niemal w każdych warunkach móc samoczynnie dobrać nastawy PID. W szczególności nie można liczyć na takie przygotowanie eksperymentu samostrojenia, jak we wspomnianym szwedzkim regulatorze ECA. Ponadto ponieważ chodzi o regulację temperatury, więc odpowiedź nastrojonej pętli nie może mieć przeregulowań.



Rys. 9. Mikroregulatory temperatury: (a) SR-90 Shimaden; (b) RE71 LUMEL

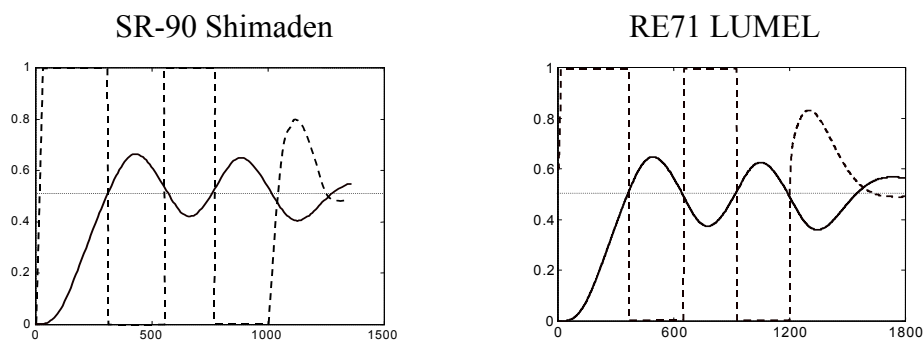
Jako wzór dla samostrojenia LUMEL przedstawił regulator SR-90 japońskiej firmy Shimaden (rys. 9a), który praktycy oceniają wysoko. SR-90 posiada bardzo efektywny algorytm samostrojenia przekaźnikowego nazywany *Expert PID*, który zapewnia automatyczny dobór nastaw dla regulacji grzania i chłodzenia. Dostępny jest szeroki zakres funkcji dodatkowych, w tym kontrola przepalenia elementu grzejnego, ustawiane przesunięcie punktu pracy, komunikacja RS-232 lub RS-485 itp. Regulator ma konfigurowane wejście dla termopar albo termo-rezystancyjne Pt-100, prądowe  $0/4\div 20$  mA, napięciowe  $0\div 100$  mV,  $0\div 10$  V oraz wyjście przekaźnikowe 240 V lub prądowe  $4\div 20$  mA. Wybranie funkcji AT (*auto-tune*) powoduje przejście do trybu sterowania przekaźnikowego z maksymalną amplitudą (*on-off*). Po kilku przełączeniach, na podstawie parametrów przebiegu obliczane są nastawy regulatora PID. SR-90 jest często spotykany w kraju, m.in. w przemyśle tworzyw sztucznych i kablowym.

Opis samostrojenia w dokumentacji regulatora SR-90 jest jednak bardzo oszczędny (w porównaniu np. z ECA). Tym niemniej badania laboratoryjne dla różnego typu obiektów dostarczyły autorom pewnych wskazówek, które faktycznie spowodowały wprowadzenie większości uzupełnień do standardowego algorytmu Åströma-Hägglunda, które przedstawiono wyżej. Program bloku PID wraz z uzupełnionym algorytmem samostrojenia znalazł się w nowym mikroregulatorze RE71 (rys. 9b), który LUMEL zaprezentował na wystawie Hannover Messe 2009. Niżej przedstawiono przykładowe wyniki badań porównawczych algorytmów samostrojenia regulatorów SR-90 i RE71 świadczące o ich funkcjonalnym podobieństwie, zarówno pod względem przebiegów dynamicznych, jak i wyznaczonych nastaw.



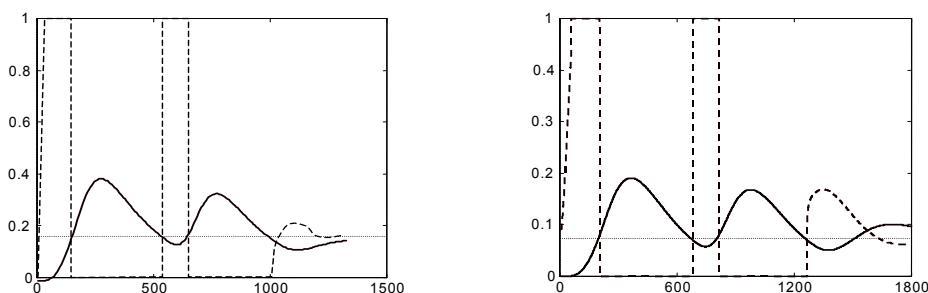
**Obiekt „testowy”.** Ma on transmitancję  $1/(240s+1)(30s+1)^3$ . Przebiegi samostrojania obydwu regulatorów dla przypadku symetrycznego, tzn. sterowania  $U = 0, 100 \%$  przy wielkości zadanej  $SP=50 \%$  pokazano na rys. 10a. Pod nim znajduje się tabela z wyznaczonymi nastawami. Jak widać, przebiegi są bardzo podobne, a nastawy różnią się nieznacznie. Zgodnie z wymaganiami, odpowiedzi pętli nie mają przeregulowań (nie są tutaj pokazane). Również bardzo podobnie wyglądają wyniki samostrojania przy wyjątkowo silnej asymetrii, tzn. dla  $SP=15 \%$  (rys. 10b i tabela). Akcje całkująca I i różniczkująca D bloków PID w obydwu badanych regulatorach ulegają jednak pewnemu zwiększeniu w stosunku do wzmocnienia P, jeśli porównać je z przypadkiem symetrycznym.

a) Symetria –  $SP=50 \%$



Regulator	$k_p$	$T_i$	$T_d$
SR-90	1,43	364	91
RE71	1,71	341	85

b) Asymetria –  $SP=15 \%$



Regulator	$k_p$	$T_i$	$T_d$
SR-90	1,52	284	71
RE71	1,79	287	71

Rys. 10. Samostrojanie regulatorów SR-90 i RE71 dla „testowego” obiektu: (a) przebiegi i nastawy dla symetrii ( $SP=50 \%$ ); (b) j.w. ale dla asymetrii ( $SP=15 \%$ )

## 6. PODSUMOWANIE

Przedstawiono metodę samostrojzenia przekąźnikowego zastosowaną w mikroregulatorze RE71 z LUMELu. Rozszerza ona metodę nastawiania regulatora PID wprowadzoną przez Åströma i Hägglunda w taki sposób, aby odpowiedź na skok wielkości zadanej nie odbiegała znacząco od aperiodycznej krytycznej, pozostawiając lekko oscylacyjną odpowiedź zakłóceńową. Wymagało to uzależnienia nastaw od dynamiki obiektu wyrażonej przez stosunek opóźnienia obiektu do okresu oscylacji, odczytanych z przebiegu sterowania przekąźnikowego. Modyfikacji uległa również struktura samego regulatora PID, która tutaj przypomina strukturę stosowaną w serwomechanizmach. Sterowanie przekąźnikowe może być niesymetryczne, tzn. amplitudy sterowania w obydwu kierunkach nie muszą być jednakowe. Uwzględnia się to korygując okres oscylacji zależnie od stopnia asymetrii.

## LITERATURA

- [1] Åström K.J., Hägglund T., Hang C.C., Ho W.K.: Automatic tuning and adaptation for PID controllers – a survey. *Control Engineering Practice*, vol. 1, no. 4, pp. 699–714, 1993.
- [2] Åström K.J., Hägglund T.: Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins. *Automatica*, vol. 20, pp. 645–651, 1984.
- [3] Hägglund T., Åström K.J.: Industrial adaptive controllers based on frequency response techniques. *Automatica*, vol. 27, no. 4, pp. 599–609, 1991.
- [4] Ożadowicz A.: Automatyczny dobór nastaw regulatorów PID metodą Zieglera-Nicholsa. *Control Engineering Polska*, nr 3, s. 60–64, 2007.
- [5] Trybus L.: A set of PID tuning rules. *Archives of Control Sciences*, vol. 14, no. 1, s. 5–17, 2005.
- [6] Trybus L.: *Regulatory wielofunkcyjne*. WNT, Warszawa, 1992.
- [7] Kraus T.W., Myron T.J.: Self-tuning PID controller using pattern recognition approach. *Control Engineering*, vol. 31, pp. 106–111, 1984.
- [8] Trybus L., Świder Z.: Diagnostyka pętli PID z korektą wzmacnienia. *Konferencja DPS'2007*, Zielona Góra, s. 147–155, 2007.