ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1984
Seria: AUTOMATYKA z. 75 Nr kol. 811

Aleksander Staszulonek
Politechnika Śląska

PERSPEKTYWY ZASTOSOWANIA TEORII UKŁADÓW O ZMIENNEJ STRUKTURZE DO STEROWANIA ROBOTÓW PRZEMYSŁOWYCH

Streszczenie. Postęp, który dokonał się w technice mikrokomputerowej otworzył nowe horyzonty przed technicznymi zastosowaniami teorii układów o zmiennej strukturze. W oparciu o tę teorię można zaprojektować wiele różnych algorytmów sterowania, natomiast systemy mikrokomputerowe umożliwiają adaptacyjne sterowanie w czasie rzeczywistym. Biorąc te dwa fakty jako punkt wyjściowy można zaprojektować szybki, dokładny, hierarchiczny system sterowania robotem przemysłowym o wielu stopniach swobody, spełniający wysokie wymagania techniczne i ekonomiczne. Wśród ważnych zalet tego typu układów są: eliminacja przeregulowań, całkowita lub częściowa w szerokich granicach niezależność od zmian parametrów obiektu, duża odporność na działanie zewnętrznych zakłóceń. Uzyskanie tych cech jest możliwe przez zorganizowanie pracy poślizgowej na zbiorze hiperpowierzchni przełączającej. W referacie prezentowane są teoretyczne i techniczne możliwości projektowania sterowania robotem przemysłowym z rozproszonym przetwarzaniem przy wykorzystaniu algorytmów wynikających z teorii układów o zmiennej strukturze.

Wprowadzenie

Obecny stan wiedzy w dziedzinie sterowania robotów przemysłowych obejmuje szeroki zestaw układów sterowania realizujących różne metody i algorytmy. Ogólnie można je podzielić na sterowniki analogowe i cyfrowe, przy czym te pierwsze stają się przestarzałe natomiast sterowniki cyfrowe są w zasadzie dominujące w nowych rozwiązaniach. W zależności od wymagań, system sterowania pojedynczą osią zawiera od jednej do trzech pętli sprzężenia zwrotnego. Ruch wszystkich osi robota koordynowany jest zwykle przez komputer generujący zadane wartości położeń i prędkości ruchu. Jako przetworniki pomiarowe najczęściej stosowane są resolvery do pomiaru położeń oraz tachogeneratory do pomiaru prędkości. W chwili obecnej w sterownikach robotów do generacji sygnałów sterujących używa się przeważnie urządzeń analogowych lub analogowo-cyfrowych podczas, gdy istniejące tendencje wskazują, że przyszłość należy do przetworników A/C i C/A współpracujących z systemami mikroprocesorowymi. Zasadniczą przyczyną takiej sytuacji jest zmniejszająca się cena elementów systemów mikroprocesorowych i wzrost ich możliwości. Wysokie wymagania dotyczące prędkości

ruchu i dokładności pozycjonowania robotów przemysłowych powodują, że problemy związane z ich sterowaniem są dosyć trudne. Przyczyną tego są silnie nieliniowe równania ruchu manipulatorów zawierające dodatkowo sprzężenia między poszczególnymi stopniami swobody. Stosuje się kilka różnych metod projektowania algorytmów sterowania. Większość z nich wykorzystuje zlinearyzowane modele w celu odsprzęgania i sterowania. Opracowano również nieliniowe algorytmy kompensujące sprzężenia między różnymi stopniami swobody. Wspomniane wyżej metody posiadają niedogodności czyniące je mało użytecznymi do sterowania złożonymi robotami o wysokich parametrach. Sterowanie oparte o zlinearyzowany model traci efektywność tym bardziej im większe jest odchylenie od warunków przyjętych do linearyzacji. Algorytmy nieliniowe dają lepszą odpowiedź manipulatora lecz są znacznie trudniejsze do zrealizowania i raczej powolne, co często decyduje o niemożności zastosowania ich do sterowania robotem w czasie rzeczywistym. Interesujące wyniki przedstawiono w [2], gdzie zastosowano nieliniowy algorytm odsprzęgający co doprowadziło do sterowania pozwalającego w sposób niezależny traktować każdy ze stopni swobody robota a równocześnie daje pożądane własności dynamiczne. Równania wynikające z zastosowania tej metody są efektywne lecz mimo wszystko obliczenia w czasie rzeczywistym związane z ich realizacją są skomplikowane w porównaniu z rozwiązaniem proponowanym w prezentowanej pracy.

Równania ruchu servomechanizmów robotów.

Pierwszym problemem do rozwiązania przy projektowaniu sterowania robotów jest potrzeba znajomości równań ruchu manipulatora. Stosuje się kilka równoważnych metod [1] dających w rezultacie układ równań ruchu w postaci

$$D(x)\ddot{x} = Q(x,\dot{x}) + G(x)\, g + U(t) \qquad /1/$$

gdzie $D(x)$ jest lxl wymiarową macierzą symetryczną, $Q(x,\dot{x})$, $G(x)$, U, x, $\dot{x}$, $\ddot{x}$ są l wymiarowymi wektorami.
Elementy na przekątnej głównej macierzy D reprezentują przyspieszenia właściwych stopni swobody natomiast elementy poza przekątną główną reprezentują interakcje od pozostałych stopni swobody. Elementy wektora $Q(x,\dot{x})$ reprezentują wpływ sił Coriolisa i dośrodkowych. Dla robota o l stopniach swobody mamy więc układ l równań różniczkowych nieliniowych, sprzężonych ze sobą. Zakładając, że macierz D^{-1} istnieje w całej przestrzeni roboczej otrzymujemy z /1/

$$\ddot{x} = D^{-1}(x)\; Q(x,\dot{x}) + G(x)g \;\; + D^{-1}(x)\; U(t) \qquad /2/$$

Zadanie sterowania można sformułować następująco: dla danych wartości początkowych $p_j(t_o)$, $v_j(t_o)$ oraz zadanych wartości końcowych położenia p_d i prędkości $v_d = 0$ należy zaprojektować takie sterowanie $u(p,v)$ że $p(t) \to p_d$ oraz $v(t) \to 0$. Wprowadzając, jako zmienną stanu uchyb regulacji zamiast położenia

$$\begin{cases} x_{j1} = e_j(t) = p_j(t) - p_d & (j=1,\dots,2) \\ x_{j2} = \dot{x}_{j1} = v(t) \end{cases} \qquad /3/$$

możemy zapisać równania ruchu robota w przestrzeni stanów:

$$\begin{cases} \dfrac{dx_{ji}(t)}{dt} = x_{j,i+1}(t) & (j=1,\dots,l\ ;\ i=1,\dots,n_j) \\ & (n_j=2) \\ \dfrac{dx_{j,n_j}(t)}{dt} = f_j + b_j U \end{cases} \qquad /4/$$

gdzie f_j są elementami wektora $F = D^{-1}(x)\left[Q(x,\dot{x}) + G(x)g\right]$ natomiast b_j jest j-tym wierszem macierzy $B(x_{j1}) = D^{-1}(x_{j1})$. Aby znaleźć sterowanie spełniające wymagania stawiane robotom przemysłowym proponuje się wykorzystanie teorii układów o zmiennej strukturze. Dobierając parametry sterowania tak, aby w układzie o zmiennej strukturze wystąpiło zjawisko poślizgu powodujemy, że układ będzie poruszał się po linii lub w ogólnym przypadku po hiperpowierzchni przełączającej w kierunku początku układu współrzędnych. Układ znajdujący się w idealnym poślizgu oscyluje wokół linii przełączającej z nieskończenie dużą częstotliwością. W rzeczywistości na skutek inercji oraz opóźnienia w przełączaniu oscylacje mają ograniczoną amplitudę. Kształt trajektorii zależy od parametrów linii przełączających natomiast nie zależy od zmian parametrów obiektu, o ile tylko spełnione są warunki wystąpienia poślizgu. Najważniejszą zaletą sterowania poślizgowego jest możliwość wyeliminowania przeregulowań a także duża odporność takich układów na zakłócenia. W porównaniu z konwencjonalnymi układami sterowniki poślizgowe dają znacznie lepsze przebiegi procesów przejściowych. Wydaje się, że wymienione zalety czynią układy o zmiennej strukturze szczególnie przydatnymi do zastosowania we współczesnych systemach sterowania robotów.

Możliwości sterowania poślizgowego na poziomie pojedynczego stopnia swobody.

Aby zaprezentować możliwości realizacji sterowania pojedynczą osią rozpatrzmy układ równań w którym sterowanie jest ciągiem impulsów z modulacją amplitudy pierwszego rodzaju:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) = -\sum_{i=1}^{2} a_i(t)x_i(t) - K_1\left|x_1(t_\nu)\right| \operatorname{sign} \sum_{i=1}^{2} c_i x_i(t_\nu) \end{cases} \qquad /5/$$

Modulacja impulsowa jest stosunkowo łatwa do zrealizowania w układach cyfrowych mających znaczną przewagę nad układami analogowymi ze względu na dużą odporność na zakłócenia.

Zostało udowodnione [7,9] dla ogólnego układu równań rzędu n, że jeżeli

$$\tau < (1+a)^{-1} \ln\left[(1+a+K)K^{-1}\right] \qquad /6/$$

to wzdłuż trajektorii układu /6/

$$\left|\xi_i(t)\right| \leqslant \tau\,\omega_i\, L(t) \qquad (i=1,\dots,n) \qquad /7/$$

przy czym

$$\omega_i = \omega \triangleq \frac{(1+a+K)e^{(1+a)\tau} - K}{(1+a+K)e^{-(1+a)\tau} - K} \qquad (i=1,\dots,n-1) \qquad /8/$$

$$\omega_n = (a+K)\,\omega$$

$$\xi_i(t) = x_i(t) - x_i(t_\nu) \qquad (\nu = 0,1,\dots) \qquad /9/$$

$$a = \left[\sum_{i=1}^{n}\left[\sup_t \left|a_i(t)\right|\right]^2\right]^{1/2} \qquad /10/$$

$$K = \left[\sum_{i=1}^{n-1} K_i^2\right]^{1/2} \qquad /11/$$

oraz τ jest okresem próbkowania.

Tak więc, przykładając do pojedynczej osi sygnał sterujący postaci

$$U(t) = A(t_\nu)\ \mathrm{sign}\,\sigma(t_\nu) = K_1\,|x_1(t_\nu)|\ \mathrm{sign}\,(c_1x_1 + x_2)$$

gdzie $t \in [t_\nu, t_{\nu+1})$ $(\nu = 0,1,\ldots)$ $c_1 > 0$ /12/

możemy otrzymać pracę poślizgową wzdłuż linii przełączającej

$$\sigma = c_1x_1 + x_2 \qquad /13/$$

przy założeniu, że częstotliwość próbkowania $\frac{1}{\tau}$ jest wystarczająco duża. Wówczas układ sterowany w ten sposób jest globalnie asymptotycznie stabilny. W rzeczywistości z powodu szumu, nieliniowości, opóźnień a także ograniczonej wartości amplitudy impulsów sterujących uzyskujemy pracę quasi-poślizgową co jednak w niczym nie dyskwalifikuje sterowania ponieważ istotne zalety uzyskiwanych przebiegów przejściowych zostają zachowane. Podobne twierdzenia zostały udowodnione [7] dla układów z modulacją amplitudy drugiego rodzaju w której sygnał sterujący składa się z ciągu impulsów i przerw. Amplituda A(t) impulsu jest stała w przedziale próbkowania τ (τ składa się z czasu trwania impulsu $\lambda\tau$ oraz czasu przerwy $(1-\lambda)\tau$ gdzie $0 < \lambda < 1$) oraz proporcjonalna do wartości sygnału sterującego w chwili próbkowania w odpowiedniku analogowym badanego układu. Dla układu rzędu n amplituda sygnału sterującego

$$A(t) = \begin{cases} k \sum_{i=1}^{n-1} K_i\,|x_i(t_\nu)| & \text{dla } t \in [t_\nu, t_\nu + \lambda\tau) \\ 0 & \text{dla } t \in [t_\nu + \lambda\tau, t_{\nu+1}) \end{cases} \qquad /14/$$

gdzie $k > 1 > \lambda > 0$

a sygnał sterujący

$$u(t) = A(t)\ \mathrm{sign}\ \sigma(t_\nu) \qquad /15/$$

Również i w tym przypadku, jeżeli tylko częstotliwość próbkowania $\frac{1}{\tau}$ jest wystarczająco duża to układ o zmiennej strukturze z modulacją amplitudy drugiego rodzaju jest globalnie asymptotycznie stabilny.

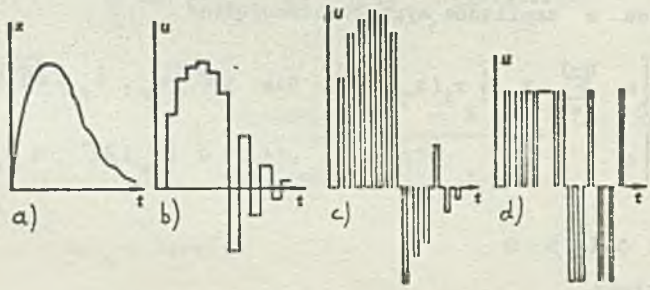
Kolejną możliwością zastosowania sterowania poślizgowego na poziomie pojedynczej osi jest sterowanie z modulacją szerokości impulsu. W tej sytuacji sygnał sterujący składa się z ciągu impulsów o amplitudzie stałej i równej w każdym przedziale próbkowania i zmiennej szerokości Θ. Szerokość impulsu nie może przekroczyć okresu próbkowania τ, co oznacza że Θ jest liniową funkcją z nasyceniem postaci

$$\theta = \begin{cases} \tau \sum_{i=1}^{n-1} K_i \left| x_i(t_\nu) \right| & \text{dla} \quad \sum_{i=1}^{n-1} K_i \left| x_i(t_\nu) \right| \leqslant 1 \\ \tau & \text{dla} \quad \sum_{i=1}^{n-1} K_i \left| x_i(t_\nu) \right| > 1 \end{cases} \qquad /16/$$

Amplituda sygnału sterującego jest w tym przypadku

$$A(t) = \begin{cases} A = \text{const} > 0 & \text{dla} \quad t \in \left[t_\nu , t_\nu + \theta \right) \\ 0 & \text{dla} \quad t \in \left[t_\nu + \theta , t_{\nu+1} \right) \end{cases} \qquad /17/$$

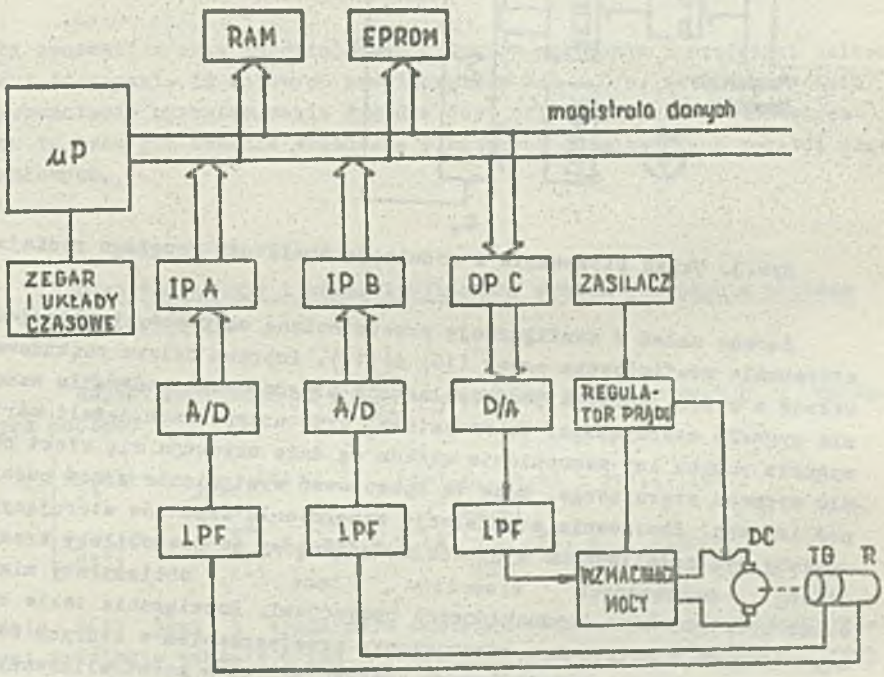
Przykładowe przebiegi proponowanych sygnałów sterujących odpowiadających przebiegowi sygnału błędu z rys.1a pokazano na rys. 1b,c,d.



Rys.1. Sygnał uchybu x(t) oraz odpowiadające mu przebiegi impulsowych sygnałów sterujących .

Uproszczony schemat blokowy struktury mikroprocesorowej realizującej ruch poślizgowy z amplitudowo modulowanym impulsowym sygnałem sterującym dla pojedynczej osi pokazano na rys.3. Oś jest napędzana silnikiem prądu stałego zasilanym z mostka tranzystorowego pracującego jako wzmacniacz mocy z liniową charakterystyką napięcia wyjściowego. Ponieważ wzmacniacz pracuje zwykle w sposób impulsowy /jeżeli sterowanie nie jest nasycone/ to wymaga regulacji ograniczającej prąd wyjściowy w celu zabezpieczenia wirnika silnika przed uszkodzeniem. Układ pomiarowy zawiera resolver pracujący jako przetwornik położenia oraz tachogenerator wyko-

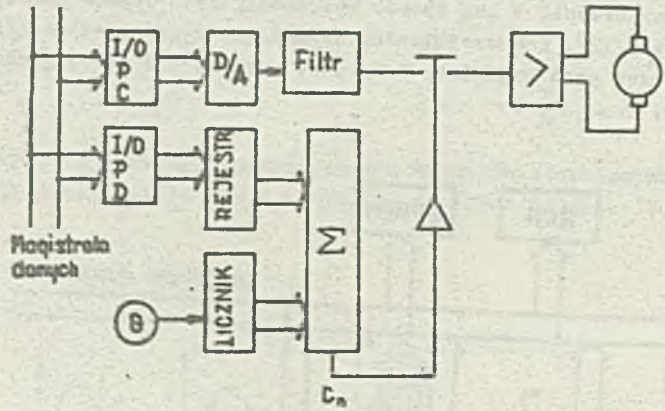
rzystany jako przetwornik prędkości. Analogowe sygnały wyjściowe z przetworników pomiarowych po przejściu przez filtry dolnoprzepustowe są przetwarzane przez przetworniki A/C na sygnały cyfrowe i poprzez porty wejściowe A i B kolejno wprowadzane na magistralę danych systemu mikrokomputerowego. Sygnały te reprezentują aktualne wartości położenia i prędkości. Po porównaniu ich z zadanymi wartościami położenia i prędkości, mikroprocesor generuje wartość bezwzględną uchybu i mnoży ją przez współczynnik wzmocnienia K. Następnie wyznaczany jest znak funkcji σ po uwzględnieniu sygnału prędkości. W ten sposób wyznaczany jest sygnał sterujący wyrażony przez /12/. Tak zmodulowany sygnał sterujący jest następnie wyprowadzany przez port wyjściowy C do przetwornika C/A sterującego wzmacniaczem mocy.



Rys.2. Schemat blokowy układu sterowania pojedynczym stopniem swobody.

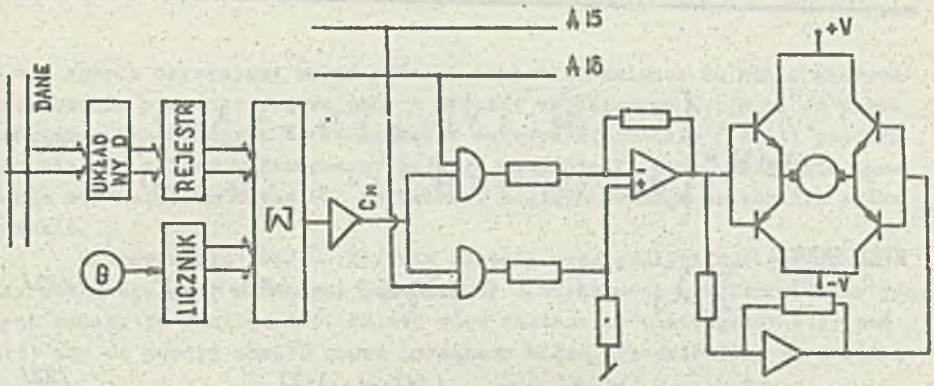
Po wykonaniu tych operacji komputer ponownie próbkuje sygnały z przetworników pomiarowych i cykl zostaje powtórzony. Amplituda impulsów sterują-

cych pozostaje stała aż do momentu wyznaczenia nowej wartości sygnału sterującego. Rozszerzając system mikrokomputerowy z rys.2. w sposób pokazany na rys.3. poprzez dobudowanie układu wyjściowego D współpracującego z generatorem impulsów G oraz komputerem cyfrowym uzyskujemy możliwość modulacji amplitudy drugiego rodzaju. W tym układzie komputer może generować czas trwania impulsu sterującego. Jeżeli liczba λ wyprowadzana przez port wyjściowy D jest stała i równa w każdym przedziale próbkowania to otrzymujemy sygnał sterujący wyrażony przez (14) i (15).



Rys.3. Układ sterowania z modulacją amplitudy drugiego rodzaju.

Łącząc układ w konfigurację przedstawioną na rys.4. realizujemy sterowanie zdefiniowane przez (16) i (17). Poprzez dalsze rozbudowanie układu z rys.4. możliwa jest realizacja programowego zadawania wzmocnienia sygnału sterującego. We wszystkich tych przypadkach, jeżeli wartość sygnału uchybu lub wzmocnienie układu są duże uzyskuje się efekt nasycenia sygnału sterującego. Może to spowodować wystąpienie pracy quasi-poślizgowej. Sterowanie z modulacją wypełnienia impulsów sterujących mogłoby być zrealizowane w sposób urządzeniowy, co pozwoliłoby zredukować liczbę niezbędnych elementów, lecz obciążyłoby mikroprocesor prostymi lecz czasochłonnymi operacjami. Rozwiązanie takie byłoby dopuszczalne w układach z rozproszonym przetwarzaniem w których każda oś jest sterowana specjalizowanym procesorem lub w zcentralizowanych systemach o niewielkiej liczbie stopni swobody. Sposób ten jednakże ograniczą znacznie częstotliwość próbkowania stąd lepszym, ale i droższym jest sposób urządzeniowy realizacji prezentowanych idei.



Rys.4. Układowa realizacja sterowania z modulacją wypełnienia impulsów.

Aby zapewnić wysoką rozdzielczość sygnałów położenia i prędkości celowe jest stosowanie 12 bitowych przetworników A/C i C/A, natomiast w celu uproszczenia oprogramowania wygodne jest użycie procesów 16 bitowych jak to jest już obecnie stosowane w nowszych rozwiązaniach robotów przemysłowych.

Zcentralizowany i zdecentralizowany system sterowania układem wieloosiowym.

Rozpatrzmy układ $n = \sum_{j=1}^{l} n_j$ równań różniczkowych o l zmiennych postaci

$$\begin{cases} \dot{x}_{ji}(t) = x_{j,i+1}(t) & (i=1,\dots,n_j-1 \; ; \; j=1,\dots,l) \\ \dot{x}_{j,n_j}(t) = -\sum_{i=1}^{n_j} a_{ji}x_{ji} - u_j(t) \sum_{i=1}^{n_j-1} K_{ji}\, x_{ji} \;\; \mathrm{sign}\, \sigma_j \end{cases} \qquad /18/$$

gdzie $u(t)$ jest l wymiarowym wektorem sterowania którego każdy element przyjmuje wartość 0 lub 1 w dowolnej chwili czasu $t_0 > 0$ w taki sposób że dla każdego $t > 0$

$$\sum_{j=1}^{l} u_j(t) = 1 \qquad /19/$$

Najprostszym sterowaniem [9] byłoby kolejne podłączenie sygnału sterującego do każdego z wejść

$$u_j(t) = \begin{cases} 1 & \text{dla} \quad t \in [t_{j,\nu}, t_{j,\nu} + \lambda_j \tau) \\ 0 & \text{dla} \quad t \in [t_{j,\nu} + \lambda_j \tau, t_{j,\nu+1}) \end{cases} \qquad /20/$$

przy czym

$$\sum_{j=1}^{l} \lambda_j = 1 \quad , \quad 0 \leqslant \lambda_j \leqslant 1 \quad , \quad (j=1,\dots l) \qquad /21/$$

$$t_{j,\nu+1} = t_{j+1,\nu} \qquad (j=1,\dots,l-1) \qquad /22/$$

Jest to sterowanie amplitudowe z modulacją impulsu drugiego rodzaju i jego realizacja możliwa jest przez rozbudowanie układu przedstawionego na rys.2 do którego wystarczy podłączyć kolejne zestawy układów wejścia-wyjścia. Warunek /19/ nie jest warunkiem zbyt wygodnym jeśli wziąć pod uwagę że czas przetwarzania dla każdej z osi jest niewielki w porównaniu z okresem próbkowania, natomiast w chwili gdy jedna ze zmiennych jest sterowana to na pozostałych wejściach sygnał sterujący jest równy zeru. Tego typu sterowanie mogłoby być użyteczne, gdy w układzie nie występują sprzężenia skrośne. Zamiast sterowania /19/, /20/ rezygnujemy z warunku /19/ i stosujemy sygnał sterujący o modulowanej szerokości

$$u_j(t) = A_j(t) \operatorname{sign} \sigma_j \qquad (j=1,\dots,l) \qquad /23/$$

o amplitudzie

$$A_j(t) = \begin{cases} A_j = \text{const} > 0 & \text{dla} \quad t \in [t_{j,\nu}, t_{j,\nu} + \theta) \\ 0 & \text{dla} \quad t \in [t_{j,\nu} + \theta, t_{j,\nu+1}) \end{cases} \qquad /24/$$

i szerokości

$$\theta = \begin{cases} \tau \sum_{i=1}^{n_j - 1} K_i \left| x_i(t_\nu) \right| & \text{dla} \quad \sum_{i=1}^{n_j} K_i \left| x_i(t_\nu) \right| \leqslant 1 \\ \tau & \text{dla} \quad \sum_{i=1}^{n_j} K_i \left| x_i(t_\nu) \right| > 1 \end{cases} \qquad /25/$$

W ten sposób uzyskujemy układ którego wszystkie zmienne są stale sterowane. Obecnie procesor zbiera dane z układów wejściowych A_j, B_j i po przetworzeniu ich przesyła l składników wektora sterowania $\mathcal{U}(t)$ poprzez odpowiednie układy wyjściowe na wejścia wzmacniaczy mocy. Wszystkie operacje arytmetyczne muszą być zakończone w ciągu jednego przedziału próbkowania.

W sterowaniu /23/ - /25/ nie zostały uwzględnione sprzężenia między poszczególnymi zmiennymi podczas, gdy w większości struktur kinematycznych należy je uwzględniać. Należy więc zastosować taki wektor sterowań $u(t)$ aby od pewnej chwili czasu począwszy układ przedstawiony równaniami

$$\begin{cases} \dot{x}_{ji}(t) = x_{j,i+1} \qquad (i = 1,\dots, n_j-1 \; ; \; j = 1,\dots, l) \\ \dot{x}_{jn_j}(t) = -\sum\limits_{i=1}^{n_j} a_j^i(t)x_{ji} - \sum\limits_{\substack{k=1\\k\neq j}}^{l} \sum\limits_{i=1}^{m_k^i} c_{ki}^j(t)x_{ki} - b_j(t)u_j \end{cases} \qquad /26/$$

gdzie $a_{ki}^j(t)$ $(i-1,\dots, m_k^j$, $k\neq j$, $k = 1,\dots, l)$ są parametrami sprzężeń od k-tego stopnia swobody do stopnia j, $1 \leqslant m_k^i \leqslant n_k-1$ opisują rząd sprzężenia, $b_j(t)$ są współczynnikami wzmocnienia sterowań $u_j(t)$, zachowywał się tak jak układ ($\sum\limits_{j=1}^{l} n_j-l$) równań różniczkowych o stałych współczynnikach postaci

$$\begin{cases} \dot{x}_{ji} = x_{j,i+1} \\ \dot{x}_{j,n_j-1} = -\sum\limits_{i=1}^{n_j-1} c_i^j x_{ji} - \sum\limits_{\substack{k=1\\k\neq j}}^{l} \sum\limits_{i=1}^{m_k^j} c_{ki}^j x_{ki} \end{cases} \qquad /27/$$

gdzie współczynniki c_i^j , c_{ki}^j są tak dobrane że rozwiązanie trywialne równania /27/ jest globalnie asymptotycznie stabilne. Można to osiągnąć organizując równoczesną pracę poślizgową na zbiorze hiperpowierzchni przełączających

$$\sigma_j = x_{jn_j} + \sum_{i=1}^{n_j-1} c_i^j x_{ji} + \sum_{\substack{k=1\\k\neq j}}^{l} \sum_{i=1}^{m_k^j} c_{ki}^j x_{ki} = 0 \qquad /28/$$

$$(j=1,\dots,l)$$

W tym celu wybieramy wektor sterujący którego elementy u_j są liniowymi kombinacjami zmiennych x_{ji} oraz wszystkich zmiennych sprzęło-

nych z j-tym stopniem swobody

$$u_j = \sum_{i=1}^{n_j-1} \Psi_i^j x_{ji} + \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq j}}^{n_k^j} \Psi_{ki}^j x_{ki} \quad (j = 1,\dots,l) \qquad /29/$$

gdzie

$$\Psi_i^j = \begin{cases} \alpha_i^j & \text{jeżeli} \quad x_{ji}\,\sigma_j > 0 \\ \beta_i^j & \text{jeżeli} \quad x_{ji}\,\sigma_j < 0 \end{cases} \quad (i=1,\dots,n_j-1;\ j=1,\dots,l^j) \qquad /30/$$

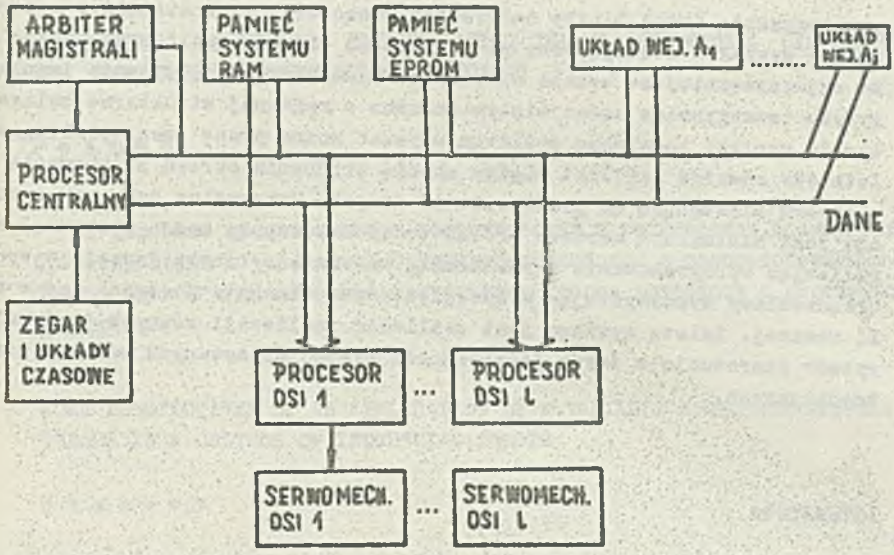
$$\Psi_{ki}^j = \begin{cases} \alpha_{ki}^j & \text{jeżeli} \quad x_{kj}\,\sigma_j > 0 \\ \beta_{ki}^j & \text{jeżeli} \quad x_{kj}\,\sigma_j < 0 \end{cases} \quad (i=1,\dots,n_j-1;\ j=1,\dots,l^j) \qquad /31/$$

Współczynniki α_i^j, β_i^j, α_{ki}^j, β_{ki}^j są stałymi zależnymi od zakresu zmian parametrów układu i muszą spełniać ogólne warunki wystąpienia poślizgu wynikające z nierówności

$$\sigma_j \frac{d\sigma_j}{dt} < 0 \qquad /32/$$

W przypadku równań ruchu manipulatora $n_j = 2$ dla wszystkich $j=1,\dots,l$.

W tym przypadku obliczenia konieczne do wyznaczenia wszystkich u_j w ciągu jednego okresu próbkowania przy użyciu jednego mikroprocesora są zbyt złożone. Można rozdzielić to zadanie między l wyspecjalizowanych mikroprocesorów pracujących równolegle z których każdy wylicza parametry impulsu sterującego tylko dla jednej współrzędnej. Dane do obliczeń są zbierane przez nadrzędny mikroprocesor, który następnie przesyła odpowiednio uformowane bloki danych do właściwych procesorów specjalizowanych. Procesor nadrzędny koordynuje i nadzoruje przebieg realizacji trajektorii robota. Schemat blokowy systemu wieloprocesorowego z rozproszonym przetwarzaniem przedstawiono na rys.5.



Rys.5. Wieloprocesorowy system sterowania robotem z rozproszonym przetwarzaniem.

Procesor nadrzędny po zebraniu danych i wykonaniu odpowiednich transmisji zależnych od struktury kinematycznej manipulatora posiada jeszcze znaczny zapas mocy obliczeniowej, która może zostać wykorzystana do wykonywania dodatkowych obliczeń co pozwala wyposażyć system robota w dodatkowe funkcje, np. możliwość adaptacji lub rozpoznawania obrazów.

Wnioski

Idea sterowników o zmiennej strukturze została sprawdzona w rzeczywistym układzie z modulacją amplitudy sygnału sterującego na poziomie pojedynczej osi. Zalety sterowania poślizgowego zostały w pełni potwierdzone przez eksperymenty w układzie hybrydowym sterownik - model analogowy obiektu.

W chwili obecnej projektowany jest wieloprocesorowy system sterowania. Potencjalne możliwości stworzone przez technikę mikroprocesorową umożliwiają techniczną realizację prezentowanych koncepcji. System może zostać wyposażony w możliwość rozpoznawania obrazów, a także możliwe jest

przetwarzanie dużej liczby informacji sensorowej równocześnie z generowaniem sygnałów sterujących. Ze względu na łatwość realizacji wydaje się, że najskuteczniejsze będzie sterowanie z modulacją wypełnienia impulsów. Ryzyko towarzyszące rzeczywistym układom o zmiennej strukturze polega na tym że zamiast idealnego poślizgu uzyskać można pracę quasi-poślizgową. Istnieje również konflikt między chęcią skrócenia okresu próbkowania a czasem niezbędnym do przetworzenia danych. Maksymalny czas przetwarzania jest minimalnym okresem próbkowania. Granicę tę można przesunąć optymalizując oprogramowanie i realizując maksymalną liczbę funkcji w sposób urządzeniowy wykorzystując wyspecjalizowane elementy dostępne już w chwili obecnej. Zaletą systemu jest możliwość realizacji różnych typów algorytmów sterowania a także jednorodność wyspecjalizowanych modułów przetwarzających.

LITERATURA

[1] H.Hemani, V.C. Jaswa, R.B.McGhee: Some Alternative Formulations of Manipulator Dynamics for Computer Simulation Studies, Proceedings of 13th Allerton Conference on Circuit and System Theory, University of Illinois, October 1975.

[2] E.Freund: A Nonlinear Control Concept for Computer Controlled Manipulators, Proc.1978 IFAC Conference.

[3] K.-K.D. Young: Controller Design for a Manipulator Using Theory of Variable Structure Systems, IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Vol.smc-8, no.2, Febr.1978.

[4] K.-K.D. Young: Asymptotic Stability of Model Reference Systems with Variable Structure Control, IEEE Trans. Automat. Contr., vol.AC-22, Apr.1977.

[5] A.Staszulonek: Computer simulation of robot arm with sliding motion control. Proceedings of IInd International Colloquium on Industrial Robots. Szeged, Hungary 1979.

[6] Itkis Y.F., Emelyanov S.V.: A method for centralized control of a set of dynamic plants. A.S.No.282477, B1, No 30, 1971 (Russian).

[7] Itkis Y.F., Gorbunov V.M.: On stability of variable structure sampled data systems. Avtomat i Telemekh. 33, No.4.(1972). (Russian).

[8] Itkis Y.F., Leibovich A.V.: Application of Variable structure systems to centralized control of plants with variable parameters. Avtomat. i Telemekh. 31, No.8, 1970 (Russian).

[9] Itkis U.: Control systems of variable structure. Keter Publishing House, Jerusalem 1976.

Recenzent: Doc.dr inż.Andrzej Kaczmarczyk
Wpłynęło do Redakcji do 30.03.1984r.

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕОРИИ УСТРОЙСТВ С ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРОЙ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ПРМЫШЛЕННЫМИ РОБОТАМИ

Р е з ю м е

В реферате представляются теоретические и технические возможности проектирования и управления промышленным роботрм с рассредоточенным преобразованием с использованием алгоритмов теории устройств с переменной структурой.

SOME PERSPECTIVES OF AN APPLICATION OF A VARIABLE STRUCTURE SYSTEMS THEORY IN A CONTROL OF INDUSTRIAL ROBOTS

S u m m a r y

In the paper some theoretic and technical possibilities of control design for industrial robots with distributive processing are presented. Variable structure systems theory is used for algorithms design.