ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1993
Seria: AUTOMATYKA z. 108 Nr kol. 1150

Andrzej ORDYS

OPIS W PRZESTRZENI STANU DLA REGULATORA TYPU GPC*

Streszczenie. W pracy przedstawione jest wyprowadzenie wzorów regulatora typu GPC dla obiektu opisanego za pomocą równań stanu. Daje to możliwości analizy własności dynamicznych regulatora, jego zachowania w stanach przejściowych.

STATE-SPACE DESCRIPTION FOR GPC-TYPE CONTROLLER

Summary: In the paper derivation of the formulae for the GPC controlles for plants described by state-space equations is presented. This enables analysis of transient states and dynamic properties of the controller.

ОПИСАНИЕ РЕГУЛЯТОРА ТИПА ОПР В ПРОСТРАНСТВЕ СОСТОЯНИЙ

Р е з ю м е

В работе представлен вывод формул регулятора типа ОПР (Обобщенный Предикционный Регулятор) для объекта описанного с помощью уравнений состояний. Такой подход позволяет анализировать динамические свойства регулятора и его поведение в переходных состояниях.

* Praca finansowana przez Ministerstwo Edukacji Narodowej - grant G 609

1. Wstęp

W ostatnich latach popularnym algorytmem stosowanym w układach samonastrajających jest tak zwany Uogólniony Regulator Predykcyjny (Generalized Predictive Controller). Wyprowadzenie regulatora GPC znajduje się w pracy [4], natomiast pewne aspekty analizy i zastosowań można znaleźć w pracach [3], [5]. Autorzy podkreślają, jako zaletę regulatora GPC, możliwość zastosowania do następujących, trudnych do sterowania, typów obiektów :

- obiekty nieminimalnofazowe,
- obiekty niestabilne,
- obiekty z nieznanym lub zmiennym opóźnieniem w torze sterowania,
- obiekty o nieznanym rzędzie dynamiki.

Równocześnie wskazują na trudności związane z wyprowadzeniem i stosowaniem regulatora o podobnych własnościach, bazującego na opisie obiektu w przestrzeni stanu. W tej pracy pokazuje się, że dla obiektu opisanego za pomocą równań stanu możliwe jest wyprowadzenie praw sterowania w sposób analogiczny jak dla regulatora GPC. Uzyskuje się przy tym zależności, które umożliwiają łatwiejszą analizę własności dynamicznych algorytmu, podobnie jak było to robione w pracach [1], [6].

2. Opis problemu

2.1. Model obiektu

Rozważany jest dyskretny w czasie, liniowy obiekt o jednym wyjściu - y, jednym wejściu sterującym - u oraz jednym wejściu zakłócającym - v. Zakłada się, że obiekt opisany jest równaniem wejściowo - wyjściowym takim jak w pracy [4] :

$$\tilde{A}(z^{-1})\, y_i = \tilde{B}(z^{-1})\, u_{i-1} + C(z^{-1})\, \frac{1}{1-z^{-1}}\, v_i \tag{1}$$

gdzie : z^{-1} - operator przesunięcia o jeden krok w tył,

$\tilde{A}$, $\tilde{B}$, C - wielomiany zmiennej z^{-1},

i - indeks związany z czasem.

Wprowadzając operator różnicowania :

$$\Delta = 1 - z^{-1} \tag{2}$$

oraz podstawiając :

$$A(z^{-1}) = \tilde{A}(z^{-1}) \left(1 - z^{-1} \right) \tag{3}$$

$$B(z^{-1}) = z^{-1} \tilde{B}(z^{-1}) \tag{4}$$

można przekształcić równanie (1) do postaci :

$$A(z^{-1})\, y_i = B(z^{-1})\, \Delta u_i + C(z^{-1})\, v_i \tag{5}$$

Mnożąc (5) obustronnie przez z w odpowiedniej potędze można otrzymać równanie opisujące obiekt za pomocą operatora przesunięcia w przód :

$$A(z)\, y_i = B(z)\, \Delta u_i + C(z)\, v_i \tag{6}$$

Zależności między współczynnikami wielomianów A(z), B(z), C(z) oraz $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$, $C(z^{-1})$ są oczywiste.

Wzory (1), (5), (6) przedstawiają w różnej formie to samo równanie obiektu. Wzór (1) wykorzystywany jest w pracy [4], w której po raz pierwszy przedstawiono regulator GPC, natomiast wzór (6), z którego korzystano w pracach [1], [6], stanowi bazę dla rozważań przeprowadzanych w tej publikacji. Należy zauważyć, że równanie (6) opisuje szerszą klasę obiektów niż równanie (1), jeśli nie brać pod uwagę zależności (3) i (4).

Opis obiektu za pomocą równań stanu ma postać :

$$x_{i+1} = A\, x_i + b\, u_i + g\, v_i \tag{7}$$

$$y_i = d^T x_i + v_i \tag{8}$$

gdzie : x_i - stan obiektu (wektor o n składowych),
A - macierz (n x n),
b, g ,d - wektory o n składowych.

Wymiar wektora stanu związany jest z rzędem wielomianów w równaniu (6). Zależności między opisem w przestrzeni stanu i opisem wejściowo - wyjściowym dane są wzorami :

$$\frac{B(z)}{A(z)} = d^T \left(zI - A \right)^{-1} b \tag{9}$$

$$\frac{C(z)}{A(z)} = d^T \left(zI - A \right)^{-1} g + 1 \tag{10}$$

$$A(z) = \det(zI - A) \tag{11}$$

Wyprowadzenie wzorów (9) - (11) można znaleźć w pracy [6].

2.2. Wskaźnik jakości

Zadanie sterowania postawione jest w sposób następujący : wyznaczyć ciąg sterowań minimalizujących wskaźnik jakości :

$$J_i = E\left\{ \sum_{j=0}^{N} \left[\left(y_{i+j+1} - w_{i+j+1} \right)^2 + \lambda \left(\Delta u_{i+j} \right)^2 \right] \right\} \tag{12}$$

gdzie w_{i+j+1} oznacza sygnał odniesienia (wartości zadanej). Z wyznaczonego ciągu sterowań wybiera się i stosuje w obiekcie tylko pierwsze sterowanie Δu_i, nie wykorzystuje się wszystkich następnych Δu_{i+1}, Δu_{i+2}, ..., Δu_{i+N}. Proces minimalizacji przeprowadza się w każdej chwili i. Takie podejście nazywa się w literaturze sterowaniem w pętli otwartej ze sprzężeniem (Open Loop Feedback). Wskaźnik J_i jest w istocie wskaźnikiem chwilowym - obowiązującym tylko w danej chwili i - jednak swym zasięgiem obejmuje zmienne w horyzoncie N. Dlatego bywa nazywany wskaźnikiem z N-krokowym przesuwnym horyzontem.

Wskaźnik jakości opisany wzorem (12) był wykorzystany w pracy [4] do wyprowadzenia regulatora GPC, aczkolwiek przy postawieniu problemu podano nieco ogólniejszy wskaźnik jakości postaci :

$$J_i = E\left\{ \sum_{j=N_1}^{N_2} \left[\left(y_{i+j} - w_{i+j} \right)^2 \right] + \sum_{j=1}^{N_2} \left[\lambda_j \left(\Delta u_{i+j} \right)^2 \right] \right\} \tag{13}$$

N_1 jest tu przewidywanym opóźnieniem w torze sterowania. Wzór (13) przekształca się w (12), jeśli przyjmie się :

$$N_1 = 1 , \quad N = N_2 - 1 , \quad \lambda_1 = \lambda_2 = \dots \lambda_{N_2} = \lambda \tag{14}$$

Służy to uproszczeniu wywodu, a nie zmienia istoty uzyskiwanych wyników. Również w tej pracy rozparywany będzie wskaźnik (12).

3. Rozwiązanie problemu w przestrzeni stanu

3.1. Iteracje równania Riccatiego

Klasyczny sposób rozwiązania problemu minimalizacji wskaźnika jakości (12) przy ograniczeniu w postaci równania stanu (7), (8) polega na zastosowaniu metody programowania dynamicznego. Wyprowadzenia dla przypadku $w_i \equiv 0$ można znaleźć w pracy [6]. Sterowanie jest wówczas dane wzorem :

$$\Delta u_i = - \left(b^T S_0 b + \lambda \right)^{-1} b^T S_0 \left[\left(A - gd^T \right) \hat{x}_i + g\, y_i \right] \tag{15}$$

gdzie $\hat{x}_i$ oznacza ocenę stanu, natomiast S_0 jest rozwiązaniem równania Riccatiego postaci :

$$S_j = dd^T + A^T \left[S_{j+1} - S_{j+1} bb^T S_{j+1} \left(b^T S_{j+1} b + \lambda \right)^{-1} \right] A \tag{16}$$

$$S_N = dd^T \tag{17}$$

Jeśli opóźnienie w torze sterowania równe jest k (k>1) , to dla $j \geq N-k$ zachodzi :

$$b^T S_{j+1} b = 0, \tag{18}$$

co uniemożliwia stosowanie algorytmu z wartością $\lambda=0$.

Uwzględnienie we wskaźniku jakości różnej od zera wartości odniesienia powoduje pewną komplikację wzorów. Mianowicie, należy dodać do prawej strony wzoru (15) składnik będący liniową funkcją wszystkich wartości odniesienia. Ten przypadek nie będzie dalej analizowany.

3.2. Predykcje sygnału wyjściowego

Inny sposób rozwiązania problemu minimalizacji wskaźnika (12) przy ograniczeniach (7), (8) polega na zastosowaniu podejścia analogicznego do

przedstawionego w [4]. Oblicza się oceny (predykcje) sygnałów wyjściowych :

$$y_{i+1},\ y_{i+2},\ \ldots,\ y_{i+N+1}$$

na podstawie informacji dostępnych w chwili i. Następnie oceny te wstawia się do wskaźnika jakości. Na podstawie równań (7), (8) nietrudno jest pokazać, że wyjście z obiektu w chwili i+m (gdzie m=1,2,...,N+1) można wyrazić za pomocą sygnałów dostępnych w chwili i w następujący sposób :

$$y_{i+m} = d^T A^m x_i + \sum_{j=1}^{m} d^T A^{m-j} b\, \Delta u_{i+j-1} + \sum_{j=2}^{m} d^T A^{m-j} g\, v_{i+j-1} + v_{i+m} + d^T A^{m-1} g\, v_i \tag{19}$$

Na podstawie równania (19) można wyznaczyć m-krokową predykcję wyjścia y_i (ocenę y_{i+m} przy informacji dostępnej w chwili i). Wyraża się ona wzorem :

$$\hat{y}_{i+m/i} = d^T A^m \hat{x}_i + \sum_{j=1}^{m} d^T A^{m-j} b\, \Delta u_{i+j-1} + d^T A^{m-1} g\, \hat{v}_i \tag{20}$$

gdzie : $\hat{y}_{i+m/i}$ - predykcja sygnału y_i do chwili i+m. Ze względu na założone własności zakłócenia (biały szum gaussowski) oceny przyszłych zakłóceń są równe zeru. Natomiast ocenę zakłócenia v_i można wyznaczyć korzystając ze wzoru (8) :

$$\hat{y}_{i/i} = y_i = d^T \hat{x}_i + \hat{v}_i \qquad \text{stąd :} \quad \hat{v}_i = y_i - d^T \hat{x}_i \tag{21}$$

Ocena $\hat{y}_{i/i}$ jest równa wartości wyjścia y_i , gdyż wartość ta jest znana w chwili i. Ostatecznie :

$$\hat{y}_{i+m/i} = d^T A^{m-1} (A - g d^T) \hat{x}_i + \sum_{j=1}^{m} d^T A^{m-j} b\, \Delta u_{i+j-1} + d^T A^{m-1} g\, y_i \tag{22}$$

Zmieniając w równaniu (22) wartość m od m=1 do m=N+1 otrzymuje się predykcje kolejnych wyjść z obiektu od chwili i+1 do chwili i+N+1. Można to zapisać za pomocą jednego równania :

$$\hat{Y}_i = G\, U_i + F_i \tag{23}$$

gdzie :

$$\hat{Y}_i = [\ \hat{y}_{i+1}\ \ \hat{y}_{i+2}\ \ \ldots\ \ \hat{y}_{i+N+1}\ ]^T \tag{24}$$

$$U_i = [\, \Delta u_i \quad \Delta u_{i+1} \quad \dots \quad \Delta u_{i+N} \,]^T \tag{25}$$

$$G = \begin{bmatrix} d^T b & 0 & \vdots & 0 \\ d^T A b & d^T b & \vdots & \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ d^T A^N b & d^T A^{N-1} b & \vdots & d^T b \end{bmatrix} \tag{26}$$

$$F_i = \begin{bmatrix} d^T \\ d^T A \\ \dots \\ d^T A^N \end{bmatrix} (A - g d^T) \hat{x}_i + \begin{bmatrix} d^T g \\ d^T A g \\ \dots \\ d^T A^N g \end{bmatrix} y_i \tag{27}$$

Stosując oznaczenia (24) - (27) oraz oznaczając dodatkowo :

$$Y_i = [\, y_{i+1} \quad y_{i+2} \quad \dots \quad y_{i+N+1} \,]^T \tag{28}$$

$$\tilde{Y}_i = [\, \tilde{y}_{i+1} \quad \tilde{y}_{i+2} \quad \dots \quad \tilde{y}_{i+N+1} \,]^T \quad \text{wektor błędów predykcji} \tag{29}$$

$$W_i = [\, w_{i+1} \quad w_{i+2} \quad \dots \quad w_{i+N+1} \,]^T \tag{30}$$

można wskaźnik jakości (12) przekształcić do postaci :

$$J_i = E \left\{ (Y_i - W_i)^T (Y_i - W_i) + \lambda U_i^T U_i \right\} \tag{31}$$

$$J_i = E \left\{ (\hat{Y}_i + \tilde{Y}_i - W_i)^T (\hat{Y}_i + \tilde{Y}_i - W_i) + \lambda U_i^T U_i \right\} =$$

$$= E \left\{ (\hat{Y}_i - W_i)^T (\hat{Y}_i - W_i) + \lambda U_i^T U_i \right\} + E \left\{ \tilde{Y}_i^T \tilde{Y}_i \right\} =$$

$$= E \left\{ \left[(G U_i + F_i) - W_i \right]^T \left[(G U_i + F_i) - W_i \right] + \lambda U_i^T U_i \right\} + E \left\{ \tilde{Y}_i^T \tilde{Y}_i \right\} \tag{32}$$

Minimalizacja (32) względem U_i prowadzi do wzoru na sterowanie optymalne :

$$U_i = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (W_i - F_i) \tag{33}$$

Z wyznaczonego w ten sposób wektora U_i wykorzystuje się pierwszy element :

$$\Delta u_i = \gamma^T (W_i - F_i) \tag{34}$$

γ^T oznacza tu pierwszy wiersz macierzy : $(G^TG + \lambda I)^{-1}G$. Zwraca uwagę podobieństwo wzorów (33) i (34) do wzorów uzyskanych w pracy [4], w której regulator GPC był po raz pierwszy przedstawiony i wyprowadzony. Należy jednak pamiętać, że w tej pracy stosowany jest opis w przestrzeni stanu, a więc pod poszczególnymi oznaczeniami kryją się inne wielkości niż w pracy [4]. W szczególności, wektor F_i , opisany wzorem (27), można przekształcić do postaci :

$$F = \Phi \left[(A - gd^T) \hat{x}_i + g\, y_i \right] \tag{35}$$

gdzie :

$$\Phi = \begin{bmatrix} d^T \\ d^TA \\ \cdots \\ d^TA^N \end{bmatrix} \tag{36}$$

Dokonując odpowiednich podstawień we wzorze (34) otrzymuje się prawo sterowania dla regulatora GPC, w którym *explicite* pokazana jest zależność od stanu układu :

$$\Delta u_i = u_i - u_{i-1} = \gamma^T W_i - \gamma^T \Phi \left[(A - gd^T) \hat{x}_i + g\, y_i \right] \tag{37}$$

Wzór (37) jest w swej strukturze analogiczny do wzorów uzyskiwanych we wcześniejszych pracach, zajmujących się opisem w przestrzeni stanu dla prostszych regulatorów minimalno-wariancyjnych ([1], [6]). Przy założeniu zerowego sygnału odniesienia uzyskiwano tam zależności, które ogólnie można zapisać w postaci :

$$u_i = - M \left[(A - gd^T) \hat{x}_i + g\, y_i \right] \tag{38}$$

przy czym wektor M zależny jest od typu zastosowanego regulatora. Podobieństwo wzorów (37), (38) sugeruje możliwość zastosowania takiego samego aparatu do badania stanów przejściowych dla regulatora GPC jak w pracach [1], [6].

4. Ocena stanu

4.1. Ocena optymalna

Dla kompletności rozważań należy jeszcze podać wzory pozwalające na wyznaczenie oceny stanu występującej we wzorze (37). Wyznaczenie oceny stanu wymaga tu niewielkiej modyfikacji równań filtru Kalmana. Szczegóły można znaleźć w pracy [6]. Ostatecznie otrzymuje się :

$$\hat{x}_{i+1} = (A - gd^T)\hat{x}_i + bu_i + gy_i + k_{i+1}\left[y_{i+1} - d^T(A - gd^T)\hat{x}_i - d^T bu_i - d^T gy_i\right] \tag{39}$$

gdzie k_{i+1} oznacza zmienny w czasie wektor wzmocnień filtru, który może być wyznaczony z rekurencyjnych zależności :

$$k_{i+1} = (A - gd^T)P_i(A - gd^T)^T\left[\sigma + d^T(A - gd^T)P_i(A - gd^T)^T d\right]^{-1} d \tag{40}$$

$$P_{i+1} = (A - gd^T)P_i(A - gd^T)^T - k_{i+1}d^T(A - gd^T)P_i(A - gd^T)^T \tag{41}$$

z warunkiem początkowym P_0 , przy czym P_0 oznacza macierz kowariancji błędu oceny stanu początkowego :

$$P_0 = E\left\{ (x_0 - \hat{x}_0)(x_0 - \hat{x}_0)^T \right\} \tag{42}$$

Jak widać, algorytm wyznaczania oceny stanu, a w konsekwencji cały algorytm sterowania, ma charakter niestacjonarny wskutek zmienności w czasie wzmocnienia filtru.

4.2. Ocena asymptotyczna

Przedstawiony filtr Kalmana jest zbieżny do filtru stacjonarnego. Jeśli moduły wartości własnych macierzy $(A-gd^T)$ są mniejsze od jedności, to zachodzi :

$$\lim_{i\to\infty} k_{i+1} = 0 \tag{43}$$

Dowód można znaleźć w pracy [2]. Wynika stąd, że po zaniknięciu stanu nieustalonego związanego z uruchomieniem filtru ocena stanu dana jest wzorem :

$$\hat{x}_{i+1} = (A - gd^T)\hat{x}_i + bu_i + gy_i \tag{44}$$

Ocena taka będzie nazywana oceną asymptotyczną, gdyż jest to ocena, do której asymptotycznie dąży optymalna ocena stanu, gdy $i \to \infty$. Należy podkreślić, że w pracach używających opisu wejściowo - wyjściowego obiektu rozpatruje się jedynie problem stacjonarnego prawa sterowania, co oznacza *de facto* korzystanie z asymptotycznej oceny stanu. Sformułowanie problemu w przestrzeni stanu pozwala zauważyć stany nieustalone związane z załączeniem regulatora i ewentualnie badać ich wpływ na jakość regulacji. W szczególności można porównać stany przejściowe w przypadku zastosowania asymptotycznej oceny stanu (co odpowiada algorytmowi wyprowadzonemu na bazie opisu wejściowo - wyjściowego) z przypadkiem zastosowania optymalnej oceny stanu.

5. Założenie o zerowych sterowaniach w przyszłości

Wyznaczenie sterowania danego wzorem (34) lub (37) wymaga odwrócenia macierzy $(G^TG+\lambda I)$; jest to macierz o wymiarze $(N+1)\times(N+1)$. W przypadku gdy przyjmie się długi horyzont N we wskaźniku jakości (12) odwrócenie macierzy może być trudne i czasochłonne. Dlatego też przy wyprowadzeniu regulatora GPC autorzy proponują pewne dodatkowe ograniczenie, które powoduje zmniejszenie wymiaru odwracanej macierzy. Ustala się mianowicie pewien horyzont dla sterowania - N_u i zakłada się, że poza tym horyzontem sterowania mają wartość zero. Można to interpretować w ten sposób, że dąży się do ustalenia sterowania w ciągu N_u kroków ($\Delta u_{i+j}=0$ dla $j>N_u$). Ograniczenie to może być w łatwy sposób zastosowane także przy wyprowadzeniu regulatora GPC w przestrzeni stanu. Aby to pokazać, należy rozważyć wzór (22) definiujący m-krokową predykcję wyjścia z obiektu. Wzór ten ulegnie zmianie dla $m>N_u$ i będzie miał postać :

$$\hat{y}_{i+m/i} = d^TA^{m-1}\left(A - gd^T \right) \hat{x}_i + \sum_{j=1}^{N_u+1} d^TA^{m-j}b\,\Delta u_{i+j-1} + d^TA^{m-1}g\,y_i\,\varphi \quad (45)$$

Podobnie jak poprzednio, równania predykcji wyjścia dla $m=1, 2, \ldots, N+1$ można połączyć w jedno równanie wektorowe :

$$\hat{Y}_i = \bar{G}\,\bar{U}_i + F_i \quad (46)$$

gdzie $\hat{Y}_i$, F_i są zdefiniowane wzorami (24) i (35), natomiast $\bar{G}$ oraz $\bar{U}_i$ są zdefiniowane następująco :

$$\tilde{G} = \begin{bmatrix} d^T b & \vdots & 0 \\ d^T A b & \vdots & \cdots \\ & \vdots & d^T b \\ \cdots & \vdots & \cdots \\ d^T A^N b & \vdots & d^T A^{N-N_u} b \end{bmatrix} \tag{47}$$

$$\tilde{U}_i = \left[\Delta u_i \quad \Delta u_{i+1} \quad \ldots \quad \Delta u_{i+N_u} \right]^T \tag{48}$$

W wyniku minimalizacji wskaźnika jakości (12) otrzymuje się wzór na sterowanie optymalne analogiczny do wzoru (37) :

$$\Delta u_i = u_i - u_{i-1} = \tilde{\gamma}^T W_i - \tilde{\gamma}^T \Phi \left[\left(A - g d^T \right) \hat{x}_i + g\, y_i \right] \tag{49}$$

$\tilde{\gamma}^T$ oznacza tu pierwszy wiersz macierzy : $\left(\tilde{G}^T \tilde{G} + \lambda I \right)^{-1} \tilde{G}$.

Jak widać wymiar odwracanej macierzy wynosi $(N_u+1) \times (N_u+1)$.

6. Zakończenie

W pracy przedstawiono wyprowadzenie wzorów regulatora GPC dla obiektu opisanego za pomocą równań stanu. Otrzymuje się wyrażenia bardzo podobne jak przy oryginalnym wyprowadzeniu tego regulatora dla obiektu opisanego za pomocą równań wejściowo - wyjściowych. W ten sposób omija się problem iteracyjnego rozwiązywania równania Riccatiego, sygnalizowany w pracy [4]. Zamiast tego pojawia się problem odwracania macierzy o dużym wymiarze. W celu zmniejszenia wymiaru odwracanej macierzy wprowadza się dodatkowe ograniczenie, zakładając zerowe wartości sterowań poza ustalonym horyzontem N_u . Praca pokazuje, że podejście bazujące na równaniach stanu oraz podejście bazujące na opisie wejściowo - wyjściowym są równoważne i mogą być stosowane wymiennie. Stosowanie opisu w przestrzeni stanu umożliwiło zauważenie stanów nieustalonych związanych z załączeniem regulatora i ułatwia ich analizę. Dodatkowo, można porównywać efekty zastosowania optymalnego i asymptotycznego filtru Kalmana.

Literatura

[1] Błachuta M., Ordys A.: Optimal and asymptotically optimal linear regulators resulting form a one-stage preformance index. International Journal of Systems Science, Vol, 18, No 1, 1987,

[2] Caines P.E.: Relationship between Box-Jenkis-Astrom control and Kalman linear regulator. Proceedings of IEE, Vol. 119, No 5, 1972.

[3] Clarke D.W., Mohtadi C.: Properties of Generalized Predictive Control. 10-th World Congress on Automatic Control, Munich, 1987.

[4] Clarke D.W., Mohtadi C., Tuffs P.S.: Generalized Predictive Control - - part I: The basic algorithm - part II: Extensions and interpretations. Automatica, Vol.23, No 2, 1987.

[5] Duque M., Samaan M., M'Saad M.: Partial state LQ and GPC adaptive control: an experimental evaluation. Lecture Notes in Control and Information Sciences. Analysis and Optimization of Systems. Editors: A. Bensoussan, J.L. Lions, Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, 1988.

[6] Ordys A.: Stany przejściowe w procesach regulacji minimalno-wariancyjnej. Praca doktorska, Gliwice, 1989.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. **Leszek RUTKOWSKI**

Wpłynęło do Redakcji 29. 05. 1991r.

Abstract

In the paper the formulae of GPC regulator for plants described by state-space equations are derived. Equations which are obtained are very similar to those which are obtained when GPC regulator is derived in the input-output domain. In this way the problem of iterative solution of Riccati eguation is ommited. Instead there appears the problem of inverse for a large matrix. This problem is partially reduces by additonal assumption that there is no control changes beyond the fixed horizion in the future. The paper proves the equivalence of state-space and input-output approach. Moreover, the state-space approach enables observation and analysis of transient properties which appear afer switching on the controller. In addition, two methods of state filtering can be compared.