Tadeusz Cisowski[1]
Politechnika Radomska

Sterowanie rozwojem transportu w czasie rzeczywistym

Dotychczasowa koncepcja rozwoju transportu w Polsce jest efektem zarówno strategii rozwoju gospodarczego, jak i przyjętej polityki transportowej. Udział nakładów inwestycyjnych na transport w ogólnych nakładach na gospodarkę narodową stale się zmniejsza.

Niskie nakłady i wynikający z tego opóźniony rozwój transportu są przyczyną kolejnych błędów w polityce inwestycyjnej. Błędy te doprowadziły do stworzenia systemu transportowego o bardzo ograniczonym zakresie substytucji międzygałęziowej, który zmuszał do realizacji inwestycji interwencyjnych. Inwestycje te nie zawsze były zgodne z programem ogólnego rozwoju transportu, często utrudniały czy wręcz uniemożliwiały osiągnięcie założonej struktury systemu transportowego oraz pogłębiały dysproporcje w rozwoju poszczególnych gałęzi transportu. Istnieje zatem potrzeba opracowania efektywnego aparatu matematycznego, który monitorując inwestycje w transporcie umożliwi budowę optymalnej trajektorii jego rozwoju w czasie rzeczywistym.

Model dynamiki rozwoju transportu

Transport jest jednym z podstawowych działów gospodarki narodowej i może być traktowany jako jej podsystem. Głównym zadaniem transportu jest wymiana dóbr i współpraca pomiędzy jednostkami gospodarczymi oraz oddzielnymi regionami kraju. Tego rodzaju zadania można zakwalifikować do klasy problemów, nazywanych w terminologii B. Leontiewa, zadaniami typu „system – otoczenie".

W budowie modelu skupionego transportu wykorzystamy model jednosektorowy Philipsa – Bergstroma o postaci [2]:

$$DC_1(t) = \alpha[(1 - s)(Y(t) - T_1(t)) + A_1 - C(t)], \tag{1}$$

$$DK_1(t) = -\gamma K_1(t) + I_1(t), \tag{2}$$

$$DY(t) = \lambda[C_1(t) + I_1(t) - \gamma K_1(t) - Y(t)], \tag{3}$$

$$T_1(t) = \tau Y(t) - B_1. \tag{4}$$

gdzie: Y(t) – dochód uzyskany z usługi transportowej, C(t) – realne koszty produkcji transportu, K – wielkość kapitału podstawowego, $I_1(t)$ – nakłady inwestycyjne na transport w rozpatrywanym okresie czasu, $T_1(t)$ – realna kwota podatków. Parametry bezwymiarowe α, γ, λ występujące w równaniach (1) - (3) charakteryzują wzrost ekonomiczny transportu. Parametr A_1, nazywany kosztem niezależnym określa tę część kosztów realnych, które nie zależą od dochodu. Równanie (4) można otrzymać wychodząc z założenia, że podatki realne, podobnie jak i koszty, są funkcjami liniowymi dochodu realnego w przypadku, gdy $B>0$ i $\tau<1$.

Model opisany równaniami (1) – (4) można w przybliżeniu przyjąć za liniowy, aczkolwiek trudno zakładać liniowość realnych zależności i brak zakłóceń zewnętrznych w nim występujących.

Nowe podejście, zaprezentowane w niniejszej pracy, przedstawia zmienną $I_1(t)$ jako sumę dwóch składowych:

$$I_1(t) = I(t) + W(t), \tag{5}$$

gdzie: I(t) – są środkami budżetowymi, zaś składowa W(t) stanowi zakłócenia uwarunkowane czynnikami politycznymi, ekonomicznymi, technologicznymi, charakterystycznymi dla rozwoju transportu. Tak więc, składową I(t) można traktować jako funkcję sterującą, zależną od zmiennych endogennych; natomiast komponent W(t) reprezentuje zmienną egzogenną, która może się zmieniać w czasie w sposób nieokreślony.

Uwzględniając wyrażenie (5), dynamiczny model rozwoju transportu w warunkach zakłóceń nieokreślonych przyjmuje następującą postać:

$$\begin{aligned} DC_1(t) &= \alpha[(1 - s)(Y(t) - T_1(t)) + A_1 - C(t)], \\ DK_1(t) &= -\gamma K_1(t) + I_1(t) + W(t), \\ DY(t) &= \lambda[C_1(t) + I_1(t) - \gamma K_1(t) - Y(t) + W(t)], \\ T_1(t) &= \tau Y(t) - B_1. \end{aligned} \tag{6}$$

Linearyzacja modelu (1) – (4), po wprowadzeniu nowych zmiennych $x_1(t)$, $x_2(t)$, $x_3(t)$, prowadzi do następujących równań:

$$\begin{aligned} Dx_1(t) &= \lambda(- x_1(t) + x_2(t) - \gamma x_3(t) + u(t) + w(t)) \\ Dx_2(t) &= \alpha[[(1 - s)(1-\tau)]x_1(t) - x_2(t)] \\ Dx_3(t) &= -\gamma x_3(t) + u(t) + w(t). \end{aligned} \tag{7}$$

Wymiar ekonomiczny wprowadzonych zmiennych jest następujący: $x_1(t)$–określa wydajność pracy, $x_2(t)$ – koszty zatrudnienia jednego pracownika, zaś $x_3(t)$ wyraża środki finansowe transportu, traktowanego jako dział gospodarki narodowej. Wykorzystując nowe zmienne, dynamikę rozwoju transportu można przedstawić w sposób ogólny w postaci wektorowo-macierzowej:

$$\dot{\underline{x}}(t) = \underline{Ax}(t) + \underline{Bu}(t) + \underline{Fw}(t), \tag{8}$$

[1] T. Cisowski, Politechnika Radomska, Wydział Transportu (*przyp. red.*).

$$\underline{y}(t) = \underline{C}\underline{x}(t), \tag{9}$$

gdzie: $\underline{x}(t) = (x_1(t),...,x_n(t))$ – wektor stanu systemu, $\underline{u}(t) = (u_1(t),...,u_n(t))$ – wektor funkcji sterujących; $\underline{w}(t) = (w_1(t), ...,w_n(t))$ – wektor zakłóceń. Macierze $\underline{A}$, $\underline{B}$, $\underline{F}$, $\underline{C}$ w równaniu (8) określone są następująco:

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} -\lambda & \lambda & -\gamma\lambda \\ (1-s)(1-\tau)\alpha & -\alpha & 0 \\ 0 & 0 & -\gamma \end{bmatrix}, \quad \underline{B} = \begin{bmatrix} \lambda \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \underline{F} = \begin{bmatrix} \lambda \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \underline{C} = \begin{bmatrix} 1, & 0, & 0 \end{bmatrix}. \tag{10}$$

Najbardziej ogólną formą wskaźnika jakości charakteryzującego dynamikę systemu (7) jest funkcjonał:

$$J_1(\underline{u}) = \frac{1}{2}\int_0^T \left[< \underline{e}(t), \underline{Q}\underline{e}(t) > + < \underline{u}(t), \underline{R}\underline{u}(t) > \right] dt, \tag{11}$$

przy czym chwila końcowa T jest zadana; $\underline{Q}$ – macierz dodatnia półokreślona o wymiarze nxn; $\underline{R}$ – dodatnio określona macierz stałych o wymiarze mxm. Wektor uchybu $\underline{e}(t)$ będzie miał postać:

$$\underline{e}(t) = \underline{v}(t) - \underline{y}(t), \tag{12}$$

gdzie $\underline{v}(t)$ jest wektorem pożądanych sygnałów wyjściowych.

Sens fizyczny funkcjonału (11) sprowadza się do znalezienia takiej strategii sterowania funduszami inwestycyjnymi w systemie (8) – (9), aby wektor sygnałów wyjściowych $\underline{y}(t)$ był „zbliżony" do wektora $\underline{v}(t)$ przy minimalnych kosztach sterowania.

W celu uniknięcia sytuacji ekstremalnych, kiedy sterowanie $\underline{u}(t)$ przyjmuje zbyt duże wartości, można wprowadzić ograniczenie, że przy dostatecznie małym uchybie $\underline{e}(t)$ nie korzystamy z dużych funduszy inwestycyjnych.

Zapisanie tych ograniczeń ekonomicznych w formie kryterium matematycznego zależy w dużej mierze od technologii procesu przewozowego. W ostatnich latach w rozwoju transportu zarysowała się tendencja do automatyzacji procesów technologicznych z wykorzystaniem techniki komputerowej. Wprowadzenie nowych technologii informatycznych otworzyło nowe możliwości w sterowaniu procesami technologicznymi w transporcie.

Budowa regulatora w zadaniach stabilizacji polega na wyznaczeniu sterowania optymalnego, minimalizującego funkcjonał (11). Zadanie to można rozwiązać wykorzystując metodę Pontriagina, której istotę stanowi zasada maksimum. Z teorii sterowania optymalnego [1] wiadomo, że znalezienie sterowania optymalnego wymaga określenia macierzy kwadratowej $\underline{K}(t)$, spełniającej następujące macierzowe równanie różniczkowe:

$$\dot{\underline{K}}(t) = -\underline{K}(t)\underline{A} - \underline{A}'\underline{K}(t) + \underline{K}(t)\underline{B}\underline{R}^{-1}\underline{B}'\underline{K}(t) - \underline{C}'\underline{Q}\underline{C} = \underline{O} \tag{13}$$

Interpretacja zakłóceń nieokreślonych

Cechą charakterystyczną modelu (1)-(4) jest fakt, że występujące w nim fundusze inwestycyjne mogą zmieniać się w sposób nieokreślony. W dotychczasowych rozważaniach dotyczących modelowania rozwoju transportu, zakłócenia w(t) traktowano w sposób chaotyczny i opisywano za pomocą właściwości statystycznych.

W niniejszej pracy przedstawiono alternatywną metodę opisu zakłóceń nieokreślonych, opartą na teorii regulatorów C.D. Johnsona [4], zakładającą ich falową interpretację. Zakłócenia o strukturze falowej mogą być matematycznie opisane za pomocą modeli półdeterminowanych, w formie układu równań różniczkowych rzędu pierwszego:

$$\underline{w}(t) = \underline{W}(z,t)$$
$$\dot{\underline{z}} = \underline{Z}(z,t) + \sigma(t), \ (z = z,...,z_p), \tag{14}$$

gdzie symboliczne działanie $\underline{\ }(t)$ stanowi ciąg nieznanych losowych funkcji Diraca :

$$\underline{\sigma}(t) = (\sigma_1, ..., \sigma_p). \tag{15}$$

Układ równań (14) opisuje zachowanie się zakłóceń $\underline{w}(t)$ w czasie. Wartość natychmiastowego stanu $\underline{z}(t)$ zakłócenia nieokreślonego $\underline{w}(t)$ w chwili t zawiera pełną informację, niezbędną do określenia prawa sterowania w chwili t, również przy założeniu, że przyszłe stany zakłóceń są nieznane.

W przypadku braku pełnej informacji o zakłóceniach można wykorzystać następującą zależność:

$$\underline{w}(t) = c_1 + c_2t...+...C_pt^{p-1}, \tag{16}$$

gdzie parametry c_1, c_2, ..., C_p mogą skokowo zmieniać w sposób chwilowo – stały swoje znaczenia.

Wyrażenie (16) można stosować w tych przypadkach praktycznych, gdy struktura funduszy inwestycyjnych jest nieznana.

Interpretacja zakłóceń opisanych układem równań (14) różni się od szumu białego, wykorzystywanego w teorii procesów Markowa w dwóch aspektach. Po pierwsze, w odróżnieniu od szumu białego „wejście" $\delta(t)$ w układzie (14) nie jest gęstym ciągiem impulsów. A to oznacza, że istnieje pewna liczba $\mu > 0$, przy której odstępy między impulsami są większe od μ. Po drugie, macierz $\underline{D}$ wyraża pełną charakterystykę zakłóceń $\underline{w}(t)$. W przypadku szczególnym, gdy impulsy $\sigma(t)$ występują ze wzrastającą częstotliwością, „wejście" $\sigma(t)$ przybiera postać szumu białego. Wtedy model (14) można rozpatrywać jako wielowymiarowy proces Markowa.

Falowa interpretacja zakłóceń w połączeniu ze zmiennymi stanu mogą być efektywnie wykorzystane do dynamicznego opisu rozwoju transportu, przedstawionego równaniem wektorowym (8).

Równanie (8) należy uzupełnić równaniem stanu zakłóceń o strukturze falowej, które stosownie do analizowanego obiektu ma postać:

$$\underline{W}(t) = \underline{H}\underline{z}_1, \tag{17}$$

$$\dot{\underline{Z}}_1 = \underline{Z}_2 + \underline{\sigma}_1(t),$$

$$\dot{\underline{Z}}_2 = \underline{\sigma}_2(t) \tag{18}$$

Zadanie sprowadza się do określenia takiej funkcji sterującej $\underline{u}(t)$, która zapewnia minimum funkcjonału (11) i jednocześnie absorbuje zakłócenia nieokreślone $\underline{w}(t)$. W ogólnym przypadku prawo sterowania sprowadza się do znalezienia zależności:

$$\underline{U}(t) = \underline{u}[\underline{x}(t), \underline{z}(t), t] \tag{19}$$

gdzie $\underline{x}(t)$ – jest wektorem stanu układu, a $\underline{z}(t)$ – bieżącym stanem wektora zakłóceń $\underline{w}(t)$. Wiadomo jednak, że zarówno wartości x(t), jak i z(t) zazwyczaj nie można określić w sposób bezpośredni. Wielkościami, które mogą być mierzone bezpośrednio, są wartości bieżące sygnałów wyjściowych $\underline{y}(t)$. Stosownie do obiektu wyrażonego równaniem (8), sygnałem wyjściowym jest:

$$\underline{y}(t) = \underline{Cx}(t), \tag{20}$$

Aby przejść do budowy regulatora absorbującego zakłócenia należy w pierwszym kroku pokazać, jak praktycznie w sposób operatywny otrzymać dane $\underline{x}(t)$ i $\underline{z}(t)$ do równania (19) z pomiarów w czasie rzeczywistym sygnałów wyjściowych $\underline{y}(t)$.

Jednym z najważniejszych osiągnięć współczesnej teorii sterowania jest fakt, że stan natychmiastowy $\underline{x}(t)$ systemu dynamicznego (8) przy $\underline{w}(t) = \underline{0}$ może być określony w czasie rzeczywistym kombinowanym przyrządem stanu [4]. Znaczenie praktyczne przyrządu stanu zawarte jest w następującym stwierdzeniu: jeżeli zakłócenia nieokreślone, występujące w równaniu (11), mają strukturę falową wyrażoną zależnością (14), to można zbudować przyrząd stanu, który w sposób niezawodny w czasie rzeczywistym będzie generował dokładne oceny $\underline{\bar{z}}(t)$ natychmiastowego stanu zakłócenia $\underline{z}(t)$, wykorzystujące do tego pomiary bieżące sygnałów wyjściowych $\underline{y}(t)$.

Zatem regulacja układu opisanego równaniami (8), (9) i (14) sprowadza się do określenia za pomocą kombinowanego przyrządu stanu następującego prawa sterowania:

$$\underline{u}(t) = \underline{u}[\underline{\bar{x}}(t), \underline{\bar{z}}(t), t] \tag{21}$$

gdzie: $\underline{\bar{x}}(t)$, $\underline{\bar{z}}(t)$ oznaczają bieżące oceny $\underline{x}(t)$, $\underline{z}(t)$, generowane przez kombinowany przyrząd stanu na podstawie danych o sygnałach $\underline{y}(t)$ w równaniu (12), $\underline{u}(t)$ oraz dowolnych pomiarach składowych zakłóceń.

Zazwyczaj w praktyce zakłócenia w sposób negatywny oddziałują na stan systemu określonego równaniem (8). Zatem pojawia się potrzeba projektowania regulatorów absorbujących zakłócenia, które w sposób automatyczny neutralizowałyby ich wpływ na dany układ. Aby w pełni wyeliminować zakłócenie $\underline{w}(t)$ w układzie (8), sygnał sterujący $\underline{u}(t)$ należy rozdzielić na dwie części [3]:

$$\underline{U}(t) = \underline{u}_1(t) + \underline{u}_2(t). \tag{22}$$

Zadaniem składowej $\underline{u}_1(t)$ jest absorpcja zakłóceń $\underline{w}(t)$, zaś zadaniem składowej $\underline{u}_2(t)$ – niezawodne sterowanie stanem $\underline{x}(t)$. Podstawiając zależność (22) do równania (8) otrzymamy:

$$\dot{\underline{x}} = \underline{Ax}(t) + \underline{Bu}_1(t) + \underline{Bu}_2(t) + \underline{Fw}(t), \tag{23}$$

$$\underline{y}(t) = \underline{Cx}(t). \tag{24}$$

Z równania (23) wynika, że dla pełnej absorpcji zakłóceń wielkość $\underline{u}_1(t)$ powinna spełniać następujący warunek:

$$\underline{Bu}_1(t) = -\underline{Fw}(t) \tag{25}$$

dla wszystkich możliwych wartości wektorów zakłóceń $\underline{w}(t)$.

Korzystając z równania (25) warunek pełnej absorpcji zakłóceń przyjmie postać:

$$\underline{Bu}_1(t) = -\underline{FHz}(t) \tag{26}$$

Rozwiązanie ogólne równania (26) wynosi:

$$\underline{u}_1(t) = -\underline{\Gamma z}(t), \tag{27}$$

gdzie w charakterze macierzy $\underline{\Gamma}$ może być przyjęta dowolna macierz z rodziny macierzy:

$$\underline{\Gamma} = [\underline{B}]^+ [\underline{FH}], \tag{28}$$

$$[\underline{B}]^+ = ([\underline{B}^T][\underline{B}^{-1}])^{-1}[\underline{B}]^T \tag{29}$$

Symbol $[.]^+$ oznacza odwrócenie ogólne macierzy, zaproponowane przez R. Penrose'a.

Równania (27) i (28) opisują regulator absorbujący zakłócenia. W praktyce równanie (27) może przyjąć postać:

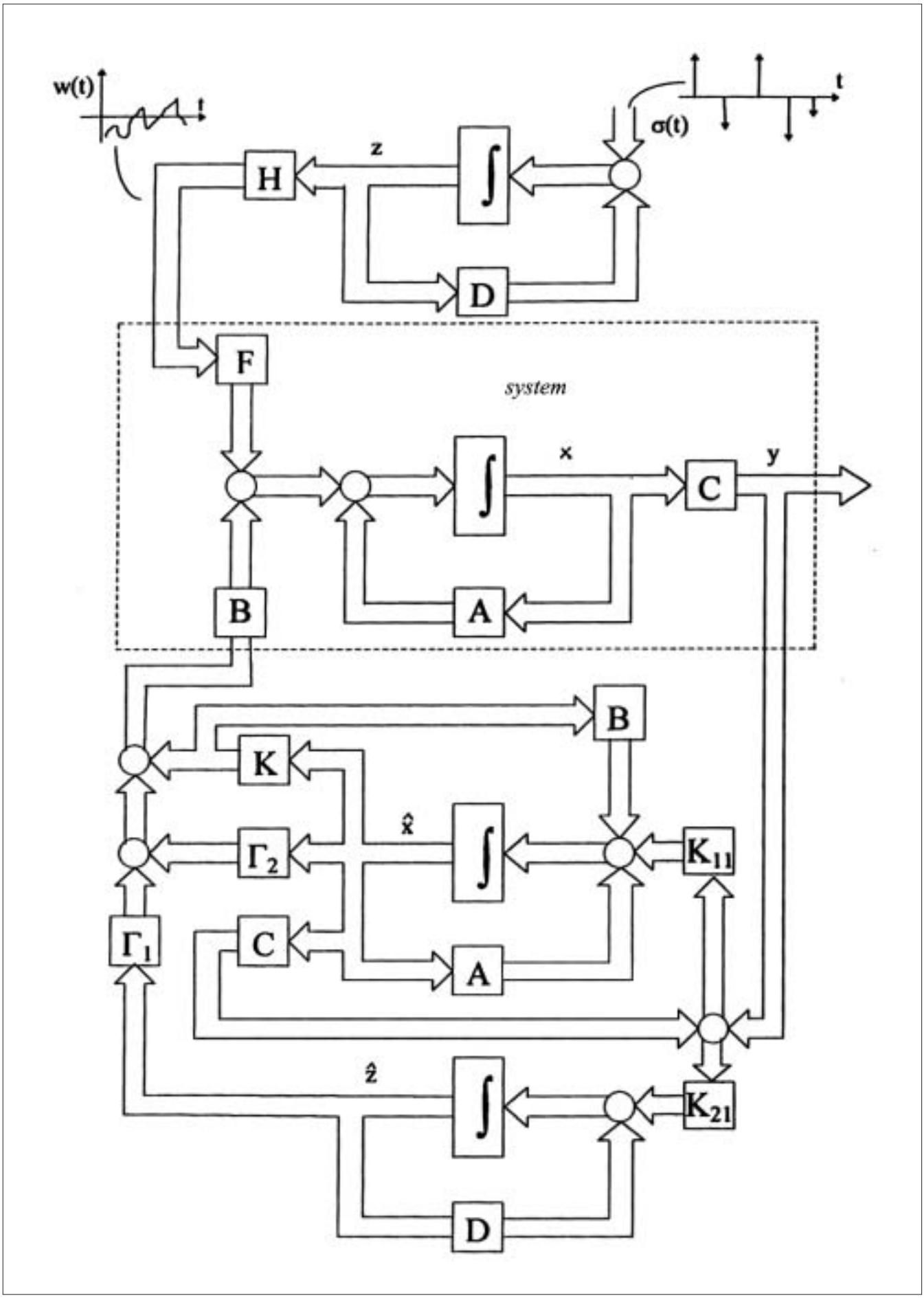
$$\underline{u}_1(t) = -\underline{\Gamma}\,\underline{\bar{z}}(t) \tag{30}$$

gdzie $\underline{\bar{z}}(t)$ generowane jest kombinowanym przyrządem stanu.

Zastosowanie przedstawionej metodyki w analizie rozwoju transportu

Rozważmy model rozwoju ekonomicznego transportu w warunkach zakłóceń nieokreślonych. Wyjściowym dla danego modelu jest układ równań różniczkowych (7). Zgodnie z wyrażeniem (10) i wskaźnikiem jakości (11) równanie macierzowe (13) przyjmie następującą formę rozwiniętą:

$$\begin{aligned}
\dot{K}_{11} &= -2\lambda\lambda_{11} + 2\lambda(1-s)(1-\lambda)K_{12} - (\lambda_1 K_{11} + K_{12})^2 + 1,\\
\dot{K}_{12} &= \lambda K_{11} - (\alpha+\lambda)K_{12} + \alpha(1-s)(1-\tau)K_{22} -\\
&\quad - (\lambda_1 K_{11} + K_{13})(\lambda K_{12} + K_{23,})\\
\dot{K}_{22} &= \lambda(\lambda K_{12} - \lambda K_{22}) - (\lambda K_{12} + K_{23})^2 + q_2,\\
\dot{K}_{23} &= \lambda K_{13} - \gamma\lambda K_{12} - (\alpha+\gamma)K_{23} - (\lambda K_{13} + K_{33})(\lambda K_{12} + K_{23}),\\
\dot{K}_{33} &= -2\gamma(\lambda K_{13} + K_{23}) - (\lambda K_{13} + K_{33}) + q_{3.}
\end{aligned} \tag{31}$$



Rys.1. Schemat blokowy kombinowanego przyrządu stanu.

Niech parametry wchodzące w układ równań (31) przyjmą następujące wartości: $\alpha = 0{,}6$, $\gamma = 0{,}4$, $\lambda = 4$, $v = 2$.

W charakterze zakłóceń rozważmy funkcję $\underline{w}(t)$, która jest rozwiązaniem układu równań różniczkowych w postaci:

$$D\bar{\underline{z}}(t) = \underline{D}\bar{\underline{z}}(t),\ \dot{\underline{z}}_1 = \underline{z}_2 + \underline{\sigma}_1(t),\ \dot{\underline{z}}_2 = \underline{\sigma}_2(t), \tag{32}$$

gdzie $\sigma_1(t)$, $\sigma_2(t)$ są dyskretnymi ciągami impulsów o nieznanej intensywności i nieznanych momentach występowania. Impulsy $\sigma_1(t)$, $\sigma_2(t)$ generują pojedyncze nieznane skoki odcinkowo-liniowego zakłócenia $\underline{w}(t)$. Macierze $\underline{H}$, $\underline{D}$ i $\underline{F}$ w układzie (32) mają postać:

$$\underline{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \underline{D} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \underline{F} = \underline{B} = \begin{bmatrix} \lambda \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \tag{33}$$

Wykorzystując zależności (28), (29) i (33) określimy:

$$\underline{u}_1(t) = -\underline{\Gamma}\bar{\underline{z}}(t) = -\bar{\underline{z}}(t), \tag{34}$$

gdzie $\bar{\underline{z}}(t)$ generowane jest regulatorem absorbującym zakłócenia.

Niech $\bar{\underline{x}}(t)$ i $\bar{\underline{z}}(t)$ określają oceny bieżące zmiennych $\underline{x}(t)$ i $\underline{z}(t)$. Zgodnie z równaniem (17) i równaniem wektorowym

$$\dot{\underline{z}} = \underline{D}\underline{z} + \underline{\sigma}, \tag{35}$$

gdzie:

$$\underline{D} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \underline{\sigma}(t) = \begin{bmatrix} \sigma_1(t) \\ \sigma_2(t) \end{bmatrix}, \tag{36}$$

do oceny i można wykorzystać następujące równania:

$$D\bar{\underline{x}}(t) = \underline{A}\bar{\underline{x}}(t) + \underline{B}\underline{u}_2(t) + \underline{F}\underline{H}\bar{\underline{z}}(t) + \underline{P}_1\underline{C}\bar{\underline{x}}(t) - \underline{P}_1\underline{y}(t) \tag{37}$$

$$D\underline{z}(t) = \underline{D}\bar{\underline{z}}(t). \tag{38}$$

gdzie $\underline{P}_1$ jest wektorem, którego należy określić, wychodząc z warunków stabilności rozpatrywanych niżej.

Schemat blokowy kombinowanego przyrządu stanu, opisanego równaniami (37) i (38) przedstawiono na rysunku 1.

Układ równań (31) został rozwiązany przy $q_2 = 1$, $q_3 = 5$, $T = 4s$ i kroku całkowania równym 0,01 s. Otrzymano następujące wartości współczynników wzmocnienia: $K_{11} = 0{,}99$, $K_{12} = 0{,}191$, $K_{13} = -0{,}469$, $K_{22} = 1{,}46$, $K_{23} = -1{,}253$, $K_{33} = 3{,}74$.

Podstawienie otrzymanych wartości współczynników wzmocnienia do równania wektorowego (8) prowadzi do przesunięcia pierwiastków równania charakterystycznego w lewej półpłaszczyźnie zespolonej. A to oznacza, że zastosowana w pracy metoda sterowania optymalnego prowadzi do zwiększenia stabilności dynamiki systemu ekonomicznego.

Wyższość zaprezentowanej metody nad klasycznym modelem Philipsa-Bergstroma jest szczególnie widoczna przy dużych wartościach parametru α, określającego tempo wzrostu spożycia. I tak, przy $\alpha=0{,}9$ model Philipsa-Bergstroma opisujący system ekonomiczny transportu, przechodzi w stan chaotyczny, zaś stosując proponowany regulator pierwiastki równania charakterystycznego mają ujemne części rzeczywiste, co świadczy o stabilności ekonomicznego rozwoju transportu.

Zakończenie

Każdy dział gospodarki narodowej, w tym i transport, funkcjonuje w warunkach zakłóceń, które zazwyczaj prowadzą do efektów niepożądanych. Rozwojem transportu należy sterować w taki sposób, aby zapewnić wymaganą jakość procesu przewozowego w warunkach nieokreślonych zakłóceń zewnętrznych.

Metody projektowania układów sterowania zawierają wiele oryginalnych i efektywnych środków przeciwdziałania zakłóceniom o strukturze zdeterminowanej i stochastycznej. Tym niemniej teoria ta ciągle niechętnie powraca do fundamentalnego problemu: jak efektywnie przeciwdziałać zakłóceniom realnie występującym w systemach złożonych. Nie potrzeba dużej wiedzy matematycznej, aby zrozumieć, że układy zdeterminowane i stochastyczne nie mogą gwarantować sterowania efektywnego w warunkach zakłóceń nieokreślonych.

W niniejszej pracy zaproponowano nowe podejście do problematyki zakłóceń w sterowaniu rozwoju transportu. Podejście to bazuje na teorii regulatorów przystosowujących się do zakłóceń, które pozwala projektować wielowymiarowe zamknięte układy monitoringu, „walczące" efektywnie z różnego rodzaju zakłóceniami, występującymi w rozwoju transportu.

Streszczenie

W pracy przedstawiono nowe podejście w sterowaniu rozwoju ekonomicznego transportu. Podejście to bazuje na teorii regulatorów przystosowujących się do zakłóceń, która pozwala opisać szeroką klasę zakłóceń nieokreślonych, występujących w systemach ekonomicznych. Zastosowana w pracy falowa interpretacja tych zakłóceń pozwala projektować regulatory efektywnie sterujące rozwojem transportu w czasie rzeczywistym.

CONTROL OF THE TRANSPORT'S DEVELOPMENT IN THE ACTUAL TIME

SUMMARY

In this work the new approach to the control of economic development of transport is submitted. This approach is based on the theory of regulators, which minimize and use the influence of external interference in economic systems. The wave interpretation of these interferences, that was used in this work let us construct regulators, which can control effectively the development of the transport in the actual time.

LITERATURA

[1]Athans M., Falb P.L. : *Sterowanie optymalne*. WNT, Warszawa 1969.

[2]Bergstrom A.R.: *Continous time econometric modelling*, Oxford University Press, 1990, p.323.

[3]Cisowski. T.: *Disturbances in the control of a dynamic system track-railway vehicle*. II International Conference „TRANSPORT SYSTEMS TELEMATICES", 7-9 November 2002, Katowice-Ustroń, Poland.

[4]Johnson C. D. :Theory of Disturbance-Accommodating Controllers. Chapter in the book, Control and Dynamic Systems; Advances in Theory and Applications, Vol. 12, exited by C. T. Leondes, Academic Press., Inc., New York 1976, p. 627.