

СИТНІК Б. Т., кандидат технічних наук, доцент кафедри «Інформаційні технології»,  
БРИКСІН В. О., кандидат технічних наук, доцент кафедри «Інформаційні технології»,  
ДАВИДОВ І. В., аспірант кафедри «Інформаційні технології»  
(Український державний університет залізничного транспорту)

## Моделі і методи створення систем реалізації графіків руху високошвидкісних поїздів з адаптивною корекцією швидкості за фактичними параметрами прямування

### Частина 3. Синтез структури і моделювання адаптивних цифрових регуляторів корекції швидкості руху високошвидкісних поїздів із заданими ПД-законами формування імпульсних управлінь

Для сучасних систем керування швидкістю руху високошвидкісних поїздів, що описуються моделями високого порядку з запізненням, запропоновано нові адаптивні широтно- (ШІМ-) і частотно-імпульсні (ЧІМ-) цифрові ПД-регулятори з оптимізацією параметрів настроювання на основі критерію гарантованого ступеня стійкості. Проведено моделювання цифрової системи керування поїздом з електропередачею постійного струму за заданим поточним графіком руху.

**Ключові слова:** модель, адаптивна система, графік руху, високошвидкісний поїзд, адаптивна корекція швидкості, фактичні параметри прямування.

#### Вступ

Для систем керування високого порядку з запізненням запропоновано новий адаптивний широтно- і частотно-імпульсний ПД-регулятор з оптимізацією параметрів настроювання на основі критерію гарантованого ступеня стійкості. (КГСС). Проведено моделювання цифрової системи третього порядку з запізненням.

#### Аналіз літератури

Істотним недоліком відомих [2, 5-9] дво- і трипозиційних частотно-імпульсних ПД-регуляторів є відсутність диференціальної складової для реалізації ПД-закону регулювання і неможливість корекції їхніх настроювань до змін параметрів статичних і динамічних характеристик об'єктів керування й адаптивних фільтрів. Це або знижує якість процесів керування в системах керування рухомим складом (РС), характеристики якого змінюються в широких межах [3-10], або призводить до хаосу в релейних і широтно-імпульсних системах автоматичного керування й

нестійкій роботі контуру керування та переходу на ручне керування [7]. Це пояснюється як відсутністю параметричних входів для введення сигналів корекції, так і відсутністю аналітичних методів знаходження характеристичних квазіполіномів високого порядку, необхідних для обчислення відомого критерію оптимізації (максимального ступеня стійкості) [14-19], а отже, і оптимальних настроювань регулятора.

Аналіз робіт [2-19], проведених у сфері автоматизації локомотивних систем на базі мікро-ЕОМ, показує, що значне зниження ефективності керування РС викликано зміною в часі статичних і динамічних параметрів об'єктів керування, а також перешкодами від роботи напівпровідникових перетворювачів, керованих випрямлячів, перетворювачів частоти, датчиків навантаження, що викликає відхилення кількісних і якісних показників роботи систем керування від заданих оптимальних значень.

Практика створення ефективних адаптивних дискретних регуляторів для систем керування РС потребує застосування робастних [3] або адаптивних фільтрів [15-20], що відрізняються високою ефективністю й простотою технічної реалізації. Облік обмежень характеристик сигналів і перешкод, що мають місце в практичних випадках, а також

використання мікропроцесорної техніки дозволяють використати високоефективні адаптивні цифрові фільтри [15-20], що мають параметричний вихід, на якому формується сигнал про поточні зміни відношення оцінок корисного сигналу до перешкод, використовуваних для адаптації регуляторів.

У роботах [5, 15-18] отримано нові цифрові моделі адаптивних фільтрів, завадозахисних диференціаторів автоматичною швидкодіючою ідентифікацією поточних значень відношення оцінок випадкових корисних сигналів до перешкод, що дає можливість автоматичної корекції поточних параметрів настроювання регуляторів.

У роботах [20-22] запропоновано процедуру синтезу моделі дискретних (релейно-імпульсних) ПІ-регуляторів із заданими динамічними характеристиками. Середня складова вихідних імпульсів на виході нелінійної ланки з корекцією параметрів нелінійної характеристики, формована на виході такого регулятора й виділювана інерційною наведеною безперервною частиною, змінюється за ПІ-законом, обумовленим зворотною передатною функцією ланки у зворотному зв'язку нелінійного елемента. Отримано аналітичні вирази, що зв'язують

критерій оптимізації й параметри формованих імпульсів зі змінними параметрами об'єкта й адаптивного фільтра. Однак у такому регуляторі відсутні параметричні входи для введення необхідних сигналів корекції незалежних параметрів настроювання диференціальної частини ПІД-регулятора.

**Мета роботи**

Мета роботи полягає у створенні ефективної системи керування РС рейкового транспорту на основі нового критерію оптимізації з застосуванням нових адаптивних дискретних ПІД-регуляторів, що мають підвищену перешкодозахищеність, адаптацію і додаткові входи для введення необхідних сигналів корекції незалежних параметрів настроювання пропорційної, інтегральної та диференціальної складових регулятора.

**Постановка проблеми**

Основним завданням роботи є створення адаптивних ШІМ- або ЧІМ-ПІД-регуляторів, що мають параметричні входи для введення сигналів корекції незалежних параметрів настроювання пропорційної, інтегральної і диференційної частин регулятора на основі нового критерію оптимізації КГСС [14-17], у якому необхідний закон керування визначається середньою складовою послідовності формованих регулятором імпульсів, виділюваною інтегруючою ланкою, яка додається до датчика прискорення, встановленого на валу двигуна для отримання

поточної швидкості поїзда [2, 5-22], а також інерційною безперервною частиною системи.

**Основні результати**

У роботах [14, 17] отримано вираз для шуканої передатної функції  $K(z)$  цифрового ПІД-регулятора

$$K(z) = \frac{1}{V_{\text{вм}}(z)W_i(z)W_{\phi}(z)W_0(z)} \frac{H_{\delta}(z) \sigma_a}{1 - H_{\delta}(z) \sigma_{\zeta}} \quad (1)$$

де  $H_{\delta}(z)$  - бажана передатна функція замкненої системи;

$W_0(z)$  - передатна функція наведеної безперервної частини (ПНЧ) системи;

$W_{\phi}(z)$  - дискретна передатна функція адаптивного фільтра;

$V_{\text{вм}}(z)$  - дискретна передатна функція виконавчого механізму (ВМ);

$W_i(z)$  - дискретна передатна функція інтегруючої ланки;

$\sigma_a = 2^{-n_a}, \sigma_{\zeta} = 2^{-n_{\zeta}}$  - коефіцієнти передачі

лінеаризованих АЦП і ЦАП,

де  $n_a$  - розрядність АЦП;

$n_{\zeta}$  - розрядність ЦАП.

$\zeta$

Розглянемо замкнену систему формування лінійного  $U(t)$  або ШІМ  $U[nT]$  ПІД-закону керування, що складається з ланок  $K_l$ ,  $K_{oc}(p)$  і ШІМ-перетворювача, структурна схема якої наведена на рис. 1.

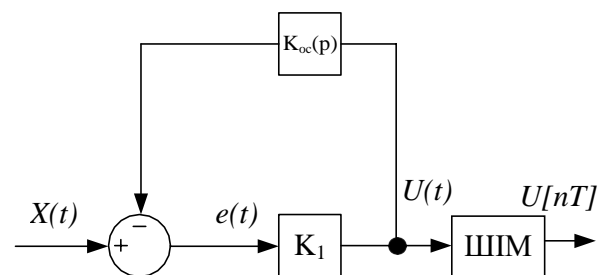


Рис. 1. Структурна схема системи формування лінійного  $U(t)$  або ШІМ  $U[nT]$  ПІД-закону керування

Передатна функція цієї системи відповідно до формули (2) при великому коефіцієнті  $K_l$  дорівнює зворотній передатній функції ланки в ланцюзі зворотного зв'язку

$$K(p) = \lim_{K_1 \rightarrow \infty} \frac{K_1}{1 + K_1 K_{oc}(p)} = \lim_{K_1 \rightarrow \infty} \frac{1}{\frac{1}{K_1} + K_{oc}(p)} = \frac{1}{K_{oc}(p)}. \quad (2)$$

Якщо передатна функція інтегруючої ланки описується функцією  $W_i(p) = \frac{1}{p}$ , а передатна функція

$$W_{пдд}(p) V_{ам} = (K_{д p + K_{п} + \frac{K_i}{p}}) V_{ам} = (K_{д p^2 + K_{п} p + K_i) \frac{V_{ам}}{p} = \frac{1}{p} (K_{д p^2 + K_{п} p + K_i) V_{ам}, \quad (3)$$

тобто пристрій формування має формувати пропорційно-диференціальний (ПДД-формувавч) закон керування з передатною функцією

$$W_{пдд}(p) = (K_{д p^2 + K_{п} p + K_i),$$

а сумісно з інтегруючою ланкою  $W_i(p)$ , встановлюваною або перед ПДД-формувавчем, або після нього, формується ПДД-закон керування.

Отже, для реалізації цього закону керування в коло зворотного зв'язку системи (рис. 1) необхідно встановити ланку зі зворотною передатною функцією

$$K_{oc}(p) = W_{пдд}^{-1}(p) = \frac{1}{K_{д p^2 + K_{п} p + K_i}, \quad (4)$$

тобто аперіодичну ланку другого порядку.

Якщо після формувавча лінійного неперервного закону регулювання  $U(t)$  (рис. 1) встановити ШІМ-перетворювач, то на його виході буде формуватися послідовність імпульсів  $U[nT]$ , середня складова яких змінюється за заданим ШІМ-ПДД-законом керування.

Для переходу від безперервних регуляторів до дискретних частотно-імпульсних аналогів у роботі [2] використано властивість формування закону керування зворотною передатною функцією ланки (4), включеної до кола негативного зворотного зв'язку нелінійного елемента з двопозиційною (рис. 2) або трипозиційною (рис. 3) характеристикою.

Для багатьох транспортних (рухомих) об'єктів небажаним є коливальний перехідний процес [4–10] керованої змінної  $y(t)$ , що викликає часті перемикання виконавчих механізмів (виконавчих двигунів, приводів). Тому припустимо, що в динамічному режимі бажаним є аперіодичний перехідний процес, при якому при подачі на уставку регулятора східчастого одиничного збурювання замкнений контур керування поводитья як безперервна модель першого

порядку з запізненням з бажаною передатною функцією

формулою (3), можливі такі структури моделі:

порядку з запізненням з бажаною передатною функцією

$$H_{\omega}(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{\omega e^{-\tau p}}{p + \omega_{\phi}}, \quad \text{z-перетворення якого}$$

дорівнює

$$H_{\omega}(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{(1 - e^{-\omega_{\phi} T}) z^{-N-1}}{1 - e^{-\omega_{\phi} T} z^{-1}}, \quad (5)$$

де  $\omega_{\phi} = \frac{1}{T_{\phi}}$  - початковий параметр настроювання

адаптивного фільтра  $W_{\phi}(z)$ , що характеризує бажану смугу пропускання  $\omega_{\phi}$  випадкового корисного сигналу за відсутності перешкод і при рівній частоті сполучення, що визначає необхідну смугу пропускання ЛАЧХ-моделі, що моделює динаміку замкненого контуру керування, і обернено пропорційній постійній часу  $T_{\phi}$  цієї моделі.

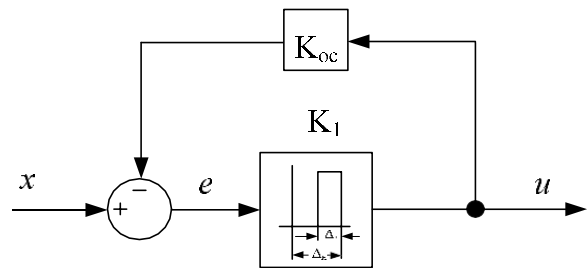


Рис. 2. Структурна схема системи формування ШІМ-закону керування з двопозиційною характеристикою

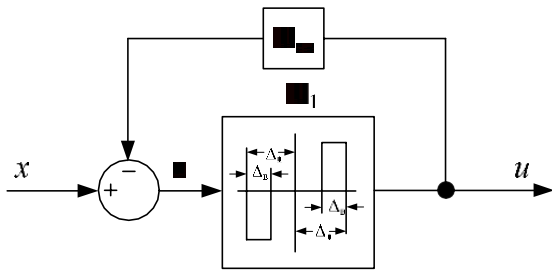


Рис. 3. Структурна схема системи формування ЧИМ-закону керування з трипозиційною характеристикою

Середня складова послідовності імпульсів на виході нелінійної ланки, виділювана інтегруючою ланкою (виконавчим механізмом постійної швидкості або екстраполятором нульового порядку) і сформована на виході такого регулятора, змінюється за законом, обумовленим зворотною передатною функцією ланки у зворотному зв'язку нелінійного елемента [4, 5, 21, 22], у такий спосіб:

$$K_{oc}(p) = \frac{V_{\epsilon M}(p)W_i(p)W_{\phi}(p)W_0(p) \cdot \frac{1-H_{\delta}(p)\sigma_{\epsilon}}{\sigma_a}}{H_{\delta}(p)}$$

Оптимальна постійна часу адаптивного фільтра [5, 21, 22] дорівнює

$$T_{opt} = T_{\delta} \sqrt{\frac{Q}{R+\Delta}}$$

де  $\Delta$  - константа, що виключає ділення на нуль;

$R$  і  $Q$  - відповідно поточні оцінки рівнів спектральної щільності випадкового корисного сигналу й випадкової перешкоди (завади), що характеризують поточні зміни встановленої смуги пропускання фільтра.

Підстановка виразу (5) до виразу (1) визначає передатну функцію цифрового регулятора, що забезпечує перехідний процес у замкненому контурі керування близький до бажаного в такому вигляді:

$$K(z) = \frac{1}{W_i(z)V_{\epsilon M}(z)W_{\phi}(z)W_0(z)} \cdot \frac{(1-e^{-\omega_{\delta}T})z^{-1}}{1-e^{-\omega_{\delta}T}z^{-1} - (1-e^{-\omega_{\delta}T})z^{-N-1}} \quad (6)$$

Для систем високого порядку рівняння об'єкта зі змінними параметрами має вигляд

$$\sum_{i=1}^n a_i(t)y^{(i)}(t) + y(t) = K_0(t)u(t-\tau) + \lambda(t-\tau), \quad (7)$$

де  $\alpha_i(t)$ ,  $K_0(t)$  - змінні параметри об'єкта керування;  
 $y(t)$  - вихідний сигнал об'єкта;  
 $u(t)$  - сигнал керування;  
 $\lambda(t)$  - збурювання за навантаженням;  
 $\tau$  - запізнення.

Наприклад, у роботі [4] описано об'єкти, коли динамічна модель об'єкта керування подана аперіодичною як ланка 2-го порядку з запізненням  $\tau$

$$W_0(p) = \frac{K_0 e^{-\tau p}}{(T_{opt}p+1)(T_2p+1)}$$

або апроксимована аперіодичною ланкою 1-го порядку з запізненням  $\tau$  з передатною функцією

$$W_0(p) = \frac{K_0 \exp(-\tau p)}{(T_{opt}p+1)}$$

що містять аперіодичну ланку постійного часу  $T_2$  і адаптивний фільтр із оптимальною постійною часу

$$T_1 = T_{opt} = T_{\beta} \sqrt{\frac{Q}{R+\Delta}}, \quad \text{де } Q \text{ і } R - \text{вимірювані рівні}$$

співвідношення шум/сигнал,  $\Delta$  - коефіцієнт малої величини, що виключає ділення на нуль. Ці передатні функції використовують [4, 21] при аналізі динамічних властивостей контурів керування з регуляторами різних типів, припускаючи, що параметри об'єкта керування і фільтра в процесі експлуатації змінюються в широких межах.

Лінійний безперервний закон керування

$$u(t) = \sum_{i=0}^m b_i e^{i-1}(t), \quad (8)$$

де  $e(t) = x_0(t) - y(t)$  - сигнал помилки керування.

$$\text{Для } i=0 \quad b_0 e^{(-1)}(t) = K_0 \int_0^t e(h)dh,$$

$$\text{для } i=1 \quad b_1 e^{(0)}(t) = K_1 e(t);$$

$$\text{для } i=2 \quad b_2 e^{(1)}(t) = K_2 de(t)/dt$$

тощо.

Відповідно за виразом (8) для  $m=0,1$  цифровий ПІ-закон керування має вигляд

$$u[nT] = u[(n-1)T] + (K_{\Pi} + \frac{K_i T}{2})e[nT] + (\frac{K_i T}{2} - K_{\Pi})e[(n-1)T],$$

де  $T$  - період дискретизації.

Відповідно за виразом (8) для  $m=0,1,2$  цифровий ПІД-закон керування має вигляд

$$u[nT] = u[(n-1)T] + (K_{\Pi} + \frac{K_i T}{2} + \frac{K_D}{T})e[nT] + (\frac{K_i T}{2} - K_{\Pi} - \frac{2K_D}{T})e[(n-1)T] + \frac{K_D}{T}e[(n-2)T]. \quad (9)$$

Оптимальні коефіцієнти настроювання  $K_{\Pi_{opt}}, K_{D_{opt}}, K_{i_{opt}}, T$  визначаються, за роботою [21], з характеристичного полінома замкненої системи

$$D(\lambda) = (T_{0nm}\lambda + 1)\lambda \exp(\tau\lambda) + k_0 [k_D \lambda^2 + k_{\Pi} \lambda + k_i] = 0 \quad (10)$$

і системи рекурентних співвідношень із  $m+1$  похідних (7)

$$D^{(m+1)}(-I) = \frac{d^{(m)}D(-I)}{dI^m} = 0. \quad (11)$$

Використовуючи результати роботи [4], критерій максимального ступеня стійкості визначається зі співвідношення

$$D^{(m+1)}(-I) = \frac{d^{(m)}D(-I)}{dI^m} = 0, \quad (12)$$

де  $p_i = -I_i$  - речова частина кореня характеристичного полінома (формула (10)).

Наприклад [4], для об'єктів 1-го порядку з запізненням будемо шукати параметри настроювання таких законів керування: І, ПІ, ПІД, ПІІД. Зазначені закони обрані виходячи з можливості їхньої практичної реалізації лінійних, імпульсних (3), (4) (залежно від ланки нелінійного елемента (рис. 1-3) або цифрових законів керування формули (9)).

Для названих законів керування характеристичні рівняння замкнених систем мають такий вигляд:

І-закон

$$D(\lambda) = (T_{0nm} \lambda + 1)\lambda \exp(\tau\lambda) + k_0 k_i = 0, \quad (13)$$

ПІ-закон

$$D(\lambda) = (T_{0nm}\lambda + 1)\lambda \exp(\tau\lambda) + k_0 [k_{\Pi}\lambda + k_i] = 0, \quad (14)$$

ПІД-закон

$$D(\lambda) = (T_{0nm} \lambda + 1)\lambda \exp(\lambda\tau) + k_0 [k_D \lambda + k_{\Pi}] = 0, \quad (15)$$

ПІІД-закон

$$D(\lambda) = (T_{0nm} \lambda + 1)\lambda \exp(\tau\lambda) + k_0 [k_D \lambda^2 + k_{\Pi} \lambda + k_i] = 0. \quad (16)$$

Визначимо максимальний ступінь стійкості для зазначених вище законів. При цьому продиференціюємо вираз (13) один, вирази (14) і (15) два, вираз (16) три рази відповідно. Тоді одержимо:

для І-закону

$$D'(\lambda) = \left[ \tau T_{0nm} \lambda^2 + (\tau + 2T_{0nm}) \lambda + 1 \right] \exp(\tau\lambda) = 0, \quad (17)$$

для ПІ-закону

$$D'(\lambda) = \left[ \tau T_{0nm} \lambda^2 + (\tau + 2T_{0nm}) \lambda + 1 \right] \exp(\tau\lambda) + k_0 k_i = 0, \quad (18)$$

$$D''(\lambda) = \left[ \tau^2 T_{0nm} \lambda^2 + (\tau^2 + 4\tau T_{0nm}) \lambda + 2(\tau + T_{0nm}) \right] \exp(\tau\lambda) = 0 \quad (19)$$

для ПІД-закону

$$D'(\lambda) = \left[ \tau T_{0nm} \lambda + \tau + T_{0nm} \right] \exp(\tau\lambda) + k_0 k_D = 0, \quad (20)$$

$$D''(\lambda) = \left[ \tau^2 T_{0nm} \lambda^2 + \tau^2 + 2\tau T_{0nm} \right] \exp(\tau\lambda) = 0, \quad (21)$$

для ПД-закона

$$D'(\lambda) = [\tau T_{0nm} \lambda^2 + (\tau + 2T_{0nm})\lambda + 1] \exp(\tau\lambda) + k_0(k_n + 2k_D \lambda) = 0, \quad (22)$$

$$D''(\lambda) = [\tau^2 T_{0nm} \lambda^2 + (\tau^2 + 4\tau T_{0nm})\lambda + 2(\tau + T_{0nm})] \exp(\tau\lambda) + 2k_0 k_D = 0, \quad (23)$$

$$D'''(\lambda) = [\tau^3 T_{0nm} \lambda^2 + (\tau^3 + 6\tau^2 T_{0nm})\lambda + 3\tau^2 + 6\tau T_{0nm}] \exp(\tau\lambda) = 0. \quad (24)$$

З виразів (17), (19), (21), (24) у результаті заміни  $\lambda$  на  $-I$  і прирівнювання до нуля виразів, укладених у квадратні дужки, одержуємо співвідношення для максимального ступеня сталості (табл. 1).

Таблиця 1

**Вирази для параметрів настроювання регулятора**

Вид закону керування	Вираз для критерію максимального ступеня стійкості	Вираз для параметрів настроювання регулятора
I-	$J_{..} = \frac{1}{\tau} + \frac{1}{2T_{0nm}} - \sqrt{\frac{1}{\tau^2} + \frac{1}{4T_{0nm}^2}}$	$k_i = \frac{1}{k_0} (1 - T_{0nm} J_{II}) J_{II} \exp(-\tau J_{II})$
П-	$J_{..} = \frac{2}{\tau} + \frac{1}{2T_{0nm}} - \sqrt{\frac{1}{\tau^2} + \frac{1}{4T_{0nm}^2}}$	$k_{II} = \frac{1}{k_0} [(\tau + 2T_{0nm}) J_{III} - \tau T_{0nm} J_{III}^2 - 1] \exp(\tau J_{III})$ $k_{II} = \frac{1}{k_0} [(\tau + T_{0nm}) - \tau T_{0nm} J_{III}] \times J_{III}^2 \exp(-\tau J_{III})$
ПД-	$J_{ПД} = \frac{2}{\tau} + \frac{1}{T_{0nm}}$	$k_D = \frac{T_{0nm}}{k_0} \exp(-\frac{\tau}{T_{0nm}} - 2)$ $k_{II} = \frac{1}{k_0} (4T_{0nm} + 1) \exp(-\frac{\tau}{T_{0nm}} - 2)$
ПДД-	$J_{ПДД} = \frac{2}{\tau} + \frac{1}{2T_{0nm}} - \sqrt{\frac{1}{\tau^2} + \frac{1}{4T_{0nm}^2}}$	$k_D = \frac{1}{2k_0} [\tau^2 (J_{ПДД} - T_{0nm} J_{ПДД}^2) - 2\tau (1 - 2T_{0nm} J_{ПДД}) - 2T_{0nm}] \exp(-\tau J_{ПДД})$ $k_{II} = \frac{1}{k_0} [\tau^2 T_{0nm} J_{ПДД}^3 + (\tau^2 + 3\tau T_{0nm}) J_{ПДД}^2 - \tau J_{ПДД} - 1] \exp(-\tau J_{ПДД})$ $k_i = \frac{1}{k_0} [\tau^2 T_{0nm} J_{ПДД}^4 + (\tau^2 + 2\tau T_{0nm}) J_{ПДД}^3 + 4T_{0nm} J_{ПДД}^2] \exp(\tau J_{ПДД})$

Для характеристичних поліномів високого порядку ( $m > 2$ ) відсутні аналітичні методи визначення всіх

$$\lambda_i = p_i, \text{ а з них необхідного } I_\sigma = -\lambda_{\min}.$$

Гарантований ступінь стійкості  $I_\sigma = \omega_\sigma = f(a_i, b_i, \tau, T_{\text{онм}}) \leq I_{\min}$  визначено в роботі [14] за правою, найближчою до мнімої осі речової частини суми всіх коренів (границі коренів) похідної  $m+1$  порядку характеристичного полінома замкненої системи (12). Вона буде дорівнює коефіцієнту  $m+1$  похідної (12) при  $I$ . Значення цього коефіцієнта  $I_\sigma$  названо *критерієм гарантованого ступеня стійкості (КГСС)*.

Передатна функція замкненої системи керування в цьому випадку буде визначатися виразом [14, 15]

$$H_\sigma(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{K_{\text{Донт}} K_0 p^2 + K_{\text{Понт}} K_0 p + K_{\text{іонм}} K_0}{(p + I_\sigma)^{m+1} (p + I_i)^{n-m-1}}$$

$$\text{де } I_\sigma \leq I_{\min} \leq I_i.$$

Як приклад у роботі [15] визначено залежність величини КГСС  $I_\sigma$  від зовнішніх впливів змінної інтенсивності і параметрів об'єкта керування  $K_0, \tau$  і адаптивного фільтра  $T_{\text{онм}}$ , що змінюються в часі, за результатами аналізу характеристичного рівняння зімкненої системи регулювання 3-го порядку, що містить ПІД-регулятор, адаптивний фільтр і об'єкт керування.

Структурна схема моделі синтезованого відповідно до рис. 2, 3 адаптивного регулятора з дискретним частотно-імпульсним ПІД-законом регулювання, що містить додаткові параметричні

входи для введення необхідних сигналів настроювання, наведена на рис. 4, на рис. 5 - структурна схема моделі контуру керування, що включає цей регулятор, адаптивний фільтр, блок адаптації коефіцієнтів настроювання регулятора і блок моделі нечіткого задавання графіка прямування [19], рис. 6 - блок нелінійної моделі електропривода постійного струму, рис. 7 - блок моделі формування ПІД-закону керування, рис. 8 - блок адаптації коефіцієнтів настроювання регулятора, рис. 9 - графік зміни коефіцієнта  $I_\sigma$  за наявності завад змінної інтенсивності, рис. 11 - графік зміни коефіцієнта  $K_{\text{Понт}}$  за наявності завад змінної інтенсивності,

рис. 12 - графік зміни коефіцієнта  $K_{\text{Донт}}$  за наявності завад змінної інтенсивності, рис. 13 - нечітка модель

блока задавання поточного графіка швидкості руху на ділянці проїзду, рис. 14 - криві графіків задавання поточного графіка швидкості руху на вході та виході моделі контуру керування відповідно, рис. 15 - послідовність імпульсів, сформована на виході регулятора, рис. 16 - результати моделювання моменту тяги  $Mt$ , рис. 17 - результати моделювання моменту навантаження  $M_n$ , рис. 18 - результати моделювання струму збудження  $I_v$ , рис. 19 - результати моделювання струму якоря  $I_L$  в цифровій системі 3-го порядку з ПНЧ (1) з використанням критерію оптимізації КГСС, рис. 20 - графік зміни оптимальної постійної часу адаптивного фільтра  $T_{\text{онм}} (Q, R, T_\sigma)$  за наявності завад змінної інтенсивності.

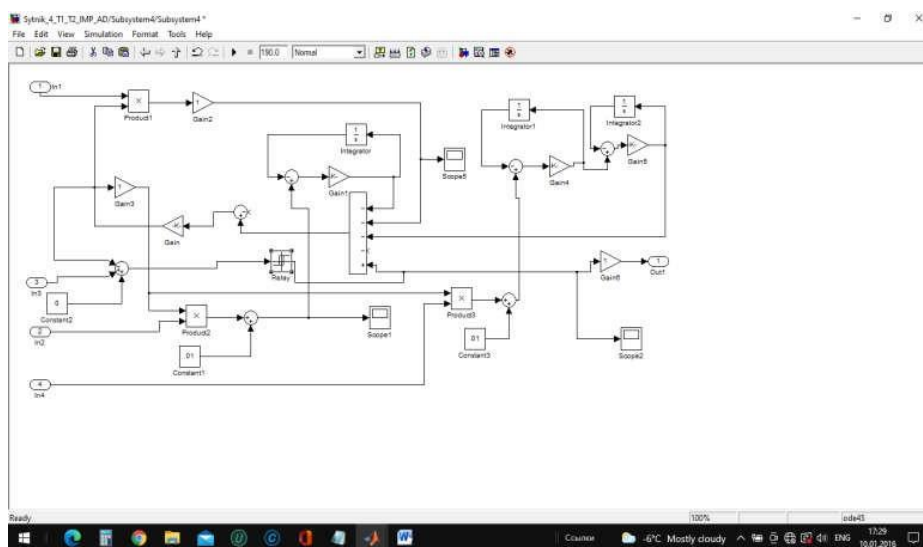


Рис. 4. Структурна схема моделі дискретного адаптивного частотно-імпульсного ПІД-регулятора

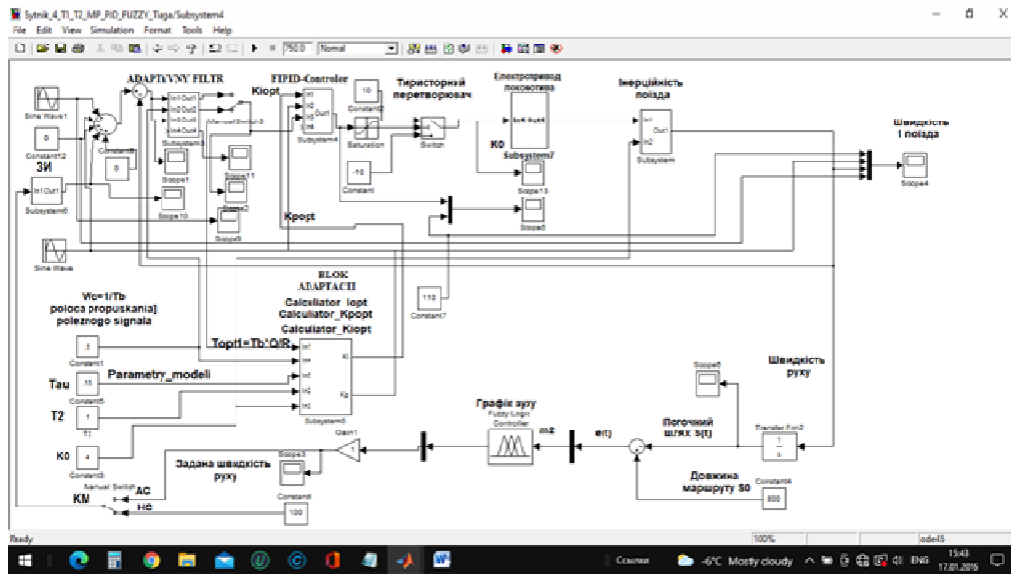


Рис. 5. Структурна схема моделі контуру керування, що включає регулятор, адаптивний фільтр, блок адаптації коефіцієнтів настроювання регулятора і блок моделі нечіткого задавання графіка прямування

Зміною коефіцієнтів  $K_{Помп}$ ,  $K_{Іонт}$ ,  $K_{Допт}$  (табл. 1) здійснюється формування необхідних параметрів настроювання пропорційної, інтегральної і диференціальної частин ПД-регулятора. Дискретні електричні регулятори є складовою системою, широко використовуваних на транспорті. За рахунок структури

елемента зворотного зв'язку (рис. 1) легко реалізуються необхідні закони регулювання (наприклад ПІ-, П-, ПІД-, ПД- та ін.).

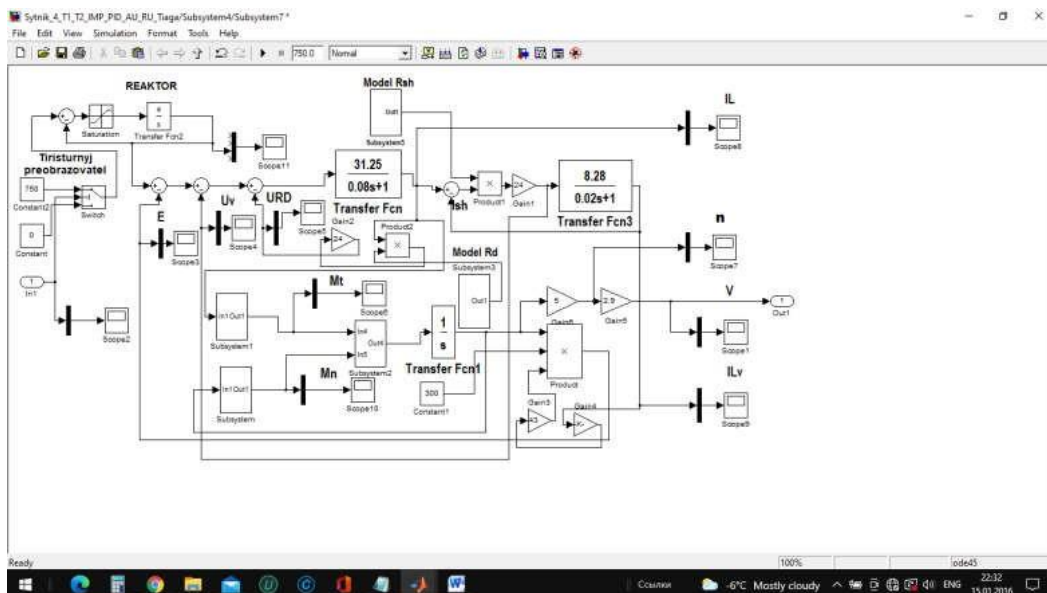


Рис. 6. Блок нелінійної моделі електропривода постійного струму



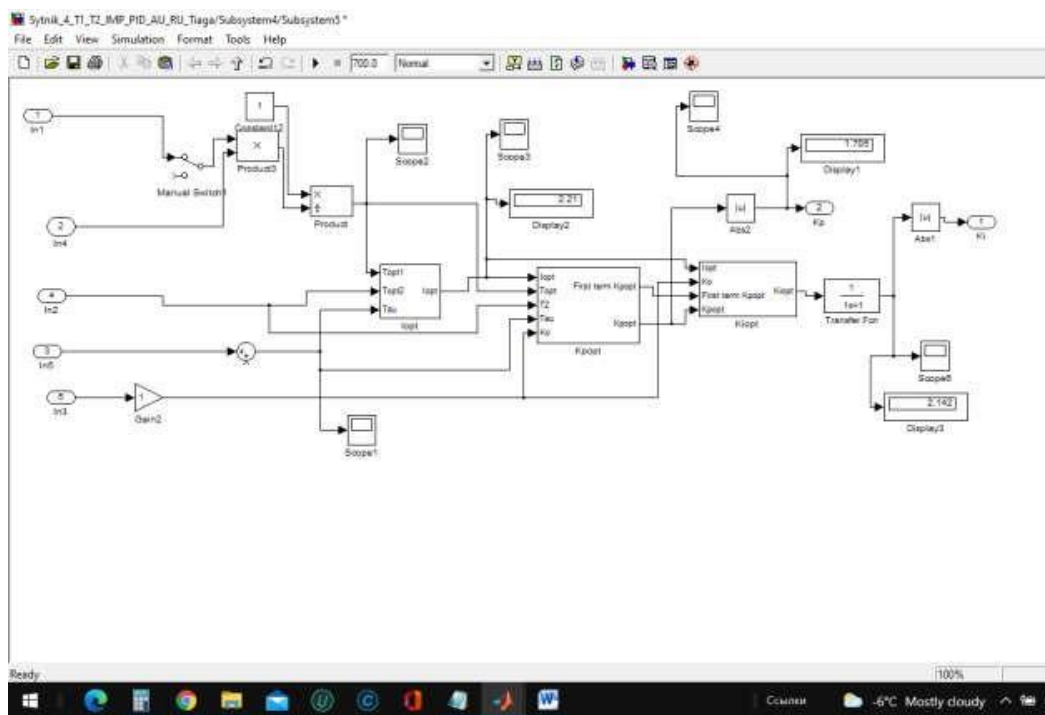


Рис. 7. Блок моделі формування ПІД-закону керування

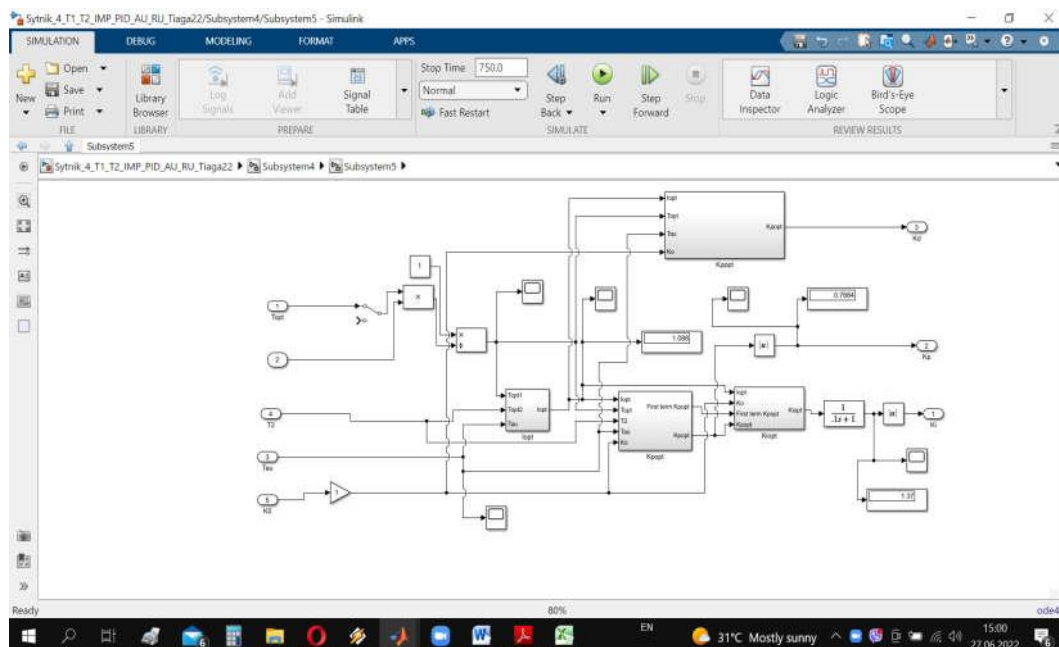


Рис. 8. Блок адаптації коефіцієнтів налаштування регулятора



Рис. 9. Графік зміни коефіцієнта  $I_b$  за наявності завад змінної інтенсивності



Рис. 12. Графік зміни коефіцієнта  $K_{Донт}$  за наявності завад змінної інтенсивності



Рис. 10. Графік зміни коефіцієнта  $K_{Iонт}$  за наявності завад змінної інтенсивності

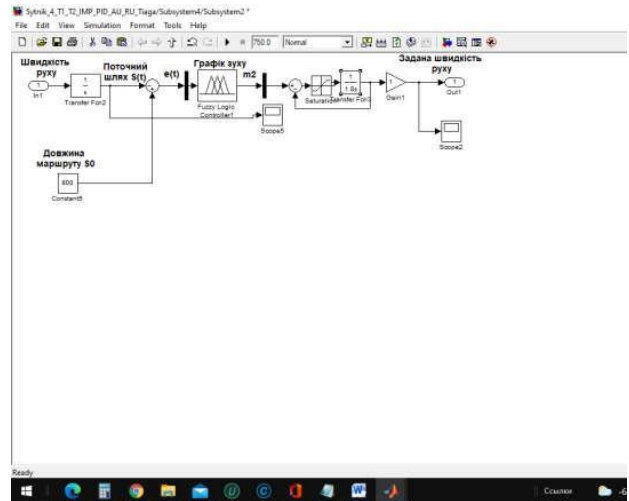


Рис. 13. Нечітка модель блока задавання поточного графіка швидкості руху на ділянці проїзду



Рис. 11. Графік зміни коефіцієнта  $K_{Iонт}$  за наявності завад змінної інтенсивності



Рис. 14. Криві графіків задавання поточного графіка швидкості руху на вході та виході моделі контуру керування відповідно

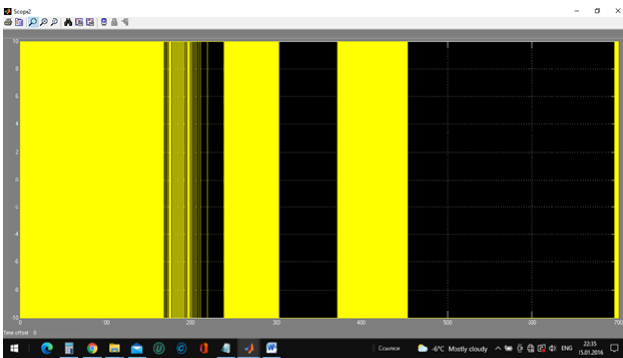


Рис. 15. Послідовність імпульсів на виході ПІД-регулятора

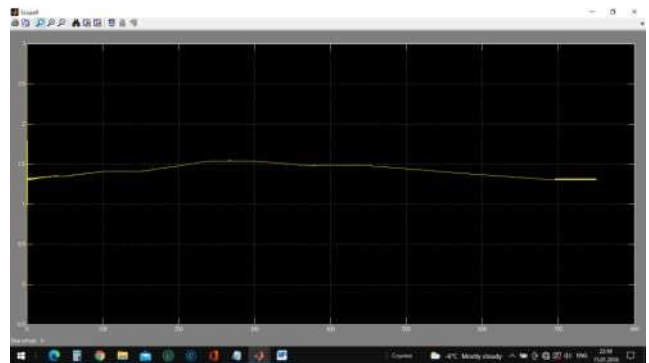


Рис. 18. Результати моделювання зміни струму збудження  $I_v$

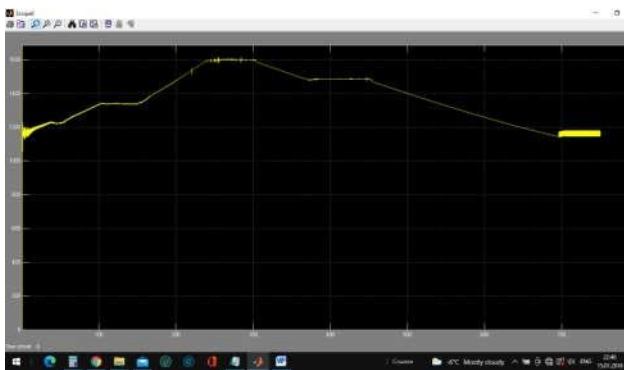


Рис. 16. Результати моделювання зміни моменту тяги  $M_t$

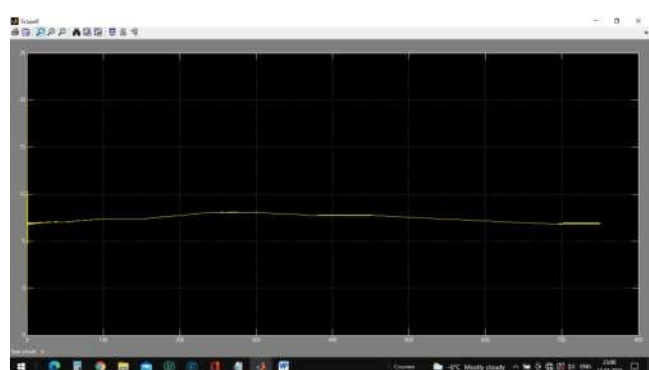


Рис. 19. Результати моделювання зміни струму якоря ІЛ

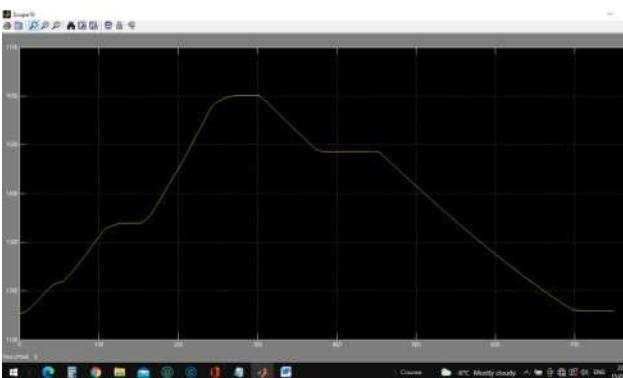


Рис. 17. Результати моделювання зміни моменту навантаження  $M_n$



Рис. 20. Графік зміни оптимальної постійної часу адаптивного фільтра  $T_{opt}(Q, R, T_{\sigma})$  за наявності завод змінної інтенсивності

**Висновок**

1. Розроблено метод синтезу моделі дискретних (частотно-імпульсних) ПД-регуляторів із заданими динамічними характеристиками. Середня складова вихідних імпульсів регулятора (рис. 15) сформована на його виході і виділяється інерційною наведеною безперервною частиною.

2. У регуляторі використовуються окремі параметричні входи сигналів для незалежної динамічної адаптації параметрів настроювання пропорційної диференціальної та інтегральної частин за наявності завод змінної інтенсивності. При цьому для настроювання параметрів регулятора за критерієм КГСС не потрібне знаходження всіх коренів характеристичного полінома замкненого контуру, на відміну від використання критерію КМСС.

3. Використання критерію КГСС забезпечує динамічну адаптацію регулятора до зміни параметрів об'єкта й співвідношення корисних сигналів до перешкод у контурі керування за наявності завод.

4. Проведено моделювання цифрової системи контуру керування високошвидкісних поїздів з нелінійною моделлю електропередачі постійного струму за заданим (рис. 6) нечітким блоком задавання графіка швидкості руху на ділянці проїзду, поточного графіка руху (рис. 14). Результати моделювання, наведені на рис. 9-12, 15-20, підтверджують якість процесів керування, динамічні характеристики яких змінюються в широких межах за наявності завод, перешкод шумів змінної інтенсивності.

**Список використаних джерел**

1. Національна транспортна стратегія України на період до 2030 року : [схвалено розпорядженням Кабінету Міністрів України № 430-р від 30 травня 2018 р.]. URL: <https://www.kmu.gov.ua/ua/npas/proshvalennya-nacionalnoyi-transportnoyi-strategiyi-ukrayini-na-period-do-2030-roku>.
2. Сытник Б. Т. Метод синтеза дискретного ПИ – регулятора. *Элементы и устройства автоматизированных систем управления. Вестник Харьковского политехнического института*. 1981. № 179, вып. 1. С. 69 – 73.
3. Небылов А. В. Гарантирование точности управления. Москва: Наука, Физматлит, 1988, 304 с.
4. Загарий Г. И., Шубладзе А. М. Синтез систем управления на основе критерия максимальной степени устойчивости. Москва: Энергоатомиздат, 1988. 104 с.
5. Сытник Б. Т., Сытник В. Б. Синтез структуры и моделирование адаптивных цифровых фильтров и систем управления с нестационарными характеристиками. Ч. 1. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті*. 2003. № 6. С. 18-24.
6. Быков Ю. М., Василенко В. С. Помехи в системах с вентильными преобразователями. Москва: Энергоатомиздат, 1986. 152 с.
7. Жусубалиев Ж. Т., Колоколов Ю. В. Бифуркации и хаос в релейных и широтно-импульсных системах автоматического управления. Москва: Машиностроение-1, 2001. 120 с.
8. Заповольський М. Й., Скороделов В. В., Мезенцев М. В. Синтез управлінь для оптимізації динамічних процесів електроприводу змінного струму. *Системи управління, навігації та зв'язку : зб. наук. праць / гол. ред. С. В. Козелков*. Полтава : ПНТУ, 2018. Вип. 4 (50). С. 38-41. URL: <http://repository.kpi.kharkov.ua/handle/KhPI-Press/444749>.
9. Мезенцев М. В., Заповольський М. Й., Ліпчанський М. В. Розроблення та дослідження системи керування електропередачі дизель-поїзда на основі методів цифрового управління. *Системи управління, навігації та зв'язку*. 2019. Вип. 2. С. 46-50. URL: [http://nbuv.gov.ua/UJRN/suntz\\_2019\\_2\\_12](http://nbuv.gov.ua/UJRN/suntz_2019_2_12).
10. Заповольський М. Й., Мезенцев М. В. Цифрова модель системи керування електропривода дизель-поїзда. *Системи управління, навігації та зв'язку*. Полтава: ПНТУ, 2019. Вип. 2 (64). С. 26-30. URL: <http://journals.nupp.edu.ua/sunz/article/view/2301/1775>. doi:10.26906/SUNZ.2021.2.02.
11. Реализация нейронечетких моделей и регуляторов гарантированной точности /В. А. Брыксин, В. С. Михайленко, Б. Т. Сытник, С. И. Яцько. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті*. 2011. № 4. С. 24-28.
12. CONSTRUCTION OF AN ANALYTICAL METHOD FOR LIMITING THE COMPLEXITY OF NEURAL-FUZZY MODELS WITH GUARANTEED ACCURACY /В. Sytnik, V. Bryksin, S. Yatsko, Y. Vashchenko. *Международный наукометрический научный журнал «Восточно-Европейский журнал передовых технологий»*. ISSN 1729-4061 (Online), ISSN 1729-3774. VOL 2. № 4 (98) (2019). P. 8-13. URL: [http://nbuv.gov.ua/UJRN/Vejpte\\_2019\\_2%284%29\\_2](http://nbuv.gov.ua/UJRN/Vejpte_2019_2%284%29_2)
13. Yatsko S., Sytnik B., Vashchenko Y., Sidorenko A., Liubarskyi B., Veretennikov I., Glebova M. (2019). Comprehensive approach to modeling dynamic processes in the system of underground rail electric traction. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 1 (9 (97)). P. 48–57. doi: URL: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2019.154520>.
14. Адаптивное управление в дискретных системах высокого порядка с запаздыванием. Ч. 1. Оптимизация на основе критерия гарантированной степени устойчивости /Б. Т. Сытник, В. Б. Сытник, В. А. Брыксин, В. С. Михайленко. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті*. Харків, 2011. № 2. С. 3– 8.

15. Адаптивное управление в дискретных системах высокого порядка с запаздыванием. Ч. 2. Моделирование цифровой системы третьего порядка с запаздыванием с использованием критерия гарантированной степени устойчивости /Б. Т. Сытник, В. Б. Сытник, В. А. Брыксин, В. С. Михайленко. *Інформаційно-керуючі системи на зал. транспорті*. Харків, 2011. № 3. С. 14–19.
16. Адаптивное управление в дискретных системах высокого порядка с запаздыванием. Ч. 3. Синтез адаптивного частотно-импульсного ПИ-регулятора с оптимизацией параметров настройки на основе критерия гарантированной степени устойчивости /Б. Т. Сытник, С. И. Яцько, В. А. Брыксин, В. С. Михайленко. *Інформаційно-керуючі системи на зал. транспорті*. Харків, 2012. № 1. С. 71–79.
17. Брыксин В. О. Моделі та методи автоматизованого керування рухом поїзда на основі адаптивної корекції швидкості: автореф. ... дис. канд. техн. наук : спец. 05.13.03. Харків, 2016. 20 с. URL: <http://repository.kpi.kharkov.ua/handle/KhPI-Press/20137>.
18. Структура автоматической системы нечеткого задания графика скорости движения подвижного объекта с ее коррекцией по фактическим параметрам проезда / Б. Т. Сытник, В. А. Брыксин, Д. В. Ломотько и др. *Тезисы докладов 34 Межд. конференции «Внедрение перспективных микропроцессорных систем железнодорожной автоматики и средств телекоммуникаций на базе цифровизации»*. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті*. 2021. № 3 (Додаток). С. 38-40.
19. Моделі і методи створення систем реалізації графіків руху високошвидкісних поїздів з адаптивною корекцією швидкості за фактичними параметрами проїзду. Ч. 1. Структура автоматичної системи нечіткого задания графіка швидкості руху рухомого об'єкта з її корекцією за фактичними параметрами проїзду / Б. Т. Ситнік, В. О. Брыксин, Д. В. Ломотько та ін. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті*. Харків, 2021. № 4. С. 24-35.
20. Адаптивный фильтр: пат. 1427 UA. 25.12.1996.
21. Сытник Б. Т., Сытник В. Б., Яцько С. И. Синтез структуры и моделирование адаптивных цифровых фильтров и систем управления с нестационарными характеристиками. Ч. 2. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті*. 2004. № 1. С. 62-66.
22. Сытник Б. Т., Сытник В. Б. Синтез адаптивных дискретных регуляторов с заданными динамическими характеристиками. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті*. 2005. № 5. С. 23-26.
- Sitnik B. T., Briksin V. O., Davydov I. V. MODELS AND METHODS FOR CREATING SYSTEMS FOR IMPLEMENTING SCHEDULES OF HIGH-SPEED TRAINS WITH ADAPTIVE SPEED CORRECTION ACCORDING TO ACTUAL TRAVEL PARAMETERS. Part 3. Synthesis of the structure and modeling of adaptive digital controllers for speed correction of high-speed trains with given laws for the formation of impulse controls.**
- Abstract.** A significant disadvantage of the known [4] pulse-width and pulse-frequency-frequency-pulse PID controllers is the impossibility of correcting their settings to changes in the parameters of the static and dynamic characteristics of control objects and adaptive filters, which reduces the quality of control systems for mobile objects (MO), the characteristics of which vary over a wide range. [2], or leads to chaos and unstable operation of the control loop, the need to switch to manual control, which is unacceptable at high RP speeds. This is explained both by the lack of parametric inputs for inputting correction signals, and by the lack of analytical methods for finding all the roots of high-order characteristic quasi-polynomials in a closed control loop necessary to calculate the known optimization criterion (the criterion for the maximum degree of stability) [5, 14- 22], a, hence, the optimal settings of the impulse regulator.
- When constructing control systems, it is important to choose a criterion for optimality of control. Analysis of control system synthesis methods shows that the choice of the control optimality criterion defies formalization and remains subjective in the synthesis process.
- Optimality criteria based on the quality indicators of transient processes, for example, the minimum of the integral of the squared error, require adequate a priori information. And in conditions of uncertainty - knowledge of statistical characteristics (with the necessary large expenditures of time for their determination); requires the operation of integration in infinite boundaries (limiting the limits of integration can lead to suboptimal control). The criterion for the minimum of the integral of the sum of squares of the error and its derivatives taken with certain weight coefficients is devoid of the last drawback. However, the choice of these weights is also entirely up to the developer. Secondly, the last criterion has the same aforementioned drawbacks as the criterion for the minimum of the integral of the squared error.
- The criterion of the maximum degree of stability (MCS) [4, 7-10] is devoid of most of the drawbacks inherent in the above criteria. Its implementation uniquely determines the parameters of the control action. The use of the CGSS criterion leads, as a rule, to close to aperiodic transient processes (for systems up to 3 orders inclusive - to the best of the aperiodic processes). In the presence of a priori information about the system (structure, order), the optimal control parameters can be related by simple relationships with known characteristics (time constants,

delay, transmission coefficient). In conditions of uncertainty, the choice of optimal control parameters is reduced to the problem of maximizing one quantity - the degree of stability. This problem can be solved much easier than finding the extremum of complex functionals.

The results of modeling a third-order digital system with delay using a new optimization criterion and an adaptive filter are given.

### Conclusions.

1. The method of synthesis of model of discrete (frequency-pulse) PID-regulators with the set dynamic characteristics is developed. The average component of the output pulses of the regulator (Fig. 18) is formed at its output and is allocated by the inertial induced continuous part.

2. The controller uses separate parametric signal inputs for independent dynamic adaptation of tuning parameters of proportional differentiating and integral parts in the presence of interferences of variable intensity. In this case, to adjust the parameters of the controller according to the criterion KGSS does not require finding all the roots of the characteristic polynomial of a closed loop, in contrast to the use of the criterion KMSS.

3. The use of the KGSS criterion provides dynamic adaptation of the controller to change, object parameters and the ratio of useful signals to interference in the control loop in the presence of interference.

4. Modeling of the digital control circuit system of high-speed trains with the model of DC power transmission according to a given (Fig. 6), fuzzy block of setting the speed graph on the roadway, the current traffic schedule (Fig. 14). The simulation results are shown in Fig.9, Fig.10, Fig. 11, Fig. 12, Fig. 15-20 confirm the quality of control processes, the dynamic characteristics of which vary widely in the presence of interference, noise of variable intensity.

**Keywords:** model, adaptive system, traffic schedule, high-speed train, adaptive speed correction, actual tracking parameters.

Надійшла 27.06.2022 р.

**Ситнік Борис Тимофійович**, кандидат технічних наук, доцент, м. Харків, Україна. E-mail: [bts12021947@gmail.com](mailto:bts12021947@gmail.com) <http://orcid.org/0000-0002-9664-5617>.

**Бриксіні Володимир Олександрович**, кандидат технічних наук, доцент, м. Харків, Україна. E-mail: [vladimir.bryksin@gmail.com](mailto:vladimir.bryksin@gmail.com), <http://orcid.org/0000-0002-8036-8811>.

**Давидов Ілля Валерійович**, аспірант кафедри «Інформаційні технології», головний інженер «Харківського відділення», філії «Головний інформаційно-обчислювальний центр» АТ «Укрзалізниця» (ГІОЦ УЗ). E-mail: [idc000@gmail.com](mailto:idc000@gmail.com), <http://orcid.org/0000-0003-3658-4098>.

**Sytnik Borys**, Ph.D., associate professor, Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkiv, Ukraine. E-mail: [bts12021947@gmail.com](mailto:bts12021947@gmail.com), <http://orcid.org/0000-0002-9664-5617>.

**Bryksin Volodymyr**, Ph.D., associate professor, Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkiv, Ukraine. E-mail: [vladimir.bryksin@gmail.com](mailto:vladimir.bryksin@gmail.com), <http://orcid.org/0000-0002-8036-8811>.

**Davydov Ilya**, graduate student of the Department of «Information Technology», Chief Engineer of the «Kharkiv Branch» of the branch «Chief Information - Computing Center» of JSC «Ukrzaliznytsia», Kharkiv, Ukraine. E-mail: [idc000@gmail.com](mailto:idc000@gmail.com), <http://orcid.org/0000-0003-3658-4098>.