ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1984

Seria: AUTOMATYKA z. 73 Nr kol. 798

Swetła STOJANOWA

Katedra Automatyzacji Procesów Przemysłowych
Politechnika w Rousse, Bułgaria

BADANIA MODELOWE I SYMULACYJNE MIKROPROCESOROWEGO REGULATORA CYFROWEGO

Streszczenie. Omówiono projektowanie oraz konstrukcję regulatora cyfrowego, zbudowanego na mikroprocesorze o krótkim słowie, pracującego stabilnie w zamkniętym układzie regulacji. Przebadano doświadczalnie pracę układu rzeczywistego zrealizowanego na takim mikroprocesorze. Załączono również wyniki badań cyfrowego modelu układu regulacji, za pomocą którego analizowano wpływ różnic długości słowa w przetwornikach A/D i D/A oraz mikroprocesorze.

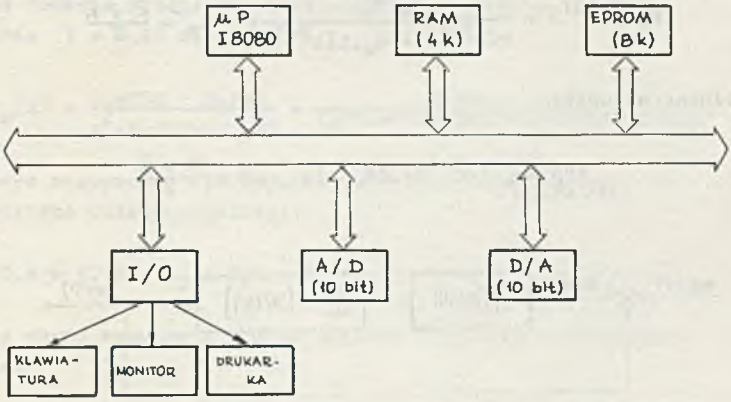
1. WPROWADZENIE

W trakcie realizacji regulatora cyfrowego z mikroprocesorem o krótkim słowie i przetwornikach analogowo-cyfrowych (A/D) również ograniczonych w dokładności przetwarzania, występują niekorzystne zjawiska typu:

- nieliniowości,
- wpływy błędów zaokrągleń,

pogarszające dobroć regulacji, o czym dyskutowano w artykule [1].

Celem oszacowania zasięgu celowego oddziaływania na poprawienie charakterystyki pracy drogą kompensacji wymienionych niekorzystnych zjawisk



Rys. 1. Konfiguracja mikroprocesorowego układu laboratoryjnego

zaprojektowano, skonstruowano, a następnie przebadano regulator cyfrowy o schemacie jak na rys. 1.

2. PROJEKTOWANIE REGULATORA CYFROWEGO

Jak wynika z analiz przeprowadzonych w [1], najlepsze wyniki winien zapewnić regulator w 2. normalnej postaci kanonicznej z jedną nieliniowością(por. rys. 31 [1]).

Wykorzystując dyskusję z [1], przeprowadzono projektowanie w następujących krokach [2]:

A. Dla zadanej funkcji przejścia obiektu $W_0(z)$ projektuje się dyskretny w czasie regulator bez uwzględnienia długości słowa według dowolnej metody.

B. Otrzymane współczynniki funkcji przejścia liniowego regulatora $W_R(z)$ przetwarza się w zaokrąglone współczynniki, które później można przedstawić z ograniczoną długością słowa ($\bar{W}_R(z) \rightarrow W_R(z)$).

C. Sprawdza się, czy układ nieliniowy zawierający dany obiekt i zaprojektowany regulator pracuje bez cyklu granicznego.

Do sprawdzenia warunku C użyto kryterium koła. Dostarcza ono jeden wystarczający warunek stabilności asymptotycznej. Dla nieliniowego, standardowego obwodu regulacji z jedną nieliniowością (rys. 2), który składa się z nieliniowości $f(e(\nu))$ opisanej przez zmienne wzmocnienie $\{K|K \in R, K \in [\check{K},\hat{K}]\}$ i liniowego układu, który w dziedzinie z będzie opisany przez $W(z) = L(z)/M(z)$, kryterium to sprowadza się do spełnienia dwóch warunków:

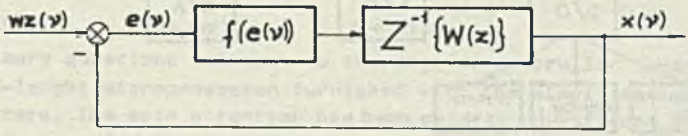
1) wszystkie zera wielomianu $M(z) + K.L(z) = 0$ muszą dla wszystkich $\{K|K \in R, K \in [\check{K},\hat{K}]\}$ leżeć wewnątrz koła jednostkowego;

2) charakterystyka częstotliwościowa

$$W_{K_m}(e^{j\omega T}) = \frac{L(e^{j\omega T})}{M(e^{j\omega T}) + K_m.L(e^{j\omega T})}; \quad K_m = \frac{\hat{K} + \check{K}}{2}$$

musi spełniać warunek:

$$\sup_{0 \leq \omega T \leq \pi} |W_{K_m}(e^{j\omega T})|.\Delta K < 1; \quad \Delta K = \frac{\hat{K} - \check{K}}{2}$$



Rys. 2. Nieliniowy standardowy obwód regulacji

Wprowadzone kryterium ma bardzo cenną własność, bowiem nakłada warunki tylko na zaokrąglone współczynniki regulatora, w tym na położenie zer i biegunów regulatora. Nie nakłada ono warunku na długość słowa, z którą współrzędne stanu regulatora są przedstawiane w mikroprocesorze. Dopóki zaokrąglone współczynniki regulatora spełniają kryterium koła, długość słowa dla współrzędnych stanu regulatora może być swobodnie wybierana lub zmieniana, bez wystąpienia cyklu granicznego.

Dla regulatora w 2. normalnej postaci kanonicznej z jedną nieliniowością kryterium koła modyfikuje się do postaci:

1a) wszystkie zera wielomianu $M_0(z).z^m + K.(\varkappa_2.M_0(z).M_R^*(z) + \varkappa_1.L_0(z).$ $.L_R(z)) = 0$ muszą dla wszystkich $\{K|K \in R^+, K \in [0,\hat{K}]\}$ leżeć wewnątrz koła jednostkowego;

2a) charakterystyka częstotliwościowa

$$W_{K_m}(e^{j\omega T}) = \frac{\varkappa_2 M_0(e^{j\omega T})M_R^*(e^{j\omega T}) + \varkappa_1 L_0(e^{j\omega T})L_R(e^{j\omega T})}{M_0(e^{j\omega T})e^{jm\omega T} + \frac{\hat{K}}{2}(\varkappa_2 M_0(e^{j\omega T})M_R^*(e^{j\omega T}) + \varkappa_1 L_0(e^{j\omega T})L_R(e^{j\omega T}))}$$

musi spełniać warunek

$$\sup_{0 \leqslant \omega T \leqslant \pi} |W_{K_m}(e^{j\omega T})| \cdot \frac{\hat{K}}{2} < 1$$

Przykład

Niech będzie dany tłumiony oscylacyjny obiekt 2 rzędu o następującej funkcji przejścia:

$$W_0(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{25}{s^2+2s+25} = \frac{25}{(s+1+j4,899)(s+1-j4,899)} \tag{1}$$

Impulsowa funkcja przejścia obiektu (wraz z członem pamięci o okresie próbkowania $T = 0,2$) ma postać

$$W_0(z) = \frac{0,405z + 0,353}{z^2-0,912z+0,670} = \frac{0,405(z+0,871)}{(z-0,456+j0,680)(z-0,456-j0,680)} \tag{2}$$

W omawianym przypadku, dla regulatora z częścią I przyjęto $2n = 4$ bieguny zamkniętego układu regulacji:

$$z_1 = 0,4 + j0,6; \quad z_2 = 0,4 - j0,6; \quad z_3 = 0,1; \quad z_4 = 0,1$$

Zamknięty obwód regulacji będzie opisany za pomocą następującej funkcji przejścia:

$$T(z) = \frac{\bar{W}_R(z).W_O(z)}{1 + \bar{W}_R(z).W_O(z)} = \frac{\bar{L}_R(z).L_O(z)}{\bar{M}_R(z).M_O(z) + \bar{L}_R(z).L_O(z)} \tag{3}$$

Dla mianownika z podanymi biegunami otrzymuje się:

$$\bar{M}_R(z).M_O(z) + \bar{L}_R(z).L_O(z) = z^4 - z^3 + 0{,}69z^2 - 0{,}112z + 0{,}0052$$

względnie ze współczynnikami obiektu:

$$\bar{M}_R(z).M_O(z) + \bar{L}_R(z).L_O(z) = (z^2 + \alpha_1 z + \alpha_o)(z^2 - 0{,}912z + 0{,}670) +$$

$$+ (\beta_2 z^2 + \beta_1 z + \beta_o)(0{,}405z + 0{,}353) = z^4 + (0{,}088\alpha_1 + 0{,}405\beta_2)z^3 +$$

$$+ (-1{,}242 + \alpha_1 + 0{,}353\beta_2 + 0{,}405\beta_1)z^2 + (0{,}670\alpha_1 + 0{,}353\beta_1 + 0{,}405\beta_0)z +$$

$$+ (-0{,}670 + 0{,}670\alpha_1 + 0{,}353\beta_o)$$

Z porównania współczynników obu wielomianów mianownika można w naszym przypadku określić jednoznacznie 4 współczynniki regulatora:

$$\beta_2 = 1{,}207 \qquad \beta_1 = -1{,}257 \qquad \beta_o = 0{,}819 \qquad \alpha_1 = -0{,}423$$

Ponieważ $\alpha_o = -1 - \alpha_1$, stąd $\alpha_o = -0{,}423$.

Funkcja przejścia impulsowego, liniowego regulatora przyjmuje więc następującą postać:

$$\bar{W}_R(z) = \frac{1{,}207z^2 - 1{,}257z + 0{,}819}{z^2 - 0{,}577z - 0{,}423} =$$

$$= \frac{1{,}207(z-0{,}521 + j0{,}638)(z-0{,}521 - j0{,}638)}{(z-1)(z+0{,}423)} \tag{4}$$

Zaprojektowany w ten sposób regulator był zaimplementowany na mikroprocesorze 8-bitowym w 4 wariantach (tablica 1).

Z ograniczonej długości słowa składowych mikroprocesorowego regulatora (tak w przypadku c, jak i w przypadku d) wynika ograniczona długość słowa $N_W = N_{DA} - N_M$. Współczynniki $W_R(z)$ (więc $\alpha_{INDEX} \in R$; $\beta_{INDEX} \in R$) muszą być przedstawione w przybliżony sposób za pomocą ułamka dwóch liczb całkowitych oraz czynnika wymiernego $\varkappa$.

$$\alpha_{INDEX} = \frac{L_{\alpha_{INDEX}}}{M_\alpha} \cdot \varkappa_2 \qquad -16 \leq \left\{L_{\alpha_{INDEX}}, L_{\beta_{INDEX}} \in C\right\} \leq 15$$

przy czym

$$1 \leqslant \left\{ M_\alpha,\ M_\beta \in C^+ \right\} \leqslant 16$$

$$\beta_{INDEX} = \frac{L_{\beta_{INDEX}}}{M_\beta} \cdot \varkappa_1 \qquad \varkappa_1, \varkappa_2 \in R$$

Tablica 1

	Wariant a	Wariant b	Wariant c	Wariant d
Długość słowa składowych regulatora:				
- mikroprocesora	$N_M \to \infty$	$N_M = 8$ bit	$N_M = 8$ bit	$N_M = 4$ bit
- przetwornika A/D	$N_{AD} \to \infty$	$N_{AD} = 8$ bit	$N_{AD} = 8$ bit	$N_{AD} = 4$ bit
- przetwornika D/A	$N_{DA} \to \infty$	$N_{DA} = 8$ bit	$N_{DA} = 12$ bit	$N_{DA} = 8$ bit
Zdolność rozdzielcza przetwornika A/D	$q \to 0$	$q = \frac{1}{64}$	$q = \frac{1}{64}$	$q = \frac{1}{4}$
Struktura regulatora	liniowa	wg rys. 27 [1]	wg rys. 31 [1]	wg rys. 31 [1]
Ilość nieliniowości	0	6	1	1
Arytmetyka	Zmienno-przecinkowa	Stało-przecinkowa	Stało-przecinkowa	Stało-przecinkowa

Zostały wybrane:

$$\alpha_0 = -0{,}423 \approx \frac{-7}{16} \cdot 1 = -0{,}4375$$

$$\alpha_1 = -0{,}577 \approx \frac{-9}{16} \cdot 1 = -0{,}5625$$

$$\alpha_2 = 1$$

$$\beta_0 = 0{,}819 \approx \frac{10}{12} \cdot 1 = 0{,}8\bar{3}$$

$$\beta_1 = 1{,}257 \approx \frac{-15}{12} \cdot 1 = -1{,}25$$

$$\beta_2 = 1{,}207 \approx \frac{14}{12} \cdot 1 = 1{,}1\bar{6}$$

Funkcja przejścia impulsowego regulatora z zaokrąglonymi współczynnikami przyjmuje postać:

$$W_R(z) = \frac{\frac{1}{12} \cdot (14z^2 - 15z + 10)}{z^2 - \frac{1}{16}(9z+7)} = \frac{1{,}1\bar{6}z^2 - 1{,}25z + 0{,}8\bar{3}}{z^2 - 0{,}5625z - 0{,}4375} =$$

$$= \frac{1,1\bar{6}(z-0,536 + j0,654)(z-0,536 - j0.654)}{(z-1)(z+0,4375)} \tag{5}$$

Próby z kryterium koła

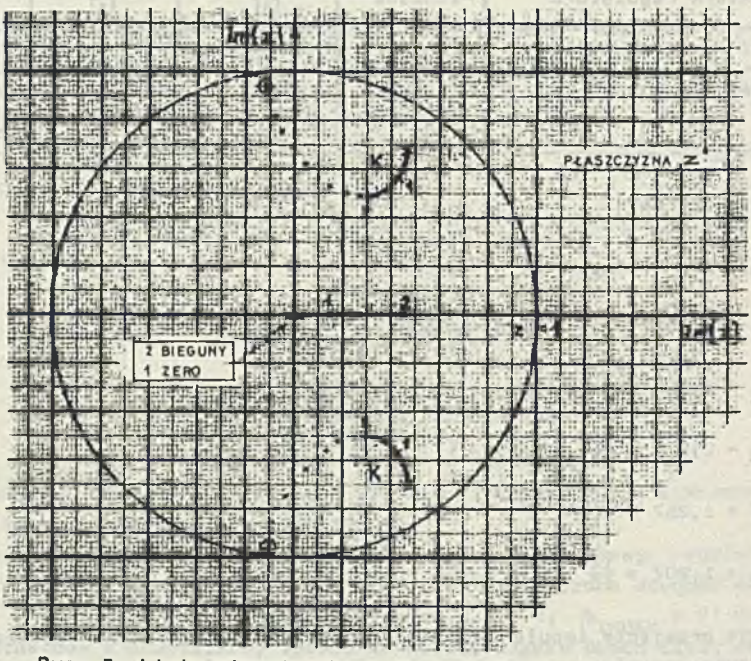
Sprawdźmy teraz, czy układ składający się z obiektu i regulatora z zaokrąglonymi współczynnikami o funkcjach przejścia odpowiednio $W_O(z)$ i $W_R(z)$ może pracować bez cyklu granicznego. Dla pierwszego warunku kryterium koła mamy:

$$(z^2-0,912z+0,670)z^2 + K.((z^2-0,912z+0,670)(-0,5625z-0,4375) +$$

$$+ (0,405z+0,353)(1,1\bar{6}z^2-1,25z+0,8\bar{3}) = 0$$

$$(z^4-0,912z^3+0,670z^2) + K.(-0,0900z^3-0,0188z^2-0,0815z+0,0008) = 0$$

Krzywa linii pierwiastkowej na rys. 3 pokazuje, że wszystkie zera wielomianu dla wszystkich $K \in [0,2]$ leżą wewnątrz koła jednostkowego. Pierwsze wymaganie kryterium koła jest więc spełnione.



Rys. 3. Linie pierwiastkowe do sprawdzania warunku 1a

Dla drugiego warunku kryterium koła otrzymujemy:

$$W_{K_m}(e^{j\omega T}) =$$

$$= \frac{(e^{j2\omega T}-0{,}912e^{j\omega T}+0{,}670)(-0{,}5625e^{j\omega T}-0{,}4375)+\ldots}{(e^{j2\omega T}-0{,}912e^{j\omega T}+0{,}670)(e^{j2\omega T}-0{,}5625e^{j\omega T}-0{,}4375)+\ldots}$$

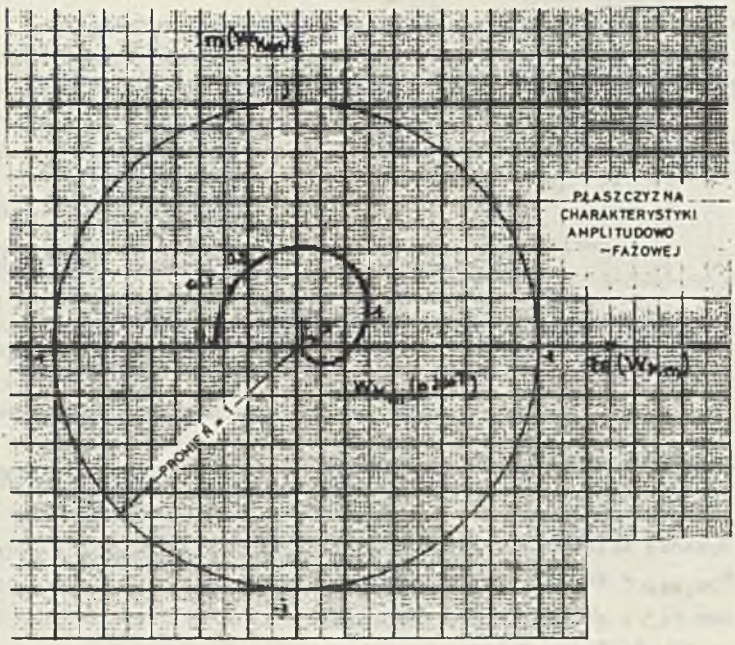
$$\frac{\ldots+(0{,}405e^{j\omega T}+0{,}353)(1{,}1\bar{6}e^{j2\omega T}-1{,}25e^{j\omega T}+0{,}8\bar{3})}{\ldots+(0{,}405e^{j\omega T}+0{,}353)(1{,}1\bar{6}e^{j2\omega T}-1{,}25e^{j\omega T}+0{,}8\bar{3})}$$

$$W_{K_m}(e^{j\omega T}) = \frac{-0{,}0899e^{j3\omega T}-0{,}0188e^{j2\omega T}-0{,}0815e^{j\omega T}+0{,}0008}{e^{j4\omega T}-1{,}0023e^{j3\omega T}+0{,}6515e^{j2\omega T}-0{,}0815e^{j\omega T}+0{,}0008}$$

Charakterystykę amplitudowo-fazową $W_{K_m}(e^{j\omega T})$ pokazano na rys. 4. Warunek

$$\sup_{0\leq \omega T\leq \pi} |W_{K_m}(e^{j\omega T})| < 1$$

jest spełniony. Tak więc jest też spełnione drugie wymaganie kryterium koła.



Rys. 4. Charakterystyka amplitudowo-fazowa do sprawdzania warunku 2a

3. BADANIA MODELOWE MIKROPROCESOROWEGO REGULATORA CYFROWEGO

Przeprowadzono badania własności dynamicznych mikroprocesorowego regulatora cyfrowego o algorytmach:

I. PI

$$u_k = 1{,}125e_k - e_{k-1} + u_{k-1} \tag{6}$$

oraz

II. PID

$$u_k = 6e_k - 5e_{k-1} + 0{,}05 \sum_{i=0}^{k-1} e_i \tag{7}$$

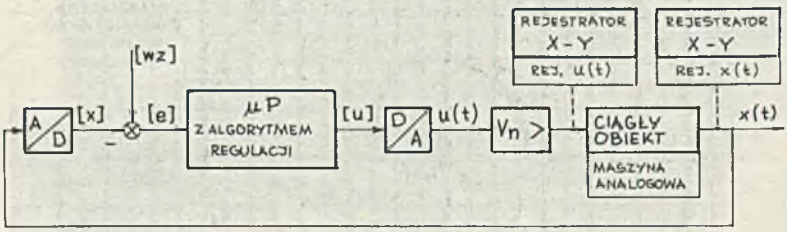
w zamkniętym obwodzie regulacji z obiektem o funkcji przejścia

$$1.\ W_{O1}(s) = \frac{1}{(1+s)(1+2s)} \tag{8}$$

oraz

$$2.\ W_{O2}(s) = \frac{1}{(1+2s)^3} \tag{9}$$

Laboratoryjny model regulatora został zbudowany zgodnie z rys. 1 na µP Intel 8080, natomiast obiekt regulacji był symulowany na maszynie analogowej. Po zestawieniu obwodu regulacji zgodnie z rys. 5 przebadano przebiegi dla różnych wariantów układowych i długościach słów przetworników, których część przytoczono poniżej.



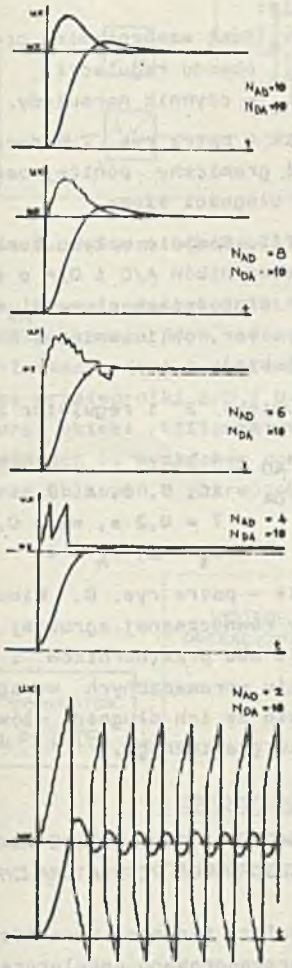
Rys. 5. Schemat blokowy badanego układu regulacji z rzeczywistym regulatorem mikroprocesorowym

I. Badanie wpływu skracania długości słowa przetwornika A/D (N_{AD} = var, $N_{DA} = N_{DA,max}$ = const, obliczenia na $N = 2N_M$ = 16 bit).

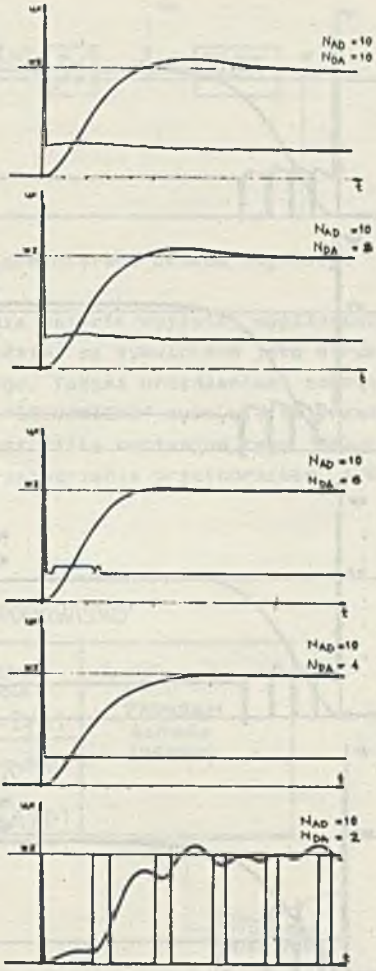
Obiekt "1" i regulator z algorytmem "I"

N_{AD} = 10, 8, 6, 4, 2 bit

N_{DA} = 10 bit, T = 0,25 s, wz = 0,25



Rys. 6. Przebiegi czasowe w układzie wg wariantu I



Rys. 7. Przebiegi czasowe w układzie wg wariantu II

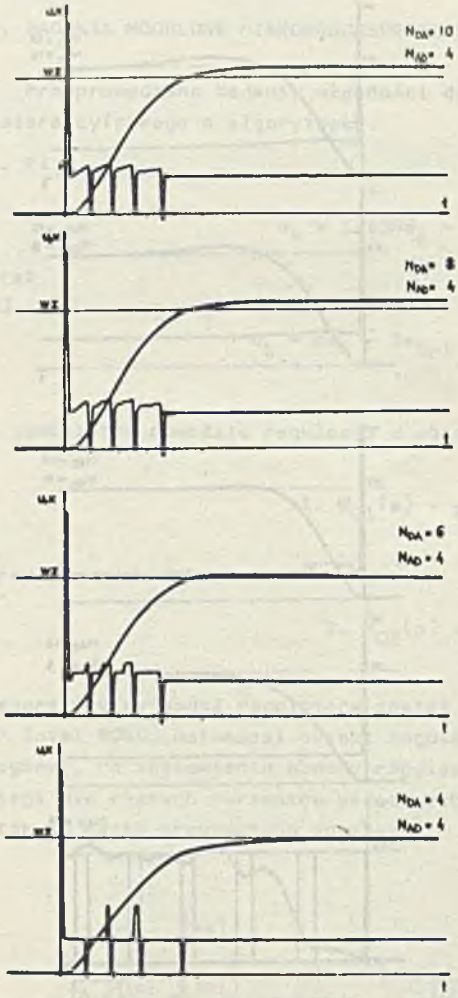
Wynik - patrz rys. 6. Widoczna jest statyczna odchyłka regulacji i cykl graniczny poniżej pewnej, wcześniej oszacowanej długości słowa.

II. Badanie wpływu skracania długości słowa przetwornika D/A (N_{AD} = $N_{AD,max}$ = const, N_{DA} = var, obliczenia na $N = 2N_M = 16$ bit).

Obiekt "2" i regulator z algorytmem "II"

N_{AD} = 10 bit

N_{DA} = 10, 8, 6, 4, 2 bit, T = 0,2 s, wz = 0,5 L_s = 2, V_n = 4.



Rys. 8. Przebiegi czasowe w układzie wg wariantu III

gdzie:

V_n jest wzmocnieniem otwartego obwodu regulacji,

L_s - czynnik normujący.

Wynik - patrz rys. 7. Widoczny jest cykl graniczny poniżej oszacowanej długości słowa.

III. Badanie wpływu kombinacji przetworników A/D i D/A o skróconych długościach słowa N_{AD}=const, N_{DA} = var, obliczenia na $N = 2N_M$ = 16 bit).

Obiekt "2" i regulator z algorytmem "II"

N_{AD} = 4 bit

N_{DA} = 10, 8, 6, 4, 2 bit,

T = 0,2 s, wz = 0,5,

L_s = 2, V_n = 4

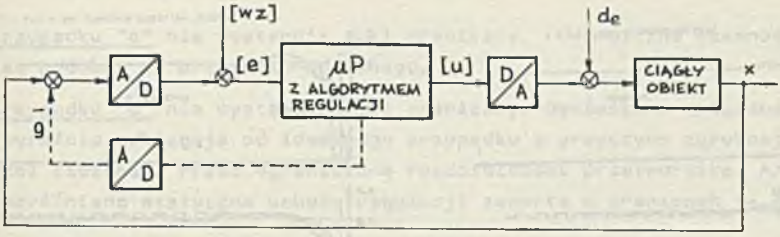
Wynik - patrz rys. 8. Widać, że przy równoczesnej zgrubnej kwantyzacji obu przetworników i spełnieniu wprowadzonych wymagań odnośnie do ich długości słów brak cyklu granicznego.

4. BADANIA SYMULACYJNE MIKROPROCESOROWEGO REGULATORA CYFROWEGO

Dalsze badania własności mikroprocesorowego regulatora cyfrowego przeprowadzono na układzie symulowanym na maszynie cyfrowej ODRA 1305 (rys. 9), złożonym z:

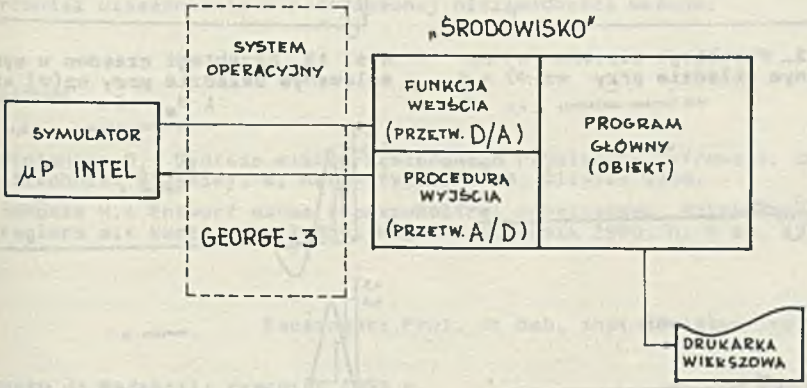
- symulatora mikroporocesora INTEL,
- oddzielnego programu "ŚRODOWISKO".

Symulator pracuje jako program użytkowy w komputerze ODRA 1305. Pozwala on na dokładne śledzenie przebiegu programu w mikroprocesorze docelowym i uruchamianie programu z wykorzystaniem nazw symbolicznych. Dostępny jest za pośrednictwem odpowiednich makroinstrukcji systemu operacyjnego GEORGE-3. Omawiany symulator jest programem, który symuluje zarówno mikroprocesor, jak i współpracującą z nim pamięć. Ażeby z niego skorzystać, wprowadzono program zaprojektowanego wcześniej regulatora w postaci binarnej



Rys. 9. Schemat blokowy symulowanego zamkniętego układu regulacji

do symulowanej pamięci INTEL-a. Urządzenia wejścia/wyjścia, współpracujące z mikroprocesorem w rzeczywistym układzie, są symulowane jako strumienie informacji do i z systemu operacyjnego. Takimi urządzeniami zewnętrznymi są przetworniki A/D i D/A. Program "ŚRODOWISKO" symuluje te przetworniki oraz obiekt regulacji (rys. 10). Jest kilka wariantów tego programu w zależności od wymaganej dokładności przetwarzania przetworników A/D i D/A oraz obliczeń w mikroprocesorze.

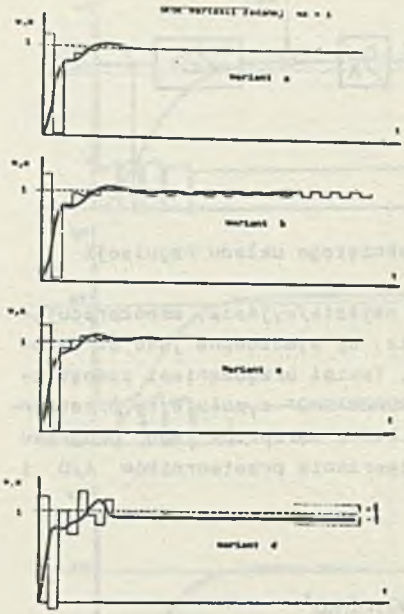


Rys. 10. Schemat współpracy programów symulacji w maszynie cyfrowej

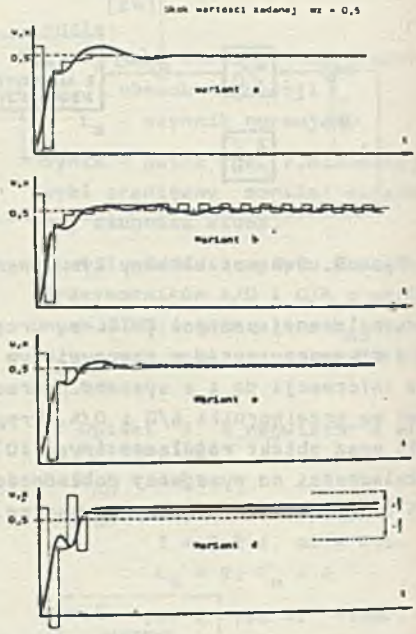
Dla porównania zaprojektowany regulator (7) z zaokrąglonymi współczynnikami był symulowany w 4 wariantach, zgodnie z tablicą 1. Na rys. 11-14 są pokazane niektóre wyniki tych symulacji przy skokowej zmianie jednego z sygnałów pobudzających (wartości zadanej wz lub zakłócenia d_e).

Przypadek "a" - jest to przypadek idealny, z którym będą porównywane inne wyniki.

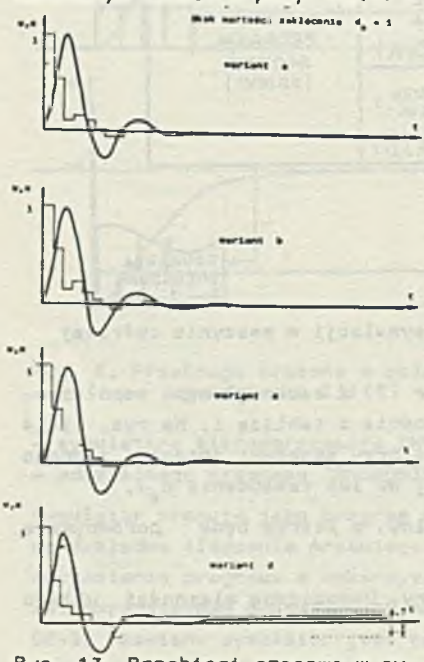
W przypadku "b" występuje cykl graniczny. Dynamiczne własności układu odbiegają od przypadku "a".



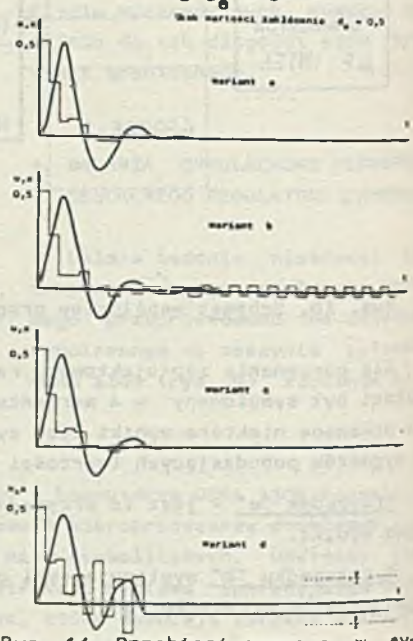
Rys. 11. Przebiegi czasowe w symulowanym układzie przy wz(ϑ) = 1



Rys. 12. Przebiegi czasowe w symulowanym układzie przy wz(ϑ) =0,5 i d_e = 0



Rys. 13. Przebiegi czasowe w symulowanym układzie przy wz(ϑ)= 0 i d_e = 1



Rys. 14. Przebiegi czasowe w symulowanym układzie przy wz(ϑ) = 0 i d_e = 0,5

W przypadku "c" nie występuje cykl graniczny. Dynamiczne własności układu są podobne do przypadku idealnego.

W przypadku "d" nie występuje cykl graniczny. Dynamiczne własności układu wyraźnie odbiegają od idealnego przypadku z przyczyny zgrubnej dokładności liczenia. Przez ograniczoną rozdzielczość przetwornika A/D nie będą rozróżniane statyczne uchyby regulacji zawarte w granicach $(-\frac{q}{2}, \frac{q}{2})$.

5. WNIOSKI I UWAGI KOŃCOWE

Udowodniono, że regulator cyfrowy na ośmiobitowym mikroprocesorze może pracować bez cyklu granicznego przy prowadzeniu obliczeń w arytmetyce stałoprzecinkowej oraz przy współpracy z przetwornikami A/D i D/A również o małej zdolności rozdzielczej. Praktyczne badania wykazały, że układ regulacji z ww. regulatorem i obiektami pewnej klasy dla wybranych algorytmów sterowania pracuje prawidłowo. Umożliwia to używanie mikroprocesorów o małej długości słowa do realizacji regulatorów cyfrowych, prostych w konstrukcji i na tyle tanich, aby ich konkurencyjność ekonomiczna znalazła również uzasadnienie w podwyższonej niezawodności układu.

LITERATURA

[1] Stojanowa S.: Synteza mikroprocesorowego regulatora cyfrowego. ZN Politechniki Śląskiej, s. Automatyka, nr 73, Gliwice 1984.

[2] Schütze H.: Entwurf eines frenzzykelfrei arbeitenden Mikroprozessorreglers mit kurzer Wortlange. Regelungstechnik 1980, H. 5 ss. 157-163

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Zdzisław Trybalski

Wpłynęło do Redakcji: czerwiec 1983 r.

МОДЕЛЬНЫЕ И ИМИТАЦИОННЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ МИКРОПРОЦЕССОРНОГО ЦИФРОВОГО РЕГУЛЯТОРА

Р е з ю м е

Обсуждено проектирование и конструкцию цифрового регулятора, построенного при исследовании микропроцессора с коротким словом, работающего устойчиво в контуре регулирования. Экспериментальным методом проверено работу действительного контура, реализованного на таком микропроцессоре. Представлены также результаты исследований цифровой модели контура регулирования, для которой обсуждено влияние разностей длины слова в аналогово-цифровом, цифрово-аналоговом преобразователях и микропроцессоре.

TESTING OF MODEL AND COMPUTER SIMULATION
OF MICROPROCESSOR BASED DIGITAL CONTROLLER

S u m m a r y

The designing process and structure of the digital controller based on the short-word microprocessor are presented. The controller ensures the stable operation of the error-actuated control system. The testing results of real system based on such microprocessor are described. The testing results of digital model of the control system are enclosed. This model enables analysis of the effect in the word-lenght differences for the ADC, DAC and microprocessor.