

XV Krajowa Konferencja Automatyki

Tom II



**Redaktorzy:
Zdzisław Bubnicki
Roman Kulikowski
Janusz Kacprzyk**

XV Krajowa Konferencja Automatyki Tom II



Redaktorzy:
Zdzisław BUBNICKI
Roman KULIKOWSKI
Janusz KACPRZYK

ORGANIZATOR

Komitet Automatyki i Robotyki Polskiej Akademii Nauk
Instytut Badań Systemowych Polskiej Akademii Nauk

WSPÓLORGANIZATORZY

Politechnika Warszawska

Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów

Polskie Stowarzyszenie Pomiarów, Automatyki i Robotyki

ORGANIZATOR

Komitet Automatyki i Robotyki Polskiej Akademii Nauk
Instytut Badań Systemowych Polskiej Akademii Nauk

WSPÓLORGANIZATORZY

Politechnika Warszawska
Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów
Polskie Stowarzyszenie Pomiarów, Automatyki i Robotyki

KOMITET PROGRAMOWY

Przewodniczący	Zdzisław BUBNICKI
Zastępca Przewodniczącego	Roman KULIKOWSKI

CZŁONKOWIE

Stanisław BAŃKA	Michał BIAŁKO
Mikołaj BUSŁOWICZ	Władysław FINDEISEN
Ryszard GESSING	Henryk GÓRECKI
Jakub GUTENBAUM	Jerzy JÓZEFczyk
Stanisław KACZANOWSKI	Tadeusz KACZOREK
Janusz KACPRZYK	Jerzy KLAMKA
Józef KORBICZ	Zbigniew KOWALSKI
Krzysztof KOZŁOWSKI	Juliusz L. KULIKOWSKI
Krzysztof KUŹMIŃSKI	Kazimierz MALANOWSKI
Krzysztof MALINOWSKI	Wojciech MITKOWSKI
Antoni NIEDERLIŃSKI	Władysław PEŁCZEWSKI
Tadeusz PUCHAŁKA	Leszek RUTKOWSKI
Stanisław SKOCZOWSKI	Roman SŁOWIŃSKI
Jerzy ŚWIĄTEK	Andrzej ŚWIERNIAK
Ryszard TADEUSIEWICZ	Piotr TATJEWSKI
Krzysztof TCHOŃ	Leszek TRYBUS
Jan WĘGLARZ	Andrzej P. WIERZBICKI

KOMITET ORGANIZACYJNY

Przewodniczący	Roman KULIKOWSKI
Zastępcy Przewodniczącego	Janusz KACPRZYK
	Stanisław KACZANOWSKI
	Tadeusz KACZOREK
	Krzysztof MALINOWSKI
Członkowie	Roman OSTROWSKI
	Tadeusz PUCHAŁKA
	Dariusz WAGNER
Sekretarze naukowci	Jan STUDZIŃSKI
	Jan W. OWSIŃSKI

ISBN 83-89475-01-4

Copyright © Instytut Badań Systemowych Polskiej Akademii Nauk
All rights reserved

Druk: ARGRAF, Warszawa

APARATURA AUTOMATYKI

ZDALNE STROJENIE CZĘSTOTLIWOŚCIOWE REGULATORÓW PRZEMYSŁOWYCH †

Zbigniew ŚWIDER*, Leszek TRYBUS**

* Politechnika Rzeszowska, Katedra Informatyki i Automatyki
ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, e-mail: swiderzb@prz-rzeszow.pl

** Politechnika Rzeszowska, Katedra Informatyki i Automatyki
ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, e-mail: ltrybus@prz-rzeszow.pl

Streszczenie: Przedstawiono metodę precyzyjnego strojenia częstotliwościowego regulatorów PID pozwalającą uzyskać zadany pik rezonansowy i częstotliwość naturalną. Składa się na to przekąźnikowe strojenie wstępne oraz wyznaczenie charakterystyki częstotliwościowej pętli regulacyjnej na podstawie pobudzenia sinusoidą o zmiennej częstotliwości. Pik rezonansowy, jego częstotliwość i faza oraz tzw. uniwersalna mapa częstotliwościowa służą do określenia korekty nastaw. Metoda stanowi częstotliwościowy odpowiednik precyzyjnego strojenia na podstawie odpowiedzi skokowej znanego jako algorytm EXACT. Do obliczeń potrzebny jest jednak tutaj pakiet Matlab, zatem w zastosowaniach praktycznych należy liczyć się z transmisją plików pomiarowych przez Internet.

Słowa kluczowe: Dobór nastaw regulatorów PID, strojenie częstotliwościowe, strojenie przekąźnikowe, transformata FFT.

1. WPROWADZENIE

Do automatycznego strojenia regulatorów przemysłowych i pętli regulacyjnych systemów DCS stosowane są przeważnie dwie metody: a) odpowiedź skokowa obiektu, b) sterowanie przekąźnikowe [1]. Pierwsza nadaje się do jednostkowych, wyizolowanych procesów, w których występuje powtarzalny stan ustalony. Sterowanie przekąźnikowe jest odpowiednie dla instalacji większych, z kilkoma pętlami regulacyjnymi, gdzie ze względu na interakcje nie udaje się doprowadzić do stanu ustalonego, bądź stan ten nie jest powtarzalny.

Nastawy otrzymane na podstawie odpowiedzi skokowej reprezentują strojenie wstępne (*preliminary tuning*). Powinny one być punktem wyjścia do późniejszego strojenia precyzyjnego (*fine tuning*), w którym dokonuje się korekt nastaw na podstawie odpowiedzi pętli [6]. Pierwszym algorytmem automatycznego strojenia precyzyjnego umożliwiającym uzyskanie przebiegów o zadanym kształcie był EXACT firmy Foxboro [4]. Podobną cechą mają obecnie niektóre regulatory Honeywella i ABB (a także jeden regulator krajowy [7]).

Analogicznie, nastawy otrzymane w wyniku sterowania przekąźnikowego powinno się również traktować jako strojenie wstępne. Zakładając, że ze względu na interakcje pętla regulacyjna nie daje powtarzalnych odpowiedzi skokowych, powstaje pytanie *jak w takim przypadku przeprowadzić strojenie precyzyjne*. Celem niniejszego artykułu jest przedstawienie częstotliwościowej metody precyzyjnego strojenia regulatorów PID w obecności interakcji lub silnych zakłóceń. Częstotliwościową charakterystykę pętli otrzymuje się stosując pobudzenie sinusoidalne o zmiennej częstotliwości, a następnie szybką transformatę Fouriera FFT [3]. Korekta nastaw jest dokonywana na podstawie standardowych wskaźników rezonansowych (pik, częstotliwość, faza).

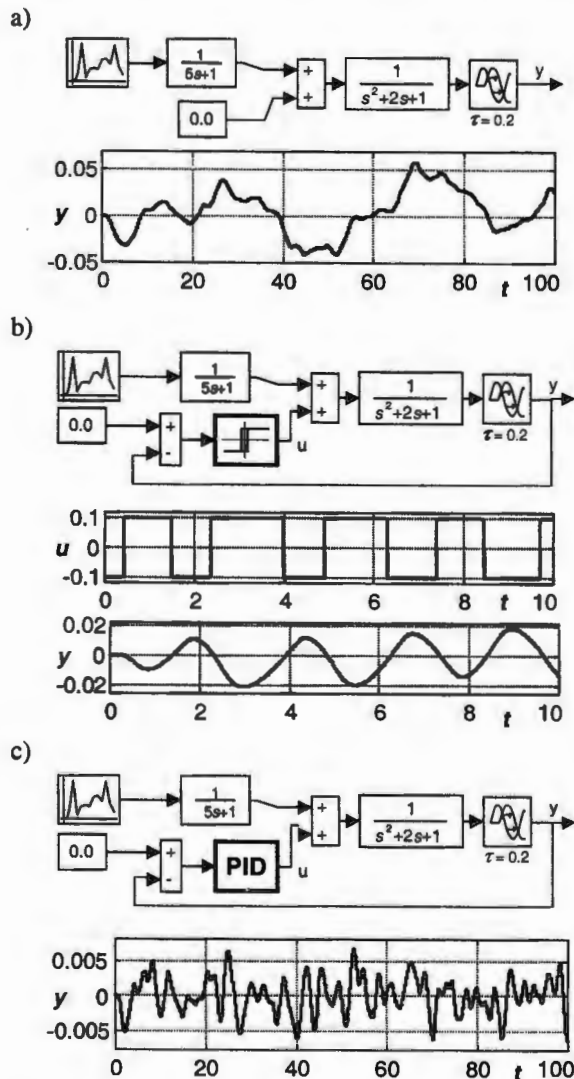
Prezentowana metoda stanowi przeniesienie na grunt częstotliwościowy metody „mapy nastaw” opracowanej dla strojenia precyzyjnego na podstawie odpowiedzi skokowej [7, 8]. Kluczową rolę odgrywają teraz zależności piku rezonansowego $M_p(a, b)$ i względnej częstotliwości naturalnej $OMN(a, b)$ od względnego zera regulatora a i wzmocnienia pętli b . Aby podejście uczynić możliwe zrozumiałym, rozważania prowadzone są tutaj w oparciu o przykład.

2. SYMULACJA STROJENIA PRZEKAŹNIKOWEGO

Obiekt. Na rys.1a pokazano sporządzony w Simulinku schemat obiektu $e^{-0.2s}/(s+1)^2$ z zakłóceniem przypadkowym oddziałującym na wejście (*load disturbance*). Zakłócenie jest wolnozmiennie ze względu na wprowadzony filtr $1/(5s+1)$. Przy odchyleniu standardowym 50% generatora przypadkowego zmiany wyjścia obiektu przekraczają 5% (rys.1a). W tej sytuacji odpowiedź skokowa potrzebna do miarodajnej oceny nastaw regulatora PID powinna osiągać przynajmniej 20%. Jeżeli technologia prowadzenia procesu na to nie pozwala, pozostaje strojenie przekąźnikowe.

† Praca finansowana z grantu MNI nr 4 T11A 017 24.

Strojenie przełącznikowe. Układ i przebiegi przy zmianach sterowania o $U = 10\%$ pokazano na rys.1b. Pomijając początkowe przełączenia, średnia amplituda zmian wyjścia wynosi $A = 1.5\%$, a okres $T_{cr} = 2.2$. Niewielka histereza $H = 0.2\%$ eliminuje pozostałości szumów. Pomijając H , wzmacnienie krytyczne obliczamy ze wzoru $k_{cr} \cong 4U/(\pi A) = 8.5$ (funkcja opisująca przełącznika).



Rys.1. Schematy i przebiegi dynamiczne: a) obiekt z zakłóceniem, b) strojenie przełącznikowe, c) układ zamknięty

Nastawy PID. Przy strojeniu przełącznikowym korzysta się wprost ze standardowych reguł Zieglera-Nicholsa lub z ich modyfikacji [2, 5, 6]. Pozostając przy standardzie otrzymujemy $k_p = 0.6k_{cr} = 5.1$, $T_i = 0.5T_{cr} = 1.1$, $T_d = T_i/4 = 0.275$ (PID: $k_p(1 + 1/(T_i s) + T_d s)$). Układ zamknięty i przebiegi regulacyjne pokazano na rys.1c. Poprzednie znaczne wahania wyjścia zmalały teraz do poziomu 0.7%.

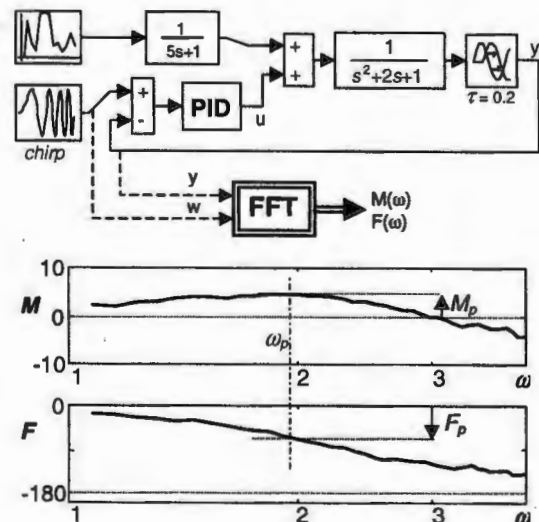
3. IDENTYFIKACJA CZĘSTOTLIWOŚCIOWA

Eksperyment przeprowadza się w układzie z rys.2 [3], gdzie wielkość zadana w jest sinusoidą o częstotliwości

malejącej od $\omega_H = 2\pi/T_{cr}$ (oscylacje przełącznikowe) do $\omega_L = \omega_H/3$, tzn.

$$w(t) = W \cdot \sin(\omega(t) \cdot t), \quad \omega(t) = \omega_H - \frac{\omega_H - \omega_L}{T} t \quad (1)$$

Półowa dekady ($\frac{1}{3} \cong 10^{-0.5}$) jako przedział częstotliwości obejmuje pik rezonansowy typowego układu. Dla amplitudy $W = 2.5\%$, czyli parokrotnie więcej niż maksymalne odchylenie wyjścia (rys.1c), zadowalające wyniki otrzymano dla horyzontu $T = 40$ zawierającego około 15 „sinusoid”.



Rys.2. Schemat identyfikacji częstotliwościowej i charakterystyki układu zamkniętego

Zarejestrowane przebiegi $w(t)$ i $y(t)$ przetwarzane są za pomocą szybkiej transformaty Fouriera FFT dając charakterystykę modułową $M(\omega)$ i fazową $F(\omega)$ układu zamkniętego

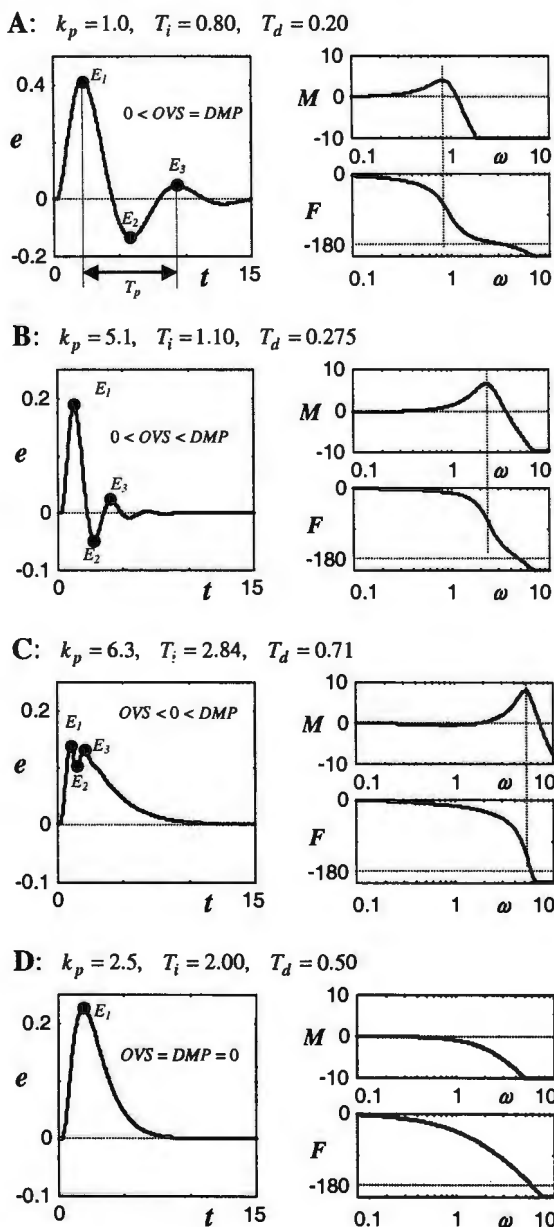
$$M(\omega) e^{jF(\omega)} = \frac{\text{FFT}(y)}{\text{FFT}(w)} \quad (2)$$

Wyniki pokazano na rys.2 (moduł w decybelach). Jak widać, układ ma pik rezonansowy $M_p \cong 5.2$ [dB] i fazę $F_p = -68^\circ$ dla częstotliwości $\omega_p = 1.91$. Pytanie, które teraz się nasuwa brzmi, czy takie charakterystyki są zadowalające.

4. ODPOWIEDZI SKOKOWE A CHARAKTERYSTYKI CZĘSTOTLIWOŚCIOWE

Na rys.3 pokazano cztery warianty przebiegu błędu regulacji $e(t)$ przy skoku dodatkowego sygnału zakłócającego na wejściu obiektu (o 5%), wraz z nastawami regulatora PID oraz charakterystykami częstotliwościowymi (względem wielkości zadanej). Zakłócenie przy-podkowane odłączono, a przedział częstotliwości rozszerzono do dwóch dekad. Wariant B dotyczy poprzecznych nastaw (Zieglera-Nicholsa, rys.1c). W wariantcie A regulator ma silniejszą akcję całkującą I, a słabszą pro-

porcjonalną P . W obszarze C jest odwrotnie – silniejsze P , słabsze I , zaś w D obydwie akcje stają się słabe. W każdym wariancie zachowywano $T_d = T_i/4$.



Rys. 3. Przebiegi błęd regulacji oraz charakterystyki częstotliwościowe układu dla czterech wariantów nastaw PID

Wskaźniki odpowiedzi skokowej. W algorytmie EXACT [1, 4] kształty przebiegów A, B, C, D są scharakteryzowane za pomocą przeregulowania OVS (*overshoot*) i tłumienia DMP (*damping*)

$$OVS = -\frac{E_2}{E_1}, \quad DMP = \frac{E_3 - E_2}{E_1 - E_2} \quad (3)$$

($E_2 < 0$ dla A, B na rys.3). Brany jest też pod uwagę okres T_p . Korzystając z relacji między OVS a DMP podanych nad przebiegami na rys.3 można automatycznie wybrać odpowiedni wariant. Mając podane wymagane przeregulowanie OVS^* i tłumienie DMP^* , na

podstawie różnic $OVS^* - OVS$ i $DMP^* - DMP$ dokonuje się korekty nastaw [1, 4] (por. [7, 8]).

Wskaźniki częstotliwościowe. Porównując przebiegi i charakterystyki z rys.3 nietrudno zauważyć, że wskaźnikami zastępującymi OVS i DMP mogłyby teraz być pik rezonansowy M_p oraz odpowiadająca mu faza F_p . Rolę T_p przejmuje częstotliwość rezonansowa ω_p . Na podstawie rozpatrywanego przykładu, a także analizy innych obiektów typowych dla automatyzacji procesów, stwierdzono, że jeżeli w charakterystyce modułowej $M(\omega)$ występuje pik rezonansowy, to dla wariantu A faza F_p może wynieść $-60...-120^\circ$, dla B około $-70...-150^\circ$, a dla C $-100...-180^\circ$ (przedziały te zachodzą na siebie uniemożliwiając jednoznaczny wybór). Dla wariantu D w charakterystyce modułowej nie widać piku, a dla C na lewo od piku moduł osiąga wartości ujemne. Dalszego uściślenia wariantów A, B, C dokonamy później na podstawie relacji między częstotliwością ω_p a nastawami regulatora. Należy jednak dodać, że algorytm EXACT nie dopuszcza do przebiegów C ze względu na nadmierną aktywność sterowania [3].

5. CZĘSTOTLIWOŚCIOWA MAPA NASTAW

Aproksymacja 2-go rzędu. Charakterystykę modułową w wariantcie A (rys.3) można aproksymować transmittancją

$$G_{closed}(s) \cong \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4)$$

Pik i częstotliwość rezonansową określają wzory

$$M_p = 20 \log \frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}, \quad \omega_p = \omega_n \sqrt{1-2\xi^2} \quad (5)$$

z których wyznaczmy częstotliwość naturalną ω_n i współczynnik tłumienia ξ

$$\omega_n = \frac{\omega_p}{\sqrt{1-1/M^2}}, \quad \xi = \sqrt{\frac{1}{2}(1-\sqrt{1-1/M^2})} \quad (6)$$

(gdzie $M = 10^{M_p/20}$). ω_n i ξ pozwalają oszacować czas ustalania odpowiedzi skokowej $t_{settle} \cong 4/(\xi\omega_n)$. Aproksymacja 2-go rzędu daje też niezłe wyniki dla wariantu B pod warunkiem, że nie odbiega on zbyt od A. Wariantem C nie będziemy się zajmować (z powodów jak wyżej). Do aproksymacji w D musi wystarczyć tylko charakterystyka fazowa oraz wzory

$$\max_{\omega} \left| \frac{dF}{d\omega} \right| = \frac{1}{\xi\omega_n}, \quad \omega_n = \arg \max_{\omega} \left| \frac{dF}{d\omega} \right| \quad (7)$$

Interesująca będzie także granica między A i D oraz B i D (przebiegi aperiodyczne krytyczne).

Częstotliwość OMN. Ponieważ $T_d = T_i/4$, więc transmittancję $k_p(1+1/(T_i s) + T_d s)$ można zapisać jako

$$\text{PID: } \frac{k_p (s+z)^2}{2z s} \quad (8)$$

$$G_{\text{template}}(s) = \frac{e^{-s}}{s+1} \quad (12)$$

Mamy tutaj dwie niezależne nastawy k_p , z modyfikowane podczas strojenia precyzyjnego (dwie niezależne nastawy występowałyby także podczas strojenia regulatora PI). W celu powiązania częstotliwości ω_n z zerem regulatora z wprowadzamy względną częstotliwość naturalną [7, 8]

$$\text{OMN} = \frac{\omega_n}{z} \quad (9)$$

Na podstawie OMN można wnosić o szybkości działania układu, czyli rozsądzać o wariacie A, B lub C (por. ω_p na charakterystykach z rys.3).

Płaszczyzna nastaw. Rozważmy tymczasowo transmitancję

$$G(s) = \frac{k_o}{Ts+1} e^{-\tau s} \quad (10)$$

stosowaną powszechnie do wstępnej oceny dynamiki procesów technologicznych. Definiujemy względne zero regulatora z oraz wzmacnienie pętli $k_p k_o$. Płaszczyzna o współrzędnych

$$a = \log(z\tau), \quad b = \log(k_p k_o) \quad (11)$$

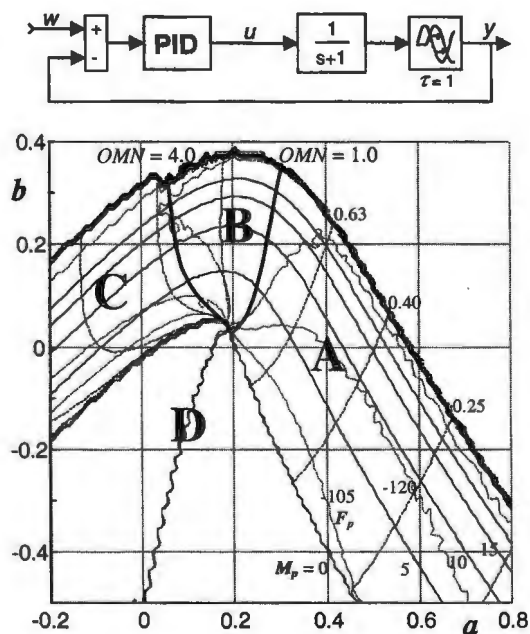
będzie nazywana *płaszczyzną nastaw* regulatora (8) dla obiektu (10).

Generacja mapy częstotliwościowej. Załóżmy, że k_o , T i τ w (10) są znane. Dla różnych nastaw k_p , z , czyli współrzędnych a , b , wyznaczamy charakterystyki częstotliwościowe układu zamkniętego. Z każdej z nich odczytujemy M_p , ω_p i F_p , wybieramy wariant A, B, C lub D według wskazówek z poprzedniego punktu oraz dla A, B, D obliczamy ω_n , a następnie OMN . Punkty na płaszczyźnie nastaw, gdzie $M_p = \text{const}_i$, $F_p = \text{const}_j$, $\text{OMN} = \text{const}_k$ łączymy otrzymując zbiór poziomic (warstwic) dwuwymiarowych powierzchni $M_p(a,b)$, $F_p(a,b)$ i $\text{OMN}(a,b)$. Reprezentują one *częstotliwościową mapę nastaw*. Przykład pokazano na rys.4, gdzie A, B, C, D oznaczają obszary, w których odpowiedzi skokowe i charakterystyki częstotliwościowe są zbliżone do pokazanych na rys.3. Ogólnie biorąc mapa z rys.4 wygląda podobnie jak mapa powierzchni $\text{OVS}(a,b)$, $\text{DMP}(a,b)$ i $\text{OMN}(a,b)$ dla odpowiedzi skokowych przedstawiona w [7, 8]. Na tej podstawie granice między obszarami A, B oraz B, C przyjęto odpowiednio dla częstotliwości $\text{OMN} = 1.0$ i $\text{OMN} = 4.0$ (rys.4).

6. STROJENIE PRECYZYJNE

Obiekt wzorcowy. W [7, 8] pokazano, że obiekt o transmitancji

może służyć jako wzorcowy (*benchmark*) do wygenerowania *uniwersalnej mapy nastaw* przeznaczonej do precyzyjnego strojenia pętli regulacyjnych z obiektami typowymi dla automatyzacji procesów. We wzorcu (12) stała czasowa i opóźnienie są jednakowe, praktycy uważaliby go więc za „trudny” dla konwencjonalnego strojenia („ręcznego”). W metodzie z [7, 8] zakłada się, że w strojonej pętli znajduje się właśnie taki wzorec. Jeżeli faktyczny obiekt jest „prostszy”, tzn. opóźnienie jest mniejsze od stałej czasowej, to liczba kroków dostrojczych wprawdzie wzrasta, ale za to zapewniona jest zbieżność do punktu docelowego *bez zagrożenia niestabilnością*. Okazuje się także, że mapy dla obiektów z opóźnieniami przekraczającymi stałe czasowe tylko nieznacznie różnią się od mapy dla wzorca (12). Z tego względu mapę tę można przyjąć jako uniwersalną.



Rys. 4. Układ z obiektem wzorcowym i częstotliwościową mapą nastaw

Użyteczne poziomic. Przecięcie poziomic odpowiadających wskaźnikom zidentyfikowanej charakterystyki częstotliwościowej reprezentuje punkt pracy pętli (aktualne nastrojenie). Z rys.4 widać, że w obszarze A poziomic fazy F_p (drobne kropki) są z grubsza równoległe do poziomic piku M_p (ciągłych), więc można będzie z nich zrezygnować. W pobliżu obszaru B poziomic F_p zaczynają odbiegać od M_p , ale oszacowania ω_n ze wzorów (5) i (6) są tu jeszcze dość miarodajne, więc do lokalizacji punktu wystarczą poziomic M_p i OMN (przerywane). Z części obszaru B przylegającej do C rezygnujemy z tego samego powodu co z C. Dla wyjaśnienia warto dodać, że algorytm EXACT standardowo (*default*) nastroja regulator na granicę między obszarami A i B [4]. Na uniwersalnej mapie odpowiada to względnej częstotliwości $\text{OMN} = 1.0$. W sumie więc

poziomicami wykorzystywanymi dalej będą $M_p(a, b)$ i $OMN(a, b)$.

Punkt aktualny a docelowy. Załóżmy, że ze zidentyfikowanej charakterystyki częstotliwościowej odczytano M_p^o, ω_p^o, F_p^o , a znając zero z regulatora obliczono OMN^o . Na przecięciu poziomicy M_p^o i OMN^o wyznaczamy współrzędne (a^o, b^o) aktualnego punktu pracy (rys.5). Niech M_p^* i OMN^* określają punkt docelowy (a^*, b^*) . Jeśli $M_p^* < M_p^o$, to chodzi o mniejszy pik rezonansowy, czyli mniejsze przeregulowanie, a jeśli $OMN^* < OMN^o$, to o zmniejszenie częstotliwości, czyli dłuższy czas ustalania.

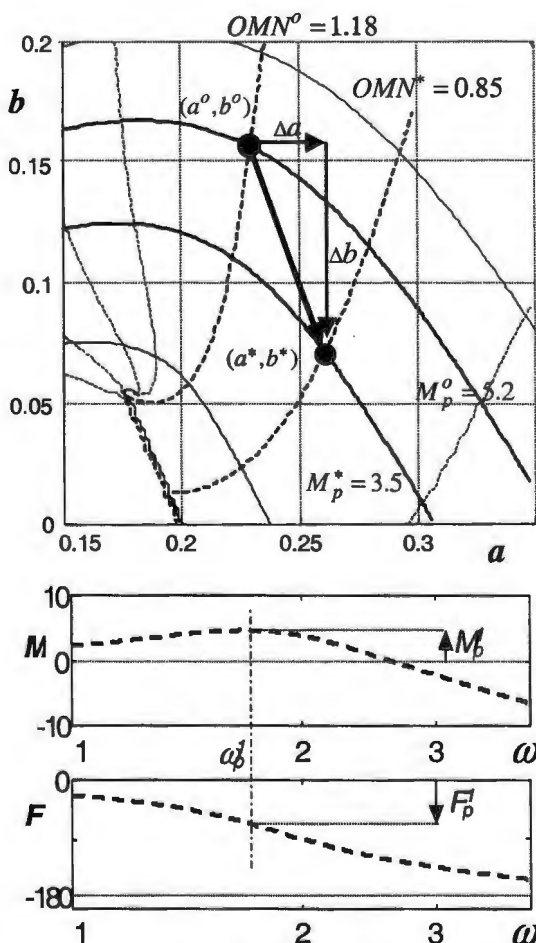
Korekta nastaw. Odmierzamy odległość

$$\Delta a = a^* - a^o, \quad \Delta b = b^* - b^o \quad (13)$$

Skorygowane nastawy są określone wzorami

$$k_p^1 = k_p^o \cdot 10^{\Delta b}, \quad z^1 = z^o \cdot 10^{\Delta a}, \quad (14)$$

gdzie k_p^o, z^o oznaczają nastawy wstępne, dla których otrzymano (a^o, b^o) . Jeżeli punkty (a^*, b^*) i (a^o, b^o) leżą nie za daleko od granicy obszarów A, B (rys.4), to uniwersalna mapa daje zadowalający rezultat po paru krokach.



Rys. 5. Korekta nastaw na uniwersalnej mapie oraz charakterystyki częstotliwościowe układu po korekcie

Obliczenia. Wracamy do układu z zakłócanym obiektem $e^{-0.2s}/(s+1)^2$ i nastaw Zieglera-Nicholsa, tzn. $k_p^o = 5.1$, $z^o = 2/T_i = 1.82$ (pkt.2). Identyfikacja częstotliwościowa dała $M_p^o = 5.2$, $\omega_p^o = 1.91$, $F_p^o = -68^\circ$ (pkt.3). Ze wzorów (6), (9) otrzymujemy $\omega_n^o = 2.1$, $OMN^o = 1.18$. Poziomice M_p^o i OMN^o przecinają się dla $a^o = 0.23$ i $b^o = 0.16$. Niech specyfikacjami punktu docelowego będą $M_p^* = 3.5$ i $OMN^* = 0.85$. Oznacza to pewną redukcję czułości regulatora (jak w większości modyfikacji reguł Zieglera-Nicholsa [2, 5]). Wtedy $a^* = 0.26$ i $b^* = 0.07$ (rys.5). Nowe nastawy obliczone według (13), (14) wynoszą $k_p^1 = 4.15$, $z^1 = 1.95$. Na rys.5 pokazano charakterystyki częstotliwościowe skorygowanego układu zidentyfikowanego w układzie z rys.2. Teraz $M_p^1 = 4.7$, $OMN^1 = 1.02$, $\omega_p^1 = 1.68$, $F_p^1 = -81^\circ$, $\omega_n^1 = 1.86$. Jak widać, nowe M_p^1 i OMN^1 różnią się jeszcze od docelowych M_p^* i OMN^* . Do decyzji użytkownika należy, czy różnice takie są dopuszczalne, czy procedurę należy powtórzyć.

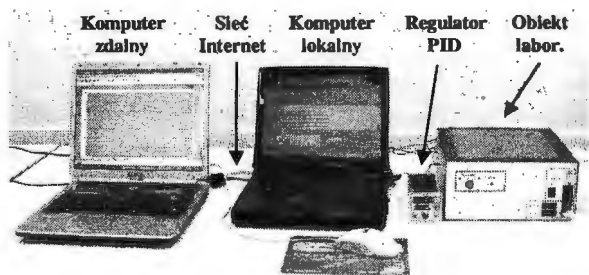
7. ZDALNA REALIZACJA STROJENIA

Praktyczna realizacja strojenia według przedstawionej metody wymaga komputera z transformatą FFT i podstawowymi funkcjami częstotliwościowymi. Możliwość takie stwarza oczywiście pakiet Matlab (także Java for Process Control). Warto wiedzieć, że interfejsy do Matlabu pojawiły się już w stacjach inżynierskich systemów DCS (ostatnio w PCS 7 Siemens). Do zatwierdzenia wyników eksperymentu niezbędny jest także kompetentny automatyk, a ten bywa często dostępny tylko poprzez sieć. Dlatego przykładem dla ewentualnej aplikacji praktycznej może być eksperymentalna architektura¹ pokazana na rys.6. W skład jej wchodzi:

1. Regulator PID połączony wejściem i wyjściem analogowym z laboratoryjnym obiektem cieplnym (tranzystor mocy z radiatorem). Regulator należy nastawić według opisanej metody.
2. Komputer lokalny (SCADA) komunikujący się z regulatorem według protokołu Modbus. Komputer przeprowadza strojenie przekąźnikowe, dobiera nastawy, a następnie generuje sinusoidę o zmiennej częstotliwości rejestrując przebiegi. Ma także wbudowany serwer WWW udostępniający plik z przebiegami oraz aktualne nastawy.
3. Zdalny komputer kliencki odbierający z serwera plik z przebiegami za pomocą przeglądarki internetowej. Komputer ma zainstalowany Matlab i tutaj automatycznie przeprowadza obliczenia. Skorygowane nastawy umieszczane są na stronie WWW serwera, skąd Modbus przekazuje je do regulatora.

Do implementacji architektury z rys.6 wykorzystano standardowe narzędzia Microsoftu – lokalnie Internet Information Server, a zdalnie Internet Explorer.

¹ Uruchomiona przez dr B.Tybusa i mgr D.Rzońcę.



Rys. 6. Eksperymentalna architektura dla strojenia częstotliwościowego

8. PODSUMOWANIE

Zaprezentowano częstotliwościową metodę precyzyjnego strojenia pętli PID pozwalającą uzyskać zadany pik rezonansowy i względną częstotliwość naturalną. Strojenie wstępne następuje na podstawie oscylacji przekaznikowych. Charakterystykę częstotliwościową pętli wyznacza się stosując pobudzenie sinusoidą o zmiennej częstotliwości. Metoda korzysta z uniwersalnej mapy nastaw odpowiadającej sterowaniu obiektem, którego stała czasowa i opóźnienie są jednakowe. Przetwarzanie wyników będzie na ogół przeprowadzane zdalnie ze względu na wykorzystanie Matlaba (transformata FFT). Artykuł niniejszy należy traktować jako rozpoznawczy. Prowadzone są prace nad zautomatyzowaniem przedstawionej metody.

REMOTE FREQUENCY TUNING OF INDUSTRIAL CONTROLLERS

Abstract: A frequency method for precise tuning of industrial controllers is presented. The method allows to get prescribed resonant peak and natural frequency. It consists of relay preliminary tuning and determination of loop frequency characteristic by means of variable frequency sinusoidal excitation. The resonant peak, its frequency and phase, and a universal frequency map are used to determine correction of the settings. The method can be viewed as a frequency counterpart of the EXACT tuning algorithm for precise tuning based on step responses. Here however, Matlab package is needed, so in practice one will rely on Internet transmission of measurement files.

Literatura

- [1] Åström K.J., Hägglung T., Hang C.C., Ho W.K. (1993): Automatic tuning and adaptation for PID controllers – a survey. *Control Engineering Practice*, 1, 699-714.
- [2] Hang C.C., Åström K.J., Ho W.K. (1991): Refinements of the Ziegler-Nichols tuning formula. *IEE Proceedings-D*, 138, 2, 111-118.
- [3] Franklin G. F., Powell J. D., Workman M.L (1998): *Digital Control of Dynamic Systems* (3rd edition). Addison-Wesley, Reading MA.
- [4] Kraus T.W., Myron T.J. (1984): Self-tuning PID controllers using pattern recognition approach. *Control Engineering*, 31, 106-111.
- [5] O'Dwyer A. (2003): *Handbook of PI and PID tuning rules*. Word Scientific, New Jersey.
- [6] Shinskey F.G. (1988): *Process control systems – application, design and tuning* (3rd edition). McGraw-Hill, New York.
- [7] Świder Z., Trybus L. (1998): Adaptive tuning of PID controller using template surfaces. *IFAC Workshop on Adapt. Systems in Control & Signal Processing*, Glasgow, 327-332.
- [8] Świder Z., Trybus L. (2004): An alternative algorithm to EXACT self-tuning. *Archives of Control Sciences*, 14(L), 3/4, 273-286.



Instytut Badań Systemowych
Polskiej Akademii Nauk

ISBN 83-89475-01-4