

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Автоматики і комп'ютеризованих технологій
(повна назва)

Кафедра Комп'ютерно-інтегрованих технологій, автоматизації та робототехніки
(повна назва)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

Пояснювальна записка

рівень вищої освіти перший (бакалаврський)

Моделювання процесів в резистивних датчиках кутової швидкості ланок
(дослідницького роботу)
(тема)

Виконав:
здобувач 3 року навчання (скорочений
строк навчання) групи АКТАКІТу-22-1

Ілля КАЛАШНИКОВ

(власне ім'я прізвище)

Спеціальності 151 Автоматизація та
комп'ютерно-інтегровані технології

(код і повна назва спеціальності)

Тип програми освітньо-професійна

(освітньо-професійна або освітньо-наукова)

Освітня програма Автоматизація та
комп'ютерно-інтегровані технології

(повна назва освітньої програми)

Керівник професор Юрій РОМАШОВ

(посада, власне ім'я прізвище)

Допускається до захисту

Завідувач кафедри КІТАР

(підпис)

Ігор НЕВЛЮДОВ

(власне ім'я прізвище)

2025р.

Я, Калашников Ілля Миколайович, як здобувач вищої освіти ХНУРЕ, розумію та підтримую політику закладу з академічної доброчесності. Я не надавав і не одержував недозволену допомогу під час підготовки кваліфікаційної роботи. Я не використовував штучний інтелект для підготовки кваліфікаційної роботи. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело.

«12» червня 2025 р.

Ілля КАЛАШНИКОВ

ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

Факультет Автоматики і комп'ютеризованих технологій
Кафедра Комп'ютерно-інтегрованих технологій, автоматизації та робототехніки
Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)
Спеціальність 151 Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології
Тип програми освітньо-професійна
Освітня програма Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології
(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Зав. кафедри КІТАР _____
(підпис)

« 28 » квітня 2025 р.

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

здобувачеві Калашникову Іллі Миколайовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Моделювання процесів в резистивних датчиках кутової швидкості ланок (дослідницького роботу)

затверджена наказом по університету від « 19 » травня 2025р. № 405 Ст.

2. Термін подання здобувачем роботи « 25 » червня 2025р.

3. Вихідні дані до роботи 3.1 Лінійний резистивний (реостатний) вимірювальний перетворювач;

3.2 Однообертний резистор змінного опору;

3.3 Комп'ютерна система математичних розрахунків та моделювання Scilab;

3.4 Середовище графічного моделювання Xcos системи Scilab;

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі 4.1 Вступ;

4.2 Аналіз технічного завдання та предметної області;

4.3 Теоретичні основи вимірювання кутової швидкості на основі однообертного резистора змінного опору;

4.4 Комп'ютерне моделювання процесів вимірювання кутової швидкості ланок маніпуляторів дослідницького робота за допомогою однообертного резистора змінного опору;

4.5 Заходи з безпеки життєдіяльності для забезпечення безпечних умов праці;

4.6 Висновки.

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслеників, схем, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій (п.5 включається до завдання за рішенням випускової кафедри) Демонстраційний матеріал представлений у форматі презентації PowerPoint (*.ppt) – 19 с. формату А4

6. Консультанти розділів роботи (п.6 включається до завдання за наявності консультантів згідно з наказом, зазначеним у п.1)

Найменування розділу	Консультант (посада, прізвище, ім'я, по батькові)	Позначка консультанта про виконання розділу	
		підпис	дата

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналіз технічного завдання та предметної області	28.04 – 04.05.25	виконано
2	Теоретичні основи вимірювання кутової швидкості на основі однообертного резистора змінного опору	05.05 – 14.05.25	виконано
3	Комп'ютерне моделювання процесів вимірювання кутової швидкості ланок маніпуляторів дослідницького робота за допомогою однообертного резистора змінного опору	15.05 – 31.05.25	виконано
4	Заходи з безпеки життєдіяльності для забезпечення безпечних умов праці	01.06 – 11.06.25	виконано
5	Оформлення пояснювальної записки	12.06 – 15.06.25	виконано
6	Подання роботи на перевірку Інтернет-системою StrikePlagiarism	16.06 – 18.06.25	виконано
7	Подання роботи на рецензію	19.06 – 21.06.25	виконано
8	Подання роботи на підпис зав. кафедри	22.06 – 24.06.25	виконано
9	Подання кваліфікаційної роботи в ЕК	25.06.25	виконано

Дата видачі завдання 28.04.2025р.

Здобувач _____ Ілля КАЛАШНИКОВ
(підпис)

Керівник роботи _____ професор Юрій РОМАШОВ
(підпис) (посада, власне ім'я прізвище)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 75 с., 1 табл., 17 рис., 7 дод., 20 джерел.

ДОСЛІДНИЦЬКИЙ РОБОТ, РЕЗИСТИВНИЙ ДАТЧИК, КУТОВА ШВИДКІСТЬ, ВИМІРЮВАННЯ, КОМП'ЮТЕРНА МОДЕЛЬ, ОДНООБЕРТНИЙ РЕЗИСТОР, ЗМІННИЙ ОПІР, ЛАНОК МАНІПУЛЯТОРІВ.

Мета роботи – розроблення комп'ютерної моделі для визначення кутової швидкості ланок маніпуляторів дослідницького робота за допомогою однообертного резистора змінного опору.

Об'єкт розробки – процес вимірювання кутової швидкості ланок маніпуляторів дослідницького робота.

Предмет розробки – комп'ютерна модель визначення кутової швидкості ланок маніпуляторів дослідницького робота.

У кваліфікаційній роботі проведено аналіз вихідних даних і літератури за темою роботи. Розглянуто класифікацію та основні характеристики датчиків. Проведено аналіз резистивних (реостатних) датчиків переміщень. Розглянуто теоретичні основи вимірювання кутової швидкості на основі однообертного резистора змінного опору. Проведено комп'ютерне моделювання процесу вимірювання кутової швидкості ланок маніпуляторів дослідницького робота за допомогою однообертного резистора змінного опору. Розроблено заходи з безпеки життєдіяльності для забезпечення безпечних умов праці працюючого персоналу лабораторії, де виконувалась кваліфікаційна робота.

Отримані результати роботи можна віднести до Цілі сталого розвитку 9 «Промисловість, інновації та інфраструктура», зокрема до пункту 9.4 «Розвиток високотехнологічного машинобудування».

ABSTRACT

Explanatory note: 75 pp., 1 tab., 17 figs., 7 appendices, 20 sources.

RESEARCH ROBOT, RESISTIVE SENSOR, ANGULAR VELOCITY, MEASUREMENT, COMPUTER MODEL, SINGLE-TURN RESISTOR, VARIABLE RESISTOR, MANIPULATOR CHAIN.

The purpose of the work is to develop a computer model for determining the angular velocity of the links of the manipulators of a research robot using a single-turn variable resistance resistor.

The object of the development is the process of measuring the angular velocity of the links of the manipulators of a research robot.

The subject of the development is a computer model for determining the angular velocity of the links of the manipulators of a research robot.

The qualification work analyzes the initial data and literature on the topic of the work. The classification and main characteristics of the sensors are considered. The analysis of resistive (rheostat) displacement sensors is carried out. The theoretical foundations of measuring the angular velocity based on a single-turn variable resistance resistor are considered. A computer model of the process of measuring the angular velocity of the links of the manipulators of a research robot using a single-turn variable resistance resistor is developed. Life safety measures are developed to ensure safe working conditions for the laboratory staff where the qualification work was performed

The results of the work can be attributed to Sustainable Development Goal 9 “Industry, Innovation and Infrastructure”, in particular to paragraph 9.4 “Development of high-tech engineering”.

ЗМІСТ

Перелік скорочень	9
Вступ... ..	10
1 Аналіз технічного завдання та предметної області	12
1.1 Класифікація датчиків	12
1.2 Основні характеристики датчиків	13
1.3 Резистивні датчики переміщень	15
2 Теоретичні основи вимірювання кутової швидкості на основі однообертного резистора змінного опору	25
2.1 Процеси що відбуваються в однообертному резисторі змінного опору	25
2.2 Організація вимірювань кутової швидкості за допомогою однообертного резистора змінного опору	34
3 Комп'ютерне моделювання процесів вимірювання кутової швидкості ланок дослідницького робота за допомогою однообертного резистора змінного опору	45
3.1 Математичне моделювання процесів що відбуваються при вимірюваннях кутової швидкості	45
3.2 Дослідження процесів вимірювання кутової швидкості при відсутності збурень сигналів	53
3.3 Дослідження процесів вимірювання кутової швидкості при наявності збурень сигналів	60
4 Заходи з безпеки життєдіяльності для забезпечення безпечних умов праці	66
4.1 Аналіз умов праці на робочому місці	66
4.2 Промислова безпека на робочому місці	66
4.3 Виробнича санітарія у приміщенні	67

4.4 Пожежна безпека виробничого приміщення	69
Висновки	71
Перелік джерел посилання	73
Додаток А Набір підпрограм автоматизованого форматування графіків	76
Додаток Б Програма-сценарій №1	77
Додаток В Набір підпрограм-сценаріїв	78
Додаток Г Програма-сценарій №3	79
Додаток Д Програма-сценарій №4	80
Додаток Е Програма-сценарій №5	81
Додаток Ж Демонстраційний матеріал	82

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АЦП – аналогово-цифровий перетворювач;

МДП – метал, діелектрик, напівпровідник;

ККД – коефіцієнт корисної дії;

КПО – коефіцієнт природної освітленості;

ПК – персональний комп'ютер.

ВСТУП

В сучасних умовах розвитку робототехніки, автоматизованих систем управління та беспілотних транспортних засобів надзвичайно важливою є задача точного вимірювання кінематичних параметрів руху механізмів. Одним із ключових параметрів, що потребує високоточного вимірювання, є кутове прискорення обертових частин робототехнічних систем. Правильне вимірювання кутового прискорення забезпечує якісне керування, стабільність роботи механізмів та точність виконання запрограмованих рухів.

Актуальність теми дослідження зумовлена необхідністю створення недорогих, доступних та точних методів визначення кутової швидкості для використання в дослідницьких робототехнічних прототипах. Такі прототипи широко застосовуються для бенчмаркінгу програм та інженерних рішень автоматизації, що в подальшому впроваджуються в повномасштабних реалізаціях, пов'язаних з розумними містами, промисловою робототехнікою та системами автоматичного керування.

Резистивні датчики, зокрема потенціометричні, є одним із найбільш доступних та простих у використанні типів датчиків, що можуть застосовуватися для вимірювання кутових параметрів. Однак використання таких датчиків для вимірювання кутового прискорення пов'язане з низкою проблем, серед яких ключовою є необхідність визначення другої похідної за часом від вимірної напруги, що є некоректною задачею в розумінні Адамара.

Основу будь-якого автоматизованого виробництва складають взаємопов'язані між собою системи автоматичного управління. Ці системи призначені для зміни технологічних параметрів за заданим законом із певною точністю без втручання людини.

Будь-яка автоматична система управління і контролю містить як функціонально необхідні елементи один або кілька вимірювальних перетворювачів (або датчиків), які слугують для вимірювання дійсного

значення керованої або контрольованої (вхідної) величини і перетворення цього значення на сигнал для подальшого передавання каналами управління.

Мета роботи – розроблення комп'ютерної моделі для визначення кутової швидкості ланок маніпуляторів дослідницького робота за допомогою однообертного резистора змінного опору.

Об'єкт розробки – процес вимірювання кутової швидкості ланок маніпуляторів дослідницького робота.

Предмет розробки – комп'ютерна модель визначення кутової швидкості ланок маніпуляторів дослідницького робота.

Для досягнення цієї мети планується розв'язати наступні задачі:

- провести аналіз вихідних даних і літератури за темою кваліфікаційної роботи;
- розглянути класифікацію та основні характеристики датчиків;
- провести аналіз резистивних (реостатних) датчиків переміщень;
- розглянути теоретичні основи вимірювання кутової швидкості на основі однообертного резистора змінного опору;
- провести комп'ютерне моделювання процесів вимірювання кутової швидкості ланок маніпуляторів дослідницького робота за допомогою однообертного резистора змінного опору;
- розробити заходи з безпеки життєдіяльності для забезпечення безпечних умов праці працюючого персоналу лабораторії, де виконувалась робота.

Робота виконується згідно з [1-3], як складова наукових досліджень, які проводяться на кафедрі КІТАР Харківського національного університету радіоелектроніки, результати дослідження опубліковано у [4], отримані результати роботи можна віднести до Цілі сталого розвитку 9 «Промисловість, інновації та інфраструктура», зокрема до пункту 9.4 «Розвиток високотехнологічного машинобудування».

1 АНАЛІЗ ТЕХНІЧНОГО ЗАВДАННЯ ТА ПРЕДМЕТНОЇ ОБЛАСТІ

2.1 Класифікація датчиків

За природою вихідної величини всі датчики можна поділити на електричні, гідравлічні, пневматичні.

За природою вимірюваної (перетворюваної) вхідної величини виділяють:

- датчики переміщення;
- температури;
- рівня;
- витрати;
- положення;
- швидкості;
- прискорення;
- тиску (або зусилля);
- частоти;
- світлового потоку;
- деформації.

За видом вихідної величини електричні датчики поділяють на:

а) параметричні (пасивні), контрольована величина перетворюється на зміну таких параметрів, як:

- 1) електричний опір;
- 2) індуктивність;
- 3) ємність;

б) генераторні (активні), контрольована величина перетворюється на зміну:

- 1) заряду;
- 2) напруги;

3) струму.

За принципом дії виділяють:

а) датчики опору:

- 1) потенціометри;
- 2) тензорезистори;
- 3) терморезистори;
- 4) фоторезистори;

б) датчики індуктивності та взаємної індуктивності:

- 1) індуктивні;
- 2) сельсини;
- 3) мікросини;
- 4) трансформатори, що обертаються;

в) магнітноіндукційні: тахогенератори постійного і змінного струму, ємнісні датчики.

За структурою:

- з проміжним перетворенням енергії;
- із безпосереднім перетворенням енергії.

1.2 Основні характеристики датчиків

Вхідна величина – величина, що сприймається і перетворюється датчиком. Буває енергетичною та параметричною.

Вихідний сигнал – це певна зміна несучої величини (струм, напруга, потужність), що викликана зміною вхідної величини та використовується для передавання інформації. Існують дві форми сигналу: безперервна у вигляді фізичного процесу (електромагнітного) і дискретна кодована.

Зміна несучої величини (модуляція) може здійснюватися за амплітудою, за часовою ознакою (зміна частоти, тривалості впливу, порядку чергування впливу), за просторовою ознакою (чергування сигналів у каналах зв'язку).

Статична характеристика датчика $y=F(x)$ описує фізичні закони, покладені в основу роботи датчика, і являє собою залежність вихідного сигналу датчика y від вхідної величини x за умови повільної їхньої зміни в сталому режимі.

Для зручності вимірювань датчики виготовляють таким чином, щоб статична характеристика була лінійною.

Чутливість датчика S є відношенням вельми малої зміни вихідної величини до вельми малої зміни вхідної в сталому режимі

$$S=dx/dy=\Delta x/\Delta y.$$

При $S=\infty$ статическая характеристика набуває релейного характеру.

Поріг чутливості – це мінімальна зміна вхідної величини, що викликає зміну вихідного сигналу.

Гістерезис – це неоднозначність перебігу статичної характеристики під час збільшення та зменшення вхідної величини.

Основна похибка – відхилення реальної статичної характеристики (навантажувальної) від бажаної.

Додаткова похибка викликається змінами зовнішніх умов порівняно з їхнім нормальним значенням.

Максимальна потужність вхідних і вихідних сигналів, споживана потужність і коефіцієнт корисної дії (ККД).

Динамічні характеристики визначають поведінку датчика під час швидких змін вхідної величини (передавальна функція, перехідна характеристика, амплітудно-частотна і фазова).

Метрологічні характеристики мають велике значення під час оцінювання якості та властивостей датчика (клас точності, допустима похибка).

До основних вимог, що висуваються до датчиків систем керування, належать:

– висока динамічна точність – мінімальне спотворення сигналу, що формується;

– висока статична точність;

– висока надійність за умов, визначених технічними вимогами;

– припустимі габарити та маса;

– досить високий коефіцієнт перетворення (чутливість);

– досить висока потужність вихідного сигналу.

1.3 Резистивні датчики переміщень

1.3.1 Лінійні реостатні вимірювальні перетворювачі

Лінійні реостатні (резистивні) вимірювальні перетворювачі призначені для вимірювання лінійного або кутового механічного переміщення і перетворення його на електричний сигнал і являють собою дротяні реостати з безперервним або секціонованим намотуванням. У першому випадку рухома частина датчика, що визначає переміщення, – рушій – ковзає безпосередньо оголеною від ізоляції поверхнею дроту, у другому – контактами, до яких приєднано кінці та початки сусідніх секцій реостата. Датчики працюють на постійному і на змінному струмі. Движок механічно пов'язаний з будь-яким пристроєм (клапаном, кермом, ріжучим інструментом тощо).

На рис. 1.1 представлено конструктивні схеми однопоттних лінійних реостатних датчиків (для вимірювання а – лінійних і б – кутових переміщень).

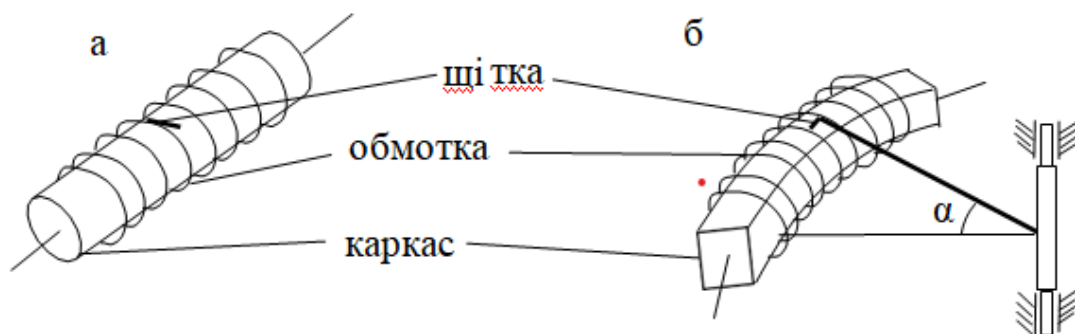


Рисунок 1.1 – Конструктивні схеми лінійних реостатних датчиків

На рис. 1.2 представлено схему ввімкнення і статичні характеристики однофазного реостатного датчика (1 – ідеальна (режим холостого ходу), 2 – реальна (навантажувальна) та 3 – реальна (навантажувальна лінеаризована)).

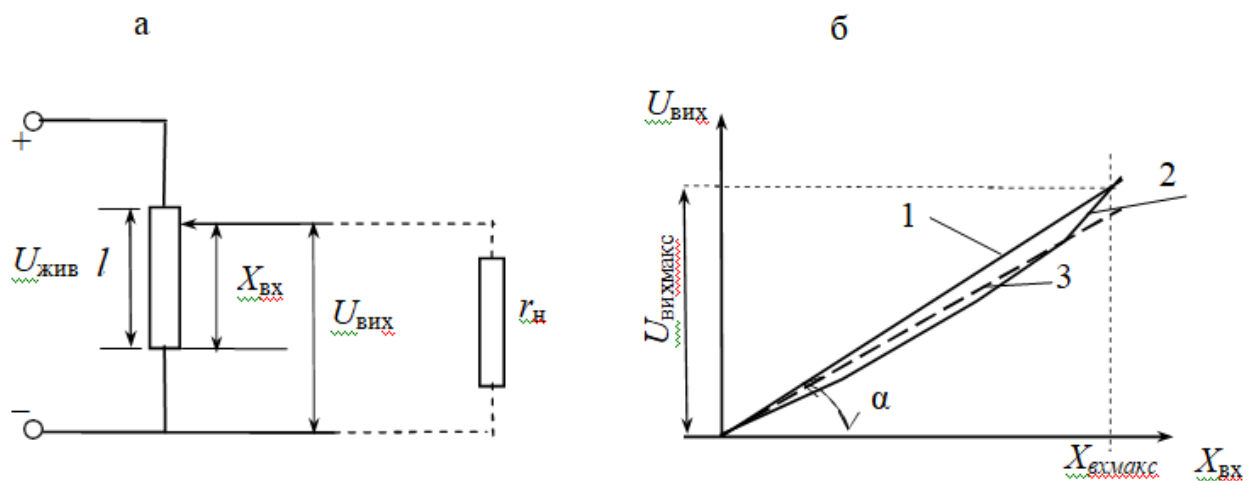


Рисунок 1.2 – Схема ввімкнення (а) і статичні характеристики (б) однофазного реостатного датчика переміщень

На рис. 1.3 зображено статичну характеристику однофазного реостатного датчика з урахуванням помилки ступінчастості.

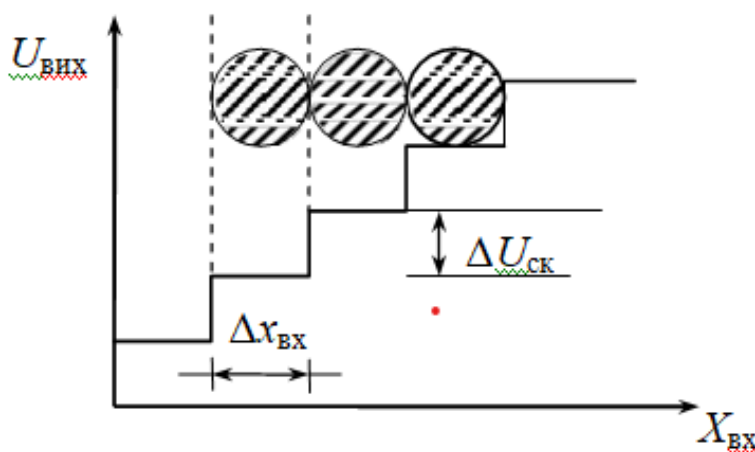


Рисунок 1.3 – Статична характеристика однофазного реостатного датчика переміщень з урахуванням помилки ступінчастості

Величина вихідної напруги реостатного датчика залежить від положення струмоз'ємного контакту, тобто від величини його переміщення з положення, прийнятого за початок відліку.

Основні конструктивні елементи датчика:

- плоский, циліндричний або кільцевий каркас з ізоляційного матеріалу (текстоліту, гетинаксу, кераміки або металу, вкритого шаром ізоляції);
- обмотка з високоомного матеріалу, стійкого до стирання (манганін, константан, сплав срібла з паладієм, платини з іридієм, вольфрам), діаметром від 0,03 мм до 0,01 мм для датчиків високого класу точності; для датчиків низького класу точності – діаметром до 0,4 мм);
- рухомий струмоз'ємний контакт.

Металеві каркаси внаслідок кращої теплопровідності допускають великі питомі навантаження. Часто для цієї мети застосовують окисдований алюміній. Товщина нанесеного оксидного шару має бути близько 10 мкм, шар не повинен мати тріщин. Напруга пробою такого шару близько 500 В. Допустиме перевищення температури 50° С.

Дріт намотується в один шар із деяким натягом, величину якого p вибирають залежно від матеріалу і діаметра дроту. Водночас необхідно, щоб у разі зниження температури дріт не розпускався, оскільки зазвичай коефіцієнт лінійного розширення матеріалу корпусу не дорівнює коефіцієнту лінійного розширення матеріалу дроту; щоб під час нагрівання корпусу напруга в дроті у процесі розтягування не досягала значень, що дорівнюють межі пружності. Товщину каркаса не рекомендується брати менше $4d$, а радіус заокруглення B на кутах – менше $2d$.

Поверхня дроту має бути покрита емаллю або шаром оксидів для ізоляції сусідніх провідників один від одного. Після намотування дроту для зміцнення витків і запобігання їхньому зміщенню всю поверхню покривають тонким рівномірним шаром лаку (бакелітовий лак).

Полірування контактної поверхні проводять уздовж витків наждачним або полірувальним папером, сухим оселком, шліфувальним кругом з алмазним

пилом або (у разі емалі) фетровим кругом. Ширина контактної поверхні $b = (2 \div 3)d$.

Повзунок (рушій) частіше виготовляють із платини з іридієм, іноді з платини з берилієм (0,05 %) або платини зі сріблом (у вигляді двох-трьох паралельних дротів, діаметр і довжину яких обирають такими, щоб забезпечити контактне зусилля $F_k = 0,1 \div 1,0$ Н). У більш грубих датчиках ($d > 0,1$ мм) повзунки виконуються у вигляді пластинчастих щіток зі срібла, срібла з паладієм. Контактне зусилля F_k вибирається рівним $5 \div 10$ Н.

Надійність контакту забезпечують застосуванням високої якості матеріалів, чистотою контактних поверхонь, захистом від забруднень, достатнім контактним тиском, стійкістю матеріалів проти їх стирання.

Більшість реостатних вимірювальних перетворювачів мають рівномірне намотування, тому їхня статична характеристика близька до лінійної:

– для датчиків лінійних переміщень $U_{\text{вих}} = k \cdot X_{\text{вх}}$;

– для датчиків кутових переміщень $U_{\text{вих}} = k \cdot \varphi$.

Статична характеристика в режимі холостого ходу має вигляд:

$$U_{\text{вих}} = k_0 \cdot X_{\text{вх}},$$

де k_0 – статична чутливість датчика, $k_0 = \text{tg} \alpha$.

Поріг чутливості $\Delta x_{\text{пор}}$ визначається помилкою ступеневої статичної характеристики і зумовлений стрибком напруги $\Delta U_{\text{стр}}$ під час переходу повзунка з одного витка на інший.

Величина стрибка напруги визначається:

$$\Delta U_{\text{ск}} = U_{\text{жив}} / W,$$

де W – число витків намотування.

Поріг чутливості:

$$\Delta x_{\text{пор}} = l/W,$$

де l – довжина намотування по каркасу.

Вхідне зусилля на повзунку залежить від сили натискання повзунка на намотування (контактне посилення) і від коефіцієнта тертя.

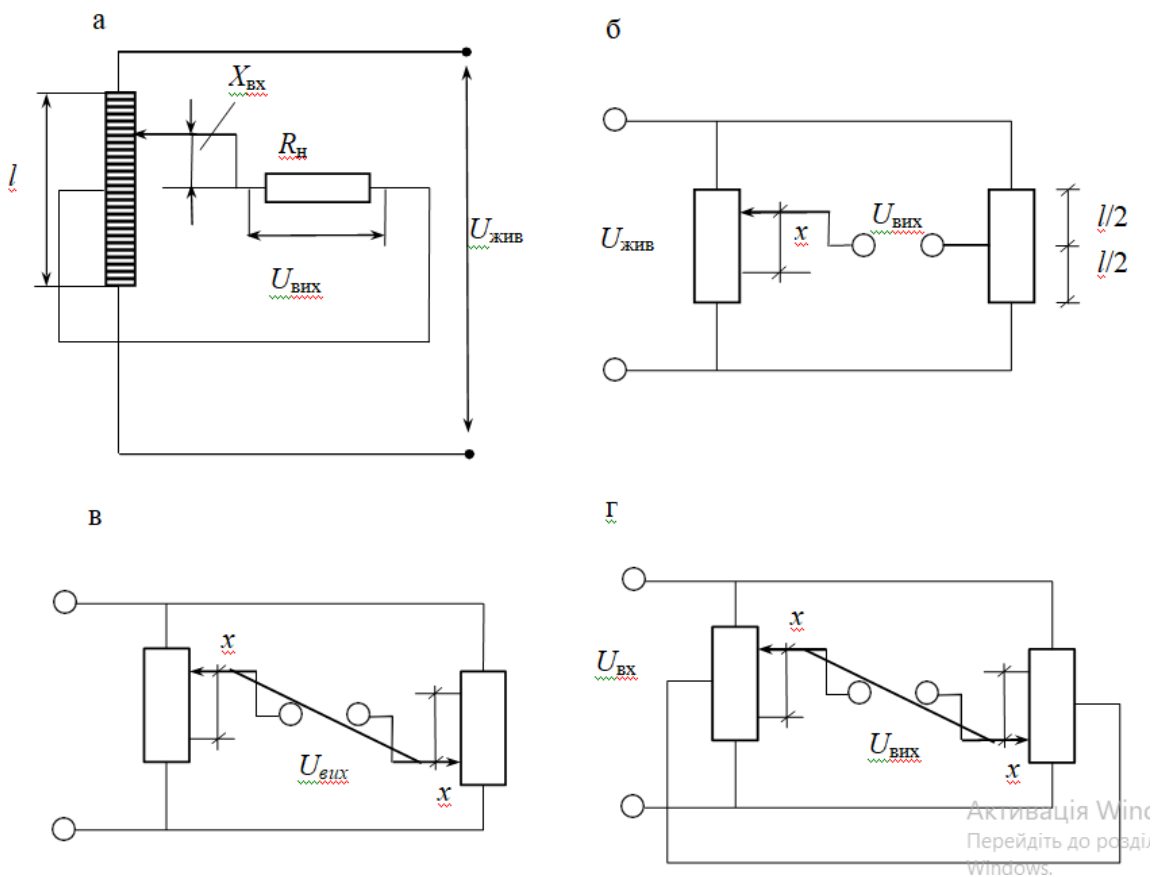
Потужність сигналу на виході:

$$P_{\text{вих}} = P_{\text{н}} = U_{\text{вих}}^2 / R_{\text{н}}.$$

Споживана потужність:

$$P_{\text{сп}} = U_{\text{жив}}^2 / R_{\text{обм}}.$$

У системах автоматичного регулювання використовують мостові схеми ввімкнення реостатних датчиків (рис. 1.4). Вхідне переміщення відраховується від нейтралі (вгору – позитивне, вниз – негативне). У схемах на рис. 1.4, в, г повзунки механічно заблоковані та переміщуються від нейтралі на $X_{\text{вх}}$, але в протилежні боки. У разі зміни знака $X_{\text{вх}}$ (тобто під час переходу значення $X_{\text{вх}} = 0$) змінюється полярність вихідної напруги, а в разі живлення змінним струмом фаза вихідної напруги змінюється на 180° щодо фази напруги джерела живлення. Чутливість схем із двома повзунками вища у 2 рази.



а, б – з одним повзунком; в, г – з двома повзунками

Рисунок 1.4 – Схеми ввімкнення двотактних реостатних датчиків переміщення

На рис. 1.5 подано статичні характеристики двотактних реостатних датчиків крива I – для схеми на рис. 1.4 а, б; крива II – для схем на рис. 1.4 в, г.

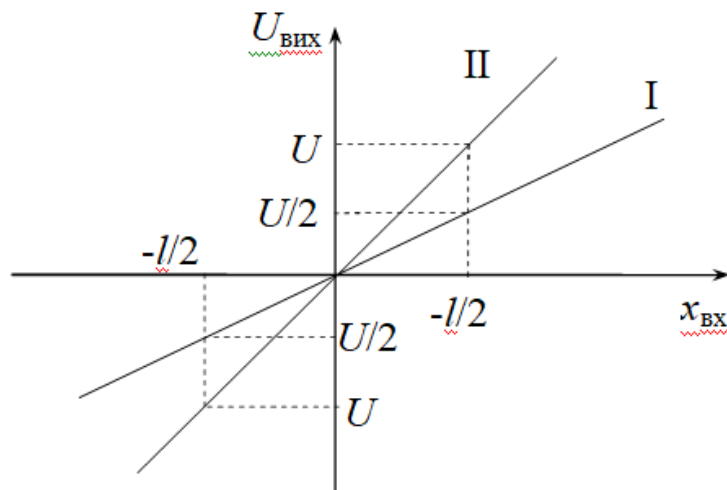


Рисунок 1.5 – Статичні характеристики двотактних реостатних датчиків

Динамічні властивості реостатних датчиків.

За чисто активного навантаження реостатний датчик можна розглядати як безінерційну підсилювальну ланку, тобто його передавальна функція має вигляд

$$W(p)=k.$$

За індуктивного навантаження з наявністю активної складової реостатний датчик можна розглядати як інерційну ланку першого порядку. Передавальна функція реостатного датчика в цьому разі має вигляд

$$W(p)=k/(Tp+1).$$

До переваг реостатних датчиків переміщення належать:

- простота конструкції;
- можливість отримання лінійної статичної характеристики з високою точністю;
- стабільність характеристик; можливість роботи на постійному або змінному струмах;
- малі перехідні опори;
- низький температурний коефіцієнт опору.

До недоліків можна віднести:

- можливість відмов через наявність рухомого контакту, що ковзає (окислення, стирання контактної доріжки);
- порівняно невеликий коефіцієнт перетворення і високий поріг чутливості $\Delta X_{\text{пор}} > D_{\text{пров}}$;
- наявність шумів;
- схильність до електроерозії під дією імпульсних розрядів;
- обмежене використання при змінному струмі підвищеної частоти (до 1 кГц);

- обмеженість швидкості переміщення;
- низька зносостійкість.

Похибки реостатних датчиків і причини, що їх викликають:

- при деяких незначних переміщеннях повзунка вихідна напруга не змінюється, тобто на статичній характеристиці виникає зона нечутливості Δx ;
- нерівномірність статичної характеристики ($\Delta U_{ск}$ і Δx) зумовлена мінливістю діаметра дроту за його довжиною, а отже, і питомого опору та кроку намотування;
- похибки від люфту (між віссю обертання двигуна і направляючою втулкою);
- похибки від тертя (щітки об намотування), що викликає необхідність регулювання натискання щітки;
- похибки від навантаження (активне навантаження створює додаткову нерівномірність статичної характеристики).

Для подолання зазначених недоліків дротяних реостатних датчиків використовують:

- недротяні потенціометри з резистивними елементами на основі провідної пластмаси: вирізняються високою роздільною здатністю, низьким рівнем шумів, можливістю роботи на високих швидкостях переміщення струмоприймача і високих частотах;
- фотоелектричні та магніторезистивні потенціометри: вирізняються підвищеною зносостійкістю, високою надійністю і швидкістю регулювання вихідного сигналу (але й високим перехідним опором);
- рідинні потенціометри, резистивні елементи яких отримують спіканням суміші скла з порошком окису паладію, срібла або золота з органічним пластифікатором;
- потенціометри на ефекті Холла, МДП-структурах (метал, діелектрик, напівпровідник), на різних електрохімічних явищах.

1.3.2 Нелінійні резистивні датчики

Нелінійні реостатні датчики, як і реостатні датчики загалом, використовуються для вимірювання різноманітних фізичних величин, перетворюючи їх на зміну опору. На відміну від лінійних датчиків, нелінійні датчики мають нелінійну характеристику, що означає, що зміна опору не пропорційна зміні вимірюваної величини. Це дозволяє використовувати їх у випадках, коли потрібна висока чутливість у певних ділянках вимірюваного діапазону або нелінійна масштабна шкала.

У лічильно-вирішальних пристроях використовують нелінійні датчики, у яких зв'язок між вхідною та вихідною величинами може бути описаний залежностями виду

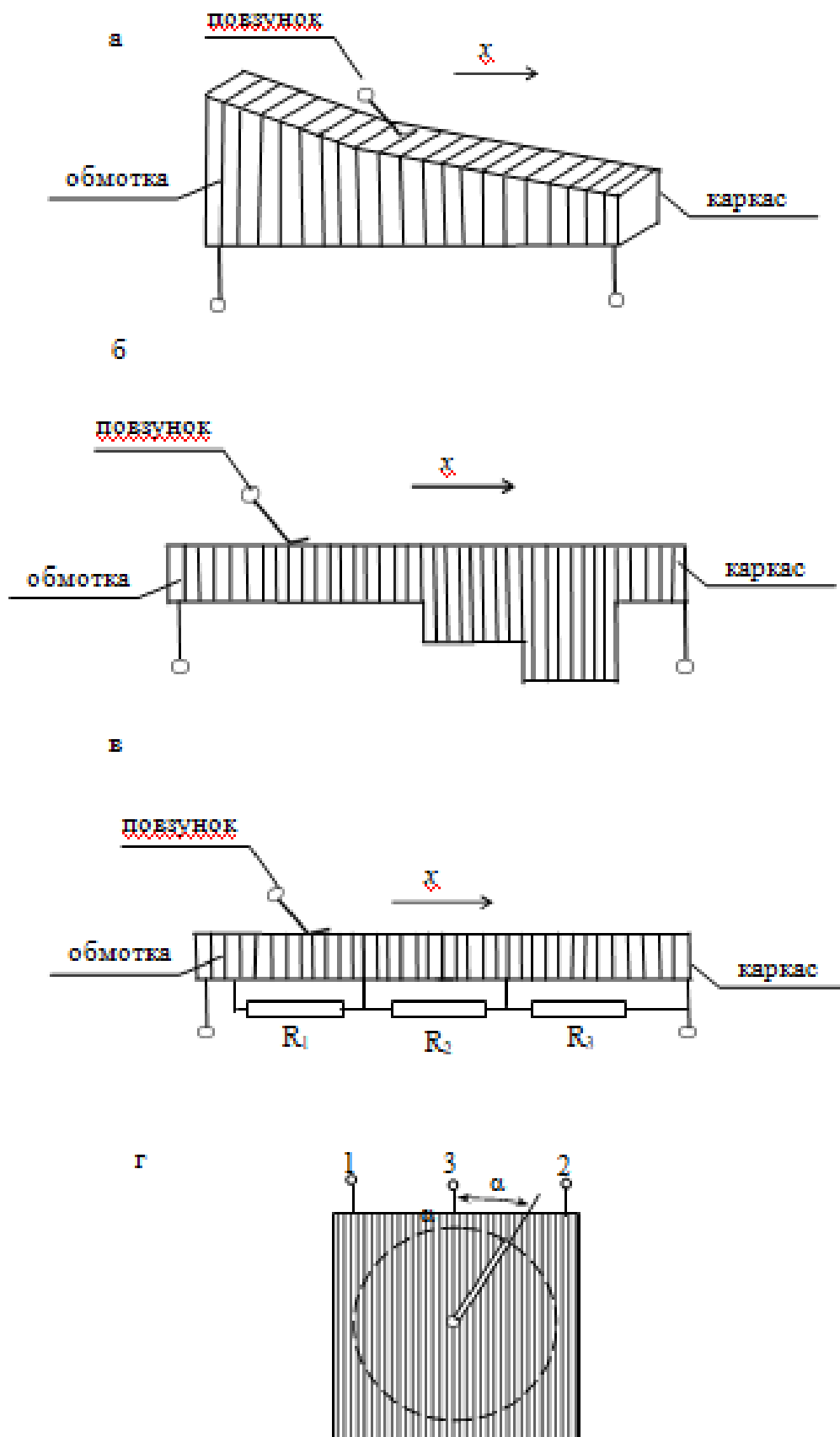
$$U_{\text{вих}} = \{kx^2, k \ln x, k \sin x, kx^{1/2}, \dots\}.$$

Задана форма статичної характеристики досягається:

- зміною діаметра дроту вздовж намотування;
- зміною кроку намотування;
- застосуванням каркаса складного профілю;
- шунтуванням ділянок лінійних потенціометрів, опорами різної величини.

Конструктивні схеми функціональних реостатних датчиків наведено на рис. 1.6.

Нелінійні реостатні датчики є важливим інструментом для вимірювання різноманітних фізичних величин, особливо коли потрібна висока чутливість в певних ділянках діапазону або нелінійна шкала. Вони широко використовуються в різних галузях промисловості та автоматизації.



а – з профільованим каркасом; б – зі ступінчастим каркасом;

в – із зашунтованими секціями; г – синус-косинусний

Рисунок 1.6 – Конструктивні схеми функціональних реостатних датчиків

2 ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ НА ОСНОВІ ОДНООБЕРТНОГО РЕЗИСТОРА ЗМІННОГО ОПОРУ

Використання однообертного резистора змінного опору в якості чутливого елемента в мехатронній системі вимірювання кутової швидкості є доцільним для ланок робототехнічних систем які мають обмежений кут повороту та не можуть здійснювати повне обертання. Привабливість таких чутливих елементів обумовлене їхньою низькою ціною та доступністю, що дозволяє використовувати їх для прототипування складових робототехнічних систем з метою перевірки та відпрацювання технічних рішень щодо їхньої автоматизації. Чутливий елемент на основі однообертного резистора змінного опору дозволяє вимірювати кут повороту за даними про відповідну електричну напругу, але визначення кутової швидкості потребує створення спеціальних алгоритмів обробки вимірювальних даних.

2.1 Процеси що відбуваються в однообертному резисторі змінного опору

В однообертному резисторі змінного опору при обертанні осі змінюється електричний опір між відповідними контактами, отже процеси що відбуваються мають електричну природу та зводяться до ділення електричної напруги. Підключення однообертного резистора змінного опору, яке забезпечує можливість вимірювання кута повороту його осі показана на рис. 2.1.

В такому підключенні (рис. 2.1) передбачено наявність деякої заданої постійної напруги живлення, а однооборотний резистор змінного опору при цьому використовується як дільник цієї напруги живлення. За цим, у залежності від кута повороту осі однообертному резисторі змінного опору маємо відповідну йому вимірювану напругу між його нерухомим та рухомим контактами:

$$U = U(\alpha), \quad (2.1)$$

де U – напруга, яка містить інформацію про кут повороту осі змінного однообертного резистора;

α – кут повороту осі змінного однообертного резистора;

$U(\alpha)$ – функціональна залежність, яка визначає напругу між рухомим та нерухомим контактами змінного однообертного резистора.

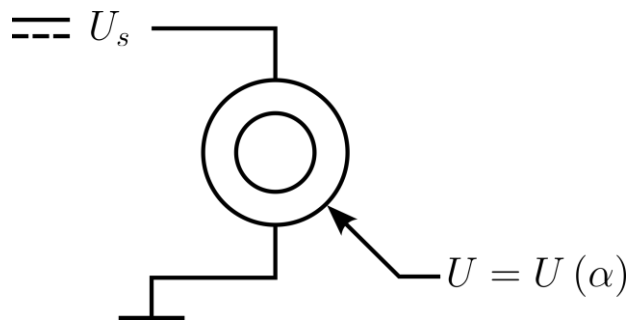


Рисунок 2.1 – Підключення однообертного змінного резистору для вимірювання кута повороту його осі

Кут повороту осі однообертного змінного резистору є обмеженим і задовольняє такій нерівності:

$$0 \leq \alpha \leq \alpha_{\max}, \quad (2.2)$$

де α_{\max} – максимально можливий кут повороту осі, який визначається особливістю конструкції однообертного змінного резистору.

З математичної точки зору нерівність (2.2) представляє собою область визначення функції (2.1), яка визначає залежність вимірюваної напруги від кута повороту осі однообертного змінного резистору. Оскільки однообертний змінний резистор використовується як дільник напруги живлення (рис. 3.1), то вимірювана напруга (2.1) задовольняє умові:

$$0 \leq U \leq U_s, \quad (2.3)$$

де U_s – постійна напруга живлення, яка використовується для вимірювання кута повороту осі змінного однообертного резистора.

З математичної точки зору нерівність (2.3) представляє собою область значень функції (2.1), яка визначає залежність вимірюваної напруги від кута повороту осі однообертного змінного резистору. Величина напруги живлення U_s може обиратися довільним чином, але з міркувань стандартизації електронних приладів для забезпечення обробки сигналів у вимірювальних системах краще використовувати значення:

$$U_s = 5 \text{ В}. \quad (2.4)$$

Вигляд функції (2.1), яка визначає вимірювану напругу, визначається характеристиками однообертного змінного резистору, але незалежно від цього задовольняє таким умовам:

$$U(0) = 0, \quad U(\alpha_{\max}) = U_s. \quad (2.5)$$

Можливість вимірювання кута повороту осі однообертного змінного резистору забезпечується за умови, що функція (2.1) є однозначною, тобто задовольняє такій умові (рис. 2.2, а):

$$\forall \alpha_1, \alpha_2 : (0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_{\max}) \wedge (0 \leq \alpha_2 \leq \alpha_{\max}) \wedge (\alpha_1 \neq \alpha_2) \Leftrightarrow U(\alpha_1) \neq U(\alpha_2). \quad (2.6)$$

Завдяки цій умові (2.6) матимемо можливість для кожного значення U вимірюваної напруги визначити відповідний їй кут α повороту осі однообертного змінного резистору (рис. 2.2, б):

$$\alpha = \alpha(U), \quad (2.7)$$

де $\alpha(U)$ – функція, зворотна до функції $U(\alpha)$, яка задовольняє тотожності $U \equiv U(\alpha(U))$.

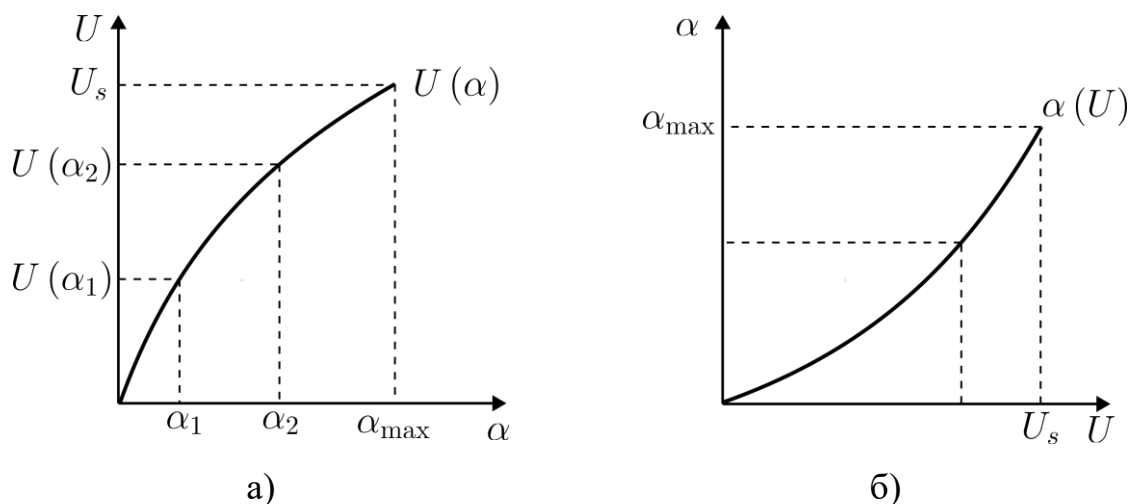


Рисунок 2.2 – Залежність вимірюваної напруги від кута обертання осі (а) та зворотна залежність (б) при використанні однообертного змінного резистору як дільника напруги живлення

Завдяки функції (2.7) маємо можливість за вимірюваною напругою (2.1) визначати кут повороту осі однообертного змінного резистору. Якщо змінний резистор з'єднати із ланкою роботи, то матимемо можливість визначати також й кут повороту цієї ланки. Вигляд функцій (2.1) та (2.7) визначається підключенням (рис. 2.1) та характеристиками, що притаманні однообертного змінного резистору. Отже основною задачею є визначення вигляду таких функцій.

Еквівалентна електрична схема показаного на рисунку 2.1 підключення однообертного резистора змінного опору представлена на рисунку 2.3, а. На цій схемі зрозуміло передбачено наявність джерела напруги живлення, а однообертний резистор змінного опору показаний у вигляді еквівалентного

дільника напруги, опори якого у сумі представляють загальний опір однообертного резистора змінного опору:

$$R + R' = R_p, \quad (2.8)$$

де R – змінний опір між першим нерухомим та рухомим контактами однообертного резистора змінного опору;

R' – змінний опір між другим нерухомим та рухомим контактами однообертного резистора змінного опору;

R_p – заданий сталий опір між нерухомими контактами однообертного резистора змінного опору.

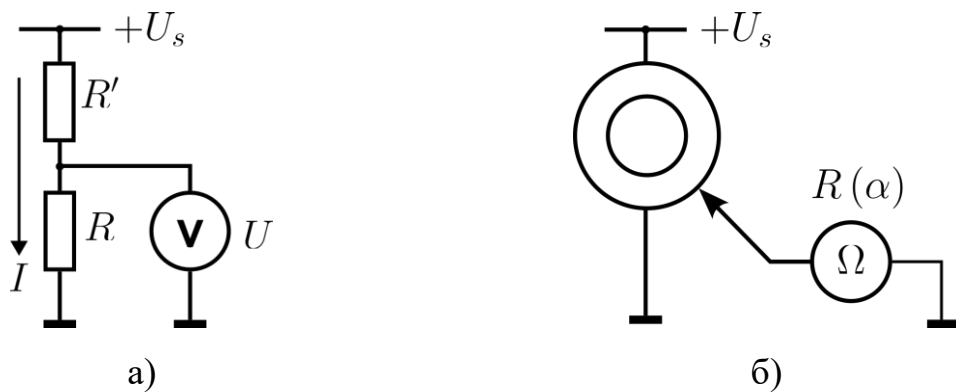


Рисунок 2.3 – Еквівалентна електрична схема (а) для визначення процесів при вимірюваннях з використанням чутливого елемента у вигляді однообертного змінного резистора схема визначення його характеристики (б)

Електричні процеси в еквівалентній електричній схемі, що показана на рисунку 2.3, а, визначаються відповідно до правил Кірхгофа та закону Ома, та представляються співвідношеннями наступного вигляду:

$$IR + IR' = U_s, \quad U = IR, \quad (2.9)$$

де I – електричний струм, що обумовлений джерелом живлення.

За допомогою першого співвідношення (2.9) та умови (2.8) можемо визначити електричний струм (рис. 2.3, а):

$$I = \frac{U_s}{R_p}. \quad (2.10)$$

Отриманий результат (2.10) та друге співвідношення (2.9) дозволяють отримати вимірювану напругу:

$$U = \frac{U_s}{R_p} R. \quad (2.11)$$

Зрозуміло, що змінний опір R між першим нерухомим та рухомим контактами однообертного резистора залежить від кута оберту осі:

$$R = R(\alpha), \quad (2.12)$$

де $R(\alpha)$ – функція, яка визначає залежність опору першим нерухомим та рухомим контактами однообертного резистора.

Зрозуміло, що функція (2.12) насправді є технічною характеристикою однообертного резистора змінного опору; цю функцію також можна визначити шляхом нескладних вимірювань за схемою, що показана вище на рисунку 2.3, б з використанням омметра, який сьогодні є досить розповсюдженим електровимірювальним приладом. В будь-якому випадку незалежно від особливостей конструкції однообертного резистора змінного опору функція (2.12) має задовольняти таким умовам:

$$R(0) = 0, \quad R(\alpha_{\max}) = R_p. \quad (2.13)$$

Отже, за допомогою результату (2.11) та характеристики однообертного резистора змінного опору можемо встановити вигляд функції (2.1), яка визначає вимірювану напругу:

$$U(\alpha) = \frac{U_s}{R_p} R(\alpha). \quad (2.14)$$

Слід зазначити, що отримана у вигляді (2.14) функція задовольняє умовам вигляду (2.5), що впливає безпосередньо із виразу (2.14) з урахуванням умов (2.13), які обмежують значення змінного опору між першим нерухомим та рухомим контактами однообертного резистора. Зрозуміло, що завдяки однозначності функції (2.12) співвідношення (2.14) дозволяє за вимірюваною напругою визначати кут повороту осі однообертного змінного резистора та ланки маніпулятора робота, що з'єднана із цією віссю.

Нехай вісь однообертного змінного резистора, який використовується в якості чутливого елемента, з'єднана із ланкою маніпулятора робота для вимірювання його кутової швидкості. Таке з'єднання означає, що існує однозначний зв'язок між кутом повороту ланки маніпулятора та кутом повороту осі однообертного змінного резистора:

$$\varphi = \varphi(\alpha), \quad (2.15)$$

де φ – кут повороту ланки маніпулятора, з якою з'єднана вісь однообертного змінного резистора;

$\varphi(\alpha)$ – функція, яка визначає зв'язок між кутом повороту ланки маніпулятора та кутом повороту з'єднаної з нею осі однообертного змінного резистора.

Вимірювана кутова швидкість ланки маніпулятора робота визначається таким чином:

$$\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt}, \quad (2.16)$$

де ω – кутова швидкість ланки маніпулятора.

Для визначення похідної (2.16) слід врахувати, що кут повороту осі однообертного змінного резистора, який використовується в якості чутливого елемента, є функцією часу:

$$\alpha = \alpha(t), \quad (2.17)$$

де $\alpha(t)$ – функція, яка визначає закон зміни у часі кута повороту осі однообертного змінного резистора, яка з'єднана із ланкою маніпулятора роботу відповідно до закону руху цієї ланки.

Завдяки співвідношенням (2.15) та (2.17) маємо, що залежність від часу кута повороту ланки маніпулятора, з якою з'єднана вісь однообертного змінного резистора, є складеною функцією. Отже, похідна (2.16) яка визначає кутову швидкість ланки маніпулятора робота є насправді похідною складної функції, яка, як відомо із математики, визначається таким чином:

$$\omega(t) = \frac{d\varphi}{d\alpha} \frac{d\alpha}{dt}. \quad (2.18)$$

Як свідчить отриманий вираз (2.18), кутова швидкість ланки маніпулятора, з якою з'єднана вісь однообертного змінного резистора, визначається особливістю механічного з'єднання цієї ланки із віссю та кутовою швидкістю цієї осі. Для визначення кутової швидкості осі однообертного змінного резистора використовуємо співвідношення (2.14) та (2.17), які приведуть до вимірюваної напруги як залежності від часу, що визначається складеною функцією такого вигляду:

$$U(t) = \frac{U_s}{R_p} R(\alpha(t)), \quad (2.19)$$

де $U(t)$ – залежність від часу вимірюваної напруги, яка містить інформацію про кут повороту осі однообертного змінного резистора, який використовується в якості чутливого елемента для визначення кутової швидкості з'єднаної з ним ланки маніпулятора робота.

З використанням відомого в математичці результату щодо похідної складеної функції визначимо похідну вимірюваної напруги (2.19):

$$\frac{dU}{dt} = \frac{U_s}{R_p} \frac{dR}{d\alpha} \frac{d\alpha}{dt}. \quad (2.20)$$

Завдяки виразу (2.20) маємо можливість визначити кутову швидкість осі однообертного змінного резистора, яка необхідна для обчислення кутової швидкості ланки маніпулятора за формулою (2.18), у такому вигляді:

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{R_p}{U_s} \left(\frac{dR}{d\alpha} \right)^{-1} \frac{dU}{dt}. \quad (2.21)$$

Отриманий результат (2.21) та вираз (2.18) дозволяють визначити кутову швидкість ланки маніпулятора, що з'єднана із віссю однообертного змінного резистора, який використовується як чутливий елемент, у такому вигляді:

$$\omega(t) = \frac{R_p}{U_s} \frac{d\varphi}{d\alpha} \left(\frac{dR}{d\alpha} \right)^{-1} \frac{dU}{dt}. \quad (2.22)$$

Отже, завдяки результату (2.22) за вимірюваною напругою, яка формується однообертним змінним резистором, маємо можливість обчислити кутову швидкість з'єднаної із цією віссю ланки маніпулятора робота. В той же

час, основна складність вимірювання кутової швидкості, як свідчить вираз (2.22), полягає в тому, що кутова швидкість визначається не самою вимірюваною електричною напругою, яка формується однообертним змінним резистором, а похідною цієї напруги, що потребує спеціальної організації та обробки результатів вимірювання.

2.2 Організація вимірювань кутової швидкості за допомогою однообертного резистора змінного опору

Похідна напруги, яку необхідно визначати за результатами вимірювань, характеризує швидкість зміни цієї напруги за одиницю часу. З урахуванням цієї обставини, для визначення похідної електричної напруги слід накопичити результати її вимірювань за певні проміжки часу, що дозволить оцінити як швидко змінюється ця напруга за одиницю часу. Отже, вимірювання напруги мають здійснюватися неперервно через задані малі проміжки часу. В результаті таких вимірювань матимемо моменти часу та відповідні їм результати вимірювання напруги, яка містить інформацію про кут повороту осі однообертного змінного резистора:

$$t_1, t_2, \dots, t_k, \dots, t_n, \quad t_{k+1} - t_k = \Delta t \quad \forall k = 1, 2, \dots, n-1, \quad (2.23)$$

$$U_k = U(t_k), \quad k = 1, 2, \dots, n, \quad (2.24)$$

де Δt – заданий проміжок часу між вимірюваннями напруги;

t_k та U_k , $k = 1, 2, \dots, n$ – моменти часу, в які відбуваються вимірювання напруги, та результати вимірювань цієї напруги, яка містить інформацію про кут повороту осі однообертного змінного резистора;

n – кількість здійснених вимірювань при проведенні відповідного випробування.

Для визначення похідних за даними (2.23) та (2.24) використовуємо відомий в математиці результат, а саме ряд Тейлора, який для вимірюваної напруги – функції часу має такий вигляд:

$$U(t \pm \Delta t) = U(t) \pm \frac{dU}{dt}(t)\Delta t + \frac{1}{2!} \frac{d^2U}{dt^2}(t)\Delta t^2 \pm \frac{1}{3!} \frac{d^3U}{dt^3}(t)\Delta t^3 + \frac{1}{4!} \frac{d^4U}{dt^4}(t)\Delta t^4 + \dots \quad (2.25)$$

З урахуванням наявних даних (2.23) та ряду Тейлора (2.25) матимемо такі співвідношення:

$$U(t_k \pm j\Delta t) = U(t_k) \pm \frac{dU}{dt}(t_k)j\Delta t + \frac{1}{2!} \frac{d^2U}{dt^2}(t_k)j^2\Delta t^2 \pm \frac{1}{3!} \frac{d^3U}{dt^3}(t_k)j^3\Delta t^3 + \frac{1}{4!} \frac{d^4U}{dt^4}(t_k)j^4\Delta t^4 + \dots \quad (2.26)$$

Зрозуміло, що за результатними одного вимірювання напруги не маємо можливості визначити швидкість її зміни, отже потрібно два та більше вимірювань. Також зрозуміло, що в даний момент часу ми не маємо результатів вимірювання у наступні моменти часу, отже можемо використовувати тільки результати вимірювання, що були отримані до поточного часу. За урахуванням цих обставин, найпростіша формула для визначення похідної вимірюваної напруги матиме вигляд:

$$\frac{dU}{dt}(t_k) = aU_k + bU_{k-1} + \varepsilon, \quad k = 2, 3, \dots, n, \quad (2.27)$$

де a, b – деякі значення, що мають бути обрані належним чином;

ε – інші доданки, які мають задовольнити рівність.

Для визначення числових значень a , b у формулі (2.27) використаємо ряди Тейлора у вигляді (2.26) для випадку $j=1$ та залишимо лише доданки із степенями не більше Δt^2 , що дозволить записати таке:

$$\frac{dU}{dt}(t_k) = aU(t_k) + b \left(U(t_k) - \frac{dU}{dt}(t_k)\Delta t + \frac{1}{2!} \frac{d^2U}{dt^2}(t_k)\Delta t^2 + \dots \right). \quad (2.28)$$

Після упорядкування подібних доданків співвідношення (2.28) набуде такого вигляду:

$$\frac{dU}{dt}(t_k) = (a+b)U(t_k) - b \frac{dU}{dt}(t_k)\Delta t + b \frac{1}{2!} \frac{d^2U}{dt^2}(t_k)\Delta t^2 + \dots \quad (2.29)$$

Завдяки співвідношенню (2.29) маємо такі рівності:

$$a + b = 0, \quad b = -\frac{1}{\Delta t}, \quad (2.30)$$

$$\varepsilon = b \frac{1}{2!} \frac{d^2U}{dt^2}(t_k)\Delta t^2 + \dots \quad (2.31)$$

Умови (2.30) дають два лінійних алгебраїчних рівняння для визначення числових значень a, b у формулі (2.27):

$$a = \frac{1}{\Delta t}, \quad b = -\frac{1}{\Delta t}. \quad (2.32)$$

Друге значення (2.32) дозволяє визначити величину (2.31) таким чином:

$$\varepsilon = -\frac{1}{2!} \frac{d^2U}{dt^2}(t_k)\Delta t + \dots \quad (2.33)$$

Бачимо, що величина (2.33) зменшується у пропорційності до проміжку часу, між якими здійснюються вимірювання напруги. Отже, за умов досить малого проміжку часу Δt можемо нехтувати величиною (2.33) і з урахуванням цього та результату (2.32) співвідношення (2.27) набуде вигляду формули наближеного визначення похідної вимірюваної напруги:

$$\frac{dU}{dt}(t_k) \approx \frac{U_k - U_{k-1}}{\Delta t}, \quad k = 2, 3, \dots, n. \quad (2.34)$$

Формула (2.34) повністю узгоджується із змістом похідної як швидкості зміни за одиницю часу. Таким чином, для визначення похідної вимірюваної напруги можемо використовувати формулу (2.34), що з урахуванням виразу (2.22) дозволить наближено визначити кутову швидкість у відповідні моменти часу:

$$\omega(t_k) \approx \frac{R_p}{U_s} \frac{d\varphi}{d\alpha} \left(\frac{dR}{d\alpha} \right)^{-1} \frac{U_k - U_{k-1}}{\Delta t}, \quad k = 2, 3, \dots, n. \quad (2.35)$$

Формула (2.36) є досить нескладною, але похибка її результату пропорційна проміжку часу Δt між вимірюваннями напруги.

Для отримання формули більш точної, ніж формула (2.36), замість співвідношення (2.28) використати більш складне співвідношення такого вигляду:

$$\frac{dU}{dt}(t_k) = aU_k + bU_{k-1} + cU_{k-2} + \varepsilon, \quad k = 3, 4, \dots, n, \quad (2.36)$$

де a, b, c – деякі значення, що мають бути обрані належним чином;

ε – інші доданки, які мають задовольнити рівність.

Для визначення числових значень a, b, c у формулі (2.36) використаємо ряди Тейлора у вигляді (2.26) для випадків $j=1$ та $j=2$ та залишимо лише доданки із степенями не більше Δt^3 , що дозволить записати таке:

$$\begin{aligned} \frac{dU}{dt}(t_k) = & aU(t_k) + \\ & + b \left(U(t_k) - \frac{dU}{dt}(t_k)\Delta t + \frac{1}{2!} \frac{d^2U}{dt^2}(t_k)\Delta t^2 - \frac{1}{3!} \frac{d^3U}{dt^3}(t_k)\Delta t^3 + \dots \right) + \\ & + c \left(U(t_k) - \frac{dU}{dt}(t_k)2\Delta t + \frac{1}{2!} \frac{d^2U}{dt^2}(t_k)4\Delta t^2 - \frac{1}{3!} \frac{d^3U}{dt^3}(t_k)8\Delta t^3 + \dots \right). \end{aligned} \quad (2.37)$$

Після упорядкування подібних доданків співвідношення (2.37) набуде такого вигляду:

$$\begin{aligned} \frac{dU}{dt}(t_k) = & (a + b + c)U(t_k) - \\ & - (b + 2c) \frac{dU}{dt}(t_k)\Delta t + \\ & + (b + 4c) \frac{1}{2!} \frac{d^2U}{dt^2}(t_k)\Delta t^2 - \\ & - (b + 8c) \frac{1}{3!} \frac{d^3U}{dt^3}(t_k)\Delta t^3 + \dots \end{aligned} \quad (2.38)$$

Завдяки співвідношенню (2.38) маємо такі рівності:

$$a + b + c = 0, \quad b + 2c = -\frac{1}{\Delta t}, \quad b + 4c = 0, \quad (2.39)$$

$$\varepsilon = (b + 8c) \frac{1}{3!} \frac{d^3U}{dt^3}(t_k)\Delta t^3 + \dots \quad (2.40)$$

Умови (2.39) дають три лінійних алгебраїчних рівняння для визначення числових значень a, b, c у формулі (2.36). Із двох останніх рівнянь (2.39) маємо:

$$2c = \frac{1}{\Delta t} \Rightarrow c = \frac{1}{2\Delta t}. \quad (2.41)$$

Отримане значення (2.41) та останнє рівняння (2.39) дозволять визначити таке:

$$b = -4c \Rightarrow b = -\frac{2}{\Delta t}. \quad (2.42)$$

Нарешті, отримані значення (2.41), (2.42) та перше рівняння (2.39) дозволять визначити таке:

$$a = -b - c \Rightarrow a = \frac{3}{2\Delta t}. \quad (2.43)$$

Результати (2.41) та (2.42) дозволяють визначити таку потрібну для подальшого величину:

$$b + 8c = -\frac{2}{\Delta t} + 8\frac{1}{2\Delta t} \Rightarrow b + 8c = \frac{2}{\Delta t}. \quad (2.44)$$

Завдяки виразу (2.44) можемо оцінити величину (2.40):

$$\varepsilon = \frac{1}{3} \frac{d^3 U}{dt^3}(t_k) \Delta t^2 + \dots \quad (2.45)$$

Бачимо, що величина (2.45) зменшується у пропорційності до квадрату проміжку часу, між якими здійснюються вимірювання напруги. Отже, при зменшенні удвічі цього проміжку часу величина (2.45) зменшиться у чотири рази і т. д. Зрозуміло, що за умов досить малого проміжку часу Δt можемо нехтувати величиною (2.45) і з урахуванням цього та результатів (2.41), (2.42), (2.43) співвідношення (2.36) набуде вигляду формули наближеного визначення похідної вимірюваної напруги:

$$\frac{dU}{dt}(t_k) \approx \frac{3U_k - 4U_{k-1} + U_{k-2}}{2\Delta t}, \quad k = 3, 4, \dots, n. \quad (2.46)$$

Формула (2.46) не такою наочною, як формула (2.34), але вона забезпечує меншу похибку при однаковому інтервалі, між яким забезпечуються вимірювання напруги. Таким чином, для визначення похідної вимірюваної напруги можемо використовувати формулу (2.46), що з урахуванням виразу (2.22) дозволить наближено визначити кутову швидкість у відповідні моменти часу:

$$\omega(t_k) \approx \frac{R_p}{U_s} \frac{d\varphi}{d\alpha} \left(\frac{dR}{d\alpha} \right)^{-1} \frac{3U_k - 4U_{k-1} + U_{k-2}}{2\Delta t}, \quad k = 2, 3, \dots, n. \quad (2.47)$$

Хоча обчислення за формулою (2.47) мають більш високу точність порівняно із формулою (2.35), але такі обчислення вимагають більших обсягів вимірних даних.

Для отримання формули більш точної, ніж формула (2.47), замість співвідношення (2.36) слід використати більш складне співвідношення такого вигляду:

$$\frac{dU}{dt}(t_k) = aU_k + bU_{k-1} + cU_{k-2} + dU_{k-3} + \varepsilon, \quad k = 4, 5, \dots, n, \quad (2.48)$$

де a, b, c, d – деякі значення, що мають бути обрані належним чином;

ε – інші доданки, які мають задовольнити рівність.

Для визначення числових значень a, b, c, d у формулі (2.48) використаємо ряди Тейлора у вигляді (2.26) для випадків $j=1, j=2, j=3$ та залишимо лише доданки із степенями не більше Δt^4 , що дозволить записати наступне:

$$\begin{aligned} \frac{dU}{dt}(t_k) = & aU(t_k) + \\ & +b \left(U(t_k) - \frac{dU}{dt}(t_k)\Delta t + \frac{1}{2!} \frac{d^2U}{dt^2}(t_k)\Delta t^2 - \frac{1}{3!} \frac{d^3U}{dt^3}(t_k)\Delta t^3 + \right. \\ & \left. + \frac{1}{4!} \frac{d^4U}{dt^4}(t_k)\Delta t^4 + \dots \right) + \\ & +c \left(U(t_k) - \frac{dU}{dt}(t_k)2\Delta t + \frac{1}{2!} \frac{d^2U}{dt^2}(t_k)4\Delta t^2 - \frac{1}{3!} \frac{d^3U}{dt^3}(t_k)8\Delta t^3 + \right. \\ & \left. + \frac{1}{4!} \frac{d^4U}{dt^4}(t_k)16\Delta t^4 + \dots \right) + \\ & +d \left(U(t_k) - \frac{dU}{dt}(t_k)3\Delta t + \frac{1}{2!} \frac{d^2U}{dt^2}(t_k)9\Delta t^2 - \frac{1}{3!} \frac{d^3U}{dt^3}(t_k)27\Delta t^3 + \right. \\ & \left. + \frac{1}{4!} \frac{d^4U}{dt^4}(t_k)81\Delta t^4 + \dots \right). \end{aligned} \quad (2.49)$$

Зрозуміло, що врахування додаткових доданків для забезпечення більш високої точності вимагає більш громіздких перетворень, але після врахування подібних доданків співвідношення (2.49) набуде такого вигляду:

$$\begin{aligned} \frac{dU}{dt}(t_k) = & (a + b + c + d)U(t_k) - \\ & - (b + 2c + 3d) \frac{dU}{dt}(t_k)\Delta t + \\ & + (b + 4c + 9d) \frac{1}{2!} \frac{d^2U}{dt^2}(t_k)\Delta t^2 - \\ & - (b + 8c + 27d) \frac{1}{3!} \frac{d^3U}{dt^3}(t_k)\Delta t^3 + \\ & + (b + 16c + 81d) \frac{1}{4!} \frac{d^4U}{dt^4}(t_k)\Delta t^4 + \dots \end{aligned} \quad (2.50)$$

Завдяки співвідношенню (2.50) маємо такі рівності:

$$a + b + c + d = 0, \quad b + 2c + 3d = -\frac{1}{\Delta t}, \quad b + 4c + 9d = 0, \quad b + 8c + 27d = 0, \quad (2.51)$$

$$\varepsilon = (b + 16c + 81d) \frac{1}{4!} \frac{d^4 U}{dt^4}(t_k) \Delta t^4 + \dots \quad (2.52)$$

Умови (2.51) дають чотири лінійних алгебраїчних рівняння для визначення числових значень a, b, c, d у формулі (2.48). Із останнього рівняння (2.51) маємо:

$$b = -8c - 27d. \quad (2.53)$$

Отримане значення (2.53) врахуємо у другому та третьому рівняннях (2.51), які набудуть в результаті такого вигляду:

$$6c + 24d = \frac{1}{\Delta t}, \quad 2c + 9d = 0. \quad (2.54)$$

Шляхом відповідної комбінації рівнянь (2.54) отримаємо такий результат:

$$d = -\frac{1}{3\Delta t}. \quad (2.55)$$

Завдяки результату (2.55) та останньому рівнянню (2.54) матимемо таке:

$$c = \frac{3}{2\Delta t}. \quad (2.56)$$

Далі врахуємо отримані результати (2.55) та (2.56) у співвідношенні (2.53) та отримаємо таке:

$$b = -\frac{3}{\Delta t}. \quad (2.57)$$

Нарешті, отримані значення (2.55), (2.56), (2.57) та перше рівняння (2.52) дозволяють визначити таке:

$$a = -b - c - d \Rightarrow a = \frac{11}{6\Delta t}. \quad (2.58)$$

Результати (2.55), (2.56) та (2.57) дозволяють визначити:

$$b + 16c + 81d = -\frac{6}{\Delta t}. \quad (2.59)$$

Завдяки виразу (2.59) можемо оцінити величину (2.52):

$$\varepsilon = -\frac{1}{4} \frac{d^4 U}{dt^4}(t_k) \Delta t^3 + \dots \quad (2.60)$$

Бачимо, що величина (2.60) зменшується у пропорційності до кубу проміжку часу, між якими здійснюються вимірювання напруги. Отже, при зменшенні удвічі цього проміжку часу величина (2.60) зменшиться у вісім разів тощо. Зрозуміло, що за умов досить малого проміжку часу Δt можемо нехтувати величиною (2.60) і з урахуванням цього та результатів (2.55), (2.56), (2.57), (2.58) співвідношення (2.48) набуде вигляду формули для наближеного визначення похідної вимірюваної напруги:

$$\frac{dU}{dt}(t_k) \approx \frac{11U_k - 18U_{k-1} + 9U_{k-2} - 2U_{k-3}}{6\Delta t}, \quad k = 4, 5, \dots, n. \quad (2.61)$$

Формула (2.61) не є такою наочною, як формула (2.34), але вона забезпечує значно меншу похибку при однаковому інтервалі, між яким забезпечуються вимірювання напруги. Таким чином, для визначення похідної вимірюваної напруги можемо використовувати формулу (2.61), що з урахуванням виразу (2.22) дозволить наближено визначити кутову швидкість у відповідні моменти часу:

$$\omega(t_k) \approx \frac{R_p}{U_s} \frac{d\varphi}{d\alpha} \left(\frac{dR}{d\alpha} \right)^{-1} \frac{11U_k - 18U_{k-1} + 9U_{k-2} - 2U_{k-3}}{6\Delta t}, k = 3, 4, \dots, n. \quad (2.62)$$

Зрозуміло, що обчислення за формулою (2.62) мають більш високу точність порівняно із раніше отриманими формулами (2.35) та (2.47), але такі обчислення вимагають більших обсягів даних.

3 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ ЛАНОК МАНІПУЛЯТОРІВ ДОСЛІДНИЦЬКОГО РОБОТА ЗА ДОПОМОГОЮ ОДНООБЕРТНОГО РЕЗИСТОРА ЗМІННОГО ОПОРУ

Хоча однообертні резистори змінного опору є досить доступними та нескладними у поводженні, але використання комп'ютерного моделювання процесів щодо дослідження процесів вимірювання кутової швидкості має певні переваги порівняно із натурними випробуваннями та вимірюваннями. Такі переваги обумовлені у першу чергу більш широкими можливостями щодо виконання досліджень за рахунок врахування таких умов проведення експериментів, які досить складно точно відтворювати на натурних зразках. Крім цього, комп'ютерне моделювання не вимагає витрат матеріалів, що узгоджується із сучасними вимогами мінімізації відходів відповідно до проголошених цілей сталого розвитку.

3.1 Математичне моделювання процесів що відбуваються при вимірюваннях кутової швидкості

Комп'ютерне моделювання процесів засновано на використанні математичних моделей та розв'язування відповідних їм математичних задач за допомогою відповідних обчислювальних методів. Крім цього, математичне моделювання потрібно для побудови комп'ютерних моделей в спеціалізованому програмному забезпеченні такому як Simulink, Xcos та інших.

Вважаємо, що кут повороту осі однообертного резистора змінного опору визначається співвідношенням (2.2). Залежність (2.13) опору резистора від кута повороту його осі вважаємо тут лінійною:

$$R(\alpha) = \frac{R_p}{\alpha_{\max}} \alpha. \quad (3.1)$$

У виразі (3.1) використані позначення, що введені вище у формулах (2.2) та (2.9). Лінійна характеристика вигляду (3.1) є досить розповсюдженою для однообертних резисторів змінного опору, та є найбільш зручною при використанні щодо вимірювань кутової швидкості. Дійсно, у випадку (3.1) лінійної залежності між опором та кутом повороту осі однообертного змінного резистора співвідношення (2.20) набуде такого найбільш простішого вигляду:

$$U(t) = \frac{U_s}{\alpha_{\max}} \alpha(t). \quad (3.2)$$

Отримане співвідношення (3.2) свідчить, що вимірювана напруга пропорційна куту повороту осі однообертного резистора змінного опору та з урахуванням обмежень (2.2) кута повороту приводить до умов (2.5) для граничних значень вимірюваної напруги.

Безпосереднє механічне жорстке з'єднання осі однообертного резистору змінного опору із ланкою робота маніпулятора приводить до лінійної залежності (2.16) кута повороту φ цієї ланки від кута повороту осі резистора змінного опору:

$$\varphi(\alpha) = a + b\alpha, \quad (3.3)$$

де a та b – числові параметри, які визначаються вибором системи відліку кута повороту ланки маніпулятора.

У загальному випадку для визначення параметрів a та b залежності (3.3) маємо такі умови:

$$\varphi(0) = \varphi_0, \quad \varphi(\alpha_{\max}) = \varphi_{\max}, \quad (3.4)$$

де φ_0 – величина кута повороту ланки маніпулятора, яка відповідає граничному значенню $\alpha = 0$ кута повороту осі однообертного резистора змінного опору;

φ_{\max} – величина кута повороту ланки маніпулятора, яка відповідає граничному значенню $\alpha = \alpha_{\max}$ кута повороту осі однообертного резистора змінного опору.

Умови (3.4) та співвідношення (3.3) дозволяють записати рівності такого вигляду:

$$a = \varphi_0, \quad a + b\alpha_{\max} = \varphi_{\max}. \quad (3.5)$$

Рівності (3.5) розглядаємо як систему двох лінійних алгебраїчних рівнянь відносно параметрів a та b співвідношення (3.3). В результаті розв'язування означеної системи (3.5) двох лінійних алгебраїчних рівнянь матимемо таке:

$$a = \varphi_0, \quad b = \frac{\varphi_{\max} - \varphi_0}{\alpha_{\max}}. \quad (3.6)$$

Одержаний результат (3.6) відображає різні умови відліку кута φ повороту ланки маніпулятора, що жорстко з'єднана із віссю однообертного резистора змінного опору, кут α повороту якої обмежений умовами вигляду (2.2).

Завдяки лінійній залежності (3.3) маємо можливість визначити кут повороту осі однообертного резистора змінного опору:

$$\alpha(\varphi) = \frac{\varphi - a}{b}. \quad (3.7)$$

Отже, завдяки співвідношенням (3.2) та (3.7) маємо можливість визначати вимірювану електричну напругу, яка відповідає заданому куту повороту ланки маніпулятора:

$$U(t) = \frac{U_s}{\alpha_{\max}} \frac{\varphi(t) - a}{b}, \quad (3.8)$$

де $\varphi(t)$ – закон зміни у часі кута повороту ланки маніпулятора.

Після підстановки виразів (3.6) до співвідношення (3.8) матимемо остаточний результат для вимірюваної напруги:

$$U(t) = U_s \frac{\varphi(t) - \varphi_0}{\varphi_{\max} - \varphi_0}. \quad (3.9)$$

Співвідношення (3.9) дозволяє визначати електричну напругу, яку формує однообертний резистор змінного опору із кутом повороту осі (2.2), лінійною залежністю (3.1) опору та лінійною залежністю між кутами повороту осі резистора та ланки маніпулятора (3.7), (3.6) у випадку зміни у часі кута повороту ланки маніпулятора. Зрозуміло, що результат (3.9) відповідає ідеальному випадку відсутності збурень внаслідок природних похибок вимірювальних приладів, а у загальному випадку маємо результат вимірювання у такому вигляді:

$$U(t) = U_s \frac{\varphi(t) - \varphi_0}{\varphi_{\max} - \varphi_0} + \delta U(t), \quad (3.10)$$

де $\delta U(t)$ – похибка вимірювань внаслідок збурень сигналів у вимірювальній системі та у вимірювальних приладах.

У випадку використанні аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) з урахуванням інтервалу (2.5) вимірюваної напруги похибку вимірювань із виразу (3.10) доцільно прийняти у такому вигляді:

$$\delta U(t) = \frac{U_s}{K} \psi(t; \kappa), \quad (3.11)$$

де K – кількість розрядів дискретизації вимірюваної напруги АЦП;

κ – кількість розрядів похибки дискретизації вимірюваної напруги АЦП;

$\psi(t; \kappa)$ – функція часу, значення якої є випадковими в кожний момент часу таким чином, що область значень цієї функції визначається наступним чином:

$$\psi(t; \kappa) = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \kappa. \quad (3.12)$$

Величина похибки вимірювань (3.11), (3.12) є обмеженою наступним чином:

$$|\delta U(t)| \leq \frac{\kappa}{K} U_s. \quad (3.13)$$

Зрозуміло, що для вимірювальних приладів похибка вимірювань (3.13) має відповідати умові:

$$\kappa \ll K. \quad (3.14)$$

При визначенні випадкових цілих значень (3.12) природно вважати, що ймовірність кожного із цих значень є однаковою. Таке припущення дозволяє для визначення випадкових значень (3.12) використовувати неперервну випадкову рівномірно розподілену величину із значеннями:

$$-k - \rho \leq \Psi(t; k, \rho) \leq k + \rho, \quad (3.15)$$

де $\Psi(t; k, \rho)$ – неперервна рівномірно розподілена в інтервалі власних можливих значень випадкова величина;

ρ – числовий параметр, який визначає ймовірність виникнення граничних значень та обирається із умов

$$0 < \rho < \frac{1}{2}. \quad (3.16)$$

Випадкові дискретні значення (3.12) отримуватимемо шляхом округлення до найближчого цілого значення неперервної функції (3.15):

$$\psi(t; k) = [\Psi(t; k, \rho)]. \quad (3.17)$$

Визначені у вигляді (3.17) цілочислові випадкові значення характеризуються наближено однаковою ймовірністю за умови, коли параметр ρ наближається до своєї точної верхньої грані відповідно нерівності (3.16).

Для визначення кутової швидкості ланки маніпулятора вирисовуємо формулу (2.23), що потребує визначення відповідних похідних з урахуванням прийнятих співвідношень (3.1), (3.3) та (3.6):

$$\frac{dR}{d\alpha} = \frac{R_p}{\alpha_{\max}}, \quad \frac{d\varphi}{d\alpha} = \frac{\varphi_{\max} - \varphi_0}{\alpha_{\max}}. \quad (3.18)$$

З урахуванням отриманих результатів (3.10) формула (2.23) набуде такого вигляду:

$$\omega(t) = \frac{\varphi_{\max} - \varphi_0}{U_s} \frac{dU}{dt}. \quad (3.19)$$

Отже, визначення кутової швидкості (3.19) зведено до визначення похідної вимірюваної напруги, що можна здійснювати з використанням цифрованих результатів вимірювання за допомогою однієї із формул (2.35). (2.47) або (2.63).

При проведенні випробувань на основі комп'ютерного моделювання можемо розглядати різні залежності від часу кута повороту ланки маніпулятора. Далі розглядатимемо типовий випадок, коли ланка маніпулятора гармонійно рухається проміж граничними значеннями її кута повороту, що відповідає залежності від часу кута повороту у наступному вигляді:

$$\varphi(t) = \frac{\varphi_{\max} + \varphi_0}{2} + \frac{\varphi_{\max} - \varphi_0}{2} \sin(\Omega t), \quad (3.20)$$

де Ω – кругова (циклічна) частота коливального руху ланки маніпулятора.

Прийнятому куту повороту (3.20) відповідає така кутова швидкість (2.17):

$$\omega(t) = \frac{\varphi_{\max} - \varphi_0}{2} \Omega \sin\left(\Omega t + \frac{\pi}{2}\right). \quad (3.21)$$

Ідея проведення випробувань полягає у комп'ютерному моделюванні вимірюваної напруги (3.9), що відповідає залежності від часу кута повороту (3.20) у тому числі при наявності похибок (3.11). (3.18), та порівнянню кутової швидкості, яка визначена за допомогою формули (3.19) з використанням наближених обчислень похідної в одному із виглядів (2.35). (2.47) або (2.63). Таким чином матимемо можливість дослідження процесів вимірювання кутової швидкості з використанням чутливого елемента у вигляді однооборотного резистора змінного опору. При цьому, рух ланки маніпулятора розглядатимемо протягом часу

$$0 \leq t \leq t_f, \quad (3.23)$$

де t – час та t_f – тривалість випробування.

При виконанні комп'ютерного моделювання процесів вимірювання кутової швидкості за допомогою однооборотного резистора змінного опору розглядаємо найбільш цікавий випадок, коли середина оберту осі резистора відповідає нульовому куту повороту ланки маніпулятора:

$$\varphi_{\max} = \frac{\alpha_{\max}}{2}, \quad \varphi_0 = -\frac{\alpha_{\max}}{2}, \quad (3.24)$$

З урахуванням прийнятих значень вигляду (3.24) отримані вирази (3.9), (3.19)–(3.21) загального вигляду значно спростяться і в результаті запишуться так:

$$U(t) = U_s \frac{\varphi(t) + \alpha_{\max}/2}{\alpha_{\max}}, \quad (3.25)$$

$$\omega(t) = \frac{\alpha_{\max}}{U_s} \frac{dU}{dt}, \quad (3.26)$$

$$\varphi(t) = \frac{\alpha_{\max}}{2} \sin(\Omega t), \quad (3.27)$$

$$\omega(t) = \frac{\alpha_{\max}}{2} \Omega \sin\left(\Omega t + \frac{\pi}{2}\right). \quad (3.28)$$

В якості вихідних даних при виконанні розрахунків за формулами (3.25) – (3.28) використовуватимемо такі значення:

$$U_s = 5\text{В}, \alpha_{\max} = 300 \frac{\pi}{180}, t_f = 60\text{с}, \quad (3.29)$$

$$K = 1024, \rho = 0.495. \quad (3.30)$$

Усі данні, що не наведені значеннями (3.29) та (3.30) визначатимуться окремо. Для комп'ютерного моделювання використовуємо комп'ютерну систему математичних обчислень та моделювання Scilab із вбудованим середовищем графічного моделювання Xcos, що розповсюджується через мережу Internet для вільного використання.

3.2 Дослідження процесів вимірювання кутової швидкості при відсутності збурень сигналів

Випадок відсутності похибок є досить важливим, оскільки він дозволяє порівняти між собою результати вимірювання кутової швидкості (3.26), що отримані за допомогою формул наближеного диференціювання (2.35). (2.47) або (2.63) для різних значень кроку дискретизації. Таке порівняння необхідно для надання рекомендацій щодо використання формул наближеного диференціювання (2.35). (2.47) або (2.63) для різних значень кроку дискретизації при вимірюванні кутової швидкості (3.26).

Комп'ютерна модель процесів вимірювання кутової швидкості за допомогою однообертного резистора змінного опору показана на рис. 3.1 та збережена у файлі model1.zcos. В цій моделі (рис. 3.1) маємо можливість визначити кут повороту (3.27), точне значення кутової швидкості (3.28) та вимірювану напругу (3.25). Зрозуміло, що отримувані результати будуть наближеними внаслідок скінченної розрядної сітки моделі чисел, що забезпечується комп'ютером, але відповідні похибки обчислень є настільки малими, що можемо вважати як точні ті результати, які отримані з використанням розробленої комп'ютерної моделі (рис. 3.1).

Результати комп'ютерного моделювання процесів вимірювання кутової швидкості за допомогою однообертного резистора змінного опору з використанням моделі, що показана на рис. 3.1, розглядатимемо для кроку дискретизації, що визначає моменти часу (2.24) вимірювання напруги (2.25), який приймемо у такому вигляді:

$$\Delta t = 0.001c. \quad (3.31)$$

Дослідимо вплив величин Ω кругової (циклічної) частоти коливального руху ланки маніпулятора на кут повороту (3.27), точне значення кутової швидкості (3.28) та вимірювану напругу (3.25). При виконанні такого дослідження використовуємо такі значення:

$$\Omega = 0.3c^{-1}, \Omega = 0.5c^{-1}, \Omega = 0.7c^{-1}. \quad (3.32)$$

Для автоматизованого форматування графіків використовуємо надані підпрограми, що наведені у Додатку А, а для виконання дослідження використаємо спеціально розроблену програму-сценарій у вигляді, як показано у Додатку Б. Зазначимо, що розроблена програма-сценарій передбачає автоматизоване варіювання величиною Ω кругової (циклічної) частоти коливального руху ланки маніпулятора відповідно прийнятих значень (3.32) а також побудову, форматування та збереження графіків залежності від часу кута повороту (3.27), точного значення кутової швидкості (3.28) та вимірюваної напругу (3.25), як це показано відповідно на рис. 3.2 – 3.4. Бачимо, що при збільшенні величини Ω кругової (циклічної) частоти коливального руху ланки маніпулятора маємо збільшення кількості циклів зворотно-поступального руху ланки маніпулятора (рис. 3.2) та збільшення розмаху зміни кутової швидкості (рис. 3.3) ланки маніпулятора. Вимірювана напруга (рис. 3.4) при цьому залишається в межах інтервалу (2.5), оскільки

вона визначає кут повороту, розмах якого не змінюється (рис. 3.2) для прийнятих рухів (3.27) ланки маніпулятора.

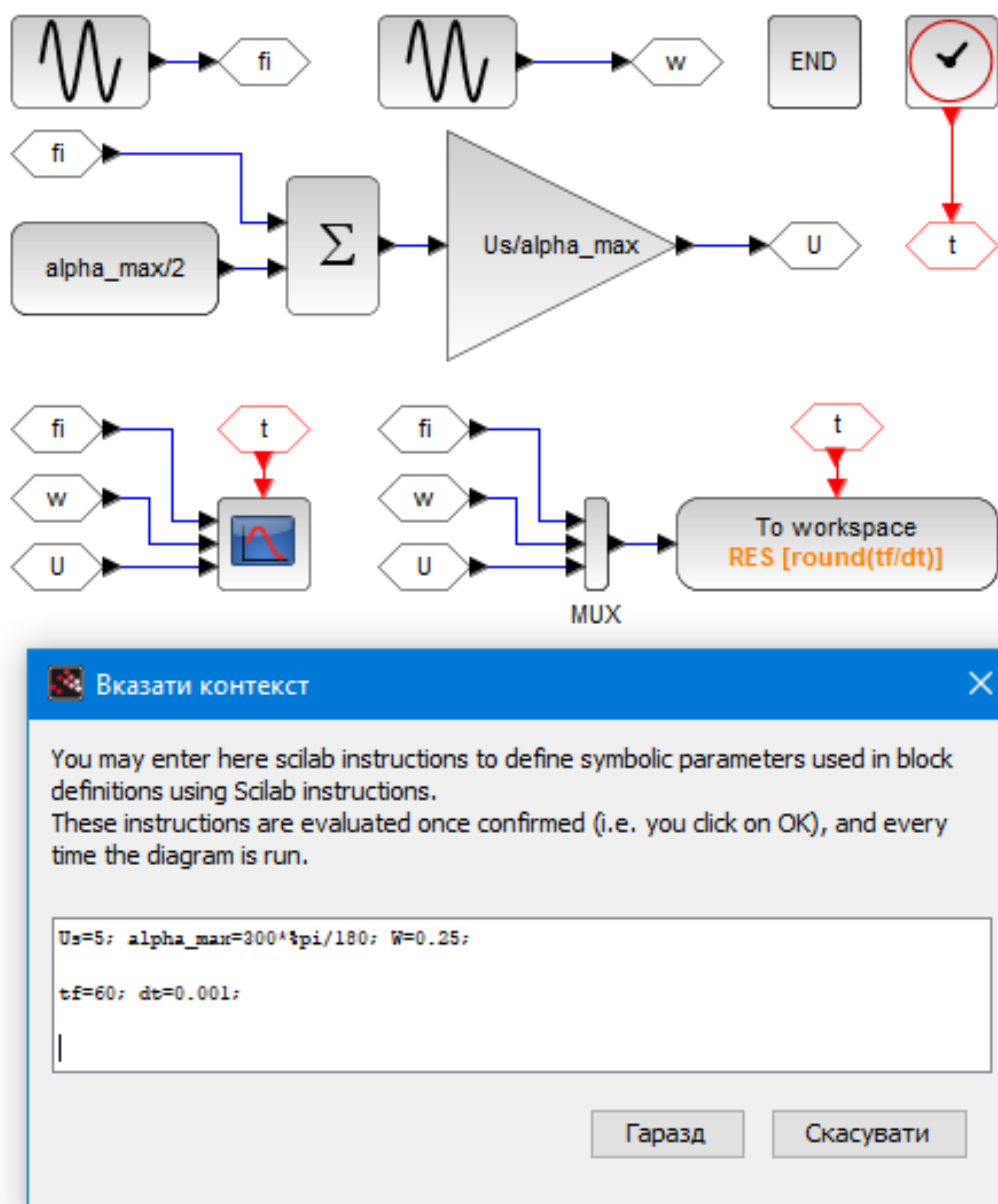


Рисунок 3.1 – Комп'ютерна модель процесів вимірювання кутової швидкості за допомогою однообертного резистора змінного опору при відсутності похибок вимірювань

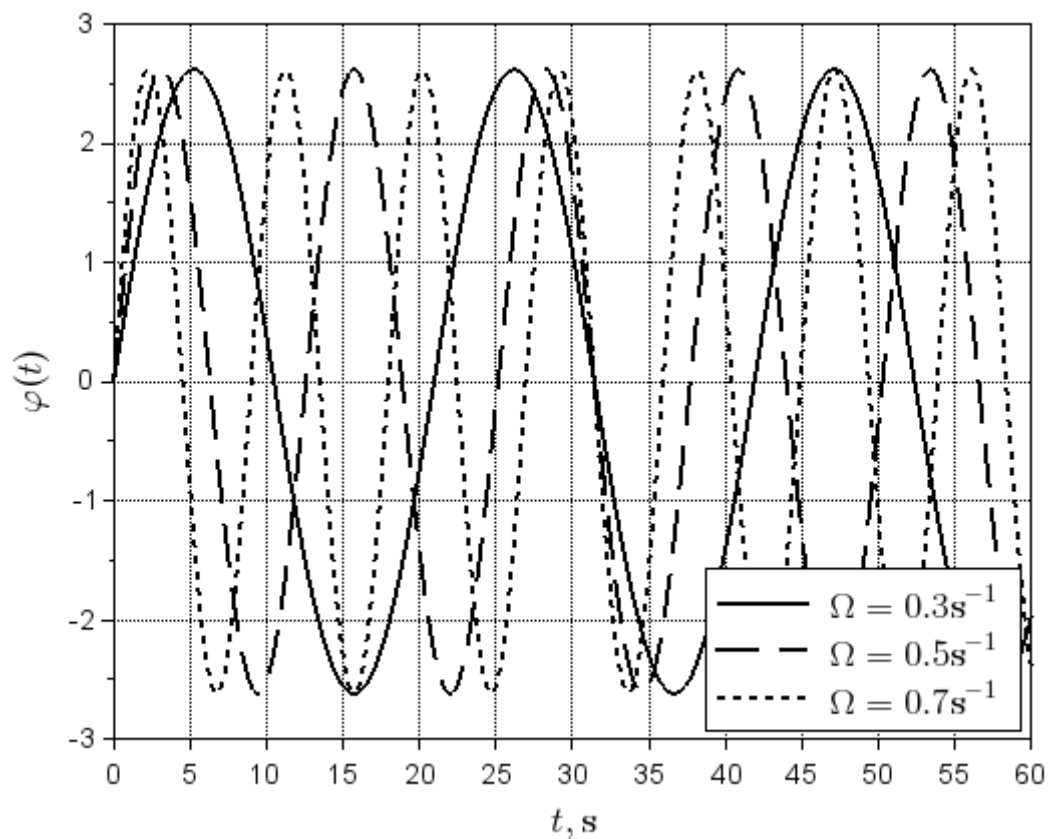


Рисунок 3.2 – Результат моделювання кута повороту ланки маніпулятора

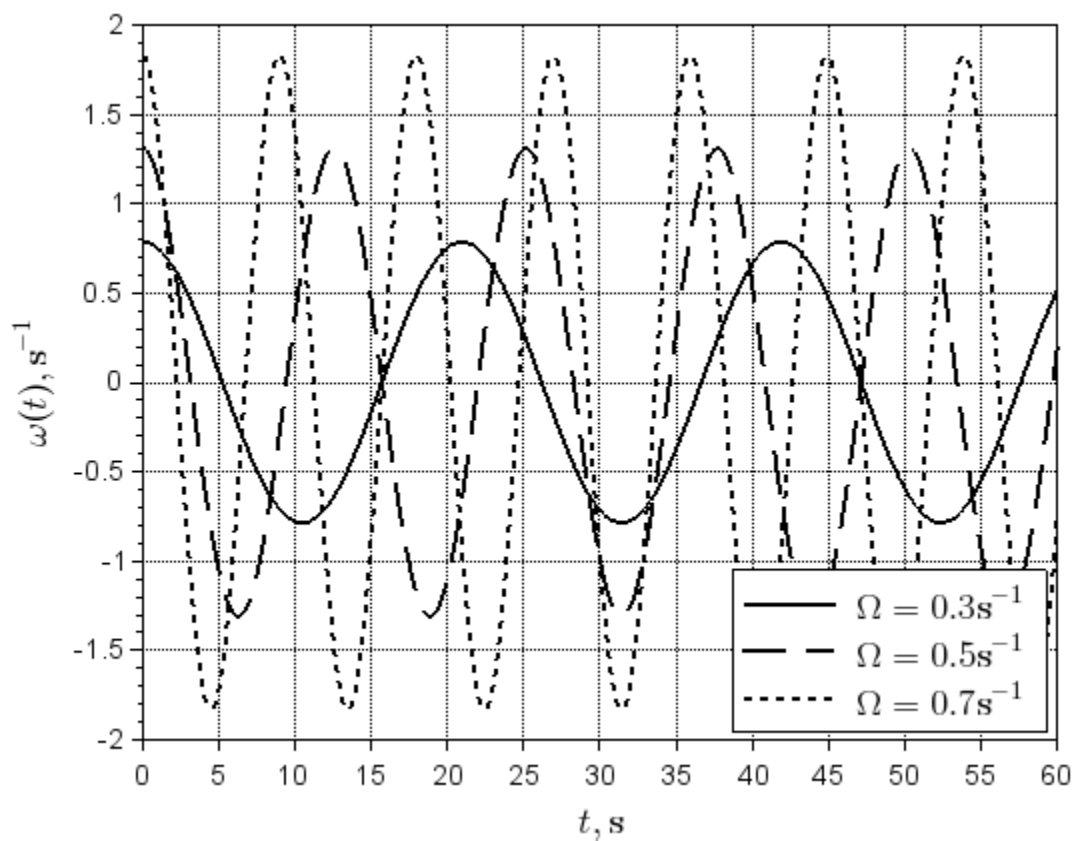


Рисунок 3.3 – Результат моделювання кутової швидкості ланки маніпулятора

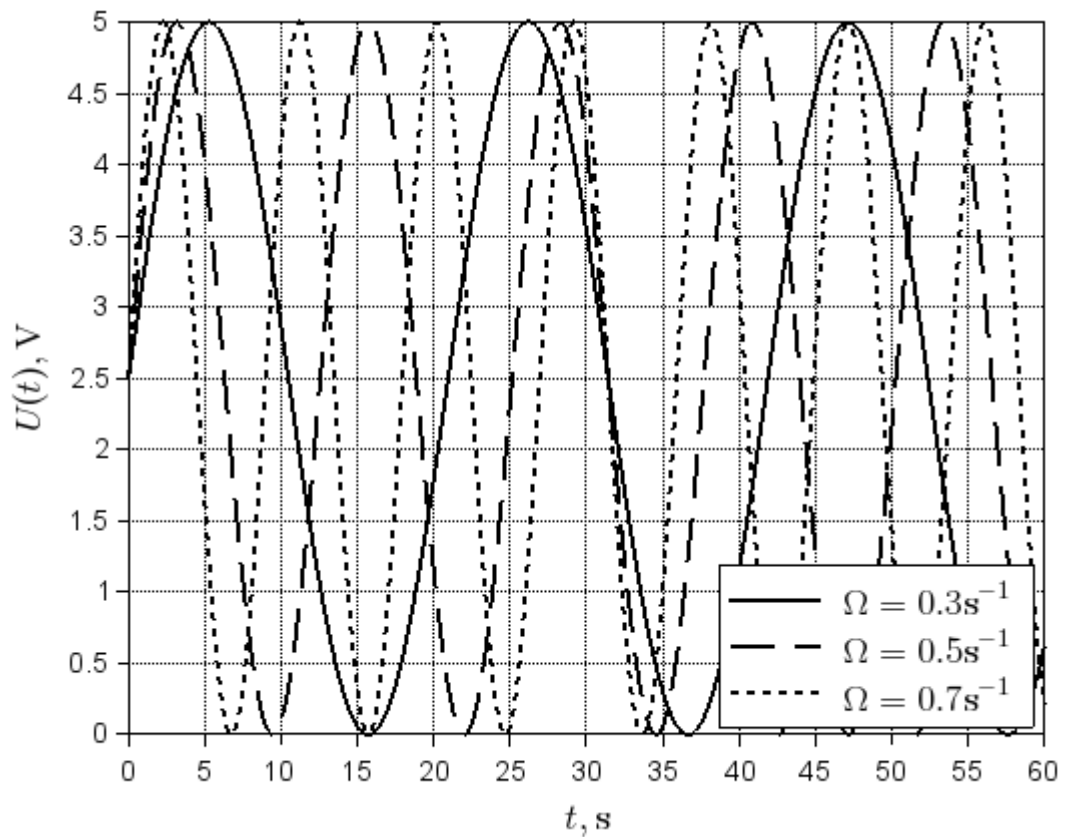


Рисунок 3.4 – Результат моделювання вимірюваної напруги, що містить інформацію про кут повороту ланки маніпулятора

Для визначення кутової швидкості рухомої ланки маніпулятора використовується формула (3.26), в якій похідна вимірюваної (змодельованої) у вигляді за (2.24), (2.25) напруги має визначатися за однією із формул наближеного диференціювання (2.35), (2.47) або (2.63). Отримана таким наближеним чином кутова швидкість має порівнюватися із точним значенням (3.28), причому для оцінки похибки визначення кутової швидкості використовуємо таку величину:

$$\varepsilon = \max_{0 \leq t \leq t_f} |\omega(t) - \tilde{\omega}(t)|, \quad (3.33)$$

де $\omega(t)$ – точне значення кутової швидкості, яке визначено за допомогою формули (3.28);

$\tilde{\omega}(t)$ – наближене значення кутової швидкості, яке визначене за допомогою формули (3.26) та однією із формул наближеного диференціювання (2.35), (2.47) або (2.63).

Зрозуміло, що при обчисленні величини (3.33) використовуємо наявні значення у моменти часу (2.24) за винятком тих моментів часу (2.24), для яких неможливе застосування формул наближеного диференціювання (2.35), (2.47) або (2.63). Для виконання відповідних розрахунків розроблено набори відповідних підпрограм, які наведені у Додатку В.

Для дослідження точності визначення кутової швидкості рухомої ланки маніпулятора за допомогою формули (3.26), в якій похідна вимірюваної (змодельованої) у вигляді (2.24), (2.25) напруги (3.25) визначається за допомогою однієї із формул наближеного диференціювання (2.35), (2.47) або (2.63), виконаємо обчислення величин (3.33), відповідних заданому значенню величини Ω кругової (циклічної) частоти коливального руху ланки маніпулятора та різним значенням кроку дискретизації, що визначає моменти часу (2.24) вимірювання напруги (2.25). Означені значення приймемо у такому вигляді:

$$\Omega = 0.3\text{c}^{-1}, \Delta t = 1.0, 0.5, 0.25, 0.125, 0.0625\text{c}. \quad (3.34)$$

Текст програми-сценарію такого дослідження наведений у Додатку Г, а результат розрахунку наведений на рис. 3.5. Отримані результати (рис. 3.5) повністю узгоджуються із теоретичними уявленнями. Дійсно (рис. 3.5), при зменшенні кроку дискретизації маємо зменшення похибки визначення кутової швидкості при використанні кожної із формул (2.35), (2.47) та (2.63) наближеного диференціювання вимірюваної (модельованої) напруги. При цьому (рис. 3.5), маємо також зменшення похибок визначення кутової швидкості при переходах від використання формул (2.35), (2.47) та (2.63) наближеного диференціювання, що узгоджується із збільшенням порядку точності цих формул. За одержаними результатами (рис. 3.5) цілком можливо,

але не рекомендується використовувати найпростішу формулу (2.35) наближеного диференціювання вимірюваної (модельованої) напруги для вимірювання кутової швидкості, оскільки використання такої формули вимагає досить малого інтервалу дискретизації для забезпечення відповідної точності. Більш доцільним слід визначити використання формул (2.47) та (2.63) наближеного диференціювання вимірюваної (модельованої) напруги, оскільки такі формули дозволяють забезпечувати досить високу точність визначення кутової швидкості навіть при досить великих значеннях кроку дискретизації вимірювань (рис. 3.5).

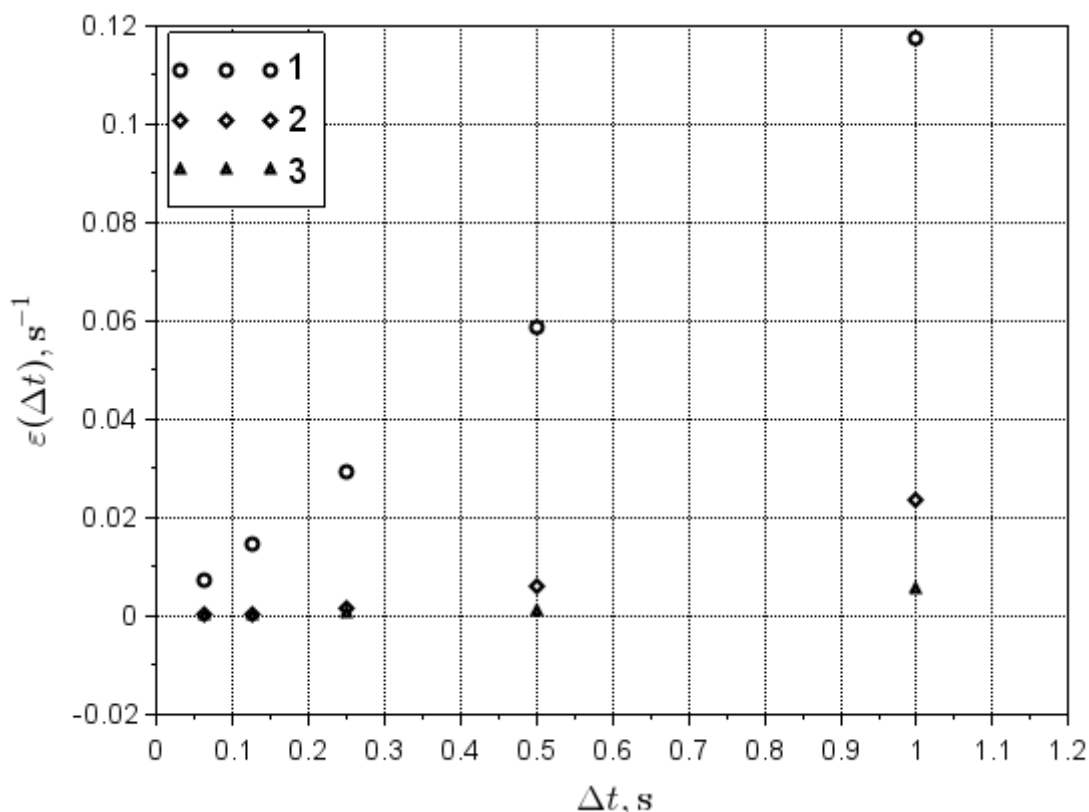


Рисунок 3.5 – Результати оцінки похибки визначення кутової швидкості при використанні формул наближеного диференціювання (2.35), (2.47) та (2.63), що відповідають маркерам 1, 2 та 3

За одержаними результатами (рис. 3.5) також додатково рекомендується отримати для використання формули наближеного диференціювання, що мають на один та на два порядки більш високі порядки точності ніж формула

(2.63); більш точні формули не рекомендуються для використання через їхню складність та менш помітне збільшення точності. В той же час, отримані результати (рис. 3.5) відповідають заданому закону зміни у часі кута повороту та відповідної йому кутової швидкості, отже можливо, потрібні додаткові дослідження.

3.3 Дослідження процесів вимірювання кутової швидкості при наявності збурень сигналів

Хоча випадок відсутності похибок є досить важливим, але практично при виконанні досліджень завжди маємо збурення сигналів або внаслідок похибок вимірювальних приладів, або внаслідок похибок обчислювальних методів при комп'ютерному моделюванні процесів. За цих умов досить важливим є дослідження впливу збурень сигналів на результати вимірювань кутової швидкості (3.26) при використанні кожної з отриманих формул наближеного диференціювання (2.35), (2.47) або (2.63) для різних значень кроку дискретизації.

Комп'ютерна модель процесів вимірювання кутової швидкості за допомогою однообертного резистора змінного опору показана на рис. 3.6 та збережена у файлі model2.zcos. В цій моделі (рис. 3.6) маємо можливість визначити кут повороту (3.27), точне значення кутової швидкості (3.28) та вимірювану напругу (3.25) зі збуренням (3.11), (3.17). Зрозуміло, що збурення не має впливу на величину кута повороту (3.27) та точне значення кутової швидкості (3.28), але збурення має вплив виключно на вимірювану напругу, яка з урахуванням виразів (3.25) та (3.10) прийме такий вигляд:

$$U(t) = U_s \frac{\varphi(t) + \alpha_{\max}/2}{\alpha_{\max}} + \delta U(t). \quad (3.35)$$

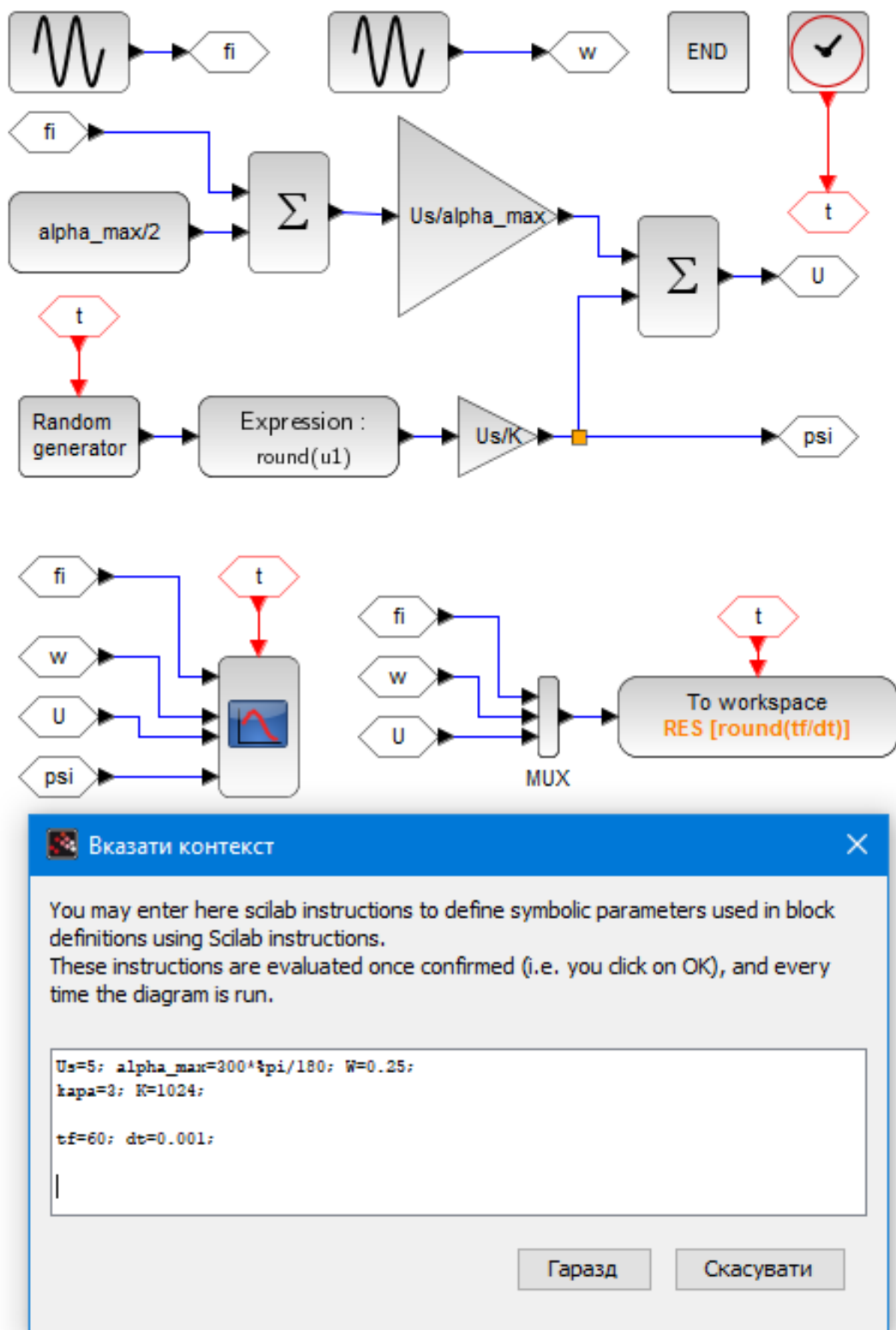


Рисунок 3.6 – Комп'ютерна модель процесів вимірювання кутової швидкості за допомогою однообертного резистора змінного опору з урахуванням похибок вимірювань

Збурення (3.11), (3.17) вимірюваної напруги визначатимемо параметром із значенням:

$$k = 3. \quad (3.36)$$

Значення (3.36) означає, що похибка АЦП не перевищує трьох розрядів дискретизації вимірюваної напруги. Отже, з урахуванням першого значення (3.29), першого значення (3.30) та виразу (3.13) матимемо таке оцінку збурення:

$$|\delta U(t)| \leq 0.0146484V. \quad (3.37)$$

Зрозуміло, що похибка (3.37) є значно меншою величини вимірюваної, яке визначається першим значенням (3.29), і таке збурення не буде спостерігатись у масштабі рис. 3.4. Отже, для ілюстрації впливу збурення на вимірювану напругу слід розглянути менший інтервал часу та збільшити масштаб осі, на якій відкладені значення напруги. З урахуванням означеної обставини розроблено програму-сценарій виконання досліджень, що представлена у Додатку Д. В цій програмі-сценарії (Дод. Д) передбачено виконання розрахунків для кроку дискретизації, який прийнято у вигляді (3.31) та виконання дослідження впливу значень (3.32) величини Ω кругової (циклічної) частота коливального руху ланки маніпулятора на вимірювану напругу (3.35) при наявності похибок вимірювань.

Результати моделювання вимірюваної напруги при наявності похибок вимірювань показані на рис. 3.7 та свідчать, що похибки вимірювань не мають помітного впливу на величину вимірюваної напруги, але матимуть вплив на похідну цієї напруги у часі, яка визначає кутову швидкість. Таким чином, маємо, що навіть незначні похибки вимірювань напруги можуть призводити до помітних похибок визначення кутової швидкості, яка визначається не величиною вимірюваної напруги, а похідною у часі цієї вимірюваної напруги.

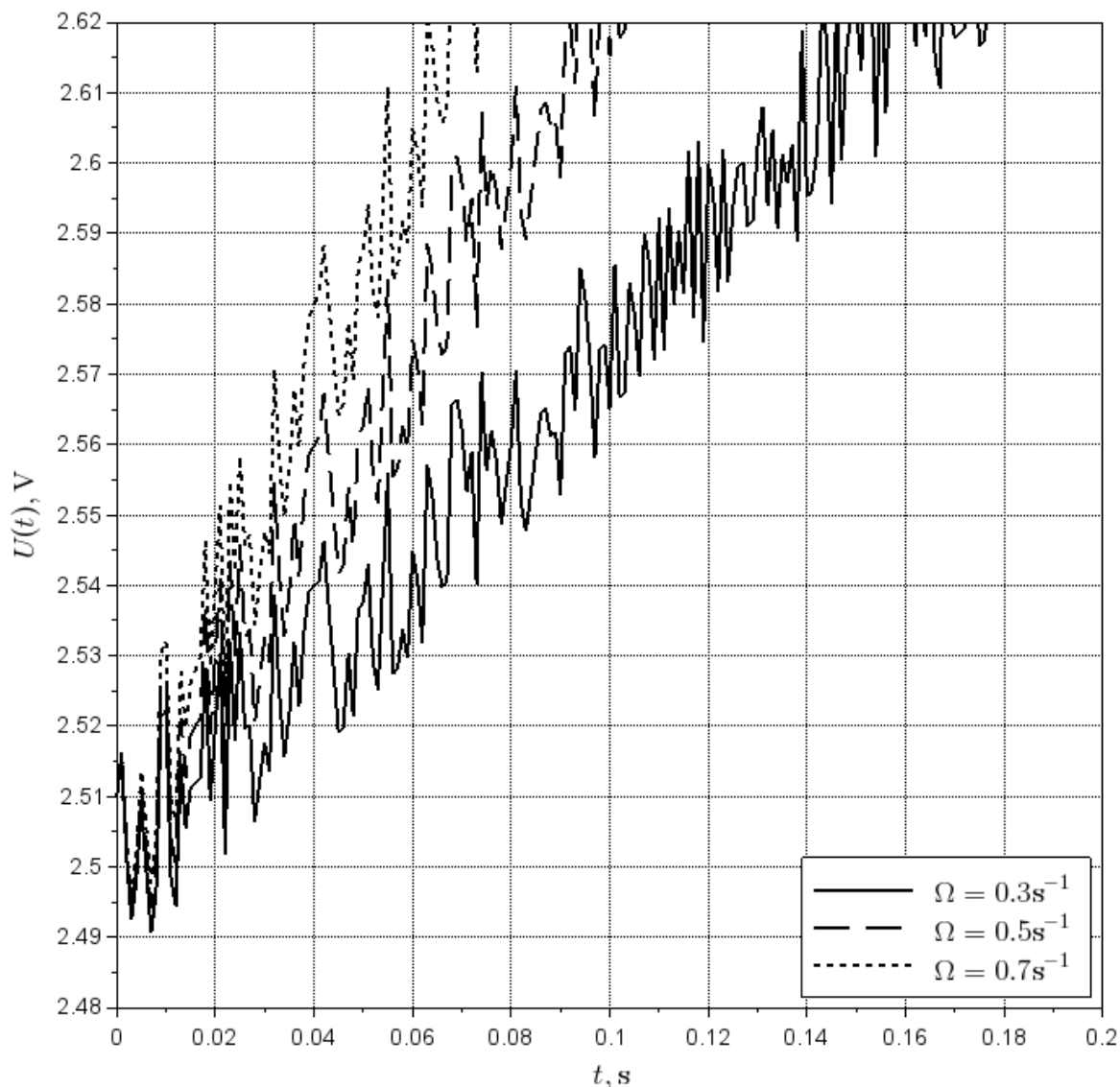


Рисунок 3.7 – Результат моделювання вимірюваної напруги, що містить інформацію про кут повороту ланки маніпулятора при наявності похибок вимірювання

Для дослідження точності визначення кутової швидкості рухомої ланки маніпулятора за допомогою формули (3.26), в якій похідна вимірюваної (змодельованої) у вигляді (2.24), (2.25) напруги (3.35) з урахуванням похибок вимірювань визначається за допомогою однією із формул наближеного диференціювання (2.35), (2.47) або (2.63), виконаємо обчислення величин (3.33), відповідних заданому значенню величини Ω кругової (циклічної) частоти коливального руху ланки маніпулятора та різним значенням кроку дискретизації (3.34). Текст програми-сценарію такого дослідження наведений

у Додатку Е, а результат розрахунку наведений на рис. 3.8. Одержані результати (рис. 3.8) істотно відрізняються від тих, що відповідають відсутності похибок вимірювань та наведені вище на рис. 3.5. Отже, навіть незначні за величиною похибки вимірювань істотно впливають на похибку визначення кутової швидкості.

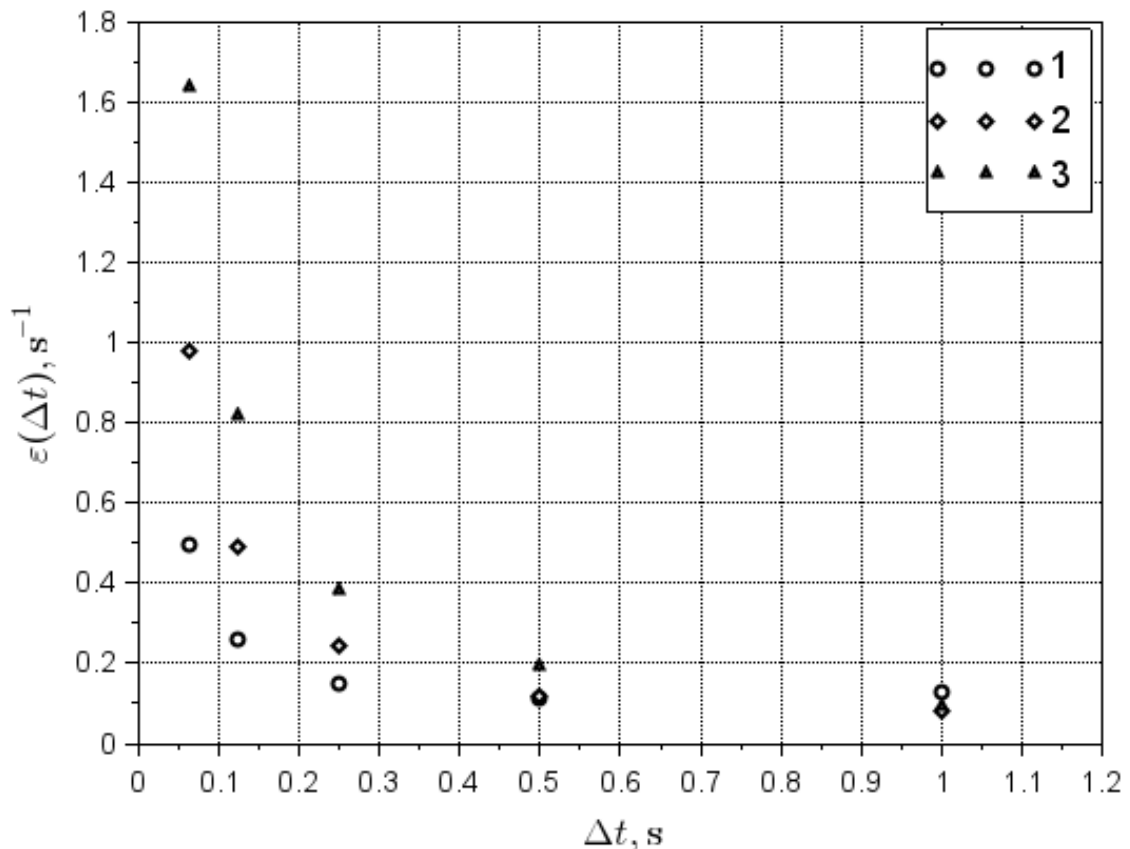


Рисунок 3.8 – Результати оцінки похибки визначення кутової швидкості при використанні формул наближеного диференціювання (2.35), (2.47) та (2.63), що відповідають маркерам 1, 2 та 3 та при наявності похибок вимірювань

Досить несподіваним в отриманих результатах (рис. 3.8), що відповідають наявності похибок вимірювань, є зменшення похибки визначення кутової швидкості при збільшенні кроку дискретизації вимірювань. В той же час, таке можна пояснити тими обставинами, що збільшення кроку дискретизації еквівалентно дії фільтра сигналів, який подавляє високочастотні складові у вимірюваних сигналах, а також частотою похибок вимірювань набагато більшою характерної частоти досліджуваного

процесу, що підтверджується результатами на рис. 3.7. Таким чином, аналого-цифровий перетворювач за рахунок належного вибору кроку дискретизації може бути фільтром похибок вимірювань.

Досить несподіваним в отриманих результатах (рис. 3.8) також є те, що формула (2.35) наближеного диференціювання, яка має найменший порядок похибки порівняно із формулами (2.47) та (2.63) приводить до менших похибок при малих кроках дискретизації. Таке можна пояснити тим, що формула (2.35) використовує меншу кількість значень вимірної напруги, ніж формули (2.47) та (2.63), що є еквівалентом фільтрації високочастотних складових. При збільшенні кроку інтегрування формули (2.47) та (2.63) забезпечують меншу похибку визначення кутової швидкості за рахунок більш високого порядку точності та фільтрації похибок вимірювань внаслідок збільшення кроку дискретизації. Таким чином, за наявності похибок вимірювань, можливо, слід рекомендувати формули наближеного диференціювання із високим порядком точності, але при цьому передбачати відносно великий крок дискретизації вимірювань. Отже, питання про вибір кроку дискретизації вимірювань та формул наближеного диференціювання для визначення кутової швидкості з використанням однообертного резистора змінного опору при наявності похибок вимірювання потребує додаткових досліджень.

4 ЗАХОДИ З БЕЗПЕКИ ЖИТТЄДІЯЛЬНОСТІ ДЛЯ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ БЕЗПЕЧНИХ УМОВ ПРАЦІ

4.1 Аналіз умов праці на робочому

На робочому місці оператора ПК згідно виникають небезпечні та шкідливі фактори: підвищений рівень шуму, несприятливі мікрокліматичні умови, недостатній рівень освітленості, шкідливі речовини, підвищений рівень електромагнітних випромінювань радіочастот, висока напруга електричної мережі, статична електрика та інші. Робота з ПК супроводжується також підвищеним ступенем напруженості трудового процесу. При систематичному впливі виробничих факторів, які не відповідають нормативним показникам, зростає рівень професійно зумовленої захворюваності працюючих та можуть виникнути професійні захворювання органів зору, руху, нервової системи. Таким чином, вивчення умов праці на робочому місці оператора ПК є необхідною умовою запобігання негативних наслідків впливу небезпечних та шкідливих факторів.

Організація робочого місця. Приміщення, в якому знаходиться робоче місце оператора ПК, загальною площею 48 м², і висотою стелі 3,5 м. У приміщенні знаходиться 6 робочих місць з ПК. Кожне робоче місце обладнане робочим столом, стільцем та персональним комп'ютером, що складається з монітора, системного блоку, клавіатури та миші.

4.2 Промислова безпека на робочому

Живлення ПК здійснюється від трифазної чотирьох електричної мережі змінного струму з глухо-заземленою нейтраллю і напругою 220 В, частотою 50 Гц. Згідно НПАОП 40.1-1.21-98 приміщення можна віднести до категорії

без підвищеної небезпеки, так як в приміщенні відсутні чинники, які викликають підвищену або особливу небезпеку.

Для створення безпечних умов праці необхідно провести ряд організаційних і технічних заходів. Згідно НПАОП 40.1-1.32-01 для запобігання ураження людини електричним струмом в приміщенні застосовується система занулення.

4.3 Виробнича санітарія у приміщенні

Робота оператора ПК за енерговитратами відноситься до категорії легких робіт. В таблиці 4.1 наведені оптимальні параметри мікроклімату в приміщеннях, де виконуються роботи операторського типу [20].

Таблиця 4.1 – Параметри мікроклімату для приміщень з ПК

Період року	Параметр мікроклімату	Величина
Холодний	Температура повітря в приміщенні; відносна вологість; швидкість руху повітря	22 – 24 °С; 40 – 60 %; до 0,1 м/с
Теплий	Температура повітря в приміщенні; відносна вологість; швидкість руху повітря	23 – 25 °С; 40 – 60 %; 0,1 – 0,2 м/с

Виміряні за допомогою приладів температура та вологість у лабораторії відповідають вказаним у таблиці для теплого періоду року. Слід зазначити, що для нормалізації параметрів мікроклімату слід використовувати у приміщеннях кондиціонування повітря, або забезпечити подачу свіжого повітря системами вентиляції.

Лабораторія, де виконується розробка конструкції модуля, має наступні характеристики:

- площа приміщення 48 м² (8×6 м);

- висота – 3,5 м;
- кількість робочих місць – 6 шт.;
- обладнання – стіл з ПК і периферією – 6 шт.

Приміщення, відповідно до ДНАОП 0.00-1.31-99, має забезпечувати 6 м² площі та 20 м³ обсягу на одне окреме робоче місце з ПК [20]. Площа приміщення 48 м² та об'єм 168 м³, на кожне робоче місце приходиться 8 м² площі і об'єм 28 м³, тобто вимога виконана.

Приміщення з ПК повинні мати природне і штучне освітлення відповідно до ДБН В.25-28-2006 «Природне і штучне освітлення». Природне світло повинно проникати через бічні світлові прорізи, зорієнтовані, як правило, на північ або північний схід, і забезпечувати коефіцієнт природної освітленості (КПО) не нижче 1,5 %.

Рівень загального штучного освітлення приміщення можна перевірити за допомогою методу питомої потужності, викладеної в [20].

Розрахункова формула методу:

$$W = \frac{W_{\Sigma}}{S}, \quad (4.1)$$

де W – питома потужність, Вт/м²;

S – площа приміщення, м²;

W_{Σ} – загальна потужність освітлювальної установки Вт, яка розраховується за формулою:

$$W_{\Sigma} = W_{ce} \cdot n_{ce}, \quad (4.2)$$

де W_{ce} – потужність одного світильника, Вт;

n_{ce} – кількість світильників в приміщенні.

$$W_{\Sigma} = 100 \cdot 4 = 400 \text{ Вт}, \quad (4.3)$$

$$W = \frac{400}{48} = 8,33 \text{ Вт/м}^2. \quad (4.4)$$

Питомої потужності 8,33 Вт/м² по таблиці Б.3 із [20] відповідає освітленість в 250 лк при мінімальній допустимій освітленості 300 лк.

Отже, для створення сприятливих зорових умов в лабораторії необхідно збільшити кількість світильників або замінити лампи в світильниках на більш потужні.

4.4 Пожежна безпека виробничого приміщення

Пожежна безпека – стан об'єкта, при яким виключається можливість пожежі, а у випадку його виникнення запобігає вплив на людей небезпечних факторів пожежі й забезпечується захист матеріальних цінностей.

Пожежна безпека забезпечується системою запобігання пожежі й системою пожежного захисту. У всіх службових приміщеннях обов'язково повинен бути «План евакуації людей при пожежі», що регламентує дії персоналу у випадку виникнення вогнища загоряння, що й указує місця розташування пожежної техніки.

Горючими компонентами у виробничому приміщенні є: перегородки, двері, підлоги, ізоляція кабелів і ін.

Протипожежний захист – це комплекс організаційних і технічних заходів, спрямованих на забезпечення безпеки людей, на запобігання пожежі, обмеження його поширення, а також на створення умов для успішного гасіння пожежі.

Джерелами запалювання у виробничому приміщенні можуть бути електронні схеми від ПК, прилади, застосовувані для технічного обслуговування, пристрою електроживлення, кондиціонування повітря, де в

результаті різних порушень утворюються перегріті елементи, електричні іскри й дуги, здатні викликати загоряння горючих матеріалів.

У сучасних ПК дуже висока щільність розміщення елементів електронних схем. У безпосередній близькості друг від друга розташовуються сполучні проведення, кабелі. При протіканні по них електричного струму виділяється значна кількість теплоти. При цьому можливо оплавлення ізоляції. Для відводу надлишкової теплоти від ПК служать системи вентиляції й кондиціонування повітря. При постійній дії ці системи являють собою додаткову пожежну небезпеку.

Енергопостачання виробничого приміщення здійснюється за допомогою трансформаторної станції та за допомогою двигун-генераторних агрегатів. На трансформаторних підстанціях особливу небезпеку представляють трансформатори які мають масляне охолодження. У зв'язку із цим перевагу слід віддавати сухим трансформаторам.

ВИСНОВКИ

Виконані дослідження щодо використання однообертних резисторів змінного опору в якості чутливих елементів для визначення кутової швидкості ланок маніпуляторів роботів дозволяють зробити наступні висновки.

Однообертні резистори змінного опору в потенціометричній схемі за умов аналого-цифрового перетворення вимірюваної напруги та належної обробки результатів вимірювання дозволяють забезпечувати оцінку кутової швидкості ланок маніпуляторів із достатньо високої точністю. Отже, з урахуванням цих обставин, а також доступності та низької вартості можемо рекомендувати використання однообертних резисторів змінного опору в якості чутливих елементів для визначення кутової швидкості ланок маніпуляторів роботів, прийомні таких, що призначені для виконання наукових досліджень та інженерних випробувань в якості імітаторів відповідних реальних об'єктів автоматизації.

При використанні однообертного резистора змінного опору в якості чутливого елементу, кутова швидкість визначається похідною у часі напруги, що вимірюється за допомогою відповідної потенціометричної схеми. Для визначення такої похідної можна використовувати формули наближеного обчислення похідних за значеннями напруги, що виміряні АЦП із відповідним кроком дискретизації у часі. Такі формули наближеного диференціювання можна отримати за допомогою рядів Тейлора. Найбільш зручними щодо визначення кутової швидкості є формули наближеного диференціювання, що використовують поточне та попередні значення. Похибки побудованих таким чином формул наближеного диференціювання зменшуються при збільшенні кількості попередніх значень, що використовуються для визначення похідної, зменшуються при збільшенні кількості використовуваних попередніх значень.

При відсутності похибок вимірювань напруги зменшення кроку інтегрування призводить до збільшення точності обчислення кутової

швидкості. При цьому також маємо зменшення похибки обчислення кутової швидкості при збільшенні кількості попередніх значень, що використовуються у формулі наближеного диференціювання. В цьому випадку рекомендується використовувати формули наближеного диференціювання, які окрім поточного значення враховують хоча б два-три попередніх значення. Не рекомендується використовувати формули наближеного диференціювання, в яких враховано досить велику кількість попередніх значень, оскільки такі формули є досить складними, а ефект збільшення точності обчислення похідної не має практичного сенсу.

При наявності похибок вимірювань зменшення похибки визначення кутової швидкості відбувається при збільшенні кроку дискретизації вимірювань, що пояснюється відповідним ефектом фільтрації вимірюваного сигналу. В цьому випадку можна рекомендувати використовувати формули наближеного диференціювання, що враховують відносно велику кількість попередніх значень, але крок дискретизації при цьому обирати відносно великим. В той же час така рекомендація вимагає додаткових досліджень щодо вибору співвідношення між кількостями попередніх значень, що враховуються у формулах наближеного диференціювання, та величиною кроку дискретизації вимірювань у часі АЦП.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. ДСТУ 3008:2015 Інформація та документація «Звіти у сфері науки і техніки». Структура та правила оформлювання. / В. Земцева; Ю. Поліщук, канд. фіз.-мат. наук; Р. Санченко, канд. техн. наук; Л. Шрамко; А. Ямчук (науковий керівник) ДП «УкрНДНЦ» від 22 червня 2015р. № 61 з 2017- 07-01.

2. Методичні вказівки з підготовки кваліфікаційної роботи для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти денної і заочної форми навчання спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» освітньої програми «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» / Упоряд.: І. Ш. Невлюдов, О. І. Филипченко, О. В. Токарева, С. П. Новоселов, О. В Сичова. – Харків: ХНУРЕ, 2022. – 64 с.

2. Навчальний посібник з підготовки кваліфікаційної роботи бакалавра для здобувачів вищої освіти денної і заочної форм навчання спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» освітньої програми «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»: Навчальний посібник / І. Ш. Невлюдов, В.А. Андрусевич, О. В. Токарева, С. П. Новоселов, О. В. Сичова. – Харків : Видавництво Іванченка І. С., 2022. – 151 с.

4. Illia Kalashnykov, Iryna Kolupaieva, Yurii Romashov. Resistance sensors of angular velocity for research robots to benchmark smart cities applications // I International Conference «Sustainable smart cities and communities: business and innovation solutions», Kharkiv, Ukraine, April 21, 2025. pp. 26-27.

5. Невлюдов І. Ш. Технічні засоби автоматизації: Підручник / І. Ш. Невлюдов, А. О. Андрусевич, О. І. Филипченко, Н. П. Демська, С. П. Новоселов. – Кривий Ріг : Криворізький коледж НАУ, 2019. – 366 с.

6. Leyen, U. (20124). European Commission and Directorate-General for Communication, Europe's choice – Political guidelines for the next European

Commission 2024–2029. Luxembourg: Publications Office of the European Union. 31 p. <https://doi.org/10.2775/260104>

7. Chand, R., Sharma, B., Kumar, S. A. (2025). Systematic review of mobile robots applications in smart cities with future directions. *Journal of Industrial Information Integration*. Article iID 100821. <https://doi.org/10.1016/j.jii.2025.100821>

8. Piaggio, D., Zarro, M., Pagliara, S., Andellini, M., Almuhi, A., Maccaro, A., & Pecchia, L. (2023). The use of smart environments and robots for infection prevention control: A systematic literature review. *American Journal of Infection Control*. Volume 51, Issue 10. P. 1175-1181. <https://doi.org/10.1016/j.ajic.2022.02.005>

9. Kolupaieva, I., Nevliudov, I., Romashov, Y., Tiesheva, L., & Vértesy, L. (2024). Intelligent Automated Control in Accordance with Resource Efficiency Criteria toward Circular Economy Transition. *Lecture Notes in Networks and Systems*, 1089 LNNS, pp. 133–141, https://doi.org/10.1007/978-3-031-67195-1_17

10. Кухарчук В.В. Основи метрології та електричних вимірювань: Підручник / В. В. Кухарчук, В. Ю. Кучерук, Є. Т. Володарський, В. В. Грабко. – Херсон: Олді-плюс, 2013. – 538 с.

11. Бурштинський М. В., Хай М. В., Харчишин Б. М. Давачі. – Львів: ТЗОВ «Простір М», 2014. – 202 с.

12. Бабак В. П. Обробка сигналів: Підручник // В. П. Бабак, В. С. Хандецький, Е. Шрюфер. – К.: Либідь, 2019. – 392 с.

13. Sandip Banerjee, Boka Raton. *Mathematical Modeling: Models, Analysis and Applications*, 2nd Edition / FL: Chapman and Hall/CRC Press, Taylor & Francis Group, 2022. – 433 pp.

14. Regtien P., Dertien E. *Sensors for Mechatronics*, 2nd Edition. – Elsevier, 2018. – 380 p.

15. Cheng Peng, Li Chen. Model Reference Adaptive Control Based on Adjustable Reference Model during Mode Transition for Hybrid Electric Vehicles / *Mechatronics*, Volume 87 (1), 2022, 102894, ISSN 0957-4158.

16. Lyshevski S. E. *Mechatronics and Control of Electromechanical Systems* – Boca Raton: CRC Press, 2017. – 486 p.
17. Cetinkunt Sabri. *Mechatronics with Experiments*, 2nd Edition. – Wiley, 2015. – 904 p.
18. De Silva C. W. *Mechatronics: A Foundation Course* – Boca Raton: CRC Press Taylor & Francis Group, 2010. – 867 p.
19. Mehran Mirzaei, Pavel Ripka, Vaclav Grim, An eddy current speed sensor with a novel configuration of longitudinal and transversal coils, *Sensors and Actuators A: Physical*, Volume 352, 2023, 114201.
20. Комплекс навчально-методичного забезпечення навчальної дисципліни «Організація керування умовами праці» підготовки освітнього рівня бакалавр усіх спеціальностей та усіх напрямів університету [Електронний ресурс] / ХНУРЕ; розроб.: Т.Є. Стиценко, Г.В. Пронюк, Н.М. Сердюк. – Харків, 2017. – 108 с.