

АНАЛІЗ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ГІБРИДНОГО АВТОМОБІЛЯ З ПНЕВМОПРИВОДОМ

Створено математичну модель мехатронної системи пневмоприводу гібридного автомобіля як об'єкту управління по швидкості. Розглянуто синтез регулятора та моделювання системи за допомогою ППП Simulink

С. А. Сєріков

Кандидат технічних наук, доцент*

Контактний тел.: (057) 336-56-83, 700-38-52

E-mail: srkv@inbox.ru

Ю. М. Бороденко

Кандидат фізико-математичних наук, доцент*

Контактний тел.: (057) 65-89-66, 700-38-52

О. А. Дзюбенко

Аспірант*

Контактний тел.: (057) 700-06-58, 700-38-52

E-mail: sashastar82@mail.ru

О. А. Сєрікова

Асистент*

Контактний тел.: (057) 336-56-83, 700-38-52

*Харківський національний автомобільно-дорожній університет
вул. Петровського, 25, Харків, Україна, 61200

Вступ

Світовий досвід показує, що найбільш перспективними в напрямку підвищення економічності та екологічної безпечності автомобільного транспорту є використання альтернативних видів енергоносіїв в гібридних силових установках. Провідні виробники автотранспортних засобів вже випускають концептуальні автомобілі де як допоміжний або основний агрегат використовується пневматичний двигун [1, 2].

Лінійні моделі поршневих двигунів [3], що розглядаються при синтезі систем керування, не забезпечують адекватного відтворення об'єктів керування в межах діапазону робочих режимів. Параметрична

ідентифікація цих моделей також ускладнена. Необхідні режими кожного агрегату силової установки забезпечуються регуляторами та блоками керування, які враховують особливості побудовання конкретних вузлів і агрегатів [4].

Дане дослідження є логічним продовженням робіт авторів в галузі створення екологічно чистих транспортних засобів та систем керування гібридними силовими установками автомобіля [5, 6].

Постановка задачі

Динамічні властивості автомобіля з пневмоприводом можуть бути відображені у вигляді

$$\begin{cases} J_{pr}(u_1, s_c) \cdot \frac{d\omega}{dt} = M_{pnv}(\omega, p) - M_{dor_pr}(V_A, \alpha, u_1, s_c) \\ V_A = f_A(\omega, u_1, s_c) \end{cases}$$

де ω – частота обертання колінчастого валу пневмодвигуна;

$u_1 = u_g \cdot u_n$ – передаточне відношення механічної трансмісії;

u_g - передаточне відношення головної передачі;

u_n - обране передаточне відношення коробки передач;

p - тиск на вході пневмодвигуна;

V_A - швидкість автомобіля;

α - ухил дороги;

s_c - стан зчеплення, що змінюється у діапазоні $[0...1]$;

J_{pr} - сумарний момент інерції, приведений до вісі обертання валу пневмодвигуна;

M_{pnv} - момент обертання валу пневмодвигуна;

M_{dor_pr} - сумарний момент опору, приведений до вісі обертання валу пневмодвигуна.

Водій, натискаючи на педаль газу (кут положення педалі β), обирає необхідну частоту обертання валу пневмодвигуна ω за рахунок зміни тиску повітря p в магістралі. Система керування повинна забезпечити:

1. Зміну кутової швидкості валу пневмодвигуна відповідно до керуючих впливів з боку водія;

2. Параметри перехідних процесів (тривалість перехідних процесів, перерегулювання, ступінь коливань) під час зміни кутової швидкості, не гірше припустимих значень;

3. Похибку регулювання в усталеному режимі не більше припустимого значення;

4. Стабілізацію заданої кутової швидкості обертання валу під час дії впливів, що збурюють (профіль дороги, аеродинамічний опір).

Регулятор, який забезпечить керуючі впливи p на пневмодвигун, зважаючи на поточний стан трансмісії u_1 , силової установки автомобіля ω і керуючі впливи з боку водія β , в загальному вигляді можна представити так

$$\begin{cases} p = \text{Reg}(\omega, \omega_3, u_1) \\ \omega_3 = f_{pd}(\beta) \end{cases}$$

де ω_3 - задана частота обертання валу пневмодвигуна;

Системи керування швидкістю обертання валу, з використанням ПІД-регулятора показано на рис.1.

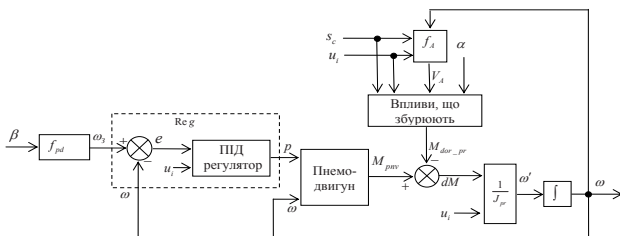


Рисунок 1. Структурна схема системи керування

Синтез регулятора

Особливості побудови об'єкту керування та можливості сучасної електроніки вказують на доцільність цифрової реалізації регулятора.

З іншого боку усі керуючі впливи та впливи, що збурюють є безперервними функціями часу за своєю природою. Можливі два підходи до синтезу цифрового регулятора:

1. Математичні моделі об'єкту керування, керуючих впливів та впливів, що збурюють представляються у дискретному вигляді. На підставі цих моделей синтезується дискретний регулятор, який потім може бути реалізований засобами цифрової електроніки, або у вигляді програми для мікроконтролеру;

2. Синтез безперервного регулятора з використанням математичної моделі об'єкту керування у вигляді диференціальних рівнянь. Далі безперервний регулятор перетворюється до дискретного вигляду. Такий підхід розглядається в даній статті.

Найбільш поширеною структурою регулятора, який використовується для керування процесами і системами рухомих об'єктів є ПІД – регулятор, який враховує пропорційну, інтегральну та диференціальну складові від похибки регулювання $e(t) = \omega_3(t) - \omega(t)$:

$$p(t) = p_0 + K_p \cdot \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \right], \quad (1)$$

де p_0 - зміщення, що задає середній рівень вихідного сигналу регулятора;

K_p - коефіцієнт посилення регулятора (коефіцієнт посилення пропорційної складової);

T_i - постійна часу інтегрування;

T_d - постійна часу диференціювання;

$e(t) = \omega_3(t) - \omega(t)$ - похибка регулювання.

За умовою правильної настройки, регулятор забезпечує достатню якість регулювання та грубість до похибок моделей об'єкту керування й зовнішніх впливів.

Модель ПІД – регулятора (1) можна перетворити до вигляду

$$p(t) = p_0 + K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \cdot \frac{de(t)}{dt}, \quad (2)$$

де $K_i = \frac{1}{T_i}$, $K_d = \frac{1}{T_d}$ - коефіцієнти посилення відповідно інтегрального та диференційного каналів.

Тоді передавальна функція ПІД – регулятора записується

$$W_{PID}(s) = \frac{K_i + K_p \cdot s + K_d \cdot s^2}{s}$$

Таким чином включення послідовного ПІД-регулятора вносить в контурну передавальну функцію два нулі та один полюс, що знаходиться на початку координат та збільшує ступінь астатизму контуру на одиницю.

Для цифрової реалізації ПІД – регулятора рівняння (2) можна записати в кінцевих різницях шляхом заміни $t = k \cdot T_k$ (T_k - період квантування, $k = 1, 2, 3, \dots$ - номер періоду квантування)

$$p(k \cdot T_k) = p_0 + K_p \cdot \left[e(k \cdot T_k) + \frac{1}{T_i} \cdot \sum_{i=0}^k T_k \cdot e(i \cdot T_k) + T_d \cdot \frac{e(k \cdot T_k) - e((k-1) \cdot T_k)}{T_k} \right]$$

$$p(k) = p_0 + K_p \cdot \left[e(k) + \frac{1}{T_i} \cdot \sum_{i=0}^k T_k \cdot e(i) + T_d \cdot \frac{e(k) - e(k-1)}{T_k} \right]$$

Щоб уникнути негативних наслідків розглянутих ефектів (зниження високо-частотних шумів) вводимо фільтр низьких частот з передавальною функцією

$$W_F(s) = \frac{1}{T_F \cdot s + 1}$$

Щоб забезпечити достатню якість процесів керування (як у безперервній формі), частота квантування $f_k = \frac{1}{T_k}$ обирається в шість – десять разів вищою за верхню частоту смуги пропускання об'єкту керування.

На практиці зручніше замість абсолютних значень керуючих впливів $p(k)$ обчислювати їх прирощення на кожному такті квантування

$$W_{PID}(s) = \frac{K_i + K_p}{s} + \frac{K_d \cdot s}{s \cdot (T_F \cdot s + 1)} = \frac{K_i + (K_p + K_i \cdot T_F) \cdot s + (K_d + K_p \cdot T_F) \cdot s^2}{s \cdot (T_F \cdot s + 1)}$$

$$\Delta p(k) = p(k) - p(k-1) = K_p \cdot \left[e(k) - e(k-1) + \frac{T_k}{T_i} \cdot e(k) + \frac{T_d}{T_k} \cdot [e(k) - e(k-1) - (e(k-1) - e(k-2))] \right]$$

Означимо, що при цьому спостерігається зміна ефективних значень коефіцієнтів посилення пропорційного та диференційного каналів

$$K'_p = K_p + K_i \cdot T_F, \quad K'_d = K_d + K_p \cdot T_F,$$

Після введення позначок:

$$a_0 = 1 + \frac{T_k}{T_i} + \frac{T_d}{T_k}, \quad a_1 = -1 - 2 \cdot \frac{T_d}{T_k}, \quad a_2 = \frac{T_d}{T_k},$$

отримаємо швидкісний алгоритм керування

$$p(k) = p(k-1) + K_p \cdot [a_0 \cdot e(k) + a_1 \cdot e(k-1) + a_2 \cdot e(k-2)].$$

Останнє рівняння дає можливість реалізувати в цифровій формі ПІД – регулятор за умовою оптимізації його аналогової форми.

При реалізації регулятора у цифровому вигляді необхідно передбачити встановлення на його виході екстраполятора, який забезпечить перетворення імпульсного сигналу $p(k \cdot T_k)$ в безперервний керуючий вплив $p(t)$.

Передавальна функція екстраполятора нульового порядку має вигляд

$$W_{EXT}(s) = \frac{1}{s} \cdot (1 - e^{-T_k \cdot s}).$$

За період, що дорівнює такту квантування T_k екстраполятор фіксує миттєве значення вхідного дискретного сигналу та формує ступінчастий сигнал. Функції екстраполятора нульового порядку може виконувати цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП).

При синтезі ПІД – регуляторів виникає проблема, пов'язана з реалізацією диференційного каналу. Посилення цього каналу лінійно збільшується разом зі збільшенням частоти сигналу похибки. Це приводить до значного посилення високочастотних складових сигналу похибки, які носять шумовий характер. Це приводить до зменшення співвідношення сигнал/шум на виході регулятора, що надає дестабілізуючий вплив на об'єкт керування.

Другим наслідком збільшення коефіцієнту посилення диференційного каналу є виникнення імпульсів значної амплітуди на виході регулятора в моменти стрибкоподібної зміни сигналу похибки. За деяких умов це може призвести до виходу з ладу об'єкту керування або виконавчих пристроїв.

Щоб не компенсувати вплив на об'єкт керування диференційного каналу, обираємо постійну часу фільтру за умовою $T_F \ll T_d$. З урахуванням дії фільтру в диференційному каналі передавальна функція регулятора набуде вигляду

Така корекція ускладнює розрахунки. Запобігти такій зміні ефективних значень коефіцієнтів можна шляхом встановлення фільтру послідовно з ПІД – регулятором. В цьому випадку маємо

$$W_{PID}(s) = \frac{K_i + K_p \cdot s + K_d \cdot s^2}{s \cdot (T_F \cdot s + 1)}$$

Диференційне рівняння фільтру низьких частот представимо у вигляді

$$T_F \cdot \frac{d p_F(t)}{dt} + p_F(t) = p(t) \tag{3}$$

Керуючий сигнал пневмотрансмісії на виході фільтру $p_F(t)$, може бути приведений до дискретної форми. Тоді (3) набуде вигляду

$$T_F \cdot \frac{p_F(k \cdot T_k) - p_F((k-1) \cdot T_k)}{T_k} + p_F(k \cdot T_k) = p(k \cdot T_k) \tag{4}$$

Позначивши коефіцієнти

$$a_{F0} = \frac{T_k}{T_F + T_k}, \quad a_{F1} = \frac{T_F}{T_F + T_k},$$

вирішуємо (4) відносно вихідного сигналу.

$$p_F(k) = a_{F0} \cdot p(k) + a_{F1} \cdot p_F((k-1)),$$

На рис.2 показано структурні схеми ПІД-регулятору в безперервній формі (рис.2, а) та дискретній формі (рис.2, б) з послідовним фільтром низьких частот.

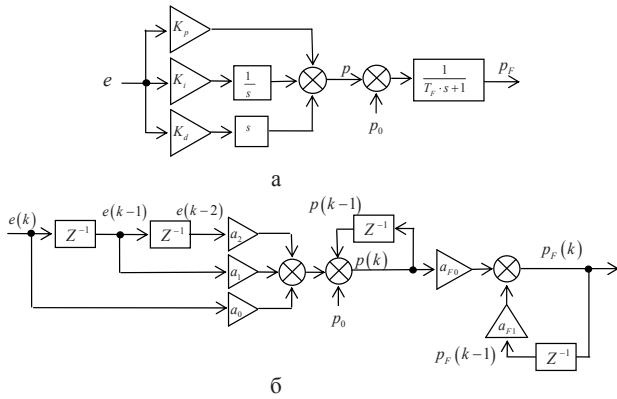


Рисунок 2. Структурні схеми ПІД – регулятора:
а – в безперервній формі;
б – в дискретній формі

Для оптимізації параметрів ПІД – регулятора необхідно провести структурну та параметричну ідентифікацію об’єкту керування.

Математична модель об’єкту керування

Пневмодвигун, який застосовано в приводі мас розрахункову схему поршневого ДВЗ з кривошипно-шатуним механізмом. Зовнішня та часткові швидкісні характеристики пневмодвигуна одержані за результатами аналітичних досліджень робочих процесів (табл.1).

Залежність $M_{рив}(\omega, p)$ в аналітичній формі отримана шляхом поліноміальної апроксимації табличних даних.

Таблиця 1

Значення моменту обертання пневмодвигуна $M_{рив}$

Частота обертання, хв ⁻¹	Тиск, кПа								
	50	100	150	200	300	400	500	600	
Момент на валу, Нм	42,56	41,68	40,92	40,28	39,048	40,04	40,56	40,8	500
	105	103,56	102,28	101,08	98,8	101,44	102,84	103,6	1000
	167,08	165,16	163,36	161,64	158,36	162,72	165,12	166,4	1500

Сумарний момент інерції $J_{pr}(u_i, s_c)$, приведений до вісі обертання колінчастого валу пневмодвигуна, характеризує здібність транспортного засобу та його силової установки акумулювати в собі механічну енергію. Можна вважати, що він складається з приведенного моменту інерції мас двигуна J_D та приведенного моменту інерції мас споживача J_P [7]

$$J_{pr} = J_D + J_P.$$

Приведений момент інерції мас двигуна складається з моментів інерції окремих рухомих частин

$$J_D = k_D \cdot [i_D \cdot (m_h + m_\omega) \cdot R^2 + J_{KB}] + J_M,$$

де $k_D = 1, 1, \dots, 2$ - коефіцієнт, що враховує моменти інерції механізму газорозподілу;

J_{KB} - момент інерції колінчастого валу та мас, що обертаються разом з ним;

R - радіус кривошипа;

m_h - приведена маса деталей, що виконують зворотньо-поступальний рух;

m_ω - приведена маса частки шатуна, що віднесена до шатунної шейки валу;

i_D - число циліндрів

$J_M = (0,6 \dots 0,9) J_D$ - приведений момент інерції маховика.

Приведений момент інерції мас транспортного засобу, визначається з балансу кінетичної енергії приведеної маси і мас, що дійсно рухаються

$$J_P \cdot \omega^2 = M_A \cdot V_A^2 + K_{об},$$

де M_A - маса автомобіля;

$K_{об}$ - кінетична енергія мас, що обертаються на автомобілі.

Кінетичну енергію $K_{об}$ оцінюємо приблизно та враховуємо через коефіцієнт k_ω , який визначає відношення $K_{об}$ до кінетичної енергії основної маси автомобіля. Після перетворень одержимо

$$J_P = k_\omega \cdot M_A \cdot \left(\frac{V_A}{\omega}\right)^2.$$

Приведений момент інерції мас автомобіля можна виразити через параметри пневмотрансмісії

$$J_P(u_i) = k_\omega \cdot M_A \cdot \left(\frac{r_k}{u_i}\right)^2,$$

де $r_k = V_A / \omega_k$ - радіус ведучого колеса;

$\omega_k = \omega / u_i$ - кутова швидкість ведучого колеса.

Інерційні маси автомобіля впливають на швидкість обертання колінчастого валу тільки при включеному зчепленні та при $u_i \neq 0$.

Враховуючи це, сумарний момент інерції, приведений до вісі обертання колінчастого валу пневмодвигуна

$$\begin{cases} J_{pr}(u_i, s_c) = J_D, & \text{коли } u_i = 0 \\ J_{pr}(u_i, s_c) = J_D + J_P(u_i) \cdot s_c, & \text{коли } u_i \neq 0 \end{cases}$$

Момент опору прикладений до пневмодвигуна

Повний опір, приведений до вісі обертання колінчастого валу пневмодвигуна транспортного засобу складається з опорів перекочування $F_k(\alpha)$, ухилу дорожнього полотна $F_\alpha(\alpha)$ та аеродинамічного опору $F_L(V_A)$ [8].

Опір перекочування є наслідком процесів деформації, що виникають в зоні контакту шини з дорогою

$$F_k(\alpha) = k_k \cdot M_A \cdot g \cdot \cos(\alpha),$$

де g - прискорення вільного падіння;

k_k - коефіцієнт опору перекочування, який залежить від якості дорожнього покриття та шин.

Під час повороту автомобіля, опір перекочування доповнюється опором повороту, який є функцією швидкості автомобілю, радіусу повороту, геометричних характеристик підвіски автомобіля, типу шин, тиску в шинах, поведіння автомобіля під впливом поперечного прискорення.

Опір ухилу шляху обчислюється за формулою

$$F_\alpha(\alpha) = M_A \cdot g \cdot \sin(\alpha).$$

Аеродинамічний опір можна знайти з вираження

$$F_L(V_A) = 0,5 \cdot \rho \cdot C_W \cdot S_A \cdot (V_A + \vartheta_0)^2,$$

де ρ - щільність повітря;

C_W - коефіцієнт лобового опору;

S_A - лобова площа найбільшого поперечного переріза;

ϑ_0 - швидкість зустрічного вітру.

Оскільки робота пневмодвигуна, що виконується в одиницю часу по подоланню сумарного приведенного моменту опору дорівнює роботі в одиницю часу транспортного засобу, що приводиться в рух цим двигуном з урахуванням ККД трансмісії η_{TR}

$$M'_{dor_pr} \cdot \omega \cdot \eta_{TR} = (F_k + F_\alpha + F_L) \cdot V_A \cdot \quad (5)$$

Швидкість автомобіля визначається через кутову швидкість обертання колінчастого валу пневмодвигуна та залежить від ступеню деформації колеса k_{df}

$$V_A = k_{df} \cdot \frac{\omega}{u_i} \cdot r_k \quad (6)$$

Сумарний момент опору, приведений до вісі обертання колінчастого валу пневмодвигуна, визначаємо з балансу потужності (5). З урахуванням (6) отримаємо

$$M'_{dor_pr}(V_A, \alpha) = \frac{(F_k + F_\alpha + F_L) \cdot k_{df} \cdot r_k}{\eta_{TR} \cdot u_i}.$$

Знайдений сумарний момент опору прикладений до вісі обертання колінчастого валу тільки при включеному зчепленні ($s_c \neq 0$) та коли $u_i \neq 0$. Остаточню одержимо

$$M_{dor_pr}(V_A, \alpha, u_i, s_c) = \begin{cases} M_{u0}, & \text{коли } u_i = 0 \\ (M'_{dor_pr}(V_A, \alpha) - M_{sc0}) \cdot s_c + M_{sc0}, & \text{коли } u_i \neq 0 \end{cases}$$

де M_{u0} - момент опору на нейтральній передачі;

M_{sc0} - момент опору при виключеному зчепленні.

Зазначимо, що швидкість автомобіля V_A пов'язана з кутовою швидкістю колінчастого валу тільки за умовами $s_c = 1$ та $u_i \neq 0$. При натиснутій педалі зчеплення швидкість автомобіля можна знайти вирішивши однорідне диференціальне рівняння

При натиснутій педалі зчеплення швидкість автомобіля можна знайти вирішивши однорідне диференціальне рівняння

$$T_V \cdot \frac{dV_A(t)}{dt} + V_A(t) = 0.$$

Постійна часу автомобіля T_V визначається з початкових умов $V_A(0) = V_{Asc0}$, де V_{Asc0} - миттєва швидкість автомобіля на момент натиснення педалі зчеплення.

Моделювання процесу керування

Для здійснення параметричної ідентифікації регулятора системи керування створено Simulink – модель об'єкту керування.

Зовнішній вигляд Simulink – моделі пневмоприводу наведено на рис.3, а.

Керуючі впливи та впливи, що збурюють під час моделювання, задаються за допомогою відповідних органів керування.

Модуль «Zd.davlenie» забезпечує встановлення вибраного тиску у вхідній магістралі пневмодвигуна (Па), а «UklonDorogy» - ухилу дороги (град.). В розгорнутому вигляді показані блоки «PnEngine», що забезпечує моделювання пневмодвигуна (рис. 3, б) та «Skor.Avtomobil», в якому проводиться обчислення реальної швидкості автомобіля (рис. 3, в). Аперіодична ланка з постійною часу T_{VPK} блоку «PnEngine» забезпечує відтворення інерційності впускної магістралі пневмодвигуна разом з відповідними керуючими пристроями.

Результати моделювання спостерігаються за допомогою блоку «Scope» (рис. 3, г). Аналіз результатів моделювання дозволяє зробити висновок про адекватність моделі об'єкту керування.

Для створення Simulink – моделі системи керування необхідно розробити модель регулятора, добавити її до відпрацьованої моделі об'єкту керування та замкнуть коло зворотного зв'язку.

Зовнішній вигляд замкненої моделі показано на рис. 4, а.

Аперіодична ланка «IZM_n» з постійною часу T_{IZM_n} моделює роботу давача швидкості обертання колінчастого валу.

Блок «Regulator» являє собою аналоговий ПІД – регулятор з послідовно включеним фільтром низьких частот «FNCh» (рис.4, б).

Оскільки параметри об'єкта керування змінюються в залежності від вибраного передаточного відношення коробки передач, в моделі регулятора передбачена відповідна зміна коефіцієнтів K_p , K_d і K_i .

Керуючі впливи у вигляді заданої швидкості обертання колінчастого валу під час моделювання задаються за допомогою орга-

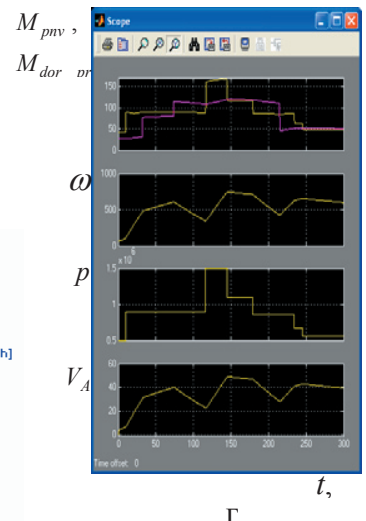
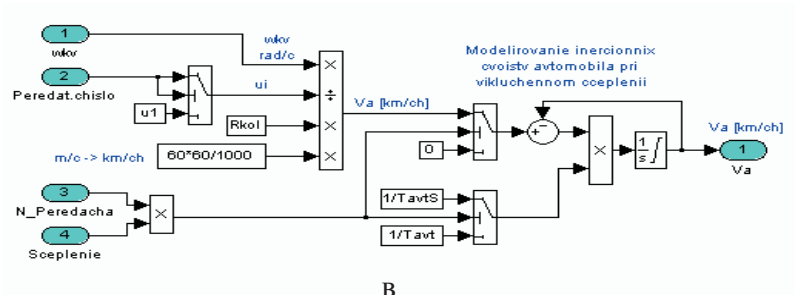
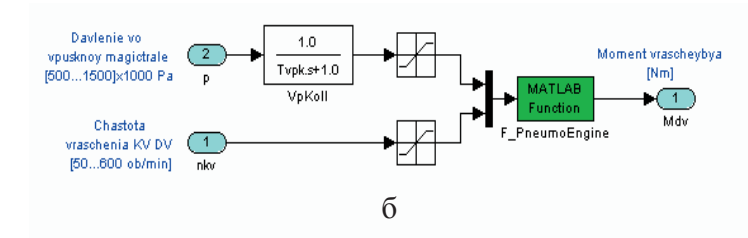
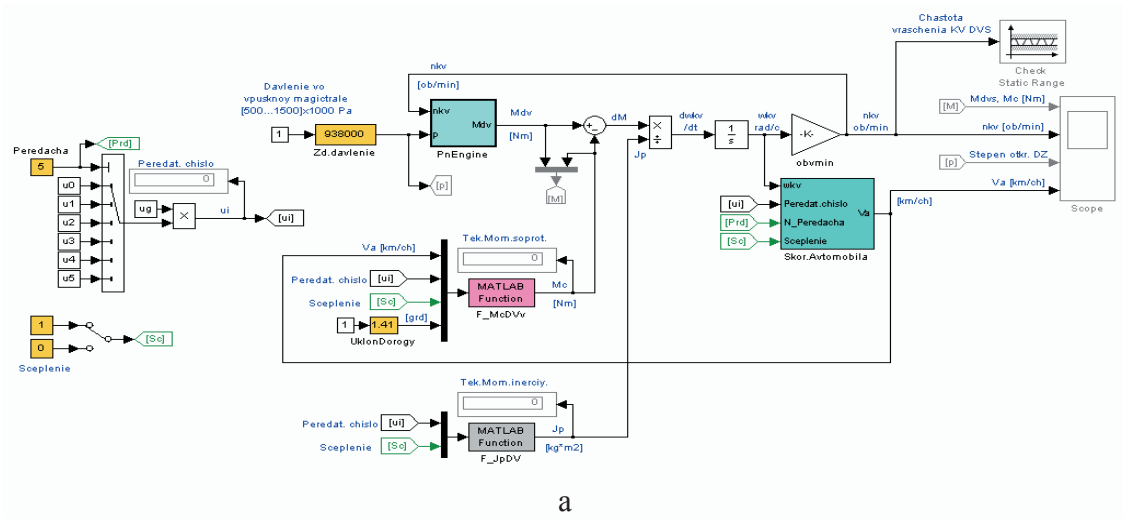


Рисунок 3. Simulink – модель та результати моделювання об’єкту керування

ну керування «ZdChVrKV», який входить до складу моделі замість «Zd.davlenie».

Результати моделювання системи керування спостерігаються за допомогою блоку «Scope» (рис.4, в).

Настроювання параметрів ПІД-регулятора здійснюється в пакеті прикладних програм Nonlinear Control Design (NCD) Blockset, який реалізує метод динамічної оптимізації для побудови нелінійних систем керування.

Пакет NCD вимагає завдання приблизних початкових значень параметрів, що підлягають оптимізації.

Грубу оцінку параметрів ПІД-регулятора можна здійснити за методикою Зіглера-Ніколса (Ziegler-Nichols method):

1. Коефіцієнти K_D й K_I встановлюються рівними нулю, а коефіцієнт K_P збільшується, поки система не втратить стійкість.

2. Граничне значення K_P позначається як K_u , а період автоколивань - як P_u .

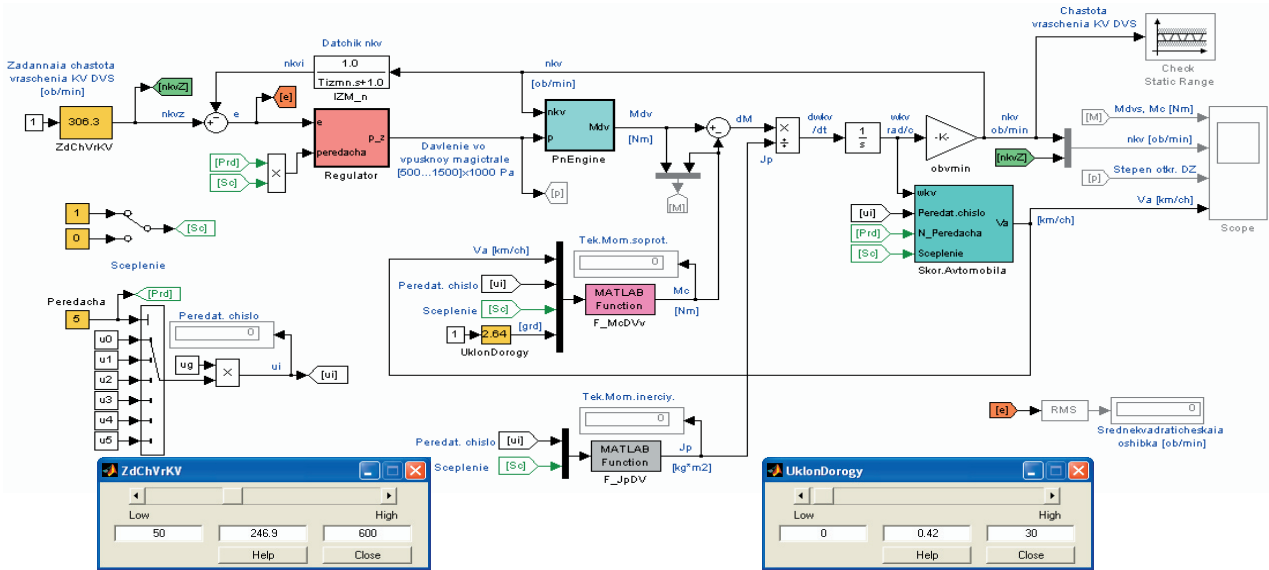
3. Задаються наступні значення коефіцієнтів регулятора

$$K_P = \frac{3}{5} \cdot K_u,$$

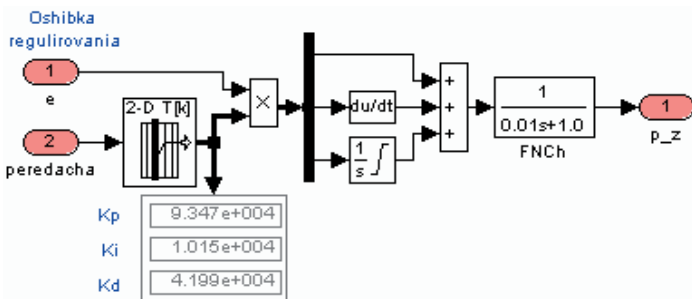
$$K_D = \frac{3 \cdot K_u \cdot P_u}{40}$$

$$K_I = \frac{6 \cdot K_u}{5 \cdot P_u}.$$

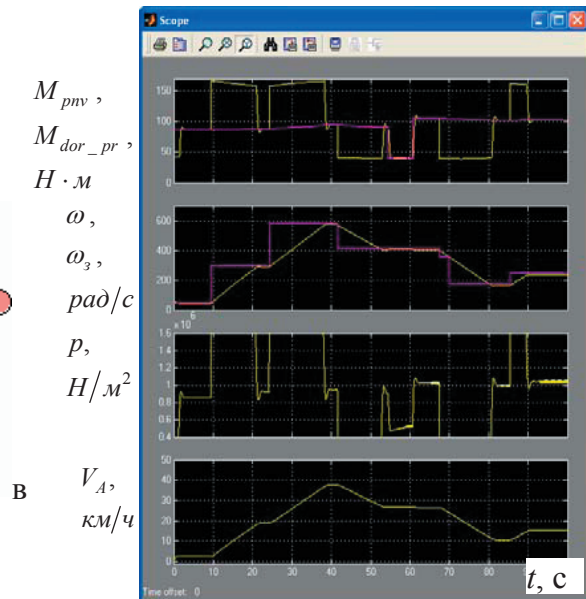
Рис. 5 ілюструє роботу з пакетом NCD під час вибору обмежень на параметри перехідного процесу та вибору параметрів регулятора, які необхідно оптимізувати.



а



б



в

Рисунок 4. Simulink – модель системы керування пневмоприводом

Висновки

За результатами проведених досліджень створена модель об'єкту керування, обрана структура регулятора та визначені його параметри, що забезпечують необхідну якість керування. Синтезований регулятор в подальшому реалізовано на базі мікроконтролеру C8051F040 та впроваджено в систему керування пневмотрансмісією дослідницького зразка гібридного автомобіля.

Література

1. <http://auto.howstuffworks.com/air-car1.htm>
2. <http://engine.aviaport.ru/issues/37/page44.html>
3. Крутов В.И. Двигатель внутреннего сгорания как регулируемый объект. - М.: Машиностроение, 1978. – 472 с.

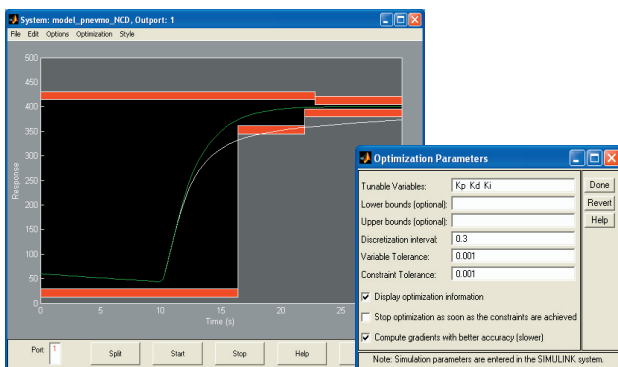


Рисунок 5. Використання пакету NCD для оптимізації ПІД – регулятора

4. Синтез системы управления частотой вращения газового ДВС в составе энергоустановки / С.А. Сериков, Ю.Н. Бороденко, А.В. Бажинов, А.А. Дзюбенко // Вісник Східноукраїнського національного університету імені Володимира Даля. - Луганськ: СНУ. - 2006. - №7(101). – С. 169 – 173.
5. Бороденко Ю.М., Серіков С.А., Смирнов О.П. Система керування гібридною силовою установкою з пневмодвигуном (Севастополь 2008)
6. Бажинов А.В., Бороденко Ю.Н., Сериков С.А., Дзюбенко А.А. Система управління пневмотрансміссією гібридного автомобіля. Вісник східноукраїнського національного університету імені Володимира Даля. Луганськ: СНУ, №6(112), 2007. – С. 11 – 14.
7. Крутов В.И. Двигатель внутреннего сгорания как регулируемый объект. М.: Машиностроение, 1978. – 472 с.
8. Автомобильный справочник. Пер.с англ. Первое русское издание. – М.: ЗАО КЖИ «За рулем», 2002. – 896 с.

УДК 621.396.6:658.018

МОДЕЛЮВАННЯ ТА КЕРУВАННЯ ПРОЦЕСАМИ ФОРМУВАННЯ ТА КОНТРОЛЮ ЯКОСТІ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

Ю.Я. Бобало

Кандидат технічних наук, професор, ректор
Національний Університет «Львівська політехніка»
вул. Ст. Бандери, 12, м. Львів, Україна, 79013
Контактний тел.: (032) 272-16-33
e-mail: rektor@polynet.lviv.ua

Розглянуті концептуальні питання системного моделювання та керування процесами формування та контролю якості радіоелектронної апаратури на стадії виготовлення. Викладені результати досліджень та наскрізного математичного моделювання формалізованої крокової підсистеми забезпечення якості у складі технологічної та контрольної процедури

1. Вступ

Процеси виготовлення радіоелектронної апаратури (РЕА) за своєю сутністю є процесами формування якості і традиційно розглядаються як процеси функціонування складних ергатичних систем, в яких задіяна велика кількість різноманітних ресурсів. Серед багатьох показників ефективності таких систем показник, який характеризує їх спроможність забезпечувати рівень якості і надійності виробів з допустимими витратами ресурсів, за своєю значущістю у більшості випадків займає одне з перших місць.

Сучасна методологія комплексного техніко-економічного моделювання процесів забезпечення якості та їх оптимізації ще не має достатнього теоретич-

ного підґрунтя, хоча методи моделювання окремих технологічних процесів досить добре розроблені і висвітлені в літературі [1,2].

Технологічні процеси виготовлення РЕА характеризуються множинами потоків виробничих дефектів різної інтенсивності, які можуть утворюватись на будь-якій стадії виробництва, мати специфічну природу, джерела виникнення і спрямованість. В процесі виробництва відбувається постійне перетворення цих потоків, зокрема їх ущільнення під час виконання технологічних процедур і розрідження під час процедур контролю [3].

В статті розглядається методика наскрізного математичного моделювання забезпечення якості РЕА на основі системного аналізу технологічних процесів виробництва та контролю [4].