

Вінницький національний технічний університет
Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова праця
на правах рукопису

ГОЛОДЮК ВОЛОДИМИР СЕРГІЙОВИЧ

УДК 681.518.3.08

ДИСЕРТАЦІЯ

**«МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ДИНАМІЧНИХ ВИМІРЮВАНЬ ПАРАМЕТРІВ
ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН»**

Спеціальність - 152 «Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка»
Галузь знань – 15 «Автоматизація та приладобудування»

Подається на здобуття наукового ступеня *доктор філософії (PhD)*

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

В. С. Голодюк

Науковий керівник: Кухарчук Василь Васильович, доктор технічних наук,
професор

Вінниця - 2024

АНОТАЦІЯ

Голодюк В. С. "Методи та засоби динамічних вимірювань параметрів обертального руху електричних машин" – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктор філософії (PhD) за спеціальністю 152 «Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка». – Вінницький національний технічний університет, Вінниця, 2024.

Дисертаційна робота присвячена вирішенню актуальної науково-прикладної задачі підвищення точності та розширення діапазону динамічних вимірювань параметрів обертального руху в перехідних режимах роботи електричних машин в досліді холостого ходу.

Наукова новизна отриманих результатів, що виноситься на захист, полягає у подальшому розвитку та вдосконаленні існуючих, розробці та обґрунтуванню нових методів підвищення точності динамічних вимірювань параметрів обертального руху.

В роботі отримано такі наукові результати:

- Отримав подальший розвиток метод підвищення точності, який від відомих відрізняється тим, що динамічну похибку зведено до мінімуму за рахунок виключення накладання перехідного процесу муфти спряження на перехідну характеристику електричної машини, а систематичну похибку шляхом введення поправочної функції на періодичну систематичну похибку ексцентриситету.
- Вперше розроблено метод нормування похибок квантування і дискретизації в процесі порівняння вимірюваної і зразкової величин протягом перехідного процесу електричної машини шляхом адаптації роздільної здатності енкодера до миттєвих значень кутової швидкості в кожен момент часу.
- Вдосконалено метод сумісних вимірювань кутової швидкості в усьому діапазоні її зміни протягом перехідного процесу, який на відміну від відомих, дозволяє реалізувати однакові умови вимірювання кутової швидкості електричної машини при кожному її повторному запуску, що забезпечує повторюваність динамічних вимірювань її перехідної

характеристики та зменшення похибки від нестабільності напруги живлення обмоток статора завдяки однаковим номінальним значенням амплітуди, частоти та початкових фаз.

Практичне значення отриманих результатів полягає у реалізації мікропроцесорного засобу для динамічних вимірювань параметрів обертального руху (кутова швидкість, кутове прискорення, динамічний момент) електричних машин, який має наступні особливості:

- Запропоновано використання енкодера з наскрізним кріпленням, безпосередньо на валу ЕМ, що дозволяє усунути систематичну періодичну похибку ексцентриситету та динамічну похибку, що викликана накладанням перехідного процесу муфти на перехідний процес електричної машини.
- Розроблено інверторний силовий модуль, для запуску електричної машини, який дозволяє забезпечити умови вимірювання кутової швидкості (однакові, повторювані значення амплітуди, частоти та початкових фаз напруги для кожної фази живлячої трифазної мережі), шляхом прикладання до двигуна незмінних миттєвих значень напруги при кожному його повторному запуску.
- Розроблено структурну, функціональні та схеми електричні принципів, алгоритмічне і програмне забезпечення мікропроцесорного засобу динамічних вимірювань параметрів обертального руху.

Результати фізичного моделювання мікропроцесорного засобу та його складових підтверджують адекватність отриманих в роботі математичних моделей, функцій перетворення, метрологічних моделей похибок квантування та дискретизації, аналітичних залежностей для оцінювання нижньої та верхньої меж діапазону вимірювання.

Основна частина дисертаційної роботи складається з вступу, п'ятих розділів, висновків та списку використаних джерел.

У першому розділі наведено загальний аналіз термінології обертального руху та його параметри. Розглянуто характерні особливості динамічних вимірювань параметрів обертального руху, та проведено аналіз відомих сьогодні методів динамічних вимірювань параметрів обертального руху електричних

машин. Також наведено рівняння перетворення для сенсорів обертального руху, які покладено в основу побудови перетворювачів кутових переміщень (основні вимірювальні перетворювачі обертального руху на сьогодні).

Також здійснено огляд цифрових засобів вимірювання параметрів обертального руху та, окремо, їх основних елементів, таких як вимірювальний перетворювач та муфта спряження об'єкту вимірювання з вимірювальним перетворювачем. Розглянуто їх будову, принципи роботи та класифікації. Вказано основні переваги та недоліки як основних типів вимірювальних перетворювачів, так і різних типів муфт спряження, які використовуються для приєднання валів електричних машин до енкодерів.

Зазначено, що сьогодні неможливо отримати високу точність динамічних вимірювань параметрів обертального руху для усіх можливих діапазонів змін кутової швидкості, та в усіх можливих режимах роботи об'єкту вимірювання, використовуючи один тахометр, що є ключовим фактором наявності великої кількості різних тахометричних перетворювачів та, відповідно, тахометрів на їх основі. На основі викладеної інформації поставлено мету підвищення точності і розширення діапазону вимірювань параметрів обертального руху в динамічному режимі роботи електричних машин.

У другому розділі було розглянуто математичні моделі об'єктів вимірювання, елементів спряження ОВ з вимірювальним перетворювачем, самого сенсора (енкодера), які враховують основні характеристики роботи даних компонентів. Запропоновано узагальнену математичну модель, яка дає змогу досліджувати динамічні режими роботи та оцінювати вплив на результати вимірювань основних складових засобів вимірювання кутової швидкості.

В результаті аналізу розробленої узагальненої математичної моделі засобу вимірювань параметрів обертального руху встановлено, що лише при забезпеченні взаємодії таких складових засобу, як об'єкт вимірювання, муфта спряження та вимірювальний перетворювач, можливе отримання якісної вимірювальної інформації, як в динамічному так і в статичному режимі роботи ОВ.

Також було показано, що до значення результатів вимірювання параметрів обертального руху значний вплив вносить випадкова похибка в процесі диференціювання вимірюваних даних. При цьому відносно невисокі значення випадкової похибки, які безумовно наявні в будь яких результатах вимірювання,

можуть сильно вплинути на результат диференціювання вимірюваної величини.

У третьому розділі було розроблено узагальнену метрологічну модель засобу динамічних вимірювань параметрів обертального руху електричних машин, розглянуто та досліджено використання експоненційної моделі перехідного процесу об'єкта вимірювання, замість складних математичних моделей ОВ, які було розглянуто в попередньому розділі. Визначено, що при моделюванні таким чином двигуна постійного струму та синхронного двигуна відносна похибка моделі не перевищує 2% в найгіршому випадку. При моделюванні асинхронного двигуна похибка експоненційної моделі значно перевищує її значення у випадках синхронного двигуна та двигуна постійного струму, але, при застосуванні даної моделі до задачі моделювання засобу вимірювання, даний підхід є припустимим.

В результаті аналізу розробленої метрологічної моделі засобу динамічних вимірювань параметрів обертального руху було встановлено, що цифрові тахеометри можуть забезпечити динамічні вимірювання кутової швидкості в широкому діапазоні.

Отримані результати досліджень використанні при розробці мікроконтролерного засобу динамічних вимірювань параметрів обертального руху, який дозволить підвищити точність і розширити діапазон вимірювань даних параметрів в динамічному режимі роботи електричних машин.

У четвертому розділі було проведено ґрунтовне дослідження, спрямоване на опис апаратно-програмних реалізацій мікроконтролерного тахеометра миттєвих значень кутової швидкості електричних машин у перехідних режимах їх роботи. Розглянуто підходи до реалізації апаратно-програмних систем, що демонструють свою ефективність у виявленні та аналізі критичних динамічних явищ, таких як провали швидкості обертання, що відбуваються під час перехідних процесів. Такі явища мають вирішальне значення для визначення віброакустичних характеристик і загальної надійності вимірювання параметрів електричних машин.

Додатково, в даному розділі було показано, що запропонована методика вимірювань не лише сприяє підвищенню точності та надійності отриманих даних, але й відкриває нові перспективи для розробки адаптивних інформаційно-вимірювальних систем, які можуть в реальному часі аналізувати динамічні зміни робочих характеристик об'єктів вимірювання.

У п'ятому розділі представлено опис апаратно-програмної реалізації експериментального зразка мікроконтролерного тахометра миттєвих значень для вимірювання кутової швидкості електричних машин в перехідних режимах їх роботи.

На основі отриманих у попередніх розділах результатів було розроблено функціональні та електричні принципові схеми системи вимірювання динамічних параметрів обертального руху електричних машин. Основними елементами цієї системи є мікроконтролерний тахометр миттєвих значень, інкрементальний енкодер та блоки обробки сигналів, які стали основою апаратної реалізації ЗВ.

Розроблено експериментальний зразок мікроконтролерного засобу вимірювання динамічних параметрів обертального руху, який забезпечує вимірювання кутової швидкості, кутового прискорення та динамічного моменту електричних машин у перехідних режимах роботи. ЗВ використовує інкрементальний енкодер з наскрізним валом, що мінімізує похибки, пов'язані з механічним з'єднанням ОВ та сенсора.

Проведено експериментальні дослідження кутової швидкості та кутового прискорення електричних машин. Дані отримано за допомогою розробленого експериментального зразка, та оброблено в програмному середовищі GNU Octave.

Використання цифрової фільтрації та апроксимації експериментальних даних перед обробкою забезпечило високу якість диференціювання, що дозволило отримати коректні значення кутового прискорення та динамічного моменту. Визначення динамічного моменту здійснювалося шляхом множення кутового прискорення на момент інерції електродвигуна, отриманого з паспортних даних ОВ. Це дозволило побудувати графік залежності динамічного моменту від часу.

Для забезпечення умов експериментальних досліджень було розроблено трифазний інверторний модуль, який забезпечує стабільну подачу повторюваних миттєвих значень напруги на статор ОВ. Це дозволило створити необхідні умови для проведення динамічних вимірювань, виключаючи вплив варіативності параметрів електричної мережі на результати експериментів.

В розділі подано результати експериментальних досліджень, які включали дослідження, проведені в лабораторних умовах. Вони підтвердили

справедливість отриманих теоретичних результатів, представлених в дисертаційній роботі. Зокрема, було встановлено, що запропонована система дозволяє забезпечити точність вимірювань кутової швидкості та динамічних параметрів обертального руху електричних машин у перехідних режимах, з похибкою, властивою для статичних вимірювань.

Впровадження розробленої системи позитивно вплине на надійність та ефективність досліджень та випробувань електричних машин, дозволяє проводити більш точну діагностику та оперативно виявляти потенційні відмови в процесі контролю динамічних параметрів.

Ключові слова: електричні машини, динамічні вимірювання, швидкість обертання, кутова швидкість, енкодер, дослід холостого ходу, мікроконтролерний тахометр, перехідна характеристика електричної машини, миттєві значення кутової швидкості, діапазон вимірювання, похибка квантування, вимірювальний канал кутової швидкості.

ABSTRACT

Holodiuk V. S. "Methods and means of dynamic measurements of electric machines rotational parameters" - Qualification scientific work as a manuscript.

Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy (PhD) in the specialty 152 "Metrology and Information-Measurement Technology". - Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, 2024.

This dissertation is dedicated to solving the relevant scientific and practical problem of increasing accuracy and expanding the range of dynamic measurements of rotational parameters in the transient modes of electric machines operation in no-load testing.

Scientific novelty of the obtained results, presented for defense, lies in the further development and improvement of existing methods, as well as in the development and justification of new methods for increasing the accuracy of dynamic measurements of rotational parameters.

The following scientific results were obtained in the work:

- The method of increasing accuracy was further developed, differing from known methods in that dynamic error is minimized by eliminating the superposition of the coupling's transient process on the transient characteristic of the electric machine, and systematic error is reduced by introducing a correction function for the periodic systematic eccentricity error.
- A method for normalizing quantization and discretization errors during the comparison of measured and reference values during the transient process of the electric machine was developed for the first time. This is achieved by adapting the encoder's resolution to the instantaneous values of angular velocity at each moment in time.
- The method of combined measurements of angular velocity over the entire range of its variation during the transient process was improved. Unlike known methods, this approach allows identical conditions for measuring the angular velocity of the electric machine at each repeated start, ensuring repeatability of dynamic measurements of its transient characteristic and reducing error from the instability of the stator winding supply voltage due to identical nominal values of amplitude, frequency, and initial phases.

Practical significance of the obtained results lies in the implementation of a microprocessor device for dynamic measurements of rotational parameters (angular velocity, angular acceleration, dynamic torque) of electric machines, which has the following features:

- The use of a through-hole encoder directly mounted on the electric machine shaft is proposed, which eliminates the systematic periodic eccentricity error and dynamic error caused by the superposition of the coupling's transient process on the electric machine's transient process.
- An inverter power module for starting the electric machine was developed, which ensures conditions for measuring angular velocity (identical, repeatable values of amplitude, frequency, and initial phases of voltage for each phase of the three-phase network) by applying unchanged instantaneous voltage values to the motor at each repeated start.
- Structural, functional, and schematic electrical diagrams, as well as algorithmic and software provisions of the microprocessor device for dynamic measurements of rotational parameters, were developed.

The results of physical modeling of the microprocessor device and its components confirm the adequacy of the obtained mathematical models, transfer functions, metrological models of quantization and discretization errors, and analytical dependencies for evaluating the lower and upper bounds of the measurement range.

The main part of the dissertation consists of an introduction, five chapters, conclusions, and a list of references.

In the first chapter, a general analysis of the terminology of rotational motion and its parameters is provided. The characteristic features of dynamic measurements of rotational parameters are considered, and an analysis of known methods for dynamic measurements of rotational parameters of electric machines is conducted. Transformation equations for rotational motion sensors, which form the basis of angular displacement converters (the main rotational motion measurement converters today), are also provided.

A review of digital devices for measuring rotational parameters and their main elements, such as the measurement converter and the coupling of the measurement object with the measurement converter, is conducted. Their structure, principles of

operation, and classifications are considered. The main advantages and disadvantages of both the main types of measurement converters and various types of couplings used to connect electric machine shafts to encoders are indicated.

It is noted that today it is impossible to achieve high accuracy of dynamic measurements of rotational parameters for all possible ranges of angular velocity changes and in all possible operating modes of the measurement object using a single tachometer. This is a key factor for the presence of a large number of different tachometric converters and, accordingly, tachometers based on them. Based on the presented information, the goal of increasing the accuracy and expanding the measurement range of rotational parameters in the dynamic mode of operation of electric machines is set.

In the second chapter, mathematical models of measurement objects, coupling elements of the measurement object with the measurement converter, and the sensor (encoder) itself, considering the main characteristics of these components, are considered. A generalized mathematical model is proposed, allowing the study of dynamic operating modes and assessing the impact of the main components of the angular velocity measurement devices on the measurement results.

As a result of the analysis of the developed generalized mathematical model of the rotational parameter measurement device, it was established that only by ensuring the interaction of such components of the device as the measurement object, coupling, and measurement converter, is it possible to obtain high-quality measurement information in both dynamic and static operating modes of the measurement object.

It is also shown that the measurement results of rotational parameters are significantly influenced by random error during the differentiation of measured data. Relatively low values of random error, which are undoubtedly present in any measurement results, can significantly affect the differentiation result of the measured quantity.

In the third chapter, a generalized metrological model of the device for dynamic measurements of rotational parameters of electric machines is developed. The use of an exponential model of the transient process of the measurement object, instead of complex mathematical models of the measurement object considered in the previous chapter, is studied and researched. It is determined that when modeling a DC motor and a synchronous motor in this way, the relative error of the model does not exceed 2% in the worst case. When modeling an asynchronous motor, the exponential model

error significantly exceeds its value in the cases of a synchronous motor and a DC motor, but this approach is acceptable for the task of modeling the measurement device.

As a result of the analysis of the developed metrological model of the device for dynamic measurements of rotational parameters, it was established that digital tachometers can provide dynamic measurements of angular velocity over a wide range.

The obtained research results were used in the development of a microcontroller device for dynamic measurements of rotational parameters, which allows for increased accuracy and expanded measurement range of these parameters in the dynamic mode of operation of electric machines.

In the fourth chapter, a thorough study aimed at describing the hardware and software implementations of the microcontroller tachometer for instantaneous values of angular velocity of electric machines in transient modes of their operation is conducted. Approaches to the implementation of hardware and software systems that demonstrate their effectiveness in detecting and analyzing critical dynamic phenomena, such as rotational speed dips occurring during transient processes, are considered. These phenomena are crucial for determining vibroacoustic characteristics and the overall reliability of measuring the parameters of electric machines.

Additionally, this chapter shows that the proposed measurement methodology not only improves the accuracy and reliability of the obtained data but also opens new prospects for developing adaptive information-measurement systems that can analyze dynamic changes in the working characteristics of measurement objects in real-time.

In the fifth chapter, the description of the hardware and software implementation of the experimental sample of the microcontroller tachometer for instantaneous values for measuring the angular velocity of electric machines in transient modes of their operation is presented.

Based on the results obtained in the previous chapters, functional and schematic electrical diagrams of the system for measuring dynamic parameters of rotational motion of electric machines were developed. The main elements of this system are the microcontroller tachometer for instantaneous values, the incremental encoder, and the signal processing units, which formed the basis of the hardware implementation of the measurement device.

An experimental sample of the microcontroller device for measuring dynamic parameters of rotational motion was developed, providing measurements of angular velocity, angular acceleration, and dynamic torque of electric machines in transient modes of operation. The device uses an incremental encoder with a through-shaft, minimizing errors associated with the mechanical connection of the measurement object and the sensor.

Experimental studies of angular velocity and angular acceleration of electric machines were conducted. Data obtained using the developed experimental sample was processed in the GNU Octave software environment.

The use of digital filtering and approximation of experimental data before processing ensured high-quality differentiation, allowing correct values of angular acceleration and dynamic torque to be obtained. The dynamic torque was determined by multiplying the angular acceleration by the moment of inertia of the electric motor, obtained from the technical specifications of the measurement object. This allowed for the construction of a graph of the dynamic torque versus time.

To ensure experimental research conditions, a three-phase inverter module was developed, providing stable supply of repeatable instantaneous voltage values to the stator of the measurement object. This created the necessary conditions for conducting dynamic measurements, excluding the influence of variability in electrical network parameters on the experimental results.

The chapter presents the results of experimental studies conducted in laboratory conditions. They confirmed the validity of the theoretical results presented in the dissertation. In particular, it was established that the proposed system ensures the accuracy of angular velocity measurements and dynamic parameters of rotational motion of electric machines in transient modes, with errors typical of static measurements.

The implementation of the developed system will positively affect the reliability and efficiency of research and testing of electric machines, enabling more accurate diagnostics and prompt identification of potential failures in the process of monitoring dynamic parameters.

Keywords: electric machines, dynamic measurements, rotational speed, angular velocity, encoder, no-load test, microcontroller tachometer, transient characteristic of electric machines, instantaneous values of angular velocity, measurement range, quantization error, angular velocity measurement channel.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

- [1] Vasyl V. Kukharchuk, Valerii F. Hraniak, Samoil Sh. Katsyv, Volodymyr S. Holodiuk, «Torque measuring channels: dynamic and static metrological characteristics», IAPGOŚ 3/2020, p. 82—85, 2020.
- [2] Vasyl V. Kukharchuk, Sergii V. Pavlov, Volodymyr S. Holodiuk, Valery E. Kryvonosov, Krzysztof Skorupski, Assel Mussabekova and Gaini Karnakova, «Information Conversion in Measuring Channels with Optoelectronic Sensors», MDPI Sensors 2022, 22(1), 271.
- [3] Vasyl V. Kukharchuk, Waldemar Wójcik, Sergii V. Pavlov, Samoil Sh. Katsyv, Volodymyr S. Holodiuk, Oleksandr Reyda, Ainur Kozbakova, Gaukhar Borankulova, «Features of the angular speed dynamic measurements with the use of an encoder», IAPGOŚ. 3/2022, p. 20–26.
- [4] Vasyl Kukharchuk, Oleksandr Vasilevskyi Volodymyr Holodiuk, «Results of study of quantization and discretization error of digital tachometers with encoder», ACTA IMEKO, June 2023, Volume 12, Number 2, 1-6.
- [5] В. С. Голодюк, «Динамічні вимірювання параметрів обертального руху електричних машин в умовах перехідних процесів», на L Науково-технічна конференція факультету електроенергетики та електромеханіки (ВНТУ 2021).
- [6] В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, «Засіб динамічних вимірювань параметрів обертового руху електричних машин в перехідних режимах роботи», на XIV Міжнародна науково-практична конференція «Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси» (ПРТК-2021) Збірка тез, ст. 87-89.
- [7] В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, «Результати досліджень похибки квантування і дискретизації цифрових тахометрів з енкодером», на XV Міжнародна науково-практична конференція «Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси» (ПРТК-2022) Збірка тез, ст. 98-101.
- [8] В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, «Дослідження похибки квантування і дискретизації цифрових тахометрів з енкодером», на «КОНТРОЛЬ

I УПРАВЛІННЯ В СКЛАДНИХ СИСТЕМАХ» (КУСС-2022) XVI Міжнародна конференція.

- [9] В. В. Кухарчук, С. Ш. Кацив, В. С. Голодюк, «До питання оцінювання похибки дискретизації і верхньої межі вимірювання кутової швидкості в мікропроцесорних тахометрах», на LI Науково-технічна конференція факультету електроенергетики та електромеханіки, ВНТУ (2022).
- [10] В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, С. М. Бойко, «Апаратно-програмна реалізація широкодіапазонного мікроконтролерного частотоміра», на LI Науково-технічна конференція факультету електроенергетики та електромеханіки, ВНТУ (2023).
- [11] В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, Д. В. Дейбук, «Особливості апаратно-програмної реалізації мікроконтролерних тахометрів», на LI Науково-технічна конференція факультету електроенергетики та електромеханіки, ВНТУ (2023).
- [12] В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, С. М. Бойко, «Спосіб покращення повторюваності динамічних вимірювань перехідної характеристики асинхронних машин», на XVI Міжнародна науково-практична конференція «Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси» (ПРТК-2023) Збірка тез, ст. 140-143.
- [13] В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, «Щодо впливу муфти спряження на результати динамічних вимірювань кутової швидкості асинхронних машин з енкодером», на VII Міжнародній науково-практичній конференції «Наукові дослідження та методика їх проведення: світовий досвід та вітчизняні реалії» Збірка тез, ст. 180-187.

ЗМІСТ

Перелік умовних позначень	19
Вступ	20
1 Розділ 1. Сучасний стан методів та засобів динамічних вимірювань параметрів обертального руху	28
1.1 Особливості динамічних вимірювань параметрів обертального руху	28
1.2 Аналіз відомих методів вимірювань	29
1.3 Огляд цифрових засобів вимірювань параметрів обертального руху та їх класифікація	31
1.3.1 Класифікація вимірювальних перетворювачів	32
1.3.2 Класифікація муфт спряження	36
1.3.3 Класифікація засобів вимірювання	39
1.4 Висновки до розділу 1	43
2 Розділ 2. Розробка математичних моделей засобів вимірювання параметрів обертального руху	45
2.1 Дослідження математичних моделей динамічних вимірювань параметрів обертального руху електричних машин	45
2.1.1 Дослідження математичних моделей об'єктів вимірювання	45
2.1.1.1 Асинхронний двигун	47
2.1.1.2 Синхронний двигун	52
2.1.1.3 Двигун постійного струму	58
2.1.2 Моделювання впливу муфти спряження об'єкту вимірювання з вимірювальним перетворювачем	61
2.2 Розробка узагальненої математичної моделі для дослідження параметрів обертального руху	69
2.3 Проблеми диференціювання експериментальних даних вимірювання кутової швидкості	72
2.4 Висновки до розділу 2	75
3 Розділ 3. Розробка метрологічних моделей засобів вимірювання параметрів обертального руху	78

	16
3.1 Обґрунтування узагальненої моделі зміни кутової швидкості в часі	78
3.2 Узагальнена структурна схема цифрового засобу вимірювання параметрів обертального руху електричних машин	82
3.3 Метрологічні моделі цифрового засобу вимірювання параметрів обертального руху електричних машин	82
3.3.1 Функція перетворення цифрового засобу вимірювання .	82
3.3.2 Похибка квантування цифрового засобу вимірювання . .	83
3.3.3 Похибка дискретизації цифрового засобу вимірювання .	84
3.3.4 Діапазон вимірювання та закони зміни роздільної здатності енкодера	86
3.4 Метрологічні моделі цифрового засобу вимірювання кутового прискорення та динамічного моменту	89
3.5 Висновки до розділу 3	92
4 Розділ 4. Розробка мікроконтролерного засобу вимірювань параметрів обертального руху електричних машин	94
4.1 Розробка функціональної схеми засобу динамічних вимірювань параметрів обертального руху електричних машин	94
4.2 Вибір оптимального алгоритму згладжування експериментальних даних кутової швидкості	97
4.2.1 Алгоритм ковзного середнього	99
4.2.2 Цифровий фільтр зі скінченною імпульсною характеристикою	102
4.2.3 Апроксимація експериментальних перехідних характеристик ЕМ	107
4.2.4 Висновки	111
4.3 Розробка засобу вимірювань динамічного моменту	113
4.4 Висновки до розділу 4	116
5 Розділ 5. Апаратно-програмна реалізація мікроконтролерних засобів вимірювання параметрів обертального руху електричних машин	117
5.1 Розробка інженерної методики проектування мікроконтролерних засобів вимірювання	117

	17
5.2 Апаратно-програмна реалізація мікроконтролерного засобу вимірювання параметрів обертального руху	139
5.2.1 Апаратна реалізація засобу вимірювання	139
5.2.2 Розробка програмного забезпечення	142
5.3 Експериментальні дослідження	144
5.3.1 Експериментальні дослідження кутової швидкості	144
5.3.2 Експериментальні дослідження кутового прискорення .	147
5.3.3 Експериментальні дослідження динамічного моменту . .	147
5.4 Порівняльний аналіз результатів математичного і фізичного моделювання	149
5.5 Висновки до розділу 5	158
Основні висновки по роботі	160
Список використаних джерел	162
ДОДАТОК А Лістинг скрипта для моделювання АД	174
ДОДАТОК Б Лістинг скрипта для моделювання СД	177
ДОДАТОК В Лістинг скрипта для моделювання ДПС	181
ДОДАТОК Г Лістинг скрипта для моделювання впливу муфти спряження ОВ з вимірювальним перетворювачем	184
ДОДАТОК Д Лістинг скрипта для моделювання та пошуку оптимальних параметрів експоненційної моделі	190
ДОДАТОК Е Схема електрична принципова інверторного силового модуля	192
ДОДАТОК Ж Фрагмент коду програмного забезпечення мікроконтролера	194
ДОДАТОК И Порівняльний аналіз результатів математичного і фізичного моделювання СД	197

ДОДАТОК К Порівняльний аналіз результатів математичного і фізичного моделювання ДПС	201
ДОДАТОК Л Акти впровадження дисертаційної роботи	205
ДОДАТОК М Список опублікованих праць за темою дисертації	207

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ОВ - Об'єкт вимірювання
ФЕС - Фотоелектричний сенсор
ВКЧМЗ - Вимірювальний канал частоти миттєвих значень
ЕРС - Електрорушійна сила
ЧПК - Числове програмне керування
ЗВ - Засіб вимірювання
МС - Муфта спряження
ЕМ - Електрична машина
АМ - Асинхронна машина
СД - Синхронний двигун
ДПС - Двигун постійного струму
ОЗ - Обмотка збудження
АД - Асинхронний двигун
НІХ - Нескінченна імпульсна характеристика
СІХ - Скінченна імпульсна характеристика
ПК - Персональний комп'ютер
МК - Мікроконтролер
ШІМ - Широтно-імпульсна модуляція

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження

Розширення діапазону, підвищення точності і швидкодії вимірювань параметрів об'єкту, що досліджується, завжди залишається важливою науково-прикладною проблемою. Надзвичайно актуальною є дана задача для динамічних вимірювань.

В теперішній час випробування електричних машин здійснюють в статичних режимах роботи, згідно чинних методик випробувань та встановлених нормованих значень похибок. Суттєвим недоліком таких випробувань є низька швидкодія, що приводить далеко не до 100% відсоткового, а вибіркового контролю виробів. Значно вища швидкодія притаманна методикам динамічних випробувань електричної машини за час її перехідного процесу. Даний підхід забезпечує повний контроль об'єктів вимірювань, але практична реалізація таких експериментальних досліджень значно складніша і до цього часу ще не в повній мірі теоретично досліджена. У випадку, коли неможливо з достатньою точністю аналітично описати параметри об'єкту вимірювання, експериментальні дослідження є єдиним способом отримання вимірювальної інформації, а точність – єдиною кількісною оцінкою відповідності результату вимірювань дійсному стану параметра об'єкта. До таких параметрів відносять і параметри обертального руху: кутова швидкість, кутове прискорення, динамічний момент. Для кількісного оцінювання параметрів обертального руху застосовують різноманітні засоби вимірювань, але обов'язковими їхніми складовими є об'єкт вимірювань, елементи спряження з сенсором, вторинний вимірювальний прилад. В теперішній час застосовують як контактні, так і безконтактні засоби вимірювань (тільки для статичних вимірювань) виділених інформативних параметрів. Відсутність елементів спряження сенсора з об'єктом в безконтактних засобу вимірювання забезпечує відсутність впливу інерційних властивостей сенсора, похибки ексцентриситету, перехідного процесу муфти спряження на результати вимірювань. Але дані засоби не забезпечують необхідну роздільну здатність (кількість виміряних значень за один оберт валу об'єкта контролю) і тому не використовуються для динамічних вимірювань параметрів обертального руху.

Контактні засоби вимірювання характеризуються достатньо високою

роздільною здатністю ($z=10000$), завдяки чому забезпечуються прийнятні метрологічні характеристики як в статичному, так і в динамічному режимах роботи. Але наявність перехідного процесу муфти спряження, що накладається на перехідний процес об'єкту вимірювання, приводить до значної динамічної похибки, і як наслідок до обмеження нижньої межі вимірювань кутової швидкості, а похибка ексцентриситету є причиною виникнення періодичної методичної похибки. Надзвичайно широкий динамічний діапазон зміни кутової швидкості протягом перехідного процесу об'єкту вимірювання є причиною суттєвої зміни похибок квантування і дискретизації від нижньої до верхньої меж вимірювання. Мало дослідженими є також похибки за рахунок відхилень напруги живлення від номінального значення та не забезпечення запуску об'єкту вимірювання з одного кутового положення.

Сучасні засоби вимірювання моменту інерції ротора реалізують опосередковані методи і характеризуються також низькою швидкодією (десятки хвилин на один електродвигун). Опосередкований метод вимірювання динамічного моменту має невисоку точність, що зумовлена похибкою диференціювання експериментальних даних цифрових тахометрів.

Тому, розробка нових засобів динамічних вимірювань, які б забезпечували високу точність, малу інерційність, широкий діапазон вимірювань є важливою і актуальною задачею. Одним із шляхів вирішення цієї науково-прикладної задачі є розробка нового методу і мікропроцесорного засобу вимірювання параметрів ОР, яким були б притаманні переваги відомих безконтактних засобів та відсутні недоліки контактних.

Мета і завдання дослідження

Метою дослідження є підвищення точності та розширення діапазону динамічних вимірювань параметрів обертального руху в перехідних режимах роботи електричних машин в досліді холостого ходу.

Для виконання поставленої мети необхідно вирішити такі задачі:

1. Зробити огляд оптико-електронних вимірювальних перетворювачів параметрів ОР та навести їх класифікацію;
2. Проаналізувати відомі методи та засоби динамічних вимірювань параметрів обертального руху;

3. Розробити узагальнену структурну схему мікроконтролерного засобу динамічних вимірювань з високочутливим енкодером і цифровим сигнальним контролером;
4. Розробити математичну модель вимірювання параметрів обертального руху в динамічному режимі роботи об'єкта вимірювання;
5. Дослідити вплив на процес перетворення неінформативних параметрів;
6. Розробити засоби вимірювання кутової швидкості, кутового прискорення та динамічного моменту;
7. Вивести рівняння перетворення кутової швидкості, кутового прискорення та динамічного моменту в цифровий бінарний код;
8. Отримати аналітичні залежності для оцінювання основних статичних і динамічних метрологічних характеристик засобів вимірювання;
9. Розробити методику інженерного проектування засобів динамічного вимірювання та виготовлено експериментальний зразок засобу вимірювання параметрів обертального руху;
10. Виконати експериментальні дослідження і підтвердити адекватність результатів фізичного і математичного моделювання.

Об'єктом дослідження є процес динамічних вимірювань параметрів обертального руху, зокрема кутової швидкості, кутового прискорення та динамічного моменту.

Предметом дослідження є методи і мікропроцесорні засоби динамічних вимірювань параметрів обертального руху в умовах перехідного процесу електричної машини.

Методи дослідження. В основу дисертаційної роботи покладено порівняльний аналіз існуючих вимірювальних перетворювачів параметрів ОР та методи теорії вимірювального перетворення неелектричних величин, методи математичного і фізичного моделювання, теорія похибок вимірювань і контролю, теорія ймовірності і випадкових процесів, методи математичної статистики при обробці результатів вимірювань, теорія диференціальних рівнянь.

Дослідження спрямоване на розробку нових методів та апаратно-програмних засобів отримання, обробки та аналізу результатів динамічних вимірювань, під час випробувань електричних машин в досліді холостого ходу.

Очікується, що результати дослідження сприятимуть суттєвому скороченню часу проведення випробувань електричних машин, підвищенню якості та ефективності випробувань, а також допоможуть покращити конкурентоспроможність виробників електричних машин на ринку електротехнічної продукції.

Наукова новизна отриманих результатів

1. Отримав подальший розвиток метод підвищення точності, який від відомих відрізняється тим, що динамічну похибку зведено до мінімуму за рахунок виключення накладання перехідного процесу муфти спряження на перехідну характеристику електричної машини, а систематичну похибку шляхом введення поправочної функції на періодичну систематичну похибку ексцентриситету.
2. Вперше розроблено метод нормування похибок квантування і дискретизації в процесі порівняння вимірюваної і зразкової величин протягом перехідного процесу електричної машини шляхом адаптації роздільної здатності енкодера до миттєвих значень кутової швидкості в кожен момент часу.
3. Вдосконалено метод сумісних вимірювань кутової швидкості в усьому діапазоні її зміни протягом перехідного процесу, який на відміну від відомих, дозволяє реалізувати однакові умови вимірювання кутової швидкості електричної машини при кожному її повторному запуску, що забезпечує повторюваність динамічних вимірювань її перехідної характеристики та зменшення похибки від нестабільності напруги живлення обмоток статора завдяки однаковим номінальним значенням амплітуди, частоти та початкових фаз.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами, грантами

Дисертаційне дослідження виконувалося без залучення грантів, поза межами тематичних планів.

Практична цінність отриманих результатів

Розроблено мікропроцесорний засіб для динамічних вимірювань параметрів обертального руху (кутова швидкість, кутове прискорення, динамічний момент) електричних машин, який має наступні особливості:

- Запропоновано використання енкодера з наскрізним кріпленням, безпосередньо на валу ЕМ, що дозволяє усунути систематичну періодичну похибку ексцентриситету та динамічну похибку, що викликана накладанням перехідного процесу муфти на перехідний процес електричної машини.
- Розроблено інверторний силовий модуль, для запуску електричної машини, який дозволяє забезпечити умови вимірювання кутової швидкості (однакові, повторювані значення амплітуди, частоти та початкових фаз напруги для кожної фази живлячої трифазної мережі), шляхом прикладання до двигуна незмінних миттєвих значень напруги при кожному його повторному запуску.
- Розроблено структурну, функціональні та схеми електричні принципів, алгоритмічне і програмне забезпечення мікропроцесорного засобу динамічних вимірювань параметрів обертального руху.

Результати фізичного моделювання мікропроцесорного засобу та його складових підтверджують адекватність отриманих в роботі математичних моделей, функцій перетворення, метрологічних моделей похибок квантування та дискретизації, аналітичних залежностей для оцінювання нижньої та верхньої меж діапазону вимірювання.

Повнота викладення матеріалів дисертації в публікаціях та особистий внесок у них автора

1. Vasyl V. Kukharchuk, Valerii F. Hraniak, Samoil Sh. Katsyv, Volodymyr S. Holodiuk, «Torque measuring channels: dynamic and static metrological characteristics,» IAPGOŚ 3/2020, p. 82—85, 2020. (Особистий внесок здобувача - моделювання статичних метрологічних характеристик вимірювального каналу)

2. Vasyl V. Kukharchuk, Sergii V. Pavlov, Volodymyr S. Holodiuk, Valery E. Kryvonosov, Krzysztof Skorupski, Assel Mussabekova and Gaini Karnakova, «Information Conversion in Measuring Channels with Optoelectronic Sensors,» MDPI Sensors 2022, 22(1), 271. (Особистий внесок здобувача - запропоновано підхід до обробки даних у вимірювальних каналах з оптичними сенсорами)
3. Vasyl V. Kukharchuk, Waldemar Wójcik, Sergii V. Pavlov, Samoil Sh. Katsyv, Volodymyr S. Holodiuk, Oleksandr Reyda, Ainur Kozbakova, Gaukhar Borankulova, «Features of the angular speed dynamic measurements with the use of an encoder,» IAPGOŚ. 3/2022, p. 20–26. (Особистий внесок здобувача - отримано рівняння похибки дискретизації та доведено обмежувальні чинники верхньої межі вимірювання кутової швидкості, розроблено практичну реалізацію програмного режиму передачі вимірювальної інформації)
4. Vasyl Kukharchuk, Oleksandr Vasilevskyi Volodymyr Holodiuk, «Results of study of quantization and discretization error of digital tachometers with encoder,» ACTA IMEKO, June 2023, Volume 12, Number 2, 1-6. (Особистий внесок здобувача - отримано рівняння для оцінки похибок квантування та дискретизації для експоненціальної математичної моделі перехідного процесу електричної машини, запропоновано спосіб зміни роздільної здатності сенсора, адаптований до його динамічних властивостей)

Апробація матеріалів дисертації

Результати і основні положення дисертаційної роботи були представлені на:

1. В. С. Голодюк, ”Динамічні вимірювання параметрів обертального руху електричних машин в умовах перехідних процесів”, на L Науково-технічна конференція факультету електроенергетики та електромеханіки (ВНТУ 2021).
2. В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, ”Засіб динамічних вимірювань параметрів обертального руху електричних машин в перехідних режимах роботи”, на XIV Міжнародна науково-практична конференція ”Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси” (ІРТК-2021) Збірка тез, ст. 87-89.

3. В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, "Результати досліджень похибки квантування і дискретизації цифрових тахометрів з енкодером", на XV Міжнародна науково-практична конференція "Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси" (ПРТК-2022) Збірка тез, ст. 98-101.
4. В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, "Дослідження похибки квантування і дискретизації цифрових тахометрів з енкодером", на КОНТРОЛЬ І УПРАВЛІННЯ В СКЛАДНИХ СИСТЕМАХ (КУСС-2022) XVI Міжнародна конференція.
5. В. В. Кухарчук, С. Ш. Кацив, В. С. Голодюк, "До питання оцінювання похибки дискретизації і верхньої межі вимірювання кутової швидкості в мікропроцесорних тахометрах", на LI Науково-технічна конференція факультету електроенергетики та електромеханіки, ВНТУ (2022).
6. В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, С. М. Бойко, "Апаратно-програмна реалізація широкодіапазонного мікроконтролерного частотоміра", на LI Науково-технічна конференція факультету електроенергетики та електромеханіки, ВНТУ (2023).
7. В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, Д. В. Дейбук, "Особливості апаратно-програмної реалізації мікроконтролерних тахометрів", на LI Науково-технічна конференція факультету електроенергетики та електромеханіки, ВНТУ (2023).
8. В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, С. М. Бойко, "Спосіб покращення повторюваності динамічних вимірювань перехідної характеристики асинхронних машин", на XVI Міжнародна науково-практична конференція "Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси" (ПРТК-2023) Збірка тез, ст. 140-143.
9. В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, "Щодо впливу муфти спряження на результати динамічних вимірювань кутової швидкості асинхронних машин з енкодером", на VII Міжнародній науково-практичній конференції "Наукові дослідження та методика їх проведення: світовий досвід та вітчизняні реалії" Збірка тез, ст. 180-187.

Структура та обсяг дисертації

Дисертаційна робота складається із вступу, п'яти розділів, висновків, списку використаних джерел (128 найменувань) і 11 додатків. Основний зміст викладено на 142 сторінках друкованого тексту, містить 72 рисунка, 3 таблиці. Загальний обсяг роботи - 208 стор.

РОЗДІЛ 1. СУЧАСНИЙ СТАН МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ДИНАМІЧНИХ ВИМІРЮВАНЬ ПАРАМЕТРІВ ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ

1.1 Особливості динамічних вимірювань параметрів обертального руху

Під час обертання твердого тіла навколо своєї осі кут повороту φ є функцією часу

$$\varphi = f(t).$$

Дане рівняння називають ще рівнянням обертання, яке є основою для експериментального дослідження таких параметрів обертального руху, як кутова швидкість $\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt}$, кутове прискорення $\varepsilon(t) = \frac{d\omega}{dt} = \frac{d^2\varphi}{dt^2}$ та динамічний момент $M_D = J \cdot \frac{d\omega}{dt} = J \cdot \frac{d^2\varphi}{dt^2}$.

В переважній більшості обертальний рух різних механізмів описують термінами «кутова швидкість» чи «частота обертання», сутність яких різна. Наведемо визначення цих параметрів кутових переміщень, що відповідають міжнародній системі одиниць вимірювання [1].

Кутовою швидкістю називають фізичну величину, яка описується першою похідною від кута повороту за час t , рад/с:

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

Частотою обертання n називається фізична величина, що визначається відношенням кількості обертів N за час обертання, t об/хв:

$$n = \frac{N}{t}.$$

Легко з'ясувати, що часто вживане поняття «швидкість обертання n » точно відповідає фізичній величині «частота обертання». Основні рівняння вимірювання швидкості обертання і частоти обертання також однакові. Вище наведене вказує також і на те, що швидкість обертання, як і частота обертання, ніяк не є синонімами кутової швидкості. За фізичним змістом це різні фізичні величини, не пропорційні одна одній. Рівність

$$\omega = 2\pi n$$

справедлива тільки для рівномірного обертання.

Виходячи з цього відмітимо першу особливість - кутову швидкість ω відносять до динамічних вимірювань, оскільки в кожен момент часу відоме її миттєве значення, а частоту (швидкість) обертання n до статичних, тому

що результат вимірювання в цьому випадку характеризує середнє значення швидкості за один повний оберт (оберти).

Кутову швидкість відносять до неелектричних величин [2], вимірювання яких здійснюють шляхом перетворення в електричну величину за допомогою первинного вимірювального перетворювача (сенсора) [3].

Наявність цього вимірювального перетворення якраз і визначає другу особливість вимірювання кутової швидкості ω .

Третьою особливістю динамічних вимірювань кутової швидкості є реалізація вимірювального каналу частоти миттєвих значень, в основу якого покладено опосередкований метод перетворення частоти f_x в паралельний двійковий код N [4]—[6]. В таких вимірювальних каналах квантування періоду T_x , що формується на прямому виході лічильного тригера, здійснюється періодами T_0 зразкової частоти f_0 . В результаті такого порівняння вимірюваної T_x і зразкової T_0 фізичних величин отримують числові значення N кутової швидкості через період – в парних або непарних періодах. При динамічних вимірюваннях кутової швидкості необхідно мати її числові значення в кожному періоді частоти f_x на виході енодера, що в літературі [2], [7]—[10] отримало назву вимірювання частоти в «примикаючих інтервалах». Особливо це актуально при сумісних вимірюваннях, результатами яких є функціональні залежності $\omega_x(t), \varepsilon_x(t), M_D(t), M_D(\omega)$.

1.2 Аналіз відомих методів вимірювань

Під час динамічних вимірювань кутової швидкості в теперішній час надають перевагу перетворювачам кутових переміщень - енодерам. Вони [3] здійснюють перетворення кутового переміщення в послідовність електричних імпульсів, частота яких містить інформацію про значення і напрямок інформативного параметра.

Такі перетворювачі використовуються для вимірювання кутової швидкості, частоти обертання та інших фізичних величин, функціонально пов'язаних з нею. Рівняння перетворення [3] для сенсорів обертального руху, в основу побудови яких покладено перетворювачі кутових переміщень енодери, наведено в таблиці 1.1.

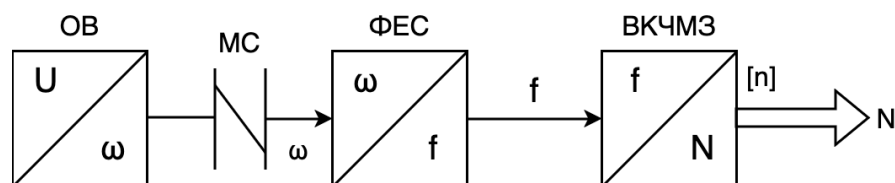
Перевагами таких сенсорів є [3], [7]: широкий діапазон вимірювання (як правило від 10^3 до 10^6 об/хв.), простота конструкції, мале навантаження

Табл. 1.1: Рівняння перетворення сенсорів кутових переміщень

Вимірювана фізична величина	Одиниці вимірювання	Рівняння перетворення	Вхідні величини
Кут повороту	град	$\varphi_x = i \frac{360}{z}$	φ_x - кут повороту; i - поточна кількість вихідних імпульсів ($i \in 0 \dots z$); z - кількість імпульсів за один повний оберт ($z \in 10^3 \dots 10^6$).
	рад	$\varphi_x = i \frac{2\pi}{z}$	
Частота обертання	об/хв	$f_x = \frac{n_x z}{60}$	n_x - швидкість обертання; f_x - частота вихідних прямокутних імпульсів
Кутова швидкість	рад/с	$f_x = \frac{\omega_x z}{2\pi}$	ω_x - кутова швидкість

на об'єкт вимірювання, що зумовлене малим моментом інерції рухомої частини сенсора, висока завадостійкість, практично необмежений строк служби. Для динамічних вимірювань надзвичайно важливим є їхня висока роздільна здатність, яка визначається z - кількістю імпульсів за один повний оберт енкодера ($z \in 10^3 \dots 10^6$).

Виходячи з вищезазначеного, стає очевидно [8], [11], що більшість розробників цифрових тахометрів використовують загальну структурну схему для динамічних вимірювань кутової швидкості, яка наведена на рисунку 1.1.

Рис. 1.1: Узагальнена структурна схема динамічних вимірювань ω_x

ОВ – об'єкт вимірювання,

U – напруга живлення ОВ,

ω - кутова швидкість,

МС – муфта спряження,

ФЕС – фотоелектричний сенсор - енкодер,

f – частота імпульсів на виході сенсора,

ВКЧМЗ – вимірювальний канал частоти,

N – кількість імпульсів на виході вимірювального каналу.

1.3 Огляд цифрових засобів вимірювань параметрів обертального руху та їх класифікація

Перетворювачі кутових переміщень знаходять застосування в різних галузях техніки та в різних вимірювальних системах. Їхні функції включають в себе вимірювання кутового положення об'єкта, а також визначення обертальних і кутових швидкостей, що є критичними параметрами у багатьох інженерних, метрологічних та наукових додатках.

У зв'язку з різноманітністю застосувань, вимірювальні перетворювачі кутових переміщень повинні відповідати чинним стандартам щодо їх класу точності [12]. Це особливо важливо у сферах, де навіть незначні похибки можуть мати серйозні наслідки, наприклад, у літакобудуванні або в розробці медичного обладнання [13].

З іншого боку, для деяких практичних застосувань важлива висока чутливість перетворювачів, яка дозволяє виявляти навіть найменші зміни в кутовому положенні. Це може бути корисним у вимірюваннях на виробництві, де важливо слідкувати за деталями і контролювати їх точне положення.

Крім того, діапазон вимірювання є важливим параметром, оскільки відома велика кількість прикладних задач, що вимагають широкого діапазону для вимірювання кутових переміщень [11], в той час як інші обмежені областю можливої зміни вхідної величини.

Надійність і мінімальні габаритні розміри також є важливими аспектами, особливо у вимірювальних системах, де простір і надійність є обмежувальними факторами [7]. Окрім цього, конструктивна адаптивність до конкретного об'єкту контролю та спеціальні вимоги грають важливу роль у розробці та виборі перетворювачів кутових переміщень і тахометрів для конкретних метрологічних завдань та застосування.

В сучасних цифрових засобах вимірювання обертального руху електричних машин використовуються різноманітні типи вихідних сигналів вимірювальних перетворювачів як то цифровий код в сенсорах кута повороту, чи напруга, як в тахогенераторах. Тахогенератори по суті є вимірювальними генераторами постійного або змінного струму, які призначені для перетворення значення кутової швидкості обертання валу в однозначно пов'язане з нею значення напруги.

Натомість сенсори з частотним вихідним сигналом пропонують

альтернативний метод вимірювання, перетворюючи обертання валу в послідовність електричних імпульсів, частота яких пропорційна швидкості обертання. Цей метод вимірювання має кілька переваг порівняно з аналоговими значеннями напруги, зокрема вищу точність і стабільність, оскільки частота імпульсів може бути точно виміряна за допомогою цифрових методів.

Вища точність досягається завдяки можливості використання високоточних еталонів частоти (наприклад сигналу GPS [14]) безпосередньо інтегрованих в засіб вимірювання, які забезпечують стабільний довгостроковий еталон порівняно з аналоговими методами вимірювання, де потрібно калібрувати джерела опорної напруги для отримання такої ж точності.

Ці переваги роблять частотний метод вимірювання особливо привабливим для застосувань, де важливі висока точність і надійність, в тому числі в автоматизованих системах вимірювання, контролю та діагностики параметрів електричних машин.

1.3.1 Класифікація вимірювальних перетворювачів

В теперішній час широко розповсюдженим вимірювальним перетворювачем для цифрових засобів вимірювання є *енкодер* (сенсор кута повороту). Енкодер є пристроєм, призначеним для вимірювання кута обертання вала. Існують два основних типи таких сенсорів: інкрементні та абсолютні, обидва типи сьогодні мають дуже високу роздільну здатність. Енкодери можуть використовувати різні технології, як то оптичні чи магнітні, і можуть взаємодіяти з іншим обладнанням через інтерфейси. Класифікацію основних типів енкодерів показано на рисунку 1.2. Сенсори кута повороту кріпляться до об'єкту, що обертається, за допомогою різних видів валів і з'єднувальних муфт, які можуть бути еластичними або жорсткими.

- Оптичні енкодери [15] мають в своїй конструкції скляний диск з оптичною шкалою, який закріплений на валу. При обертанні валу об'єкта сенсор оптопари зчитує інформацію, яка конвертується в послідовність дискретних електричних імпульсів. Ці сенсори надають цифровий вихідний код для кожного положення вала, разом з кількістю обертів як ключовими параметрами.
- Магнітні енкодери [16] фіксують проходження магнітних полюсів



Рис. 1.2: Класифікація енкодерів

магнітного елемента, що обертається на малій відстані від чутливого елемента (магнітний сенсор на ефекті Холла), і перетворюють цю інформацію в цифровий код.

- Механічні енкодери [17] з послідовним виходом використовують діелектричний диск з провідними ділянками. Кут обертання визначається лінійкою вимикачів чи контактів. Вихідні сигнали переважно представлені у вигляді коду Грея для уникнення неоднозначності інтерпретації сигналу.
- Абсолютні енкодери [18] відрізняються тим, що вони не потребують початкового встановлення "нульового" положення та ініціалізації. Вони можуть використовувати різні інтерфейси, для передачі даних - унікального цифрового коду, який власне і представляє положення вала.
- Інкрементні енкодери [19] призначені для вимірювання швидкості обертання і кута повороту об'єктів, що обертаються. Вони генерують послідовність імпульсів, яка кодує інформацію про кут повороту та його напрямок. При зупинці вала передача імпульсів припиняється. Основним параметром енкодерів такого типу є кількість імпульсів за один повний оберт. Часто інкрементні енкодери мають додатковий вихід, який генерує окремий імпульс на кожен повний оберт валу. Для визначення кутової швидкості об'єкта, мікропроцесор в тахометрі диференціює кількість імпульсів за часом, що дозволяє отримати значення швидкості в радіанах за секунду. Вихідний сигнал інкрементного енкодера має два канали, які

мають фазовий зсув на 90° , що дозволяє визначити напрямок обертання валу.

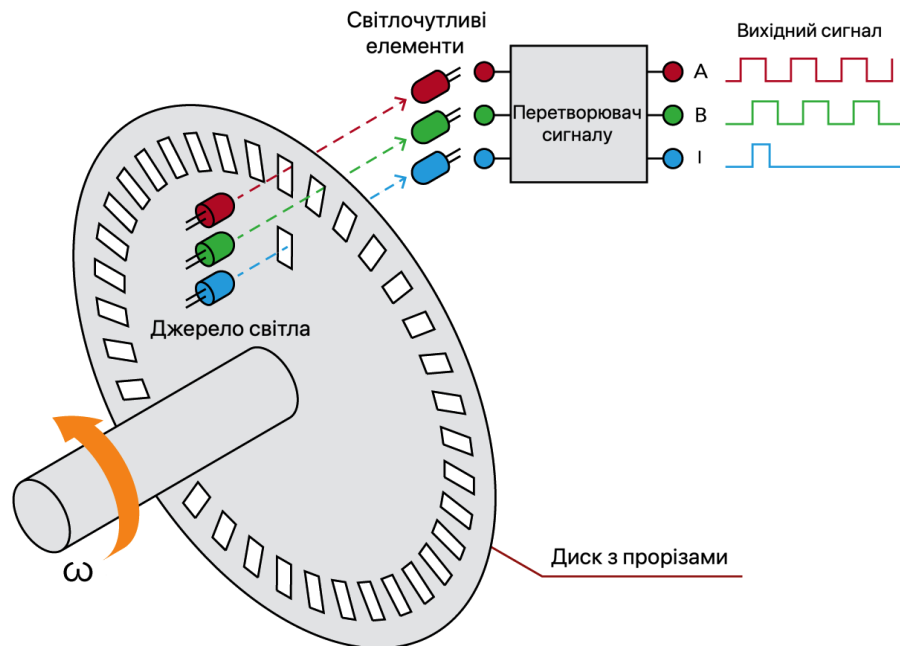


Рис. 1.3: Принцип роботи оптичного інкрементного енкодера

Саме оптичні інкрементні енкодери, завдяки їх простоті використання, надійності та чудовим динамічним властивостям, використовують в якості вимірювальних перетворювачів для цифрових тахометрів.

Також досить поширеним типом вимірювальних перетворювачів є *тахогенератори*, це електрична мікромашина - вимірювальний генератор постійного або змінного струму, призначений для перетворення миттєвого значення частоти (кутової швидкості) обертання валу в однозначно пов'язаний зі швидкістю електричний сигнал (за напругою або частотою).

Переважно, значення ЕРС (електричний сигнал тахогенератора), і частота сигналу в більшості тахогенераторів є пропорційними частоті обертання їхнього ротора.

Цей електричний сигнал може використовуватися двома способами: для відображення швидкості обертання на проградуйованому вимірювальному пристрої, яким є індикатор тахометра, або для подачі в автоматичні пристрої керування, які регулюють частоту обертання об'єкта вимірювання.

Тахогенератори використовуються для вимірювання частоти обертання будь-якого вала у діапазоні від 0 до 10000 обертів за хвилину. Однак статична характеристика тахогенератора має зону нечутливості, яка виникає

внаслідок впливу опору щіткового контакту. Статична характеристика має нелінійність через магнітну силу опору, що виникає від реакції якоря та впливає на потік збудження. Відхилення від лінійності через розмагнічувальну дію якоря становить першу компоненту похибки тахогенератора. Друга компонента похибки пов'язана із перехідним контактом між колектором та щітками. [20].

Енкодери і тахогенератори - це два різні типи вимірювальних перетворювачів, які використовуються для вимірювання кутової швидкості обертання валу електродвигунів. Кожен з них має свої переваги і недоліки, і вибір між ними залежить від конкретних вимог і умов застосування. Наведемо деякі з основних переваг і недоліків обох типів пристроїв:

Переваги енкодерів:

1. Висока точність: Енкодери зазвичай забезпечують високу точність перетворення неелектричної величини в електричну.
2. Висока роздільна здатність: Енкодери мають високу роздільну здатність, що дозволяє вимірювати дуже малі зміни кутової швидкості.
3. Можливість вимірювати кутове положення: Багато енкодерів також можуть вимірювати кутове положення валу, що робить їх корисними для задач позиціонування.

Недоліки енкодерів:

1. Висока вартість: Енкодери зазвичай коштують більше, ніж тахогенератори, через їхню складну конструкцію та високу точність.
2. Високі вимоги до догляду і обслуговування: Енкодери можуть бути більш чутливими до забруднення і пошкоджень, тому деякі їх типи можуть потребувати регулярного догляду і обслуговування.
3. Складність використання: Використання енкодера потребує перетворювача вихідного сигналу у двійковий код.

Переваги тахогенераторів:

1. Простота і надійність: Тахогенератори мають просту конструкцію і довший термін служби без необхідності обслуговування.

2. Відсутність електроніки: Тахогенератори не містять складних електронних компонентів, тому вони менш вразливі до електромагнітних завад і можуть бути використані в агресивних середовищах.
3. Вартість: Тахогенератори дешевші, у порівнянні з енкодерами а також мають нижчу вартість обслуговування.

Недоліки тахогенераторів:

1. Невисока точність і роздільна здатність: Тахогенератори зазвичай мають меншу точність і роздільну здатність порівняно з енкодерами.
2. Неможливість вимірювати кутове положення: Тахогенератори зазвичай вимірюють лише кутову швидкість, а не кутове положення.
3. Обмежені можливості в задачах позиціонування: Тахогенератори можуть бути менш корисними для задач, де необхідно точно визначити положення валу.

Вибір між енкодерами і тахогенераторами залежить від конкретних потреб застосування, бюджету і вимог до точності вимірювань [20].

Як енкодер, так і тахогенератор приєднуються до валу об'єкта вимірювання за допомогою спеціального допоміжного елементу - муфти спряження.

1.3.2 Класифікація муфт спряження

Муфта — це механічний елемент, який з'єднує два вали разом для точної передачі обертового моменту від ведучої сторони до веденої, компенсуючи похибки кріплення, зміщення, тощо, двох валів.

Муфта в машинобудуванні тлумачиться як "деталь, яка з'єднує два вали разом" і зазвичай називається "муфтою вала" або також "шарніром"[21]. Обертовий момент може передаватись за допомогою зчеплення муфтою навіть між осями різного діаметру.

До основних особливостей застосування муфт для приєднання енкодерів можна віднести:

- Мінімізований люфт.
- Залежно від типу муфти, майже повна компенсація ексцентриситету, осьових і кутових переміщень за рахунок радіальної пружини.

- Високий крутний момент і практично безінерційна передача.
- Моделі, оптимізовані для високошвидкісних застосувань забезпечують необхідну точність вирівнювання та мінімальний момент інерції.

При використанні муфти спряження валу енкодера з валом двигуна, оскільки неможливо розташувати вали ідеально співвісно один відносно одного, виникає похибка ексцентриситету, яка також може бути обумовлена дефектами самих валів. Також дана похибка може виникнути внаслідок неправильного монтажу муфти чи її поганої якості. Похибка ексцентриситету впливає на точність вимірювань енкодера, оскільки не забезпечує рівномірної передачі моменту з валу ОВ на вал сенсора.

Наявність даної похибки важлива в контексті вимірювань перехідного процесу пуску електродвигуна, оскільки неправильне визначення швидкості валу впливає також на визначення інших параметрів обертального руху під час перехідного процесу.

Отже, під час проведення динамічних вимірювань, де висока точність є вирішальною для аналізу інформації про перехідні процеси електродвигуна, врахування та компенсація похибки ексцентриситету є обов'язковими етапами, щоб забезпечити необхідну точність результатів вимірювань.

Існує три основних підвиди муфт для використання на валах енкодера [13], [22].

Гнучкі муфти.

Муфти спряження, які можуть забезпечити деяку ступінь відносного руху між валами та забезпечити віброізоляцію, відомі як гнучкі з'єднання. Якби вали завжди були ідеально вирівняні, а машини не рухались і не вібрували під час роботи, не було б потреби в гнучкому з'єднанні. Насправді ж при підключенні енкодерів доводиться мати справу з усіма перерахованими вище проблемами при проектуванні вузлів машин. Наприклад, верстати з ЧПК висувають високі вимоги до точності та швидкості для виконання високошвидкісних операцій обробки. Гнучкі з'єднання можуть підвищити продуктивність і точність шляхом зменшення вібрації та компенсації зміщення.

Ці муфти можуть зменшити знос елементів машин через недосконалість і динамічні процеси, які є частиною кожної системи. Як додатковий бонус, вони, як правило, досить прості в установці та мають тривалий термін служби.

Одним з прикладів гнучкої муфти є сільфонна муфта (рисунок 1.4), яка використовується вже більше 60 років і є однією з найбільш поширених типів з'єднань для використання з приводами енкодера[22].

Сільфонні муфти — це гнучкі муфти, які забезпечують майже нульовий люфт, поглинаючи невеликі (залежно від параметрів муфти) відхилення від співвісності між двома валами. Ці муфти забезпечують універсальну комбінацію компенсацій кутового, радіального та осьового зміщення, якої немає в багатьох інших муфтах. Вони мають найвищу жорсткість на кручення і зазвичай використовуються в застосуваннях, що вимагають високої точності. Сільфонні муфти широко розповсюджені в сенсорах повороту вала, якщо вони правильно встановлені, та при цьому не перевищено допустимого для конкретної муфти зміщення між валами.



Рис. 1.4: Сільфонна муфта

Жорсткі муфти.

Жорсткі муфти — це тип муфт, який використовується лише тоді, коли вали точно розташовані на одній лінії. Жорстка муфта підходить лише для валів, які щільно вирівняні або утримуються в центрі. В іншому випадку крутний момент буде передаватися на вали і підшипники, що може призвести до передчасного виходу механізму з ладу. На відміну від більшості інших типів муфт, у жорсткій муфті немає жодного гнучкого елемента. Жорсткі з'єднання бувають трьох основних типів: муфтові, фланцеві та затискні. Для промислових валів жорстка муфта може бути втулкою з запресованими валами на кожному кінці або, можливо, затискною втулкою. Втулка на кожному кінці вала може мати зовнішній фланець з отворами для болтів. Муфти для важких машин з'єднані

болтами для жорсткого утримання валів; тому перед складанням вали повинні бути точно вирівняні.

Гібридні муфти.

Гібридні муфти є одними з найбільш застосованих конструкцій для використання в приводах енкодерів. Їх конструкція поєднує в собі високу жорсткість на кручення, кутову гнучкість і осьову податливість, а також компенсує паралельне зміщення в залежності від кількості гофрованих елементів. Вони також мають малий момент інерції і можуть передавати обертальний рух без значних похибок або люфтів.

Загалом, гібридні муфти є досить надійними та, за необхідності, здатні передавати більший крутний момент із більшим відносним зміщенням валів, в порівнянні з іншими типами муфт. Гібридні муфти дещо чутливі до зовнішніх фізичних пошкоджень; наприклад, недбале використання ручних інструментів під час технічного обслуговування або монтажних робіт може призвести до глибоких подряпин або вм'ятин на гофрованому елементів, які значно погіршують продуктивність муфти.

1.3.3 Класифікація засобів вимірювання

Засоби вимірювання (ЗВ) обертального руху можна класифікувати за кількома критеріями, зокрема за вказаними нижче.

За параметрами обертального руху можна виділити:

- ЗВ частоти обертання з фокусом на швидкості обертання за одиницю часу.
- ЗВ кутового переміщення для визначення зміни кутового положення об'єкта у просторі.
- ЗВ кутової швидкості - спеціалізовані для вимірювання швидкості зміни кута повороту.
- ЗВ кутового прискорення - застосовуються для вимірювання прискорення зміни кута повороту.

За фізичним принципом дії:

- Механічні - використовують механічний контакт із обертовою частиною. Наприклад, тахометри з механічною передачею.

- Електричні - вимірюють швидкості обертання за допомогою генерування електричного сигналу. Включають в себе індуктивні, ємнісні, та магнітні сенсори.
- Оптичні - використовують переривання чи відхилення світлового променя для вимірювання швидкості. Включають в себе також лазерні та ІЧ датчики.
- ЗВ кутового прискорення - застосовуються для вимірювання прискорення зміни кута повороту.

За точністю вимірювань:

- Висока точність - професійні прилади для наукових досліджень та точного машинобудування.
- Середня точність - стандартні промислові прилади для загального використання.
- Низька точність - прості прилади для побутового використання або для отримання приблизних показів.

За способом обробки та виведення вимірювальної інформації:

- Аналогові засоби, що перетворюють значення вимірюваної величин в аналоговий сигнал для безпосереднього відображення або подальшої обробки.
- Цифрові засоби використовують цифрові технології для обробки та відображення даних. Часто включають інтерфейси для передачі вимірювальної інформації на комп'ютер або в інші інформаційні системи.
- Комбіновані засоби можуть включати як аналоговий, так і цифровий вихід.

Окремо можна виділити сучасні інтелектуальні інформаційно-вимірювальні системи, в яким використовують алгоритми машинного навчання або штучного інтелекту для аналізу отриманих даних, прогнозування трендів або автоматичного регулювання процесів на основі вимірювальної інформації.

Засіб вимірювання кутової швидкості називають тахометром. Відомі тахометри основані на трьох принципах вимірювання кутової швидкості [23]:

- Вимірювання приросту часу Δt , за який точка об'єкту, що обертається, повертається на фіксований кут $\Delta\varphi$. Кутова швидкість розраховується за формулою

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} \approx \frac{\Delta\varphi}{\Delta t}.$$

- Вимірювання кута $\Delta\varphi$, на який точка об'єкта, що обертається, повертається за фіксований проміжок часу Δt . Кутова швидкість також розраховується за аналогічним виразом;
- Безпосереднє перетворення значення кутової швидкості в іншу фізичну величину, і опосередковане вимірювання результату вторинним засобом вимірювань.

Узагальнена структурна схема засобу вимірювання, згадана раніше на рисунку 1.1 продиктована конструктивними особливостями різних об'єктів вимірювання (електричних машин), з яких основними можна виділити наступні типи:

- Асинхронні;
- Синхронні;
- Машини постійного струму;
- Крокові двигуни;
- Оборотні машини;
- Машини з магнітним підвісом і т.ін.

Муфти спряження (МС) об'єкту вимірювання, що наведені в попередньому підрозділі, з сенсором також вносить свої недоліки в процес проектування цифрових засобів вимірювання (тахометрів). Серед більшості інших, можна виділити такі основні особливості:

- Різноманітність конструкцій муфт спряження ОВ з ЗВ;
- Ексцентриситет з'єднання валів ОВ і ЗВ;
- Наявність перехідного процесу МС, що обмежує нижню межу вимірювання ЗВ.

Важливою частиною структури тахометра також є саме цифровий засіб вимірювання (емпіричних величин). Серед основних особливостей даних засобів виділяють наступні:

- Вимірювання частоти миттєвих значень тільки в примикаючих інтервалах;
- Здатність за короткий проміжок часу, (час перехідного процесу електричної машини) вимірювати велику кількість значень (десятки тисяч);
- Наявність значного обсягу оперативної пам'яті для проміжного зберігання результатів вимірювань;
- Використання програмного забезпечення для згладжування експериментальних даних перед подальшим диференціюванням;
- Підтримка апаратного, програмного та метрологічного забезпечення для метрологічної атестації та перевірки вимірювального каналу кутової швидкості.

Також окремо варто виділити ще одну особливість процесу динамічних вимірювань, для забезпечення такої швидкодії засобу, яка є необхідною для отримання даних під час перехідного процесу, вимірювання потрібно проводити у два етапи:

- Першим етапом здійснюється саме квантування поточного періоду T сигналу енодера, імпульсами зразкової частоти f , та запис бінарних даних в ОЗУ МК.
- Другим етапом є визначення, згідно функції перетворення, митєвих числових значень кутової швидкості за час перехідного процесу.

Незалежним, паралельним до даного двоетапного процесу вимірювання є механізм відліку та фіксації значень часу в кожен момент запису вимірювальної інформації, для подальшого формування масиву значень кутової швидкості, як функції від часу.

У теперішній час неможливо отримати високу точність вимірювань для всього діапазону можливих змін кутових швидкостей та в різних

режимах роботи об'єкту за допомогою одного тахометра. Тому розробляються спеціалізовані тахометри, призначені лише для вимірювання певних ділянок діапазону. Це призводить до наявності великої кількості тахометричних перетворювачів та тахометрів на їх основі.

1.4 Висновки до розділу 1

В даному розділі наведено загальний аналіз термінології обертального руху та його параметри. Розглянуто характерні особливості динамічних вимірювань параметрів обертального руху, та проведено аналіз відомих сьогодні методів динамічних вимірювань параметрів обертального руху електричних машин. Також наведено рівняння перетворення для сенсорів обертального руху, які покладено в основу побудови перетворювачів кутових переміщень (основні вимірювальні перетворювачі обертального руху на сьогодні).

Визначено, що більшість цифрових тахометрів для вимірювання параметрів обертального руху електричних машин використовують узагальнену структуру, яка в переважній більшості складається з самого об'єкту вимірювання, вимірювального перетворювача (фотоелектричного сенсора - енкодера) та вимірювального каналу частоти.

Також здійснено огляд цифрових засобів вимірювання параметрів обертального руху та, окремо, їх основних елементів, таких як вимірювальний перетворювач та муфта спряження об'єкту вимірювання з вимірювальним перетворювачем. Розглянуто їх будову, принципи роботи та класифікації. Вказано основні переваги та недоліки як основних типів вимірювальних перетворювачів, так і різних типів муфт спряження, які використовуються для приєднання валів електричних машин до енкодерів.

Зазначено, що сьогодні неможливо отримати високу точність динамічних вимірювань параметрів обертального руху для усіх можливих діапазонів змін кутової швидкості, та в усіх можливих режимах роботи об'єкту вимірювання, використовуючи один тахометр, що є ключовим фактором наявності великої кількості різних тахометричних перетворювачів та, відповідно, тахометрів на їх основі.

Поставлена мета підвищення точності і розширення діапазону вимірювань параметрів обертального руху в динамічному режимі роботи електричних машин. Для досягнення цієї мети у мають бути вирішені такі задачі:

Провести огляд вимірювальних перетворювачів параметрів обертального руху та навести їх класифікацію.

Проаналізувати відомі методи та засоби динамічних вимірювань параметрів обертального руху.

Розробити математичні моделі засобів вимірювань параметрів обертального руху, що включатимуть узагальнену математичну модель, математичні моделі різних об'єктів вимірювання, як то асинхронний двигун, синхронний двигун та двигун постійного струму. Окремо промодельовати вплив мути спряження ОВ з вимірювальним перетворювачем та дослідити процес диференціювання експериментальних даних вимірювання кутової швидкості.

Розробити мікроконтролерний засіб вимірювання параметрів обертального руху електричних машин та його узагальненої структури, що використовує оптимальний алгоритм згладжування експериментальних даних кутової швидкості, на яких базується вимірювання динамічного моменту. Вивести рівняння перетворення кутової швидкості, кутового прискорення та динамічного моменту в цифровий код.

Реалізувати апаратно-програмний засіб вимірювання та експериментальних досліджень параметрів обертального руху. Отримати аналітичні залежності для оцінювання основних статичних і динамічних метрологічних характеристик засобів вимірювання. Розробити методику інженерного проектування засобів динамічного вимірювання та виконати експериментальні дослідження і підтвердити адекватність результатів фізичного і математичного моделювання.

РОЗДІЛ 2. РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ

2.1 Дослідження математичних моделей динамічних вимірювань параметрів обертального руху електричних машин

Дослідження математичних моделей засобів динамічних вимірювань параметрів обертального руху електричних машин є одним з ключових етапів даного дослідження.

У цьому розділі буде проаналізовано математичні моделі, що визначають вимірювання динаміки асинхронних та синхронних двигунів, двигунів постійного струму, а також розглянуто вплив перехідного процесу муфти спряження ОВ з вимірювальним перетворювачем.

2.1.1 Дослідження математичних моделей об'єктів вимірювання

На початку 1930-х років в працях Е. Арнольда, Р. Ріхтера, М. Відмара, К. О. Круга та інших вчених було започатковано базову теорію усталених режимів роботи електричних машин [24].

Перші роботи з теорії перехідних процесів зародилась на початку 20-го століття, і отримали бурхливий розвиток в 60-80-ті роки завдяки широкому використанню обчислювальної техніки.

В середині 20-40-х з'явилися перші праці по математичній теорії електричних машин (ЕМ). До них відносяться роботи Р. Парка, О. О. Горева, Г. Крона, Г. М. Петрова. Фундаментальними роботами по математичній теорії ЕМ є роботи Г.Крона, який запропонував модель і рівняння узагальненої ЕМ.

Широке застосування обчислювальної техніки в останні десятиліття дозволило аналізувати усталені процеси як окремий випадок перехідних процесів. Математична теорія ЕМ отримала глибокий розвиток, завдяки зусиллям багатьох вчених.

Історія галузі електромеханічних систем показує існування різних підходів до математичного моделювання електричних машин (рисунок 2.1) [1-14]: на базі теорії поля (рівняння Максвелла); на базі теорії кіл (рівняння Кірхгофа); комбінований (рівняння Максвелла та Кірхгофа); на базі окремих фізичних

законів (рівняння Лагранжа 2-го роду).

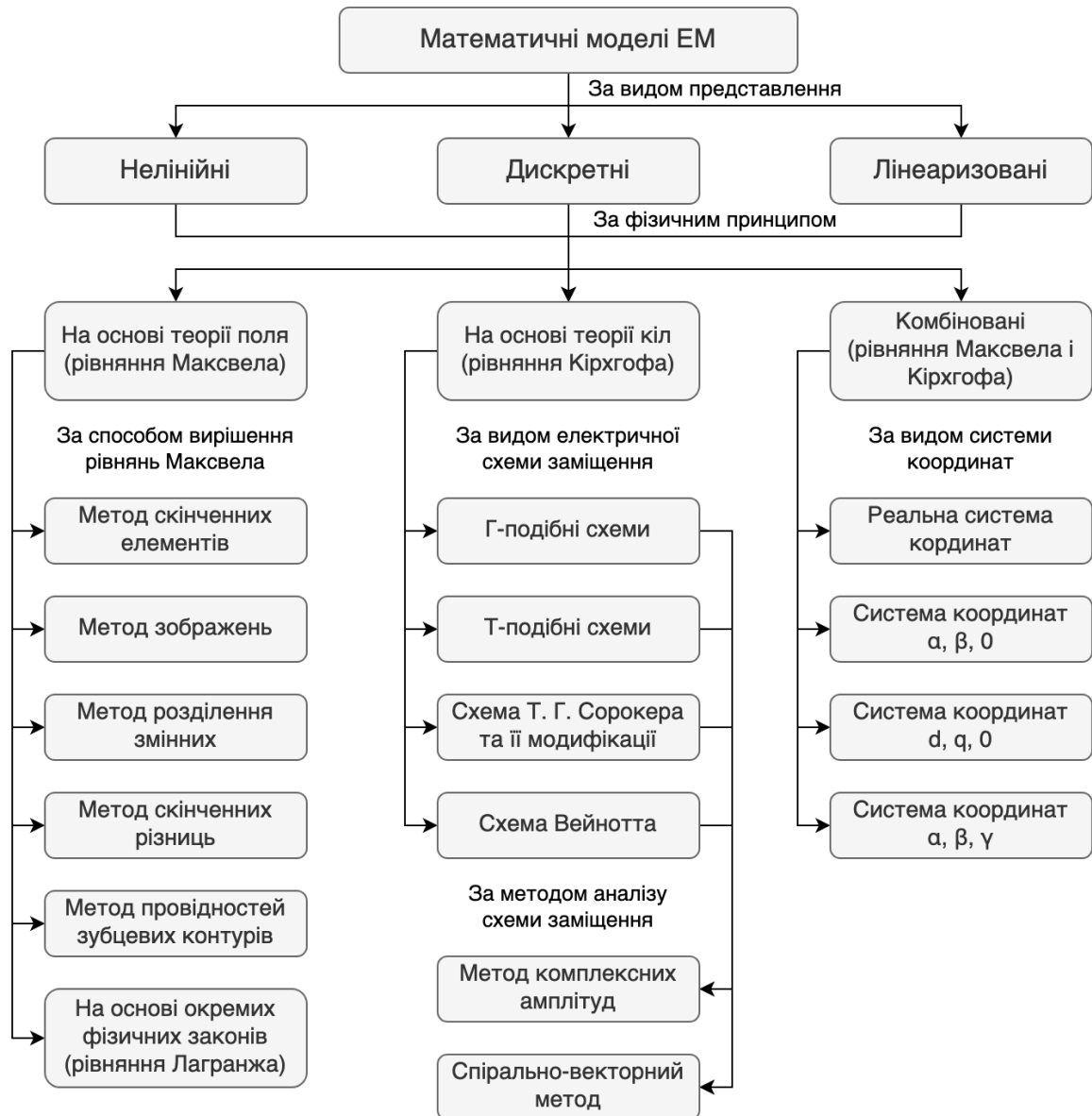


Рис. 2.1: Класифікація математичних моделей ЕМ

На сьогодні досконалим та найбільш поширеним є комбінований підхід, в якому поєднуються обидва типи рівнянь, коли базуючись на картині поля у повітряному зазорі ЕМ, складають рівняння напруг, а використовуючи струми чи потокозчеплення – записують рівняння електромагнітного моменту.

В такому випадку ЕМ подається як симетричний електромагнітний перетворювач енергії (ідеалізований багатополіусник), що має рівний повітряний зазор а також сталеві ділянки із нульовим магнітним опором і синусні обмотки (рисунок 2.2). ЕМ як багатополіусник має три виводи, які характеризуються початковим положенням валу φ , напругою U і частотою f , трьома механічними виводами з моментом на валу M_{em} , швидкістю обертання

ω_r та моментом механічних втрат M_0 .

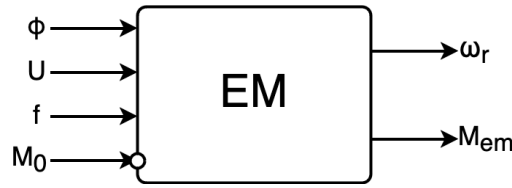


Рис. 2.2: ЕМ як електромеханічний багатополіусник

2.1.1.1 Асинхронний двигун

Диференціальні рівняння ЕМ записують в кількох різних формах. Зокрема для асинхронної машини, найбільш поширеною формою запису є система координат $\alpha, \beta, 0$ [25]:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} = U_{s\alpha} - i_{s\alpha}R_{s\alpha}; \\ \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} = U_{s\beta} - i_{s\beta}R_{s\beta}; \\ \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = U_{r\alpha} - i_{r\alpha}R_{r\alpha} - \omega_r\psi_{r\beta}; \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = U_{r\beta} - i_{r\beta}R_{r\beta} - \omega_r\psi_{r\alpha}, \end{cases} \quad (2.1)$$

де $\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}, \psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$ - потокозчеплення статора і ротора в координатах $\alpha, \beta, 0$; $U_{s\alpha}, U_{s\beta}, U_{r\alpha}, U_{r\beta}$ - проекції напруг статора і ротора на вісі координат $\alpha, \beta, 0$; $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, i_{r\alpha}, i_{r\beta}$ - струми в обмотках статора і ротора; $R_{s\alpha}, R_{s\beta}, R_{r\alpha}, R_{r\beta}$ - активні опори статора і ротора; ω_r - кутова швидкість обертання ротора.

Потокозчеплення в (2.1) зображуються у наступному вигляді:

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_{s\alpha}i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha}; \\ \psi_{s\beta} = L_{s\beta}i_{s\beta} + L_m i_{r\beta}; \\ \psi_{r\alpha} = L_{r\alpha}i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha}; \\ \psi_{r\beta} = L_{r\beta}i_{r\beta} + L_m i_{s\beta}, \end{cases} \quad (2.2)$$

де $L_{s\alpha}, L_{s\beta}, L_{r\alpha}, L_{r\beta}$ - індуктивності в обмотках статора і ротора; L_m - взаємна індуктивність обмоток статора і ротора.

Зупинимось на даній математичній моделі для проведення подальших досліджень.

Приймемо наступні припущення: $L_s = L_{s\alpha} = L_{s\beta}; L_r = L_{r\alpha} = L_{r\beta}; R_s = R_{s\alpha} =$

$R_{s\beta}; R_R = R_{r\alpha} = R_{r\beta}$ і підставивши (2.2) в (2.1), отримаємо:

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = R_{s\alpha}i_{s\alpha} + \frac{d}{dt}(L_s i_{s\alpha}) + \frac{d}{dt}(L_m i_{r\alpha}); \\ U_{s\beta} = R_{s\beta}i_{s\beta} + \frac{d}{dt}(L_s i_{s\beta}) + \frac{d}{dt}(L_m i_{r\beta}); \\ U_{r\alpha} = R_{r\alpha}i_{r\alpha} + \frac{d}{dt}(L_r i_{r\alpha}) + \frac{d}{dt}(L_m i_{r\alpha}) + \omega_r(L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta}); \\ U_{r\beta} = R_{r\beta}i_{r\beta} + \frac{d}{dt}(L_r i_{r\beta}) + \frac{d}{dt}(L_m i_{r\beta}) - \omega_r(L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha}). \end{cases} \quad (2.3)$$

Розглядаючи ЕМ як асинхронну машину (АМ) із короткозамкненим ротором ($U_{r\alpha} = U_{r\beta} = 0$) та як систему із зосередженими параметрами, можна записати:

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + L_m \frac{di_{r\alpha}}{dt}; \\ U_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + L_m \frac{di_{r\beta}}{dt}; \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + L_r \frac{di_{r\alpha}}{dt} + L_m \frac{di_{r\alpha}}{dt} + \omega_r(L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta}); \\ 0 = R_r i_{r\beta} + L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + L_m \frac{di_{r\beta}}{dt} - \omega_r(L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha}). \end{cases} \quad (2.4)$$

Провівши відповідні математичні перетворення, можна записати систему рівнянь (2.4) в матричній формі:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} L_r(U_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) + L_m(R_r i_{r\alpha} + \omega_r(L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta})) \\ L_r(U_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) + L_m(R_r i_{r\beta} - \omega_r(L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha})) \\ -L_m(U_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) - L_s(R_r i_{r\alpha} + \omega_r(L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta})) \\ -L_m(U_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) - L_s(R_r i_{r\beta} - \omega_r(L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha})) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

де $k = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2}$.

Рівняння руху ротора АД має вигляд:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p}{J}(M_e - M_0), \quad (2.6)$$

де M_e - електромагнітний момент АМ:

$$M_e = \frac{mp}{2} L_m (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}); \quad (2.7)$$

M_0 - момент опору на валу; J - момент інерції ротора; m - кількість фаз;

p - кількість пар полюсів.

У широкому діапазоні змін кутових швидкостей момент опору (тертя у

підшипниках та аеродинамічний опір) M_0 зв'язаний з ω_r нелінійною залежністю [26]:

$$M_0(\omega_r) = \text{sgn}(\omega_r) \cdot \left[M_{\Pi} + (M_{\text{НОМ}} - M_{\Pi}) \cdot \left(\frac{\omega_r}{\omega_{\text{НОМ}}} \right)^2 \right], \quad (2.8)$$

де M_{Π} - пусковий момент; $M_{\text{НОМ}}$ - момент опору при номінальному навантаженні; $\omega_{\text{НОМ}}$ - номінальна кутова швидкість; $\text{sgn}(\dots)$ - функція знаку аргумента.

Проте при проведенні моделювання ЕМ рівняння (2.8) практично не враховують, хоча момент механічних втрат завдає суттєвого впливу на динамічні характеристики ЕМ.

Підсумовуючи, запишемо остаточну математичну модель АМ у наступному вигляді:

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}(t)}{dt} = k \cdot [L_r(U_{s\alpha}(t) - R_s i_{s\alpha}(t)) + L_m(R_r i_{r\alpha}(t) + \omega_r(t)(L_r i_{r\beta}(t) + L_m i_{s\beta}(t)))] ; \\ \frac{di_{s\beta}(t)}{dt} = k \cdot [L_r(U_{s\beta}(t) - R_s i_{s\beta}(t)) + L_m(R_r i_{r\beta}(t) - \omega_r(t)(L_r i_{r\alpha}(t) + L_m i_{s\alpha}(t)))] ; \\ \frac{di_{r\alpha}(t)}{dt} = k \cdot [-L_m(U_{s\alpha}(t) - R_s i_{s\alpha}(t)) - L_s(R_r i_{r\alpha}(t) + \omega_r(t)(L_r i_{r\beta}(t) + L_m i_{s\beta}(t)))] ; \\ \frac{di_{r\beta}(t)}{dt} = k \cdot [-L_m(U_{s\beta}(t) - R_s i_{s\beta}(t)) - L_s(R_r i_{r\beta}(t) - \omega_r(t)(L_r i_{r\alpha}(t) + L_m i_{s\alpha}(t)))] ; \\ \frac{d\omega_r(t)}{dt} = \frac{p}{J} \cdot (M_e(t) - M_0(\omega_r(t))); \\ M_e(t) = \frac{mp}{2} \cdot L_m(i_{s\beta}(t)i_{r\alpha}(t) - i_{r\beta}(t)i_{s\alpha}(t)); \\ k = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2}, \end{cases} \quad (2.9)$$

де $U_{s\alpha}(t) = \sqrt{2}U_m \cos(\omega t)$; $U_{s\beta}(t) = \sqrt{2}U_m \sin(\omega t)$; U_m - напруга мережі живлення; ω - кутова частота мережі живлення.

Система (2.9) є системою жорстких нелінійних диференціальних рівнянь, розв'язок якої можна отримати лише з використанням чисельних методів.

Використаємо, наприклад, метод Дорманда-Прінса [27], що є методом розв'язування звичайних диференціальних рівнянь з сімейства Рунге-Кутта. Даний метод є одним з типових для систем комп'ютерної математики як MATLAB [28] чи GNU Octave [29]. Моделювання здійснюватимемо якраз в середовищі GNU Octave, оскільки воно розповсюджується безкоштовно за ліцензією GNU [30]. Результати моделювання динамічних характеристик, у вигляді графіків, наведено на рисунку 2.3

Лістинг скрипта для моделювання АМ в Octave винесено в додаток А.

Проаналізувавши отримані графіки, відмітимо наступні аспекти:

- Перехідна характеристика АД складається з перехідного процесу та значення кутової швидкості усталеного режиму;

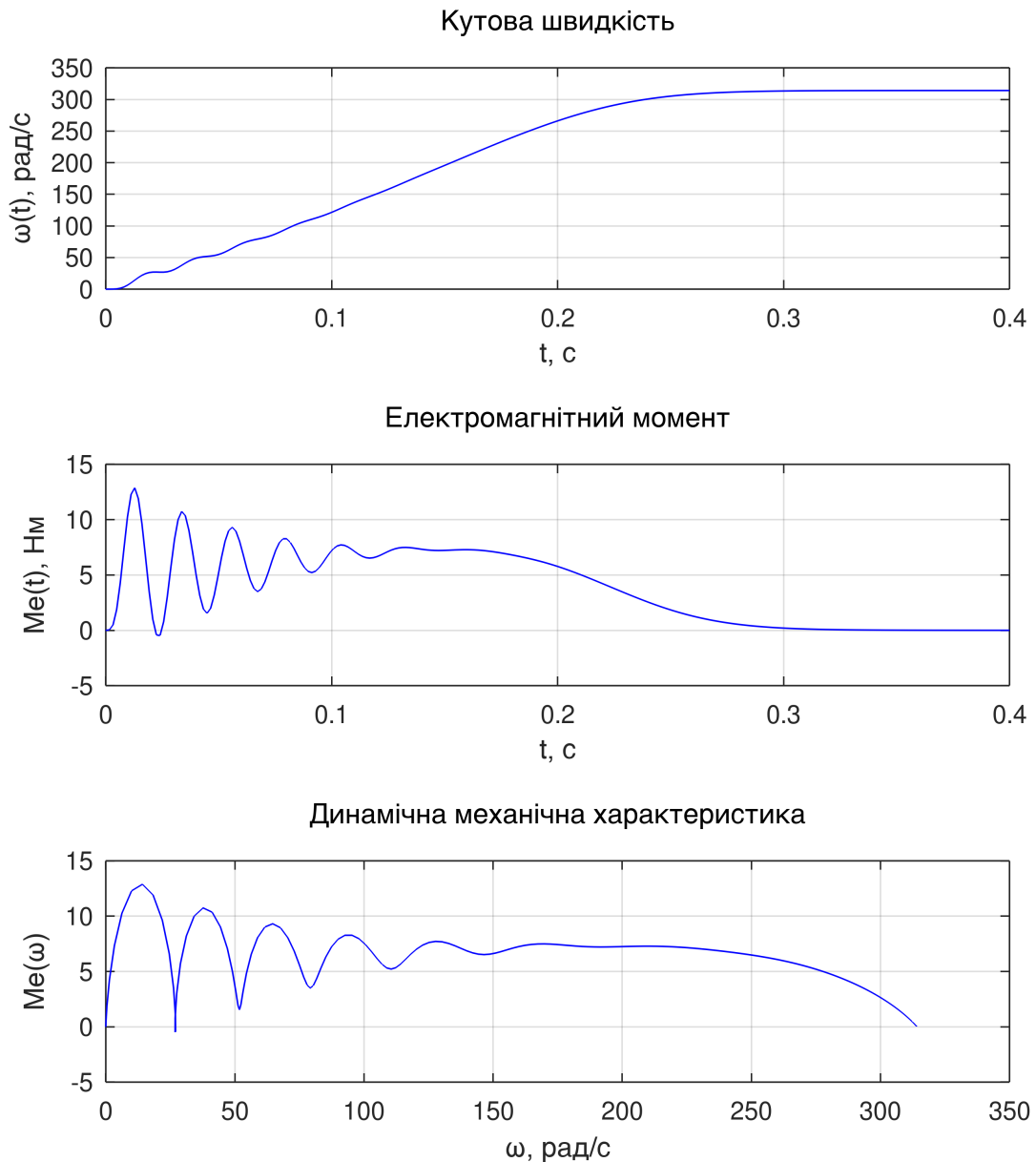


Рис. 2.3: Результати математичного моделювання АМ типу 4A71A4

- Перехідний процес АД типу 4A71 триває близько 0,3 с.;
- На початку перехідного процесу присутні коливання (в збільшеному масштабі початок перехідного процесу кутової швидкості показано на рисунку 2.4), для можливості дослідження та характеристики яких, засіб вимірювання, що використовується в таких дослідженнях, повинен мати якомога менше значення похибки вимірювання, в тому числі похибки дискретизації та похибки квантування, особливо на початку діапазону вимірювання.

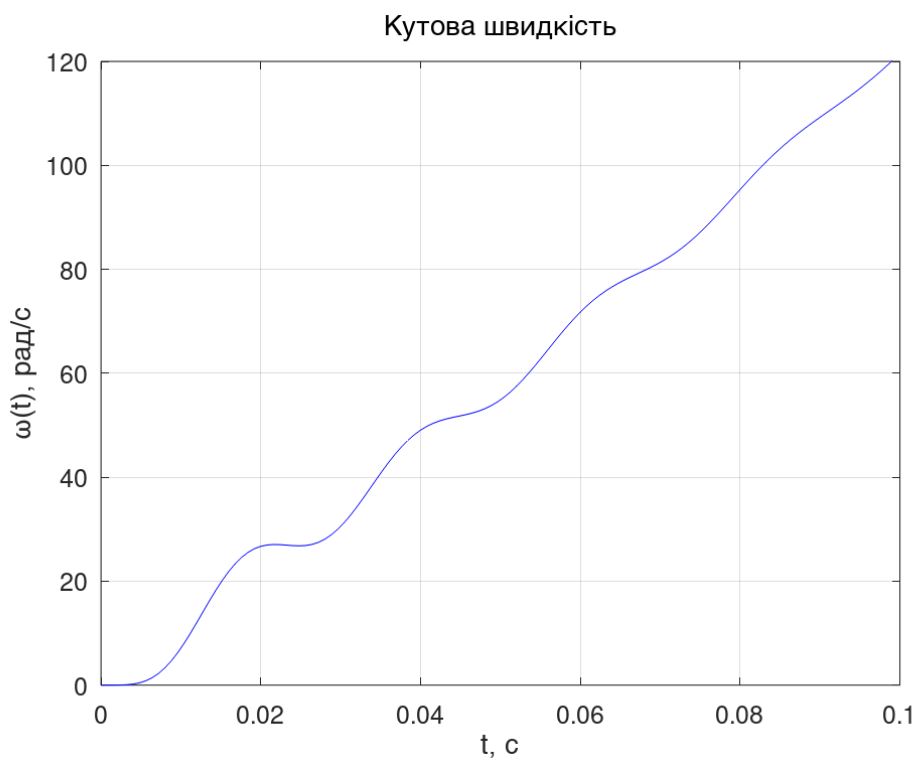


Рис. 2.4: Початок перехідного процесу кутової швидкості АМ типу 4A71A4

Спираючись на останнє твердження можна також відзначити, що зменшення похибки вимірювання, особливо на початку діапазону, потребує збільшення роздільної здатності засобу вимірювань, щоб забезпечити необхідне значення похибки вимірювання за малий час перехідного процесу АД (0,3 с).

Важливо також відзначити, що дані результати моделювання справедливі для номінального значення напруги живлення АД. Проте державний стандарт ДСТУ EN 50160:2014 [31] визначає відхилення напруги в межах $\pm 10\%$ від номінального значення. В умовах, коли електричну енергію постачають електромережі без зв'язку з об'єднаною енергосистемою, чи до особливо віддалених користувачів мережі, коливання напруги не мають перевищувати значення від -15% до $+10\%$ від номінального значення.

Якщо напруга живлення АД відрізнятиметься від номінальної, знаходячись при цьому в допустимих, визначених стандартом межах, характеристика перехідного процесу запуску теж буде відхилятися від її номінального вигляду.

Промодельовавши запуски АД для різних значень напруги живлення отримаємо сімейство перехідних характеристик АД для даних значень. Відповідний графік з зображенням поверхні кутових швидкостей зображено на рисунку 2.5.

Аналогічні властивості перехідної характеристики при запуску притаманні

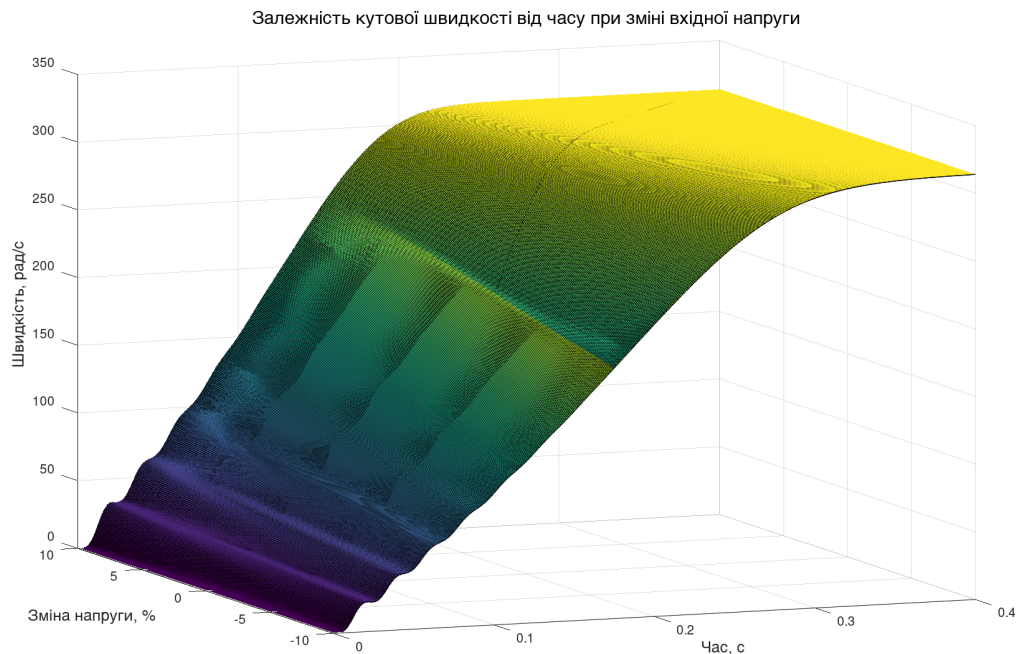


Рис. 2.5: Перехідні процеси кутової швидкості АМ типу 4А71А4 для різних значень напруги живлення

ЕМ усіх інших типів.

2.1.1.2 Синхронний двигун

При дослідженні динаміки роботи синхронних двигунів, у першому наближенні можна знехтувати електромагнітними процесами, оскільки їх швидкість протікання значно більша, ніж електромеханічних [32].

На відміну від АД на роторі СД розташована обмотка збудження, крім цього, ротор явнополюсного СД в магнітно-несиметричний. Опір магнітному потоку під полюсами значно менший, ніж в області, між даними полюсами.

Пуск СД умовно можна поділити на два етапи. На першому етапі кутова швидкість доводиться до підсинхронної за рахунок асинхронного моменту, а на другому етапі вже здійснюється втягування двигуна в синхронізм за рахунок моменту обумовленого збудженням, або за рахунок реактивного моменту.

Проте даний поділ є умовний, оскільки іноді входження в синхронізм відбувається при ковзанні більшому, ніж ковзання усталеного асинхронного режиму. Незалежно від цього результати різних досліджень [33]—[35] показують, що кращі умови для втягування двигуна в синхронізм створюються при меншому значенні ковзання.

В усталеному режимі роботи синхронного двигуна (СД) $\omega_r = \omega_c$. В синхронному двигуні можливі коливання, коли кутова швидкість коливається відносно усталеної швидкості, при постійному навантаженні та при постійній напрузі живлення. Звичайно частота коливань на один-два порядки нижча частоти мережі і залежить від параметрів синхронного двигуна. Щоб зменшити амплітуду і частоту даних коливань, в конструкцію двигуна вводять демпферну обмотку [36].

При аналізі процесів перетворення енергії в СД звичайно розглядають загальмовану машину з приведеними обмотками [36]—[38].

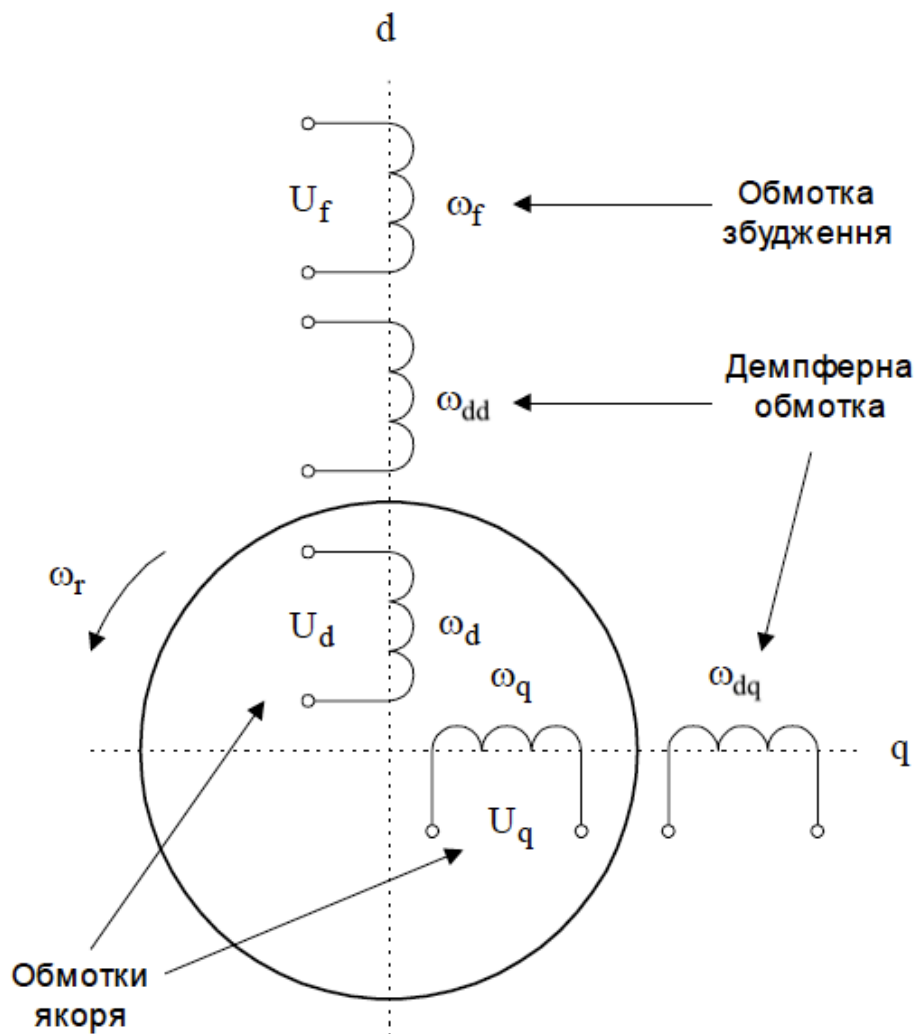


Рис. 2.6: Просторова модель синхронної машини

СД поділяють на явнополюсні і неявнополюсні. Явнополюсні двигуни мають різні опори по осях d і q (рисунок 2.6), проте з точки зору процесів електромеханічного перетворення енергії це симетричні машини. Явнополюсні і неявнополюсні синхронні двигуни, при аналізі потрібно розглядати як багатообмоткові і відповідно враховувати наявність обмотки якоря, обмотки

збудження і демпферної обмотки (рисунк 2.6). У найпростішому випадку СД є триобмотковим.

Рівняння СД прийнято записувати для системи координат d, q , зв'язаних з обмотками ротора. Основний недолік системи d, q , порівняно з моделлю у фазних координатах - висока складність моделювання СД із перетворювачами, а перевага - спрощення рівнянь та зменшення їх кількості. Для машин з приведеними обмотками записуються такі рівняння [36]:

$$\begin{cases} U_d = \frac{d\psi_d}{dt} + \psi_q \omega_r + R_a i_d; \\ U_q = \frac{d\psi_q}{dt} - \psi_d \omega_r + R_a i_q; \\ U_f = \frac{d\psi_{dd}}{dt} + R_f i_f; \\ 0 = \frac{d\psi_{dd}}{dt} + R_{dd} i_{dd}; \\ 0 = \frac{d\psi_{dq}}{dt} + R_{dq} i_{dq}, \end{cases} \quad (2.10)$$

де R_a - активний опір обмоток якоря, R_f - активний опір обмоток збудження, R_{dd}, R_{dq} - активний опір демпферної обмотки в повздовжній та поперечній осях, U_d, U_q, U_f - напруги обмотки якоря в повздовжній та поперечній осях і обмотки збудження відповідно.

Потокозчеплення обмоток

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + M_{ad} i_f + M_{ad} i_{dd}; \\ \psi_q = L_q i_q + M_{aq} i_{dq}; \\ \psi_f = L_f i_f + M_{ad} i_d + M_{ad} i_{dd}; \\ \psi_{dd} = L_{dd} i_{dd} + M_{ad} i_d + M_{ad} i_f; \\ \psi_{dq} = L_{dq} i_{dq} + M_{ad} i_q, \end{cases} \quad (2.11)$$

де $L_d, L_q, L_f, L_{dd}, L_{dq}$ - індуктивності обмотки якоря, обмотки збудження і демпферної обмотки по осях d і q відповідно, M_{ad}, M_{aq} - взаємні індуктивності обмоток по осях d і q відповідно.

Електромеханічний момент M_e визначається через струми і потокозчеплення або через струми

$$M_e = \psi_d i_q - \psi_q i_d; \quad (2.12)$$

$$M_e = M(i_f i_q + i_q i_{dd} - i_d i_{dq}) \quad (2.13)$$

де $M = M_{aq} = M_{ad}$, що має місце в неявнополюсному двигуні.

Сукупність рівнянь напруг (2.10) і рівняння моменту (2.12) чи (2.13) описує процеси електро механічного перетворення енергії в СД.

Підставивши (2.11) в (2.10) та провівши відповідні математичні перетворення, можна записати систему рівнянь (2.10) у матричній формі:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{dd} \\ i_{dq} \end{bmatrix} = A^{-1} \times \begin{bmatrix} U_d + L_q i_q \omega_r + M_{ad} i_{dq} \omega_r - R_a i_d \\ U_q - L_d i_d \omega_r + M_{aq} i_f \omega_r - M_{ad} i_{dd} \omega_r - R_a i_q \\ U_f - R_f i_f \\ -R_{dq} i_{dq} \\ -R_{dd} i_{dd}, \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

де

$$A = \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{ad} & 0 & M_{ad} \\ 0 & L_q & 0 & M_{aq} & 0 \\ M_{ad} & 0 & L_f & 0 & M_{ad} \\ 0 & M_{aq} & 0 & L_{dq} & 0 \\ M_{ad} & 0 & M_{ad} & 0 & L_{dq} \end{bmatrix};$$

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{M_{ad}^2 - L_f L_{dd}}{k} & 0 & \frac{(L_{dd} - M_{ad})M_{ad}}{k} & 0 & \frac{(L_f - M_{ad})M_{ad}}{k} \\ 0 & \frac{-L_{dq}}{k_1} & 0 & \frac{M_{aq}}{k_1} & 0 \\ \frac{(L_{dd} - M_{ad})M_{ad}}{k} & 0 & \frac{M_{ad}^2 - L_d L_{dd}}{k} & 0 & \frac{(L_d - M_{ad})M_{ad}}{k} \\ 0 & \frac{M_{aq}}{k_1} & 0 & \frac{-L_q}{k_1} & 0 \\ \frac{(L_f - M_{ad})M_{ad}}{k} & 0 & \frac{(L_d - M_{ad})M_{ad}}{k} & 0 & \frac{M_{ad}^2 - L_d L_f}{k} \end{bmatrix};$$

$$k = -2M_{ad}^3 + M_{ad}^2(L_d + L_f + L_{dd}) - L_d L_f L_{dd};$$

$$k_1 = M_{aq}^2 - L_q L_{dq}.$$

Рівняння руху ротора СД аналогічне (2.6). Таким чином, математичну модель

синхронного двигуна можна записати у наступному вигляді:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{k}(M_{ad}^2 - L_f L_{dd})(U_d(t) + L_q i_q(t) \omega_r(t) + M_{aq} i_{dq}(t) \omega_r(t) - R_a i_d(t)) - \\ \quad - M_{ad}(M_{ad} - L_{dd})(U_f(t) - R_f i_f(t)); \\ \frac{di_q(t)}{dt} = \frac{1}{k_1}(L_{dq}(U_q(t) - L_d i_d(t) \omega_r(t) - M_{ad} i_f(t) \omega_r(t) - M_{ad} i_{dq}(t) \omega_r(t) - R_a i_q(t)) + \\ \quad + M_{aq} R_{dq} i_{dq}(t)); \\ \frac{di_f(t)}{dt} = -\frac{1}{k}(M_{ad}(M_{ad} - L_{dq})(U_d(t) + L_q i_q(t) \omega_r(t) + M_{aq} i_{dq}(t) \omega_r(t) - R_a i_d(t)) + \\ \quad + (L_d L_{dd} - M_{ad}^2)(U_f(t) - R_f i_f(t)) + M_{ad}(L_d - M_{ad}) R_{ad} i_{dd}(t)); \\ \frac{di_{dd}(t)}{dt} = -\frac{1}{k_1}((U_q(t) - L_d i_d(t) \omega_r(t) - M_{ad} i_f(t) \omega_r(t) - M_{ad} i_{dq}(t) \omega_r(t) - R_a i_q(t)) \times \\ \quad \times M_{aq} + L_q R_{dq} i_{dq}(t)); \\ \frac{di_{dq}(t)}{dt} = \frac{1}{k}(-M_{ad}(M_{ad} - L_f)(U_d(t) + L_q i_q(t) \omega_r(t) + M_{aq} i_{dq}(t) \omega_r(t) - R_a i_d(t)) + \\ \quad + M_{ad}(L_d - M_{ad})(U_f(t) - R_f i_f(t)) + (L_d L_f - M_{ad}^2) R_{dd} i_{dd}(t)); \\ \frac{d\omega_r(t)}{dt} = \frac{p}{J}(M_e(t) - M_0(\omega_r(t))); \\ M_e(t) = M(i_f(t) i_q(t) + i_q(t) i_{dd}(t) - i_d(t) i_{dq}(t)); \\ k = -2M_{ad}^3 + M_{ad}^2(L_d + L_f + L_{dd}) - L_d L_f L_{dd}; \\ k_1 = M_{aq}^2 - L_q L_{dq}. \end{array} \right. \quad (2.15)$$

Оскільки система рівнянь моделі СД складніша в порівнянні з АД, то для її розв'язування, залежно від вхідних параметрів, може потребуватись застосування інших чисельних методів. В нашому випадку використаємо функцію Octave *ode15s* [39], що використовує змінний крок пошуку рішення, методом BDF (формула зворотного диференціювання) [40], порядок якого варіюється від 1 до 5.

Результати моделювання динамічних характеристик, у вигляді графіків, наведено на рисунку 2.7.

Лістинг скрипта для моделювання СД в Octave винесено в додаток Б.

На графіках, які описують динамічні процеси в синхронному двигуні під час розгону спостерігається, що аналогічно до АД, значення кутової швидкості росте з часом, наближаючись до своєї номінальної величини. Розгін СД є досить плавним, без різких стрибків, стала швидкість досягається протягом першої половини перехідного процесу.

Електромагнітний момент на початку розгону демонструє піки, що відповідають початковій взаємодії поля ротора з полем статора. Далі момент

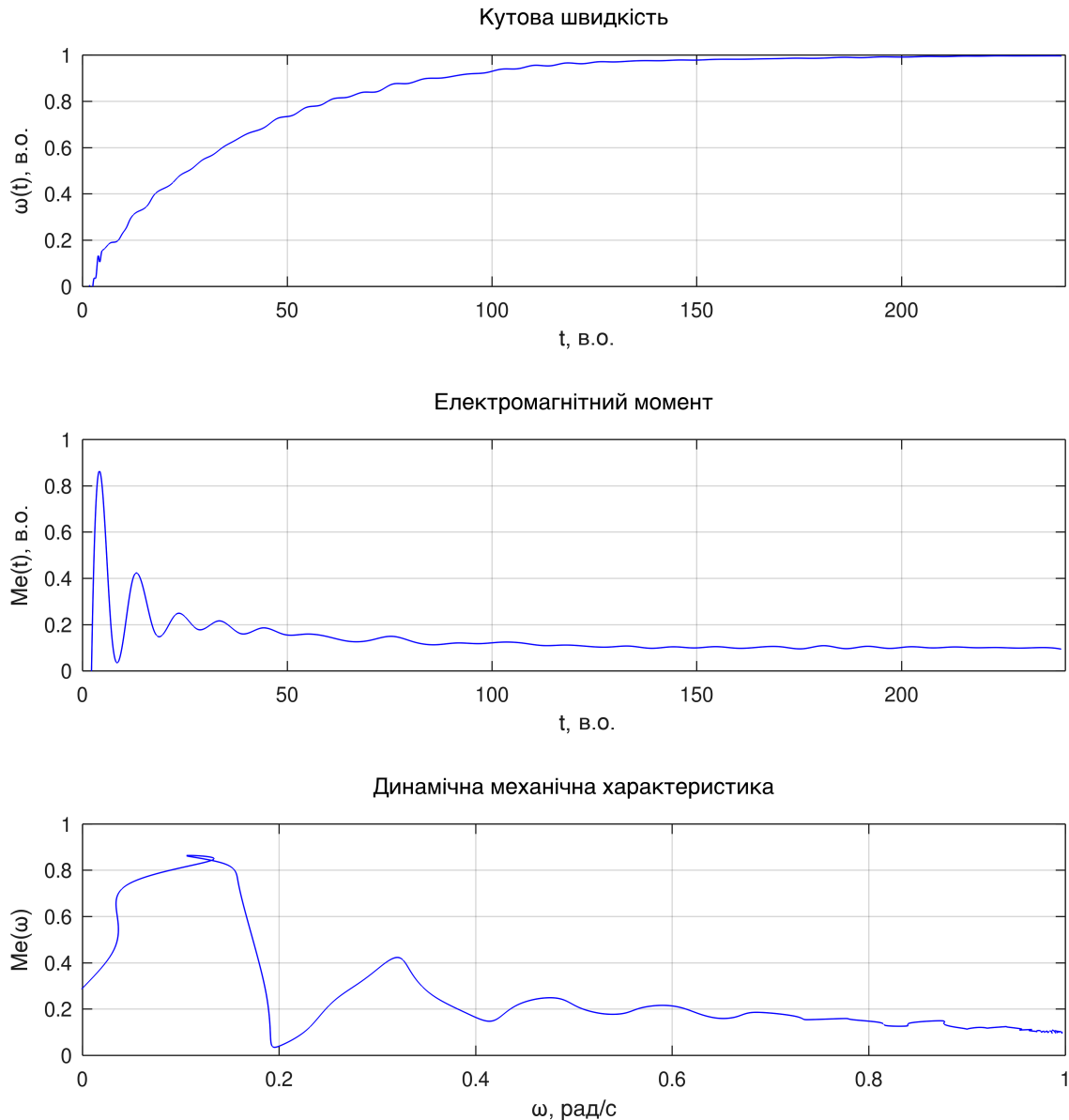


Рис. 2.7: Результати математичного моделювання СД типу СДК2-16-24

швидко зменшується і стабілізується, що свідчить про вихід на усталений режим, без великих коливань моменту.

Динамічна механічна характеристика показує залежність моменту від кутової швидкості, з певним піком на низьких швидкостях, що характерно для розгону. Після досягнення певної швидкості момент зменшується і практично стабілізується.

Відсутність тривалих коливань електромагнітного моменту свідчить про успішну синхронізацію між ротором і статором після завершення перехідного процесу.

Співставляючи з характеристиками асинхронного двигуна, синхронний

двигун демонструє менш динамічну перехідну характеристику при його розгоні.

Варто відмітити, що результуючі графіки менш плавні, в порівнянні з АД, та містять деякі коливання, що може свідчити як про особливості застосованої математичної моделі, так і про недосконалість методу обчислення, через високу її складність.

2.1.1.3 Двигун постійного струму

Розглянемо загальну принципову схему та електричну схему заміщення двигуна постійного струму (ДПС), що зображені на рисунку 2.8.

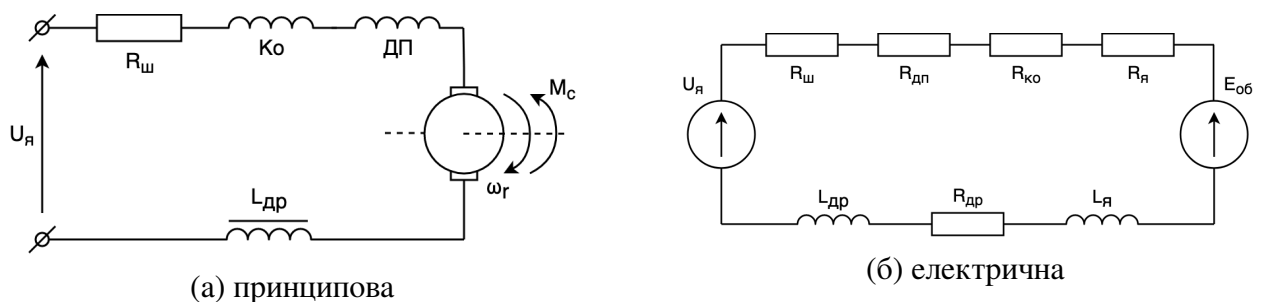


Рис. 2.8: Схеми заміщення двигуна постійного струму

Частіше всього проблеми виникають при моделюванні електрорушійної сили (ЕРС) обертання [32]. Формується вона наступним чином: $E_{ob} = k\phi \cdot \omega$, де k - коефіцієнт пропорційності, ϕ - магнітний потік в повітряному зазорі ЕМ, ω - кутова швидкість. Магнітний потік залежить від струму збудження, проте при значенні струму збудження $I_{ex} = const$ магнітний потік не залишається постійним $\phi \neq const$ через вплив реакції якоря. Реакція якоря - це вплив струму в силовому колі на величину магнітного потоку в ЕМ.

Часто, при моделюванні ДПС з регулюванням магнітного потоку, необхідно враховувати динамічні властивості обмотки збудження (ОЗ) та нелінійність залежності потоку ОЗ від її струму (кривої намагнічування).

Зазвичай, знаючи номінальні значення I_{ex} , E та $k\phi$ можна побудувати криві намагнічування для машин одного типу, значення точно кривої яких, у відносних одиницях, можна знайти в каталозі. Крім насичення ЕМ по контуру основного магнітного потоку, іноді потрібно також враховувати насичення по контуру потоку розсіювання. Проте, якщо здійснювати заходи для обмеження пускового струму на рівні, $(5 \div 7)I_n$ то дане явище можна не враховувати. Схожий вплив на динамічні параметри ЕМ зазвичай чинять явища комутації а також вихрові струми.

Вказані вище фактори, за деяких умов можуть мати місце, тому необхідно заздалегідь визначитися з їх якісним і кількісним впливом. У номінальних режимах роботи цими факторами нехтують зазначаючи, що прийняті такі основні припущення:

- Струм збудження $I_{ex} = const$;
- Значенням насичення можна знехтувати;
- Вплив вихрових струмів не враховується;
- Двигун скомпенсований, реакція якоря відсутня;

З урахуванням даних припущень, можна вважати всі параметри схеми заміщення сталими і $k\phi = const$. Тоді рівняння за 2-м законом Кірхгофа матиме вигляд:

$$U_a = k\phi \cdot \omega + I_a R_\Sigma + L_\Sigma \frac{dI_a}{dt}, \quad (2.16)$$

та рівняння руху електропривода:

$$J \frac{d\omega}{dt} = k\phi \cdot I_a - M_c. \quad (2.17)$$

Або в канонічній формі:

$$\begin{cases} L_\Sigma \frac{dI_a}{dt} = U_a - k\phi \cdot \omega + I_a R_\Sigma \\ J \frac{d\omega}{dt} = k\phi \cdot I_a - M_c. \end{cases} \quad (2.18)$$

Врахувавши ці особливості, видно, що система рівнянь ДПС лінійна і допускає аналітичне рішення. Проте при різних дослідженнях параметри ДПС можуть змінюватися і система рівнянь може стати нелінійною. Наприклад, коли швидкість обертання регулюється шляхом зміни магнітного потоку з врахуванням кривої намагнічування. При розв'язанні системи з використанням чисельних методів зміна параметрів моделі враховується шляхом додавання необхідних рівнянь.

Остаточний вигляд системи диференціальних рівнянь, що описує двигун постійного струму, з урахуванням вищезазначених факторів залежить від способу з'єднання обмотки якоря та обмотки збудження. Вони поділяються на двигуни з послідовним, паралельним, незалежним та змішаним збудженням.

Розглянемо модель ДПС на прикладі двигуна незалежного збудження.

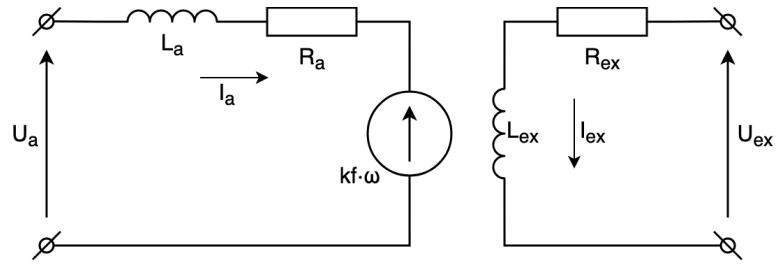


Рис. 2.9: Електрична схема заміщення ДПС незалежного збудження

В даній ЕМ є два, електрично незалежних контури (рисунок 2.9): обмотки збудження і обмотки якоря, що складається із послідовно з'єднаних обмоток – компенсаційної, додаткових полюсів і якоря. Рівняння рівноваги напруг контурів ДПС незалежного збудження, як було показано вище, в загальному випадку, прийнято записувати в системі нерухомих координат α, β [32], [41].

$$\begin{cases} L_a \frac{di_a}{dt} = U_a - k\phi \cdot \omega + i_a R_a \\ L_{ex} \frac{di_{ex}}{dt} = U_{ex} - i_{ex} R_{ex} \\ J \frac{d\omega}{dt} = k\phi \cdot i_a - M_c \\ \phi = k_\phi I_{ex}, \end{cases} \quad (2.19)$$

де U_{ex} і U_a - напруги збудження та якоря, i_{ex} і i_a - миттєві значення струмів в обмотках збудження та якоря, R_{ex} і L_{ex} - активний опір та індуктивність обмотки збудження, R_a і L_a - активний опір та індуктивність обмотки якоря, k - конструктивний коефіцієнт, k_ϕ - коефіцієнт пропорційності, J - момент інерції на валу якоря, M_c - статичний момент навантаження, ϕ - магнітний потік збудження, ω - кутова швидкість обертання валу якоря.

Розв'язок системи виконаємо в середовищі GNU Octave. Результати моделювання динамічних характеристик двигуна постійного струму з незалежним збудженням, у вигляді графіків, наведено на рисунку 2.10

Лістинг скрипта для моделювання ДПС в Octave винесено в додаток В.

На графіках перехідного процесу двигуна постійного струму кутова швидкість рівномірно зростає з часом і наближається до сталого значення, мімікуючи експоненціальний ріст. Електромагнітний момент спочатку високий, що відповідає моменту первинного розгону, але потім швидко падає, що свідчить про нормальний процес збільшення швидкості. Динамічна

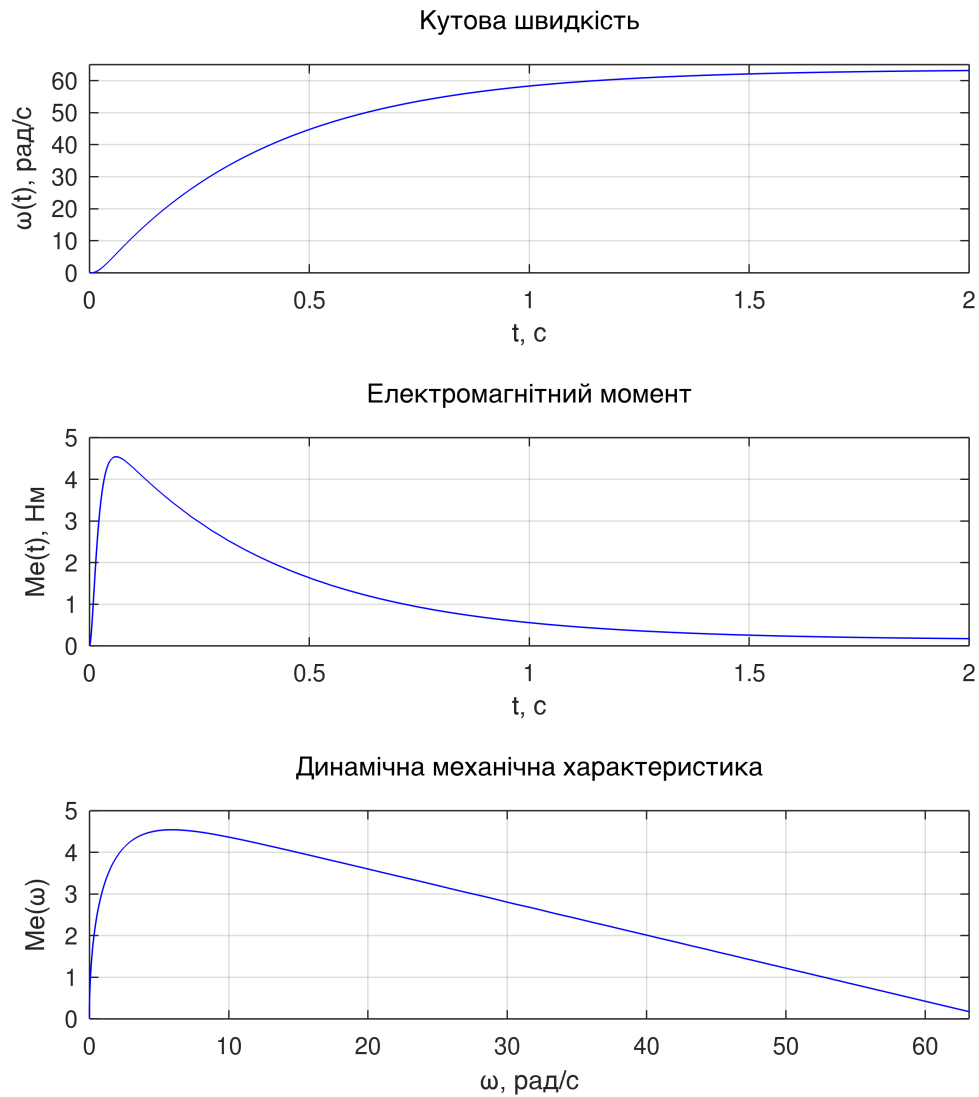


Рис. 2.10: Результати математичного моделювання ДПС

механічна характеристика вказує на те, що зі збільшенням швидкості потрібний момент для її підтримання зменшується.

Загалом, графіки показують нормальний та стабільний перехідний процес математичної моделі двигуна постійного струму.

2.1.2 Моделювання впливу муфти спряження об'єкту вимірювання з вимірювальним перетворювачем

Через зміщення вісі обертання валу ротора об'єкта вимірювань і валу вимірювального перетворювача (енкодера) виникає момент M_{cs} . Причиною появи цього моменту є ексцентриситет - розбіжність осей спряжених елементів визначеної кінематичної пари. В загальному випадку момент ексцентриситету

визначається [42], як

$$M_{cs} = -e \cdot \cos(\phi_r), \quad (2.20)$$

де e - амплітуда моменту ексцентриситету, ϕ_r - кут повороту валу машини.

Маючи інформацію про пружні властивості муфти спряження, та кут повороту валу машини, можна записати [2]:

$$\begin{cases} \frac{d\omega_r(t)}{dt} = \frac{M_e(t) - c(\phi_r(t) - \phi_m(t)) - b(\omega_r(t) - \omega_m(t))}{J_r}, \\ \frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{-M_0(t) + c(\phi_r(t) - \phi_m(t)) + b(\omega_r(t) - \omega_m(t))}{J_m}, \\ \frac{d\phi_r(t)}{dt} = \omega_r(t); \\ \frac{d\phi_m(t)}{dt} = \omega_m(t), \end{cases} \quad (2.21)$$

де $\phi_r(t), \phi_m(t)$ - кут повороту ротора і муфти спряження відповідно, $\omega_r(t), \omega_m(t)$ - кутова швидкість обертання ротора і муфти спряження відповідно, J_r, J_m - момент інерції ротора ОБ і муфти спряження відповідно, M_e - зміна електромагнітного моменту ОБ, M_0 - момент опору на валу ОБ, b - коефіцієнт демпфування муфти, c - коефіцієнт жорсткості муфти.

Параметри жорсткості муфти, відмінні від властивостей самого ротора, та її інерційні властивості зумовлюють виникнення аперіодичного перехідного процесу при передачі обертального руху з валу двигуна на вихід муфти спряження [2]. Даний перехідний процес зумовлює збільшення динамічної похибки під час вимірювання кутової швидкості на самому початку розгону ЕМ чим і обмежує нижню межу засобів вимірювання кутової швидкості.

Для моделювання перехідного процесу муфти спряження візьмемо за основу математичну модель асинхронного двигуна (2.9), докладно розглянуту в підрозділі 2.1.1.1, та доповнимо її моделлю динамічних властивостей муфти

спряження (2.21). Результуюча модель набуде вигляду:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{s\alpha}(t)}{dt} = k \cdot [L_r(U_{s\alpha}(t) - R_s i_{s\alpha}(t)) + L_m(R_r i_{r\alpha}(t) + \omega_r(t)(L_r i_{r\beta}(t) + L_m i_{s\beta}(t)))]; \\ \frac{di_{s\beta}(t)}{dt} = k \cdot [L_r(U_{s\beta}(t) - R_s i_{s\beta}(t)) + L_m(R_r i_{r\beta}(t) - \omega_r(t)(L_r i_{r\alpha}(t) + L_m i_{s\alpha}(t)))]; \\ \frac{di_{r\alpha}(t)}{dt} = k \cdot [-L_m(U_{s\alpha}(t) - R_s i_{s\alpha}(t)) - L_s(R_r i_{r\alpha}(t) + \omega_r(t)(L_r i_{r\beta}(t) + L_m i_{s\beta}(t)))]; \\ \frac{di_{r\beta}(t)}{dt} = k \cdot [-L_m(U_{s\beta}(t) - R_s i_{s\beta}(t)) - L_s(R_r i_{r\beta}(t) - \omega_r(t)(L_r i_{r\alpha}(t) + L_m i_{s\alpha}(t)))]; \\ \frac{d\omega_r(t)}{dt} = \frac{p}{J} \cdot (M_e(t) - M_0(\omega_r(t))); \\ M_e(t) = \frac{mp}{2} \cdot L_m(i_{s\beta}(t)i_{r\alpha}(t) - i_{r\beta}(t)i_{s\alpha}(t)); \\ \frac{d\omega_r(t)}{dt} = \frac{M_e(t) - c(\phi_r(t) - \phi_m(t)) - b(\omega_r(t) - \omega_m(t))}{J_r}; \\ \frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{-M_0(t) + c(\phi_r(t) - \phi_m(t)) + b(\omega_r(t) - \omega_m(t))}{J_m}; \\ \frac{d\phi_r(t)}{dt} = \omega_r(t); \\ \frac{d\phi_m(t)}{dt} = \omega_m(t); \\ k = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2}. \end{array} \right. \quad (2.22)$$

Результати моделювання перехідного процесу сильфонної муфти спряження моделі ВК6 від компанії R+W Antriebselemente [43] показано на рисунку 2.11.

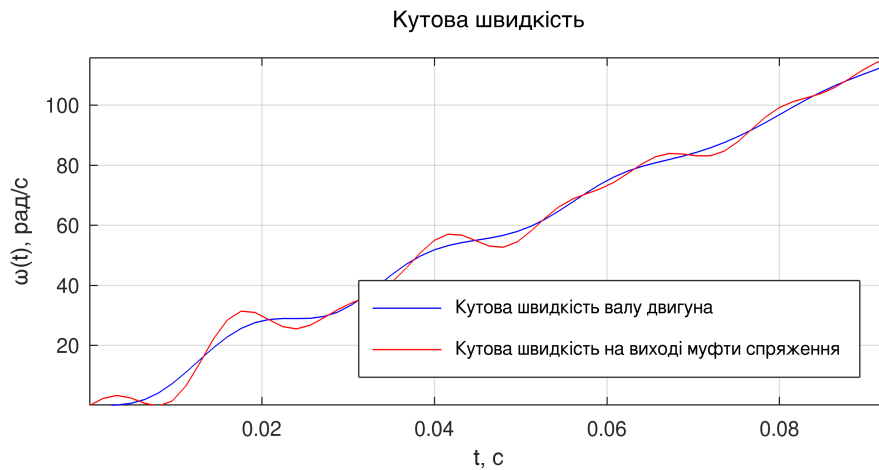


Рис. 2.11: Перехідний процес муфти спряження ОВ з сенсором

Для моделювання впливу додаткового моменту ексцентриситету муфти спряження візьмемо за основу отриману вище математичну модель (2.22), додамо відповідне рівняння (2.20) моменту ексцентриситету муфти спряження

та перепишемо її:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{s\alpha}(t)}{dt} = k \cdot [L_r(U_{s\alpha}(t) - R_s i_{s\alpha}(t)) + L_m(R_r i_{r\alpha}(t) + \omega_r(t)(L_r i_{r\beta}(t) + L_m i_{s\beta}(t)))] ; \\ \frac{di_{s\beta}(t)}{dt} = k \cdot [L_r(U_{s\beta}(t) - R_s i_{s\beta}(t)) + L_m(R_r i_{r\beta}(t) - \omega_r(t)(L_r i_{r\alpha}(t) + L_m i_{s\alpha}(t)))] ; \\ \frac{di_{r\alpha}(t)}{dt} = k \cdot [-L_m(U_{s\alpha}(t) - R_s i_{s\alpha}(t)) - L_s(R_r i_{r\alpha}(t) + \omega_r(t)(L_r i_{r\beta}(t) + L_m i_{s\beta}(t)))] ; \\ \frac{di_{r\beta}(t)}{dt} = k \cdot [-L_m(U_{s\beta}(t) - R_s i_{s\beta}(t)) - L_s(R_r i_{r\beta}(t) - \omega_r(t)(L_r i_{r\alpha}(t) + L_m i_{s\alpha}(t)))] ; \\ \frac{d\omega_r(t)}{dt} = \frac{p}{J} \cdot (M_e(t) - M_0(\omega_r(t)) - M_{cs}(t)); \\ M_e(t) = \frac{mp}{2} \cdot L_m(i_{s\beta}(t)i_{r\alpha}(t) - i_{r\beta}(t)i_{s\alpha}(t)); \\ \frac{d\omega_r(t)}{dt} = \frac{M_e(t) - c(\phi_r(t) - \phi_m(t)) - b(\omega_r(t) - \omega_m(t))}{J_r}; \\ \frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{-M_0(t) + c(\phi_r(t) - \phi_m(t)) + b(\omega_r(t) - \omega_m(t))}{J_m}; \\ M_{cs}(t) = -e \cdot \cos(\phi_r \cdot t); \\ \frac{d\phi_r(t)}{dt} = \omega_r(t); \\ \frac{d\phi_m(t)}{dt} = \omega_m(t); \\ k = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2}. \end{array} \right. \quad (2.23)$$

Таким чином до існуючого моменту (валу машини) додається момент що виникає внаслідок вже згаданого ексцентриситету валів ОБ та вимірювального перетворювача. Кутова швидкість ω_m тепер репрезентуватиме її значення після муфти спряження, безпосередньо на валу вимірювального перетворювача.

Розв'язавши дану систему рівнянь за допомогою чисельних методів в середовищі GNU Octave отримаємо оновлені дані кутової швидкості, електромагнітного моменту та динамічної механічної характеристики (рисунок 2.12), де бачимо появу гармонійних коливань значень кутової швидкості та дещо спотворену картину динамічних характеристик (для наочності амплітуду ексцентриситету збільшено).

Наявність моменту ексцентриситету, зумовлює виникнення відповідної систематичної похибки ексцентриситету, яка разом з динамічною похибкою, що виникає внаслідок наявності перехідного процесу суттєво впливає на отримані результати динамічних вимірювань. Промодельювавши сильфонну муфту спряження загального призначення типу ВК6 [43], та розрахувавши відносну похибку вимірювання кутової швидкості для перехідного процесу розгону асинхронного двигуна типу 4А71А4, бачимо, що на відрізок до 0,1 с, який відповідає кутовій швидкості близько 110 рад/с відносна похибка через вплив муфти може бути більше 20%, а після 0,1 с і далі не перевищує 1-2% (результати моделювання для зазначеного діапазону показано на рисунку 2.13).

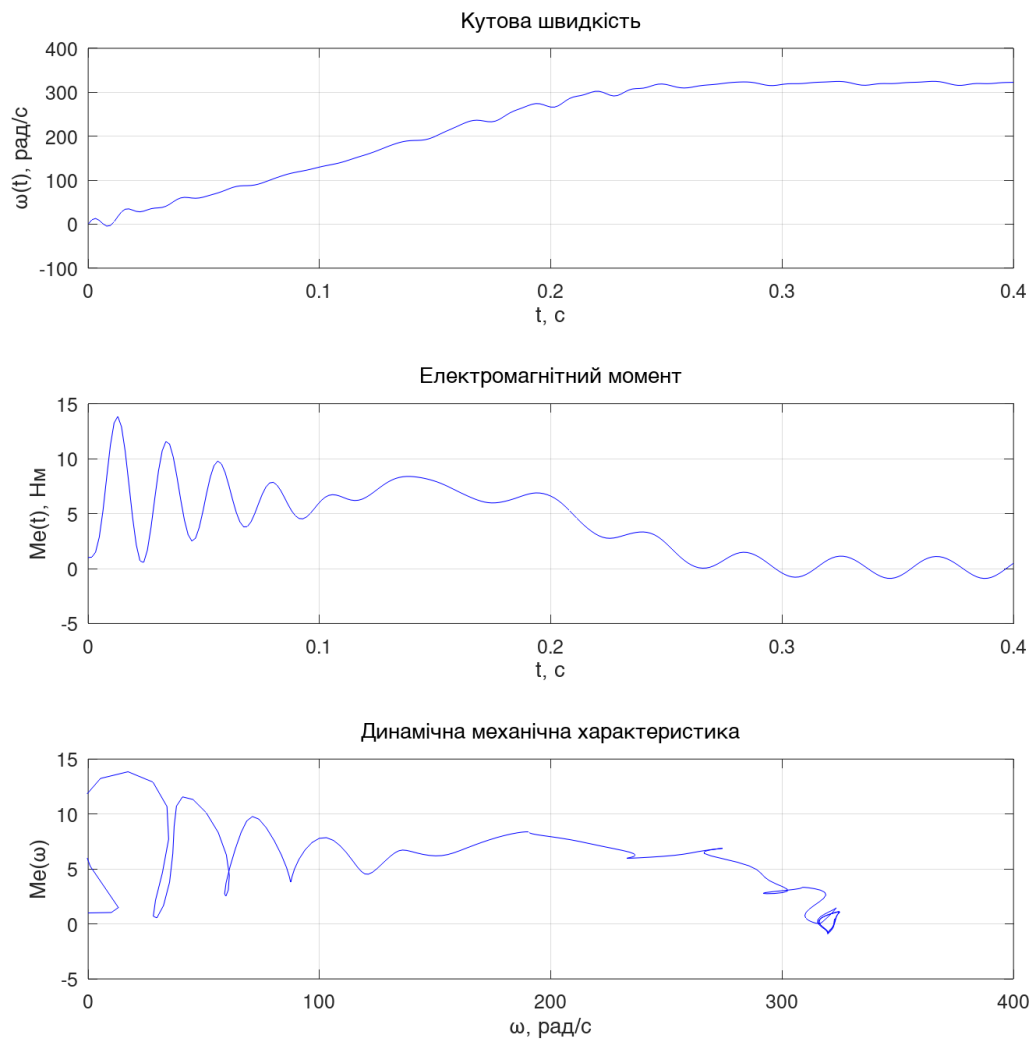


Рис. 2.12: Вплив муфти спряження ОВ з вимірювальним перетворювачем

Наявність даної похибки і обмежує нижню межу вимірювання на даному рівні (близько 120 рад/с для 4A71A4) для засобів, що використовують сильфонні муфти загального призначення.

Для АМ різного габариту та різних параметрів, через різні параметри схеми заміщення, нижня межа вимірювання буде теж різною. До прикладу, для цієї ж серії 4А, для різних габаритів, при використанні однакової муфти спряження значення нижньої межі вимірювання через похибку перехідного процесу муфти, за результатами моделювання, буде обмежено на рівні:

- 4A56 на рівні близько 120 рад/с;
- 4A63 на рівні близько 85 рад/с;
- 4A80 на рівні близько 40 рад/с;
- 4A90 на рівні близько 25 рад/с;

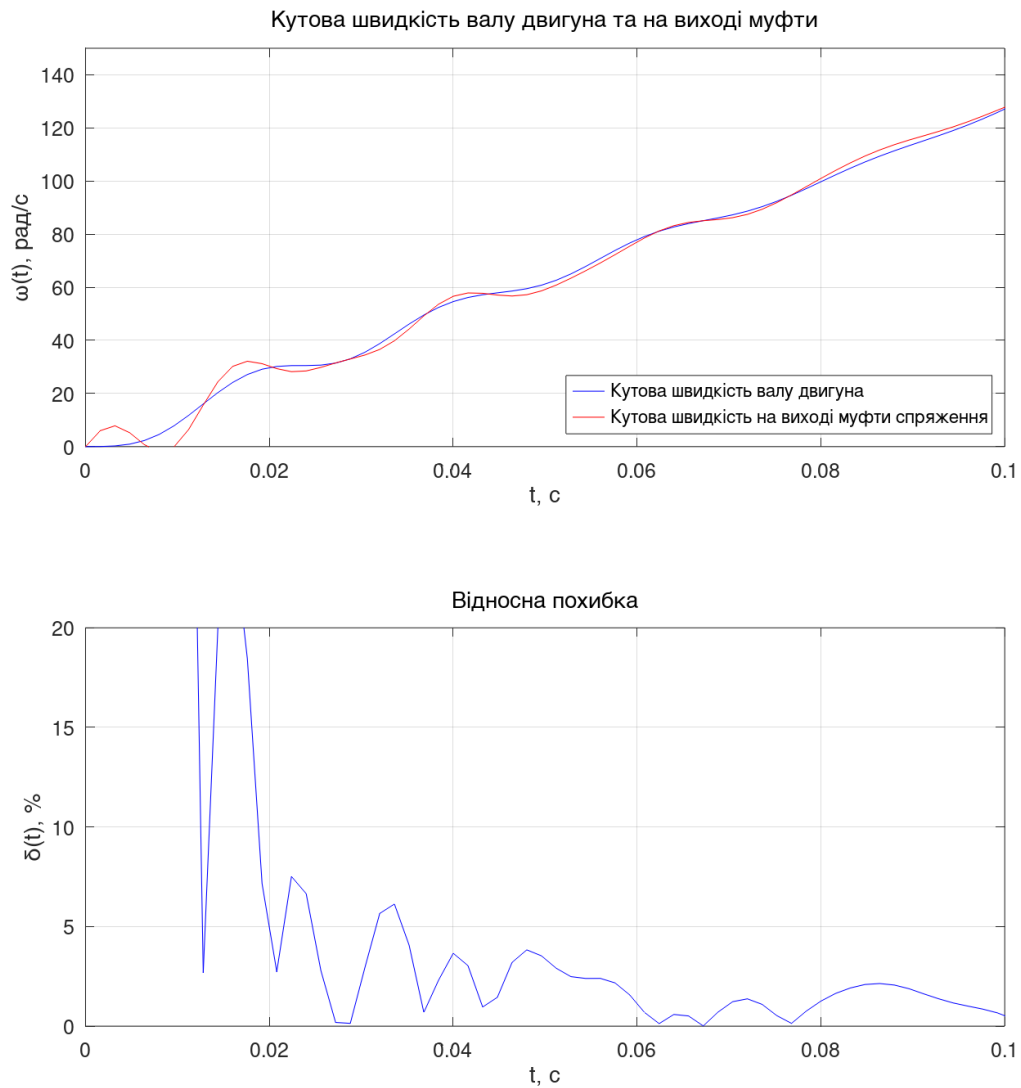


Рис. 2.13: Похибка спричинена властивостями муфти спряження

Використання спеціалізованих прецизійних муфт для приєднання енкодерів з високою роздільною здатністю, дозволяє отримати значно кращі результати. Розглянемо результати моделювання муфти ЛІР-825 [44], рекомендованих для енкодерів ЛІР з високою роздільною здатністю (рисунок 2.14).

Як видно з даного графіку, відносна похибка не перевищує 1% вже з 0,025 секунди, що відповідає кутовій швидкості 30 рад/с. Аналогічно, для цієї ж серії 4А, для різних габаритів, при використанні муфти ЛІР-825 значення нижньої межі вимірювання, за результатами моделювання, буде обмежено на рівні:

- 4А56 на рівні близько 42 рад/с;
- 4А63 на рівні близько 35 рад/с;
- 4А80 на рівні близько 27 рад/с;

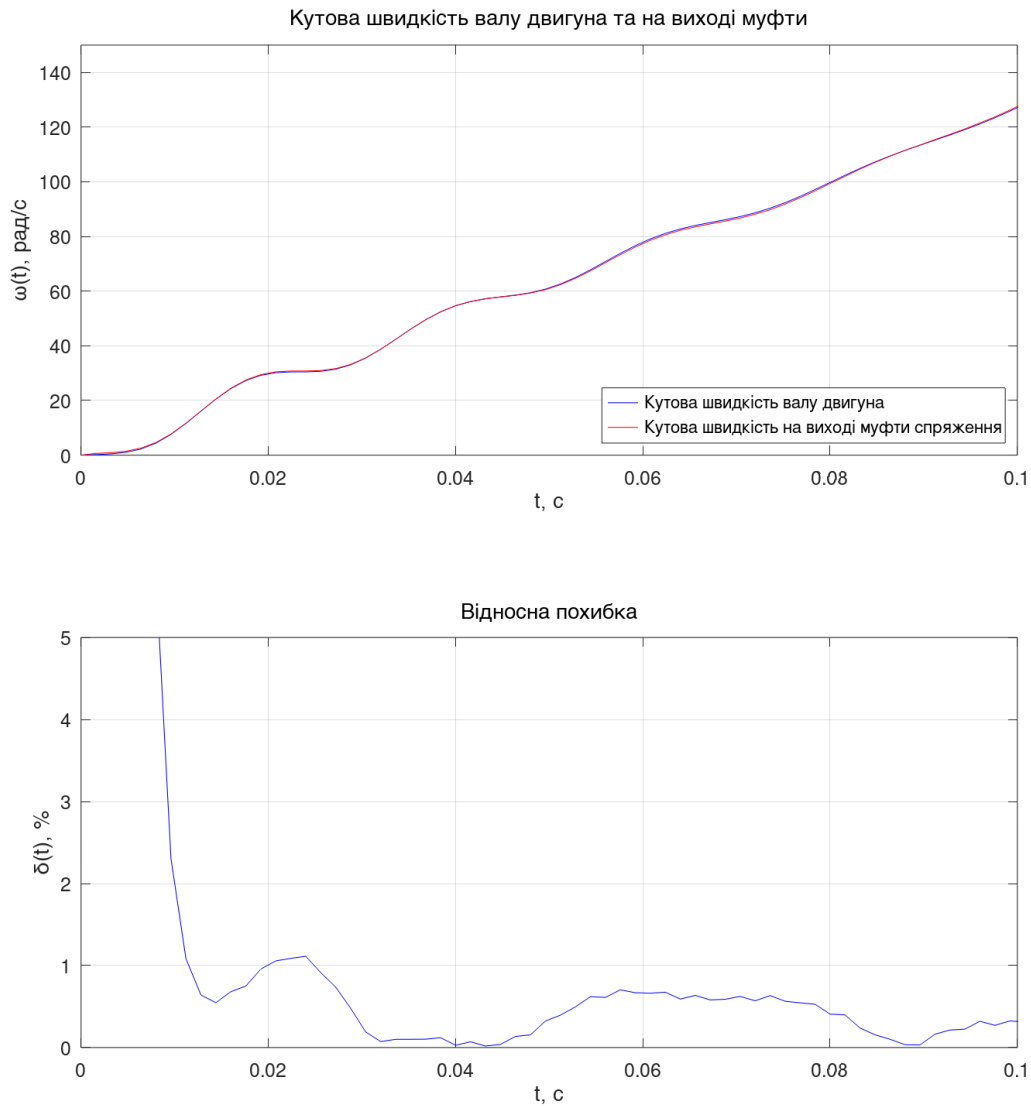


Рис. 2.14: Похибка спричинена властивостями муфти спряження ЛІР-825

- 4A90 на рівні близько 20 рад/с;

Що стосується складової похибки, що спричинена неспіввісністю валів ОВ та МС, її можна виключити, володіючи інформацією про її характер, за допомогою введення відповідної поправки.

На рисунку 2.15 показано фрагмент перехідної характеристики АД з доданою похибкою ексцентриситету (для більшої наочності значення амплітуди похибки збільшено).

Враховуючи (2.20), відповідно до [3], можна визначити функцію поправки, як:

$$\Delta_q = -e \cdot \cos(\phi_r + \pi).$$

Результати моделювання перехідної характеристики АД з введенням поправки на похибку ексцентриситету показано на рисунку 2.16.

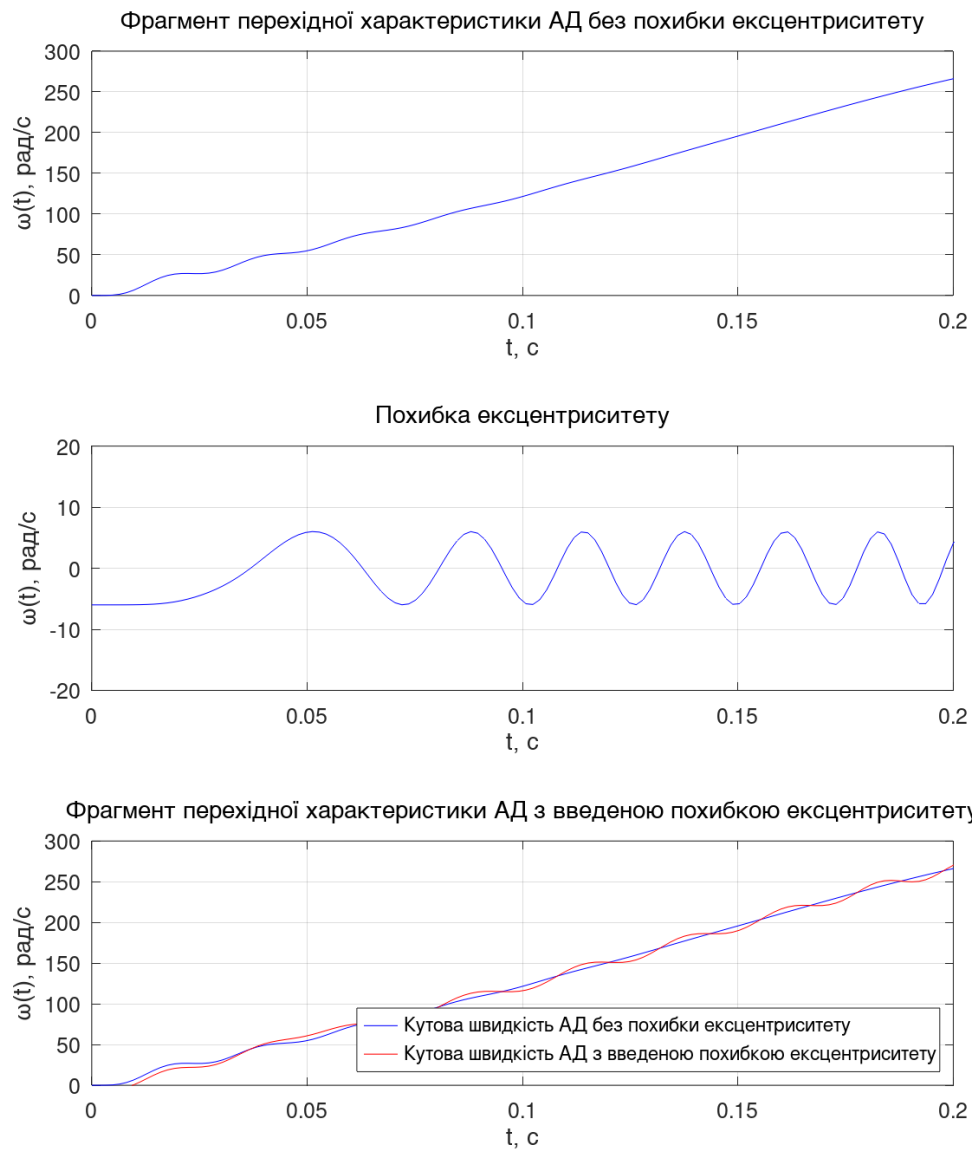


Рис. 2.15: Кутова швидкість ОБ та додана похибка ексцентриситету

Лістинг скрипта для моделювання впливу муфти спряження на результати динамічних вимірювань в GNU Octave винесено в додаток Г.

Отже використання спеціалізованих жорстких муфт для приєднання енкодера дозволяє значно підвищити точність вимірювання кутової швидкості на самому початку перехідного процесу, проте для задач динамічних вимірювань важливо звести до мінімуму похибку, що виникає внаслідок перехідного процесу муфти спряження, або ж взагалі виключити її з результатів вимірювань.

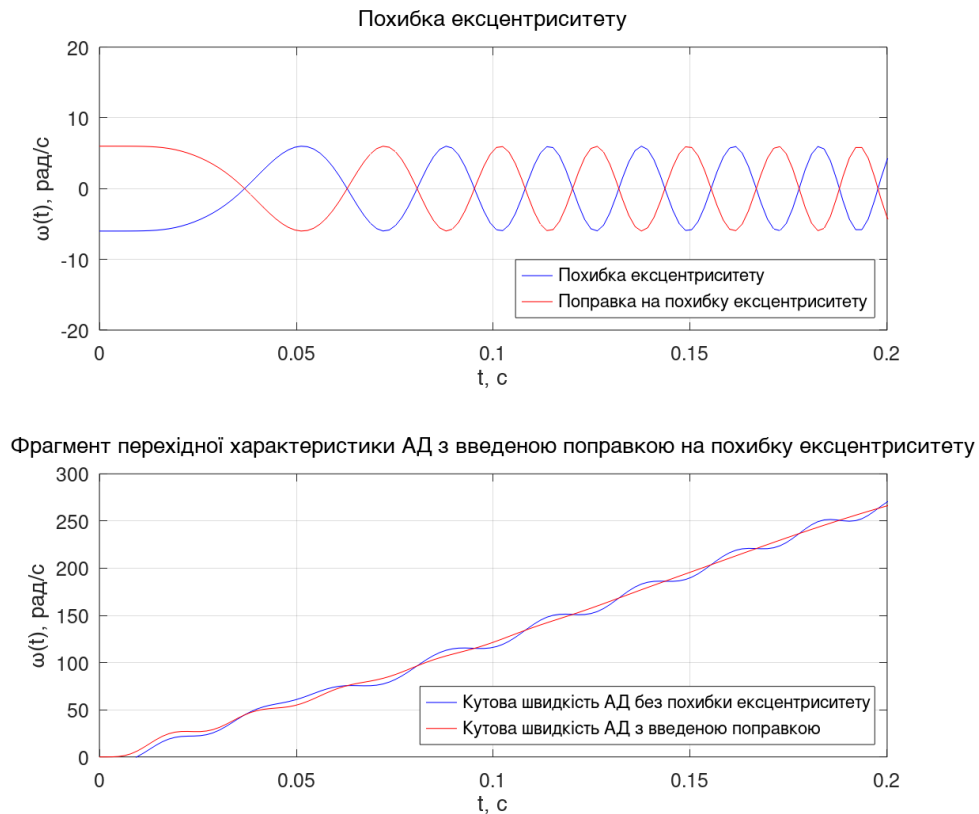


Рис. 2.16: Виключення похибки ексцентриситету шляхом введення поправки

2.2 Розробка узагальненої математичної моделі для дослідження параметрів обертального руху

Для формування первинної вимірювальної інформації про кутову швидкість необхідні наступні основні складові:

- Об'єкт вимірювання;
- Муфта спряження;
- Вимірювальний перетворювач.

Лише при взаємодії цих складових можливе отримання вимірювальної інформації, як в динамічному, так і в статичному режимі роботи об'єкта вимірювання.

Вимірювальний перетворювач (енкодер), як було показано раніше, приєднується до валу об'єкта вимірювання за допомогою муфти спряження, рівняння для моделювання якої показано в (2.21).

Підставивши в систему рівнянь моделі АМ (2.9) рівняння моменту ексцентриситету муфти спряження, додавши рівняння для моделювання її

перехідного процесу (2.21), та переписавши її отримаємо вже відому модель (2.23) для отримання значень кутової швидкості ω_m , після муфти спряження, безпосередньо на валу вимірювального перетворювача.

Математична модель вимірювального перетворювача (енкодера), що власне і перетворює швидкість обертання $\omega_r(t)$ в частоту імпульсів f_e на своєму виході, подається в наступному вигляді:

$$f_e = \frac{\omega_x(t) \cdot z}{60}. \quad (2.24)$$

Підставивши (2.24) в (2.23), отримаємо узагальнену математичну модель вимірювання кутової швидкості асинхронного двигуна під час його перехідного процесу з використанням енкодера в якості вимірювального перетворювача:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{s\alpha}(t)}{dt} = k \cdot [L_r(U_{s\alpha}(t) - R_s i_{s\alpha}(t)) + L_m(R_r i_{r\alpha}(t) + \omega_r(t)(L_r i_{r\beta}(t) + L_m i_{s\beta}(t)))] ; \\ \frac{di_{s\beta}(t)}{dt} = k \cdot [L_r(U_{s\beta}(t) - R_s i_{s\beta}(t)) + L_m(R_r i_{r\beta}(t) - \omega_r(t)(L_r i_{r\alpha}(t) + L_m i_{s\alpha}(t)))] ; \\ \frac{di_{r\alpha}(t)}{dt} = k \cdot [-L_m(U_{s\alpha}(t) - R_s i_{s\alpha}(t)) - L_s(R_r i_{r\alpha}(t) + \omega_r(t)(L_r i_{r\beta}(t) + L_m i_{s\beta}(t)))] ; \\ \frac{di_{r\beta}(t)}{dt} = k \cdot [-L_m(U_{s\beta}(t) - R_s i_{s\beta}(t)) - L_s(R_r i_{r\beta}(t) - \omega_r(t)(L_r i_{r\alpha}(t) + L_m i_{s\alpha}(t)))] ; \\ \frac{d\omega_{rs}(t)}{dt} = \frac{p}{J} \cdot (M_e(t) - M_0(\omega_r(t)) - M_{cs}(t)); \\ M_e(t) = \frac{mp}{2} \cdot L_m(i_{s\beta}(t)i_{r\alpha}(t) - i_{r\beta}(t)i_{s\alpha}(t)); \\ \frac{d\omega_r(t)}{dt} = \frac{M_e(t) - c(\phi_r(t) - \phi_m(t)) - b(\omega_r(t) - \omega_m(t))}{J_r}; \\ \frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{-M_0(t) + c(\phi_r(t) - \phi_m(t)) + b(\omega_r(t) - \omega_m(t))}{J_m}; \\ M_{cs}(t) = -e \cdot \cos(\phi_r \cdot t); \\ \frac{d\phi_r(t)}{dt} = \omega_r(t); \\ \frac{d\phi_m(t)}{dt} = \omega_m(t); \\ k = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2}; \\ f_e = \frac{\omega_x(t) \cdot z}{60}. \end{array} \right. \quad (2.25)$$

Графік зміни частоти на виході енкодера з кількістю міток $z = 2048$ в часі $f_e = f(t)$ для перехідного режиму роботи асинхронних двигунів з різною номінальною швидкістю обертання (рисунк 2.17) є розв'язком моделі (2.25).

Для АМ різного габариту (4А56, 4А63, 4А80, 4А90), при аналогічних синхронних швидкостях значення максимальної частоти сигналу енкодера відповідає отриманим графікам, проте сам характер перехідного процесу може дещо відрізнятися. Отже, в залежності від типу АМ та її синхронної швидкості, частота на виході енкодера змінюється від одиниць Гц до понад 100 кГц (102,4

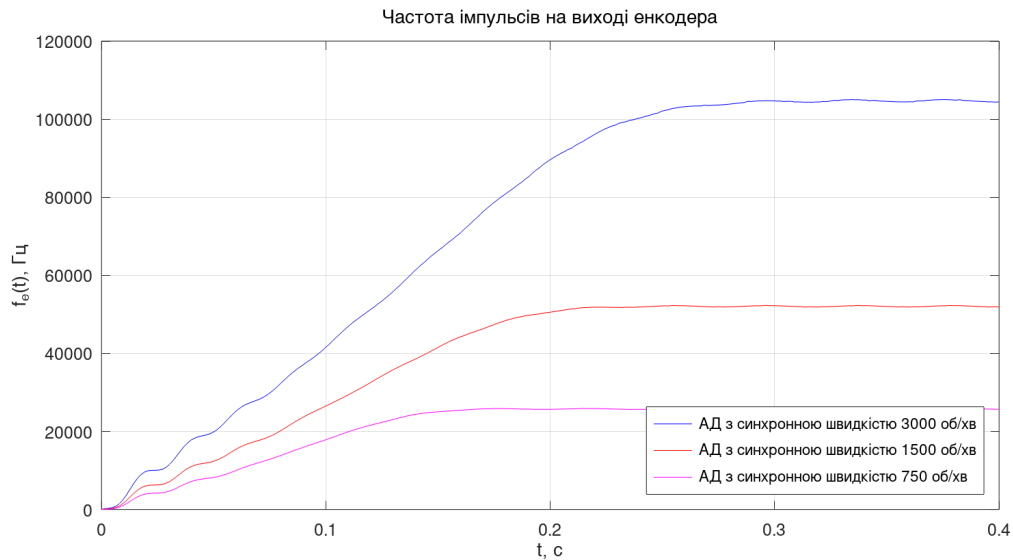


Рис. 2.17: Перехідний процес частоти на виході енкодера

кГц для АМ 3000 об/хв).

Для визначення інших інформативних параметрів обертального руху, як кутове прискорення $\varepsilon(t) = \frac{d\omega}{dt} = \frac{d^2\varphi}{dt^2}$ та динамічний момент $M_D = J \cdot \frac{d\omega}{dt} = J \cdot \frac{d^2\varphi}{dt^2}$, необхідно з отриманої частоти імпульсів на виході енкодера визначити значення кутової швидкості та додати відповідні рівняння до отриманої системи (2.25).

Питання, що стосуються основних метрологічних характеристик засобів вимірювання будуть розглянуті у наступному розділі.

У даному підрозділі розглянуто основні аспекти формування первинної вимірювальної інформації щодо кутової швидкості. Встановлено, що для ефективного вимірювання необхідна взаємодія трьох ключових компонентів: об'єкта вимірювання, муфти спряження та вимірювального перетворювача. Зазначимо, що лише у взаємодії цих складових можливе отримання інформації як у динамічному, так і у статичному режимі роботи об'єкта вимірювання.

Також була розглянута математична модель вимірювального перетворювача (енкодера), який перетворює кутову швидкість обертання в частоту імпульсів. В результаті аналізу цієї моделі отримано узагальнену математичну модель для вимірювання кутової швидкості асинхронного двигуна в переходному процесі.

Досліджено можливості цифрових тахометрів для динамічних вимірювань кутової швидкості в широкому діапазоні значень кутової швидкості. Отримані результати моделювання свідчать про можливість проведення вимірювань від одиниць обертів на хвилину до десятків тисяч обертів на хвилину. Водночас, виявлені обмеження, пов'язані із переходним процесом муфти спряження,

вказують на необхідність подальших досліджень альтернативних методів спряження оптичних сенсорів та вдосконалення механізмів для уникнення цих обмежень під час проведення динамічних вимірювань.

Важливо підкреслити, що на результат динамічних вимірювань кутової швидкості, окрім систематичної та динамічної складових похибки (що виникають через пружні властивості муфти спряження) впливатимуть похибки квантування і дискретизації мікроконтролерного засобу вимірювання. Дані похибки є випадковими величинами, тому в результатах вимірювання $\omega(t)$ окрім інформативного параметра матимуть місце і випадкові похибки, тобто $\omega(t)$ є випадковою величиною: $\omega(t) = f(\omega(t), \Delta_K(t), \Delta_d(t))$. Випадкові похибки кутової швидкості характеризуються [45] нормальним законом розподілу, при умові стаціонарності випадкових процесів, що обумовлюють їх виникнення.

2.3 Проблеми диференціювання експериментальних даних вимірювання кутової швидкості

Вимірювання невідомої величини $x(t)$ є завданням, з яким найчастіше доводилося і доводиться стикатися і метрологам, і фахівцям з вимірювальної техніки, яка, безсумнівно, дає велику інформацію про процес. Ці виміри, зокрема, повністю вирішують завдання вивчення статичних режимів процесів та явищ у найширшому значенні слова. Але якщо потрібно отримати більше інформації про динаміку процесів, що є ключовим для проведення динамічних вимірювань, то без вимірювання швидкостей $x'(t)$, прискорень $x''(t)$ та інших характеристик мінливості сигналів в часі не обійтися [46]. Постановка ж завдань вимірювання швидкостей і диференціювання в метрологічному плані, безсумнівно, має враховувати досвід виміру самих величин.

Плідність такого зв'язку може проявлятися і в зворотному позитивному впливі якості вимірювального диференціювання на підвищення точності вимірювань самої величини $x(t)$. Розглянемо дане твердження на прикладі корекції динамічних похибок [47].

Нехай величину $x_0(t)$ вимірюють приладом, рівняння перетворення якого

$$T \frac{dx}{dt} + x = kx_0. \quad (2.26)$$

За результатами вимірювань $x(t)$ роблять висновки про вимірювану

величину: $x_0(t) = \frac{x(t)}{k}$. Проте, навіть якщо знехтувати випадковою похибкою, рівність $x_0(t) = \frac{1}{k}x(t)$ справедлива тільки для усталеного режиму, коли $x'(t) = 0$. В динамічному ж режимі, істинне значення $x_0(t)$ відрізнятиметься від результатів вимірювань на величину $T \frac{dx}{dt}$, яка тим більше, чим більш змінний в часі вимірюваний процес.

Але дану динамічну похибку можна скоригувати, якщо є можливість продиференціювати результати вимірювань, тобто отримати сигнал $x'(t) = \frac{dx(t)}{dt}$. Тоді, додавши до $\frac{x(t)}{k}$ величину $\frac{T x'(t)}{k}$, отримаємо вираз для вимірюваної величини $x_0(t) = \frac{1}{k}[x(t) + T x'(t)]$, який буде справедливий не лише для статичних, але й для динамічних вимірювань.

Розглянемо конкретний випадок, диференціювання даних вимірювання кутової швидкості, АД під час досліду холостого ходу, з метою визначення його динамічного моменту $M_D = J \cdot \frac{d\omega_r}{dt}$, враховуючи випадкову похибку, яка все ж є невід'ємною складовою будь яких результатів вимірювання.

Для моделювання АД використаємо досліджену раніше математичну модель асинхронного двигуна (2.9), а саме моделювання виконаємо в середовищі GNU Octave. Випадкову похибку додамо за рахунок використання функції *randn* [48], що використовує метод зигурату [49] для генерування псевдовипадкових послідовностей. Залишивши параметри функції за замовчуванням функція поверне матрицю з нормально розподіленими випадковими елементами, які мають математичне сподівання рівне нулю та середнє квадратичне відхилення $\sigma = 1$.

Створимо вектор випадкових значень розмірністю аналогічний вектору кутової швидкості обчисленої моделі АД. Амплітуду значень вектора масштабуємо до рівня 1% від амплітуди значень кутової швидкості ω_r . Після чого додамо отриманий вектор випадкових похибок до вектора значень кутової швидкості.

Промодельовавши систему та визначивши значення кутової швидкості без врахування випадкової похибки, та з нею (рисунок 2.18) можемо оцінити відносну похибку для кожного моменту часу перехідного процесу, максимальне та середнє значення її, для отриманих значень кутової швидкості складає 0,98% та 0,31% відповідно (для наочності на графіку також показано збільшені фрагменти значень кутової швидкості).

Такі, відносно невеликі значення випадкової похибки можуть, як згадувалось

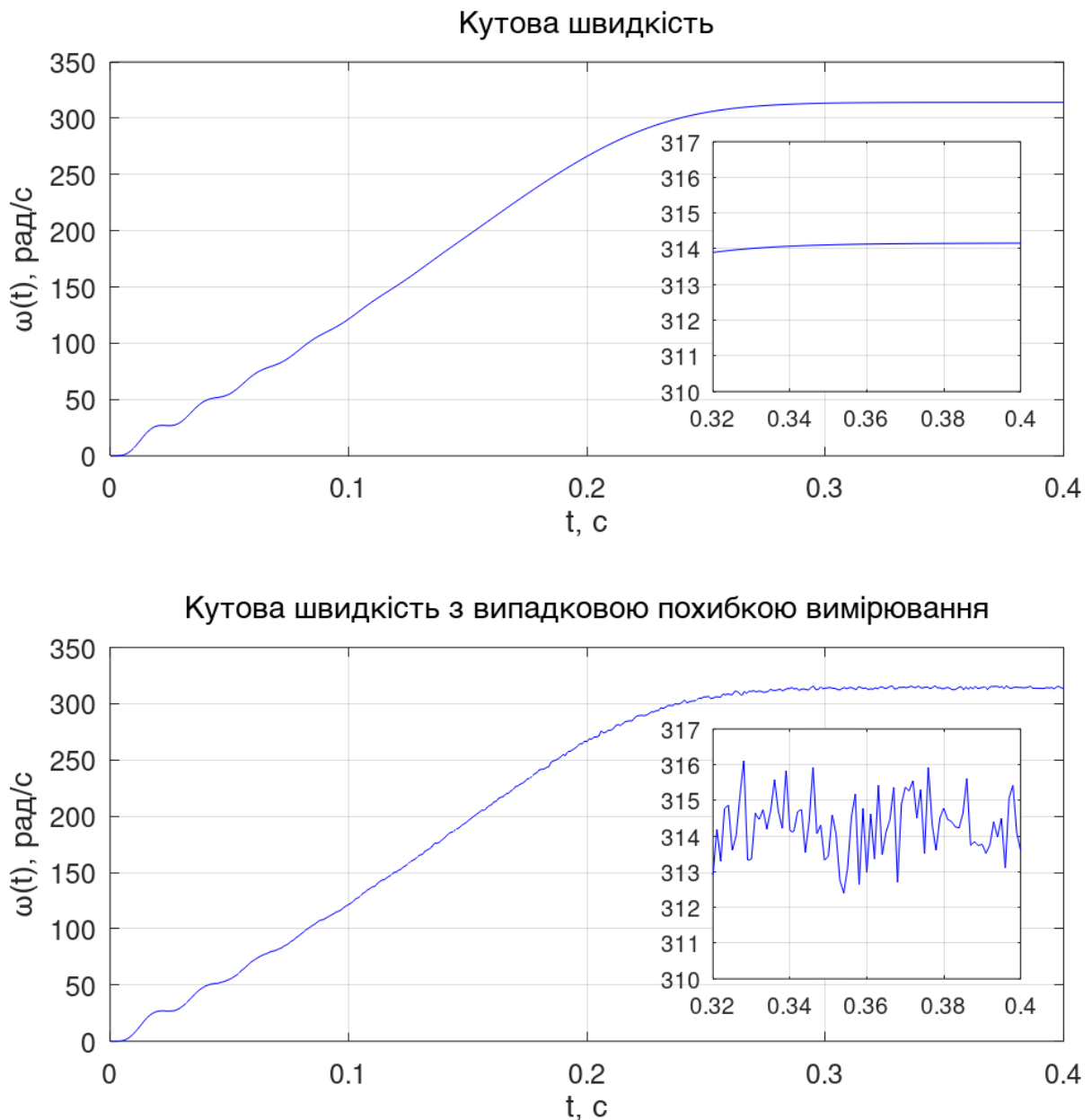


Рис. 2.18: Результати моделювання кутової швидкості АД

раніше, суттєво вплинути на результат диференціювання вимірюваної величини. Маючи отримані значення кутової швидкості ω_r , розрахуємо значення динамічного моменту за формулою:

$$M_D = J \cdot \frac{d\omega_r}{dt}, \quad (2.27)$$

та побудуємо графіки для значень без додавання випадкової похибки та з її врахуванням (рисунок 2.19).

Як бачимо, з отриманих графіків, незначні похибки вимірювання є причиною отримання колосальних похибок після диференціювання вимірюваної величини,

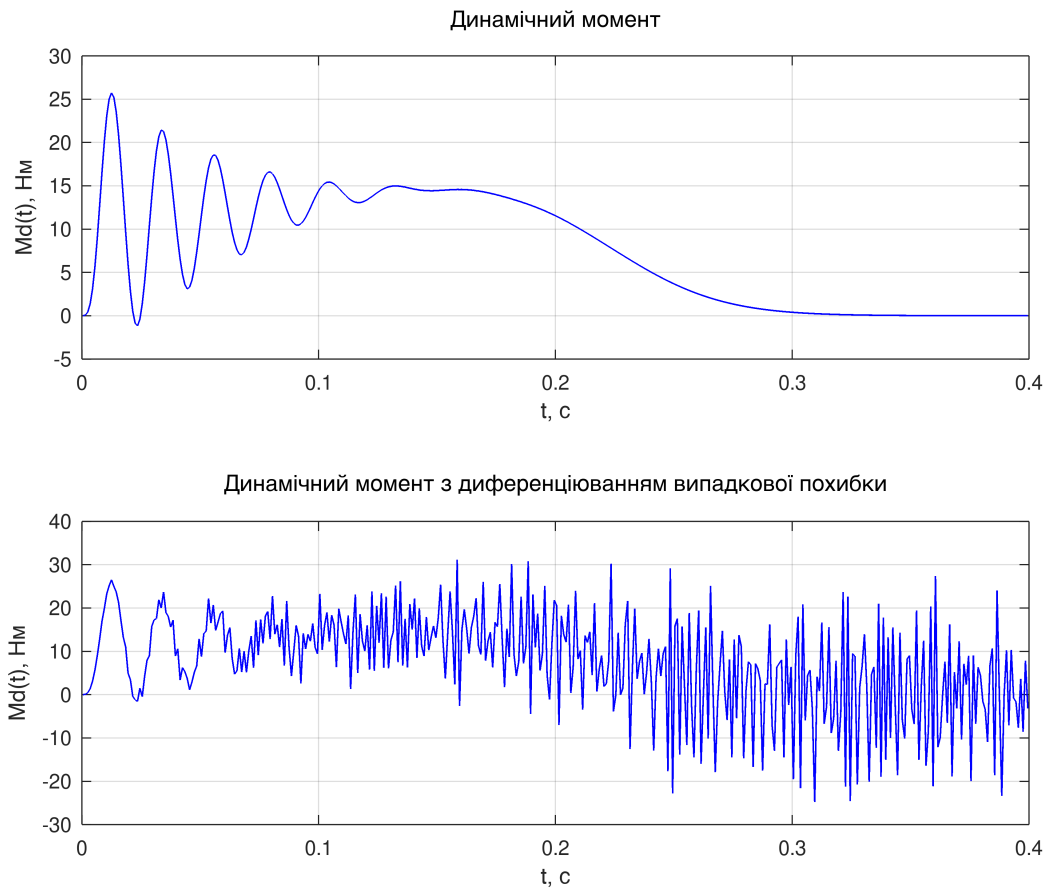


Рис. 2.19: Результати моделювання динамічного моменту АД

в даному випадку для отриманих значень динамічного моменту максимальне та середнє значення відносної похибки складає 1955,07% та 37,58% відповідно, що фактично можна вважати промахами з нерелевантними значеннями.

2.4 Висновки до розділу 2

В даному розділі було розглянуто математичні моделі об'єктів вимірювання, елементів спряження ОВ з вимірювальним перетворювачем, самого сенсора (енкодера), які враховують основні характеристики роботи даних компонентів. Запропоновано узагальнену математичну модель, яка дає змогу досліджувати динамічні режими роботи та оцінювати вплив на результати вимірювань основних складових засобів вимірювання кутової швидкості.

В результаті аналізу розробленої узагальненої математичної моделі засобу вимірювань параметрів обертального руху встановлено, що лише при забезпеченні взаємодії таких складових засобу, як об'єкт вимірювання, муфта спряження та вимірювальний перетворювач, можливе отримання якісної

вимірювальної інформації, як в динамічному так і в статичному режимі роботи ОВ.

Проаналізовано математичні моделі таких ОВ, як АД, СД, ДПС, в результаті чого встановлено:

- Широкий діапазон зміни кутової швидкості $\omega(t)$;
- Наявність на перехідних характеристиках коливань (синхронних провалів), що вимагає використання високочутливих і високоточних сенсорів з мінімальним моментом інерції;
- Для забезпечення високої точності даних динамічній вимірювань необхідно за один оберт ОВ отримати щонайменше 1000 миттєвих значень кутової швидкості.

Результати досліджень математичної моделі АД, СД, ДПС сумісно з МС дозволяють виділити наступне:

- Механічне з'єднання валів енкадера і асинхронної машини муфтою спряження під час динамічних вимірювань кутової швидкості протягом перехідного процесу спричиняє похибку взаємодії, що має дві складові: систематичну – періодичну похибку ексцентриситету і динамічну, зумовлену інерційними властивостями муфти.
- Оскільки похибка ексцентриситету є систематичною періодичною, то її можна вилучати з результатів вимірювань одним із відомих методів, наприклад методом поправок.
- Динамічну похибку викликану накладанням перехідного процесу муфти на перехідний процес асинхронної машини можливо зменшувати застосуванням відповідних спеціалізованих жорстких муфт, що входять до комплексу енкадерів. Звести до мінімуму дану складову похибки в процесі динамічних вимірювань кутової швидкості можливо тільки відмовою від нежорсткого механічного з'єднання валів енкадера і об'єкту вимірювання.

Також було показано, що до значення результатів вимірювання параметрів обертального руху значний вплив вносить випадкова похибка в процесі

диференціювання вимірюваних даних. Це пояснюється тим, що якщо потрібно отримати інформацію про динаміку процесів, що є ключовим для проведення динамічних вимірювань, то без вимірювання швидкостей $x'(t)$, прискорень $x''(t)$ та інших характеристик сигналів в часі не обійтися. При цьому відносно невисокі значення випадкової похибки, які безумовно наявні в будь яких результатах вимірювання, можуть сильно вплинути на результат диференціювання вимірюваної величини.

Отримані результати досліджень будуть використанні в наступному розділі, при розробці мікроконтролерного засобу динамічних вимірювань параметрів обертального руху, який дозволить підвищити точність і розширити діапазон вимірювань даних параметрів в динамічному режимі роботи електричних машин.

РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА МЕТРОЛОГІЧНИХ МОДЕЛЕЙ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ

Оскільки переважна більшість елементів у засобах динамічних вимірювань кутової швидкості спільні (вимірювальний перетворювач, муфта спряження, вимірювальний канал частоти) [8], [11], незалежно від типу двигуна, основними відмінностями стають самі об'єкти вимірювання.

З цієї причини доцільно розглядати можливість розробки єдиної моделі для вимірювання кутової швидкості з різними об'єктами вимірювання, яка могла б застосовуватися у широкому спектрі сценаріїв та типів двигунів.

Систематизація загальних елементів у засобах вимірювання кутової швидкості, таких як сенсори, елементи спряження сенорів з ОВ та аналітичні алгоритми обробки, дозволить створити загальну архітектуру, яка дозволить забезпечити баланс між універсальністю та спеціалізацією. Врахування спільних аспектів дозволить оптимізувати витрати на дослідження та розробку, спростить процес моделювання засобів вимірювання та підвищить їхню ефективність.

3.1 Обґрунтування узагальненої моделі зміни кутової швидкості в часі

У зв'язку з необхідністю моделювання засобу вимірювання кутової швидкості електричних машин різних типів, кожна з яких має власну унікальну модель різного рівня складності обчислення (як було показано в попередньому розділі, моделі двигунів з елементами спряження можуть мати від чотирьох до десяти диференціальних рівнянь), виникає проблема вибору узагальненої математичної моделі, яка б дозволила одночасно спростити процес моделювання та була б достатньою з точки зору моделювання метрологічних характеристик.

Одним із підходів, який може бути використаний в даному випадку, є заміна моделі перехідного процесу електричної машини експоненціальною [50], [51] моделлю:

$$\omega_r(t) = -A \cdot e^{-k \cdot t} + A, \quad (3.1)$$

де A - усталене значення частоти обертання валу двигуна, k - коефіцієнт затухання.

У техніці експоненціальні математичні моделі використовуються для опису процесів заряду та розряду акумуляторів, росту популяцій, розпаду радіоактивних речовин, теплового випромінювання об'єктів, інтенсивності освітлення, розповсюдження інформації в мережах та інші [52]. Наприклад, у випадку моделювання акумуляторів, експоненціальна модель може допомогти прогнозувати час їхньої роботи на підґрунті інтенсивності використання та швидкості розряду.

Також експоненціальні моделі застосовуються в прогнозуванні технічного зносу матеріалів, аналізі росту та розвитку технічних систем, описі динаміки розвитку технологій, моделюванні розповсюдження хвороб та інших процесах, які підпорядковані законам експоненційного росту чи спаду.

Розглянемо можливість заміни даних кутової швидкості під час перехідного процесу, що були отримані в попередньому розділі експоненціальною кривою (3.1). Для цього, під час моделювання двигуна, підберемо оптимальні значення її параметрів, використовуючи оптимізаційну функцію *fminunc* [53] для GNU Octave, що являє собою реалізацію методу градієнтного спуску [54]. В якості критерію оптимальності оберемо найменшу відносну похибку моделі. Перед підбором оптимальної експоненційної моделі для кутової швидкості електричної машини, обов'язковим та невід'ємним є етап згладжування (фільтрації) вихідних даних, оскільки як було показано в підрозділі 2.3, подальша обробка експериментальних даних приведе до некоректних результатів вимірювання. Для згладжування скористаємося алгоритмом “ковзного середнього” [55]. Результати моделювання показано на рисунку 3.1, лістинг скрипта для моделювання та пошуку оптимальних параметрів експоненційної моделі винесено в додаток Д.

Промодельовавши двигун постійного струму, та підібравши оптимальні параметри експоненціальної моделі бачимо, що починаючи з 0,3 секунди (при загальній тривалості перехідного процесу 2 секунди) відносна похибка моделі не перевищує 2%, а на відрізку після 0,5 секунд і до кінця перехідного процесу не перевищує 1%.

Аналогічним чином проведемо моделювання для синхронного двигуна. Результати моделювання показують, що відносна похибка моделі не перевищує 2% вже з початку перехідного процесу, починаючи з 0,02 секунди (при загальній його тривалості - 0,4 секунди), а починаючи з 0,04 секунди і до кінця перехідного

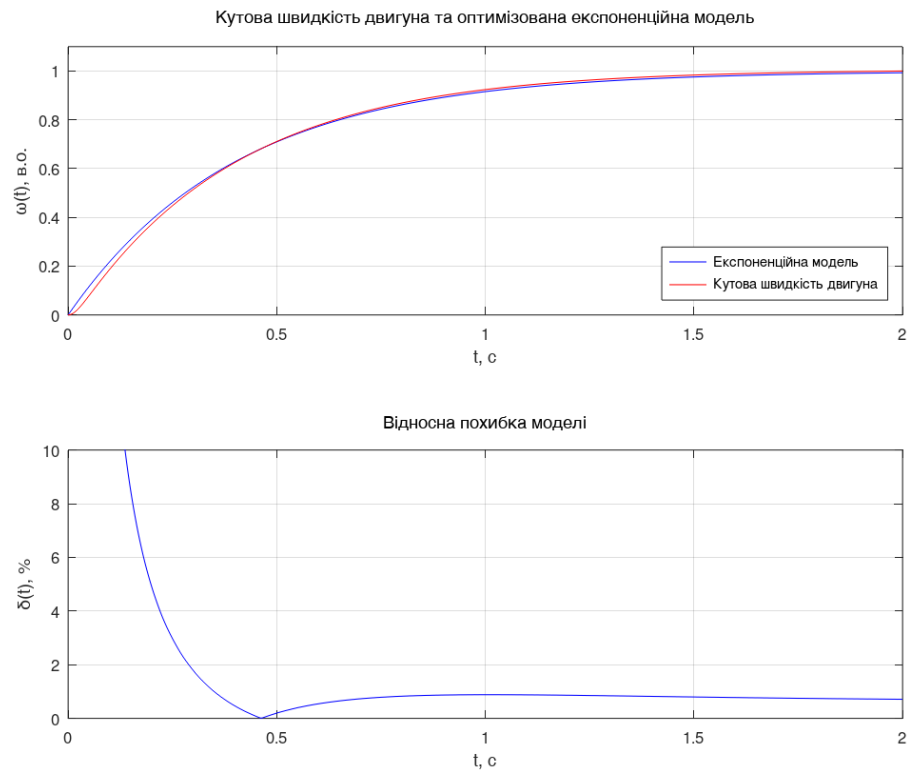


Рис. 3.1: Порівняння кутової швидкості двигуна постійного струму та оптимальної експоненційної моделі

процесу складає менше 1%.

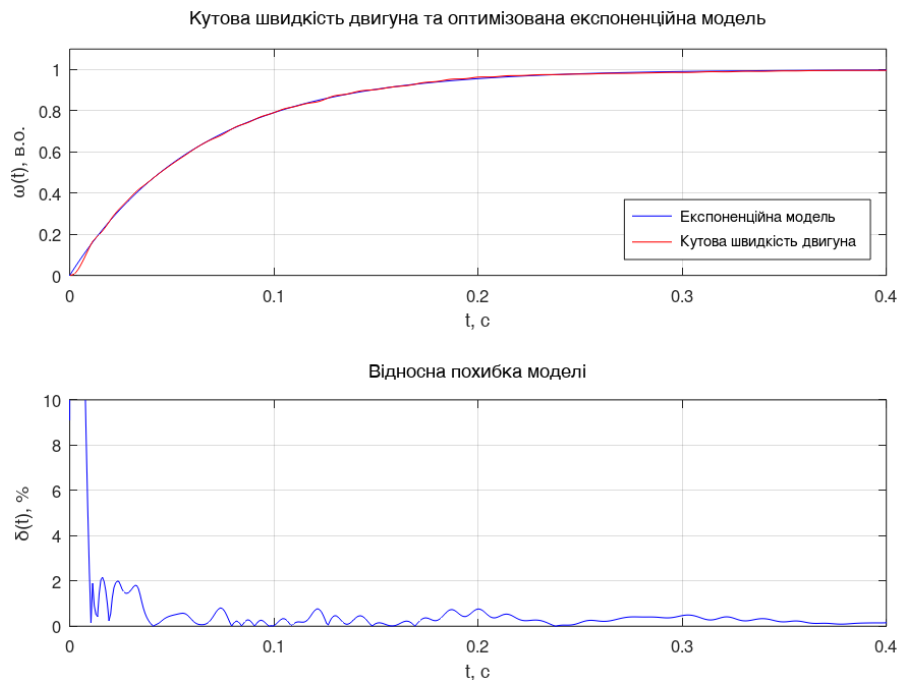


Рис. 3.2: Порівняння кутової швидкості синхронного двигуна та оптимальної експоненційної моделі

У випадку асинхронного двигуна, результати моделювання якого показано на рисунку 3.3, похибка експоненційної моделі значно перевищує її значення

у випадках синхронного двигуна та двигуна постійного струму. Це зумовлено наявністю лінійного відрізка на графіку зміни кутової швидкості асинхронного двигуна в часі, під час перехідного процесу.

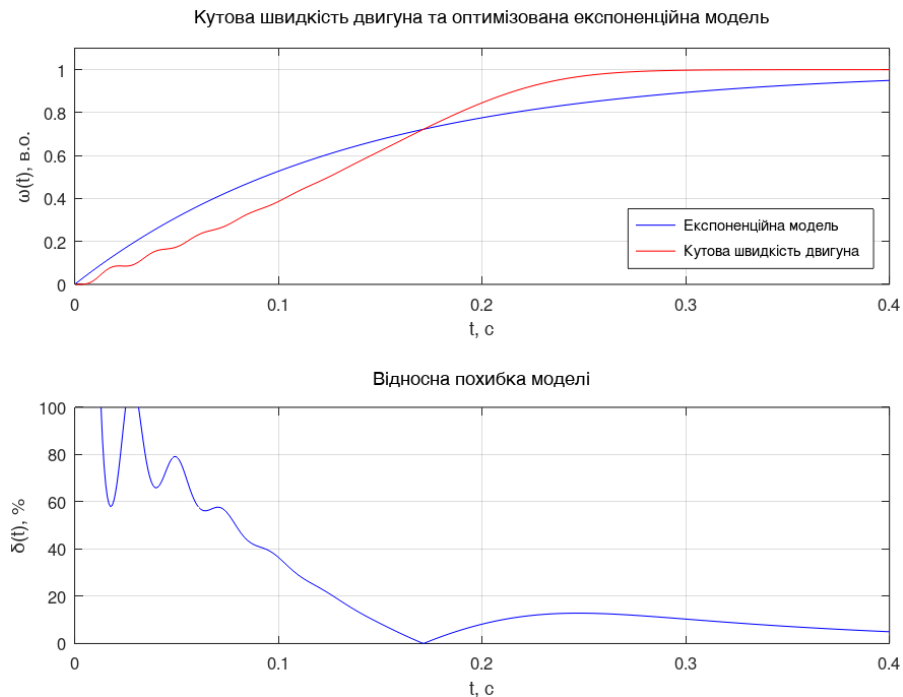


Рис. 3.3: Порівняння кутової швидкості асинхронного двигуна та оптимальної експоненційної моделі

Проте, у випадку застосування даної моделі до задачі моделювання засобу вимірювання, даний підхід є припустимим, оскільки метрологічні характеристики засобу вимірювання визначаються переважно на етапі його проектування та випробувань, і в процесі експлуатації для отримання вимірювальної інформації за допомогою даного засобу будуть використовуватись експериментальні дані, зняті безпосередньо з об'єкта вимірювання - електричної машини.

Використання експоненціальної моделі дозволяє здійснити швидке та ефективне моделювання перехідного процесу електродвигуна, значно спрощуючи при цьому обчислення на тих етапах, де не є принциповим використання максимально точних та реалістичних моделей.

3.2 Узагальнена структурна схема цифрового засобу вимірювання параметрів обертального руху електричних машин

Для формування метрологічних моделей цифрового засобу вимірювання, з урахуванням обґрунтування узагальненої моделі зміни кутової швидкості об'єкта вимірювання в часі, першим кроком необхідно актуалізувати узагальнену структурну схему цифрового засобу вимірювання, раніше згадану на рисунку 1.1.

Об'єкт вимірювання в даному випадку має бути представлений спрощеною експоненціальною моделлю, як було згадано в попередньому підрозділі. Муфта спряження ОВ з вимірювальним перетворювачем має бути виключена зі структурної схеми, оскільки, як було досліджено в попередньому розділі, складові похибки, які вона вносить ускладняють метрологічну модель, при тому, що дані складові похибки можуть бути виключені запропонованими раніше методами - похибку ексцентриситету методом поправок, а динамічну похибку перехідного процесу муфти застосуванням відповідних спеціалізованих жорстких муфт, або відмовою від нежорсткого механічного з'єднання валів енкадера і об'єкту вимірювання.

Оновлена узагальнена структурна схема цифрового ЗВ параметрів обертального руху показана на рисунку 3.4.

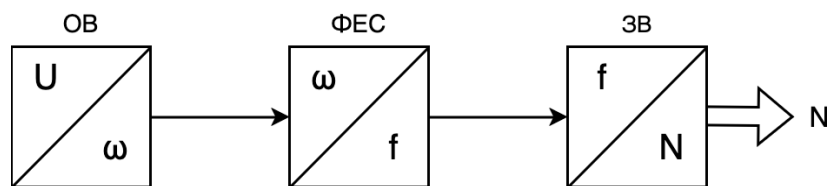


Рис. 3.4: Узагальнена схема цифрового засобу вимірювання

Після актуалізації структурної схеми, наступним етапом переходимо до розробки метрологічних моделей цифрового ЗВ.

3.3 Метрологічні моделі цифрового засобу вимірювання параметрів обертального руху електричних машин

3.3.1 Функція перетворення цифрового засобу вимірювання

Для моделювання перехідного процесу кутової швидкості ЕМ скористаємось тривіальною експоненційною моделлю [51], дослідженою

раніше

$$n(t) = \omega_c \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}), \quad (3.2)$$

де $n(t)$ - масив миттєвих значень кутової швидкості, ω_c - синхронна швидкість електричної машини, τ - електромеханічна стала часу.

На основі обчислених оптимальних її параметрів, наприклад для моделі СД задамо значення синхронної швидкості $\omega_c = 314,15$ рад/с та електромеханічної сталої часу $\tau = 0,0635$ с. Графік візуалізації кутової швидкості за експоненційною моделлю показано на рисунку 3.5.

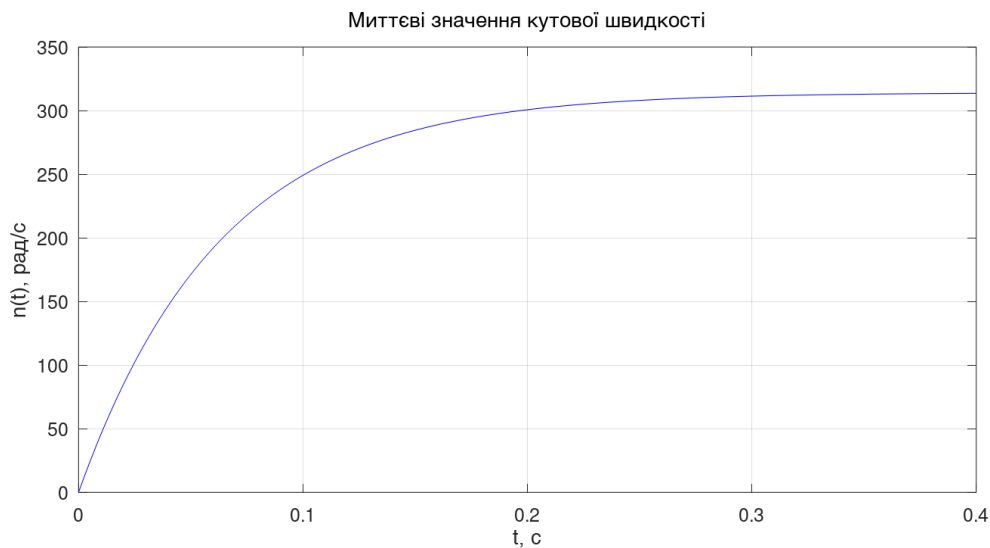


Рис. 3.5: Миттєві значення кутової швидкості експоненційної математичної моделі

Для аналізу відносної похибки квантування отримаємо спочатку функцію перетворення мікропроцесорного ЗВ:

$$N(t) = \frac{f_0}{f_x} = \frac{2\pi \cdot f_0}{\omega_c \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \cdot z}, \quad (3.3)$$

графічне подання (статична характеристика) якої наведено на рисунку 3.6.

3.3.2 Похибка квантування цифрового засобу вимірювання

З урахуванням (3.3) математична модель для оцінювання похибки квантування в перехідному режимі роботи об'єкта вимірювання матиме вигляд

$$\delta_K(t) = \frac{1}{N} \cdot 100\% = \frac{5 \cdot \omega_c \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \cdot z}{3 \cdot f_0}, \quad (3.4)$$

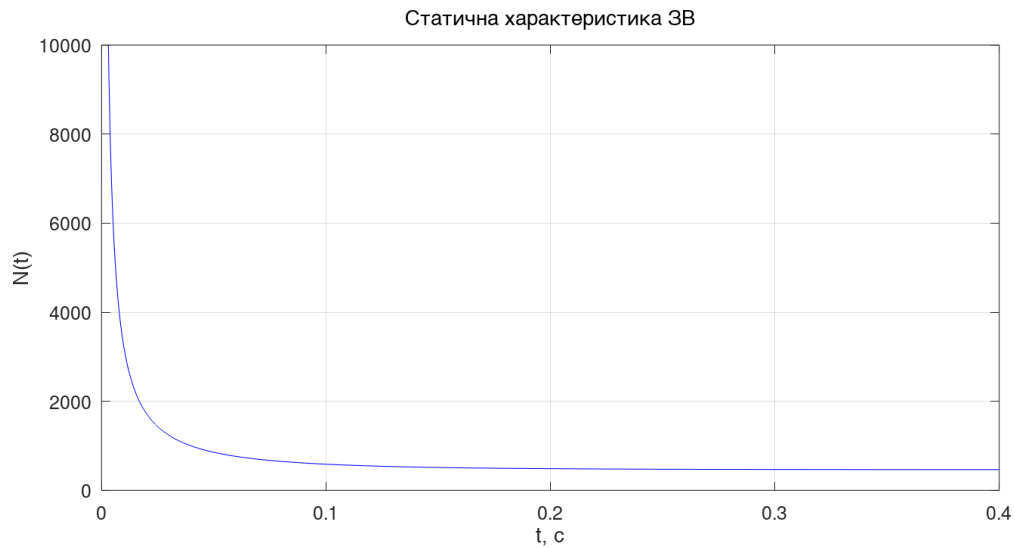


Рис. 3.6: Статична характеристика засобу вимірювання

графічне представлення даної моделі зображено на рисунку 3.7.

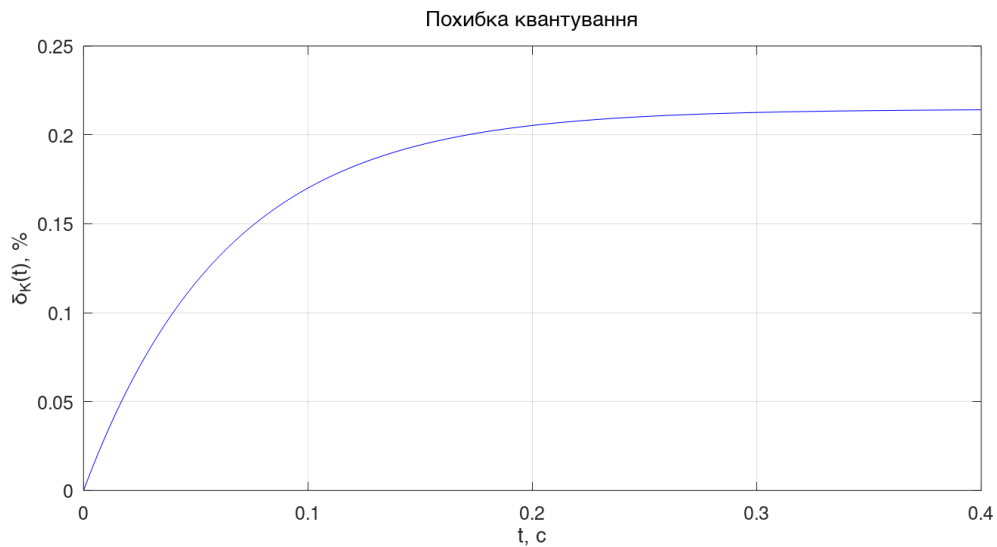


Рис. 3.7: Похибка квантування засобу вимірювання

Аналіз похибки квантування показує, що її можливо зменшити шляхом зменшення роздільної здатності z енкодера, або за рахунок збільшення частоти квантування f_0 . Другий підхід має обмеження $f_0 \leq f_{гр}$, частота квантування обмежена граничною частотою тактового генератора МК.

3.3.3 Похибка дискретизації цифрового засобу вимірювання

В процесі роботи апаратно-програмних засобів МК вимірювального каналу, відбувається заміна аналогової величини n , що має нескінчену кількість значень у визначеному діапазоні вимірювань (від n_{min} до n_{max}), обмеженою кількістю її

миттєвих значень, виникає похибка дискретизації

$$\Delta_d(t) = \frac{1}{2} T_d \cdot \frac{dn}{dt}. \quad (3.5)$$

Частота дискретизації вимірювального каналу кутової швидкості визначається як

$$f_d = \frac{1}{T_x}. \quad (3.6)$$

Представивши рівняння перетворення енкодера (2.24) у вигляді

$$f_d = \frac{\omega_c \cdot z}{2\pi}, \quad (3.7)$$

а крок дискретизації (графічне представлення якого подано на рисунку 3.8)

$$T_d(t) = \frac{2\pi}{\omega_c \cdot z} = \frac{2\pi}{\omega_c \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \cdot z}, \quad (3.8)$$

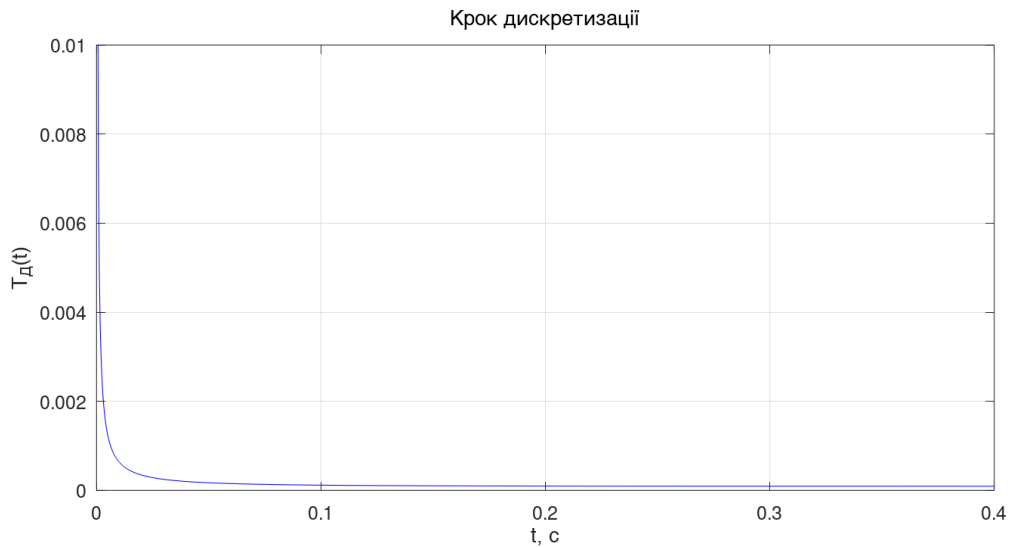


Рис. 3.8: Крок дискретизації засобу вимірювання

отримаємо математичну модель для оцінювання похибки дискретизації:

$$\Delta_d(t) = \frac{1}{2} T_d \cdot \frac{d\omega_c}{dt} = \frac{\pi \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}}{(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \cdot z \cdot \tau}. \quad (3.9)$$

Графік зміни похибки дискретизації в часі зображено на рисунку 3.9.

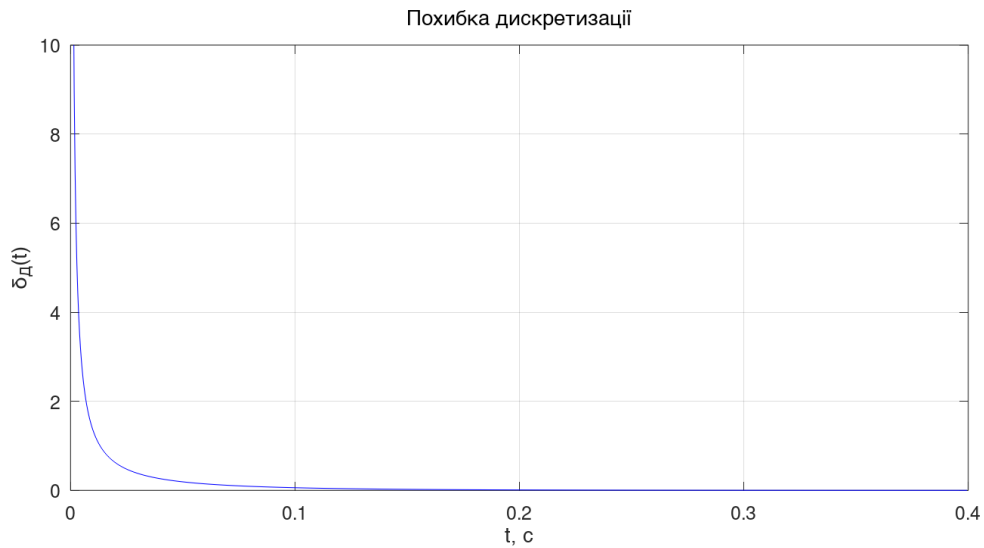


Рис. 3.9: Похибка дискретизації засобу вимірювання

3.3.4 Діапазон вимірювання та закони зміни роздільної здатності енкодера

З поданих залежностей зрозуміло, що збільшення z приводить до зменшення похибки дискретизації, але відносна похибка квантування при цьому зростає, тому діапазон вимірювання ЗВ розрахуємо з урахуванням зміни роздільної здатності енкодера.

Нижня межа вимірювань ω_{min} кутової швидкості для тахометра обмежується максимальною ємністю N_{max} двійкового лічильника, що підраховує кількість імпульсів зразкової частоти f_0 , які квантують невідомий період T_x .

Максимальна ємність N_{max} n -розрядного двійкового лічильника визначається

$$N_{max} = 2^n. \quad (3.10)$$

Враховуючи це, перепишемо функцію перетворення (3.3) у вигляді

$$N_{max} = 2^n = \frac{f_0 \cdot 2\pi}{\omega_{min} \cdot z}. \quad (3.11)$$

Звідси

$$\omega_{min} = \frac{2\pi \cdot f_0}{2^n \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \cdot z}. \quad (3.12)$$

Графічне представлення залежності нижньої межі вимірювання від розрядності лічильника та від кількості міток енкодера зображено на рисунку 3.10.

Залежність нижньої межі вимірювання від розрядності лічильника та кількості міток енодера

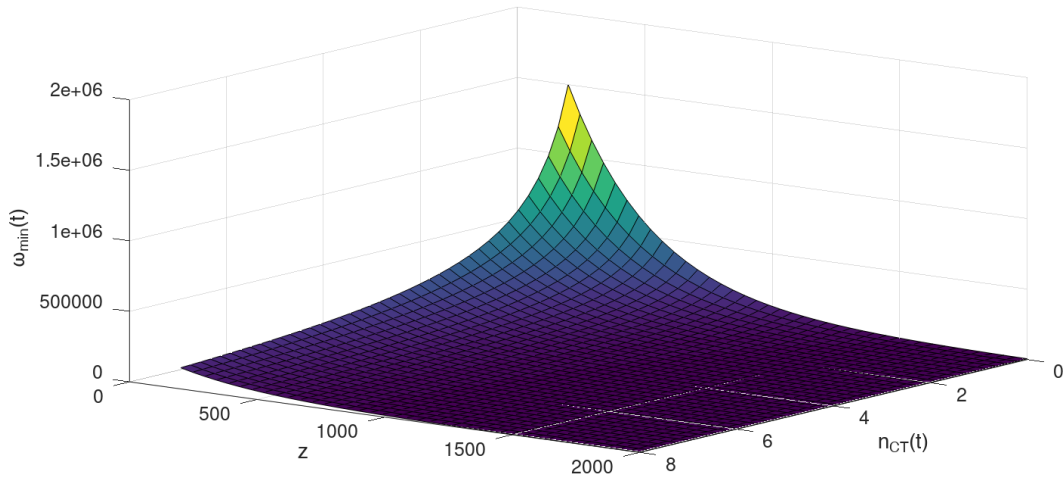


Рис. 3.10: Залежність нижньої межі вимірювання від параметрів ЗВ

Верхня межа вимірювання ω_{max} обмежена нормованим значенням похибки квантування

$$\omega_{max} = \frac{3 \cdot \delta_{KH} \cdot f_0}{5 \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \cdot z}. \quad (3.13)$$

Графічне представлення залежності верхньої межі вимірювання від значення похибки квантування та від кількості міток енодера зображено на рисунку 3.11.

Залежність верхньої межі вимірювання від похибки квантування та кількості міток енодера

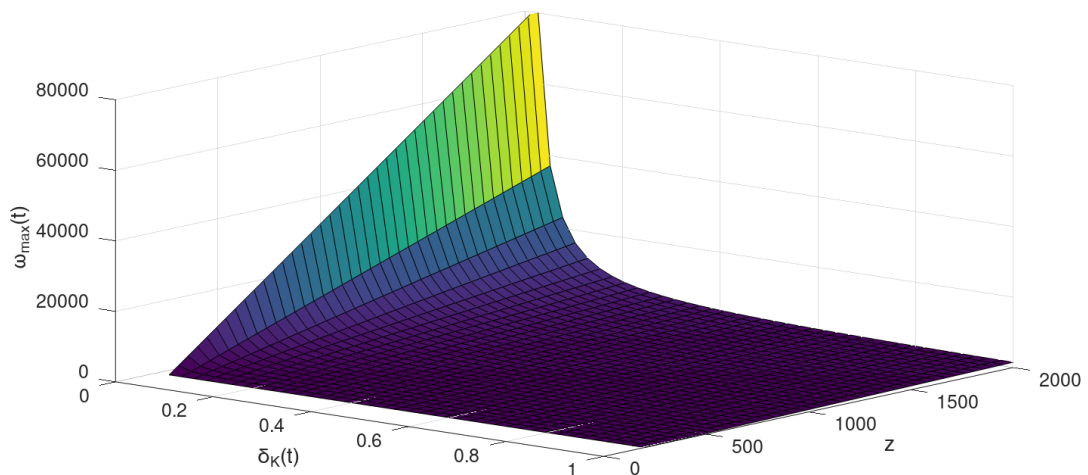


Рис. 3.11: Залежність верхньої межі вимірювання від параметрів ЗВ

Для узгодження цих складових похибок необхідно отримати закони зміни розрізняювальної здатності енодера z адаптований до закону зміни кутової швидкості в часі.

Скориставшись (3.9) отримаємо закон зміни роздільної здатності енодера

під час зміни кутової швидкості від 0 до ω , слідування якому забезпечить значення похибки дискретизації, що не перевищує нормоване $\Delta_D \leq \Delta_{ДН}$

$$z_D(t) = \frac{30 \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})}{\Delta_{ДН} \cdot \tau \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})}. \quad (3.14)$$

Аналогічно з (3.4) отримаємо закон зміни роздільної здатності енкодера, який забезпечить нормування $\delta_K \leq \delta_{КН}$ похибки квантування

$$z_K(t) = \frac{3 \cdot \delta_K \cdot f_0}{5 \cdot \omega \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})}. \quad (3.15)$$

Графічні залежності зміни роздільної здатності $z = f(t)$ енкодера за час динамічних вимірювань кутової швидкості $n = f(t)$ протягом перехідного процесу об'єкту вимірювання наведено на рисунку 3.12.

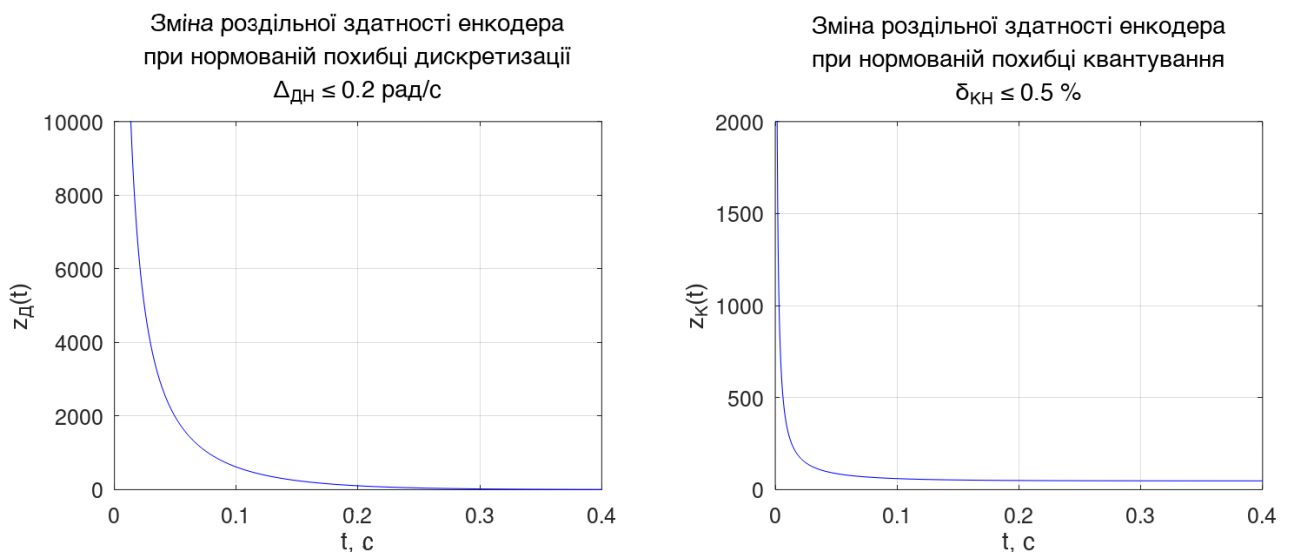


Рис. 3.12: Закони зміни роздільної здатності енкодера

У даному підрозділі отримано узагальнену математичну модель для вимірювання кутової швидкості електричної машини в перехідному процесі, з використанням експоненційної моделі об'єкта вимірювання.

Досліджено можливості цифрових тахометрів для динамічних вимірювань кутової швидкості в широкому діапазоні значень кутової швидкості. Отримані результати моделювання свідчать про можливість проведення вимірювань від одиниць обертів на хвилину до десятків тисяч обертів на хвилину з невеликою похибкою квантування. Показано, що збільшення роздільної здатності енкодера приводить до зменшення похибки дискретизації, але відносна похибка

квантування при цьому зростає, тому при визначенні діапазону вимірювання ЗВ необхідно враховувати зміну роздільної здатності енкодера.

3.4 Метрологічні моделі цифрового засобу вимірювання кутового прискорення та динамічного моменту

Кутове прискорення обертального руху валу об'єкту вимірювання в перехідному режимі його роботи, для заданої в попередньому підрозділі експоненційної моделі, визначається як

$$\varepsilon(t) = \frac{dn(t)}{dt} = \frac{\omega_c \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}}{\tau}, \quad (3.16)$$

його графічне представлення зображено на рисунку 3.13.

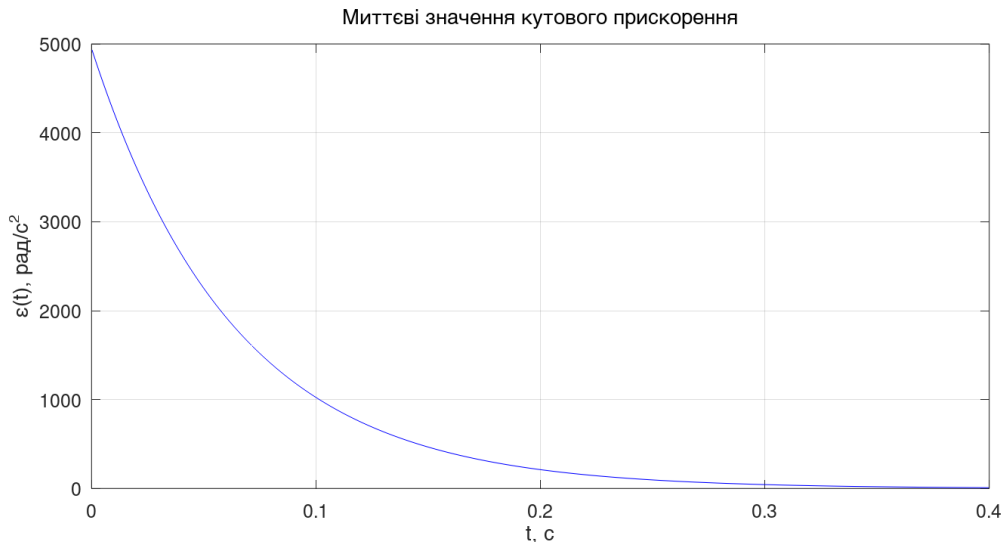


Рис. 3.13: Миттєві значення кутового прискорення експоненційної математичної моделі

Як видно з (3.16) для визначення кутового прискорення вихідною величиною є кутова швидкість, миттєві значення якої отримуємо за допомогою розглянутого в попередньому підрозділі засобу вимірювання кутової швидкості, відповідно основні метрологічні характеристики цифрового засобу вимірювання застосовуватимуться аналогічним чином.

Дане твердження стосується як статичної характеристики ЗВ так і похибок дискретизації та квантування, виключенням є лише діапазон вимірювання, оскільки під час вимірювання кутового прискорення, при досягненні ОВ синхронної швидкості кутове прискорення рівне нулю, то будь-які малі збурення на даному відрізку викликать великі значення відносної похибки.

Для визначення нижньої межі діапазону вимірювання кутового прискорення експоненціальної моделі, в якому нормується похибка вимірювання, пропонується скористатися значенням кутового прискорення, що відповідає часу $4,6 \tau$ перехідного процесу.

$$\varepsilon_{min} = \varepsilon(4,6 \tau),$$

при цьому в даній точці значення кутового прискорення становитиме один відсоток від його початкового (максимального) значення.

Верхня межа вимірювання кутового прискорення визначається його ж значенням в точці на часовій шкалі, що відповідає значенню нижньої межі вимірювання ЗВ кутової швидкості, відповідно до (3.12).

Отже цифровий засіб вимірювання кутового прискорення має основні метрологічні характеристики, які аналогічно застосовуються при вимірюванні кутового прискорення. Похибки, що виникають в процесі вимірювання суттєво впливають на отримані значення кутового прискорення саме при незмінній кутовій швидкості, що вимагає коригування нижньої межі діапазону вимірювання кутового прискорення. Верхня межа вимірювання визначається через нижню межу вимірювання кутової швидкості.

Динамічний момент електричної машини визначається як компонент моменту, який забезпечує зміну кінетичної енергії обертючих елементів системи [56]. Він виникає під час зміни швидкості обертання чи моменту інерції системи. У найпростіших умовах, коли система жорстка і момент інерції постійний, динамічний момент (M_D), як було згадано в першому розділі, може бути виражений через другий закон Ньютона для обертючого руху:

$$M_D = J \cdot \frac{d\omega}{dt},$$

де: J — момент інерції ротора ЕМ, ω — кутова швидкість, $\frac{d\omega}{dt}$ — кутове прискорення.

Момент інерції ротора ЕМ - це фізична величина, яка визначається величиною маси ротора та його геометричними характеристиками. Момент інерції є одним з ключових параметрів, оскільки він впливає на його динамічні перехідні характеристики, такі як швидкість розгону, чи реакція на зміну навантаження.

Геометричні характеристики ротора, такі як його форма, розміри та розташування масових елементів, визначають розподіл маси відносно осі обертання. Чим більше маса розташована на віддалених від центральної осі точках, тим більший момент інерції має ротор.

До найбільш поширених експериментальних методів визначення моменту інерції валу відносять метод крутильних коливань, метод допоміжного маятника та метод самогальмування [57]

Відповідно до зазначеного вище, основою для визначення динамічного моменту є перехідна характеристика кутового прискорення, помноживши його на момент інерції ОБ тримаємо значення динамічного моменту, тому метрологічні характеристики вимірювання динамічного моменту аналогічні вимірюванню кутового прискорення.

Криві динамічного моменту експоненціальної моделі ЕМ, для значень моменту інерції асинхронних машин 4А різного габариту показано на рисунку 3.14.

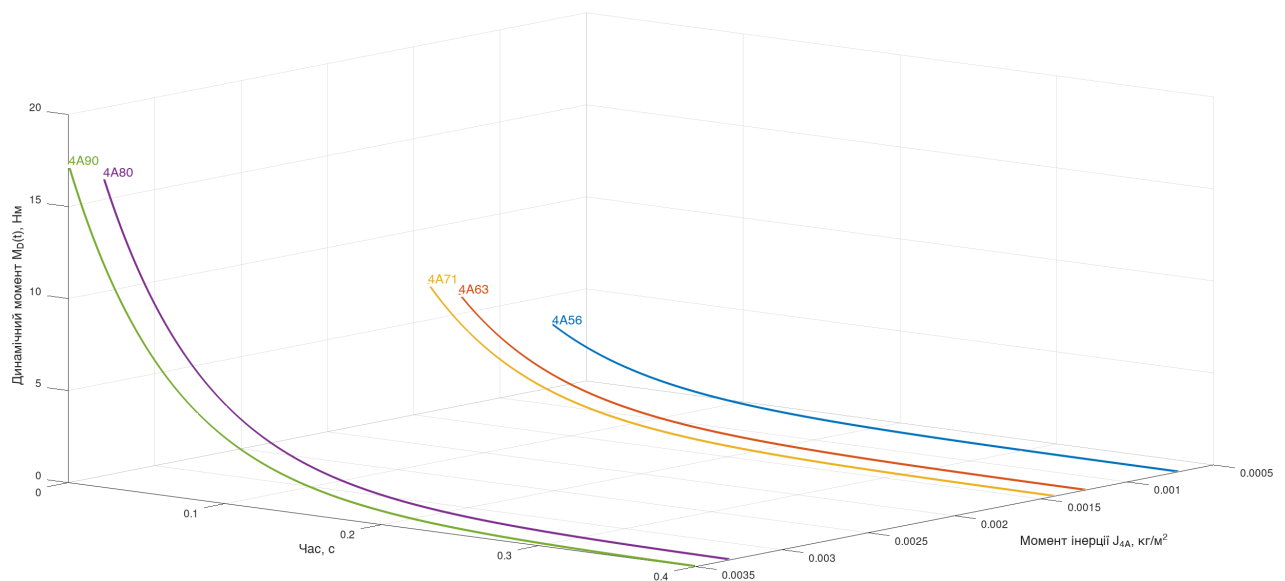


Рис. 3.14: Зміна динамічного моменту в часі для асинхронних машин 4А різного габариту

Як бачимо з даних характеристик, чим більший момент інерції має ротор ЕМ в певному габариті, тим більшим динамічним моментом вона характеризується, для однакових значень кутової швидкості експоненціальної моделі.

Отже, динамічні характеристики, такі як швидкість розгону та реакція на зміни навантаження, тісно пов'язані з моментом інерції на валу ЕМ. Метрологічні характеристики вимірювання динамічного моменту залежать

від точності вимірювань кутового прискорення, та тісно пов'язані з самим моментом інерції.

3.5 Висновки до розділу 3

В даному розділі було розроблено узагальнену метрологічну модель засобу динамічних вимірювань параметрів обертального руху електричних машин.

Окремо розглянуто та досліджено використання експоненційної моделі перехідного процесу об'єкта вимірювання, замість складних математичних моделей ОВ, які було розглянуто в попередньому розділі, що дозволяє одночасно спростити процес моделювання та є достатньою з точки зору моделювання метрологічних характеристик засобу вимірювання обертального руху. Визначено, що при моделюванні таким чином двигуна постійного струму та синхронного двигуна відносна похибка моделі не перевищує 2% в найгіршому випадку. При моделюванні асинхронного двигуна похибка експоненційної моделі значно перевищує її значення у випадках синхронного двигуна та двигуна постійного струму, але, при застосуванні даної моделі до задачі моделювання засобу вимірювання, даний підхід є припустимим.

В результаті аналізу розробленої метрологічної моделі засобу динамічних вимірювань параметрів обертального руху було встановлено, що цифрові тахометри можуть забезпечити динамічні вимірювання кутової швидкості в широкому діапазоні.

Отримані метрологічні характеристики не враховують обмеження нижньої межі вимірювання через перехідний процес муфти спряження, що є актуальним для всіх сенсорів кутової швидкості із перериванням світлового потоку, які приєднуються до ОВ за допомогою муфти спряження. Натомість припущено виключення похибок, спричинених наявністю пружного зв'язку муфти спряження, шляхом заміни його на жорсткий, а також введення поправки. З цього випливає завдання - дослідження альтернативних методів спряження оптичних сенсорів з об'єктом вимірювання та покращення існуючих муфт та механізмів, та дослідження можливостей застосування нових способів спряження сенсора з ОВ.

Отримані результати досліджень будуть використанні при розробці мікроконтролерного засобу динамічних вимірювань параметрів обертального руху, який дозволить підвищити точність і розширити діапазон вимірювань

даних параметрів в динамічному режимі роботи електричних машин.

РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА МІКРОКОНТРОЛЕРНОГО ЗАСОБУ ВИМІРЮВАНЬ ПАРАМЕТРІВ ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН

4.1 Розробка функціональної схеми засобу динамічних вимірювань параметрів обертального руху електричних машин

У контексті сучасних промислових вимог до електричних машин, зокрема електродвигунів, розвиток та оптимізація засобів динамічних вимірювань обертального руху стає ключовим напрямком інновацій. Динамічні вимірювання параметрів обертального руху забезпечують критично важливу інформацію для діагностування стану, ефективності та надійності електродвигунів у різноманітних застосуваннях [58]. Ці параметри переважно включають в себе швидкість обертання, кутове прискорення, динамічний момент, а також іноді реакцію машини на різні навантаження.

Точність та надійність вимірювань у динамічних умовах є вирішальною для розуміння поведінки електромеханічних систем та їх подальшого вдосконалення [59].

Необхідність розробки узагальненої функціональної схеми засобу виникає з потреби в уніфікації процесів вимірювань для забезпечення їх високої точності, відтворюваності та сумісності з іншими системами моніторингу та діагностики. Структура повинна бути спроектована таким чином, щоб легко інтегруватися у широкий спектр промислових середовищ із забезпеченням точних вимірювань у реальному часі [60]. Ключовими аспектами такої структури є висока швидкість обробки даних, ефективна комунікація між компонентами, здатність до швидкого аналізу та інтерпретації отриманих результатів, а також мінімізація зовнішніх та внутрішніх завад у вимірювальному каналі.

Розглянемо кілька основних елементів, які формують основу функціональної схеми засобу динамічних вимірювань обертального руху:

- Енкодери з високою роздільною здатністю, які використовуються для вимірювання кутової швидкості та положення вала, забезпечують точну відповідність між фактичним рухом вала та електричними сигналами, які вони генерують.

- Муфта спряження валу двигуна з енкодером забезпечує синхронізацію обертання валу електродвигуна з енкодером, гарантуючи точність передачі кутової швидкості.
- Мікропроцесорні системи управління (на базі мікроконтролерів та цифрових сигнальних процесорів), які можуть швидко обробляти велику кількість даних та управляти роботою обладнання, а також забезпечувати захист від шумів і впливу зовнішніх факторів.
- Інтерфейси та комунікаційні системи, які дозволяють надійно передавати дані від сенсорів до систем аналізу та обробки, та взаємодіяти з іншими системами контролю та управління на виробництві.
- Модулі живлення та ізоляції, необхідні для стабілізації напруги і струму, що живлять компоненти системи, а також для захисту чутливих електронних схем від потенційних завад.
- Програмне забезпечення, яке є ключовим для конфігурації обладнання, отримання вимірювальної інформації, її обробки і аналізу, а також для подання результатів різними способами у різному вигляді.

Враховуючи вищесказане можна запропонувати наступну узагальнену схему засобу динамічних вимірювань параметрів обертального руху (рисунок 4.1).

Запропонована схема складається з двох модулів - силового та модуля обробки інформації.

Силовий модуль призначений для забезпечення умов вимірювання під час запуску електродвигуна, оскільки зміна одного з параметрів напруги живлення електродвигуна як частота, що прямо впливає на частоту обертання магнітного поля, чи миттєві значення напруги, які відповідно впливають на миттєві значення струмів, що створюють магнітний потік статора, в певній мірі впливають на формування перехідної характеристики двигуна, що не забезпечує необхідну повторюваність результатів від одного досліду до наступного [61].

Додатково силовий модуль містить масштабний перетворювач, призначений для зменшення напруг, прикладених до зажимів електродвигуна та струмів, що протікають в його обмотках, а також до перетворення їх до значення, допустимого для вимірювання за допомогою модуля обробки інформації. Даний функціонал слугує додатковим джерелом інформації при дослідженні

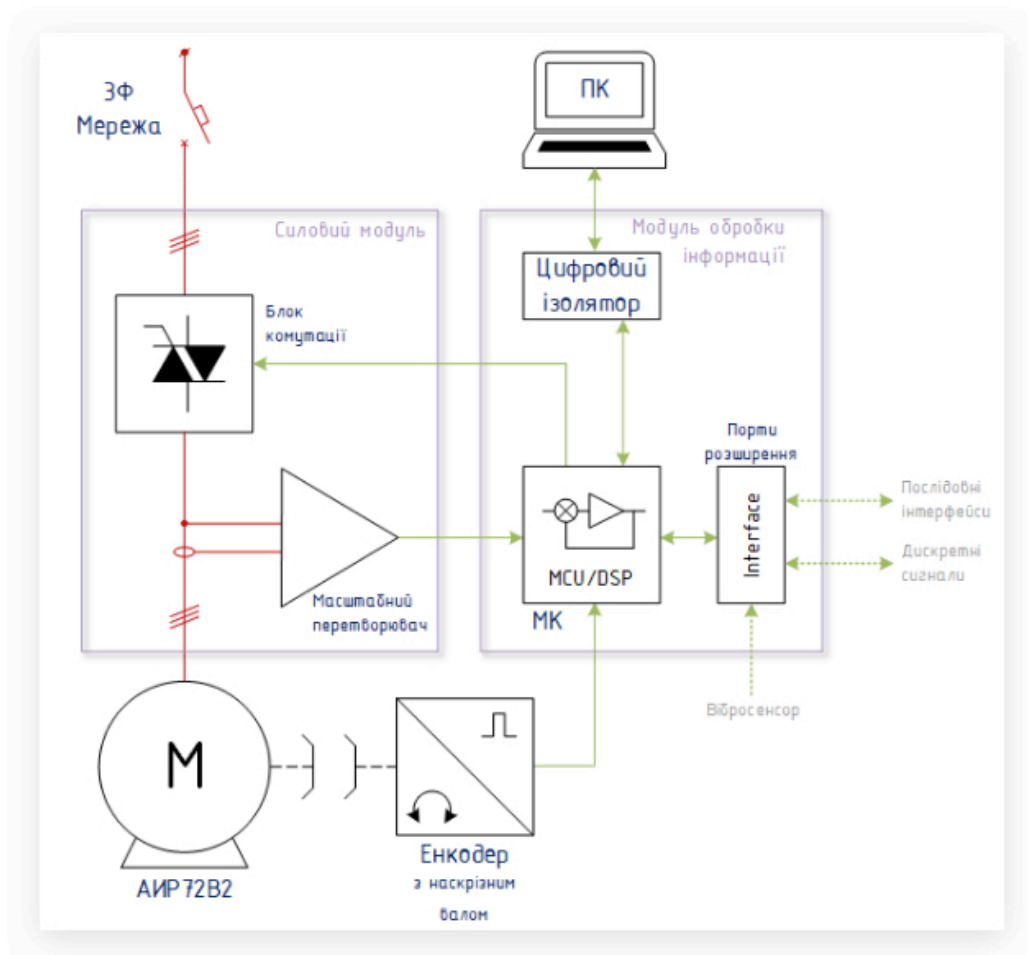


Рис. 4.1: Узагальнена функціональна схема засобу динамічних вимірювань параметрів обертального руху

динамічних процесів що протікають в електричній машині, під час вимірювання параметрів її обертального руху.

Модуль обробки інформації, в свою чергу, призначений для проведення вимірювань, обробки їх результатів (фільтрація, первинний аналіз, тощо) та для передачі вимірювальної інформації на персональний комп'ютер, для подальшої обробки, визначення досліджуваних параметрів, та інших операцій, заданих користувачем.

Модуль обробки інформації в запропонованій схемі також містить цифровий ізолятор сигналів для безпеки користувача засобу вимірювання та попередження виходу з ладу обчислювальної машини, і окремо передбачено порти розширення, для забезпечення можливостей розширення функціоналу засобу вимірювання та перетворення його в спеціалізовану інформаційно-вимірювальну систему.

Основні елементи засобу, як об'єкт вимірювання, муфта спряження та

вимірювальний перетворювач залишаються незмінними [2].

Розробка узагальненої структури засобу динамічних вимірювань є вихідним пунктом для створення комплексної інформаційно-вимірювальної системи, призначеної для вдосконалення методів вимірювання обертального руху. Основна мета цієї структури полягає в забезпеченні надійного і точного методу вимірювань, який може стати фундаментом для розробки окремих, більш спеціалізованих засобів.

Простота та ефективність – ключові принципи, на які покладається дана структура. Використання стандартних компонентів, таких як енкодери та мікроконтролери, спрощує інтеграцію засобу вимірювань в існуючі системи. В подальшому, на базі цієї структури можна розробляти більш комплексні системи, здатні аналізувати ширший спектр параметрів та адаптуватися до специфічних умов експлуатації.

Запропонована схема засобу вимірювання відкриває шлях для створення нових технічних рішень та систем для підвищення загальної надійності електромеханічних перетворювачів.

4.2 Вибір оптимального алгоритму згладжування експериментальних даних кутової швидкості

Раніше, в підрозділі 2.3 було висвітлено проблематику диференціювання експериментальних даних при вимірюванні кутової швидкості, та важливість точної фіксації та аналізу цих даних для глибшого розуміння динамічних характеристик ОВ [46].

Отримані в результаті вимірювань дані завжди супроводжуються шумом та іншими випадковими факторами, що впливають на точність їх подальшої обробки та аналізу. Особливо це стає важливим при диференціюванні даних для визначення динамічних параметрів, де навіть невеликі похибки на вхідних даних можуть призвести до значних відхилень в отриманих характеристиках [47].

В даному підрозділі сфокусуємося на вирішенні виявлених проблем шляхом оптимізації процесу обробки даних, а саме на виборі алгоритму згладжування експериментальних даних.

Згладжування як процес попередньої обробки може значно підвищити якість вихідних даних, мінімізувавши вплив шуму та інших спотворень, що особливо

важливо перед диференціюванням даних, як було показано раніше [62].

Проаналізуємо два поширених алгоритми згладжування різного рівня складності реалізації, з метою виявлення ефективнішого для одного, конкретного випадку.

Для фільтрації візьмемо графік зміни кутової швидкості АД в часі з випадковою похибкою, амплітудою до 1%, вже згаданий в підрозділі 2.3:

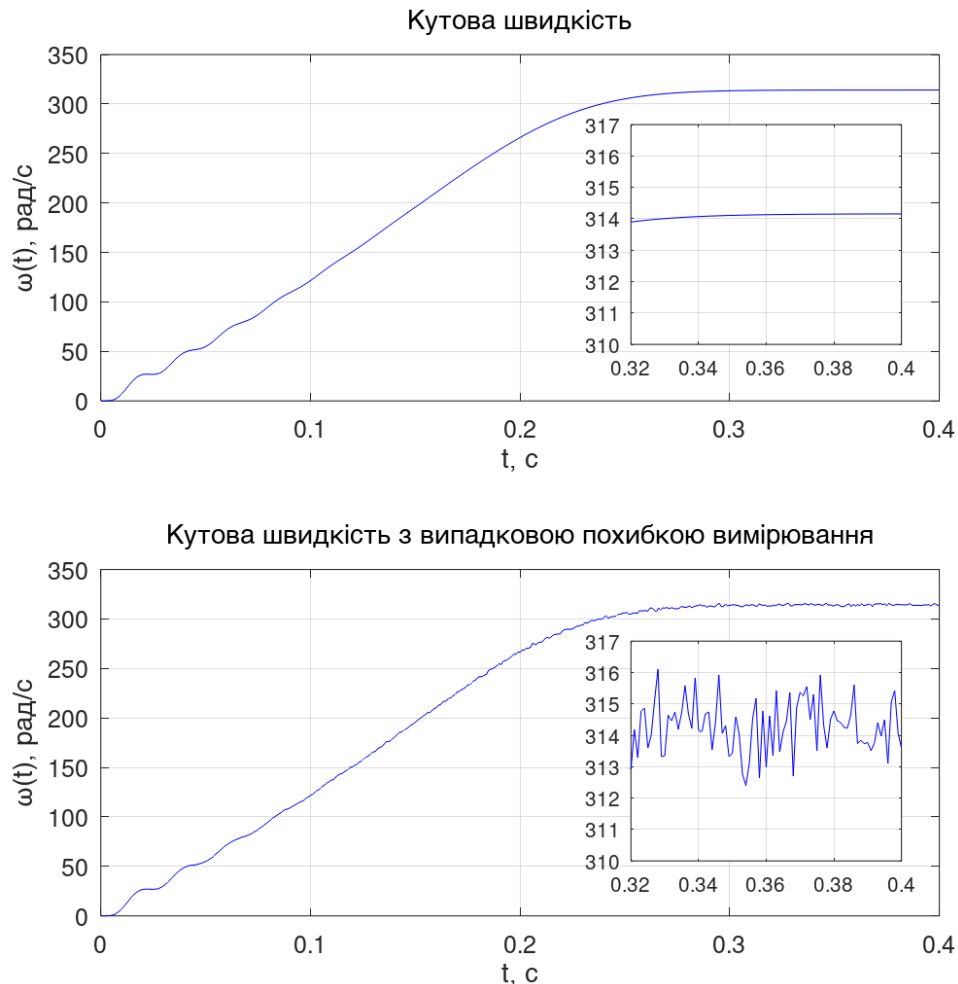


Рис. 4.2: Результати моделювання кутової швидкості АД з доданою випадковою похибкою

Для наочності, на рисунку 4.2 показано окремо графік зміни кутової швидкості АД при розгоні без врахування випадкової похибки та з нею.

Після диференціювання кутової швидкості з доданою випадковою похибкою отримаємо спотворену картину графіку кутового прискорення. На рисунку 4.3 показано порівняння графіків кутового прискорення АД без випадкової похибки в кутовій швидкості, та з нею.

Середнє значення похибки для кутового прискорення на проміжку перехідного процесу, без застосування алгоритмів фільтрації кутової швидкості

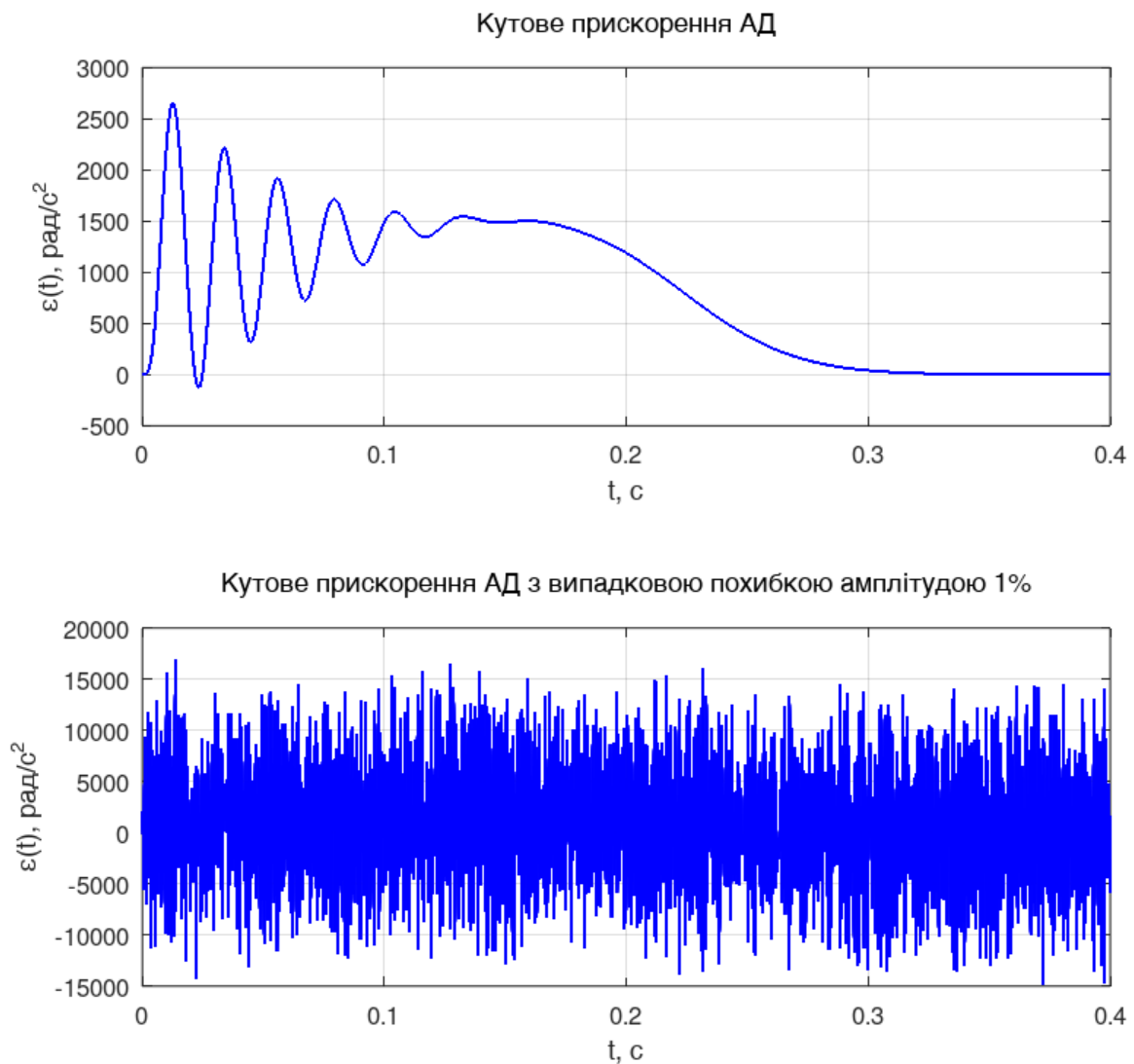


Рис. 4.3: Результати моделювання кутового прискорення АД з доданою до кутової швидкості випадковою похибкою

складає 1348%, що фактично є промахом під час проведення вимірювань. Графік зміни відносної похибки в часі показано на рисунку 4.4.

4.2.1 Алгоритм ковзного середнього

Найпоширеніший спосіб фільтрації даних - алгоритм ковзного середнього [55]. Алгоритм ковзного середнього є широко використовуваним методом для згладжування експериментальних даних, який дозволяє виявити основні складові сигналу, зменшуючи вплив випадкових шумів [63]. Він розраховує середнє значення даних у визначеному вікні, що ковзає по набору даних. Для кожної точки даних вікно центрується на цій точці, і вираховується середнє значення точок у вікні. Такий підхід і дозволяє згладити короточасні коливання і виділити більш загальні закономірності. Даний алгоритм можна реалізувати у



Рис. 4.4: Відносна похибка кутового прискорення АД з доданою до кутової швидкості випадковою похибкою

вигляді блок-схеми, показаної на рисунку 4.5.

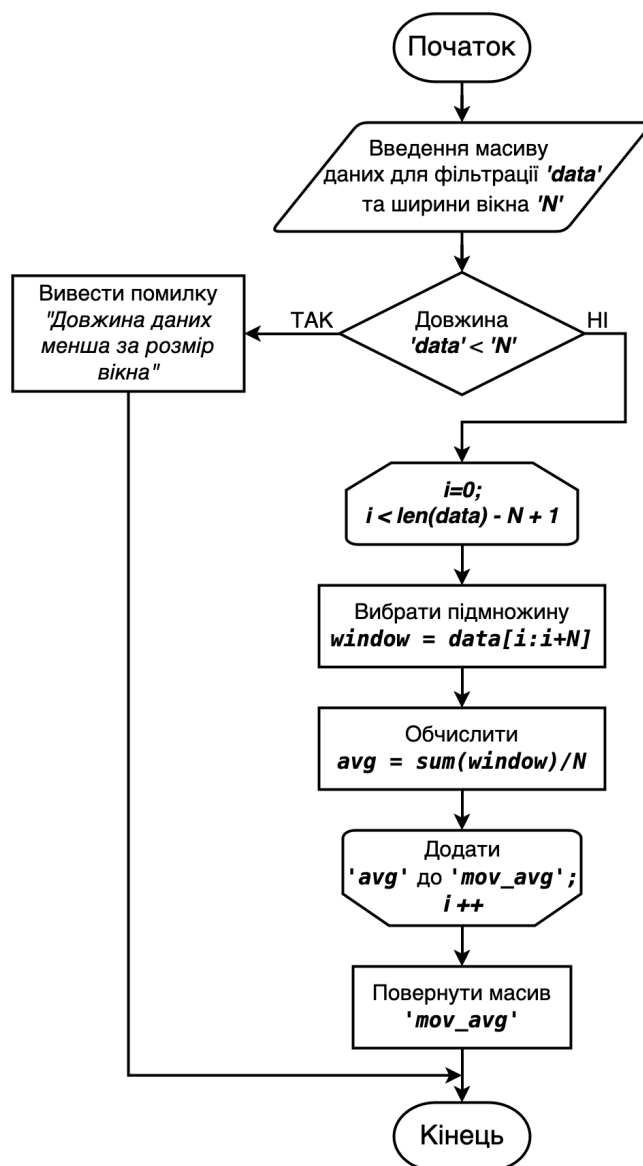


Рис. 4.5: Блок-схема алгоритму ковзного середнього

Застосуємо даний алгоритм для фільтрації кутової швидкості АД з доданою випадковою похибкою, перед її диференціюванням для отримання кутового прискорення. Для цього використаємо вбудовану в GNU Octave функцію *filter* [64].

Я видно з результатів моделювання (рисунок 4.6), на графіку кутового прискорення тепер чітко прослідковується вихідна форма, що нагадує теоретичний графік кутового прискорення, без додавання випадкової похибки до даних кутової швидкості. Для зручності порівняння на рисунку 4.6 представлено обидва графіки, без випадкової похибки кутової швидкості та з нею.

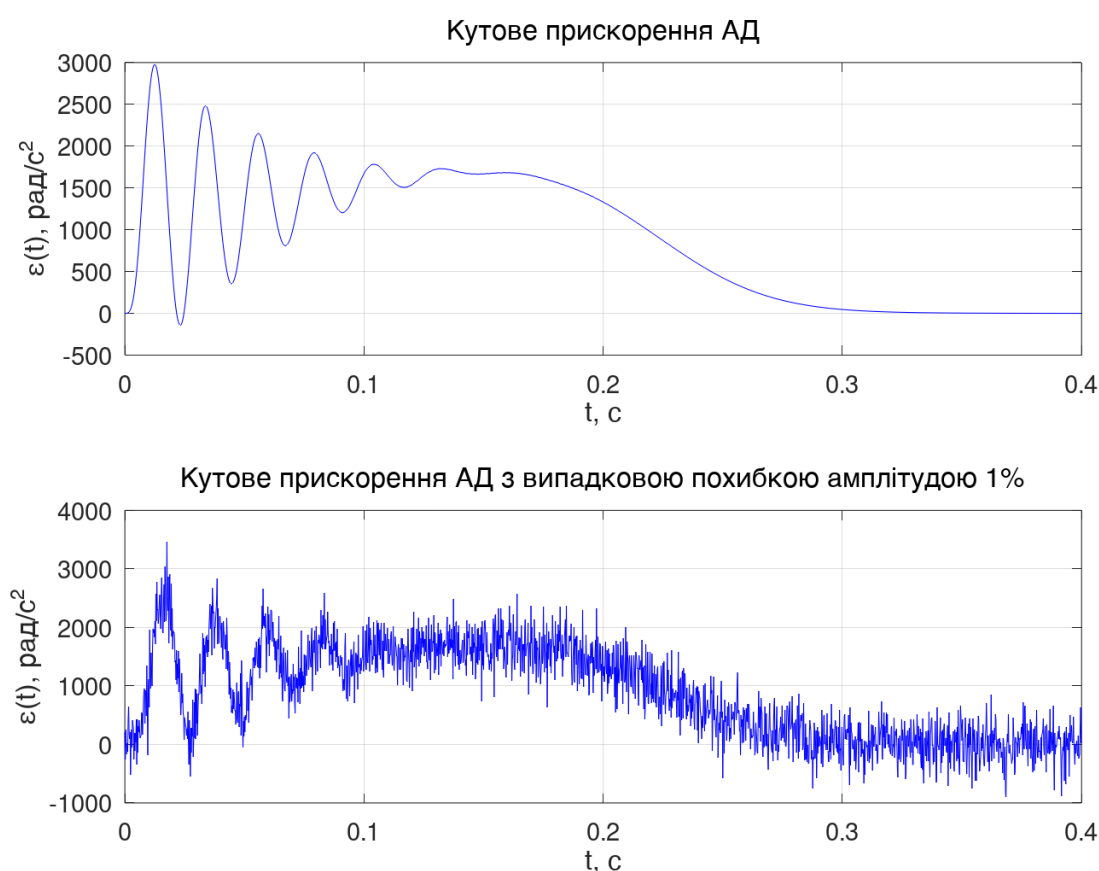


Рис. 4.6: Результати моделювання кутового прискорення АД з доданою до кутової швидкості випадковою похибкою та її фільтрацією алгоритмом ковзного середнього

В даному випадку середнє значення відносної похибки кутового прискорення на проміжку перехідного процесу втричі менше за її середнє значення без застосування фільтрації даних кутової швидкості, проте після виходу на усталений режим похибка ще дуже велика, через диференціювання шумів. Графік зміни відносної похибки в часі, при застосуванні алгоритму

ковзного середнього для фільтрації вихідних даних кутової швидкості показано на рисунку 4.7.

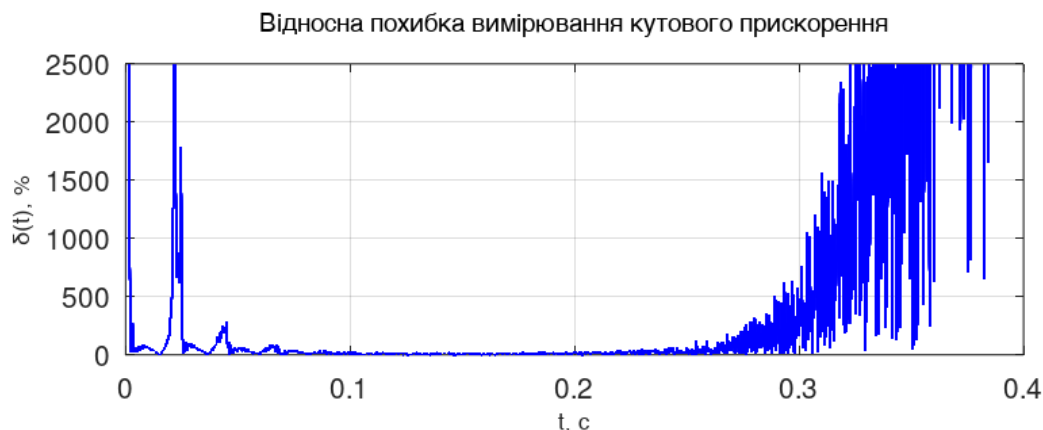


Рис. 4.7: Відносна похибка кутового прискорення АД з доданою до кутової швидкості випадковою похибкою та її фільтрацією алгоритмом ковзного середнього

Отже фільтр ковзного середнього може бути досить ефективним в завданнях згладжування експериментальних даних, для окремих задач, адже він зменшує вплив шуму на похідну досліджуваного сигналу, при цьому він є простим в реалізації в будь якій інформаційно-вимірювальній системі.

Проте, незважаючи на очевидне покращення якості даних після застосування ковзного середнього, цей метод не може повністю усунути всі шуми і переважно буде недостатнім для завдань динамічних вимірювань, де потрібна висока точність, оскільки крім недостатнього рівня згладжування, він також може фільтрувати частину корисного сигналу та зменшувати його амплітуду.

4.2.2 Цифровий фільтр зі скінченною імпульсною характеристикою

До найпоширеніших методів фільтрації експериментальних даних підвищеної складності реалізації можна віднести цифрові фільтри з нескінченною (НІХ) та скінченною імпульсними характеристиками (СІХ) [65].

Цифрові фільтри — це ключові компоненти сучасної цифрової обробки сигналів, які використовуються для модифікації або поліпшення характеристик сигналу [66], [67].

Фільтри зі скінченною імпульсною характеристикою характеризуються скінченною кількістю ненульових коефіцієнтів у їхній імпульсній

характеристиці. Ці фільтри мають властивість лінійної фази, що робить їх привабливими для багатьох застосувань, оскільки вони майже не спотворюють фазову структуру сигналу.

Фільтри з нескінченною імпульсною характеристикою, навпаки, характеризуються імпульсною характеристикою, яка теоретично триває нескінченно довго. Це дозволяє їм забезпечувати більш строгую фільтрацію за меншу кількість коефіцієнтів порівняно з СІХ фільтрами, але з потенційним спотворенням фази сигналу [68].

Цифрові фільтри можуть забезпечити інтегрований підхід до реалізації диференціювання та фільтрації, дозволяючи ефективно виконувати обидві операції одночасно [69], [70]. Спеціалізовані цифрові диференціатори можуть бути спроектовані так, щоб їхня частотна характеристика повторювала процес математичного диференціювання у визначеному частотному діапазоні [71], одночасно забезпечуючи послаблення високочастотного шуму через механізми низькочастотної фільтрації.

Один з можливих алгоритмів реалізації фільтра-диференціатора в спрощеному вигляді показано на рисунку 4.8.

Такий підхід є критично важливим у застосуваннях, де потрібна висока точність відслідковування динамічних змін у сигналах при одночасному мінімізуванні впливу шумових компонентів, забезпечуючи таким чином чистоту та надійність отриманої інформації.

Для застосування даного підходу до завдання фільтрації та диференціювання експериментальних даних кутової швидкості електричної машини, першим етапом необхідно розробити сам фільтр-диференціатор, тобто розрахувати таку кількість його коефіцієнтів, якої буде достатньо для отримання оптимальних результатів, зважаючи на продуктивність та обчислювальну потужність інформаційно-вимірювальної системи.

Детально приклади процесів проектування такого типу фільтрів-диференціаторів описано в [69], [71]—[73], в даному випадку він може бути реалізований наступною послідовністю кроків [74]:

1. Визначення аналогової частотної характеристики $A(f)$, яка буде

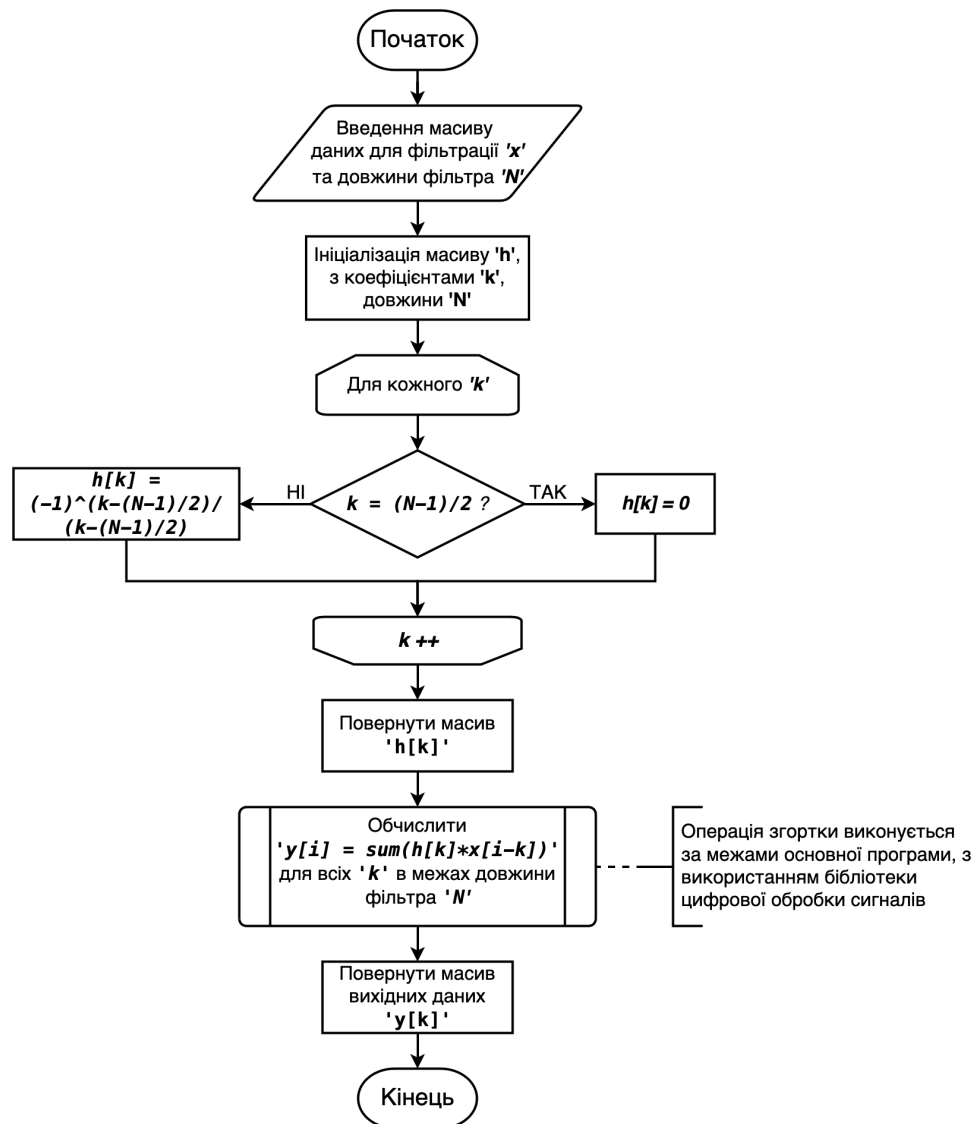


Рис. 4.8: Приклад реалізації цифрового фільтра-диференціатора

використана як основа для цифрового фільтра

$$A(f) = \sum_{k=1}^K a(k, K) (\text{sinc}(f - k) - \text{sinc}(f + k)).$$

Ця функція формується за допомогою суми виразів, що містять функції *sinc* з різними зсувами.

$$\text{sinc}(f) = \frac{\sin(\pi f)}{\pi f}.$$

2. Розрахунок коефіцієнтів $a(k, K)$ для аналогової частотної характеристики, які повинні бути визначені таким чином, щоб апроксимувати бажану характеристику диференціатора біля нульової частоти та забезпечити

відповідні нулі у смузі послаблення сигналу.

3. Конвертація аналогової частотної характеристики $A(f)$ у цифрову (дискретну) $D(f)$, використовуючи цифрову функцію $\text{sinc}(\text{dsinc})$

$$\text{dsinc}(f, N) = \frac{\sin(N\pi f)}{\sin(\pi f)}.$$

Це перетворення дозволяє зберегти вигляд частотної характеристики при переході від аналогової до цифрової форми.

4. Формування цифрового фільтра на основі отриманих коефіцієнтів і перетворення характеристики $D(f)$, використовуючи обернене перетворення Фур'є для отримання імпульсної характеристики фільтра.

Для даного прикладу пропонується розрахувати і зупинитися на 100 коефіцієнтах фільтру, для спрощення обчислень та підвищення швидкодії експериментальної інформаційно-вимірювальної системи.

Щоб реалізувати цифровий фільтр-диференціатор в GNU Octave, масив отриманих коефіцієнтів завантажимо в скрипт, та використаємо вбудовану функцію `fftfilt` [75]. Як і в прикладі з алгоритмом ковзаючого середнього, спочатку розрахуємо відносну похибку при даному способу фільтрації експериментальних даних. Лістинг даного фрагменту скрипта матиме наступний вигляд:

```
Er_err_fir = fftfilt(fir_coef, -Wr_err);
delta_fir = Er_err_fir(1:end-1)-Er;
delta_rel_fir = abs((delta_fir ./ Er))*100;
```

Побудувавши графік перехідного процесу кутового прискорення АД з фільтрацією експериментальних даних за допомогою цифрового фільтра-диференціатора, бачимо, що він став значно більше нагадувати графік кутового прискорення “чистого”, незашумленого сигналу кутової швидкості АД.

Для зручності порівняння на рисунку 4.9 представлено обидва графіки, без випадкової похибки кутової швидкості та з нею.

Попри прийнятні результати фільтрації, на початку перехідного процесу кутового прискорення спостерігаються деякі відмінності в швидкості його

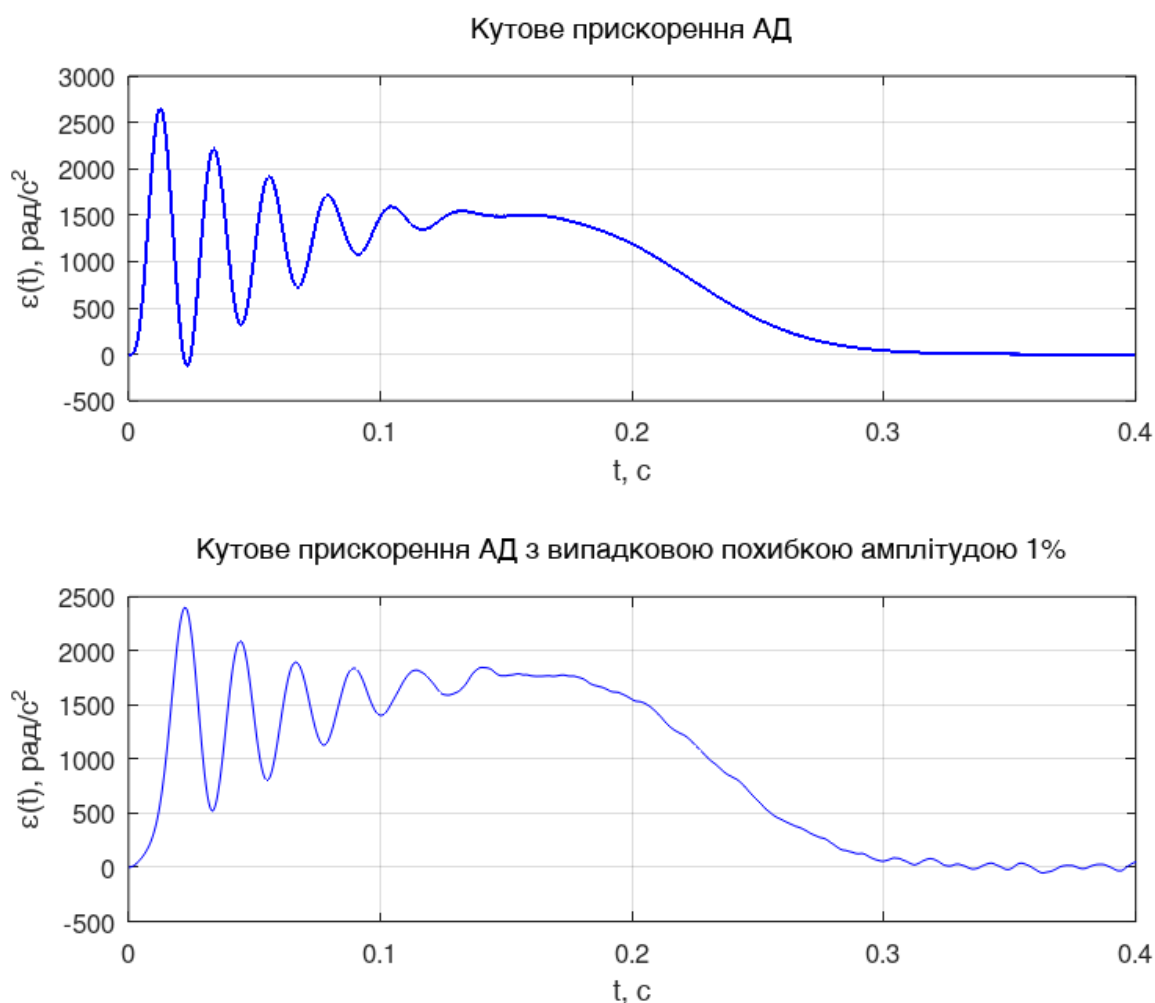


Рис. 4.9: Результати моделювання кутового прискорення АД з доданою до кутової швидкості випадковою похибкою та її фільтрацією цифровим СІХ фільтром

зміни, що зумовлено недосконалою моделлю цифрового фільтра, а також невеликою кількістю коефіцієнтів, по відношенню до аналогічних фільтрів, що використовуються для завдань динамічних вимірювань в різних галузях науки. Відповідно дана методика потребує доопрацювання, у зв'язку зі специфікою завдань динамічних вимірювань параметрів обертального руху електричних машин.

В даному випадку середнє значення відносної похибки кутового прискорення на проміжку перехідного процесу більше ніж вдвічі менше за її середнє значення з застосуванням фільтрації даних кутової швидкості за допомогою алгоритму ковзного середнього, проте після виходу на усталений режим відносна похибка залишається великою, через диференціювання шумів, при цьому її абсолютне значення коливається близько нуля, що відповідає моделі без введення випадкової похибки.

Важливо відмітити, що значення кутового прискорення, та відповідно відносної похибки є незашумленими, що при збільшенні порядку цифрового фільтра та розрахунку поправки для кожного типу машини дає можливість усунути її, та отримати значення кутового прискорення, близьке до дійсного.

Графік зміни відносної похибки в часі, при застосуванні цифрового фільтра-диференціатора для вихідних даних кутової швидкості показано на рисунку 4.10.

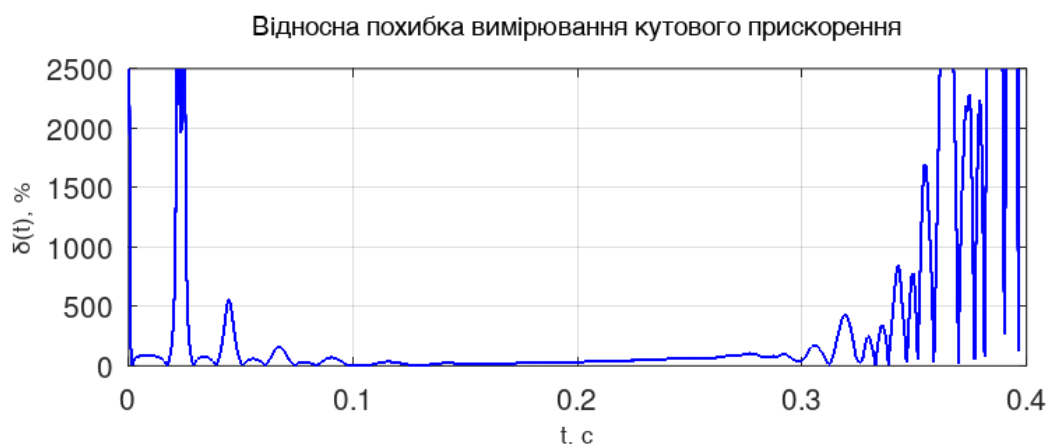


Рис. 4.10: Відносна похибка кутового прискорення АД з доданою до кутової швидкості випадковою похибкою та її фільтрацією цифровим СІХ фільтром

4.2.3 Апроксимація експериментальних перехідних характеристик ЕМ

Альтернативою методам фільтрації експериментальних даних може бути апроксимація перехідних характеристик електричних машин. У випадку, коли для вимірювання параметрів обертального руху застосовується вимірювальний канал кутової швидкості, а обробка експериментальних даних, як фільтрація та диференціювання відбувається на верхньому рівні інформаційно-вимірювальної системи (наприклад на ПК), на момент початку обробки даних система вже містить масив митевих значень кутової швидкості, що дозволяє працювати вже з повноцінною перехідною характеристикою.

Перехід від фільтрації до апроксимації може бути доцільним у випадках, коли важливо отримати більш повну інформацію про динаміку системи. Даний підхід дозволяє враховувати тренди перехідних процесів, навіть у випадках, коли не всі дані є доступними в реальному часі, або ж їх фільтрація не призводить до бажаного результату.

В підрозділі 3.1 було показано, що перехідну характеристику синхронного двигуна та двигуна постійного струму можна апроксимувати експоненційною залежністю з високою точністю. У випадку асинхронного двигуна потрібно застосовувати значно складніші методи апроксимації.

Для прикладу показаного в попередньому підрозділі скористаємося апроксимацією перехідної характеристики моделі АД, з введеною випадковою похибкою, поліноміальною моделлю кривої [76].

Поліноміальні моделі для кривих в пакетах GNU Octave та MATLAB задаються у вигляді

$$y = \sum_{i=1}^{n+1} p_i x^{n+1-i},$$

де $n + 1$ — порядок полінома, n — ступінь полінома, а $1 \leq n \leq 9$.

Наприклад, поліном третього ступеня (кубічний) задається як:

$$\gamma = p_1 x^3 + p_2 x^2 + p_3 x + p_4.$$

Основні переваги апроксимації поліномами це прийнятна гнучкість підбору коефіцієнтів для характеристик, які не є надто складними, і є близькими до лінійних, що спрощує процес підбору коефіцієнтів полінома. Основний недолік полягає в тому, що поліноми занадто високого ступеня можуть різко змінювати форму кривої, не дозволяючи розрахувати необхідні значення. Крім того, поліноми будь-якого ступеня можуть добре відповідати діапазону заданих даних, але можуть сильно розходитися за межами цього діапазону. Це звужує область використання такого підходу, особливо в завданнях екстраполяції даних.

Для того, щоб розрахувати коефіцієнти полінома для апроксимації моделі АД з введеною випадковою похибкою, скористаємось стандартною функцією Octave/MATLAB *Polynomials Fit* [76], з максимальним порядком поліному $n = 9$. Програмний код, що реалізує даний функціонал має наступний вигляд:

```
[xData , yData] = prepareCurveData(t , Wr_err);
ft = fittype('poly9');
[fitresult , gof] = fit(xData , yData , ft);
Wr_err_polyfit = (feval(fitresult , xData))';
```

В результаті виконання даного коду отримаємо значення коефіцієнтів та

статистичні параметри отриманої моделі:

```
fitresult =
```

```
Linear model Poly9:
```

```
fitresult(x) = p1*x^9+p2*x^8+p3*x^7+p4*x^6+
               p5*x^5+p6*x^4+p7*x^3+p8*x^2+p9*x+p10
```

```
Coefficients (with 95% confidence bounds):
```

```
p1 = -3.064e+08 (-3.435e+08, -2.694e+08)
```

```
p2 = 6e+08 (5.248e+08, 6.752e+08)
```

```
p3 = -4.765e+08 (-5.405e+08, -4.125e+08)
```

```
p4 = 1.946e+08 (1.648e+08, 2.243e+08)
```

```
p5 = -4.231e+07 (-5.049e+07, -3.414e+07)
```

```
p6 = 4.475e+06 (3.121e+06, 5.829e+06)
```

```
p7 = -1.632e+05 (-2.946e+05, -3.188e+04)
```

```
p8 = -1990 (-8883, 4903)
```

```
p9 = 1723 (1558, 1889)
```

```
p10 = -3.536 (-4.832, -2.241)
```

```
gof =
```

```
struct with fields:
```

```
sse: 2.3818e+03
```

```
rsquare: 0.9997
```

```
dfe: 710
```

```
adjrsquare: 0.9997
```

```
rmse: 1.8316
```

Зокрема у вихідних даних можемо спостерігати параметри точності апроксимації, такі як сума квадратів через помилку (SSE), R-квадрат, ступені свободи для похибок (DFE), скоригований R-квадрат та середньоквадратична похибка (RMSE) [77]. Візуалізацію вихідних даних та апроксимованої кривої показано на рисунку 4.11.

Як видно з отриманої характеристики, апроксимація поліномом дозволяє досить точно повторити тренд перехідної характеристики АД з введеною випадковою похибкою, відсіявши при цьому шуми, спричинені її введенням. До недоліків такого підходу можна віднести згладжування також провалів, на

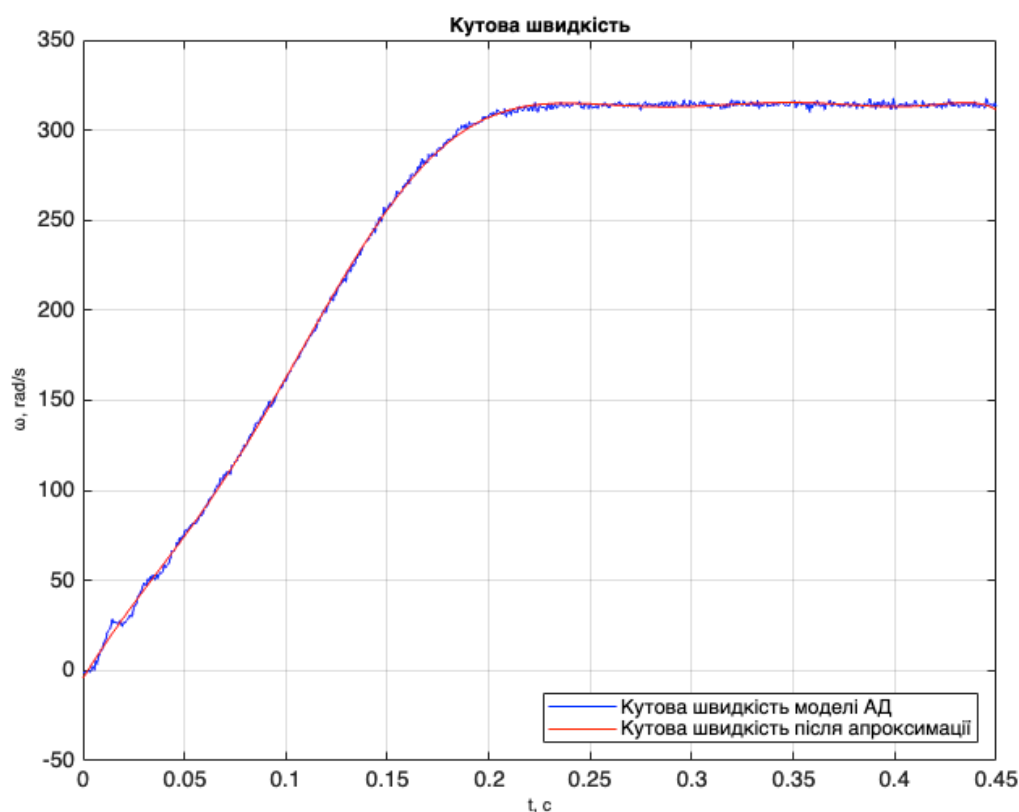


Рис. 4.11: Вихідні дані кутової швидкості з випадковою похибкою та апроксимована крива

самому початку перехідного процесу АД.

Продиференціювавши апроксимовану перехідну характеристику АД отримаємо масив значень кутового прискорення, візуалізація якого показана на рисунку 4.12.

Як видно з отриманих графіків, диференціювання апроксимованої перехідної характеристики АД дозволяє повторити тренд значень кутового прискорення математичної моделі АД, з досить високою точністю, з недоліком, згаданим вище - неврахуванням провалів на початку перехідного процесу кутової швидкості, що відповідно відображається на графіку кутового прискорення. Якщо не враховувати даний відрізок (що містить провали) - початок перехідного процесу, то впродовж усієї тривалості перехідного процесу і до виходу на усталений режим, максимальне абсолютне значення похибки не перевищує 100 рад/с^2 , що відповідає 5% від максимального значення кутового прискорення на даному діапазоні.

Доцільно в даному випадку розглядати саме абсолютне значення похибки, оскільки при виході на усталений режим значення кутового прискорення прямує

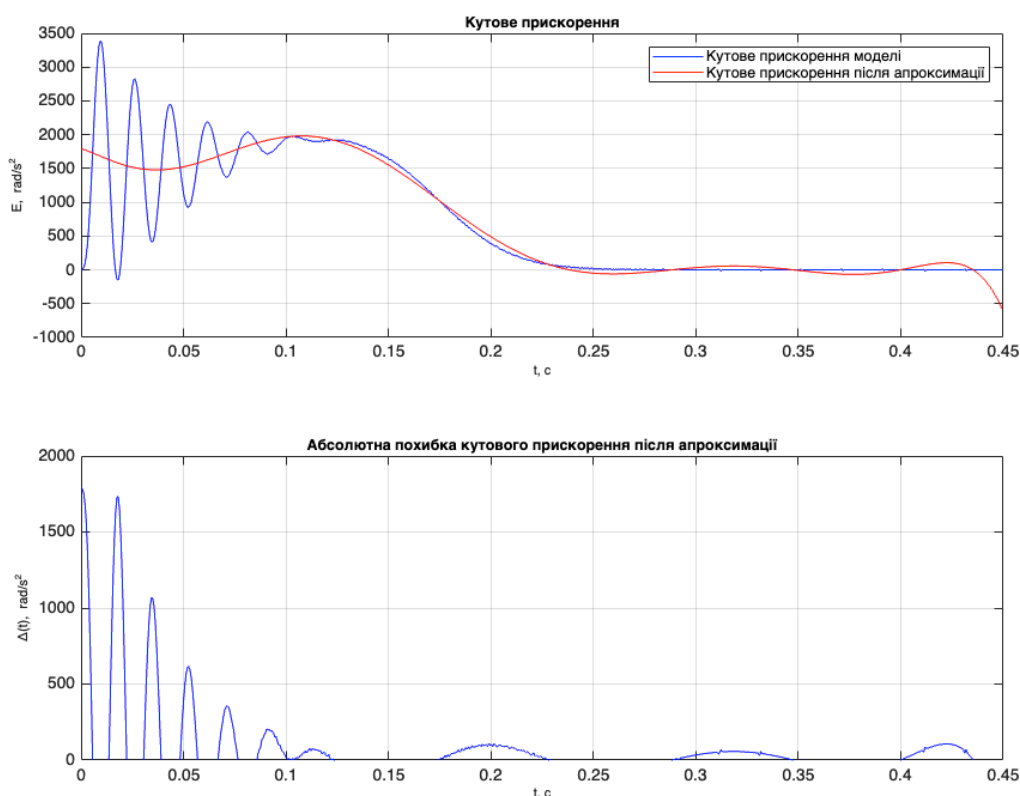


Рис. 4.12: Кутове прискорення моделі АД та апроксимованої характеристики з введеною випадковою похибкою

до нуля, відповідно найменші, незначні коливання значень абсолютної похибки провокуватиме дуже великі відхилення значень відносної похибки.

Перехід від фільтрації до апроксимації може бути доцільним у випадках, коли важливо отримати інформацію про динаміку системи та врахувати основні тренди перехідних процесів. Апроксимація на верхньому рівні інформаційно-вимірювальної системи дозволяє працювати з повноцінною перехідною характеристикою під час обробки даних, особливо у випадках, коли цього не можливо досягнути в реальному часі.

Моделювання показує, що для апроксимації перехідних характеристик електричних машин можна успішно використовувати поліноміальні моделі. Вони дозволяють досить точно відтворити тренди перехідних процесів та отримати значення параметрів АД з високою точністю, проте з певними обмеженнями на самому початку перехідної характеристики.

4.2.4 Висновки

Отже фільтрація сигналу кутової швидкості перед диференціюванням є важливим кроком у визначенні кутового прискорення, особливо в контексті

динамічних вимірювань обертального руху електричних машин. Оптимальний вибір фільтра може значно підвищити точність і якість отриманих результатів.

Фільтр ковзного середнього, про який ми говорили раніше, є простим у реалізації і добре справляється зі згладжуванням шуму, але він може вносити фазове зміщення та не завжди ідеально підходить для визначення високочастотних компонентів сигналу кутової швидкості. Крім того, цей фільтр не завжди ефективний для виявлення різких змін у сигналі, що є критично важливим у динамічних вимірюваннях.

З іншого боку, цифровий СІХ фільтр-диференціатор, надає більшу гнучкість в налаштуванні і точність у визначенні кутового прискорення. Він може бути розроблений таким чином, щоб мінімізувати фазове зміщення і ефективно виявляти високочастотні компоненти сигналу, що дозволяє точно відображати динамічні процеси під час вимірювання обертального руху.

Однак, попри переваги цифрового фільтра-диференціатора, його застосування у специфічному контексті динамічних вимірювань вимагає додаткових допрацювань. Це пов'язано з необхідністю точно налаштувати параметри фільтра під конкретні характеристики вимірювального каналу кутової швидкості, та самих об'єктів вимірювання. Таке налаштування дозволить максимізувати переваги фільтрації під час диференціювання, забезпечуючи вищу точність вимірювань.

Також, використання апроксимації кривих кутової швидкості може бути перспективним напрямком для подальшого дослідження та впровадження в практику обробки експериментальних даних перехідних характеристик електричних машин. Особливо актуальним такий підхід може бути для дослідження асинхронних машин, перехідна характеристика яких є значно складнішою, в порівнянні з машинами постійного струму, чи асинхронними машинами, і які, відповідно потребують використання розширених методик аналізу експериментальних даних.

У підсумку, хоча поширений фільтр ковзного середнього може бути корисним для деяких застосувань, цифровий фільтр-диференціатор, з урахуванням його специфікацій та потенціалу для точної настройки, є більш підходящим інструментом для завдань вимірювання динамічних параметрів обертального руху електричних машин. Його подальші допрацювання та адаптація до характеристик інформаційно-вимірювальних систем може

забезпечити значні переваги у точності та якості отриманих даних вимірювань. Дане твердження стосується також підходу з застосуванням апроксимації експериментальних даних, як альтернативі фільтрації. Проте конкретне застосування того чи іншого методу також залежить від властивостей досліджуваного ОВ, які обов'язково мають бути враховані при проведенні досліджень з застосуваннями динамічних вимірювань параметрів їх обертального руху.

4.3 Розробка засобу вимірювань динамічного моменту

Динамічний момент електричної машини визначається як компонент моменту, який забезпечує зміну кінетичної енергії оберткових елементів системи [56]. Він виникає під час зміни швидкості обертання чи моменту інерції системи. У найпростіших умовах, коли система жорстка і момент інерції постійний, динамічний момент (M_D), як було згадано в першому розділі, може бути виражений через другий закон Ньютона для обертального руху:

$$M_D = J \cdot \frac{d\omega}{dt},$$

де: J — момент інерції ротора ЕМ, ω — кутова швидкість, $\frac{d\omega}{dt}$ — кутове прискорення.

Момент інерції ротора ЕМ - це фізична величина, яка визначається величиною маси ротора та його геометричними характеристиками. Момент інерції є одним з ключових параметрів, оскільки він впливає на його динамічні перехідні характеристики, такі як швидкість розгону, чи реакція на зміну навантаження.

Геометричні характеристики ротора, такі як його форма, розміри та розташування масових елементів, визначають розподіл маси відносно осі обертання. Чим більше маса розташована на віддалених від центральної осі точках, тим більший момент інерції має ротор.

Існує кілька методів для визначення значення моменту інерції ротора електродвигуна:

- Метод математичного моделювання: Використовуючи геометричні та фізичні параметри ротора, можна скласти математичну модель системи та розрахувати момент інерції аналітично або чисельно.

- Експериментальні методи: Ці методи включають в себе використання методів та засобів вимірювання, які дозволяють виміряти момент інерції. До найбільш поширених експериментальних методів відносять метод крутильних коливань, метод допоміжного маятника та метод самогальмування [57].
- Переважна більшість виробників ЕМ вказують значення моменту інерції ротора в технічних документах, таких як паспорти, технічні характеристики або сертифікати якості. Дана інформація зазвичай надається у формі числового значення або графіку, який показує залежність моменту інерції від різних параметрів.

Для більшості досліджень використовують значення моменту інерції ротора, взяті з паспортних даних ЕМ, проте важливо пам'ятати, що це значення не є істинним, і містить похибку, відповідно до прийнятих допусків (зазвичай до $\pm 10\%$). Факт наявності даної похибки додатково впливає на точність вимірювання динамічного моменту.

В контексті роботи електричних машин, динамічний момент є ключовим фактором під час її пуску або зупинки, а також при будь-яких змінах швидкості обертання, оскільки саме він відповідає за енергію, необхідну для зміни швидкості руху.

Для реалізації засобу вимірювання динамічного моменту електродвигуна на основі відомої кутової швидкості, в інформаційно-вимірювальній системі потрібно реалізувати наступні кроки:

1. Вимірювання кутової швидкості за допомогою вимірювального каналу кутової швидкості. Вимірювальний канал має містити сенсор кутової швидкості (енкодер), який буде інтегрований з об'єктом вимірювання і забезпечить дані вимірювання в реальному часі з необхідною роздільною здатністю.
2. Фільтрація експериментальних даних кутової швидкості. Як було показано в попередньому підрозділі, фільтрація є обов'язковим етапом обробки експериментальних даних, перед диференціюванням, оскільки випадкові шуми є невід'ємним елементом даних вимірювань, а їх диференціювання приведе до промахів під час вимірювання кутового прискорення.

3. Безпосередньо диференціювання кутової швидкості для отримання кутового прискорення. Доцільно поєднати процес диференціювання з фільтрацією, використовуючи цифровий фільтр-диференціатор, як було описано в попередньому підрозділі.
4. Застосування формули $M_D = J \cdot \frac{d\omega}{dt}$ для поелементного розрахунку динамічного моменту в кожній точці даних кутового прискорення. Програмне забезпечення повинно бути спроектоване таким чином, щоб воно могло виконувати необхідні обчислення, не впливаючи на процес вимірювання та диференціювання - паралельно на незалежному обчислювальному ядрі, або безпосередньо з даними, після завершення попередніх процесів.
5. Візуалізація значень динамічного моменту (та інших важливих параметрів процесу) в інтерфейсі користувача інформаційно-вимірювальної системи. Даний етап може включати створення графіків, таблиць та інших форм представлення даних для аналізу та подальшої діагностики.
6. При потребі, перед проведенням вимірювань провести його калібрування та перевірку, для забезпечення точності та повторюваності вимірювань.

Пропонується реалізація засобу вимірювання динамічного моменту на платформі ПК, який буде частиною інформаційно-вимірювальної системи, і який буде обробляти дані, отримані за допомогою вимірювального каналу кутової швидкості електричної машини. Таке рішення дозволить розвантажити вимірювальний канал, перенести обчислення, що потребують значних ресурсів на платформу, яка з легкістю може їх забезпечити, а також значно полегшить подальші роботи з аналізу отриманих даних, оскільки вони вже будуть виконуватися на платформі ПК інформаційно-вимірювальної системи, або ж можуть бути перенесені на інший комп'ютер, в стандартному, уніфікованому форматі, наприклад в форматі даних csv-файлу [78].

В якості висновку можна сказати, що динамічний момент електричної машини відіграє вирішальну роль у визначенні зміни кінетичної енергії обертових елементів системи, особливо важливий при пуску, зупинці та регуляції швидкості. Його точне вимірювання критично важливе для забезпечення оптимальної роботи та безпеки електричних машин,

підкреслюючи значення цього процесу для ефективного управління та експлуатації. Розроблений засіб вимірювання інтегрує вимірювання, обробку даних та візуалізацію в єдину систему, що вимагає координації між різноманітним обладнанням і програмним забезпеченням. Використання ПК як платформи для реалізації не тільки спрощує обробку і аналіз даних, але й забезпечує адаптивність системи до різних умов використання, відкриваючи ширші можливості для дослідження та оптимізації.

4.4 Висновки до розділу 4

У четвертому розділі даної роботи було проведено ґрунтовне дослідження, спрямоване на опис апаратно-програмних реалізацій мікроконтролерного тахометра миттєвих значень кутової швидкості електричних машин у перехідних режимах їх роботи.

Необхідність розробки та впровадження такого тахометра зумовлені необхідністю точного і оперативного вимірювання динамічних характеристик електродвигунів, що є ключовим аспектом для розробки ефективних систем вимірювання, контролю та діагностики.

Розглянуті підходи до реалізації апаратно-програмних систем демонструють свою ефективність у виявленні та аналізі критичних динамічних явищ, таких як провали і викиди швидкості обертання, що відбуваються під час перехідних процесів. Такі явища мають вирішальне значення для визначення віброакустичних характеристик і загальної надійності вимірювання параметрів електричних машин.

Додатково, в даному розділі було показано, що запропонована методика вимірювань не лише сприяє підвищенню точності та надійності отриманих даних, але й відкриває нові перспективи для розробки адаптивних інформаційно-вимірювальних систем, які можуть в реальному часі аналізувати динамічні зміни робочих характеристик об'єктів вимірювання.

Отримані результати будуть використані в наступному розділі, при апаратно-програмній реалізації мікроконтролерного засобу вимірювання параметрів обертального руху електричних машин.

РОЗДІЛ 5. АПАРАТНО-ПРОГРАМНА РЕАЛІЗАЦІЯ МІКРОКОНТРОЛЕРНИХ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН

5.1 Розробка інженерної методики проектування мікроконтролерних засобів вимірювання

На основі проведених досліджень у попередніх підрозділах запропоновано структуру засобу динамічних вимірювань параметрів обертального руху електричних машин.

Проектування мікроконтролерних засобів вимірювання параметрів обертального руху вимагає ґрунтовних знань з електроніки, механіки, обробки сигналів та програмування. Запропонований засіб вимірювання ґрунтується на використанні сучасних мікроконтролерів, здатних забезпечувати високу точність та швидкість обробки даних. Таким чином, методика інженерного проектування запропонованого засобу вимірювань включає рекомендації щодо вибору мікроконтролера, який задовольняє вимогам до точності, швидкості обробки та енергоспоживання. Також методика містить рекомендації щодо проектування системи збору даних, використовуючи сенсори, здатні фіксувати мінімальні зміни у параметрах обертального руху, а також рекомендації по розробці програмного забезпечення для обробки отриманих даних, включаючи алгоритми фільтрації шумів, аналізу та візуалізації результатів вимірювань.

Розробку засобу вимірювання параметрів обертального руху необхідно розпочинати з визначення ключових параметрів системи, таких як метрологічні характеристики засобу вимірювання, можливий діапазон зміни кутової швидкості ОБ та параметри вимірювального каналу частоти. Верхня та нижня межі вимірювання кутової швидкості визначають вибір мікроконтролера відповідної продуктивності, що вимагається для обробки та аналізу сигналів від енкодера. Важливим є також визначення необхідної кількості імпульсів самого енкодера на один оберт (його роздільної здатності) для забезпечення необхідної точності та загальної роздільної здатності системи.

В основі критеріїв вибору основних складових засобу вимірювання є його *метрологічні характеристики* [79], [80], тому для їх вибору варто застосувати метрологічну модель засобу вимірювання, розглянуту в розділі 3.

Для прикладу реалізації засобу динамічних вимірювань розрахуємо його характеристики для роботи з ОВ, в якості якого використовуватиметься асинхронний електродвигун АИР71 В2 [81], потужністю 1,1 кВт та номінальною частотою обертання 3000 об/хв (рисунок 5.1).

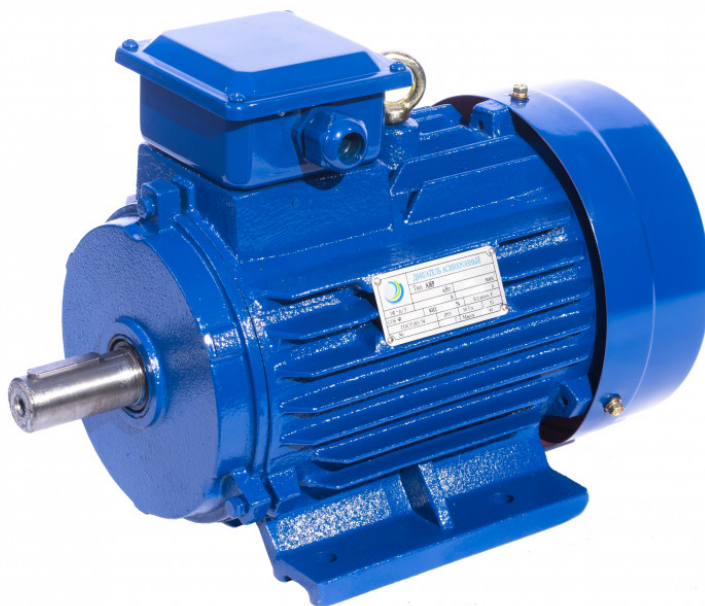


Рис. 5.1: Асинхронний електродвигун АИР71 В2

Оскільки для завдань динамічних вимірювань важливим є фіксація перехідного процесу з самого його початку [58], задамося значенням нижньої межі вимірювання засобу, що проектується на рівні 0,2%, що для даного ОВ складає 0,628 рад/с.

Спираючись на результати моделювання алгоритмів фільтрації експериментальних даних, розглянутих в підрозділі 4.2, оберемо величину похибки квантування на рівні 1%, оскільки така її величина дозволить використати ті ж самі коефіцієнти для цифрового фільтра-диференціатора [74] при вимірюванні кутового прискорення.

В якості платформи для реалізації *тахометра митєвих значень* оберемо будь яку з поширених плат розробника на базі 32-бітних мікроконтролерів (МК) STM32 [82] серії F4 [83], [84], оскільки вони є одними з найпоширеніших мікроконтролерів [85], для застосувань в промислових вимірюваннях, мають розвинену спільноту розробників, та починаючи з оновлених серій STM32F401 зберігають гарний баланс між вартістю та продуктивністю [86]. А використання готових плат розробника дозволить запустити прототипи та перші версії

розробленого засобу вимірювання параметрів обертального руху значно швидше, ніж у випадку розробки індивідуальних плат, під необхідний тип МК, що є критичним, для часу розробки та виходу на ринок засобів вимірювання.

Оскільки усі мікроконтролери STM32 серії F4 мають у складі своєї периферії 5-6 таймерів загального призначення з розрядністю лічильника 16 біт [87], [88], та частіше всього один, або жодного таймера з розрядністю лічильника 32 біти [88], то доцільним буде використання поширених 16-и бітних таймерів загального призначення, позаяк часто-густо таймери з високою розрядністю використовуються для інших завдань, що потребують високої продуктивності (системний таймер операційної системи реального часу, тактування інтерфейсів передачі даних, керування механізмами методом широтно-імпульсної модуляції і т.п.).

Отже, на основі вищесказаного задаємось розрядністю лічильника цифрового тахометра митєвих значень $n = 16$, тоді його максимальна ємність, відповідно до (3.10) складатиме

$$N_{max} = 2^n = 65536.$$

Що стосується зразкової частоти f_0 тахометра, імпульси якої квантують невідомий період T_x , то система тактування таймерів загального призначення запропонованої лінійки МК дозволяє їм працювати з мінімальною частотою, яка дорівнює частоті тактового сигналу ядра поділеному на максимально можливе значення прескалера (попереднього подільника частоти) плюс один, і з максимальною частотою, що дорівнює частоті тактового сигналу ядра. Для більшості мікроконтролерів STM32F4xx частота ядра може досягати до 168 МГц, а максимальне значення прескалера для таймерів - 65536 [89]. Таким чином, мінімальна частота роботи таймерів може бути приблизно 2,56 Гц (при 168 МГц частоті ядра), а максимальна - до 168 МГц.

Однак, слід зазначити, що робота таймера та ядра на максимальній частоті не рекомендується для даного застосування, оскільки це потенційно може викликати такі проблеми, як:

- Зниження точності вимірювань: при високих частотах може з'явитися джитер (нестабільність часових інтервалів між імпульсами), що негативно впливає на точність вимірювань. Це особливо важливо для застосунків, де

потрібна висока точність вимірювання частоти або періоду імпульсів.

- Обмеження на програмне забезпечення: при швидкій обробці вхідних сигналів може не вистачати часу на виконання інших задач, таких як запис даних або комунікація з іншими пристроями. Це може потребувати оптимізації програмного коду або застосування більш потужних мікроконтролерів.
- Потреба в вищій якості вхідного сигналу: для коректної роботи на високих частотах сигнал від енкодера має бути якісним, і без значних завад, які можуть спотворити форму імпульсів, інакше через високий час наростання фронтів імпульсів енкодера, при наявності завад таймер може нарахувати часовий інтервал, відмінний від дійсного.

Розробнику інформаційно-вимірювальних систем важливо пам'ятати про дані особливості, хоча для даного конкретного застосування не всі вони актуальні та мають вагомий вплив на результати вимірювання, через обрані метрологічні характеристики та частоту обертання ОВ. Проте для застосування до машин з високою частотою обертання (наприклад безколекторних двигунів постійного струму [90]) ці особливості можуть бути критичними та грати вирішальну роль в процесі розробки засобу динамічних вимірювань кутової швидкості.

Для даного застосування пропонується обрати частоту тактування таймера на рівні 12 МГц (оскільки це дуже просто реалізується за допомогою базових налаштувань попереднього подільника тактової частоти МК), при частоті тактування ядра від 72 до 100 МГц. Це дозволить забезпечити необхідну для даного завдання швидкодію, не збільшуючи при цьому споживання енергії мікроконтролером, що також у важких умовах навколишнього середовища може призвести до його надмірного нагріву.

Проте, важливо зазначити, що частота квантування має бути достатньою для фіксації синхронних провалів кутової швидкості на самому початку перехідної характеристики АД.

Для визначення тривалості синхронних провалів перехідних процесів електродвигуна запропоновано метод, який базується на аналізі похідної функції кутової швидкості математичної моделі. Метод передбачає обчислення кутового прискорення шляхом диференціювання даних кутової швидкості та

ідентифікацію нульових перетинів початковими коливаннями графіка кутового прискорення. Синхронний провал визначається як інтервал часу між двома послідовними нульовими перетинами, де похідна змінює знак з позитивного на негативний, що вказує на перехід кутової швидкості від зростання до падіння. Таким чином, тривалість провалу обчислюється як різниця часу між цими нульовими перетинами.

Визначення тривалості провалів можна звести до алгоритму зазначеному на рисунку 5.2.

Важливо відмітити, що можлива ситуація, коли при початкових коливаннях кутова швидкість не переходить до зменшення її значення, а просто сповільнює ріст (під час перехідного процесу АД). Якщо в такому випадку задача аналізу даних коливань залишається актуальною, то замість переходів залежності кутового прискорення через нуль, в якості маркерів провалів пропонується використовувати локальні її екстремуми, де значення кутового прискорення в часі змінює напрям.

Застосувавши дану методику до перехідної характеристики АД 4A71 та АІР71, отримаємо значення тривалості синхронних провалів $\tau_{с.п.} \approx 6...22$ мс, що відповідає частоті від 45 Гц до 167 Гц. Як сказано в [91], для відтворення сигналу без втрат, частота квантування має бути щонайменше вдвічі більша, за частоту сигналу, який квантується, проте правилом хорошого тону в сучасній теорії обробки сигналів є квантування частотою, що перевищує шукану щонайменше в 10-15 раз, для отримання максимально наближеного результату до вихідного сигналу. В нашому випадку, для відтворення форми синхронних провалів частота квантування має становити не менше 2,5 кГц. З обраною частотою квантування 12 МГц, що перевищує необхідне значення більш ніж на два порядки, дана умова легко задовольняється.

Для підвищення наочності та оцінки необхідного об'єму оперативної пам'яті МК, рекомендується оцінити також потенційну кількість обертів ОВ, за час перехідного процесу, для заданого ОВ це можна зробити за наступною формулою:

$$N_{об.п.} = \frac{n_c [об/с]}{\tau_{п.п.} [с]} = \frac{50}{0,5} = 100[об],$$

де $\tau_{п.п.}$ - тривалість перехідного процесу, яку можна оцінити з попередньо розрахованої математичної моделі, для АІР71 В2 $\approx 0,5$ с.

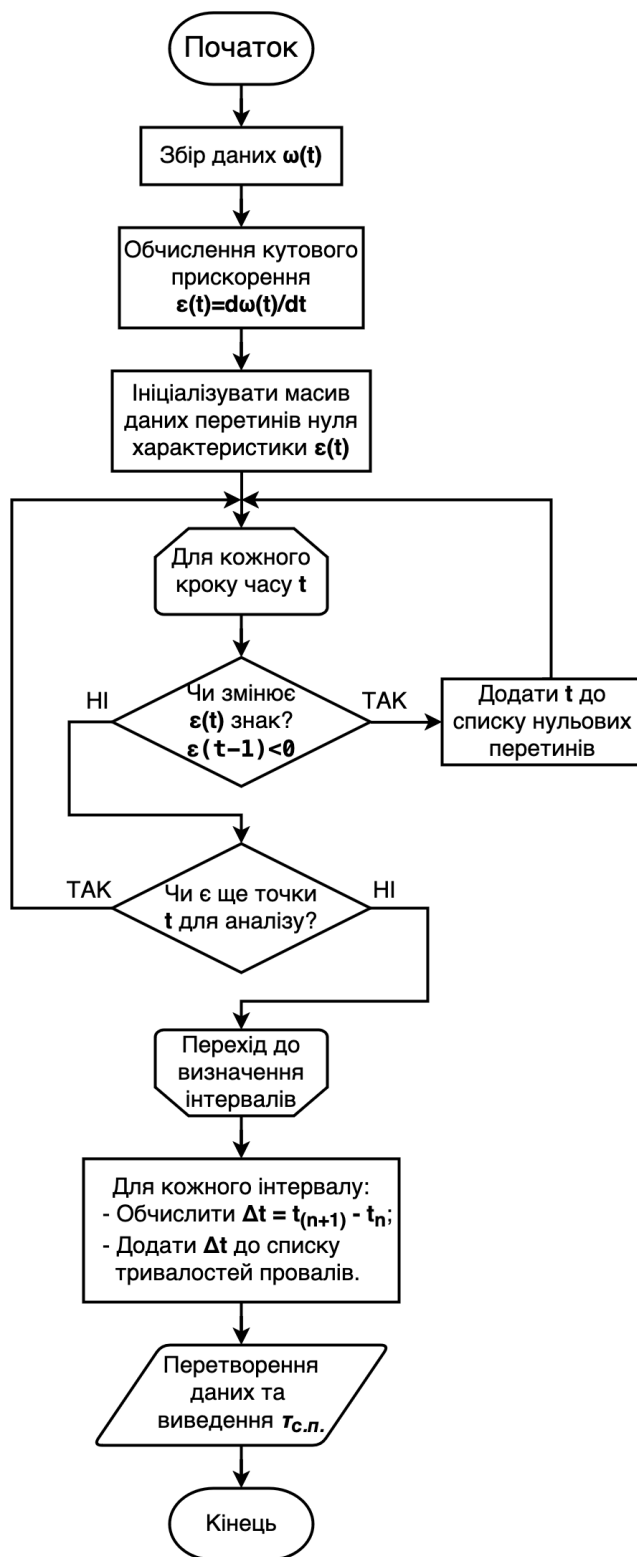


Рис. 5.2: Алгоритм визначення тривалості синхронних провалів

Тепер, маючи необхідні вхідні дані, переписавши (3.11) отримаємо:

$$z = \frac{2\pi \cdot f_0}{2^n \cdot n_{x\min}} = \frac{6,28 \cdot 12 \cdot 10^6}{2^{16} \cdot 0,628} \approx 1831. \quad (5.1)$$

Відповідно, мінімальна кількість міток (роздільна здатність) енкодера

повинна складати не менше 1831. Найближчі більші типові значення кількості міток поширених промислових інкрементних енкодерів складають 2000 та 2048 [92]. Для даного застосування рекомендується обрати енкодер на 2048 міток, оскільки це додає гнучкості в реалізації вимірювального каналу, що оперує в двійковій системі, або використовує жорсткі (непрограмовані) елементи (лічильники, тригери).

Перевіримо нижню межу вимірювання для обраних значень:

$$n_{xmin} = \frac{2\pi \cdot f_0}{2^n \cdot z} = \frac{6,28 \cdot 12 \cdot 10^6}{2^{16} \cdot 2048} \approx 0,561 \text{ (рад/с)}. \quad (5.2)$$

Отже умова по значенню нижньої межі вимірювання ($n_{xmin} \leq 0,628$ рад/с) виконується.

Наступним кроком перевіримо чи задовольняє верхня межа вимірювання засобу, що розробляється, умову ($n_{xmax} > 314$ рад/с), відповідно до номінальної кутової швидкості ОВ. Для цього скористаємося рівнянням (3.13):

$$n_{xmax} = \frac{\delta_k \cdot 2\pi \cdot f_0}{100\% \cdot z} = \frac{1\% \cdot 6,28 \cdot 12 \cdot 10^6}{100\% \cdot 2048} \approx 367,97 \text{ рад/с}, \quad (5.3)$$

що в повній мірі задовольняє визначені умови.

Перед переходом до етапу вибору МС варто перевірити, чи задовольняє дане застосування об'єм оперативної пам'яті обраного МК, для буферизації даних вимірювання перед відправкою на ПК. Оскільки для зберігання одного двійкового значення вимірної перехідної характеристики потрібно два байти (значення таймера тахометра, та таймера, що відраховує мітки часу), то визначити мінімально необхідний обсяг оперативної пам'яті можна за формулою:

$$V_{ОЗП} = N_{об} \cdot z \cdot 2 = 100 \cdot 2048 \cdot 2 \approx 410(Kb),$$

де $V_{ОЗП}$ - необхідний обсяг оперативної пам'яті МК.

Отже, для даного застосування необхідно буферизувати щонайменше 410 кілобайт, що може бути реалізовано кількома шляхами:

- Використанням МК, які вже мають 512 кілобайт оперативної пам'яті (що часто є дорогим та не завжди оптимальним рішенням з точки зору

техніко-економічного обґрунтування);

- Перенесенням буферу на зовнішній носій з високошвидкісним інтерфейсом та можливістю роботи в режимі прямого доступу до пам'яті (без залучення обчислювального ядра), наприклад - зовнішня флеш карта з SDIO інтерфейсом (10-го класу, для гарантованої швидкодії);
- Програмною зміною роздільної здатності енодера (за рахунок пропускання окремих значень з визначеною частотою), для зменшення об'єму даних.

Для даного, конкретного випадку обрані параметри вимірювального каналу задовольняють умовам поставленої задачі, але в інших застосуваннях може бути випадок, коли ті чи інші параметри обладнання не забезпечують необхідні метрологічні характеристики.

В такому випадку потрібно обирати інші параметри вимірювального каналу, чи змінювати його метрологічні характеристики, та повторювати розрахунки планового діапазону вимірювання. Для попередньої оцінки впливу роздільної здатності енодера на діапазон вимірювання рекомендовано скористатися залежностями $n_{xmin} = f(z)$ і $n_{xmax} = f(z)$, що зображені на рисунках 3.10 та 3.11.

Приєднання ОВ до вимірювального перетворювача за допомогою *муфти спряження* відіграє ключову роль у передачі обертового руху, і має забезпечувати передачу обертового руху без втрати даних з мінімально можливою похибкою вимірювання.

Тип муфти спряження має бути обраний таким чином, щоб забезпечити оптимальне співвідношення між її параметрами максимально можливої неспіввісності, та коефіцієнтом жорсткості. Це дозволить оптимізувати значення похибки ексцентриситету, що виникає внаслідок відповідного моменту через неспіввісність валів енодера та ОВ, і динамічної похибки перехідного процесу муфти, через її недостатню жорсткість на кручення.

З метою зменшення даних похибок, чи навіть їх виключення за певних умов, для даного і для всіх подібних завдань запропоновано використовувати енодери з наскрізним валом [93], [94]. Основна особливість енодерів даного типу полягає в тому, що вони встановлюються безпосередньо на валу електродвигуна без необхідності використання додаткових механічних

адаптерів або муфт спряження [94], таким чином забезпечуючи максимально можливу жорсткість з'єднання кодуєчого диска енкодера з валом ОВ. При цьому корпус енкодера кріпиться на корпусі ОВ, або на фіксованому монтажному кронштейні, за допомогою пружних з'єднань, що компенсують можливу неспіввісність валу ОВ та осі обертання валу енкодера. Приклад інкрементального енкодера даного типу зображено на рисунку 5.3



Рис. 5.3: Інкрементальний енкодер з наскрізним валом

Вагомою перевагою енкодерів з наскрізним валом є той факт, що вони забезпечують можливість прямої інтеграції з валом електричної машини, що мінімізує потенційні похибки вимірювання в перехідному процесі, спричинені недостатньою жорсткістю механічних з'єднань, чи її зменшенню через зношення з'єднань в процесі роботи. Це особливо важливо при проведенні випробувань в холостому ході, де фіксується перехідна характеристика електродвигуна (зміна кутової швидкості в часі під час перехідного процесу) [95], що вимагає високої точності визначення кутової швидкості та кутового прискорення [96].

Інкрементальні енкодери даного типу можна знайти в каталогах кількох відомих виробників, наприклад *DYNAPAR* та *Leine & Linde AB*. Запропоновано звернути увагу на енкодери з наскрізним валом від виробника *CALT Sensor*, серія енкодерів *GHH80/90* [97] поєднує в собі відносно низьку вартість та високу функціональність для завдань динамічних вимірювань кутової швидкості ЕМ. До особливостей даної серії можна віднести:

- Широкий діапазон вибору діаметру валу від 20 мм до 40 мм;
- Роздільна здатність від 100 до 5000 міток;
- Діапазон робочих напруг від 5 В до 26 В;
- Різні варіанти виконання вихідного кола (аналоговий, пуш-пул [98], вихід з відкритим колектором [99], RS-422 [100]).

Для прикладу, який було розраховано вище підходить модель *GHH80-19J2048BMP526*. Дана модель енкодера має 2048 міток та діаметр наскрізного валу 19 мм, що ідеально підходить, для використання з електродвигуном АІР71 В2, який має діаметр валу ротора теж 19 мм.

З метою забезпечення можливості простої заміни ОВ, рекомендується встановлювати енкодер на пружних кронштейнах прикріплюючи їх до конструктивних елементів засобу вимірювання а не до корпусу ОВ (як це передбачено конструктивом комплектних кронштейнів енкодера).

Наступним кроком є програмна реалізація цифрового тахометра на базі обраної апаратної платформи, який буде здійснювати обробку сигналів від енкодера і перетворювати його на митєві значення кутової швидкості.

В галузі інформаційно-вимірювальної техніки прийнято реалізовувати алгоритми цифрових тахометрів на базі частотомірів митєвих та середніх значень [3], [8]. Відповідно при підрахунку частот імпульсів з енкодера диними частотомірами, та перетворення їх в значення кутової швидкості реалізовується алгоритм тахометра митєвих та середніх значень.

Тахометри митєвих значень та середніх значень мають різні характеристики, які роблять їх придатними для різних типів вимірювань. Тахометри митєвих значень вирізняються високою точністю при вимірюванні параметрів обертального руху електричних машин у перехідних режимах. Тобто вони особливо корисні, коли необхідно здійснювати вимірювання динамічних параметрів обертального руху з високою достовірністю.

Однак, складність їх реалізації та вимоги до високопродуктивних мікроконтролерів та програмного забезпечення можуть збільшити вартість та ускладнити реалізацію тахометра.

З іншого боку, тахометри середніх значень, хоч і простіші в реалізації та зазвичай менш вартісні, можуть не надавати достатньої точності у перехідних

режимах. Їхнє застосування зазвичай обмежене ситуаціями, де не потрібно фіксувати короточасні варіації швидкості обертання, що може бути критично для деяких типів аналізу, наприклад, при вивченні вібрацій електродвигунів та швидких змін типових їх параметрів.

Порівняючи тахометри миттєвих і середніх значень, слід зазначити, що миттєві значення надають детальніший аналіз динаміки електродвигуна, але за більш високу ціну та з більшою складністю системи. Середні значення забезпечують стабільні та повторювані результати для досліджень, де динаміка зміни швидкості не є критичною. Вибір між ними залежить від конкретних потреб дослідження та вимог до точності, швидкодії та техніко-економічних параметрів вимірювальної системи.

Проміжним методом є алгоритм, який дозволяє поєднати переваги тахометрів миттєвих і середніх значень для забезпечення точних динамічних вимірювань кутової швидкості з наперед заданим нормованим значенням похибки квантування [101].

Алгоритм включає два основних етапи: на першому етапі здійснюється вимірювання змін кутової швидкості в реальному часі під час перехідного процесу електромеханічної системи, на другому етапі відбувається обробка отриманих даних. Ключовим моментом є введення поняття "критичної швидкості" [101], яке дозволяє адаптувати метод вимірювання в залежності від поточної швидкості: при швидкості нижче критичної використовується алгоритм частотоміра миттєвих значень, а при швидкості вище критичної — переходить на алгоритм середніх значень.

Якщо прирівняти похибки квантування тахометрів миттєвих і середніх значень

$$\frac{60}{\omega_c \cdot z \cdot t_0} \cdot 100\% = \frac{\omega_c \cdot z}{60 \cdot f_0} \cdot 100\%, \quad (5.4)$$

то отримаємо залежність для оцінювання значення критичної швидкості ω_c

$$\omega_c = \frac{60}{z} \sqrt{\frac{f_0}{t_0}}. \quad (5.5)$$

Цей підхід дозволяє зберігати високу точність вимірювань на початкових етапах перехідного процесу, де можливі стрибки і синхронні провали швидкості, та зменшує похибку квантування на етапах, де швидкість стабілізується. Така адаптація до динамічних змін кутової швидкості забезпечує оптимальну

точність на всьому діапазоні вимірювань.

Даний підхід має велике практичне значення, коли інформаційно-вимірювальна система обмежена в продуктивності, чи іншими параметрами обраної апаратної платформи засобу вимірювання.

Сучасні, високопродуктивні МК дають змогу розробнику реалізовувати будь який з розглянутих методів.

Розглянемо процес ініціалізації периферії для мікроконтролера STM32 обраної вище платформи, який буде використовуватися для розробки тахометра, зосереджуючись на ініціалізації таймерів, входних/вихідних портів та налаштуванні преривань.

Для початку, необхідно вибрати відповідні таймери мікроконтролера. Рекомендується використати TIM2 для збору даних з енкодера і TIM5 як годинник реального часу. Обидва ці таймери дозволяють вимірювати великі проміжки часу, забезпечує високу точність вимірювань.

Налаштування тактової частоти таймерів є критично важливим. Якщо ядро мікроконтролера працює на частоті 72 МГц, таймери можна налаштувати на роботу з частотою 12 МГц, як планувалося на етапі визначення вимог до засобу. Це дозволить проводити вимірювання з необхідною роздільною здатністю.

TIM2 потрібно налаштувати на режим захоплення для зчитування імпульсів від енкодера, а TIM5 – на звичайний режим лічильника для відліку часу.

Після визначення, до яких саме портів буде підключено сигнали енкодера. Дані порти налаштовуються як входи, на захват зовнішніх сигналів таймером. Також важливо правильно обрати тип порту та наявність підтяжки до якоїсь з шини живлення, якщо це буде необхідно для конкретної схеми підключення.

Обробники преривань для таймерів мають бути сконфігуровані таким чином, щоб вони реагували на події, такі як досягнення максимального значення лічильника таймера (переповнення) або інші специфічні події захоплення для TIM2.

Важливо також активувати преривання в загальному регістрі управління перериваннями NVIC (Nested Vectored Interrupt Controller) [102], вказавши пріоритети преривань згідно з вашими вимогами до обробки даних в режимі реального часу.

Даний етап ініціалізації вимагає уважності та точності, оскільки правильна настройка периферії є ключовою для забезпечення правильності розробки

програмної частини засобу вимірювання на подальших кроках. Кожен крок ініціалізації повинен бути перевірений і, при необхідності, скоригований з урахуванням специфіки конкретної задачі та апаратних можливостей використовуваного мікроконтролера STM32.

Після етапу базової ініціалізації та конфігурування периферії, функціональна схема реалізованої програмної частини матиме вигляд, як зображено на рисунку 5.4.

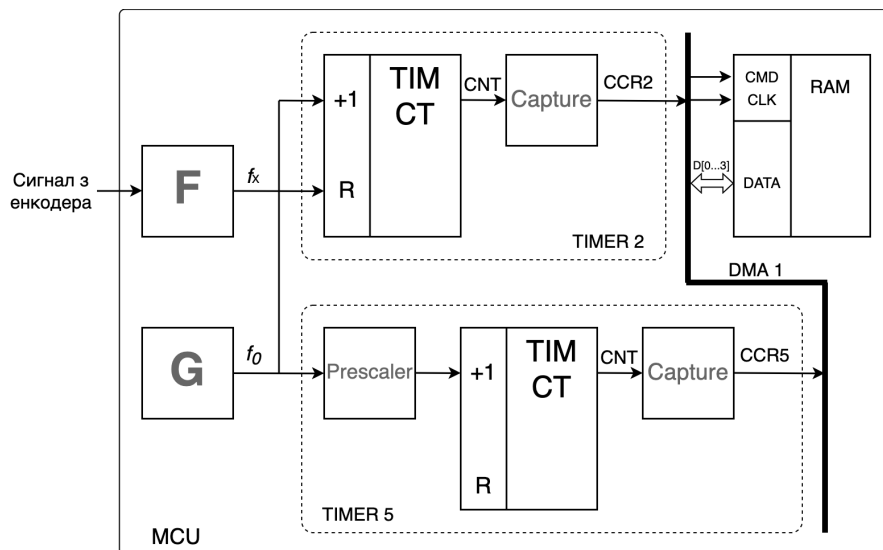


Рис. 5.4: Функціональна схема тахометра миттєвих значень на базі МК

Наступним етапом розглянемо процес реалізації вимірювань та обробку даних на мікроконтролері. Цей етап включає захват даних з енкодера, розрахунок періоду між імпульсами, визначення частоти обертання, а також буферизацію та обробку отриманих даних для подальшої передачі.

Коли таймер захоплює значення лічильника на фронті імпульсу, генерується преривання. У обробнику преривання зчитується зареєстроване значення лічильника, що відповідає часовій мітці захопленого імпульсу.

За допомогою захоплених значень лічильника таймера обчислюється інтервал часу між послідовними імпульсами (період). Це робиться шляхом віднімання попереднього захопленого значення лічильника від поточного.

Узагальнений механізм захоплення та запису даних (без ініціалізації та операцій верхнього рівня) цифрового тахометра миттєвих значень в даній реалізації можна представити у вигляді алгоритму, зображеного на рисунку 5.5.

Кутова швидкість обертання ротора енкодера (i , відповідно, електричної

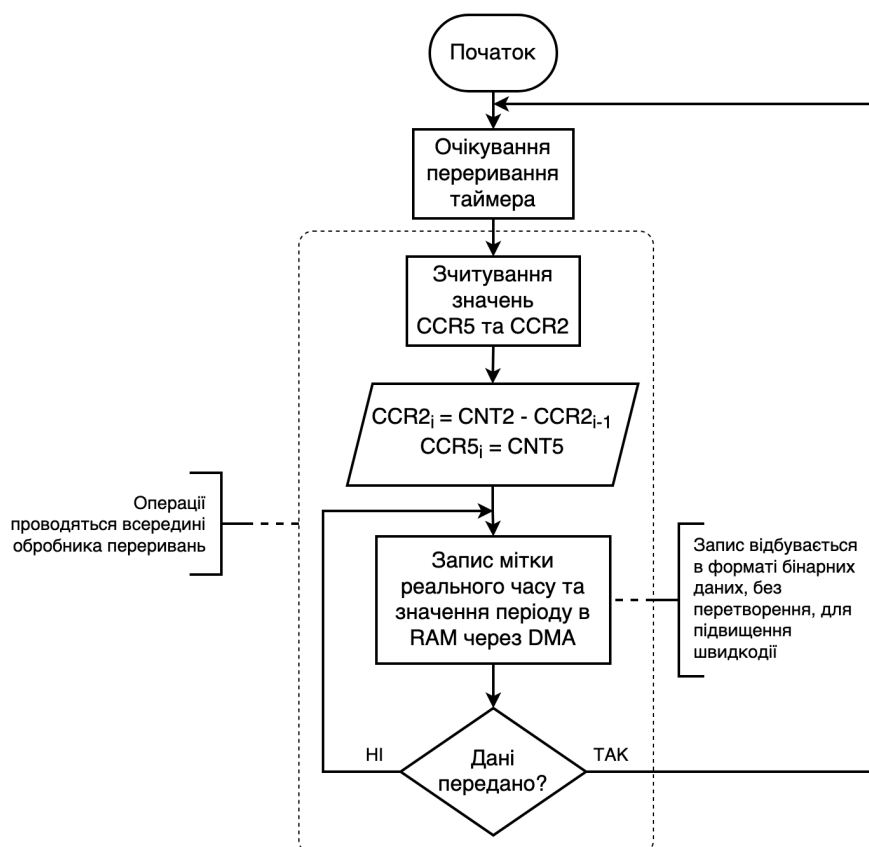


Рис. 5.5: Алгоритм процесу запису даних тахометра митєвих значень в пам'ять МК

машини) визначається на основі інтервалу між імпульсами. Використовуючи кількість імпульсів на один оберт енкодера, потрібно розрахувати реальну швидкість обертання валу.

Після обчислення кутової швидкості оброблені дані зберігаються в буфері для подальшої передачі на ПК або для локального аналізу.

Обчислені значення частоти потрібно перетворити в зручний для передачі формат, наприклад, у вигляді текстового рядка або структурованих даних.

Для передачі даних на ПК інформаційно-вимірювальної системи можна використати послідовний інтерфейс, наприклад UART [103]. Відповідно до обраного інтерфейсу обирається та конфігуруються протокол комунікації та швидкість передачі даних.

Усі кроки вимірювання та обробки даних тісно пов'язані з системою преривань мікроконтролера. Важливо гарантувати, що система преривань налаштована таким чином, щоб ефективно обробляти події захоплення імпульсів від енкодера, при цьому забезпечуючи гарантований неперервний запис вимірюваної інформації, що не конфліктує з іншими інформаційними

процесами в програмному алгоритмі.

Детальніше про реалізацію даних методів та алгоритмів можна прочитати в [104], [105]

Після реалізації етапів захоплення, обробки даних та конфігурації комунікаційного інтерфейсу, наступним кроком у розробці мікроконтролерного тахометра митєвих значень на базі мікроконтролера є калібрування та тестування системи. Цей етап критично важливий для забезпечення точності та надійності вимірювань [106].

Калібрування системи починається з верифікації точності вимірювань таймера, який використовується для захоплення імпульсів від енкодера. Для цього можна використовувати джерело імпульсів з точною частотою, яке підключається безпосередньо до входу енкодера мікроконтролера. Вимірюючи частоту захоплених імпульсів, порівнюють отримані дані з відомими значеннями джерела імпульсів. Це дозволить визначити точність таймера та внести корективи у програмний код для компенсації можливих відхилень.

Також важливо перевірити лінійність вимірювань при різних частотах обертання. Зазвичай використовують обертовий стенд з регульованою швидкістю або кроковий двигун, чия швидкість обертання може бути точно контрольована програмно. Змінюючи швидкість обертання в широкому діапазоні, переконуються, що система зберігає точність вимірювань на усьому інтервалі вимірюваних швидкостей.

Після калібрування переходять до етапу тестування. Тестування включає перевірку реакції системи на різні робочі сценарії та умови експлуатації [107]. Прийнято починати з тестування в статичних умовах, поступово збільшуючи складність тестових випадків. Тестують систему при різних швидкостях обертання, використовуючи реальні електричні машини або спеціалізовані обертові стенди.

Особливу увагу приділяють тестуванню роботи системи при максимальних та мінімальних швидкостях обертання. Перевіряють стабільність вимірювань при тривалій роботі, а також реакцію системи на швидкі зміни швидкості обертання.

Необхідним тестом є також перевірка комунікаційного інтерфейсу, зокрема, необхідно переконатися, що дані передаються на ПК без помилок та затримок. Тестування системи виконується в умовах, максимально наближених до

реальних: змінюючи температуру навколишнього середовища, вологість, а також перевіряють систему на стійкість до електромагнітних завад.

Комплексне тестування на цьому етапі повинно включати не лише перевірку функціональності, але й оцінку надійності та стабільності системи в довгостроковій перспективі. Результати тестування можуть виявити потребу в додатковій оптимізації програмного коду [108] або змінах у апаратній частині для досягнення оптимальних характеристик системи.

Підсумовуючи, розробка мікроконтролерного тахометра на базі обраної платформи з МК STM32 для вимірювання кутової швидкості електричних машин в перехідних режимах включає кілька ключових етапів: від ініціалізації периферійних компонентів, таких як таймери та вхід/вихід, до захоплення і обробки даних з енкодера, а також калібрування та тестування системи для забезпечення її точності.

Після завершення цих етапів, наступним кроком у процесі розробки засобу вимірювання є створення силового модуля, який вимагає ретельного підходу до вибору компонентів, проектування схеми управління навантаженням та інтеграції з мікроконтролерною системою для забезпечення ефективного та безпечного керування об'єктом вимірювання.

Асинхронні двигуни зазвичай вмикають в мережу за допомогою комутаційних апаратів, таких як контактори, пускачі або твердотільні електронні апарати, як електронні контактори на базі напівпровідникових симісторів або тиристорів.

Проте, одним з основних факторів впливу на результати вимірювань є саме змінність параметрів електричної мережі, в яку вмикається двигун для проведення випробувань. До прикладів таких змінних параметрів можна окремо віднести:

- Напруга живлення машини;
- Частота напруги живлення машини;
- Рівень гармонічних спотворень напруги живлення машини.

Магнітний потік, створений в обмотці статора, до якого прикладена напруга мережі, обертаючись у просторі з постійною синхронною швидкістю, індукує у кожній з фаз статорної і роторної обмоток ЕРС E_C і E_P [109]. В обмотці

статора, як і в первинній обмотці трансформатора, індукується електрорушійна сила (ЕРС):

$$E_C = 4,44 \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot \Phi \cdot K_1,$$

де f_1 - частота ЕРС, що наводиться магнітним полем в роторі; w_1 - число послідовно з'єднаних витків обмотки статора; Φ - магнітний потік статора; K_1 - обмотувальний коефіцієнт; 4,44 - коефіцієнт пропорційності.

В обмотці ротора, що обертається, як і у вторинній обмотці трансформатора індукується своя ЕРС:

$$E_C = 4,44 \cdot f \cdot w_2 \cdot \Phi \cdot K_2,$$

де w_2 - число витків обмотки ротора.

Враховуючи, що

$$f = f_1 \cdot s,$$

одержимо

$$E_P = E_{PH} \cdot s,$$

де E_{PH} - ЕРС нерухомого ротора, s – ковзання.

Тобто, ЕРС, яка наводиться в роторі, що обертається, дорівнює ЕРС, що наводиться у нерухомому роторі, помножений на ковзання.

Отже зміна одного з параметрів напруги живлення електродвигуна як частота, що прямо впливає на частоту обертання магнітного поля, чи миттєві значення напруги, які відповідно впливають на миттєві значення струмів, які створюють магнітний потік статора, в певній мірі впливають на формування перехідної характеристики двигуна, що не забезпечує необхідну повторюваність результатів від одного досліду до наступного.

Розглянемо, наприклад, осцилограми миттєвих значень напруг 3-х фаз, при включенні асинхронного двигуна напряму в мережу через комутаційний апарат (твердотільний напівпровідниковий трифазний контактор), значення напруг зафіксовано на виводах двигуна. На рисунку 5.6 зображені отримані осцилограми, з яких очевидно що кожен, з 10-ти змодельованих дослідів (модельовано окремими включеннями двигуна у випадковий момент часу) відрізняється амплітудою та початковою фазою напруг. Для зручності на тому ж рисунку показано векторні діаграми напруг фази А для кожного запуску. Оскільки вплив початкової фази напруг двигуна при увімкненні оцінити досить важко, а також враховуючи, що дану оцінку потрібно робити для кожної

окремої моделі машини, що випробовується, то доцільним є виключення даної варіативної складової на перших етапах проведення випробувань машини.

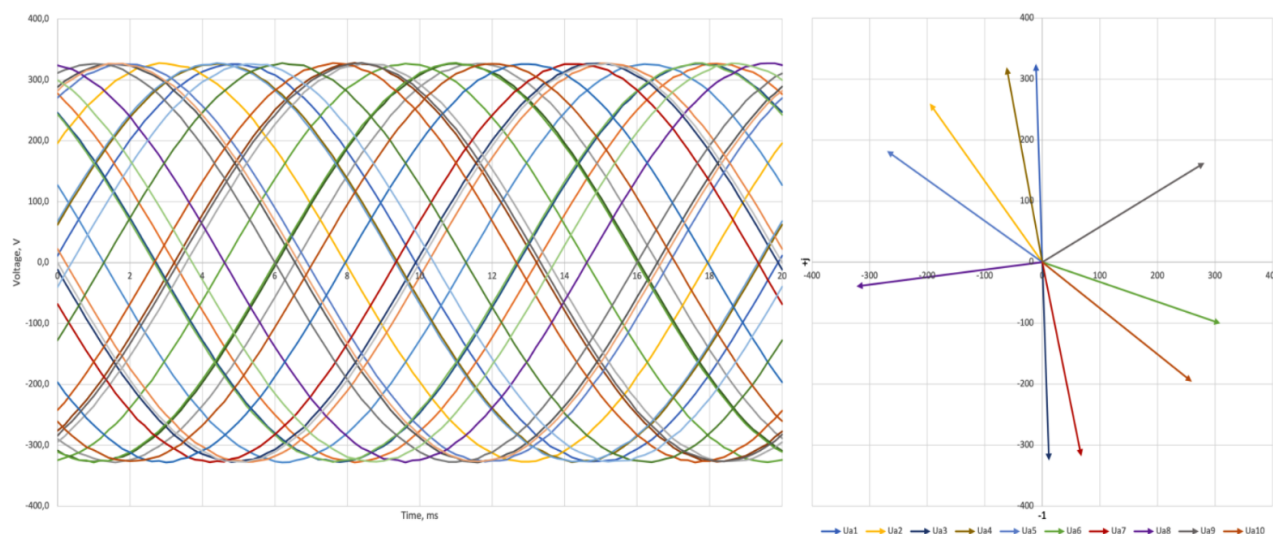


Рис. 5.6: Осцилограми трифазних напруг та векторні діаграми напруг фази А прямого запуску двигуна

Одним з можливих шляхів виключення впливу різної стартової амплітуди та початкової фази може бути використання для цих цілей трифазного інвертора напруги, з програмованими параметрами модуляції, за допомогою яких можна задати амплітуду вектора вихідної напруги E та його кутову частоту ω .

Такий інвертор може бути реалізований аналогічно інверторам, що успішно використовуються в приводах змінного струму, але з використанням іншого блоку керування, де усі параметри генерованих величин не зафіксовані жорстко, а їх можна задавати програмно.

Приклад 10-х послідовних запусків двигуна з використанням трифазного інвертора напруги з адаптованою модуляцією показано на рисунку 5.7 (використана SVPWM модуляція [110], що відбувається з інжекцією третьої гармоніки для підвищення значення напруги вище напруги ланки постійного струму).

Таким чином, при використанні трифазного інвертора напруги, з програмованими параметрами модуляції, можна задати будь яку сталу амплітуду та кутову частоту вектора вихідної напруги, чим виключається їхній вплив на отримання перехідної характеристики асинхронної машини.

Для розрахунку необхідних параметрів силової частини інверторного модуля, щоб ефективно запустити асинхронний двигун в різних умовах,

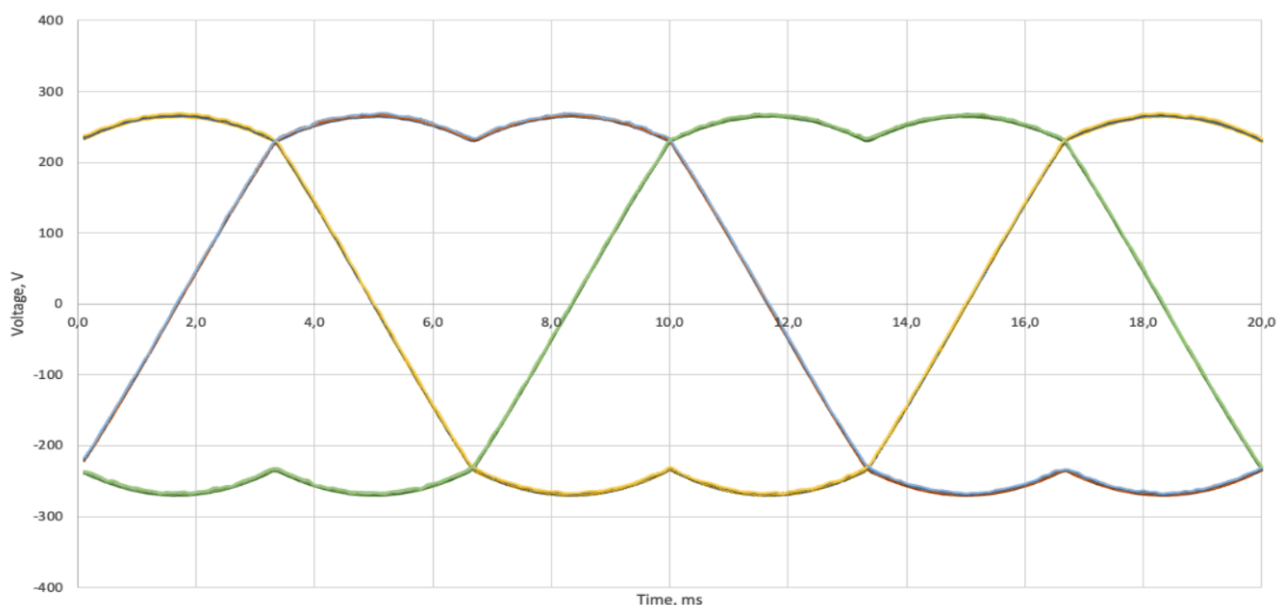


Рис. 5.7: Осцилограми напруг інверторного запуску двигуна

зазвичай використовують наступний узагальнений алгоритм, або його окремі елементи [111]:

1. Визначення номінальної потужності двигуна (P_H), ця інформація знаходиться в технічному паспорті двигуна;
2. Розрахунок номінального струму двигуна (I_H) за формулою:

$$I_H = \frac{P_H}{\sqrt{3} \cdot U_H \cdot \eta \cdot \cos(\varphi)},$$

де: - P_H - номінальна потужність двигуна, - U_H - номінальна напруга двигуна, - η - коефіцієнт корисної дії двигуна, - $\cos(\varphi)$ - коефіцієнт потужності двигуна.

3. Визначення пускового струму (I_s) використовуючи коефіцієнт пускового струму k (зазвичай від 5 до 7):

$$I_s = k \cdot I_H$$

4. Вибір силових компонентів інвертора, здатних витримати пускові струми. Компоненти повинні мати достатній запас за струмом, що перевищує розрахунковий пусковий струм (допускається короткочасно).

5. Розрахунок теплового режиму для визначення необхідного охолодження. Правильне відведення тепла забезпечується за допомогою радіаторів та вентиляторів (за потреби активного охолодження).
6. Влаштування елементів системи захисту від перевантаження по струму, короткого замикання, перегріву тощо.

Детальніше про особливості проектування силових перетворювачів можна прочитати в [112]—[115].

В даному ж випадку пропонується використати максимально інтегрований готовий силовий інверторний модуль [116], або збірки на їх основі, що значно прискорить час розробки всієї інформаційно-виміральної системи. Приклад такого рішення від виробника *Imperix* зображено на рисунку 5.8.

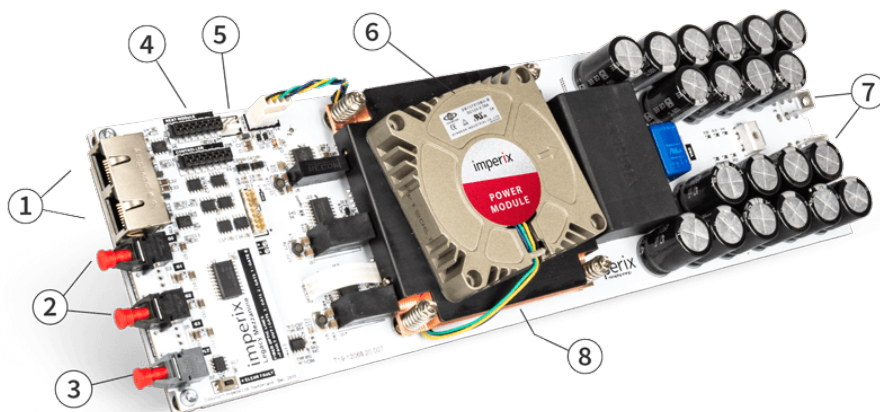


Рис. 5.8: Інверторний модуль Imperix PEB8024

- 1 - Напругові та струмові виходи сенсора (аналогові);
- 2 - Драйвери затворів;
- 3 - Вихід помилки;
- 4 - З'єднання окремих модулів;
- 5 - Блок живлення;
- 6 - Система охолодження;
- 7 - Входи постійного струму;
- 8 - Силові транзистори.

Використовуючи запропоноване рішення, на стороні розробника залишається лише сформувати правильні сигнали керування запуском інвертора.

Для реалізації алгоритму генерації SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) прийнято [117] такі загальні кроки:

1. Спочатку визначаються основні вектори напруги для інвертора. Вони

представляють напругу на кожному з трьох виходів інвертора відносно спільної точки;

2. Визначається кут і амплітуда вектора напруги, який необхідно синтезувати;
3. За допомогою кута визначаються два активних вектори, між якими лежить потрібний вектор, та нульові вектори;
4. Розраховуються часи увімкнення для активних та нульових векторів на основі амплітуди та кута вектора напруги, це включає розподіл загального періоду комутації між вибраними векторами;
5. На основі розрахункових часів увімкнення генеруються ШІМ-сигнали для керування ключами інвертора;
6. Розроблений алгоритм програмується в мікроконтролер або DSP (цифровий сигнальний процесор), який керуватиме інвертором.

Блок схему даної реалізації (фрагмент розрахунку) в найпростішому вигляді представлено на рисунку 5.9.

Даний процес вимагає глибокого розуміння теорії електротехніки, силової електроніки та досвіду у програмуванні вбудованих систем [112], [118]. Для ефективної реалізації алгоритму SVPWM потрібно вивчати детально кожен крок, зокрема методи розрахунку та оптимізації часів увімкнення [118].

Проте існують готові програмні модулі та бібліотеки, які спрощують генерацію SVPWM і подачу сигналів на плату інвертора, навіть якщо розробник не має глибоких знань у програмуванні. Ось кілька прикладів:

- Бібліотеки для мікроконтролерів: Виробники мікроконтролерів, як-от Texas Instruments, STMicroelectronics, або Microchip, пропонують бібліотеки та розробницькі набори інструментів, що включають модулі для генерації SVPWM. Ці інструменти часто інтегровані в їхні середовища розробки, наприклад, в TI Code Composer Studio [119] або STM32CubeMX [120].
- Програми для математичног моделювання з модулями автоматизованого проектування електроніки та електротехніки, як-от MATLAB/Simulink

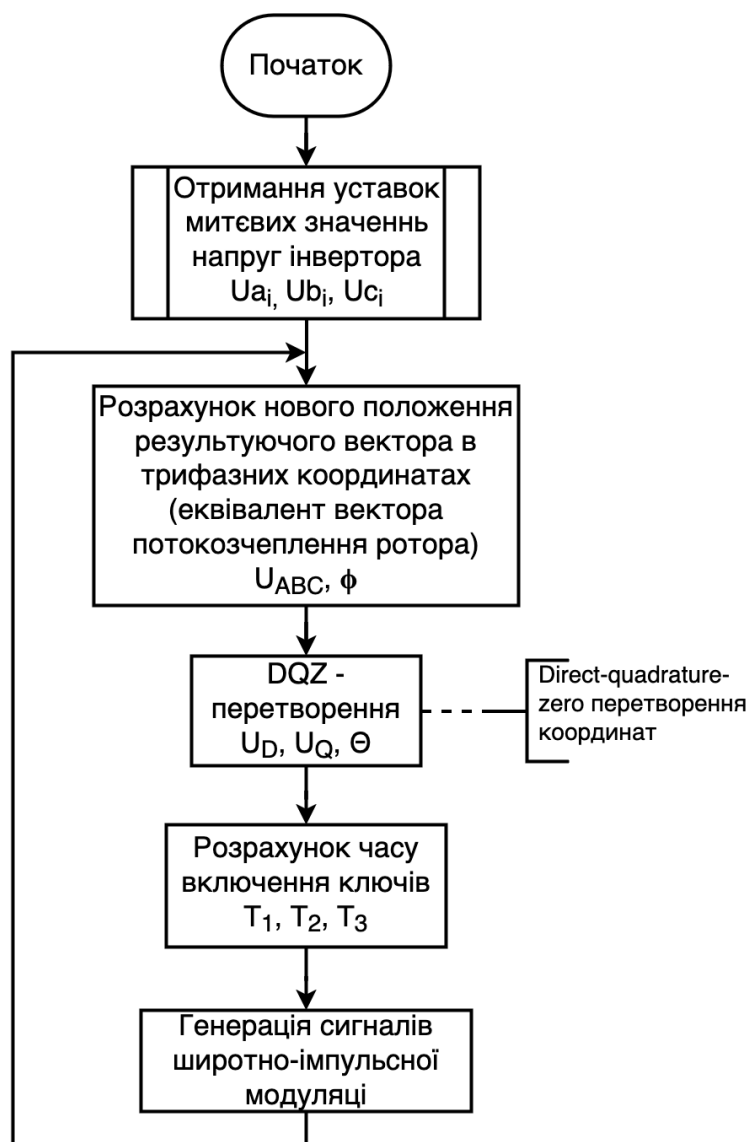


Рис. 5.9: Алгоритм реалізації SVPWM

[28] від MathWorks, дозволяють моделювати та генерувати код для SVPWM без ґрунтовних знань у програмуванні. MATLAB/Simulink має блоки для моделювання SVPWM, які можна використовувати для генерації коду, сумісного з різними мікроконтролерами та DSP.

- Існують також open-source проекти та бібліотеки, які можна знайти на платформах, типу *GitHub* [121]. Вони часто розробляються спільнотою програмістів і можуть бути використані або адаптовані для специфічних потреб. Ці проекти можуть вимагати додаткової адаптації до вашої апаратної платформи.

Використання цих та подібних інструментів може значно спростити процес розробки системи управління для інверторів, звільнивши розробника

інформаційно-вимірювальної системи від необхідності писати складний, нетиповий для авдань вимірювання код вручну. Однак, деяке базове розуміння принципів роботи SVPWM та вміння працювати з обраною апаратною платформою залишаються важливими.

5.2 Апаратно-програмна реалізація мікроконтролерного засобу вимірювання параметрів обертального руху

5.2.1 Апаратна реалізація засобу вимірювання

На основі структурної схеми, представленої на рисунку 4.1 розроблено експериментальний зразок мікроконтролерного засобу вимірювання динамічних параметрів обертального руху. Зразок розроблено у відповідності до методики, описаної в попередньому підрозділі, з використанням відповідних засобів та апаратних платформ.

Об'єктом вимірювання для експериментального зразка засобу вимірювання виступає асинхронний електродвигун АИР71 В2 [81], потужністю 1,1 кВт та номінальною частотою обертання 3000 об/хв.

В якості вимірювального перетворювача було обрано інкрементальний енкодер з наскрізним валом *GHH80-19J2048BMP526* від виробника CALT, що має 2048 міток та діаметр наскрізного валу 19 мм, що ідеально підходить, для використання з електродвигуном АИР71 В2, який має аналогічний діаметр валу ротора. Обраний енкодер зображено на рисунку 5.10.



Рис. 5.10: Інкрементальний енкодер з наскрізним валом CALT GHH80-19J2048BMP526

Як було згадано в попередньому підрозділі, ключова перевага даного енкодера - встановлення безпосередньо на валу електродвигуна без необхідності використання додаткових механічних адаптерів або муфт спряження [94], таким чином забезпечується максимально можливу жорсткість з'єднання кодуєчого диска енкодера з валом ОВ. При цьому корпус енкодера кріпиться на фіксованому монтажному кронштейні, за допомогою пружних з'єднань, що компенсують можливу неспіввісність валу ОВ та осі обертання валу енкодера.

Це дозволяє мінімізувати похибку ексцентриситету, що виникає внаслідок неспіввісності валу ОВ та енкодера, а також повністю усунути похибку перехідного процесу муфти спряження.

Для того, щоб покращити повторюваність умов проведення динамічних вимірювань кутової швидкості асинхронної машини, під час її розгону або вибігу (за умов перехідного процесу) при проведенні дослідів холостого ходу, в якості силового модуля було розроблено інверторний блок на базі карбід-кремнієвих [122] силових транзисторів.

Розроблений силовий модуль являє собою трифазний інвертор з використанням півмостових модулів для кожної фази. Повна його схема електрична принципова наведена в додатку Е. Ключові аспекти конструкції даного інвертора:

- Півмостові модулі (HalfBridge A, HalfBridge B, HalfBridge C): Кожна фаза інвертора використовує півмостовий модуль, що складається з двох транзисторів (Q1, Q2 для А; Q3, Q4 для В; Q5, Q6 для С) та драйвера моста. Ці модулі забезпечують зміну полярності на виході кожної фази, що необхідно для створення трифазного змінного струму з постійного джерела живлення.
- Драйвери мостів (IR2113S) забезпечують управління відкриттям і закриттям транзисторів у кожному півмості, а також гальванічну ізоляцію високої і низької сторони для запобігання пробоям та виходу з ладу низьковольтної частини схеми.
- Схема містить елементи для захисту від перенапруги та перевантаження по струму, а також для ізоляції сигналів управління. Використовуються оптичні ізолятори (VO615A, ADuM1300) для ізоляції вхідних сигналів управління від високовольтних частин схеми.

- Для драйверів і логічних схем використовуються ізольовані джерела живлення (Mornsun 0515, Mornsun 0505), які забезпечують гальванічно ізольовані напруги +5 В і +3.3 В для різних частин схеми, включаючи драйвери мостів.
- Сигнали управління для кожної фази генеруються через логічні схеми та мікросхеми (74НС00), які відповідають за коректну послідовність включення транзисторів, щоб створити трифазний вихід і при цьому не відкрити одночасно два транзистори напівмоста, що може викликати коротке замикання.

Зовнішній вигляд розробленого інверторного модуля показано на рисунку 5.11.

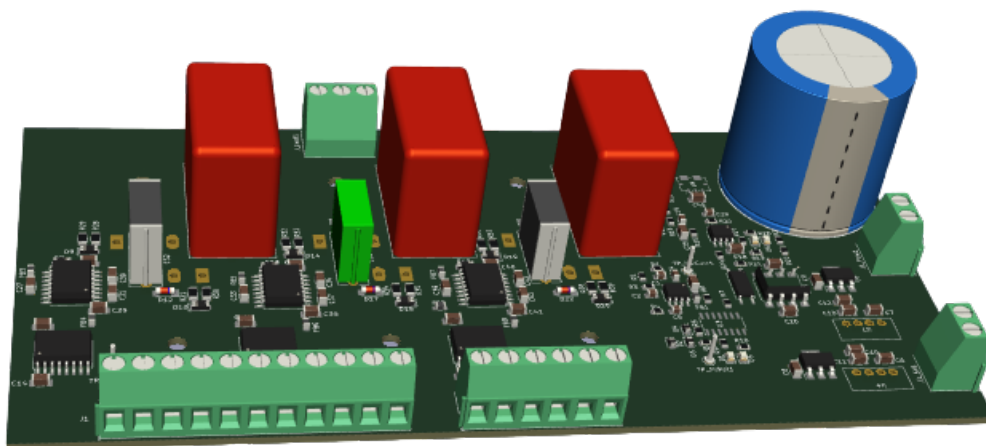


Рис. 5.11: Друкована плата силового інверторного модуля

В якості модуля обробки інформації використовується плата розробника на базі мікроконтролера STM32F407 (рисунок 5.12).

Даний мікроконтролер має високопродуктивне ядро, яке може працювати на частоті до 168 МГц, що забезпечує швидку обробку даних. Це дозволяє досягти низької похибки квантування, при використанні алгоритму тахометра миттєвих значень, що є критично важливим для забезпечення високої точності вимірювань. Завдяки гнучким програмним інтерфейсам, мікроконтролер може бути налаштований і адаптований до специфічних застосувань в подальших дослідженнях, наприклад підключенням акселерометрів по шині SPI для дослідження вібраційного стану ОБ під час перехідних режимів роботи.

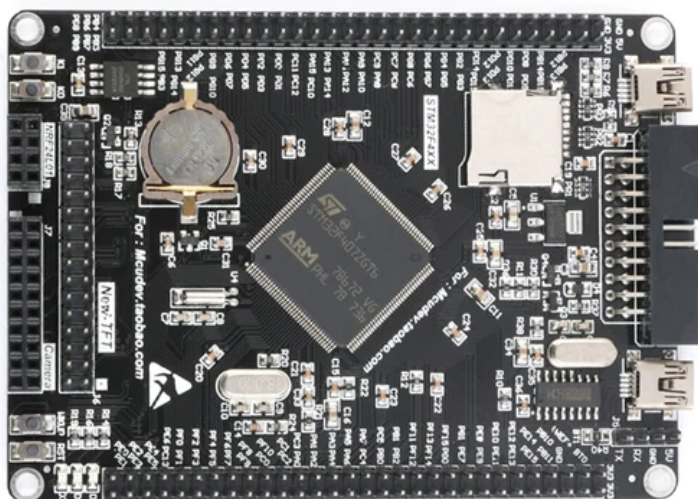


Рис. 5.12: Плата розробника на базі STM32F407

Крім того, наявність значної кількості вбудованих незалежних 16-ти та 32-ох бітних таймерів дозволяє точно вимірювати період та, відповідно, кутову швидкість, що є основним його завданням під час проведення динамічних вимірювань.

В даному випадку, для реалізації експериментального зразка МК сконфігуровано для роботи на частоті ядра 72 МГц, та з частотою тактування таймерів 12 МГц, відповідно до необхідних метрологічних характеристик, розрахованих в попередньому підрозділі.

В експериментальному зразку енкодер та силовий модуль підключається безпосередньо до плати розробника, без реалізації окремої плати чи різних комутаційних модулів. Таке рішення дозволяє використовувати різні плати розробника в якості блоку обробки інформації, а при потребі замінити її на спеціалізоване рішення, що робить даний експериментальний зразок дуже гнучким в конфігуруванні під різні ОВ чи умови проведення вимірювань.

Загальний вигляд зібраного експериментального зразка показано на рисунку 5.13.

5.2.2 Розробка програмного забезпечення

Для роботи експериментального зразку засобу вимірювання розроблено спеціальне програмне забезпечення, що складається з програмного забезпечення мікроконтролера та програмного забезпечення верхнього рівня, для ПК, з яким працює користувач і яке забезпечує обробку сирих даних кутової

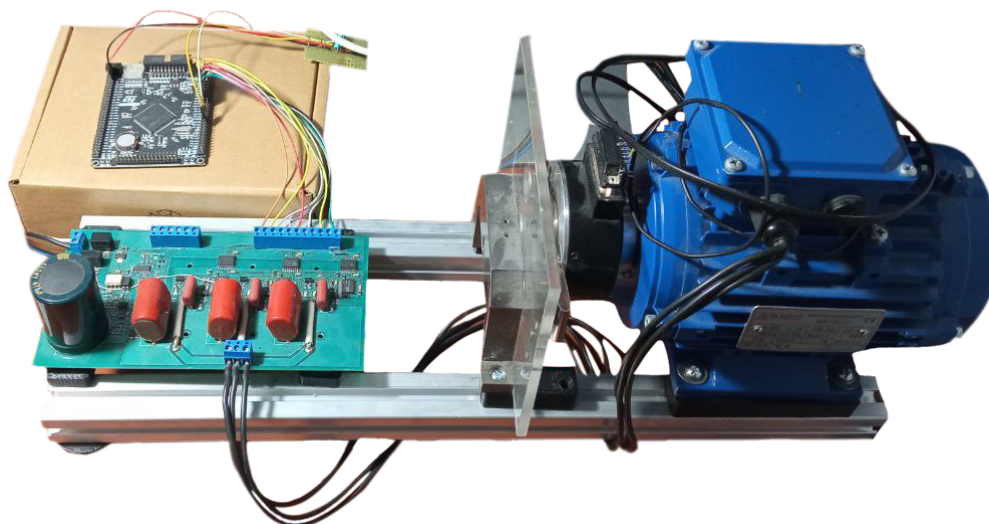


Рис. 5.13: Експериментальний зразок мікроконтролерного засобу вимірювання динамічних параметрів обертального руху

швидкості.

Програмне забезпечення для мікроконтролера працює наступним чином: після подачі команди на запуск процесу вимірювання починається генерація стабільного сигналу частотою 50 Гц. Даний сигнал використовується як джерело для двофазного вектора, що піддається обробці за допомогою просторового модулятора (SVM) [123], аналогічного за принципом роботи до перетворення Кларка [124], з додаванням до нього пилкоподібного сигналу зміщення. Це створює ефект, аналогічний додаванню третьої гармоніки до фазного сигналу [125].

Завдяки роботі SVM модулятора генеруються три коефіцієнти заповнення для широтно-імпульсної модуляції (PWM), що застосовуються до інвертора, результатом чого є генерація на його виходах трифазної напруги, яка подається на статор АМ.

Ротор, починаючи обертатися, генерує імпульси на виходах енкодера. Кожен імпульс від енкодера ініціює запуск періодоміра, лічильник якого обнуляється при надходженні нового імпульсу. Виміряне значення періоду в реальному часі обробляється в перериванні та зберігається у файловій системі МК або на зовнішню карту пам'яті (залежно від доступного об'єму пам'яті). Відтак, з моменту початку обертання ротора, імпульси від енкодера реєструються таймером, часові інтервали між ними вимірюються періодоміром та відправляються разом із миттєвим значенням системного таймера у файл.

Це дозволяє фіксувати не тільки період між подіями від енкодера, але й точний час виникнення цих подій, забезпечуючи тим самим детальний хронометраж перехідного процесу ОВ.

Процес вимірювання продовжується до моменту, коли швидкість обертання ротора стає стабільною. Після досягнення цієї точки процес вимірювання припиняється, файл з даними закривається, зберігається та відправляється на персональний комп'ютер для подальшого аналізу, при наявності зв'язку з ним. Якщо ж ПК не підключено до експериментального зразку, файл даних зберігається на карті пам'яті, для подальшого завантаження його на ПК вручну. Фрагмент коду програмного забезпечення мікроконтролера (без ініціалізації периферії та генерації SVPWM), на мові програмування C за алгоритмом, описаним у підрозділі 4.4, наведений в додатку Ж.

Програмне забезпечення ПК, для експериментального зразку написане у вигляді скрипта для математичного пакету GNU Octave, також може бути запущене в середовищі MATLAB. Його основна функція - читання файлів, отриманих через послідовний порт, або завантажених користувачем вручну, перетворення бінарного формату даних в числові значення для подальшої математичної обробки в межах даного скрипта, за командою користувача, наприклад фільтрації даних кутової швидкості та отримання кутового прискорення і динамічного моменту з відфільтрованих значень кутової швидкості. Зовнішній вигляд виконаної програми показано на рисунку 5.14.

5.3 Експериментальні дослідження

5.3.1 Експериментальні дослідження кутової швидкості

Для експериментальних досліджень кутової швидкості було використано асинхронний електродвигун АИР71 В2, потужністю 1,1 кВт та номінальною частотою обертання 3000 об/хв в якості об'єкта вимірювання. В якості засобу вимірювання використано експериментальний зразок засобу вимірювання динамічних параметрів обертального руху, розроблений як описано в попередніх підрозділах, та зображений на рисунку 5.13.

Структурна схема експериментальних досліджень кутової швидкості, з використанням карти пам'яті в якості буферу для запису бінарних даних без перетворення, зображена на рисунку 5.15.

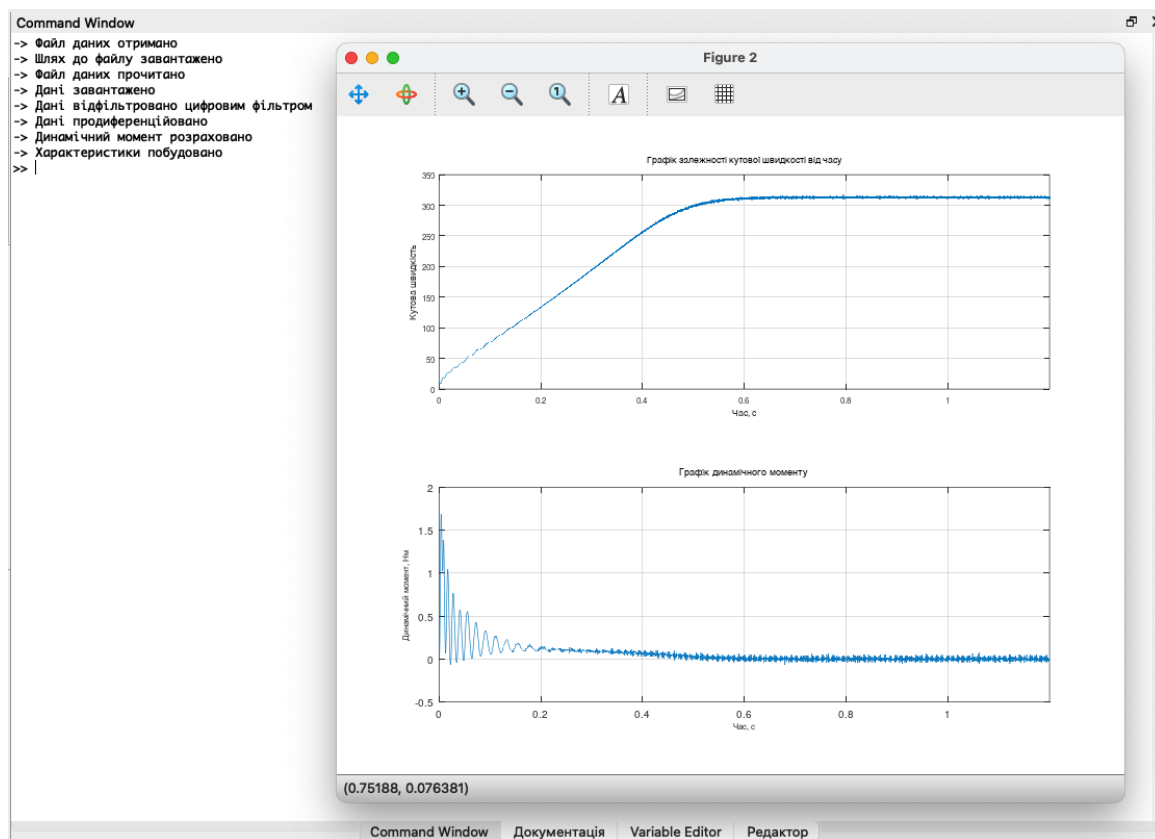


Рис. 5.14: Програма обробки даних вимірювання кутової швидкості для GNU Octave

Експериментальні запуски ОВ проводились з нерухомого ротора, до виходу на його номінальну частоту обертання 3000 об/хв. Кожен повторний запуск відбувався з однакового положення ротора в просторі (зорієнтованого вручну за спеціальною міткою).

Всього проведено 20 запусків, з фіксацією логів кутової швидкості на карту пам'яті (для зручності проведення подальшого аналізу великої кількості даних, окремо від експериментального зразку). Отримано майже ідентичні графіки перехідного процесу при кожному повторному запуску. Середня тривалість перехідного процесу $\sim 0,6$ с. Типовий графік даного перехідного процесу зображено на рисунку 5.16.

Як видно з графіка на рисунку 5.16, на самому початку перехідного процесу спостерігаються провали, аналогічно до результатів, отриманих при обчисленні математичної моделі (2.9), скориставшись методикою, описаною раніше та алгоритмом, зображеним на рисунку 5.2, визначено їх тривалість в межах від 6 до 14 мс.

При усталеній швидкості, та близько виходу до неї спостерігається

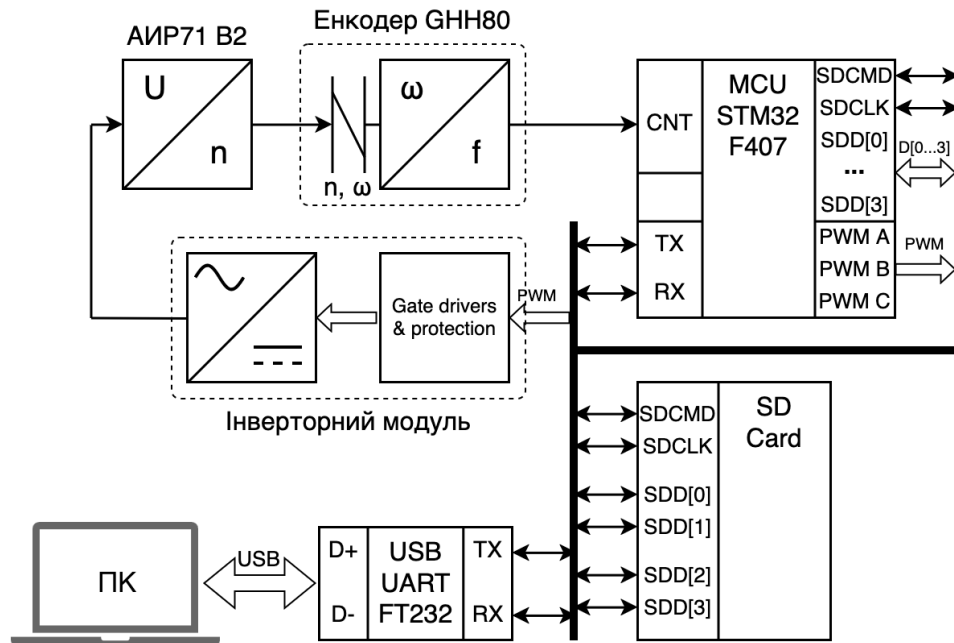


Рис. 5.15: Структурна схема експериментальних досліджень кутової швидкості

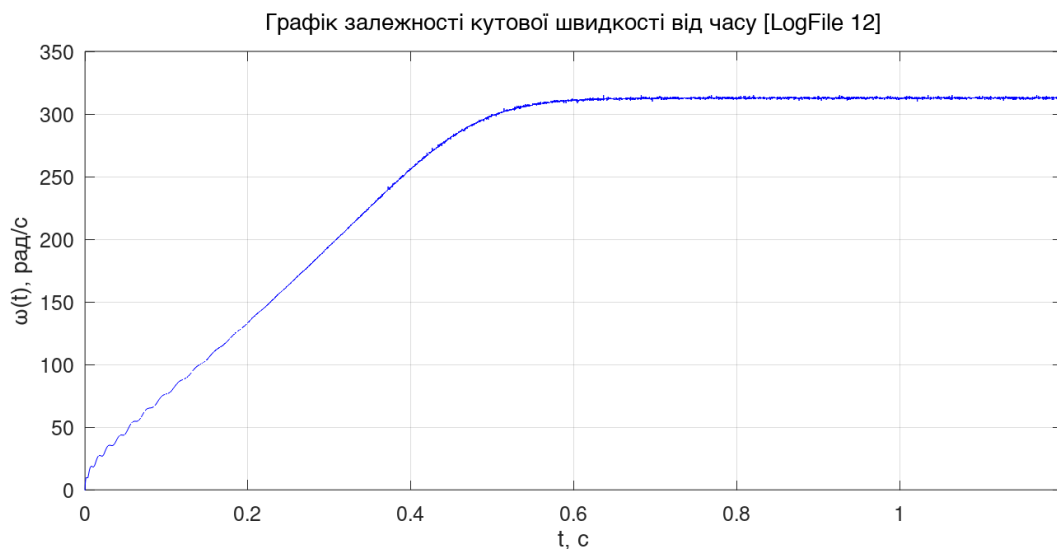


Рис. 5.16: Отриманий під час експериментальних досліджень графік залежності кутової швидкості від часу

зашумленість даних кутової швидкості, що підтверджує раніше згадане в підрозділі 2.3 твердження, про необхідність фільтрації експериментальних даних, перед їх математичною обробкою, зокрема диференціюванням, для отримання значень кутового прискорення в часі.

Результати вимірювань кутової швидкості, отримані під час дослідів перехідного процесу запуску асинхронного електродвигуна було збережено у вигляді файлів з бінарними даними на карту пам'яті, для подальшої їх обробки разом, на потужному ПК, через високі вимоги до обчислювальної потужності

операцій цифрової фільтрації та диференціювання великої кількості даних.

Перетворювати дані в десятковий чи текстовий формат під час проведення вимірювань не є доцільним, оскільки дані операції займатимуть багато процесорного часу та потребуватимуть обчислювального ресурсу мікроконтролера, що може негативно вплинути на швидкість запису файлів в його пам'ять.

Наступним етапом, власне і є процес обробки даних, для отримання інформації про динамічні параметри обертального руху ОВ.

5.3.2 Експериментальні дослідження кутового прискорення

Для отримання кутового прискорення, як було згадано в першому розділі, отримані дані потрібно продиференціювати по часу. Проте, в підрозділі 2.3 показано, що операція диференціювання експериментальних даних, без попередньої фільтрації не забезпечить коректного результату, навпаки диференціювання швидкозмінних випадкових шумів призведе до спотворення вихідних величин до стану, з якого неможливо буде отримати ніякої корисної інформації.

В підрозділі 4.2 показано два поширені способи фільтрації оцифрованих даних, та їх порівняння для завдань вимірювання динамічних параметрів обертального руху електричних машин. Оскільки, за результатами порівняльного аналізу, цифровий фільтр-диференціатор, з урахуванням його специфікацій та потенціалу для точної настройки, є більш підходящим інструментом для даного застосування, його реалізацію в пакеті GNU Octave було використано для обробки отриманих експериментальних даних кутової швидкості. В якості коефіцієнтів фільтру використано ті ж самі числа, що і для порівняльного аналізу (в згаданому вище підрозділі 4.2) при фільтрації введеної випадкової похибки 1%.

Результати фільтрації та диференціювання даних кутової швидкості показано на рисунку 5.17. Для наочності вхідний графік перехідного процесу кутової швидкості показано на тому ж рисунку.

5.3.3 Експериментальні дослідження динамічного моменту

Фінальним етапом в даній серії експериментів є отримання значень динамічного моменту.

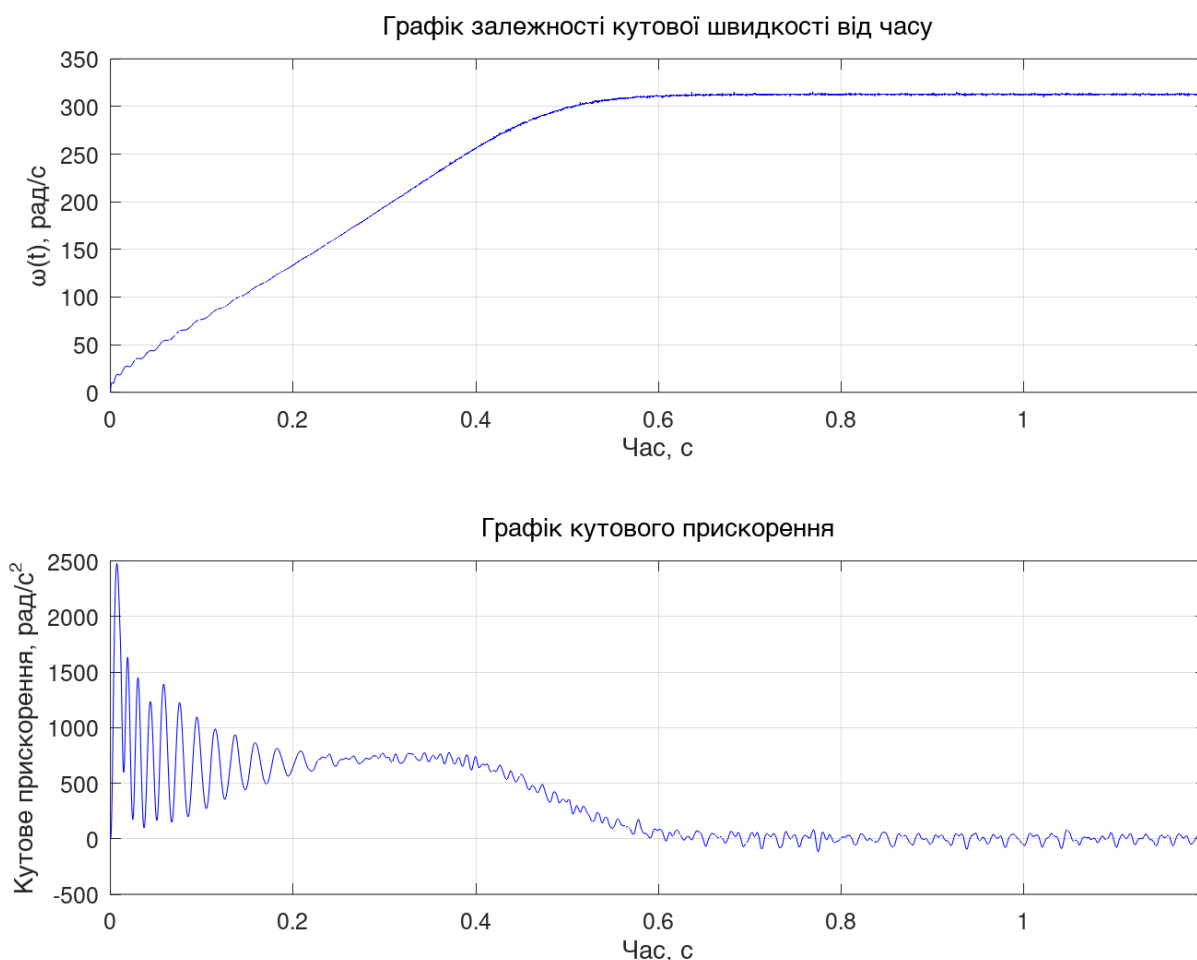


Рис. 5.17: Отримані під час експериментальних досліджень графіки залежностей кутової швидкості та кутового прискорення від часу

Відповідно до визначення, наданого в першому розділі, динамічний момент $M_D = J \cdot \frac{d\omega}{dt} = J \cdot \frac{d^2\phi}{dt^2}$. Оскільки під час обробки експериментальних даних, яка описана вище, в попередньому підрозділі, вже було отримано значення кутового прискорення $\frac{d\omega}{dt}$, то для отримання значень динамічного моменту потрібно поелементно домножити кутове прискорення на момент інерції електродвигуна J . Відповідно до паспортних даних [81], для електродвигуна АИР71 В2 момент інерції дорівнює $0,0008 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$.

Для зручності дана операція множення проводиться відразу ж після фільтрації, диференціювання та визначення кутового прискорення, в тому ж самому скрипті для аналізу даних вимірювання кутової швидкості. Результати визначення динамічного моменту електродвигуна АИР71 В2 з експериментальних даних кутової швидкості показано на рисунку 5.18.



Рис. 5.18: Отриманий під час експериментальних досліджень графік залежності динамічного моменту від часу

5.4 Порівняльний аналіз результатів математичного і фізичного моделювання

В даному підрозділі представлено дослідження динамічних характеристик ОВ у перехідному режимі роботи. Досліджено такі параметри як кутова швидкість, динамічний момент та динамічна механічна характеристика, здійснюючи порівняння результатів, отриманих за допомогою математичних моделей, з експериментальними даними.

Для порівняння з експериментальними даними була використана математична модель (2.9), з вихідними параметрами для АД АИР71 В2 та дещо збільшеним моментом інерції ротора (для врахування обертової маси енкодера на його валу).

При порівнянні кутової швидкості дані моделювання після початкових коливань при старті двигуна майже не відрізняються від результатів, отриманих за допомогою експериментального зразка, що видно на графіку відносної похибки. Порівняння графіків показано на рисунку 5.19.

Відмінність в першій частині перехідного процесу зумовлена положенням ротора ОВ, або умовами створення обертового магнітного поля, що відрізняються від розрахункових в моделі. Також важливо відмітити, що оскільки на початку перехідного процесу значення кутової швидкості досить малі, то найменші відмінності в абсолютних значеннях викликають значні відхилення відносної похибки, що спостерігається на графіку відносної похибки математичної моделі.

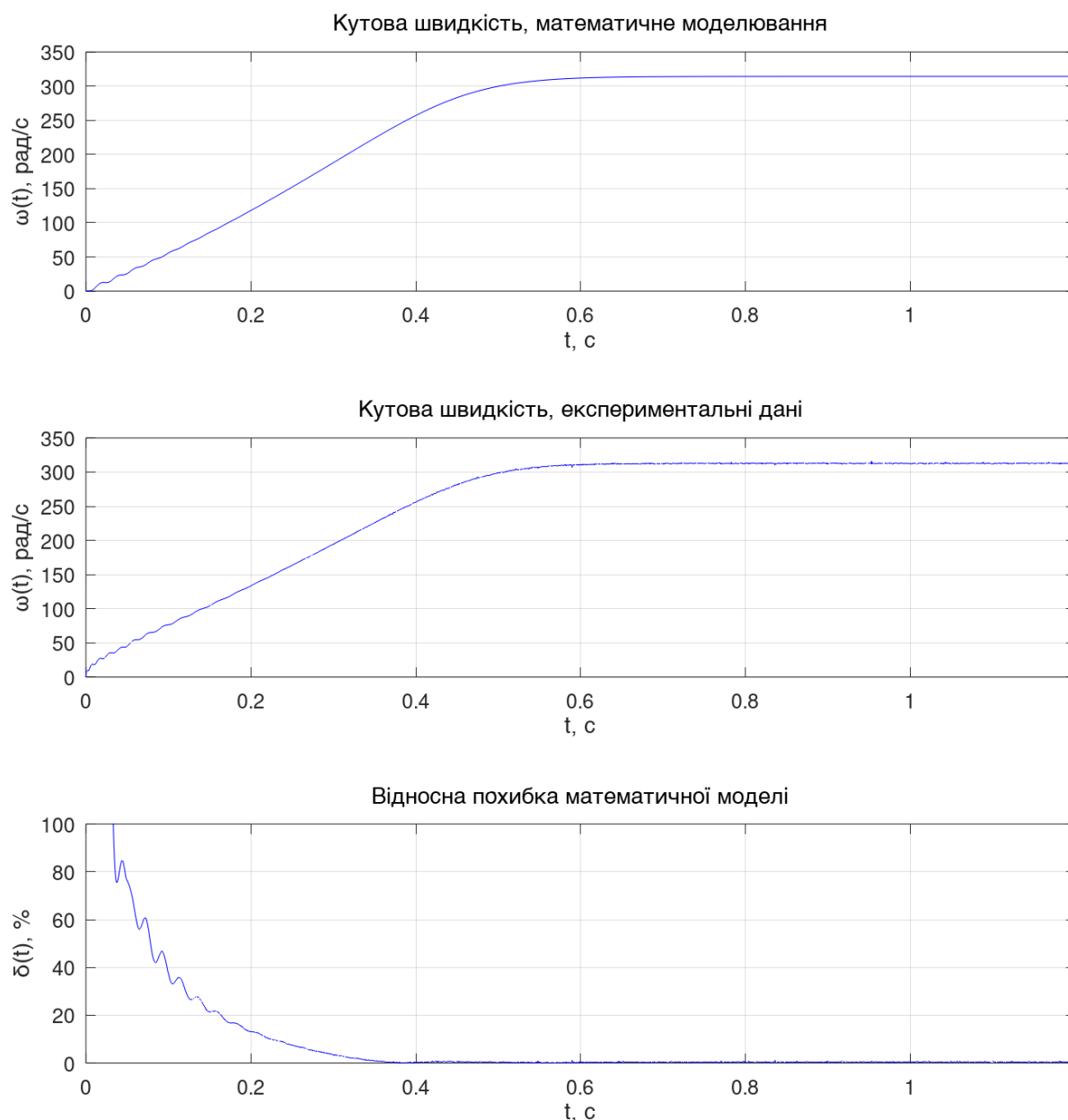


Рис. 5.19: Порівняння результатів математичного моделювання кутової швидкості АИР71 В2 та експериментальних даних

Для перевірки отриманих даних кутової швидкості за допомогою розробленого ЗВ скористаємося методом зразкових приладів, для чого проведемо паралельні вимірювання зразковим лазерним тахометром PS2234.

Лазерний тахометр, на відміну від контактного тахометра, не потребує прямого контакту з обертовим елементом, що дозволяє проводити вимірювання одночасно з допомогою розробленого ЗВ та безконтактно - зразковим.

Технічні характеристики PS2234:

- Діапазон вимірювання: від 2,5 до 99 999 об/хв;

- Роздільна здатність: 0,1 об/хв (2,5 – 999.9 об/хв) та 1 об/хв(понад 1000 об/хв);
- Похибка вимірювання: $\pm (0,02\% + 1 \text{ цифра})$;
- Час проведення вимірювання: 0,5 секунди (при частоті обертання понад 120 об/хв);
- Ефективна відстань вимірювання: 50 мм – 500 мм

Як відомо [126], безконтактні лазерні тахометри призначені для статичних вимірювань, оскільки працюють за принципом усереднення частоти обертання за проміжок часу. Також, як видно з технічних характеристик зразкового тахометра PS2234, час за який усереднюються його дані, та виводиться результат, є більшим, ніж тривалість перехідного процесу розгону АД.

Проте оскільки на сьогодні засоби динамічних вимірювань не є досить поширеними і застосовуються переважно в наукових цілях, то для порівняння результатів вимірювання кутової швидкості за допомогою розробленого експериментального зразку ЗВ зі зразковим ЗВ, було проведення вимірювання в квазі-динаміці [127], [128], для чого на інверторному силовому модулі експериментального зразку встановлювалося значення кутової швидкості, в межах діапазону вимірювання, яке відповідає окремій точці на графіку перехідного процесу, та після виходу ОВ на усталений режим на даній швидкості проводились заміри частоти обертання за допомогою зразкового ЗВ, показання якого було прийнято за дійсне значення вимірюваної величини. Схема установки для перевірки класу точності розробленого експериментального зразка в квазі-динаміці зображена на рисунку 5.20.

Результати замірів зведено в таблицю 5.1.

Як видно з отриманих результатів, найбільше значення відносної похибки, отриманої під час вимірювань в квазі-динаміці не перевищує 1%, що дозволяє зробити висновок про відповідний клас точності 1, реалізованого експериментального зразка, беручи до уваги той факт, що клас точності зразкового тахометра перевищує клас точності досліджуваного ЗВ в 50 разів (без урахування обмеження в роздільній здатності на малій частоті обертання).

Наступним етапом порівняємо експериментальне значення похибки квантування розробленого експериментального зразка ЗВ з теоретичними значеннями, отриманими при розробці метрологічних моделей в розділі 3.

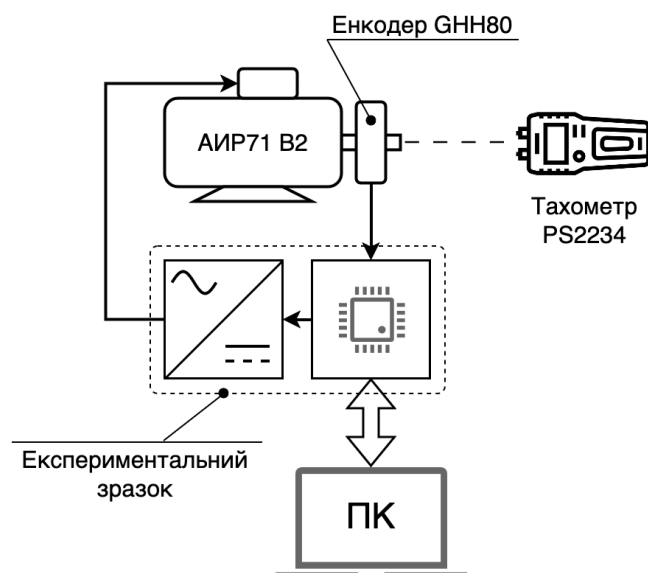


Рис. 5.20: Схема установки для перевірки класу точності розробленого експериментального зразка

Табл. 5.1: Порівняння розробленого експериментального зразку зі зразковим лазерним тахометром

Виміряне значення кутової швидкості, рад/с	Виміряне значення частоти обертання, об/хв	Дійсне значення частоти обертання, об/хв	Дійсне значення кутової швидкості, рад/с	Абсолютна похибка ЗВ, рад/с	Відносна похибка ЗВ
5	47,75	47,37	4,96	0,04	0,79%
50	477,46	480,96	50,37	-0,37	0,73%
100	954,93	961,02	100,64	-0,64	0,63%
150	1432,39	1444,91	151,31	-1,31	0,87%
200	1909,86	1900,55	199,03	0,97	0,49%
250	2387,32	2379,83	249,22	0,78	0,31%
300	2864,79	2856,49	299,13	0,87	0,29%
350	3342,25	3327,04	348,41	1,59	0,46%

Для того, щоб отримати експериментальне значення похибки квантування підставимо в рівняння (3.4) отриману статичну характеристику з експериментальних досліджень кутової швидкості, замість експоненційної моделі ОВ. Результати порівняння та характеристику похибки моделі в часі показано на рисунку 5.21.

Як видно, з графіків, експериментальні значення похибки квантування повторюють тренд похибки квантування теоретичної експоненційної моделі, а максимальне значення похибки квантування експериментальних даних становить 0,85%.

Для розрахунку експериментального значення похибки дискретизації скористаємось рівнянням (3.5), та (3.8), замінивши експоненційну модель ОВ експериментальними даними кутової швидкості АД. Результати порівняння та

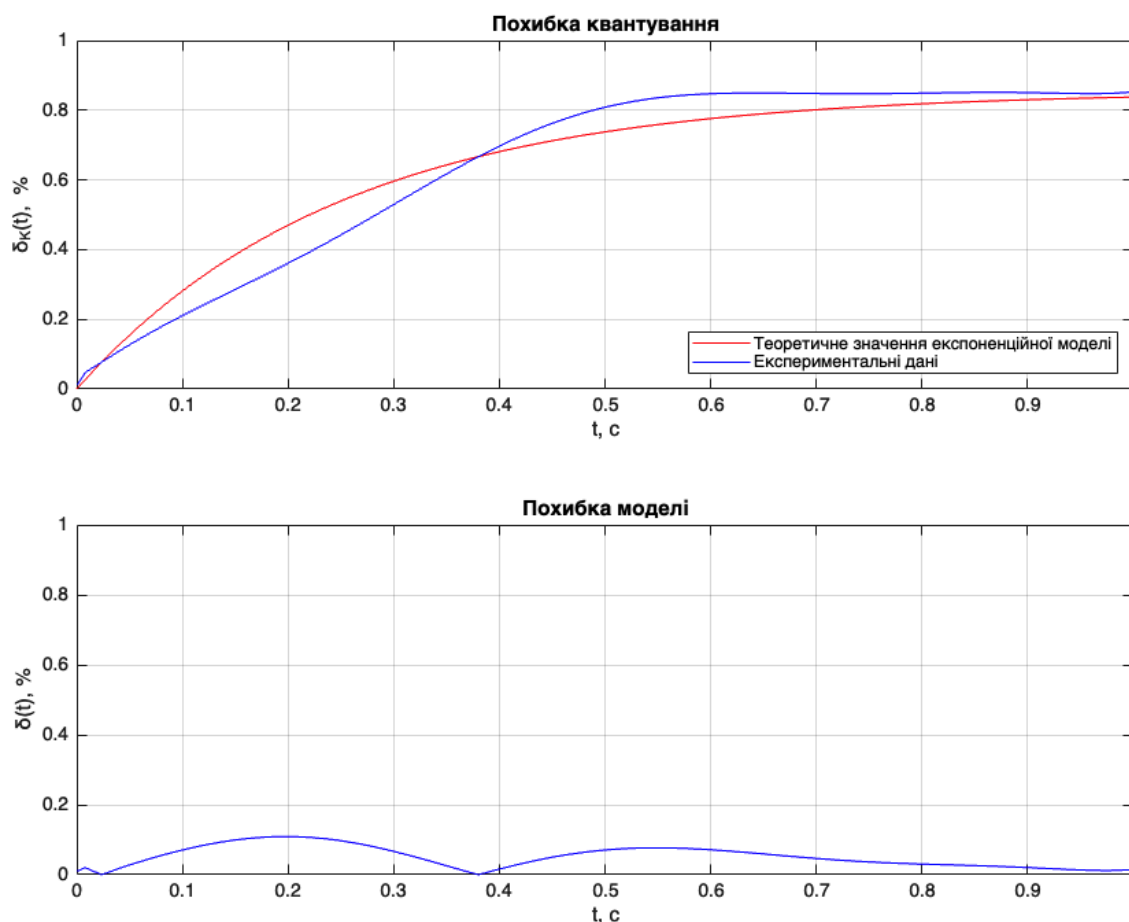


Рис. 5.21: Порівняння результатів математичного моделювання та експериментальних даних похибки квантування

характеристику похибки моделі в часі показано на рисунку 5.22.

Відповідно до отриманих характеристик експериментальних даних зміни похибки дискретизації в часі, вона перевищує теоретичне значення експоненційної моделі, на відрізку від 0,13 с до 0,5 с. На відрізку до 0,13 с експериментальні значення похибки дискретизації не перевищують теоретично розраховані для експоненційної моделі ОВ, максимальне значення похибки дискретизації в діапазоні вимірювання становить 0.1 рад/с.

Перед порівнянням інших динамічних характеристик, розглянемо отримані метрологічні характеристики вимірювання кутової швидкості в розрізі порівняння з відомими, існуючими ЗВ. Для даного етапу було обрано три інші засоби вимірювання кутової швидкості: зразковий, безконтактний лазерний тахометр PS2234, контактний тахометр Walcom DT2235A, а також експериментальний частотний тахометричний перетворювач за [45] (для останнього було використано теоретичні дані, за браком наведених в роботі експериментальних даних). Порівняння метрологічних характеристик зведено

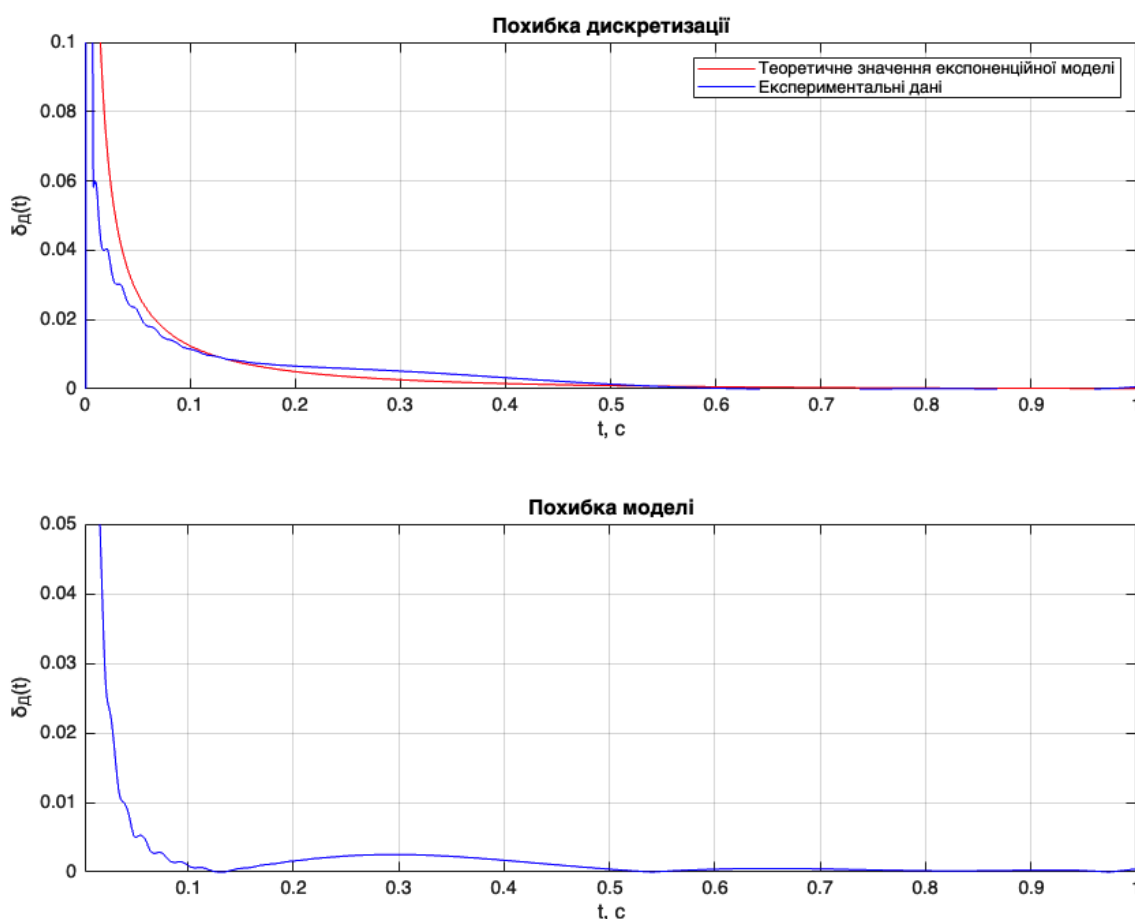


Рис. 5.22: Порівняння результатів математичного моделювання та експериментальних даних похибки дискретизації

в таблицю 5.2.

Розроблений експериментальний зразок демонструє конкурентні метрологічні характеристики в порівнянні з існуючими засобами вимірювання. Зокрема, нижня межа вимірювання розробленого зразка становить дещо вище за аналогічний показник контактного тахометра, проте значно краща за частотний тахометричний перетворювач (20 рад/с). Це свідчить про можливість використання нового зразка для вимірювань на низьких кутових швидкостях.

Щодо верхньої межі вимірювання, розроблений зразок має показник, що є нижчим, ніж у більшості порівнюваних пристроїв, проте новий зразок залишається ефективним для більшості практичних застосувань до ОВ, де такі швидкості не є необхідними.

Однією з головних переваг розробленого зразка є його роздільна здатність, яка значно перевищує аналогічні показники інших пристроїв. Така висока роздільна здатність забезпечує точні вимірювання, що є критично важливим для проведення наукових досліджень та інженерних розрахунків.

Табл. 5.2: Порівняння метрологічних характеристик розробленого експериментального зразку з відомими засобами вимірювання

Метрологічні характеристики ЗВ	Лазерний тахометр PS2234	Контактний тахометр Walcom DT2235A	Частотний тахометричний перетворювач	Розроблений експериментальний зразок ЗВ
Нижня межа вимірювання	0,26 рад/с	0,05 рад/с	20 рад/с	0,56 рад/с
Верхня межа вимірювання	10 471 рад/с	2000 рад/с	500 рад/с	368 рад/с
Роздільна здатність	0,1 рад/с	0,1 рад/с	0,0004 рад/с	0,0002 рад/с
Швидкодія	>0,5 с	>0,5 с	0,25 с	<0,1 с
Похибка квантування	-	-	-	0,85 %
Похибка дискретизації	0,1 рад/с	0,1 рад/с	-	0,1 рад/с
Клас точності	0,02	0,05	1,5	1

Результати порівняння свідчать про потенційну ефективність та конкурентоспроможність нового зразка в порівнянні з існуючими рішеннями на ринку.

Наступним етапом порівняємо експериментальні дані динамічного моменту, та побудуємо динамічну механічну характеристику на базі отриманих експериментальних значень кутової швидкості. Як було показано в підрозділі 2.3, диференціювання експериментальних даних безпосередньо після їх отримання є некоректною операцією з точки зору вимірювань, тому для визначення динамічного моменту скористаємося апроксимацією експериментальних даних, за методикою, описаною в підрозділі 4.2.3. Порівняння теоретичних та експериментальних графіків динамічного моменту показано на рисунку 5.23.

При порівнянні розрахованих графіків динамічного моменту (з математичної моделі та після обробки експериментальних даних), спостерігається повна відповідність форми, в початковій фазі перехідного процесу видно відмінності, через апроксимацію великих коливань, спричинених диференціюванням провалів швидкості АД на першому етапі розгону.

Ці розбіжності детально кількісно оцінюються та аналізуються для подальшого удосконалення моделей.

Далі, в дослідженні динамічних механічних характеристик показана взаємодія крутного моменту з кутовою швидкістю, демонструючи реакцію двигуна на зміну навантажень і швидкостей. Експериментальні дані слідує за трендом, встановленим математичною моделлю, спостерігаються відмінності, через апроксимацію великих коливань, спричинених диференціюванням провалів швидкості АД на першому етапі розгону, як було зазначено вище.

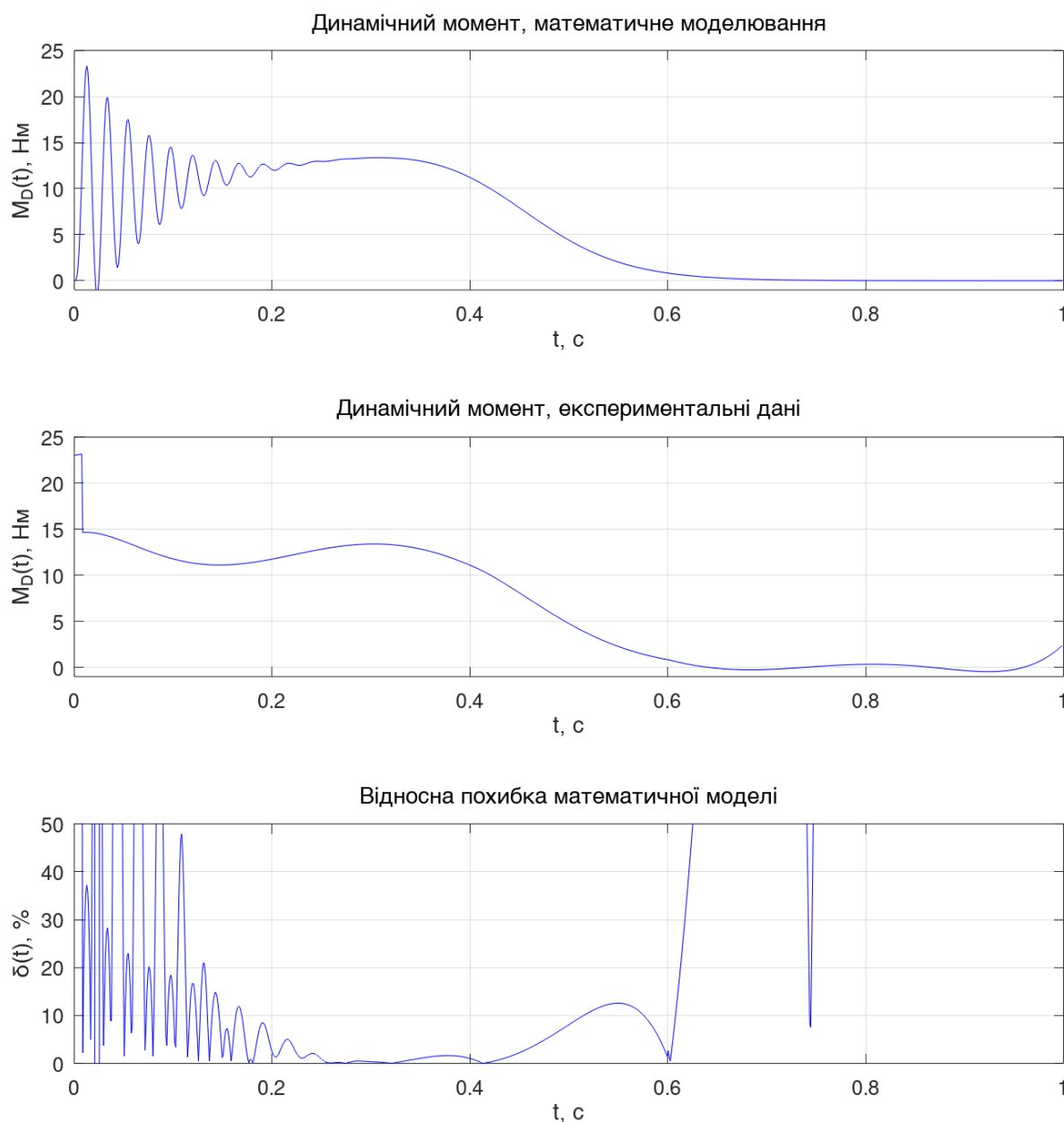


Рис. 5.23: Порівняння результатів математичного моделювання динамічного моменту АІР71 В2 та його обчислення з експериментальних даних

Порівняння графіків динамічних механічних характеристик показано на рисунку 5.24.

Аналогічні порівняння проведено для експериментальних досліджень синхронного двигуна ВМР1002R3NA2А та двигуна постійного струму МУ1025, графіки наведено в додатках І та К, відповідно. Для синхронного двигуна похибка квантування не перевищує 0,85%, похибка дискретизації 0,017 рад/с, а для двигуна постійного струму 0,79% та 0,05 рад/с відповідно. При цьому в обох випадках похибка математичної моделі є допустимою на усьому діапазоні вимірювання динамічних характеристик.

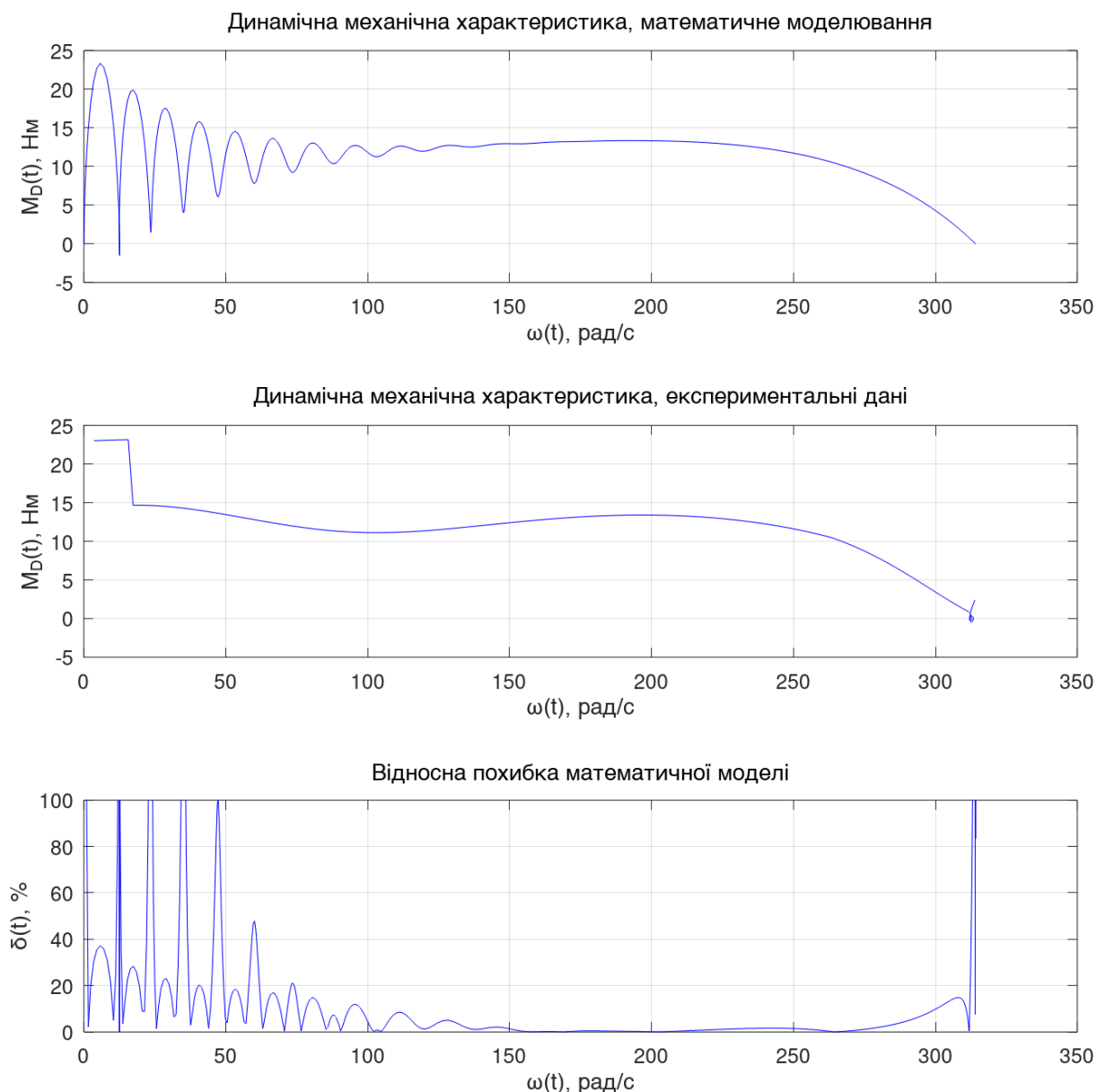


Рис. 5.24: Порівняння результатів математичного моделювання динамічної механічної характеристики АІР71 В2 та її обчислення з експериментальних даних

Результати порівняння вказують на те, що математична модель забезпечує тверду основу для розуміння динаміки двигуна, проте вона вимагає коригування, щоб рахуватись з відхиленнями, спостереженими під час експериментальної фази.

Аналогічним чином і етап обробки експериментальних даних має зони для покращення та внесення коректив для отримання більш якісних результатів динамічних вимірювань параметрів обертального руху ЕМ. Ці корективи є дуже важливими для покращення передбачуваності та підвищення ефективності процесів проведення динамічних вимірювань у різних напрямках реалізації

інформаційно-вимірювальних систем.

5.5 Висновки до розділу 5

У п'ятому розділі даної роботи було проведено опис апаратно-програмної реалізації експериментального зразка мікроконтролерного тахометра миттєвих значень для вимірювання кутової швидкості електричних машин в перехідних режимах їх роботи.

На основі отриманих у попередніх розділах результатів було розроблено функціональні та електричні принципові схеми системи вимірювання динамічних параметрів обертального руху електричних машин. Основними елементами цієї системи є мікроконтролерний тахометр миттєвих значень, інкрементальний енкодер та блоки обробки сигналів, які стали основою апаратної реалізації ЗВ.

Розроблено експериментальний зразок мікроконтролерного засобу вимірювання динамічних параметрів обертального руху, який забезпечує вимірювання кутової швидкості, кутового прискорення та динамічного моменту електричних машин у перехідних режимах роботи. ЗВ використовує інкрементальний енкодер з наскрізним валом, що мінімізує похибки, пов'язані з механічним з'єднанням ОВ та сенсора.

Проведено експериментальні дослідження кутової швидкості та кутового прискорення електричних машин. Дані отримано за допомогою розробленого експериментального зразка, та оброблено в програмному середовищі GNU Octave.

Використання цифрової фільтрації та апроксимації експериментальних даних перед обробкою забезпечило високу якість диференціювання, що дозволило отримати коректні значення кутового прискорення та динамічного моменту. Визначення динамічного моменту здійснювалося шляхом множення кутового прискорення на момент інерції електродвигуна, отриманого з паспортних даних ОВ. Це дозволило побудувати графік залежності динамічного моменту від часу.

Також проведено порівняльний аналіз похибок квантування та дискретизації експериментального зразка з теоретичними моделями. Експериментальні значення похибок добре корелюють з теоретичними, що підтверджує заявлену точність розробленого пристрою. Максимальна похибка квантування становила

0,85%, а максимальна похибка дискретизації — 0,1 рад/с.

Вимірювання показали, що відносна похибка не перевищує 1%, що відповідає класу точності 1 для даного ЗВ. Це дозволяє використовувати його в заданому діапазоні кутової швидкості, для обраного ОВ.

Для забезпечення умов експериментальних досліджень було розроблено трифазний інверторний модуль, який забезпечує стабільну подачу повторюваних миттєвих значень напруги на статор ОВ. Це дозволило створити необхідні умови для проведення динамічних вимірювань, виключаючи вплив варіативності параметрів електричної мережі на результати експериментів.

В розділі подано результати експериментальних досліджень, які включали дослідження, проведені в лабораторних умовах. Вони підтвердили справедливості отриманих теоретичних результатів, представлених в дисертаційній роботі. Зокрема, було встановлено, що запропонована система дозволяє забезпечити точність вимірювань кутової швидкості та динамічних параметрів обертального руху електричних машин у перехідних режимах, з похибкою, властивою для статичних вимірювань.

Впровадження розробленої системи позитивно вплине на надійність та ефективність досліджень та випробувань електричних машин, дозволяє проводити більш точну діагностику та оперативно виявляти потенційні відмови в процесі контролю динамічних параметрів.

ОСНОВНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

В дисертаційній роботі розв'язана актуальна проблема підвищення точності та розширення діапазону динамічних вимірювань параметрів обертального руху в перехідних режимах роботи електричних машин в досліді холостого ходу, що має велике науково-прикладне значення.

Дослідження спрямоване на розробку нових методів та апаратно-програмних засобів отримання, обробки та аналізу результатів динамічних вимірювань, під час випробувань електричних машин в досліді холостого ходу.

Очікується, що результати дослідження сприятимуть суттєвому скороченню часу проведення випробувань електричних машин, підвищенню якості та ефективності випробувань, а також допоможуть покращити конкурентоспроможність виробників електричних машин на ринку електротехнічної продукції.

В теоретичному аспекті:

- Отримав подальший розвиток метод підвищення точності, який від відомих відрізняється тим, що динамічну похибку зведено до мінімуму за рахунок виключення накладання перехідного процесу муфти спряження на перехідну характеристику електричної машини, а систематичну похибку шляхом введення поправочної функції на періодичну систематичну похибку ексцентриситету.
- Вперше розроблено метод нормування похибок квантування і дискретизації в процесі порівняння вимірюваної і зразкової величин протягом перехідного процесу електричної машини шляхом адаптації роздільної здатності енкодера до миттєвих значень кутової швидкості в кожен момент часу.
- Вдосконалено метод сумісних вимірювань кутової швидкості в усьому діапазоні її зміни протягом перехідного процесу, який на відміну від відомих, дозволяє реалізувати однакові умови вимірювання кутової швидкості електричної машини при кожному її повторному запуску, що забезпечує повторюваність динамічних вимірювань її перехідної характеристики та зменшення похибки від нестабільності напруги

живлення обмоток статора завдяки однаковим номінальним значенням амплітуди, частоти та початкових фаз.

В інженерно-технічному аспекті - розроблено мікропроцесорний засіб для динамічних вимірювань параметрів обертального руху (кутова швидкість, кутове прискорення, динамічний момент) електричних машин, який має наступні особливості:

- Запропоновано використання енкодера з наскрізним кріпленням, безпосередньо на валу ЕМ, що дозволяє усунути систематичну періодичну похибку ексцентриситету та динамічну похибку, що викликана накладанням перехідного процесу муфти на перехідний процес електричної машини.
- Розроблено інверторний силовий модуль, для запуску електричної машини, який дозволяє забезпечити умови вимірювання кутової швидкості (однакові, повторювані значення амплітуди, частоти та початкових фаз напруги для кожної фази живлячої трифазної мережі), шляхом прикладання до двигуна незмінних миттєвих значень напруги при кожному його повторному запуску.
- Розроблено структурну, функціональні та схеми електричні принципові, алгоритмічне і програмне забезпечення мікропроцесорного засобу динамічних вимірювань параметрів обертального руху.

Результати фізичного моделювання мікропроцесорного засобу та його складових підтверджують адекватність отриманих в роботі математичних моделей, функцій перетворення, метрологічних моделей похибок квантування та дискретизації, аналітичних залежностей для оцінювання нижньої та верхньої меж діапазону вимірювання.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- [1] Gupta S. V., *Units of Measurement*. Springer Berlin, Heidelberg, 2010, с. 158.
- [2] Кухарчук В. В., Ведміцький Ю. Г. та Граняк В. Ф., *Вимірювання параметрів обертального руху електромеханічних перетворювачів енергії в перехідних режимах роботи. Монографія*. Вінниця: ВНТУ, 2018, с. 138.
- [3] Кухарчук В. В., Кучерук В. Ю., Володарський Є. Т. та Грабко В. В., *Основи метрології та електричних вимірювань*. Херсон: Олді-плюс, 2013, с. 538.
- [4] Кухарчук В. В., «Спосіб апаратно-програмної реалізації вимірювання частоти періодичного сигналу,» *Вісник ВПІ*, № 3, с. 6, 1994.
- [5] Кухарчук В. В. та Ведміцький Ю. Г., «Вимірювальний канал частоти з нормованими метрологічними характеристиками. Стаціонарний режим,» *Вісник ВПІ*, № 6, с. 5, 2004.
- [6] Кухарчук В. В. та Ведміцький Ю. Г., «Вимірювальний канал частоти з нормованими метрологічними характеристиками. Динамічний режим,» *Вісник ВПІ*, № 1, с. 4, 2005.
- [7] Кухарчук В. В. та Юкиш М. Й., *Оптико-електронні засоби контролю параметрів обертального руху на основі просторової модуляції. Монографія*. Вінниця: ВНТУ, 2009, с. 138.
- [8] Кухарчук В. В. та Кучерук В. Ю., «Аналіз та практична реалізація мікропроцесорного засобу вимірювання кутової швидкості обертання електричних машин,» *Вісник ВПІ*, № 2, с. 5, 1995.
- [9] Кухарчук В. В. та Ведміцький Ю. Г., «Узагальнена математична модель просторово-оптичного перетворення кутової швидкості та моменту інерції в задачах аналізу та синтезу,» *Вісник ВПІ*, № 4, с. 8, 2007.
- [10] Кухарчук В. В., *Елементи теорії контролю динамічних параметрів електричних машин. Монографія*. Вінниця: Універсум, 1998, с. 125.
- [11] Кухарчук В. В. та Кучерук В. Ю., «Аналіз динамічних властивостей тахометричних перетворювачів,» *Технічна електродинаміка*, т. 1, № 4, с. 103—107, 2000.

- [12] United States Department of Defense, *Military Handbook: Encoders - Shaft Angle To Digital*. MIL-HDBK-231A, 1991, c. 329.
- [13] HENGSTLER. «Coupling technical datasheet.» (2021), url: <https://docs.rs-online.com/c210/0900766b811dbf38.pdf>.
- [14] Wikipedia. «GPS.» (2024), url: <https://uk.wikipedia.org/wiki/GPS>.
- [15] Howard Austerlitz, *CHAPTER 2 - Analog Signal Transducers*. Academic Press, 2003, c. 6—28.
- [16] Asahi Kasei Microdevices Corporation. «Principle and advantages of magnetic encoder.» (2023), url: <https://www.akm.com/eu/en/products/rotation-angle-sensor/tutorial/magnetic-encoder/>.
- [17] Asahi Kasei Microdevices Corporation. «Encoder types and mechanism.» (2023), url: <https://www.akm.com/us/en/products/rotation-angle-sensor/tutorial/type-mechanism-1/>.
- [18] Dynapar. «What Are Absolute Encoders and When to Use Them.» (2024), url: <https://www.dynapar.com/technology/absolute-rotary-encoders/>.
- [19] Scott Bryson, «Incremental Rotary Encoders,» в *Texas Instruments Application Brief*, 2022.
- [20] Степанковський Ю. В., *Перетворюючі пристрої приладів. Ч2. Інформаційні електричні мікромашини. Навчальний посібник*. Київ: Електронне видання. НТУУ «КПІ», 2014, с. 53.
- [21] J. E. Shigley, C. R. Mischke та R. G. Budynas, *Mechanical Engineering Design*, 9th. New York, NY: McGraw-Hill, 2014, с. 1104.
- [22] ELTRA-trade. «Encoder coupling types.» (2023), url: <https://eltra-trade.com/blog/encoder-coupling-types>.
- [23] Поджаренко В. А., Азаров А. Д., Власенко В. А. та Коваленко И. И., *Избыточные системы счисления, моделирование, обработка данных и системное проектирование в технике преобразования информации*. Київ: Вища школа, 1990, с. 208.

- [24] Кучерук В. Ю., *Елементи теорії побудови систем технічного діагностування електромоторів. Монографія.* Вінниця: Універсум, 2003, с. 194.
- [25] Mrityunjay Bhattacharyya, *Electrical Machines Modelling and Analysis.* Dheli: PHI Learning Private Limited, 2016, с. 512.
- [26] Juan A. Martinez-Velasco, *Transient Analysis of Power Systems: A Practical Approach.* Barcelona: John Wiley & Sons, 2020, с. 624.
- [27] J. R. Dormand та P. J. Prince, «A family of embedded Runge-Kutta formulae,» *Journal of Computational and Applied Mathematics*, т. 6, с. 19—26, 1980.
- [28] Inc. The MathWorks. «Math. Graphics. Programming.» (2023), url: <https://www.mathworks.com/products/matlab.html>.
- [29] John W. Eaton. «GNU Octave. Scientific Programming Language.» (2023), url: <https://octave.org/>.
- [30] Inc. Free Software Foundation. «General Public License.» (2007), url: <https://www.gnu.org/licenses/gpl-3.0.txt>.
- [31] Міністерство економічного розвитку і торгівлі України, *ДСТУ EN 50160-2014. Якість електричної енергії. Характеристики напруги в електричних мережах*, Державний стандарт України, 2014.
- [32] Чорний О. П., Луговой А. В., Родькін Д. Й., Сисюк Г. Ю. та Садовой О. В., *Модельовання електромеханічних систем.* Кременчук, 2001, с. 536.
- [33] G. W. Staats та Lin Xian-Shu, «Maximum Permissible Slip for Synchronizing Salient-Pole Synchronous Motors,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, т. EC-2, № 3, с. 444—449, 1987.
- [34] Pawel Zalas, Tomasz Zawilak та Jan Zawilak, «Synchronization process of permanent magnet synchronous motor from over synchronous speed,» в *2015 Selected Problems of Electrical Engineering and Electronics (WZEE)*, 2015, с. 1—4.
- [35] Gerry Oscarson, Jack Imbertson, Ben Imbertson та Steve Moll, *The ABC's of Synchronous Motors*, WEG Electric Machinery brochure, 2014.
- [36] T.A. Lipo, *Analysis of Synchronous Machines.* CRC Press, 2017.

- [37] S. S. Kalsi та T. A. Lipo, *A Modal Approach to the Transient Analysis of Synchronous Machines*. Ithaca: Corporate Research та Development, General Electric Company, 1977.
- [38] Bahram Amin, *Induction Motors Analysis and Torque Control*. Heidelberg: Springer Berlin, Heidelberg, 2001, с. 262.
- [39] Octave Docs. «GNU Octave. Matlab-compatible solvers.» (2023), url: https://docs.octave.org/latest/Matlab_002dcompatible-solvers.html#XREFode15s.
- [40] Wikipedia. «Backward differentiation formula.» (2023), url: https://en.wikipedia.org/wiki/Backward_differentiation_formula.
- [41] Peter Vas, *Steady-State and Transient Operation Of D.C. Machines and D.C. Motor Drives*. Oxford: Oxford University Press, 1993.
- [42] Kovacs P. A., *Transient Phenomena in Electrical Machines*. Budapest: Akademiai Kiado, 1984, с. 391.
- [43] R+W Coupling Technologies. «TORSIONALLY ELASTIC COUPLINGS.» (2021), url: <https://www.rw-couplings.com/product/bk6/>.
- [44] Промислова група "СЕНСОР". «ЛИР-825.» (2014), url: <http://www.sensor.dp.ua/?catalog&dep=371>.
- [45] Кулаков Павло Ігорович, «Розробка та дослідження пристрою контролю характеристик роторної системи з газомagnetним підвісом,» автореф. дис. канд. тех. наук, Вінницький державний технічний університет, Вінниця, 1999.
- [46] Patrick F. Dunn та Michael P. Davis, *Measurement and Data Analysis for Engineering and Science*. Boca Raton: CRC Press, 2017, с. 484.
- [47] John P. Buonaccorsi, *Measurement Error Models, Methods, and Applications*. New York: CRC Press, 2010.
- [48] Octave Forge. «GNU Octave :randn function.» (2023), url: <https://octave.sourceforge.io/octave/function/randn.html>.
- [49] G. Marsaglia та W. W. Tsang, «The Ziggurat Method for Generating Random Variables,» *Journal of Statistical Software*, т. 5, № 8, с. 1—7, 2000.

- [50] Libretexts Mathematics. «Exponential Growth and Decay.» (2024), url: https://math.libretexts.org/Courses/Monroe_Community_College/MTH_211_Calculus_II/%20Chapter_6%3A_Applications_of_Integration/6.8%3A_Exponential_Growth_and_Decay.
- [51] Поджаренко В. А., Кулаков П. І. та Кухарчук В. В, «Аналіз математичних моделей вимірювального перетворення параметрів асинхронних машин,» *Вимірювальна техніка та метрологія*, № 55, с. 153—159, 1999.
- [52] Rolf Sundberg, *Statistical Modelling by Exponential Families*. Cambridge University Press, 2019, с. 296.
- [53] Octave Docs. «GNU Octave. Functions.» (2024), url: <https://octave.sourceforge.io/octave/function/fminunc.html>.
- [54] Jan Snyman, *Practical Mathematical Optimization: An Introduction to Basic Optimization Theory and Classical and New Gradient-Based Algorithms*. Springer, 2005, с. 258.
- [55] Math Works Help Center. «Moving Average Filter.» (2023), url: <https://www.mathworks.com/help/econ/filtering.html>.
- [56] О.М. Закладний, В.В. Прокопенко та О.О. Закладний, *Електропривод*. Київ: НТУУ «КПІ», 2008, с. 316.
- [57] В. Ю. Кучерук, В. В. Кухарчук, В. Б. Дудикевич та А. В. Поджаренко, «Методологія вимірювання моменту інерції ротору електричних машин,» *Проблемы создания новых машин и технологий. Научные труды КГПИ.*, № 1, с. 113—119, 2000.
- [58] Кухарчук В. В. та Голодюк В. С., «Засіб динамічних вимірювань параметрів обертового руху електричних машин в перехідних режимах роботи,» в *XIV Міжнародна науково-практична конференція "Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси"(ІРТК-2021). Збірка тез*, 2023, с. 87—89.
- [59] О.М. Vasilevskyi, «Means for measuring the dynamic torque of electric motors and an analysis of its accuracy,» *Vymiriuvalna tekhnika ta metrologiia*, т. 73, с. 52—56, 2012, In Ukrainian.

- [60] Antonio Armenta, «Measuring the Force of Rotation: Torque Sensors,» *Control.com*, 2021, Available online: <https://control.com/technical-articles/measuring-the-force-of-rotation-torque-sensors/>.
- [61] Кухарчук В. В., Голодюк В. С. та Бойко С. М., «Спосіб покращення повторюваності динамічних вимірювань перехідної характеристики асинхронних машин,» в *XVI Міжнародна науково-практична конференція "Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси"(IPTK-2023). Збірка тез*, 2023, с. 140—143.
- [62] X. Liu, M. Tanaka та M. Okutomi, «Noise reduction by vector-valued image smoothing,» в *IEEE Transactions on Image Processing*, IEEE, т. 16, 2007, с. 2124—2137.
- [63] William H Press, Saul A Teukolsky, William T Vetterling та Brian P Flannery, *Numerical Recipes 3rd Edition: The Art of Scientific Computing*. Cambridge University Press, 2007.
- [64] Octave Forge. «1-D digital filter.» (2023), url: <https://octave.sourceforge.io/octave/function/filter.html>.
- [65] Alan V Oppenheim та Ronald W Schaffer, *Discrete-time signal processing*. Pearson, 2010, с. 893.
- [66] John G Proakis та Dimitris G Manolakis, *Digital signal processing: Principles, algorithms, and applications*. Prentice-Hall, 2007, с. 1033.
- [67] Є. В. Бодянський та О. Ф. Підченко, *Методи та засоби цифрової обробки сигналів*. Видавництво Національного університету "Львівська політехніка", 2005.
- [68] В. І. Яковлєв, О. В. Коваленко та Я. О. Тараненко, *Цифрова обробка сигналів: теорія та практика*. Видавничий дім "Академперіодика", 2018.
- [69] J. Le Bihan, «Maximally linear FIR digital differentiators,» *J. Circuits, Syst., Signal Processing*, т. 14, № 5, с. 633—637, 1995.
- [70] J. Le Bihan, «Coefficients of FIR digital differentiators and Hilbert transformers for midband frequencies,» *IEEE Trans. on Circuits and Systems II*, т. 43, № 3, с. 272—274, 1996.

- [71] B. Carlsson, «Maximum flat digital differentiator,» *Electron. Lett.*, т. 27, № 8, с. 675—677, 1991.
- [72] I. W. Selesnick, «Maximally flat lowpass digital differentiators,» *IEEE Trans. on Circuits and Systems II*, т. 49, № 3, с. 219—223, 2002.
- [73] B. Kumar та S. C. Dutta Roy, «Design of digital differentiators for low frequencies,» *Proc. IEEE*, т. 76, № 3, с. 287—289, 1988.
- [74] Ivan W. Selesnick, «Narrowband lowpass digital differentiator design,» *Brooklyn Polytechnic University*, 2002.
- [75] Octave Forge. «Filter x with the FIR filte.» (2023), url: <https://octave.sourceforge.io/octave/function/fftfilt.html>.
- [76] The MathWorks Inc. «Polynomial Models.» (2024), url: <https://www.mathworks.com/help/curvefit/polynomial.html>.
- [77] The MathWorks Inc. «Evaluating Goodness of Fit.» (2024), url: <https://www.mathworks.com/help/curvefit/evaluating-goodness-of-fit.html>.
- [78] *Comma-separated values — Wikipedia, The Free Encyclopedia*, Accessed: 20.03.2024, 2024. url: https://en.wikipedia.org/wiki/Comma-separated_values.
- [79] V. Y. Kucheruk та V. V. Kukharchuk, «Analysis and practical implementation of a microprocessor tool for measuring the angular speed of rotation of electric machines,» *Visnyk VPI*, т. 1995, № 2, с. 12—16, 1995.
- [80] V. V. Kukharchuk, S. V. Pavlov, V. S. Holodiuk та ін., «Information Conversion in Measuring Channels with Optoelectronic Sensors,» *Sensors*, т. 22, с. 271, 2022.
- [81] *Електродвигун АИР71В2, 1.1кВт, 3000об/хв*, Дата доступу: 21.02.2024, 2023. url: <https://slemz.com.ua/elektrodiviguni/zagalnopromyslovi/elektrodivygun-air-71v2-1-1kvt-3000obhv#tehnicheskije>.
- [82] ST Microelectronics. «STM32 32-bit Arm Cortex MCUs.» (2024), url: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32-32-bit-arm-cortex-mcus.html>.

- [83] ST Microelectronics. «STM32F4 series of high-performance MCUs with DSP and FPU instructions.» (2024), url: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f4-series.html>.
- [84] ST Microelectronics. «STM32F407/417.» (2023), url: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f407-417.html>.
- [85] Thomas Alsop. «Leading microcontroller unit manufacturers worldwide in 2021, by market share.» (2022), url: <https://www.statista.com/statistics/1327509/top-mcu-suppliers-worldwide/>.
- [86] Toni McConnel. «STMicroelectronics add low-cost MCU to STM32F4 Series.» (2013), url: <https://www.embedded.com/stmicroelectronics-add-low-cost-mcu-to-stm32f4-series/>.
- [87] Yasser Mostafa Kadah, *STM32 MICROCONTROLLER: GENERAL-PURPOSE TIMERS TIM2-TIM5*, Дата доступу: 25.02.2024, 2023. url: https://www.k-space.org/Class_Info/STM32_Lec5.pdf.
- [88] Shawn Hymel. «Getting Started with STM32 - Timers and Timer Interrupts.» (2023), url: <https://www.digikey.com/en/maker/projects/getting-started-with-stm32-timers-and-timer-interrupts/d08e6493cefa486fb1e79c43c0b08cc6>.
- [89] *STM32F4 Series - PDF Documentation*, Accessed: 2024-03-24. url: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f4-series.html>.
- [90] Вільна енциклопедія Вікіпедія, *Вентильний електродвигун*, uk, Дата звернення: 18.03.2024, 2024. url: <https://w.wiki/9ZFe>.
- [91] H. Nyquist, «Certain topics in telegraph transmission theory,» *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, т. 47, с. 617—644, 1928.
- [92] DYNAPAR. «Incremental encoder catalog.» (2023), url: https://www.dynapar.com/ecatalog/incremental-encoders?resolution_ppr=1025-2540.
- [93] Leine & Linde AB. «Hollow shaft or solid shaft encoders?» (2021), url: <https://www.leinelinde.com/support/tech-corner/encoder-technology/hollow-shaft-or-solid-shaft-encoders/>.

- [94] DYNAPAR. «Building the Right Foundation with a Hollow Shaft Encoder.» (2024), url: <https://www.dynapar.com/technology/hollow-shaft-encoder/>.
- [95] Кухарчук В. В., Голодюк В. С. та Бойко С. М., «Спосіб покращення повторюваності динамічних вимірювань перехідної характеристики асинхронних машин,» в *XVI Міжнародна науково-практична конференція "Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси"(ІРТК-2023). Збірка тез, 2023.*
- [96] Кухарчук В. В., Голодюк В. С. та Дейбук Д. В., «Особливості апаратно-програмної реалізації мікроконтролерних тахометрів,» в *LII Науково-технічна конференція факультету електроенергетики та електромеханіки, ВНТУ, Вінницький національний технічний університет, 2023.*
- [97] CALT Sensor. «GHH90 incremental encoder series.» (2022), url: <https://caltensor.com/product/hollow-shaft-rotary-encoder-ghh90-series/>.
- [98] Wikipedia. «Push-pull output.» (2023), url: <https://w.wiki/9crh>.
- [99] Wikipedia. «Open collector.» (2024), url: <https://w.wiki/9cri>.
- [100] Wikipedia. «EIA-422.» (2024), url: <https://uk.wikipedia.org/wiki/EIA-422>.
- [101] КАРПОВ Е. А., ПОДЖАРЕНКО В. А., КУХАРЧУК В. В. та МЕЛЬНИЧУК П. Л., «Устройство для измерения скорости вращения,» Авторське свідоцтво СРСР 1 262 385, Інформація про видачу, 1986.
- [102] Arm Limited (or its affiliates). «Nested Vectored Interrupt Controller.» (2024), url: <https://developer.arm.com/documentation/ddi0439/b/Nested-Vectored-Interrupt-Controller>.
- [103] Wikipedia. «Universal asynchronous receiver/transmitter.» (2023), url: <https://w.wiki/9cXM>.
- [104] Joseph Yiu, *The Definitive Guide to ARM® Cortex®-M3 and Cortex®-M4 Processors*. Elsevier, 2013.

- [105] Jonathan W. Valvano, *Embedded Systems: Real-Time Interfacing to Arm Cortex-M Microcontrollers*. CreateSpace Independent Publishing Platform, 2012.
- [106] Timothy Chou, *Precision: Principles, Practices and Solutions for the Internet of Things*. CreateSpace Independent Publishing Platform, 2016.
- [107] Boris Beizer, *Software Testing Techniques*. Van Nostrand Reinhold Co., 1990.
- [108] Dominic Symes Andrew N. Sloss та Chris Wright, *ARM System Developer's Guide: Designing and Optimizing System Software*. Morgan Kaufmann, 2004.
- [109] Грабко В. В., Розводюк М. П., Левицький С. М. та Казак М. О., *Експериментальні дослідження електричних машин. Частина III. Асинхронні машини*. Вінниця: ВНТУ, 2007, с. 197.
- [110] Solbakken Yngve. «Space vector pwm intro.» (2017), url: <https://www.switchcraft.org/learning/2017/3/15/space-vector-pwm-intro>.
- [111] Chapman Stephen J., *Electric Machinery Fundamentals*. McGraw-Hill, 2005.
- [112] Mohan Ned, Undeland Tore M. та Robbins William P., *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. John Wiley & Sons, 2003.
- [113] Kassakian John G., Schlecht Martin F. та Verghese George C., *Principles of Power Electronics*. Addison-Wesley, 1991.
- [114] Pressman Abraham I., Billings Keith та Morey Taylor, *Switching Power Supply Design*. McGraw-Hill Education, 2009.
- [115] Erickson Robert W., *Fundamentals of Power Electronics*. Springer, 2001.
- [116] Imperix. «Power Inverter Modules.» (2024), url: <https://imperix.com/products/power-inverter-modules/>.
- [117] Hughes Austin та Drury Bill, *Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications*. Newnes, 2019.
- [118] Franklin Gene F., Powell J. Da та Workman Michael, *Digital Control of Dynamic Systems*. Addison-Wesley, 1998.
- [119] Texas Instruments. «Code Composer Studio™ integrated development environment (IDE).» (2024), url: <https://www.ti.com/tool/CCSTUDIO>.
- [120] ST Microelectronics. «STM32Cube initialization code generator.» (2024), url: <https://www.st.com/en/development-tools/stm32cubemx.html>.

- [121] GitHub Inc. «GitHub. Cloud-based platform where you can store, share, and work together with others to write code.» (2024), url: <https://github.com/>.
- [122] Ltd. ROHM Co. «SiC. What are SiC Semiconductors?» (2024), url: <https://www.rohm.com/electronics-basics/sic/what-are-sic-semiconductors>.
- [123] The MathWorks Inc. «Space Vector Modulation (SVM) for Motor Control.» (2024), url: <https://www.mathworks.com/discovery/space-vector-modulation.html>.
- [124] Texas Instruments, «Clarke & Park Transforms on the TMS320C2xx,» Texas Instruments Incorporated, Application Report BPRA048, 1997.
- [125] Amrutha G Nair, ANANDKRISHNAN K V, Ismayil C., Sukesh A та Anilkumar T T, «Comparative Study of Third and Ninth Harmonics Injected Sinusoidal Pulse Width Modulation for Induction Motor Application,» в *Proceedings of the International Conference on Systems, Energy and Environment 2022 (ICSEE 2022)*, листоп. 2022.
- [126] Elprocus. «Digital Tachometer Circuit Operation using Microcontroller and their Types.» (2024), url: <https://www.elprocus.com/introduction-to-digital-tachometer-circuit-working-with-8051/>.
- [127] Liu Yunfeng, Wu Jianlei, Fan Yingying, Huang Senda та Peng Wei, «Measurement method and measurement device capable of simulating quasi-dynamic tooth correcting force at any time of correcting,» 2017.
- [128] Liu Yingsu, Cao Lei, Zhang Hanzhong та ін., «Quasi-dynamic strain measurement instrument,» 2016.

ДОДАТКИ

ДОДАТОК А

ЛІСТИНГ СКРИПТА ДЛЯ МОДЕЛЮВАННЯ АД

```

clc ();

% Using the global model parameters variables
source ( 'AM_model_parameters.m' );

% Define supply voltage parameters
function res = Usa(t)
    Um_V = 220;
    f_Hz = 50;
    w0_rads = 2*pi*f_Hz;
    res = sqrt(2)*Um_V*cos(w0_rads*t);
end

function res = Usb(t)
    Um_V = 220;
    f_Hz = 50;
    w0_rads = 2*pi*f_Hz;
    res = sqrt(2)*Um_V*sin(w0_rads*t);
end

% Define the system of differential equations
sys = @(t , y) [
    k*(Lr*(Usa(t)-Rs*y(1))+Lm*(Rr*y(3)+y(5)*(Lr*y(4)+
    +Lm*y(2)))));
    k*(Lr*(Usb(t)-Rs*y(2))+Lm*(Rr*y(4)-y(5)*(Lr*y(3)+
    +Lm*y(1)))));
    k*(Lm*(-Usa(t)+Rs*y(1))-Ls*(Rr*y(3)+y(5)*(Lr*y(4)+
    +Lm*y(2)))));
    k*(Lm*(-Usb(t)+Rs*y(2))-Ls*(Rr*y(4)-y(5)*(Lr*y(3)+
    +Lm*y(1)))));
    p/J*(m*p/2*Lm*(y(2)*y(3)-y(1)*y(4))-M0)
];

```

```

% Initial conditions and time span
y0 = [0; 0; 0; 0; 0];
tspan = 0:0.0016:0.4;

% Solve the system of differential equations using ode45
[t, sol] = ode45(sys, tspan, y0);

% Extract time values
t = tspan;

% Extract other values
Isa = sol(:, 1);
Isb = sol(:, 2);
Ira = sol(:, 3);
Irb = sol(:, 4);
Wr = sol(:, 5);

% Calculating electromagnetic torque
Me = 0.5*m*p*Lm*(Isb.*Ira - Isa.*Irb);

% Plot the results
figure;

% Font parameters
titleFontSize = 9;
titleFontName = 'Helvetica';

axisFontSize = 8;
axisFontName = 'Helvetica';

% Plotting speed
subplot(3, 1, 1); % 3 rows, 1 column, subplot 1
plot(t, Wr, "color", "b");

```

```

xlabel('t', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
ylabel('w(t)', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
set(gca, 'FontSize', axisFontSize);

```

% Plotting electromagnetic torque

```

subplot(3, 1, 2); % 3 rows, 1 column, subplot 2
plot(t, Me, "color", "b");
xlabel('t', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
ylabel('Me(t)', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
set(gca, 'FontSize', axisFontSize);

```

% Plotting torque vs speed

```

subplot(3, 1, 3); % 3 rows, 1 column, subplot 3
plot(Wr, Me, "color", "b");
xlabel('w', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
ylabel('Me(w)', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName', a
xisFontName);
set(gca, 'FontSize', axisFontSize);

```

ДОДАТОК Б

ЛІСТИНГ СКРИПТА ДЛЯ МОДЕЛЮВАННЯ СД

```
clc ();
```

```
% Define constants and parameters
```

```

p = 6;
J = 130;
M0 = 0.02;
Ra = 162.16;
Rf = 0.098;
Rad = Ra;
Rdq = 2;
Rdd = Rdq;
Lf = 0.004;
Lq = 0.0038;
Ld = 0.0012;
Ldd = 0.0038;
Ldq = 0.0012;
Mad = 0.01;
Maq = 0.01;
```

```
M = Mad;
```

```
k = -2*Mad^3+Mad^2*(Ld+Lf+Ldd)-Ld*Lf*Ldd;
```

```
k1 = Maq^2-Lq*Ldq;
```

```
% Define supply voltage parameters
```

```
function res = Ud(t)
```

```
    Um_V = 6000;
```

```
    f_Hz = 50;
```

```
    w0_rads = 2*pi*f_Hz;
```

```
    res = sqrt(2)*Um_V*sin(w0_rads*t);
```

```
end
```

```
function res = Uq(t)
```

```

Um_V = 6000;
f_Hz = 50;
w0_rads = 2*pi*f_Hz;
res = sqrt(2)*Um_V*cos(w0_rads*t);
end

function res = Uf(t)
    U_dc = 29;
    res = U_dc*t;
end

% Define the system of differential equations
sys = @(t, y) [
    (1/k)*((Mad^2-Lf*Ldd)*(Ud(t)+Lq*y(2)*y(6)+Maq*y(5)*y(6)
    -Ra*y(1))-Mad*(Mad-Ldd)*(Uf(t)-Rf*y(3)));
    (1/k1)*(Ldq*(Uq(t)-Ld*y(1)*y(6)-Mad*y(3)*y(6)-Mad*y(5)
    *y(6)-Ra*y(2))+Maq*Rdq*y(5));
    -(1/k)*(Mad*(Mad-Ldq)*(Ud(t)+Lq*y(2)*y(6)+Maq*y(5)*y(6)
    -Ra*y(1))+(Ld*Ldd-Mad^2)*(Uf(t)-Rf*y(3))+Mad*(Ld-Mad)
    *Rad*y(4));
    -(1/k1)*((Uq(t)-Ld*y(1)*y(6)-Mad*y(3)*y(6)-Mad*y(5)*y(6)
    -Ra*y(2))*Maq+Lq*Rdq*y(5));
    (1/k)*(-Mad*(Mad-Lf)*(Ud(t)+Lq*y(2)*y(6)+Maq*y(5)*y(6)
    -Ra*y(1))+Mad*(Ld-Mad)*(Uf(t)-Rf*y(3))+(Ld*Lf-Mad^2)
    *Rdd*y(4));
    (p/J)*(y(7)-M0*(y(6)));
    (M*(y(3)*y(2)+y(2)*y(4)-y(1)*y(5)))
];

% Initial conditions and time span
y0 = [0; 0; 0; 0; 0; 0; 0];
tspan = 0:0.01:2;

% Solve the system of differential equations using ode15s

```

```

[t, sol] = ode15s(sys, tspan, y0);

% Extract values
Id = sol(:, 1);
Iq = sol(:, 2);
Iff = sol(:, 3);
Idd = sol(:, 4);
Idq = sol(:, 5);
Wr = sol(:, 6);
Me = sol(:, 7);

Er = diff(Wr) ./ diff(t_i);
me = ((Er .* 25) ./ 2) + 0.1 .* Wr(1:end-1);

ppm = splinefit(t_i(1:end-1), me, 45);
Me = ppval(ppm, t_i(1:end-1));

% Plot the results
figure;

% Font parameters
titleFontSize = 9;
titleFontName = 'Helvetica';
axisFontSize = 8;
axisFontName = 'Helvetica';

% Plotting speed
subplot(3, 1, 1); % 3 rows, 1 column, subplot 1
plot(t_i, Wr, "color", "b");
xlabel('t, s', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
ylabel('w(t), p.u.', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
xlim ([0, 240]);

```

```

ylim ([0, 1]);
title('Angular speed', 'FontSize', titleFontSize, 'FontName',
titleFontName);
set(gca, 'FontSize', axisFontSize);
grid on;
% Ploting electromagnetic torque
subplot(3, 1, 2); % 3 rows, 1 column, subplot 2
plot(t_i(1:end-1), Me, "color", "b");
xlabel('t, s', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
ylabel('Me(t), p.u.', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
xlim ([0, 240]);
ylim ([0, 1]);
title('Em torque', 'FontSize', titleFontSize, 'FontName',
titleFontName);
set(gca, 'FontSize', axisFontSize);
grid on;
%Ploting torque vs speed
subplot(3, 1, 3); % 3 rows, 1 column, subplot 3
plot(Wr(1:end-1), Me, "color", "b");
xlabel('w, rad/s', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
ylabel('Me(w)', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
xlim ([0, 1]);
ylim ([0, 1]);
title('DMC', 'FontSize', titleFontSize, 'FontName',
titleFontName);
set(gca, 'FontSize', axisFontSize);
grid on;

```

ДОДАТОК В

ЛІСТИНГ СКРИПТА ДЛЯ МОДЕЛЮВАННЯ ДПС

```
clc ();
```

```
% Model parameters
```

```
Ra = 21;
```

```
La = 0.34;
```

```
Rex = 45.5;
```

```
Lex = 0.55;
```

```
kf = 0.6;
```

```
k = 5.1;
```

```
J = 0.22;
```

```
Uex = 50;
```

```
Ua = 220;
```

```
Mc = 1;
```

```
% Define the system of differential equations
```

```
sys = @(t, y) [
```

```
    (Uex - y(1) * Rex) / Lex;
```

```
    (Ua - k * (kf * y(1)) * y(3) - y(2) * Ra) / La;
```

```
    (k * y(2) * (kf * y(1)) - Mc) / J
```

```
];
```

```
% Initial conditions and time span
```

```
y0 = [0; 0; 0];
```

```
tspan = 0:0.001:2;
```

```
% Solve the system of differential equations
```

```
[t, sol] = ode45(sys, tspan, y0);
```

```
% Extract values
```

```
iex = sol(:, 1);
```

```
ia = sol(:, 2);
```

```
Wr = sol(:, 3);
```

```

Me = (sqrt(La*Lex)).* iex.* ia;

##% Plotting the results – with currents
##figure;
##
##subplot(3, 1, 1);
##plot(t, Wr);
##xlabel('t');
##ylabel('wr(t)');
##title('Angular speed');
##
##subplot(3, 1, 2);
##plot(t, iex);
##xlabel('t');
##ylabel('iex(t)');
##title('Excitation current');
##
##subplot(3, 1, 3);
##plot(t, ia);
##xlabel('t');
##ylabel('ia(t)');
##title('Anchor current');

% Plot the results – main
figure;

% Font parameters
titleFontSize = 9;
titleFontName = 'Helvetica';

axisFontSize = 8;
axisFontName = 'Helvetica';

```

% Plotting speed

```
subplot(3, 1, 1); % 3 rows, 1 column, subplot 1
plot(t, Wr, "color", "b");
xlabel('t, s', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
ylabel('w(t), rad/s', 'FontSize', axisFontSize,
'FontName', axisFontName);
set(gca, 'FontSize', axisFontSize);
ylim([0, 65]);
```

% Plotting electromagnetic torque

```
subplot(3, 1, 2); % 3 rows, 1 column, subplot 2
plot(t, Me, "color", "b");
xlabel('t, s', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
ylabel('Me(t), Nm', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
set(gca, 'FontSize', axisFontSize);
```

% Plotting torque vs speed

```
subplot(3, 1, 3); % 3 rows, 1 column, subplot 3
plot(Wr, Me, "color", "b");
xlabel('w, rad/s', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
ylabel('Me(w)', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
set(gca, 'FontSize', axisFontSize);
xlim([0, max(Wr)]);
```

ДОДАТОК Г

ЛІСТИНГ СКРИПТА ДЛЯ МОДЕЛЮВАННЯ ВПЛИВУ МУФТИ
СПРЯЖЕННЯ ОБЗВІМІРЮВАЛЬНИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ

```
clc ();
```

```
% Using the global model parameters variables
source('AM_model_parameters.m');
```

```
% Define supply voltage parameters
```

```
function res = Usa(t)
    Um_V = 220;
    f_Hz = 50;
    w0_rads = 2*pi*f_Hz;
    res = sqrt(2)*Um_V*cos(w0_rads*t);
end
```

```
function res = Usb(t)
    Um_V = 220;
    f_Hz = 50;
    w0_rads = 2*pi*f_Hz;
    res = sqrt(2)*Um_V*sin(w0_rads*t);
end
```

```
% Basic model
```

```
% Define the system of differential equations
```

```
sys_1 = @(t, y) [
    k*(Lr*(Usa(t)-Rs*y(1))+Lm*(Rr*y(3)+y(5)*(Lr*y(4)+Lm*y(2))));
    k*(Lr*(Usb(t)-Rs*y(2))+Lm*(Rr*y(4)-y(5)*(Lr*y(3)+Lm*y(1))));
    k*(Lm*(-Usa(t)+Rs*y(1))-Ls*(Rr*y(3)+y(5)*(Lr*y(4)+Lm*y(2))));
    k*(Lm*(-Usb(t)+Rs*y(2))-Ls*(Rr*y(4)-y(5)*(Lr*y(3)+Lm*y(1))));
    p/J*(m*p/2*Lm*(y(2)*y(3)-y(1)*y(4))-M0)
];
```

% Initial conditions and time span

`y0_1 = [0; 0; 0; 0; 0];`

`tspan = 0:0.0016:0.4;`

% Solve the system of differential equations using ode45

`[t, sol_1] = ode45(sys_1, tspan, y0_1);`

% Extract time values

`t = tspan;`

% Extract other values

`Wr_m = sol_1(:, 5);`

% Basic model with eccentricity

% Define coupling eccentricity amplitude

`Aecc = 0.5;`

% Define the system of differential equations

`sys_2 = @(t, y) [`

`k*(Lr*(Usa(t)-Rs*y(1))+Lm*(Rr*y(3)+y(5)*(Lr*y(4)+Lm*y(2))));`

`k*(Lr*(Usb(t)-Rs*y(2))+Lm*(Rr*y(4)-y(5)*(Lr*y(3)+Lm*y(1))));`

`k*(Lm*(-Usa(t)+Rs*y(1))-Ls*(Rr*y(3)+y(5)*(Lr*y(4)+Lm*y(2))));`

`k*(Lm*(-Usb(t)+Rs*y(2))-Ls*(Rr*y(4)-y(5)*(Lr*y(3)+Lm*y(1))));`

`p/J*(m*p/2*Lm*(y(2)*y(3)-y(1)*y(4))-M0-(-Aecc*cos(y(6)*t)));`

`y(5)`

`];`

% Initial conditions and time span

`y0_2 = [0; 0; 0; 0; 0; 0];`

`tspan = 0:0.0016:0.4;`

% Solve the system of differential equations using ode45

```

[t , sol_2 ] = ode45(sys_2 , tspan , y0_2);

% Extract time values
t = tspan;

% Extract other value
Wr_s = sol_2(:, 5);

% Basic coupling model

% Define coupling parameters
Jr = J;           % Rotor momentum of inertia
Jm = 0.0000028;   % Shaft momentum of inertia
b = 2.59;         % Shaft damping coefficient
c = 150;          % Shaft stiffness coefficient

% Define the system of differential equations
sys_3 = @(t , y) [
k*(Lr*(Usa(t)-Rs*y(1))+Lm*(Rr*y(3)+y(5)*(Lr*y(4)+Lm*y(2))));
k*(Lr*(Usb(t)-Rs*y(2))+Lm*(Rr*y(4)-y(5)*(Lr*y(3)+Lm*y(1))));
k*(Lm*(-Usa(t)+Rs*y(1))-Ls*(Rr*y(3)+y(5)*(Lr*y(4)+Lm*y(2))));
k*(Lm*(-Usb(t)+Rs*y(2))-Ls*(Rr*y(4)-y(5)*(Lr*y(3)+Lm*y(1))));
p/J*(m*p/2*Lm*(y(2)*y(3)-y(4)*y(1))-M0-(-Aecc*cos(y(5)*t)));
((m*p/2*Lm*(y(2)*y(3)-y(4)*y(1)))-c*(y(8)-y(9))-b*(y(6)-
-y(7)))/Jr;
(-M0-(-Aecc*cos(y(6)*t))+c*(y(8)-y(9))+b*(y(6)-y(7)))/Jm;
y(6);
y(7);
];

% Initial conditions for the modified system
y0_3 = [0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0];

% Time span for simulation

```

```

tspan = 0:0.0016:0.4;

% Solve the system of differential equations using ode45
[t, sol_3] = ode45(sys_3, tspan, y0_3);

% Extract time values
t = tspan;

% Extract other values
##Isa = sol_3(:, 1);
##Isb = sol_3(:, 2);
##Ira = sol_3(:, 3);
##Irb = sol_3(:, 4);
Wr_rot = sol_3(:, 6) .* 2.1;
Wr_coup = sol_3(:, 7) .* 2.1;

% Relative error calculation
delta_abs = Wr_coup.-Wr_rot;
delta_rel = ((abs(delta_abs))./ Wr_rot).*100;

% Additional dynamic parameters
Me=(0.5*m*p*Lm*(Isb.*Ira-Isa.*Irb))-(-Aecc*cos(sol_3(:,8)));

% Result plot

% Plot the results
figure;

% Font parameters
titleFontSize = 9;
titleFontName = 'Helvetica';
axisFontSize = 8;
axisFontName = 'Helvetica';

```

```

% Plotting motor and coupling speed with eccentricity
plot(t, Wr_m, "color", "b", t, Wr_s, "color", "r");
xlabel('t, s', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
ylabel('w(t), rad/s', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
title('Angular speed', 'FontSize', titleFontSize, 'FontName',
titleFontName);
legend('Motor angular speed', ...
'Shaft angular speed', 'Location', 'southeast');
grid on;
set(gca, 'FontSize', axisFontSize);

% Plotting coupling transient
subplot(2,1,1);
plot(t, Wr_rot, "color", "b", t, Wr_coup, "color", "r");
xlabel('t, s', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
ylabel('w(t), rad/s', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
title('Angular speed', 'FontSize', titleFontSize, 'FontName',
titleFontName);
legend('Motor angular speed', ...
'Shaft angular speed', 'Location', 'southeast');
grid on;
set(gca, 'FontSize', axisFontSize);

% Plotting relative error
subplot(2,1,2);
plot(t, delta_rel, "color", "b");
xlabel('t, s', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
ylabel('d(t), %', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);

```

```
title('Relative error', 'FontSize', titleFontSize, 'FontName',  
titleFontName);  
ylim([0, 5])  
grid on;  
set(gca, 'FontSize', axisFontSize);
```

ДОДАТОК Д
ЛІСТИНГ СКРИПТА ДЛЯ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ПОШУКУ
ОПТИМАЛЬНИХ ПАРАМЕТРІВ ЕКСПОНЕНЦІЙНОЇ МОДЕЛІ

```

clc ();

pkg load optim

% Using the global model parameters variables
source ( 'Common_model_parameters.m' );

t = linspace (0, 0.4, 500);

%wr = wr_am./314.15;
%wr = wr_sm;
wr = wr_dcm./63.159;

ma_win = 1;
wr_fil = filter (ones (ma_win, 1) / ma_win, 1, wr);

A = 1;

initial_guess_k = -10;

fit_function = @(k)norm (-A*exp (k*t)+A-wr_fil );

k_optimal = fminunc (fit_function , initial_guess_k );

wr_exp_optimal = -A*exp (k_optimal*t)+A;
relative_error_optimal = ...
= (abs (wr_exp_optimal-wr_fil ))./ wr*100;

%figure ;

```

% Font parameters

```
titleFontSize = 9;
titleFontName = 'Helvetica';
```

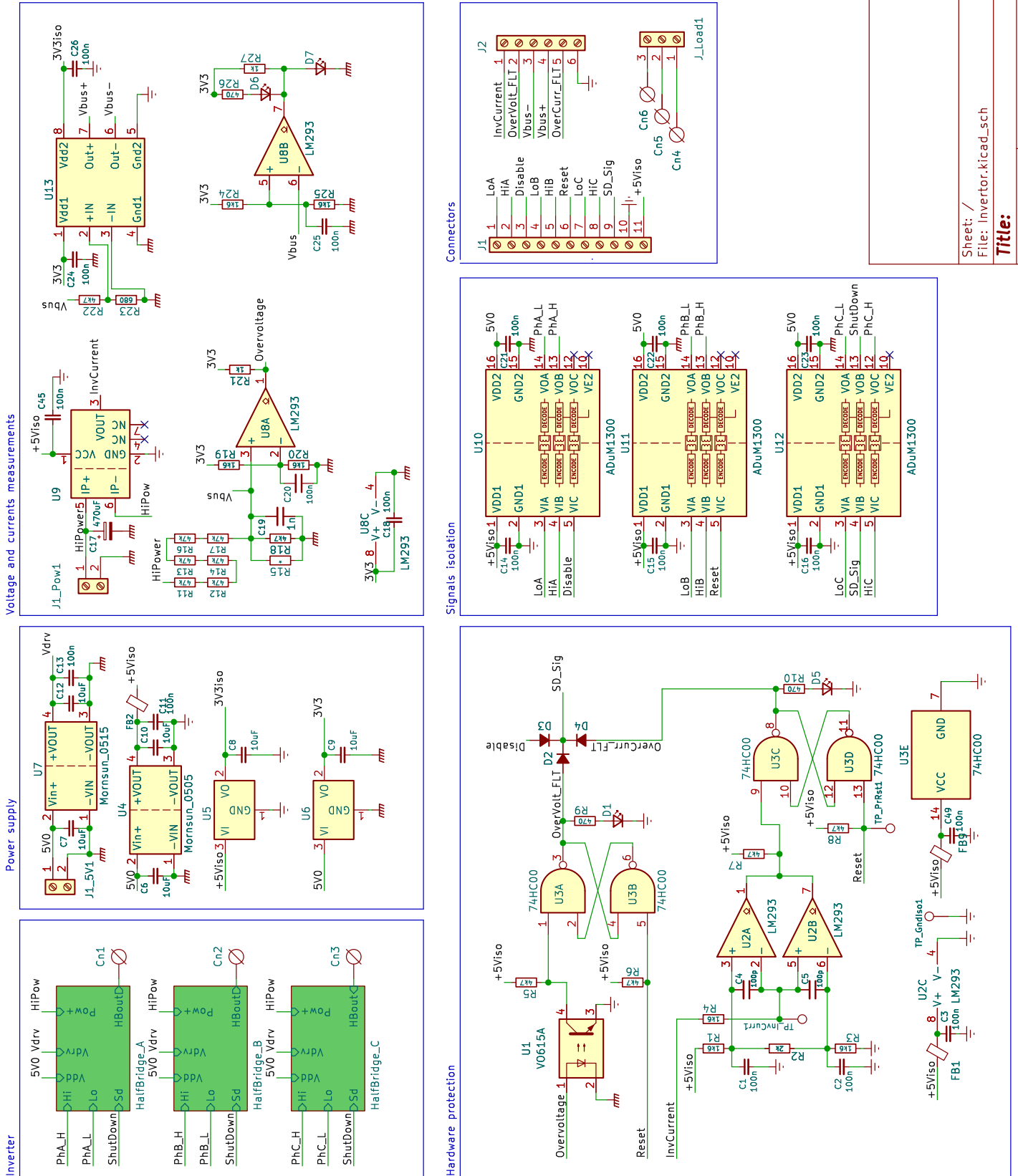
```
axisFontSize = 8;
axisFontName = 'Helvetica';
```

```
subplot(2, 1, 1);
plot(t, wr_exp_optimal, "color", "b", t, wr_fil,
"color", "r");
xlabel('t, c', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
ylabel('w(t), p.u.', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
ylim([0, 1.1]);
set(gca, 'FontSize', axisFontSize);
grid on;
legend('Exponential model', 'Angular velocity');
legend('Location', 'southeast');
```

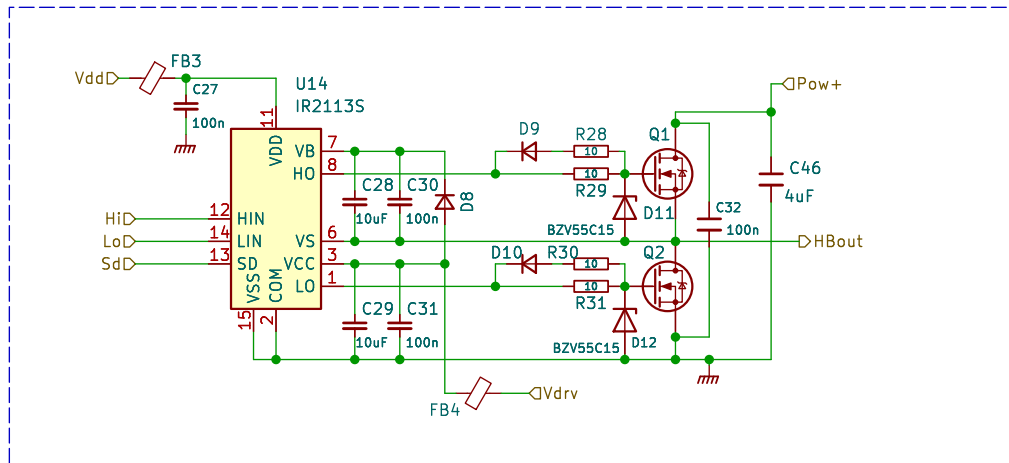
```
subplot(2, 1, 2);
plot(t, relative_error_optimal, "color", "b");
xlabel('t, c', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
ylabel('d(t), %', 'FontSize', axisFontSize, 'FontName',
axisFontName);
title('Model relative error', 'FontSize', titleFontSize,
'FontName', titleFontName);
set(gca, 'FontSize', axisFontSize);
ylim([0, 10]);
grid on;
```

ДОДАТОК Е

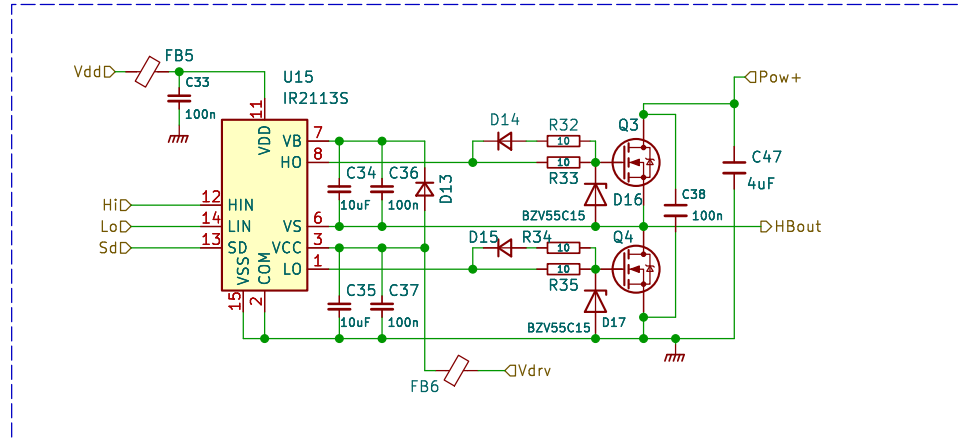
СХЕМА ЕЛЕКТРИЧНА ПРИНЦИПОВА ІНВЕРТОРНОГО СИЛОВОГО МОДУЛЯ



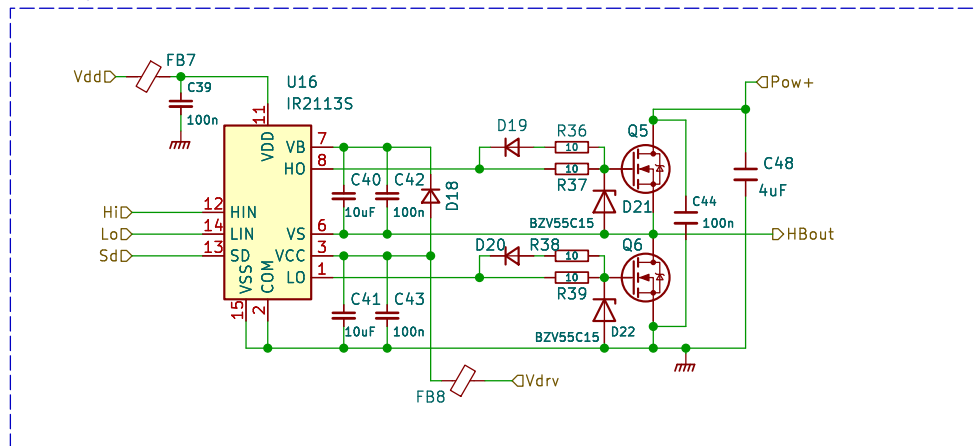
Half bridge sub-unit



Half bridge sub-unit



Half bridge sub-unit



ДОДАТОК Ж
ФРАГМЕНТ КОДУ ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ
МІКРОКОНТРОЛЕРА

```
#include "stm32f4xx_hal.h"
#include "fatfs.h"

TIM_HandleTypeDef htim2;
TIM_HandleTypeDef htim5;
SD_HandleTypeDef hsd;
UART_HandleTypeDef huart2;

uint8_t uartRxBuffer[1];

FATFS fs;
FIL fil;
FRESULT fres;

void SystemClock_Config(void);
void MX_GPIO_Init(void);
void MX_SDIO_SD_Init(void);
void MX_TIM2_Init(void);
void MX_TIM5_Init(void);
void MX_USART2_UART_Init(void);

void StartMeasurementProcess(void);
void ProcessEncoderSignals(void);
void SaveData(const char* data);
void StopMeasurementProcess(void);

int main(void)
{
    HAL_Init();
    SystemClock_Config();
```

```

MX_GPIO_Init();
MX_SDIO_SD_Init();
MX_TIM2_Init();
MX_TIM5_Init();
MX_USART2_UART_Init();

HAL_UART_Receive_IT(&huart2 , uartRxBuffer , 1);

if(f_mount(&fs , " " , 0) != FR_OK) {
    Error_Handler();
}

for (;;){}
}

void StartMeasurementProcess(void)
{
    HAL_TIM_Encoder_Start(&htim2 , TIM_CHANNEL_ALL);
    HAL_TIM_Base_Start(&htim5);

    fres = f_open(&fil , "data.txt" , FA_WRITE |
FA_CREATE_ALWAYS);
    if(fres != FR_OK) {
        Error_Handler();
    }
}

void ProcessEncoderSignals(void)
{
    uint32_t encoderValue = __HAL_TIM_GET_COUNTER(&htim2);
    uint32_t timestamp = __HAL_TIM_GET_COUNTER(&htim5);
    char dataBuffer[100];

    snprintf(dataBuffer , sizeof(dataBuffer) , "Timestamp: %lu ,

```

```

Encoder: %lu\r\n", timestamp , encoderValue );
SaveData( dataBuffer );
}

void SaveData(const char* data)
{
    UINT bytesWritten;
    f_write(&fil , data , strlen(data) , &bytesWritten);
    f_sync(&fil );
}

void StopMeasurementProcess(void)
{
    HAL_TIM_Encoder_Stop(&htim2 , TIM_CHANNEL_ALL);
    HAL_TIM_Base_Stop(&htim5 );
    f_close(&fil );
}

void HAL_GPIO_EXTI_Callback(uint16_t GPIO_Pin)
{
    if(GPIO_Pin == GPIO_PIN_13) {
        StartMeasurementProcess ();
    }
}

void HAL_UART_RxCpltCallback( UART_HandleTypeDef *huart )
{
    if(huart->Instance == USART2 && uartRxBuffer[0] == 's') {
        StartMeasurementProcess ();
        HAL_UART_Receive_IT(&huart2 , uartRxBuffer , 1);
    }
}

```

ДОДАТОК И
ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ МАТЕМАТИЧНОГО І
ФІЗИЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ СД

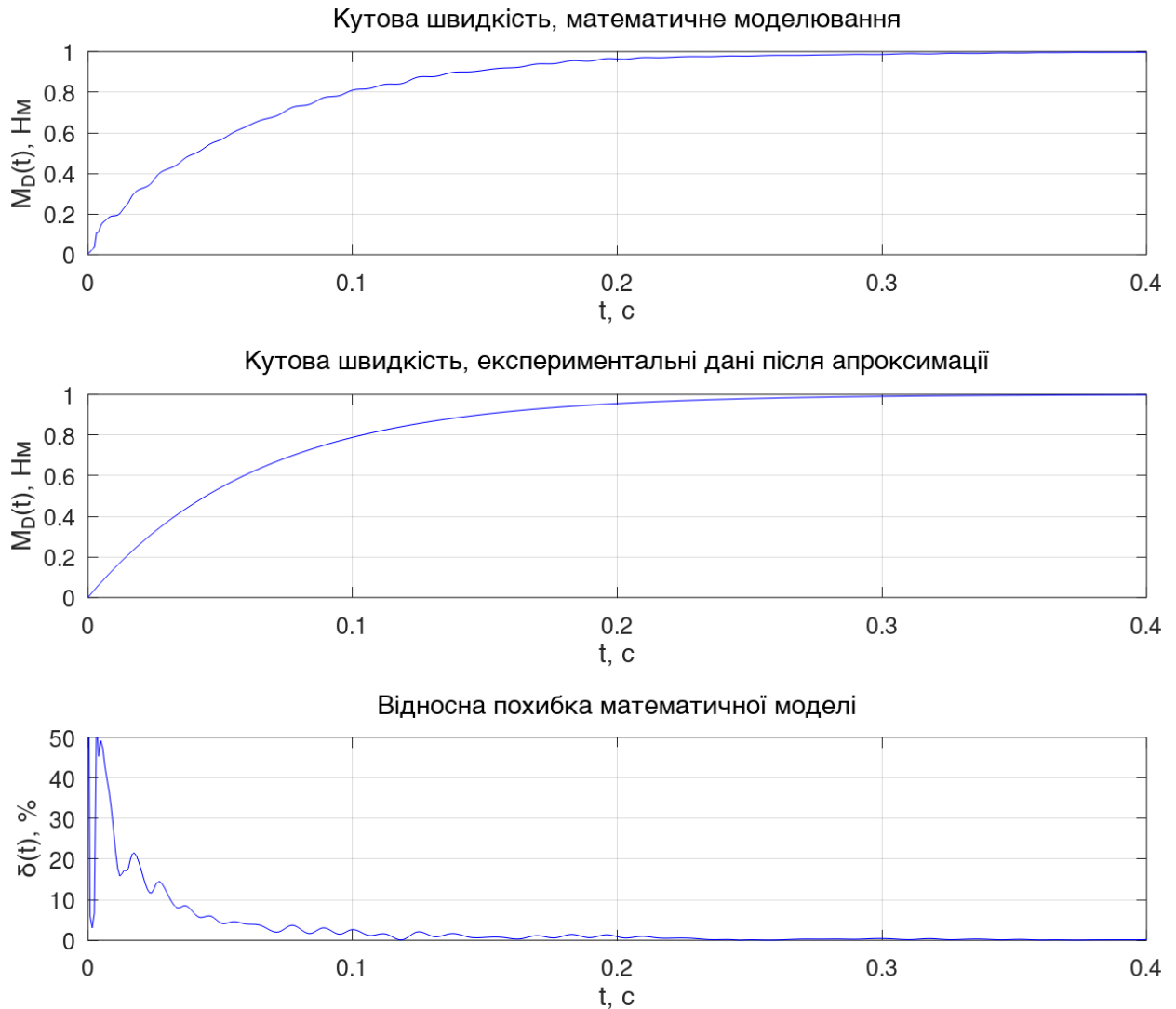


Рис. И.1: Порівняння результатів математичного моделювання кутової швидкості ВМР1002R3NA2A та апроксимованих експериментальних даних

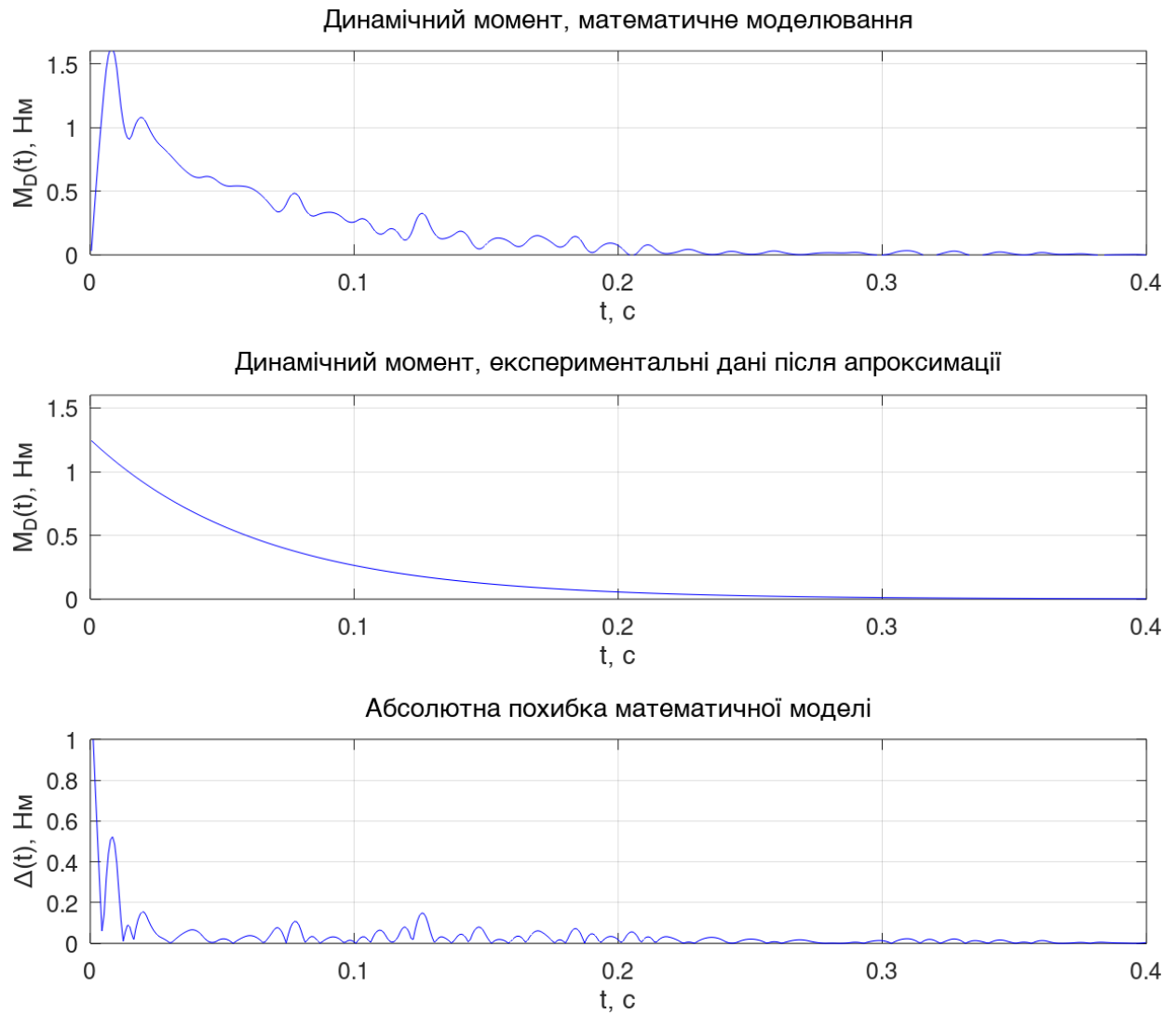


Рис. И.2: Порівняння результатів математичного моделювання динамічного моменту ВМР1002R3NA2A та апроксимованих експериментальних даних



Рис. И.3: Порівняння результатів математичного моделювання динамічної механічної характеристики BMP1002R3NA2A та апроксимованих експериментальних даних

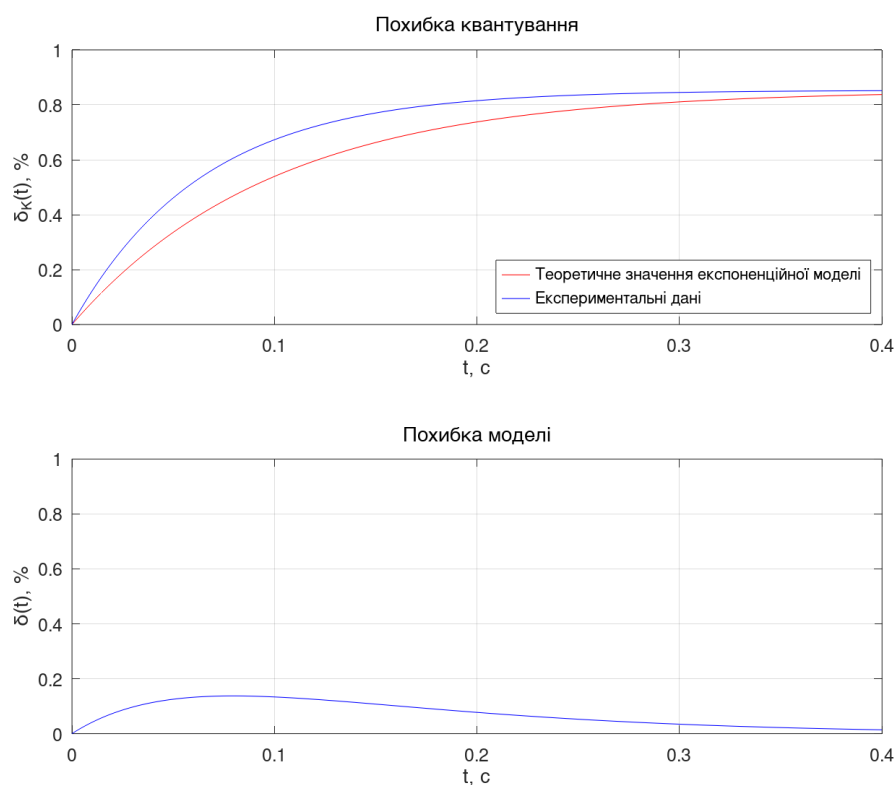


Рис. И.4: Порівняння результатів математичного моделювання похибки квантування метрологічної моделі та апроксимованих експериментальних даних BMP1002R3NA2A

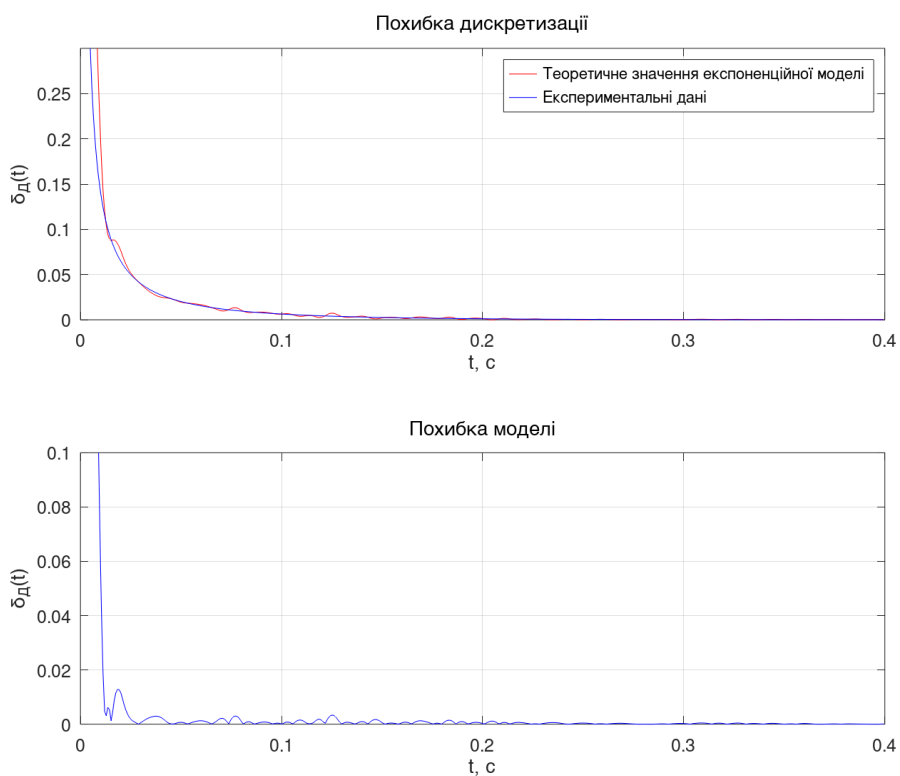


Рис. И.5: Порівняння результатів математичного моделювання похибки дискретизації метрологічної моделі та апроксимованих експериментальних даних BMP1002R3NA2A

ДОДАТОК К
ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ МАТЕМАТИЧНОГО І
ФІЗИЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ ДПС

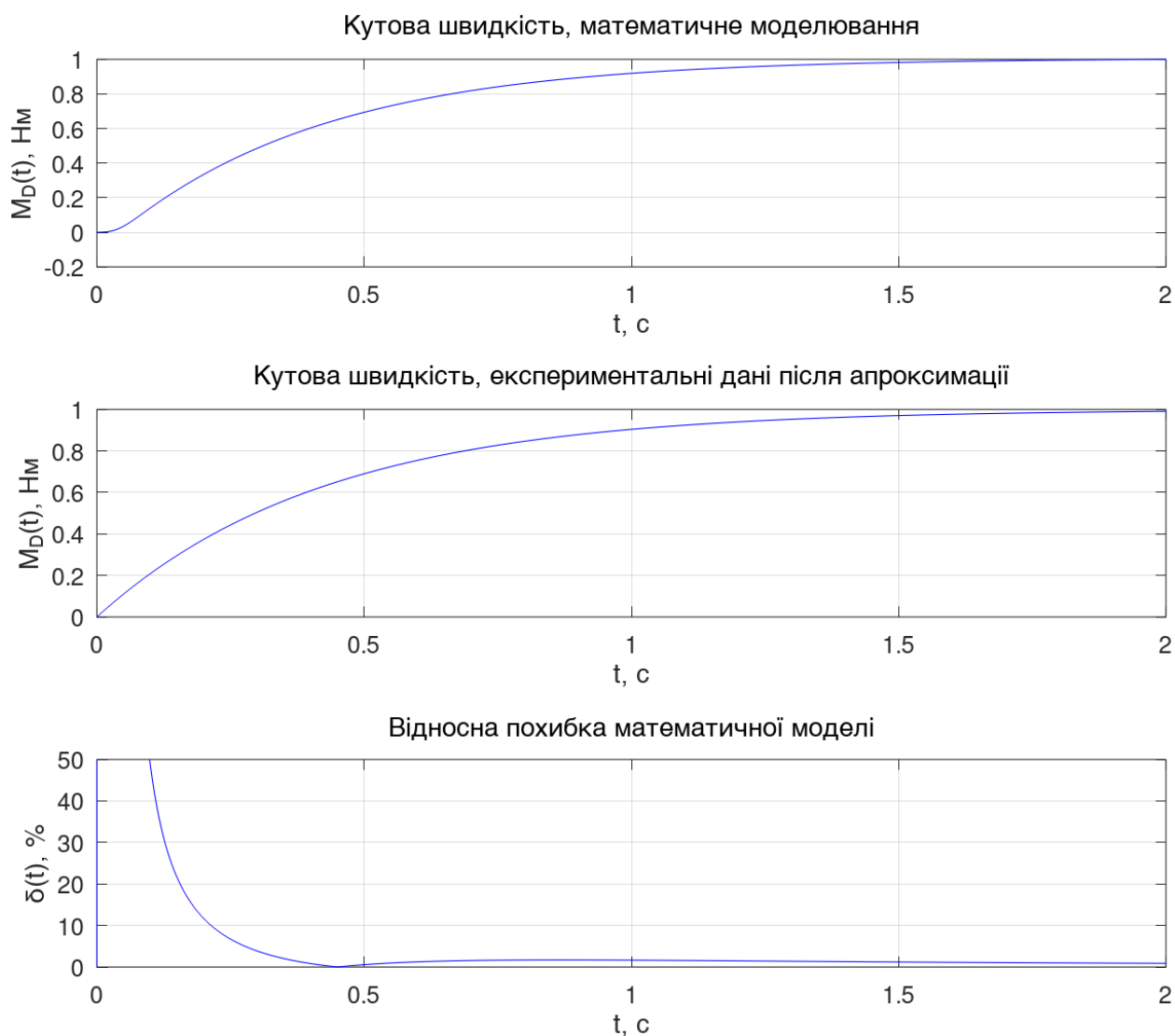


Рис. К.1: Порівняння результатів математичного моделювання кутової швидкості МУ1025 та апроксимованих експериментальних даних

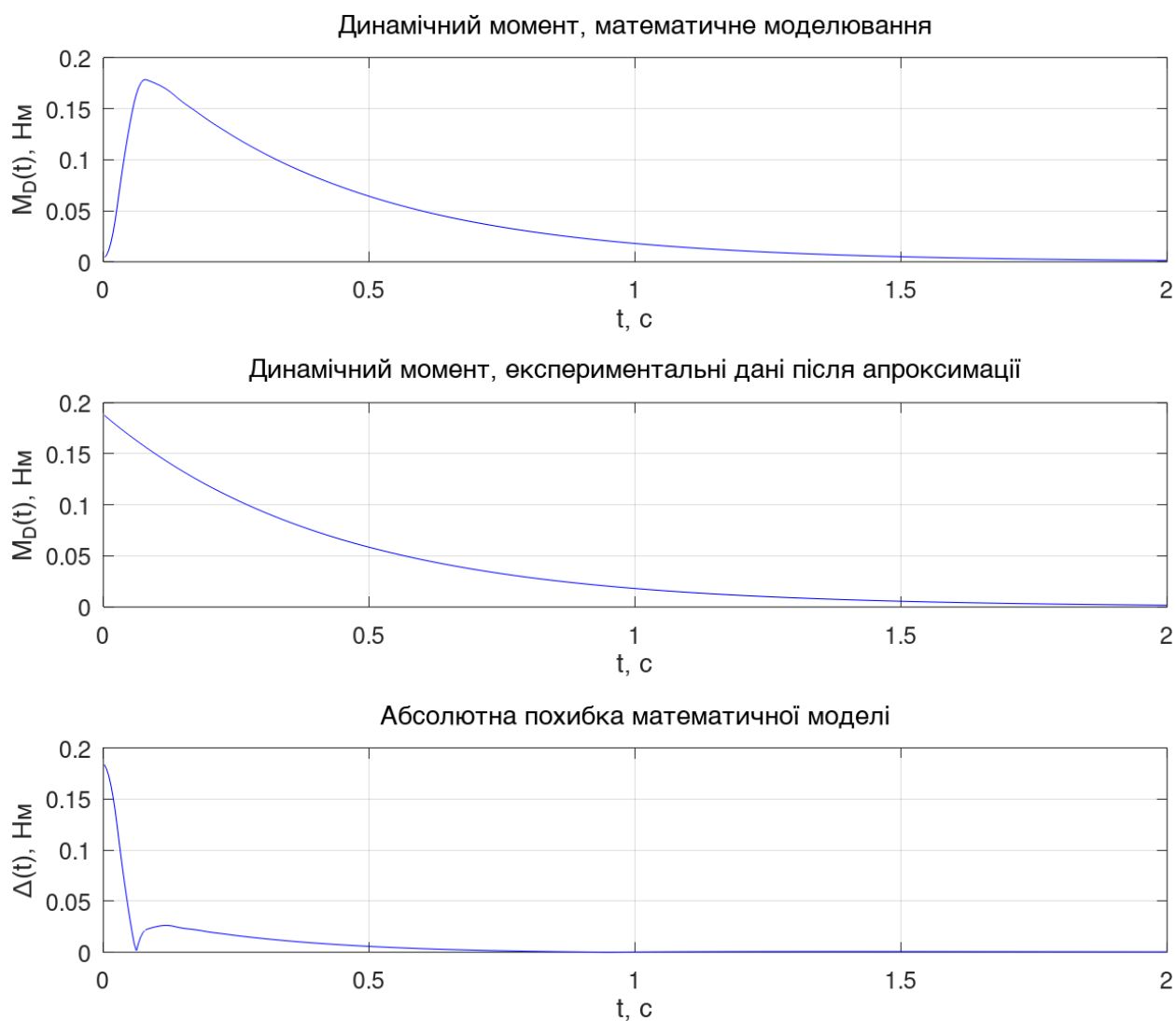


Рис. К.2: Порівняння результатів математичного моделювання динамічного моменту MY1025 та апроксимованих експериментальних даних

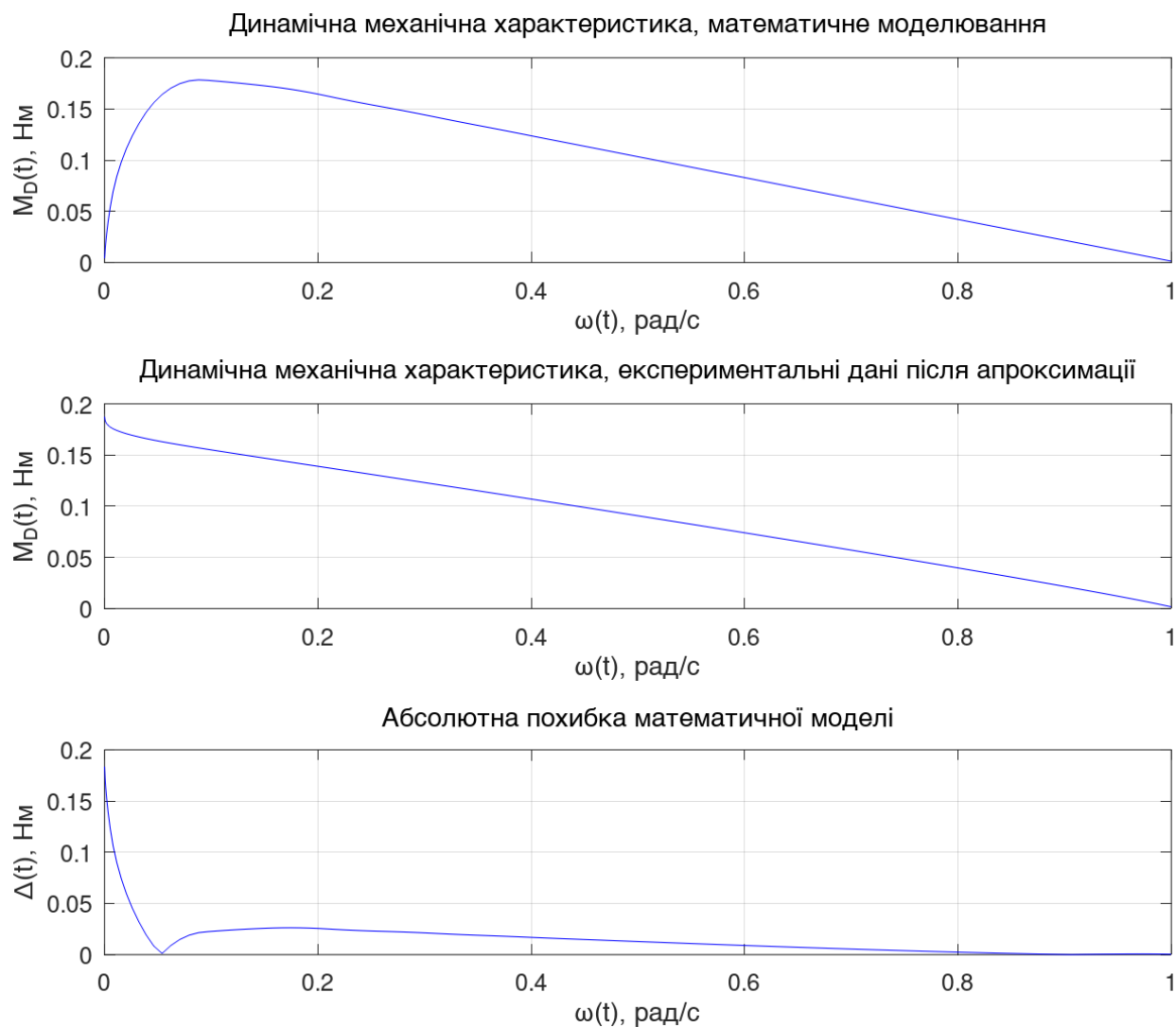


Рис. К.3: Порівняння результатів математичного моделювання динамічної механічної характеристики МУ1025 та апроксимованих експериментальних даних

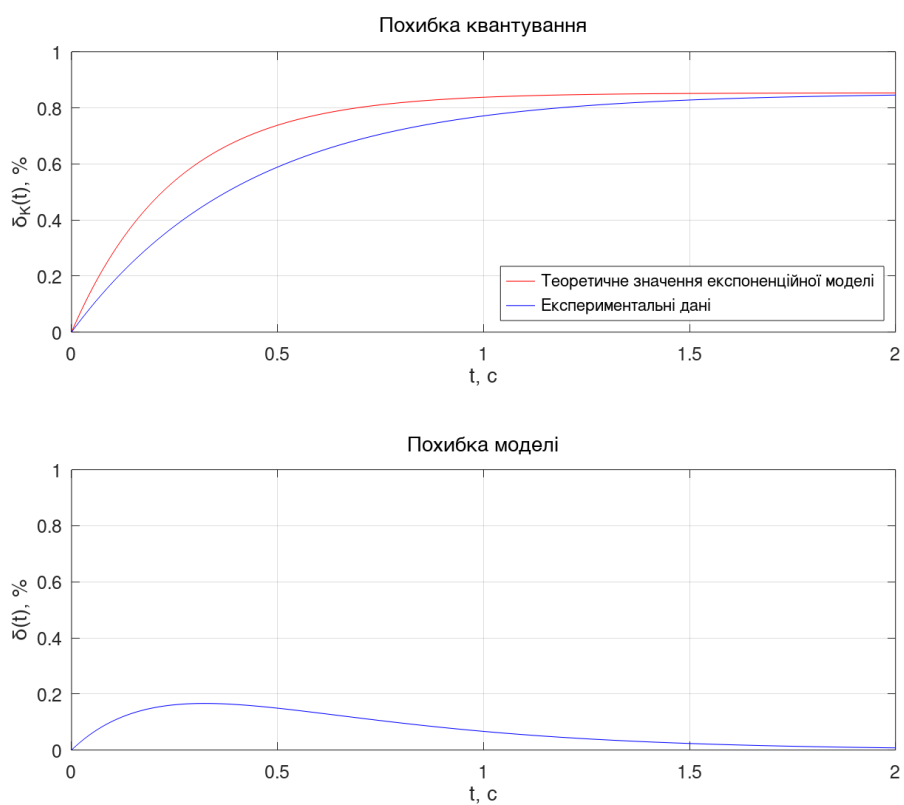


Рис. К.4: Порівняння результатів математичного моделювання похибки квантування метрологічної моделі та апроксимованих експериментальних даних МУ1025

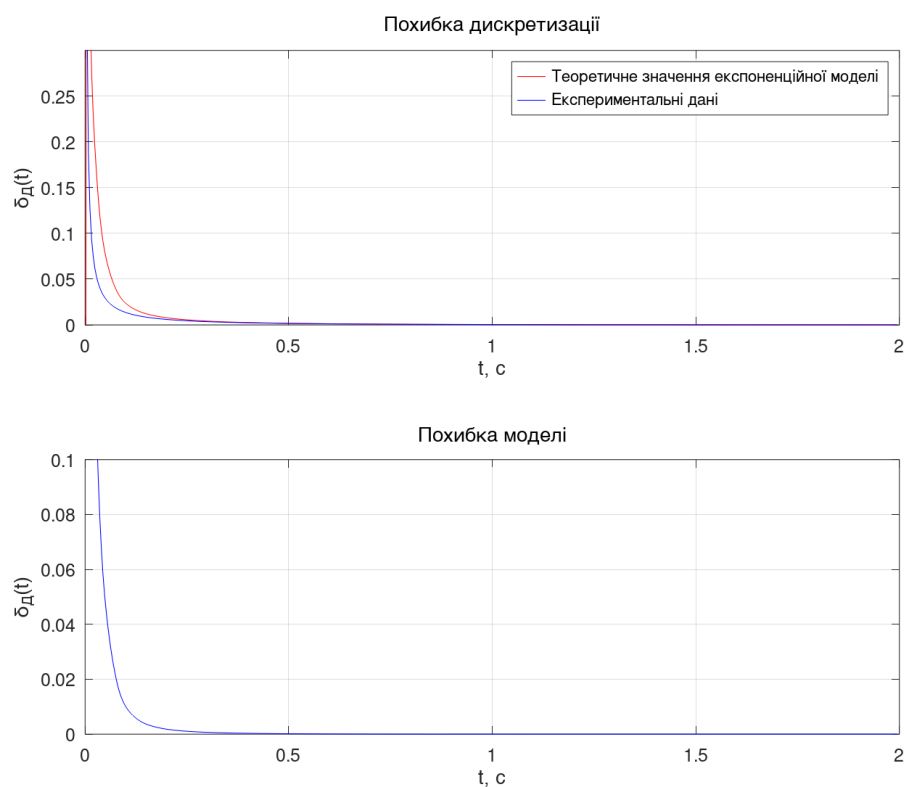


Рис. К.5: Порівняння результатів математичного моделювання похибки дискретизації метрологічної моделі та апроксимованих експериментальних даних МУ1025

ДОДАТОК Л

АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ



ТОВ «НЕСС ГРУП»
вул. Енергетична, 5, Вінниця, 21022, Україна
T: +380 432 55 48 44 E: office@kness.energy
F: +380 432 50 89 10 W: kness.energy

25.01.2024

АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи аспіранта Вінницького національного технічного університету Голодюка Володимир Сергійовича на тему: "Методи та засоби динамічних вимірювань параметрів обертального руху електричних машин"

Комісія у складі: Голови комісії Шакалова С. В., Директор департаменту досліджень та розробок технологій Кузьменко О.Б, начальника відділу хімічних досліджень Бондара А. С. склали цей акт про те, що на ТОВ "НЕСС ГРУП" впроваджено такі матеріали, отримані в дисертаційній роботі, представлений на здобуття ступеня доктора філософії:

- Вперше розроблено метод, що забезпечує запуск машини при однакових миттєвих значеннях прикладеної напруги до обмоток статора, що суттєво зменшує похибку, від незабезпечення умов вимірювання, та покращує повторюваність динамічних вимірювань;
- Розроблено інверторний силовий модуль, для запуску електричної машини, який дозволяє забезпечити умови вимірювання кутової швидкості (однакові, повторювані значення амплітуди, частоти та початкових фаз напруги для кожної фази живлячої трифазної мережі), шляхом прикладання до двигуна незмінних миттєвих значень напруги при кожному його запуску.

Отримані результати можуть бути впроваджені в системах автоматичного керування інверторами, що використовуються в тестових та випробувальних установках для перевірки та контролю параметрів силових електричних та електромеханічних перетворювачів. Зокрема результати впроваджено в тестову установку для випробування електричних та електромеханічних перетворювачів енергії, що знаходиться в лабораторії силової електроніки ТОВ "НЕСС ГРУП".

Директор

Члени комісії



С. В. Шакалов

О. Б. Кузьменко

А. С. Бондар



ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з науково-педагогічної
роботи та організації освітнього процесу
ВНТУ

О. В. Петров

" 30 " січня 2024 р.

АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи

Голодюка Володимира Сергійовича

"Методи та засоби динамічних вимірювань параметрів обертального руху електричних машин"

Члени створеної комісії в складі декана ФЕЕМ, к.т.н., доцента М. П. Розводюка, завідувача кафедри КЕМСК, к.т.н., доцента М. М. Мошноріза склали цей акт про те, що у 2022 році у навчальному процесі на кафедрі комп'ютеризованих електромеханічних систем і комплексів Вінницького національного технічного університету використовувалися результати дисертаційної роботи на тему "Методи та засоби динамічних вимірювань параметрів обертального руху електричних машин" аспіранта Голодюка Володимира Сергійовича, під час читання лекцій та проведення лабораторних робіт з дисципліни "Основи метрології та електричних вимірювань" для студентів спеціальності 141 "Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка", що навчаються за освітньою програмою "Електромеханічні системи автоматизації".

Отримані результати також можуть бути впроваджені для створення методичних вказівок до лабораторних робіт та апаратного забезпечення з дисципліни "Основи метрології та електричних вимірювань".

Декан ФЕЕМ, к.т.н., доц.

М. П. Розводюк

Завідувач каф. КЕМСК, к.т.н., доц.

М. М. Мошноріз

ДОДАТОК М**СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ**

- [1] Vasyl V. Kukharchuk, Valerii F. Hraniak, Samoil Sh. Katsyv, Volodymyr S. Holodiuk, «Torque measuring channels: dynamic and static metrological characteristics», IAPGOŚ 3/2020, p. 82—85, 2020.
- [2] Vasyl V. Kukharchuk, Sergii V. Pavlov, Volodymyr S. Holodiuk, Valery E. Kryvonosov, Krzysztof Skorupski, Assel Mussabekova and Gaini Karnakova, «Information Conversion in Measuring Channels with Optoelectronic Sensors», MDPI Sensors 2022, 22(1), 271.
- [3] Vasyl V. Kukharchuk, Waldemar Wójcik, Sergii V. Pavlov, Samoil Sh. Katsyv, Volodymyr S. Holodiuk, Oleksandr Reyda, Ainur Kozbakova, Gaukhar Borankulova, «Features of the angular speed dynamic measurements with the use of an encoder», IAPGOŚ. 3/2022, p. 20–26.
- [4] Vasyl Kukharchuk, Oleksandr Vasilevskyi Volodymyr Holodiuk, «Results of study of quantization and discretization error of digital tachometers with encoder», ACTA IMEKO, June 2023, Volume 12, Number 2, 1-6.
- [5] В. С. Голодюк, «Динамічні вимірювання параметрів обертального руху електричних машин в умовах перехідних процесів», на L Науково-технічна конференція факультету електроенергетики та електромеханіки (ВНТУ 2021).
- [6] В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, «Засіб динамічних вимірювань параметрів обертового руху електричних машин в перехідних режимах роботи», на XIV Міжнародна науково-практична конференція «Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси» (ПРТК-2021) Збірка тез, ст. 87-89.
- [7] В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, «Результати досліджень похибки квантування і дискретизації цифрових тахометрів з енкодером», на XV Міжнародна науково-практична конференція «Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси» (ПРТК-2022) Збірка тез, ст. 98-101.

- [8] В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, «Дослідження похибки квантування і дискретизації цифрових тахометрів з енкодером», на «КОНТРОЛЬ І УПРАВЛІННЯ В СКЛАДНИХ СИСТЕМАХ» (КУСС-2022) XVI Міжнародна конференція.
- [9] В. В. Кухарчук, С. Ш. Кацив, В. С. Голодюк, «До питання оцінювання похибки дискретизації і верхньої межі вимірювання кутової швидкості в мікропроцесорних тахометрах», на LI Науково-технічна конференція факультету електроенергетики та електромеханіки, ВНТУ (2022).
- [10] В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, С. М. Бойко, «Апаратно-програмна реалізація широкодіапазонного мікроконтролерного частотоміра», на LII Науково-технічна конференція факультету електроенергетики та електромеханіки, ВНТУ (2023).
- [11] В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, Д. В. Дейбук, «Особливості апаратно-програмної реалізації мікроконтролерних тахометрів», на LII Науково-технічна конференція факультету електроенергетики та електромеханіки, ВНТУ (2023).
- [12] В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, С. М. Бойко, «Спосіб покращення повторюваності динамічних вимірювань перехідної характеристики асинхронних машин», на XVI Міжнародна науково-практична конференція «Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси» (ІРТК-2023) Збірка тез, ст. 140-143.
- [13] В. В. Кухарчук, В. С. Голодюк, «Щодо впливу муфти спряження на результати динамічних вимірювань кутової швидкості асинхронних машин з енкодером», на VII Міжнародній науково-практичній конференції «Наукові дослідження та методика їх проведення: світовий досвід та вітчизняні реалії» Збірка тез, ст. 180-187.