

SAMONASTRAJANIE I ADAPTACJA W REGULATORZE PRZEMYSŁOWYM RF-537

Streszczenie: Przedstawiono algorytm samonastrajania i adaptacji zastosowany w przemysłowym regulatorze RF-537¹⁾. Cel jest taki sam jak w znanym algorytmie EXACT Foxboro, tzn. analizując oscylacyjne przebiegi odpowiedzi zakłóceniowej należy znaleźć nastawy, które zapewnią wymagane tłumienie i przeregulowanie, minimalizując jednocześnie czas regulacji. Algorytm stopniowo zwiększa czułość regulatora postępując wzdłuż linii stałego tłumienia. Korzysta z metody linii pierwiastkowych i odmiany simplex.

Abstract: Self-tuning and adaptive algorithm employed in the RF-537 industrial controller is presented. Objective is the same as in well-known Foxboro EXACT algorithm, i.e. by analyzing disturbance oscillatory responses, find the settings which yield specified damping and overshoot, at the same time minimizing the settling time. The algorithm gradually increases controller sensitivity proceeding along the line of constant damping. Root locus and simplex-like method are used.

1. WPROWADZENIE

Samonastrajanie oznacza samoczynny dobór nastaw regulatora na podstawie danych z eksperymentu inicjowanego przez operatora. *Adaptacja* służy temu samemu, ale dane są wybierane automatycznie z przebiegów przejściowych. Podczas gdy samonastrajanie stało się obecnie dość powszechne, adaptację nadal spotyka się rzadko. Występuje właściwie tylko w regulatorach kilku czołowych producentów - Foxboro, SattControl, Honeywell, Yokogawa, Leeds-Northrup, Eurotherm, Toshiba [1, 2, 3].

W pracy scharakteryzowano algorytm samonastrajania i adaptacji zastosowany w prototypowej, tzw. rozszerzonej wersji regulatora RF-537, którego produkcję rozpoczął niedawno ZPDA ZAP Ostrów Wlkp. Cel jest taki sam jak w algorytmie EXACT Foxboro, tj. analizując przebiegi błędu regulacji odpowiedzi zakłóceniowej należy znaleźć nastawy, które zapewnią wymagane tłumienie i przeregulowanie, minimalizując jednocześnie czas regulacji. Jeżeli zakłócenia są celowo inicjowane przez operatora, mamy do czynienia z samonastrajaniem, a gdy pojawiają się samoczynnie - z adaptacją.

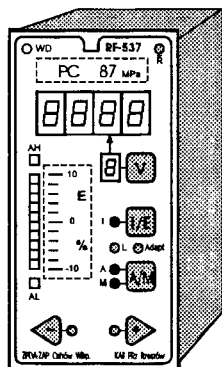
Aktywacja algorytmu może, ale nie musi być poprzedzona fazą automatycznego nastawienia wstępnego - *pretune*. Do *pretune* wykorzystuje się metodę przekąźnikowego cyklu granicznego [2], której implementacja w RF-537 została opisana w [5]. Tutaj jednak zakładamy, że *pretune* nie było inicjowane, a pomimo tego regulator po pewnej liczbie kroków powinien osiągnąć cel. Podobnie zachowuje się EXACT [2, 6].

¹⁾ Regulator powstał ze środków ZPDA ZAP i KBN (grant T11A 006 96 C/2889)

2. REGULATOR RF-537

2.1. Charakterystyka ogólna

RF-537 (rys.1) jest przemysłowym regulatorem PID ogólnego przeznaczenia. Pierwsze wdrożenia miały miejsce w energetyce, ciepłownictwie i przemyśle chemicznym.



Rys.1. Regulator przemysłowy RF-537

Podstawowe cechy RF-537 to:

- wejścia/wyjścia: 4 AI + 2 AO, 6 BI + 7 BO (AI wejście analogowe, BO wyjście binarne)
- 13 skonfigurowanych struktur sterowania: jednoobwodowe, stosunku, kaskadowe, DDC, SPC
- sygnał sterujący: ciągły, 3-pozycyjny ze sprzężeniem lub bez, 2-pozycyjny
- inne: programowa zmiana nastaw, współpraca ze stacyjkami i PLC, kontrola siłownika, komunikacja TRANS (protokół)
- sprzęt: procesor SAB 80C537, 64/128K ROM, 8/32K RAM, 2/4K EEPROM.

Standardowa wersja RF-537 zawiera pamięć 64/8/2K. Wersja rozszerzona z 128/32/4K (bankowanie), na razie istniejąca w formie kilku prototypów, jest wyposażona w algorytm samonastajania i adaptacji, konfigurowane bloki funkcyjne, zegar czasu rzeczywistego, komunikację MODBUS. Ogólnie biorąc, jest ona bliska regulatorom SIPART DR20/22 Siemens'a [7].

2.2. Konfiguracja i parametryzacja

RF-537 jest konfigurowany poprzez nadanie odpowiednich wartości przełącznikom konfiguracyjnym i parametrom wyświetlanym na panelu czołowym. Stan konfiguracji (*off line*) składa się z 6 faz [8]:

- SWIT - ustawienie przełączników konfiguracyjnych (*switch*)
- ONPA - nadanie początkowych wartości parametrom typu *on-line*
- OFPA - ustawienie wartości parametrów typu *off-line*
- PRST - wybór struktury początkowej (*preset*)
- GAIN - ustawienie współczynników programowej zmiany nastaw (*gain scheduling*)
- CALC - konfiguracja kalkulatora procesowego z blokami funkcyjnymi.

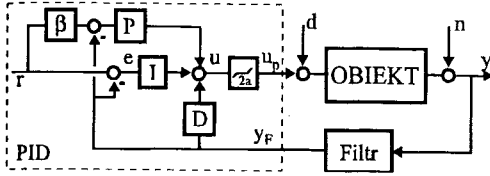
Stan sterowania (*on-line*) obejmuje 5 trybów:

- NORM - praca normalna - na wskaźniku wyświetlana tzw. zmienna wiodąca
- VIEW - przeglądanie zmiennych analogowych i binarnych
- LAMP - test wskaźników i LED-ów panelu
- PARM - zmiana wartości parametrów typu *on-line*
- ADPT - samonastajanie i adaptacja.

2.3. Algorytm PID

Strukturę algorytmu PID regulatora pokazano na rys.2. Zawiera on bloki P, I, D, reduktor β wielkości zadanej dla P ($\beta \leq 1$) oraz strefę nieczułości $2a$. Sterowanie jest określone wzorem

$$U = k_p [(\beta R - Y_F) + \frac{E}{T_i s} - \frac{T_d s}{(T_d/D)s + 1} Y_F], \quad Y_F = \frac{1}{T_F s + 1} Y, \quad E = R - Y_F \quad (1)$$



Rys.2. Struktura algorytmu PID

Parametr β pozwala wyeliminować prze-regulowanie odpowiedzi na skok wielkości zadanej, nie wpływając przy tym na kształt odpowiedzi zakłóceniewej. Dlatego mówi się o algorytmie o dwu stopniach swobody [1] (*two-degrees-of-freedom*). Dobre tłumienie zakłóceń występuje przy odpowiedziach oscylacyjnych.

Przy pracy w trybie ADPT na (1) są nałożone dwa ograniczenia:

- stosunek T_d/T_i zawsze zapewnia podwójne zero w transmitancji U/Y_F
- dzielnik D jest równy $5.219 \cong 5.2$.

Można sprawdzić, że ograniczenia te są spełnione przy $T_d/T_i = 0.2286 \cong 0.23$ i wtedy

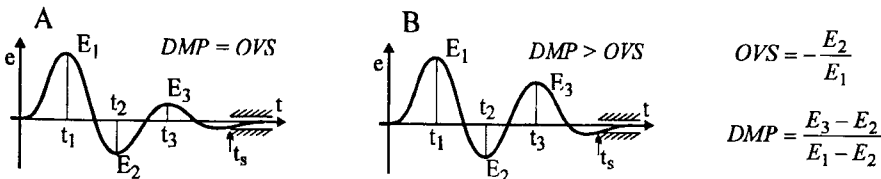
$$-\frac{U}{Y_F} = k_p (D + 1) \frac{(s + z)^2}{s(s + vz)} \cong k_p 6.2 \frac{(s + z)^2}{s(s + 10z)}, \quad (2)$$

gdzie $z = 1.916/T_i$ i $vz = D/T_d$. Warto przypomnieć, że podwójne zero algorytmu PID występuje przy popularnych nastawach Zieglera-Nicholsa, gdzie $T_d/T_i = 0.25$, a $z = 2/T_i$. Wartości $D = 5, 8, 10$ występują w regulatorach Siemens i Honeywella. Dlatego (2) rzeczywiście odpowiada praktyce przemysłowej.

3. WSKAŹNIKI REGULACJI A CEL ADAPTACJI

3.1. Przeregulowanie, tłumienie i czas regulacji

Jak podano wyżej, w typowym układzie regulacji przebiegi odpowiedzi zakłóceniewych są oscylacyjne. Pokazano je na rys.3 w odniesieniu do błędu regulacji $e(t)$ definiując przeregulowanie *OVS* (*overshoot*) i tłumienie *DMP* (*damping*) za pomocą "pików" E_1, E_2, E_3 (ekstremów), jak w algorytmie EXACT [6].



Rys.3. Typowe przebiegi $e(t)$ przy zakłóceniu skokowym - A: $DMP = OVS$ ($= 0.5$),
B: $DMP > OVS$ ($DMP = 0.75, OVS = 0.5$)

Jeśli $DMP \equiv OVS$, w transmitancji zakłóceniowej dominuje jedna para biegunów zespolonych. Jeśli $DMP > OVS$, pojawia się jeszcze biegun rzeczywisty, albo druga para biegunów zespolonych. Granica stabilności występuje przy $DMP = 1.0$ (wyjawszy duże T_i).

Wzorem EXACT zakładamy, że wymagane przeregulowanie OVS^* i tłumienie DMP^* zostały podane. Najczęściej zresztą $OVS^* = DMP^*$, jak w transmitancji 2-go rzędu.

Chodzi o znalezienie takich nastaw $\{k_p^*, z^*\}$, dla których odpowiedź zakłóceniowa posiada przeregulowanie OVS^* i tłumienie DMP^* , a jednocześnie czas regulacji t_s jest najkrótszy (settling time, rys.3).

W automatyzacji procesów typowym modelem obiektu (plant) jest transmitancja inercyjna 1-go rzędu z opóźnieniem

$$G_{plant}(s) = \frac{k_o}{Ts+1} e^{-\tau s} \quad (3)$$

Aproksymuje ona również obiekty astatyczne, ponieważ dla $T \gg \tau$ i $k_o \gg 1$, (3) można przybliżyć przez $e^{-\tau s}/(Rs)$, gdzie $R \equiv T/k_o$. Z punktu widzenia sterowania modele (3) różnicuje się ze względu na stosunek stałej czasowej do opóźnienia, tj.

$$n = \frac{T}{\tau} \quad (4)$$

Dla regulatora (2) i obiektu (3) transmitancja układu otwartego (open) ma więc postać

$$G_{open}(s) = k_p(D+1) \frac{(s+z)^2}{s(s+vz)} \cdot \frac{k_o e^{-\tau s}}{n\tau s+1}, \quad D=5.2, \quad v=10 \quad (5)$$

3.2. Poziomice DMP , OVS , t_s

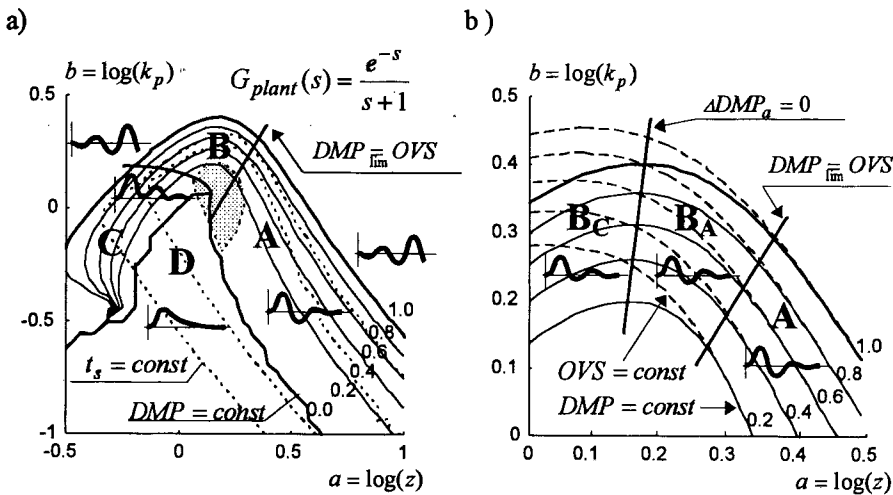
W odniesieniu do układu zamkniętego z G_{open} jak wyżej symulowano dla rozmaitych nastaw k_p, z przebiegi błędu regulacji przy zakłóceniu skokowym. Każdy przebieg charakteryzują wskaźniki OVS, DMP, t_s . Punkty płaszczyzny (k_p, z) , w których $OVS = const_i, DMP = const_j, t_s = const_k$ połączono razem otrzymując 3 rodzaje *poziomic*. Przykładowe wyniki pokazano na rys.4a,b. W obszarach A, B, C przebiegi są oscylacyjne, takie że:

$$\begin{aligned} \text{A: } DMP &= OVS, & \text{B: } DMP > OVS, \quad OVS > 0 \\ \text{C: } DMP &> OVS, \quad OVS < 0 \end{aligned} \quad (6)$$

Przebiegi w A, B mają więc kształt jak odpowiednie wykresy na rys.3 (stąd takie same oznaczenia). W D przebiegi są aperiodyczne. Powyżej poziomic $DMP = 1$ układ jest niestabilny²⁾.

Małe zaciemnione pole na rys.4a reprezentuje bezpośrednie sąsiedztwo minimalnego czasu regulacji $t_{s,m}$ (margines $\pm 0.02 E_1$, rys.3). Pozostałe poziomic $t_s = const$ odpowiadają kolejnym podwojeniom, czyli $2t_{s,m}, 4t_{s,m}$ itd. Z praktycznego punktu widzenia interesująca jest tylko dolna część obszaru B, aż do granicy z obszarem A. Granicę tę będziemy oznaczać jako $DMP \underline{\underline{=}} OVS$.

²⁾ Dla małych a i dużych b granica przebiega nieco powyżej $DMP = 1.0$.



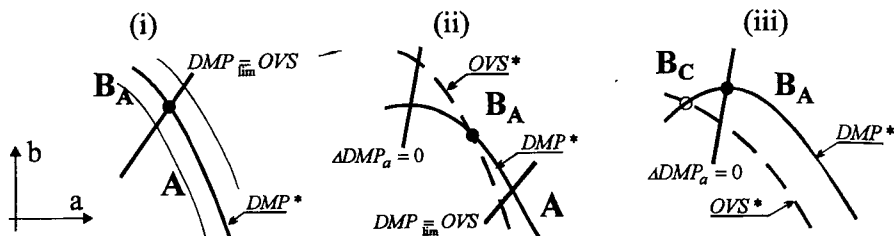
Rys.4. Poziomice: a) $DMP = const$, $t_s = const$, b) $DMP = const$, $OVS = const$

Na rysunku 4b oprócz granicy $DMP \stackrel{lim}{=} OVS$ naniesiono również linię $\Delta DMP_a = 0$ będącą zbiorem punktów, w których przy ustalonym $b = \log(k_p)$, zmiana $a = \log(z)$ nie powoduje zmiany DMP (tzn. $\partial DMP / \partial a = 0$). Można też mówić o maksimum funkcji $b(a)$ przy $DMP = const$, ew. o wierzchołku. Linia $\Delta DMP_a = 0$ dzieli obszar B na podobszary B_A i B_C . Ze względu na czas regulacji interesujący jest tylko podobszar B_A .

Z rysunku 4b widać również, że w B_A poziomice $DMP = const$ i $OVS = const$ wychodzące z tego samego punktu na granicy $DMP \stackrel{lim}{=} OVS$ rozchodzą się coraz bardziej, przy czym $OVS = const$ biegnie wyżej. Dlatego w B_A zachodzi relacja $DMP > OVS$, zaś specyfikacji $\{DMP^*, OVS^*\}$ odpowiada określony punkt w B_A (pod warunkiem, że DMP^* i OVS^* nie różnią się nadmiernie).

Z powyższego wynika wprost następująca zasada doboru nastaw $\{a^*, b^*\}$, czyli $\log(z^*)$, $\log(k_p^*)$, stanowiąca zarazem *cel adaptacji*:

- (i) Jeżeli $DMP^* = OVS^*$, nastawy $\{a^*, b^*\}$ wybiera się na przecięciu granicy $DMP \stackrel{lim}{=} OVS$ i poziomicy $DMP = DMP^*$. Ilustruje to rys.5(i).
- (ii) Jeżeli $DMP^* > OVS^*$ i poziomice $DMP = DMP^*$, $OVS = OVS^*$ przecinają się w punkcie leżącym wewnątrz B_A , wówczas $\{a^*, b^*\}$ są współrzędnymi tego punktu (rys.5(ii)).
- (iii) Jeżeli $DMP^* \gg OVS^*$, ale wobec znacznej różnicy $DMP^* - OVS^*$ przecięcie poziomicy $DMP = DMP^*$, $OVS = OVS^*$ wypada na lewo od linii $\Delta DMP_a = 0$, wówczas $\{a^*, b^*\}$ wybiera się na przecięciu $\Delta DMP_a = 0$ i $DMP = DMP^*$ (rys.5(iii)).



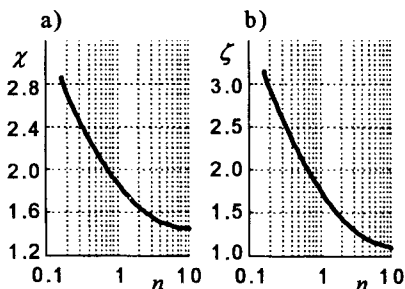
Rys. 5. Punkty określające nastawy $\{\alpha^*, b^*\}$ dla specyfikacji jak w (i), (ii), (iii)

3.3. Nomogramy nastaw i nachylenie poziomic

Interesować nas będą szczególnie nastawy dla przypadku (i), ponieważ występują one najczęściej. Ze względu na niedokładności identyfikacji, wystarczy ograniczyć się do nastaw w jednym punkcie granicy, np. na środku - $DMP_{\lim} = OVS = 0.5$. Symulując przebiegi zakłóceniewe dla różnych $n = T/\tau$ otrzymano pokazane na rys. 6a, b nomogramy względnego wzmocnienia χ i podwójnego zera ζ , gdzie

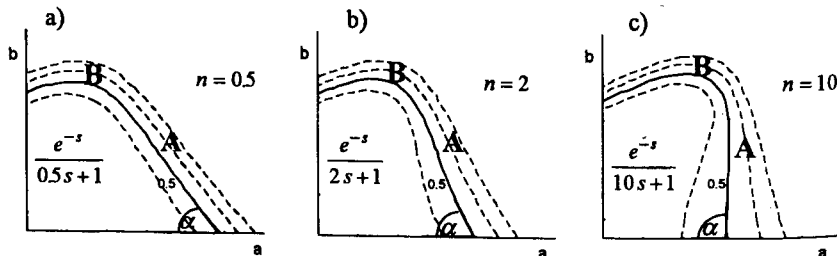
$$\chi = k_p k_o \frac{\tau}{T}, \quad \zeta = z\tau \quad (7)$$

Można sprawdzić, że mniej więcej porównywalne wartości zalecają poradniki inżynierskie. Dla $n \geq 5$, χ praktycznie jest stałe, a ζ maleje nieznacznie.



Rys. 6. Nomogramy względnych nastaw PID na środku granicy $DMP_{\lim} = OVS = 0.5$: a) wzmocnienie χ , b) podwójne zero ζ

Zbadamy jeszcze wpływ n na nachylenie poziomic $DMP = const$ w obszarze A. Pokazano je na rys. 7a, b, c dla trzech reprezentatywnych wartości n , tj. 0.5, 2 i 10. Widać, że poziomicę można w przybliżeniu traktować jako linie proste oraz, że kąt α , który tworzą z osią a silnie zależy od n . Właściwość ta zostanie wykorzystana w identyfikacji.



Rys. 7. Poziomice $DMP = const$ oraz kąt nachylenia α dla: a) $n = 0.5$, b) $n = 2$, c) $n = 10$

4. IDENTYFIKACJA W OBSZARZE A

4.1. Parametry k_o, τ a n

Załóżmy, że w wyniku wstępnego nastawienia regulatora i późniejszego zakłócenia skokowego otrzymano przebieg jak na rys.3A, tzn. $DMP = OVS$. Nastawy znajdują się więc w obszarze A. W RF-537 wykrywanie pików E_1, E_2, E_3 przebiega analogicznie jak w EXACT [2,6], tzn. regulator rozpoczyna śledzić za E_1 , gdy błąd $e(t)$ przekroczy podwojony poziom szumów pomiarowych (po filtracji, rys.2). Ponieważ w obszarze A mamy do czynienia z przebiegami 2-go rzędu, zatem dominującą parę pierwiastków zespolonych szacuje się jako

$$s_0 \cong \sigma \pm j\omega, \quad \sigma = \frac{\ln(E_3/E_1)}{t_3 - t_1}, \quad \omega = \frac{2\pi}{t_3 - t_1} \quad (8)$$

Wartości σ, ω posłużą do identyfikacji k_o, τ metodą linii pierwiastkowych w sytuacji, gdy dane jest oszacowanie n .

Linie pierwiastkowe. Normalizując s względem zera z , transmitancję układu otwartego (5) można zapisać jako

$$G_{open}(s' = \frac{s}{z}) = k_p k_o (D+1) \cdot \frac{(s'+1)^2}{s'(s'+v)} \cdot \frac{e^{-\tau' s'}}{n\tau' s'+1}, \quad \tau' = \tau z \quad (9)$$

Ponieważ $s_0 = \sigma + j\omega$ jest biegunem układu zamkniętego, muszą zachodzić warunki fazy i modułu, tj.

$$\angle G_{open}(s'_0) = -180^\circ, \quad |G_{open}(s'_0)| = 1 \quad (10)$$

Z pierwszego otrzymuje się równanie dla τ'

$$\tau' \omega' + \arctg \frac{n\tau' \omega'}{n\tau' \sigma' + 1} = \pi + \angle \frac{(s'+1)^2}{s'(s'+v)} \Big|_{\sigma'+j\omega'} \quad (11)$$

które rozwiązuje się iteracyjnie. Wtedy $\tau = \tau'/z$. Warunek modułu daje k_o . Warto zwrócić uwagę, że dla dostatecznie dużych n można napisać

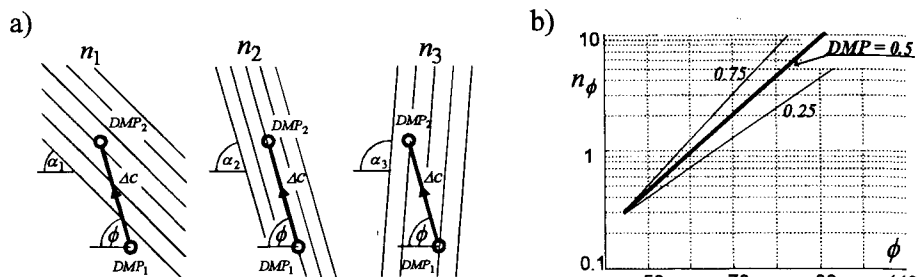
$$\arctg \frac{n\tau' \omega'}{n\tau' \sigma' + 1} \cong \arctg \frac{\omega'}{\sigma'}, \quad n \gg 1 \quad (12)$$

a więc τ nie zależy wtedy od n .

4.2. Oszacowanie n

Jak zademonstrowano na rys.7, stosunek n określa kąt nachylenia poziomicy w obszarze A. Załóżmy, że zmieniając nastawy wykonano krok o długości Δc pod kątem ϕ (rys.8a). W punkcie wyjściowym tłumienie wynosi DMP_1 , a w docelowym - DMP_2 . Szkice na rys.8a pokazują, że zachodzą związki:

$$\begin{array}{lll} n_1) & \phi > \alpha_1, & DMP_2 > DMP_1, \quad n_1 < n_2 \\ n_2) & \phi = \alpha_2, & DMP_2 = DMP_1, \\ n_3) & \phi < \alpha_3, & DMP_2 < DMP_1, \quad n_3 > n_2 \end{array}$$

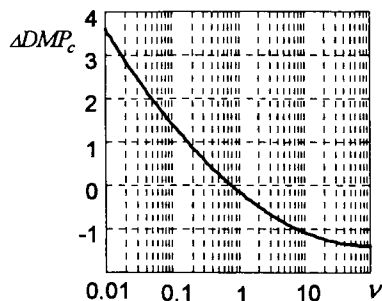


Rys.8. (a) Krok $\{\Delta c, \phi\}$ i pozycje $DMP = const$ dla $n_1 < n_2 < n_3$; b) nomogram $n_\phi(\phi)$

Na podstawie zestawu poziomicy jak na rys.7 można utworzyć pokazany na rys.8b nomogram, który kątom ϕ przyporządkowuje odpowiedni stosunek n_ϕ (w RF-537 dla $DMP = 0.5$). Określamy względny przyrost $\Delta DMP_c = (DMP_2 - DMP_1) / \Delta c$ w kierunku ϕ . Zmieniając n dookoła n_ϕ można otrzymać następny nomogram - $\Delta DMP_c(v, \phi)$, gdzie

$$v = \frac{n}{n_\phi} \quad (13)$$

Ponieważ ϕ i n_ϕ są powiązane (rys.8b), można więc przyjąć, że ΔDMP_c zależy tylko od v . Nomogram $\Delta DMP_c(v)$ wyznaczony dla $DMP = 0.5$ pokazano na rys.9.



Rys.9. Zależność względnego przyrostu ΔDMP_c od względnego stosunku $v = n/n_\phi$ (dla $DMP = 0.5$)

Przypuśćmy teraz, że w wyniku pewnego kroku w obszarze A mamy daną jego długość Δc , kąt ϕ oraz tłumienia DMP_1, DMP_2 . W celu oszacowania n należy:

- 1) obliczyć $\Delta DMP_c = (DMP_2 - DMP_1) / \Delta c$ i z nomogramu na rys.9 określić v
- 2) wyznaczyć n_ϕ z nomogramu na rys.8b
- 3) zatem $n = n_\phi \cdot v$.

Oczywiście oszacowanie takie należy traktować jako zgrubne, choćby dlatego, że nomogramy dotyczą $DMP = 0.5$, a poza tym poziomice w obszarze A dla dużych n nie są równoległe (por. rys.7c). Dlatego krok adaptacji wykonany na podstawie tak wyznaczonych parametrów $\{k_o, \tau, n\}$ nie może być zbyt długi.

5. ALGORYTM ADAPTACJI

Postępowanie zależy od obszaru, w którym regulator aktualnie pracuje. Przypominamy, że obszary A, B, C z przebiegami oscylacyjnymi rozróżnia się na podstawie DMP i OVS (wzór (6)). Za przebieg aperiodyczny uważa się ten, dla którego w zadanym czasie nie wykryto piku E_2 (jak $WMAX$ w EXACT [2, 6]).

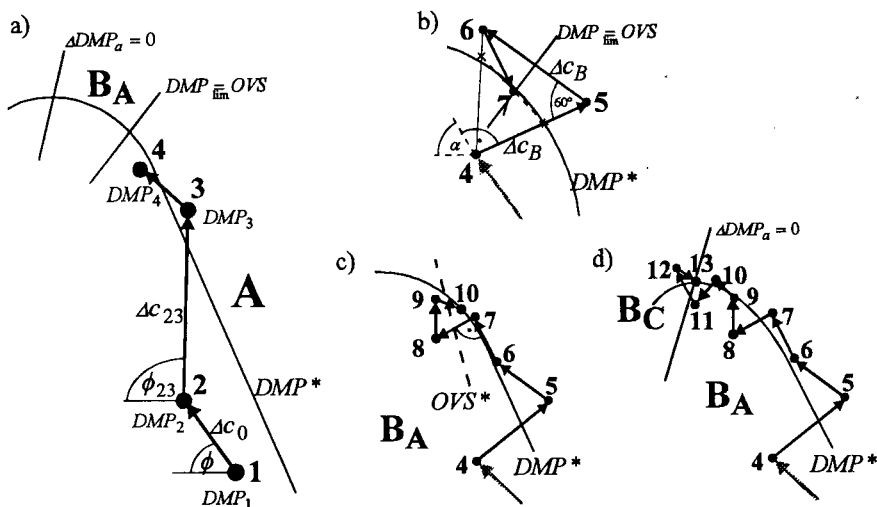
5.1. Obszar A

Jeżeli regulator po raz pierwszy znalazł się w A, wówczas rozpoczyna od wykonania próbnego kroku Δc_0 w kierunku ϕ (rys.10a). Wyboru ϕ dokonuje się tak, aby nawet dla obiektu o małym n , np. $n = 0.5$, nie wyjść poza granicę stabilności (por. rys.7). Jeśli więc w punkcie początkowym tłumienie DMP_1 jest bliskie 1.0, wówczas $\phi \leq \alpha_{n=0.5}$ (ok. 45°), a jeśli $DMP_1 \leq 0.3$, to $\phi = 90^\circ$. Stosuje się także dwa kąty pośrednie. Długość Δc_0 nie przekracza $1/5$ dekady (w odniesieniu do $\{k_p, z\}$). Krok próbny pokazany na rys.10a przeprowadza z punktu 1 do 2. Na podstawie Δc_0 , ϕ , DMP_1 i DMP_2 jest tworzony model $\{k_o, \tau, n\}$ w sposób opisany wyżej oraz określone nastawy wg. nomogramów z rys.6. Krok w kierunku tych nastaw ogranicza się jednak do ok. $1/2$ dekady ze względu na niedokładności modelu. Założmy, że ograniczenie kroku wystąpiło i regulator przeszedł tylko do punktu 3 (rys.10a). Na podstawie długości Δc_{23} , kąta ϕ_{23} oraz tłumień DMP_2 , DMP_3 , wyznaczenie modelu i nastaw jest powtarzane, po czym wykonywany jest następny krok. Jeżeli teraz ograniczenie kroku nie występuje, w punkcie 4 przyjmuje się nastawy wynikające z nomogramu. W tym momencie proces przechodzenia przez obszar A jest zakończony. Jak widać, model i nastawy służą faktycznie temu, aby przechodzenie przez A przebiegło relatywnie szybko i aby nie przekroczyć wierzchołka. W punkcie 4 regulator pracuje już w miarę zadowalająco.

5.2. Obszar B_A

Po przyjęciu nastaw wynikających z nomogramu regulator rezygnuje z modelu, a w zamian metodą małych kroków dąży do specyfikacji $\{DMP^*, OVS^*\}$. Postępowanie polega na obramowywaniu zakrzywiającej się stopniowo poziomicą $DMP = DMP^*$ trójkątami równobocznymi, aż do momentu, gdy przeregulowanie OVS zmaleje do OVS^* .

Trójkąt obramowujący. Rozpoczynamy od punktu 4 (rys.10a,b). W punkcie tym na podstawie wyników kroku 3-4 regulator po raz ostatni określa n i wyznacza kierunek α (z rys.8b). Następnie pod kątem prostym wykonuje krok długości Δc_B w stronę DMP^* . Δc_B nie przekracza $1/10$ dekady. Jeżeli $DMP_4 < DMP^*$ (jak na rys.10b), to w punkcie 5 powinniśmy otrzymać $DMP_5 > DMP^*$. Gdy tak nie jest, Δc_B ulega wydłużeniu. Z punktu 5 jest wykonywany krok pod kątem 60° do boku 4-5. Jeśli w punkcie 4 przeregulowanie OVS_4 było większe lub równe OVS^* , punkt 6 wybiera się powyżej (rys.10b) i odwrotnie.



Rys.10. Kroki adaptacji: a) obszar A, b) granica $DMP_{\text{lim}} = OVS$, c) obszar B_A, d) granica $\Delta DMP_a = 0$

Nowy kierunek. Po obramowaniu poziomic $DMP = DMP^*$, na boku 4-5 oraz na odpowiednim z boków 5-6, 4-6 (4-6 na rys.10b), interpolując liniowo, znajduje się punkty przecięcia z $DMP = DMP^*$ (domniemane). Na rysunku 10b oznaczono je krzyżykami. Prosta poprowadzona przez krzyżyki jest uważana za styczną do poziomic $DMP = DMP^*$. Dalsze postępowanie zależy od specyfikacji.

$DMP^* = OVS^*$. Załóżmy, że $DMP_4 = OVS_4$ oraz $DMP_6 > OVS_6$, a więc punkt 6 znajduje się powyżej granicy $DMP_{\text{lim}} = OVS$. W tej sytuacji regulator wykonuje pół kroku wstecz do środka odcinka wyznaczonego przez krzyżyki, tzn. do punktu 7 (rys.10b). Tutaj procedura się kończy.

$DMP^* > OVS^*$. Jeśli $OVS_6 > OVS^*$, wykonujemy krok Δc_B w nowym kierunku (wzdłuż stycznej) do punktu 7 (rys.10c). Gdy znów $OVS_7 > OVS^*$, obramowanie poziomic trójkątem rozpoczyna się od nowa. Jeśli OVS_8 lub OVS_9 jest mniejsze od OVS^* , regulator wykonuje pół kroku wstecz podobnie jw., czyli do punktu 10 na rys.10c.

$DMP^* \gg OVS^*$. Tym razem chodzi o obramowanie poziomic $DMP = DMP^*$ i linii $\Delta DMP_a = 0$. Kolejne kroki pokazano na rys.10d. Procedura kończy się, gdy kąt nachylenia kolejnej stycznej zmienia znak, czyli w punkcie 13.

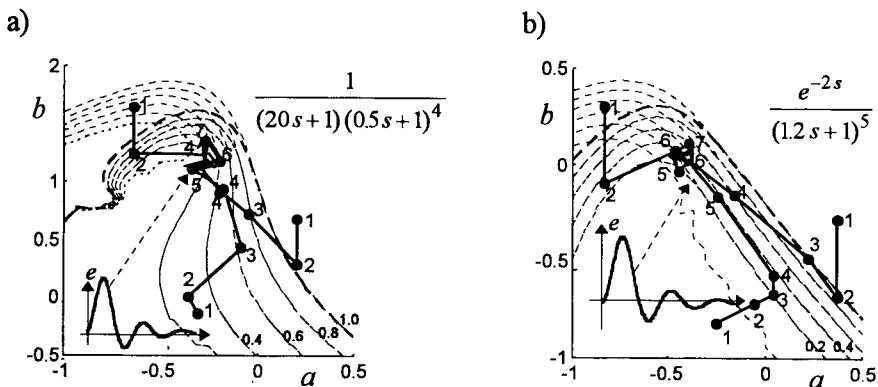
Procedura obramowywania trójkątami przypomina do pewnego stopnia metodę *simplex*. Współrzędne wierzchołków ostatniego trójkąta są zapamiętywane dla przyszłych drobnych korekt wykorzystujących metodę wrażliwościową. Nie zastosowano jej jednak jeszcze w RF-537.

5.3. Badanie zbieżności

Na rysunkach 11a,b pokazano przebiegi zbieżności na płaszczyźnie nastaw dla dwu obiektów

$$\frac{1}{(20s+1)(0.5s+1)^4}, \quad \frac{e^{-2s}}{(1.2s+1)^5}, \quad (14)$$

które służyły do testowania algorytmu EXACT [6] (nazywano je *bracketing extremes*). W pierwszym dominuje inercja, w drugim opóźnienie. Przyjęto także tę samą specyfikację - $DMP^* = 0.3$, $OVS^* = 0.3$ [6]. Ze szkiców $e(t)$ na rys. 11a,b widać, że algorytm osiągnął cel. Liczba kroków jest porównywalna z EXACT.



Rys. 11. Zbieżność adaptacji dla obiektów: a) inercyjnego, b) z opóźnieniem

Kierunki stałe. Jak widać z rys. 11a,b, w obszarach B_C, C, D i poza granicą stabilności regulator RF-537 wykonuje kroki w ustalonych kierunkach. Jeśli określać kąty tych kierunków w ten sam sposób jak ϕ na rys. 8a (od $-a$), wówczas w obszarze D przyjęto $\phi_D \cong 120^\circ$. Dzięki temu nawet dla dużych opóźnień z obszaru D nie przejdzie się do C, ale do A lub B_A (por. rys. 4a, 7a dla $n = 0.5$). Długość kroku Δc_D jest stała. Dobrano ją tak, aby dla dowolnego n , wychodząc z wierzchołka obszaru D (pod B_A), nigdy nie wyjść poza granicę stabilności. W obszarze C przyjęto $\phi_C \cong 180^\circ$, a w B_C - $\phi_{B_C} \cong 225^\circ$. Jeżeli granica stabilności została przekroczona, to tymczasem przyjęto kąt -90° .

6. PODSUMOWANIE

W pracy scharakteryzowano algorytm samonastrajania i adaptacji zastosowany w prototypowej rozszerzonej wersji regulatora RF-537 (prod. ZPDA ZAP Ostrów Wlkp.). Wzorem znanego algorytmu EXACT Foxboro, w wyniku rejestracji trzech kolejnych pików odpowiedzi zakłóceniewej, algorytm RF-537 krokowo określa nastawy zapewniające wymagane tłumienie i przeregulowanie, minimalizując jednocześnie czas regulacji. Kroki następują wzdłuż linii stałego przeregulowania (poziomiczy), normalnie w stronę rosnącej czułości regulatora.

Jeżeli tłumienie i przeregulowanie są jednakowe, model obiektu jest identyfikowany za pomocą warunków modułu i fazy linii pierwiastkowych. Stosunek stałej czasowej do opóźnienia jest

szacowany na podstawie zmian tłumienia z kroku na krok. Jeżeli specyfikacja różnicuje tłumienie i przeregulowanie, wówczas w końcowej fazie rezygnuje się z identyfikacji i w zamian małymi krokami obramowuje linię stałego przeregulowania. Przypomina to nieco metodę *simplex*.

W pracy przyjęto, że aktywacja algorytmu nie jest poprzedzona fazą automatycznego nastawiania wstępnego *pretune*, ale pomimo startu z arbitralnych nastaw początkowych regulator powinien jednak dojść do celu. W RF-537 *pretune* prowadzi się metodą przekąźnikowego cyklu granicznego, która normalnie od razu doprowadza w pobliże optimum. Potrzebne są potem ew. tylko małe kroki.

Podkreślamy, że obecna wersja algorytmu jest uważana za prototypową. Uściślenia wymagają długości kroków w obszarach innych niż A i ew. kierunki stałe. Należy dokładnie zbadać, czy nomogramy z rys.6,9 nie powinny zawierać również linii $DMP = 0,25, 0,75$. Nie zastosowano jeszcze metody wrażliwościowej dla drobnych korekt nastaw przy odchyłkach od optimum.

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, 1993, pp.699-714
- [2] Åström K.J., Hägglund T.: *Automatic Tuning of PID Controllers*. ISA Publ., Res. Tr. Park, NC, 1988
- [3] Shigemasu T., Iino Y., Kanda M.: *Two degrees of freedom PID auto-tuning controller based on frequency region methods*. Proc. Adapt. Contr. Strat. for Industr. Use, Kanonaskis, 1988, pp.313-322
- [4] Minter B.J.: *A comparison of adaptive controllers: academic versus industrial*. M.Sc. thesis, Univ. of Alberta, Ch.E.Dep., Edmonton, 1987
- [5] Świder Z., Trybus L.: (a) *A PID instrument with self-tuning*. ACASP'95, Budapest, 1995; (b) *Precise self-tuning of a PID controller*. 8th SMC Conf., Zakopane, v.2, pp.297-302, 1995
- [6] Kraus T.W., Myron T.J., *Self-tuning PID controllers using pattern recognition approach*. Control Engineering, v.31, 1984, pp.106-111
- [7] *Kompaktregler SIPART DR20/22/24*. Katalog MP31. Siemens A.G., 1991
- [8] *Regulator funkcjonalny RF-537 - Instrukcja obsługi*. ZPDA ZAP, Ostrów Wlkp., 1996