

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ  
АВТОМОБІЛЬНО-ДОРОЖНІЙ УНІВЕРСИТЕТ

## **МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ**

**до виконання курсового проекту з дисципліни**

**«Теорія автоматичного керування»**

Харків 2017

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ  
АВТОМОБІЛЬНО-ДОРОЖНІЙ УНІВЕРСИТЕТ

## **МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ**

до виконання курсового проекту з дисципліни  
«Теорія автоматичного керування»

тему

**«Проектування та дослідження системи керування швидкістю  
двигуна постійного струму»**

для студентів, що навчаються за напрямом:

6.050202 (151) «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані  
технології»

Затверджено методичною  
радою університету,  
протокол №     від     . 2017 р.

Харків ХНАДУ 2017

Укладачі: О.Г. Гурко  
О.С. Кононихін

Кафедра автоматизації та комп'ютерно-інтегрованих технологій

## МЕТА, ЗАДАЧІ ТА ЗМІСТ КУРСОВОЇ РОБОТИ

Запропоновані методичні вказівки спрямовані надати допомогу студентам, що навчаються за напрямом 6.050702 при виконанні ними курсової роботи з дисципліни «Теорія автоматичного керування».

Метою виконання курсової роботи є закріплення знань із теорії лінійних систем автоматичного керування та здобути практичні навички з аналізу та синтезу систем автоматичного керування. При цьому вважається, що студент вже знайомий з основними принципами побудови систем автоматичного керування, математичним апаратом теорії автоматичного керування, типовими ланками та їхніми характеристиками, вміє аналізувати лінійні системи керування на предмет стійкості та якості. Окрім цього студент повинен володіти навиками роботи в системі MATLAB і, зокрема, у пакеті Simulink.

Задачами курсової роботи є розвиток здібностей самостійно опрацьовувати технічну літературу та виконувати розрахунки регуляторів для систем автоматичного керування.

Курсова робота виконується відповідно до індивідуального завдання й оформлюється у вигляді розрахунково-пояснювальної записки і графічного матеріалу, виконаних за допомогою ПЕОМ у пакеті Simulink 5.0 системи MATLAB 6.5 (MathWorks Release 13).

Розрахунково-пояснювальна записка повинна містити титульний аркуш, завдання, зміст, вступ, теоретичну частину, розрахунково-експериментальну частину, висновки і список використаної літератури.

# 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

У системах автоматичного керування одним з найбільш розповсюджених виконавчих пристроїв є двигун постійного струму (ДПС), що перетворює електричну енергію постійного струму у механічну обертову енергію, а при додатковому використанні різноманітних барабанів, зубчастих коліс – і поступовий рух.

ДПС широко використовуються у якості приводів роботів-маніпуляторів, стрічкопротяжних механізмів, дисководів, сервоклапанів тощо. Популярність ДПС обумовлена такими властивостями як високий обертовий момент, можливість регулювання швидкості у широкому діапазоні, компактність, добрі навантажувальні характеристики і універсальність.

При використанні ДПС у системах керування необхідно забезпечувати або задану швидкість обертання валу, або кут його повороту незалежно від діючого на валу навантаження. Крім зовнішнього навантаження на вал, точне значення якого, як правило, невідоме, на двигун діють й інші зовнішні збурення, такі як змінна сила тертя, температура, якість змащування та інші фактори. Тому задача забезпечення заданої швидкості обертання (або кута повороту) вала ДПС зводиться до задачі формування такої напруги на двигуні, яка б забезпечила задану швидкість обертання вала незалежно від впливу зовнішніх факторів. Розв'язання цієї задачі полягає у виборі, розрахунку та реалізації типового (П, І, ПІ, ПД або ПІД) регулятора.

У роботі ставиться задача проектування системи автоматичного керування швидкістю обертання вала ДПС (рисунок 1), параметри якого є відомими та визначається за номером варіанту (дивись додаток А). У якості датчика зворотного зв'язку використовується тахогенератор, який відносно до двигуна можна вважати без інерційною ланкою з коефіцієнтом передачі  $K_d$ . Значення  $K_d$  також обираються за номером варіанта (додаток А).

На рисунку 1  $\omega_{зад}(t)$  – бажана швидкість ДПС,  $\varepsilon(t)$  – похибка керування,  $U(t)$  – керуючий вплив,  $\omega(t)$  – дійсна швидкість обертання двигуна,  $\omega_{вим}(t)$  – виміряне за допомогою датчика значення вихідної величини,  $\eta(t)$  – шум вимірювання. На двигун діє зовнішнє збурення  $\tau_L(t)$ , що виводить двигун з заданого режиму роботи.

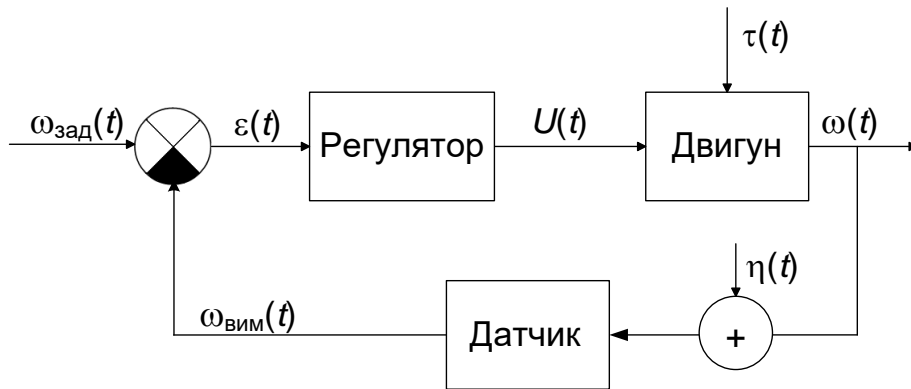


Рисунок 1 - Спрощена структура системи керування ДПС

У якості регулятора пропонується використовувати ПІД-регулятор. Система керування повинна забезпечити наступні показники якості роботи ДПС:

- статична похибка  $\varepsilon_{ст} = 0$ ;
- максимальне перерегулювання  $\sigma \leq 2\%$ ;
- мінімально можливий час регулювання при забезпеченні вказаних показників.

Для виконання проекту рекомендується використовувати додаток до пакету MATLAB Simulink.

## 2. ЕТАПИ ВИКОНАННЯ КУРСОВОГО ПРОЕКТУ

1. Знайти математичну модель ДПС у вигляді передаточних функцій та побудувати структурну схему двигуна.

2. Побудувати Simulink-модель ДПС без регулятора, визначити якість його роботи (реакцію на  $\{\omega_{зад}(t) = 1, \tau_L(t) = 0\}$ ) та зробити висновки щодо необхідності використання регулятора.

3. Побудувати перехідну функцію незмінної частини системи

4. Побудувати Simulink-модель системи керування з ПІД-регулятором.

5. Знайти параметри  $k_p$ ,  $k_i$  та  $k_d$  ПІД-регулятора, які б забезпечили вказані вище показники якості перехідного процесу.

6. Знайти реакції системи з ПІД-регулятором при комбінації впливів  $\{\omega_{зад}(t) = 1, \tau_L(t) = 0\}$ .

7. Знайти реакції системи з ПІД-регулятором при комбінації впливів  $\{\omega_{\text{зад}}(t) = 1, \tau_L(t)\}$ , де значення  $\tau_L(t)$  визначається за номером варіанта (додаток А).

8. Знайти реакції системи з ПІД-регулятором при комбінації впливів  $\{\omega_{\text{зад}}(t) = 1, \eta(t) - \text{випадковий шум у діапазоні } \pm 0,02\%\}$ . Для генерації шуму вимірювання рекомендується використовувати блок *Simulink Band-Limited White Noise* (джерело обмеженого білого шуму) або блок *Uniform Random Number*.

9. За допомогою додатків MATLAB Control System Toolbox або Simulink визначити запаси стійкості систем керування з ПІД-регулятором.

10. Зробити висновки щодо ефективності спроектованої системи керування.

**Зміст розрахунково-пояснювальної записки:**

- титульний аркуш;
- завдання;
- зміст;
- вступ;
- теоретична частина;
- розрахунково-експериментальна частина (визначення настрій регуляторів та результати моделювання);
- висновки;
- перелік посилань.

### **3. ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ**

#### **3.1 Математичне описання роботи двигуна постійного струму**

ДПС є машиною постійного струму та перетворює електричну енергію постійного струму у механічну обертову енергію. По типу збудження ДПС діляться на дві групи: з електромагнітним і з магнітоелектричним збудженням.

Двигуни з електромагнітним збудженням застосовуються головним чином в системах промислової автоматики і мають потужність від кіловат і вище. Двигуни з магнітоелектричним збудженням, тобто зі збудженням від постійних магнітів, частіше виконуються на потужність не більше декількох кіловат і застосовуються в

системах керування транспортних засобів, системах керування різноманітними приладами тощо.

Розглянемо двигун постійного струму з незалежним збудженням з інерційним навантаженням (рисунок 2).

Регулювання швидкістю обертання валу ДПС краще всього здійснювати шляхом зміни напруги живлення  $U$ . Напругу живлення можна подавати або на обмотку збудження, або на явір.

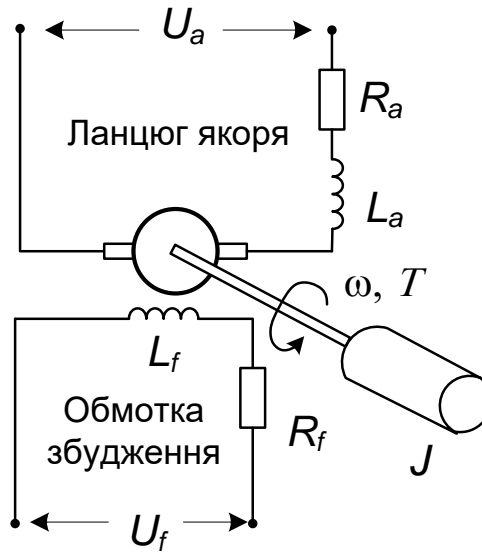


Рисунок 2 – Двигун постійного струму з навантаженням

Розглянемо спочатку двигун, що керується по ланцюгу якоря. Керування ДПС зміною явірної напруги найкраще за лінійністю характеристик і за енергетичними показниками.

Дану систему можна розбити на дві частини: електричну і механічну. Вхідною величиною електричної частини є напруга  $U_a(t)$ , що подається на явірну обмотку двигуна, а вихідною – електромагнітний момент  $\tau_m(t)$ , що розвивається двигуном. Для механічної частини входом є момент, а виходом – кутова швидкість  $\omega(t)$  інерційної маси.

Будемо розглядати ідеалізовану модель двигуна, зневажаючи такими другорядними ефектами, як гістерезис і падіння напруги на щітках, а також будемо вважати магнітне поле постійним.

На підставі другого закону Кірхгофа електрична частина двигуна описується наступним рівнянням



$$U_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e(t), \quad (1)$$

де  $R_a$  і  $L_a$  - опір і індуктивність ланцюга якоря, відповідно;  $i(t)$  – струм якоря;  $e(t)$  - противоЕРС, що виникає в обмотці якоря в результаті його обертання у магнітному полі.

У свою чергу, противоЕРС пропорційна швидкості обертання вала (якщо магнітний потік вважати постійним)

$$e(t) = K_e \cdot \omega(t), \quad (2)$$

де  $K_e$  – постійний коефіцієнт, що залежить від певних фізичних властивостей двигуна.

Двигун перетворює струм, що протікає в ланцюгу якоря, в обертовий момент  $\tau_m(t)$ , який, якщо магнітний потік вважати постійним, пропорційний струму якоря:

$$\tau_m(t) = K_m i_a(t), \quad (3)$$

де  $K_m$  – постійна якоря, яка залежить від фізичних властивостей двигуна, таких як напруженість магнітного поля, кількість витків дроту в котушці тощо. З іншого боку, обертання вала перешкоджають сила в'язкого тертя сила  $b\omega$  ( $b$  – коефіцієнт тертя) та збурюючий момент  $\tau_L(t)$ . Тоді, на підставі другого закону Ньютона, механічна частина двигуна описується наступним рівнянням:

$$J \frac{d\omega(t)}{dt} = \tau_m - \tau_L(t) - b\omega(t), \quad (4)$$

де  $J$  - сумарний момент інерції якоря і навантаження.

Остаточно, на підставі рівнянь (1) –(4), запишемо

$$\begin{cases} U_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + K_e \omega(t), \\ \tau_L(t) = K_m i_a(t) - b\omega(t) - J \frac{d\omega(t)}{dt}. \end{cases} \quad (5)$$

Розглянемо тепер ДПС, що керується **по ланцюгу збудження**. Такий тип керування забезпечує істотне підсилення потужності.

При керуванні по ланцюгу збудження струм якоря є постійним, а струм обмотки збудження  $i_f$  керується напругою збудження  $U_f$ . В цьому випадку момент, що розвивається двигуном, пропорційний току обмотки збудження:

$$\tau_m(t) = K_m i_f(t), \quad (6)$$

Для обмотки збудження можна записати:

$$U_f(t) = U_R + U_L = R_f i_f(t) + L_f \frac{di_f(t)}{dt}, \quad (7)$$

де  $R_f$  та  $L_f$  – відповідно опір та індуктивність обмотки збудження.

Обертний рух інерційного навантаження знаходиться за допомогою рівняння (4). Таким чином, рівняння (4), (6) та (7) описують рух ДПС, що керується по ланцюгу збудження.

### 3.2 Постановка задачі синтезу САК

Задача синтезу є головною в теорії автоматичного керування і полягає у виборі найпростішої структури системи автоматичного керування (САК) і розрахунку таких її параметрів, що забезпечують задані показники якості.

У складі структури системи автоматичного керування міститься керуючий пристрій або регулятор, який перетворює сигнал помилки (відхилення)  $\varepsilon(t)$  у керуючий вплив  $U(t)$ , що подається на об'єкт для зменшення цього відхилення (рисунок 1).

Властивості об'єкту вважаються відомими і задані, наприклад, передаточною функцією і  $W_{об}(s)$ . Розрахунку підлягає передаточна функція  $W_p(s)$  регулятора, включення якого в систему забезпечить в ній задану якість роботи. Якість роботи системи оцінюють, подаючи на вхід «сходінку» або лінійно наростаючий сигнал (рисунок 3).

Основними показниками якості є наступні.

- час регулювання  $t_p$  – час, за який вихідна величина  $h(t)$  досягає значення, що відрізняється від сталого на 2%, тобто  $|h(t) - 1| \leq 0,02$ . Час регулювання визначає швидкодію системи;

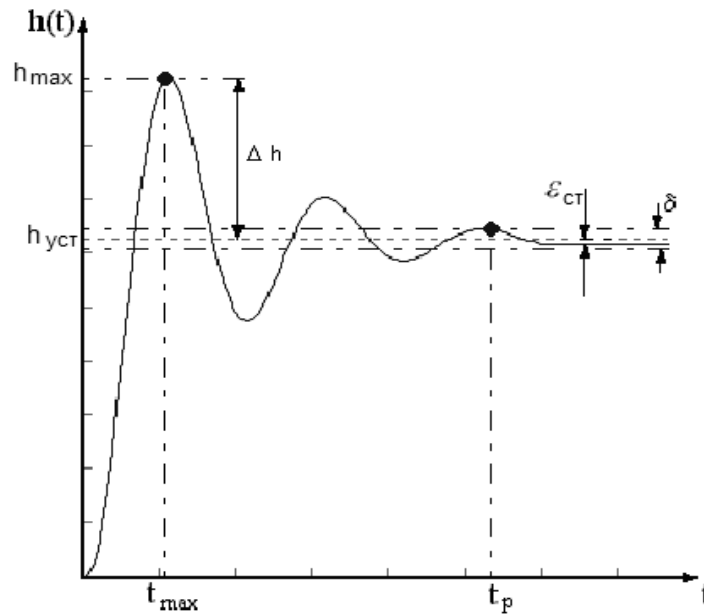


Рисунок 3 – Визначення показників якості за перехідною функцією

- максимальне перерегулювання  $\sigma$  - найбільше відхилення перехідної функції від  $h_{уст}$ , зазвичай виражається у відсотках:

$$\sigma = \frac{h_{max}(t) - h_{уст}(t)}{h_{уст}(t)} \cdot 100\% . \quad (8)$$

Максимальне перерегулювання характеризує запас стійкості системи керування, тобто ступінь віддалення системи від границі стійкості, тому велике перерегулювання небажано.

- час появи першого максимуму  $t_{max}$ ;
- статична  $\epsilon_{ст}$  похибка, що характеризує точність системи в сталому режимі;
- кількість перерегулювань  $N$  – кількість коливань вихідної величини під час перехідного процесу. Зазвичай значення  $N$  не повинне перевищувати 2-3.

### 3.3 Закони регулювання

#### 3.3.1 Найпростіші регулятори

Основною характеристикою регулятора є закон регулювання, що він формує:

$$U = f(\epsilon) . \quad (9)$$

Закон регулювання визначає основні якісні і кількісні характеристики системи.

Розрізняють лінійні і нелінійні закони регулювання. Крім того, закони регулювання можуть бути реалізовані в безперервному або в дискретному вигляді. Дискретні закони регулювання в основному реалізуються шляхом побудови регуляторів за допомогою засобів обчислювальної техніки (мікроЕОМ або мікропроцесорних систем).

Розглянемо основні лінійні закони регулювання.

Найпростішим є пропорційний закон регулювання. В цьому випадку регулятор називають П- регулятором або статичним регулятором. При цьому

$$U_p(t) = k_p \varepsilon(t). \quad (10)$$

де  $k_p$  – коефіцієнт пропорційності, який може мати будь-який знак і будь-яке значення.

Основною перевагою П - регулятора є простота. По суті, він є звичайним підсилувачем із коефіцієнтом підсилення  $k_p$ . При виборі значення коефіцієнта  $k_p$  регулятора доводиться знаходити компроміс між двома суперечливими вимогами щодо системи керування. З одного боку, час регулювання, тобто час перехідного процесу, повинен бути якомога менше, адже система повинна бути швидкодіюною.

З другого боку, необхідно забезпечити достатній запас стійкості, щоб зміна параметрів системи або умов її роботи в деяких межах не привела до втрати стійкості. З цією вимогою тісно пов'язаний такий показник якості як максимальне перерегулювання  $\sigma$ . Нагадаємо, що теоретично  $\sigma$  не повинне перевищувати 20%, але, як показує практика, для нормальної роботи багатьох систем керування перерегулювання повинне бути не більше  $2 \div 5\%$ .

Залежність показників якості системи при підвищенні коефіцієнта  $k_p$  П – регулятора відображена у таблиці 1.

Як видно з таблиці 1 підвищення  $k_p$  підвищує швидкодію системи, оскільки П-регулятор енергійніше прагне зменшити помилку регулювання  $\varepsilon(t)$  (див. вираження 10). Проте, при цьому, виконавчий механізм і об'єкт швидше накопичують енергію і система за інерцією «перескакує» бажане значення вихідної величини. Це при-

водить до підвищення коливань перехідного процесу і навіть до втрати стійкості. Тому необхідно з особливою ретельністю підходити до вибору значення  $k_p$ , балансуючи між швидкодією і максимальним перерегулюванням.

Таблиця 1 – Ефект від підвищення коефіцієнта  $k_p$

Час регулювання, $t_p$	Зменшується
Перерегулювання	Підвищується
Запас стійкості	Зменшується
Статична похибка	Зменшується

Ще одним недоліком П-регулятора є те, що в сталому режимі завжди залишається деяке відхилення  $\varepsilon_{ст}$  вихідної величини від заданого значення.

Інтегральний закон регулювання реалізує І - регулятор:

$$U_i(t) = U_i(0) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) dt . \quad (11)$$

де  $U_i(0)$  – початкове значення вихідної величини інтегруючого каналу;  $k_i$  – коефіцієнт підсилення, якому теж може бути надане будь-яке значення.

Зупинимося на поясненні роботи інтегруючого каналу докладніше. Вважатимемо, що рух системи при зміні бажаного режиму  $G(t)$  починається із стану спокою і припишемо всім координатам в цьому стані нульові значення, у тому числі і величині  $U_i(0)$ . Прийmemo  $k_i = 1$ , щоб не затінювати суть справи. Отже, нехай

$$U_i(t) = \int_0^t \varepsilon(t) dt . \quad (12)$$

Знак інтеграла  $\int$  - це стилізоване зображення літери S – початкової літери англійського слова *sum* (сума). Інтегрування – це додавання, накопичення. Інтегратор, таким чином, – це «скарбничка». Нехай процес  $\varepsilon(t)$  має вигляд, показаний на рисунку 4.

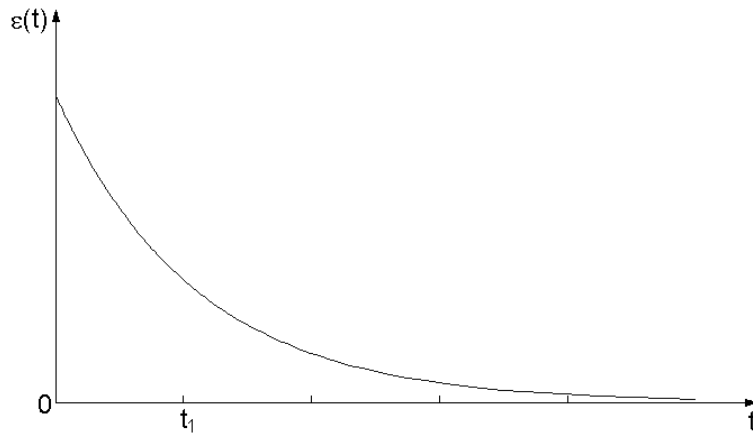


Рисунок 4 - Процес зміни помилки  $\varepsilon(t)$

Для того, щоб визначити значення  $U_i(t)$  до момент  $t_1$ , розіб'ємо інтервал  $(0; t_1)$  на  $m$  малих інтервалів тривалістю  $\Delta t$ . На кожному такому інтервалі помилку  $\varepsilon(t)$  будемо вважати величиною постійною і рівною, наприклад, її середньому значенню на інтервалі  $\Delta t$ . Тоді

$$U_i(t_1) \approx \sum_{i=1}^m \varepsilon(t_i) \cdot \Delta t. \quad (2.6)$$

Формула (2.6) роз'яснює значення формули (2.5). Але, якщо угодно, то саме вона є первородною формулою в понятті інтегрування, а формула (2.5) – це граничне значення формули (2.6) при  $\Delta t \rightarrow 0$ . З формули (2.6) виходить, що  $U_i(t)$  до моменту  $t_1$  буде чисельно дорівнювати площі, що заштрихована вертикальними лініями на рисунку 5.

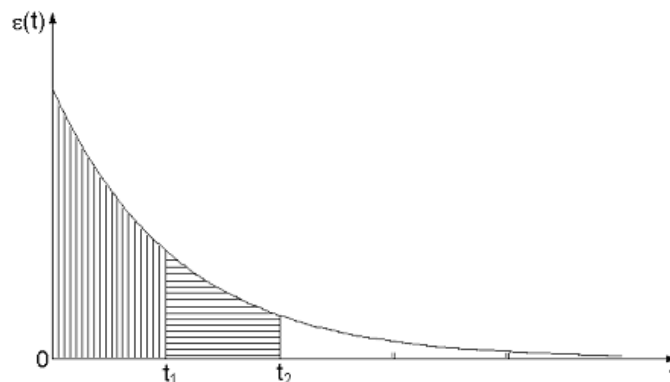


Рисунок 5 - Площа, що чисельно визначає значення керування  $U_i(t)$

У момент  $t_2 > t_1$  керування  $U_i(t_2)$ , буде рівне  $U_i(t_1)$  плюс чисельне значення площі, заштрихованої на рисунку 2.4 горизонтальними лініями.

Все сказане дозволяє побудувати графік  $U_i(t)$ , відповідний графіку  $\varepsilon(t)$ , приведеному на рисунках 4 та 5. Цей графік приведений на рисунку 6.

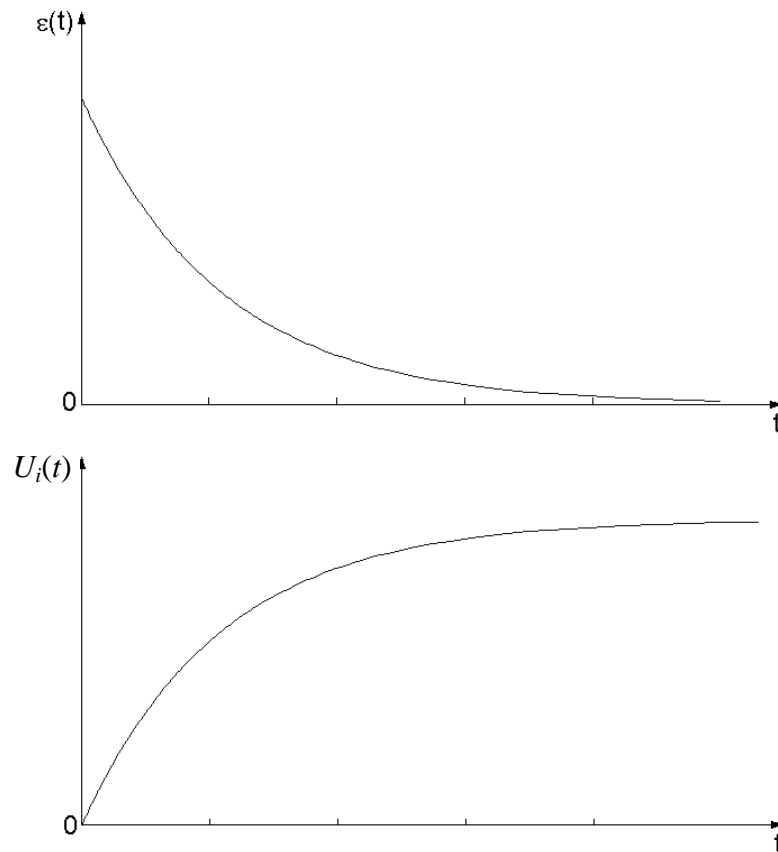


Рисунок 6 - Відповідні графіки процесів  $\varepsilon(t)$  і  $U_i(t)$

Залежність показників якості системи при підвищенні коефіцієнта  $k_i$  І – регулятора відображена у таблиці 2.

Таблиця 2 – Ефект від підвищення коефіцієнта  $k_i$  І – регулятора

Час регулювання, $t_p$	Підвищується
Перерегулювання	Підвищується
Запас стійкості	Зменшується
Статична похибка	Усувається

Як видно з таблиці 2, найважливішою для процесу регулювання є властивість інтегруючого регулятора, що полягає у тому, що керування  $U_i(t)$  перестає змінювати своє значення тільки при  $\varepsilon(t) = 0$ . Інакше  $U_i(t)$  поступово змінює своє значення до мінімального або конструктивного максимально можливого значення залежно

від знаків  $\varepsilon(t)$  і коефіцієнта підсилення  $k_i$ . Таким чином, І - регулятори зменшують сталу помилку, тобто підвищують порядок астатизму системи, тому іноді їх ще називають астатичними регуляторами. Разом з тим І - регулятор викликає зменшення запасу стійкості системи.

Часто для поліпшення поведінки системи в перехідному режимі в закон регулювання вводять похідну від сигналу помилки (2.7):

$$U_d(t) = k_d \cdot \frac{d\varepsilon(t)}{dt}. \quad (2.7)$$

Алгоритм (2.7) реалізує так званий *диференціюючий*, або Д - регулятор, на виході якого утворюється керування  $U_d(t)$ , що пропорційне швидкості зміни помилки  $\varepsilon(t)$ .

Таблиця 3 відображає залежність показників якості системи при підвищенні коефіцієнта  $k_d$  Д – регулятора.

Таблиця 3 – Ефект від підвищення коефіцієнта  $k_d$  Д – регулятора

Час регулювання, $t_p$	Зменшується
Перерегулювання	Зменшується
Запас стійкості	Підвищується
Статична похибка	Не змінюється

Слід зазначити, що на практиці окремо використовується лише П – регулятор. Ефективнішим є використання комбінованих регуляторів, які дозволяють об'єднати позитивні властивості кожного із законів регулювання.

### 2.2.2 ПІД - регулятор

Найпоширенішим типом регуляторів в промисловій практиці є ПІД – регулятори. Така аббревіатура пояснюється тим, що ці регулятори містять канали, що реалізують пропорційний, інтегральний і диференціальний закони регулювання.

Структура системи з ПІД - регулятором приведена на рисунку 7. На входи всіх каналів ПІД - регулятора подається помилка  $\varepsilon(t) = G(t) - Y_{\text{вим}}(t)$ . На рисунку 2.6  $U_p(t)$ ,  $U_i(t)$  і  $U_d(t)$  – вихідні вели-



чини пропорційного, інтегруючого і диференціюючого каналів відповідно.

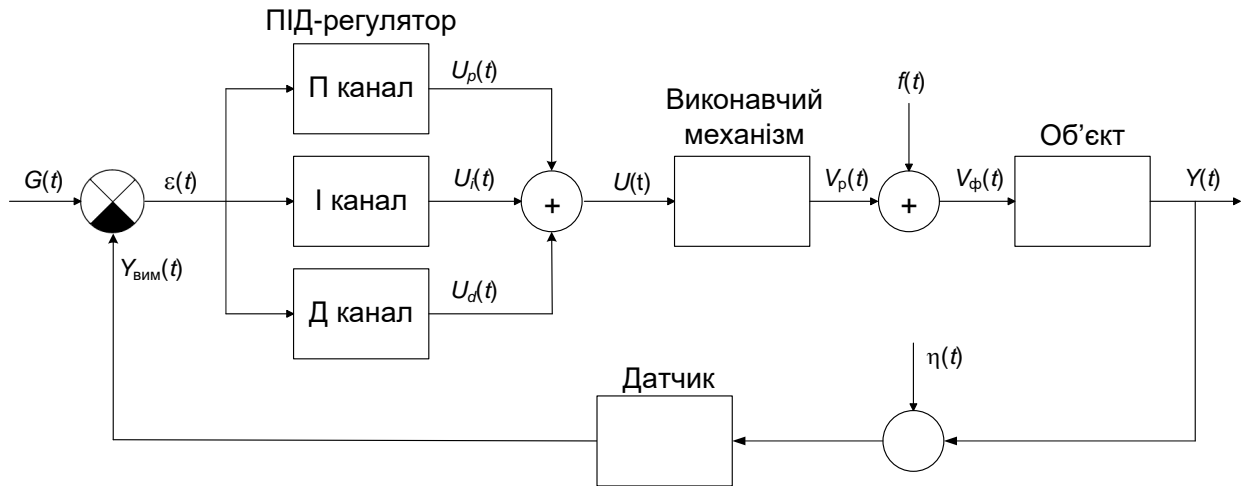


Рисунок 7 - Структура системи з ПІД - регулятором

Таким чином, ПІД - регулятор реалізує наступний закон регулювання:

$$U_{PID}(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) dt + k_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt}, \quad (2.8)$$

а його передаточна функція

$$W_{PID}(s) = \frac{k_d s^2 + k_p s + k_i}{s}. \quad (2.9)$$

Розглянемо роботу системи з ПІД - регулятором (рисунок 8). Припустимо що до деякого моменту часу система керування знаходилася в стані спокою. Прийmemo цей момент за  $t = 0$ , а стан системи за початок відліку по всіх координатах. Нехай у момент  $t = 0$  бажаний режим роботи був стрибкоподібно змінений:  $G(t) = A \cdot 1(t)$ ,  $A = \text{const}$ ,  $A > 0$ . При цьому миттєво виникає помилка  $\varepsilon(0) = G(0) - Y_{\text{вим}}(0) = A - 0 = A$ .

На виході П - каналу миттєво з'явиться керування  $U_p(0) = k_p \cdot \varepsilon(t) = k_p \cdot A$ , яке дасть команду виконавчому механізму на приведення об'єкту в рух у напрямі бажаного режиму.

Керування  $U_i(0)$  на виході інтегруючого каналу буде рівне ну-

лю, оскільки інтегратор за дуже малий час ще не «встигне» щонебудь наінтегрувати.

Керування  $U_d(0)$  на виході диференціюючого каналу миттєво прийме максимально можливе значення і зразу ж знову стане рівним нулю, оскільки  $d1(t)/dt = \delta(t)$ . Така обмежена по величині і за часом дія не зробить на виконавчий механізм ніякого впливу.

Якийсь час через свою інерційність ні виконавчий механізм, ні об'єкт не проявлятимуть видимого руху, накопичуючи енергію. Пропорційний канал весь цей початковий час визначатиме керування  $U_p(t) \approx A$ . На виході інтегруючого каналу керування  $U_i(t)$  почне мінятися згідно із законом:  $U_i(t) = k_i \cdot At$ . На виході диференціюючого каналу керування  $U_d(t)$  буде практично рівне нулю.

Коли виконавчий механізм, а за ним і об'єкт керування придуть у рух, вихідна величина  $Y(t)$  об'єкту почне мінятися у напрямку  $G(t) = A \cdot 1(t)$ . Помилка  $\varepsilon(t) = G(t) - Y_{\text{вим}}(t)$  почне зменшуватися. Керування  $U_p(t)$  теж почне зменшуватися. Керування  $U_i(t)$ , навпаки, збільшуватиметься, оскільки воно як і раніше приблизне визначається формулою  $U_i(t) = k_i \cdot At$  (рисунок 8).

Керування  $U_d(t)$  стане негативним, оскільки  $\varepsilon(t) = G(t) - Y_{\text{вим}}(t)$  і при зростанні  $Y(t)$  зменшується, тобто має негативну похідну.

Так продовжиться і далі. Керування  $U_p(t)$  зменшуватиметься, оскільки зменшується  $\varepsilon(t)$ . Керування  $U_i(t)$  зростатиме з часом (рисунок 8). Керування  $U_d(t)$  залишиться негативним і якийсь час збільшуватиметься за абсолютною величиною.

Наявність негативного значення  $U_d(t)$  може викликати здивування. Навіщо воно потрібне, адже  $Y(t)$  необхідно збільшувати до  $G(t) = A \cdot 1(t)$ . Тут необхідно пригадати про те, що виконавчий механізм і об'єкт – це динамічна група, здатна накопичувати енергію і здійснювати власний рух під впливом цієї енергії. Необхідно пригадати і про те, що одна тільки вихідна величина  $Y(t)$  не визначає цю енергію.

Що з того, що зараз  $Y(t)$  ще менше, ніж  $G(t) = A \cdot 1(t)$ ? Можливо, виконавчий механізм і об'єкт вже накопичили таку енергію руху, що  $Y(t)$  скоро перевищить значення  $A$  і доведеться займатися зворотною задачею – знижувати  $Y(t)$  до  $A$ ? Інформація про  $d\varepsilon(t)/dt$ ,

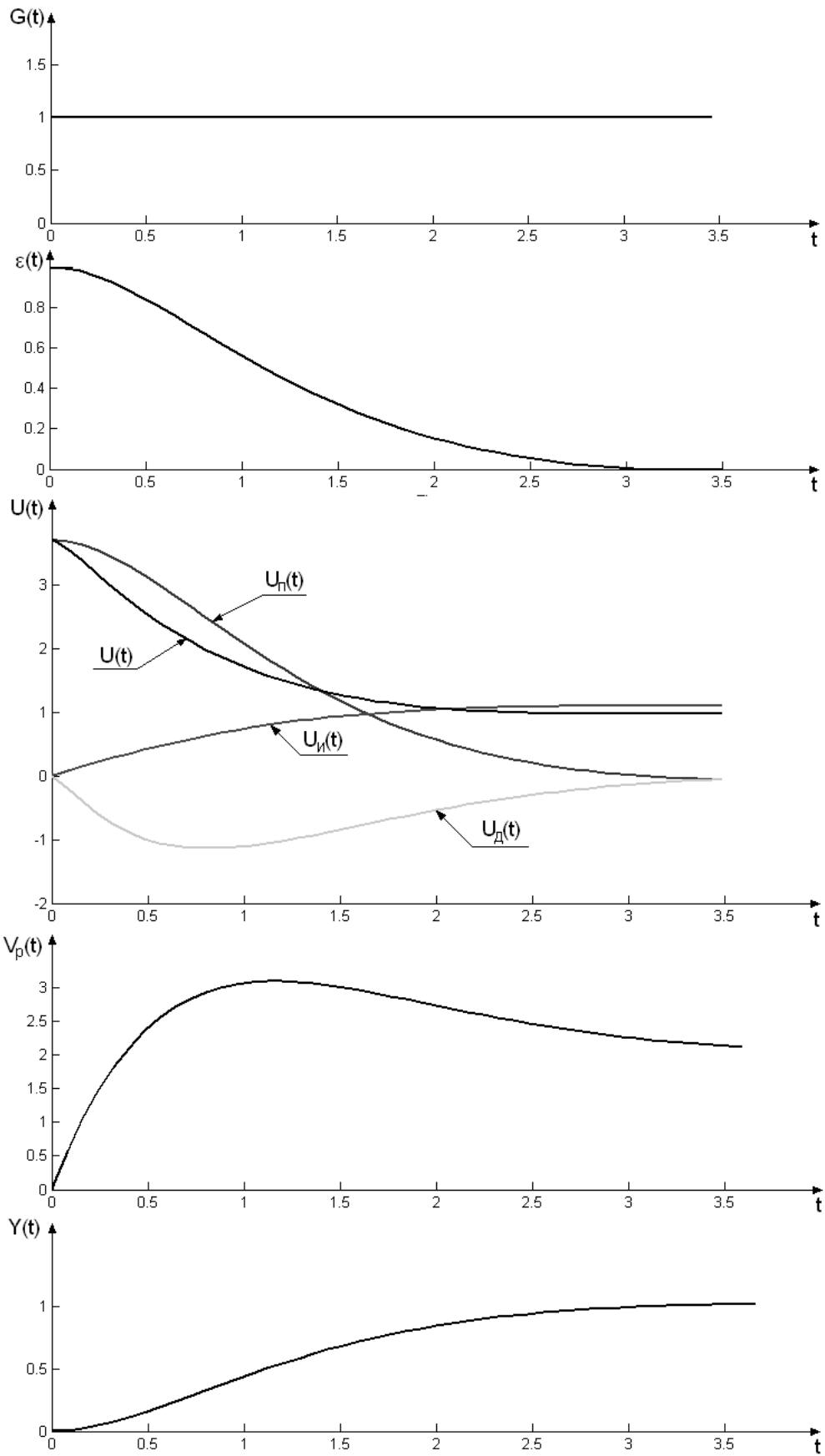


Рисунок 8 - Перехідні процеси в системі з ПІД-регулятором

$\left( \frac{d\varepsilon(t)}{dt} = -\frac{dY(t)}{dt} \right)$  і відчиняє завісу над цією енергією. Негативне керування  $U_d(t)$  - це «розумне гальмо» руху незмінної частини.

При правильно обраних коефіцієнтах  $k_p$ ,  $k_i$  і  $k_d$  крива  $Y(t)$  плавно підійде до бажаного режиму і об'єкт залишиться в ньому. При цьому  $U_p(t)$  буде рівне нулю,  $U_d(t)$  теж буде рівне нулю, а  $U_i(t)$  буде таким, яке здатне підтримувати режим  $Y_{\text{вст}} = A$  (рисунок 8). Це єдиний можливий сталий в системі режим, оскільки саме в ньому  $\varepsilon(t) = 0$  і  $U_i(t)$  не примушується до зміни.

ПІД - регулятори дуже широко поширені на практиці завдяки наступним причинам.

По-перше, ці регулятори достатньо легко реалізуються як програмно в контролері, так і апаратно, якщо вони є електричними, механічними, пневматичними або гідравлічними пристроями.

По-друге, вони дуже часто забезпечують хороші властивості системи регулювання, забезпечуючи при цьому астатизм 1-го порядку по відношенню до  $G(t)$  і  $f(t)$ .

Крім того, ПІД-регулятори дозволяють проводити настройку своїх коефіцієнтів безпосередньо в процесі експлуатації системи, без використання надійних моделей виконавчого механізму і об'єкту, розробка яких завжди є непростою задачею.

До принципівих недоліків даних регуляторів слід віднести те, що вони борються з збуренням  $f(t)$  «наосліп», не маючи інформації про його значення або поведінку в часі. Тому ПІД - регулятори не інваріантні до зовнішніх умов роботи. Регулятор, налаштований (шляхом вибору коефіцієнтів  $k_p$ ,  $k_i$  і  $k_d$ ) на добру відроботку задаючої дії  $G(t) = A \cdot 1(t)$  при  $f(t) = 0$  не забезпечує оптимального придушення збурення  $f(t) = B \cdot 1(t)$  при  $G(t) = 0$ . І взагалі, ПІД - регулятор, налаштований на одну комбінацію  $(G_1(t), f_1(t))$ , не є кращим при іншій парі  $(G_2(t), f_2(t))$ .

## Додаток А

### ВИХІДНІ ДАНІ ДО КУРСОВОГО ПРОЕКТУ

Таблиця А.1 - Вихідні дані до курсового проекту за варіантами<sup>1</sup>

№ вар.	Тип збудження	$L$ , мГн	$R$ , Ом	$b$ , Нм·с	$J$ , кг·м <sup>2</sup>	$K_e$ , Вс/рад	$K_m$ , Нм/А	$\tau_L$ , Нм	$K_{ГТ}$ , В·с
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	якірне	48	1,00	0,50	0,001	0,62	1,25	0,10	0,50
2	якірне	30	1,36	0,27	0,059	0,20	0,44	0,50	0,33
3	якірне	10	1,15	0,22	0,098	0,36	0,78	0,15	0,27
4	якірне	10	10,0	0,28	0,100	1,00	1,00	0,26	0,12
5	якірне	15	1,00	0,10	0,028	0,01	0,01	0,60	0,24
6	якірне	12	1,29	0,58	0,025	0,83	0,10	0,15	0,18
7	ЛЗ	52	2,0	0,20	0,008	0,15	0,15	0,50	0,42
8	якірне	24	1,26	0,24	0,002	0,28	0,28	0,45	0,40
9	ЛЗ	44	1,12	0,37	0,048	0,12	0,12	0,20	0,35
10	якірне	12	1,04	0,46	0,095	0,38	0,38	0,25	0,41
11	ЛЗ	14	0,98	0,34	0,006	0,64	0,64	0,30	0,36
12	якірне	30	1,18	0,50	0,076	0,80	0,80	0,45	0,26
13	ЛЗ	23	1,16	0,26	0,064	0,56	0,56	0,25	0,42
14	ЛЗ	34	1,27	0,35	0,080	0,14	0,14	0,15	0,32
15	якірне	16	1,35	0,48	0,094	0,65	0,65	0,25	0,34
16	якірне	42	1,08	0,32	0,036	0,26	0,26	0,25	0,50
17	ЛЗ	28	0,92	0,55	0,005	0,40	0,40	0,30	0,26
18	якірне	22	1,14	0,28	0,082	0,87	0,87	0,35	0,15
19	ЛЗ	30	1,05	0,33	0,092	0,85	0,85	0,40	0,18
20	якірне	16	1,02	0,41	0,088	0,16	0,16	0,45	0,30
21	ЛЗ	48	1,34	0,31	0,095	0,61	0,61	0,50	0,40
22	ЛЗ	20	0,94	0,48	0,075	0,42	0,42	0,52	0,48
23	якірне	26	1,12	0,30	0,066	0,78	0,78	0,35	0,22
24	ЛЗ	18	1,26	0,29	0,004	0,54	0,54	0,25	0,15
25	ЛЗ	36	1,34	0,43	0,065	0,24	0,24	0,20	0,32
26	якірне	15	1,38	0,61	0,054	0,68	0,68	0,20	0,25
27	ЛЗ	50	0,96	0,44	0,040	0,18	0,18	0,25	0,18
28	якірне	45	1,10	0,32	0,056	0,44	0,44	0,25	0,46
29	ЛЗ	24	1,17	0,27	0,044	0,81	0,81	0,30	0,34

<sup>1</sup> ЛЗ – ланцюг збудження

Продовження таблиці А.1

<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>	<b>6</b>	<b>7</b>	<b>8</b>	<b>9</b>	<b>10</b>
30	ЛЗ	12	1,05	0,45	0,025	0,66	0,66	0,30	0,26
31	якірне	18	1,33	0,25	0,038	0,22	0,22	0,35	0,14
32		34	0,97	0,64	0,006	0,52	0,52	0,35	0,24
33	якірне	12	1,18	0,34	0,020	0,46	0,46	0,40	0,36
34		20	1,25	0,25	0,042	0,85	0,85	0,45	0,12
35	якірне	14	0,89	0,47	0,036	0,50	0,50	0,25	0,44
36	ЛЗ	35	1,30	0,29	0,011	0,74	0,74	0,50	0,20
37	ЛЗ	32	1,05	0,31	0,058	0,30	0,30	0,50	0,10
38	якірне	21	1,16	0,36	0,050	0,48	0,48	0,20	0,38
39	ЛЗ	18	1,41	0,21	0,046	0,55	0,55	0,20	0,45
40	якірне	11	0,78	0,52	0,038	0,84	0,84	0,15	0,22
41	ЛЗ	34	1,29	0,60	0,009	0,64	0,64	0,10	0,25
42	ЛЗ	42	1,15	0,29	0,055	0,88	0,88	0,25	0,35
43	якірне	22	1,12	0,38	0,004	0,32	0,32	0,60	0,24
44	ЛЗ	16	1,24	0,40	0,008	0,45	0,45	0,60	0,42
45	ЛЗ	38	0,80	0,55	0,075	0,51	0,51	0,55	0,36
46	якірне	13	1,28	0,27	0,028	0,75	0,75	0,45	0,26
47	ЛЗ	36	1,42	0,65	0,055	0,87	0,87	0,45	0,31
48	ЛЗ	23	1,18	0,39	0,005	0,34	0,34	0,40	0,33
49	ЛЗ	16	0,85	0,42	0,003	0,46	0,46	0,40	0,28
50	якірне	40	0,90	0,18	0,048	0,62	0,62	0,35	0,40

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Теория автоматического управления: Учебно-методическое пособие / [Гурко А.Г., Еременко И.Ф., Кортнева В.С. и др]. - Харьков, ХНАДУ, 2009. – 216 с.
2. Гурко О.Г. Аналіз та синтез систем автоматичного управління у MATLAB: Навчальний посібник / О.Г. Гурко, І.Ф. Єрьоменко. - Харків, ХНАДУ, 2012. – 284 с.
3. Дорф Р. Современные системы управления / Р. Дорф, Р. Бишоп. Пер. с англ. Б.И. Копылова. - М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2002. – 832 с.
4. Филлипс Ч. Системы управления с обратной связью / Ч. Филлипс, Р. Харбор. Пер. с англ. Б.И. Копылова. - М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2001. – 616 с.
5. Востриков А.С. Теория автоматического регулирования / А.С. Востриков, Г.А. Французова. – М.: Высш. шк., 2004. – 365 с.
6. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink / И.В. Черных. – М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. – 288 с.
7. Дэбни Дж. Simulink 4. Секреты мастерства / Дж. Дэбни. – М.: Лаборатория знаний, 2003. – 403 с.
8. Образовательный математический сайт Exponenta.ru – Режим доступа: <http://www.exponenta.ru>

Навчальне видання

## МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до виконання курсового проекту  
з дисципліни  
«Теорія автоматичного керування»  
для студентів спеціальності  
6.050202 (151) «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»

Укладачі: ГУРКО Олександр Геннадійович  
КОНОНИХІН Олександр Сергійович

Відповідальний за випуск Л.І.Нефьодов

Редактор \_\_\_\_\_

Підписано до друку \_\_\_\_\_ Формат 60x84 1/16.  
Умовн. друк арк. \_\_\_\_\_ Обл. – вид. Арк. \_  
Замовлення № \_\_\_\_\_ Тираж \_\_\_\_ прим. Ціна договірна

## ВИДАВНИЦТВО

Харківського національного автомобільно-дорожнього університету  
Видавництво ХНАДУ, 61002, Харків-МСП, вул. Ярослава Мудрого, 25.  
Тел./факс: (057)700-38-72; 707-37-03, e-mail: rio@khadi.kharkov.ua

Свідоцтво державного комітету інформаційної політики, телебачення  
та радіомовлення України про внесення суб'єкта видавничої справи  
до Державного реєстру видавців, виготівників і розповсюджувачів  
видавничої продукції, серія № ДК № 897 від 17.04.2002 р.



