

440

BE10

ZESPÓŁ AUTOMATYKI ELEKTRONICZNEJ

Nazwa ONB/ZNB

Główny wykonawca

mgr inż. Zbigniew Pietrusiński

Wykonawcy:

mgr inż. Zbigniew Pietrusiński

tech. Michał Zychowicz

Opracowanie analityczne i sprawdzenie doświadczalne podstawowych
tez metody adaptacji parametrów dynamicznych regulatorów
mikroprocesorowych w oparciu o analizę widma odchyłki regulacji
Etap 2: Opracowanie pierwszej redakcji pracy doktorskiej :” Metoda
adaptacji parametrów dynamicznych regulatorów
mikroprocesorowych”.

(Tytuł pracy, numer i tytuł etapu).

Zleceniodawca

Praca statutowa PIAP

Kierownik Zespołu

doc/dr inż J. Korytkowski

Z-ca Dyrektora d/s Bad.-Rozw.

dr inż. Jan Jabłkowski

Pracę zakończono dnia 15.12.1995r.

Nr arch. 7258

Nr zlecenia S1543

REGULATORY ELEKTRONICZNE + OPROGRAMOWANIE:
ADAPTACJA

Abstrakt

Praca zawiera pierwszą redakcję pracy doktorskiej dotyczącej, opracowanej w Instytucie, metody adaptacji parametrów dynamicznych regulatorów mikroprocesorowych typu PID.

Tytuły poprzednich sprawozdań

1. Opracowanie analityczne i sprawdzenie doświadczalne podstawowych tez metody adaptacji parametrów dynamicznych regulatorów mikroprocesorowych w oparciu o analizę widma regulacji.
Etap 1: Opracowanie analityczne i sprawdzenie doświadczalne podstawowych tez metody adaptacji parametrów dynamicznych regulatorów mikroprocesorowych.
- Sprawozdanie z pracy PIAP nr arch. 7222

Rozdzielnik

Egz. 1. OIN

Egz. 2. ZAE

Egz. 3. ZAE-2

MGR INŻ. ZBIGNIEW PIETRUSIŃSKI

**METODA ADAPTACJI PARAMETRÓW
DYNAMICZNYCH REGULATORÓW
MIKROPROCESOROWYCH**

PRACA DOKTORSKA

WYKONANA W PRZEMYSŁOWYM INSTYTUCIE AUTOMATYKI I POMIARÓW

(PIERWSZA REDAKCJA)

PROMOTOR: PROF. DR HAB. TADEUSZ KACZOREK

WARSZAWA GRUDZIEŃ 1995

SPIS TREŚCI

| | | |
|-----|--|--|
| 1. | Wstęp | |
| 2. | Przegląd literatury | |
| 3. | Przedstawienie problemu | |
| 4. | Proponowana metoda adaptacji | |
| 4.1 | Przedstawienie zasadniczej idei | |
| 4.2 | Przykład zastosowania proponowanej metody w prostym układzie adaptacyjnym | |
| 4.3 | Ogólna metoda realizacji technicznej układu adaptacyjnego | |
| 4.4 | Transmitancje aproksymujące w układzie adaptacyjnym | |
| 4.5 | Alternatywny sposób strojenia parametrów regulatora | |
| 5.0 | Adaptacja parametrów w mikroprocesorowych regulatorach PID | |
| 5.1 | Oznaczenia jednostek względnych dla podstawowych parametrów używanych w pracy | |
| 5.2 | Rzeczywiste przebiegi charakterystyk strojenia parametrów regulatora | |
| 5.3 | Podstawowe zadania układu adaptacyjnego | |
| 5.4 | Optymalne nastawy parametrów regulatora PID w zamkniętym układzie regulacji..... | |
| 5.5 | Porównanie charakterystyk strojenia przy różnych parametrach obiektu regulacji | |
| 5.6 | Wpływ zakłóceń na charakterystyki strojenia parametrów regulatora | |
| 5.7 | Wzorcowe charakterystyki adaptacji | |
| 5.8 | Dostrajanie parametrów dynamicznych przy wzorcowych charakterystykach adaptacji | |

| | |
|------|---|
| 5.9 | Jakość regulacji przy strojeniu w oparciu o charakterystyki wzorcowe |
| 5.10 | Rozwiązania funkcjonalne układów autostrojenia |
| 6.0 | Wyniki badań |
| 6.1 | Badania symulacyjne |
| 6.2 | Próbna implementacja algorytmu |
| 7. | Podsumowanie |
| 8. | Bibliografia |

1. Wstęp

Cechą charakterystyczną większości układów automatycznej regulacji jest to, że mamy do czynienia z własnościami dynamicznymi obiektów, które zmieniają się wraz ze zmianami warunków pracy oraz z upływem czasu, ponieważ regulowane obiekty są przeważnie nieliniowe i niestacjonarne. Zmiany dynamiki w przypadku wielu obiektów są tak duże, że możliwa do uzyskania mała wrażliwość układów regulacji na zmiany parametrów obiektów już nie wystarcza do uzyskania wymaganej jakości regulacji lub wręcz stabilności układów. Dlatego w celu zapewnienia wymaganej jakości sterowania konieczna jest adaptacja (dostrajanie) algorytmu regulacji podczas realizacji tego algorytmu.

Wieloletnie doświadczenia wykazały, że regulatory z algorytmami PID są w stanie sprostać większości problemów występujących w przemyśle. Głównymi wyjątkami pod tym względem są obiekty o charakterze oscylacyjnym i systemy ze znacznymi opóźnieniami stochastycznymi. W takich wypadkach regulatory o innych strukturach niż PID mogą dać dużo lepsze wyniki.

Powszechny wzrost zainteresowania sterowaniem adaptacyjnym rozpoczął się w drugiej połowie lat pięćdziesiątych. Był on wynikiem nie tylko fascynujących możliwości układów adaptacyjnych lecz raczej konsekwencją szybkiego rozwoju teorii regulacji automatycznej w latach czterdziestych i pierwszej połowie lat pięćdziesiątych [5]. Po umocnieniu pozycji zdobytych w latach czterdziestych inżynierowie automatycy zetknęli się z problemami w stosunku do których klasyczne metody regulacji automatycznej stały się zupełnie nieprzydatne, a których rozwiązanie stawało się możliwe przy użyciu metod sterowania adaptacyjnego. Precyzyjna definicja układu adaptacyjnego nie została opracowana, jednak można przyjąć, że w przeważającej liczbie wypadków, podstawowym zadaniem układów adaptacyjnych jest dostosowanie charakterystyki regulatora do zmieniających się parametrów obiektu regulacji i zmieniających się warunków układu.

Duża ilość publikacji na temat regulacji adaptacyjnej pojawiła się w latach 1958-1968. Większość z nich dotyczyła algorytmów opartych o sygnały analogowe, a ich praktyczna realizacja bazowała na technice analogowej. Jednak z uwagi na wysokie koszty praktycznej realizacji i wąskie pole zastosowań określonych algorytmów, zainteresowanie nimi stopniowo malało.

Ponowny wzrost zainteresowania układami adaptacyjnymi nastąpił w latach siedemdziesiątych. Duży postęp w produkcji tanich układów mikroprocesorowych spowodował zastąpienie

techniki analogowej, w produkowanych regulatorach przemysłowych, technika cyfrową. To z kolei umożliwiło stosowanie złożonych algorytmów obliczeniowych, a w szczególności wpłynęło na wzrost zainteresowania algorytmami adaptacji i samostrojzenia. Szczególnie duży wzrost zainteresowania tymi zagadnieniami obserwuje się w ciągu ostatnich kilkunastu lat.

Pierwszy regulator mikroprocesorowy z możliwością samostrojzenia i adaptacji przeznaczony dla zastosowań przemysłowych wprowadziła w 1981r firma Leeds-Northrup (Elektromax V). Obecnie samostrojzenie stało się dość powszechne w mikroprocesorowych regulatorach przemysłowych.

2. Przegląd literatury

Duża ilość publikacji na temat regulacji adaptacyjnej pojawiła się w latach 1958-1968. Próby wyposażenia regulatorów w algorytmy adaptacji były podejmowane od dawna. Natrafiały jednak na poważne ograniczenia natury teoretycznej, technicznej i ekonomicznej. Sytuacja zmieniła się zasadniczo dopiero w latach siedemdziesiątych, kiedy to m. inn. K. J. Aström i B. Wittenmark ogłosili swoje prace, stanowiące podstawę teoretyczną regulacji samonastrajającej minimalnowariancyjnej. Nastąpiło to w okresie kryzysu energetycznego - kiedy bardzo istotna stała się efektywność procesów przemysłowych - i jednocześnie w okresie pojawienia się układów mikroprocesorowych, umożliwiającących stosowanie złożonych algorytmów. W efekcie powstało wiele praktycznych realizacji, będących m. inn. źródłem cennych doświadczeń dla teoretyków. Okazało się np., że w wielu wypadkach wystarczają algorytmy kompensacji zakłóceń lub nawet tylko dobre nastrojenie parametrów tradycyjnego regulatora PID o stałych parametrach, zamiast ciągłego strojenia bardziej złożonych algorytmów. Potrzebny był kompromis między rezultatami i złożonością urządzenia. Doprowadziło to do opracowania mikroprocesorowych regulatorów z auto- i z samostrojeniem. Pojęcia autostrojenia i samostrojenia są często używane zamiennie. Na ogół jednak uważa się, że autostrojenie dotyczy algorytmów, w których proces określania optymalnych parametrów regulatora odbywa się automatycznie ale musi być inicjowany przez operatora. Algorytmy samostrojenia jeszcze dodatkowo same określają konieczność wprowadzenia zmian parametrów regulacyjnych i nie wymagają interwencji operatora przy inicjowaniu akcji dokonywania zmian parametrów regulatora.

Schemat blokowy regulatora z autostrojeniem przedstawiony jest na rys. 2.1. W czasie autostrojenia załączana jest dodatkowa jest dodatkowa pętla obliczeniowa zawierająca algorytmy identyfikacji obiektu i wyznaczania na tej podstawie parametrów regulacyjnych.

Procedura autostrojenia może odbywać się w układzie otwartym lub w układzie zamkniętym. Dla zapewnienia odpowiedniego wymuszenia w trakcie autostrojenia może być dodany dodatkowy sygnał zakłócający Z.

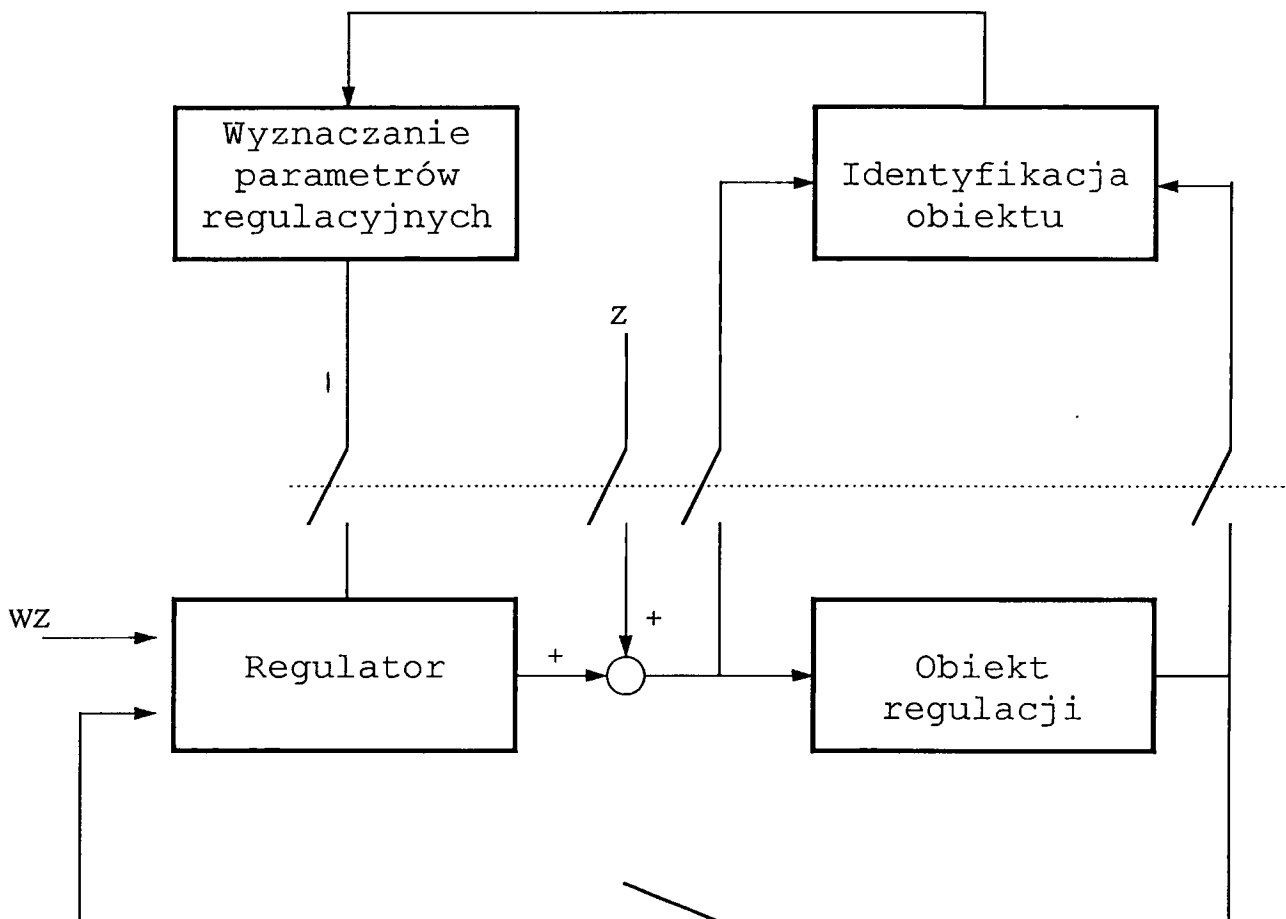
Algorytmy autostrojenia wykorzystują różne metody, których szczegóły rozwiązań są często osłaniane tajemnicą przez teoretyków i producentów urządzeń. Stosowane metody można podzielić na trzy następujące grupy:

- metody bazujące na analizie odpowiedzi obiektu regulacji,
- metody oparte o charakterystyki częstotliwościowe,

- metody estymacji parametrów.

Algorytmy autostrojzenia oparte na analizie odpowiedzi obiektu regulacji mogą dotyczyć zarówno otwartego jak i zamkniętego układu regulacji. Najbardziej popularne są metody wykorzystujące odpowiedź na zakłócenie skokowe lub impulsowe.

W stosunkowo prosty sposób można określić parametry obiektu, przeprowadzając eksperyment przy otwartej pętli sprzężenia, w oparciu o analizę jego odpowiedzi skokowej lub impulsowej. Amplituda i długość impulsu dobierane są tak, aby odpowiedź obiektu była wyraźnie większa od poziomu szumów, jednak nie powodowała wejścia w obszar nieliniowości i ograniczeń obiektu.



Rys.2.1 Ogólny schemat blokowy układu regulacji zawierającego regulator PID z autostrojzeniem

Istnieje wiele sposobów pozwalających na określenie charakterystyki procesu na podstawie odpowiedzi obiektu. Prosta analiza odpowiedzi skokowej pozwala na prawie bezpośrednio określenie parametrów typowego statycznego obiektu jedno- lub dwuinercyjnego z opóźnieniem. Bezpośrednie określenie parametrów obiektu może być także przeprowadzone przy zastosowaniu metody momentów. Metoda ta pozwala na wyznaczenie, w stosunkowo prosty sposób, parametrów transmitancji obiektu w oparciu o znajomość sygnału wejściowego, sygnału wyjściowego oraz pochodnych tych sygnałów. Bardziej złożone metody, takie jak szybka transformata Fouriera lub metoda estymacji parametrów, również znajdują zastosowanie przy wyznaczaniu parametrów obiektu w oparciu o analizę odpowiedzi otwartego i zamkniętego układu regulacji. Metody analizy odpowiedzi układu otwartego są proste lecz mało dokładne, wrażliwe na zakłócenia. Czasami wykorzystuje się je do wstępnego strojenia w bardziej skomplikowanych układach autostrojenia.

Algorytmy autostrojenia oparte o analizę odpowiedzi obiektu w zamkniętym układzie regulacji mogą wykorzystywać celowo wprowadzane zakłócenia skokowe lub impulsowe na wejście wartości zadanej (W.Z.) względnie też przeprowadzać analizę w oparciu o naturalne zakłócenia występujące w układzie regulacji. W tym ostatnim wypadku brane są pod uwagę jedynie zakłócenia o stosunkowo dużej amplitudzie (np. algorytm autostrojenia w regulatorze EXACT firmy Foxboro).

Metody autostrojenia oparte na analizie charakterystyki częstotliwościowej są dosyć często stosowane w regulatorach mikroprocesorowych. Idea algorytmów autostrojenia wykorzystujących tą metodę polega na wyznaczeniu jednego lub kilku punktów charakterystyki częstotliwościowej obiektu.

Pojedynczy punkt na charakterystyce częstotliwościowej może być wyznaczony w oparciu o metodę Zieglera-Nicholsa. Metoda wymaga przeprowadzenia prostego eksperymentu polegającego na doprowadzeniu do oscylacji samowzбудnych obwodu regulacji złożonego z obiektu i regulatora o działaniu proporcjonalnym. W algorytmach autostrojenia regulator proporcjonalny jest zastępowany przez przekaźnik dwupołożeniowy. Nieliniowość wprowadzona przez przekaźnik pozwala na łatwe wywołanie drgań w cyklu granicznym o ustalonej amplitudzie i częstotliwości. Dla idealnego przekaźnika częstotliwość drgań odpowiada w przybliżeniu częstotliwości przy której charakterystyka układu otwartego przecina na wykresie Nyquista ujemną półoś rzeczywistą. Na podstawie znajomości amplitudy i częstotliwości drgań można łatwo drogą prostych obliczeń wyznaczyć pożądane nastawy parametrów regulatora. Metoda ta może być wykorzystana do

wstępnego strojenia, umożliwia ona np. oszacowanie stałych czasowych obiektu w celu dobrania czasu próbkowania i wstępnych wartości stałych czasowych regulatora.

Jeśli w wyżej opisanej metodzie wprowadzi się, w pętli sprzężenia zwrotnego, filtr o znanej charakterystyce to możemy wówczas wyznaczyć następne punkty na charakterystyce Nyquista. Znajomość dwóch punktów pozwala już na dobranie nastaw np. w oparciu o metodę dominującego bieguna w transmitancji układu zamkniętego.

Metody z identyfikacją rekurencyjną stosują identyfikację transmitancji on-line, za pomocą rekurencyjnego algorytmu najmniejszych kwadratów i największej wiarygodności. Kluczowe znaczenie ma tutaj wybór kroku czasowego z jakim jest prowadzona identyfikacja.

Prowadzone są również prace nad algorytmami adaptacji wykorzystującymi metody korelacyjne i metody oparte o sterowanie rozmyte (fuzzy control). Dotyczą one jednak raczej specyficznych zastosowań.

Dla obiektów nieliniowych, których własności dynamiczne nie zmieniają się w sposób istotny, tworzona jest tabela nastaw na podstawie eksperymentów przeprowadzanych w różnych punktach pracy. Algorytm wybiera z tabeli odpowiednie nastawy, stosownie do zmian wartości zadanej i ewentualnych mierzalnych parametrów procesu. Czasami parametry obiektu daje się wyrazić za pomocą prostych zależności analitycznych. W takich wypadkach układy adaptacji daje się zrealizować w stosunkowo prosty sposób nawet przy użyciu prostych bloków funkcjonalnych zrealizowanych w technice analogowej [38], [39], [40].

W latach osiemdziesiątych badania nad sterowaniem adaptacyjnym osiągnęły taki stan, że technika adaptacyjna zaczęła być coraz częściej wykorzystywana w przemyśle. Obecnie adaptacja i automatyczne sterowanie mają już ustaloną pozycję wśród producentów i użytkowników. Najczęściej stosowanymi metodami wśród czołowych producentów regulatorów [47] są :

- Metody odpowiedzi skokowej stosowane m. inn. takie firmy jak: Micon, Fischer & Porter, Siemens.
- Metody cyklu granicznego - m.inn. firmy: Satt Contrlols, Fisher, Yamatake - Honeywell, Sensycon.
- Metody z identyfikacją rekurencyjną - m. inn. firmy: Leeds - Northrup, Toshiba, ASEA.

Przykładem regulatora z samostrojeniem minimalno-wariancyjnym jest regulator Novotune firmy ASEA, produkowany w trzech wersjach STAR1, STAR2, STAR3, różniących się zakresem ingerencji operatora w działanie urządzenia.

Podobne funkcjonalnie lecz dokonujące adaptacji wg. Zieglera - Nicholasa, są regulatory: SPEC 200 Micro firmy Foxboro i ELECTROMAX V firmy Leeds - Northrup. Obydwa regulatory bazują na klasycznym algorytmie PID, którego parametry są dobierane na podstawie eksperymentu identyfikacyjnego inicjowanego przez regulator.

Typowym przykładem uniwersalnego regulatora z możliwością adaptacji w szerokim zakresie jest cyfrowy regulator UDC 6000 firmy HONEYWELL, wyposażony w algorytm ACCUTUNE. Użytkownik jednorazowo uaktywnia program, który ocenia parametry procesu, ustawia parametry algorytmu PID, a następnie w sposób ciągły monitoruje proces

Zastosowania w przemyśle dały pogląd na potrzeby i ograniczenia sterowania adaptacyjnego. Prostota obsługi jawi się jako jedno z kluczowych wymagań. Bardzo dobrze zostały przyjęte przez użytkowników regulatory samonastawiające, w których nastrojenia dokonuje się po prostu przez naciśnięcie jednego przycisku.

Wiele uniwersalnych regulatorów adaptacyjnych wymaga znacznego wniknięcia we właściwości systemu, jak również rozważenia wyboru nastawianych parametrów. Z tego powodu wielu producentów wprowadziło możliwość zgrubnego nastawiania, aby pomóc w odnajdywaniu danych początkowych.

Nastawianie jest łatwiejsze do spełnienia niż ciągła adaptacja, która wymaga znacznego marginesu bezpieczeństwa dla zagwarantowania właściwego działania w każdym przypadku. W wielu pracach dotyczących regulacji adaptacyjnej zaznacza się pewna tendencja do odchodzenia od poszukiwania jedynie rozwiązań uniwersalnych (przeznaczonych do zastosowań w każdym układzie regulacji) w kierunku urządzeń z ograniczoną klasą zastosowań lub wręcz specjalizowanych.

Interesujący regulator adaptacyjny zastosowano w napędzie robota szybkiego SCRA []. Algorytm regulacji tego układu adaptacyjnego zawiera regulator PD oraz pełną kompensację dynamiki w układzie ze sprzężeniem do przodu. Realizacja techniczna oparta jest na jednokanałowym cyfrowym procesorze sygnałowym typu 56001. Jego architektura umożliwia zastosowanie buforów pierścieniowych, operacji macierzowych i arytmetyki zmiennoprzecinkowej.

Jednym z ciekawszych algorytmów adaptacyjnych jest algorytm oparty o zasadę przyrostowego rozkładu biegunów, którego zadaniem jest rozmieszczenie biegunów wielomianu opisującego układ z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego, poprzez przyrostowe strojenie parametrów regulatora. Algorytm ten zastosowano m.inn. w udanej aplikacji w procesie kalcynacji korundu w zakładach Queensland Alumina.

Ogólnie rzecz biorąc, kierunki rozwoju mikroprocesorowych regulatorów adaptacyjnych wyznaczane są przez rozwój układów

mikroprocesorowych, przy czym zaznaczają się dwie tendencje: miniaturyzacja i wzrost inteligencji. Pojawiają się regulatory wieloprocessorowe. Stosowane są procesory 32 bitowe, a częstotliwości zegarowe wynoszą 30 MHz i więcej.

3. Przedstawienie problemu

Znane, przedstawione w poprzednim rozdziale metody adaptacji parametrów dynamicznych regulatorów sprowadzają się ogólnie biorąc do przeprowadzenia, w sposób bezpośredni lub pośredni, identyfikacji parametrów obiektu regulacji drogą analizy odpowiedzi obiektu na sygnał sterujący: naturalny lub wymuszony na potrzeby eksperymentu. Następnie w oparciu o znajomość parametrów obiektu wyznaczane są optymalne nastawy regulatora. Wadą takiego podejścia jest nie uwzględnienie niemierzalnych zakłóceń oddziaływających na obiekt regulacji w innych miejscach niż sygnał sterujący. Zakłócenia te utrudniają identyfikację parametrów obiektu, a ponieważ są niemierzalne nie są również uwzględniane przy doborze optymalnych nastaw regulatora.

Celem niniejszej pracy jest znalezienie algorytmu adaptacji umożliwiającego dostrojenie regulatora zarówno do charakterystyki obiektu jak i do charakterystyki zakłóceń na niego oddziałujących. Zakłada się liniowy jednowymiarowy obiekt regulacji, którego parametry są stacjonarne w dostatecznie długim przedziale czasu, wystarczającym do przeprowadzenia procesu strojenia parametrów regulatora zgodnie z proponowaną procedurą adaptacji. Podobnie przyjmuje się, że widmo zakłóceń oddziałujących na układ regulacji ma ustaloną charakterystykę w czasie dostrajania. Jeśli potraktuje się układ automatycznej regulacji jako filtr środkowo-przepustowy [13] tłumiący selektywnie zakłócenia na niego oddziałujące, zadaniem algorytmu adaptacji jest znalezienie takich nastaw parametrów dynamicznych regulatora, które zapewniają maksymalne tłumienie tych zakłóceń.

Zasadniczo proponowany algorytm adaptacji przeznaczony jest do stosowania w mikroprocesorowych regulatorach PID uniwersalnego zastosowania. Ogólna zasada pracy algorytmu umożliwia wykorzystanie jej także w innych układach regulacyjnych, o większej liczbie strojonych parametrów. Praca powinna określić możliwości i zbadać warunki praktycznego wykorzystania algorytmu w przemysłowych regulatorach PID ogólnego przeznaczenia. Tytuł pracy sugeruje przeznaczenie algorytmu tylko dla regulatorów mikroprocesorowych, jednak związane jest to przede wszystkim z zapewnieniem odpowiedniej mocy obliczeniowej i z ogólnym trendem rozwojowym regulatorów elektrycznych. Nic nie stoi na przeszkodzie, aby algorytm lub jego uproszczone wersje znalazły zastosowanie w aparatach zrealizowanych w technice analogowej.

4. Proponowana metoda adaptacji

4.1 Przedstawienie zasadniczej idei proponowanego sposobu adaptacji

Proponowana idea rozwiązania sposobu adaptacji oparta jest na analizie przebiegu charakterystyki częstotliwościowej zamkniętego układu automatycznej regulacji. Zmieniając wartości parametrów dynamicznych regulatora możemy zmieniać przebieg tej charakterystyki. Z fizycznego punktu widzenia zamknięty układ automatycznej regulacji przypomina filtr środkowo przepustowy, a zadaniem układu adaptacyjnego jest taki dobór odpowiednich wartości parametrów dynamicznych, aby uzyskać maksymalne tłumienie sygnału odchyłki regulacji, $e(j\omega)$. Optymalne nastawy zależą nie tylko od parametrów obiektu ale także od charakteru zakłóceń oddziaływających na układ regulacji tj. od widm sygnałów zakłócających $Z_1(j\omega) \dots Z_n(j\omega)$ oraz widma sygnału wartości zadanej $X_z(j\omega)$.

Założmy, że mamy zamknięty liniowy, jednowymiarowy układ regulacji o transmitancji zakłóceniamiowej $z(j\omega) = f(p_{01} \dots p_{0m}, p_{r1} \dots p_{rk}, \omega)$ będącej funkcją częstotliwości ω oraz parametrów obiektu $p_{01} \dots p_{0m}$ i regulatora $p_{r1} \dots p_{rk}$. Na układ oddziałują pewne zakłócenia o nieznanym bliżej charakterystyce widmowej $Z(j\omega)$. Transformata Fouriera sygnału odchyłki regulacji wywołanego tymi zakłóceniami wyraża się wzorem:

$$e(j\omega) = G_z(j\omega) \cdot Z(j\omega)$$

Jako zakłócenia $Z(j\omega)$ traktowane są przy tym zarówno różne rodzaje sygnałów zakłócających oddziaływających na obiekt regulacji jak i zmiany wartości zadanej.

Rozpatrzmy układ regulacji przedstawiony na rys.4.1.

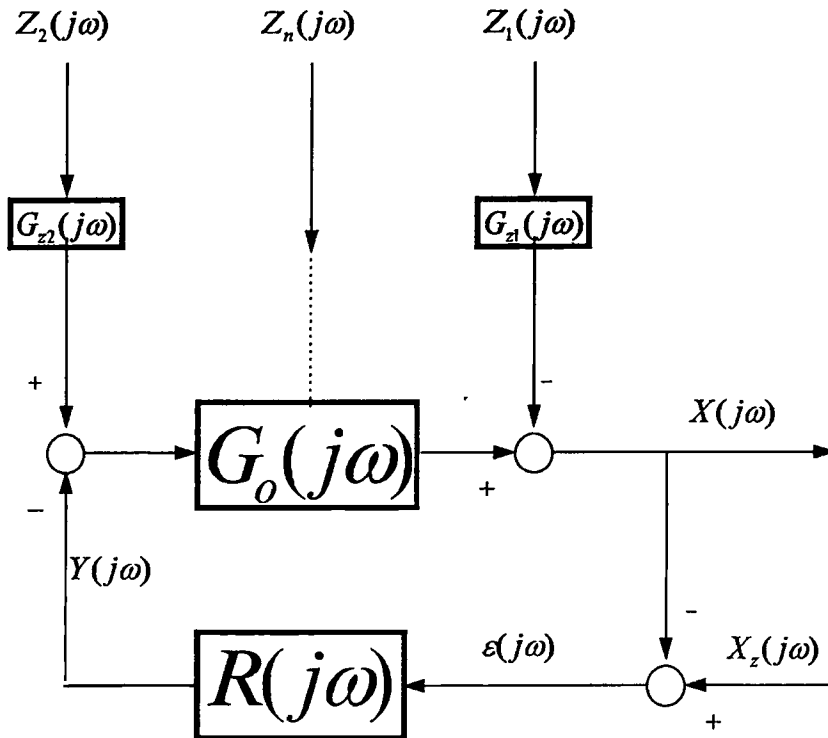
Transformata Fouriera sygnału odchyłki regulacji wyraża się wzorem:

$$e(j\omega) = \frac{1}{1 + G_o(j\omega)R(j\omega)} \cdot [X_z(j\omega) + Z_1(j\omega)G_{z1}(j\omega) + Z_2(j\omega)G_{z2}(j\omega)G_o(j\omega) + \dots + Z_n(j\omega)G_{zn}(j\omega)] = G_z(j\omega) \cdot Z(j\omega)$$

gdzie:

$$z(j\omega) = \frac{1}{1 + G_o(j\omega)R(j\omega)}$$

$$Z(j\omega) = X_z(j\omega) + Z_1(j\omega)G_{z1}(j\omega) + Z_2(j\omega)G_{z2}(j\omega)G_o(j\omega) + \dots + Z_n(j\omega)G_{zn}(j\omega)$$



Rys. 4.1. Ogólna struktura układu regulacji automatycznej

Przy czym $G_z(j\omega)$ jest transmitancją zakłóceńową układu regulacji, a $Z(j\omega)$ jest uogólnionym zakłóceniem oddziałującym na układ regulacji.

Założmy, że zakłócenie $Z(j\omega)$ oddziałowuje na obiekt w ograniczonym czasie:

$$Z(t) = \begin{cases} Z_T(t) & \text{dla } -T \leq t \leq T \\ 0 & \text{dla } -T > t > T \end{cases}$$

Jako wskaźnik jakości regulacji przyjmijmy całkę z kwadratu odchyłki regulacji:

$$J = \int_{-\infty}^{+\infty} \epsilon^2(t) dt$$

Warunkiem koniecznym istnienia całki jest $\epsilon(t) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} 0$, co jest możliwe do spełnienia z uwagi na ograniczony czas trwania zakłóceń $Z(t)$.

Stosując twierdzenie Parsevala otrzymujemy:

$$J = \int_{-\infty}^{+\infty} \varepsilon^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |\varepsilon(j\omega)|^2 d\omega \quad (4.1)$$

gdzie $\varepsilon(j\omega)$ jest transformata Fouriera funkcji $\varepsilon(t)$:

$$\varepsilon(j\omega) = F[\varepsilon(t)]$$

Warunkiem koniecznym istnienia ekstremum wskaźnika jakości regulacji J w funkcji zmian parametrów regulatora $p_1 \dots p_k$ jest spełnienie układu r-nań:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial p_1} &= \phi_1[Z(j\omega), p_{o1} \dots p_{om}, p_1 \dots p_k] = 0 \\ \frac{\partial J}{\partial p_2} &= \phi_2[Z(j\omega), p_{o1} \dots p_{om}, p_1 \dots p_k] = 0 \\ &\dots \dots \dots \\ \frac{\partial J}{\partial p_k} &= \phi_k[Z(j\omega), p_{o1} \dots p_{om}, p_1 \dots p_k] = 0 \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

Zasadniczą ideą proponowanego sposobu adaptacji jest synteza układu, który na podstawie przebiegu odchyłki regulacji $\varepsilon(t)$ powinien wytwarzać sygnały pożądaných zmian nastaw parametrów dynamicznych regulatora bezpośrednio równe lub przynajmniej proporcjonalne do wyżej podanych pochodnych cząstkowych.

Przeanalizujmy dostrojenie i-tego parametru regulatora. Z równań (4.1) i (4.2) wynika:

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial p_i} &= \frac{\partial}{\partial p_i} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} \varepsilon^2(t) dt \right] = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\partial}{\partial p_i} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} |\varepsilon(j\omega)|^2 d\omega \right] = \\ &= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\partial}{\partial p_i} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} |Z(j\omega)|^2 |G_z(j\omega)|^2 d\omega \right] \end{aligned}$$

Transmitancja zamkniętego układu regulacji $G_z(j\omega)$ jest funkcją nastaw parametrów regulatora, natomiast zakłócenia $Z(j\omega)$ nie zależą od parametrów regulacyjnych. Załóżmy, że funkcja $|G_z(j\omega)|^2$ jest różniczkowalna względem parametrów $p_1 \dots p_k$ regulatora. Możemy wówczas napisać:

$$\frac{\partial J}{\partial p_i} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |Z(j\omega)|^2 \cdot \frac{\partial |G_z(j\omega)|^2}{\partial p_i} \cdot d\omega$$

Mnożąc i dzieląc wyrażenie podcałkowe przez $|G_z(j\omega)|^2$ (przy założeniu, że $|G_z(j\omega)|^2 \neq 0$ dla wszystkich ω) otrzymujemy:

$$\frac{\partial J}{\partial \varphi_n} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |Z(j\omega)|^2 \cdot |G_z(j\omega)|^2 \cdot \frac{d|G_z(j\omega)|^2}{d\varphi_n} \cdot \frac{1}{|G_z(j\omega)|^2} \cdot d\omega$$

A stąd mamy:

$$\frac{\partial J}{\partial \varphi_n} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |\varepsilon(j\omega)|^2 \cdot \frac{d|G_z(j\omega)|^2}{d\varphi_n} \cdot \frac{1}{|G_z(j\omega)|^2} \cdot d\omega$$

I ostatecznie:

$$\frac{\partial J}{\partial \varphi_n} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |\varepsilon(j\omega)|^2 f_n(\omega) d\omega \quad (4.3)$$

$$\text{gdzie: } f_n(\omega) = \frac{d|G_z(j\omega)|^2}{d\varphi_n} \cdot \frac{1}{|G_z(j\omega)|^2}$$

Funkcja $f_n(\omega)$ nazwana została funkcją strojenia parametru „ri” regulatora w układzie regulacji z adaptacyjnym strojeniem parametrów dynamicznych. Znajomość jej przebiegu umożliwia określenie pożądanej zmiany danego parametru w oparciu o znajomość sygnału odchyłki regulacji zgodnie z zależnością (4.3). Funkcję $f_n(\omega)$ daje się w wielu wypadkach wyrazić w postaci sumy algebraicznej kwadratów modułów liniowych transmitancji $G_{ii}(j\omega)$:

$$f_n = \sum_{i=0}^n a_{ii} |G_{ii}(j\omega)|^2 \quad (4.4)$$

W bardziej skomplikowanych przypadkach np. w przypadku w przypadku obiektów z opóźnieniem równanie (4.4) daje się zrealizować jedynie w sposób przybliżony. Jeśli jednak błąd przybliżenia nie jest zbyt duży w dostatecznie szerokim zakresie częstotliwości ten sposób postępowania powinien dać zadowalająco dobre wyniki. Z punktu widzenia praktycznych zastosowań należy dążyć aby transmitancje aproksymujące $G_{ii}(j\omega)$ były łatwe do fizycznej realizacji, najlepiej typu:

$$G_{ii}(j\omega) = \frac{a_m(j\omega)^m + \dots + a_0}{b_n(j\omega)^n + \dots + b_0}$$

Podstawiając wzór (4.4) do równania (4.3) otrzymujemy:

$$\frac{\partial J}{\partial \varphi_n} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |\varepsilon(j\omega)|^2 \left(\sum_{i=0}^n a_{ii} |G_{ii}(j\omega)|^2 \right) d\omega$$

A stąd:

$$\frac{\partial J}{\partial \varphi_n} = \sum_{i=0}^n a_{ii} \left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |\varepsilon(j\omega)|^2 |G_{ii}(j\omega)|^2 d\omega \right) \quad (4.5)$$

Wprowadźmy oznaczenie $v_{ii}(j\omega) = \varepsilon(j\omega) \cdot G_{ii}(j\omega)$. Wielkość $v_{ii}(j\omega)$ możemy traktować jako transmitancję widmową sygnału

wyjściowego układu o transmitancji $G_{ii}(j\omega)$ na którego wejście podany został sygnał odchyłki regulacji $\varepsilon(j\omega)$, tak jak to pokazano na rys.4.2.



Rys. 4.2 Sposób tworzenia sygnałów bazowych dla wyznaczenia charakterystyk strojenia parametrów.

Korzystając z wprowadzonego oznaczenia $v_{ii}(j\omega)$ wzór (4.5) można zapisać w postaci:

$$\frac{\partial J}{\partial p_{ii}} = \sum_{l=0}^n a_{il} \left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |v_{ii}(j\omega)|^2 d\omega \right)$$

Stosując ponownie twierdzenie Parsewala otrzymuje się:

$$\frac{\partial J}{\partial p_{ii}} = \sum_{l=0}^n a_{il} \int_{-\infty}^{+\infty} v_{ii}^2(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\sum_{l=0}^n a_{il} v_{ii}^2(t) \right) dt \quad (4.6)$$

gdzie $v_{ii}(t)$ jest odwrotną transformatą Fouriera sygnału $v_{ii}(j\omega)$:

$$v_{ii}(t) = F^{-1}[v_{ii}(j\omega)]$$

Wzór (4.6) pozwala wyznaczyć pożądaną zmianę wartości parametrów $p_{r1} \dots p_{rk}$ regulatora drogą prostych operacji obliczeniowych wykonywanych na tzw. sygnałach bazowych charakterystyk strojenia $v_{i0}(t) \dots v_{ik}(t)$ i na sygnale odchyłki regulacji $\varepsilon(t)$, jednak konieczność całkowania sygnałów w nieskończenie dużym przedziale czasowym ogranicza jego użyteczność w praktycznych zastosowaniach. W celu uniknięcia tej niedogodności proponuje się korzystanie z wyrażień przybliżonych. Dla dużych przedziałów czasu T , znacznie większych od stałych czasowych transmitancji $G_z(j\omega)$ i $G_{ii}(j\omega)$ obowiązuje przybliżona zależność:

$$\frac{\partial J}{\partial p_{ii}} \cong \int_{-T}^{+T} \left(\sum_{l=0}^n a_{il} v_{ii}^2(t) \right) dt \quad (4.7)$$

Wartość średnią wyrażenia podcałkowego w równaniu (4.7) można przedstawić następująco:

$$\overline{r_i(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} \left(\sum_{i=0}^n a_{ii} v_{ii}^2(t) \right) dt = \sum_{i=0}^n a_{ii} \left(\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} v_{ii}^2(t) dt \right)$$

Stąd otrzymujemy:

$$\overline{r_i(t)} = \sum_{i=0}^n a_{ii} \overline{v_{ii}^2(t)} \quad (4.8)$$

przy czym $\overline{v_{ii}^2(t)}$ oznacza wartość średniokwadratową sygnału $v_{ii}(t)$:

$$\overline{v_{ii}^2(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} v_{ii}^2(t) dt$$

Dla dostatecznie dużych wartości takich, że $T = \frac{C}{2} < +\infty$ obowiązuje zależność:

$$C \overline{r_i(t)} \cong \int_{-T}^{+T} \left(\sum_{i=0}^n a_{ii} v_{ii}^2(t) \right) dt \quad (4.9)$$

Z porównania wyrażeń (7) i (9) otrzymujemy:

$$\frac{\partial J}{\partial p_{ii}} \cong C \sum_{i=0}^n a_{ii} \overline{v_{ii}^2(t)} \quad (4.10)$$

Wzór (4.10) wskazuje, że pożądana zmiana parametrów regulatora jest proporcjonalna do sumy algebraicznej wartości średniokwadratowych sygnałów $v_{ii}(t)$ traktowanych jako sygnały bazowe w procesie autostrojania.

W podsumowaniu wyżej przedstawionej koncepcji autostrojania można stwierdzić, że:

a) Warunkiem optymalnego dostrojenia i -tego parametru regulatora jest spełnienie równania:

$$\frac{\partial J}{\partial p_{ii}} = 0$$

b) Można założyć, że powyższy warunek równoważny jest w przybliżeniu zależności:

$$\overline{r_i(t)} \cong \sum_{i=0}^n a_{ii} \overline{v_{ii}^2(t)} = 0$$

gdzie $\overline{v_{ii}^2(t)}$ oznacza średniokwadratowe wartości sygnałów $v_{ii}(t)$, przy czym:

$$v_{ii}(t) = F^{-1}[\epsilon(j\omega)G_{ii}(j\omega)]$$

gdzie transmitancje $G_{ii}(j\omega)$ wybrane są tak aby spełniały równanie:

$$\frac{d|G_z(j\omega)|^2}{dp_n} \cdot \frac{1}{|G_z(j\omega)|^2} = \sum_{l=0}^n a_{nl} |G_{nl}(j\omega)|^2$$

a_{nl} - liczby rzeczywiste

Warto zauważyć, że powyższe warunki są warunkami koniecznymi optymalnego dostrojenia regulatora przy kwadratowym wskaźniku jakości regulacji, które mogą okazać się niewystarczające jeśli wskaźnik jakości $I = f(p_1, \dots, p_n)$ jest funkcją o przebiegu nieregularnym i posiada więcej niż jedno minimum.

Jeżeli warunek $\overline{r_i(t)} = 0$ nie jest spełniony, układ autostrojenia powinien wprowadzać odpowiednie zmiany wartości parametru p_n tak, aby zapewnić spełnienie tego warunku, co równoważne jest osiągnięciu minimalnej wartości wskaźnika jakości regulacji względem strojonego parametru. Z równania (10) wynika, że:

$$\Delta J = C \cdot \overline{r_i(t)} \cdot \Delta p_n$$

Układ adaptacyjny powinien dążyć do zapewnienia minimalnej wartości wskaźnika jakości J , a więc musimy zapewnić aby kierunek zmian wartości strojonego parametru był przeciwny do kierunku sygnału strojenia $r_i(t)$:

$$\text{sgn } r_i(t) = -\text{sgn } \Delta p_n \quad (4.11)$$

Działanie układu adaptacyjnego powinno zapewniać:

- wzrost wartości parametru p_n jeśli $\overline{r_i(t)} < 0$,
- zmniejszenie wartości parametru p_n jeśli $\overline{r_i(t)} > 0$,
- brak zmiany wartości parametru p_n jeśli $\overline{r_i(t)} = 0$.

Algorytm działania układu adaptacyjnego można zapisać np. w postaci:

$$\Delta p_n = -C \int \overline{r_i(t)} dt \quad (4.12)$$

gdzie: C - stały współczynnik proporcjonalności.

4.2 Przykład zastosowania proponowanej metody w prostym układzie adaptacyjnym.

Jako przykład został wybrany dość często cytowany w różnych publikacjach [14] obiekt o transmitancji:

$$G_o(s) = \frac{K_o}{Ts(2\xi + Ts)} \quad [P.1]$$

Obiekt objęty jest sztywnym, jednostkowym sprzężeniem zwrotnym, a regulator może zmieniać wzmocnienie w zamkniętej pętli regulacji. Podobne problemy występują w systemach autopilotażu niektórych samolotów o wysokich osiąгах. Parametry samolotu podlegają bardzo znacznym zmianom przy zmianie gęstości powietrza, co zależy głównie od wysokości lotu. Zmiany te powinny być skompensowane zmianą wzmocnienia zamkniętego układu regulacji.

Zadanie układu adaptacji wg. proponowanej metody polega na zapewnieniu takiej wartości wzmocnienia K_x , aby wartość wzmocnienia w zamkniętym układzie regulacji automatycznej $K = K_o K_x$ zapewniała minimalną wartość całki kwadratu odchyłki regulacji przy nieznanymi sygnałach zakłócających i nieznanymi charakterze zmian sygnału wejściowego.

Transmitancja zakłócenia układu zamkniętego wyraża się wzorem:

$$G_z(s) = \frac{E(s)}{X(s)} = \frac{2\xi Ts + T^2 s^2}{K + 2\xi Ts + T^2 s^2} \quad [P.2]$$

Kwadrat modułu transmitancji $G_z(j\omega)$ wyraża się następująco:

$$|G_z(j\omega)|^2 = \frac{T^4 \omega^4 + 4\xi^2 T^2 \omega^2}{(K - T^2 \omega^2)^2 + 4\xi^2 T^2 \omega^2} \quad [P.3]$$

Charakterystykę strojenia wzmocnienia K_x obliczamy łatwo zgodnie z uprzednio wyprowadzonymi zależnościami (4.4):

$$\begin{aligned} f_{K_x} &= \frac{d|G_z(j\omega)|^2}{dK_x} \cdot \frac{1}{|G_z(j\omega)|^2} = -\frac{2K_o(K - T^2 \omega^2)}{(K - T^2 \omega^2)^2 + 4\xi^2 T^2 \omega^2} = \\ &= -2K_o K \cdot \frac{1}{|K + j2\xi T\omega + (j\omega T)^2|^2} + 2K_o \cdot \left| \frac{j\omega T}{K + j2\xi T\omega + (j\omega T)^2} \right|^2 \end{aligned} \quad [P.4]$$

Stąd łatwo określić transmitancje $G_i(s)$ oraz współczynniki a_i :

$$G_i(s) = \frac{1}{K + 2\xi Ts + Ts^2}$$

$$G_2(s) = \frac{Ts}{K + 2\xi Ts + Ts^2}$$

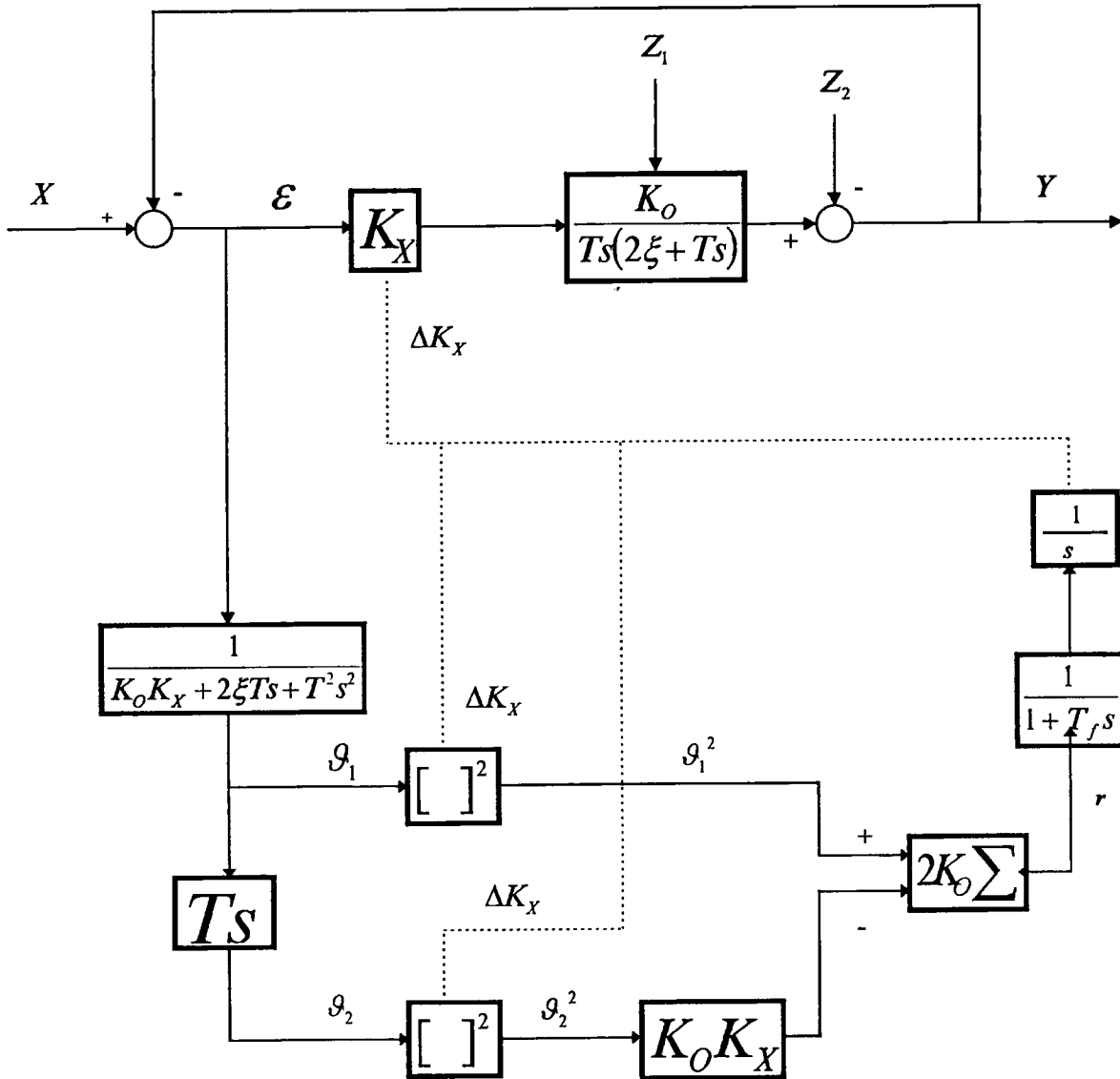
$$a_1 = -2K_0K$$

$$a_2 = 2K_0$$

Na rys.4.4 podano schemat ideowy układu adaptacyjnego zrealizowanego zgodnie z przeprowadzonymi obliczeniami.

Sygnały zmiany wzmocnienia ΔK_x wypracowane w układzie adaptacyjnym powinny przestraszać nie tylko wzmocnienie w pętli sprzężenia obiektu, ale także parametry odpowiednich bloków samego układu adaptacyjnego, co zaznaczono na rysunku liniami przerywanymi. Człon uśredniający sygnał strojenia współczynnika K_x , o stałej czasowej T_f , nie jest konieczny, gdyż uśrednianie następuje już w samym układzie całkującym wypracowującym bezpośrednio sygnały zmian ΔK_x współczynnika wzmocnienia.

Powyższy układ adaptacyjny może również pracować poprawnie przy nieco innych założeniach. Załóżmy np., że nie znamy współczynnika K_0 obiektu, który może się zmieniać w sposób przypadkowy. Układ adaptacyjny powinien przeciwdziałać tym zmianom i utrzymywać wzmocnienie w pętli sprzężenia na stałej pożądanej wartości. Przy takim założeniu nie ma już potrzeby przestraszania współczynników K_x w części adaptacyjnej układu, a jedynie w obiekcie. Wartość współczynnika $K = K_0 K_x$ dla części adaptacyjnej może być stała równa wartości pożądanej współczynnika K dla części obiektowej przy założeniu przewidywanych zakłóceń. Współczynnik K_0 występujący w bloku sumatora układu adaptacyjnego może być wybrany arbitralnie i nie podlegać przestraszaniu gdyż wpływa on jedynie na wzmocnienie w pętli strojenia, a nie na kierunek pożądanych zmian. Z fizycznego punktu widzenia działanie układu adaptacyjnego jest dość przejrzyste. Jeśli wzmocnienie K w części obiektowej jest zbyt duże w sygnale odchyłki regulacji ε przeważają składowe dużych częstotliwości (w stosunku do stałej czasowej T) i w związku z tym sygnał \mathcal{Q}_2^2 jest większy od sygnału \mathcal{Q}_1^2 . W związku z tym sygnał pożądanej zmiany wzmocnienia ΔK_x ma wartość ujemną przez co następuje korekcja wzmocnienia K części obiektowej w kierunku wartości optymalnej. Przy przewadze niskich częstotliwości w sygnale odchyłki ε korekta wzmocnienia następuje w kierunku przeciwnym. Jeśli zakłócenia oddziaływające na obiekt będą się różnić od przewidywanych układ będzie się adoptował również do charakterystyki sygnałów zakłócających, jednak nie tak dokładnie jak w przypadku modelu w którego części adaptacyjnej następuje przestraszanie współczynnika K_x



Rys.4.4. Schemat ideowy prostego układu adaptacyjnego zrealizowanego według proponowanej metody adaptacji.

Warunki (4.14) powinny być spełnione dla dostatecznie szerokiego pasma częstotliwości:

$$0 \leq \omega \leq \omega_g$$

gdzie ω_g jest górną częstotliwością w użytecznym paśmie pracy układu.

Zgodnie z poprzednimi rozważaniami wprowadźmy oznaczenia

$$v_i(j\omega) = \varepsilon(j\omega) \cdot G_i(j\omega)$$

oraz

$$\overline{r_i(t)} \equiv \sum_{l=0}^n a_{il} \overline{v_l^2(t)} = 0$$

Warunek optymalnego dostrojenia parametrów regulatora do obiektu i charakteru zakłóceń na niego oddziaływających można przedstawić w postaci

$$r(t) = Av(t) \quad (4.15)$$

przy czym

$$r(t) = \begin{bmatrix} \overline{r_1^2(t)} \\ \overline{r_2^2(t)} \\ \vdots \\ \overline{r_k^2(t)} \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} a_{10} & a_{11} & \cdots & a_{1n} \\ a_{20} & a_{21} & \cdots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{k0} & a_{k1} & \cdots & a_{kn} \end{bmatrix}, \quad v(t) = \begin{bmatrix} \overline{v_0^2(t)} \\ \overline{v_1^2(t)} \\ \vdots \\ \overline{v_n^2(t)} \end{bmatrix}. \quad (4.16)$$

oraz

$$v_i(t) = F^{-1}[\varepsilon(j\omega)G_i(j\omega)] \quad \text{dla } i=0\dots n \quad (4.17)$$

Wyrażenie (4.15) możemy formalnie potraktować jako układ n -równań, w których niewiadomymi są funkcje $\overline{v_i^2(t)}$ ($i=0\dots n$).

Przy $k=n-1$ oraz wyznaczniku charakterystycznym różnym od zera $\det A \neq 0$, układ posiada tylko jedno niezerowe rozwiązanie.

Przy $k \leq n$ jedynym możliwym rozwiązaniem jest $\overline{v_i^2(t)} = 0$ dla $i=0\dots n$.

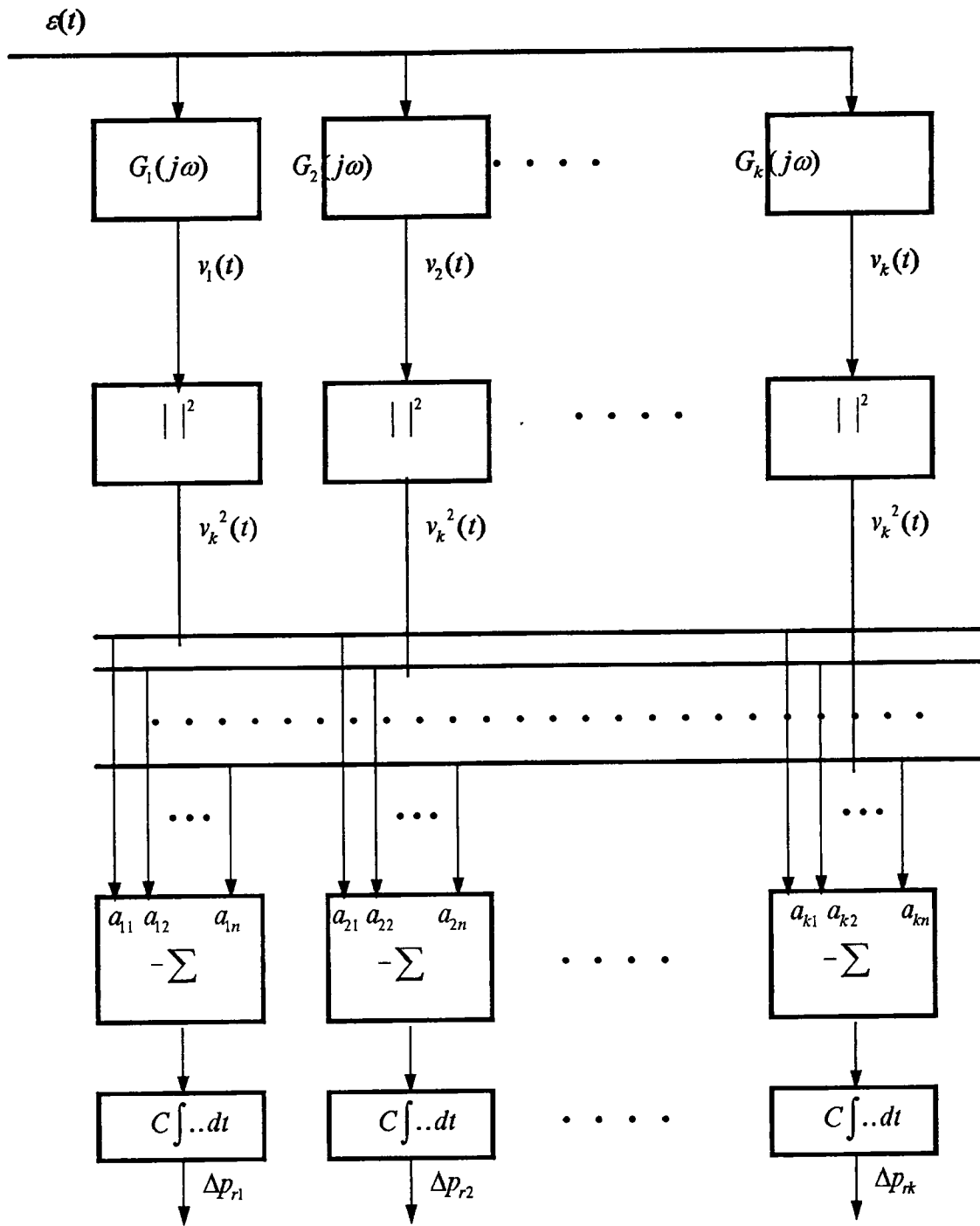
Z fizycznego punktu widzenia koniecznym jest, aby układ posiadał nieskończenie wiele rozwiązań. Gdyby bowiem istniało tylko jedno choćby niezerowe rozwiązanie oznaczałoby to, że niezależnie od amplitudy i od charakterystyki częstotliwościowej zakłóceń oddziaływających na obiekt regulacji, średnie wartości $\overline{v_i^2(t)}$ sygnałów $v_i(t)$. Z uwagi na zależność (4.17) wymagałoby to, aby we wszystkich przypadkach możliwych zakłóceń, przebiegów sygnałów odchyłki regulacji $\varepsilon(t)$ pozostawały identyczne, co jest niemożliwe do spełnienia w rzeczywistych układach pracy. Musi więc zachodzić zależność

$$k \leq n$$

(4.18)

tzn. ilość niezależnych liniowo transmitancji $G_i(j\omega)$ traktowanych jako baza do realizacji charakterystyk strojenia musi być większa od ilości parametrów podlegających strojeniu.

Schemat układu adaptacji zrealizowanego według zależności (4.15) przedstawiony jest na rys.4.5. Zadaniem układu adaptacyjnego jest wytwarzanie sygnałów zmian parametrów regulatora Δp_n , oddziaływających w kierunku minimalizacji wskaźnika jakości regulacji I . Przy ustalonych zakłóceniach $Z(j\omega)$, zmiany parametrów regulacyjnych wywołują zmiany transmitancji zamkniętego układu regulacji $G_z(j\omega)$. Zmiana transmitancji $G_z(j\omega)$ powoduje przy danych zakłóceniach zmianę przebiegu odchyłki $e(t)$, a to z kolei zmianę sygnałów $v_i(t)$, które określają pożądany charakter zmian parametrów regulatora. Zmiany parametrów p_n zachodzą aż do momentu kiedy zostanie spełniony układ równań (4.15).



Rys. 4.5. Ogólny schemat uproszczonej realizacji technicznej układu adaptacyjnego.

4.4 Transmittancje aproksymujące w układzie adaptacyjnym

Wyrażenie (4.13) pozwala zredukować ilość transmittancji niezbędnych do realizacji układu adaptacyjnego pozostaje jednak pytanie: w jaki sposób należy te transmittancje dobierać? Stosunkowo dogodnym dla obliczeń sposobem przybliżania przebiegu funkcji

$$f_n(\omega) = \frac{d|G_z(j\omega)|^2}{\Phi_n} \cdot \frac{1}{|G_z(j\omega)|^2} \quad (4.19)$$

jest skorzystanie z szeregu potęgowego typu

$$1; (\omega T)^2; (\omega T)^4; (\omega T)^6 \dots$$

Szereg taki jest jednak dość trudny do realizacji technicznej, z uwagi na fakt, że różniczkowanie sprzyja wzrostowi zawartości zakłóceń w sygnale użytecznym. Wada powyższej propozycji jest również to, że przy $\omega \rightarrow \infty$ poszczególne wyrazy szeregu dążą również do nieskończoności. Pożądane byłoby natomiast, aby w całym paśmie częstotliwości (w tym także dla częstotliwości wyższych od pasma pracy układu $\omega > \omega_g$) poszczególne wyrazy szeregu nie osiągały przesadnie dużych wartości, a przy $\omega \rightarrow \infty$ dążyły do zera lub przynajmniej nie wzrastały. Warunek ten spełniają transmittancje w postaci ilorazu wielomianów potęgowych zmiennej (ωT) , w których stopień mianownika jest wyższy od stopnia licznika. Uzasadnioną wydaje się propozycja wykorzystania kaskadowego połączenia członów oscylacyjnych. Przy współczynniku tłumienia $\xi = 0,5 \dots 0,7$ otrzymuje się stosunkowo płaskie przebiegi charakterystyk częstotliwościowych dla niskich częstotliwości oraz stosunkowo strome załamane charakterystyki dla częstotliwości wyższej od rezonansowej. Jeśli do aproksymacji użyjemy np.: q - członów oscylacyjnych o tych samych transmittancjach, wyrażenie (4.19) można zapisać w postaci

$$\begin{aligned} \frac{d|G_z(j\omega)|^2}{\Phi_n} \cdot \frac{1}{|G_z(j\omega)|^2} &\cong \frac{a_{i0} + a_{i1}(\omega T)^2 + \dots + a_{i(2q-1)}(\omega T)^{4q-2}}{|1 + 2\xi T j\omega + T^2 \omega^2|^{2q}} = \\ &= \frac{a_{i0} + a_{i1}(\omega T)^2 + \dots + a_{i(2q-1)}(\omega T)^{4q-2}}{1 + b_1(T\omega)^2 + \dots + b_{2q-1}(\omega T)^{4q-2} + (\omega T)^{4q}} \end{aligned} \quad (4.20)$$

gdzie współczynniki $a_{i0} \dots a_{i(2q-1)}$ oraz $b_1 \dots b_{2q-1}$ są liczbami rzeczywistymi.

Zależność (4.20) można zapisać krócej

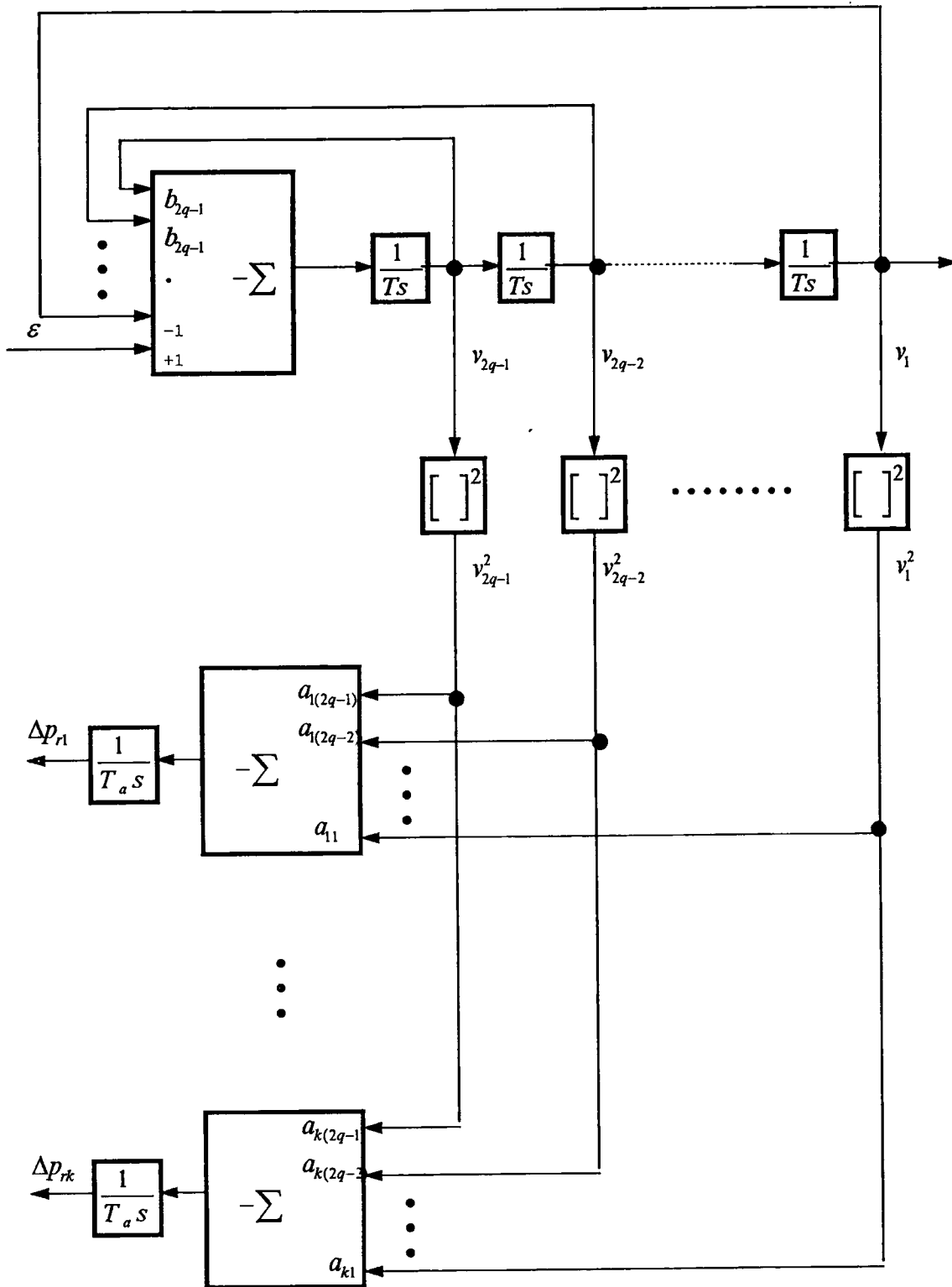
$$\frac{|G_z(j\omega)|^2}{\Phi_n} \cdot \frac{1}{|G_z(j\omega)|^2} \cong \frac{\sum_{l=0}^{l=2q} a_l (\omega T)^{2l-2}}{1 + \left(\sum_{l=1}^{l=2q-1} b_l (\omega T)^{2l} \right) + (T\omega)^{4q}} \quad (4.21)$$

Schemat ideowy układu adaptacyjnego zrealizowanego w oparciu o aproksymację według powyższej zależności przedstawiony jest na rys.4.6. W układzie tym wszystkie transmitancje aproksymujące $G_l(s)$ zostały zamodelowane łącznie, przy użyciu $2q$ członów całkujących.

Transformata Fouriera liniowej części układu adaptacyjnego wyraża się wzorem

$$G_a(j\omega) = \frac{1}{(1 + 2\xi T j\omega + (jT\omega)^2)^q} = \frac{1}{1 + \left(\sum_{l=1}^{l=2q-1} C_l (j\omega)^l \right) + (j\omega T)^{2q}} \quad (4.22)$$

Zakładając pożądane wartości stałych ξ i T w wyrażeniu (4.22) można łatwo wyznaczyć wartości współczynników $b_1 \dots b_{2q-1}$, drogą prostego porównania współczynników $C_1 \dots C_{q-1}$ i $b_1 \dots b_{2q-1}$ przy jednakowych potęgach zmiennej (ωT) w wyrażeniach (4.21) i (4.22).



Rys. 4.6. Struktura układu adaptacyjnego zrealizowanego w oparciu o zależność (4.21)

4.5 Alternatywny sposób strojenia parametrów regulatora.

Z ogólnych rozważań dotyczących proponowanej koncepcji adaptacji przedstawionych w punkcie 4.2 wynika, że charakterystyki autostrojenia parametrów dynamicznych regulatora mają postać opisaną wyrażeniem (4.19).

Przekształcając odpowiednio wyrażenie (4.19) opisujące charakterystyki strojenia poszczególnych parametrów p_n otrzymuje się zależności prowadzące do nieco odmienniej realizacji układu strojenia parametrów regulatora niż ta, którą przedstawiono w punktach (4.3) i (4.4) niniejszej pracy. Realizację tę nazwano alternatywnym sposobem strojenia parametrów. Mamy mianowicie

$$\begin{aligned} f_n(\omega) &= \frac{\partial(G_z(j\omega)G_z(-j\omega))}{\partial p_n} \cdot \frac{1}{G_z(j\omega)G_z(-j\omega)} = \\ &= \left(\frac{\partial G_z(j\omega)}{\partial p_n} G_z(-j\omega) + \frac{\partial G_z(-j\omega)}{\partial p_n} G_z(j\omega) \right) \cdot \frac{1}{G_z(j\omega)G_z(-j\omega)} = \\ &= \frac{\partial G_z(j\omega)}{\partial p_n} \cdot \frac{1}{G_z(j\omega)} + \frac{\partial G_z(-j\omega)}{\partial p_n} \cdot \frac{1}{G_z(-j\omega)} = \\ &= 2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{\partial G_z(j\omega)}{\partial p_n} \cdot \frac{1}{G_z(j\omega)} \right\} = \\ &= 2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{\partial}{\partial p_n} \left(\frac{1}{1+G_o(j\omega)G_R(j\omega)} \right) \cdot (1+G_o(j\omega)G_R(j\omega)) \right\} \end{aligned}$$

Stąd uwzględniając fakt, że $G_o(j\omega)$ nie jest funkcją parametrów regulatora, ostatecznie otrzymujemy:

$$f_n = -2 \operatorname{Re} \left\{ G_o(j\omega)G_z(j\omega) \frac{\partial G_R(j\omega)}{\partial p_n} \right\} \quad (4.23)$$

Wstawiając wyrażenie (4.23) do wzoru (4.3) określającego wpływ zmiany parametrów regulatora na wartość wskaźnika jakości regulacji mamy:

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial p_n} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |\mathcal{E}(j\omega)|^2 f_n(\omega) d\omega = \\ &= -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |\mathcal{E}(j\omega)|^2 \operatorname{Re} \left\{ G_o(j\omega)G_z(j\omega) \frac{\partial G_R(j\omega)}{\partial p_n} \right\} d\omega = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |e(j\omega)|^2 \operatorname{Re} H(j\omega) d\omega = \\
&= -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e(j\omega) e(-j\omega) \operatorname{Re} H(j\omega) d\omega
\end{aligned}$$

przy czym:

$$H(j\omega) = G_o(j\omega) G_z(j\omega) \frac{\partial R(j\omega)}{\partial \varphi_i}$$

Ostatecznie w oparciu o publikację [31] otrzymujemy:

$$\frac{\partial J}{\partial \varphi_k} = -\frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} e(t) \xi(t) dt \quad (4.24)$$

gdzie:

$$\xi(t) = L^{-1}[H(s)e(s)] \quad (4.25)$$

Techniczna realizacja autostrojzenia parametrów oparta na tej metodzie polega na wyznaczeniu sygnału $\xi(j\omega)$ tak jak to pokazano na rys.4.7 w oparciu o znajomość którego wyznacza się właściwe sygnały zmiany poszczególnych parametrów regulatora np.: w układach takich jak przedstawione na rys.4.8 i rys. 4.9

Zaletą tego sposobu strojenia parametrów jest stosunkowo proste rozwiązanie funkcjonalne, umożliwiające realizację układu strojenia bez konieczności stosowania żadnych przybliżeń jeśli tylko znane są parametry obiektu regulacji. Istotnie układ strojenia, jak to wynika z zależności (4.23) zawiera tylko proste człony dynamiczne będące modelami obiektu i regulatora oraz pochodnymi regulatora względem strojonych parametrów, co pokazano na rys.4.7, rys.4.8 i rys.4.9. Nie powinno to stwarzać trudności realizacyjnych z uwagi na z reguły dość proste transmitancje typowych regulatorów. Trudności takie są bez porównania większe przy bezpośrednim korzystaniu z zależności (4.4), gdzie wymagana jest realizacja członów o transmitancji wyznaczonej w oparciu o pochodną kwadratu transmitancji zamkniętego układu regulacji automatycznej. Struktura układu z rys. 4.7 wskazuje, że jest ona oparta na modelu zamkniętego układu regulacji. W rzeczywistym układzie regulacji na wejście obiektu podawany jest sygnał sterujący z chwilą gdy w modelu z rys.4.7 sygnał odchyłki regulacji. Układ adaptacji przedstawiony na rys.4.9 dotyczy adaptacji parametrów w regulatorze PID o transmitancji

$$R(j\omega) = K_p \left(1 + j\omega T_D + \frac{1}{j\omega T_I} \right) \quad (4.26)$$

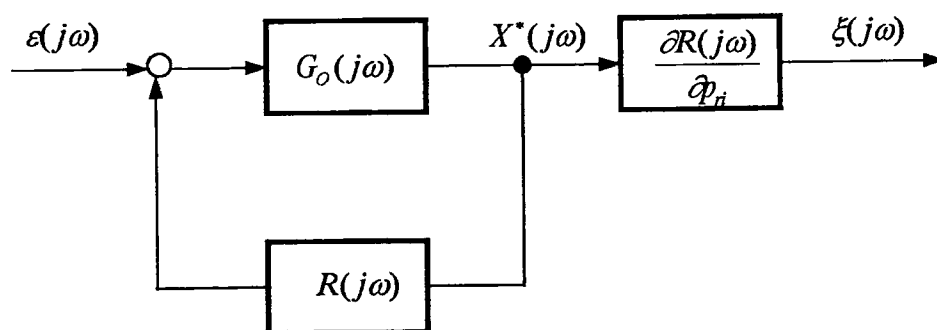
Pozwala to na łatwe określenie transmitancji bloków niezbędnych dla obliczenia sygnałów $\xi(j\omega)$, a w szczególności:

$$\frac{\partial R(j\omega)}{\partial K_p} = 1 + j\omega T_D + \frac{1}{j\omega T_I}$$

$$\frac{\partial R(j\omega)}{\partial T_D} = j\omega K_p$$

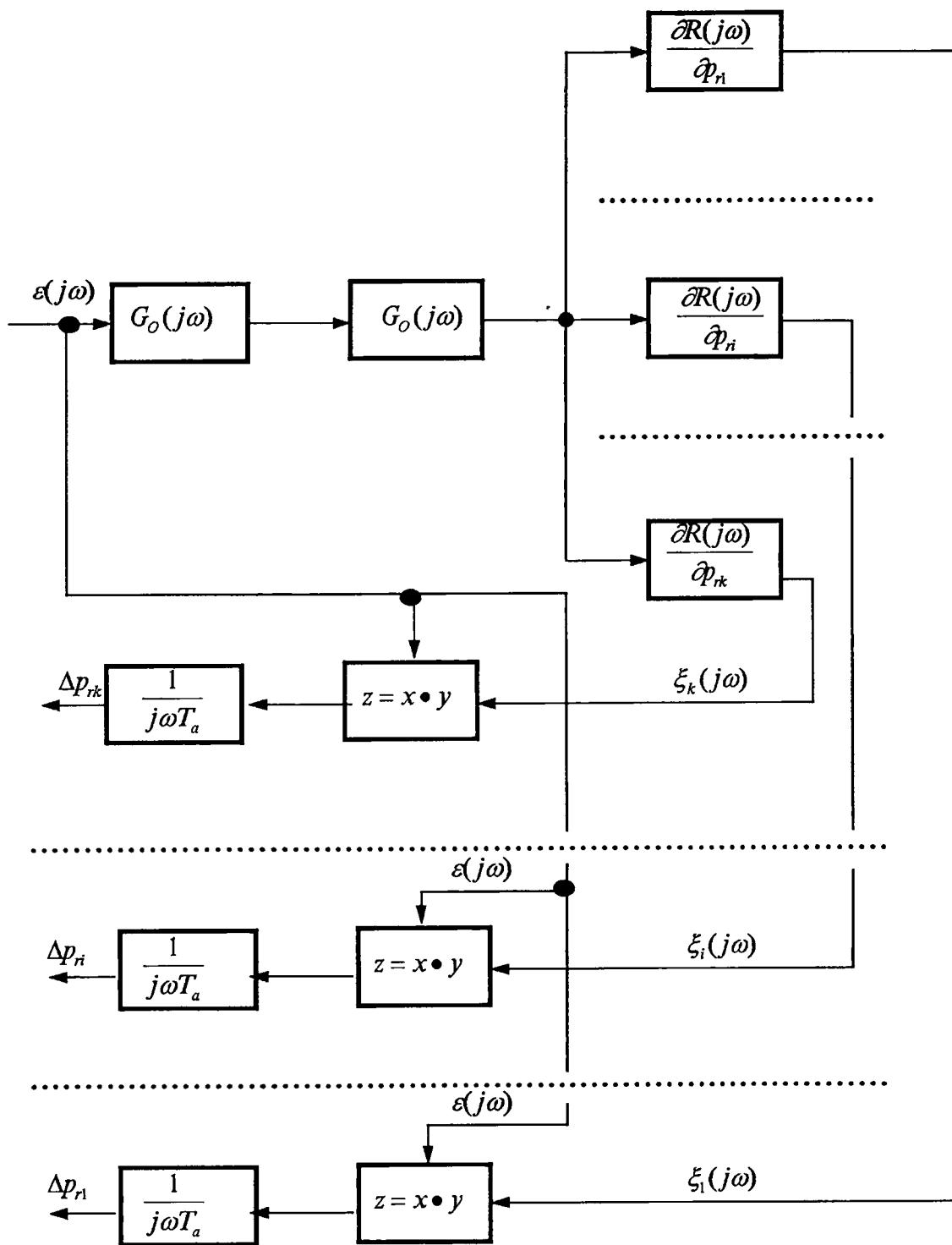
$$\frac{\partial R(j\omega)}{\partial K_p} = -\frac{K_p}{j\omega T_I^2}$$

Pomimo trudności realizacyjnych metoda bezpośrednia przedstawiona w paragrafach 4.1, 4.2, 4.3 i 4.4 posiada jednak zasadniczą zaletę polegającą na tym, że charakterystyki strojenia mają wyraźnie określony sens fizyczny. Związane są one bezpośrednio z osiąganym w zamkniętym układzie regulacji tłumieniem zakłóceń różnym w poszczególnych pasmach częstotliwości. Stwarza to możliwości realizacji pewnych wzorcowych charakterystyk strojenia, które mogą być wykorzystane dla różnych obiektów regulacji bez konieczności przeprowadzania dokładnej identyfikacji ich parametrów, a wymagające jedynie oszacowania czasu opóźnienia obiektu regulacji. Przebieg procesu strojenia parametrów i osiągnięte efekty są nawet w pewnym sensie korzystniejsze niż strojenie w oparciu o charakterystyki idealne, dokładnie odpowiadające zależności (4.3). W tym ostatnim przypadku przebieg charakterystyk i sprzężenia skrośnie pomiędzy strojonymi parametrami regulatora mocno zależą od wartości tych parametrów, co sprawia, że proces strojenia jest wolno zbieżny, a dochodzenia do nastaw optymalnych musi odbywać się drogą małych kroków, aby uniknąć drgań związanych z powstawaniem cykli granicznych w pobliżu optymalnych nastaw strojonych parametrów.

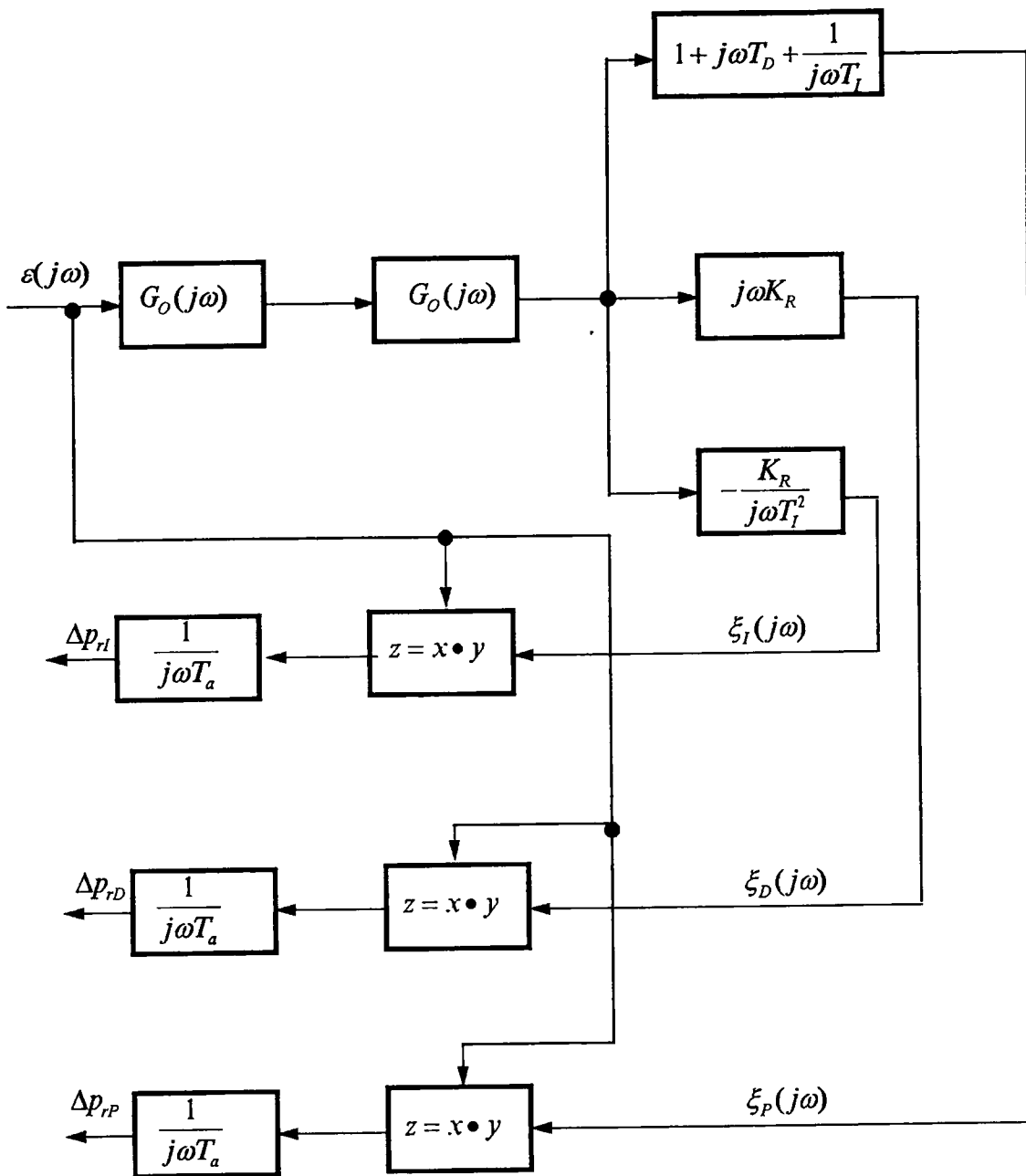


Rys.4.7. Struktura układu pozwalającego na wyznaczenie przebiegu sygnału $\xi(j\omega)$ przy alternatywnym sposobie adaptacji parametrów dynamicznych.

Alternatywny sposób strojenia parametrów regulatora może być bardziej przydatny w wypadku kiedy nieznana jest charakterystyka zakłóceń oddziałujących na obiekt regulacji, a znane są parametry obiektu regulacji.



Rys. 4.7. Ogólny schemat realizacji układu adaptacji w oparciu o alternatywny sposób strojenia parametrów dynamicznych regulatora.



Rys. 4.9. Układ adaptacji z zastosowaniem regulatora PID zrealizowany w oparciu o alternatywny sposób strojenia parametrów dynamicznych regulatora.

5 Adaptacja parametrów w mikroprocesorowych regulatorach PID

Jednym z podstawowych problemów pracy jest sprawdzenie możliwości praktycznego wykorzystania metody adaptacji przedstawionej w paragrafie 4, w produkowanych w kraju mikroprocesorowych regulatorach PID ogólnego przeznaczenia.

Rozważania przeprowadzono przyjmując dość szeroką klasę obiektów opisanych przybliżoną transmitancją typu

$$G_o(s) = \frac{K_o e^{-s\tau}}{1+sT_o} \quad (5.1)$$

gdzie: K_o oznacza wzmocnienie obiektu regulacji, T_o jest zastępczą stałą czasową obiektu, a τ czasem opóźnienia obiektu. Zakłada się również, że transmitancja regulatora jest taka jak podana w wyrażeniu (4.26).

Podstawowym problemem wymagającym rozstrzygnięcia jest pytanie: czy i w jakim stopniu proponowana metoda autostrojania umożliwia strojenie parametrów regulatora typu PID w układach pracy zawierających obiekt inercyjny z opóźnieniem przy braku znajomości zarówno parametrów obiektu jak i charakterystyki zakłóceń na niego oddziałujących?

Odpowiedź na to pytanie staje się łatwiejsza po przeanalizowaniu charakterystyk widm sygnałów w układzie regulacji i charakterystyk częstotliwościowych transmitancji zamkniętego układu automatycznej regulacji.

Zgodnie z założeniami odnośnie transmitancji obiektu (5.1) i regulatora (4.26), zamkniętym układ regulacji zawiera 6 interesujących nas parametrów: 3 parametry obiektu K_o , T_o , τ oraz 3 parametry regulatora K_p , T_i , T_d . Wynika stąd dość duża ilość kombinacji wartości parametrów ograniczająca przejrzystość analizy. Odnosząc jednak stałe czasowe obiektu i regulatora do czasu opóźnienia obiektu τ oraz wprowadzając parametr $K=K_o \cdot K_R$ ilość parametrów układu zamkniętego zmniejsza się do czterech: jeden parametr charakteryzujący obiekt (stała T) oraz 3 parametry dotyczące regulatora (K, I, D). Wzmocnienie regulatora traktowane jest jako łączne wzmocnienie obiektu i regulatora, a wzmocnienie obiektu przyjmuje się równe jedności co w niczym nie ogranicza ogólności rozważań.

5.1 Oznaczenia jednostek względnych dla podstawowych parametrów używanych w pracy

Dla ogólności rozważań wprowadzono jednostki względne, w których poszczególne wielkości zostały odniesione do czasu opóźnienia obiektu τ :

- $\Theta = t/\tau$ - czas względny,
- $r = s\tau$ - względny operator Laplace'a,
- $w = \omega\tau$ - względna pulsacja,
- $T = T_0/\tau$ - względna stała czasowa obiektu,
- $D = T_D/\tau$ - względny czas wyprzedzenia regulatora,
- $I = T_I/\tau$ - względny czas zdwojenia regulatora,
- $K = K_p K_0$ - współczynnik wzmocnienia układu otwartego.

Przyjęte oznaczenia zgodne są z symboliką zaproponowaną w pracy [1].

Transmitancję regulatora typu PID:

$$R(s) = K_p \left(1 + sT_D + \frac{1}{sT_I} \right) \quad (5.2)$$

można zapisać w postaci:

$$R(r) = K_p \left(1 + rD + \frac{1}{rI} \right) \quad (5.3)$$

a transmitancję obiektu:

$$G_o(s) = \frac{K_o e^{-sr}}{1 + sT_o} \quad (5.4)$$

można zapisać w postaci:

$$G_o(r) = \frac{K_o e^{-r}}{1 + rT} \quad (5.5)$$

Transmitancja układu otwartego (tj. szeregowego połączenia obiektu i regulatora) wyraża się wówczas wzorem:

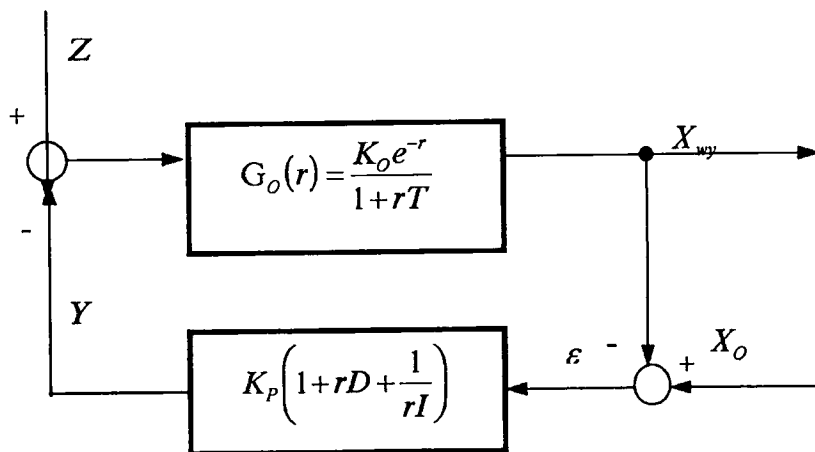
$$G(r) = K \frac{(DIr^2 + Ir + 1)e^{-r}}{Ir(1 + rT)} \quad (5.6)$$

a transmitancja układu zamkniętego wzorem:

$$G_z(r) = \frac{K(DIr^2 + Ir + 1)e^{-r}}{Ir(1+rT) + K(DIr^2 + Ir + 1)e^{-r}} \quad (5.7)$$

5.2 Rzeczywiste przebiegi charakterystyk strojenia parametrów regulatora

Rozważmy układ regulacji przedstawiony na rys. 5.1, złożony z obiektu o transmitancji zgodnej z wyrażeniem (5.5) i z regulatora o transmitancji zgodnej z wyrażeniem (5.3), który zawiera zewnętrzny sygnał wartości zadanej X_z i na który oddziałują zakłócenia Z .



Rys. 5.1. Ogólna struktura typowego układu regulacji automatycznej z regulatorem typu PID

Transmitancja operatorowa zamkniętego układu regulacji posiada postać:

$$G_z(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)R(s)} \quad (5.8)$$

Kwadrat modułu transmitancji częstotliwościowej układu zamkniętego można wyrazić następującym wzorem

$$|G_z(j\omega)|^2 = \frac{|G_o(j\omega)|^2}{1 + 2KP(\omega) - 2KQ(\omega)X(\omega) + K^2|G_o(j\omega)|^2(X^2(\omega) + 1)} \quad (5.9)$$

gdzie: $R(\omega) = K[1 + jX(\omega)]$

$$G_o(\omega) = P(\omega) + jQ(\omega)$$

przy czym;

$$X(\omega) = \omega D - \frac{1}{\omega I}$$

$$P = \frac{\cos \omega - \omega T \sin \omega}{1 + \omega^2 T^2}$$

$$Q(\omega) = -\frac{\omega T \cos \omega + \sin \omega}{1 + \omega^2 T^2}$$

$$|G_o(j\omega)|^2 = \frac{K_o^2}{1 + \omega^2 T^2}$$

Interesują nas przebiegi charakterystyk strojenia $f_n(\omega)$ parametrów regulatora, które możemy wyznaczyć w oparciu o wyrażenie (4.19). Dla łatwiejszego porównania przebiegów funkcji $f_n(\omega)$, przy różnych wartościach parametrów regulatora i obiektu, wygodnie jest posługiwać się względnymi zmianami wartości parametrów dynamicznych regulatora $\frac{\Delta p_r}{p_r}$. Wówczas wyrażenie (4.19) przyjmuje postać

$$f_n(\omega) = \frac{\partial |G_z(j\omega)|^2}{\partial p_r} \cdot \frac{p_r}{|G_z(j\omega)|^2} \quad (5.10)$$

Pomnożenie lub podzielenie funkcji $f_n(\omega)$ przez stałą wartość p_r , nie ma wpływu na dokładność strojenia parametrów regulatora, zawsze bowiem pozostaje spełniony układ r-nań (4.2). Na podstawie (5.9) i (5.10) można łatwo wyznaczyć charakterystyki strojenia poszczególnych parametrów dynamicznych regulatora PID:

$$f_k(\omega) = -2K \frac{P(\omega) - Q(\omega)X(\omega) + K|G_o(j\omega)|^2(X^2(\omega) + 1)}{1 + 2KP(\omega) - 2KQ(\omega)X(\omega) + K^2|G_o(j\omega)|^2(X^2(\omega) + 1)} \quad (5.11)$$

$$f_I(w) = -\frac{2}{wI} \cdot \frac{K^2 |G_o(jw)|^2 X(w) - KQ(w)}{1 + 2KP(w) - 2KQ(w) + K^2 |G_o(jw)|^2 (X^2(w) + 1)} \quad (5.12)$$

$$f_D(w) = -2wD \cdot \frac{K^2 |G_o(jw)|^2 X(w) - KQ(w)}{1 + 2KP(w) - 2KQ(w) + K^2 |G_o(jw)|^2 (X^2(w) + 1)} \quad (5.13)$$

Z wyrażeń (5.12) i (5.13) wynika ogólny związek

$$f_I(w) = \frac{1}{w^2 ID} \cdot f_D(w) \quad (5.14)$$

Łatwo również stwierdzić, że wszystkie charakterystyki osiągają pewne stałe wartości niezależne od wartości parametrów regulatora i parametrów obiektu.

I tak mamy

$$\left. \begin{aligned} \lim_{w \rightarrow 0} f_K(w) &= 2 \\ \lim_{w \rightarrow 0} f_I(w) &= -2 \\ \lim_{w \rightarrow 0} f_D(w) &= 0 \\ \lim_{w \rightarrow \infty} f_I(w) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (5.15)$$

Nasuwa to przypuszczenie, że charakterystyki strojenia wykreślone dla różnych wartości parametrów obiektu i dla różnych nastaw parametrów regulatora mają zbliżone przebiegi.

Na rys. 5.2 pokazane są typowe przebiegi charakterystyk $|G_o(jw)|^2$, $|G_z(jw)|^2$, a także charakterystyk strojenia parametrów $f_K(w)$, $f_I(w)$, $f_D(w)$ przy optymalnych nastawach regulatora wg. [4], dla obiektu o stosunkowo dużym czasie opóźnienia ($\frac{\tau}{T_o} = 0.4$) oraz przy zakłóceniu typu skoku jednostkowego na wejściu obiektu regulacji.

Z przebiegów funkcji $|G_o(jw)|^2$ i $|G_z(jw)|^2$ wynika, że użyteczny zakres pulsacji, który powinien być wykorzystany w procesie strojenia parametrów dynamicznych regulatora, zawiera się w przybliżeniu w granicach:

$$0 < w < 3.5$$

W zakresie tym charakterystyka $|G_z(jw)|^2$ różni się dość znacznie od charakterystyki $|G_o(jw)|^2$, a jej przebieg wyraźnie zależy od nastaw parametrów regulatora. Dla pulsacji $w > 3.5$

charakterystyki $|G_z(j\omega)|^2$ i $|G_o(j\omega)|^2$ różnią się nieznacznie, a przy tym tłumienie zakłóceń jest już bardzo duże.

W użytecznym zakresie pulsacji ω można wyodrębnić trzy podzakresy częstotliwości:

- podzakres małych częstotliwości, dla których $0 < \omega < \text{ok.}0.9$,
- podzakres średnich częstotliwości $\text{ok.}0.9 < \omega < \text{ok.}2.0$,
- podzakres dużych częstotliwości $\text{ok.}2.0 < \omega < \text{ok.}3.5$.

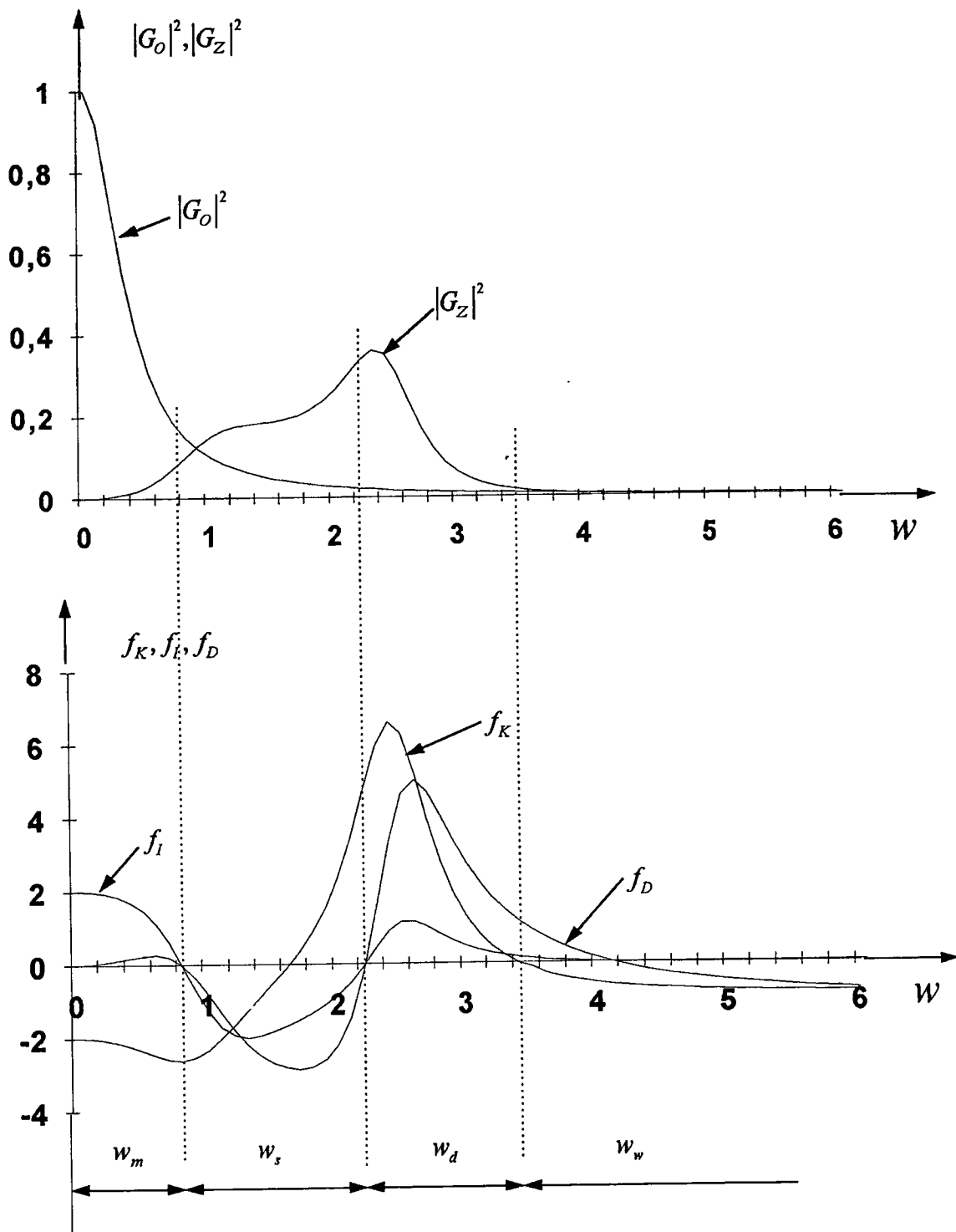
Działanie regulatora jest skuteczne jedynie w zakresie małych częstotliwości. Dla średnich i dużych częstotliwości tłumienie zakłóceń w zamkniętym układzie regulacji jest mniejsza niż w układzie otwartym.

Z przebiegów funkcji $f_k(\omega)$, $f_i(\omega)$, $f_D(\omega)$ wynika, że:

* Wzrost wzmocnienia regulatora powoduje poprawę przebiegu charakterystyki układu zamkniętego w zakresie częstotliwości niskich i w dolnym pasmie częstotliwości średnich, a jednocześnie powoduje pogorszenie przebiegu charakterystyki układu dla zakresu częstotliwości wysokich i dla górnego pasma częstotliwości średnich.

* Zwiększenie stałej czasowej zdwojenia (tj. zmniejszenie skuteczności działania całkującego) powoduje pogorszenie przebiegu charakterystyki dla częstotliwości niskich i wysokich oraz polepszenie działania w zakresie częstotliwości średnich.

* Zwiększenie stałej czasowej wyprzedzenia powoduje poprawę w zakresie częstotliwości średnich i pogorszenie przebiegu w zakresie częstotliwości wysokich, nie ma natomiast praktycznie wpływu na zakres częstotliwości niskich.



Rys.5.2 Rzeczywiste przebiegi charakterystyk strojenia parametrów regulatora $f_K(w)$, $f_I(w)$, $f_D(w)$ oraz charakterystyki $|G_o(jw)|^2$, $|G_z(jw)|^2$ dla obiektu o $T=3$ i regulatora PID z nastawami wg. Cypkina ($K=4.2$, $I=1.3$, $D=0.5$) przy kryterium minimalizacji całki z kwadratu odchyłki regulacji.

5.3 Podstawowe zadania układu adaptacyjnego

Działanie układu adaptacyjnego zgodnie z zaproponowaną w poprzednich rozdziałach metodą adaptacji parametrów dynamicznych regulatora PID polega na ciągłym szacowaniu, na podstawie przebiegów funkcji $f_K(w)$, $f_I(w)$, $f_D(w)$ oraz na podstawie przebiegu charakterystyki częstotliwościowej sygnału odchyłki regulacji $e(jw)$ (ściślej na podstawie przebiegu charakterystyki $|e(jw)|^2$) czy zmiana w danym kierunku parametru regulacyjnego spowoduje globalne pogorszenie czy też polepszenie tłumienia zakłóceń oddziałujących na obiekt regulacji, w sensie przyjętego wskaźnika jakości w postaci całki z kwadratu odchyłki regulacji. Punktem ciężkości w procesie adaptacji stają się przebiegi charakterystyk strojenia $f_K(w)$, $f_I(w)$, $f_D(w)$ poszczególnych parametrów regulatora. Są one funkcją zarówno znanych w procesie strojenia parametrów regulatora jak i nieznanymi parametrów obiektu. W praktycznych zastosowaniach metody adaptacji (do strojenia parametrów w uniwersalnych regulatorach PID) musimy założyć, że w procesie strojenia nie dysponujemy znajomością rzeczywistych przebiegów charakterystyk strojenia parametrów dynamicznych. Możemy jedynie liczyć na znajomość spodziewanego ich przebiegu będącego pewnym przybliżeniem przebiegu charakterystyk rzeczywistych. Nieprecyzyjne odtwarzanie charakterystyk rzeczywistych w czasie procesu strojenia nie wprowadza naogół dużych błędów strojenia. Ważne jest jednak aby w przynajmniej w wąskim przedziale nastaw odpowiadającym nastawom optymalnym, charakterystyki przybliżone różniły się możliwie mało od charakterystyk rzeczywistych. O ile niedokładność odtwarzania charakterystyk przy dużym niedostrojeniu ma głównie wpływ na dynamikę (szybkość) dostrajania, to różnice w przebiegach charakterystyk w końcowej fazie strojenia stają się przyczyną błędów statycznych w doborze nastaw, a więc decydują o dokładności dostrojenia.

Zadanie praktycznego wykorzystania proponowanej metody adaptacji staje się łatwiejsze do realizacji przy założeniu, że przebieg charakterystyk strojenia pozostaje w przybliżeniu niezmienny w dość znacznym zakresie zmian parametrów regulatora jeśli nie odbiegają one zbyt drastycznie od dostrojenia optymalnego. Teza ta zostanie bardziej szczegółowo rozważona i udokumentowana w dalszej części pracy. Należy jednak zauważyć, że niezależnie od kształtu bardzo ważna jest skala czasowa charakterystyk. Wprowadzenie względnej skali czasu, tak jak to podano w p.5.1 niniejszej pracy, drogą odniesienia stałych czasowych obiektu i regulatora do czasu opóźnienia t_0 , w niczym nie umniejsza tego problemu. Czas opóźnienia t_0 określa skalę częstotliwości charakterystyk strojenia parametrów

dynamicznych, a jego znajomość jest niezbędna zarówno do szacowania pożądanych zmian parametrów regulatora jak i do obliczania rzeczywistych wartości tych parametrów. Istnieją przynajmniej dwa proste sposoby oszacowania wartości czasu opóźnienia obiektu. Pierwszy z nich oparty jest na spostrzeżeniu, że w dobrze dostrojonym regulatorze nastawa czasu wyprzedzenia równa jest w przybliżeniu połowie czasu opóźnienia obiektu, drugi na szacunkowym określeniu wartości częstotliwości dominujących w sygnale odchyłki regulacji. Szacowanie to przeprowadza się umieszczając na drodze sygnału odchyłki człon podwójnej inercji pełniący rolę prostego filtra dolnoprzepustowego. Pomiar mocy sygnału przed i za filtrem umożliwia oszacowanie zakresu dominujących częstotliwości w widmie sygnału odchyłki regulacji, w stosunku do pasma częstotliwości przenoszonych przez filtr.

Zaproponowana metoda dostrajania parametrów regulatora jednocześnie do charakterystyki zakłóceń i parametrów obiektu może budzić intuicyjnie pewne zastrzeżenia. Wydaje się np. że mając do dyspozycji jedynie zaobserwowaną trajektorie odchyłki regulacji $a(t)$ nie jesteśmy w stanie dobrze dobrać parametry regulatora. Nie wiemy bowiem czy niewłaściwe dostrojenie wynika z błędnego oszacowania parametrów obiektu czy też z niedostatecznej znajomości charakterystyki zakłóceń. Dla dowolnych parametrów obiektu można przecież dobrać wiele różnych zakłóceń, w wyniku oddziaływania których otrzyma się trajektorie obiektu o tym samym widmie $a(\omega)$. Istotą zaproponowanej metody jest jednak łączne traktowanie wpływu zmian parametrów obiektu i charakterystyki (tj. widma) zakłóceń na niego oddziałujących oraz wyciąganie wniosków odnośnie pożądanych zmian parametrów na podstawie rozkładu energii w widmie sygnału odchyłki regulacji bez dociekania jakie są dokładnie parametry obiektu oraz jaka jest charakterystyka zakłóceń. Jeśli trajektorie odchyłki są identyczne to pierwszy krok strojenia parametrów zostanie wykonany w sposób identyczny. Jego wpływ na zmianę sygnału widma regulacji może być różny w zależności od tego jakie były rzeczywiste parametry obiektu i jaka charakterystyka zakłóceń. W związku z tym dalsze kroki strojenia mogą przebiegać inaczej i doprowadzić w rezultacie do nieco innych dostrożeń docelowych, jednak kierunek zmian będzie na ogół podobny. Rozważmy np. przypadek gdy początkowo regulator jest dobrze dostrojony do charakterystyki zakłóceń i parametrów obiektu regulacji, a następnie nastąpił wzrost sygnału (w widmie odchyłki regulacji) w pasmie niskich częstotliwości w stosunku do amplitudy składowych sygnału zawartych w pasmie częstotliwości średnich i wyższych. Zmiana taka mogła być wywołana następującymi przyczynami:

- zmieniła się charakterystyka zakłóceń (analogicznie do zmian obserwowanych w sygnale odchyłki regulacji),

- zmalała wartość wzmocnienia obiektu k_o ,
- zwiększyła się wartość stałej czasowej obiektu T (przez to lepiej są tłumione wyższe częstotliwości).

Układ strojenia parametrów wygeneruje, w oparciu o charakterystykę strojenia współczynnika wzmocnienia regulatora, sygnał zwiększenia współczynnika wzmocnienia regulatora bez względu na to, która z opisanych wyżej przyczyn spowodowała zmiany w widmie sygnału odchyłki. Jest to jednak reakcja całkowicie prawidłowa, gdyż dla każdego z wyżej opisanych przypadków wartość nastawy wzmocnienia regulatora powinna rzeczywiście ulec zwiększeniu.

Ciekawe jest zagadnienie czy mając zarejestrowany przebieg odchyłki regulacji (w zamkniętym układzie regulacji złożonym z regulatora PID oraz obiektu typu $k \cdot G_{(s)} = k_o \frac{e^{-j\omega t_0}}{1+j\omega T}$) jesteśmy w stanie, nie znając ani parametrów obiektu ani nastaw regulatora ani też charakterystyki zakłóceń, odpowiedzieć na pytanie: czy nastawy regulatora były optymalne, czy też i w jakim kierunku należało je zmienić?

Wydaje się, że można na powyższe pytanie odpowiedzieć twierdząco. Dla uzyskania odpowiedzi należy, zgodnie z procedurą zaproponowaną przez algorytm autostrojenia, postąpić następująco:

- na podstawie zarejestrowanej charakterystyki odchyłki obliczyć widmo odchyłki regulacji,
- przebieg widma powinien odpowiadać charakterystyce filtru środkowo-przepustowego (wyższe częstotliwości tłumione są przez stałą czasową obiektu, a niskie przez działanie całkujące regulatora),
- w oparciu o analizę widma odchyłki należy określić zastępczą wartość t_0 czasu opóźnienia obiektu regulacji. Pomocne w tym zakresie może być spostrzeżenie, że przy dobrym dostrojeniu, pierwsze maksimum w sygnale w sygnale widma odchyłki odpowiada w przybliżeniu częstotliwości $f_s \cong \frac{0.2}{t_0}$ ($w_s \cong 1.25$), a ponad 90% energii zawarte jest w przedziale częstotliwości od 0 do $f_g \cong \frac{0.4}{t_0}$ ($w_g \cong 2.5$),
- znając wartość t_0 możemy odpowiednio skojarzyć widmo odchyłki regulacji z charakterystykami strojenia poszczególnych parametrów regulatora i obliczyć pożądane kierunki i proponowane wartości zmian poszczególnych parametrów.

Jeśli proponowane zmiany będą pomijalnie małe oznaczać to będzie, że układ regulacji był dobrze dostrojony.

5.4 Optymalne nastawy parametrów regulatora PID w zamkniętym układzie regulacji

Podstawowym problemem wymagającym rozstrzygnięcia jest odpowiedź na pytanie: czy i w jakim stopniu proponowana metoda adaptacji umożliwia strojenie parametrów dynamicznych regulatora typu PID, w układach pracy zawierających obiekt inercyjny z opóźnieniem, przy braku znajomości zarówno parametrów obiektu jak i charakterystyki zakłóceń na niego oddziałujących?

Odpowiedź na to pytanie może być łatwiejsza po możliwie dokładnym przeanalizowaniu charakterystyk widm sygnałów w zamkniętym układzie regulacji i charakterystyk częstotliwościowych transmitancji zamkniętego układu automatycznej regulacji.

Zbadanie przebiegu charakterystyk strojenia parametrów regulatora wymaga ustalenia, które zalecane w literaturze optymalne nastawy parametrów regulatora należy uznać za najbardziej miarodajne. Zalecenia te dotyczą z reguły zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu jednoinercyjnego obiektu regulacji z opóźnieniem oraz wskaźnika jakości w postaci całki z kwadratu odchyłki regulacji jednak obliczone na ich podstawie wartości optymalnych nastaw różnią się, czasami nawet dość wyraźnie. Rozbieżności w wartościach zalecanych nastaw uzasadniają celowość wyznaczenia faktycznych wartości optymalnych nastaw parametrów dynamicznych.

W oparciu o ogólne wymagania odnośnie optymalnego dostrojenia parametrów regulacyjnych podane zależnościami (4.3) przy uwzględnieniu zależności (5.19) oraz charakterystyk strojenia parametrów regulatora PID współpracującego z obiektem inercyjnym z opóźnieniem zgodnie z (5.11), (5.12), (5.13) otrzymujemy dla zakłócenia skokowego na wejściu obiektu inercyjnego z opóźnieniem (5.5) następujące zależności:

$$\frac{\partial J}{\partial K} = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{j\omega} \left| \frac{[P(\omega) - Q(\omega)X(\omega) + K|G_o(j\omega)|^2(X^2(\omega) + 1)] \cdot |G_o(j\omega)|^2}{[1 + 2KP(\omega) - 2KQ(\omega) + K^2|G_o(j\omega)|^2(X^2(\omega) + 1)]^2} d\omega = 0 \quad (5.16)$$

$$\frac{\partial J}{\partial I} = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{j\omega} \left| \frac{[K^2|G_o(j\omega)|^2 X(j\omega) - KQ(j\omega)] \cdot |G_o(j\omega)|^2}{\omega I \cdot [1 + 2KP(\omega) - 2KQ(\omega) + K^2|G_o(j\omega)|^2(X^2(\omega) + 1)]^2} d\omega = 0 \quad (5.17)$$

$$\frac{\partial J}{\partial D} = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| \frac{1}{j\omega} \right|^2 \cdot \frac{wD \cdot [K^2 |G_o(j\omega)|^2 X(j\omega) - KQ(j\omega)] \cdot |G_o(j\omega)|^2}{[1 + 2KP(w) - 2KQ(w) + K^2 |G_o(j\omega)|^2 (X^2(w) + 1)]^2} d\omega = 0 \quad (5.18)$$

$$J = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| \frac{1}{j\omega} \right|^2 \cdot \frac{|G_o(j\omega)|^2}{1 + 2KP(w) - 2KQ(w)X(w) + K^2 |G_o(j\omega)|^2 (X^2(w) + 1)} d\omega \quad (5.19)$$

gdzie: $R(w) = K[1 + jX(w)]$

$$G_o(w) = P(w) + jQ(w)$$

$$X(w) = wD - \frac{1}{wI}$$

$$P = \frac{\cos w - wT \sin w}{1 + w^2 T^2}$$

$$Q(w) = -\frac{wT \cos w + \sin w}{1 + w^2 T^2}$$

$$|G_o(j\omega)|^2 = \frac{K_o^2}{1 + w^2 T^2}$$

Spełnienie zależności (5.16), (5.17) i (5.18) ma miejsce przy optymalnych wartościach nastaw parametrów K , I , D regulatora.

Zależności te pozwalają drogą obliczeń numerycznych wyznaczyć optymalne nastawy dla różnych wartości parametrów obiektu. Z uwagi na znikome oddziaływanie zakłóceń poza pasmem $0 < w < 3.5$ tak jak to pokazano w rozdziale 5.2 (rys. 5.2) całkowanie w wyrażeniach (5.16) ÷ (5.19) można znacznie zawęzić np. do zakresu $0 < w < 20$ bez obawy przed popełnieniem zauważalnego błędu. Duża czułość strojenia parametrów dynamicznych w oparciu o proponowaną metodę adaptacji pozwala na stosunkowo szybkie i a jednocześnie dokładne wyznaczenie wartości optymalnych nastaw.

W tabeli 5.11 zestawiono wartości nastaw regulatora dla różnych wartości parametrów obiektu i różnych procedur doboru optymalnych nastaw. Tabela zawiera również rzeczywiste wartości wskaźników jakości przy nastawach wyznaczonych drogą obliczeń numerycznych zgodnie z rozważaniami przedstawionymi powyżej. Wartości wskaźników jakości w tabeli 5.1 mają jedynie charakter porównawczy. Minimalne wartości wskaźników jakości odpowiadają zgodnie z przewidywaniami nastawom wyznaczonym numerycznie w oparciu o zaproponowaną metodę adaptacji. Przy zalecanych nastawach wg. innych źródeł wskaźniki jakości są w niektórych przypadkach ok. 20% gorsze.

Tabela 1.

Optymalne nastawy regulatora przy zakłóceniu skokowym wprowadzonym na wejście obiektu regulacji.

| Charakterystyka obiektu regulacji | Zalecane nastawy wg. poradnika | Zalecane nastawy wg. Cypkina | Nastawy wyznaczone w oparciu o proponowaną procedurę doboru nastaw |
|-----------------------------------|---|---|--|
| | Wartość wskaźnika jakości $J = \int \varepsilon^2 dt$ | Wartość wskaźnika jakości $J = \int \varepsilon^2 dt$ | Wartość wskaźnika jakości $J = \int \varepsilon^2 dt$ |
| T=1.0 | K=1.4; I=1.3; D=0.5 J=23.461 | K=1.4; I=0.95; D=0.41 J=23.938 | K=1.548; I=0.900 D=0.543 J=21.093 |
| T=1.67 | K=2.34; I=1.3; D=0.5 J=12.180 | K=2.2; I=1.1; D=0.42 J=13.905 | K=2.432; I=1.0523; D=0.565 J=11.664 |
| T=3.0 | K=4.2; I=1.3; D=0.5 J=5.238 | K=4.0; I=1.2; D=0.45 J=5.945 | K=4.228; I=1.205; D=0.578 J=5.041 |
| T=5.0 | K=7.0; I=1.3; D=0.5 J=2.316 | K=6.7; I=1.3; D=0.48 J=2.467 | K=6.951; I=1.306; D=0.5838 J=2.182 |
| T=10 | K=14.0; I=1.3; D=0.5 J=0.694 | K=14.0; I=1.5; D=0.5 J=0.660 | K=13.780; I=1.393; D=0.588 J=0.632 |

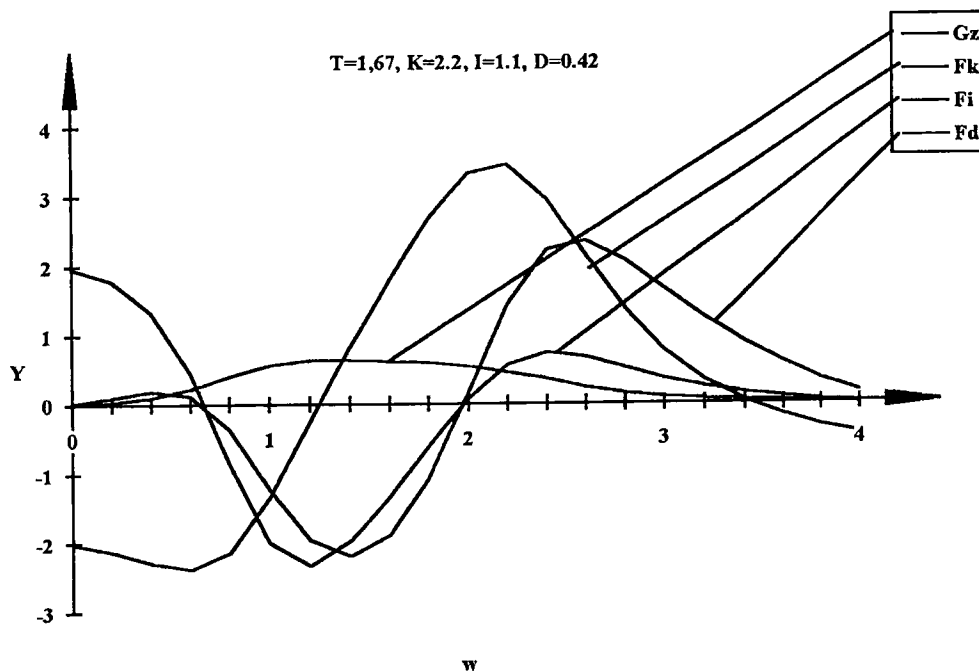
Ze względu na założenie, że wskaźnikiem jakości regulacji jest całka kwadratu odchyłki regulacji, w analitycznych wyrażeniach opisujących charakterystyki autostrojenia zarówno sygnały jak i charakterystyki częstotliwościowe występują w kwadratach ich wartości bezwzględnej. Z tego też względu przebiegi analizowanych charakterystyk dotyczą z reguły kwadratu funkcji lub kwadratu sygnału.

Przedstawione w dalszej części pracy charakterystyki obejmują szeroki zakres zmian parametrów obiektu i regulatora. Analizie poddano obiekty dla których stosunek stałej czasowej obiektu do czasu opóźnienia (T_0/t_0) zawarty jest w przedziale $T=1...10$. Dla obiektów tych wykreślono charakterystyki przy optymalnych nastawach regulatora oraz przy nastawach różniących się od nastaw optymalnych odpowiednio o ok. $\pm 10\%$ oraz $\pm 20\%$.

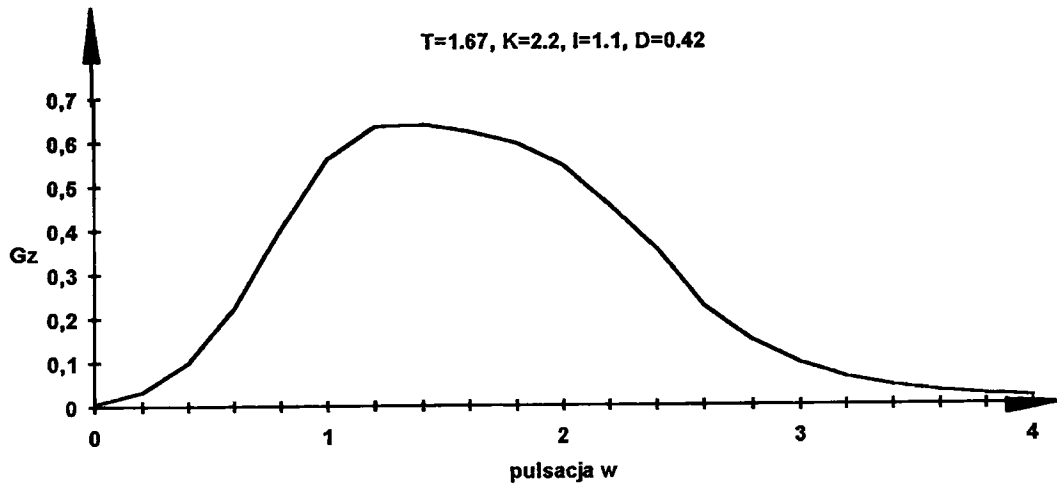
Na rysunkach rys.5.3 przedstawiono podstawowe charakterystyki zamkniętego układu regulacji. Są to:

charakterystyki strojenia poszczególnych parametrów $f_K(w)$, $f_I(w)$, $f_D(w)$ oraz charakterystyka zamkniętego układu regulacji $|G_Z(jw)|^2$. Rys.5.5 pokazuje silną zależność charakterystyki $|G_Z(jw)|^2$ od wartości nastawy wzmocnienia K . Wpływ ten jest znacznie silniejszy niż to co można wnioskować na podstawie pogorszenia wskaźnika jakości regulacji przy stosunkowo niewielkim odchyleniu wzmocnienia od wartości optymalnej. Wskazuje to na możliwość uzyskania dużej czułości strojenia parametrów.

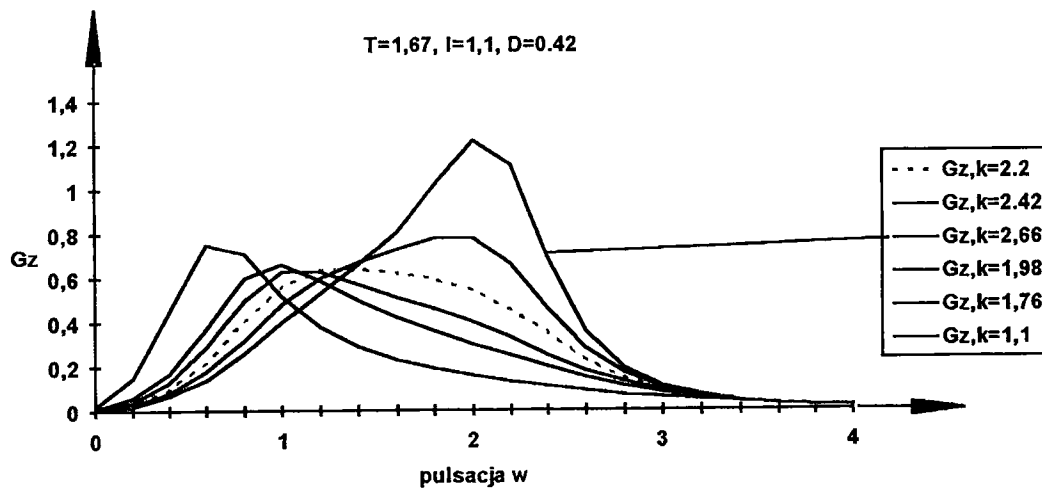
Rysunki rys.5.6, rys.5.7 i rys.5.8 pokazują przebiegi charakterystyk $|G_Z(jw)|^2$ dla różnych wartości parametrów obiektu regulacji przy optymalnych nastawach parametrów dynamicznych regulatora obliczonych w oparciu o różne źródłowe zalecenia aplikacyjne. Z rysunków wynika, że kształt charakterystyk w małym stopniu zależy od parametrów obiektu. Charakterystyki te jednak różnią się dość znacznie w zależności od tego, z których zaleceń odnośnie optymalnych nastaw skorzystano.



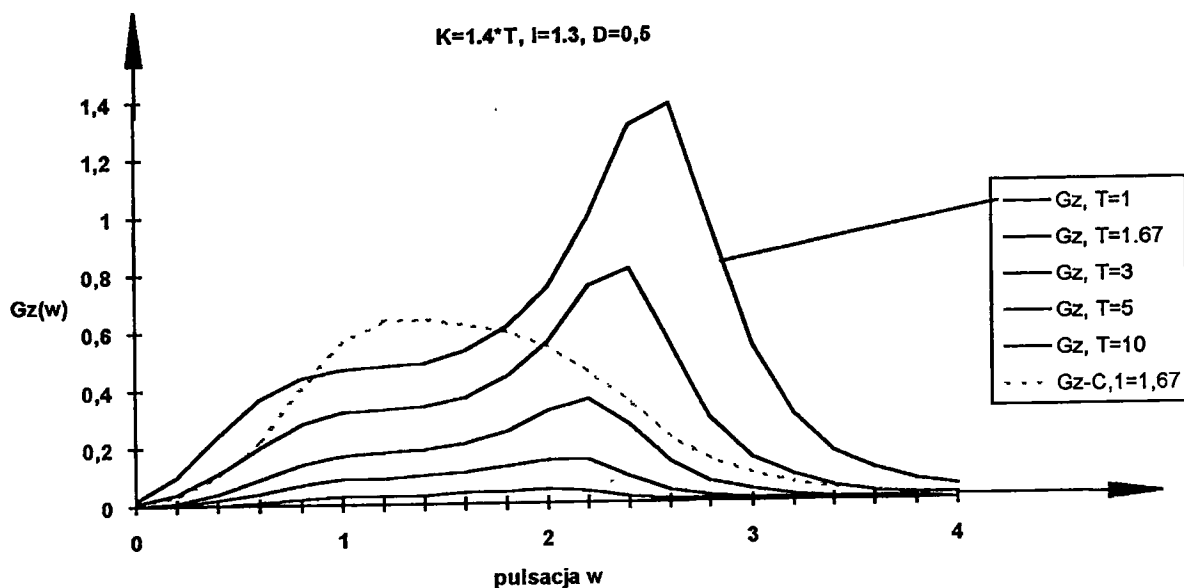
Rys.5.3 Rzeczywiste przebiegi charakterystyk strojenia parametrów regulatora $f_K(w)$, $f_I(w)$, $f_D(w)$ oraz charakterystyka $G_Z=|G_Z(jw)|^2$ dla obiektu o $T=1.67$ i regulatora PID z nastawami wg. Cypkina przy kryterium minimalizacji całki z kwadratu odchyłki regulacji.



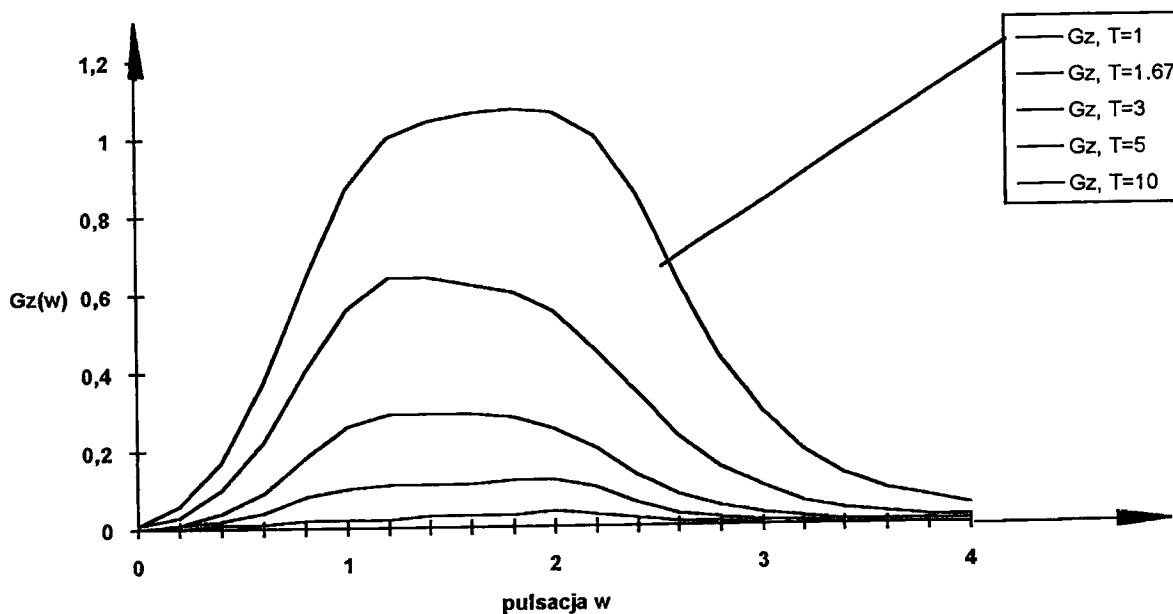
Rys.5.4 Przebieg charakterystyki $G_z = |G_z(jw)|^2$ dla obiektu o $T=1.67$ i regulatora PID z nastawami wg. Cypkina przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji.



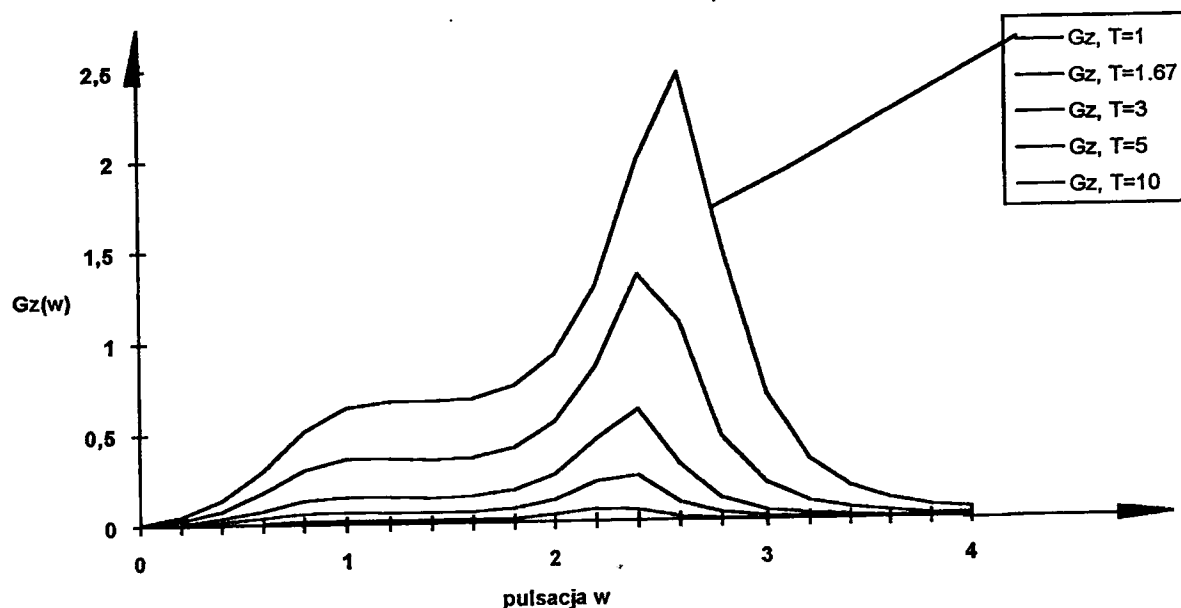
Rys.5.5 Przebiegi charakterystyk $G_z = |G_z(jw)|^2$ dla obiektu o $T=1.67$ i regulatora PID z nastawami parametrów wg. Cypkina oraz różnych nastawach parametru K , przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji.



Rys.5.6 Przebiegi charakterystyk $G_z=|G_z(jw)|^2$ dla różnych obiektów regulacji i regulatora PID z nastawami zalecanymi w literaturze [4] przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji.



Rys.5.7 Przebiegi charakterystyk $G_z=|G_z(jw)|^2$ dla różnych parametrów obiektu i regulatora PID z zalecanymi parametrów wg. Cypkina przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji.

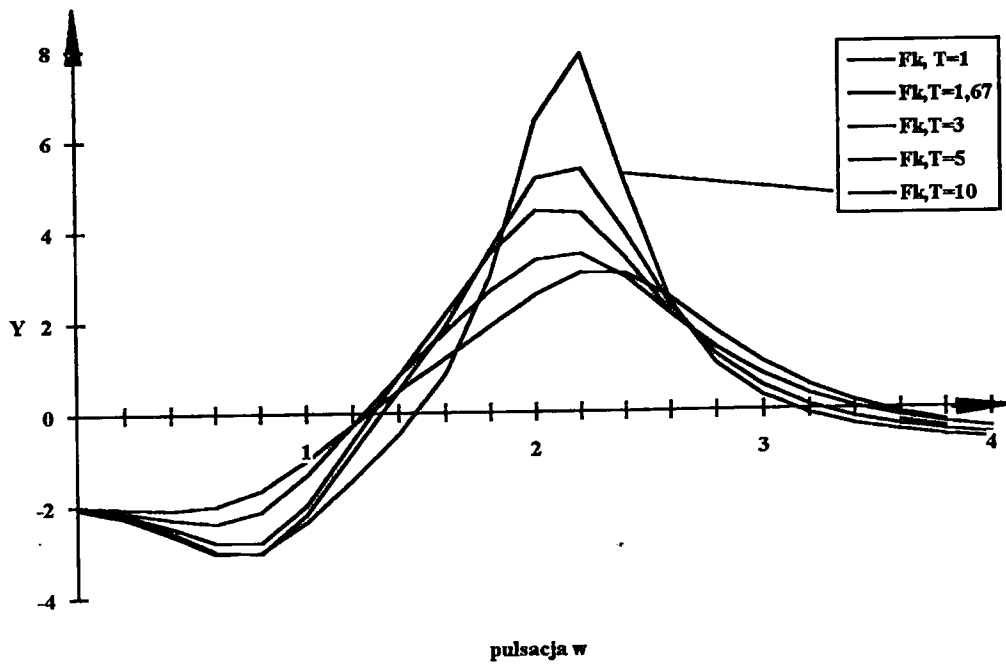


Rys.5.8 Przebiegi charakterystyk $G_z = |G_z(j\omega)|^2$ dla różnych parametrów obiektu regulacji i regulatora PID z eksperymentalnie wyznaczonymi nastawami, przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji.

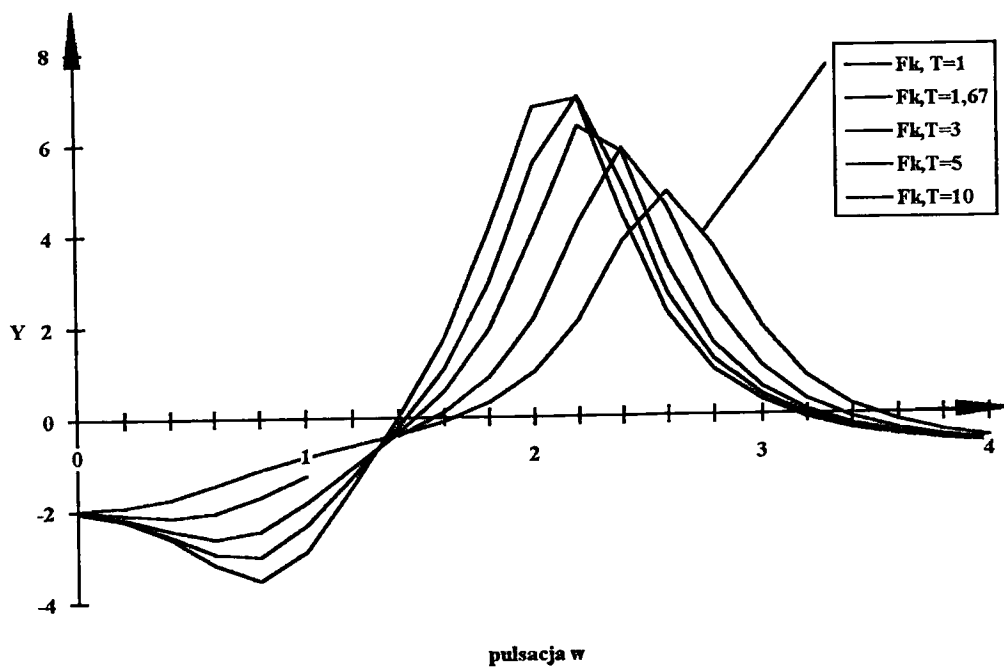
5.5 Porównanie charakterystyk strojenia przy różnych parametrach obiektu regulacji.

W oparciu o wartości optymalnych nastaw wg. tabeli 5.1 przygotowano wykresy charakterystyk strojenia dla różnych parametrów obiektu. Przedstawione charakterystyki obejmują szeroki zakres zmian parametrów obiektu i regulatora. Analizie poddano obiekty dla których stosunek stałej czasowej obiektu do czasu opóźnienia (T_o / t_o) zawarty jest w przedziale $T=1 \dots 10$. Dla obiektów tych wykreślono charakterystyki przy optymalnych nastawach regulatora oraz przy nastawach różniących się od nastaw optymalnych odpowiednio o ok. $\pm 10\%$ oraz $\pm 20\%$.

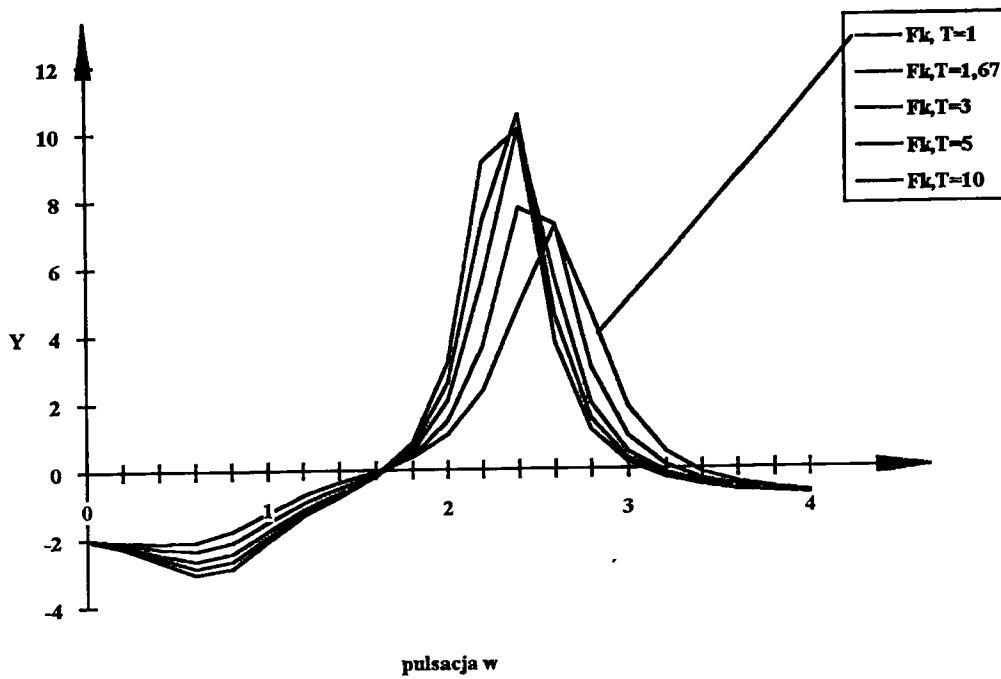
Wykresy charakterystyk pokazane są na rysunkach rys.5.9 do rys.5.17. Przebiegi charakterystyk wskazują, że kształt charakterystyk w małym stopniu zależy od parametrów obiektu, chociaż przy większych wartościach stałej T w przebiegach charakterystyk obserwuje się silniejsze wahania wartości. Należy jednak pamiętać, że sygnały strojenia poszczególnych parametrów maleją wraz ze wzrostem stałej T z uwagi na to, że przy dużej stałej czasowej obiektu zakłócenia są silniej tłumione przez obiekt.



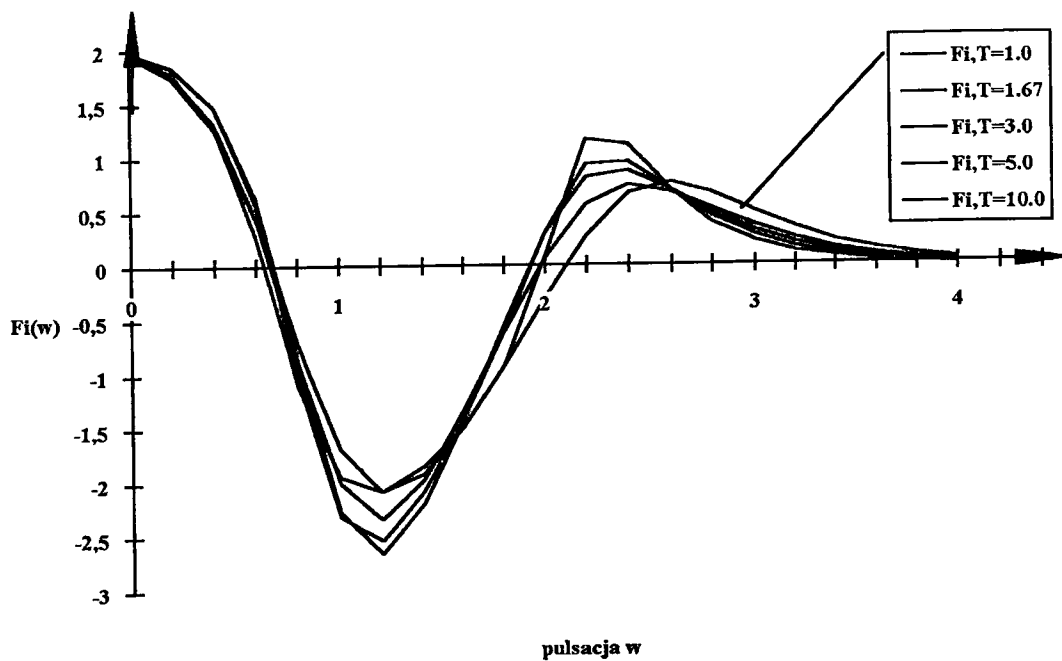
Rys.5.9 Przebiegi charakterystyk $f_k(w)$ dla zalecanych nastaw wg. Cypkina przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji.



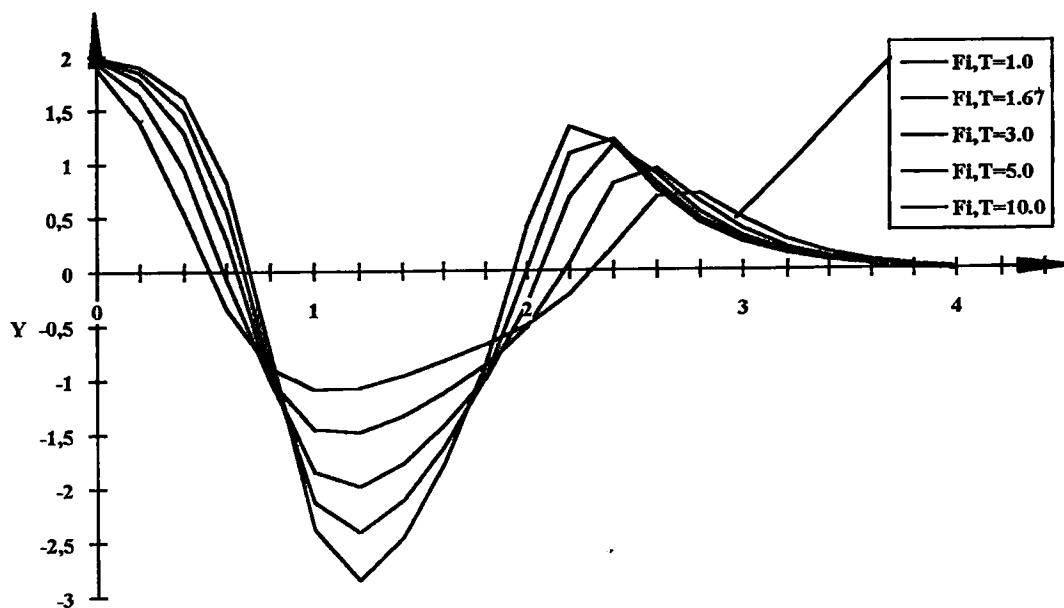
Rys.5.10 Przebiegi charakterystyk $f_k(w)$ dla zalecanych nastaw wg. Poradnika przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji.



Rys.5.11 Przebiegi charakterystyk $f_k(w)$ dla nastaw wyznaczonych eksperymentalnie przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji.

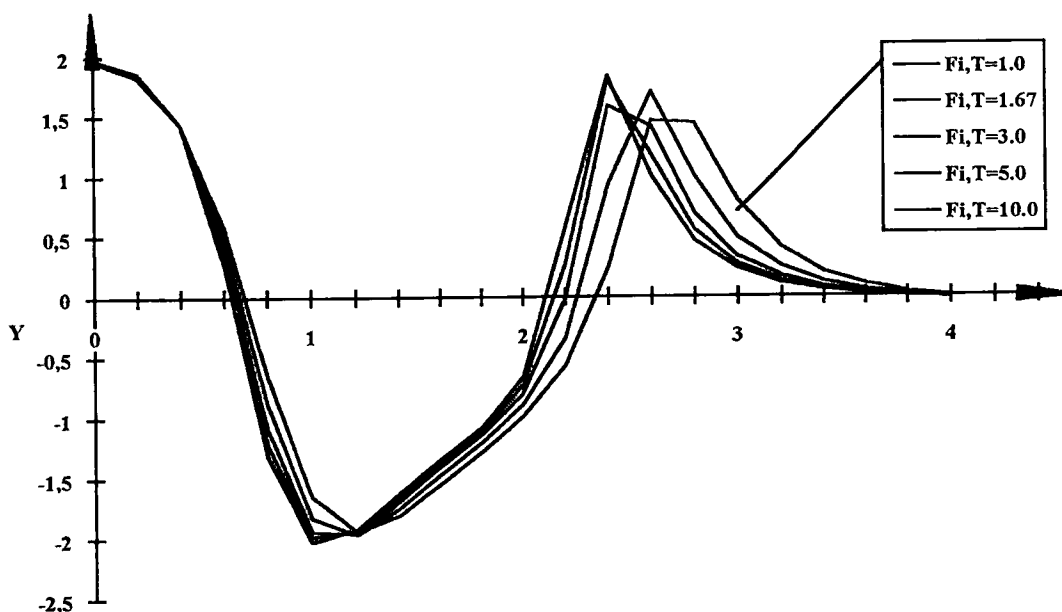


Rys.5.12 Przebiegi charakterystyk $f_i(w)$ dla zalecanych nastaw wg. Cypkina przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji.



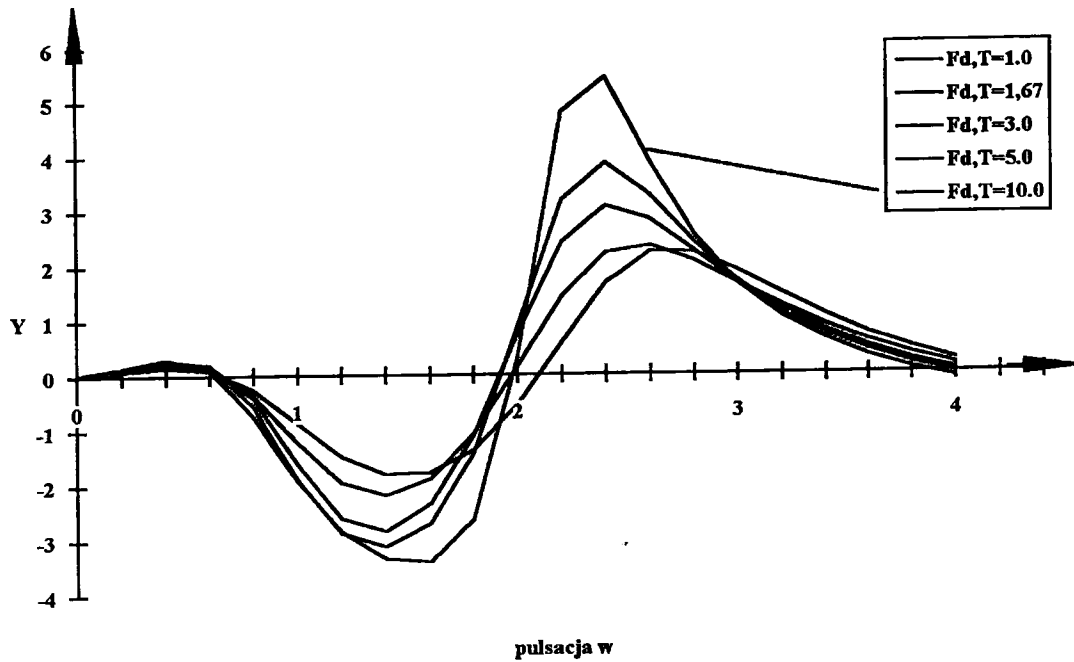
pulsacja w

Rys.5.13 Przebiegi charakterystyk $f_i(w)$ dla zalecanych nastaw wg. Poradnika przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji.

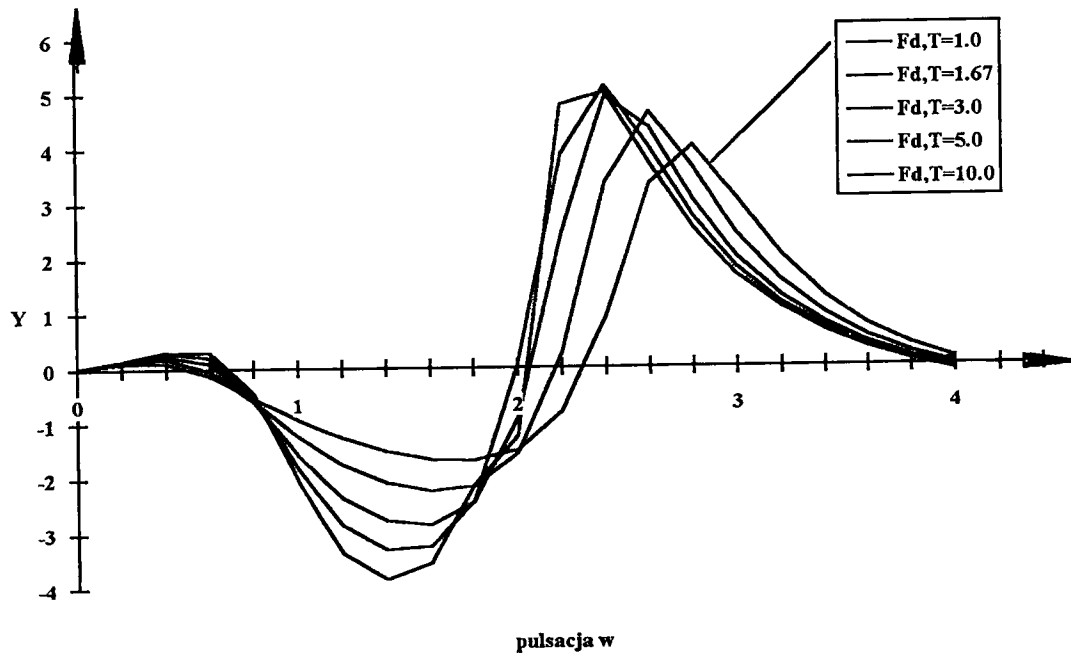


pulsacja w

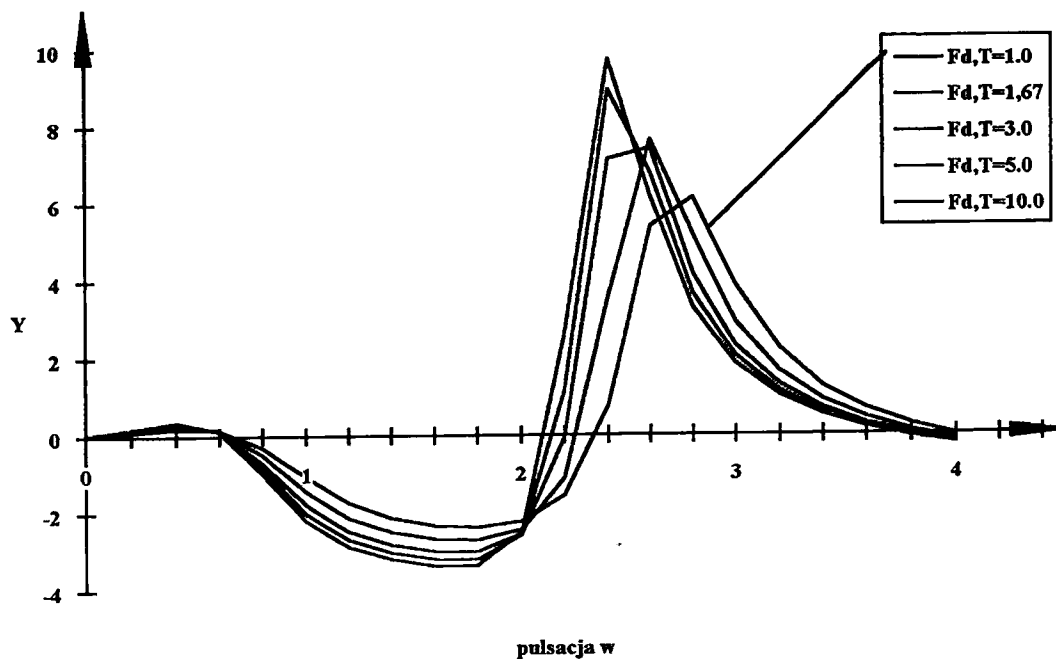
Rys.5.14 Przebiegi charakterystyk $f_i(w)$ dla nastaw wyznaczonych eksperymentalnie przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji.



Rys.5.15 Przebiegi charakterystyk $f_D(w)$ dla zalecanych nastaw wg. Cypkina przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji.



Rys.5.16 Przebiegi charakterystyk $f_D(w)$ dla zalecanych nastaw wg. Poradnika przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji.



Rys.5.17 Przebiegi charakterystyk $f_D(w)$ dla nastaw wyznaczonych eksperymentalnie przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji.

Na rysunkach rys.5.18 do rys.5.20 pokazane są przebiegi widma kwadratu odchyłki regulacji, a na rys.5.21 do rys.5.29 przebiegi sygnałów strojenia poszczególnych parametrów regulatora dla różnych wartości parametrów obiektu. Sygnały strojenia zostały wykreślone zgodnie z zależnością:

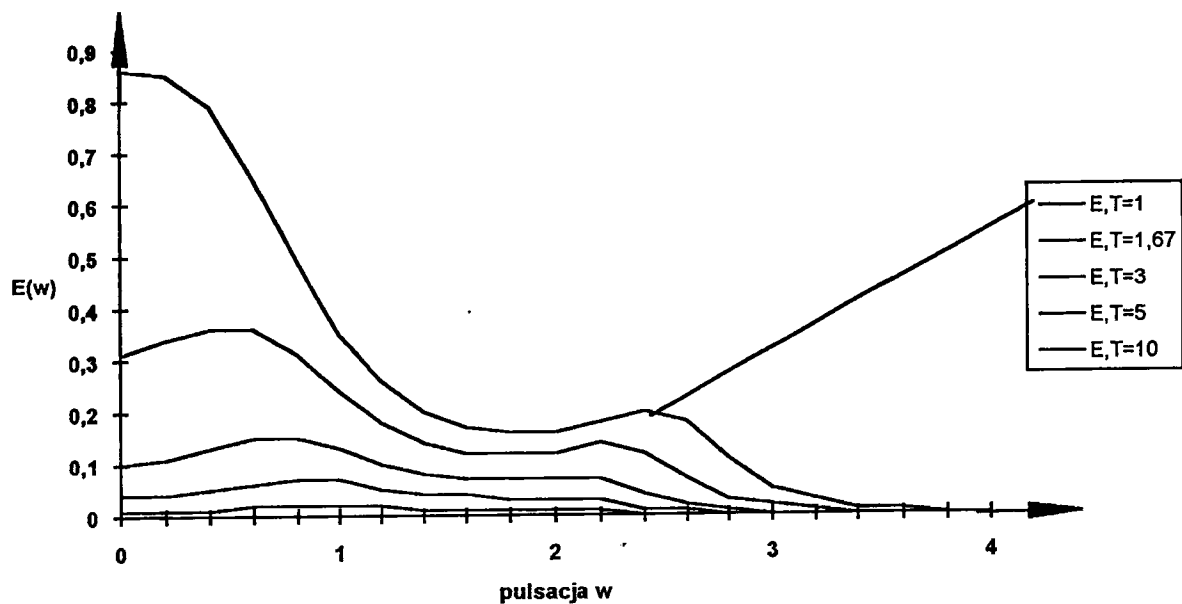
$$EF_p(w) = |E(jw)|^2 \cdot \frac{\partial |G_z(jw)|^2}{\partial p} \cdot \frac{1}{|G_z(jw)|^2} \quad (5.20)$$

przy czym: $p=K;I;D$

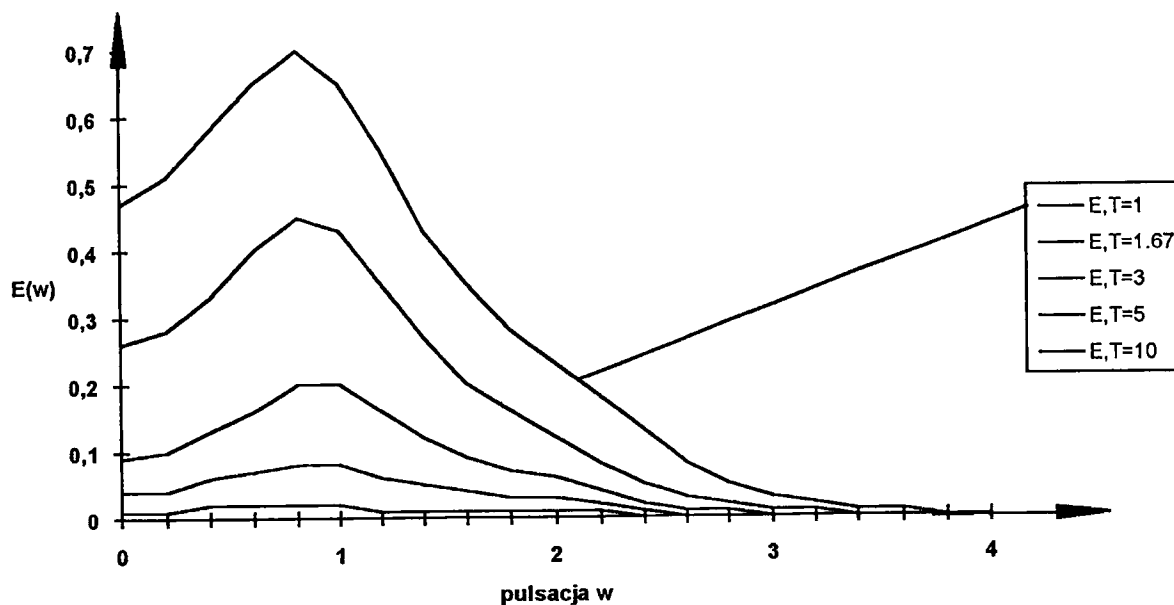
Procentowa zmiana nastawy danego parametru w procesie strojenia powinna być w przybliżeniu proporcjonalna do całki z sygnału strojenia:

$$\partial_p = \Delta p = \int_{w=0}^{w=\infty} EF_p(w) dw \quad (5.21)$$

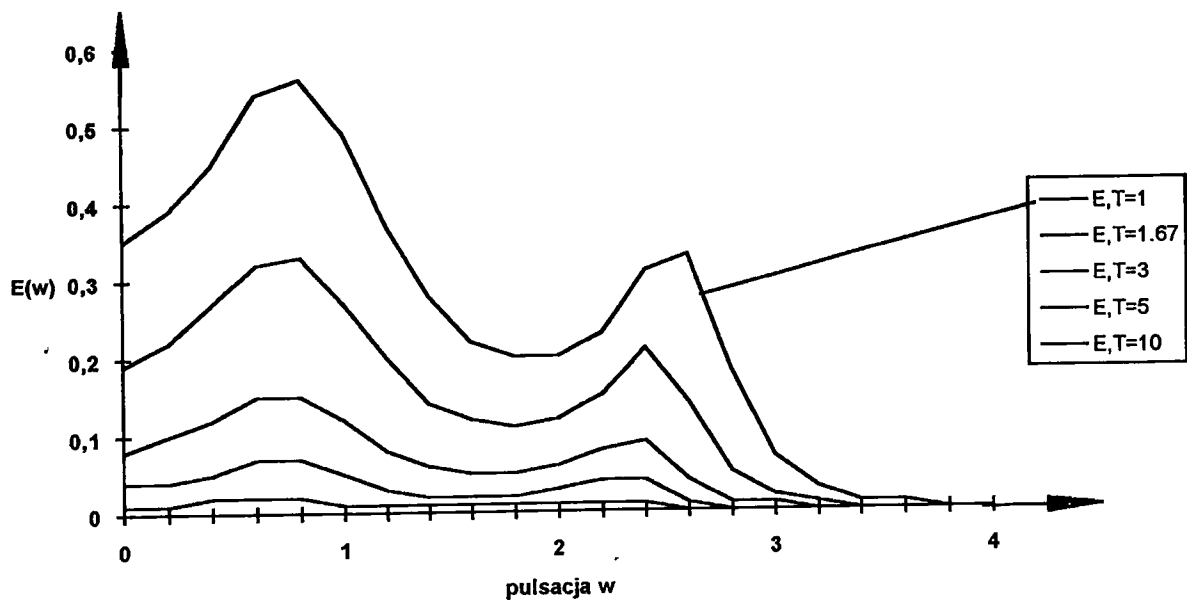
Przebiegi przedstawione na rys.5.21 do rys.5.29 potwierdzają poprzednie spostrzeżenie, że przebiegi charakterystyk w małym stopniu zależą od parametrów obiektu. Zarówno kształt jak i punkt przecięcia osi odciętych (a więc zmiana znaku sygnału strojenia w zależności od częstotliwości zakłóceń pozostają praktycznie niezmienione).



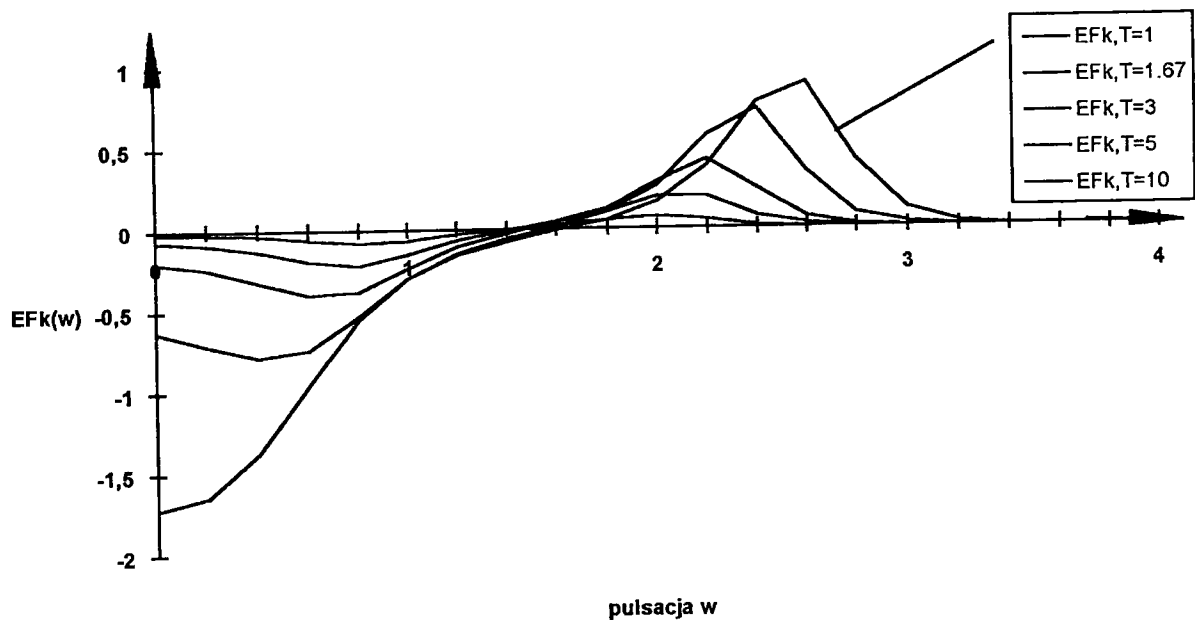
Rys.5.18 Widmo sygnałów $E=|E(jw)|^2$ dla zalecanych nastaw wg. Poradnika Inżyniera Automatyka przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu układu regulacji.



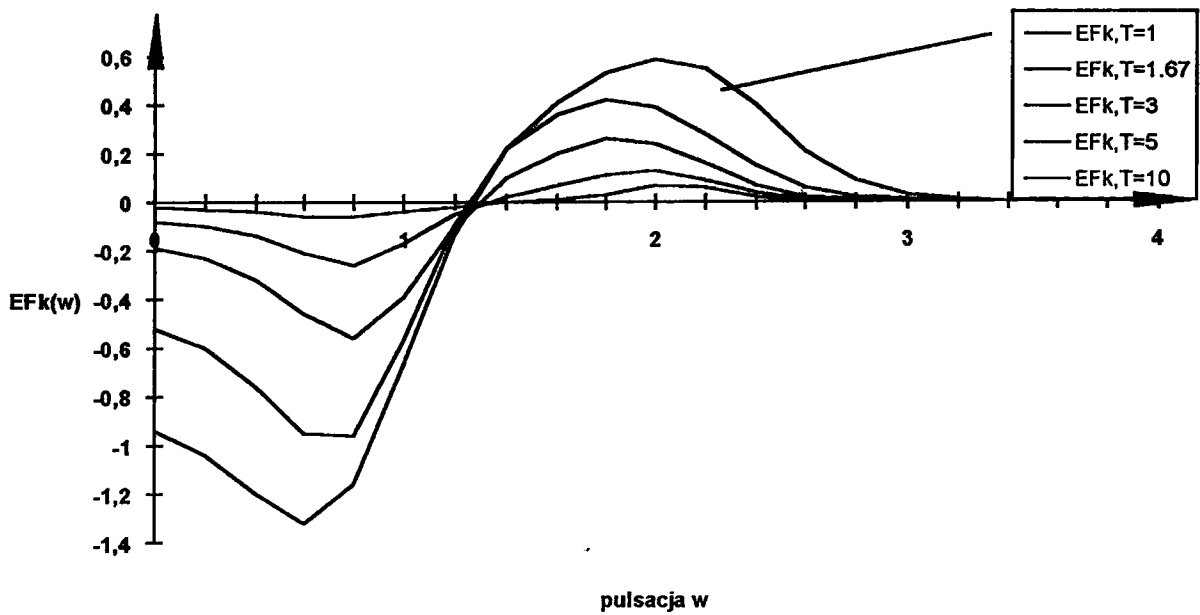
Rys.5.19 Widmo sygnałów $E=|E(jw)|^2$ dla zalecanych nastaw wg. Cypkina przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu układu regulacji.



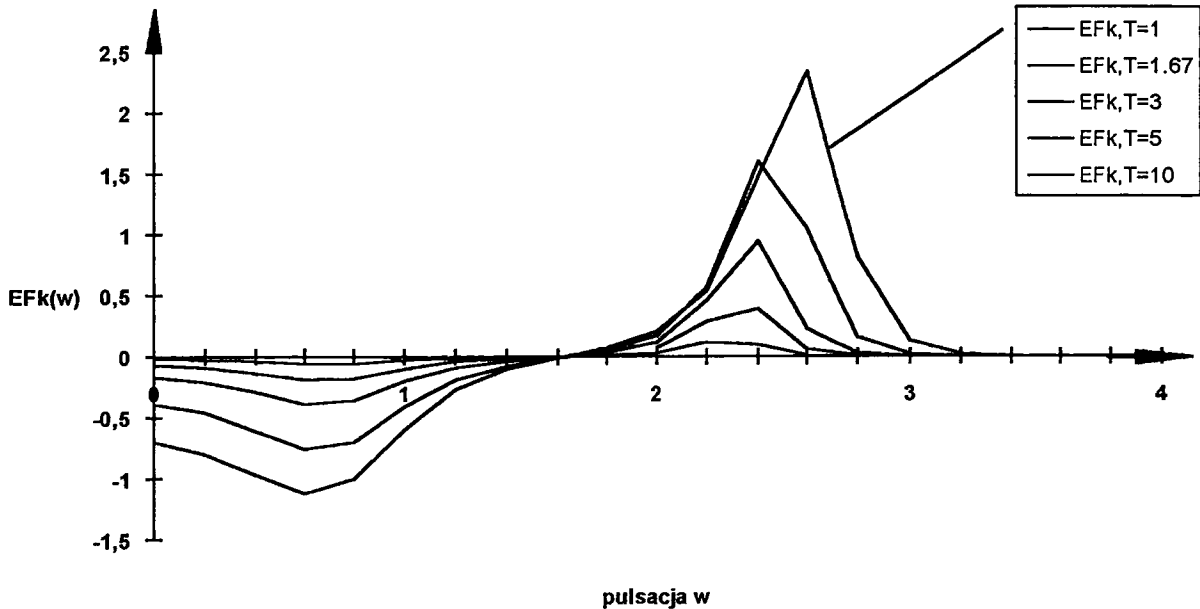
Rys.5.20 Widmo sygnałów $E=|E(jw)|^2$ dla nastaw wyznaczonych eksperymentalnie przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu układu regulacji.



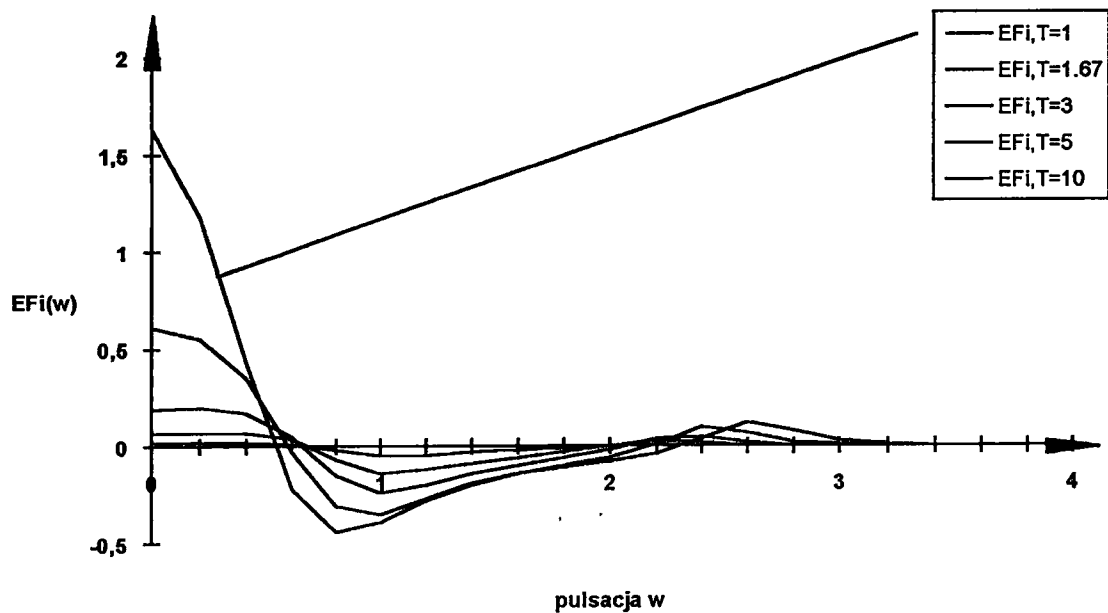
Rys.5.21 Widmo sygnałów $EF_k(w)$ dla zalecanych nastaw wg. Poradnika Inżyniera Automatyka przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu układu regulacji.



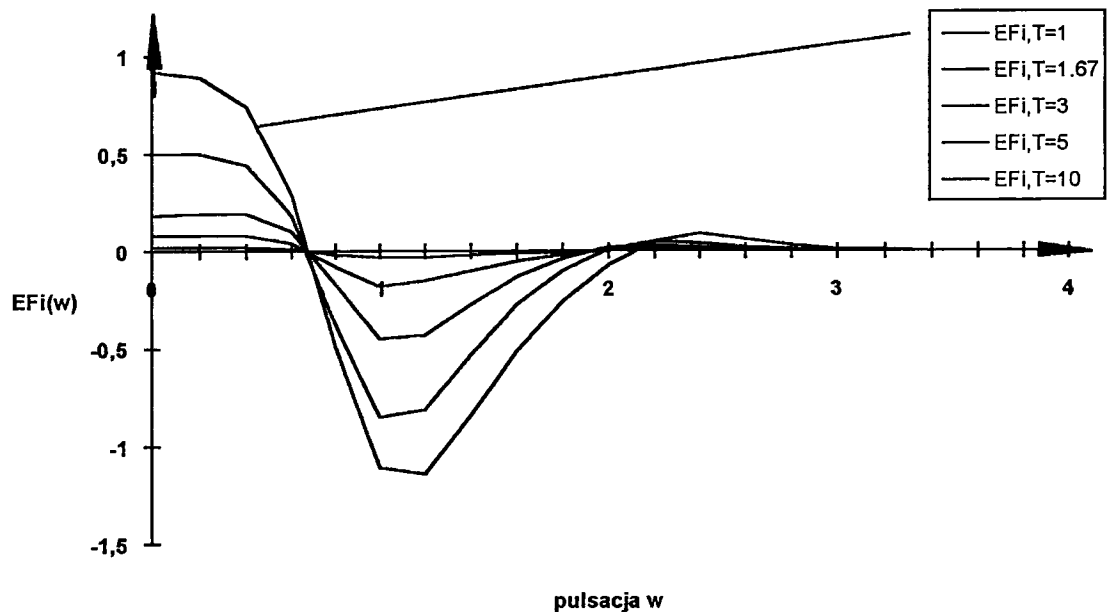
Rys.5.22 Widmo sygnałów $EF_k(w)$ dla zalecanych nastaw wg. Cypkina przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu układu regulacji.



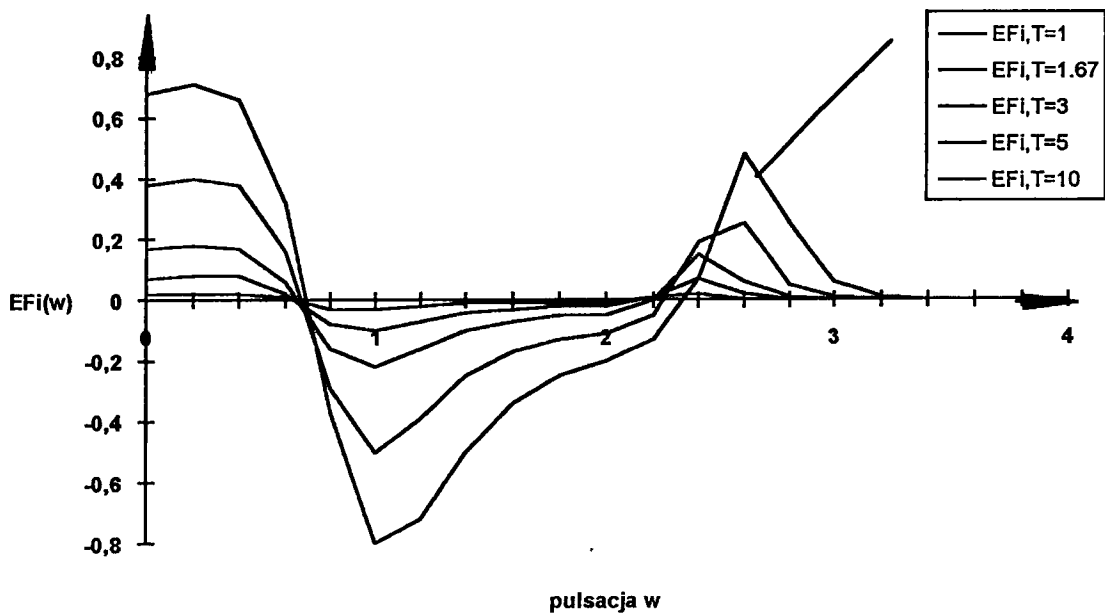
Rys.5.23 Widmo sygnałów $EF_k(w)$ dla nastaw wyznaczonych eksperymentalnie przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu układu regulacji.



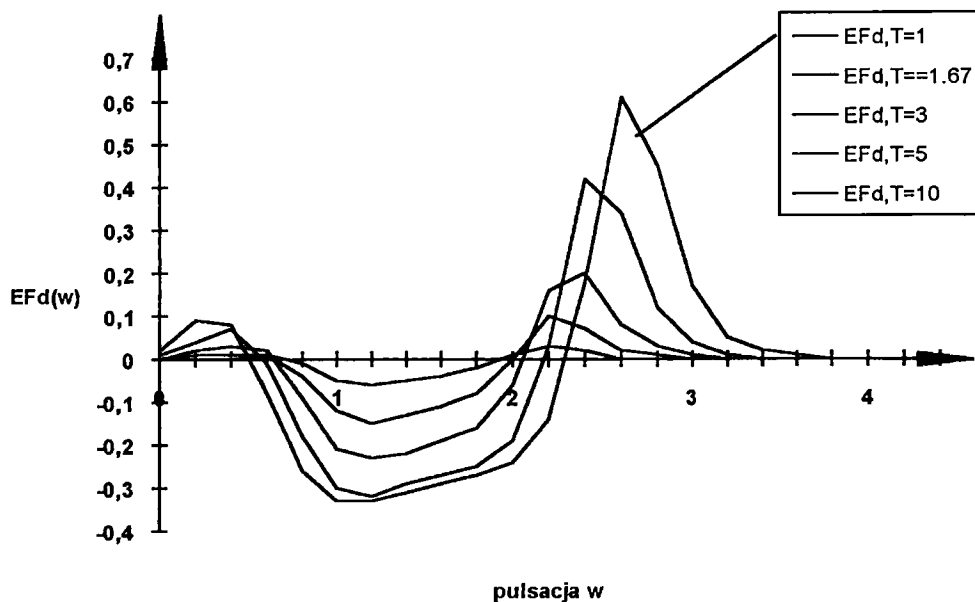
Rys.5.24 Widmo sygnałów $EF_i(w)$ dla zalecanych nastaw wg. Poradnika Inżyniera Automatyka przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu układu regulacji.



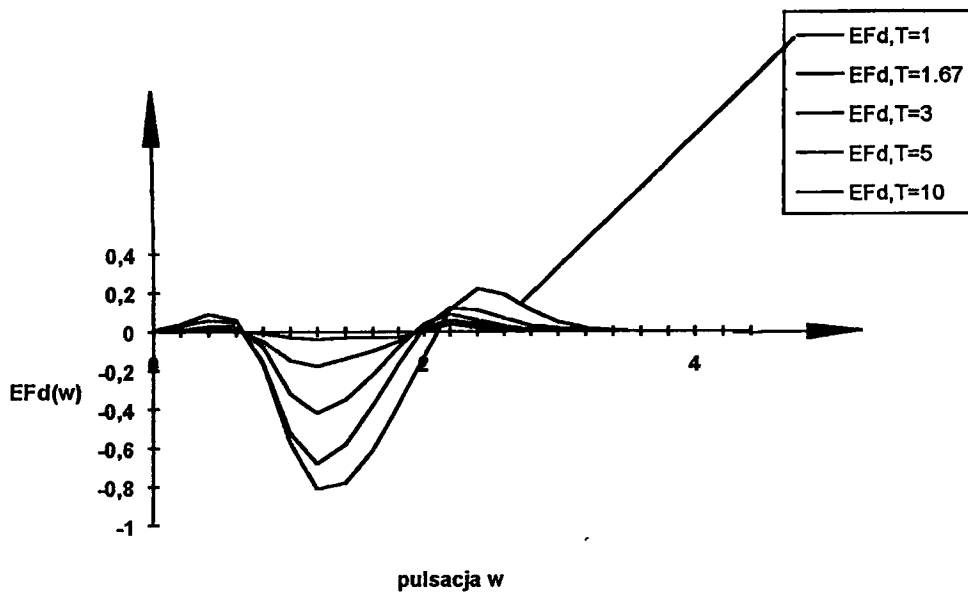
Rys.5.25 Widmo sygnałów $EF_i(w)$ dla zalecanych nastaw wg. Cypkina przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu układu regulacji.



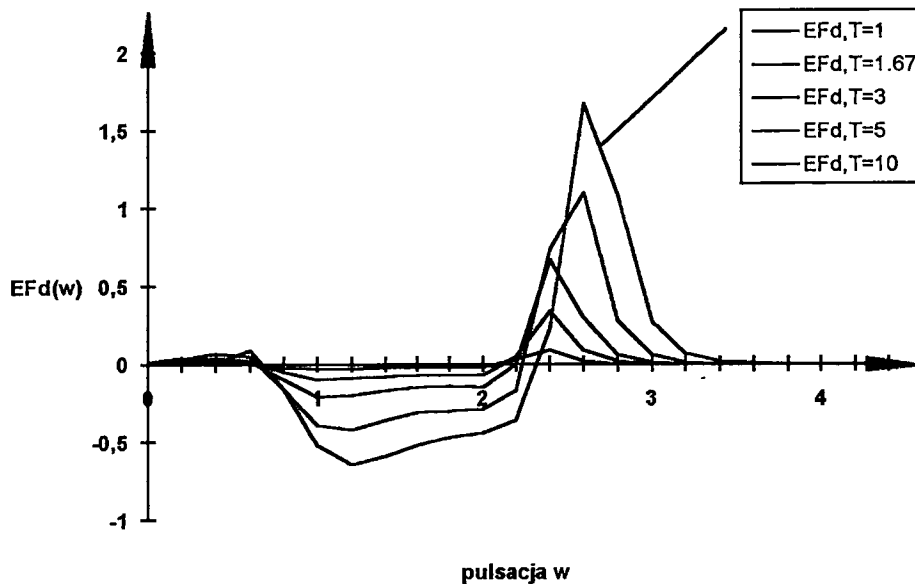
Rys.5.26 Widmo sygnałów $E_{Fi}(w)$ dla nastaw wyznaczonych eksperymentalnie przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu układu regulacji.



Rys.5.27 Widmo sygnałów $E_{Fd}(w)$ dla zalecanych nastaw wg. Poradnika Inżyniera Automatyka przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu układu regulacji.



Rys.5.28 Widmo sygnałów $EF_D(w)$ dla zalecanych nastaw wg. Cypkina przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu układu regulacji.

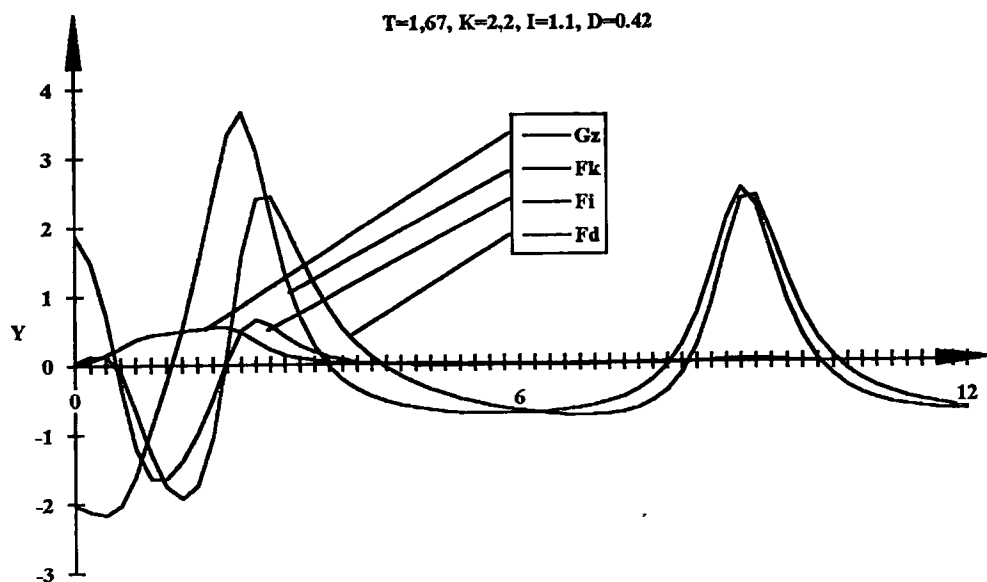


Rys.5.29 Widmo sygnałów $EF_D(w)$ dla nastaw wyznaczonych eksperymentalnie przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu układu regulacji.

Pełniejszy obraz możliwości i ewentualnych zagrożeń przy realizacji układów adaptacyjnych w oparciu o charakterystyki strojenia parametrów otrzymamy analizując odpowiednie przebiegi charakterystyk w poszerzonym pasmie częstotliwości w stosunku do pasma roboczego $0 < \omega < 3.5$. Na rysunkach rys.5.30 oraz 5.31 pokazane są przebiegi charakterystyk strojenia $f_K(\omega)$, $f_I(\omega)$, $f_D(\omega)$, a także przebiegi sygnałów strojenia $EF_K(\omega)$, $EF_I(\omega)$, $EF_D(\omega)$ oraz sygnału odchyłki regulacji $|E(j\omega)|^2$ w znacznie poszerzonym paśmie częstotliwości $0 < \omega < 12$. Rysunki wskazują, że sygnały $EF_K(\omega)$, $EF_I(\omega)$, $EF_D(\omega)$, $|E(j\omega)|^2$ oraz charakterystyka strojenia stałej czasowej zdwojenia $f_I(\omega)$ mają praktycznie pomijalnie małe wartości poza roboczym pasmem częstotliwości wykorzystywanym w procesie adaptacji $0 < \omega < 3.5$. Natomiast przebieg charakterystyki strojenia wzmocnienia K oraz przebieg charakterystyki stałej czasowej wyprzedzenia D tj. przebiegi $f_K(\omega)$ i $f_D(\omega)$ przyjmują również i poza pasmem roboczym wartości o amplitudzie zbliżonej do tej jaką miały w paśmie roboczym. Przebieg ich dla dużych częstotliwości jest periodyczny oraz cyklicznie występują zmiany znaku. Wynikają z tego następujące praktyczne wnioski:

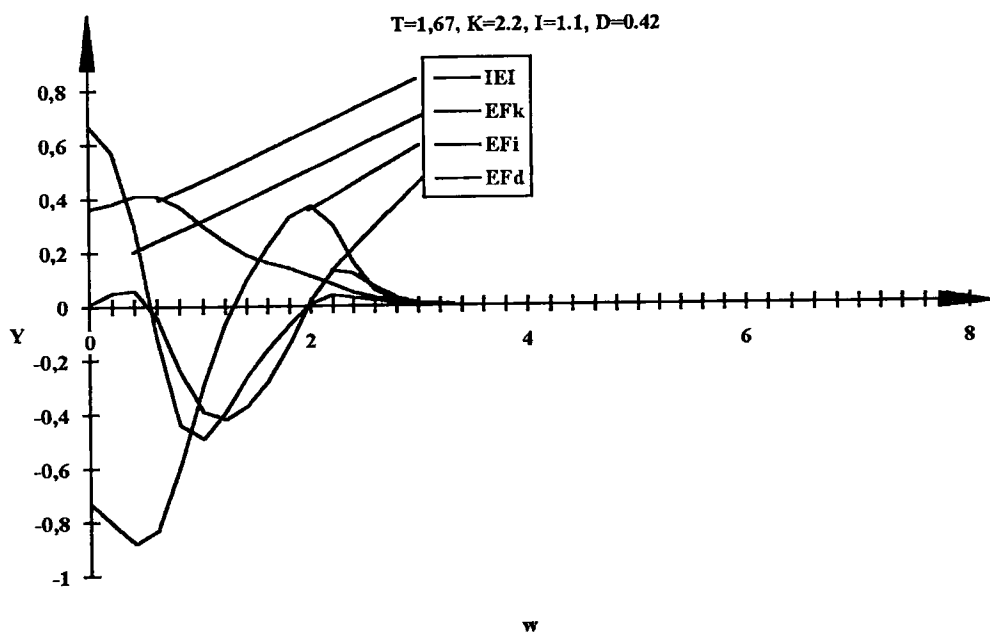
- Jest rzeczą zupełnie wystarczającą jeśli układ adaptacyjny zawęzi obliczenia związane z wypracowywaniem sygnałów przestrajanego poszczególnych parametrów, na podstawie analizy sygnałów strojenia, w paśmie ograniczonym do pasma uznanego wstępnie za pasmo robocze $0 < \omega < 3.5$. Poza pasmem roboczym sygnały strojenia parametrów dynamicznych $EF_K(\omega)$, $EF_I(\omega)$, $EF_D(\omega)$ przyjmują i tak praktycznie wartości zerowe.

- Niezerowe przebiegi charakterystyk strojenia $f_K(\omega)$ i $f_D(\omega)$ praktycznie w nieograniczonym zakresie częstotliwości $0 < \omega < \infty$ stanowią pewne zagrożenie dla procesu „uproszczonej adaptacji” zrealizowanej w oparciu o przybliżone charakterystyki strojenia. Jeśli w procesie strojenia nastąpi niewłaściwe oszacowanie wartości czasu opóźnienia τ obiektu, a tym samym niewłaściwe dobranie skali czasowej charakterystyk $f_K(\omega)$ i $f_D(\omega)$, istnieje niebezpieczeństwo, że przy strojeniu parametrów K oraz D może nastąpić niewłaściwe oszacowanie wartości wymaganych zmian i to nie tylko co do wartości ale także i co do kierunku wymaganej zmiany danego parametru.



P

Rys.5.30 Rzeczywiste przebiegi charakterystyk strojenia parametrów regulatora $f_K(w)$, $f_I(w)$, $f_D(w)$ oraz charakterystyka $|G_Z(jw)|^2$ dla obiektu o $T=1.67$ i regulatora PID z nastawami wg. Cypkina przy kryterium minimalizacji całki z kwadratu odchyłki regulacji wykreślone dla szerokiego zakresu zmian częstotliwości.



Rys.5.31 Widmo sygnałów strojenia $EF_K(w)$, $EF_I(w)$, $EF_D(w)$ oraz sygnału $|E(jw)|^2$ dla zalecanych nastaw wg. Cypkina przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu układu regulacji.

5.6 Wpływ zakłóceń na charakterystyki strojenia parametrów regulatora.

W poprzednim rozdziale przeprowadzono analizę wpływu zmian wartości parametrów obiektu na przebiegi charakterystyk i sygnałów strojenia przy nastawach regulatora zbliżonych do nastaw optymalnych oraz przy zakłóceniu typu skoku jednostkowego wprowadzonego na wejście obiektu regulacji. W sygnale, wprowadzanego na wejście obiektu regulacji. Powstaje pytanie: jak zmieniają się te przebiegi przy innych zakłóceniach oddziałujących na obiekt regulacji? Przy analizie wpływu charakterystyki zakłóceń na jakość strojenia należy skorzystać z innych sygnałów zakłócających zarówno o większym udziale wyższych częstotliwości niż skok jednostkowy na wejściu obiektu jak i o niższym udziale dużych częstotliwości, a większym udziale małych częstotliwości w widmie sygnału zakłócającego. Oparcie analizy o zakłócenia o charakterze stochastycznym byłoby bardzo pracochłonne, a jednocześnie wyniki badań mogłyby okazać się niezbyt dokładne. Problemów tych można uniknąć przy użyciu typowych sygnałów zakłócających takich jak skok jednostkowy, impuls Dirace'a i funkcja liniowo narastająca wprowadzane bądź to na wejście regulatora bądź też na wejście obiektu regulacji.

Poniżej na rys.5.32 i rys.33 przedstawiono charakterystyki widmowe mocy dla różnych sygnałów zakłócających, przy odniesieniu sygnału do wejścia regulatora, niezależnie od rzeczywistego miejsca oddziaływania sygnału. Wybrano typowe, łatwe do stosowania w obliczeniach analitycznych, rodzaje sygnałów zakłócających, a mianowicie:

a) Sygnał liniowo narastający podany na wejście obiektu regulacji (LO):

$$|Z_{LO}(j\omega)|^2 = \frac{G_o(j\omega)G_o(-j\omega)}{\omega^4} \quad (5.22)$$

b) Sygnał liniowo narastający podany na wejście regulatora (LR):

$$|Z_{LR}(j\omega)|^2 = \frac{1}{\omega^4} \quad (5.23)$$

c) Impuls Dirace'a podany na wejście obiektu regulacji (IO):

$$|Z_{IO}(j\omega)|^2 = G_o(j\omega)G_o(-j\omega) \quad (5.24)$$

d) Impuls Dirace'a podany na wejście regulatora (IR):

$$|Z_{IR}(j\omega)|^2 = 1 \quad (5.25)$$

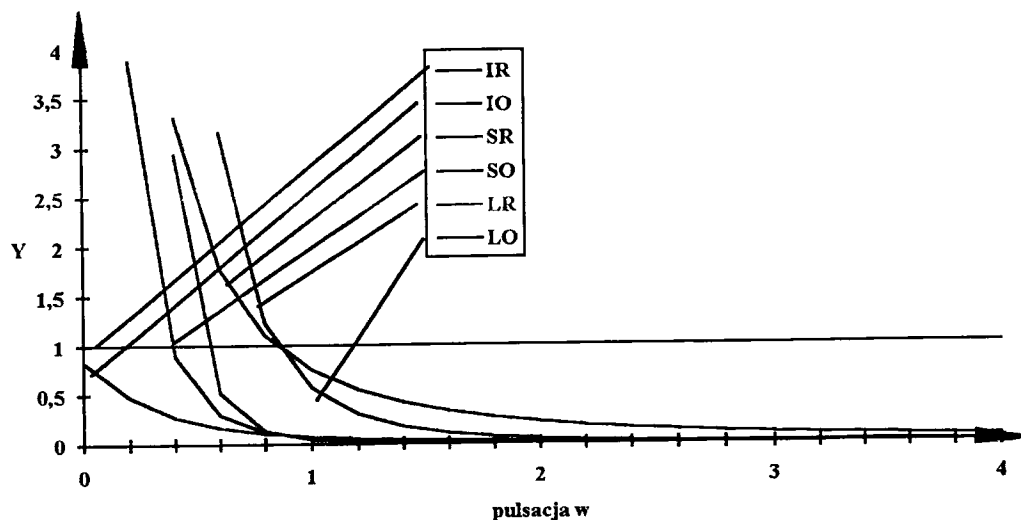
e) Skok jednostkowy wprowadzony na wejście obiektu regulacji (SO):

$$|Z_{SO}(j\omega)|^2 = \frac{G_o(j\omega)G_o(-j\omega)}{\omega^2} \quad (5.26)$$

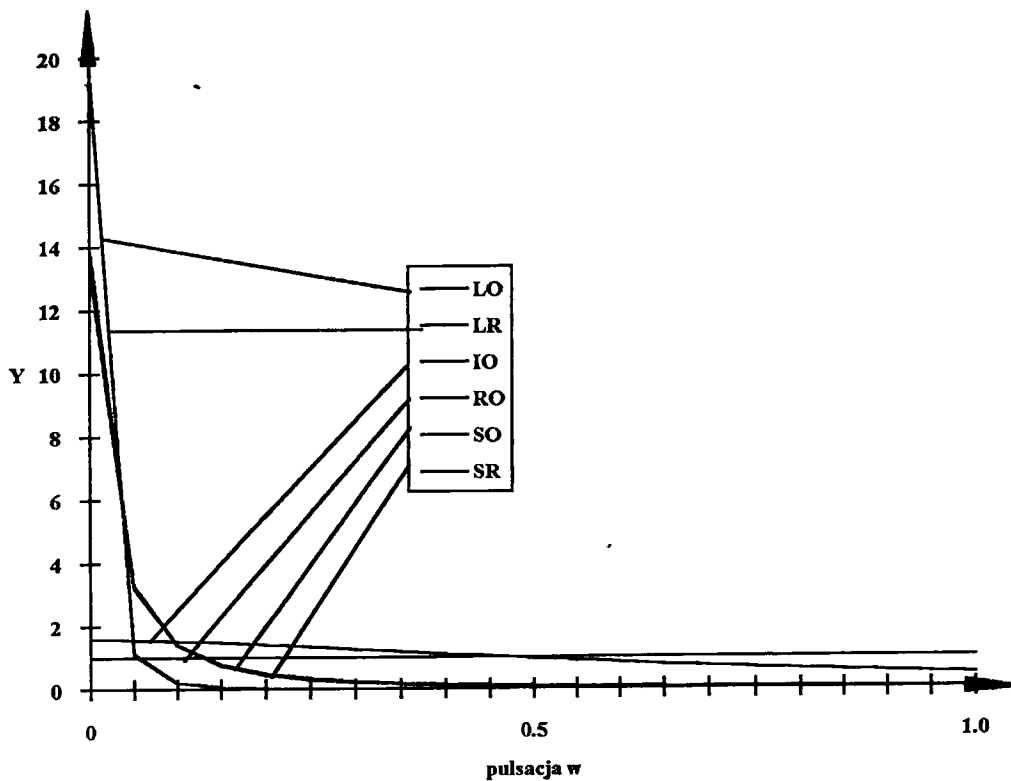
f) Skok jednostkowy wprowadzony na wejście regulatora (SR):

$$|Z_{SR}(j\omega)|^2 = \frac{1}{\omega^2} \quad (5.27)$$

Charakterystyki na rys5.32 i rys5.33 odpowiadają zależnościom (5.22) do (5.27) przy czym dla wyrażeń (5.22), (5.24), (5.26) przyjęto, że obiekt regulacji posiada stałą czasową $T=4$. Z zamieszczonych wykresów wynika, że tego typu zakłócenia są równoważne dość szerokiej gamie zakłóceń stochastycznych, z którymi mamy do czynienia w rzeczywistych warunkach pracy. Wyniki badań otrzymane dla zakłóceń (5.22) do (5.27) mogą być traktowane jako miarodajne przy ocenie jakości dostrajania się układu do rzeczywistych zakłóceń oddziałujących na obiekt regulacji.



Rys.5.32 Charakterystyki widmowe kwadratu sygnału zakłócającego wykreślone bezpośrednio na podstawie wzorów analitycznych.



Rys.5.33 Charakterystyki widmowe kwadratu sygnału zakłócającego wykreślone przy zachowaniu stałego pola, które obejmuje dana charakterystyka w zakresie częstotliwości pokazanych na wykresie.

Zaproponowana metoda adaptacji pozwala na wyznaczenie optymalnych nastaw parametrów dynamicznych regulatora i wartości wskaźników jakości przy nastawach wyznaczonych drogą obliczeń numerycznych. Postępując analogicznie jak to zostało opisane w p.5.5 dla zależności (5.16) - (5.19), obliczenia optymalnych nastaw i odpowiadających im wartości wskaźników jakości dla zakłóceń (5.22) - (5.27) mogą być obliczone w oparciu o następujące wyrażenia:

$$\frac{\partial J}{\partial K} = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |Z_x(jw)|^2 \cdot K \frac{[P(w) - Q(w)X(w) + K|G_o(jw)|^2(X^2(w) + 1)] \cdot |G_o(jw)|^2}{[1 + 2KP(w) - 2KQ(w) + K^2|G_o(jw)|^2(X^2(w) + 1)]^2} dw = 0 \quad (5.28)$$

$$\frac{\partial J}{\partial I} = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |Z_x(jw)|^2 \cdot \frac{[K^2|G_o(jw)|^2 X(jw) - KQ(jw)] \cdot |G_o(jw)|^2}{wI \cdot [1 + 2KP(w) - 2KQ(w) + K^2|G_o(jw)|^2(X^2(w) + 1)]^2} dw = 0 \quad (5.29)$$

$$\frac{\partial J}{\partial D} = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |Z_x(jw)|^2 \cdot \frac{wD \cdot [K^2|G_o(jw)|^2 X(jw) - KQ(jw)] \cdot |G_o(jw)|^2}{[1 + 2KP(w) - 2KQ(w) + K^2|G_o(jw)|^2(X^2(w) + 1)]^2} dw = 0 \quad (5.30)$$

$$J = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |Z_x(jw)|^2 \cdot \frac{|G_o(jw)|^2}{1 + 2KP(w) - 2KQ(w)X(w) + K^2|G_o(jw)|^2(X^2(w) + 1)} dw \quad (5.31)$$

gdzie: $Z_X(j\omega) = Z_{LO}(j\omega) ; Z_{LR}(j\omega) ; Z_{IO}(j\omega) ; Z_{IR}(j\omega) ; Z_{SO}(j\omega) ; Z_{SR}(j\omega) ;$

$$R(\omega) = K[1 + jX(\omega)]$$

$$G_o(\omega) = P(\omega) + jQ(\omega)$$

$$X(\omega) = \omega D - \frac{1}{\omega I}$$

$$P = \frac{\cos \omega - \omega T \sin \omega}{1 + \omega^2 T^2}$$

$$Q(\omega) = -\frac{\omega T \cos \omega + \sin \omega}{1 + \omega^2 T^2}$$

$$|G_o(j\omega)|^2 = \frac{K_o^2}{1 + \omega^2 T^2}$$

W tabeli 5.2 podano wartości optymalnych nastaw parametrów dynamicznych wyznaczone eksperymentalnie drogą obliczeń numerycznych bazujących na zaproponowanych równaniach autostrojzenia (5.28) ÷ (5.31). Analogicznie jak w rozdziale 5.5 całkowanie w wyrażeniach (5.5.28) ÷ (5.31) można znacznie zawęzić, np. do zakresu $0 < \omega < 20$, bez obawy przed popełnieniem zauważalnego błędu. Wartości wskaźników jakości J w tabeli 5.2 mają jedynie charakter porównawczy.

Tabela 5.2 nie zawiera wartości optymalnych nastaw dla zakłócenia w postaci skoku jednostkowego wprowadzonego na wejście obiektu, gdyż dane te są zawarte w tabeli 5.1. Nie zawiera ona również optymalnych nastaw dla zakłócenia typu impulsu Dirace'a wprowadzonego na wejście regulatora gdyż dla tego typu zakłócenia optymalne wartości wskaźnika regulacji otrzymuje się przy braku reakcji regulatora na zakłócenie tzn. dla nastaw: $K=0, I=\infty, D=0$. Dla wolnozmiennych zakłóceń (5.22) i (5.23) optymalne nastawy regulatora są bliskie granicy stabilności zamkniętego układu regulacji co stwarza pewne problemy i zagrożenia dla układu adaptacyjnego

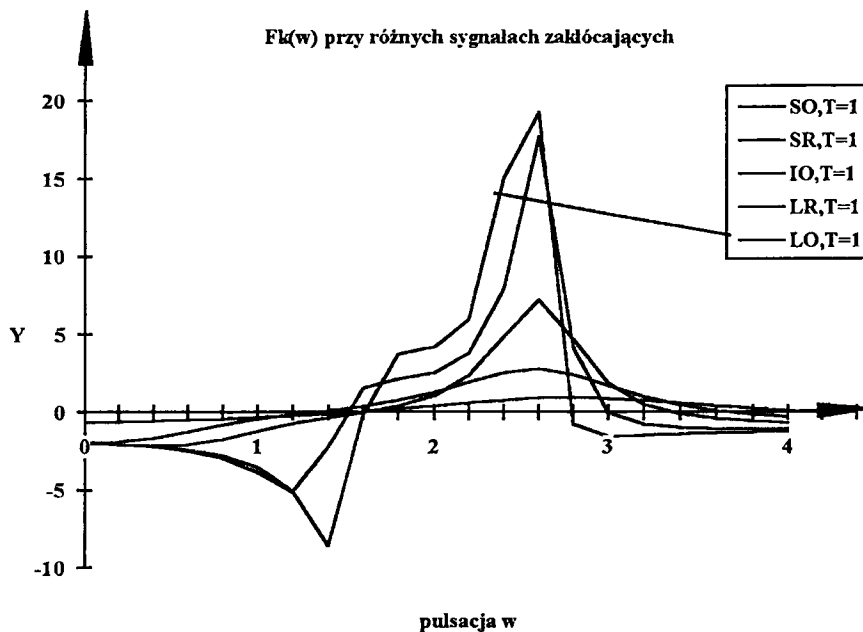
Na rysunkach rys.5.34 do rys.5.42 przedstawiono charakterystyki strojenia parametrów regulatora dla zakłóceń podanych w tabeli 5.2 i dla optymalnych nastaw odpowiadających tym zakłóceniom. Przedstawione przebiegi wskazują, że charakterystyki strojenia na rys.5.33 do rys.5.41 podobne są do odpowiednich charakterystyk z rys.5.9 do rys.5.17, a główne cechy w przebiegach poszczególnych charakterystyk są zachowane niezależnie od charakteru zakłóceń oddziałujących na obiekt regulacji.

Tabela 5.2

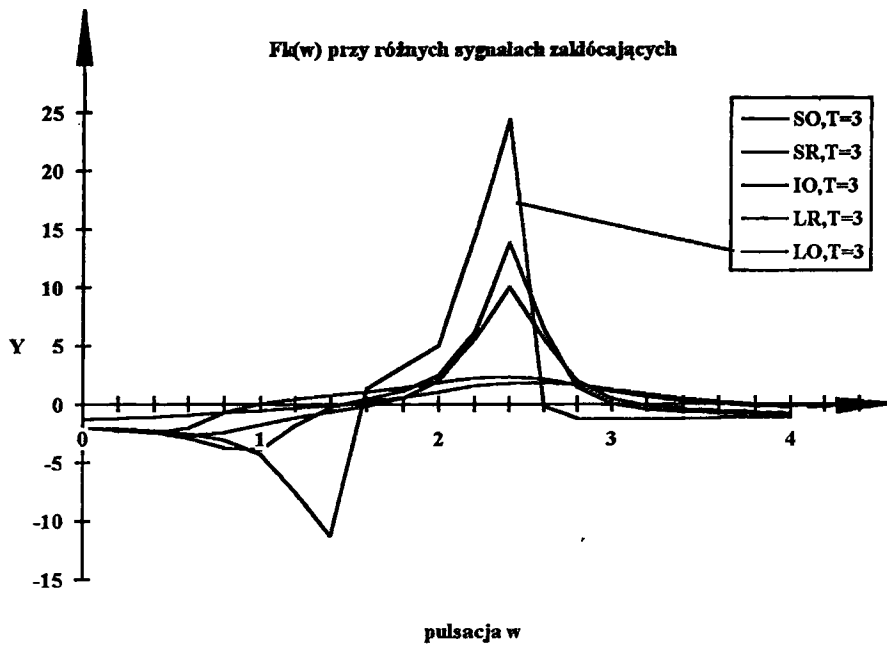
Optymalne nastawy regulatora przy różnych sygnałach zakłócających.

| Charakterystyka obiekturegulacji | Eksperymentalnie wyznaczone nastawy dla zakłócenia typu skoku jednostkowego na wejściu regulatora. SR Wartość wskaźnika jakości $J = \int \varepsilon^2 dt$ | Eksperymentalnie wyznaczone nastawy dla zakłócenia impulsowego na wejściu obiektu. IR Wartość wskaźnika jakości $J = \int \varepsilon^2 dt$ | Eksperymentalnie wyznaczone nastawy dla zakłócenia typu funkcji liniowo narastającej na wejściu regulatora. LR Wartość wskaźnika jakości $J = \int \varepsilon^2 dt$ | Eksperymentalnie wyznaczone nastawy dla zakłócenia typu funkcji liniowo narastającej na wejściu obiektu. LO Wartość wskaźnika jakości $J = \int \varepsilon^2 dt$ |
|----------------------------------|---|---|--|---|
| T=1.0 | K=1,159 I=1,190 D=0,5013 J=63,983 | K=0,476 I = ∞ D=0,6192 J=25,043 | K=1.8007 I=0.4569 D=0.6772 J=92,9796 | K=1,9996 I=0,4053 D=0,6850 J=46,1611 |
| T=1.67 | K=1,684 I=1,751 D=0,5374 J=64,511 | K=0,983 I = ∞ D=0,627 J=12,491 | K=2,6534 I=0,5766 D=0,6796 J=84,6747 | K=3,0370 I=0,4669 D=0,6984 J=26,5104 |
| T=3.0 | K=2,741 I=2,917 D=0,5646 J=64,9012 | K=2,0146 I = ∞ D=0,6276 J=4,992 | K=4,4063 I=0,7678 D=0,6548 J=76,3326 | K=5,1433 I=0,5247 D=0,7052 J=11,8034 |
| T=5.0 | K=4,334 I=4,784 D=0,5792 J=65,1001 | K=3,581 I = ∞ D=0,6267 J=2,0691 | K=7,067 I=0,954 D=0,637 J=71,573 | K=8,3383 I=0,5626 D=0,7076 J=5,1957 |
| T=10 | K=8,352 I=10,392 D=0,589 J=65,213 | K=7,51 I = ∞ D=0,6254 J=0,5789 | K=13,8327 I=1,2074 D=0,6114 J=69,3675 | K=16,3466 I=0,596 D=0,7094 J=1,5251 |

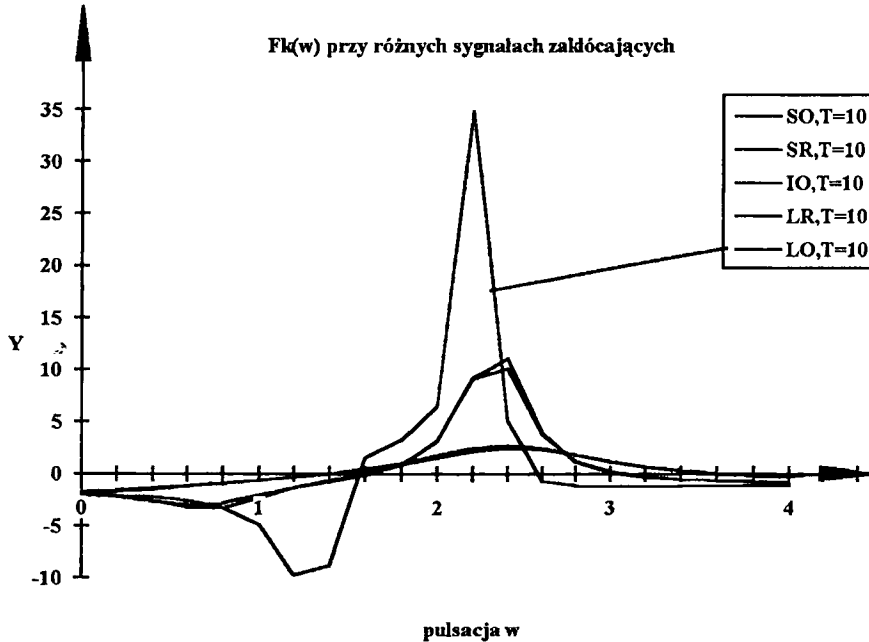
Na szczególną uwagę zasługują charakterystyki wykreślone przy optymalnych nastawach dla zakłóceń w postaci sygnału liniowo narastającego na wejściu regulatora LR lub na wejściu obiektu LO. Optymalne nastawy są w tych wypadkach położone bardzo blisko granicy stabilnej pracy regulatorów i w związku z tym charakterystyki ulegają w pewnym stopniu "degeneracji" objawiającej się między innymi dużymi wahaniami amplitudy w obszarze częstotliwości, przy której następuje zmiana znaku. W praktycznych układach strojenia parametrów należałoby pozostawić większy dystans dla dopuszczalnych nastaw parametrów dynamicznych regulatora w stosunku do granic obszaru pracy stabilnej [1] tak, aby uniknąć groźby wejścia w obszar niestabilności np. przy przypadkowych gwałtownych zmianach charakterystyki sygnału zakłócającego



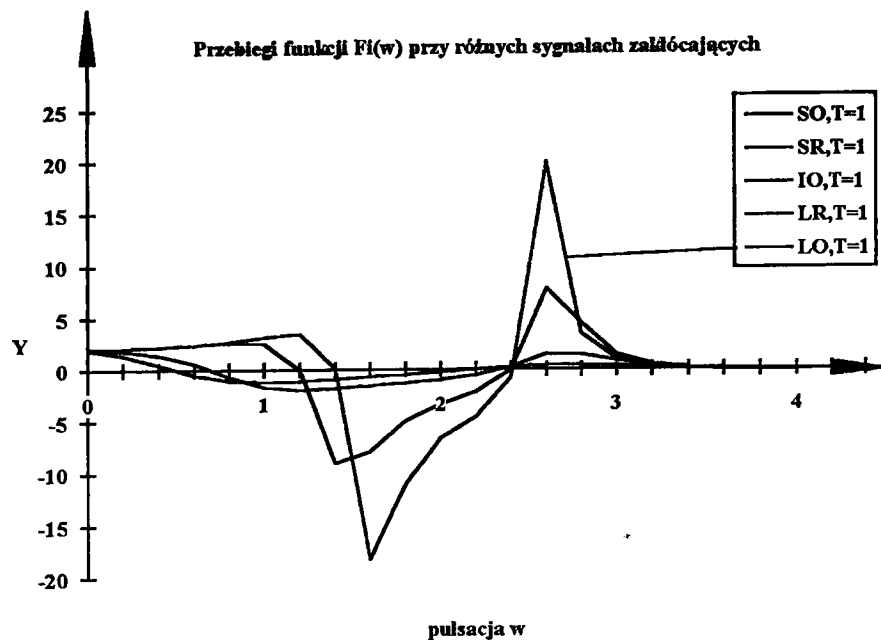
Rys.5.34 Przebiegi charakterystyk $F_k(w)$ (dla obiektu o $T=1$) dla nastaw wyznaczonych eksperymentalnie przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla różnych sygnałów zakłócających.



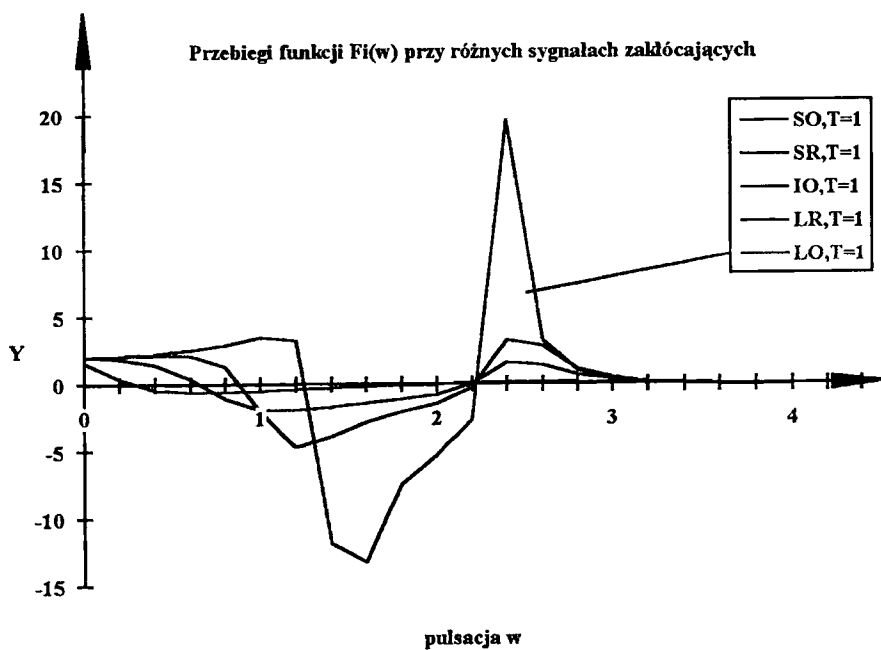
Rys.5.35 Przebiegi charakterystyk $F_k(w)$ dla obiektu o $T=3$ i dla nastaw wyznaczonych eksperymentalnie przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla różnych sygnałów zakłócających.



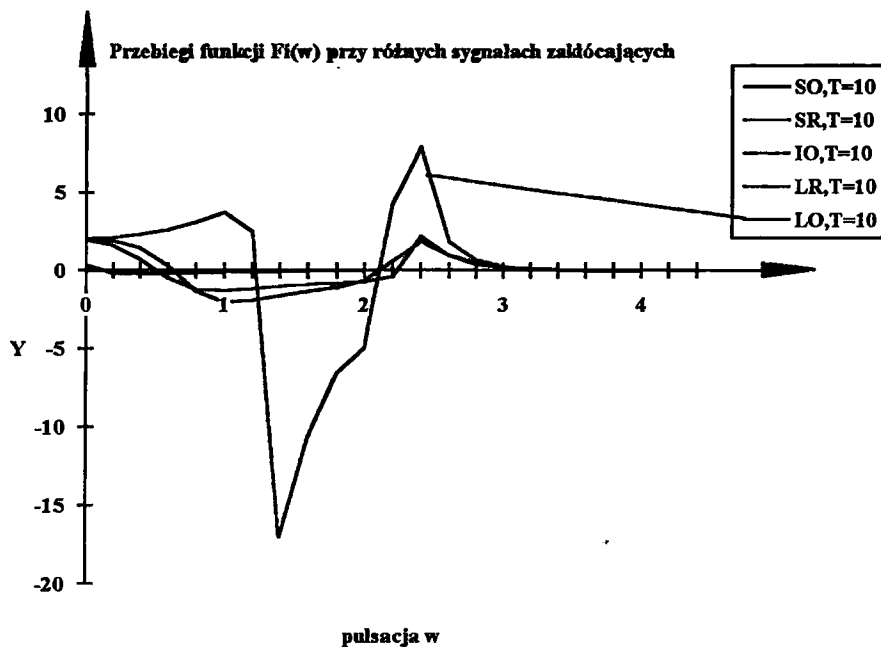
Rys.5.36 Przebiegi charakterystyk $F_k(w)$ (dla obiektu $T=10$) przy nastawach wyznaczonych eksperymentalnie przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla różnych sygnałów zakłócających.



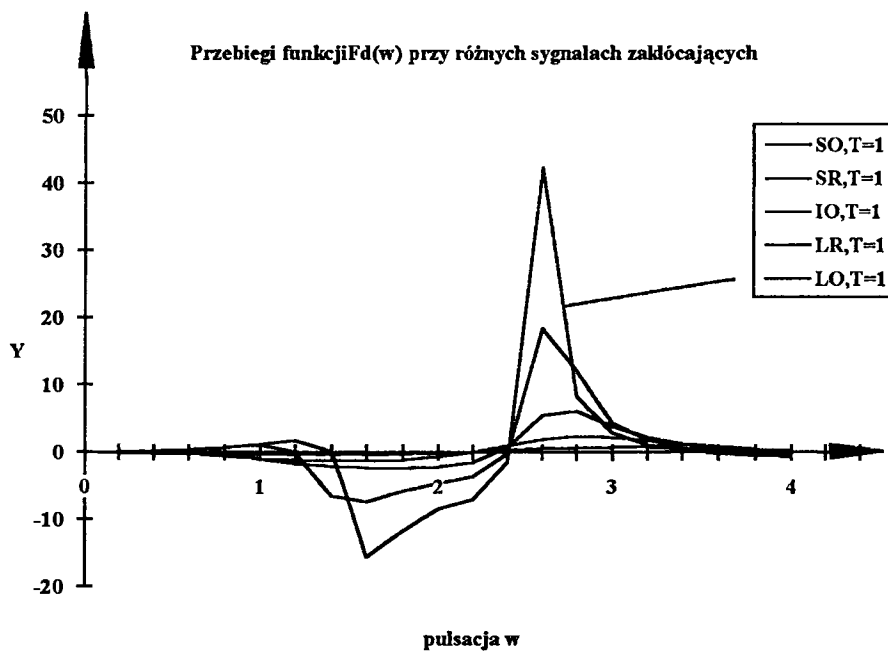
Rys.5.37 Przebiegi charakterystyk $F_i(w)$ (dla obiektu $T=1$) przy nastawach wyznaczonych eksperymentalnie przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla różnych sygnałów zakłócających.



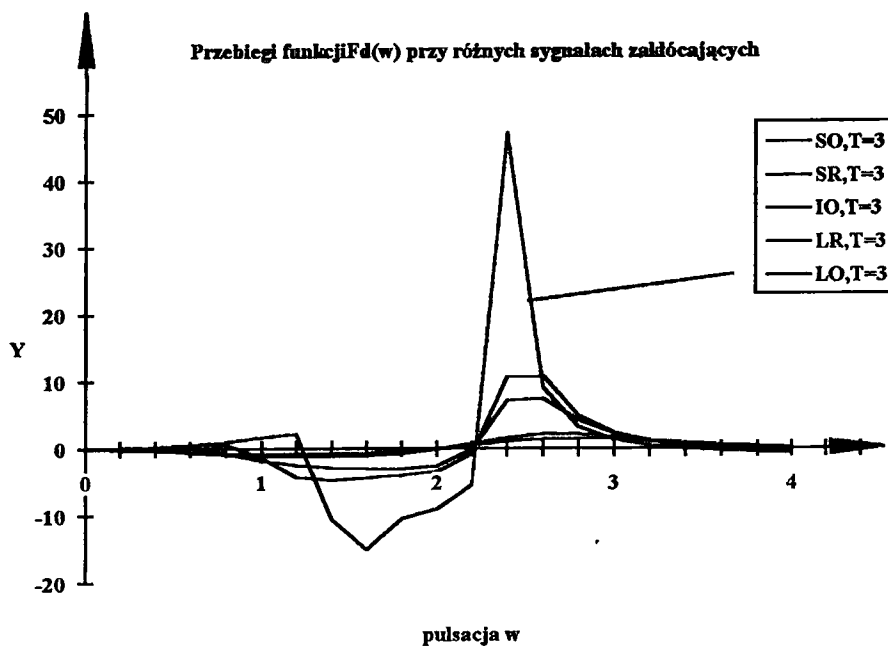
Rys.5.38 Przebiegi charakterystyk $F_i(w)$ (dla obiektu $T=3$) przy nastawach wyznaczonych eksperymentalnie przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla różnych sygnałów zakłócających.



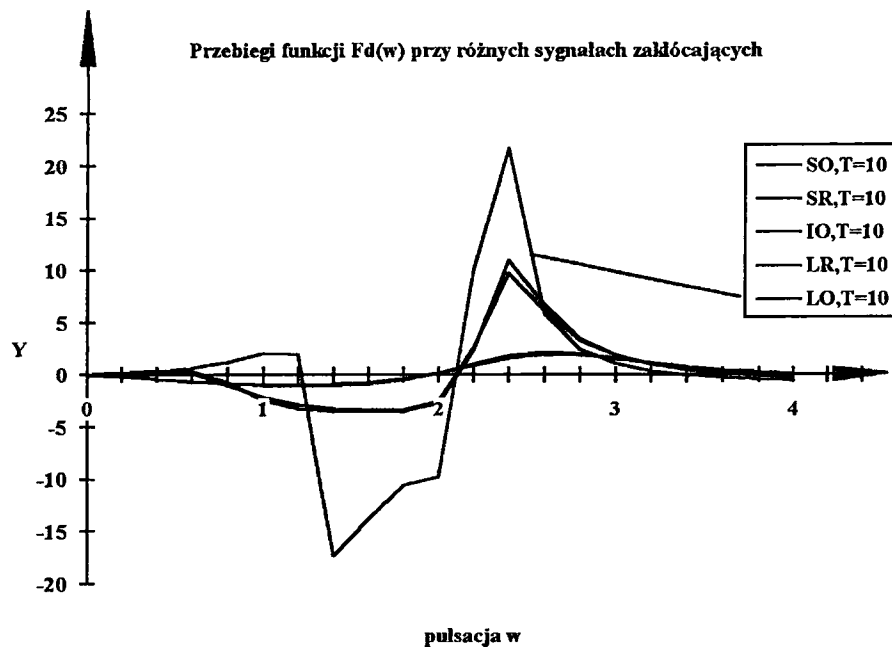
Rys.5.39 Przebiegi charakterystyk $F_i(w)$ (dla obiektu $T=10$) przy nastawach wyznaczonych eksperymentalnie przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla różnych sygnałów zakłócających.



Rys.5.40 Przebiegi charakterystyk $F_d(w)$ (dla obiektu $T=1$) przy nastawach wyznaczonych eksperymentalnie przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla różnych sygnałów zakłócających.



Rys.5.41 Przebiegi charakterystyk $F_d(w)$ (dla obiektu $T=3$) przy nastawach wyznaczonych eksperymentalnie przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla różnych sygnałów zakłócających.



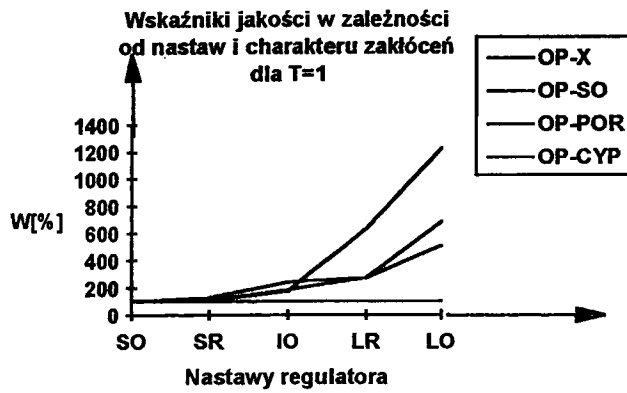
Rys.5.42 Przebiegi charakterystyk $F_d(w)$ (dla obiektu $T=10$) przy nastawach wyznaczonych eksperymentalnie przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla różnych sygnałów zakłócających.

Rozważając problem zapewnienia optymalnych nastaw parametrów regulatora przy różnych charakterystykach sygnałów zakłócających nasuwa się pytanie jak duże korzyści, w postaci poprawy wskaźnika jakości regulacji możemy osiągnąć dostrajając optymalnie regulator do charakterystyki zakłóceń na niego oddziałujących. Związane jest to z rozstrzygnięciem kwestii czy strojenie parametrów regulatora nie tylko do charakterystyki obiektu ale także do charakterystyki regulatora jest uzasadnione. Czy może dostrojenie regulatora do obiektu, przy założeniu jednego typowego rodzaju zakłóceń np. powszechnie stosowanego zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu obiektu regulacji, nie gwarantuje nam również dostrojenia zbliżonego do optymalnego także i dla innych zakłóceń oddziałujących na obiekt regulacji. Odpowiedzi na te pytania dają nam dane uzyskane drogą obliczeń numerycznych, które zastały zestawione w tabelach 5.3, 5.4 i 5.5 oraz przedstawione na rysunkach rys.5.43, rys.5.44 i rys.5.45.

Tabela 5.3

Porównanie osiąganych wskaźników jakości regulacji w zależności od nastaw i charakteru zakłóceń dla obiektu $T=1$.

| Rodzaj zakłóceń | Nastawy optymalne dla danego zakłócenia (OP-X) | Nastawy optymalne dla zakłócenia skokowego na wejściu obiektu (OP-SO) | Zalecane nastawy wg. poradnika dla zakłócenia skokowego na wejściu obiektu (OP-POR) | Zalecane nastawy wg. Cypkina dla zakłócenia skokowego na wejściu obiektu (OP-CYP) |
|-----------------|---|--|--|--|
| SO | Jo=21,093 O=100% | Je=21,093 E=100% | Jp=23,461 P=111,23% | Jc=23,938 C=113,488% |
| SR | Jo=63,983 O=100% | Je=82,415 E=128,807% | Jp=68,313 P=106,767% | Jc=70,954 C=110,895% |
| IO | Jo=25,044 O=100% | Je=61,3213 E=244,542% | Jp=44,852 P=179,093% | Jc=47,016 C=187,736% |
| LR | Wo=92,9796 O=100% | Je=255,0398 E=274,296% | Jp=589,997 P=634,491% | Jc=255,0398 C=274,296% |
| LO | J=46,1611 O=100% | J=233,946 E=506,803% | J=566,5351 P=1227,300% | J=315,731 C=683,976% |

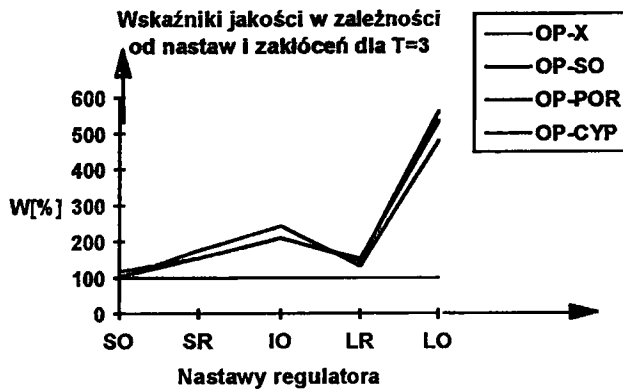


Rys.5.43 Porównanie wartości wskaźników jakości regulacji w zależności od nastaw i charakteru zakłóceń dla obiektu T=1.

Tabela 5.4

Porównanie osiąganych wskaźników jakości regulacji w zależności od nastaw i charakteru zakłóceń dla obiektu T=3.

| Rodzaj zakłóceń | Nastawy optymalne dla danego zakłócenia (OP-X) | Nastawy optymalne dla zakłócenia skokowego na wejściu obiektu (OP-SO) | Zalecane nastawy wg. poradnika dla zakłócenia skokowego na wejściu obiektu (OP-POR) | Zalecane nastawy wg. Cypkina dla zakłócenia skokowego na wejściu obiektu (OP-CYP) |
|-----------------|---|--|--|--|
| SO | Jo=5,0407 O=100% | Je=5,0407 E=100% | Jp=5,2348 P=103,9% | Jc=5,945 C=117,94% |
| SR | Jo=64,9012 O=100% | Je=114,550 E=176,5% | Jp=99,946 P=154,0% | Jc=100,464 C=154,795% |
| IO | Jo=4,992 O=100% | Je=12,168 E=243,75% | Jp=10,523 P=210,797% | Jc=10,502 C=210,377% |
| LR | Jo=76,3326 O=100% | Je=102,147 E=133,818% | Jp=113,396 P=148,555% | Jc=116,735 C=152,93% |
| LO | J=11,8034 O=100% | J=56,780 E=481,048% | J=66,25 P=561,279% | J=63,233 C=535,718% |

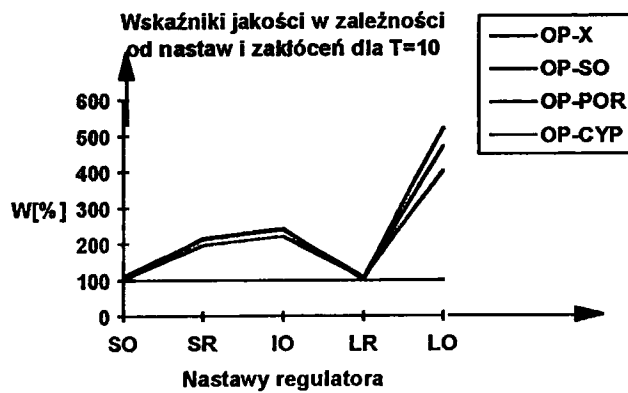


Rys.5.44 Porównanie wartości wskaźników jakości regulacji w zależności od nastaw i charakteru zakłóceń dla obiektu T=3.

Tabela 5.5

Porównanie osiągniętych wskaźników jakości regulacji w zależności od nastaw i charakteru zakłóceń dla obiektu T=10.

| Rodzaj zakłóceń | Nastawy optymalne dla danego zakłócenia (OP-X) | Nastawy optymalne dla zakłócenia skokowego na wejściu obiektu (OP-SO) | Zalecane nastawy wg. poradnika dla zakłócenia skokowego na wejściu obiektu (OP-POR) | Zalecane nastawy wg. Cypkina dla zakłócenia skokowego na wejściu obiektu (OP-CYP) |
|-----------------|---|--|--|--|
| SO | Jo=0,63185 O=100% | Je=0,63185 E=100% | Jp=0,694 P=109,836 | Jc=0,6601 C=104,471 |
| SR | Jo=65,213 O=100% | Je=141,68 E=217,257 | Jp=139,16 P=213,39 | Jc=128,81 C=197,28 |
| IO | Jo=0,5789 O=100% | Je=1,4105 E=253,65 | Jp=1,385 P=239,25 | Jc=1,282 C=221,45 |
| LR | Jo=69,3675 O=100% | Je=71,006 E=102,36 | Jp=75,543 P=108,9 | Jc=73,981 C=106,65 |
| LO | J=1,525 O=100% | J=7,179 E=470,754 | J=6,145 P=402,951 | J=7,974 C=522,89 |



Rys.5.45 Porównanie wartości wskaźników jakości regulacji w zależności od nastaw i charakteru zakłóceń dla obiektu T=10.

Z zamieszczonych danych wynika, że poprawa wskaźnika jakości jest znaczna - sięgająca nawet kilkaset, a w krańcowych wypadkach ponad tysiąc procent. Rozsądne uwzględnianie charakterystyki zakłóceń w procesie doboru parametrów dynamicznych regulatora może przynieść znaczne korzyści w postaci wyraźnej poprawy wskaźnika jakości regulacji.

5.7 Wzorcowe charakterystyki adaptacji

Analiza charakterystyk zamkniętego układu regulacji przeprowadzona w rozdziałach 5.3, 5.4 i 5.5 wskazuje, że istnieje możliwość realizacji układu strojenia w oparciu o stałe niezmiennie charakterystyki strojenia parametrów tzw. charakterystyki wzorcowe, niezależne od parametrów obiektu i od charakteru zakłóceń na niego oddziałujących. Jedynym parametrem wymagającym dopasowania charakterystyki strojenia do rzeczywistych parametrów obiektu jest czas opóźnienia τ obiektu, który nie występuje w jawnej postaci we wzorach opisujących charakterystyki strojenia, z uwagi na stosowanie w wyrażeniach analitycznych symboli względnych - zgodnie z oznaczeniami wprowadzonymi w punkcie 5.1. Przyjęcie stałych wzorcowych charakterystyk strojenia ma szereg zalet:

- znacznie upraszcza algorytm autostrojenia co jest bardzo istotne przy praktycznych zastosowaniach,
- pozwala na eliminację "zdegenerowanych" przebiegów związanych z nastawami parametrów leżącymi blisko granicy stabilności (patrz uwagi w rozdziale 5.6),
- wpływa na pewne ujednoczenie wartości amplitud sygnałów strojenia, w dużym zakresie zmian parametrów obiektu i regulatora, co pozwala na uproszczenie sposobu wprowadzania korekt nastaw parametrów w procesie strojenia,
- umożliwia zamodelowanie pożądanego kształtu przebiegu charakterystyki, a w szczególności pozwala na uniknięcie wahań charakterystyki w zakresie częstotliwości leżących poza zakresem oddziaływania regulatora, które związane są z cykliczną zmianą fazy wywołaną przez opóźnienie obiektu. Wahania te stanowią groźbę wystąpienia dostrożeń parametrów regulatora do nastaw odpowiadających fałszywym ekstremum wskaźnika jakości,
- pozwala na skuteczniejszą eliminację wpływu oddziaływań skrośnych w procesie strojenia i szybsze dochodzenie do ekstremum niż przy strojeniu w oparciu o czystą metodę gradientową opartą o rzeczywiste charakterystyki strojenia zgodne z faktycznymi parametrami obiektu i regulatora.

W roboczym pasmie częstotliwości $0 \leq \omega < \omega_{k.3.5}$ charakterystyki wzorcowe powinny odzwierciedlać możliwie dokładnie wszystkie istotne cechy rzeczywistych charakterystyk strojenia parametrów, których przebiegi zostały podane w punktach 5.5 i 5.6. Zgodnie z rozważaniami dotyczącymi aproksymacji charakterystyk strojenia przeprowadzonymi w punktach 4.3 i 4.4, charakterystyki strojenia dla regulatora PID mogą być aproksymowane wzorami analogicznymi do wzoru (4.20). Stosunkowo prostym sposobem aproksymacji przebiegów charakterystyk $f_k(\omega)$, $f_I(\omega)$, $f_D(\omega)$ jest

bezpośrednie skorzystanie z zależności (5.10), w której opóźnienie obiektu zostanie zastąpione aproksymacją Pade'go dla funkcji e^{-r} typu:

$$e^{-r} = \frac{1 - \frac{1}{2}r + \frac{1}{12}r^2}{1 + \frac{1}{2}r + \frac{1}{12}r^2} \quad (5.32)$$

Transmitancja zamkniętego układu regulacji wyraża się wówczas następującym przybliżonym wzorem:

$$G_z(r) \cong G_z^*(r) = \frac{Ir \left(1 - \frac{1}{2}r + \frac{1}{12}r^2\right)}{\left(1 + \frac{1}{2}r + \frac{1}{12}r^2\right)(1 + Tr)Ir + K \left(1 - \frac{1}{2}r + \frac{1}{12}r^2\right)(1 + Ir + DIr^2)} \quad (5.23)$$

Kwadrat modułu charakterystyki częstotliwościowej zamkniętego układu regulacji oraz przybliżone charakterystyki strojenia wyrażają się następująco:

$$|G_z^*(jw)|^2 = \frac{I^2 w^2 \left[\left(1 - \frac{1}{12}w^2\right)^2 + \frac{1}{4}w^2 \right]}{P^2(w) + Q^2(w)} \quad (5.24)$$

$$f_K^*(w) = -2K \frac{P(w) \left[1 - \left(\frac{1}{12} - \frac{1}{2}I + ID\right)w^2 + \frac{1}{12}IDw^4 \right] + Q(w) \left[\left(I - \frac{1}{2}\right)w - \left(\frac{1}{12}I - \frac{1}{2}ID\right)w^3 \right]}{P^2(w) + Q^2(w)} \quad (5.25)$$

$$f_I^*(w) = -\frac{2K}{w^2} \cdot \frac{P(w) \left(-w^2 + \frac{1}{12}w^4\right) + \frac{1}{2}Q(w)w^3}{P^2(w) + Q^2(w)} \quad (5.26)$$

$$f_D^*(w) = -2DIK \cdot \frac{P(w) \left(-w^2 + \frac{1}{12}w^4\right) + \frac{1}{2}Q(w)w^3}{P^2(w) + Q^2(w)} \quad (5.27)$$

gdzie:

$$P(w) = K - \left(\frac{1}{2}I + IT + \frac{1}{12}K - \frac{1}{2}KI + KID\right)w^2 + \frac{1}{12}(IT + KID)w^4 \quad (5.28)$$

$$Q(w) = \left(I - \frac{1}{2}K + KI\right)w - \left(\frac{1}{12}I + \frac{1}{2}IT + \frac{1}{12}KT - \frac{1}{2}KID\right)w^3 \quad (5.29)$$

Rząd mianownika funkcji $f_K^*(w)$, $f_I^*(w)$, $f_D^*(w)$ wskazuje, że dla zamodelowania części liniowej układu adaptacyjnego należy użyć czterech członów całkujących. W układzie adaptacyjnym, w którym strojenie parametrów przeprowadza się w oparciu o charakterystyki strojenia opisane zależnościami (5.25)÷(5.27) jest spełniony warunek (4.18), gdyż część liniowa układu

strojenia zawiera 5 niezależnych liniowo transmitancji aproksymujących:

$$\left. \begin{aligned} G_0(j\omega) &= \frac{1}{P(\omega) + jQ(\omega)} \\ G_1(j\omega) &= \frac{j\omega}{P(\omega) + jQ(\omega)} \\ \dots\dots\dots \\ G_4(j\omega) &= \frac{(j\omega)^4}{P(\omega) + jQ(\omega)} \end{aligned} \right\} \quad (5.30)$$

podczas gdy ilość parametrów regulatora podlegających adaptacji wynosi 3 tj. K, I oraz D.

Wzorcowe charakterystyki strojenia możemy wyznaczyć w oparciu o wyrażenia (5.25) ÷ (5.29) przyjmując wartości optymalnych nastaw jako równe wartościom średnim zalecanych nastaw (przy zakłóceniu skokowym na wejściu obiektu regulacji i wskaźniku jakości w postaci całki kwadratu odchyłki regulacji) dla rozpatrywanego zakresu zmian stałej czasowej obiektu T tj. dla zakresu $T=1\dots 10$. Jednak w związku z uwagami podanymi na wstępie niniejszego rozdziału wzorcowe charakterystyki powinny ulec jeszcze odpowiedniej modyfikacji szczególnie w celu odpowiedniego ukształtowania ich przebiegu poza zakresem roboczym.

W celu sprawdzenia koncepcji adaptacji w oparciu o wzorcowe charakterystyki strojenia zaprojektowano poszczególne charakterystyki w oparciu o powyższe rozważania, przy czym zastosowano dodatkowo człon wstępnej filtracji pozwalający na eliminację w pasmie sygnału odchyłki zakresu odpowiadającego dużym częstotliwościom, na tłumienie których regulator nie ma już praktycznie wpływu. Jak w każdych pracach projektowych istnieje tutaj duża dowolność i nie da się jednoznacznie stwierdzić w jakim stopniu zaproponowane charakterystyki zbliżone są do pożądanego ideału.

Transmitancje zaproponowanych wzorcowych charakterystyk opisane są następującymi wzorami:

$$F_K(j\omega) = \frac{2 + 4x^2 - 0.6x^4 - 12x^6 - 0.6x^8}{(1 - 3.25x^2 + x^4)^2 + (1.9x - 1.5x^3)^2} \cdot \frac{1}{(1 + t_f^2 \omega^2)^2} \quad (5.31)$$

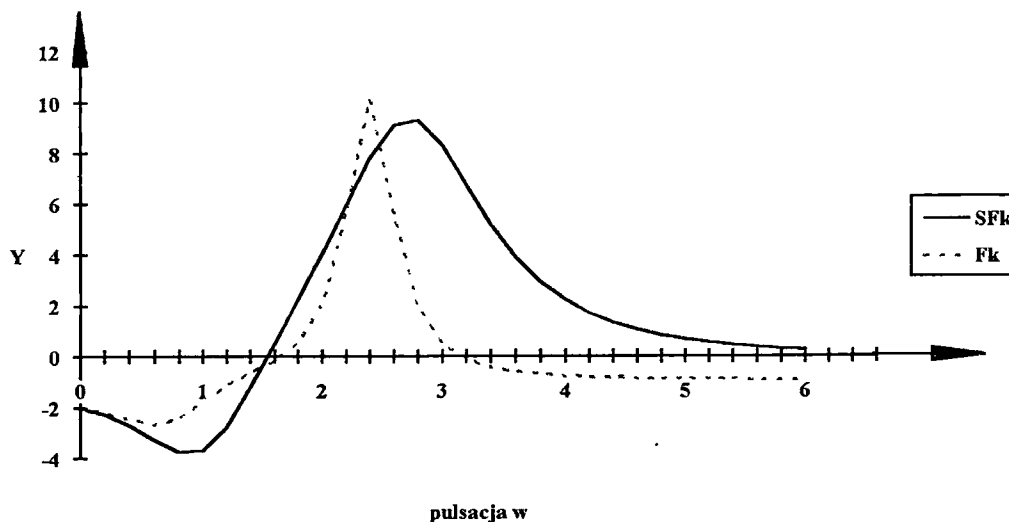
$$F_I(j\omega) = \frac{-2 - 0.4x^2 + 10x^4 - 0.14x^6}{(1 - 3.25x^2 + x^4)^2 + (1.9x - 1.5x^3)^2} \cdot \frac{1}{(1 + t_f^2 \omega^2)^2} \quad (5.32)$$

$$F_D(j\omega) = \frac{0.1 + x^2 + 12x^4 - 12x^6 - 0.1x^8}{(1 - 3.25x^2 + x^4)^2 + (1.9x - 1.5x^3)^2} \cdot \frac{1}{(1 + t_f^2 \omega^2)^2} \quad (5.33)$$

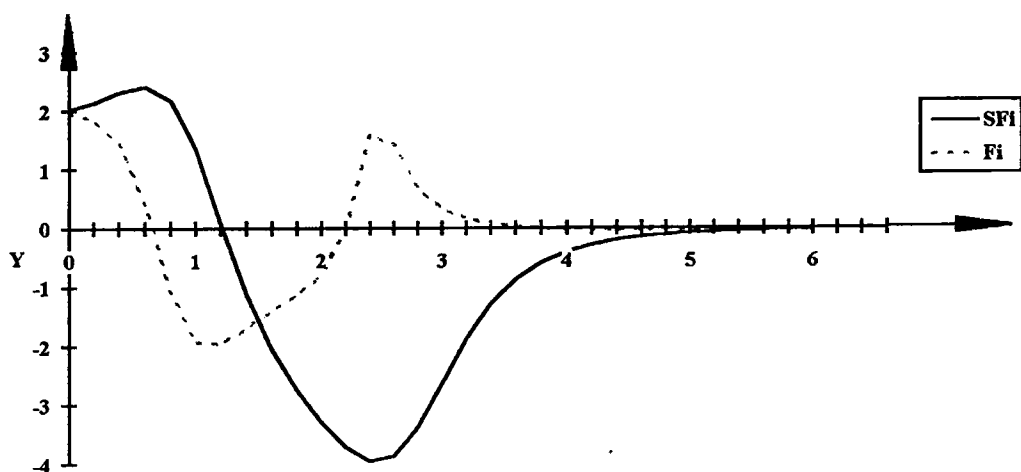
gdzie:

$$x = j\omega t_m \quad \text{przy czym: } t_m = 0.5$$

Na rysunkach rys.5.46, rys.5.47 i rys.5.48 przedstawiono przebiegi wzorcowych charakterystyk strojenia parametrów regulatora K, I, D w funkcji częstotliwości. Charakterystyki te stanowią pewne uśrednienie charakterystyk rzeczywistych wyznaczonych dla różnych parametrów obiektu i różnych typów zakłóceń tak, że ich przebieg może niekiedy odbiegać dość znacznie od przebiegu konkretnej charakterystyki rzeczywistej. Poza pasmem roboczym tj. dla $\omega \geq 3.5$ charakterystyki wzorcowe różnią się dość znacznie od charakterystyk rzeczywistych, jednak różnice te wprowadzone są celowo z myślą o zapewnieniu monotoniczności przebiegu charakterystyk wzorcowych poza roboczym zakresem częstotliwości.

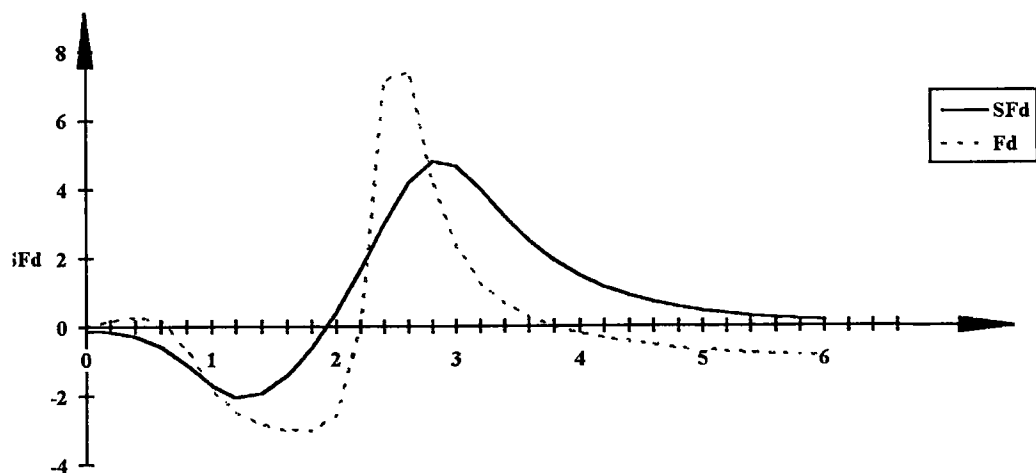


Rys.5.46 Przebieg wzorcowej charakterystyki strojenia $F_K(\omega)$ stałej wzmocnienia regulatora K oraz rzeczywista charakterystyka $RF_k = f_k(\omega)$ strojenia K dla optymalnych nastaw regulatora wyznaczonych eksperymentalnie dla obiektu o stałej $T=3$ przy zakłóceniu skokowym na wejściu obiektu regulacji i wskaźniku jakości w postaci całki kwadratu odchyłki regulacji.



pulsacja w

Rys.5.47 Przebieg wzorcowej charakterystyki strojenia $F_I(w)$ stałej czasowej całkowania I oraz rzeczywista charakterystyka $RF_i=f_r(w)$ strojenia I dla optymalnych nastaw regulatora wyznaczonych eksperymentalnie dla obiektu o stałej $T=3$ przy zakłóceniu skokowym na wejściu obiektu regulacji i wskaźniku jakości w postaci całki kwadratu odchyłki regulacji.



pulsacja w

Rys.5.48 Przebieg wzorcowej charakterystyki strojenia $F_D(w)$ stałej czasowej różniczkowania D oraz rzeczywista charakterystyka $RF_d=f_r(w)$ strojenia D dla optymalnych nastaw regulatora wyznaczonych eksperymentalnie dla obiektu o stałej $T=3$ przy zakłóceniu skokowym na wejściu obiektu regulacji i wskaźniku jakości w postaci całki kwadratu odchyłki regulacji.

5.8. Dostrajanie parametrów dynamicznych przy wzorcowych charakterystykach adaptacji.

Sygnały strojenia parametrów dynamicznych wyznaczone w oparciu o wzorcowe charakterystyki (5.31), (5.32), (5.33) stanowią podstawę do określenia pożądanej wartości zmian nastaw poszczególnych parametrów dynamicznych regulatora. Wartość każdego z sygnałów strojenia zależy zarówno od nastaw regulatora, parametrów obiektu jak i od charakterystyki sygnałów zakłócających.

Zależność sygnału strojenia od wartości nastawy danego parametru została nazwana charakterystyką dostrajania danego parametru:

$$\partial_p = f(p) \quad (5.34)$$

gdzie:

p - jest wartością nastawy danego parametru.

Charakterystyki dostrajania poszczególnych parametrów można obliczyć w oparciu o (5.21) przy wykorzystaniu zależności (5.31) ÷ (5.33). Otrzymujemy wówczas:

$$\partial_K = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |Z_X(j\omega)|^2 |G_Z(j\omega)|^2 \frac{2+4x^2-0.6x^4-12x^6-0.6x^8}{(1-3.25x^2+x^4)^2+(1.9x-1.5x^3)^2} \cdot \frac{1}{(1+t_f^2\omega^2)^2} d\omega \quad (5.35)$$

$$\partial_I = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |Z_X(j\omega)|^2 |G_Z(j\omega)|^2 \frac{-2-0.4x^2+10x^4-0.14x^6}{(1-3.25x^2+x^4)^2+(1.9x-1.5x^3)^2} \cdot \frac{1}{(1+t_f^2\omega^2)^2} d\omega \quad (5.36)$$

$$\partial_D = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |Z_X(j\omega)|^2 |G_Z(j\omega)|^2 \frac{0.1+x^2+12x^4-12x^6-0.1x^8}{(1-3.25x^2+x^4)^2+(1.9x-1.5x^3)^2} \cdot \frac{1}{(1+t_f^2\omega^2)^2} d\omega \quad (5.37)$$

gdzie: $x = j\omega t_m$ przy czym: $t_m = 0.5$

$$Z_X(j\omega) = Z_{LO}(j\omega) ; Z_{LR}(j\omega) ; Z_{IO}(j\omega) ; Z_{IR}(j\omega) ; Z_{SO}(j\omega) ; Z_{SR}(j\omega) ;$$

-zgodnie z (5.22) ÷ (5.27).

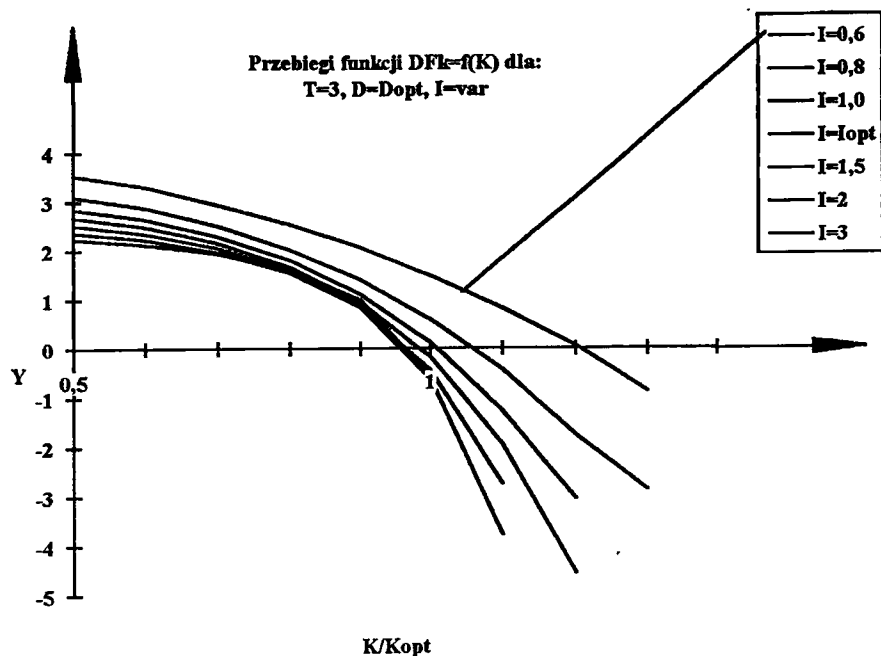
$G_Z(j\omega)$ - transmitancja zamkniętego układu regulacji odpowiadająca wyrażeniu (5.9):

Na rysunkach rys.5.49 do rys.5.64 przedstawiono, obliczone numerycznie, przebiegi charakterystyk dostrajania nastaw K , I , D przy różnych zakłóceniach oddziałujących na obiekt

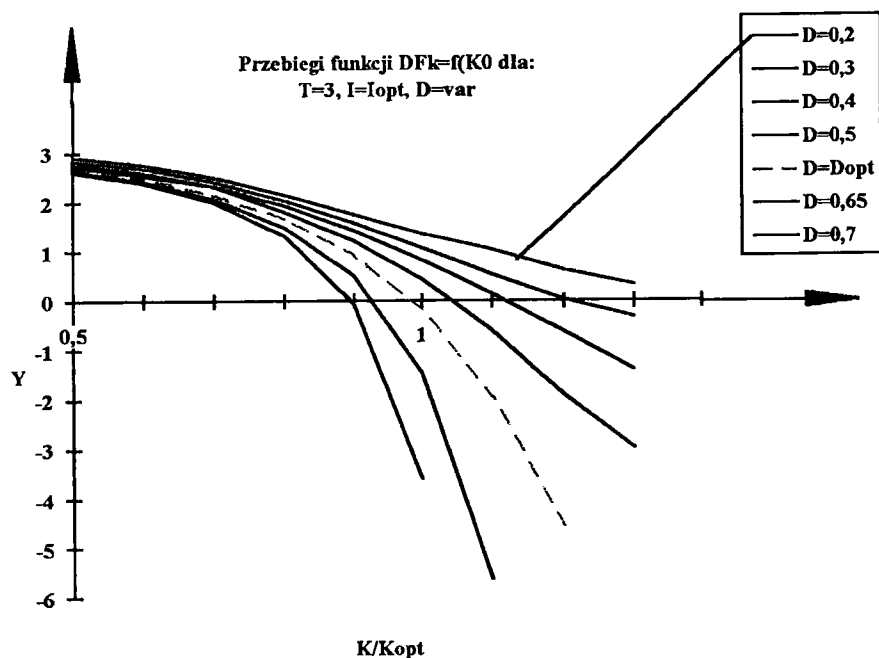
regulacji. Odpowiednie rodziny charakterystyk zostały sporządzone dla nastaw zbliżonych do optymalnych dla danego typu zakłócenia i jednego typu obiektu - tj. obiektu o stałej $T=3$. Na podstawie charakterystyk, które zostały omówione w poprzednich rozdziałach pracy, można z dużym prawdopodobieństwem założyć, że przebiegi dla obiektów o innych wartościach stałej T będą miały przebiegi analogiczne.

Charakterystyki dostrajania wskazują, że dla małych odchyłeń nastaw od wartości optymalnych sygnał strojenia jest w przybliżeniu proporcjonalny do odchylenia parametru. Przy dużych odchyleniach zależność ta już na ogół przestaje obowiązywać. Daje się zaobserwować wzajemny wpływ zmiany nastaw parametrów w procesie strojenia tak, że przy jednoczesnej zmianie kilku parametrów pożądane jest wprowadzenie odpowiednich poprawek dla skompensowania oddziaływań skrośnych.

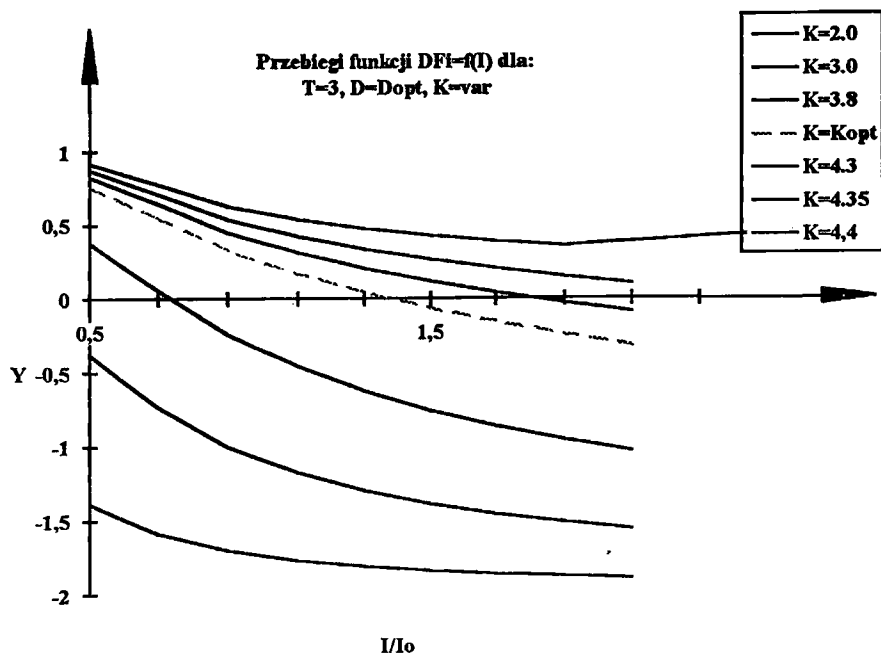
Przy zakłóceniach, w postaci sygnału liniowo narastającego na wejściu regulatora (LR) lub na wejściu obiektu (LO), charakterystyki dostrajania ulegają pewnej "degeneracji" z uwagi na zbliżanie się do granicy stabilności podobnie jak charakterystyki strojenia opisane w rozdziale 6.



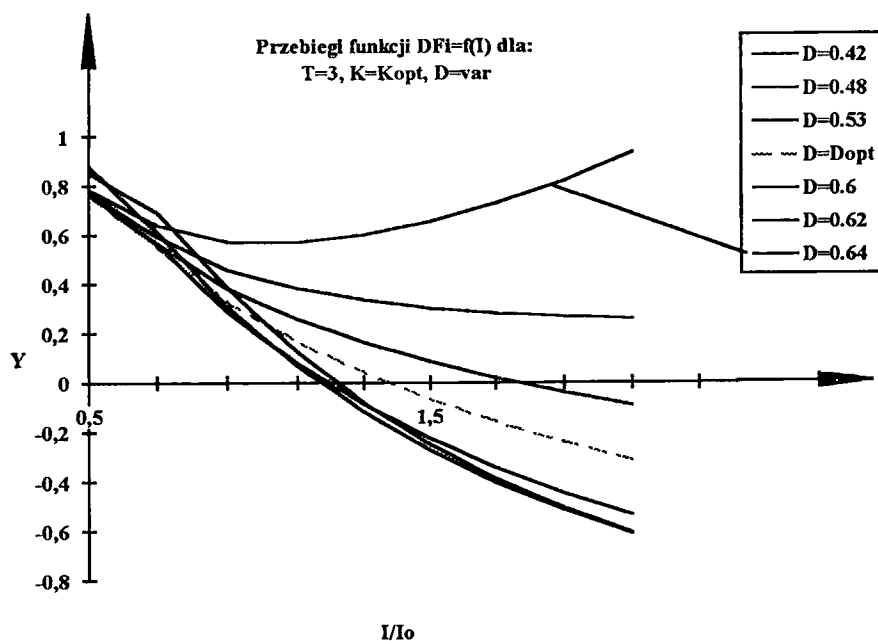
Rys.5.49 Charakterystyki dostrajania wzmacnienia $EF_k=f(K)$ dla obiektu $T=3$ i zakłócenia typu skok jednostkowy na wejściu obiektu przy różnych wartościach nastawy stałej całkowania I ($K_{opt}=4.228, I_{opt}=1.205, D_{opt}=0.578$).



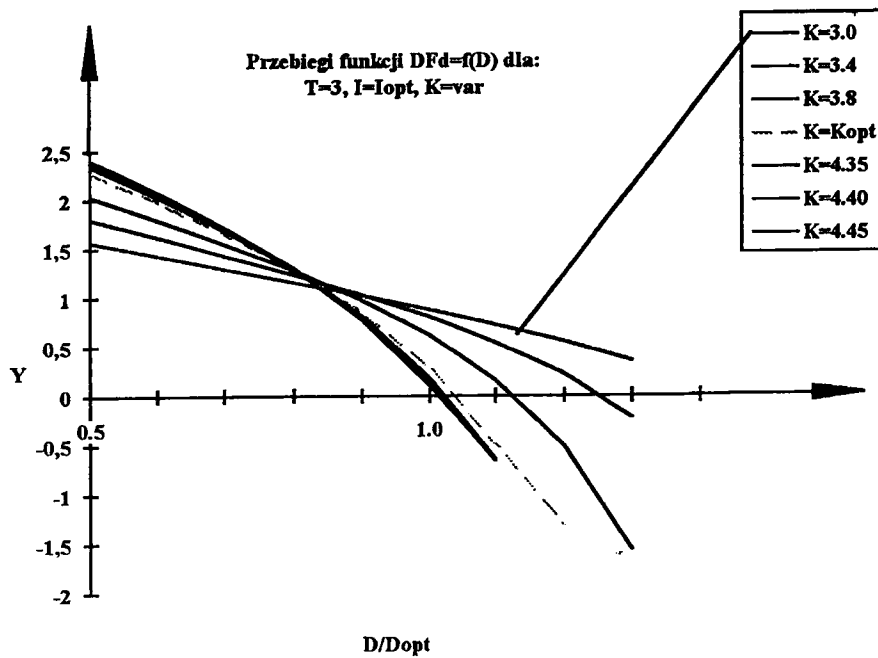
Rys.5.50. Charakterystyki dostrajania wzmacnienia $EF_k=f(K)$ dla obiektu $T=3$ i zakłócenia typu skok jednostkowy na wejściu obiektu przy różnych wartościach nastawy stałej różniczkowania D ($K_{opt}=4.228, I_{opt}=1.205, D_{opt}=0,578$).



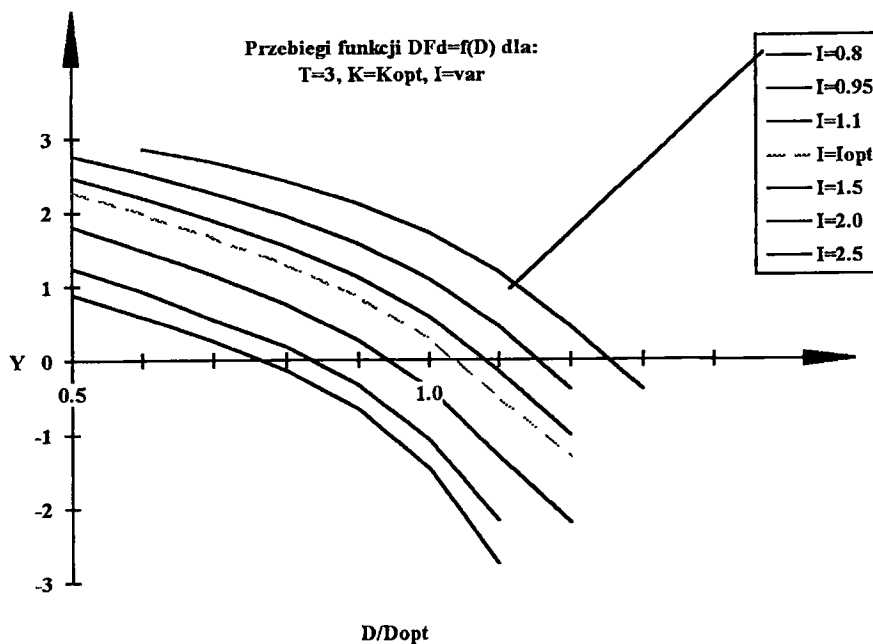
Rys.5.51. Charakterystyki dostrajania stałej całkowania $E_{Fi}=f(I)$ dla obiektu $T=3$ i zakłócenia typu skok jednostkowy na wejściu obiektu przy różnych wartościach nastawy współczynnika wzmocnienia K ($K_{opt}=4.228$, $I_{opt}=1.205$, $D_{opt}=0.578$).



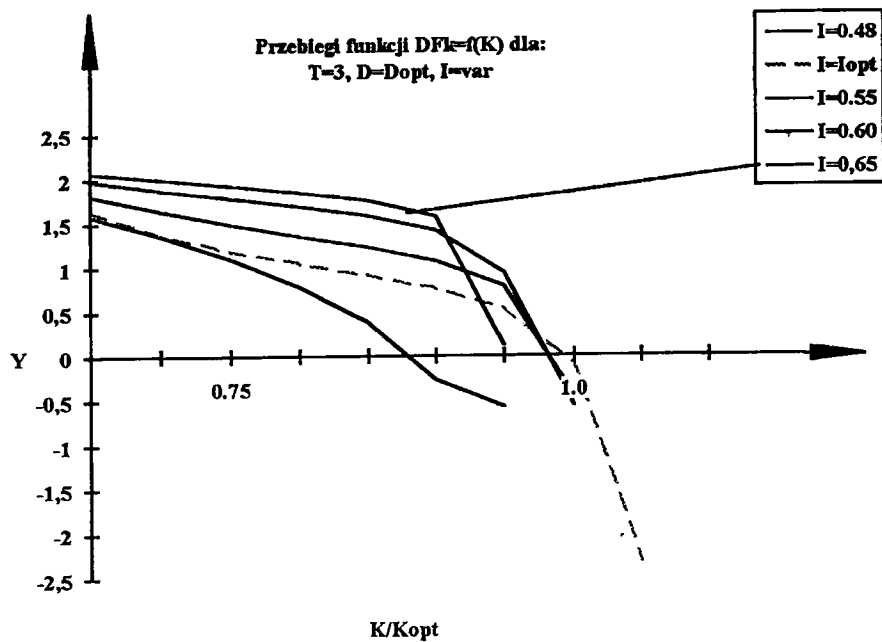
Rys.5.52. Charakterystyki dostrajania stałej całkowania $E_{Fi}=f(I)$ dla obiektu $T=3$ i zakłócenia typu skok jednostkowy na wejściu obiektu przy różnych wartościach nastawy stałej różniczkowania D ($K_{opt}=4.228$, $I_{opt}=1.205$, $D_{opt}=0.578$).



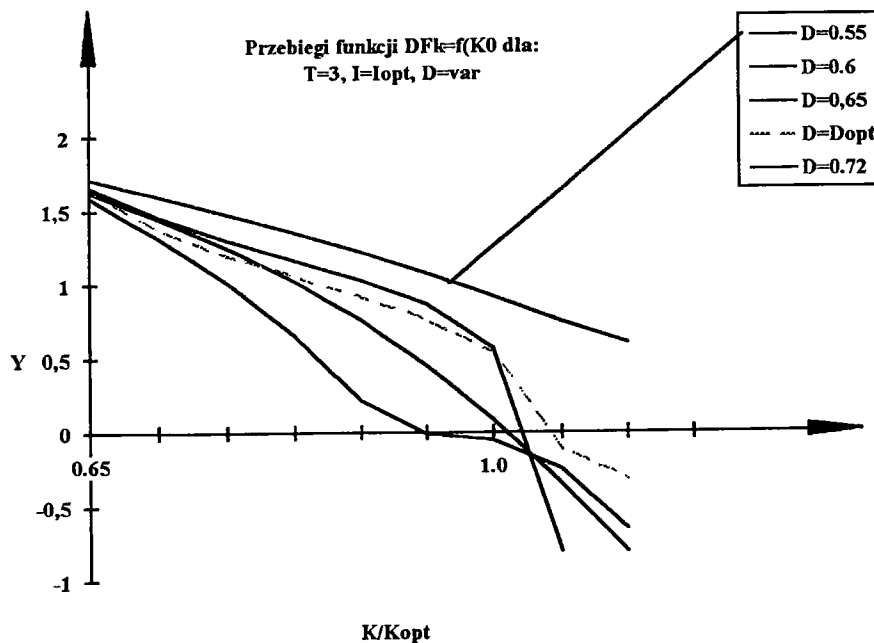
Rys.5.53. Charakterystyki dostrajania stałej różniczkowania $EFd=f(D)$ dla obiektu $T=3$ i zakłócenia typu skok jednostkowy na wejściu obiektu przy różnych wartościach nastawy współczynnika wzmocnienia K ($K_{opt}=4.228, I_{opt}=1.205, D_{opt}=0.578$).



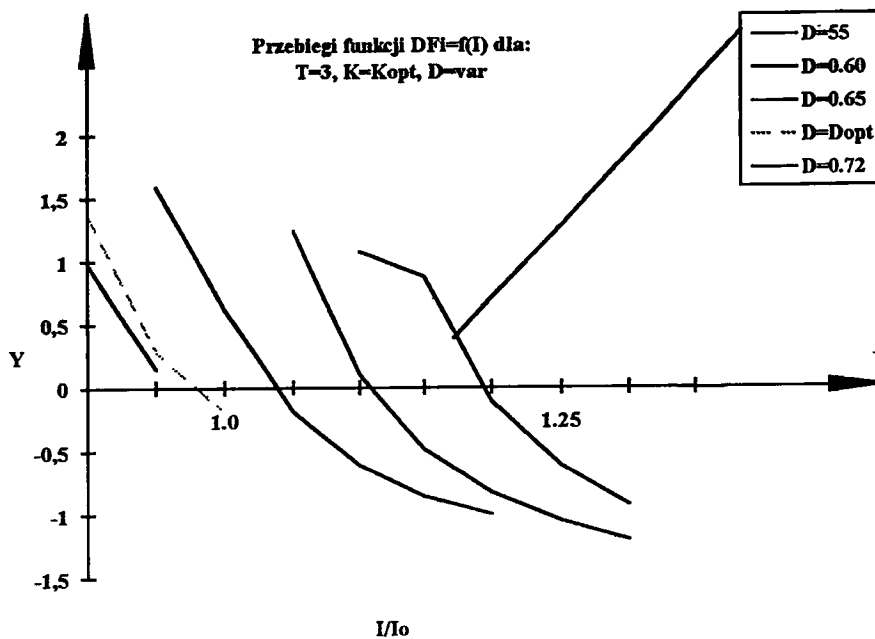
Rys.5.54. Charakterystyki dostrajania stałej różniczkowania $EFd=f(D)$ dla obiektu $T=3$ i zakłócenia typu skok jednostkowy na wejściu obiektu przy różnych wartościach nastawy stałej całkowania I ($K_{opt}=4.228, I_{opt}=1.205, D_{opt}=0.578$).



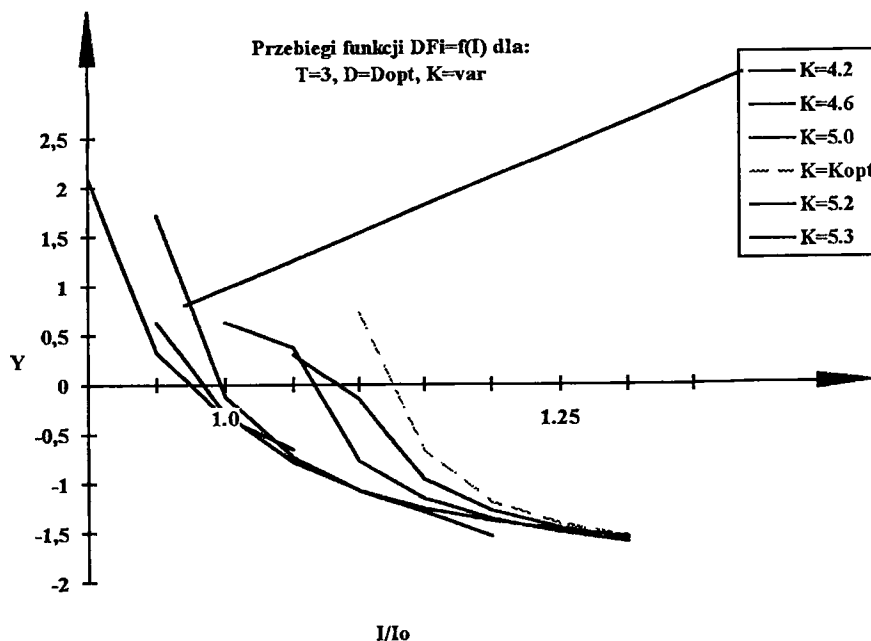
Rys.5.55. Charakterystyki dostrajania wzmocnienia $EF_k=f(K)$ dla obiektu $T=3$ i zakłócenia typu funkcji liniowo narastającej na wejściu obiektu przy różnych wartościach nastawy stałej całkowania I ($K_{opt}=5.143, I_{opt}=0.525, D_{opt}=0,705$)



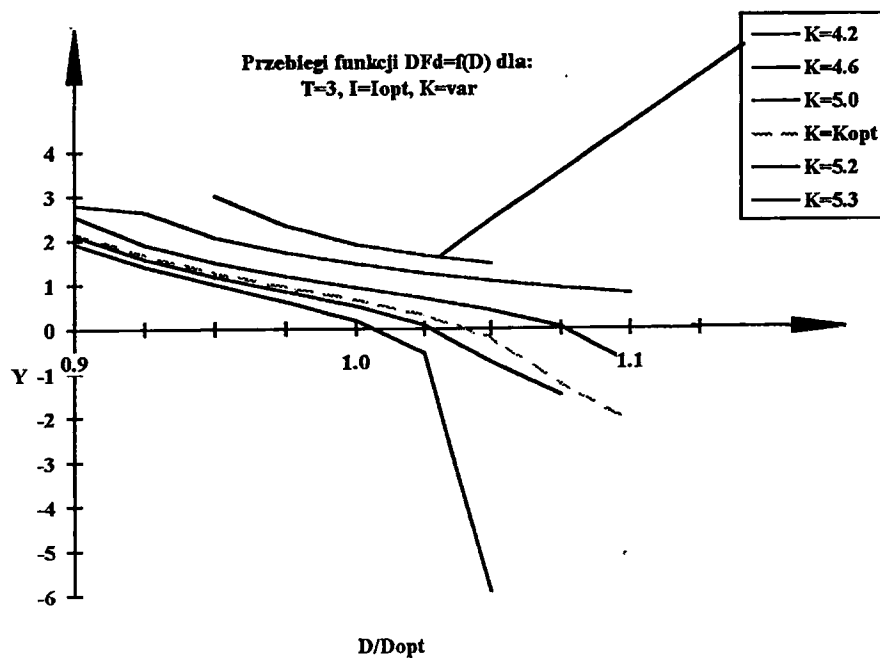
Rys.5.56. Charakterystyki dostrajania wzmocnienia $EF_k=f(K)$ dla obiektu $T=3$ i zakłócenia typu funkcji liniowo narastającej na wejściu obiektu przy różnych wartościach nastawy stałej różniczkowania D ($K_{opt}=5.143, I_{opt}=0.525, D_{opt}=0,705$)



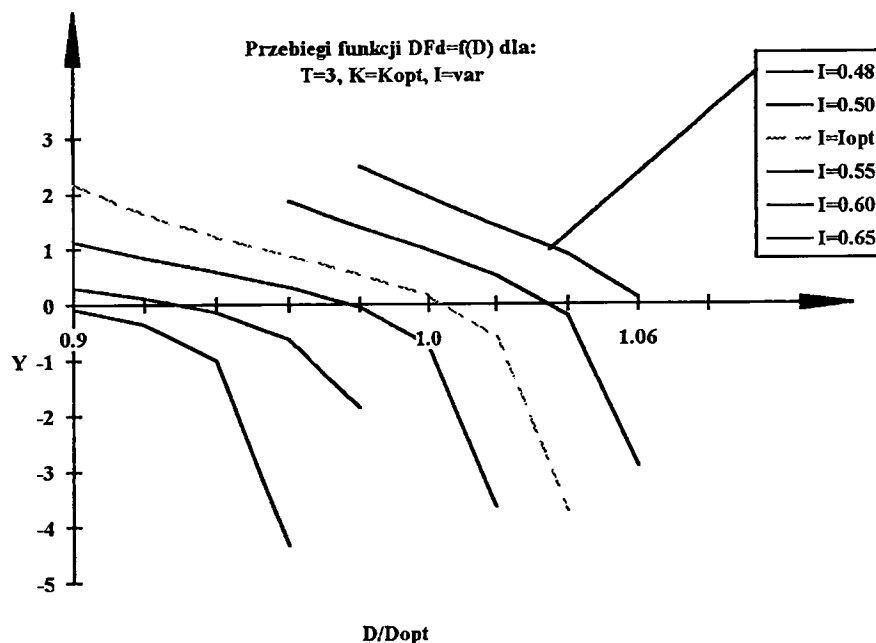
Rys.5.57. Charakterystyki dostrajania stałej całkowania $E_{Fi}=f(I)$ dla obiektu $T=3$ i zakłócenia typu funkcji liniowo narastającej na wejściu obiektu przy różnych wartościach nastawy stałej czasowej różniczkowania K ($Kopt=5.143$, $Iopt=0.525$, $Dopt=0.705$).



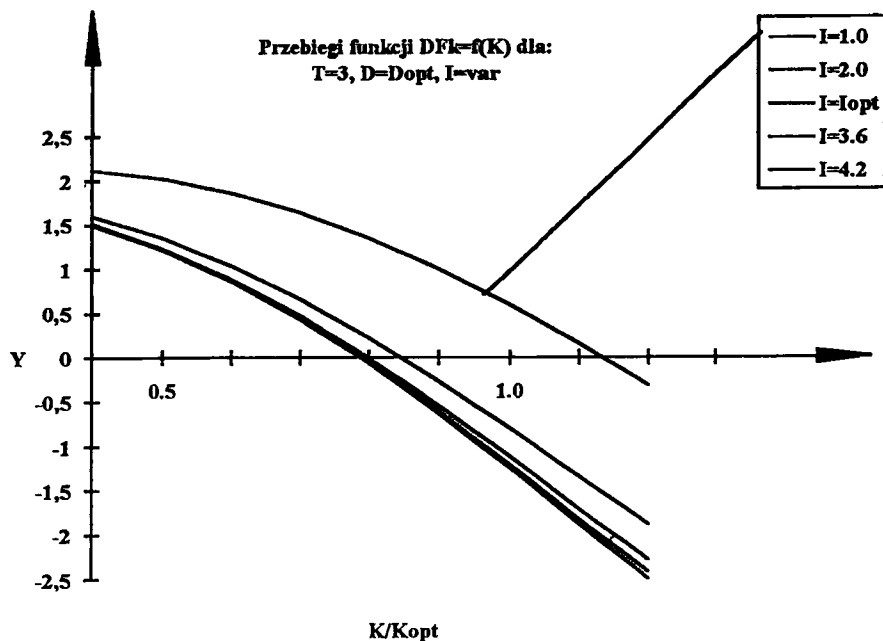
Rys.5.58 Charakterystyki dostrajania stałej całkowania $E_{Fi}=f(I)$ dla obiektu $T=3$ i zakłócenia typu funkcji liniowo narastającej na wejściu obiektu przy różnych wartościach nastawy współczynnika wzmocnienia K ($Kopt=5.143$, $Iopt=0.525$, $Dopt=0.705$).



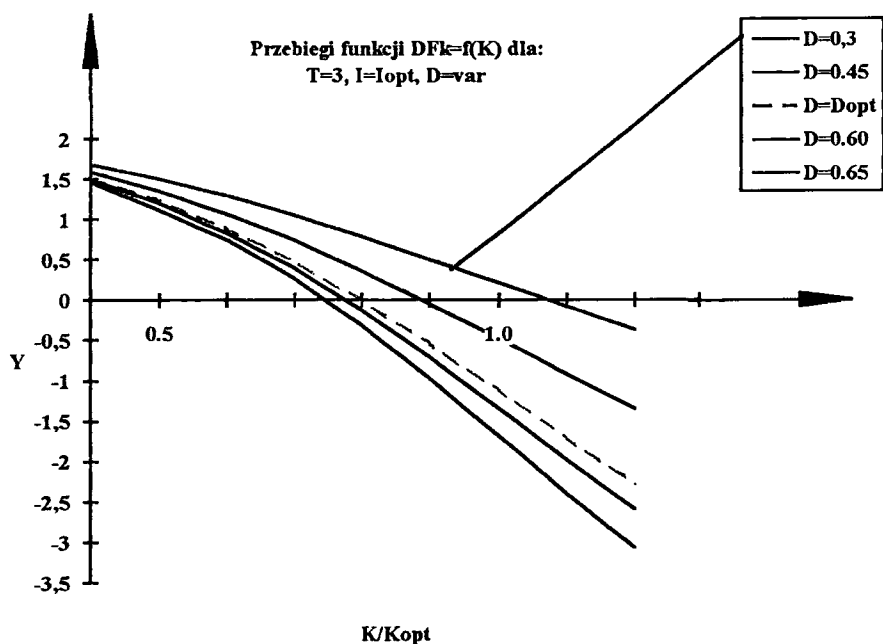
Rys.5.59. Charakterystyki dostrajania stałej różniczkowania $EF_d=f(D)$ dla obiektu $T=3$ i zakłócenia typu funkcji liniowo narastającej na wejściu obiektu przy różnych wartościach nastawy współczynnika wzmocnienia K ($K_{opt}=5.143, I_{opt}=0.525, D_{opt}=0.705$).



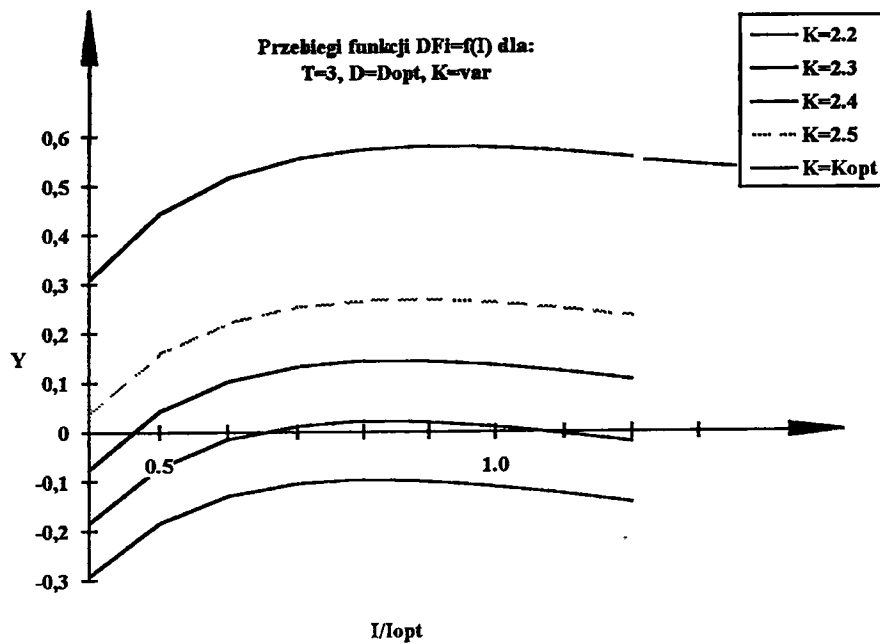
Rys.5.60. Charakterystyki dostrajania stałej różniczkowania $EF_d=f(D)$ dla obiektu $T=3$ i zakłócenia typu funkcji liniowo narastającej na wejściu obiektu przy różnych wartościach nastawy stałej całkowania I ($K_{opt}=5.143, I_{opt}=0.525, D_{opt}=0.705$).



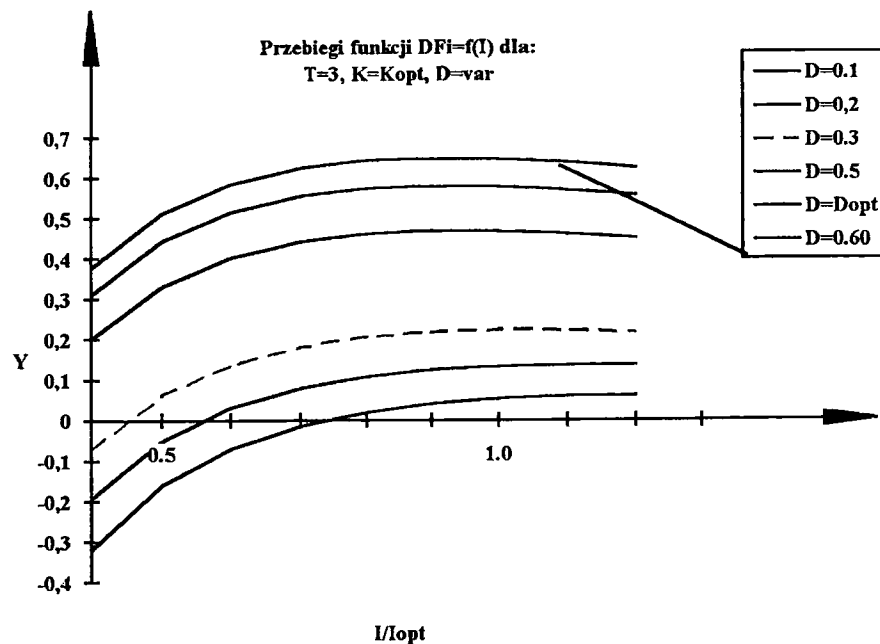
Rys.5.61. Charakterystyki dostrajania wzmacnienia $EF_k=f(K)$ dla obiektu $T=3$ i zakłócenia typu skok jednostkowy na wejściu regulatora przy różnych wartościach nastawy stałej całkowania I ($K_{opt}=2.741, I_{opt}=2,917, D_{opt}=0.565$).



Rys.5.62. Charakterystyki dostrajania wzmacnienia $EF_k=f(K)$ dla obiektu $T=3$ i zakłócenia typu skok jednostkowy na wejściu regulatora przy różnych wartościach nastawy stałej różniczkowania D ($K_{opt}=2.741, I_{opt}=2.917, D_{opt}=0.565$).



Rys.5.63. Charakterystyki dostrajania stałej całkowania $E_{Fi}=f(I)$ dla obiektu $T=3$ i zakłócenia typu skok jednostkowy na wejściu regulatora przy różnych wartościach nastawy współczynnika wzmacnienia K ($K_{opt}=2.741, I_{opt}=2.917, D_{opt}=0.565$).



Rys.5.64. Charakterystyki dostrajania stałej całkowania $E_{Fi}=f(I)$ dla obiektu $T=3$ i zakłócenia typu skok jednostkowy na wejściu regulatora przy różnych wartościach nastawy stałej różniczkowania D ($K_{opt}=2.741, I_{opt}=2.917, D_{opt}=0.565$).

5.9 Jakość regulacji przy strojeniu w oparciu o charakterystyki wzorcowe.

Przyjęcie stałych wzorcowych charakterystyk strojenia parametrów dynamicznych może budzić wątpliwości czy stanowią one dostatecznie dobre przybliżenie charakterystyk rzeczywistych, a w szczególności czy wskaźniki jakości uzyskane w układach regulacji z automatycznie strojonymi nastawami według tych charakterystyk będą zbliżone do wskaźników optymalnych, w całym zakresie zmian parametrów obiektu i przy dowolnych zakłóceniach na niego oddziałujących. Danych na ten temat dostarczają wyniki obliczeń numerycznych przeprowadzonych w oparciu o charakterystyki wzorcowe (5.31), (5.32), (5.33) zaproponowane w poprzednim rozdziale. Parametry regulatora odpowiadające dostrojeniu w oparciu o charakterystyki wzorcowe określone są zależnościami (5.35), (5.36), (5.37) przy założeniu, że $\partial_K = 0$, $\partial_I = 0$, $\partial_D = 0$.

Wyniki obliczeń zawarte są w tabelach 5.6 i 5.7. Tabela 5.7 odpowiada strojeniu w oparciu o charakterystyki według zależności (5.35), (5.36), (5.37) przy czym strojenie obejmowało w tym wypadku również strojenie stałej czasowej t_m zgodnie z zależnością:

$$t_m = \frac{0.75}{k_f} \cdot D \quad (5.38)$$

gdzie:

$$k_f = \frac{\int_0^{\infty} \frac{|\varepsilon(j\omega)|^2}{(1+t_f^2\omega^2)^2} d\omega}{\int_0^{\infty} |\varepsilon(j\omega)|^2 d\omega} \quad (5.39)$$

Zależność (5.39) pozwala na szacunkowe wyznaczenie zakresu dominujących częstotliwości w widmie odchyłki regulacji. Podobne oszacowanie możliwe jest również w oparciu o znajomość optymalnej wartości nastawy czasu zdwojenia D co proponowano w rozdziale 5.7. Błędy oszacowania zależną dość znacznie od kształtu konkretnej charakterystyki. Mają one jednak na ogół przeciwne znaki w zależności od tego czy korzysta się z wzoru na k_f , czy też szacunek przeprowadza się w oparciu o nastawę stałej D . Z tego też powodu zależność (5.38) pozwala na lepszy szacunek stałej t_m niż w wypadku korzystania tylko z nastawy D tak jak to początkowo proponowano.

Na rysunkach rys.5.65 do rys.5.68 wykreślono dane z tabeli 5.6 obrazujące wartości nastaw parametrów dynamicznych i wskaźników jakości regulacji przy strojeniu w oparciu o charakterystyki wzorcowe. Jakość regulacji jest zbliżona naogół do optymalnej, za wyjątkiem strojenia do zakłóceń typu przebiegu liniowo narastającego. Pogorszenie jakości wiąże się w tym wypadku z celowo wprowadzonymi dodatkowymi ograniczeniami zapobiegającymi dobieraniu wartości nastaw bardzo bliskich granicy stabilności układu regulacji. Ograniczenia te mają postać:

$$0.5t_m \leq D \leq 1.6t_m \quad (5.40)$$

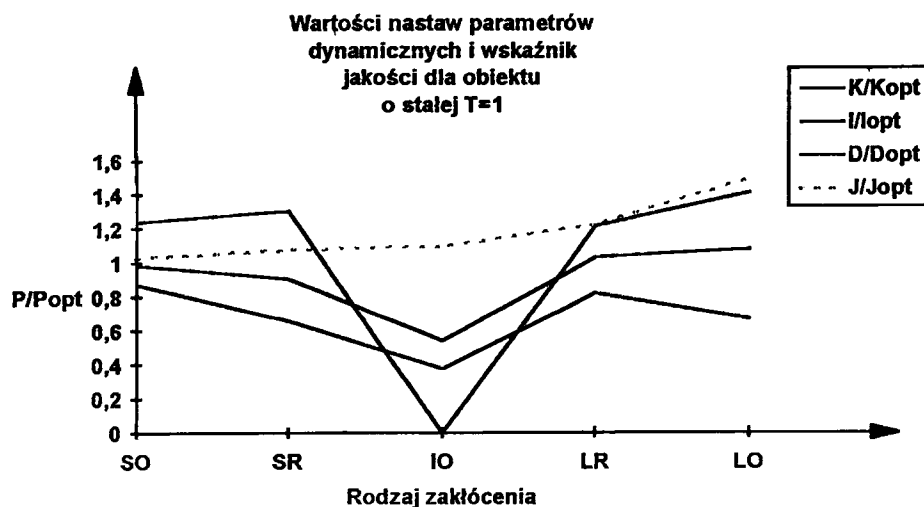
$$I \geq t_m \quad (5.41)$$

Eliminują one zbyt progresywne wartości nastaw parametrów dynamicznych. Wyniki zebrane w tabelach 5.6 i 5.7 oraz przedstawione na rys. 5.65 do 5.68 wskazują, że zastosowanie stałych charakterystyk wzorcowych pozwala teoretycznie na dostrojenie regulatora w sposób prawie optymalny, lepszy nawet niż w wypadku zastosowania zalecanych w literaturze optymalnych nastaw regulatora przy pełnej znajomości parametrów obiektu regulacji. Jednak procedura dojścia do nastaw optymalnych nie jest zbyt szybka i wymaga dodatkowej analizy.

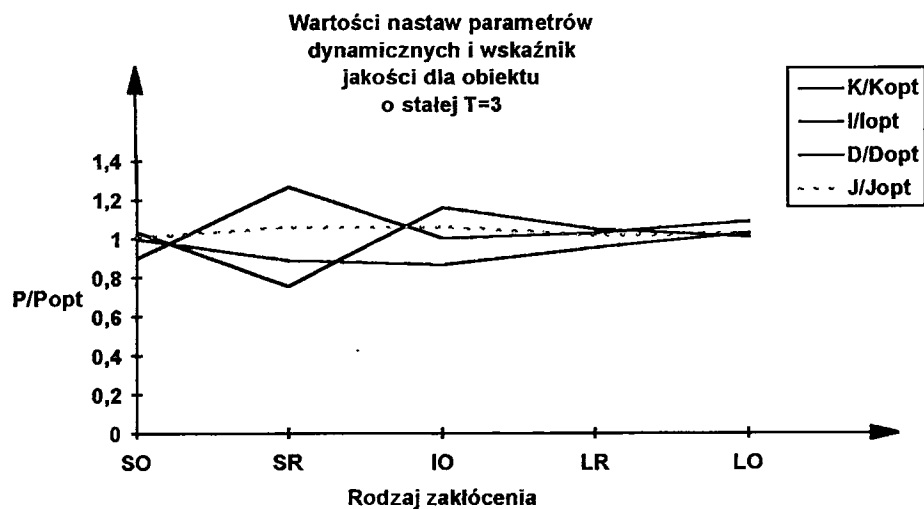
Tabela 5.6

Porównanie osiąganych wskaźników jakości regulacji w zależności od nastaw i charakteru zakłóceń dla obiektu $T=3$ dla zaproponowanych stałych charakterystyk adaptacji parametrów dynamicznych regulatora

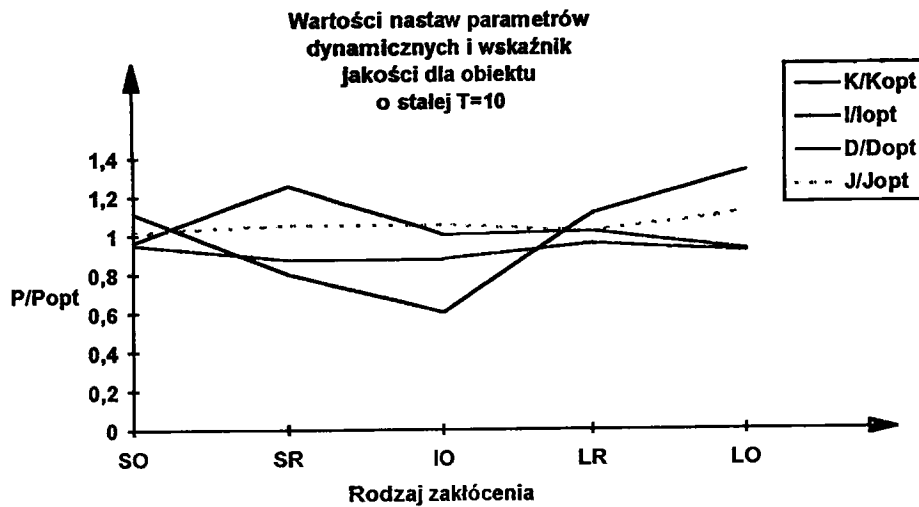
| Charakterystyka obiektu regulacji | Eksperymentalnie wyznaczone nastawy dla zakłócenia typu skoku jednostkowego na wejściu obiektu. (SO) Wartość wskaźnika jakości $J = \int \varepsilon^2 dt$ | Eksperymentalnie wyznaczone nastawy dla zakłócenia typu skoku jednostkowego na wejściu regulatora. (SR) Wartość wskaźnika jakości $J = \int \varepsilon^2 dt$ | Eksperymentalnie wyznaczone nastawy dla zakłócenia impulsowego na wejściu obiektu. (IO) Wartość wskaźnika jakości $J = \int \varepsilon^2 dt$ | Eksperymentalnie wyznaczone nastawy dla zakłócenia typu funkcji liniowo narastającej na wejściu regulatora. (LR) Wartość wskaźnika jakości $J = \int \varepsilon^2 dt$ | Eksperymentalnie wyznaczone nastawy dla zakłócenia typu funkcji liniowo narastającej na wejściu obiektu. (LO) Wartość wskaźnika jakości $J = \int \varepsilon^2 dt$ |
|-----------------------------------|---|--|--|---|--|
| T=1.0 | K=1.521 I=1.115 D=0.473 kf=0.771 J=21.757 | K=1.048 I=6.150 D=0.232 kf=0.747 J=68.74 | K=0.257 I=6.150 D=0.232 kf=0.695 J=27.44 | K=1.855 I=0.554 D=0.554 kf=0.831 J=103.387 | K=2.151 I=0.576 D=0.456 kf=0.863 J=68.923 |
| T=1.0 | K/Kopt=0.982 I/Iopt=1.239 D/Dopt=0.871 J/Jopt=1.031 | K/Kopt=0.904 I/Iopt=1.303 D/Dopt=0.655 J/Jopt=1.074 | K/Kopt=0.540 I/Iopt=0.0 D/Dopt=0.374 J/Jopt=1.096 | K/Kopt=1.030 I/Iopt=1.212 D/Dopt=0.818 J/Jopt=1.221 | K/Kopt=1.076 I/Iopt=1.408 D/Dopt=0.666 J/Jopt=1.49 |
| T=3.0 | K=4.087 I=1.084 D=0.599 kf=0.770 J=5.081 | K=2.435 I=3.692 D=0.426 kf=0.747 J=68.70 | K=1.738 I=∞ D=0.376 kf=0.727 J=5.296 | K=4.201 I=0.7904 D=0.686 kf=0.790 J=77,465 | K=5.284 I=0.567 D=0.660 kf=0.850 J=12.083 |
| T=3.0 | K/Kopt=0.997 I/Iopt=0.899 D/Dopt=1.036 J/Jopt=1.008 | K/Kopt=0.888 I/Iopt=1.266 D/Dopt=0.755 J/Jopt=1.059 | K/Kopt=0.863 I/Iopt=1.0 D/Dopt=1.158 J/Jopt=1.061 | K/Kopt=0.953 I/Iopt=1.029 D/Dopt=1.048 J/Jopt=1.015 | K/Kopt=1.027 I/Iopt=1.087 D/Dopt=1.007 J/Jopt=1.024 |
| T=10 | K=13.102 I=1.399 D=0.655 kf=0.7692 J=0.642 | K=7.291 I=13.05 D=0.472 kf=0.747 J=68.67 | K=6.58 I=∞ D=0.472 kf=0.740 J=0.610 | K=13.217 I=1.229 D=0.664 kf=0.774 J=70.525 | K=14.93 I=0.55 D=0.81 kf=0.826 J=1.700 |
| T=10 | K/kopt=0.951 I/Iopt=0.965 D/Dopt=1.114 J/Jopt=1.016 | K/Kopt=0.873 I/Iopt=1.256 D/Dopt=0.801 | K/Kopt=0.876 I/Iopt=1.0 D/Dopt=0.602 J/Jopt=1.053 | K/Kopt=0.955 I/Iopt=1.018 D/Dopt=1.087 | K/Kopt=0.913 I/Iopt=0.923 D/Dopt=1.326 J/Jopt=1.115 |



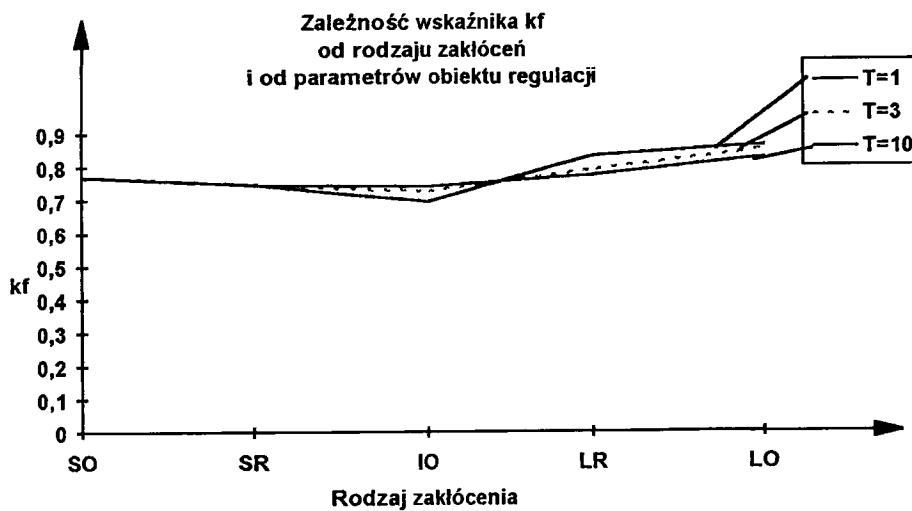
Rys.5.65 Porównanie wartości wskaźników jakości regulacji i wartości nastaw parametrów dynamicznych regulatora wyznaczone w oparciu o stałe, eksperymentalne charakterystyki strojenia dla obiektu $T=1$. Charakterystyki wyznaczone przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla różnych sygnałów zakłócających.



Rys.5.66 Porównanie wartości wskaźników jakości regulacji i wartości nastaw parametrów dynamicznych regulatora wyznaczone w oparciu o stałe, eksperymentalne charakterystyki strojenia dla obiektu $T=3$. Charakterystyki wyznaczone przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla różnych sygnałów zakłócających.



Rys.5.67 Porównanie wartości wskaźników jakości regulacji i wartości nastaw parametrów dynamicznych regulatora wyznaczone w oparciu o stałe, eksperymentalne charakterystyki strojenia dla obiektu $T=10$. Charakterystyki wyznaczone przy kryterium minimalizacji całki kwadratu odchyłki regulacji dla różnych sygnałów zakłócających.



Rys.5.68 Zależność wskaźnika k_f określającego zakres widma odchyłki regulacji od charakterystyki obiektu oraz rodzaju zakłóceń.

Tabela 5.7

Wartości parametrów i wskaźników jakości uzyskane w układzie autostrojenia przy stałych charakterystykach autostrojenia dla różnych parametrów obiektu i różnego typu zakłóceń. Zastępcza stała czasowa t_m w układzie autostrojenia obliczana jest na podstawie pomiaru współczynnika tłumienia k_f sygnału odchyłki regulacji w układzie filtracji drugiego rzędu o stałej czasowej $0.5t_m$.

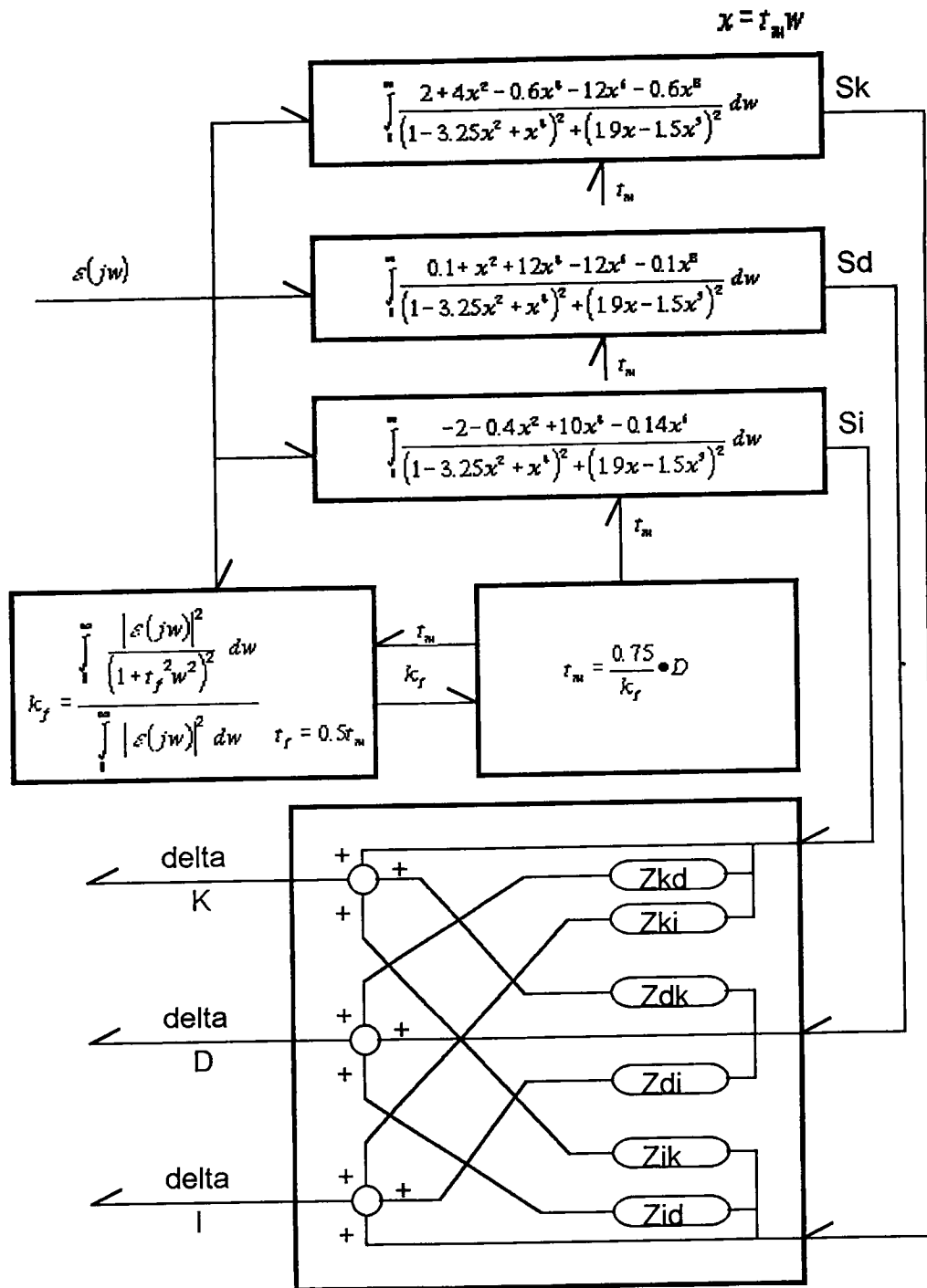
| Charakterystyka obiektu regulacji | Eksperymentalnie wyznaczone nastawy dla zakłócenia typu skoku jednostkowego o na wejściu obiektu (SO) Wartość wskaźnika jakości $J = \int \varepsilon^2 dt$ | Eksperymentalnie wyznaczone nastawy dla zakłócenia typu skoku jednostkowego o na wejściu regulatora. (SR) Wartość wskaźnika jakości $J = \int \varepsilon^2 dt$ | Eksperymentalnie wyznaczone nastawy dla zakłócenia impulsowego na wejściu obiektu. (IO) Wartość wskaźnika jakości $J = \int \varepsilon^2 dt$ | Eksperymentalnie wyznaczone nastawy dla zakłócenia typu funkcji liniowo narastającej na wejściu regulat. (LR) Wartość wskaźnika jakości $J = \int \varepsilon^2 dt$ | Eksperymentalnie wyznaczone nastawy dla zakłócenia typu funkcji liniowo narastającej na wejściu obiektu. (LO) Wartość wskaźnika jakości $J = \int \varepsilon^2 dt$ |
|-----------------------------------|---|---|---|---|---|
| T=1.0 | K=1.5707 I=1.0315 D=0.4666 kf=0.784 J=21.457 | K=1.0853 I=1.1251 D=0.4504 kf=0.7493 J=65.020 | K=0.4739 I=3.5263 D=0.3425 kf=0.7145 J=27.073 | K=1.9063 I=0.5568 D=0.5154 kf=0.8351 J=107.387 | K=2.074 I=0.589 D=0.4309 kf=0.883 J=76.395 |
| T=1.0 | K/Kopt=1.015 I/Iopt=1.146 D/Dopt=0.859 J/Jopt=1.017 | K/Kopt=0.936 I/Iopt=0.945 D/Dopt=0.897 J/Jopt=1.016 | K/Kopt=0.995 I/Iopt=0 D/Dopt=0.553 J/Jopt=1.081 | K/Kopt=1.059 I/Iopt=1.219 D/Dopt=0.761 J/Jopt=1.154 | K/Kopt=1.037 I/Iopt=1.443 D/Dopt=0.629 J/Jopt=1.655 |
| T=3.0 | K=4.3164 I=1.3294 D=0.5402 kf=0.7891 J=5.0635 | K=2.5621 I=2.074 D=0.5473 kf=0.7507 J=66.8115 | K=2.079 I=3.576 D=0.5415 kf=0.7426 J=5.6674 | K=4.1773 I=0.6995 D=0.733 kf=0.7856 J=78.234 | K=5.389 I=0.5645 D=0.6322 kf=0.8467 J=12.6396 |
| T=3.0 | K/Kopt=1.021 I/Iopt=1.103 D/Dopt=0.935 J/Jopt=1.004 | K/Kopt=0.935 I/Iopt=0.711 D/Dopt=0.969 J/Jopt=1.029 | K/Kopt=1.032 I/Iopt=0 D/Dopt=0.863 J/Jopt=1.135 | K/Kopt=0.948 I/Iopt=0.911 D/Dopt=1.20 J/Jopt=1.025 | K/Kopt=1.048 I/Iopt=1.076 D/Dopt=0.896 J/Jopt=1.071 |
| T=10 | K=14.0054 I=1.4846 D=0.5732 kf=0.7906 W=0.6336 | K=8.0303 I=3.1475 D=0.5937 kf=0.7526 W=70.896 | K=7.81 I=3.462 D=0.594 kf=0.7515 W=0.6809 | K=13.966 I=1.266 D=0.605 kf=0.7915 W=69.569 | K=15.68 I=0.5593 D=0.7678 kf=0.8383 W=1.5947 |

| | | | | | |
|------|--|---|--|---|---|
| T=10 | K/Kopt=1.016 I/Iopt=1.066 D/Dopt=0.975 J/Jopt=1.003 | K/Kopt=0.961 I/Iopt =0.302 D/Dopt=1.008 J/Jopt=1.087 | K/Kopt=1.04 I/Iopt=0 D/Dopt=0.95 J/Jopt=1.176 | K/Kopt=1.01 I/Iopt=1.049 D/Dopt=0.990 J/Jopt=1.003 | K/Kopt=0.96 I/Iopt=0.938 D/Dopt=1.082 J/jopt=1.046 |
|------|--|---|--|---|---|

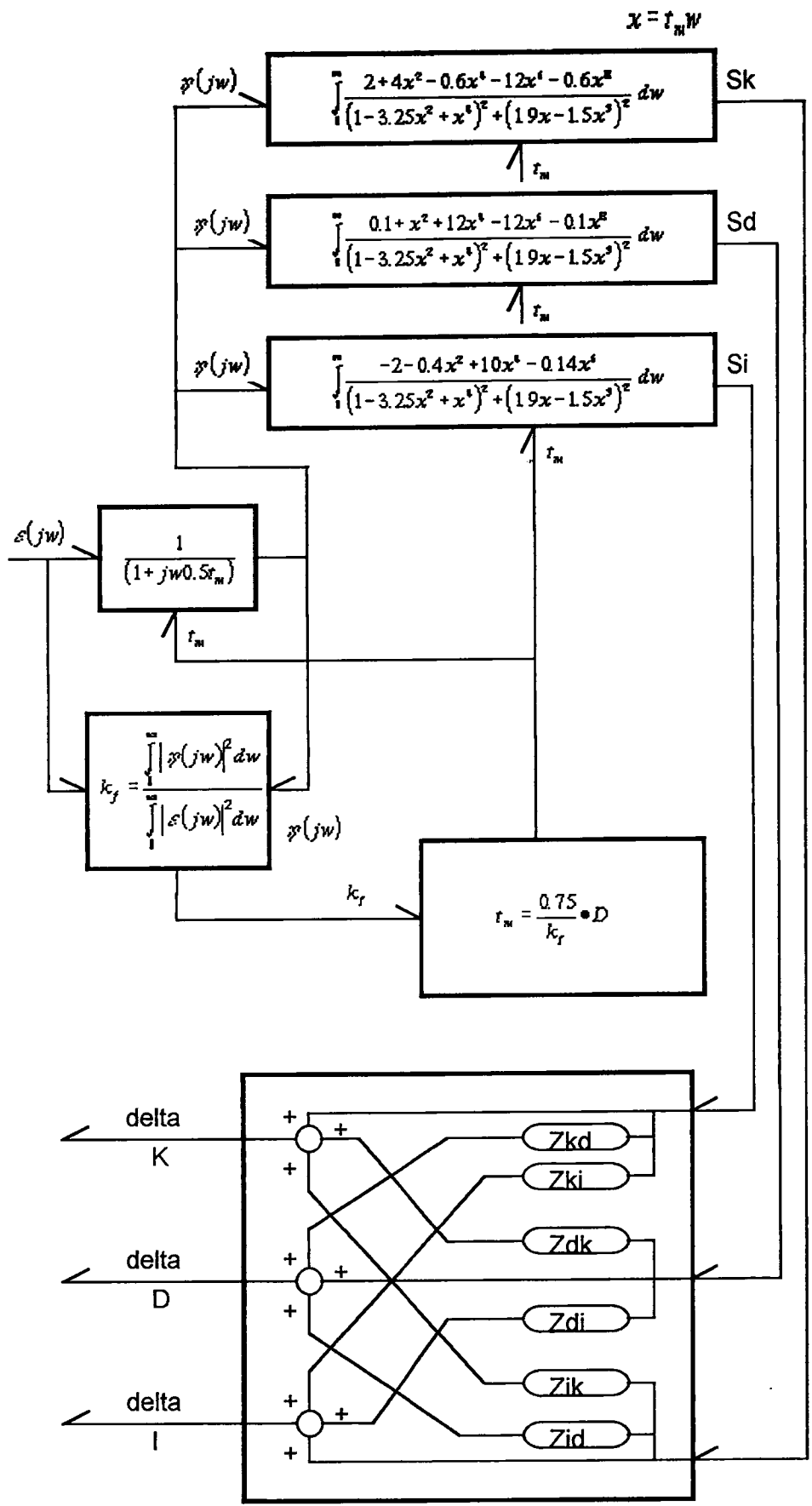
5.10 Rozwiązania funkcjonalne układów autostrojzenia.

W oparciu o wzorcowe charakterystyki strojenia (5.31), (5.32), (5.33) oraz zależności (5.38) i (5.39), na rys.5.69 i rys.70 zostały zaproponowane schematy funkcjonalne układów strojenia, które pozwalają na prostą realizację algorytmu autostrojzenia dla mikroprocesorowych regulatorów. W układzie na rys.5.70 zastosowano blok filtracji o stałej czasowej $t_f = 0.5t_m$, który służy jednocześnie do wstępnej filtracji sygnału odchyłki regulacji oraz do obliczania współczynnika k_f .

Na obu schematach zaznaczono układ kompensacji sprzężeń skrośnych pomiędzy sygnałami autostrojzenia. Odsprężenie sygnałów skrośnych powinno umożliwić zwiększenie skuteczności strojenia i przyspieszenie prędkości dochodzenia do wartości optymalnych. Jednak dobre dobranie wartości transmitancji kompensujących może okazać się dosyć kłopotliwe.



Rys.5.69 Układ autostrojzenia bez filtra wejściowego.



Rys.5.70 Układ autostrojzenia z filtrem wejściowym.

6. Wyniki badań

W celu sprawdzenia możliwości realizacji algorytmu adaptacji działającego w oparciu o wzorcowe charakterystyki strojenia zostały przeprowadzone badania symulacyjne proponowanych algorytmów autostrojenia oraz próba implementacji algorytmu w rzeczywistym mikroprocesorowym regulatorze o działaniu PID.

6.1 Badania symulacyjne

Badania symulacyjne zostały przeprowadzone na komputerze typu PC 486 przy użyciu programów symulacyjnych napisanych w języku C. Programy te umożliwiły symulację regulatora, obiektu oraz zakłóceń na niego oddziałujących. Przeprowadzono dwa rodzaje badań: badania w oparciu o przebiegi czasowe sygnałów oraz badania oparte o analizę widma sygnałów. Badania przeprowadzono dla różnych typów sygnałów zakłócających zgodnie z zależnościami (5.22)÷(5.27). W wyniku badań sporządzono charakterystyki strojenia parametrów regulacyjnych dla różnych rodzajów obiektów i zakłóceń. Procedura strojenia z kolejnych kroków dostrajania, w których wprowadzane są nowe nastawy parametrów w oparciu o pożądane zmiany parametrów obliczone zgodnie z algorytmem adaptacji. W każdym kroku analizowana jest pełna odpowiedź układu regulacji od momentu podania zakłócenia do uzyskania stanu ustalonego w zamkniętym układzie regulacji. Na podstawie ilości kroków potrzebnych do osiągnięcia docelowych wartości nastaw parametrów dynamicznych regulatora można oszacować szybkość i efektywność strojenia.

Wyniki badań przeprowadzonych w oparciu o analizę przebiegów czasowych przedstawiono w pracy []. Badania potwierdziły poprawność zaproponowanej koncepcji realizacji algorytmu adaptacji. Wskaźniki pożądanych zmian parametrów regulatora oddziałują w kierunku dojścia do stanu ustalonego, odpowiadającego w przybliżeniu nastawom optymalnym dla danego typu zakłócenia i danych parametrów obiektu regulacji. Przebieg zmian wskaźników jakości w procesie strojenia jest mnotoniczny. Praca algorytmu jest poprawna niezależnie od wartości parametrów obiektu regulacji.

Badania oparte o analizę widma sygnałów pozwoliły na uwzględnienie w procesie strojenia oddziaływań skrośnych pomiędzy strojonymi parametrami oraz sprecyzowanie dość efektywnej metody szacowania czasu t_m , stanowiącego skalę czasową dla wzorcowych charakterystyk strojenia parametrów. W

oparciu o charakterystyki przedstawione na rysunkach rys.5.49÷rys.5.64 w rozdziale 5.7 zostały zaproponowane, a następnie praktycznie sprawdzone następujące zależności do obliczania pożądanych zmian wartości parametrów dynamicznych w pojedynczym kroku strojenia:

$$K = K_a \left(\frac{dK}{dD} - \frac{\partial_D}{55} \right) \quad (6.1)$$

$$I = I_a * dI * \left(1 + \frac{\partial_K}{60} \right) \quad (6.2)$$

$$D = D_a * dD * \left(1 + \frac{\partial_K}{30} - \frac{\partial_I}{20} \right) \quad (6.3)$$

gdzie:

$\partial_K, \partial_I, \partial_D$ - oznaczają sygnały dostrajania w danym kroku strojenia obliczone zgodnie ze wzorami (5.35), (5.36), (5.37)

$$dK = 1 + \frac{\partial_K}{20}, \quad dI = 1 + \frac{\partial_I}{20}, \quad dD = 1 + \frac{\partial_D}{20}$$

przy czym:

K, I, D - oznaczają wyliczone wartości nastaw parametrów dynamicznych z którymi regulator będzie pracować w najbliższym kroku.

K_a, I_a, D_a - oznaczają wartości nastaw w poprzednim kroku.

Szacowanie wartości czasu t_m zostało oparte na zależnościach (5.38) i (5.39) przy czym stała czasowa filtracji t_f występująca w wyrażeniu (5.39) również podlegała strojeniu. Strojenie to odbywało się zgodnie z zależnością:

Strojenie obejmowało w tym wypadku również strojenie stałej czasowej t_m zgodnie z zależnością:

$$t_f = t_f * \frac{k_f}{0.75} \quad (6.4)$$

w której wartość stałej k_f wyznaczana jest z wzoru (5.39). Zależność (6.4) oznacza, że wartość stałej czasowej filtracji t_f dobierana jest w ten sposób, aby efektywne tłumienie mocy sygnału odchyłki regulacji wynosiło 25%. Jako punkt startowy w procesie strojenia stałej t_f przyjęto $t_f = 0.5 \cdot D$. Odpowiada on najbardziej prawdopodobnej wartości t_f po zakończeniu strojenia pod warunkiem, że wstępny szacunek stałej D był prawidłowy. W trakcie badań stwierdzono, że dla niektórych

rodzajów zakłóceń, a w szczególności dla zakłóceń wolnozmiennych wartość stałej t_f dość znacznie różni się od przewidywanej wartości $0.5 \cdot D$. W tym wypadku szacowanie wartości stałej t_m na podstawie zależności (5.38) staje się mało precyzyjne. Znacznie bardziej efektywną okazała się zależność:

$$t_m = \begin{cases} \frac{D}{2} + t_f & \text{gdy } \left| \frac{D}{t_f} - 2 \right| > 0.1 \\ \frac{0.75 D}{k_f} & \text{gdy } \left| \frac{D}{t_f} - 2 \right| \leq 0.1 \end{cases} \quad (6.5)$$

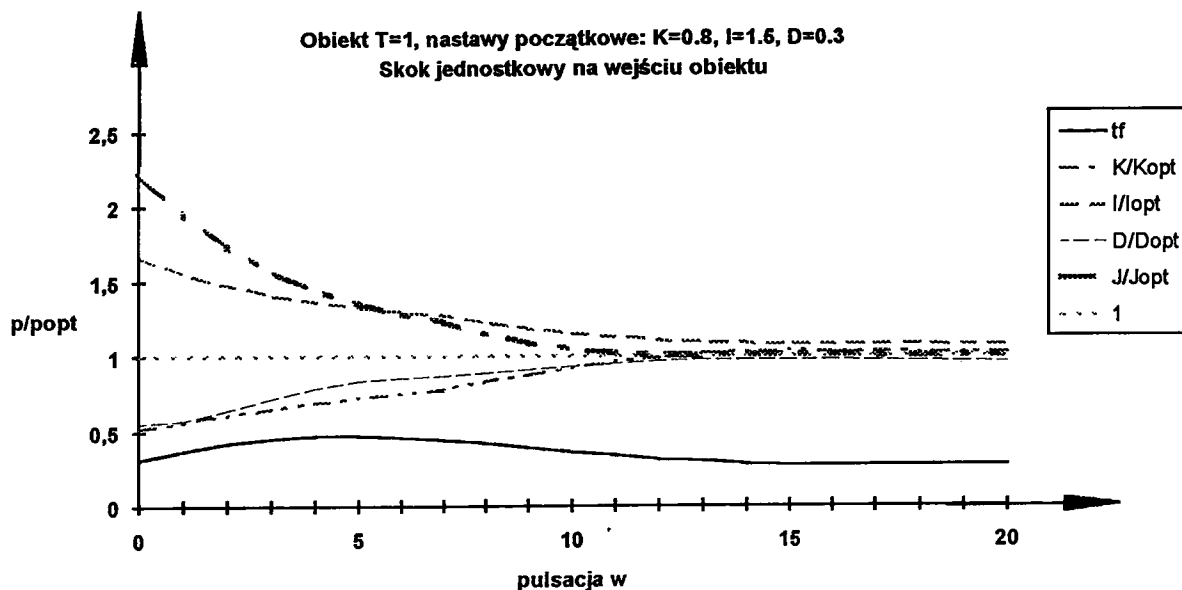
w której druga ewentualność, odpowiadająca spełnionemu warunkowi $t_f \cong 0.5 \cdot D$, obliczania stałej t_m zgodna jest z zależnością (5.38).

Wprowadzono również warunek dotyczący kontroli i ewentualnej weryfikacji wartości nastawy stałej czasowej różniczkowania D:

$$D = \frac{D_a}{2} + t_f \quad \text{jeśli} \quad \left| \frac{D_a}{t_f} - 2 \right| > 0.4 \quad (1.8)$$

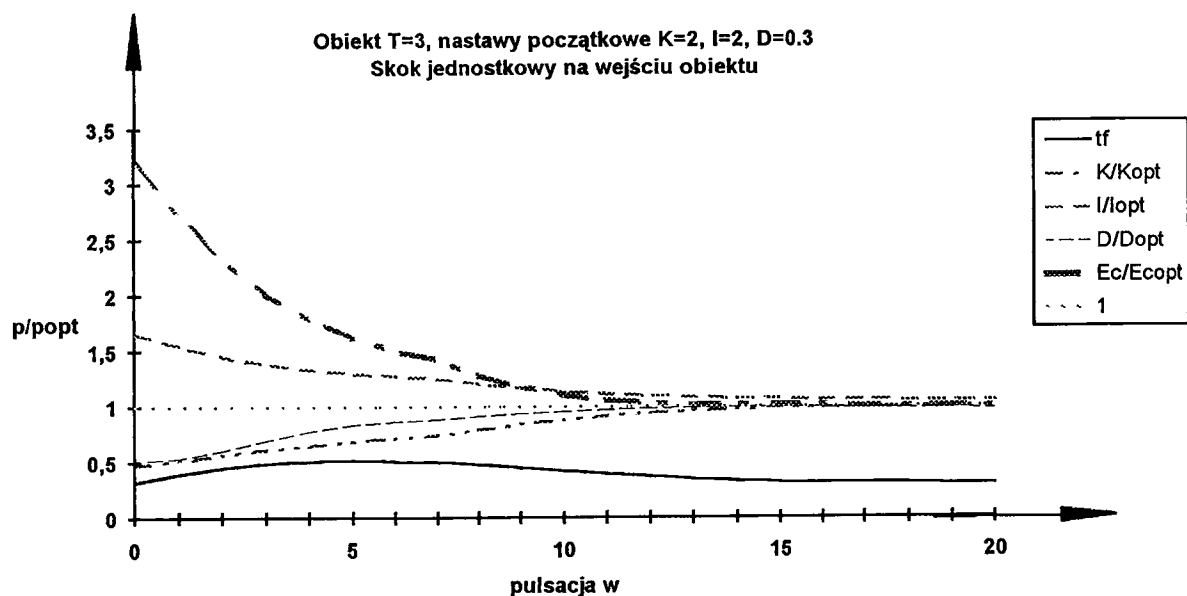
Zapobiega on możliwości niepotrzebnego dostrajania stałej D do wartości znacznie odbiegających od przewidywanych wartości docelowych, co poprawia efektywność procesu strojenia.

Na rysunkach rys.6.1÷6.8 przedstawiono przebiegi strojenia dla obiektów o $T=1$ i $T=3$ oraz dla różnych zakłóceń oddziałujących na układ regulacji. Wynika z nich, że proces strojenia przebiegał prawidłowo dla wszystkich rodzajów sygnałów zakłócających. Dostrojenie zbliżone do optymalnego było osiągnięte w około 5÷10 krokach. Przebiegi strojenia poszczególnych parametrów mają naogół charakter monotoniczny. Jedynie strojenie stałej czasowej filtracji t_f przechodzi przez lokalne maksimum. Potwierdza to tezę o celowości strojenia stałej t_f raczej w oparciu o zależność (6.5) niż w oparciu o wyrażenie (5.38).



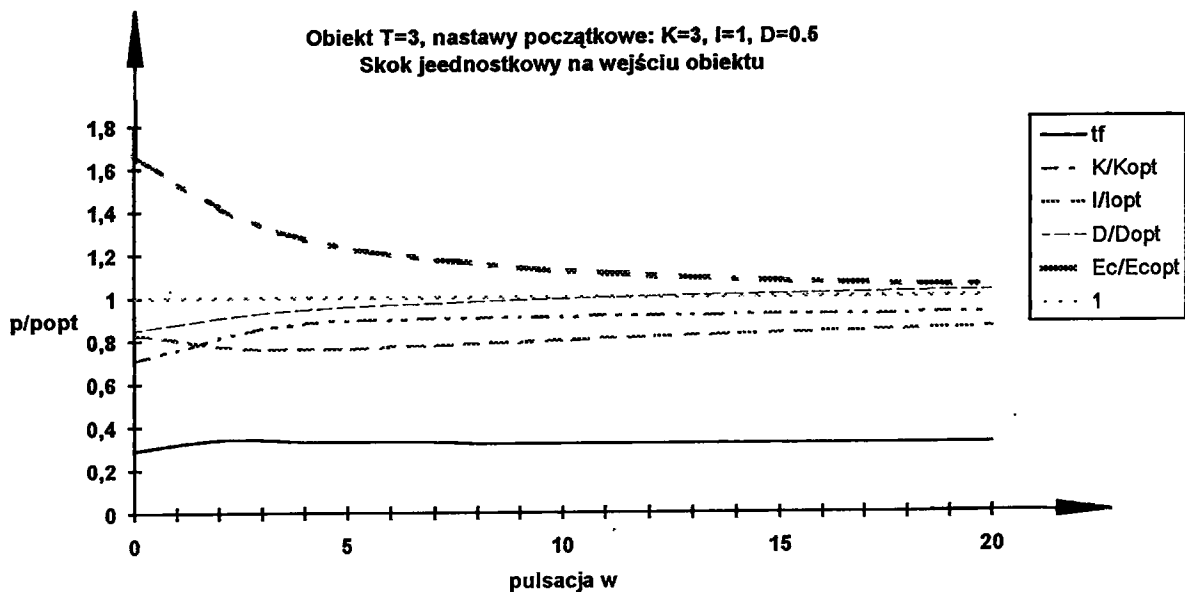
Rys. 6.1 Przebieg strojenia parametrów dynamicznych regulatora w oparciu o charakterystyki wzorcowe dla obiektu $T=1$, zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu obiektu i wskaźnika regulacji w postaci całki kwadratu odchyłki regulacji:

- nastawy początkowe $K=0.8, I=1.5, D=0.3$
- nastawy optymalne $K_{opt}=1.548, I_{opt}=0.900, D_{opt}=0.543$



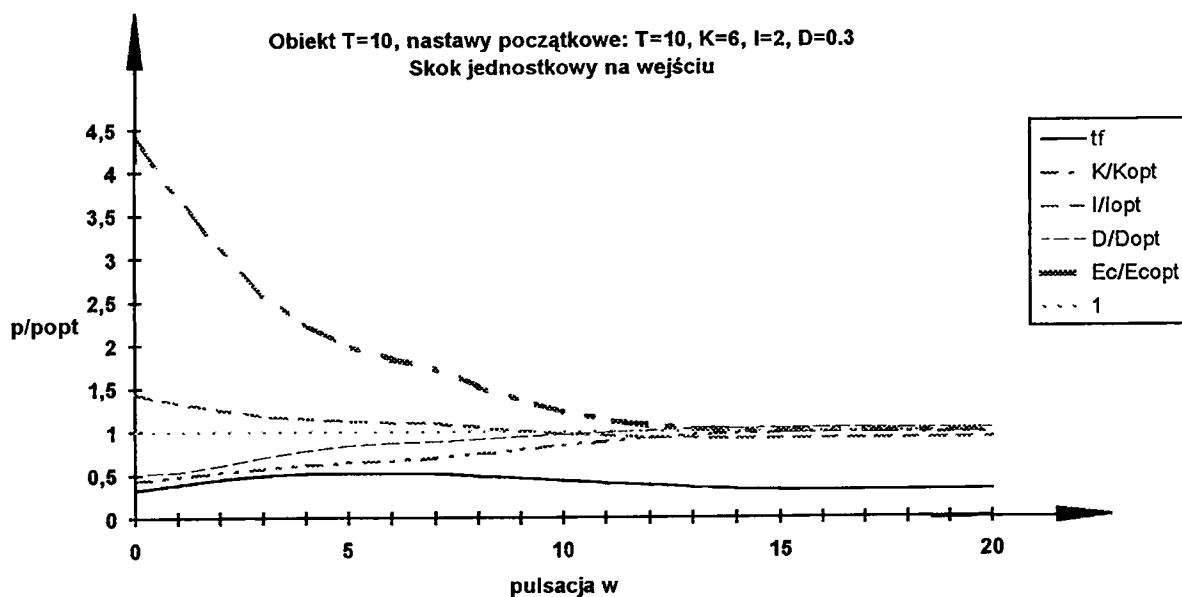
Rys. 6.2 Przebieg strojenia parametrów dynamicznych regulatora w oparciu o charakterystyki wzorcowe dla obiektu $T=3$, zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu obiektu i wskaźnika regulacji w postaci całki kwadratu odchyłki regulacji:

- nastawy początkowe $K=2.0, I=2.0, D=0.3$
- nastawy optymalne $K_{opt}=4.228, I_{opt}=1.205, D_{opt}=0.578$



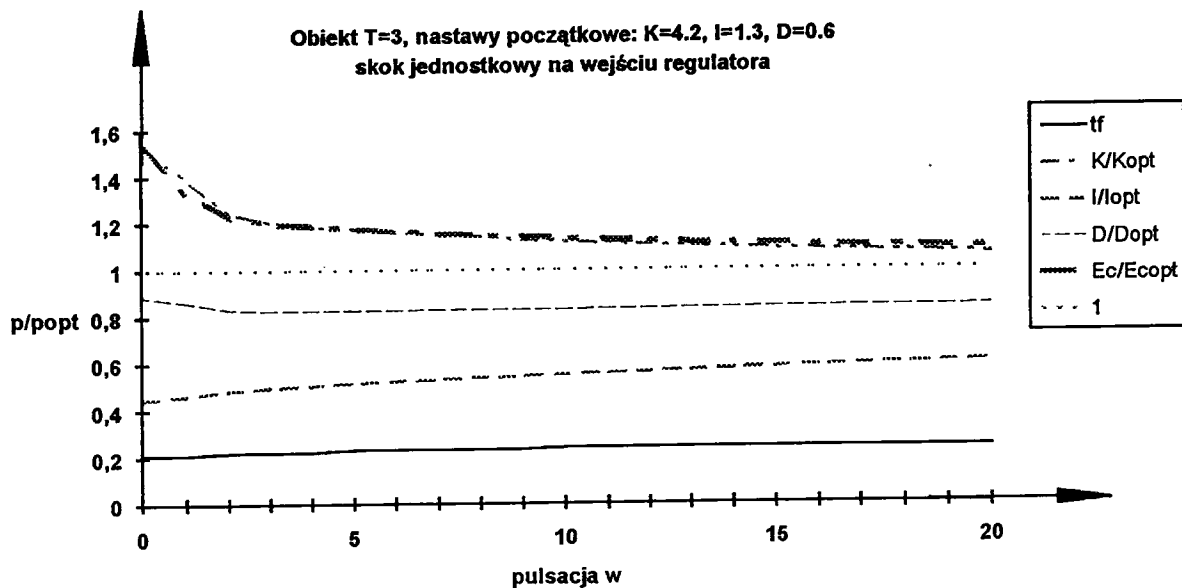
Rys.6.3 Przebieg strojenia parametrów dynamicznych regulatora w oparciu o charakterystyki wzorcowe dla obiektu $T=3$, zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu obiektu i wskaźnika regulacji w postaci całki kwadratu odchyłki regulacji:

- nastawy początkowe $K=3, I=1, D=0.5$
- nastawy optymalne $K_{opt}=4.228, I_{opt}=1.205, D_{opt}=0.578$



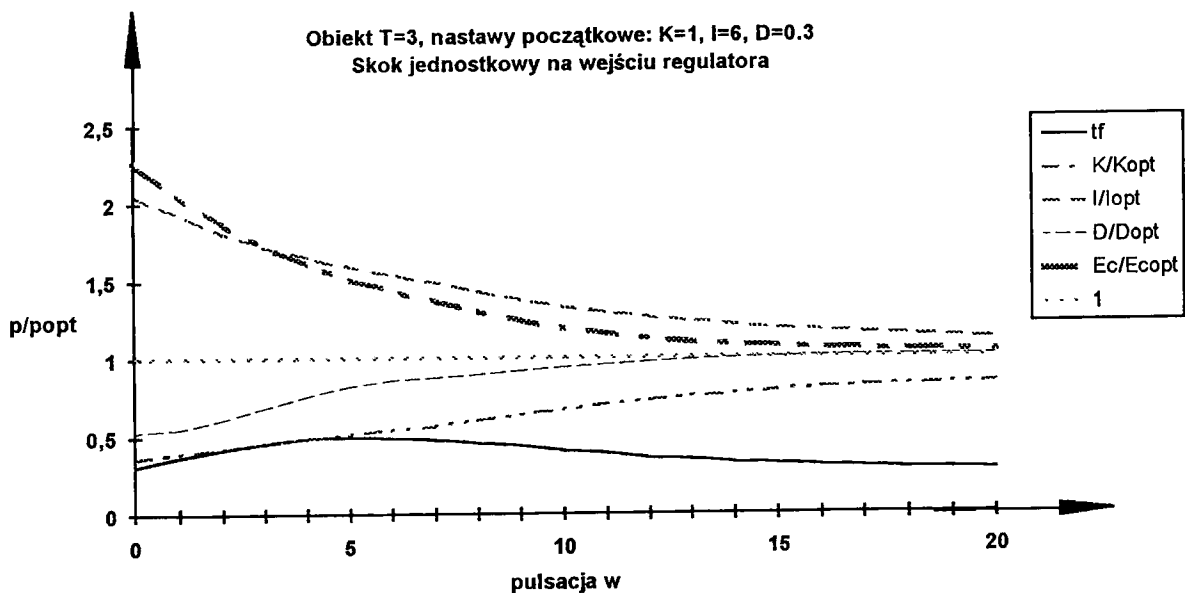
Rys.6.4 Przebieg strojenia parametrów dynamicznych regulatora w oparciu o charakterystyki wzorcowe dla obiektu $T=3$, zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu obiektu i wskaźnika regulacji w postaci całki kwadratu odchyłki regulacji:

- nastawy początkowe $K=6.0, I=2.0, D=0.3$
- nastawy optymalne $K_{opt}=13.78, I_{opt}=1.393, D_{opt}=0.588$



Rys.6.5 Przebieg strojenia parametrów dynamicznych regulatora w oparciu o charakterystyki wzorcowe dla obiektu $T=3$, zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu regulatora i wskaźnika regulacji w postaci całki kwadratu odchyłki regulacji:

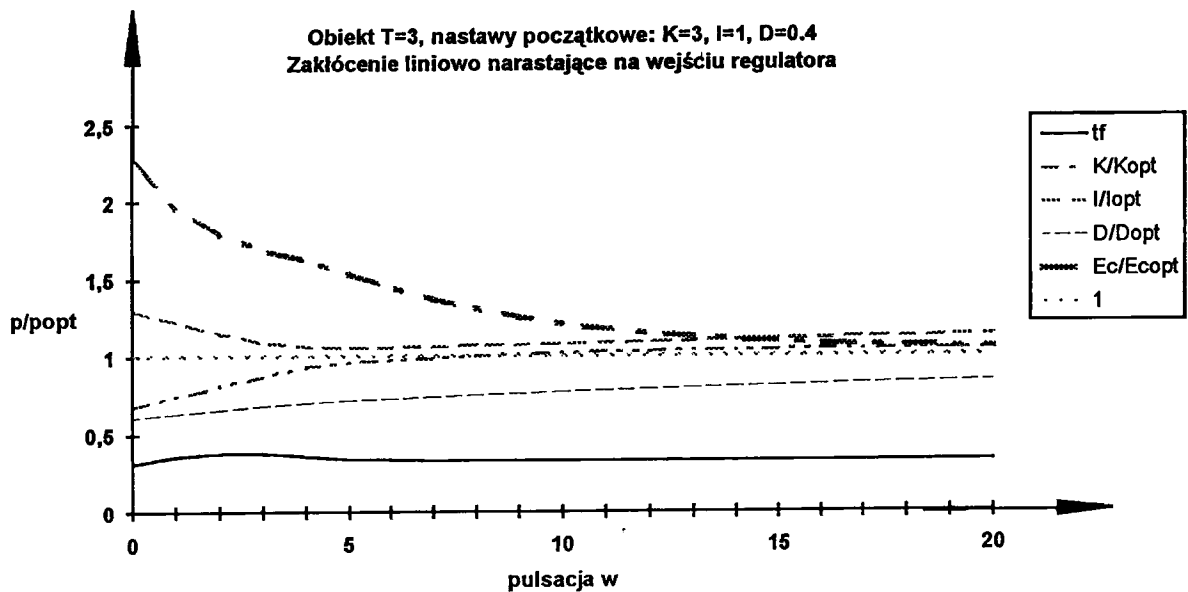
- nastawy początkowe $K=4.2, I=1.3, D=0.5$
- nastawy optymalne $K_{opt}=2.741, I_{opt}=2.917, D_{opt}=0.5646$



Rys.6.6 Przebieg strojenia parametrów dynamicznych regulatora w oparciu o charakterystyki wzorcowe dla obiektu $T=3$, zakłócenia w postaci skoku jednostkowego na wejściu regulatora i wskaźnika regulacji w postaci całki kwadratu odchyłki regulacji:

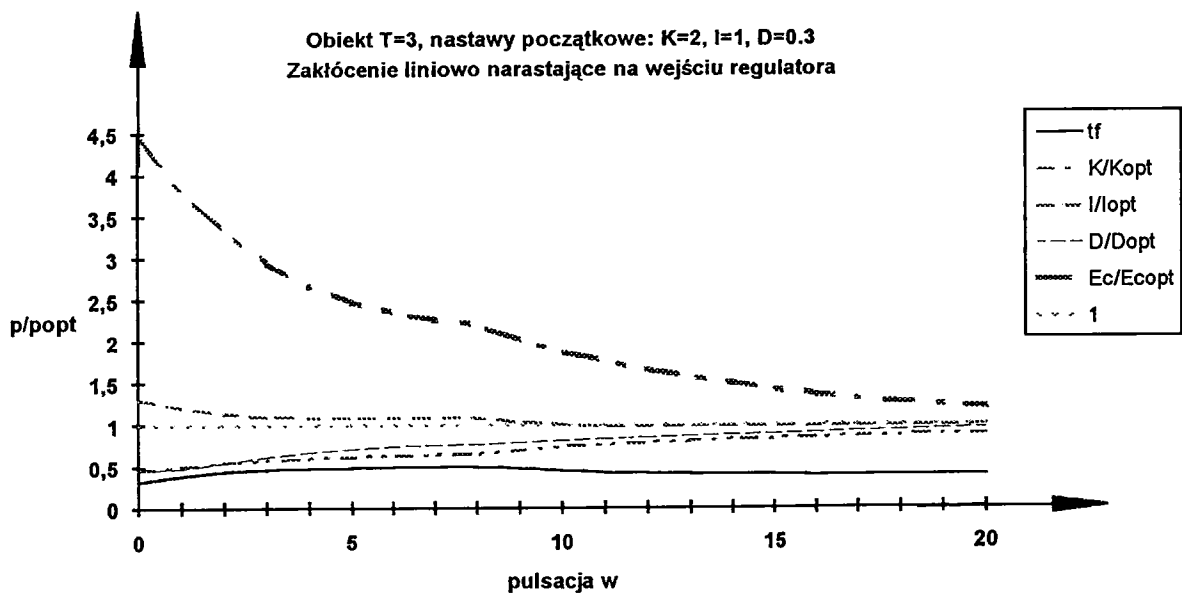
- nastawy początkowe $K=1.0, I=6.0, D=0.3$
- nastawy optymalne $K_{opt}=2.741, I_{opt}=2.917, D_{opt}=0.5646$

MM



Rys.6.7 Przebieg strojenia parametrów dynamicznych regulatora w oparciu o charakterystyki wzorcowe dla obiektu $T=3$, zakłócenia w postaci funkcji liniowo narastającej na wejściu regulatora i wskaźnika regulacji w postaci całki kwadratu odchyłki regulacji:

- nastawy początkowe $K=3.0, I=1.0, D=0.4$
- nastawy optymalne $K_{opt}=4.4063, I_{opt}=0.7678, D_{opt}=0.6548$



Rys.6.8 Przebieg strojenia parametrów dynamicznych regulatora w oparciu o charakterystyki wzorcowe dla obiektu $T=3$, zakłócenia w postaci funkcji liniowo narastającej na wejściu regulatora i wskaźnika regulacji w postaci całki kwadratu odchyłki regulacji:

- nastawy początkowe $K=2.0, I=1.0, D=0.3$
- nastawy optymalne $K_{opt}=4.4063, I_{opt}=0.7678, D_{opt}=0.6548$

6.2 Próbna implementacja algorytmu

Próba implementacji algorytmu adaptacji została przeprowadzona w dwukanałowym mikroprocesorowym regulatorze MRP-42C opracowanym w Przemysłowym Instytucie Automatyki i Pomiarów w ramach realizacji projektu celowego. Algorytm quasi-ciągłego samostrojenia parametrów dynamicznych został napisany w języku C, podobnie jak pozostałe algorytmy regulatora MRP-42C. Wykorzystano przy tym standardowy algorytm liniowego regulatora PID, który został uzupełniony o funkcje adaptacji zapewniające quasi-ciągły proces dostrajania parametrów regulatora do zmian parametrów obiektu i charakterystyki zakłóceń na niego oddziaływujących.

Rozwiązanie strukturalne realizacji algorytmu autostrojenia przedstawione jest na rys.6.1. Odpowiada ono schematowi układu adaptacji podanemu na rysunku 5.70. Zasadniczą częścią układu jest szeregowe połączenie czterech członów całkujących o tej samej stałej czasowej całkowania T . Układ ten pozwala na stosunkowo dobre przybliżenie przebiegów charakterystyk przestrajania poszczególnych parametrów regulatora,

Implementacja algorytmu wymagała wprowadzenia szeregu zmian zwiększających pewność pracy i umożliwiających zabezpieczenie na wypadek pracy w warunkach odbiegających od warunków wyidealizowanych w jakich prowadzone były badania symulacyjne.

W rzeczywistych warunkach pracy regulatora należy się liczyć z możliwością wystąpienia zakłóceń o częstotliwościach wyższych od pasma roboczego układu regulacji, jak np. zakłócenia na sygnałach pomiarowych czy też zakłócenia elektromagnetyczne oddziaływujące bezpośrednio na aparaty części centralnej układu automatyki. Nastawa parametrów regulacyjnych nie ma już praktycznie wpływu na tłumienie tego typu zakłóceń, jednak mogą one mieć niekorzystny wpływ na wyliczone wartości pożądaných zmian parametrów regulatora, a tym samym zakłócać poprawną pracę układu autostrojenia. Zjawisku temu dość dobrze przeciwdziała filtr sygnału odchyłki regulacji.

Zasadnicze zadania realizowane przez algorytm można scharakteryzować następująco:

-realizacja podstawowego zadania polegającego na wyliczaniu pożądaných zmian parametrów regulacyjnych zgodnie z opisem podanym w poprzednim paragrafie,

-zapewnienie strojenia stałych czasowych modelu do spodziewanej wartości stałej czasu opóźnienia obiektu,

-opracowanie sposobu określania momentów dokonywania zmian parametrów dynamicznych w regulatorze oraz sprecyzowanie

warunku mówiącego kiedy takie zmiany mogą być uznane za wiarygodne,

Określenie momentu dokonywania zmian parametrów dynamicznych musi być powiązane z dynamiką zamkniętego układu regulacji. Zmiany wartości parametrów dynamicznych nie powinny być wprowadzane zbyt często, gdyż sygnały zmian wypracowane przez układ autostrojzenia muszą opierać się przynajmniej na jednym, a najlepiej na kilku kompletnie zregulowanych znaczących co do wielkości zakłóceniach występujących w układzie regulacji. Z kolei zbyt rzadkie wprowadzanie korekt niepotrzebnie opóźnia proces samostrojzenia co przy szybkich zmianach charakteru zakłóceń lub parametrów obiektu wpływa na pogorszenie efektów wnoszonych przez algorytm samostrojzenia.

Po przeprowadzeniu badań w algorytmie zastosowano następujące warunki wyznaczania momentu zakończenia procesu obliczania wskaźników za dany okres pomiarowy i dokonywania wpisu zmian wartości parametrów:

- kryterium czasowe polegające na odczekaniu co najmniej czasu równego ok. trzydziestu oszacowanym w układzie czasem opóźnienia obiektu,

- kryterium uspokojenia się sygnałów w układzie autostrojzenia - okres pomiarowy może być zakończony dopiero wówczas gdy suma kwadratów sygnałów bazowych modelu jest dostatecznie mała tzn.: $v_0^2 + v_1^2 + v_2^2 + v_3^2 + v_4^2 \leq s_m$.

Niezależnie od zakończenia okresu obliczania wartości korekt dla dokonywania zmian parametrów regulatora, przed dokonaniem wpisu sprawdzana jest wiarygodność procedury obliczania poprawek za dany okres. Poprawki uznaje się za wiarygodne jeśli dla danego okresu pomiarowego średnia wartość kwadratu sygnału odchyłki regulacji mieści się w pewnym przyjętym jako reprezentatywny przedziale wartości. Zbyt mała wartość średniej świadczy, że układ regulacji znajdował się praktycznie w spoczynku, a układ autostrojzenia wykonał obliczenia głównie w oparciu o zakłócenia typu "szum na sygnałach pomiarowych" co nie może być miarodajne dla oceny stopnia dostrojzenia regulatora do obiektu. Zbyt duża wartość średniej kwadratu odchyłki nasuwa z kolei przypuszczenie, że układ regulacji znajdował się przez długi czas w nasyceniu lub też nastąpiła awaria, któregoś z elementów automatyki np.: elementu wykonawczego lub toru pomiarowego.

Przygotowanie warunków początkowych dla autostrojzenia sprowadza się głównie do nadania wartości zerowej sygnałom i wskaźnikom występującym w układzie autostrojzenia. Zerowanie przeprowadza się po zakończeniu każdego cyklu pracy układu autostrojzenia, a także przez cały czas stanu pracy ręcznej oraz przy wyłączonym algorytmie tak, aby przy jego włączeniu układ autostrojzenia mógł od razu poprawnie wystartować. Innym

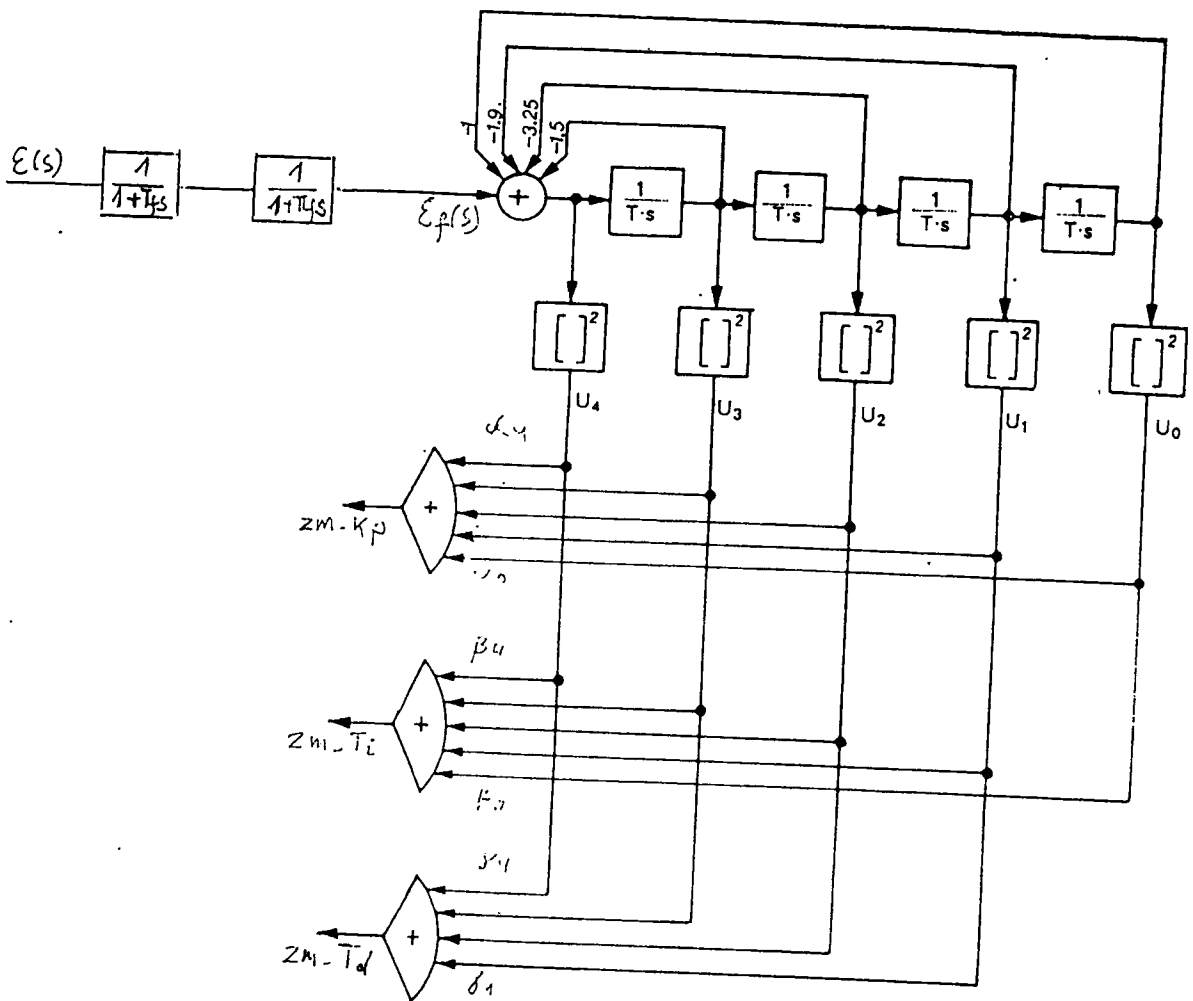
problemem jest zapewnienie odpowiednich wartości startowych algorytmu. W obecnej wersji programu startowe wartości parametrów dynamicznych regulatora powinny być wpisane przez operatora. Docelowo można sobie wyobrazić, że pierwsze włączenie spowoduje wywołanie programu autostrojania metodą cyklu granicznego, który przygotowuje wartości początkowe odpowiednich parametrów, które następnie będą precyzyjnie dostrajane do parametrów obiektu i do charakterystyki zakłóceń przez algorytm quasi-ciągłego, dokładnego autostrojania.

Wstępna weryfikacja wartości wyliczonych parametrów, niezbędna jest aby nie dopuścić do wyraźnie błędnych decyzji korekcyjnych, które mogą mieć miejsce w stanach dynamicznych procesu autostrojania oraz w sytuacjach nietypowych, trudnych do przewidzenia w normalnych warunkach pracy regulatora. Dotyczy to głównie zależności pomiędzy wartościami nastaw stałych czasowych regulatora. Nie można bowiem dopuszczać, aby stała czasowa całkowania była równa zero, czy też chociażby wyraźnie mniejsza od szacowanej wartości czasu opóźnienia obiektu. Stała czasowa różniczkowania powinna być z kolei wyraźnie mniejsza zarówno od nastawy stałej czasowej całkowania jak i od szacunkowej wartości czasu opóźnienia obiektu regulacji. Algorytm przeprowadza tego typu kontrole każdorazowo przed dokonaniem zmian parametrów dynamicznych regulatora.

Wymaga się, aby:

- $T_i \geq 2.0 T_d$,
- $T_i \geq 1.8 \text{sek}$.

Strategia wprowadzania zmian parametrów dynamicznych umożliwia zapewnienie poprawnej i stabilnej pracy algorytmu drogą doboru odpowiedniej wielkości kroku w procesie strojenia poszczególnych parametrów oraz drogą wprowadzenia pewnych ograniczeń przy dużym niedostrojeniu parametrów.



Rys.1 Rozwiązanie strukturalne układu adaptacji sprawdzanego w regulatorze MRP-42C.

-przygotowanie warunków początkowych dla cyklu roboczego autostrojania,

-wstępna weryfikacja wartości wyliczonych parametrów,

-uwzględnienie stanu pracy sterowania ręcznego i stanów awaryjnych.

Dwa pierwsze zadania zostały zrealizowane zgodnie z koncepcją autostrojania w oparciu o charakterystyki wzorcowe omówioną w punktach 5 i 5.1 pracy.

Określenie momentu dokonywania zmian parametrów dynamicznych zostało powiązane z dynamiką zamkniętego układu regulacji. Zmiany wartości parametrów dynamicznych nie mogą być wprowadzane zbyt często, gdyż sygnały zmian wypracowane przez układ autostrojania muszą opierać się przynajmniej na jednym, a najlepiej na kilku kompletnie zregulowanych znaczących co do wielkości zakłóceniach występujących w układzie regulacji. Z kolei zbyt rzadkie wprowadzanie korekt niepotrzebnie opóźnia proces samostrojania co przy szybkich zmianach charakteru zakłóceń lub parametrów obiektu wpływa na pogorszenie efektów wnoszonych przez algorytm samostrojania.

W opracowanym algorytmie zastosowano następujące warunki wyznaczania momentu zakończenia procesu obliczania wskaźników za dany okres pomiarowy i dokonywania wpisu zmian wartości parametrów:

-kryterium czasowe polegające na odczekaniu conajmniej czasu równego dwudziestu stałym czasowym oszacowanego w układzie czasu opóźnienia obiektu,

-kryterium uspokojenia się sygnałów w układzie autostrojania - okres pomiarowy może być zakończony dopiero wówczas gdy suma kwadratów sygnałów bazowych modelu jest dostatecznie mała tzn.: $v_0^2 + v_1^2 + v_2^2 + v_3^2 + v_4^2 \leq s_m$.

Niezależnie od zakończenia okresu obliczania wartości korekt dla dokonywania zmian parametrów regulatora, przed dokonaniem wpisu sprawdzana jest wiarygodność procedury obliczania poprawek za dany okres. Poprawki uznaje się za wiarygodne jeśli dla danego okresu pomiarowego średnia wartość kwadratu sygnału odchyłki regulacji mieści się w pewnym przyjętym jako reprezentatywny przedziale wartości. Zbyt mała wartość średniej świadczy, że układ regulacji znajdował się praktycznie w spoczynku, a układ autostrojania wykonał obliczenia głównie w oparciu o zakłóceń typu "szum na sygnałach pomiarowych" co nie może być miarodajne dla oceny stopnia dostrojania regulatora do obiektu. Zbyt duża wartość średniej kwadratu odchyłki nasuwa z kolei przypuszczenie, że układ regulacji znajdował się przez długi czas w nasyceniu lub też nastąpiła awaria, któregoś z elementów automatyki np.: elementu wykonawczego lub toru pomiarowego.

Przygotowanie warunków początkowych dla algorytmu adaptacji sprowadza się głównie do nadania wartości zerowej sygnałom i wskaźnikom występującym w układzie strojenia parametrów. Zerowanie przeprowadza się po zakończeniu każdego cyklu pracy układu autostrojenia, a także przez cały czas stanu pracy ręcznej oraz przy wyłączonym algorytmie tak, aby przy jego włączeniu układ autostrojenia mógł od razu poprawnie wystartować. Innym problemem jest zapewnienie odpowiednich wartości początkowych dla strojonych parametrów algorytmu. W badanej wersji programu startowe wartości parametrów dynamicznych regulatora wymagały wpisu operatora. W docelowym rozwiązaniu algorytmu adaptacji celowym byłoby zapewnienie wstępnego autostrojenia parametrów jedną ze znanych tradycyjnych metod np. metodą cyklu granicznego. Wstępnie przygotowane wartości początkowe odpowiednich parametrów byłyby następnie precyzyjnie dostrajane do parametrów obiektu i charakterystyki zakłóceń przez właściwy algorytm quasi-ciągłego, dokładnego autostrojenia proponowany w niniejszej pracy.

Wstępna weryfikacja wartości wyliczonych parametrów, niezbędna jest aby nie dopuścić do wyraźnie błędnych decyzji korekcyjnych, które mogą mieć miejsce w stanach dynamicznych procesu autostrojenia oraz w sytuacjach nietypowych trudnych do przewidzenia w normalnych warunkach pracy regulatora. Dotyczy to głównie zależności pomiędzy wartościami nastaw stałych czasowych regulatora. Nie można bowiem dopuszczać, aby stała czasowa całkowania była równa zeru, czy też chociażby wyraźnie mniejsza od szacowanej wartości czasu opóźnienia obiektu. Stała czasowa różniczkowania powinna być z kolei wyraźnie mniejsza zarówno od nastawy stałej czasowej całkowania jak i od szacunkowej wartości czasu opóźnienia obiektu regulacji. Algorytm przeprowadza tego typu kontrole każdorazowo przed dokonaniem zmian parametrów dynamicznych regulatora.

Kodowanie parametrów algorytmu adaptacji w regulatorze przeprowadzono analogicznie jak dla innych algorytmów aparatu MRP-42C, a w szczególności jak dla regulatora ciągłego PID. W strukturze funkcjonalnej został przypisany temu algorytmowi symbol kodowy kod=10. Oprócz parametrów typowych dla regulatorów ciągłych PID dla algorytmu adaptacyjnego koduje się jeszcze rodzaj wskaźnika jakości regulacji. Koncepcja realizacji algorytmu adaptacji opiera się zasadniczo na wskaźniku jakości w postaci minimum całki z kwadratu odchyłki regulacji. Jednak dla potrzeb implementacji algorytmu został opracowany tzw. uogólniony wskaźnik jakości [], przybierający wartości w zakresie od około $q = 0.5 \dots 3.2$, dla którego:

-dla $q = 1$ wartości nastaw parametrów regulacyjnych odpowiadają kryterium minimalnego czasu regulacji przy przebiegu aperiodycznym,

-dla $q = 3$ nastawy przyjmują wartości zgodne ze wskaźnikiem zapewniającym minimalną wartość całki z kwadratu odchyłki regulacji,

-pozostałe nastawy odpowiadają wartościom pośrednim i są związane z pośrednią progresywnością działania regulacyjnego.

Próbna implementacja potwierdziła słuszność zasadniczej koncepcji autostrojzenia oraz prawidłowość podstawowych tez zaproponowanej metody. Dostarczyła również danych, które w przyszłości mogą być bardzo pomocne przy praktycznym wykorzystaniu proponowanej metody autostrojzenia w docelowym, przemysłowym zastosowaniu algorytmu samostrojzenia.

7. Podsumowanie

Zaproponowany algorytm adaptacji został sprawdzony w czasie badań symulacyjnych oraz w czasie próbnej implementacji w mikroprocesorowym regulatorze MRP-42C. Głównymi zaletami algorytmu są:

- brak zewnętrznego eksperymentu do identyfikacji parametrów obiektu regulacji,
- możliwość strojenia parametrów regulatora zarówno do parametrów obiektu jak i do charakterystyki sygnałów zakłócających
- quasi-ciągła adaptacja parametrów regulatora przeprowadzana jedynie w oparciu o analizę sygnału odchyłki regulacji - dzięki czemu algorytm adaptacji może być traktowany jako przystawka współpracująca z różnymi typami regulatorów (ciągłe, krokowe, trójpołożeniowe).

Dalsze prace nad algorytmem powinny doprowadzić do implementacji kompletnego algorytmu adaptacji w mikroprocesorowym regulatorze produkowanym na skalę przemysłową. Implementacja algorytmu wymaga jeszcze wprowadzenia szeregu zmian zwiększających pewność pracy i umożliwiających zabezpieczenie na wypadek pracy w warunkach odbiegających od warunków wyidealizowanych w jakich prowadzone były badania symulacyjne oraz badania związane z próbną implementacją. Należy również przeprowadzić wszechstronne badania obejmujące m. inn. zakłócenia stochastyczne, nagłe zmiany parametrów obiektu, start przy nastawach poza granicą stabilności, symulowane awarie itp.

Przy sterowaniu poza zakresem pracy liniowej pomocne mogą być metody ograniczenia całkowania [3],[24],[26] i różniczkowania [25],[27],[41] coraz częściej stosowane w regulatorach przemysłowych.

Algorytm może być rozszerzony o:

- metodę wstępnego strojenia nastaw początkowych regulatora,
- możliwość wyboru rodzaju wskaźnika jakości regulacji np. w oparciu o propozycję przedstawioną w pracy[43],
- adaptację przy innych algorytmach działania dynamicznego np.: PI, PD, P,
- dostosowanie do pracy z innymi obiektami regulacji.

Ciekawą wydaje się propozycja połączenia metod autostrojenia z metodami regulacji progresywnej [42] w celu realizacji algorytmu posiadającego zalety obydwu metod, przy jednoczesnej eliminacji konieczności uciążliwego doboru parametrów. Pozwoliłoby to na konstrukcję regulatorów bardzo efektywnych w działaniu i łatwych w obsłudze.

8. Bibliografia.

- [1] Aloneftis A.: Stochastic adaptive control. Results and symulations. Notes in Control and Information Sciences. Springer . Berlin 1987r.
- [2] Anderson B. D. O., Johnstone R. M.: Global adaptive pole positioning. IEEE Trans. Aut. Controll AC-30.pp.11-22.1985r.
- [3] Aström K. J., Hägglund T.: Automatic Tuning of PID Controllers. Instrument Society of America 1988r.
- [4] Aström K. J., Wittenmark B.: Adaptive control. Addison - Weseley, Reading. M.A. 1989r.
- [5] Balestrino A., Maria G., Sciavicco L.: Adaptive control design in servo - systems. Losanne 1983r.
- [6] Barros P. R., Mareels I. M. Y.: Non linear averaging analysis of the incremental pole placement adaptive controller. Automatica Vol.27, No 5, pp 762_782, 1991r.
- [7] Campi M.: On the convergence of minimum - variace directional forgetting adaptive control scheme. Automatica, Vol.28, pp. 221-225, 1992r.
- [8] Canudas de Wit. C.: Adaptive control for partially known systems. INP Grenoble 1987r.
- [9] Corripio A. B.: Tuning of industrial control systems. Instrument Society of America 1990r.
- [10] Cypkin Ja. Z.: Sprawocznnye materiały wybora tipa riegulatora i jego nastrojek w SAR.
- [11] Dessaiut L. A., Saad M., Hebert B., Al-Haddad K.: An adaptive controller for direct- drive SCARA robot. IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.39, No 2 april 1992r.
- [12] Findeisen W. i inn.: Poradnik inżyniera automatyka. WNT Warszawa 1973r.
- [13] Findeisen W. i inn.: Technika regulacji automatycznej. PWN Warszawa 1965r.
- [14] Gibson J. E.: Nieliniowe układy sterowania automatycznego. WNT Warszawa 1968r.
- [15] Giri F., Dion I. M., Dugard L. , Saad H. M.: Parameter estimation aspects in adaptive control. Automatica Vol.27, No 2 pp. 399-402, 1991r.
- [16] Golden M.P., Ydstie B, E.: Small amplitude chaos and ergodicity in adaptive control. Automatica Vol.28, No 1, pp.11-25, 1992r.

- [32] La Maire R. O., Valavanti L., Athmas M., Stein G.: A frequency - domain estimator for use in adaptive control systems. Automatica Vol.27, No 1, pp27-38, 1991r.
- [33] Mills P.M., Lee P. L., Mc Intosh P.: A practical study of adaptive control of an alumina calciner. Automatica Vol.27, No 3, pp.441-448, 1991r.
- [34] Mishkin E., Braun L. i inn.: Adaptacyjne układy sterowania automatycznego. WNT Warszawa 1965r.
- [35] Narendra K.S., Annanswamy A. M.: Stable adaptive systems. Printice - Hall, Engelwood Cliffs, New Jersej 1989r.
- [36] Niederliński A.: Systemy komputerowe automatyki przemysłowej t.1 i 2. WNT Warszawa 1984
- [37] Parker P.J., Bitmead R. R.: Adaptive frequency response identification. Proc. 26th Conf. on ecision and Control, pp.348-353, 1987r.
- [38] Pietrusiński Z.: Urządzenie do programowej zmiany współczynnika wzmocnienia regulatorów elektrycznych. Opis patentowy Nr 109 703. Urząd Patentowy PRL. Opublikowano 1981.10.30r.
- [39] Pietrusiński Z., Kazimierski G.: Moduły adaptacji parametrów dynamicznych analogowych regulatorów PID systemu POLMATIK - INTELEKTRAN-S. Prace Krajowej Konferencji Automatyki. Szczecin 1980r.
- [40] Pietrusiński Z.: Urządzenie do programowej zmiany stałej czasowej różniczkowania lub stałej czasowej całkowania w regulatorach elektrycznych. Opis patentowy Nr 110 155. Urząd Patentowy PRL. Opublikowano 31.07.1981r.
- [41] Pietrusiński Z., Olejnik Z.: Układ ograniczenia działania dynamicznego w elektrycznych regulatorach krokowych. Opis patentowy Nr 116 090. Urząd Patentowy PRL. Opublikowano 25.06 1982r.
- [42] Pietrusiński Z., Rączkowski J.: Realizacja algorytmów nieliniowej progresywnej regulacji PID w uniwersalnym regulatorze przemysłowych wolnozmiennych procesów technologicznych EFTRONIK M. Pomiarzy Automatyka Kontrola, Nr 12 1990r.
- [43] Pietrusiński Z.: Koncepcja realizacji algorytmu samostrojenia i adaptacji parametrów dynamicznych regulatorów mikroprocesorowych w oparciu o analizę charakterystyki częstotliwościowej sygnału odchyłki regulacji. Biuletyn PIAP, Nr 5-169/93 1993r.
- [44] Praca zbiorowa: Mikroprocesorowy regulator adaptacyjny. Instytut Automatyki Politechniki Śląskiej. Gliwice 1985r.

[45] Praly L.: Reduction principle in slowly adaptive discrete time systems. C.A.I. - Report. Ecole des Mines de Paris. Paris 1987r.

[46] Sastry S., Bodson M.: Adaptive Control. Addison - Wesley, Reading, MA 1989r.

[47] Trybus L.: Regulatory wielofunkcyjne. WNT Warszawa 1992r.