ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1972

Seria: ELEKTRYKA z. 38 Nr kol. 357

EUGENIUSZ KAŁUŻA

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki

ANALIZA I SYNTEZA UKŁADÓW REGULACJI MOCY LOKOMOTYW SPALINOWO-ELEKTRYCZNYCH METODAMI PRZESTRZENI STANÓW

Streszczenie. W artykule zaproponowano i przedstawiono sposób praktycznego postępowania przy analizie procesów przejściowych wielowymiarowych nieliniowych układów regulacji mocy lokomotyw spalinowo-elektrycznych. Rozpatrywane układy regulacji mocy aproksymowano modelami dyskretnymi, co pozwoliło na korzystanie z metod przestrzeni stanów stosowanych w analizie i syntezie układów impulsowych. Wyniki przeprowadzonej analizy porównano z wynikami badań doświadczalnych przeprowadzonych na laboratoryjnym modelu układu napędowego lokomotywy spalinowej z przekładnią typu "prąd przemienny - prąd stały".

1. Wstęp

Zakładany wzrost prędkości jazdy pociągów oraz ich ciężaru warunkowany jest możliwością budowy lokomotyw i jednostek pociągowych o dużych mocach.

Graniczna moc silnika Diesla lokomotywy wynosi ok. 4.500 kW,(6.000 KM) Przetworzenie tak dużej mocy przy prędkości obrotowej silnika rzędu 1500 obr/min wymaga stosowania wielofazowej prądnicy prądu przemiennego. Prądnica prądu przemiennego zasilająca poprzez układ prostowniczy silniki trakcyjne prądu stałego tworzy przekładnię elektryczną typu "prąd przemienny - prąd stały". Cały szereg zalet powyższej przekładni powoduje powstawanie tendencji do stosowania jej nie tylko w lokomotywach o mocy rzędu 2000 kW i więcej, lecz także w lokomotywach o mniejszych mocach.

W związku z powyższym w przeprowadzonej dalej analizie uwzględniono układy regulacji mocy z przekładnią elektryczną typu "prąd przemienny - prąd stały".

2. Analiza teoretyczna

2.1. Równania opisujące układ napędowy lokomotywy spalinowej z przekładnią elektryczną typu "prąd przemienny - prąd stały"

W wyprowadzeniach niżej zestawionych równań [1] zastosowano linearyzację układu dla małych przyrostów, tj. rozpatrywano przyrosty wielkości wejściowych i wyjściowych wokół punktów równowagi układu (w stanie ustalonym). Parametry układu opisujące badany punkt równowagi układu oznaczono indeksem y np. I_{dy}; n_{Dy}. Oznaczenia wielkości w równaniach są zgodne z oznaczeniami na rys. 1.

2.1.1. Obwód wzbudzenia wzbudnicy W1

$$(T_{ww}\, s + 1)\Delta\left(\frac{E}{n}\right)_w = k_{ww}\,\Delta U_{ww} - k_{wwr}\,\Delta i_w, \tag{1}$$

gdzie

$$k_{ww} = \frac{c_{Ew}\, a_w\, z_{ww}}{R_{ww}}; \qquad k_{wwr} = c_{Ew}\, a_w\, a_{rw}$$

$$T_{ww} = \frac{2\, p_w\, a_w\, \sigma_w\, Z_{ww}^{\,2}}{R_{ww}} \qquad c_{Ew}\, a_w = \frac{\partial\left(\frac{E}{n}\right)_w}{\partial \theta_w}$$

$$c_{Ew}\,\Phi_w = \left(\frac{E}{n}\right)_w; \qquad \frac{\partial \Phi_w}{\partial \theta_w} = a_w; \qquad \frac{\partial \theta_{rw}}{\partial I_w} = a_{rw}$$

a_w – nachylenie stycznej do charakterystyki magnesowania wzbudnicy wyznaczone dla przepływu θ_{wy}

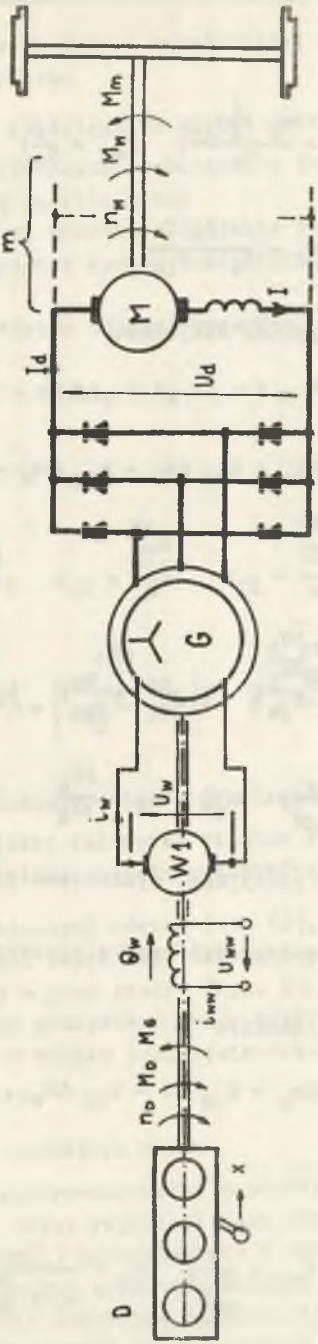
a_{rw} – współczynnik uwzględniający reakcję twornika wzbudnicy

θ_w, Z_w – współczynnik rozproszenia oraz ilości zwojów uzwojenia przypadająca na 1 biegun wzbudnicy

p_w – liczba par biegunów wzbudnicy.

2.1.2. Obwód wzbudzenia prądnicy synchronicznej

$$(T_w\, s + 1)\Delta i_w = k_{1w}\,\Delta\left(\frac{E}{n}\right)_w + k_{2w}\,\Delta n_D + T_{w2}\, s\,\Delta I_d \tag{2}$$



Rys. 1. Schemat układu napędowego lokomotywy spalinowej z przykładnią elektryczną typu "prąd przemienny - prąd stały"

gdzie

$$k_{1w} = \frac{\alpha_w n_{Dy}}{R_w}; \quad k_{2w} = \frac{\alpha_w (\frac{E}{n})_{wy}}{R_w}; \quad T_{w1} = \frac{L_w}{R_w}; \quad T_{w2} = \frac{M_z}{R_w}$$

$$\alpha_w = \frac{R_w}{R_w + R_{tw}}$$

M_z – przeliczeniowa indukcyjność wzajemna.

2.1.3. Obwód główny

$$(T_g s + 1)\Delta I_d = k_{1g}\Delta i_w + k_{2g}\Delta n_D - k_{3g}\Delta n_M - k_{4g}\Delta(\frac{E}{n})_M, \qquad (3)$$

gdzie

$$k_{1g} = \frac{\frac{\partial U_d}{\partial i_w}}{R_{gz}}; \quad k_{2g} = \frac{\frac{\partial U_d}{\partial n_D}}{R_{gz}}; \quad k_{3g} = \frac{(\frac{E}{n})_{My}}{R_{gz}}; \quad k_{4g} = \frac{n_{My}}{R_{gz}};$$

$$T_g = \frac{L_M}{R_{gz}}; \quad R_{gz} = R_M - \frac{\partial U_d}{\partial I_d}$$

L_M – indukcyjność silnika trakcyjnego wyznaczona dla określonej wartości I_{dy}

R_M – rezystancja silnika trakcyjnego wraz z przewodami łączeniowymi.

2.1.4. Silnik trakcyjny z obciążeniem

$$(T_M s + 1)\Delta n_M = k_{1M}\Delta I - k_{2M}\Delta M_{m1}, \qquad (4)$$

gdzie

$$k_{1M} = \frac{\frac{\partial M_M}{\partial I}}{\frac{\partial M_m}{\partial n_M}}; \quad k_{2M} = \frac{1}{\frac{\partial M_m}{\partial n_M}}; \quad T_M = \frac{J_{zM}}{9{,}55\,\frac{\partial M_m}{\partial n_M}}$$

J_{zM} – zastępczy moment bezwładności przeliczony na wał silnika trakcyjnego

$I = \frac{I_d}{m}$; m – ilość równoległych gałęzi silników trakcyjnych

ΔM_{m1} – przyrost momentu obciążenia silnika trakcyjnego wywołany zmianą profilu trasy

ΔM_m – przyrost momentu obciążenia silnika trakcyjnego związany ze wzrostem oporów jazdy pociągu w funkcji prędkości.

2.1.5. Zespół prądotwórczy (diesel-prądnica)

$$(T_D s + N)\Delta n_D = k_x \Delta x - k_{1D} \Delta I_d - k_{2D} \Delta i_w, \tag{5}$$

gdzie

$$k_x = \frac{\frac{\partial M_D}{\partial x}}{\beta}; \quad k_{1D} = \frac{\frac{\partial M_G}{\partial I_d}}{\beta}; \quad k_{2D} = \frac{\frac{\partial M_G}{\partial i_w}}{\beta}; \quad T_D = \frac{J_D}{9{,}55\beta}$$

$$\beta = \left| \frac{\partial M_G}{\partial n_D} - \frac{\partial M_D}{\partial n_D} \right|; \quad N = \frac{\frac{\partial M_G}{\partial n_D} - \frac{\partial M_D}{\partial n_D}}{\beta}$$

J_D – moment bezwładności elementów wirujących zespołu prądotwórczego

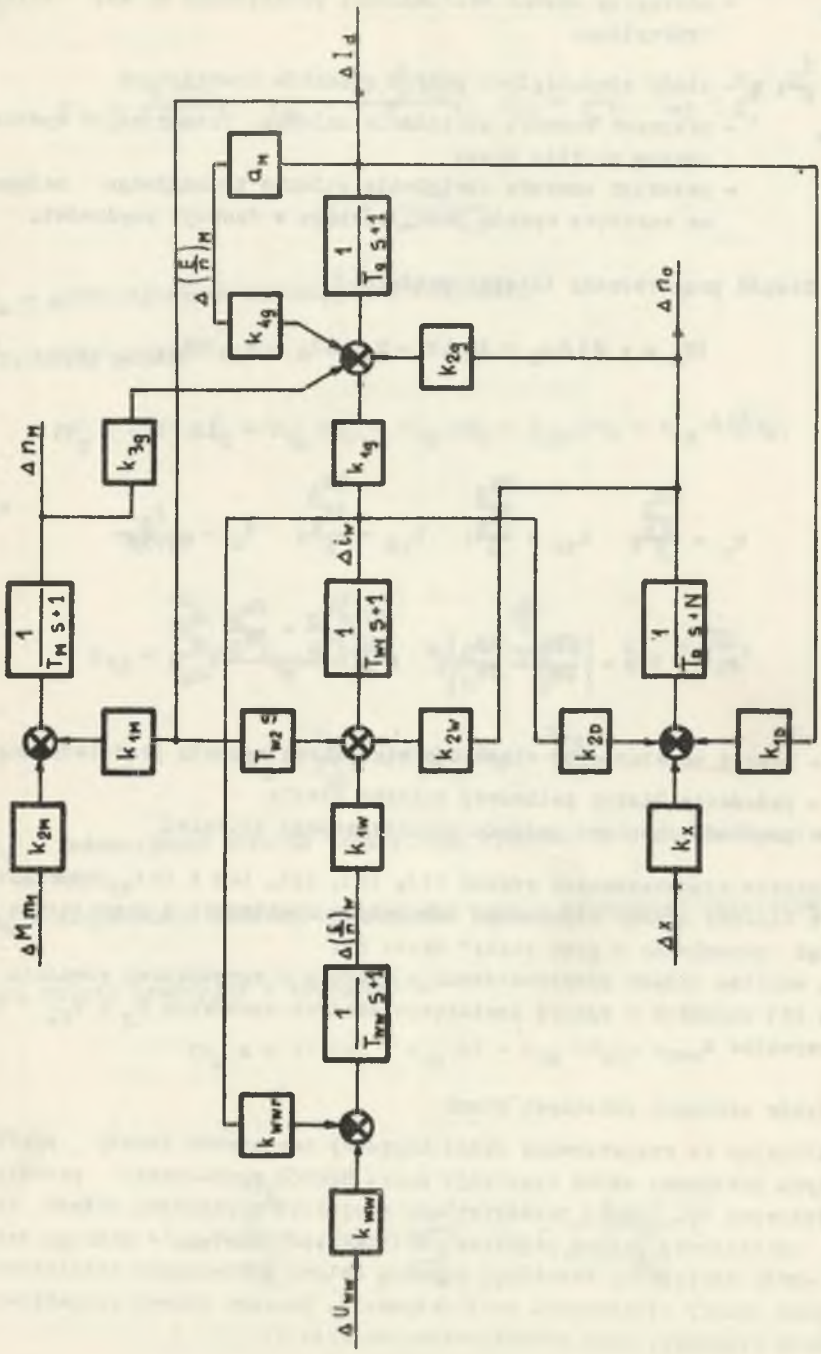
x – położenie listwy paliwowej silnika diesla

n_D – prędkość obrotowa zespołu prądotwórczego (diesla)

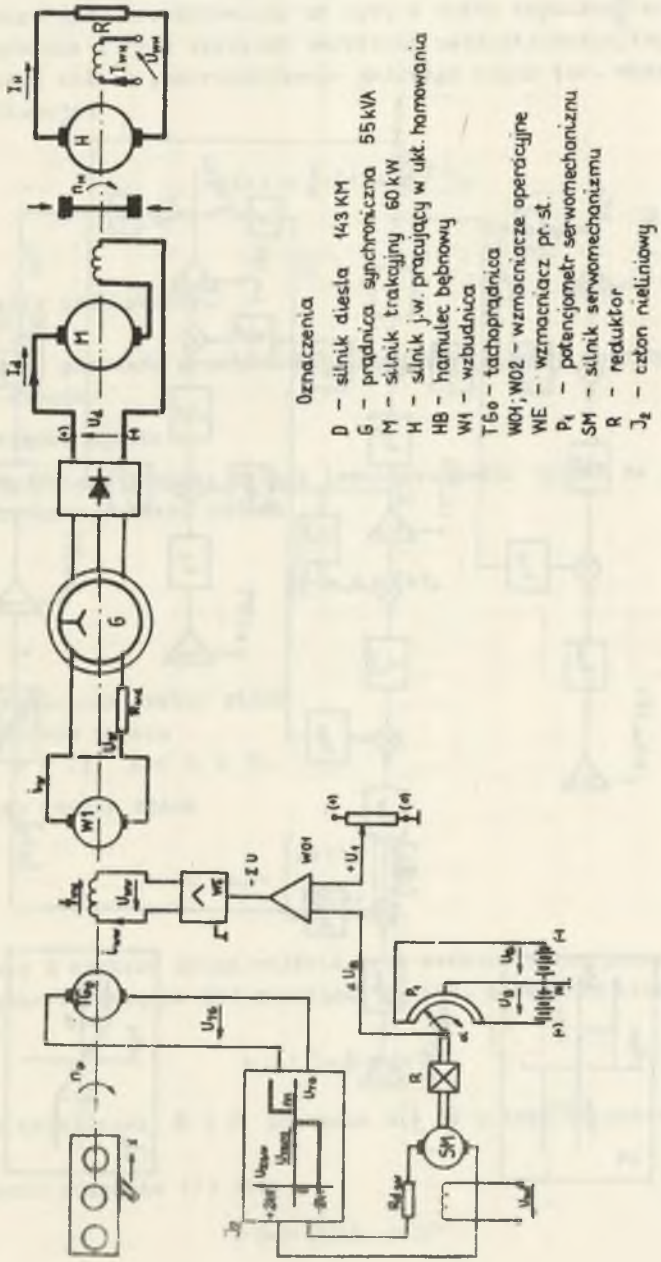
Na podstawie wyprowadzonych równań (1), (2), (3), (4) i (5) sporządzono schemat blokowy układu napędowego lokomotywy spalinowej z przekładnią typu "prąd przemienny – prąd stały" (rys. 2).
Dalszą analizę układu przeprowadzono w oparciu o uproszczone równania od (1) do (5) uzyskane w wyniku pominięcia stałych czasowych T_g i T_{w2} oraz współczynnika k_{wwr}.

2.2. Wybór schematu zmiennych stanu

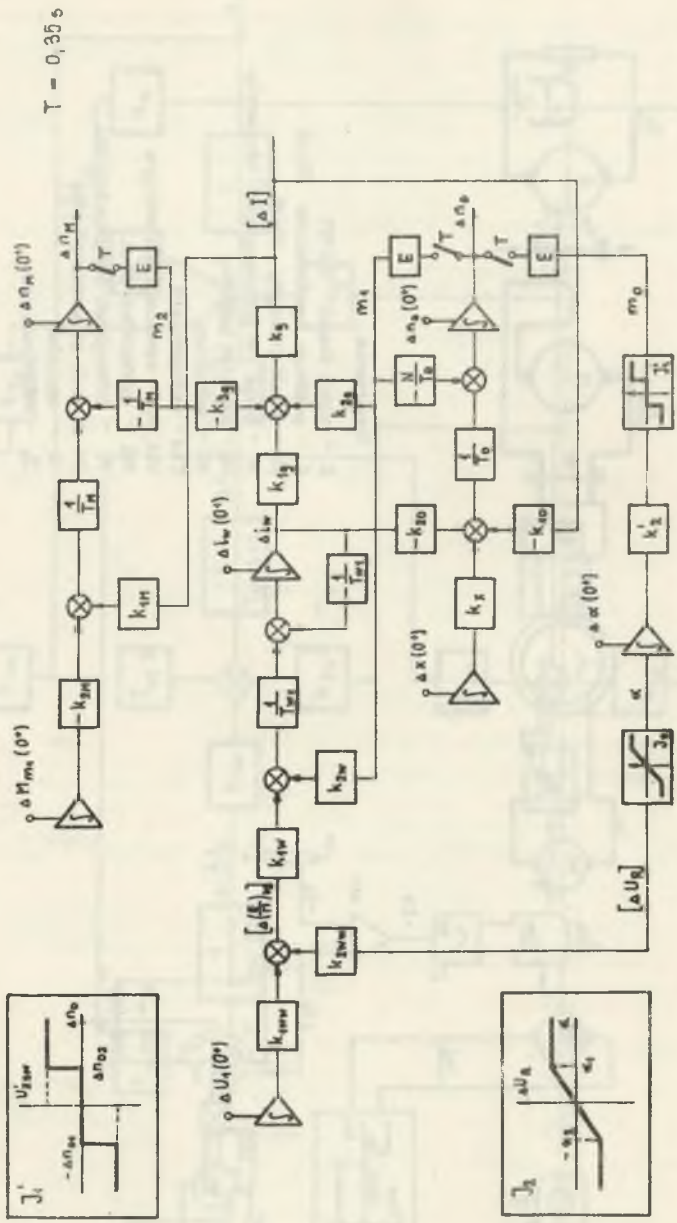
Nakładając na rozpatrywany układ napędowy zewnętrzne obwody sprzężeń zwrotnych otrzymamy układ regulacji mocy. Sposób wyznaczania przebiegów przejściowych (p. 2.3.2) przedstawiono w oparciu o przykład układu regulacji astatycznej podług prędkości silnika spalinowego, w którego zewnętrzny obwód sprzężenia zwrotnego wchodzą celowo wprowadzone nieliniowości w postaci strefy nieczułości oraz nasycenia. Schemat ideowy rozpatrywanego układu regulacji mocy przedstawiono na rys. 3.



Rys. 2. Schemat blokowy układu napędowego lokomotywy spalinowej z przekładnią elektryczną typu "prąd przemienny-prąd stały"



Rys. 3. Schemat ideowy laboratoryjnego modelu układu regulacji mocy lokomotywy spalinowo-elektrycznej. Układ regulacji astatycznej ze sprzężeniem zwrotnym podług prędkości silnika spalinowego



Rys. 4. Schemat zmiennych stanu uproszczonego modelu impulsowego układu regulacji mocy lokomotywy spalinowej z przekładnią elektryczną typu "prąd przemienny-prąd stały". Układ regulacji astatycznej podług prędkości silnika spalinowego

Procesy zachodzące w rozpatrywanym układzie przebiegają w sposób ciągły. Jednak ze względu na konieczność uwzględnienia w analizie zmieniających się w szerokich granicach wartości współczynników wzmocnienia, często uzależnionych od kilku zmiennych, zastosowano aproksymację układu modelem dyskretnym. Przedstawiony na rys. 4 model impulsowy zrealizowano poprzez włączenie w tory sprzężeń zwrotnych matematycznego impulsatora i matematycznego członu podtrzymującego zerowego rzędu tzw. ekstrapolatora E o transmitancji:

$$H(s) = \frac{1}{s}\left(1 - e^{-Ts}\right), \tag{6}$$

gdzie

T – okres próbkowania.

2.3. Analiza procesów przejściowych układu regulacji mocy metodą tranzycji stanów

2.3.1. Związki ogólne

Wielowejściowe liniowe układy impulsowe można opisać za pomocą równania różniczkowego stanu układu

$$\frac{d\mathbb{v}}{d\lambda} = \mathbb{A}\mathbb{v}(\lambda), \tag{7}$$

gdzie

$\mathbb{v}$ – uogólniony wektor stanu

$\mathbb{A}$ – macierz układu

$\lambda = t - nt; \quad 0 < \lambda < T.$

Uogólniony wektor stanu

$$\mathbb{v}(\lambda) = \begin{bmatrix} \mathbb{m}(\lambda) \\ \mathbb{x}(\lambda) \end{bmatrix} \tag{8}$$

składa się z wektora stanu wejścia $\mathbb{m}$ i wektora stanu procesu $\mathbb{x}$. Warunki początkowe równania (7) określone są tzw. równaniem tranzycji stanu

$$\mathbb{v}(nT^{+}) = \mathbb{B}\cdot\mathbb{v}(nT) \tag{9}$$

Macierze kwadratowe $\mathbb{A}$ i $\mathbb{B}$ wyznacza się na podstawie schematu zmiennych stanu.

Rozwiązanie równania (7) jest

$$\mathbb{v}(\lambda) = \Phi(\lambda)\cdot\mathbb{v}(0^{+}) \tag{10}$$

gdzie

$\Phi(\lambda)$ – uogólniona macierz tranzycyjna obejmująca zmienne stanu procesu i zmienne wejścia.

Dla czasu t odpowiadającego kolejnym chwilom próbkowania $[t = (n+1)T]$ rozwiązanie równania (7) można przedstawić w następującej postaci

$$v\left[(n+1)T\right] = \Phi(T)\, v(nT^{+}) \tag{11}$$

W rozpatrywanym układzie regulacji mocy uogólniona macierz tranzycyjna układu jest funkcją stałych i zmiennych współczynników wzmocnienia. Część elementów tej macierzy przybiera różne wartości w kolejnych chwilach próbkowania. Dlatego też wektor stanu analizowanego układu regulacji mocy można wyznaczyć jedynie na podstawie równań

(9)

$$v(nT^{+}) = B\, v(nT)$$

oraz równania

$$v\left[(n+1)T\right] = \Phi_{(n)}(T)\, v(nT^{+}) \tag{12}$$

gdzie

$\Phi_{(n)}(T)$ – uogólniona macierz tranzycyjna układu, której określone elementy są funkcją zmiennych współczynników wzmocnienia $k_j(nT)$ w n-tej chwili próbkowania.

2.3.2. Obliczenie przebiegów zmiennych stanu układu regulacji astatycznej podług prędkości silnika spalinowego (rys. 3 i 4)

Równanie tranzycji stanu układu z rys. 4 można przedstawić w poniższej postaci:

$$\begin{bmatrix} \Delta U_1(nT^{+}) \\ \Delta X_1(nT^{+}) \\ \Delta M_{m1}(nT^{+}) \\ m_0(nT^{+}) \\ m_1(nT^{+}) \\ m_2(nT^{+}) \\ \alpha(nT^{+}) \\ \Delta i_w(nT^{+}) \\ \Delta n_M(nT^{+}) \\ \Delta n_D(nT^{+}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta U_1(nT) \\ \Delta X_1(nT) \\ \Delta M_{m1}(nT) \\ m_0(nT) \\ m_1(nT) \\ m_2(nT) \\ \alpha(nT) \\ \Delta i_w(nT) \\ \Delta n_M(nT) \\ \Delta n_D(nT) \end{bmatrix} \tag{13}$$

Uogólniona macierz tranzycyjna układu przybiera postać:

$$\Phi(T)=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_{7/4} & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ b_{8/1} & 0 & 0 & b_{8/4} & b_{8/5} & 0 & b_{8/7} & b_{8/8} & 0 & 0 \\ b_{9/1} & 0 & b_{9/3} & b_{9/4} & b_{9/5} & b_{9/6} & b_{9/7} & b_{9/8} & 1 & 0 \\ b_{10/1} & b_{10/2} & 0 & b_{10/4} & b_{10/5} & b_{10/6} & b_{10/7} & b_{10/8} & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Elementami macierzy $\Phi(T)$ są poszczególne odpowiedzi układu na skoki jednostkowe stanowiące niezerowe warunki początkowe kolejnych członów całkujących tego układu. Najprościej można je wyznaczyć bezpośrednio z załączonego schematu zmiennych stanu. Element $b_{8/5}$ jest mianowicie odpowiedzią "zmierzoną" na schemacie zmiennych stanu w miejscu występowania zmiennej przypisanej wierszowi 8, a więc zmiennej Δi_w. Powyższą odpowiedź zmierzoną po czasie $t = T$ uzyskuje się na skutek wprowadzenia warunku początkowego $m(0^+) = 1$ do członu całkującego tej zmiennej, której przypisana jest kolumna 5, a więc m_1 $\left[m(0^+) = m_1(0^+) = 1\right]$, przy zerowych warunkach początkowych w pozostałych członach układu.
Dla przyjętego okresu próbkowania $t = T = 0{,}35$ sek

$$b_{8/5} = \left[\Delta i_w/m_1\right] = \alpha^{-1}\left[\frac{1}{s}\cdot\frac{k_{2w}}{(T_{w1}s+1)}\right] = 0{,}632\ k_{2w} \tag{15}$$

Niżej zestawiono wyprowadzenia wzorów dla obliczenia kilku wybranych elementów macierzy $\Phi(T)$. Wyprowadzenia wzorów dla wszystkich elementów tej macierzy przedstawiono w [1] ($T = 0{,}35$ sek – przyjęty okres próbkowania)

$$b_{8/8} = \left[\Delta i_w/\Delta i_w\right] = e^{-\frac{T}{T_{w1}}} \tag{16}$$

$$b_{9/8} = \left[\Delta n_M/\Delta i_w\right] = \alpha^{-1}\left[\frac{1}{s}\cdot\frac{k_{1g}\,k_g\,k_{1M}}{(s+\frac{1}{T_{w1}})\,T_M}\right] =$$

$$= (1 - e^{-\frac{T}{T_{w1}}})\cdot\frac{k_{1g}\,k_g\,k_{1M}}{T_M} \tag{17}$$

$$b_{10/4} = \left[\Delta n_D/m_o\right] = \alpha^{-1}\left[\frac{1}{s}\cdot\frac{1}{s^2}\cdot\frac{k_B}{(T_{w1}\,s+1)}\right] =$$

$$= k_B\,\frac{T^2}{2} - T_{w1}\,T + T^2\,(1 - e^{-\frac{T}{T_{w1}}}),$$

gdzie

$$k_B = \frac{k_{J2}\,k_{2ww}\,k_{1w}\,k_2\,k_{J1}}{T_D}\cdot(-k_{2D} - k_{1D}\,k_{1g}\,k_g) \tag{18}$$

Nieujawnioną na schemacie (rys. 5) zmienną ΔI_d można wyznaczyć dla kolejnych chwil próbkowania z zależności:

$$\Delta I_d\left[(n+1)\,T\right] = \left\{m_1\left[(n+1)\,T\right] - m_1\,(nT)\right\}k_{2g}(n)\,k_g(n) +$$

$$\left\{+\,m_2\left[(n+1)\,T\right] - m_2\,(nT)\right\}\cdot\left[-k_{3g}\,(n)\right]k_g\,(n) +$$

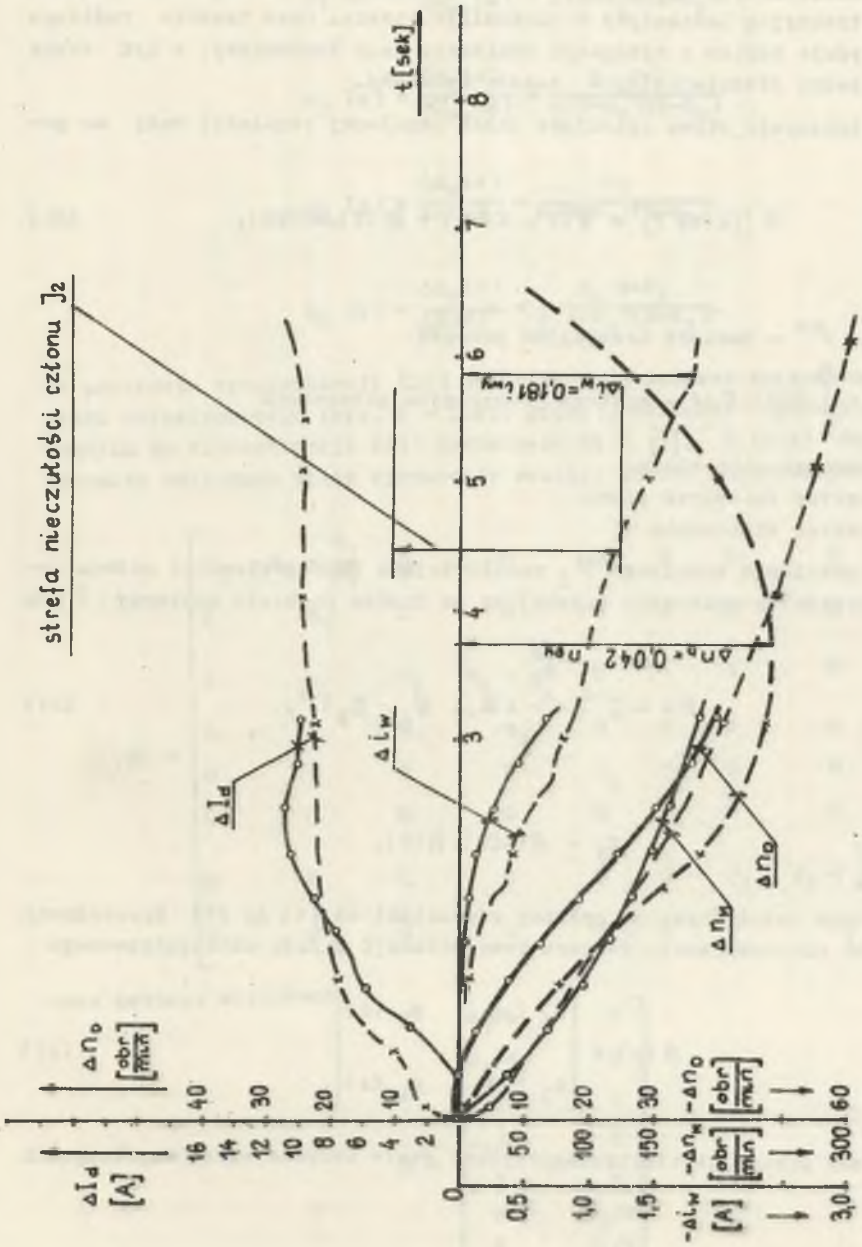
$$+\left\{\Delta i_w\left[(n+1)\,T\right] - \Delta i_w\,(nT)\right\}\cdot k_{1g}\,(n)\cdot k_g\,(n) + \Delta I_d\,(nT). \tag{19}$$

Do układu wprowadzono zaburzenie w postaci skokowej zmiany momentu obciążenia silnika trakcyjnego (ΔM_{m1} = 150 Nm). Szczegółowe obliczenia przebiegu przejściowego przedstawiono w [1]. Na podstawie tych obliczeń wykreślono (rys. 5) przebiegi zmiennych stanu układu. Odpowiedź układu laboratoryjnego, którego praca ustalona oraz wprowadzone zaburzenia pokrywały się z parametrami przyjętymi w obliczeniach, zbliżona jest do przebiegów wykreślonych na podstawie tych obliczeń. Rozbieżności w przebiegach zmiennych wynikają z wprowadzenia impulsatorów do schematu zmiennych stanu, zastosowanej linearyzacji i uproszczeń oraz trudności w przeprowadzeniu doświadczenia laboratoryjnego w ściśle określonych warunkach.

2.4. Elementy syntezy minimalno-czasowych układów regulacji mocy lokomotyw spalinowo-elektrycznych

W ramach niniejszego punktu określono zasadę sterowania układu regulacji mocy umożliwiającą przeprowadzenie procesu sterowanego z danego stanu początkowego $X(o)$ do żądanego stanu X^d w minimalnym czasie. Sterowanie minimalno-czasowe impulsowych układów regulacji mocy lokomotyw spalinowo-elektrycznych jest szczególnie pożądane w dwóch wypadkach:

a) w zakresie pracy rozruchowej przy przechodzeniu przez kolejne charakterystyki podstawowe do uzyskania przez pociąg prędkości V_{min}.



Rys. 5. Odpowiedź układu regulacji astatycznej na skokową zmianę momentu obciążenia silnika trakcyjnego, linia ciągła – przebiegi zmiennych stanu obliczone metodą tranzycji stanów, linia przerywana – przebiegi zmiennych stanu przeniesione z oscylogramu

b) w wypadku wpadnięcia lokomotywy w poślizg nie zatrzymany procesem samolikwidacji. Wymagane jest wtedy zejście na niższą charakterystykę trakcyjną lokomotywy w minimalnym czasie. Czas trwania poślizgu decyduje bowiem o wymaganym obniżeniu mocy lokomotywy, a tym samym o spadku średniej siły w czasie rozruchu.

Równanie tranzycji stanu opisujące układ impulsowy regulacji mocy ma postać:

$$\mathbf{x}\left[(k+1)\,T\right] = \boldsymbol{\varphi}(T).\,\mathbf{x}(kT) + \mathbf{h}(T).\boldsymbol{m}(kT), \tag{20}$$

gdzie

$\boldsymbol{\varphi}(T) = e^{AT}$ – macierz trazycyjna procesu

$\mathbf{h}(T) = \int_0^T \boldsymbol{\varphi}(\tau).\mathbf{D}\,d\tau$ – macierz tranzycyjna sterowania

$\mathbf{D}$ – macierz sterowania

$\mathbf{x}$ – wektor zmiennych stanu

$\boldsymbol{m}$ – wektor sterowania

Macierz sprzężenia zwrotnego $\mathbf{P}_j$ umożliwiająca zaprojektowanie układu regulacji minimalno-czasowego uzyskujemy na drodze podziału macierzy $\mathbf{P}$ równej

$$\mathbf{P} = -\mathbf{S}^{-1} = -(\mathbf{S}_1,\ \mathbf{S}_2,\ \mathbf{S}_p)^{-1}, \tag{21}$$

gdzie

$$\mathbf{S}_1 = \boldsymbol{\varphi}(-iT).\,\mathbf{h}(T).$$

Rozpatrywany układ (rys. 1) opisany równaniami od (1) do (5) sprowadzany do postaci autonomicznej. Macierz transmitancji układu autonomizowanego

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} G_1(s) & G_2(s) \\ G_3(s) & G_4(s) \end{bmatrix} \tag{22}$$

upraszczamy pomijając elektromagnetyczne stałe czasowe oraz współczynnik k_{wwr}.

Elementami macierzy G (s) są następujące transmitancje

$$G_1(s) = \frac{\Delta n_M(s)}{\Delta u_{ww}(s)} = \frac{a_1 s + b_2}{c(s-s_1)(s-s_2)}$$

$$G_2(s) = \frac{\Delta n_D(s)}{\Delta U_{ww}(s)} = \frac{a_2 s + b_2}{c(s-s_1)(s-s_2)} \tag{23}$$

$$G_3(s) = \frac{\Delta n_M(s)}{\Delta x(s)} = \frac{b_3}{c(s-s_1)(s-s_2)}$$

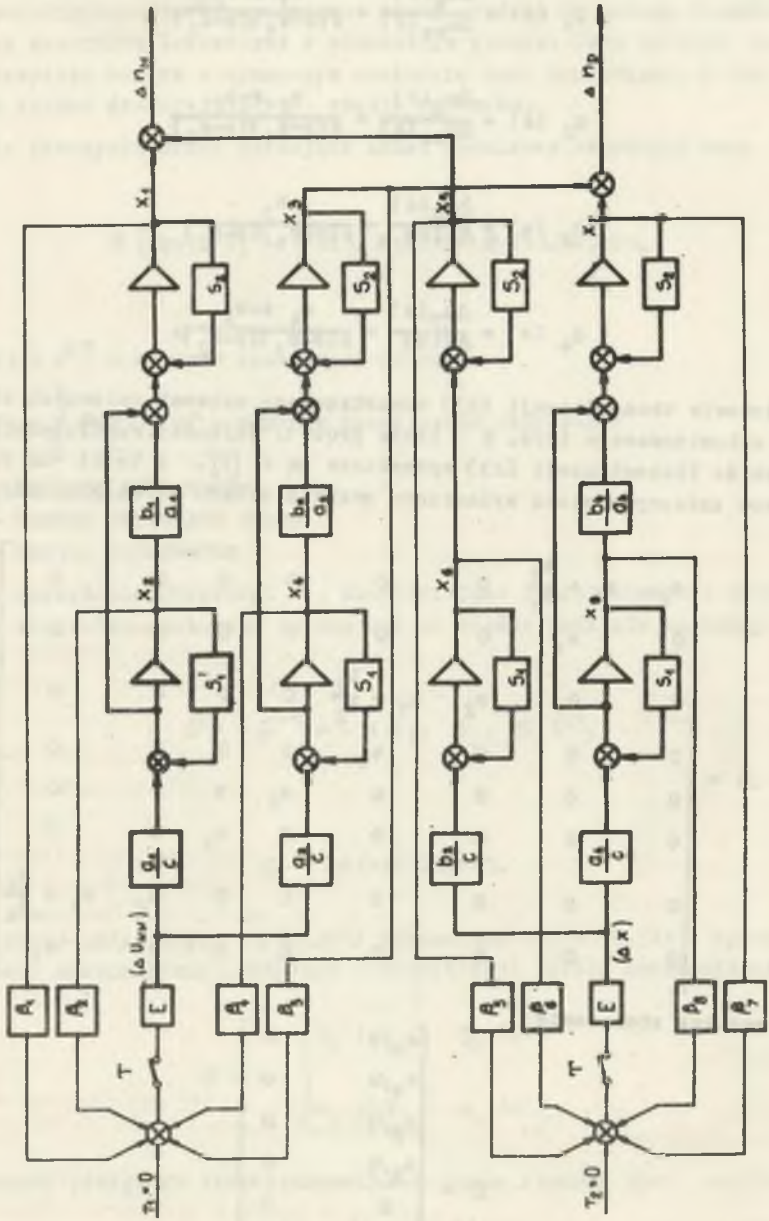
$$G_4(s) = \frac{\Delta n_D(s)}{\Delta x(s)} = \frac{a_4 s + b_4}{c(s-s_1)(s-s_2)}.$$

Na podstawie transmitancji (23) skonstruowano schemat zmiennych stanu układu automizowanego (rys. 6 – linie grube). Wartości współczynników wchodzących do transmitancji (23) wyznaczone są w [1]. Z kolei na podstawie schematu zmiennych stanu wyznaczono macierz układu autonomizowanego

$$\mathbb{A} = \begin{bmatrix} s_2 & s_1 + \frac{b_1}{a_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & s_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_2 & s_1 + \frac{b_2}{a_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_2 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_2 & s_1 + \frac{b_4}{a_4} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_1 \end{bmatrix} \tag{24}$$

oraz macierz sterowania

$$\mathbb{D} = \begin{bmatrix} a_1/c & 0 \\ a_1/c & 0 \\ a_2/c & 0 \\ a_2/c & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & b_3/c \\ 0 & a_4/c \\ 0 & a_4/c \end{bmatrix} \tag{25}$$



Rys. 6. Schemat zmiennych stanu minimalno-czasowego układu regulacji mocy lokomotywy spalinowo-elektrycznej

Po wykonaniu przekształceń zgodnie z zależnościami (20) i (21) otrzymamy macierze sprzężenia zwrotnego odpowiadające kolejnym okresom próbkowania

$$\mathbb{P}_j = \begin{bmatrix} \mathbb{P}(0) \\ \mathbb{P}(1) \\ \mathbb{P}(2) \\ \mathbb{P}(3) \end{bmatrix} \tag{26}$$

gdzie

$$\mathbb{P}_k = \begin{bmatrix} p_1(k) & p_2(k) & p_3(k) & p_4(k) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_5(k) & p_6(k) & p_7(k) & p_8(k) \end{bmatrix}$$

dla k = 0, 1, 2 i 3.

Powyższa macierz $\mathbb{P}_j$ określa nam zasadę sterownia optymalnego, zgodnie z którą sygnałem sterującym ΔU_{ww} jest liniowa funkcja zmiennych stanu x_1, x_2, x_3 i x_4, zaś sygnałem sterującym ΔX – liniowa funkcja zmiennych x_5, x_6, x_7 i x_8. Wyznaczony zgodnie z powyższą zasadą układ (rys. 6) osiąga stan równowagi w ciągu czterech okresów próbkowania.

3. Wnioski

1. Zastosowanie metod przestrzeni stanów w analizie i syntezie wielowymiarowych, nieliniowych układów regulacji mocy lokomotyw spalinowo-elektrycznych umożliwia:

   a) Wyznaczenie przebiegów przejściowych dowolnego zbioru zmiennych w układzie inicjowanych przez dowolne sygnały sterujące oraz zaburzenia.

   b) Sformułowanie zasady sterowania minimalno-czasowego impulsowego układu regulacji mocy, która określa strukturę zewnętrznych obwodów sprzężeń zwrotnych oraz wartości współczynników wzmocnienia elementów tych obwodów dla kolejnych okresów próbkowania.

LITERATURA

1. Kałuża E.: Analiza i synteza układów regulacji mocy lokomotyw spalinowo-elektrycznych metodami przestrzeni stanów. Praca doktorska Pol.Śląska IPPEiE, Gliwice 1972 r.

2. Tou J.T.: Nowoczesna teoria sterowania, WNT, Warszawa 1967.

3. Stepanov A.D.: Avtomaticeskoe regulirovanie mosnosti v teplovozach i gazoturbovozach, Izd. Masinostroenie Moskva 1964.

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ МОЩНОСТЬЮ ДИЗЕЛЬ-ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЛОКОМОТИВОВ МЕТОДАМИ ПРОСТРАНСТВА СОСТОЯНИЙ

Р е з ю м е

В статье предложена практическая методика анализа переходных процессов многомерных нелинейных систем управления мощностью дизель-электрических локомотивов. Рассматриваемые системы управления апроксимированы дискретными моделями, что позволило применить метод пространства состоянии применяемый при анализе и синтезе импульсных систем.

Результаты проведенного анализа сравнены с результатами эксперимента проведенного на лабораторной модели привода дизель-локомотива с преобразователем типа "ток переменный-ток постоянный".

ANALYSIS AND SYNTHESIS OF A DIESEL-ELECTRIC LOCOMOTIVE POWER CONTROL SYSTEMS BY MEANS OF STATE SPACE METHODS

S u m m a r y

A practical procedure of analysis of a transient processes of multidimensional nonlinear diesel-electric locomotive power control systems is presented in this paper.

The power control systems under examination are approximated by help of the discrete models what allows to take advantage of state space methods used in analysis and synthesis of sampled data systems.

The results of teoretical analysis are compared with results of experiments on the diesel locomotive driving system laboratory model including "electric A.C.-D.C. gear".