

Синтез системи автоматичного керування швидкістю приводного двигуна лабораторно-дослідного стенду на базі дискретного часового еквалайзера

О. І. Шеремет, О. В. Садовой

Дослідження базується на використанні методу дискретного часового еквалайзера для здійснення синтезу та практичної реалізації системи автоматичного керування швидкістю електроприводу постійного струму. Для виконання експериментальних досліджень створено лабораторно-дослідний стенд.

Синтез систем автоматичного керування методом дискретного часового еквалайзера відрізняється від традиційного підпорядкованого регулювання координат або метода узагальненого характеристичного полінома повною відмовою від використання бажаних характеристичних поліномів. Такий підхід дозволяє отримати бажані динамічні та статичні властивості системи виключно виходячи з бажаної перехідної функції, яка повинна бути наближеною до природного характеру протікання перехідних процесів (монотонного, аперіодичного або коливального).

Інтегроване середовище проектування Code Composer Studio дозволило практично реалізувати запропоновані дискретні часові еквалайзери, обернену модель об'єкта керування та блок модифікації зворотного перетворення у вигляді спеціальних підпрограм для мікроконтролера Texas Instruments TMS320F28335 – макросів на мові програмування C/C++.

Побудоване у відповідності до розробленої функціональної схеми взаємодії макросів основне тіло керуючої програми надало можливість для проведення експериментальних досліджень із застосуванням як лише основного каналу керування з одним дискретним часовим еквалайзером, так і комбінованого керування з двома дискретними часовими еквалайзерами (основним та компенсуючим). Оскільки весь програмний код, використаний під час досліджень, написано мовою програмування високого рівня C/C++ з використанням об'єктно-орієнтованих підходів, то він є апаратно незалежним від типу мікропроцесора і з легкістю може бути перенесений на іншу апаратну базу.

Ключові слова: дискретний часовий еквалайзер, мікроконтролер, автоматизована система керування, двигун постійного струму

1. Вступ

Синтез регуляторів є однією з основних задач, що вирішується у теорії автоматичного керування. В широкому розумінні ця задача полягає у визначенні складу та структури системи автоматичного керування, а також параметрів всіх її складових частин, виходячи з деякого комплексу технічних вимог [1].

При здійсненні синтезу автоматизованих електромеханічних систем в більшості випадків застосовуються методи, які не використовують в повній мірі можливості сучасної обчислювальної техніки та базуються на понятті стандар-

тного характеристичного полінома [2]. Проектант повинен обирати бажаний характеристичний поліном із заздалегідь відомого переліку, виходячи з деяких технічних рекомендацій, номограм, інструкцій.

Широке розповсюдження та впровадження у промислове виробництво комп'ютерної та мікроконтролерної техніки та мінімізація впливу людського фактору є одними з найбільш суттєвих тенденцій розвитку сучасних виробничих процесів. На тлі цього є актуальним програмне завдання бажаних динамічних властивостей технічного об'єкта, при якому вся обчислювальна робота здійснюється за допомогою сучасної обчислювальної техніки без використання стандартних характеристичних поліномів [3].

Процес завдання бажаних динамічних властивостей технічного об'єкта доцільно реалізувати програмно, тобто таким чином, щоб більшість обчислювальної роботи виконувалась за допомогою програмного коду, який, не використовуючи теорію стандартних характеристичних поліномів, враховує базові динамічні особливості реального об'єкта керування та надає йому бажаних динамічних властивостей. Робота користувача при такому підході зводиться до мінімуму – він лише задає потрібну перехідну функцію графічним шляхом або у вигляді набору точок або значень на інтервалах. На рис. 1 наведено приклад завдання бажаної перехідної функції $y(t)$.

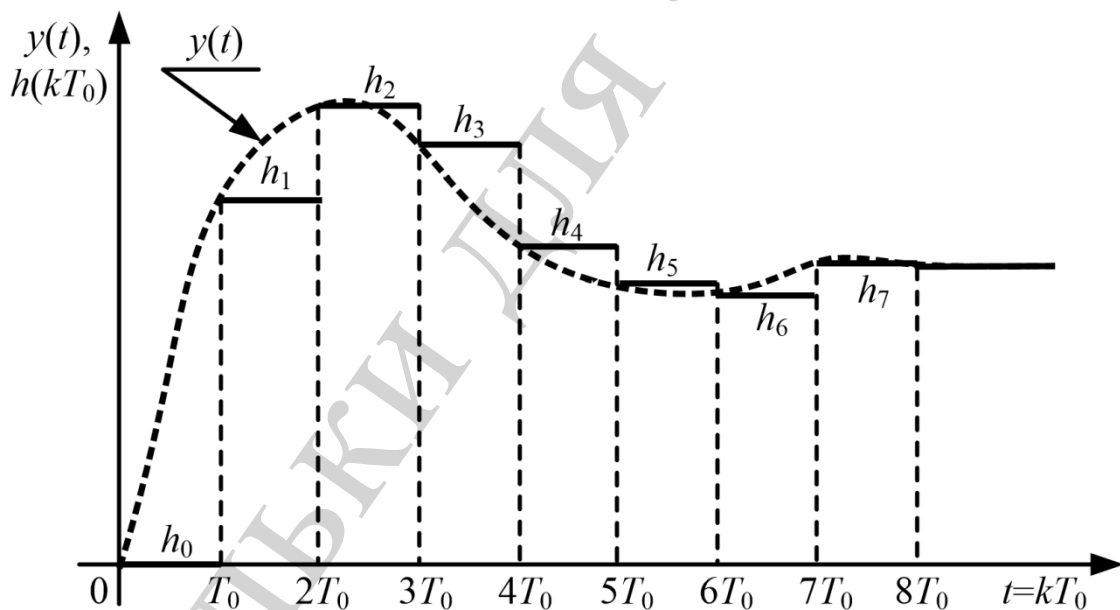


Рис. 1. Квантована перехідна функція

Бажана перехідна функція (рис. 1) розбивається (квантується) на всьому часовому відрізку на 8 частин, тривалість кожної з них складає значення T_0 . У моменти квантування амплітуда сигналу фіксується на відповідних рівнях $h_0, h_1, h_2, \dots, h_7$, формуючи решітчасту функцію $h(kT_0)$, де k – номер такту. Дискретний регулятор, який забезпечує налаштування на подібні квантовані бажані перехідні функції, названо дискретним часовим еквалайзером [4].

2. Аналіз літературних даних і постановка проблеми

Найближчими за технічними особливостями до систем керування з дискретними часовими еквалайзерами є системи з розривним керуванням. Як показано у роботі [5], таке керування можна успішно застосовувати у системах, що містять суттєві нелінійності та мають деякі параметричні невизначеності. Системи з розривним керуванням описуються диференціальними рівняннями із розривами функцій у правих частинах, внаслідок чого утворююча точка, що характеризує миттєві значення координат, буде рухатись за частинами фазових траєкторій, а при певному співвідношенні параметрів цей рух відбувається у ковзному режимі. Ковзання може здійснюватись і в межах деякої поверхні, наприклад в роботі [6] з використанням поверхонь ковзання забезпечується підвищення стійкості нелінійних систем із невизначеностями.

Базовим елементом для виконання технічної реалізації систем із розривним керуванням є реле. В наш час реле здебільшого реалізуються програмним шляхом на відносно простих мікроконтролерах. Наприклад, у роботі [7] мікроконтролер Arduino Mega 2560 використовується для реалізації програмованого релейного перемикача. На відміну від систем з розривним керуванням, системи з дискретним часовим еквалайзером потребують виконання складних математичних розрахунків у реальному часі і для них недостатньо можливостей мікроконтролерів початкового рівня.

Необхідні для програмної реалізації дискретного часового еквалайзера обчислювальні потужності мають контролери з ядром, виконаним за технологією Digital Signal Processor (DSP). Теорія та практика промислової експлуатації DSP-контролерів в наш час є добре вивченою та задокументованою [8], навчальні заклади використовують DSP-контролери при проведенні лабораторних робіт з цифрової обробки сигналів в режимі реального часу [9].

Характерною особливістю DSP-контролерів є можливість зчитування двох операндів з пам'яті і передачі їх на центральний процесор (CPU) в один такт. Для цього вони мають дві незалежні системи шин, які називаються «шина програм» і «шина даних». Такий підхід підвищує швидкодію мікроконтролерної системи керування у реальному часі і отримав назву «гарвардська архітектура». Саме пристрої з гарвардською архітектурою використовуються для розв'язання найбільш складних задач з обробки інформації у реальному часі. Так, у роботі [10] представлено проект мікропроцесорного пристрою на базі гарвардської архітектури, який реалізує симетричний алгоритм блочного шифрування даних (Advanced Encryption Standard – AES). В наш час AES є одним з найбільш розповсюджених алгоритмів шифрування даних і підтримка його прискорення на апаратному рівні присутня в більшості сучасних мікропроцесорів для персональних комп'ютерів.

Оскільки синтез регуляторів методом дискретного часового еквалайзера є розробкою авторів статті, то не існує відомих його програмних реалізацій з використанням сучасних мікроконтролерів. Дискретний часовий еквалайзер реалізує перехідні функції з кінцевим часом встановлення, що наочно демонструється в роботі [4].

Відомий математичний апарат, що застосовується для програмної реалізації регуляторів з кінцевим часом встановлення (компенсаційних або аперіодичних) [11] не є придатним для здійснення налаштування на бажану перехідну функцію, що задається графічно або у вигляді набору точок. Такі регулятори забезпечують кінцевий час встановлення лише при точному співпаданні параметрів моделі з параметрами об'єкта, а наявність відхилень може призвести до виникнення коливань у замкненій системі. Тому використання аперіодичних регуляторів обмежується лише лінійними об'єктами зі значним запасом стійкості. В роботі [12] запропоновано спосіб побудови зворотного лінійно-квадратичного регулятора для систем зі змінним запізненням. Проте, такий спосіб не є універсальним, його можна застосувати лише у динамічних системах, що описуються лінійними диференціальними рівняннями і мають показник якості у вигляді квадратичного функціоналу.

Отже, відмова від використання стандартних характеристичних поліномів під час синтезу автоматизованих електромеханічних систем вимагає їх заміни іншим математичним апаратом, який би був підґрунтям для створення регуляторів із заданими показниками якості у статичних та динамічних режимах роботи. Як таке підґрунтя можна розглядати бажані перехідні функції у чисельній (дискретній) формі. Для технічної реалізації такого підходу необхідно створення відповідного програмно-апаратного комплексу у лабораторних умовах.

3. Мета і завдання дослідження

Метою роботи є здійснення синтезу системи автоматичного керування швидкістю приводного двигуна на базі дискретного часового еквалайзера та її технічна реалізація на лабораторно-дослідному стенді, що призначений для дослідження електроприводів постійного струму.

Для досягнення мети були поставлені такі завдання:

- створити лабораторно-дослідний стенд з сучасним силовим напівпровідниковим перетворювачем та мікроконтролером, придатним для програмної реалізації дискретного часового еквалайзера;
- проаналізувати загальні підходи щодо синтезу систем керування електроприводами постійного струму на базі дискретного часового еквалайзера за умови часткової компенсації динамічних властивостей об'єкта керування;
- визначити передатні функції та побудувати структурні схеми основних елементів системи автоматичного керування швидкістю приводного двигуна лабораторно-дослідного стенду: дискретного часового еквалайзера, оберненої моделі об'єкта керування та блока модифікації зворотного перетворення;
- здійснити експериментальні дослідження.

4. Створення лабораторно-дослідного стенду, придатного для програмної реалізації дискретного часового еквалайзера

Створений для виконання експериментальних досліджень лабораторно-дослідний стенд складається з наступних елементів:

- приводний двигун;
- генератор;

- споживачі електричної енергії, що створюють навантаження;
- амперметр;
- трансформатор;
- випрямляч;
- згладжувальний фільтр;
- реостат;
- силовий перетворювач з сигнальним мікроконтролером;
- датчик зворотного зв'язку;
- зовнішній модуль для виконання аналогово-цифрового перетворення;
- ноутбук з необхідним програмним забезпеченням.

Зовнішній вигляд лабораторного-дослідного стенду представлено на рис. 2. Приводним двигуном лабораторного-дослідного стенду є двигун постійного струму незалежного збудження КПА–561–У2 номінальною потужністю 90 Вт.

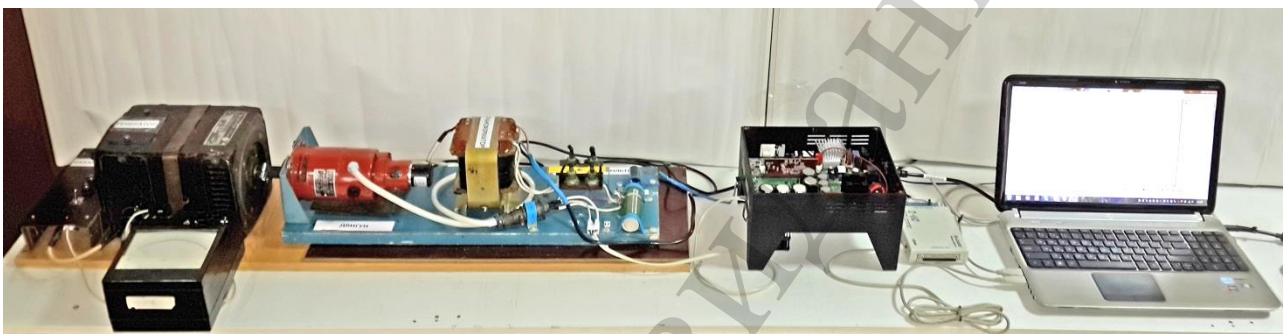


Рис. 2. Лабораторно-дослідний стенд

Двигун КПА–561–У2 може працювати від мережі постійного струму або від випрямляча, має правий напрямок обертання, але можливе й короткочасне його реверсування. Двигуни КПА–561–У2 застосовуються для приводу зварювальних автоматів, напівавтоматів та інших механізмів. Вал приводного двигуна КПА–561–У2 механічно з'єднується з валом двигуна ДПМ 290/3.8/30, який працює у генераторному режимі. Двигун ДПМ 290/3.8/30 зі збудженням від постійних магнітів призначається для приводу різних механізмів короткочасної, повторно-короткочасної і безперервної дії в апаратурі промислової автоматики, телемеханіки та радіоелектроніки.

Живлення обмотки збудження приводного двигуна виконується за допомогою однофазного мостового двопівперіодного випрямляча, на вхід якого поступає напруга з Вторинної обмотки трансформатора.

Якірна обмотка приводного двигуна підключається до плати силового перетворювача з комплекту розробника TMDSHVMTRPFCKIT (High Voltage Motor Control and PFC Developers Kit) виробництва компанії Texas Instruments.

Комплект розробника TMDSHVMTRPFCKIT включає до свого складу наступні компоненти:

- плати керування F28035 та F28335;
- плату силового перетворювача Digital Motor Control (DMC), встановлену у пластиковому корпусі, що закривається захисним оргсклом;

- кабель USB–A – USB–B;
- кабель Banana Plug;
- зовнішній блок живлення;
- диск з програмним забезпеченням.

На рис. 3 представлена плата DMC з встановленою платою керування F28335 (роз'єми BS1 та BS5 з'єднуються за допомогою кабелю Banana Plug при живленні плати DMC від зовнішнього блока). Силова частина плати DMC складається з ланки постійного струму, модуля для корекції коефіцієнта потужності Power Factor Correction (PFC) та трифазного інвертора.

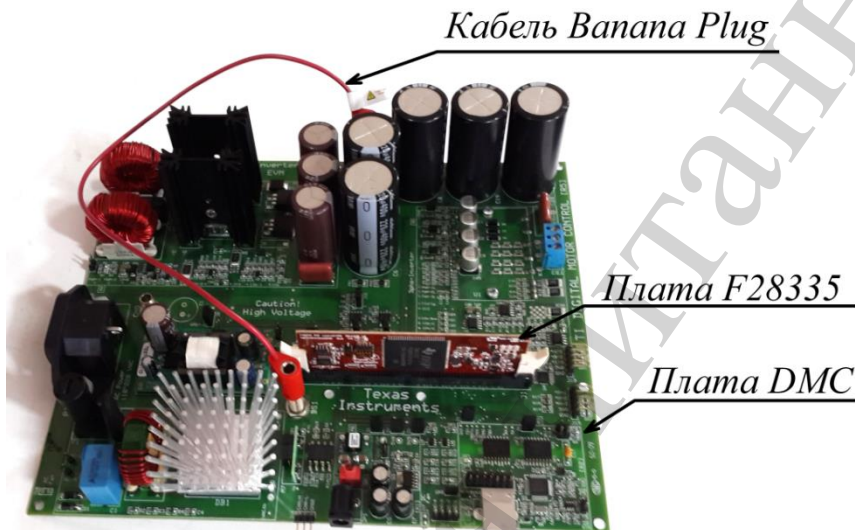


Рис. 3. Плата DMC з встановленою платою керування F28335

В комплекті TMDSHVMTRPFCKIT є дві плати керування: F28035 на базі мікроконтролера TMS320F28035 «Piccolo» та F28335 на базі мікроконтролера TMS320F28335 «Delfino» (рис. 4). TMS320F28035 та TMS320F28335 належать до сімейства 32-бітних сигнальних контролерів C2000 компанії Texas Instruments. Мікроконтролери сімейства C2000 – це спеціалізовані пристрої, архітектура і вбудована периферія яких є максимально адаптованою для ефективного вирішення задач прямого цифрового керування двигунами і силовими перетворювачами енергії, а також для виконання комплексної автоматизації виробництва.



Рис. 4. Плата керування F28335

Виходячи зі складності алгоритму керування швидкістю двигуна постійного струму на базі дискретного часового еквалайзера, у лабораторно-дослідному стенді використовується плата F28335 з мікроконтролером TMS320F28335.

Один з імпульсних квадратурних декодерів (QEP) мікроконтролера TMS320F28335 використовується у лабораторно-дослідному стенді для підключення датчика зворотного зв'язку за швидкістю, в ролі якого виступає енкодер M40SA виробництва компанії Hextron, встановлений на валу приводного двигуна КПА-561-У2.

Для того, щоб зчитати інформацію, що поступає з енкодера M40SA впродовж деякого часового інтервалу функціонування лабораторно-дослідного стенду, застосовується зовнішній модуль АЦП/ЦАП Е-440 виробництва компанії L-Card, який підключається до USB-порту ноутбука та має необхідне програмне забезпечення LGraph2.

У лабораторно-дослідному стенді виведення необхідної інформації виконується за допомогою ЦАП, встановлених на платі DMC. Всього на силовій платі встановлено чотири ЦАП, які працюють на основі ШІМ (PWM DAC) з фільтрацією результуючого сигналу за допомогою RC-фільтрів. Вони дозволяють виконувати моніторинг будь-яких чотирьох заданих користувачем у програмному коді змінних процесу керування у реальному часі. До виходів PWM DAC можна підключати як осцилограф, так і зовнішній модуль АЦП, в ролі якого виступає модуль Е-440.

Підключення модуля Е-440 до порту USB ноутбука виконується за допомогою кабелю USB-A – USB-B. За допомогою такого ж кабелю до іншого порту ноутбука підключається плата силового перетворювача Digital Motor Control (рис. 3). Таке підключення дозволяє як створювати програмний код для плати керування F28335 та завантажувати його в пам'ять мікроконтролера TMS320F28335, так і виконувати візуалізацію змінних процесу керування з можливістю їх запису у вигляді текстових файлів.

Складові частини лабораторно-дослідного стенду представлені на узагальнюючій схемі підключення (рис. 5).

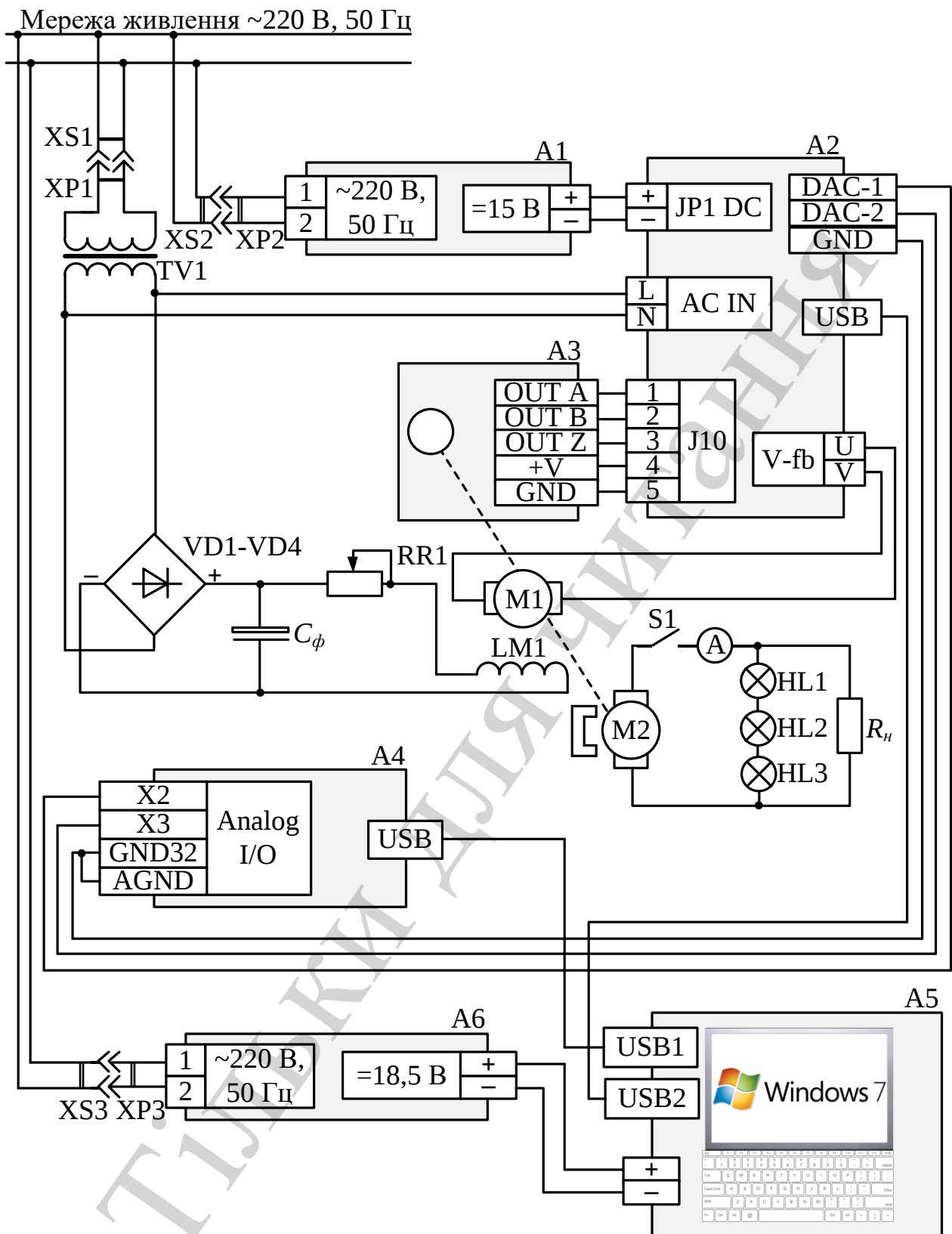


Рис. 5. Схема підключення елементів лабораторно-дослідного стенду

На рис. 5 введені наступні умовні позначення:

- A1 – блок живлення плати DMC;
- A2 – плата DMC з встановленою платою керування F28335;

- A3 – енкодер Hexton M40SA;
- A4 – модуль L-Card E-440;
- A5 – ноутбук з операційною системою Windows 7 SP1 Ultimate 64-bit;
- A6 – блок живлення ноутбука;
- VD1–VD4 – однофазний мостовий двопівперіодний випрямляч на силових діодах B10;
- TV1 – трансформатор ОСМ1–0.4У3;
- RR1 – реостат ПЭВР–25, за допомогою переміщення хомутика в якому встановлюється додатковий опір;
- C_ϕ – згладжувальний фільтр;
- M1 – приводний двигун КПА–561–У2 з обмоткою збудження LM1;
- M2 – генератор ДПМ 290/3.8/30;
- HL1–HL3 – лампи розжарювання МН 6,3–0,3;
- R_n – навантажувальний резистор ПЭВ–25;
- S1 – тумблер;
- A – амперметр;
- XP1–XP3 – штепсельні вилки;
- XS1–XS3 – штепсельні розетки;
- J10 – роз'єм плати DMC, призначений для підключення енкодера;
- JP1 DC – роз'єм плати DMC, призначений для підключення зовнішнього блока живлення;
- AC IN – роз'єм плати DMC, призначений для підключення змінного струму;
- DAC – виходи ЦАП плати DMC, які працюють на основі ШІМ;
- V–fb – виходи трифазного інвертора (якірне коло двигуна підключається до клем U та V).

Проектним середовищем для виконання програмування мікроконтролера TMS320F28335 є Code Composer Studio (CCS) версії 4.1.0.02005. CCS використовує сучасну концепцію розробки програмного забезпечення для мікроконтролерних систем керування, яка передбачає модульний підхід. Кожен програмний модуль при такому підході може бути написаний незалежно від інших частин проекту.

Для повноцінного розкриття можливостей комплексу розробника TMDSHVMTRPFCKIT у інтегрованому середовищі проектування CCS компанії Texas Instruments постачає програмне забезпечення ControlSUITE.

ControlSUITE для мікроконтролерів сімейства C2000 – це комплексний набір елементів програмної інфраструктури, які значно спрощують розробку програмного забезпечення. ControlSUITE включає до свого складу всі необхідні інструменти, починаючи з бібліотек драйверів і допоміжних програмних модулів і закінчуючи повноцінними типовими прикладами проектів, реалізованих за допомогою комплексу розробника TMDSHVMTRPFCKIT, або аналогічних технічних рішень від компанії Texas Instruments.

5. Загальні підходи щодо синтезу систем керування електроприводами постійного струму на базі дискретного часового еквалайзера

Використання принципу симетрії структурних схем теоретично дозволяє побудувати безінерційну замкнену електромеханічну систему та забезпечити передатну функцію цієї системи рівну одиниці [13].

Проте, такий підхід не має практичного сенсу, оскільки потребує джерел енергії нескінченної потужності, створення яких є неможливим, виходячи із законів фізики. На практиці можна говорити лише про часткову компенсацію інерційних властивостей об'єкта керування. У цьому сенсі особливої уваги заслуговує модифікований принцип симетрії, який передбачає неповну компенсацію динамічних властивостей об'єкта керування [14].

Об'єктом керування буде виступати керований перетворювач з під'єднаним до нього двигуном постійного струму.

Структурна схема такого об'єкта керування наведена на рис. 6. На вхід об'єкта керування подається напруга завдання U_z , а вихідною координатою є швидкість ω . Також на рис. 6 введено наступні позначення: I_α – струм якірного кола, I_c – статичний струм навантаження, $E_{кп}$ – електрорушійна сила (ЕРС) керованого перетворювача, E_δ – ЕРС двигуна.

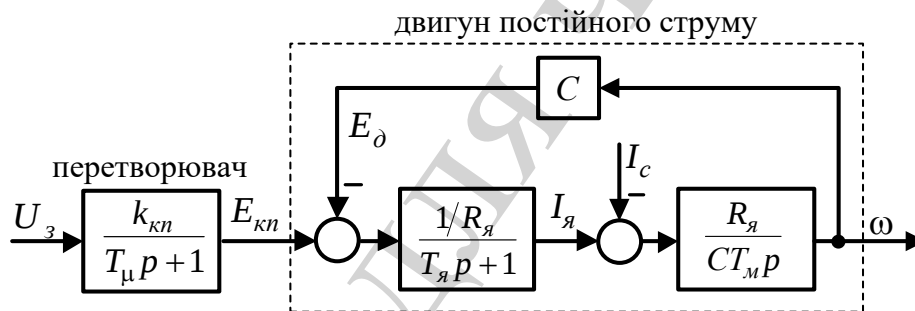


Рис. 6. Структурна схема об'єкта керування (КП-Д)

Керований перетворювач на цьому рисунку представлено у вигляді аперіодичної ланки з передатною функцією

$$W_{кп}(p) = \frac{k_{кп}}{T_{\mu} p + 1},$$

де $k_{кп}$ – коефіцієнт підсилення керованого перетворювача; T_{μ} – стала часу керованого перетворювача (найменша некомпенсована стала часу).

Передатна функція електромагнітної частини двигуна

$$W_e(p) = \frac{1/R_{\alpha}}{T_{\alpha} p + 1},$$

де R_{α} – опір якірного кола; T_{α} – електромагнітна стала часу двигуна.

Передатна функція електромеханічної частини двигуна

$$W_m(p) = \frac{R_y}{CT_M p},$$

де C – сталий коефіцієнт електричного двигуна, що розраховується при номінальному магнітному потоці; T_M – електромеханічна стала часу електроприводу.

Структурна схема електроприводу постійного струму з керуванням, виконаним на базі дискретного часового еквалайзера за умови часткової компенсації динамічних властивостей об'єкта керування представлена на рис.7.

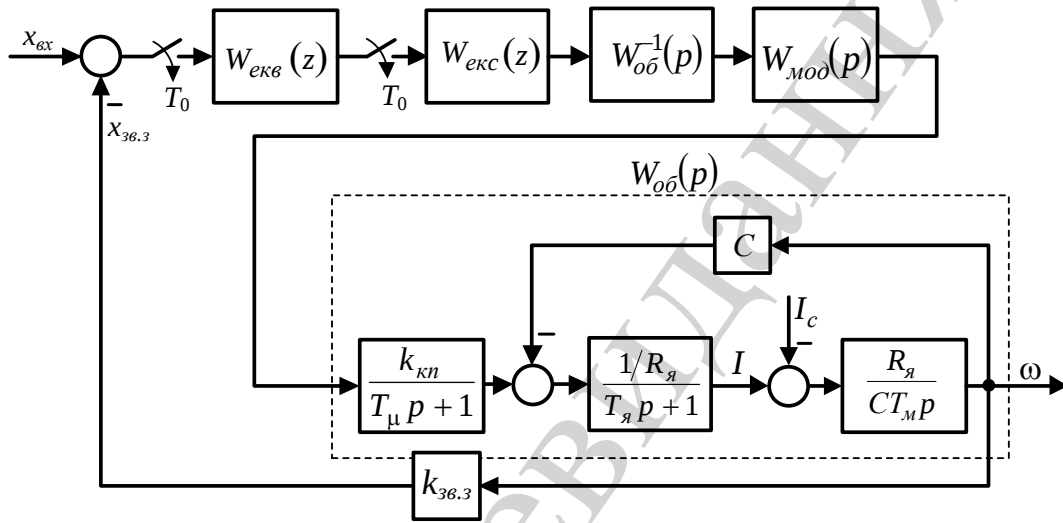


Рис. 7. Структурна схема електроприводу постійного струму з керуванням, виконаним на базі дискретного часового еквалайзера

На запропонованій структурній схемі (рис. 7) керований перетворювач та двигун постійного струму (з урахуванням зворотного зв'язку за ЕРС) зводяться до однієї передатної функції $W_{об}(p)$. Дискретний часовий еквалайзер представлено передатною функцією $W_{екв}(z)$, узгодження його роботи з аналоговою частиною системи відбувається за допомогою екстраполятора нульового порядку з передатною функцією $W_{екс}(p) = (z-1)/zp$. Від'ємний зворотний зв'язок виконується з коефіцієнтом $k_{зв.з.}$. Обернена модель об'єкта керування показана як $W_{об}^{-1}(p)$. Збуренням виступає струм статичного навантаження I_c . Передатна функція об'єкта за керуючою дією буде наступною:

$$W_{об}(p) = \frac{k_{кп} / (CT_T T_M T_\mu)}{p^3 + \frac{T_\mu T_M + T_\mu T_\mu}{T_\mu T_M T_\mu} p^2 + \frac{T_M + T_\mu}{T_\mu T_M T_\mu} p + \frac{1}{T_\mu T_M T_\mu}} =$$

$$= \frac{\beta_0}{p^3 + \alpha_2 p^2 + \alpha_1 p + \alpha_0}. \quad (1)$$

Одержані коефіцієнти для об'єкта керування у відповідності до канонічної форми керованості Фробеніуса [15]:

$$\beta_0 = \frac{k_{\text{кп}}}{CT_{\text{я}}T_{\text{м}}T_{\text{μ}}}, \quad \alpha_0 = \frac{1}{T_{\text{я}}T_{\text{м}}T_{\text{μ}}}, \quad \alpha_1 = \frac{T_{\text{м}} + T_{\text{μ}}}{T_{\text{я}}T_{\text{м}}T_{\text{μ}}}, \quad \alpha_2 = \frac{(T_{\text{я}}T_{\text{м}} + T_{\text{м}}T_{\text{μ}})}{T_{\text{я}}T_{\text{м}}T_{\text{μ}}}. \quad (2)$$

Тоді структурна схема об'єкта керування з використанням першої канонічної форми керованості може бути проілюстрована на рис. 8.

Передатна функція оберненої моделі об'єкта керування

$$W_{\text{об}}^{-1}(p) = \frac{1}{W_{\text{об}}(p)} = \frac{1}{\beta_0} (p^3 + \alpha_2 p^2 + \alpha_1 p + \alpha_0). \quad (3)$$

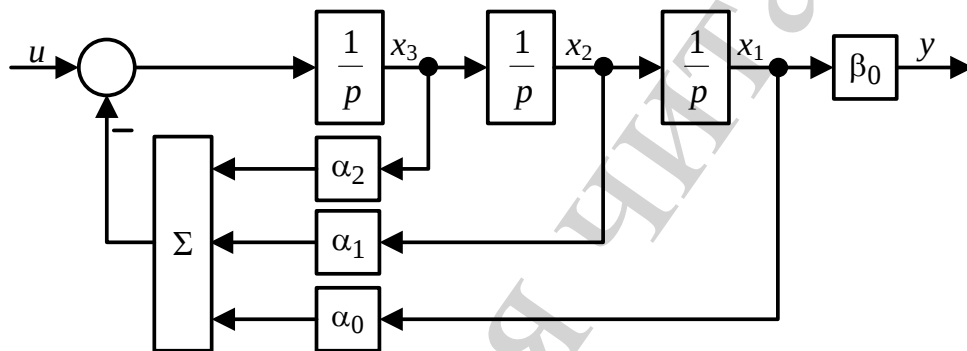


Рис. 8. Структурна схема об'єкта керування у першій канонічній формі керованості

Отже, метод синтезу автоматизованих електромеханічних систем на базі дискретного часового еквалайзера можна застосовувати для електроприводів постійного струму. Синтез потрібно виконувати з урахуванням модифікованого принципу симетрії, який полягає у встановленні блоку модифікації зворотного перетворення (інтегруючої ланки) між оберненою моделлю об'єкта керування та самим об'єктом керування. При такому підході одержуються реально досяжні динамічні режими роботи, а також забезпечується перший порядок астатизму.

6. Визначення передатних функцій та побудування структурних схем основних елементів системи автоматичного керування швидкістю приводного двигуна

Виконаємо синтез системи автоматичного керування швидкістю приводного двигуна лабораторно-дослідного стенду на базі дискретного часового еквалайзера, використовуючи технічні характеристики та враховуючи конструктивні особливості обладнання, що входить до його складу. При цьому результати синтезу повинні допускати можливість для здійснення їх програмної реалізації з використанням розглянутого у попередньому підрозділі програмного забезпечення.

Оскільки при програмній реалізації системи керування у інтегрованому середовищі проектування CCS загальний програмний цикл виконується з частотою 10 кГц, то всі змінні, що знаходяться у основному тілі керуючої програми, оновлюються у реальному часі за 0,0001 с. Між ітераціями (тактами) загального програмного циклу змінні утримують свої попередні значення. Коли виникає необхідність виконання деяких елементів програмного коду з частотою нижчою за 10 кГц, вони виносяться з основного тіла керуючої програми та оформлюються у вигляді спеціальних підпрограм – макросів.

Для опитування макросу у основному тілі керуючої програми встановлюється лічильник. При досягненні лічильником значення, що відповідає необхідній кількості ітерацій загального програмного циклу, відбувається звернення до макросу та оновлення змінних, пов'язаних з ним у основному тілі керуючої програми. Після опитування макросу лічильник скидається до початкового значення і все повторюється знову. Наприклад, якщо подібний лічильник встановлено на значення 10, то звернення до відповідного макросу буде відбуватись кожної десятої ітерації загального програмного циклу, отже код макросу буде виконуватись з частотою 1 кГц.

Завдяки такому підходу, окремі ланки дискретної системи керування, реалізованої на базі мікроконтролера TMS320F28335 сімейства C2000, отримують можливість працювати з частотою, меншою за частоту загального програмного циклу. Зазвичай, у прикладах проектів, що поставляються компанією Texas Instruments у складі програмного забезпечення ControlSUITE, опитування деяких датчиків та зовнішніх периферійних пристроїв реалізується з частотою нижчою за частоту загального програмного циклу.

Виходячи зі структурної схеми, наведеної на рис. 7, можна сформулювати наступні положення щодо програмної реалізації її окремих елементів:

1. Дискретний часовий еквалайзер слід реалізовувати у вигляді окремої підпрограми – макросу, опитування якого здійснюється з частотою, нижчою за частоту загального програмного циклу.

2. Обробку сигналу, що надходить з енкодера M40SA, доцільно виконувати за допомогою стандартного макросу зі складу програмного забезпечення ControlSUITE, а його опитування здійснювати з частотою загального програмного циклу.

3. Відпадає необхідність у використанні екстраполятора як окремого елементу системи керування. Функцію екстраполяції даних виконує логіка роботи програмного коду: всі змінні зберігають свої значення у пам'яті мікроконтролера між ітераціями загального програмного циклу.

4. Обернену модель об'єкта керування та блок модифікації зворотного перетворення доцільно представити у вигляді окремих макросів, проте їх опитування здійснювати не за допомогою лічильника, а безпосередньо у загальному програмному циклі. Якщо частота опитування макросу дискретного часового еквалайзера буде значно нижчою за частоту опитування макросів оберненої моделі об'єкта керування та блока модифікації зворотного перетворення, то відповідні їм блоки дискретної системи керування можна вважати квазіаналоговими.

Таким чином, окремі елементи структурної схеми, показаної на рис. 7, при виконанні програмної реалізації являють собою наступні підпрограми (макроси):

- *EQUALIZER_MACRO* – макрос дискретного часового еквайзера; при проведенні експериментальних досліджень використовується декілька варіантів цього макросу, що мають налаштування на різні квантовані бажані перехідні функції;
- *MIRROR_MACRO* – макрос оберненої моделі об'єкта керування;
- *MODIFIER_MACRO* – макрос блока модифікації зворотного перетворення;
- *QEP_MACRO* – стандартний макрос для роботи з енкодером, що поставляється у складі програмного забезпечення ControlSUITE.

Окрім *QEP_MACRO*, у програмному кодї також використовуються й інші стандартні макроси. Наприклад, макрос для керування інвертором *PWM_MACRO* або макрос *PWMDAC_MACRO* для взаємодії з ЦАП плати DMC, що працюють на основі ШІМ. Стандартні макроси використовуються у програмному кодї або без змін, або з незначними доопрацюваннями. Функціональна схема взаємодії вказаних макросів представлена на рис. 9.

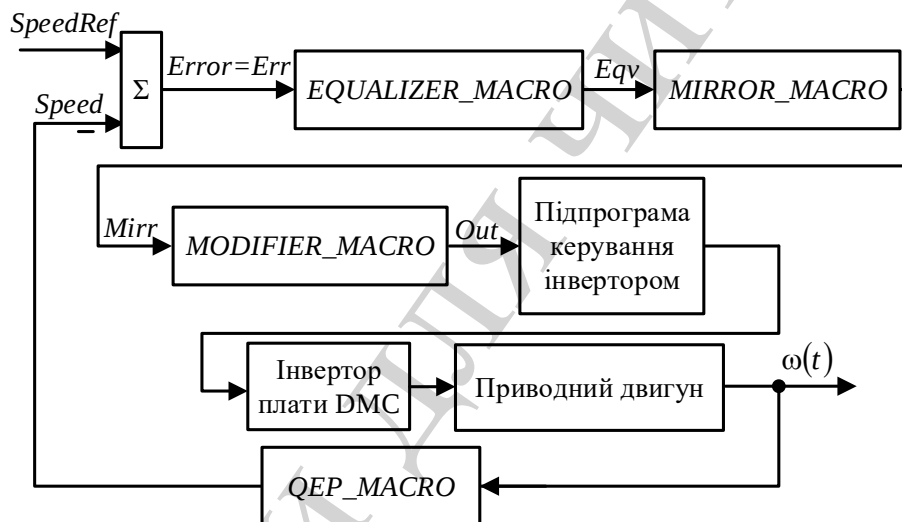


Рис. 9. Функціональна схема взаємодії макросів

Виходячи з рис. 9, сигнал завдання представляється у відносних одиницях за допомогою змінної *SpeedRef*, яка задається користувачем у основному тілі керуючої програми. Макрос *QEP_MACRO* у основному тілі керуючої програми пов'язується зі змінною *Speed*, що представляє собою швидкість обертання валу приводного двигуна $\omega(t)$ у відносних одиницях. Різниця між змінними *SpeedRef* та *Speed* представляється у основному тілі керуючої програми у вигляді змінної *Error*, яка надалі передається у макрос дискретного часового еквайзера як *Err*. Макрос *EQUALIZER_MACRO* передає на вхід макросу *MIRROR_MACRO* свою вихідну змінну *Eqv*. Макрос *MIRROR_MACRO* має вихідну змінну *Mirr*, що передається на вхід макросу *MODIFIER_MACRO*, вихідна змінна *Out* якого поступає до підпрограми керування інвертором та використовується для визначення коефіцієнту заповнення сигналу ШІМ на клеммах U та V трифазного інвертора, до яких підключається якірне коло приводного двигуна.

Підпрограма керування інвертором та макрос для роботи з енкодером беруться з бібліотек, що поставляються у складі ControlSUITE. *MIRROR_MACRO*, *MODIFIER_MACRO* та *EQUALIZER_MACRO* реалізуються виходячи з результатів синтезу системи автоматичного керування швидкістю приводного двигуна лабораторно-дослідного стенду на базі дискретного часового еквалайзера.

З урахуванням зазначеного вище, виконаємо розрахунки, необхідні для подальшої програмної реалізації макросів *MIRROR_MACRO*, *MODIFIER_MACRO* та *EQUALIZER_MACRO*.

Виходячи зі структурної схеми об'єкта керування, показаної на рис. 8, його обернена модель визначається передатною функцією (3), коефіцієнти β_0 , α_2 , α_1 , α_0 якої визначаються за формулами (2).

Для виконання програмної реалізації оберненої моделі її передатну функцію (3) зручніше представити у наступному вигляді:

$$W_{об}^{-1}(p) = \gamma_3 p^3 + \gamma_2 p^2 + \gamma_1 p + \gamma_0, \quad (4)$$

де

$$\gamma_3 = \frac{1}{\beta_0}, \quad \gamma_2 = \frac{\alpha_2}{\beta_0}, \quad \gamma_1 = \frac{\alpha_1}{\beta_0}, \quad \gamma_0 = \frac{\alpha_0}{\beta_0}.$$

При реалізації оберненої моделі у вигляді окремого макросу (*MIRROR_MACRO*) сигнал, що поступає на його вхід, позначається як Eqv , а вихідний сигнал – як $Mirr$ (рис. 9). Оскільки обернена модель об'єкта керування реалізується у дискретній формі, то оператори Лапласа p , що входять до формули (4) та символізують диференціювання сигналу, слід замінити на різниці решітчастих функцій. Тоді обернена модель об'єкта керування може бути описана у вигляді наступного різницевого рівняння:

$$Mirr(n) = \gamma_3 \cdot \nabla^3 Eqv(n) + \gamma_2 \cdot \nabla^2 Eqv(n) + \gamma_1 \cdot \nabla Eqv(n), \quad (5)$$

де $Mirr(n)$ – значення решітчастої функції вихідного сигналу макросу *MIRROR_MACRO* на поточному такті n ; $\nabla Eqv(n)$ – зворотна різниця першого порядку для решітчастої функції вхідного сигналу макросу *MIRROR_MACRO*; $\nabla^2 Eqv(n)$ – зворотна різниця другого порядку для решітчастої функції вхідного сигналу макросу *MIRROR_MACRO*; $\nabla^3 Eqv(n)$ – зворотна різниця третього порядку для решітчастої функції вхідного сигналу макросу *MIRROR_MACRO*.

Слід зазначити, що в рівнянні (5) використовуються не прямі, а зворотні різниці, оскільки обчислення прямих різниць потребує інформації про змінення вхідного сигналу на майбутніх тактах відносно поточного такту n . Звісно, що керуюча програма не має такої інформації. Для обчислення ж зворотних різниць програмним шляхом необхідно мати значення вхідного сигналу у поточному такті n та декілька його значень на попередніх тактах (ітераціях загального програмного циклу).

Для розрахунку зворотних різниць, що входять до складу рівняння (5), використовуються відомі формули [16]:

$$\nabla Eqv(n) = Eqv(n) - Eqv(n-1), \quad (6)$$

де $Eqv(n)$ – значення решітчастої функції вхідного сигналу макросу MIRROR_MACRO на поточному такті n ; $Eqv(n-1)$ – значення решітчастої функції вхідного сигналу макросу MIRROR_MACRO на такті $(n-1)$.

$$\nabla^2 Eqv(n) = Eqv(n) - 2 \cdot Eqv(n-1) + Eqv(n-2), \quad (7)$$

де $Eqv(n-2)$ – значення решітчастої функції вхідного сигналу макросу MIRROR_MACRO на такті $(n-2)$.

$$\nabla^3 Eqv(n) = Eqv(n) - 3 \cdot Eqv(n-1) + 3 \cdot Eqv(n-2) - Eqv(n-3), \quad (8)$$

де $Eqv(n-3)$ – значення решітчастої функції вхідного сигналу макросу MIRROR_MACRO на такті $(n-3)$.

Структурна схема оберненої моделі, побудована за рівняннями (5) – (8), представлена на рис. 10. Блоки z^{-1} на рис. 10 забезпечують зсув значення відповідної решітчастої функції на один такт назад. Відповідно, проходження $Eqv(n)$ через два блоки z^{-1} надає значення решітчастої функції $Eqv(n-2)$, а через три – $Eqv(n-3)$.

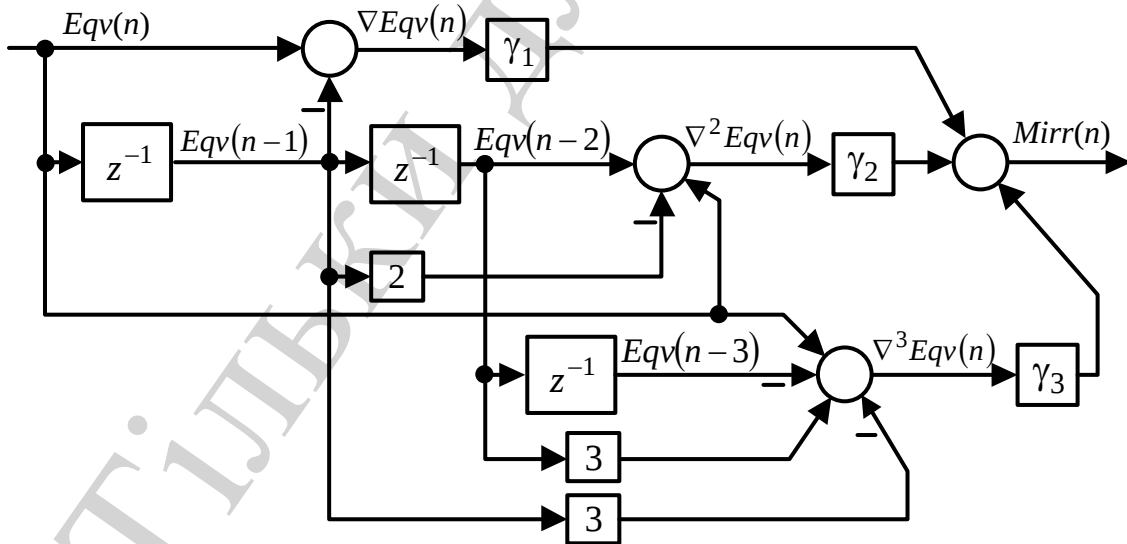


Рис. 10. Структурна схема оберненої моделі об'єкта керування

Сигнал $Mirr$ з виходу макросу MIRROR_MACRO поступає як вхідний до макросу, що описує функціонування блока модифікації зворотного перетворення – MODIFIER_MACRO. Блок модифікації зворотного перетворення є інтегруючою ланкою, отже можна виконати наступні перетворення:

$$\frac{Out(z)}{Mirr(z)} = \frac{T_0}{z-1}; \quad T_0 \cdot Mirr(z) = z \cdot Out(z) - Out(z);$$

$$Out(z) = T_0 \cdot z^{-1} \cdot Mirr(z) + z^{-1} \cdot Out(z);$$

$$Out(n) = Out(n-1) + T_0 \cdot Mirr(n-1), \quad (9)$$

де $Out(n)$ – значення решітчастої функції вихідного сигналу макросу *MODIFIER_MACRO* на поточному такті n ; $Out(n-1)$ – значення решітчастої функції вихідного сигналу макросу *MODIFIER_MACRO* на такті $(n-1)$; $Mirr(n-1)$ – значення решітчастої функції вхідного сигналу макросу *MODIFIER_MACRO* (вихідного сигналу макросу *MIRROR_MACRO*) на такті $(n-1)$; T_0 – період квантування (опитування) макросу; оскільки опитування макросу *MIRROR_MACRO* здійснюється у загальному програмному циклі, то $T_0=0,0001$ с.

З різницевого рівняння (9) для макросу *MODIFIER_MACRO* слідує, що кожного поточного такту попереднє значення вихідного сигналу $Out(n-1)$ буде додаватись до добутку попереднього значення вхідного сигналу $Mirr(n-1)$ на період квантування T_0 . Внаслідок такого сумування сигнал на виході макросу *MODIFIER_MACRO* може досягати значень, більших за одиницю. Оскільки всі розрахунки у керуючій програмі виконуються у відносних одиницях, а значення $Out(n)$ використовується підпрограмою керування інвертором для визначення коефіцієнту заповнення сигналу ШІМ, то можливий діапазон змінення сигналу на виході макросу *MODIFIER_MACRO* становить $[0; 1]$. Отже, для практичного використання різницевого рівняння (9), вихідний сигнал макросу *MODIFIER_MACRO* слід обмежувати у діапазоні $[0; 1]$.

Виходячи з рекомендацій компанії Texas Instruments [17], для того, щоб вихідний сигнал інтегратора при наявності обмеження на виході макросу значно не відхилявся від встановленого програмного ліміту, слід виконувати скидання інтегратора у відповідності до стратегії *tracking anti-windup* [18]. При використанні цієї стратегії інтегратор охоплюється зворотним зв'язком за сигналом відхилення, що утворюється як різниця між вихідним сигналом обмежувача блоку і його вхідним сигналом. Застосування стратегії *tracking anti-windup* для блоку модифікації зворотного перетворення, що описується різницевою рівнянням (9), демонструється на рис. 11.

Нелінійна ланка обмеження, показана на рис. 11, описується наступними рівняннями:

$$\left. \begin{aligned} Out(n) &= 0 \quad \text{при} \quad OutPreSat(n) < 0, \\ Out(n) &= OutPreSat(n) \quad \text{при} \quad 0 \leq OutPreSat(n) \leq 1, \\ Out(n) &= 1 \quad \text{при} \quad OutPreSat(n) > 1, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

де $OutPreSat(n)$ – значення решітчастої функції вхідного сигналу нелінійної ланки на поточному такті n .

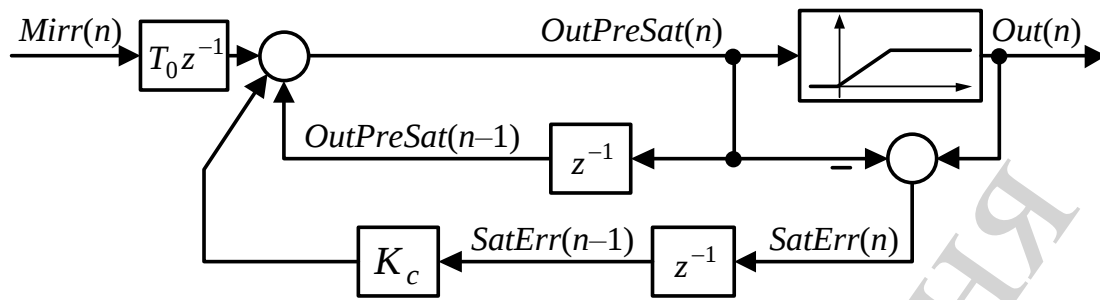


Рис. 11. Структурна схема блока модифікації зворотного перетворення

Сигнал $OutPreSat(n)$ визначається виходячи з наступного різницевого рівняння:

$$OutPreSat(n) = OutPreSat(n-1) + T_0 \cdot Mirr(n-1) + K_c \cdot SatErr(n-1), \quad (11)$$

де $OutPreSat(n-1)$ – значення решітчастої функції вхідного сигналу нелінійної ланки на такті $(n-1)$; $SatErr(n-1)$ – значення решітчастої функції сигналу відхилення на такті $(n-1)$; K_c – коефіцієнт корекції, за допомогою якого можна регулювати швидкість скидання інтегратора (при програмній реалізації макросу, виходячи з рекомендацій компанії Texas Instruments, встановлювалось значення $K_c=0,02$). Сигнал відхилення на поточному такті n визначається як різниця між $Out(n)$ та $OutPreSat(n)$:

$$SatErr(n) = Out(n) - OutPreSat(n). \quad (12)$$

Наприклад, якщо на попередньому такті $(n-1)$ сигнал на вході нелінійної ланки обмеження складав значення $OutPreSat(n-1)=1,2$, то на виході цієї ланки був сигнал $Out(n-1)=1$. При цьому занесене в пам'ять мікроконтролера на такті $(n-1)$ значення $SatErr(n-1)=-0,2$ використовується у поточному такті n для виконання скидання інтегратора.

Таким чином, на виході макросу *MODIFIER_MACRO* формується сигнал для підпрограми керування силовими ключами інвертора плати ДМС, за допомогою яких здійснюється живлення якірного кола приводного двигуна імпульсною напругою. Частота проходження імпульсів залишається постійною і становить 10 кГц, а тривалість змінюється і визначається коефіцієнтом заповнення. Виходячи з технічних особливостей лабораторно-дослідного стенду, випрямлення та фільтрація напруги, що подається на силові ключі інвертора, здійснюється за допомогою плати ДМС.

Усталене значення швидкості обертання валу приводного двигуна визначається коефіцієнтом заповнення імпульсної напруги живлення якірного кола. Поточне значення швидкості у системі керування отримується як вихідний сигнал

Speed макросу енкодера *QEP_MACRO*. Різниця між завданням *SpeedRef* та сигналом *Speed* утворює вхідний сигнал *Err* макросу дискретного часового еквайзера:

$$Err = SpeedRef - Speed.$$

Оскільки об'єкт керування є статичним, то передатна функція дискретного часового еквайзера у загальному вигляді визначається за наступною формулою [4]:

$$W_{екв}(z) = \frac{Eqv(z)}{Err(z)} = \frac{a_{k-1}z^k + \sum_{i=1}^{k-1} (a_{i-1} - a_i)z^i - a_0}{T_{eq}z^k - T_{eq}k_{зв.з} \sum_{i=0}^{k-1} a_i z^i}, \quad (13)$$

де k – порядок характеристичного рівняння; $a_{k-1}, a_{k-2}, \dots, a_1, a_0$ – коефіцієнти, що характеризують збільшення рівнів квантованої бажаної перехідної функції на кожному такті квантування; T_{eq} – період квантування (опитування) макросу *EQUALIZER_MACRO*, який визначається виходячи з квантованої бажаної перехідної функції.

Для виконання програмної реалізації цю передатну функцію слід представити у вигляді різницевого рівняння, виконуючи наступні перетворення:

$$W_{екв}(z) = \frac{1}{T_{eq}} \cdot \frac{A_k z^k + A_{k-1} z^{k-1} + A_{k-2} z^{k-2} + \dots + A_2 z^2 + A_1 z + A_0}{z^k + B_{k-1} z^{k-1} + B_{k-2} z^{k-2} + \dots + B_2 z^2 + B_1 z + B_0}, \quad (14)$$

Коефіцієнти чисельника та знаменника передатної функції (5.11) визначаються за наступними формулами:

$$\left. \begin{aligned} A_k &= a_{k-1}, \\ A_i &= a_{i-1} - a_i \quad \text{при } i = 1, 2, 3, \dots, (k-1), \\ A_0 &= -a_0, \\ B_i &= -a_i \cdot k_{зв.з} \quad \text{при } i = 0, 1, 2, \dots, (k-1). \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

При програмній реалізації системи керування у відносних одиницях коефіцієнт зворотного зв'язку $k_{зв.з}=1$ у рівняннях (15).

Виходячи з передатної функції (14), можна отримати наступне рівняння:

$$Eqv(z) = \frac{1}{T_{eq}} \cdot \left(\begin{aligned} &A_k Err(z) + A_{k-1} z^{-1} Err(z) + \\ &+ A_{k-2} z^{-2} Err(z) + \dots + A_2 z^{-k+2} Err(z) + \\ &+ A_1 z^{-k+1} Err(z) + A_0 z^{-k} Err(z) \end{aligned} \right) - B_{k-1} z^{-1} Eqv(z) - \\ - B_{k-2} z^{-2} Eqv(z) - \dots - B_2 z^{-k+2} Eqv(z) - B_1 z^{-k+1} Eqv(z) - B_0 z^{-k} Eqv(z).$$

Якщо вважати поточним тактом такт n , то різницеве рівняння дискретного часового еквайзера у загальному вигляді буде наступним:

$$\begin{aligned}
 Eqv(n) = & \frac{1}{T_{eq}} \cdot \left(A_k Err(n) + A_{k-1} Err(n-1) + \right. \\
 & \left. + A_{k-2} Err(n-2) + \dots + A_2 Err(n-k+2) + \right. \\
 & \left. + A_1 Err(n-k+1) + A_0 Err(n-k) \right) - \\
 & - B_{k-1} Eqv(n-1) - B_{k-2} Eqv(n-2) - \dots - B_2 Eqv(n-k+2) - \\
 & - B_1 Eqv(n-k+1) - B_0 Eqv(n-k) = \frac{1}{T_{eq}} \cdot \left(\sum_{i=0}^k A_{k-i} Err(n-i) \right) - \\
 & - \sum_{i=1}^k B_{k-i} Eqv(n-i).
 \end{aligned} \tag{16}$$

Структурна схема дискретного часового еквайзера, побудована за різнице-
цевим рівнянням (16), представлена на рис. 12.

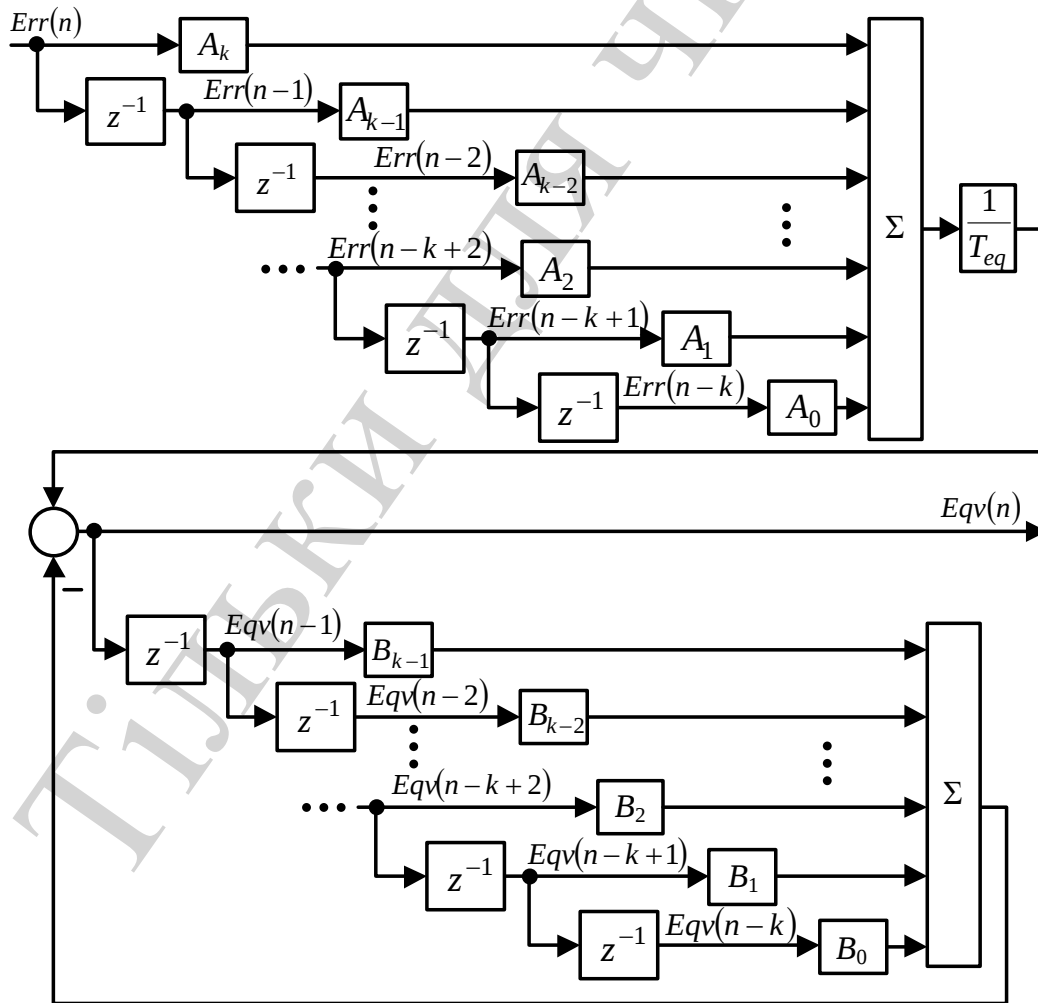


Рис. 12. Структурна схема дискретного часового еквайзера, побудована за його різнице-
цевим рівнянням

Показана на рис. 12 структурна схема дискретного часового еквалайзера стала основою для здійснення його програмної реалізації. Вона наочно демонструє всі перетворення, які відбуваються з сигналом похибки $Err(n)$ у будь-який момент часу. Коефіцієнти, необхідні для визначення керуючого впливу $Eqv(n)$, розраховуються за формулами (15).

7. Експериментальні дослідження системи автоматичного керування швидкістю приводного двигуна

При проведенні експериментальних досліджень використовується дискретний часовий еквалайзер, що має налаштування на квантовану бажану перехідну функцію з кількістю рівнів $k=16$ (рис. 13). Квантована бажана перехідна функція на рис. 13 показана у відносних одиницях, значення n по осі абсцис відповідає номеру такту. Період квантування T_{eq} при проведенні експериментальних досліджень встановлюється у основному тілі керуючої програми незалежно від налаштувань у макросі `EQUALIZER_MACRO`.

Система автоматичного керування швидкістю приводного двигуна лабораторно-дослідного стенду допускає як керування із застосуванням одного дискретного часового еквалайзера, так і комбіноване керування на базі двох дискретних часових еквалайзерів. Період квантування T_{eq} , який використовується у формулі для компенсуючого дискретного часового еквалайзера, буде у декілька разів (2–5) менше за період квантування відповідного основного дискретного часового еквалайзера. Компенсуючі дискретні часові еквалайзери, також як і основні, представляються у вигляді програмного коду за допомогою різницевого рівняння (16).

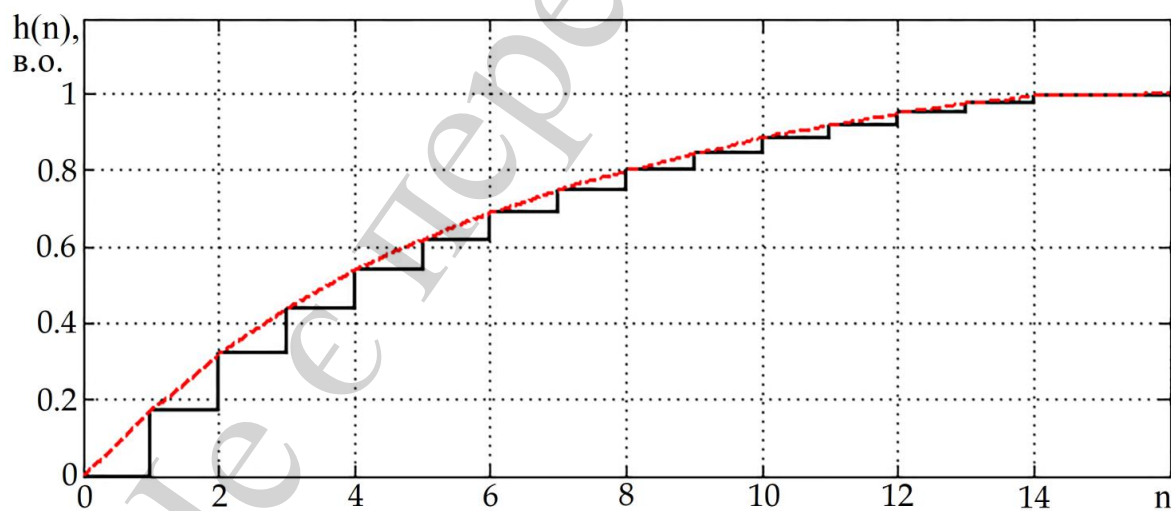


Рис. 13. Квантована бажана перехідна функція при $k = 16$

Кожен із використаних у основному програмному коді макросів є підпрограмою, яка ініціалізується в спеціальному файлі заголовку. Завдяки застосуванню об'єктно-орієнтованого підходу кожен з макросів є так званою структурою мови C++ (сукупність змінних, об'єднаних одним ім'ям, що надає загальноприйнятий спосіб спільного зберігання інформації). Структури дозволяють утворювати шаблони, які використовуються для створення іменованих екземп-

лярів. Кожен з макросів, що застосовується у керуючій програмі, представлено екземпляром відповідної структури.

Експериментальні дослідження виконуються за методикою, проілюстрованою схемою, показаною на рис. 14 (на кожному етапі використовується програмне забезпечення Code Composer Studio або LGraph2).

Після завантаження програмного коду, яке за замовчуванням здійснюється у оперативну пам'ять мікроконтролера, на панелі головного меню CCS з'являються кнопки для керування виконанням завантаженої у мікроконтролер програми. За допомогою цих кнопок керування програмний код можна виконувати як у реальному часі, так і крок за кроком; також можна здійснювати тимчасове призупинення або повністю зупиняти виконання програми.

Схема на рис. 14 ілюструє послідовність, у відповідності до якої виконується отримання результатів одного експериментального дослідження для певного набору початкових умов, що задаються на етапах 1 та 2. Змінення набору початкових умов при виконанні кожного наступного експерименту не впливає на загальну схему виконання експериментальних досліджень.

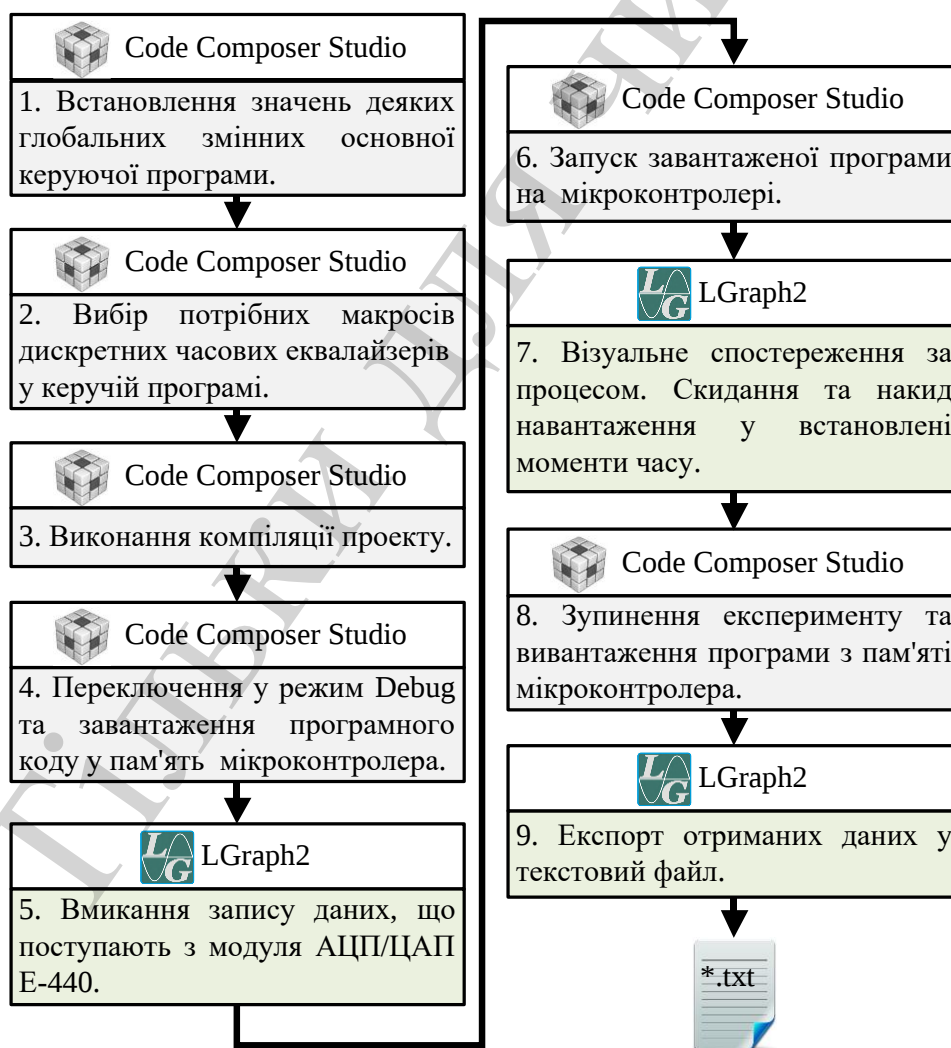


Рис. 14. Загальна схема виконання експериментальних досліджень

За результатами кожного окремого експерименту утворювався відповідний текстовий файл, який окрім самих експериментальних даних містить також додаткову службову інформацію, таку як дата та час проведення експерименту, кількість та номери використаних каналів, значення частоти на канал тощо.

Результати одного з експериментів представлено на рис. 15 (пуск двигуна при номінальному навантаженні до швидкості, що відповідає 0,625 від номінального значення). Синім кольором на цьому рисунку показано квантовану бажану перехідну функцію за швидкістю (рис. 13), а чорним – отримане значення швидкості двигуна постійного струму.

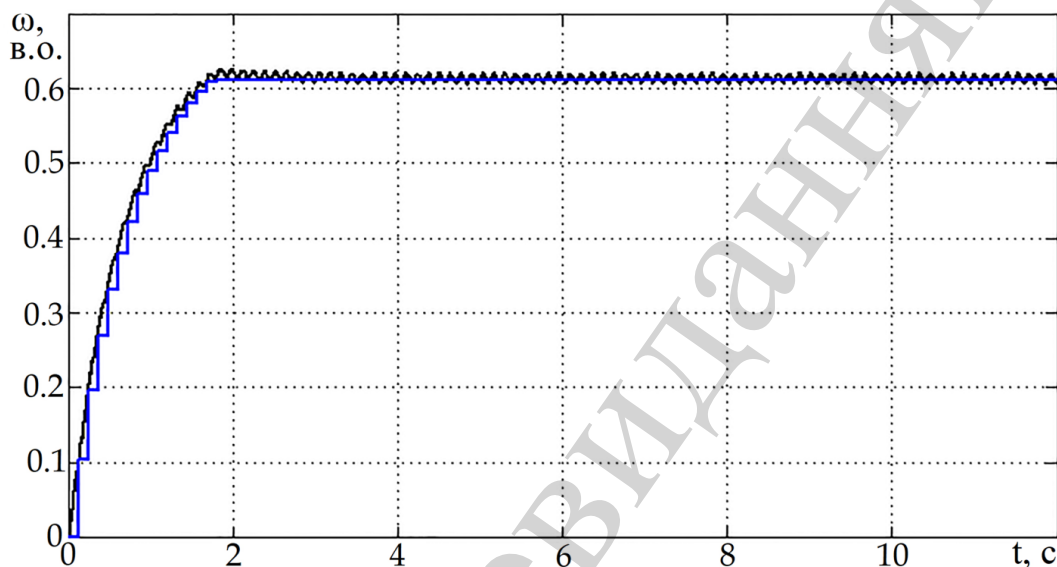


Рис. 15. Результати експерименту

Запропонована методика проведення експериментальних досліджень надала можливість виконати три серії експериментів, що відрізняються макросами основного та компенсуючого дискретних часових еквайзерів. Кожна серія складається з дев'яти експериментів, що розрізняються між собою значеннями глобальних змінних, які відповідають за величину періоду квантування основного та компенсуючого дискретного часового еквайзера, значеннями сигналу завдання за швидкістю, коефіцієнтами ресемплювання, застосуванням комбінованого керування.

В усіх експериментах квантовані бажані перехідні функції відпрацьовувалися з незначною динамічною похибкою, яка виникала під час пуску під навантаженням, при скиданні та повторному накиді навантаження.

Внаслідок незначного коефіцієнту передачі та м'яких статичних характеристик об'єкта керування, система потребувала здійснення впливу на пропорційну складову для підвищення динамічної точності і зниження чутливості до параметричних та координатних збурень;

Застосування комбінованого керування з двома дискретними часовими еквайзерами дозволило зменшити динамічні похибки як при скиданні, так і при накиді навантаження з 9–20 % до 1,5–3,5 %.

8. Обговорення результатів досліджень автоматизованих електромеханічних систем, синтезованих на базі дискретного часового еквайзера

В результаті проведених експериментальних досліджень встановлено, що метод синтезу автоматизованих електромеханічних систем на базі дискретного часового еквайзера може успішно застосовуватись для електроприводів з двигунами постійного струму. При цьому практичну цінність має використання модифікованого принципу симетрії зі скиданням програмного інтегратора – ланки модифікації – у відповідності до стратегії *tracking anti-windup* (рис. 11). Цей факт пояснюється неможливістю повної компенсації динамічних властивостей об'єкта керування.

Синтез регуляторів методом дискретного часового еквайзера є розробкою авторів статті, тому не існує відомих його програмних реалізацій з використанням сучасних мікроконтролерів. Інтегроване середовище проектування Code Composer Studio дозволило практично реалізувати запропоновані дискретні часові еквайзери (16), обернену модель об'єкта керування (5) та блок модифікації зворотного перетворення (10), (11) у вигляді спеціальних підпрограм-макросів для мікроконтролера TMS320F28335 (рис. 9).

Особливістю отриманих результатів є використання мови програмування високого рівня C/C++ із застосуванням об'єктно-орієнтованих підходів, завдяки чому код є апаратно незалежним від типу мікропроцесора. Отже, такі програмні рішення мають значну практичну цінність і можуть знайти застосування у промисловості.

Обмеженням, характерним для виконаних досліджень, є спрямованість на електроприводи постійного струму. Силова частина лабораторно-дослідного стенду (рис. 5) не в повній мірі пристосована для роботи з двигунами змінного струму. Крім того, для роботи з електродвигуном змінного струму потрібно додатково створити макрос його оберненої математичної моделі.

Макроси дискретних часових еквайзерів (за структурною схемою на рис. 12) та макрос блока модифікації зворотного перетворення, реалізований з урахуванням стратегії скидання інтегратора *tracking anti-windup* (за структурною схемою на рис. 11), носять універсальний характер та можуть використовуватись для створення систем керування різноманітними технічними об'єктами на базі дискретного часового еквайзера.

Недоліком запропонованого технічного рішення є необхідність застосування мікроконтролерів зі значною обчислювальною потужністю, наприклад, таких, як Texas Instruments C2000 (рис. 4). Ускладнення системи керування, збільшення кількості контурів або каналів керування призведе в перспективі тільки до збільшення вимог, що висуваються до мікроконтролера, на базі якого реалізовано дискретні часові еквайзери, обернені моделі та блоки модифікації зворотних перетворень. Частково цю проблему можна вирішити розподіляючи обчислювальне навантаження між окремими мікропроцесорними пристроями.

Синтез систем автоматичного керування електромеханічними об'єктами на базі дискретного часового еквайзера відрізняється від модального керування, традиційного підпорядкованого регулювання координат або метода узагальненого характеристичного полінома повною відмовою від використання бажаних характеристичних поліномів. Такий підхід дозволяє отримати бажані динамічні

та статичні властивості системи виключно виходячи з бажаної перехідної функції, яка повинна бути наближеною до природного характеру протікання перехідних процесів (монотонного, аперіодичного або коливального). Якщо перехідна функція дещо відхиляється від природного характеру, то це може викликати перерегулювання під час виходу на усталене значення.

Подальший розвиток досліджень може бути пов'язаний з розробкою підсистеми ідентифікації допустимості квантованих бажаних перехідних функцій (рис. 1) та впровадженням систем керування з дискретними часовими еквайзерами у промисловість. Однією зі складностей, яка виникне при впровадженні таких систем, буде необхідність створення доволі точних математичних моделей їх об'єктів керування.

Загалом, дискретний часовий еквайзер має перспективи для апаратної реалізації у вигляді окремого пристрою, який забезпечує можливість для виконання керування технічним об'єктом та комфортного діалогу з користувачем і реалізує весь набір функцій, відповідний концепції «Інтернет речей».

9. Висновки

1. Створений для виконання експериментальних досліджень лабораторно-дослідний стенд дозволив технічно реалізувати систему автоматичного керування швидкістю двигуна постійного струму, синтезовану на базі дискретного часового еквайзера.

2. Проаналізовано загальні підходи щодо синтезу систем керування електроприводами постійного струму на базі дискретного часового еквайзера за умови часткової компенсації динамічних властивостей об'єкта керування. Встановлено, що синтез потрібно виконувати з урахуванням модифікованого принципу симетрії, який полягає у застосуванні інтегруючого блоку модифікації зворотного перетворення. При такому підході одержуються реально досяжні динамічні режими роботи, а також забезпечується перший порядок астатизму.

3. Визначено передатні функції та побудовано структурні схеми основних елементів системи автоматичного керування швидкістю приводного двигуна лабораторно-дослідного стенду. Для технічної реалізації запропонованих рішень отримано розрахункові формули, що спрощують програмну реалізацію дискретного часового еквайзера, оберненої моделі об'єкта керування та блока модифікації зворотного перетворення. Використання цих формул дозволило отримати коефіцієнти різницевих рівнянь для дискретних часових еквайзерів високих порядків.

4. Побудоване у відповідності до розробленої функціональної схеми взаємодії макросів основне тіло керуючої програми надало можливість для проведення експериментальних досліджень із застосуванням як лише основного каналу керування з одним дискретним часовим еквайзером, так і комбінованого керування з двома дискретними часовими еквайзерами (основним та компенсуючим). В усіх експериментах квантовані бажані перехідні функції відпрацьовувалися з незначною динамічною похибкою. Застосування комбінованого керування з двома дискретними часовими еквайзерами дозволило зменшити динамічні похибки як при скиданні, так і при нахилі навантаження з 9–20 % до 1,5–3,5 %.

Література

1. Марущак, Я. Ю. (2005). Синтез електромеханічних систем з послідовним та паралельним коригуванням. Львів: Львівська політехніка, 208.
2. Cerone, V., Piga, D., Regruto, D. (2014). Characteristic polynomial assignment for plants with semialgebraic uncertainty: A robust diophantine equation approach. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 25 (16), 2911–2921. doi: <https://doi.org/10.1002/rnc.3238>
3. Marushchak, Y., Kopchak, B. (2015). Synthesis of Automatic Control Systems by Using Binomial and Butterworth Standard Fractional Order Forms. *Computational Problems of Electrical Engineering*, 5 (2), 89–94.
4. Sheremet, O., Sadovoy, O. (2016). Development of a mathematical apparatus for determining operator images of the desired quantized transition functions of finite duration. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2 (2 (80)), 51–58. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2016.65477>
5. Liberzon, D., Trenn, S. (2013). The Bang-Bang Funnel Controller for Uncertain Nonlinear Systems With Arbitrary Relative Degree. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 58 (12), 3126–3141. doi: <https://doi.org/10.1109/tac.2013.2277631>
6. Zhang, G., He, P., Li, H., Tang, Y., Li, Z., Xiong, X.-Z. et. al. (2020). Sliding Mode Control: An Incremental Perspective. *IEEE Access*, 8, 20108–20117. doi: <https://doi.org/10.1109/access.2020.2966772>
7. Zabala, P. (2017). Development of Programmable Relay Switch Using Microcontroller. *American Journal of Remote Sensing*, 5 (5), 43. doi: <https://doi.org/10.11648/j.ajrs.20170505.11>
8. Rao, K. D., Swamy, M. N. S. (2018). *Digital Signal Processing. Theory and Practice*. Springer. doi: <https://doi.org/10.1007/978-981-10-8081-4>
9. Zahradnik, P., Simak, B. (2012). Education in real-time digital signal processing using digital signal processors. 2012 35th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP). doi: <https://doi.org/10.1109/tsp.2012.6256372>
10. Kong, J. H., Ang, L.-M., Seng, K. P. (2010). Minimal Instruction Set AES Processor using Harvard Architecture. 2010 3rd International Conference on Computer Science and Information Technology. doi: <https://doi.org/10.1109/iccsit.2010.5564522>
11. Isermann, R. (2012). *Digital Control Systems: Volume 1: Fundamentals, Deterministic Control (Revised Edition)*. Berlin: Springer-Verlag Berlin and Heidelberg GmbH & Co. KG.
12. Fukui, K., Kubo, T., Oya, H. (2013). Inverse linear quadratic regulator of neutral systems with time-varying delay. 2013 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation. doi: <https://doi.org/10.1109/icma.2013.6618131>
13. Крутько, П. Д. (1988). Обратные задачи динамики управляемых систем. Нелинейные модели. М.: Наука, 326.
14. Садовой, А. В., Сухинин, Б. В., Сохина, Ю. В.; Садовой, А. В. (Ред.) (1996). Системы оптимального управления прецизионными электроприводами. К.: ИСИМО, 298.
15. Storjohann, A. (2001). Deterministic computation of the Frobenius form. *Proceedings 42nd IEEE Symposium on Foundations of Computer Science*. doi: <https://doi.org/10.1109/sfcs.2001.959911>

16. Бесекерский, В. А., Попов, Е. П. (2003). Теория систем автоматического управления. СПб.: Профессия, 752.

17. C2000™ Digital Controller Library User's Guide. Texas Instruments, 2015. URL: https://e2echina.ti.com/cfs-file/__key/telligent-evolution-components-attachments/00-56-00-00-00-14-79-60/PID_5F00_C2000_5F00_-Digital-Controller-Library-Users-Guide_2800_sprui31_2900_.pdf

18. Tharayil, M., Alleyne, A. (2002). A generalized PID error governing scheme for SMART/SBLI control. Proceedings of the 2002 American Control Conference (IEEE Cat. No.CH37301). doi: <https://doi.org/10.1109/acc.2002.1024828>

Не є перевиданням