

Dobór nastaw regulatora

w.solnik, z.zajda

Rozpoczęcie produkcji pneumatycznych regulatorów o strukturze PID (w ówczesnej terminologii P – *proportional*, I – *automatic reset*, D – *pre-act*) w latach 30-tych i 40-tych ubiegłego wieku wymagało opracowania metod doboru nastaw regulatora.

Dobór nastaw regulatora ma na celu otrzymanie stabilnego układu regulacji spełniającego przyjęte kryterium jakości regulacji. Korzysta się przy tym z tzw. bezpośrednich wskaźników jakości regulacji określanych na podstawie przebiegu zmiennej procesowej w zamkniętym układzie regulacji podczas skokowych zmian wartości zadanej lub wielkości zakłócenia (rys.8.18). Najpopularniejsze to:

- czas ustalania (czas regulacji),
- przeregulowanie,
- uchyb w stanie ustalonym.

Czasem regulacji nazywa się przedział czasu od chwili podania skokowej zmiany wartości zadanej lub zakłócenia do chwili od której różnica między wartością zmiennej procesowej (zmiennej regulowanej) a jej wartością ustaloną nie przekracza $\pm\Delta$, gdzie za Δ przyjmuje się najczęściej 1, 2 lub 5 % wartości ustalonej.

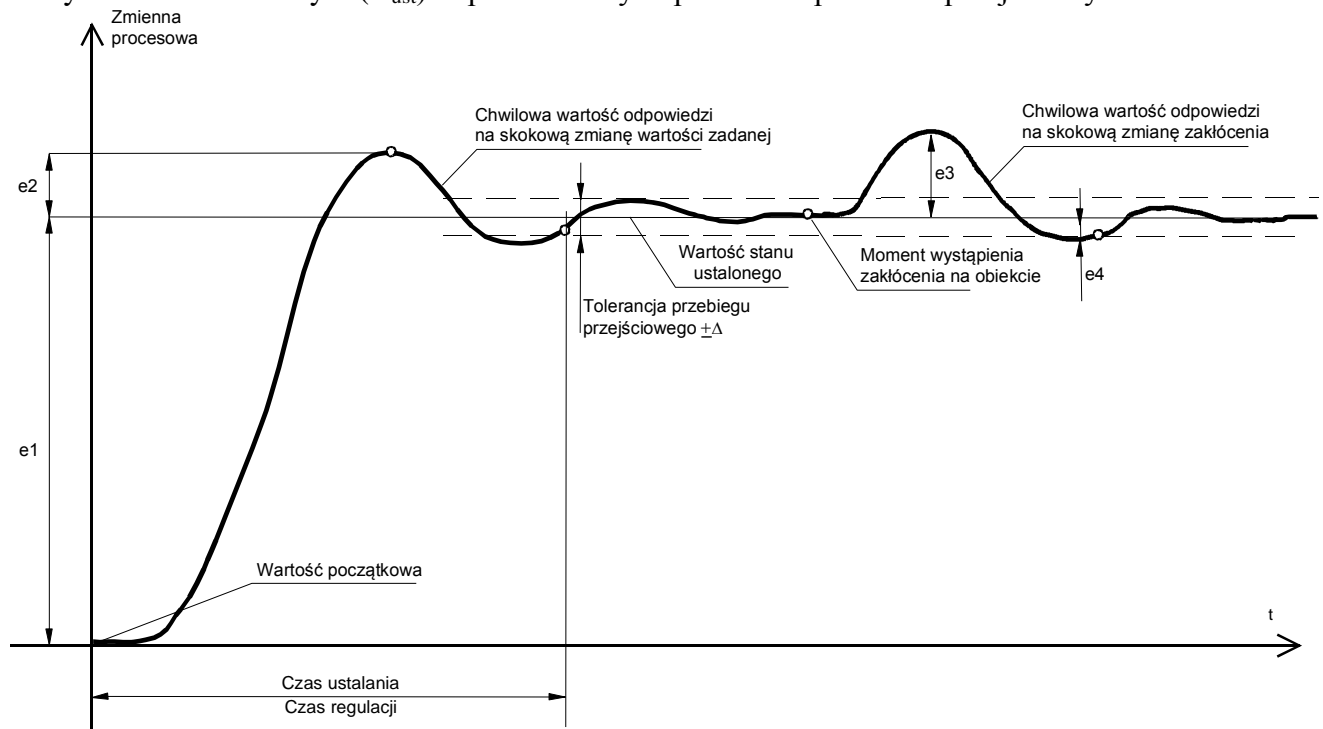
Przeregulowaniem nazywa się stosunek:

$$\text{– przy skokowej zmianie wartości zadanej} \quad \sigma = \frac{e_2}{e_1} \cdot 100\%, \quad (8.1)$$

$$\text{– przy skokowej zmianie zakłócenia} \quad \sigma = \frac{e_4}{e_3} \cdot 100\%, \quad (8.2)$$

gdzie: e_1 i e_3 - maksymalne początkowe uchyby regulacji, e_2 i e_2 - maksymalne uchyby regulacji o znaku przeciwnym. Zależność 8.2 nazywana jest również oscylacyjnością przebiegu.

Uchyb w stanie ustalonym (e_{ust}) to poziom uchybu po ustaniu procesów przejściowych.



Rys. 8.18. Przebieg zmiennej procesowej w układzie regulacji po skokowej zmianie wartości zadanej i zakłócenia.

Oprócz bezpośrednich wskaźników jakości regulacji stosuje się również wskaźniki całkowe, z których najczęściej używane to całka z modułu uchybu (I_{IAE} – Integral Absolute Error) i całka z kwadratu uchybu (I_{ISE} – Integral Square Error):

$$I_{IAE} = \int_0^{\infty} |x(t)| dt, \quad I_{ISE} = \int_0^{\infty} x^2(t) dt \quad (8.3)$$

Już w latach 1934-1937 A. Callender i inni w artykułach *Time lag in a control system* [2] oraz *Time lag in a control system - II* [6] podali metody doboru nastaw dla regulatorów o algorytmach PD i PID.

Jednak zwyczajowo przypisuje się pierwszeństwo w tej dziedzinie pracy: John G. Ziegler, Nathaniel B. Nichols – *Optimum Settings for Automatic Controller* [31] z roku 1942. Podano tam dwie metody: cyklu granicznego (badanie w układzie zamkniętym) oraz bazującą na odpowiedzi obiektu na wymuszenie skokowe.

Metoda cyklu granicznego („graniczy stabilności”) polega na wyłączeniu w układzie zamkniętym działania całkującego i różniczkującego oraz takim ustawieniu współczynnika wzmocnienia, przy którym w układzie powstają oscylacje o stałej amplitudzie. Wzmocnienie to nazywa się wzmocnieniem krytycznym S_u (*ultimate sensitivity*). Drugim parametrem jest okres oscylacji P_u . W tabeli 8.1 podano nastawy spełniające warunek: współczynnik tłumienia oscylacji (stosunek amplitud drugiej oscylacji i pierwszej oscylacji) w odpowiedzi układu zamkniętego na zakłócenie skokowe (*decay ratio*) jest był równy 0,25 (A. Callender zakładał że współczynnik tłumienia ma wynosić 0,043).

Tab.8.1. Nastawy określone metodą cyklu granicznego („pierwsza metoda Zieglera-Nicholsa”)

	P	PI	PID
k_p (<i>sensitivity</i>)	$0,5 S_u$	$0,45 S_u$	$0,6 S_u$
k_i (<i>reset rate</i>)		$1,2/P_u$ [min^{-1}]	$2/P_u$ [min^{-1}]
k_d (<i>pre-act time</i>)			$P_u/8$ [min]

Metoda ta doczekała się też innych modyfikacji, np. Pessen założył jako kryterium aperiodyczność przebiegu odpowiedzi na wymuszenie skokowe (a nie minimum czasu regulacji) i zaproponował wyznaczanie nastaw z zależności podanych w tablicy 8.2 ($k_{kr} = S_u$, $T_{kr} = P_u$).

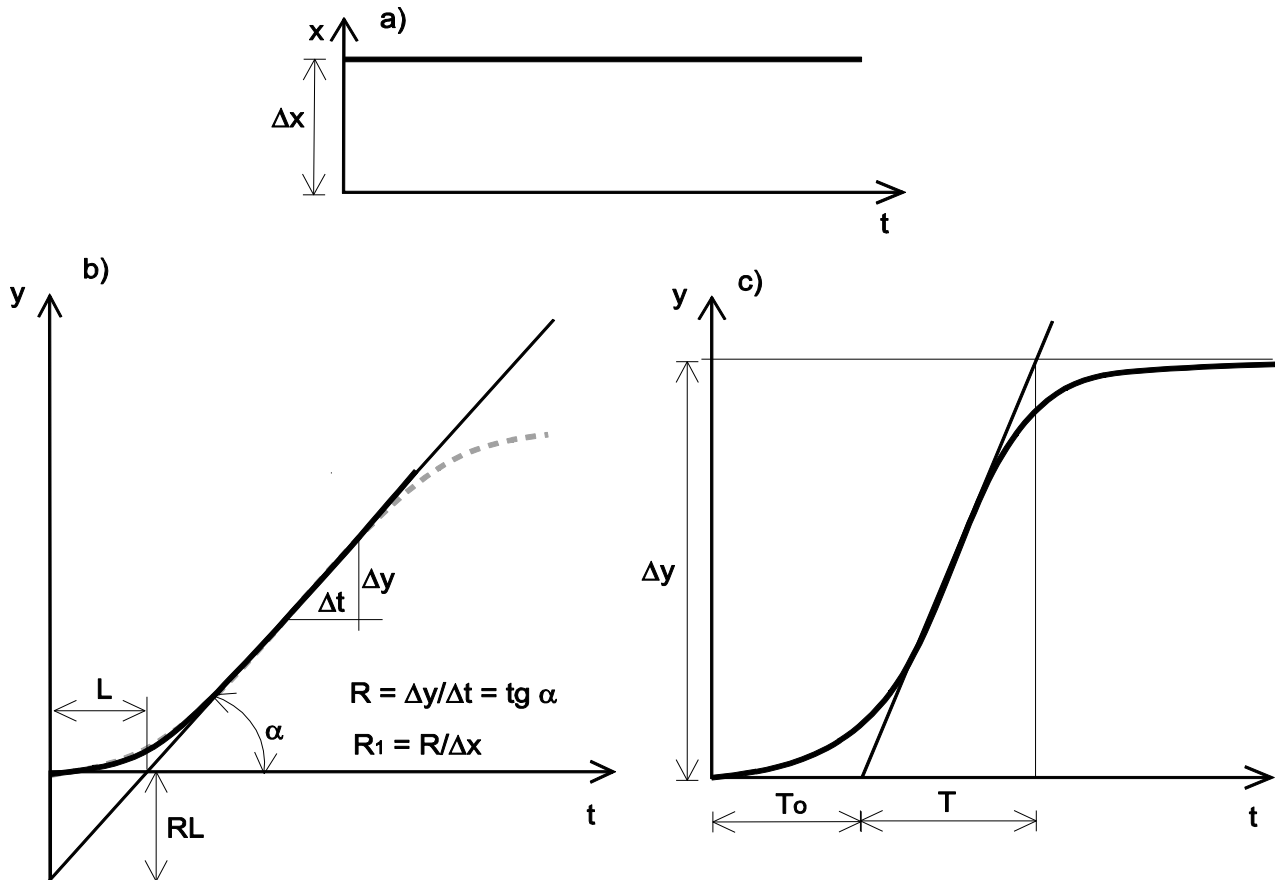
Tab.8.2. Nastawy regulatora zgodnie z modyfikacją Pessena

	Kp	Ti	Td
P	$0,2k_{kr}$		
PI	$0,15k_{kr}$	$0,4T_{kr}$	
PID	$0,2k_{kr}$	$0,33T_{kr}$	$0,5T_{kr}$

Druga metoda Zieglera-Nicholsa polega na analizie odpowiedzi obiektu na wymuszenie skokowe. Odpowiedź aperiodyczną obiektu aproksymowano za pomocą odcinka osi czasowej (opóźnienie L) i półprostej o nachyleniu α (rys. 8.19b). Odpowiada to przyjęciu zastępczej transmitancji obiektu astatycznego w postaci:

$$G(s) = \frac{k}{s} e^{-sL}, \quad (8.4)$$

Określenie wartości parametrów modelu o wybranej strukturze jest zadaniem identyfikacji parametrycznej (identyfikacja „szarej skrzynki”).



Rys.8.19. Wyznaczanie parametrów modeli zastępczych wykorzystywanych do doboru nastaw regulatora metodą analizy odpowiedzi skokowej obiektu: a) skokowy sygnał wymuszający, b) obiekt astacyjny, c) obiekt z samowyrównaniem.

Tab.8.3. Nastawy określone metodą analizy odpowiedzi obiektu na wymuszenie skokowe („druga metoda Zieglera-Nicholsa”)

	P	PI	PID
k_p (sensitivity)	$1/R_1L$	$0,9 /R_1L$	$(1,2 - 2)/R_1L$
k_i (reset rate)		$0,3/L$ [min^{-1}]	$0,5/L$ [min^{-1}]
k_d (pre-act time)			$0,5L$ [min]

Metodzie tej zarzuca się nieuwzględnianie w sposób jawny wzmocnienia statycznego obiektu oraz trudności w ustaleniu przebiegu stycznej w punkcie przegięcia.

Parametry wykorzystywane do wyznaczania nastaw pierwszą i drugą metodą Zieglera – Nicholasa są powiązane heurystycznymi zależnościami: $L = P_u/4$ oraz $R_1 = 8/(P_u S_u)$.

Obecnie spotyka się wiele modyfikacji, które polegają na wprowadzeniu modelu zastępczego (PT₁ z opóźnieniem) w postaci:

$$G(s) = \frac{ke^{-T_0s}}{Ts + 1}, \quad (8.5)$$

gdzie k – wzmacnienie obiektu, T_o - czas opóźnienia (zastępczy), T - stała czasowa członu inercyjnego (zastępcza) oraz przyjmowaniu różnych kryteriów optymalności nastaw. Autorzy cytujący zmodyfikowane metody często nie informują, że nie jest to oryginalna druga metoda Zieglera - Nicholasa. Wzorując się na tej metodzie opracowano np. metodę QDR (Quarter – Decay Ratio). Parametry modelu można wyznaczać między innymi w sposób zaproponowany przez K. Küpfmüllera w 1928 roku [15]. Czas opóźnienia T_o i stałą czasową członu inercyjnego T wyznacza się graficznie prowadząc styczną do zdjętej charakterystyki obiektu w punkcie przegięcia. Punkty przecięcia stycznej z osią $0t$ oraz z rzędną poprowadzoną na poziomie sygnału wyjściowego obiektu w stanie ustalonym wyznaczają czasy T_o i T , jak zaznaczono na rys.8.19 c. Zależności umożliwiające wyznaczanie nastaw metodą QDR pokazano tablicy 8.4.

Tab.8.4. Nastawy określone metodą QDR

Typ regulatora	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{kT_o}$		
PI	$\frac{0,9T}{kT_o}$	$3,33T_o$	
PID	$\frac{1,2T}{kT_o}$	$2T_o$	$0,5T_o$

Rozwinięciem drugiej metody Zieglera-Nicholasa są również propozycje podane przez Chiena, Hronesa i Reswicka (metoda CHR) w 1952 roku [14] proponujące oddzielne zestawy nastaw (tab.8.5) dla otrzymania aperiodycznego przebiegu wartości regulowanej oraz dla przebiegu z 20% przeregulowaniem. Rozróżniane są też źródła zakłóceń występujących w układzie regulacji.

Tab. 8.5. Nastawy regulatora PID wg Chiena, Hronesa i Reswicka

		Odpowiedź aperiodyczna		Odpowiedź z 20% przeregulowaniem	
Typ regulatora		Zakłócenia	Zmiany wartości zadanej	Zakłócenia	Zmiany wartości zadanej
P	K_p	$0,3 \frac{T}{T_o k}$	$0,3 \frac{T}{T_o k}$	$0,7 \frac{T}{T_o k}$	$0,7 \frac{T}{T_o k}$
PI	K_p	$0,6 \frac{T}{T_o k}$	$0,35 \frac{T}{T_o k}$	$0,7 \frac{T}{T_o k}$	$0,6 \frac{T}{T_o k}$
	T_i	$4T_o$	$1,2T$	$2,3T_o$	$1T$
PID	K_p	$0,95 \frac{T}{T_o k}$	$0,6 \frac{T}{T_o k}$	$1,2 \frac{T}{T_o k}$	$0,95 \frac{T}{T_o k}$
	T_i	$2,4T_o$	$1T$	$2T_o$	$1,35T$
	T_d	$0,42T_o$	$0,5T_o$	$0,42T_o$	$0,47T_o$

We wzorach pojawia się wzmacnienie obiektu, które nie występuje w sposób jawny w metodzie oryginalnej Zieglera-Nicholasa. Nie znaczy to, że nie było tam ono uwzględniane. Rozważmy nastawę wzmacnienia regulatora P:

$$\frac{1}{R_1 L} = \frac{\Delta x}{RL} \cong \frac{\Delta x}{\frac{\Delta y}{T} T_0} = \frac{T}{\frac{\Delta y}{\Delta x} T_0} = \frac{T}{k T_0}. \quad (8.6)$$

Jak widać wynik uzyskany w oryginalnej metodzie Z-N jest bliski wynikowi uzyskanemu metodą QDR.

Firma Siemens proponuje w dokumentacji technicznej regulatora Sipart DR24, by w przypadku rezygnacji z półautomatycznego doboru nastaw korzystać ze wzorów zebranych w tabeli 8.6.

Tab.8.6. Nastawy określone wg dokumentacji firmy Siemens [34]

	Kp	Tn	Tv
P	$\frac{T}{kT_0}$		
PI	$\frac{0,8T}{kT_0}$	$3T_0$	
PID	$\frac{1,2T}{kT_0}$	$2T_0$	$0,4T_0$

Poniżej podano inne tablice doboru nastaw uwzględniające także typ obiektu (statyczny, astatyczny) dla różnych kryteriów jakości regulacji. Oznaczenia w tablicach 8.7 i 8.8 jak na rys.8.19.

Tab.8.7. Nastawy regulatora dla obiektu statycznego (wzmocnienie $k = \Delta y / \Delta x$).

	Przeregulowanie 0% Minimum czasu regulacji			Przeregulowanie 20% Minimum czasu regulacji			$\min \int_0^\infty e^2(t) dt$		
	Kp	Ti	Td	Kp	Ti	Td	Kp	Ti	Td
P	$0,3 \frac{T}{T_0 k}$			$0,7 \frac{T}{T_0 k}$					
PI	$0,6 \frac{T}{T_0 k}$	$0,8T_0 + 0,5T$		$0,7 \frac{T}{T_0 k}$	$T_0 + 0,3T$		$\frac{T}{T_0 k}$	$T_0 + 0,35T$	
PID	$0,95 \frac{T}{T_0 k}$	$2,4T_0$	$0,4T_0$	$1,2 \frac{T}{T_0 k}$	$2T_0$	$0,4T_0$	$1,4 \frac{T}{T_0 k}$	$1,3T_0$	$0,5T_0$

Tab.8.8. Nastawy regulatora dla obiektu astatycznego

	Przeregulowanie 0% Minimum czasu regulacji			Przeregulowanie 20% Minimum czasu regulacji			$\min \int_0^\infty e^2(t) dt$		
	Kp	Ti	Td	Kp	Ti	Td	Kp	Ti	Td
P	$\frac{0,37}{R_1 L}$			$\frac{0,7}{R_1 L}$					
PI	$\frac{0,46}{R_1 L}$	$5,75L$		$\frac{0,7}{R_1 L}$	$3L$		$\frac{1}{R_1 L}$	$4,3L$	
PID	$\frac{0,65}{R_1 L}$	$5L$	$0,23L$	$\frac{1,1}{R_1 L}$	$2L$	$0,37L$	$\frac{1,36}{R_1 L}$	$1,6L$	$0,5L$

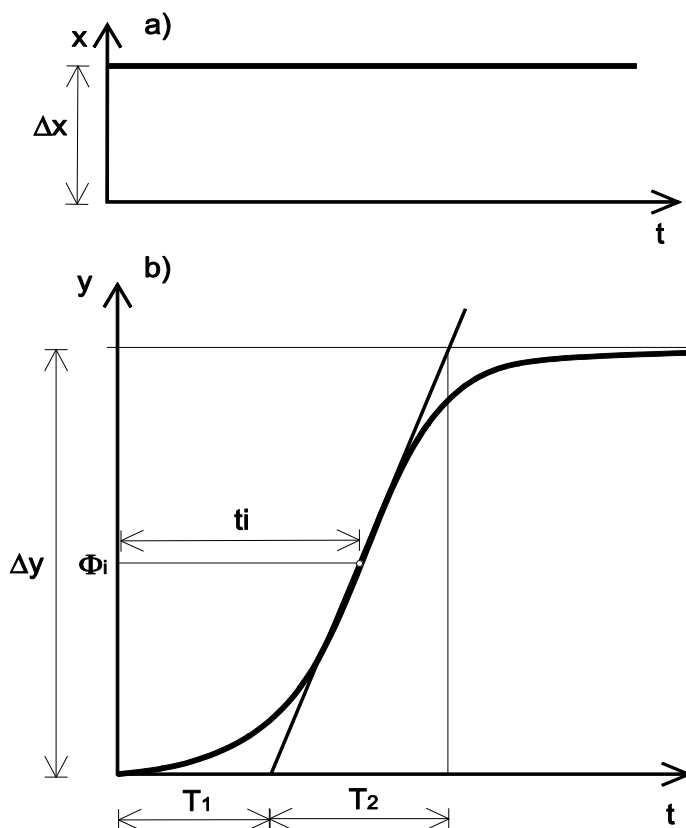
Półautomatyczny dobór nastaw regulatora SIPART DR24

Zaawansowane konstrukcyjnie regulatory mikroprocesorowe często wyposaża się w algorytmy automatycznego lub półautomatycznego doboru nastaw. W pełni automatyczny dobór nastaw odbywa się okresowo bez udziału operatora w celu dostosowania dynamiki regulatora do zmieniających się warunków pracy obiektu regulacji. Dobór nastaw regulatora SIPART DR 24 może być przeprowadzony w sposób półautomatyczny na życzenie operatora, z wykorzystaniem wbudowanego algorytmu nazywanego przez producenta *adaptacją*. Algorytm ten wykorzystywany był wcześniej w narzędziu programowym SIEPID i jest szczegółowo opisany przez H.-P. Preußa w [20, 21]

Do półautomatycznego doboru nastaw regulatora Sipart DR24 wykorzystuje model zastępczy obiektu typu PTn w postaci:

$$G(s) = \frac{k}{(Ts+1)^n} \quad (8.7)$$

czyli składa się z n (n = 1...8) członów inercyjnych pierwszego rzędu z tą samą stałą czasową. Ewentualne opóźnienie obiektu jest uwzględnione poprzez zwiększenie rzędu n. Parametry modelu można wyznaczać w sposób zaproponowany przez V. Strejca w 1970 roku [25] Wyznaczanie parametrów modelu tym sposobem także wymaga poprowadzenia stycznej w punkcie przecięcia krzywej odpowiedzi skokowej obiektu. Punkty przecięcia tej stycznej z osią 0t i rzędną wyznaczoną przez stan ustalony odpowiedzi określają długości odcinków oznaczonych na rys.8.20. Korzystając z wyznaczonych odcinków i tabeli 8.9 wylicza się parametry modelu zastępczego.



Rys.8.20. Wyznaczanie parametrów odpowiedzi skokowej obiektu koniecznych do obliczenia parametrów modelu wg Strejca (x(t) – sygnał wymuszający, y(t) – odpowiedź obiektu).

Tab.8.9. Tablica doboru parametrów modelu wg Strejca

n	T2/T	T1/T	T1/T2	ti/T	Φi
1	1	0	0	0	0
2	2,718	0,282	0,104	1	0,264
3	3,695	0,805	0,218	2	0,323
4	4,463	1,425	0,319	3	0,353
5	5,119	2,100	0,410	4	0,371
6	5,699	2,811	0,493	5	0,384
7	6,226	3,549	0,570	6	0,394
8	6,711	4,307	0,642	7	0,401
9	7,164	5,081	0,709	8	0,407
10	7,590	5,869	0,773	9	0,413

Algorytm doboru nastaw regulatora SIPART DR24 składa się z dwóch etapów. W pierwszym z nich odbywa się identyfikacja parametrów modelu obiektu na podstawie jego odpowiedzi na wymuszenie skokowe w sposób omówiony wyżej.

W drugim etapie wyznaczane są nastawy dla regulatora PI lub PID (tab. 8.10) z wykorzystaniem metody optymalnego modułu (niem. *Betragsoptimum*). Badany jest moduł wypadkowej transmitancji widmowej układu zamkniętego. Kryterium modułowego optimum nazywane jest w literaturze kryterium Kesslera [9].

Tab.8.10. Nastawy obliczane przez regulator SIPART DR24 w trybie *adaptacji*.

	Kp	Tn	Tv
Regulator PI $R(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_n s}\right)$	$\frac{1}{4k} \frac{n+2}{n-1}$	$\frac{T}{3}(n+2)$	
Regulator PID $R(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_n s} + T_v s\right)$	$\frac{1}{16k} \frac{7n+16}{n-2}$	$\frac{T}{15}(7n+16)$	$T \frac{n^2 + 4n + 3}{7n + 16}$

Jak widać, nastawy wyznaczone tą metodą dla obiektów inercyjnych pierwszego i drugiego rzędu wymagają nieskończonego wzmocnienia. Dlatego też dla takich obiektów nastawy Kp liczone są innym sposobem np. metodą Zieglera-Nicholsa.

Obecność opóźnienia w obiektach technologicznych pogarsza własności dynamiczne zamkniętego układu regulacji. Zakres stosowania przedstawionych metod doboru nastaw określony jest warunkiem: $0,15 < T_0/T < 0,6$. Przekroczenie górnej granicy stosunku opóźnienia do stałej czasowej oznacza obniżenie wzmocnienia krytycznego. Aby poprawić jakość regulacji należy stosować zaawansowane układy sterowania: kaskadowe, selekcyjne, z predyktorem Smitha, układy nadążające za modelem MFC (Model – Following Controller), układy sterowania predykcyjnego MPC (Model Predictive Control).

Przykład półautomatycznego doboru nastaw regulatora SIPART DR24 w układzie regulacji.

Schemat do testowania układu regulacji przepływu powietrza z wykorzystaniem sieci Profibus DP ze stacjami: Simatic S7 300, SIPART DR24 i Micromaster 440 przedstawiono na rys.8.9.

W celu przeprowadzenia procesu półautomatycznego doboru nastaw operator wykonuje następujące czynności (oznaczenia przycisków i wyświetlaczy jak na rys.7.2):

- ustawia regulator w tryb pracy ręcznej przyciskiem tA4;

- przyciska klawisz tA5 przez 5 s, aż pojawi się na dd3 migający napis **PS**;
- wybiera klawiszami tA2/tA3 tryb **AdAP** i klawiszem tA4 akceptuje wybór;
Przewijanie parametrów procesu *adaptacji* odbywa się klawiszami tA6/tA7 natomiast ustawienie wartości parametrów - klawiszami tA2/tA3.
- zadaje czas obserwacji **tU** (od 0,1 do 24 godzin lub off), który powinien być przynajmniej dwukrotnie większy od czasu potrzebnego na osiągnięcie przez sygnał wyjściowy obiektu 95% wartości ustalonej odpowiedzi na wymuszenie skokowe;
- zadaje kierunek skoku **dPu** (nEG - w dół, PoS - w górę) oraz jego amplitudę **dY** (0,5%...90% - producent zaleca 10%), może zanotować wartości dotychczasowych nastaw regulatora (cP.o,tn.o, tv.o), które ukazują się na wyświetlaczach pulpitu operatora, podczas przewijania klawiszami tA6/tA7;
- uruchamia proces *adaptacji* klawiszem tA4 (przy wybranym cP.n lub tn.n, lub tv.n), przy czym identyfikujące wymuszenie skokowe pojawia się na wyjściu regulatora po czasie równym 10% czasu obserwacji **tU**, co daje dodatkowy czas na stabilizację poziomu sygnału wyjściowego z obiektu przed rozpoczęciem procesu doboru nastaw;
- obserwuje komunikaty pojawiające się na wyświetlaczach panelu operatorskiego regulatora (gdy proces *adaptacji* przebiega niezgodnie z wymaganiami) oraz wartość uchybu regulacji na wyświetlaczu dd1(w każdej chwili operator może przerwać proces i ingerować w pracę układu regulacji);
Trwanie procesu doboru nastaw sygnalizowane jest mruganiem diody L03.
- gdy proces *adaptacji* zakończy się i zostaną wyświetlone wartości nowych obliczonych nastaw, operator może dokonać ich akceptacji (dwukrotne wciśnięcie klawisza tA1 przy wyświetlanych parametrach z indeksem **.n**) lub pozostawić poprzednie nastawy (parametry z indeksem **.o**), co oznacza powrót do trybu pracy procesowej (zmiany trybu pracy odbywają się bezuderzeniowo).
Nastawy podawane przez regulator (cP, tn i tv) równe są odpowiednio nastawom aktywnym (Kp, Tn i Tv) jeśli współczynniki SG1= SG2= SG3 =1 (rys. 7.5).

Przykładowa realizacja procesu doboru nastaw

Ustalono w trybie pracy ręcznej sygnał wyjścia regulatora na poziomie 70%, a następnie w trybie **AdAP** ustawiamy: **tU** = off, amplitudę skoku **dY** na 20% i zarejestrowano w układzie jak na rys. 8.9 dwa przebiegi: dla skoku w górę (**dPu** =PoS) oraz w dół (**dPu** =nEG) pokazane na rys. 8.21 a i b.

Regulator SIPART DR24 po zakończeniu procesu półautomatycznego doboru nastaw podał obliczone nastawy dla regulatorów PI i PID oraz rząd **n** w modelu PTn (tab.8.11)

Tab.8.11. Nastawy obliczone przez regulator w trybie półautomatycznego doboru nastaw.

	Dla skoku w górę n=7			Dla skoku w dół n=6		
	Kp	Tn	Tv	Kp	Tn	Tv
PI	0,207	3,109		0.295	3,266	
PID	0,447	4,5	1,27	0,668	4,719	1.326

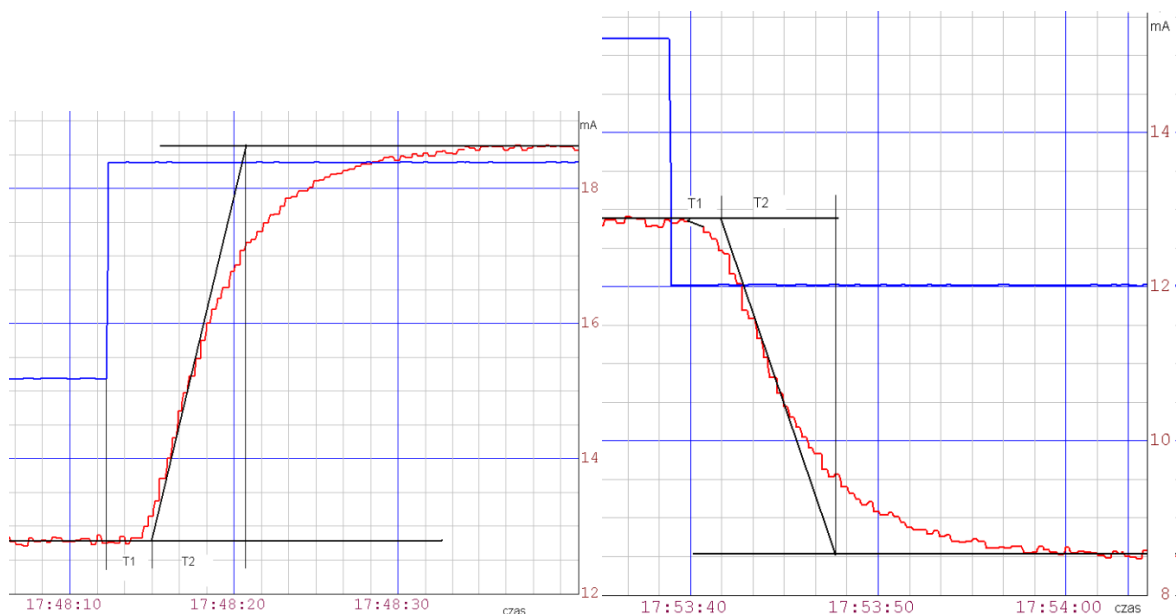
Dla porównania nastawy obliczone „ręcznie” dla tych samych warunków na podstawie odpowiedzi skokowych z rys. 8.21 z wykorzystaniem tej samej metody (tabel 8.9 i 8.10) ujęto w tabeli 8.12. Wyznaczanie punktu przegięcia przez program regulatora polega na wykrywaniu punktu zmiany znaku pochodnej sygnału wyjściowego, poddanego wcześniej filtracji szumu pomiarowego i wygładzonego. Przy wyznaczaniu ręcznym trudno jest określić precyzyjnie punkt przegięcia. Wykorzystuje się tu metodę graficzną rysując styczną do wykreślonego przebiegu sygnału w subiektywnie wybranym punkcie przegięcia. Stąd możliwe są różnice w określeniu położenia

stycznej (rys.8.21). Na podstawie wartości stosunku $T1/T2$ z tablicy 8.9 odczytuje się rząd obiektu. Jeśli wartość stosunku leży między wartościami z dwóch wierszy wskazujących rząd modelu n i $n+1$, wówczas interpretuje się to w ten sposób, że właściwym modelem jest model PTn z opóźnieniem. Jeśli wartość $T1/T2$ jest bliższa wartości wskazującej rząd n , to pomijamy opóźnienie, w przeciwnym wypadku opóźnienie zastępowane jest zwiększeniem rzędu obiektu o 1 ($n+1$). Po określeniu rzędu obiektu można określić wartość T , najlepiej jako średnią wyliczoną z trzech kolumn tabeli 8.10. Wzmocnienie obiektu k oblicza się jako stosunek przyrostu sygnału wyjściowego do przyrostu sygnału wejściowego po zakończeniu procesu przejściowego.

Łatwo zauważyć, że graficzne wyznaczanie położenia stycznej jest nieprecyzyjne i może prowadzić do zróżnicowanych wartości n i T . Omawiany model nie ma jednak na celu opisu własności fizykochemicznych obiektu. Jego zadaniem jest możliwie dobra aproksymacja własności dynamicznych obiektu, tzn. duże podobieństwo reakcji na wymuszenia. Można to osiągnąć przy różnych kombinacjach parametrów modelu

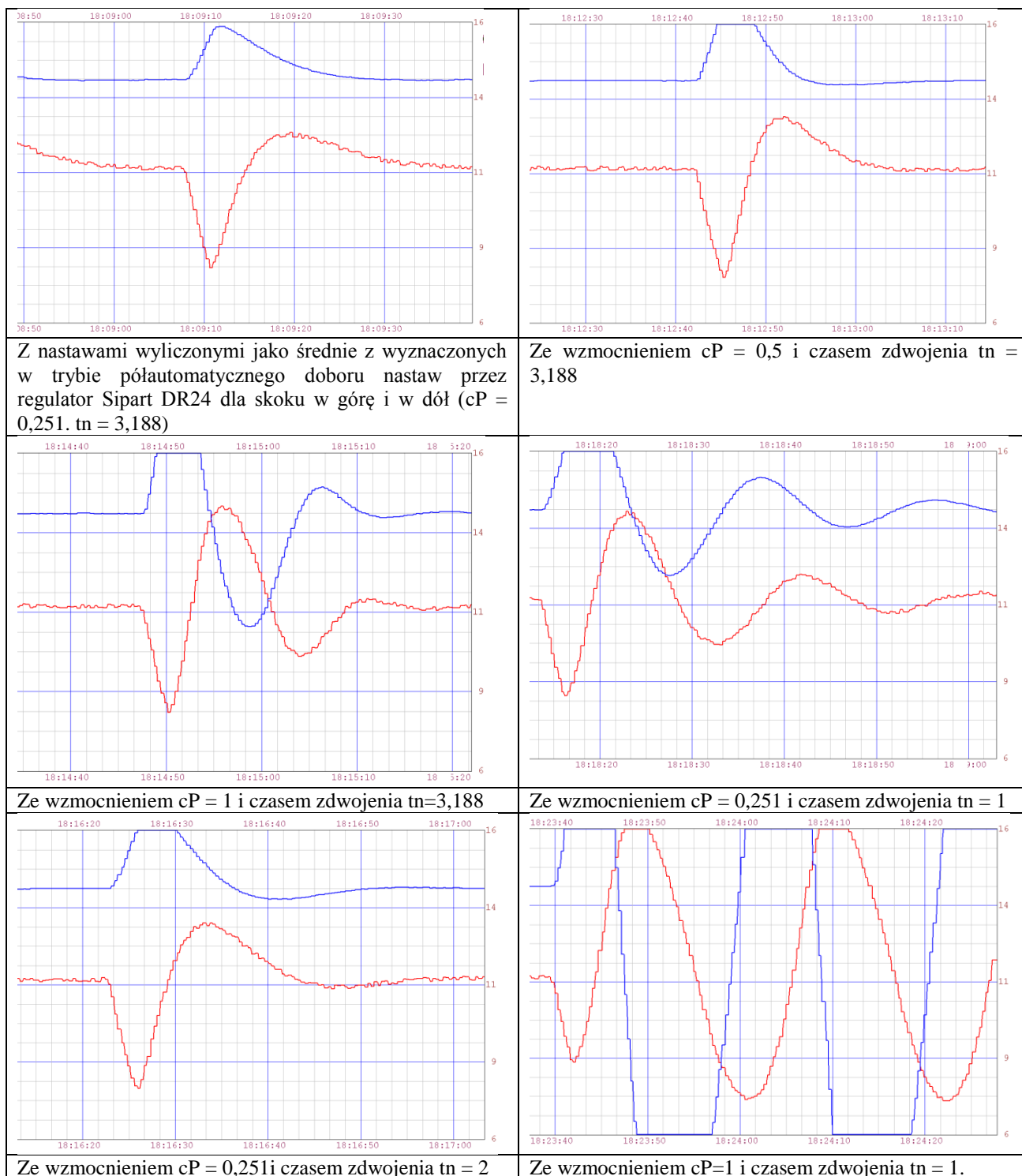
Tab.8.12. Nastawy obliczone „ręcznie” na podstawie odpowiedzi skokowej z wykorzystaniem algorytmu wykorzystywanego w regulatorze SIPART DR24.

	Dla skoku w górę $T1/T2 = 0,47$, $ko=1,83$ przyjęto $n=6$, $T = 0,5(1,28+1,23) = 1,255$ s			Dla skoku w dół $T1/T2 = 0,51$, $ko = 1,33$ przyjęto $n=6$, $T=0,5(1,18+1.23)=1,206$		
	Kp	Tn	Tv	Kp	Tn	Tv
PI	0,218	3,470		0.301	3,216	
PID	0,495	4,853	1,390	0,681	4,663	1.309



Rys.8.21. Wyznaczanie parametrów do obliczania nastaw regulatora na podstawie odpowiedzi obiektu na skok wymuszenia: a) w górę ($T_1 = 2,76$, $T_2 = 5,87$), b) w dół.

Na rys.8.21 pokazano jak nastawy regulatora wpływają na stabilizację przepływu powietrza przy zakłóceniu dopływu powietrza do dmuchawy. Na rysunkach krzywe zaczynające się wyżej pokazują przebieg sygnału wyjściowego z regulatora, zaś poniżej – przebieg sygnału z obiektu.



Rys. 8.22. Ilustracja wrażliwości układu regulacji na zmiany nastaw regulatora PI w stosunku do wyznaczonych w trybie półautomatycznego doboru nastaw (tuning'u).

W praktyce dobór nastaw odbywa się najczęściej metodą heurystyczną, opartą na doświadczeniu personelu. Omówione metody stosowane są głównie do określenia punktu startowego w procesie dostrajania regulatora, gdyż żadna z omówionych metod nie gwarantuje otrzymania optymalnych nastaw.

