ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1991

Seria: AUTOMATYKA z. 103 Nr kol.1090

Walerij JURKIEWICZ
Marian BŁACHUTA
Konrad WOJCIECHOWSKI

SYNTEZA UKŁADU STEROWANIA RUCHEM SAMOLOTU W PŁASZCZYŹNIE PIONOWEJ

Streszczenie. W pracy przedstawiono zastosowanie metody lokalizacji do syntezy układu sterowania ruchem samolotu w płaszczyźnie pionowej w warunkach niepełnej informacji o jego modelu. Charakterystycznymi cechami metody lokalizacji jest wykorzystanie w sprzężeniu zwrotnym oprócz wektora stanu również jego pochodnej względem czasu oraz zastosownie dużych współczynników wzmocnienia, co w sumie pozwala na likwidację wpływu niepewności i uzyskanie trajektorii wyjściowej o założonych z góry własnościach. W pracy przedstawiono model samolotu wraz z przykładowymi danymi liczbowymi oraz podano definicje stosowanych układów współrzędnych. W zakończeniu pracy przedstawiono wyniki cyfrowej symulacji pracy zamkniętego układu sterowania.

1. Wprowadzenie

Synteza prawa sterowania dla wielowymiarowych nieliniowych obiektów i rożnych zadań sterowania jest stale aktualną dziedziną badań zarówno teoretycznych jak i aplikacyjnych. W dziedzine tej istnieją przykładowe "trudne" obiekty, które ze względu na ich własności dynamiczne wykorzystuje się do testownia opracowanych algorytmów sterowania. Jednym z takich obiektów jest samolot.

W pracach poświęconych sterowniu samolotu jak i syntezie praw sterowania odnaleźć można większość podstawowych idei i podejść teorii sterowania.

Najprostszym i najczęściej stosowanym podejściem jest linearyzacja modelu w wybranym punkcie lub wzdłuż wybranej trajektorii, a następnie zastosowanie do otrzymanego modelu liniowego klasycznego podejścia częstotliwościowego lub liniowo kwadratowego [5,6,10].W pracy [7] zaproponowano zastosownie metody H^{∞} do modelu linearyzowanego przedziałami. Stosuje się sterowanie z modelem odniesienia oraz różne wersje sterowania adaptacyjnego [1,14].

Wymienione powyżej podejścia dają zadowalające rezultaty przy założeniu działania układu sterowania w niewielkim otoczeniu punktu pracy oraz znajomości poprawnych parametrów modelu. Jeżeli założenia te nie są spełnione jakość sterowania może być niska lub układ sterowania może pracować niepoprawnie.

W pracy rozpatruje się zadanie syntezy dwuwymiarowego układu sterowania parametrami lotu w płaszczyźnie pionowej przy wymaganiu autonomiczności poszczególnych torów układu zamkniętego oraz niezależności ich własności statycznych i dynamicznych od zakłóceń i zmian parametrów sterowanego obiektu, co w sposób istotny wyróżnia podejście proponowane w pracy.

Rozwiązanie tak sformułowanego zadania można uzyskać przez zastosowanie ogólnej metody syntezy praw sterowania nazywanej "metoda lokalizacji" [8,15-18].

Metoda lokalizacji jest rozwinięciem idei wykorzystania czasowych pochodnych wielkości wyjściowych jako argumentów prawa sterowania w powiązaniu z koncepcją zmniejszania wpływu zakłóceń przez stosowanie dużych współczynników wzmocnenia w pętli sprzężenia zwrotnego [12,13,20,21].

W pracy przedstawiono pełny model przestrzennego ruchu samolotu oraz szczególny przypadek ruchu w płaszczyźnie pionowej. Dla przejrzystego i jednoznacznego przedstawienia modelu i sformułowanie zadanie sterowania wprowadzono wcześniej definicje stosowanych układów współrzędnych i ich wzajemnych transformacji.

W zakresie syntezy układu sterowania przedstawiono kolejno metode wyboru struktury prawa sterowania i doboru jego parametrów liczbowych, warunki realizowalności zadanych trajektorii wyjścia jak również dyskusję wpływu filtrów różniczkujących na własności układu zamkniętego.

W zakończeniu pracy zamieszczono wyniki cyfrowej sumulacji zachowania się układu zamkniętego przy skokowych zmianach wartości zadanej, gdzie parametry algorytmu sterowania wyznaczone zostały teoretycznie.

2. Model przestrzennego ruchu samolotu

2.1. Układy współrzędnych i transformacje

Wyróżniamy następujące prostokatne i prawoskrętne układy współrzędnych:

1. Układ inercyjny I, którego początek o_I wybrany jest dowolnie na powierzchni ziemi, zaś osie o_Ix_I, o_Iy_I leżą w płaszczyźnie stycznej w punkcie o_I do powierzchni ziemi.
2. Układ grawitacyjny G z początkiem o w punkcie (x,y,z) stanowiącym środek ciężkości samolotu i osiach równoległych i zgodnie skierowanych z osiami układu I.
3. Układ samolotowy S z początkiem o, osią ox_s równoległą do osi podłużnej samolotu i zwrocie wektora prędkości, oraz osią oy_s skierowaną na prawe skrzydło.

4. Układ przepływowy A z początkiem w punkcie o, osią ox_A równoległą do kierunku opływu i skierowaną zgodnie z ruchem obiektu.

5. Układ trajektorii T z początkiem w punkcie o, osią ox_T równoległą do wektora prędkości samolotu, osią oy_T równoległą do płaszczyzny utworzonej przez osie ox_o, oy_o.

Transformację τ_{CB} wektora z układu współrzędnych B do układu współrzędnych C określa macierz D_{CB} (rotacja) i wektor $\bar{r}_{CB}$ (translacja). Zakładając, że każda z określonych dalej macierzy rotacji jest nieosobliwa, określenie czterech macierzy pozwala na dokonanie transformacji pomiędzy dowolnymi z pięciu wyróżnionych układów współrzędnych, co ilustruje graf z rys.1.

$$\begin{array}{ccccccccc} T & \text{———} & I & \text{———} & G & \text{———} & S & \text{———} & A \\ & \tau_{TI} & & \tau_{IO} & & \tau_{OS} & & \tau_{SA} & \\ & (D_{TI}, \bar{r}_{TI}) & & (D_{IO}, \bar{r}_{IO}) & & (D_{OS}, \bar{r}_{OS}) & & (D_{SA}, \bar{r}_{SA}) & \end{array}$$

Rys.1. Transformacje pomiędzy wyróżnionymi układami współrzędnych

Fig.1. Transformations beetwen coordinate systems

Macierze i wektory określające poszczególne transformacje mają postacie:

$$D_{SO}(\theta,\phi,\psi) = \begin{bmatrix} \cos\theta\cos\psi & \cos\theta\sin\psi & -\sin\theta \\ \sin\phi\sin\theta\cos\psi + (-\cos\phi\sin\psi) & \sin\phi\sin\theta\sin\psi + \cos\phi\cos\psi & \sin\phi\cos\theta \\ \cos\phi\sin\theta\cos\psi + \sin\phi\sin\psi & \cos\phi\sin\theta\sin\psi + (-\sin\phi\cos\psi) & \cos\phi\cos\theta \end{bmatrix} \qquad (1)$$

gdzie
- θ kąt pochylenia
- ϕ kąt przechylenia
- ψ kąt odchylenia

oraz $D_{SO}(\theta,\phi,\psi) = D^T_{OS}(\theta,\phi,\psi)$

$$\bar{r}_{SO} = 0\ ,\ \bar{r}_{SO} \in R^3 \qquad (2)$$

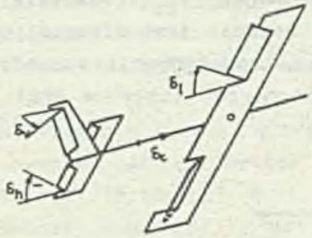
$$D_{IO} = 1\ ,\ D_{IO} \in R^{3\times3} \qquad (3)$$

$$\bar{r}_{IO} = [x,y,z]^T,\ \bar{r}_{IO} \in R^3 \qquad (4)$$

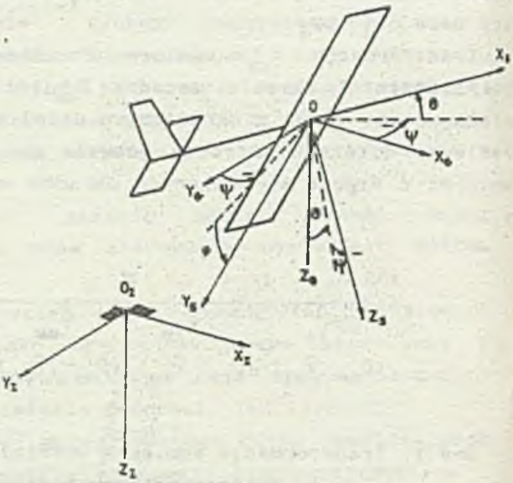
$$D_{SP}(\alpha,\beta) = \begin{bmatrix} \cos\alpha\cos\beta & -\cos\alpha\sin\beta & -\sin\alpha \\ \sin\beta & \cos\beta & 0 \\ \sin\alpha\cos\beta & -\sin\alpha\sin\beta & \cos\alpha \end{bmatrix} \qquad (5)$$

gdzie α kąt natarcia, β kąt ślizgu

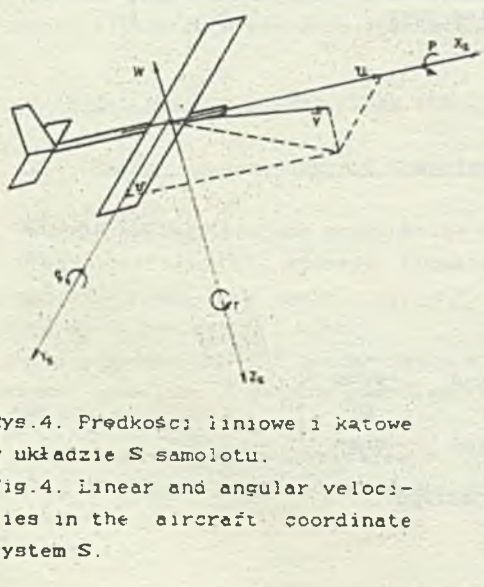
$\bar{r}_{SP} = 0$, $\bar{r}_{SP} \in R^3$



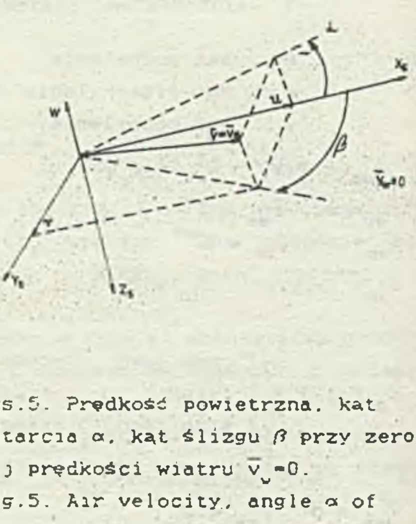
Rys.2. Interpretacja fizyczna wielkości sterujących $\delta_l, \delta_h, \delta_v$.
Fig.2. Physical interpretation of the control variables $\delta_l, \delta_h, \delta_v$.



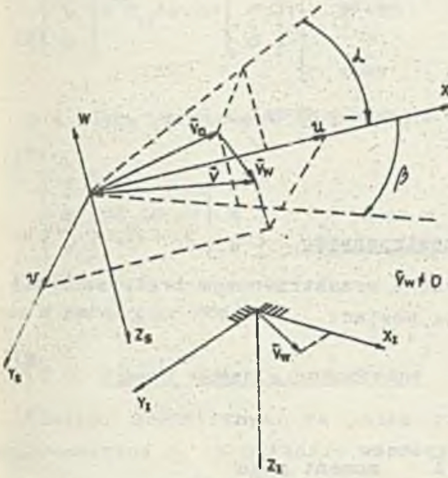
Rys.3. Kąty Eulera θ, ϕ, ψ, określające orientację układu samolotowego S względem układu inercyjnego I.
Fig.3. Euler angles θ, ϕ, ψ, of the aircraft coordinate system S in relation to the inertial system I.



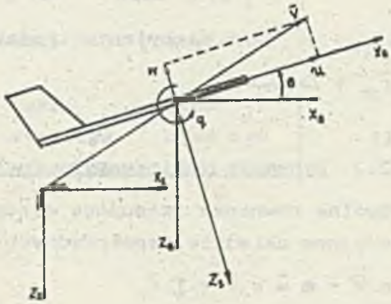
Rys.4. Prędkości liniowe i kątowe w układzie S samolotu.
Fig.4. Linear and angular velocities in the aircraft coordinate system S.



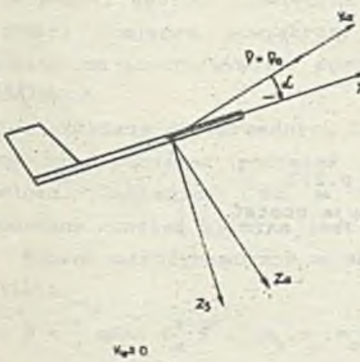
Rys.5. Prędkość powietrzna, kąt natarcia α, kąt ślizgu β przy zerowej prędkości wiatru $\bar{v}_w = 0$.
Fig.5. Air velocity, angle α of attack and sideslip angle β for zero wind velocity $\bar{v}_w = 0$.



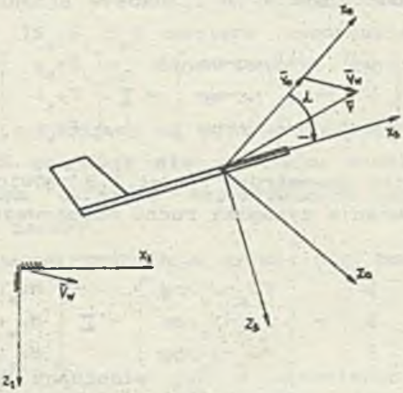
Rys.6. Prędkość powietrzna, kąt natarcia α, kąt ślizgu β przy niezerowej prędkości wiatru $\bar{V}_w$.
Fig.6. Air velocity, angle α of attack and sideslip angle β for non-zero wind velocity $\bar{V}_w$.



Rys.7. Kąty Eulera θ, ϕ, ψ, określające orientację układu samolotowego S względem układu inercyjnego I dla przypadku ruchu w płaszczyźnie pionowej.
Fig.7. Euler angles θ, ϕ, ψ, of the aircraft coordinate system S in relation to the inertial system I in case of longitudional motion.



Rys.8. Prędkość powietrzna, kąt natarcia α, przy zerowej prędkości wiatru $\bar{V}_w$ i ruchu w płaszczyźnie pionowej.
Fig.8. Air velocity, angle α of attack for zero wind velocity $\bar{V}_w$ in case of longitudional motion.



Rys.9. Prędkość powietrzna, kąt natarcia α przy niezerowej prędkości wiatru $\bar{V}_w$ i ruchu w płaszczyźnie pionowej
Fig.9. Air velocity, angle α of attack for non-zero wind velocity $\bar{V}_w$ in case of longitudional motion.

$$D_{TI}(\gamma,\eta) = \begin{bmatrix} \cos\gamma \cos\eta & -\cos\gamma \sin\eta & -\sin\gamma \\ \sin\eta & \cos\eta & 0 \\ \sin\gamma \cos\eta & -\sin\gamma \sin\eta & \cos\gamma \end{bmatrix} \tag{6}$$

gdzie γ kąt nachylenia trajektorii, η kąt drogi

$$\bar{r}_{TI} = [x,y,z]^T \tag{7}$$

2.2. Dynamika i kinematyka ruchu przestrzennego

Ogólne równania opisujące dynamikę ruchu przestrzennego bryły sztywnej w inercyjnym układzie współrzędnych I mają postać:

$$m\dot{\bar{v}} + m\,\bar{\omega} \times \bar{v} = \sum_i \bar{F}_i \tag{8}$$

$$\dot{\bar{I}} + \bar{\omega} \times \bar{I} = \sum_i \bar{M}_i \tag{9}$$

gdzie m masa, $\bar{v}$ wektor prędkości, $\bar{\omega}$ prędkość kątowa, $\bar{I}$ moment pędu, $\bar{F}_i$ siła zewnętrzna, $\bar{M}_i$ moment zewnętrzny

W układzie współrzędnych S mamy:

$$\bar{v} = [u,v,w]^T \tag{10}$$

$$\bar{\omega} = [p,q,r]^T \tag{11}$$

$$\bar{I} = J\bar{\omega}, \quad J = diag\,[J_x, J_y, J_z] \tag{12}$$

Równania dynamiki ruchu postępowego przyjmują przy powyższych oznaczeniach postać:

$$m \begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{v} \\ \dot{w} \end{bmatrix} + m \begin{bmatrix} wq-vr \\ ur-wp \\ vp-uq \end{bmatrix} = \sum_i \begin{bmatrix} Fx_{si} \\ Fy_{si} \\ Fz_{si} \end{bmatrix} \tag{13}$$

gdzie siły zewnętrzne $\bar{F}_i$ i=1,2,3 omówione są w p.2.3.

Równania dynamiki ruchu obrotowego przyjmują postać:

$$J \begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{q} \\ \dot{r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (J_z-J_y)rq \\ (J_x-J_z)pr \\ (J_y-J_x)qp \end{bmatrix} = \sum_i \begin{bmatrix} Mx_{si} \\ My_{si} \\ Mz_{si} \end{bmatrix} \tag{14}$$

gdzie wyrażenie na momenty zewnętrzne $\bar{M}_i$ przedstawione jest w p.2.3.

Równania kinematyki wyrażają związki pomiędzy położeniem a prędkością dla ruchu postępowego oraz kątem a prędkością dla ruchu obrotowego. Przypominając, że wektor $[x,y,z]^T$ określa położenie środka ciężkości w układzie T zaś wektor $\bar{v}$ ma w tym układzie postać $\bar{v}=[v,0,0]^T$ gdzie $v = (u^2+v^2+w^2)^{1/2}$, możemy napisać:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = D_{IT}(\gamma,\eta) \begin{bmatrix} v \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{lub} \quad \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = D_{OS}(\theta,\phi,\psi) \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \tag{15}$$

Dla ruchu obrotowego odpowiednie zależności mają postać:

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\phi} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = T_{\omega}(\theta,\phi) \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix}, \quad T_{\omega}(\theta,\phi) = \begin{bmatrix} 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 1 & \sin\phi\ tg\theta & \cos\phi\ tg\theta \\ 0 & \sin\phi/\cos\theta & \cos\phi/\cos\theta \end{bmatrix} \tag{16}$$

oraz z założenia $\theta \neq \pi/2$.

2.3. Siły i momenty zewnętrzne

Siłami zewnętrznymi są: siła ciężkości Q, ciąg silnika C oraz siła aerodynamiczna A. W układzie współrzędnych G siła grawitacyjna ma postać:

$$Q = [0,0,gm]^T \tag{17}$$

Zakładamy, że w układzie współrzędnych S siła ciągu przedstawiona może być w postaci:

$$C = a_c \delta_c [1,0,0]^T \tag{18}$$

gdzie δ_c jest wielkością sterującą silnika zaś a_c stałym współczynnikiem proporcjonalności.

Siła aerodynamiczna przedstawiona w układzie współrzędnych A ma postać:

$$A = \frac{1}{2} \rho(h) v_a^2 S [c_x, c_y, c_z]^T \tag{19}$$

gdzie $\rho = \rho(h)$ gęstość powietrza jako funkcja wysokości h, v_a moduł wektora prędkości względem powietrza, $S = \text{diag}[S_x, S_y, S_z]$ macierz współczynników wagowych mających wymiar powierzchni, c_x, c_y, c_z dane funkcje zmiennych $\alpha, \beta, \delta_h, \delta_v, \delta_l$.

W układzie współrzędnych S moment pochodzący od siły grawitacji jest równy zeru, ponieważ początek układu S znajduje się w środku ciężkości samolotu. Zakładamy, że w tym samym układzie współrzędnych moment powodowany ciągiem silnika jest również zerowy.

Moment aerodynamiczny w układzie współrzędnych A wyraża się ogólnie postacią:

$$M = \frac{1}{2} \rho(h) v_a^2 S L [m_x, m_y, m_z]^T \tag{20}$$

gdzie $\rho(h)$, v_a^2, S mają takie same znaczenia jak w określeniu sił aerodynamicznych, $L = \text{diag}[L_x, L_y, L_z]$ jest macierzą współczynników mających wymiar długości, m_x, m_y, m_z są danymi funkcjami zmiennych $\alpha, \beta, \delta_h, \delta_v, \delta_l$.

2.4. Model przestrzennego ruchu samolotu

Model przestrzennego ruchu samolotu dany jest następującym układem równań:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = D_{os}(\theta,\phi,\psi) \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \tag{21}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\phi} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = T_{\omega}(\theta,\phi) \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \tag{22}$$

$$m\begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{v} \\ \dot{w} \end{bmatrix} + m\begin{bmatrix} wq-vr \\ ur-wp \\ vp-uq \end{bmatrix} = m\, D_{so}(\theta,\phi,\psi) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g \end{bmatrix} + a_c \delta_c \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \tfrac{1}{2}\rho(h)\, v_a^2\, D_{sp}(\alpha,\beta) S \begin{bmatrix} c_x \\ c_y \\ c_z \end{bmatrix} \tag{23}$$

$$J\begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{q} \\ \dot{r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (J_z-J_y)rq \\ (J_x-J_z)pr \\ (J_y-J_x)qp \end{bmatrix} = \tfrac{1}{2}\rho(h)\, v_a^2\, D_{sp}(\alpha,\beta)\, S\, L \begin{bmatrix} m_x \\ m_y \\ m_z \end{bmatrix} \tag{24}$$

Dodatkowe zależności pomocnicze mają postać:

$$\begin{bmatrix} v_{ax} \\ v_{ay} \\ v_{az} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} - D_{so}(\theta,\phi,\psi) \begin{bmatrix} v_{wx} \\ v_{wy} \\ v_{wz} \end{bmatrix} \tag{25}$$

$$v_a = (v_{ax}^2 + v_{ay}^2 + v_{az}^2)^{1/2} \tag{26}$$

$$\alpha = \operatorname{arc\,tg}(v_{az}/v_{ax}) \tag{27}$$

$$\beta = \arcsin(v_{ay}/v_a) \tag{28}$$

gdzie $\bar{v}_w = [v_{wx}, v_{wy}, v_{wz}]^T$ jest wektorem prędkości wiatru w układzie I.

2.5. Model ruchu samolotu w płaszczyźnie pionowej

Zakładając $\phi \equiv \psi \equiv 0$, $v \equiv 0$ otrzymujemy na podstawie równań ruchu przestrzennego, że również $p \equiv r \equiv 0$, $y \equiv 0$, $\beta \equiv 0$. Mamy zatem:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ 0 \\ \dot{z} \end{bmatrix} = D_{os}(\theta,0,0) \begin{bmatrix} u \\ 0 \\ w \end{bmatrix} \tag{29}$$

$$\begin{bmatrix}\dot\theta\\0\\0\end{bmatrix} = T_{\omega}(\theta,0)\begin{bmatrix}0\\q\\0\end{bmatrix} \tag{30}$$

$$m\begin{bmatrix}\dot u\\0\\\dot w\end{bmatrix} + m\begin{bmatrix}wq\\0\\-uq\end{bmatrix} = m\, D_{sa}(\theta,0,0)\begin{bmatrix}0\\0\\g\end{bmatrix} + a_c\delta_c\begin{bmatrix}1\\0\\0\end{bmatrix} + \frac{1}{2}\rho(h)\, v_a^2\, D_{sp}(\alpha,0)S\begin{bmatrix}c_x\\c_y\\c_z\end{bmatrix} \tag{31}$$

$$J\begin{bmatrix}0\\\dot q\\0\end{bmatrix} = \frac{1}{2}\rho(h)\, v_a^2\, D_{sp}(\alpha,\beta)\, L\, S\begin{bmatrix}0\\m_y\\0\end{bmatrix} \tag{32}$$

Ostatecznie układ równań opisujących ruch samolotu w płaszczyźnie pionowej przyjmuje postać:

$$\begin{aligned}
\dot x &= u\cos\theta + w\sin\theta\\
\dot z &= -u\sin\theta + w\cos\theta\\
\dot\theta &= q\\
\dot u &= -wq - g\sin\theta + \frac{a_c}{m}\delta_c + \frac{1}{2m}\rho v_a^2 (S_x c_x\cos\alpha - S_z c_z\sin\alpha)\\
\dot w &= uq + g\cos\theta + \frac{1}{2m}\rho v_a^2 (S_x c_x\sin\alpha + S_z c_z\cos\alpha)\\
\dot q &= \frac{1}{2J_y}\rho v_a^2 L_y S_y m_y
\end{aligned} \tag{33}$$

Zależności pomocnicze przyjmują postać:

$$\begin{aligned}
v_{ax} &= u - v_{wx}\cos\theta - v_{wz}\sin\theta\\
v_{az} &= w - v_{wx}\sin\theta - v_{wz}\cos\theta\\
v_a &= (v_{ax}^2 + v_{az}^2)^{1/2}\\
\alpha &= \mathrm{arc\,tg}(v_{az}/v_{ax})
\end{aligned} \tag{34}$$

Dla uproszczenia występujących dalej wyrażeń w pracy zakłada się $\overline{v}_w = 0$.

2.6. Przykładowe dane liczbowe

Dane liczbowe wymagane dla przeprowadzenia cyfrowej symulacji zamkniętego układu sterowania można podzielić na następujące grupy:

1. Wartości parametrów.
2. Określenia funkcji.
3. Przedziały zmienności składowych wektora stanu.
4. Ograniczenia składowych wektora sterowań.
5. Przedziały zmienności wielkości pomocniczych.

Pierwsze dwie grupy danych wymagane są dla symulacji obiektu sterowania. Pozostałe pozwalają, odpowiednio do przedstawianej w pracy metody, na syntezę układu sterowania z "dokładnością" do współczynników liczbowych.

Wartości parametrów

Tab.1.

Oznaczenie	Nazwa	Jedn.	Wartość
m	masa	[kg]	2000
J_x	momenty bezwładności względem	[kg m^2]	2000
J_y	samolotowego układu współrzędnych	[kg m^2]	5000
J_z		[kg m^2]	10000
L_x	równoważne ramiona sił w przepły-	[m]	0.5
L_y	wowym układzie współrzędnych	[m]	0.5
L_z		[m]	0.5
S_x	równoważne powierzchnie w przepły-	[m^2]	0.5
S_y	wowym układzie współrzędnych	[m^2]	2.0
S_z		[m^2]	10.0
ρ	gęstość powietrza	[kg/m^3]	1.2
g	przyśpieszenie ziemskie	[m /s^2]	9.81
a_e	współczynnik	[N/ %]	20.0

Określenia funkcji

Funkcje c_x, c_y, c_z rozwinięte w szeregi potęgowe są postaci:

$$c_i = c_i^0 + c_i^{\alpha}\alpha + c_i^{\alpha 2}\alpha^2 + c_i^{\alpha 3}\alpha^3 + c_i^{\beta}\beta + c_i^{\beta 2}\beta^2 + c_i^{h}\delta_h + c_i^{h2}(\delta_h)^2 +$$
$$+ c_i^{v}\delta_v + c_i^{v2}(\delta_v)^2 + c_i^{l}\delta_l + c_i^{l2}(\delta_l)^2$$

gdzie $i = x, y, z$

Liczbowe wartości współczynników tych rozwinięć przedstawiają tab.2.a, 2.b

Tab.2.a.

	c_i^0	c_i^{α}	$c_i^{\alpha 2}$	$c_i^{\alpha 3}$	c_i^{β}	$c_i^{\beta 2}$
$i=x$	$-2.0\cdot 10^{-1}$	0.0	$-2.0\cdot 10^{-3}$	0.0	0.0	0.0
$i=y$	0.0	0.0	0.0	0.0	$-5.0\cdot 10^{-3}$	0.0
$i=z$	$-1.5\cdot 10^{-1}$	-8.6	0.0	0.0	0.0	$5.7\cdot 10^{-3}$

Tab.2.b.

	c_i^h	c_i^{hz}	c_i^v	c_i^{vz}	c_i^l	c_i^{lz}
i=x	0.0	$-2.0\cdot10^{-3}$	0.0	$-2.0\cdot10^{-3}$	0.0	$-2.0\cdot10^{-3}$
i=y	0.0	0.0	$-2.5\cdot10^{-3}$	0.0	0.0	0.0
i=z	$-1.0\cdot10^{-4}$	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0

Funkcje m_x, m_y, m_z rozwinięte w szeregi potęgowe są postaci:

$$m_i = m_i^0 + m_i^\alpha \alpha + m_i^\beta \beta + m_i^h \delta_h + m_i^v \delta_v + m_i^l \delta_l$$

Liczbowe wartości współczynników tych rozwinięć przedstawia Tab.3.

Tab.3.

	m_i^0	m_i^α	m_i^β	m_i^h	m_i^v	m_i^l
i=x	0.0	0.0	0.0	0.0	$-4.0\cdot10^{-3}$	$-4.0\cdot10^{-2}$
i=y	0.0	$5.7\cdot10^{-2}$	0.0	$-1.0\cdot10^{-2}$	0.0	0.0
i=z	0.0	0.0	$-1.1\cdot10^{-2}$	0.0	$8.0\cdot10^{-4}$	$-2.0\cdot10^{-5}$

Przedziały zmienności składowych wektora stanu

Tab.4.

Oznaczenie	Nazwa	Jedn.	Zakres zmienn.
x, y, z	składowe położenia środka masy w układzie I	[m]	dowolny
θ ϕ ψ	kąty Eulera położenia układu samolotowego względem układu I	[rad] [rad] [rad]	$(-\pi/8, \pi/8)$ $[-\pi, \pi]$ dowolny
u v w	składowe prędkości w układzie S	[m/s] [m/s] [m/s]	[50,300] [-20,20] [-20,20]
p, q, r	składowe prędkości kątowej w układzie S	[rad/s]	[-0.15,0.15]

Ograniczenia składowych wektora sterowań

Tab.5.

Oznaczenie	Nazwa	Jedn.	Zakres zmienn.
$\delta_h, \delta_v, \delta_l$	wychylenia kątowe steru wysokości kierunku i lotek	[rad]	[-0.7, 0.7]
δ_c	względny ciąg silnika	[°/o]	[0,200]

Przedziały zmienności wielkości pomocniczych

Tab.6.

Oznaczenie	Nazwa	Jedn.	Zakres zmienn.
α	kąt natarcia	[rad]	[-0.3,0.3]
β	kąt ślizgu	[rad]	[-0.5,0.5]
$h=-z$	wysokość lotu	[m]	dowolna
v_{ax} v_{ay} v_{az}	składowe prędkości samolotu względem powietrza	[m/s] [m/s] [m/s]	[0,200] [-20,20] [-20,20]
v_a	moduł wektora prędkości samolotu względem powietrza	[m/s]	[10,300]
v_{wx}, v_{wy}, v_{wz}	składowe prędkości wiatru w układzie I	[m/s]	[-20,20]

3. Sformułowanie zadania sterowania

Zadaniem sterowania jest stabilizacja wybranych wielkości wyjściowych obiektu (parametry lotu). W rozpatrywanym przypadku są nimi u, θ. Należy zapewnić zatem:

$$\lim_{t\to\infty} u(t) = u_0 , \quad \lim_{t\to\infty} \theta(t) = \theta_0$$

gdzie u_0 = $const$, θ_0 = $const$ są wartościami zadanymi stabilizowanych wielkości. Dodatkowo żąda się aby procesy przejściowe $u(t) \to u_0$, $\theta(t) \to \theta_0$ kolejnych wyjść były wzajemnie niezależne, spełniały zadane równania różniczkowe, a tym samym były również niezależne od zmieniających się charakterystyk obiektu.

4. Synteza układu sterowania

4.1. Struktura algorytmu sterowania

Charakterystyczną cechą algorytmów sterowania realizowanych metodą lokalizacji jest zależność sterowania od "wektora prędkości" rozumianego jako pochodna względem czasu wektora stanu. Algorytmy sterowania o takiej strukturze rozpatrywane były w pracach [8,15-17].

Ogólna metoda określania struktury algorytmu sterowania ze sprzężeniem od wektora prędkości dla przypadku odwracalnych układów dynamicznych przedstawiona została w pracy [23]. Zgodnie z tą metodą można, w pokazany poniżej sposób, dla zadania sterowania sformułowanego w pracy utworzyć układ równań względem czasowych pochodnych wielkości wyjściowych, z którego następnie można jawnie wyznaczyć sterowania.

Różniczkując $u(t)$ jednokrotnie i $\theta(t)$ dwukrotnie względem czasu otrzymujemy:

$$
\begin{aligned}
u^{(1)} &= f_u(\theta, u, w, q, \delta_h) + b_u\,\delta_c \\
\theta^{(2)} &= f_\theta(u, w) + b_\theta(u, w)\,\delta_h
\end{aligned}
\tag{35}
$$

gdzie

$$
\begin{aligned}
f_u(\theta, u, w, q, \delta_h) = & - w\,q - g \sin\theta + \frac{1}{2m}\rho\,(u^2 + w^2)\,\cdot \\
& (S_x [c_x^{o} + c_x^{\alpha 2}(\mathrm{arctg}\,(w/u))^2 + c_x^{h2}(\delta_h)^2] \cos(\mathrm{arctg}\,(w/u)) + \\
& + (-1)\,S_z [c_z^{o} + c_z^{\alpha}\,\mathrm{arctg}\,(w/u) + c_z^{h}\,\delta_h] \sin(\mathrm{arctg}\,(w/u)))
\end{aligned}
$$

$$
f_\theta(u, w) = \frac{1}{2}\rho\,(u^2 + w^2)\,J_y^{-1} L_y S_y m_y^{\alpha}\,\mathrm{arctg}\,(w/u)
$$

$$
b_\theta(u, w) = \frac{1}{2}\rho\,(u^2 + w^2)\,J_y^{-1} L_y S_y m_y^{h}
$$

$$
b_u = \frac{a_c}{m} .
$$

Z postaci układu wynika, że jego rząd względem wyjścia $u(t)$ jest równy jeden, zaś względem wyjścia $\theta(t)$ wynosi dwa. Zatem (patrz również [22,23]) algorytm sterowania ze sprzężeniem od wektora prędkości pozwalający na uzyskanie zadanych trajektorii wielkości wyjściowych ma postać:

$$
\begin{aligned}
\delta_c &= k_u\,(F_u - u^{(1)}) \\
\delta_h &= k_\theta\,(F_\theta - \theta^{(2)})
\end{aligned}
\tag{36}
$$

gdzie k_u, k_θ współczynniki wzmocnienia regulatora, $k_u b_u > 0$, $k_\theta b_\theta > 0$, F_u, F_θ określają zadaną dynamikę wielkości wyjściowych, $u(t)$, $\theta(t)$ za pomocą następujących wzajemnie niezależnych równań różniczkowych:

$$
u^{(1)} = F_u(u, u_o) \tag{37}
$$

$$
\theta^{(2)} = F_\theta(\theta^{(1)}, \theta, \theta_o) \tag{38}
$$

Parametry równań różniczkowych (37), (38) wybiera się tak by były spełnione zadane wymagania odnośnie przebiegów przejściowych

$u(t) \to u_o$, $\theta(t) \to \theta_o$

przy uwzględnieniu ograniczeń na wartości sterowań.

Przykładowo wymaganą dynamikę można zadać za pomocą następujących liniowych równań różniczkowych:

$$\tau_u u^{(1)} + u = u_o \tag{39}$$

$$\tau_\theta^2 \theta^{(2)} + 2 d_\theta \tau_\theta \theta^{(1)} + \theta = \theta_o \tag{40}$$

których parametrami liczbowymi są $\tau_u, \tau_\theta, d_\theta$.

4.2. Własności układu zamkniętego

Wstępnie własności układu zamkniętego rozpatrzymy bez uwzględniania wpływu filtrów różniczkujących, pozwalających na uzyskanie "ocen" czasowych pochodnych wielkości wyjściowych.

Podstawiając prawa sterowania (36) do (35) otrzymujemy po wykonaniu prostych przekształceń następujące wyrażenia dla $u^{(1)}, \theta^{(2)}$:

$$u^{(1)}(t,k_u) = F_u + (1 + b_u k_u)^{-1}(f_u(\theta,u,w,q,\delta_h) - F_u) \tag{41}$$

$$\theta^{(2)}(t,k_\theta) = F_\theta + (1 + b_\theta(u,w)k_\theta)^{-1}(f_\theta(u,w) - F_\theta) \tag{42}$$

Dalej przechodząc do granicy otrzymujemy:

$$\lim_{k_u \to \infty} u^{(1)}(t,k_u) = F_u, \quad \lim_{k_\theta \to -\infty} \theta^{(2)}(t,k_\theta) = F_\theta \tag{43}$$

Można zatem stwierdzić na podstawie (43), że algorytm sterowania (36) zapewnia możliwość uzyskania, zadanych za pomocą równań różniczkowych (37), (38) dynamicznych własności zmiennych wyjściowych $u(t)$, $\theta(t)$. Równocześnie uzyskuje się autonomizację torów sterowania i niezależność własności (43) od charakterystyk obiektu.

Rozpatrzmy czasowe przebiegi sterowań δ_c, δ_h wynikające z przyjętego prawa sterowania. Podstawiając (35) do (36) otrzymujemy:

$$\delta_c(t,k_u) = (k_u^{-1} + b_u)^{-1}(F_u(u,u_o) - f_u(\theta,u,w,q,\delta_h)) \tag{44}$$

$$\delta_h(t,k_\theta) = (k_\theta^{-1} + b_\theta(u,w))^{-1}(F_\theta(q,\theta,\theta_c) - f_\theta(u,w)) \tag{45}$$

skąd po przejściu do granicy mamy:

$$\lim_{k_u \to \infty} \delta_c(t,k_u) = \delta_c^o(t), \quad \lim_{k_\theta \to -\infty} \delta_h(t,k_\theta) = \delta_h^o(t)$$

gdzie $\delta_c^o(t)$, $\delta_h^o(t)$ są następującymi asymptotycznymi postaciami praw sterowania

$$\delta_c^o(t) = b_u^{-1}(F_u(u,u_o) - f_u(\theta,u,w,q,\delta_h^o)) \tag{46}$$

$$\delta_h^o(t) = b_\theta^{-1}(u,w)(F_\theta(q,\theta,\theta_o) - f_\theta(u,w)) \tag{47}$$

4.3. Warunki realizowalności zadanych trajektorii wyjściowych

Wiadomo, [4], że jeżeli układ dynamiczny jest odwracalny to sterowanie zapewniające uzyskanie trajektorii wyjściowych o zadanych własnościach dynamicznych istnieje na skończonym przedziale czasowym i jest jednoznacznie określone. Zauważmy, że asymptotyczne postacie praw sterowania $\delta^a_c(t)$, $\delta^a_h(t)$ otrzymane w p.4.2. w wyniku przejścia granicznego można również uzyskać dla układu odwracalnego bezpośrednio z wyrażenia (35) i warunków

$$u^{(1)} = F_u , \quad \theta^{(2)} = F_\theta$$

W tym przypadku dla $t \in [t_o, \infty)$ wartości sterowań $\delta^a_c(t)$, $\delta^a_h(t)$ realizujących zadaną trajektorię mogą rosnąć dowolnie, tj.

$$\lim_{t\to\infty} \sup \left([\delta^a_c(t)]^2 + [\delta^a_h(t)]^2 \right) = \infty$$

co nie jest możliwe w rozpatrywanym układzie sterowania ponieważ wartości sterowań są ograniczone $\delta_c \in [-\delta^{max}_c, \delta^{max}_c]$, $\delta_h \in [-\delta^{max}_h, \delta^{max}_h]$ a w konsekwencji zadana trajektoria wyjściowa nie będzie realizowalna po upływie skończonego odcinka czasu.

Na podstawie powyższych rozważań dla realizowalności zadanej trajektorii wyjściowej oprócz warunku odwracalności układu dodatkowo wymaga się stabilności obiektu względem sterowania wprowadzonej w pracach [22,23]. Określony tam warunek stabilności ma postać:

$$\lim_{t\to\infty} \sup \left([\delta^a_c(t)]^2 + [\delta^a_h(t)]^2 \right) < \infty \tag{48}$$

W szczególności w rozpatrywanym przypadku zakłada się

$$\lim_{t\to\infty} \sup [\delta^a_c(t)]^2 < [\delta^{max}_c]^2 , \quad \lim_{t\to\infty} \sup [\delta^a_h(t)]^2 < [\delta^{max}_h]^2 .$$

Sprawdzenie kiedy powyższy warunek jest spełniony prowadzi do badania stabilności układów odwracalnych minimalnego rzędu, a w przypadku układów liniowych i stacjonarnych do analizy zer transmitancji układu [24,25].

4.4. Analiza realizowalności

Podstawiając wyrażenie (46),(47) do układu (33) otrzymujemy równania układu zamkniętego o postaci:

$$\begin{aligned}
\dot{x} &= u \cos\theta + w \sin\theta \\
\dot{z} &= - u \sin\theta + w \cos\theta \\
\dot{\theta} &= q \\
\dot{u} &= F_u(u, u_o) \\
\dot{w} &= f_w(\theta, u, w, q, \theta_o) \\
\dot{q} &= F_\theta(q, \theta, \theta_o).
\end{aligned} \tag{49}$$

gdzie

$$f_v(\theta,u,w,q,\theta_o) = u\,q + g\cos\theta + \frac{1}{2m}\rho\,(u^2 + w^2)\cdot$$

$$\cdot\,(S_x[c_x^o + c_x^{\alpha z}\,(\mathrm{arctg}\,(w/u))^2 +$$

$$+ c_x^{h2}(b_\theta^{-1}(u,w)\,(F_\theta(q,\theta,\theta_o) - f_\theta(u,w)))^2]\,\sin(\mathrm{arctg}\,(w/u)) +$$

$$+ S_z[c_z^o + c_z^{\alpha}\,\mathrm{arctg}\,(w/u) + c_z^{h}\,b_\theta^{-1}(u,w)\,(F_\theta(q,\theta,\theta_o) +$$

$$+(-1)\,f_\theta(u,w))]\,\cos(\mathrm{arctg}\,(w/u)))$$

Ponieważ układ równań (37), (38) jest stabilny, zaś składowe $x(t)$ i $z(t)$ są nieobserwowalne względem wyjść $\theta(t)$, $u(t)$ to dla spełnienia warunku (48) wystarczy stabilność rozwiązań równania

$$\dot{w} = f_v(\theta,u,w,q,\theta_o)$$

Ze względu na nieliniowość ogólna analiza stabilności powyższego równania jest trudna stąd w pracy ograniczono się do szczególnego przypadku realizowalności w zadaniu stabilizacji wielkości wyjściowych.

4.5 Analiza trajektorii osobliwych

Szczególnym przypadkiem analizy realizowalności trajektorii wyjściowych jest analiza realizowalności ich stabilizacji na zadanych wartościach tj.

$$u(t) = u_o\ ,\quad \theta(t) = \theta_o \quad \forall\, t \in [\,t_o, \infty)$$

W tym przypadku trajektoria układu zamkniętego należy do pewnej podprzestrzeni przestrzeni stanu (trajektorie osobliwe) i spełnienie warunku (48) sprowadza się do badania stabilności w tej podprzestrzeni.

W pracy [24] pokazano, że liczba równań określających podprzestrzeń trajektorii osobliwych jest równa sumie rzędów układu (33) względem zmiennych wyjściowych i w przypadku rozpatrywanym w pracy wynosi trzy a równania określające podprzestrzeń mają postać:

$$u(t) = u_o\ ,\quad \theta(t) = \theta_o\ ,\quad q(t) = 0 \quad \forall\, t \in [\,t_o, \infty)$$

Stąd układ równań opisujących trajektorie osobliwe jest układem rzędu (n-3), gdzie n jest rzędem układu wyjściowego (model obiektu). Układ ten ma postać:

$$\begin{aligned}
\dot{x} &= u_o\cos\theta_o - w\sin\theta_o\\
\dot{z} &= -\,u_o\sin\theta_o - w\cos\theta_o\\
\dot{w} &= f_v(\theta_o, u_o, w)
\end{aligned} \qquad (50)$$

gdzie

$$f_v(\theta_o, u_o, w) = g\cos\theta_o + \frac{1}{2m}\rho(u_o^2 + w^2)(S_x[c_x^o + c_x^{\alpha 2}(\mathrm{arctg}(w/u_o))^2 +$$
$$+ c_x^{h2}((m_y^\alpha/m_y^h)\,\mathrm{arctg}(w/u_o))^2]\,\sin(\mathrm{arctg}\,(w/u_o)) +$$
$$+ S_z[c_z^o + c_z^\alpha\,\mathrm{arctg}(w/u_o) - c_z^h(m_y^\alpha/m_y^h)\,\mathrm{arctg}(w/u_o)]\cdot$$
$$\cos(\mathrm{arctg}(w/u_o)))$$

Ponieważ składowe $x(t)$, $z(t)$ nie są obserwowalne względem zmiennych wyjściowych $\theta(t)$, $u(t)$ to przy analizie własności (48) pierwsze dwa równania tego układu mogą być pominięte [23,24].

Zakładając na podstawie przesłanek fizykalnych, że $|w/u_o| \ll 1$ i rozwijając funkcje trygonometryczne w szeregi potęgowe otrzymujemy:

$$\dot{w} = a_v w + (g\cos\theta_o + \frac{1}{2m}\rho u_o^2 S_z c_z^o) + \tilde{f}_v((w/u_o)^2, (w/u_o)^3, \ldots),$$

gdzie

$$a_v = \frac{1}{2m}\rho\, u_o(S_x c_x^o + S_z[c_z^\alpha - c_z^h(m_y^\alpha/m_y^h)])$$

$$\lim_{(v/u)\to 0} \tilde{f}_v((w/u_o)^2, (w/u_o)^3, \ldots) = 0$$

Uwzględniając dane liczbowe zamieszczone w Tab.1.,2., otrzymujemy $a_\omega \approx -1$ co oznacza, że rozwiązanie równania (50) jest stabilne dla małych wielkości stosunku $|w/u_o|$. Spełniony jest zatem warunek (48) i stabilizacja wybranych wielkości wyjściowych jest realizowalna przy istniejących ograniczeniach na wartości sterowań.

Z postaci wyrażeń (46),(47) wnika, że poprzez wybór parametrów pożądanej dynamiki F_θ, F_u trajektorii wyjściowej można zawsze spełnić warunki

$$\delta_c^a \in [-\delta_c^{max}, \delta_c^{max}],\ \delta_h^a \in [-\delta_h^{max}, \delta_h^{max}]$$

Wartość ustaloną zmiennej w wyznaczyć można na podstawie następującego przybliżonego wyrażenia

$$w_o \approx -(g\cos\theta_o + \frac{1}{2m}\rho u_o^2 S_z c_z^o)/(\frac{1}{2m}\rho\, u_o(S_x c_x^o + S_z[c_z^\alpha - c_z^h(m_y^\alpha/m_y^h)]))$$

4.6. Dokładność realizacji zadanej trajektorii wyjścia

Dla określenia wielkości błędu realizacji zadanej trajektorii wyjścia występującego przy skończonych wartościach współczynników wzmocnień k_u, k_θ wykorzystać można zależności przedstawione w pracach [15,16].

Oznaczmy przez

$$\Delta_u^F = F_u - u^{(1)},\quad \Delta_\theta^F = F_\theta - \theta^{(2)}$$

błędy realizacji zadanej dynamiki F_u i F_θ. Załóżmy że dopuszczalne wartości błędów powinny spełniać następujące ograniczenia:

$$| \Delta^F_u | \le 0.05 \ | F_u|_{max} \ , \quad | \Delta^F_\theta | \le 0.05 \ | F_\theta|_{max}$$

Zatem, uwzględniając wyrażenia (41),(42) otrzymujemy, że w układzie zamkniętym

$$\Delta^F_u = (1 + b_u k_u)^{-1} (F_u(u,u_o) - f_u(\theta,u,w,q,\delta_h))$$

$$\Delta^F_\theta = (1 + b_\theta(u,w) k_\theta)^{-1} (F_\theta(\theta^{(1)},\theta,\theta_o) - f_\theta(u,w))$$

W wyniku otrzymujemy:

$$|k_u| \ge |b_u|^{-1} (|F_u(u,u_o) - f_u(\theta,u,w,q,\delta_h)|_{max} / (0.05 |F_u(u,u_o)|_{max}) - 1)$$

$$|k_\theta| \ge |b_\theta (u,w)|^{-1}_{min} (|F_\theta(\theta^{(1)},\theta,\theta_o) - f_\theta(u,w)|_{max} / (0.05 |F_\theta(.)|_{max}) - 1)$$

Zauważmy, że ponieważ wielkość $u(t)$ jest mierzona, to zależność Δ^F_θ od $u(t)$ można zmniejszyć przyjmując:

$$k_\theta = -\bar{k}_\theta / u^2 \tag{51}$$

Zatem dla określenia wielkości $\bar{k}_\theta$ mamy zależność:

$$\bar{k}_\theta \ge (2J_y / (\rho L_y S_y |m^h_y|)) (|F_\theta(.) - f_\theta(.)|_{max} / (0.05 \ | F_\theta(.) \ |_{max}) - 1)$$

Z kolei dla wyznaczenia wielkości błędu realizacji w stanie ustalonym przy skończonej wartości współczynników wzmocnienia k_u, k_θ wykorzystamy zależności przedstawione w pracy [25]. Zakładamy, że w układzie występuje stan ustalony jeżeli:

$$u(t) \equiv u_s = const \ , \ \theta(t) \equiv \theta_s = const \ .$$

Oznaczając przez

$$\Delta^s_u = u_o - u_s \ , \quad \Delta^s_\theta = \theta_o - \theta_s$$

błędy realizacji w stanie ustalonym ,można sformułować następujący warunek:

$$| \Delta^s_u | \le | \Delta^s_u |_{max} \ , \quad | \Delta^s_\theta | \le | \Delta^s_\theta |_{max}$$

Z wyrażeń (41),(42) i (39),(40) wynika ,że w stanie ustalonym zachodzi

$$0 = f_u(.) + b_u k_u \tau^{-1}_u \Delta^s_u \quad , \quad 0 = f_\theta(.) + b_\theta(.) k_\theta \tau^{-2}_\theta \Delta^s_\theta$$

W wyniku otrzymujemy ostatecznie warunki:

$$|k_u| \ge \tau_u | f_u(.)|_s (| b_u |_s | \Delta^s_u |_{max})^{-1}$$

$$|k_\theta| \ge \tau^2_\theta | f_\theta(.)|_s (| b_\theta (.) |_s | \Delta^s_\theta |_{max})^{-1}$$

Jeżeli określimy k_θ odpowiednio do wyrażenia (51) otrzymujemy:

$$\bar{k}_\theta \ge (2J_y / (\rho L_y S_y |m^h_y|)) \tau^2_\theta | f_\theta(.)|_s \ | \Delta^s_\theta |^{-1}_{max}$$

Wykorzystując powyższe nierówności możemy wybrać wartości współczynników wzmocnień k_u, k_θ tak by jednocześnie były spełnione wymagania odnośnie dopuszczalnej wielkości błędu realizacji zadanej trajektorii wyjściowej w stanach przejściowym i ustalonym.

4.7. Wpływ filtrów różniczkujących

Odpowiednio do koncepcji sterowania ze sprzężeniem od wektora prędkości argumentami prawa sterowania (36) są pochodne $u^{(1)}$, $\theta^{(2)}$, $\theta^{(1)}$. W praktycznej realizacji sterowania pochodne te nie są dostępne pomiarowo. Zamiast nich wykorzystuje się ich oceny otrzymane w wyniku zastosowania dwu filtrów różniczkujących o postaci [8,16]:

$$\mu_u \hat{u}^{(1)} + \hat{u} = u$$

$$\mu_\theta^2 \hat{\theta}^{(2)} + 2d_\theta \mu_\theta \hat{\theta}^{(1)} + \hat{\theta} = \theta$$

Równocześnie uwzględniając ograniczenia na wartości sterowań

$$\delta_c \in [-\delta_c^{max}, \delta_c^{max}], \quad \delta_h \in [-\delta_h^{max}, \delta_h^{max}]$$

przyjmujemy prawo sterowania w postaci

$$\delta_c = \delta_c^{max} sat(\tilde{\delta}_c / \delta_c^{max}), \quad \delta_h = \delta_h^{max} sat(\tilde{\delta}_h / \delta_h^{max})$$

gdzie

$$sat(\gamma) = \begin{cases} 1 & \gamma \geq 1 \\ \gamma & -1 < \gamma < 1 \\ -1 & \gamma \leq -1 \end{cases}$$

$$\tilde{\delta}_c = k_u (F_u (\hat{u}, u_o) - \hat{u}^{(1)})$$

$$\tilde{\delta}_h = k_\theta (F_\theta (\hat{\theta}^{(1)}, \hat{\theta}, \theta_o) - \hat{\theta}^{(2)})$$

W wyniku, równania układu zamkniętego mają postać:

$$\begin{aligned}
\dot{x} &= u \cos\theta + w \sin\theta \\
\dot{z} &= - u \sin\theta + w \cos\theta \\
\dot{\theta} &= q \\
\dot{u} &= f_u(\theta, u, w, q, \delta_h) + b_u \delta_c^{max} sat(k_u(F_u(\hat{u}, u_o) - \hat{u}^{(1)})/\delta_c^{max}) \\
\dot{w} &= f_w(\theta, u, w, q, \delta_h) \\
\dot{q} &= f_\theta(u, w) + b_\theta(u, w)\delta_h^{max} sat(k_\theta(F_\theta(\hat{\theta}^{(1)}, \hat{\theta}, \theta_o) - \hat{\theta}^{(2)})/\delta_h^{max}) \\
&\mu_u \hat{u}^{(1)} + \hat{u} = u \\
&\mu_\theta^2 \hat{\theta}^{(2)} + 2d_\theta \mu_\theta \hat{\theta}^{(1)} + \hat{\theta} = \theta
\end{aligned} \tag{52}$$

gdzie

$$\begin{aligned}
f_w(\theta, u, w, q, \delta_h) = {} & u q + g \cos\theta + \frac{1}{2m} \rho (u^2 + w^2) \cdot \\
& (S_x [c_x^o + c_x^{\alpha 2} (arctg(w/u))^2 + c_x^{h2} (\delta_h)^2] \sin(arctg(w/u)) + \\
& + S_z [c_z^o + c_z^\alpha arctg(w/u) + c_z^h \delta_h] \cos(arctg(w/u)))
\end{aligned}$$

W powyższym układzie równań μ_u i μ_θ odgrywają rolę małego parametru stąd jakościowe własności układu zamkniętego można badać poprzez wyróżnienie dwu podukładów, szybkiego i wolnego. Wydzielenie tych podukładów może być wykonane metodą przedstawioną w pracach [8,15,16].

Zakładamy również, że dla wartości zmiennych należących do przedziałów wymienionych w Tab.4-6. spełnione są następujące nierówności:

$$|F_u(\cdot) - f_u(\cdot)|^{max} < |b_u|^{min}\,\delta_c^{max}$$

$$|F_\theta(\cdot) - f_\theta(\cdot)|^{max} < |b_\theta(\cdot)|^{min}\,\delta_h^{max}$$

4.8. Składowa wolnozmienna

Odpowiednio do metody przedstawionej w pracy [15] wprowadzamy dodatkowe zmienne

$$u_1 = \bar{u}^{(1)},\quad \theta_1 = \dot{\bar{\theta}}^{(1)},\quad \theta_2 = \dot{\bar{\theta}}^{(2)}$$

i rozszerzamy układ (52) przez wprowadzenie dodatkowych równań wiążących te zmienne. Otrzymany rozszerzony układ równań ma postać:

$$\dot{x} = u\cos\theta + w\sin\theta$$

$$\dot{z} = -u\sin\theta + w\cos\theta$$

$$\dot{\theta} = q$$

$$\dot{u} = f_u(\theta,u,w,q,\delta_h) + b_u\delta_c^{max}\,sat(k_u(F_u(u,u_o) - u_1)/\delta_c^{max})$$

$$\dot{w} = f_w(\theta,u,w,q,\delta_h)$$

$$\dot{q} = f_\theta(u,w) + b_\theta(u,w)\delta_h^{max}\,sat(k_\theta(F_\theta(\theta_1,\dot{\theta},\theta_o) - \theta_2)/\delta_h^{max})$$

$$\mu_u \bar{u}^{(1)} + \dot{u} = u$$

$$\mu_\theta^2\bar{\theta}^{(2)} + 2d_\theta\,\mu_\theta\bar{\theta}^{(1)} + \dot{\theta} = \theta$$

$$\mu_u u_1^{(1)} + u_1 = f_u(\theta,u,w,q,\delta_h) + b_u\delta_c^{max}\,sat(k_u(F_u(\dot{u},u_o) - u_1)/\delta_c^{max})$$

$$\mu_\theta^2\theta_1^{(2)} + 2d_\theta\,\mu_\theta\theta_1^{(1)} + \theta_1 = \theta^{(1)}$$

$$\mu_\theta^2\theta_2^{(2)} + 2d_\theta\mu_\theta\theta_2^{(1)} + \theta_2 = f_\theta(u,w) + b_\theta(u,w)\delta_h^{max}\,sat(k_\theta(F_\theta(\theta_1,\dot{\theta},\theta_o) - \theta_2)/\delta_h^{max})$$

Wykonując w powyższym układzie przejście graniczne $\mu_u \to 0$, $\mu_\theta \to 0$ otrzymujemy w wyniku układ równań opisujący wolnozmienne składowe przebiegów. Ma on postać:

$$
\begin{aligned}
\dot{x} &= u\cos\theta + w\sin\theta \\
\dot{z} &= -u\sin\theta + w\cos\theta \\
\dot{\theta} &= q \\
\dot{u} &= f_u(\theta,u,w,q,\delta_h) + b_u\delta_c^{max}sat(k_u(F_u(u,u_o)-u^{(1)})/\delta_c^{max}) \\
\dot{w} &= f_w(\theta,u,w,q,\delta_h) \\
\dot{q} &= f_\theta(u,w)+b_\theta(u,w)\delta_h^{max}sat(k_\theta(F_\theta(\theta^{(1)},\theta,\theta_o)-\theta^{(2)})/\delta_h^{max})
\end{aligned}
\tag{53}
$$

Otrzymany układ odpowiada przypadkowi zastosowania idealnych filtrów różniczkujących.

4.9. Składowa szybkozmienna

W rozpatrywanym przypadku dla określenia podukładu składowej szybkozmiennej podstawiamy $\mu_u = \mu_\theta = \mu$ i dokonujemy przeskalowania osi czasu według zależności $\tau = \mu^{-1}t$. Otrzymany w wyniku rozszerzony układ ma postać:

$$
\begin{aligned}
&\frac{d}{d\tau}x = \mu(u\cos\theta + w\sin\theta) \\
&\frac{d}{d\tau}z = \mu(-u\sin\theta + w\cos\theta) \\
&\frac{d}{d\tau}\theta = \mu q \\
&\frac{d}{d\tau}u = \mu(f_u(\theta,u,w,q,\delta_h) + b_u\delta_c^{max}sat(k_u(F_u(\hat{u},u_o) - u_1)/\delta_c^{max})) \\
&\frac{d}{d\tau}w = \mu f_w(\theta,u,w,q,\delta_h) \\
&\frac{d}{d\tau}q = \mu(f_\theta(u,w) + b_\theta(u,w)\delta_h^{max}sat(k_\theta(F_\theta(\theta_1,\dot{\theta},\theta_o) - \theta_2)/\delta_h^{max})) \\
&\frac{d}{d\tau}\dot{u} + \dot{u} = u \\
&\frac{d^2}{d\tau^2}\dot{\theta} + 2d_\theta\frac{d}{d\tau}\dot{\theta} + \dot{\theta} = \theta \\
&\frac{d}{d\tau}u_1 + u_1 = f_u(\theta,u,w,q,\delta_h)+b_u\delta_c^{max}sat(k_u(F_u(\hat{u},u_o)-u_1)/\delta_c^{max}) \\
&\frac{d^2}{d\tau^2}\theta_1 + 2d_\theta\frac{d}{d\tau}\theta_1 + \theta_1 = q \\
&\frac{d^2}{d\tau^2}\theta_2 + 2d_\theta\frac{d}{d\tau}\theta_2+\theta_2=f_\theta(u,w)+b_\theta(u,w)\delta_h^{max}sat(k_\theta(F_\theta(\theta_1,\dot{\theta},\theta_o)-\theta_2)/\delta_h^{max})
\end{aligned}
$$

Wykonując w otrzymanym układzie przejście graniczne $\mu \to 0$, otrzymujemy podukład opisujący składową szybkozmienną jako funkcję zmiennej τ .Podukład ten ma postać:

$$\frac{d}{d\tau}\dot{u} + \dot{u} = u$$

$$\frac{d^2}{d\tau^2}\dot{\theta} + 2d_\theta \frac{d}{d\tau}\dot{\theta} + \dot{\theta} = \theta$$

$$\frac{d}{d\tau}u_1 + u_1 = f_u(\theta,u,w,q,\dot{\delta}_h)+b_u\delta_c^{max}sat(k_u(F_u(\dot{u},u_o)-u_1)/\delta_c^{max})$$

$$\frac{d^2}{d\tau^2}\theta_1 + 2d_\theta \frac{d}{d\tau}\theta_1 + \theta_1 = q$$

$$\frac{d^2}{d\tau^2}\theta_2 + 2d_\theta \frac{d}{d\tau}\theta_2+\theta_2=f_\theta(u,w)+b_\theta(u,w)\delta_h^{max}sat(k_\theta(F_\theta(\theta_1,\dot{\theta},\theta_o)-\theta_2)/\delta_h^{max})$$

gdzie $u = const$, $\theta = const$, $q = \theta^{(1)} = const$, $t = const$.

Powracając do zmiennej t otrzymujemy ostateczną postać podukładu określającego składową szybkozmienną układu rozszerzonego.

$$\mu_u\dot{u}^{(1)} + \dot{u} = u$$

$$\mu_\theta^2\dot{\theta}^{(2)} + 2d_\theta\,\mu_\theta\dot{\theta}^{(1)} + \dot{\theta} = \theta$$

$$\mu_u u_1^{(1)} + u_1 = f_u(\theta,u,w,q,\dot{\delta}_h)+b_u\delta_c^{max}sat(k_u(F_u(\dot{u},u_o)-u_1)/\delta_c^{max})$$

$$\mu_\theta^2\theta_1^{(2)} + 2d_\theta\,\mu_\theta\theta_1^{(1)} + \theta_1 = q$$

$$\mu_\theta^2\theta_2^{(2)}+2d_\theta\mu_\theta\theta_2^{(1)}+\theta_2=f_\theta(u,w)+b_\theta(u,w)\delta_h^{max}sat(k_\theta(F_\theta(\theta_1,\dot{\theta},\theta_o)-\theta_2)/\delta_h^{max})$$

gdzie $u = const$, $\theta = const$, $q = \theta^{(1)} = const$.

Dla zbliżenia własności układu (52) do własności układu (53) z idealnym różniczkowaniem należy zapewnić asymptotyczną stabilność podukładu składowej szybkozmiennej oraz wystarczającą szybkość występujących w niej przebiegów w porównaniu z szybkością przebiegów w podukładzie składowej wolnozmiennej [15,19].

W pracy przyjmuje się, że wystarczające rozróżnienie pomiędzy składowymi szybko- i wolnozmiennymi może być osiągnięte dla $\mu_u = \mu_\theta = 0.1\ min(\tau_u, \tau_\theta)$. Obliczenia wielkości d_θ można dokonać na drodze analizy wartości własnych. Równanie charakterystyczne dla podukładu składowej szybkozmiennej ma postać:

$$(\mu_\theta^2/(1 + b_\theta\, k_\theta))\, p^2 + (2d_\theta\, \mu_\theta/(1 + b_\theta\, k_\theta))\, p + 1 = 0$$

Wielkość d_θ należy wybrać tak by równanie to przyjęło postać:

$$\mu_o^2\, p^2 + 2d_o\, \mu_o p + 1 = 0$$

gdzie $\mu_o = \mu_\theta/(1 + b_\theta\, k_\theta)^{1/2}$, parametr d_o wybiera się na podstawie wymagań odnośnie jakości szybkozmiennych przebiegów przejściowych. Ostatecznie otrzymujemy następujący warunek przybliżony

$$d_\theta \approx d_o(1 + b_\theta(.)\, k_\theta)^{1/2}_{max}$$

Podstawiając w powyższym warunku wyrażenie (51) w miejsce k_θ otrzymujemy

$$d_\theta \approx d_o(1 + \rho L_y S_y |m_y^h| \bar{k}_\theta /(2 J_y))^{1/2}$$

4.10 Parametry regulatora

Wykorzystując wyprowadzone zależności. możemy wyznaczyć parametry regulatora. Zakładamy. następujące wymagania odnośnie procesu przejściowego:

Tab.7.

u_o	θ_o	T_u [s]	T_θ [s]	a_θ	d_o	$\lvert \Delta_\theta^* \rvert_{max}$	$\lvert \Delta_u^* \rvert_{max}$
120	0.1	5	5	1.0	0.5	$5\cdot 10^{-3}$	6

Wykorzystując dane o parametrach i przedziałach zmienności wielkości występujących w modelu możemy w sposób przybliżony ocenić również wartości ekstremalne poniższych funkcji w przedziałach zmienności ich argumentów wymienionych w Tab.4 -6.

Tab.8.a.

$\lvert f_u \rvert^{max}$	$\lvert b_u \rvert$	$\lvert F_u \rvert^{max}$	$\lvert f_\theta \rvert^{max}$	$\lvert b_\theta \rvert^{max}$	$\lvert b_\theta \rvert^{min}$	$\lvert F_\theta \rvert^{max}$
280	$0.7\cdot 10^{-2}$	36	0.25	0.1	$3\cdot 10^{-3}$	0.08

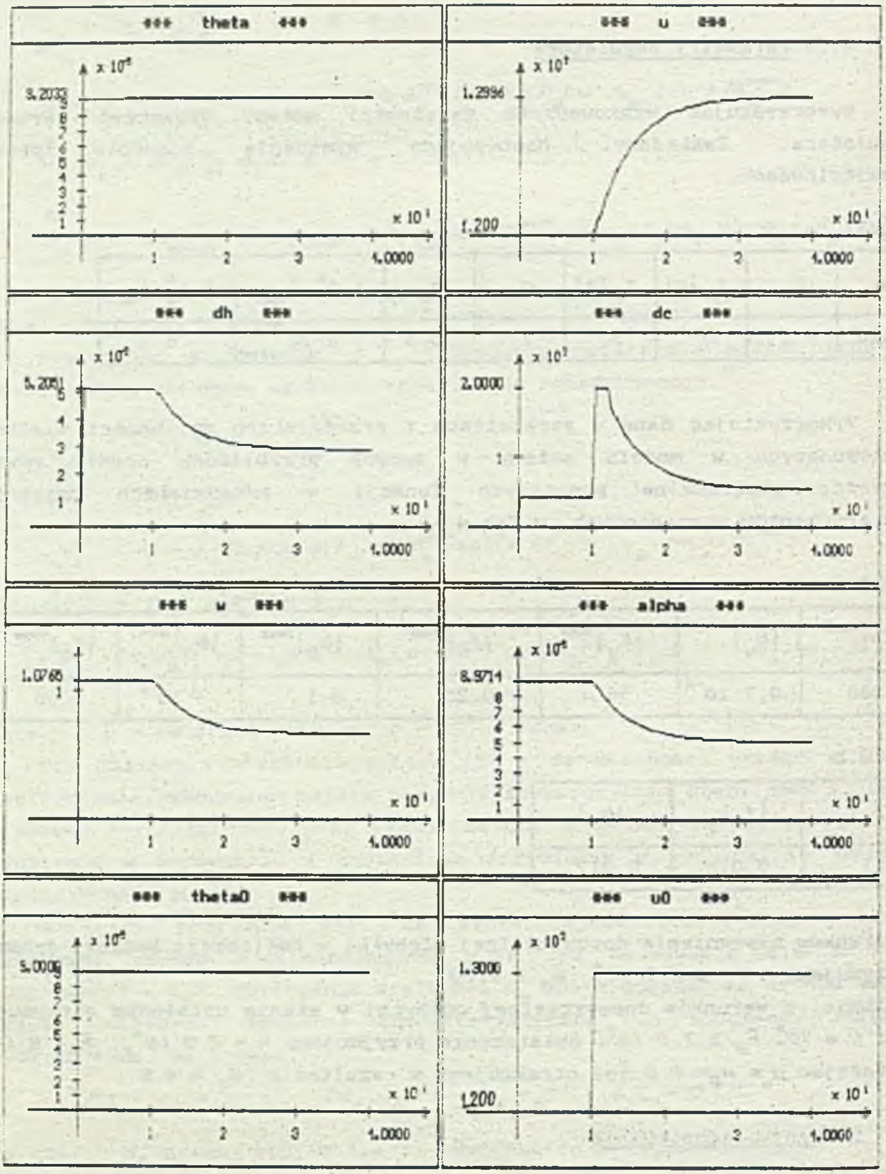
Tab.8.b.

$\lvert f_u \rvert_*$	$\lvert f_\theta \rvert_*$	$\lvert b_\theta \rvert_*$
11	0.018	0.017

Z warunków zapewnienia dopuszczalnej odchyłki w realizacji zadanej dynamiki otrzymujemy $k_u \geq 2.5\cdot 10^4$, $\bar{k}_\theta \geq 7\cdot 10^7$.
Podobnie. z warunków dopuszczalnej odchyłki w stanie ustalonym otrzymujemy $k_u \geq 1.4\cdot 10^3$, $\bar{k}_\theta \geq 7.5\cdot 10^7$, ostatecznie przyjmujemy $k_u = 2.5\cdot 10^4$, $\bar{k}_\theta = 8\cdot 10^7$.
Zakładając $\mu_u = \mu_\theta = 0.5$ [s] otrzymujemy w rezultacie $d_\theta \approx 4.5$.

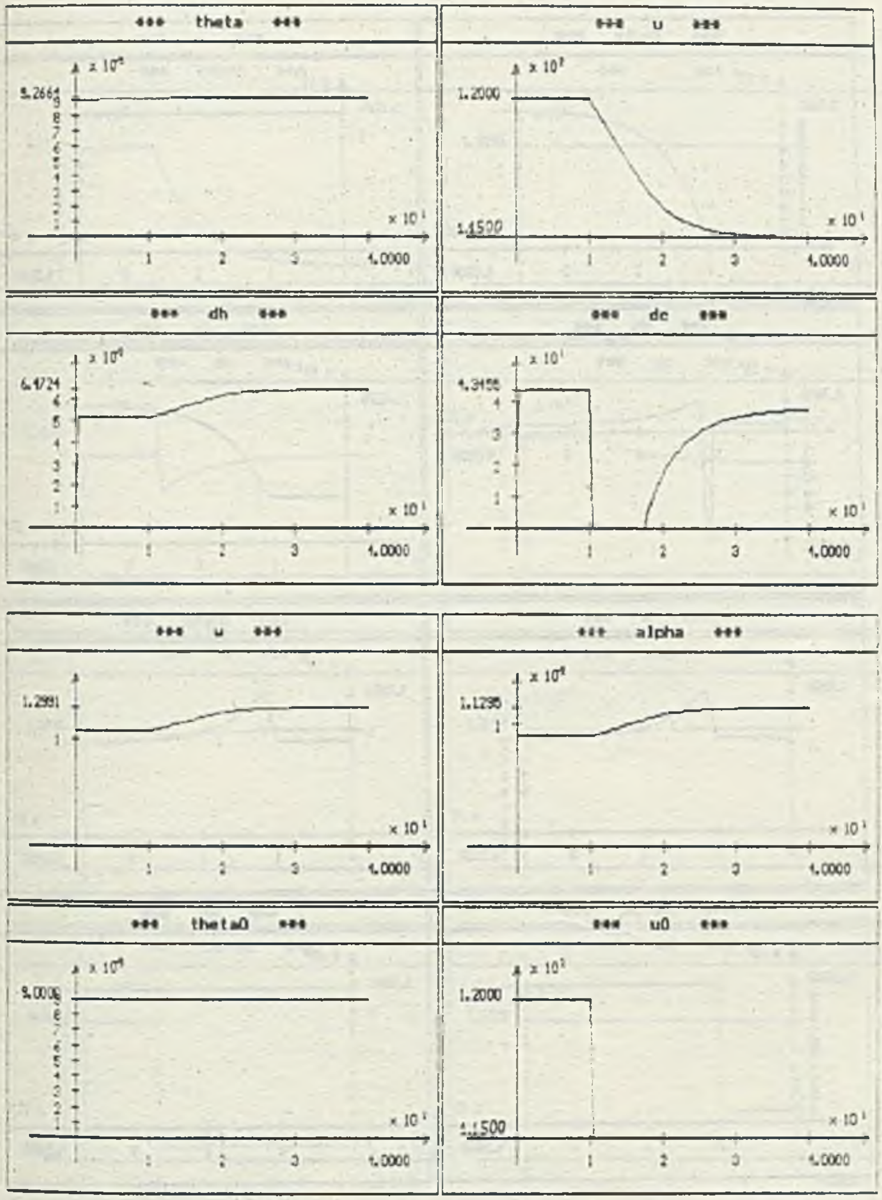
5. Wyniki modelowania

W przedstawionej w poprzednich punktach pracy syntezie układu sterowania ruchem samolotu w płaszczyźnie pionowej wykorzystywano pewne oszacowania i zależności przybliżone. Dodatkowo obiekt sterowania (samolot) jest silnie nieliniowy i uzyskanie rozwiązań ilościowych nie jest możliwe. Stąd istotną częścią pracy są przedstawione w tym punkcie wyniki badań symulacyjnych.



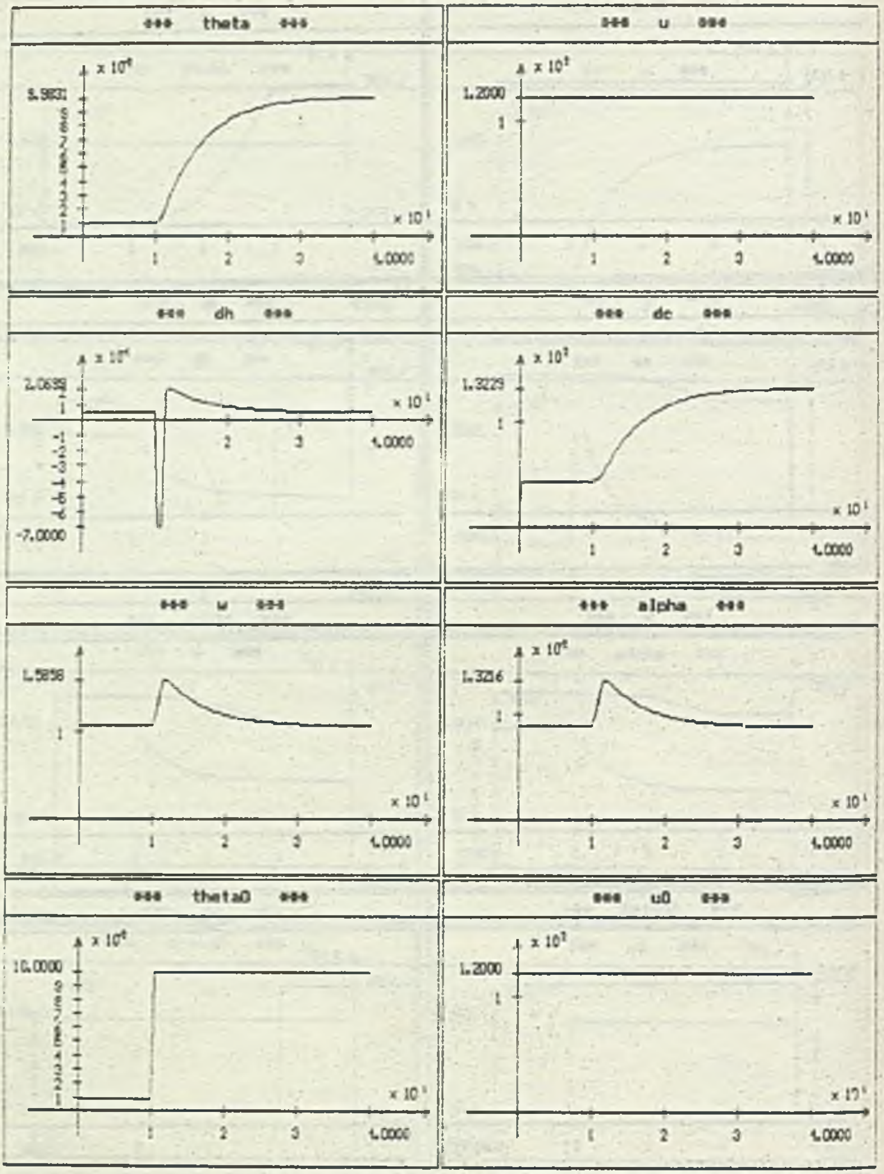
Rys.10. Odpowiedź zamkniętego układu sterowania na skokową dodatnią zmianę wartości zadanej u_o.

Fig.10. Closed loop system response to the positive stepwise change of the set value u_o.



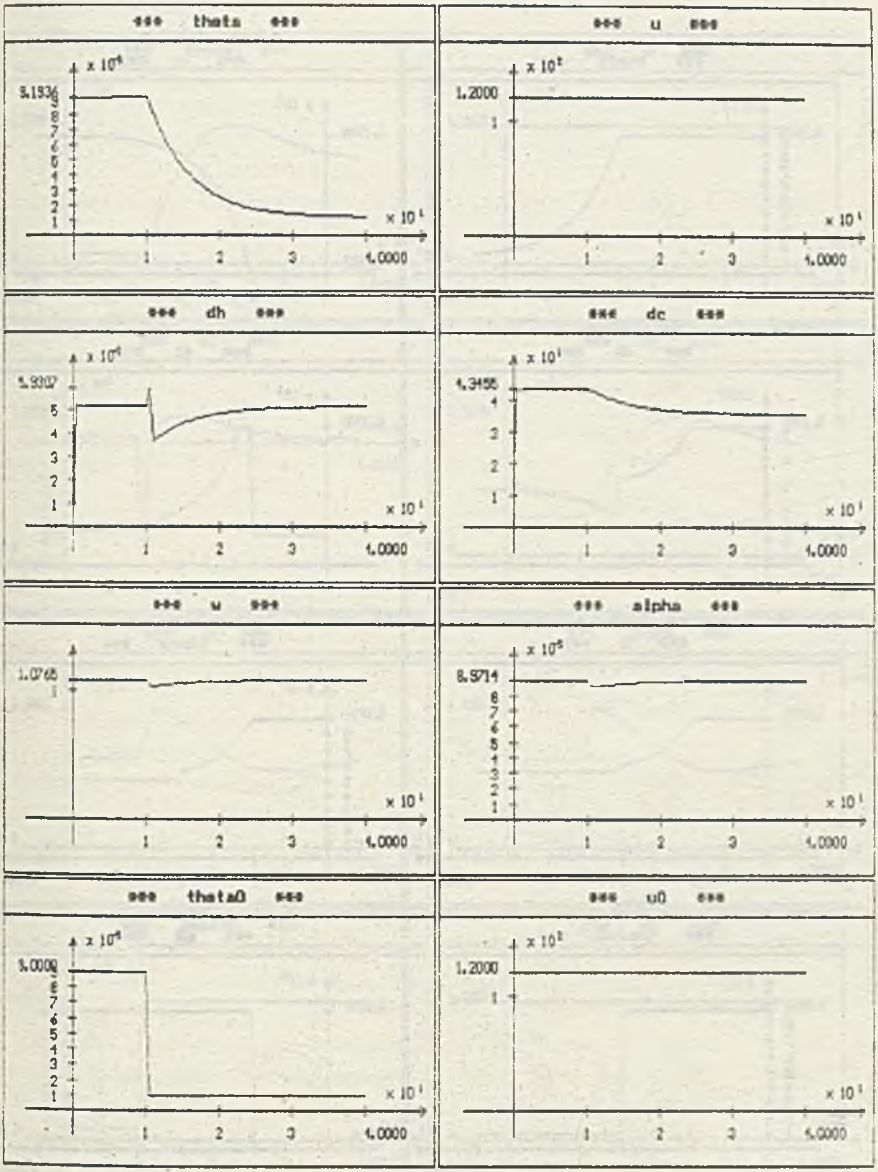
Rys.11. Odpowiedź zamkniętego układu sterowania na skokową ujemną zmianę wartości zadanej u_0

Fig.11. Closed loop system response to the negative stepwise change of the set value u_0.



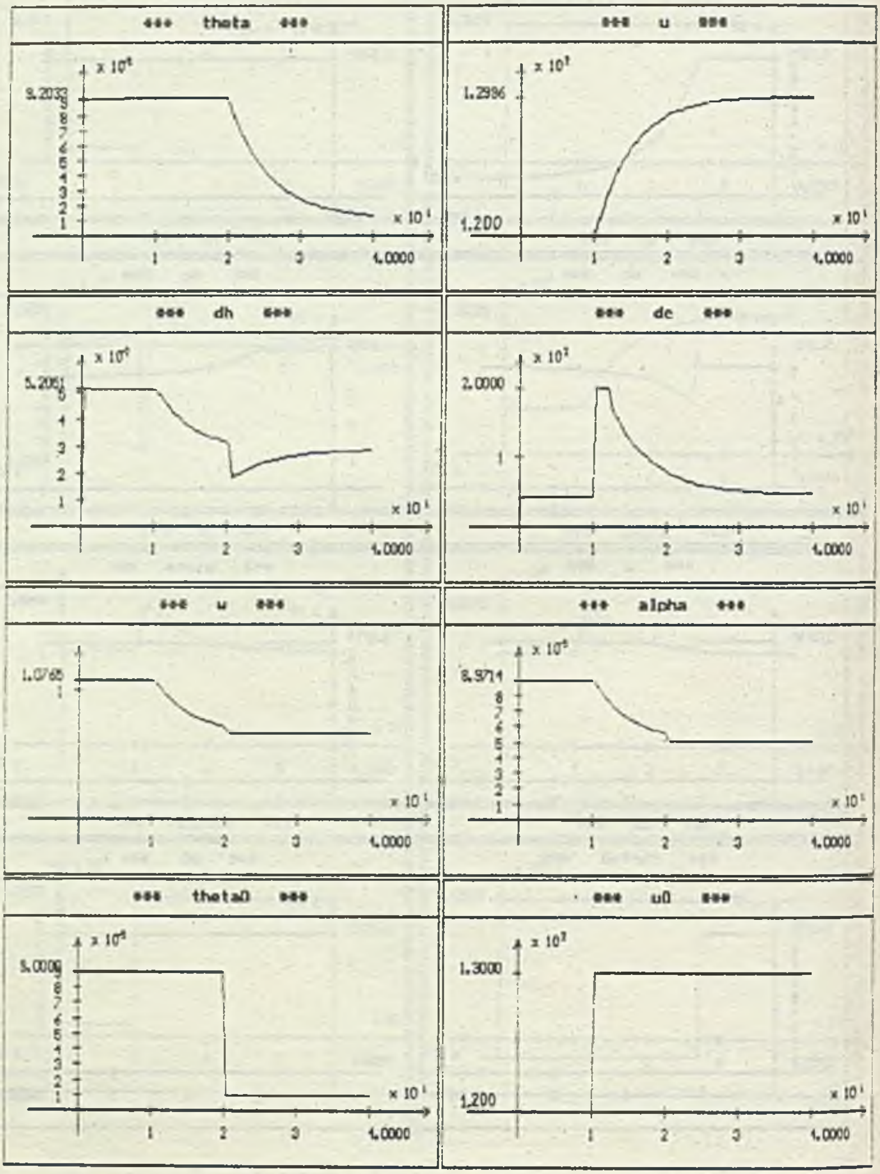
Rys.12. Odpowiedź zamkniętego układu sterowania na skokową dodatnią zmianę wartości zadanej θ_o.

Fig.12. Closed loop system response to the positive stepwise change of the set value θ_o.



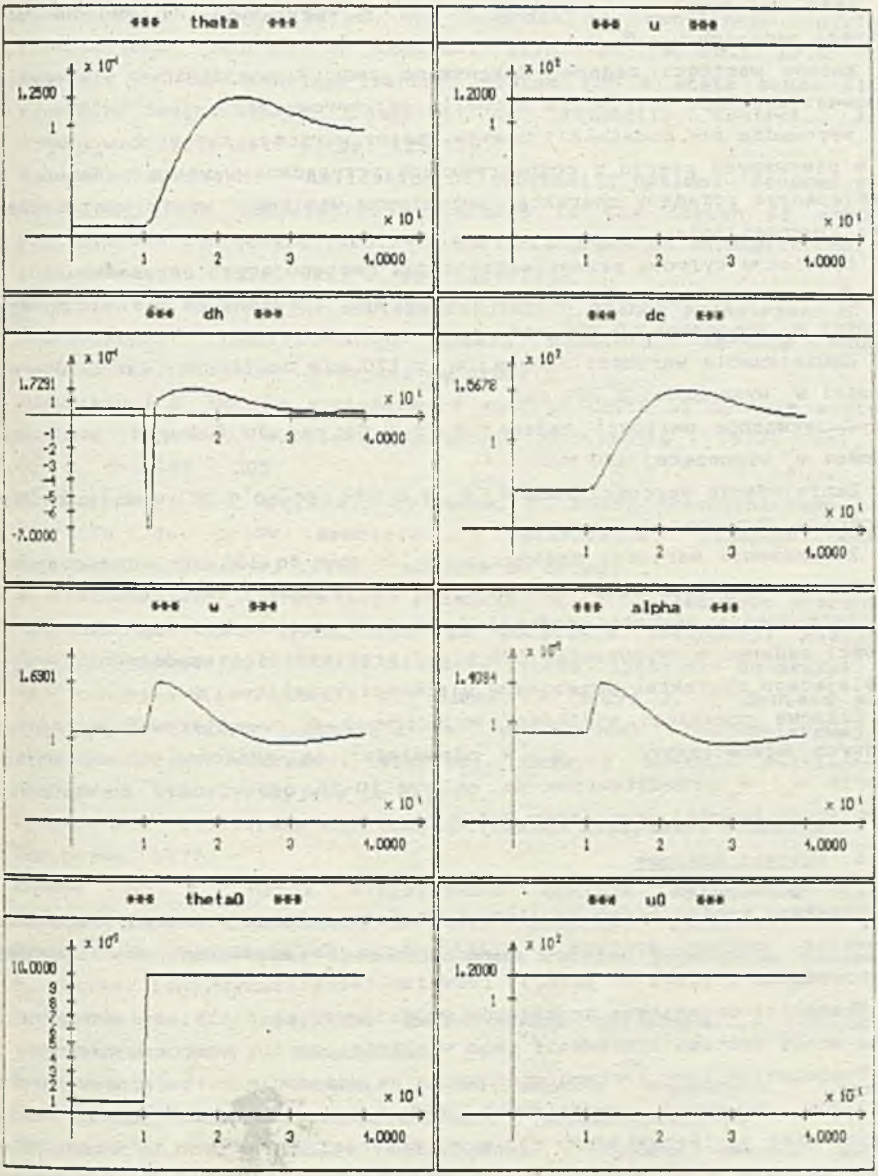
Rys.13. Odpowiedź zamkniętego układu sterowania na skokową ujemną zmianę wartości zadanej θ_o.

Fig.13. Closed loop system response to the negative stepwise change of the set value θ_o.



Rys.14. Odpowiedź zamkniętego układu sterowania na skokową dodatnią zmianę wartości zadanych u_o, θ_o

Fig.14. Closed loop system response to the stepwise change of the set values u_o, θ_o.



Rys.15. Odpowiedź zamkniętego układu sterowania na skokową dodatnią zmianę wartości zadanej θ_o, przy wartości parametru α_θ=0.5.

Fig.15. Closed loop system response to the positive stepwise change of the set value θ_o, with parameter α_θ=0.5.

W przeprowadzonych badaniach symulacyjnych przyjęto następujące wspólne dla wszystkich rozpatrywanych przypadków założenia:

i) analizowane są czasowe przebiegi wielkości wyjściowych θ, u, sterowań δ_h, δ_c, oraz zmiennych wewnętrznych w, α, w odpowiedzi na skokowe zmiany wartości zadanych u_o, θ_o;

ii) zmiana wartości zadanej dokonywana jest w znajdującym się w stanie równowagi systemie sterowania a chwilą jej wprowadzenia jest t=10 s.

iii) wprowadza się dodatnie i ujemne zmiany wartości zadanych u_o, θ_o,

iv) w pierwszych pięciu z rozpatrywanych przypadków wartość parametru c_θ określającego pożądany charakter przebiegów wielkości wyjściowej θ jest stała i wynosi jeden.

Symulację cyfrową przeprowadzono dla następujących przypadków:

P.1. Zwiększenie wartości zadanej u_o z 120 m/s do 130 m/s, przy stałej wartości θ_o wynoszącej 0.009 rad.

P.2. Zmniejszenie wartości zadanej u_o z 120 m/s do 115 m/s ,przy stałej wartości θ_o wynoszącej 0.009 rad.

P.3. Zwiększenie wartości zadanej θ_o z 0.01 rad do 0.1 rad, przy stałej wartości u_o wynoszącej 120 m/s.

P.4. Zmniejszenie wartości zadanej θ_o z 0.009 rad do 0.001 rad, przy stałej wartości u_o wynoszącej 120 m/s.

P.5. Zwiększenie wartości zadanej u_o z 120 m/s do 130 m/s, i zmniejszenie wartości zadanej θ_o z 0.009 rad do 0.001 rad w chwili t=20 s.

P.6. Zwiększenie wartości zadanej θ_o z 0.01 rad do 0.1 rad, przy stałej wartości zadanej u_o wynoszącej 120 m/s i przy wartości współczynnika a_θ=0.5 określającego charakter przebiegów wielkości wyjściowej θ.

Czasowe przebiegi wielkości wyjściowych θ, u, sterowań δ_h δ_c, oraz zmiennych wewnętrznych w, α, w odpowiedzi na skokowe zmiany wartości zadanych u_o, θ_o,przedstawione są na rys.10-15 odpowiednio do kolejności wymienionych powyżej przypadków P.1-P.6.

6. Wnioski końcowe

Uzyskane wyniki badań symulacyjnych potwierdzają poprawną pracę układu sterowania, którego synteza z dokładnością do współczynników liczbowych przeprowadzona została na gruncie rozważań teoretycznych.

Własności dynamiczne przebiegów wyjściowych są niezależne od aktualnego punktu pracy systemu sterowania oraz wielkości zmiany wartości zadanej.

Poszczególne tory systemu sterowania są wzajemnie niezależne. Charakter przebiegów zmiennych wyjściowych może być wybierany przez zmianę współczynnika a_θ. Przykładowo dla a_θ=1 przebiegi zmiennych wyjściowych θ, u są aperiodyczne (rys.10-14) zaś dla a_θ=0.5 uzyskano przebiegi oscylacyjne dla zmiennej wyjściowej θ.

LITERATURA

[1] Chandrasekhar J., Rao M.P.R. A new model reference adaptive aircraft controller. *10-th World Congress on Automatic Control. IFAC Monachium*, 1987, vol. 6, pp. 128 -143.

[2] Fiszdon W. *Mechanika lotu.* PWN, Warszawa, 1961.

[3] Molicki W. Wpływ elementów wirujących zespołu napędowego na własności dynamiczne samolotu w locie. *Praca doktorska, Politechnika Warszawska,* 1986.

[4] Porter W.A. Diagonalization and inverses for non-linear systems. *International Journal of Control.* 1970. vol.11, No.1, pp.67 - 76.

[5] Redeker A. An open-loop control system for a state space flight controler.*10-th World Congress on Automatic Control, IFAC, Monachium.* 1987, vol. 6, pp. 125-131.

[6] Sobel K. Kaufman H. Aplication of stochastic optimal reduced state feedback gain computation procedures to the design of aircraft gust alleviation controllers.*7-th World Congress on Automatic Control, IFAC, Helsinki,* 1978, vol. 2, pp. 1227-1233.

[7] Świerniak A.,Polańska J. Synteza regulatora metodą przestrzeni H^{∞} dla przedziałami linearyzowanego modelu samolotu. *Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej* (przyjęte do druku).

[8] Vostrikov A.S. On the synthesis of control units of dynamic systems *Systems Science,* Wroclaw: Technical University, 1977, vol. 3, No. 2, pp. 195 - 205.

[9] Wojciechowski K., Ordys A., Polańska, J. Model przestrzennego ruchu samolotu da celów symulacji i sterowania. *Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej* .1989, (złożone do druku).

[10] Wojciechowski K., Ordys A., Polański A., Algorytm sterowania wybranym obiektem dynamicznym na podstawie informacji wizyjnej. *Zeszyty Naukowe Politechniki Slaskiej* , 1989, (przyjęte do druku).

[11] Wojciechowski K., Polański A., Simek K.,Ordys A. Synteza prawa sterowania ruchem samolotu w przestrzeni trójwymiarowej z wykorzystaniem informacji wizyjnej. *Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej* , 1989, (przyjęte do druku).

[12] Батенко А.П. Управление конечным состоянием движущихся обьектов. - М.: Сов.радио, 1977.

[13] Бойчук Л. М. Метод структурного синтеза нелинейных систем автоматического управления. - М.: Энергия, 1971.

[14] Буков В. Н. Адаптивная предсказывающяя система управления полетом.- М.: Наука, 1987.

[15] Востриков А. С. Управление динамическими обьектами. - Новосиб. электротехн. ин-т. : Новосибирск, 1979.

[16] Востриков А. С. Теория автоматического управления. Принцип локализации - Новосиб.электротехн.ин-т.: Новосибирск.1988.

[17] Востриков А. С. Принцип локализации в задаче синтеза систем автоматического управления.- Изв вузов СССР. Приборостроение, 1988, No. 2, с. 42 - 49.

[18] Востриков А. С., Уткин В. И., Француэова Г. А. Система с производной вектора состояния в управлении. - Автоматика и телемеханика, 1982, No. 3, с. 22- 25.

[19] Геращенко Е.И., Геращенко С.М. Метод разделения движений и оптимизация нелинейных систем. – М.: Наука, 1975.

[20] Мееров М.В. Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности. – М.: Наука, 1967.

[21] Поспелов Г.С. О принципах построения некоторых видов самонастраивающихся систем автоматического управления. Самонастраивающиеся автоматические системы. – М.: Наука, 1964.

[22] Юркевич В.Д. Условия реализуемости заданных движений и синтез систем с вектором скорости в законе управления. –Автореферат диссертации канд. техн. наук, Новосибирск, 1986.

[23] Юркевич В.Д. Условие разрешимости задачи стабилизации многосвязных объектов // Автоматическое управление объектами с переменными характеристиками /Новосиб.электротехн.ин-т.–Новосибирск 1986. с.77-86.

[24] Юркевич В.Д. Об устойчивости динамических объектов по управлению //Автоматическое управление объектами с переменными характеристиками / Новосиб. электротехн. ин-т. – Новосибирск. 1988. – с. 108 – 116.

[25] Юркевич В.Д. О реализуемости заданных движений в многоканальных системах с вектором скорости в законе управления. // Автоматическое управление объектами с переменными характеристиками /Новосиб. электротехн. ин-т. Новосибирск. 1989. – с. 73 – 83.

Recenzent: Prof. dr hab. Bogdan Skalmierski

Wpłynęło do Redakcji .05.1990 r.

СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ САМОЛЕТА В ВЕРТИКАЛЬНОЙ ПЛОСКОСТИ

Р е з ю м е

В работе рассматривается синтез системы управления движением самолета на основе метода локализации. Особенность данного метода состоит в применении производных выходных величин и больших коэффициентов усиления в законе управления, что позволяет обеспечить желаемые динамические свойства для каждого канала управления в условиях неполной информации о параметрах модели. В заключении статьи приведены результаты численного моделирования реакции замкнутой системы на ступенчатое изменение задающих величин.

SYNTHESIS OF THE CONTROL SYSTEM FOR THE AIRCRAFT LONGITUDIONAL MOTION

S u m m a r y

In the paper synthesis of the control system based on so called localization method for the aircraft longitudional motion under conditions of uncertainty is presented. According to the localization method the time derevatives of the state vector are taken as arguments of the control law and high gain coefficients in feedback are applied. In result output variables have assumed dynamical properties and are independent of the model uncertainty. In conclusion the simulation results of the closed loop system response of stepwise change of the set value are given.