

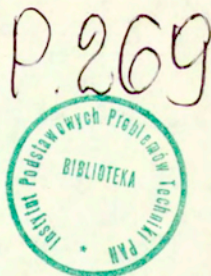
7.71 — ogólna teoria układów
mechanicznych



Zofia Kowalska

KOMPUTEROWE STEROWANIE
MANIPULATORÓW
ZE SPRZĘŻENIEM ZWROTNYM

39/90



WARSZAWA 1990

<http://rcin.org.pl>

Praca wpłynęła do Redakcji dnia 7 czerwca 1990 r.



56793



N a p r a w a c h r ę k o p i s u

Instytut Podstawowych Problemów Techniki PAN

Nakład 100 egz. Ark.wyd. 1,2 Ark.druk.1,5
Oddano do drukarni we wrześniu 1990 r.

Nr zamówienia 307/90

Warszawska Drukarnia Naukowa, Warszawa,
ul.Śniadeckich 8

KOMPUTEROWE STEROWANIE MANIPULATORÓW ZE SPRZĘZENIEM ZWROTNYM

Streszczenie

Omówiono postać modelu (równań różniczkowych) i własności dynamiczne manipulatora bez układu regulacji oraz manipulatora pracującego w układzie zamkniętym z analogowym sprzężeniem zwrotnym. Podano równania różniczkowe dla trzech wariantów układu sterowania, m.in. dla układu z wbudowanym w pętlę sprzężenia analogowym modelem mechanizmu.

W wypadku zastosowania sterowania cyfrowego, zrealizowanego za pomocą komputera ewentualnie jednego lub kilku mikroprocesorów, przedstawione modele analogowe nie są w pełni adekwatne, ponieważ nie uwzględniają wielu czynników mających wpływ na dynamikę układu. Chodzi tu o takie czynniki, jak: dyskretyzacja i kwantyzacja sygnałów sterujących, wejściowych i wyjściowych, opóźnienia czasowe w pętli sprzężenia zwrotnego, błędy zaokrągleń wyników obliczeń numerycznych. Odpowiednim narzędziem badania dynamiki układów ze sterowaniem cyfrowym jest natomiast symulacja komputerowa.

W pracy przedstawiono wyniki badań symulacyjnych stabilności ruchu manipulatora o 2 stopniach swobody w zależności od częstotliwości próbkowania sygnałów, czasu opóźnienia w pętli sprzężenia zwrotnego oraz różnic między wartościami parametrów obiektu i parametrami modelu w pętli sprzężenia zwrotnego.

Model mechanizmu manipulatora

W typowym rozwiązaniu konstrukcyjnym człony manipulatora tworzą prosty, szeregowy łańcuch kinematyczny. Na ogół każdy węzeł manipulatora ma jeden stopień swobody. W zależności od charakteru względnego ruchu członów w węzle rozróżnia się węzły obrotowe i przesuwne. Względny ruch członów w każdym węzle mechanizmu jest realizowany za pomocą oddzielnego napędu.

Model matematyczny mechanizmu o podanej wyżej strukturze kinematycznej, złożonego z n sztywnych członów ma następującą postać [1]:

$$(1) \quad M(q)\ddot{q} + V(q, \dot{q}) + G(q) + F(q, \dot{q}) = P,$$

gdzie:

- q - wektor względnych przemieszczeń członów w węzłach, o wymiarze $n \times 1$ (współrzędne wektora q stanowią zbiór współrzędnych uogólnionych),
- $M(q)$ - macierz bezwładności o wymiarze $n \times n$,
- $V(q, \dot{q})$ - wektor członów modelu wynikających z działania sił odśrodkowych i przyspieszenia Coriolisa, o wymiarze $n \times 1$,
- $G(q)$ - wektor członów modelu wynikających z działania sił ciężkości, o wymiarze $n \times 1$,
- $F(q, \dot{q})$ - wektor członów modelu wynikających z działania sił tarcia, o wymiarze $n \times 1$,
- P - wektor sił (momentów) napędowych działających w węzłach, o wymiarze $n \times 1$.

Programowanie i sterowanie manipulatorów

Mozna wyróżnić dwa główne sposoby programowania i sterowania manipulatorów:

1. Programowanie polegające na zadawaniu kolejnych pozycji manipulatora, bez podawania trajektorii ruchu między tymi pozycjami.
2. Programowanie polegające na dokładnym określeniu trajektorii ruchu przez podanie wartości względnych przemieszczeń członów w węzłach w funkcji czasu ewentualnie położenia i orientacji chwytaka w przestrzeni w funkcji czasu lub przebiegów czasowych innych współrzędnych określających jednoznacznie pozycje manipulatora.

W 1. przypadku wstępne przemieszczenie manipulatora do zadanej pozycji może być realizowane w układzie otwartym, np. ze sterowaniem typu bang-bang (czyli maksymalne przyspieszenie i maksymalne hamowanie), po którym następuje właściwe pozycjonowanie w układzie ze sprzężeniem zwrotnym proporcjonalnym. Ten sposób programowania i sterowania, określany jako "punkt po punkcie" (point to point), stosuje się w prostszych manipulatorach.

W manipulatorach o wyższym poziomie technologicznym stosuje się programowanie opisane w punkcie 2., określane w literaturze specjalistycznej jako programowanie "ciągłej trajektorii" (continuous

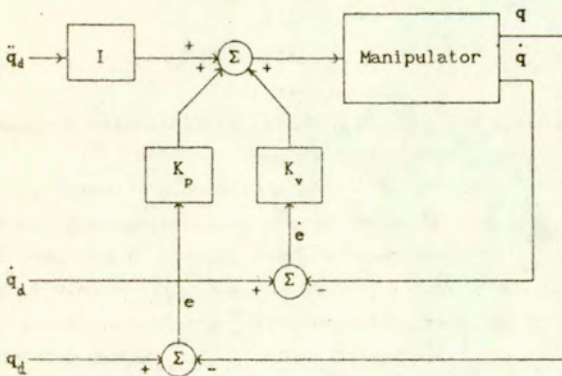
path). Śledzenie zadanej trajektorii jest realizowane w układzie sterowania programowego ze sprzężeniem zwrotnym. Sygnały wejściowe układu sterowania, tzn. zadawane w czasie rzeczywistym chwilowe, nominalne wartości współrzędnych manipulatora, są na ogół generowane za pomocą komputera przez programy obsługujące wyższe poziomy sterowania manipulatora, tj. sterowanie strategiczne i taktyczne.

Równania różniczkowe opisujące ruch manipulatora - zapisane w postaci (1) - są silnie nieliniowe. Między równaniami układu występują silne wzajemne sprzężenia. W układzie programowego sterowania manipulatora sygnały wejściowe są szybkozmiennymi funkcjami czasu. Wszystkie wymienione czynniki sprawiają, że synteza algorytmu sterowania manipulatora jest bardzo trudnym problemem teoretycznym i technicznym, w szczególności dlatego, że ze względu na silną nieliniowość układu (1) niemożliwe jest bezpośrednio zastosowanie bardzo dobrze opracowanych - w teorii i w praktyce - metod syntezy sterowania układów liniowych.

W większości nowoczesnych manipulatorów stosuje się cyfrowe układy sterowania ruchem członów w węzłach. Sterowanie cyfrowe jest realizowane za pomocą kilku mikroprocesorów (jeden mikroprocesor na każdy węzeł manipulatora) lub za pomocą jednego dużego komputera.

Równania różniczkowe analogowych układów sterowania

W wielu produkowanych obecnie manipulatorach stosuje się cyfrowe układy sterowania programowego o strukturze przedstawionej na rys.1.



Rys. 1.

Przyjęto następujące oznaczenia:

q_d - wektor zaprogramowanych współrzędnych manipulatora,

e - wektor uchybów, czyli wektor różnic między współrzędnymi zaprogramowanymi a współrzędnymi rzeczywistymi,

K_p, K_v - diagonalne macierze stałych współczynników.

W schemacie przedstawionym na rysunku pominięto elementy występujące we wszystkich układach sterowania cyfrowego, takie jak: przetworniki analogowo-cyfrowe (A/D) i cyfrowo-analogowe (D/A), analogowe filtry sygnałów wyjściowych, zegar synchronizujący pracę całego układu. Układ na rys.1 należy traktować jako analogowy odpowiednik układu cyfrowego.

Analiza własności dynamicznych cyfrowych układów sterowania obiektów nieliniowych jest bardzo trudna. Dlatego we wstępnej analizie własności dynamicznych różnych wariantów układów sterowania cyfrowego zakładać się będzie, że częstotliwość próbkowania jest dostatecznie duża, aby można było poprawnie wnioskować o dynamice układu cyfrowego na podstawie analizy jego analogowego odpowiednika.

Model matematyczny układu zamkniętego przedstawionego na rys.1 można zapisać w następującej postaci:

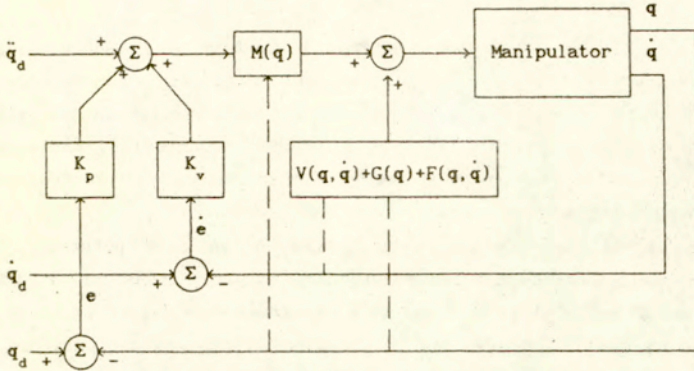
$$(2) \quad \ddot{e} + K_v \dot{e} + K_p e = (M-I)\ddot{q} + V + G + F.$$

Z punktu widzenia skuteczności tłumienia zakłóceń zewnętrznych i uchybów początkowych postać równania (2) nie jest korzystna. Z równania (2) wynika, że nawet przy braku zakłóceń zewnętrznych i przy zerowych warunkach początkowych:

$$e(0) = 0, \quad \dot{e}(0) = 0,$$

uchyby $e(t)$ nie dążą do zera, ponieważ ruch manipulatora sam w sobie stanowi rodzaj zakłócenia zmiennego w czasie.

Bardzo szybki w ostatnich latach rozwój technologii komputerowej stanowi impuls do poszukiwania bardziej złożonych, wymagających większej mocy obliczeniowej lecz równocześnie skuteczniejszych algorytmów sterowania manipulatorów. Jedną z koncepcji zakłada wbudowanie modelu komputerowego manipulatora do pętli sprzężenia zwrotnego. Przykładem układu sterowania "opartego" na modelu (model based control) jest układ przedstawiony na rys.2.



Rys.2.

Przy założeniu, że struktura i parametry modelu wbudowanego do petli sprzężenia zwrotnego są idealnie zgodne ze strukturą i parametrami manipulatora, równania opisujące działanie układu zamkniętego mają następującą postać:

$$(3) \quad \ddot{e} + K_v \dot{e} + K_p e = M^{-1} P_z,$$

gdzie:

P_z - wektor zakłóceń zewnętrznych (sił lub momentów działających w węzłach).

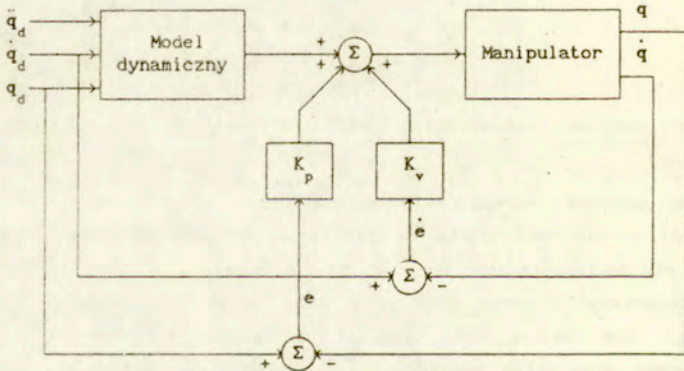
Sprzężenie zwrotne o strukturze przedstawionej na rys.2 ma tę zaletę, że równania (3) układu zamkniętego są liniowe i wzajemnie niesprzężone w przypadku, gdy zakłócenia zewnętrzne P_z są równe zero. W takim przypadku uchyb zakłóceńowy i uchyb nadania (za ruchem programowym) i-tej współrzędnej nie zależy od wartości elementów macierzy K_v , K_p odpowiadających pozostałym współrzędnym, co umożliwia racjonalny wybór wartości parametrów K_v , K_p .

W praktyce niemożliwe jest spełnienie przyjętego wcześniej założenia, że parametry modelu są równe parametrom obiektu. Dla odróżnienia od macierzy obiektu M , V , G , F (por. równanie (1)) oznaczmy macierze modelu przez \hat{M} , \hat{V} , \hat{G} , \hat{F} . Jeśli na obiekt nie działają zakłócenia zewnętrzne, to równanie układu zamkniętego ma postać [1]:

$$(4) \quad \ddot{e} + K_v \dot{e} + K_p e = \hat{M}^{-1} [(M - \hat{M})\ddot{q} + (V - \hat{V}) + (G - \hat{G}) + (F - \hat{F})].$$

Różnice między parametrami modelu i obiektu powodują, że równania układu zamkniętego stają się równaniami nieliniowymi i wzajemnie sprzęzonymi. Wpływ niezgodności parametrów modelu i obiektu na przebieg uchybów $e(t)$ jest trudny do oszacowania wyłącznie na podstawie równania (4), konieczna jest symulacja dla konkretnych wartości parametrów i konkretnych zaprogramowanych trajektorii ruchu.

Równania (3),(4) wprowadzono przy założeniu, że czas potrzebny na obliczenie modelu, czyli obliczenie elementów macierzy M, V, G, F jest pomijalnie mały. Mówiąc ściślej chodzi tu o obliczanie macierzy $\hat{M}, \hat{V}, \hat{G}, \hat{F}$ - o ile wprowadza się to rozróżnienie. W przypadku sterowania manipulatora o dużej liczbie stopni swobody i przy obecnym poziomie techniki komputerowej to założenie nie wydaje się być całkowicie uzasadnione i wymaga weryfikacji. Można oczekiwać, że opóźnienie w pętli sprzężenia zwrotnego, będące rezultatem skończonej szybkości obliczeń modelu, zmienia w sposób istotny własności dynamiczne układu, a w szczególności powoduje niestabilność układu sterowania.



Rys. 3.

Na rys.3 przedstawiono inny wariant układu sterowania, którego działanie zależy w mniejszym stopniu lub nie zależy wcale od szybkości obliczeń modelu. Model obiektu znajduje się w tym wypadku poza pętlą sprzężenia zwrotnego. Wartości elementów macierzy M, V, G, F są obliczane dla przemieszczeń i prędkości zaprogramowanych q_d, \dot{q}_d , a nie dla wartości rzeczywistych q, \dot{q} , jak w układzie na rys.2. Wartości elementów macierzy

modelu nie muszą być obliczane w czasie rzeczywistym, mogą być wyznaczone wcześniej i zapisane w pamięci komputera.

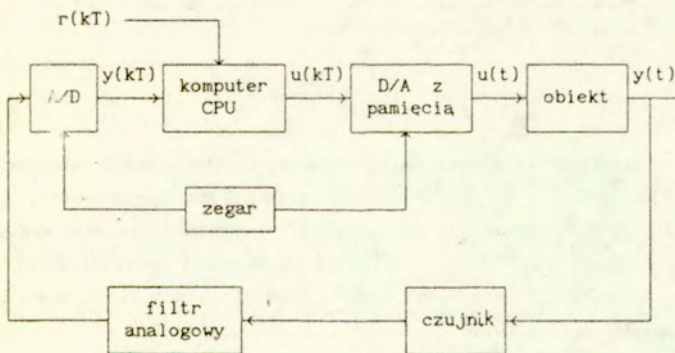
Równania opisujące działanie układu zamkniętego przedstawionego na rys.3 mają następującą postać [1]:

$$(5) \quad \ddot{e} + M^{-1}(q)K_v \dot{e} + M^{-1}(q)K_p e = 0 .$$

Quasi-statyczne bieguny układu (5) zmieniają się w zależności od chwilowej pozycji manipulatora. Pod tym względem układ na rys.2 - który ma stałe bieguny - jest lepszy od układu na rys.3. Na podstawie równania (5) można jednak dobrać wzmocnienia K_p , K_v tak, aby niezależnie od chwilowej pozycji manipulatora quasi-statyczne bieguny układu znajdowały się w przyjętym dopuszczalnym obszarze.

Równania (2)+(5) wyprowadzono pomijając wpływ wszystkich czynników wynikających ze stosowania cyfrowych regulatorów. Stanowią one tylko punkt wyjścia do analizy własności dynamicznych układów cyfrowych odpowiadających układom na rys.1,2,3.

Cyfrowe układy sterowania ze sprzężeniem zwrotnym

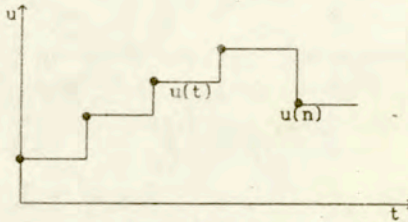


r - sygnał wejściowy (odniesienia),
 y - sygnał wyjściowy,
 u - sygnał sterujący urządzeniem wykonawczym

Rys. 4.

Na rys.4 przedstawiono schemat ideowy cyfrowego układu sterowania ze sprzężeniem zwrotnym [2]. Pracę układu synchronizuje zegar sterujący

przetwornikiem analogowo-cyfrowym (A/D) i cyfrowo-analogowym (D/A). Przetwornik A/D próbuje w stałych odstępach czasu T sygnał wyjściowy analogowego filtra. Przetwornik zamienia poziom napięcia wejściowego na słowo maszynowe. Często stosowane są przetworniki 8-bitowe, które w wypadku zastosowania arytmetyki stałoprzecinkowej kwantyzują sygnały analogowe z dokładnością 0,4% pełnego zakresu. Przetwornik D/A przekształca słowa maszynowe na impulsy napięcia i wygładza te impulsy tak, aby sygnał $u(t)$ sterujący urządzeniem wykonawczym był sygnałem ciągłym. Najczęściej stosowane jest wygładzanie typu ZOH (Zero Order Hold). Zasada tego wygładzania zilustrowano rys.5. Wygładzanie ZOH polega na tym, że w odcinkach czasu między dwoma kolejnymi momentami próbkowania sygnał ma stałą wartość.



Rys.5.

W układach sterowania cyfrowego stosuje się dolnoprzepustowe filtry analogowe sygnału wyjściowego $y(t)$, które eliminują lub zmniejszają niekorzystny efekt próbkowania nazywany podszywaniem (aliasing). Jeśli sygnał $y(t)$ zawiera składową harmoniczną o częstotliwości większej od częstotliwości $2xf_s$ (gdzie f_s oznacza częstotliwość próbkowania), to próbkowanie sygnału powoduje, że na wyjściu przetwornika A/D występuje szum odpowiadający sygnałowi harmonicznemu o niższej częstotliwości (np. próbkowanie sygnału o częstotliwości 60 Hz z częstotliwością f_s równą 50 Hz powoduje szum o częstotliwości 10 Hz).

Dyskretyzacja i kwantyzacja sygnałów $y(t)$, $u(t)$, opóźnienia czasowe wynikające ze skończonej szybkości obliczeń, kumulujące się błędy zaokrągleń wyników komputerowych operacji (istotne w przypadku zastosowania mikroprocesorów o krótkim słowie maszynowym) i wreszcie wspomniane wcześniej podszywanie powodują, że własności dynamiczne układów cyfrowych mogą znacznie różnić się od własności dynamicznych ich analogowych odpowiedników, w szczególności cyfrowa wersja stabilnego układu analogowego może okazać się niestabilna.

Teoretyczna analiza stabilności cyfrowych układów sterowania manipulatorów jest bardzo trudna. W przypadku sterowania obiektu nieliniowego niemożliwe jest zbudowanie dokładnego dyskretnego modelu matematycznego w postaci układu równań różnicowych. Gdyby znane były dokładne rozwiązania układu (1) dla zadanych warunków początkowych i sił P przedziałami stałych, teoretycznie można byłoby zbudować dokładny model dyskretny układu sterowania manipulatora, choć i tak ze względu na ogromną złożoność przekształceń wykonanie tego "recznie" byłoby praktycznie niemożliwe. Nieznane rozwiązanie układu (1) można zastąpić rozwiązaniem przybliżonym, ale wtedy model dyskretny jest również modelem przybliżonym.

Z wymienionych powodów wydaje się, że jedynym możliwym do zastosowania w praktyce sposobem analizy dynamiki cyfrowych układów sterowania manipulatorów jest symulacja cyfrowa.

Wychodząc z tego założenia opracowano pakiet procedur umożliwiających komputerową symulację działania różnych wariantów układów sterowania manipulatorów. Procedury obliczania elementów macierzy M, V, G, F (oraz $\hat{M}, \hat{V}, \hat{G}, \hat{F}$) wywoływane podczas symulacji podukładów opisanych na rys.1,2,3 jako: *Manipulator*, *Model dynamiczny* oraz $M, V+G+F$ umożliwiają wyznaczenie elementów macierzy modelu dla dowolnego manipulatora z członami sztywnymi tworzącymi otwarte, proste, szeregowo łańcuchy kinematyczne. Zastosowano metodę komputerowej syntezy równań manipulatorów opracowaną przez Vukobratovica i Stepanenka [3].

Badania symulacyjne ruchu manipulatora o 2 stopniach swobody

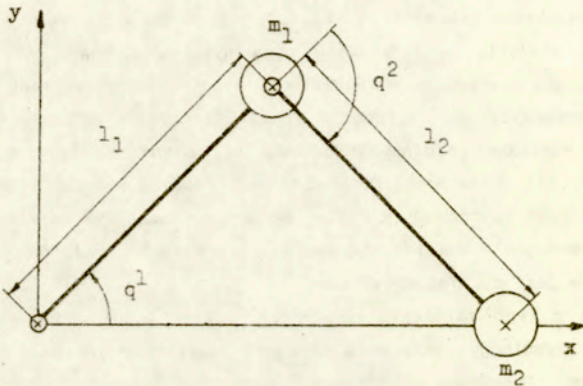
Przeprowadzono badania symulacyjne stabilności ruchu bardzo prostego manipulatora o 2 stopniach swobody z dwoma węzłami obrotowymi (rys.6).

W modelu fizycznym przyjęto, że masy: $m_1=2$ kg, $m_2=1$ kg są skupione na końcach nieważkich pretów o długości $l_1=1$ m, $l_2=2$ m. Jako ruch programowy przyjęto przemieszczenie manipulatora od stanu początkowego w chwili $t_0=0$ s, określonego przez następujące wartości współrzędnych:

$$q_d^1(t_0)=\pi/4, \quad q_d^2(t_0)=\pi/2, \quad \dot{q}_d^1(t_0)=0, \quad \dot{q}_d^2(t_0)=0$$

do stanu końcowego w chwili $t_k=1$ s:

$$q_d^1(t_k)=0, \quad q_d^2(t_k)=0, \quad \dot{q}_d^1(t_k)=0, \quad \dot{q}_d^2(t_k)=0$$



Rys. 6

Programowe przyspieszenia $\ddot{q}_d^1(t)$, $\ddot{q}_d^2(t)$ dobrano tak, aby środek masy m_2 poruszał się przez cały czas wzdłuż osi x . Przyjęto, że przyspieszenia $\ddot{q}_d^1(t)$, $\ddot{q}_d^2(t)$ są stałe w przedziałach czasu od 0 do 0,5 s i od 0,5 do 1 s. Dla $t > 1$ manipulator powinien pozostać nieruchomy w położeniu końcowym określonym wyżej.

Symulowano ruch manipulatora w przedziale czasu od 0 do 2 s pracującego w układzie zamkniętym o strukturze przedstawionej na rys.2. Wyniki symulacji przedstawiono w postaci wykresów przebiegów czasowych współrzędnej x położenia środka ciężkości masy m_2 . Rys.7 ilustruje zależność uchybów nadania $e_x(t)$ (za ruchem programowym) współrzędnej x w zależności od wartości parametrów K_p , K_v w przypadku, gdy wartości rzeczywiste mas m_1 , m_2 manipulatora są większe od nominalnych przyjętych w modelu i wynoszą odpowiednio: $m_1 = 2,2$ kg, $m_2 = 1,1$ kg. Krzywa a jest wykresem ruchu programowego. Krzywe b, c, d wyznaczono dla zerowych wartości początkowych uchybów e i ich pochodnych:

$$e_1(0) = 0, \quad e_2(0) = 0, \quad \dot{e}_1(0) = 0, \quad \dot{e}_2(0) = 0$$

oraz dla okresu próbkowania $T = 0,01$ s i czasu opóźnienia w pętli sprzężenia zwrotnego $\tau = 0,01$ s. Przyjęto następujące wartości elementów diagonalnych

macierzy K_p , K_v :

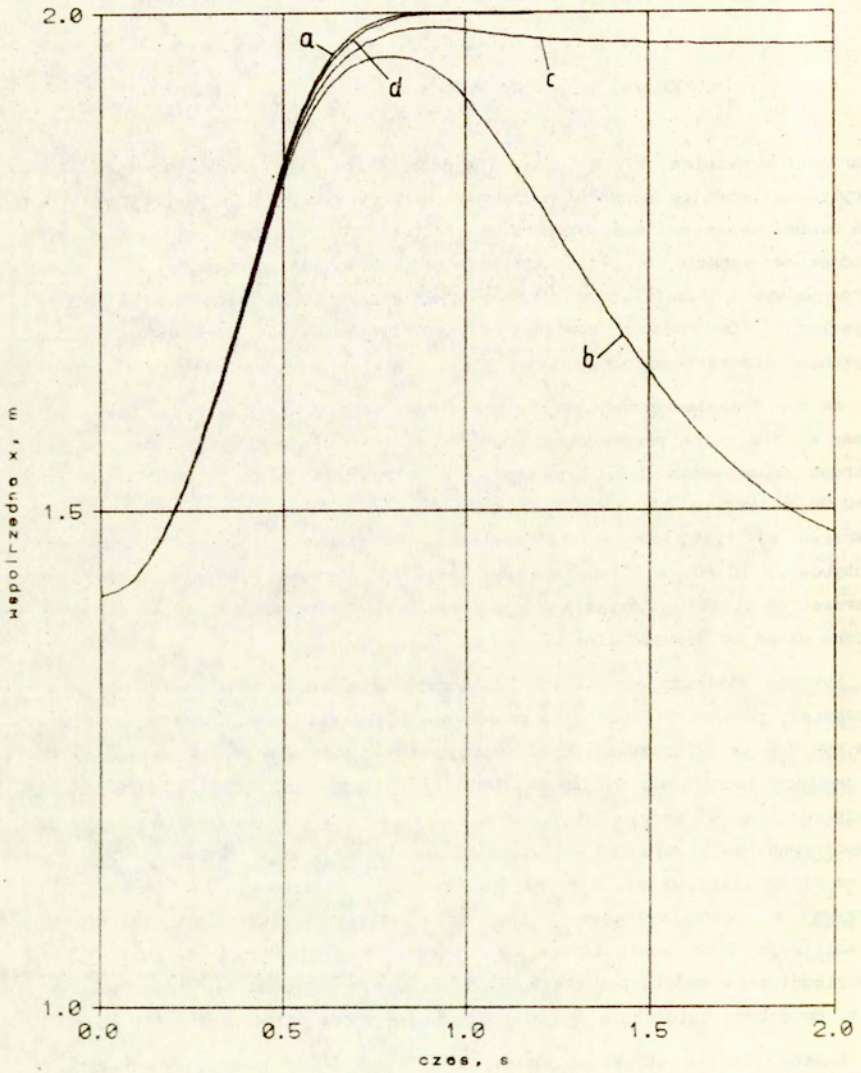
1. $k_p^1 = k_p^2 = 1 \text{ 1/s}^2$, $k_v^1 = k_v^2 = 2 \text{ 1/s}$, dla krzywej b;
2. $k_p^1 = k_p^2 = 10 \text{ 1/s}^2$, $k_v^1 = k_v^2 = 6.23 \text{ 1/s}$, dla krzywej c;
3. $k_p^1 = k_p^2 = 100 \text{ 1/s}^2$, $k_v^1 = k_v^2 = 20 \text{ 1/s}$, dla krzywej d.

Wartości wzmocnień k_p^1 , k_p^2 dla $i=1,2,3$ dobrano tak, aby uzyskać aperiodyczny krytyczny przebieg uchybów nadążania dla przypadku, gdy parametry obiektu są równe parametrom modelu (porównaj równanie (3)). Uznano, że wzmocnienia podane w punkcie 3. (dla krzywej d) zapewniają nadążanie za ruchem programowym z zadowalającą dokładnością. Przedstawione na rys.8+12 wyniki symulacji dla różnych wartości okresu próbkowania i czasu opóźnienia wykonano dla wartości wzmocnień k_p^1 , k_p^2 , k_v^1 , k_v^2 podanych w punkcie 3.

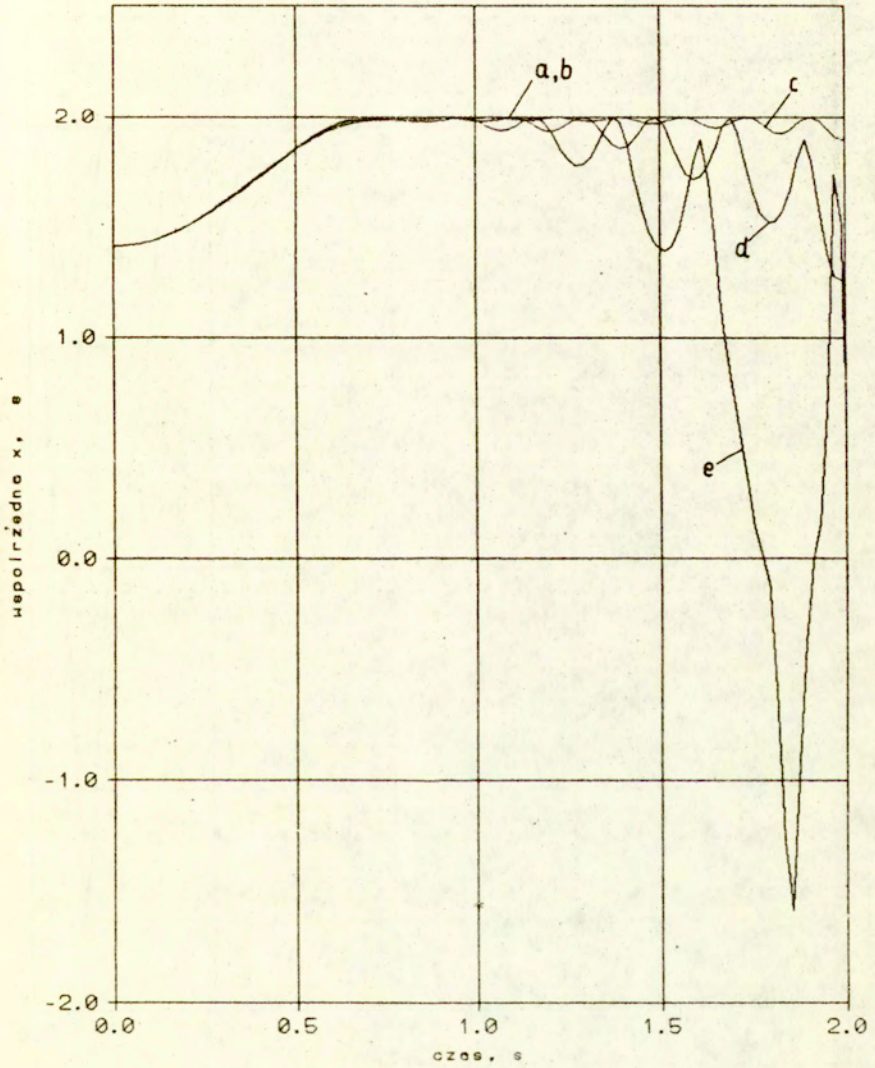
Na rys.8 zamieszczono wykresy przebiegów współrzędnej x środka ciężkości masy m_2 dla ruchu programowego (krzywa a) oraz dla ruchu symulowanego dla okresu próbkowania $T=0,01$ s oraz dla 4 różnych wartości opóźnienia τ : $\tau=0,05$ s (krzywa b), $\tau=0,08$ s (krzywa c), $\tau=0,09$ s (krzywa d), $\tau=0,1$ s (krzywa e). Przyjęto zerowe wartości początkowe uchybów i pochodnych uchybów: $e_1(0)=0$, $e_2(0)=0$, $\dot{e}_1(0)=0$, $\dot{e}_2(0)=0$. Parametry modelu były równe parametrom obiektu. Krzywe a i b pokrywają się, a zatem opóźnienie $\tau=0,05$ s można uznać za dopuszczalne.

Wykresy zamieszczone na rys.9 wykonano dla czasu opóźnienia $\tau=0,1$ s. Pozostałe parametry i wartości początkowe były takie same, jak dla wykresów na rys.8 z tą tylko różnicą, że w przypadku wykresów na rys.9 założono, że w węzłach mechanizmu występuje tłumienie wiskotyczne, które nie zostało uwzględnione w modelu. Wyznaczono krzywe dla następujących wartości współczynników tłumienia wiskotycznego w węzłach: $c_1=c_2=0$ Nms (krzywa b), $c_1=c_2=1$ Nms (krzywa c), $c_1=c_2=2$ Nms (krzywa d), $c_1=c_2=10$ Nms (krzywa e). Krzywa a jest wykresem ruchu programowego. Tłumienie wiskotyczne stabilizuje ruch manipulatora, chociaż z drugiej strony tłumienie nie uwzględnione w modelu powiększa uchyb nadążania w przedziale czasu od 0 do 1 s, co dobrze uwidacznia przebieg krzywej e w tym przedziale czasu.

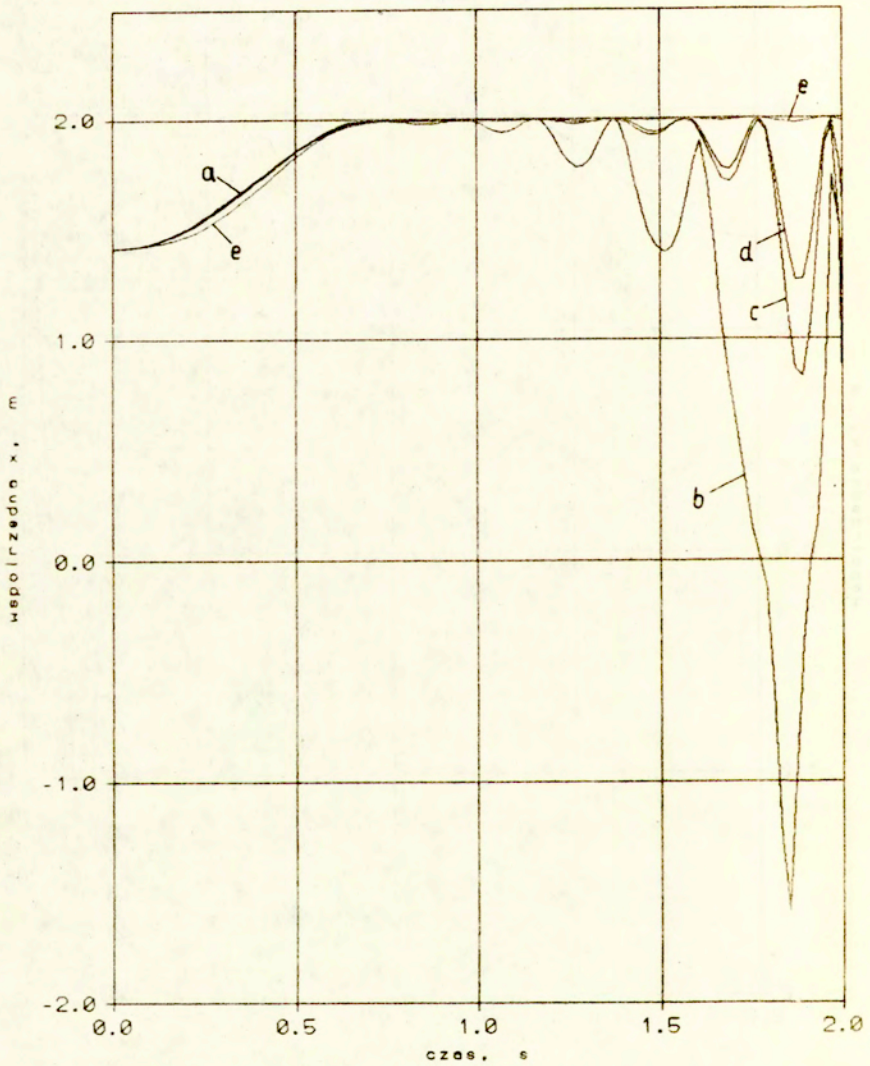
Badano również stabilność ruchu w zależności od okresu próbkowania T (rys.10). Wyznaczono wykresy dla następujących wartości okresu próbkowania T : $T=0,04$ s (krzywa b), $T=0,05$ s (krzywa c), $T=0,055$ s (krzywa d), $T=0,058$ s (krzywa e). W każdym przypadku przyjęto, że czas opóźnienia τ jest równy



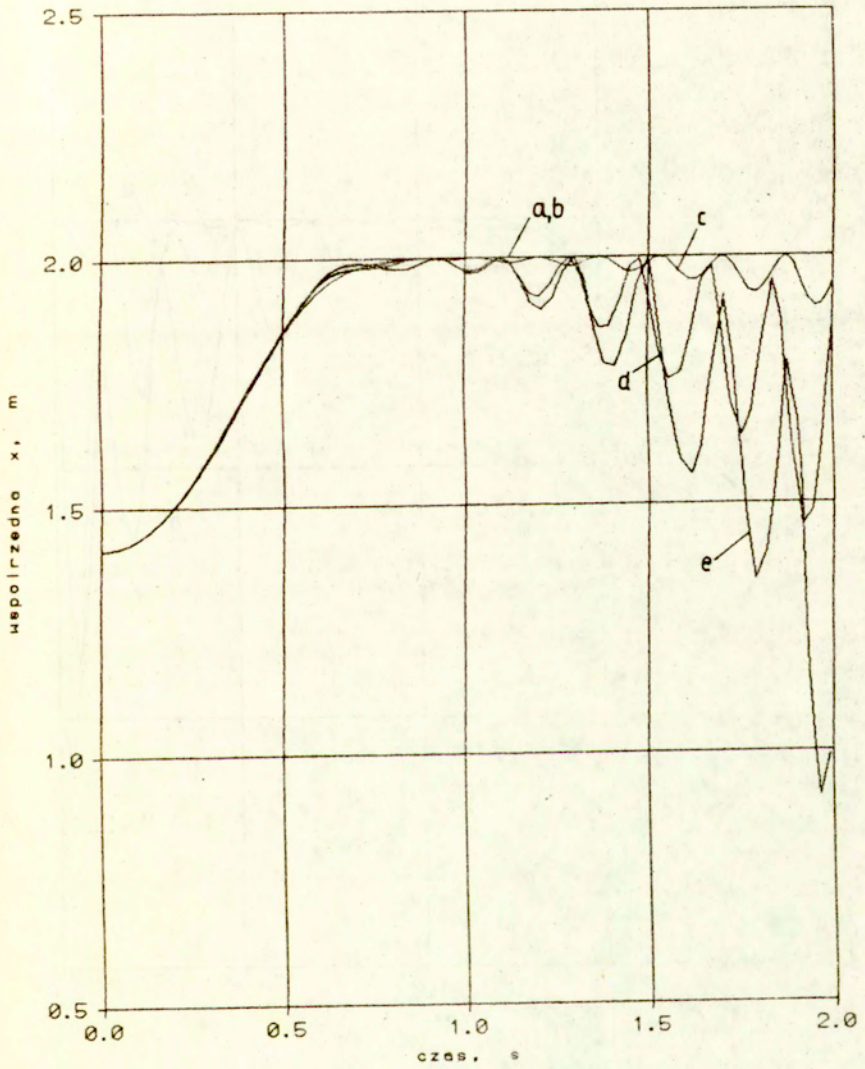
Rys.7



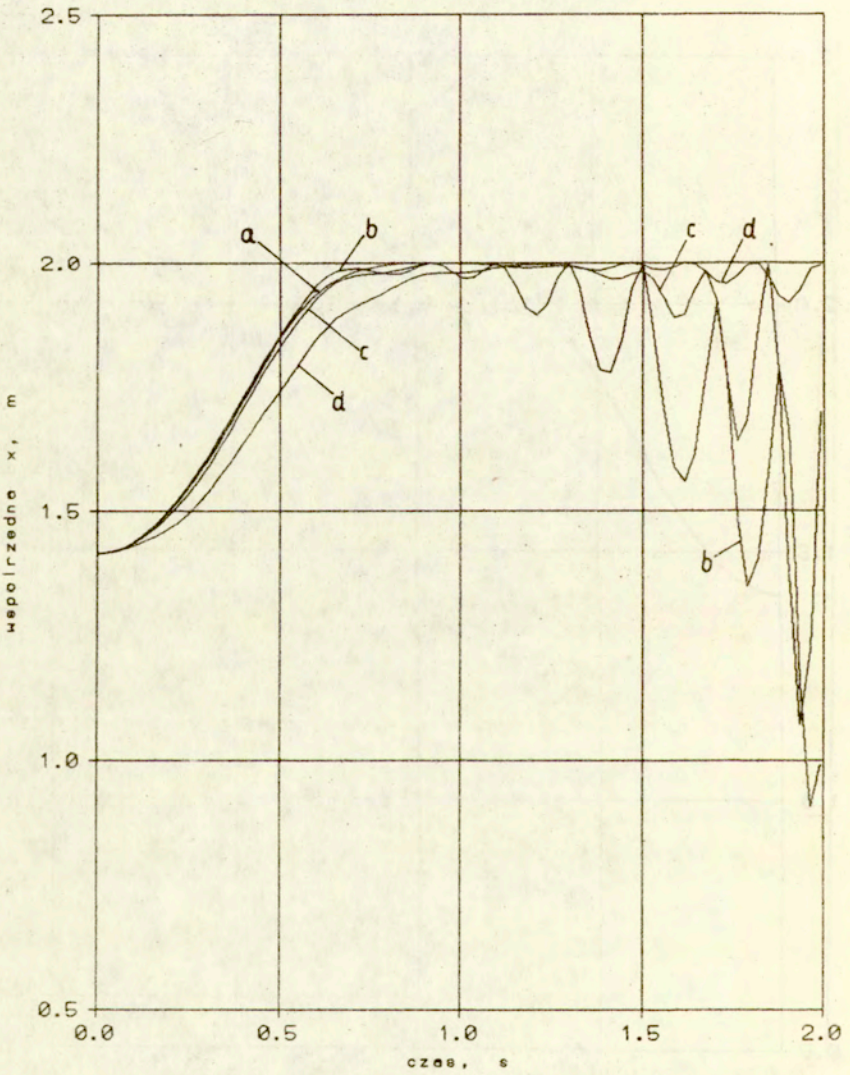
Rys.8



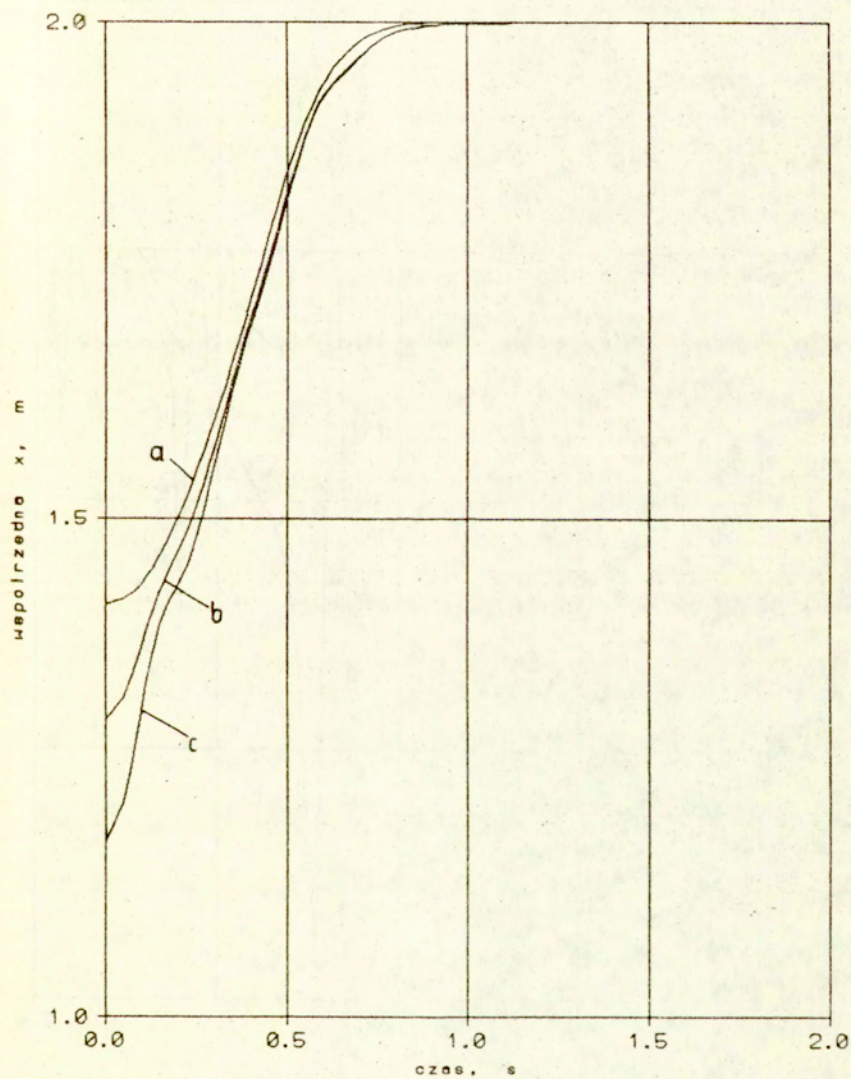
Rys.9



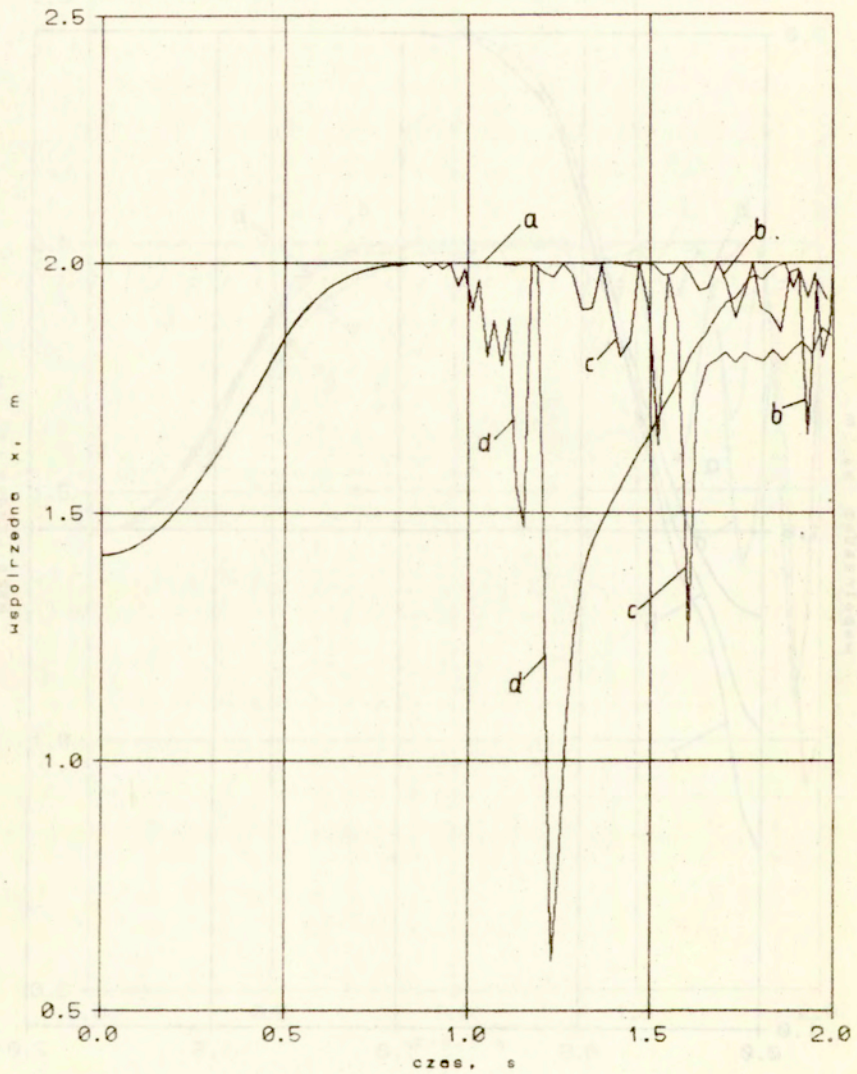
Rys.10



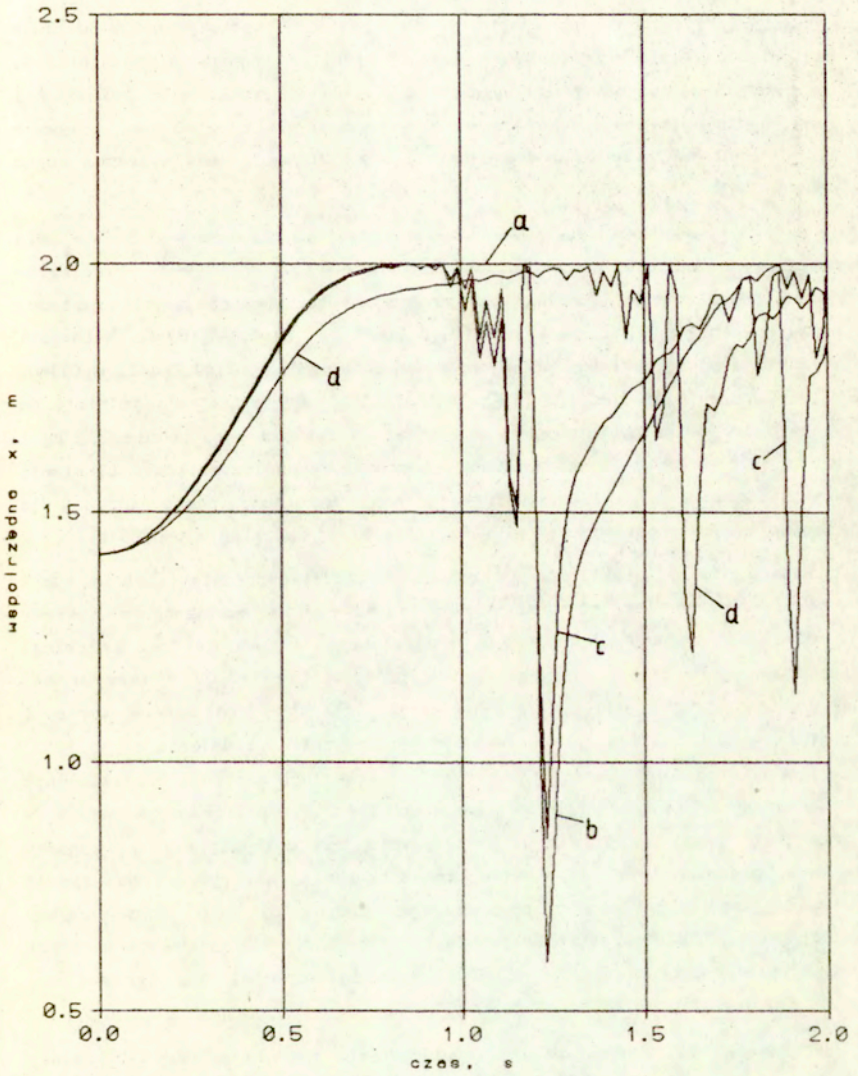
Rys.11



Rys.12



Rys.13



Rys.14

okresowi próbkowania T : $\tau=T$. W przedziale czasu od 1 do 2 s krzywa b pokrywa się całkowicie z wykresem przebiegu programowego (krzywa a).

Rys. 11 ilustruje, w jaki sposób tłumienie wiskotyczne w węzłach manipulatora (nie uwzględnione w modelu) stabilizuje ruch manipulatora. Na rysunku zamieszczono wykresy wyznaczone dla okresu próbkowania $T=0,058$ s i czasu opóźnienia $\tau=0,058$ s. Krzywą b wyznaczono dla $c_1=c_2=0$ Nms, krzywą c dla $c_1=c_2=2$ Nms, krzywą d dla $c_1=c_2=10$ Nms. Krzywa a jest wykresem ruchu programowego.

Na rys.12 zamieszczono przykładowe przebiegi współrzędnej x masy m_2 dla niezerowych wartości początkowych uchybów e . Krzywa a jest przebiegiem ruchu programowego. Krzywą b wyznaczono dla następujących wartości początkowych: $e_1(0)=0,1\pi/4$, $e_2(0)=0,1\pi/2$, $\dot{e}_1(0)=0$, $\dot{e}_2(0)=0$. Natomiast krzywa c dla wartości początkowych: $e_1(0)=0,2\pi/4$, $e_2(0)=0,2\pi/2$, $\dot{e}_1(0)=0$, $\dot{e}_2(0)=0$. Symulację wykonano dla przypadku, gdy masy m_1 , m_2 manipulatora są większe od nominalnych przyjętych w modelu i wynoszą odpowiednio 2,2 kg i 1,1 kg. Przyjęto następujące wartości współczynników tłumienia wiskotycznego: $c_1=c_2=2$ Nms, $\hat{c}_1=\hat{c}_2=0$ Nms. Symulację przeprowadzono dla częstotliwości próbkowania $f_s=100$ Hz i dla czasu opóźnienia $\tau=0,05$ s.

Badano również stabilność sterowania w układzie przedstawionym na rys.3 w zależności od okresu próbkowania T . Na rys.13 zamieszczono wykresy współrzędnej x masy m_2 dla ruchu programowego (krzywa a) oraz przebiegi współrzędnej x dla 3 różnych okresów próbkowania: $T=0,03$ s (krzywa b), $T=0,033$ s (krzywa c), $T=0,035$ s (krzywa d). Przyjęto zerowe wartości początkowe uchybów e i zerowe wartości współczynników tłumienia c_1 , c_2 .

Nie uwzględnione w modelu a występujące w węzłach manipulatora tłumienie wiskotyczne zmniejsza uchyby $e(t)$ oraz uchyb $e_x(t)$ współrzędnej x masy m_2 w przedziale czasu 1+2 s, ale wpływ tłumienia jest mniejszy niż w przypadku układu sterowania o strukturze przedstawionej na rys.2. Na rys.14 zamieszczono wykres ruchu programowego (krzywa a) oraz trzy wykresy współrzędnej x dla okresu próbkowania $T=0,035$ s i dla następujących wartości współczynników tłumienia: $c_1=c_2=0$ (krzywa b), $c_1=c_2=1$ Nms (krzywa c), $c_1=c_2=10$ Nms (krzywa d).

Przedstawione wyniki badań symulacyjnych ujawniają wady i zalety komputerowej symulacji jako narzędzia projektowania układów sterowania. Wobec ograniczonych możliwości teoretycznej analizy cyfrowych układów sterowania obiektów nieliniowych stosowanie komputerowej symulacji przy projektowaniu jest niezbędne, z drugiej jednak strony na podstawie badań

symulacyjnych nie można wyprowadzać żadnych ogólnych wniosków. Można raczej mówić o formułowaniu na podstawie badań symulacyjnych hipotez i reguł, które w miarę gromadzenia i rozszerzania wiedzy o projektowanym układzie mogą być potwierdzone, zmodyfikowane lub odrzucone.

Na podstawie przedstawionych w tej pracy wyników badań można byłoby np. sformułować wniosek, że układ sterowania o strukturze jak na rys.3 jest bardziej czuły na próbkowanie od układu na rys.2, ale ten wniosek może być potwierdzony lub odrzucony po rozszerzeniu zakresu badań symulacyjnych.

W tej sytuacji wydaje się, że właściwym kierunkiem postępowania jest tworzenie komputerowych systemów ekspertowych wspomagających projektowanie układów sterowania.

Literatura:

- [1] Craig J.J., "Introduction to Robotics, Mechanics & Control", Addison-Wesley Publishing Company, 1986.
- [2] Franklin F.F., Powell J.D., Emami-Naeini A., "Feedback Control of Dynamic Systems", Addison-Wesley, 1986.
- [3] Vukobratovic M., Potkonjak V.: "Dynamics of Manipulation Robots. Scientific Fundamentals of Robotics 1", Springer-Verlag, 1982.