

Інститут електродинаміки
Національна академія наук України

Інститут електродинаміки
Національна академія наук України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Гаврилюк Сергій Іванович

УДК 62-83:681.587:681.5.033

ДИСЕРТАЦІЯ

**СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ БЕЗРЕДУКТОРНИМИ
АСИНХРОННИМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ З АЕРОДИНАМІЧНИМ
НАВАНТАЖЕННЯМ**

Спеціальність 05.09.03 «Електротехнічні комплекси та системи»

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

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



Гаврилюк С.І.

(підпис, ініціали та прізвище здобувача)

Науковий керівник Стяжкін Віталій Павлович, канд. техн. наук,
старший науковий співробітник

Київ – 2021

АНОТАЦІЯ

Гаврилюк С.І. Системи автоматичного керування безредукторними асинхронними електроприводами з аеродинамічним навантаженням. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.03 «Електротехнічні комплекси та системи». – Інститут електродинаміки Національної академії наук України, Київ, 2021.

Дисертаційна робота присвячена розробці систем автоматичного керування безредукторними електроприводами з аеродинамічним навантаженням, що змінюється стохастично, з розширеним діапазоном регулювання швидкості та з покращеними показниками якості керування.

На основі аналізу існуючих систем автоматичного керування безредукторними електроприводами обґрунтовано актуальність вдосконалення методів комбінованого та двоканального керування безредукторними електроприводами з аеродинамічним навантаженням.

На основі аналізу аеродинамічних навантажень на прикладі антени РЛС типу «МІУС» визначено аналітичну залежність моменту вітрового навантаження від швидкості вітрового потоку, кута повороту і швидкості обертання антени, що дозволяє непрямою шляхом визначати аеродинамічний момент навантаження на валу електроприводу антени РЛС і реалізувати метод комбінованого керування безредукторним електроприводом з компенсуючим зв'язком за збуренням.

Розроблено функціональну схему пристрою для непрямого визначення моменту навантаження на валу електропривода антени РЛС, яка дає змогу розрахувати момент аеродинамічного навантаження за абсолютною величиною.

Побудовані 3D-залежності вітрових навантажень, що відображають характер зміни моменту навантаження на валу електропривода від кута повороту антени та швидкості обертання при різних швидкостях повітряного потоку. Отримані залежності свідчать про складність побудови високоякісної САК електроприводом з аеродинамічним навантаженням класичними методами.

Розроблено систему керування швидкістю обертання антени РЛС з пропорційно-інтегральним нечітким логічним контролером, яка забезпечує роботу РЛС в секторному режимі та компенсує за абсолютною величиною зміни моменту аеродинамічного навантаження.

На основі сигналів зворотних зв'язків в реальному часі та бази знань, що записані в пам'яті нечіткого контролера, система корегує прийняття рішення про зміни швидкості з необхідним прискоренням, а при непередбачуваних обставинах, забезпечує зміну режиму роботи або повну зупинку системи.

Здійснено синтез комбінованої системи автоматичного керування з основним контуром, замкненим за швидкістю обертання антени і регулятором з налаштуванням на технічний оптимум, та другим каналом, що діє за принципом компенсації збурення. Це дало змогу зменшити динамічну похибку при прикладенні навантаження в середньому у 8 разів у порівнянні з існуючою системою. Навіть при прикладенні максимального моменту навантаження 84 Нм, який може виникнути при сильному пориві вітру до 50 км/год, величина динамічного падіння швидкості в системі з корекцією не перевищує 5%, при цьому час відновлення швидкості зменшується майже у 2 рази у порівнянні з одноканальним керуванням.

За допомогою аналітичного методу, розробленого в ІЕД НАНУ колективом авторів за участю здобувача, проведено розрахунок параметрів енергетичних показників торцевого дугостаторного асинхронного двигуна для приводу антен РЛС, який складається з чотирьох розімкнутих по магнітному потоку індукторів потужністю 500Вт кожен. Встановлено, що коефіцієнт корисної дії та коефіцієнт потужності одного індуктора потужністю 500Вт складає 0,2 та 0,31 відповідно.

Також показано, що виконання магнітопроводу у вигляді замкненої конструкції дає змогу покращити енергетичні показники у порівнянні з розімкнутими магнітопроводами. Так, коефіцієнт корисної дії для двигуна РЛС підвищується до значення 0,3. Таким чином енергоефективність торцевих асинхронних дугостаторних двигунів малої потужності недостатня для

застосування в якості виконавчого двигуна в безредукторних електроприводах з аеродинамічним навантаженням.

Було розроблено функціональну схему частотного керування для дугостаторних асинхронних двигунів з врахуванням повздовжнього крайового ефекту та з компенсацією активної складової опору обмоток статора.

Вперше запропоновано використання безредукторного електромеханічного диференціалу для електроприводу РЛС.

Вперше встановлено співвідношення швидкостей та моментів в безредукторному електромеханічному диференціалі, яке враховує перехресні зв'язки між його електродвигунами.

Було синтезовано систему автоматичного керування швидкістю безредукторного електропривода з електромеханічним диференціалом та проведено аналіз її статичних та динамічних режимів роботи. Проведені дослідження свідчать про те, що безредукторний електропривод з електромеханічним диференціалом має якісно нові властивості керування, які полягають у збільшенні сумарного діапазону регулювання швидкості як вгору, так і вниз від номінальної та отриманні наднизьких швидкостей вихідного валу при близьких до номінальних швидкостях кожного з двигунів.

Шляхом моделювання підтверджено можливість стабільної роботи безредукторного електропривода з електромеханічним диференціалом, замкненого за швидкістю, з розширеним діапазоном регулювання швидкості від номінальної до нульової.

Разом з тим, при лінійно-наростаючому заданні швидкості, у системі автоматичного керування виникає кінематична похибка відпрацювання вихідного валу електромеханічного диференціалу. Наявність взаємозв'язків за швидкістю та моментом призводить до зміни характеру перехідного процесу під час пуску з монотонного на аперіодичний з перерегулюванням 1,6 %.

Значення похибки при відпрацюванні лінійно-наростаючого задання швидкості при врахуванні перехресних зв'язків збільшилося з $7,3 \text{ с}^{-1}$ до $12,6 \text{ с}^{-1}$.

Це свідчить про взаємний негативний вплив двигунів в електромеханічному диференціалі, особливо в перехідних режимах роботи.

Запропоновано новий метод підвищення точності при відпрацюванні лінійно наростаючого задання швидкості на основі використання електромеханічного диференціалу та принципу двоканального керування за швидкістю, який дав змогу зменшити динамічну похибку до $0,2 \text{ c}^{-1}$, а при прикладенні номінального навантаження до 1 c^{-1} .

Винайдене нове технічне рішення, яке дозволяє реалізувати безредукторний електропривод з електромеханічним диференціалом. В основу технічного рішення поставлено задачу модернізації електричної машини з обмотками на статорі і роторі шляхом реалізації на її основі вбудованого безредукторного електромеханічного диференціалу. Електрична машина з вбудованим безредукторним електромеханічним диференціалом містить: перший індуктор (статор), закріплений на нерухомій основі, з обмоткою, під'єднаною до окремого джерела; другий індуктор, який вільно обертається відносно статора, з обмоткою, під'єднаною до окремого джерела; проміжний ротор, який взаємодіє з першим та другим індукторами; основний ротор, з'єднаний з вихідним валом машини.

Розроблено функціональну схему системи автоматичного керування безредукторними електроприводами з дугостаторним асинхронним двигуном, яка була використана для проектування безредукторного електроприводу антенного поста суднової РЛС та подальшого його впровадження на морських судах.

Розроблено конструкцію дослідного зразка електричної машини з безредукторним електромеханічним диференціалом, яка дає змогу реалізувати двоканальне керування без використання додаткових механічних передач.

Розроблено функціональну схему технічної реалізації системи керування швидкістю обертання антени РЛС з нечітким логічним контролером.

За допомогою бібліотек Simulink, SimMechanics і програмного комплексу систем автоматизованого проектування Solidworks, розроблено імітаційну модель механічної частин безредукторного електромеханічного диференціалу. Отриману модель можна використовувати для подальших робіт в області проектування та дослідження безредукторного електроприводу з електромеханічним диференціалом.

Ключові слова: безредукторний електропривод, дугостаторний асинхронний двигун, комбінована система автоматичного керування, аеродинамічне навантаження, двоканальне керування, електромеханічний диференціал.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА

1. Стяжкин В.П., Зайченко О.А., Подейко П.П., Гаврилюк С.И., Рыжков А.М. Автоматизированная система управления электроприводами мостового крана-манипулятора для установки дезактивации металлов. *Электротехнические и компьютерные системы*. 2015. №19(95). С. 71–74. (Особистий внесок – інформаційний пошук та аналіз літературних даних, розробка функціональної схеми АСУ).

2. Гаврилюк С.И., Карлов О.М., Кондратенко І.П., Крищук Р.С., Ращепкін А.П. Моделювання торцевого дугостаторного асинхронного двигуна з двошаровим масивним дисковим ротором. *Праці Інституту електродинаміки НАНУ*. 2016. Вип. 45. С. 40-49. (Особистий внесок – аналіз енергетичних характеристик торцевих ДАД).

3. Теряев В.И., Стяжкин В.П., Гаврилюк С.И. Безлюфтовый двухканальный регулируемый электропривод. *Электрооборудование: эксплуатация и ремонт*. 2018. № 4 (167). С. 42-46. (Особистий внесок – розробка САК БЕП).

4. В.П. Стяжкин, О.А. Зайченко, С.И. Гаврилюк. Безредукторный электропривод ротора электромагнитного сепаратора. *Електротехнічні та*

комп'ютерні системи. 2019. № 31 (107) С. 11-18. (Особистий внесок – розробка кінематичної схеми БЕП).

5. Стяжкін В.П., Зайченко О.А., Теряєв В.І., Гаврилюк С.І. Комбіноване керування безредукторним дугостаторним електроприводом антени суднової радіолокаційної станції. *Технічна електродинаміка*. 2020. №6. С. 36-41. (Особистий внесок – синтез комбінованої САК ДАД).

6. Стяжкін В.П., Теряєв В.І., Гаврилюк С.І. Співвідношення швидкостей та моментів у двоканалному електроприводі з безредукторним електромеханічним диференціалом. *Технічна електродинаміка*. 2018. №1. С. 80-83. (Особистий внесок – встановлення співвідношення швидкостей та моментів БЕП з електромеханічним диференціалом), за матеріалами XV МНТК ««Проблеми сучасної електротехніки-2018»»).

7. Стяжкін В.П., С.І. Гаврилюк. Автоматизована система керування безредукторними електроприводами суднових навігаційних РЛС. *Електроніка та зв'язок*. 2016. Т. 21. №4 (93). С. 20-23. (Особистий внесок – розробка функціональної схеми САК БЕП антенного поста навігаційної суднової РЛС), за матеріалами МНТК «Smart-технології в енергетиці та електроніці – 2016».

8. Стяжкін В.П., Теряєв В.І., Гаврилюк С.І. Застосування методів частотного керування для дугостаторних електроприводів антен суднових навігаційних РЛС. *Вісник НТУ «ХП»*. №27 (1249). 2017. С. 411-414. (Особистий внесок – розробка функціональної схеми частотного керування ДАД), за матеріалами МНТК «ПАЕП - СЕЕ-2017»).

9. Стяжкін В.П., Теряєв В.І., Гаврилюк С.І. Безлюфтовий двоканалний електропривод. *Вісник НТУ «ВП»*. 2017. С. 96-100. (Особистий внесок – розробка функціональної схеми частотного керування ДАД), за матеріалами МНТК «ОКЕУ-2017».

10. Стяжкін В.П., Теряєв В.І., Гаврилюк С.І. Безлюфтовий двоканалний слідкуючий електропривод. Патент на корисну модель 122234 України: № u201707611; заявл. 18.07.2017; опубл. 26.12.2017, Бюл. № 24. 4 с. (Особистий внесок – патентний пошук).

11. Стяжкін В.П., Теряєв В.І., Гаврилюк С.І. Двоканальний регульований електропривод. Патент на корисну модель 124134 України: № u201709575; заявл. 29.09.2017; опубл. 26.03.2018, Бюл. № 6. 7 с. (Особистий внесок – розробка кінематичних схем БЕП).

12. Стяжкін В.П., Теряєв В.І., Гаврилюк С.І. Електрична машина з вбудованим електромеханічним диференціалом. Патент на корисну модель 136138 України: № u201900730; заявл. 24.01.2019; опубл. 12.08.2019, Бюл. № 15. 12 с. (Особистий внесок – розробка кінематичних схем БЕП).

13. Стяжкін В.П., Зайченко О.А., Гаврилюк С.І., Теряєв В.І. Комбіноване керування електроприводами антен суднових радіолокаційних станцій з непрямим вимірюванням моменту навантаження. Авторське право на науковий твір. Свідоцтво №101564. Дата реєстрації 31.12.2020 р., 9с. (Особистий внесок – розробка функціональної схеми пристрою для непрямого визначення моменту навантаження на валу антени РЛС).

ANNOTATION

Havryliuk S.I. The system of automatic control of gearless asynchronous electric drives with aerodynamic load. – Qualifying scientific work on the rights of the manuscript.

The thesis for Candidate of Engineering Sciences degree by specialty 05.09.03 «Electrotechnical complexes and systems». – Institute of electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, 2021.

The dissertation is dedicated to the development of automatic control systems for gearless electric drives with stochastically changing aerodynamic load, with an extended range of speed control and improved control quality.

Based on the analysis of the existing systems of automatic control for gearless electric drives, the relevance of improving the methods of combined and two-channel control of gearless electric drives with aerodynamic load has been substantiated.

Based on the analysis of aerodynamic loads on the "MIUS" radar antenna the equation of the wind loading moment depending on the wind speed, angle of rotation and rotation speed of the antenna, is obtained. The equation allows instantaneous value calculating of the aerodynamic load and implementing combined control method of the gearless electric drive with positive perturbation feedback.

The functional diagram of the device for indirect calculating value of the moment on the shaft of the radar antenna, which allows defining absolute value of the aerodynamic load, was developed.

3D curves of the wind loads, which show the nature of the moment changing on the electric drive shaft depends on antenna angular of rotation and rotation speed, is built. Obtained curves are indicate the complexity of creation the control system of the electric drive with aerodynamic load using classical methods.

The radar antenna speed control system with a proportionally integrated fuzzy logic controller, which provides antenna rotation in sector mode and compensates for the absolute value of aerodynamic load changes, is developed.

Speed control system, based on real-time feedback signals and knowledge base stored in the fuzzy controller memory, adjusts the decision to change speed with the

required acceleration, and in unforeseen circumstances, provides mode changes or complete shutdown of the system.

The synthesis of the combined control system with the main speed feedback of rotation of the antenna and the controller with the setting to the technical optimum and the second channel, which operates on the principle of positive perturbation feedback, is done. This made it possible to reduce the dynamic error after applying load of an average of 8 times compared with the existing system without perturbation feedback. Even at a maximum load torque of 84 Nm, which can occur with a strong wind up to 50 km / h, the magnitude of the dynamic speed drop in the proposed system does not exceed 5%, while the recovery time is reduced in almost 2 times compared to single-channel control.

Using an analytical method, developed in the Institute of Electrodynamics NASU team of authors with the participation of the author, the energy parameters of the arc-shaped asynchronous motor for the electric drive of radar antenna, which consists of four separate inductors with a power of 500 W each, was calculated. The efficiency and power factor of one inductor with a power of 500 W is 0,2 and 0,31, respectively. It is also shown, that the implementation of the magnetic circuit in the form of a closed structure allows improving the energy performance compared to separate magnetic circuits. Thus, the efficiency for the radar engine increases to 0,3. Thus, the energy efficiency of low-power arc-shaped motor is insufficient for use as an executive engine in gearless electric drive with aerodynamic load.

The functional scheme of the frequency control for asynchronous arc-shaped motors taking into account the longitudinal end effect and compensating of active component of the stator resistance windings was proposed.

For the first time the use of gearless electromechanical differential for electric drive of the radar antenna was proposed. The newness is that for the first time the ratio of speeds and torques in the gearless electromechanical differential, which takes into account the cross-links between its electric motors, is established.

The automatic speed control system for gearless electric drive with electromechanical differential was synthesized, and its static and dynamic modes were

analyzed. Provided investigation show that the electric drive with gearless electromechanical differential has qualitatively new control properties, which are to increase the total range of speed control both up and down from the nominal, obtaining ultra-low speeds of the output shaft at close to nominal speeds of each motor. By means of modeling, the possibility of stable operation of electric drive with gearless electromechanical differential with expanded speed range regulation from nominal to zero and with speed feedback is confirmed.

However, with a linearly increasing speed reference the kinematic error of the output shaft of the electromechanical differential occurs. Consideration of the influence of cross-links cause a change in the nature of the transition during start electric from monotonous to aperiodic with an overregulation of 1.6%. The value of the error with a linearly increasing speed reference, taking into account speed and torque cross-links, increased from $7,3 \text{ s}^{-1}$ to $12,6 \text{ s}^{-1}$. This indicates the mutual negative influence of the motors in the electromechanical differential, especially in transient modes.

A new method of increasing accuracy with a linearly increasing speed reference based on the use of an electromechanical differential and the principle of two-channel speed control, which allowed reducing the dynamic error to $0,2 \text{ s}^{-1}$, and when applying a nominal load to 1 s^{-1} , was proposed.

A new technical solution, which allows implementing the gearless electric drive with electromechanical differential, has been proposed. The technical solution is based on the modernizing an electric machine with windings on the stator and rotor by implementing on its basis a built-in gearless electromechanical differential. An electric machine with a built-in gearless electromechanical differential contains: the first inductor (stator), fixed on a base, with a winding connected to a separate source; a second inductor that rotates freely relative to the stator, with a winding connected to a separate source; a transitional rotor that interacts with the first and second inductors; the main rotor connected to the output shaft of the machine.

The functional scheme of the automatic control system of gearless electric drives with arc-shaped asynchronous motor is developed. This scheme used for designing

gearless electric drive of ship radar antenna and its further implementation on sea vessels.

The design of a prototype of an electric machine with a gearless electromechanical differential has been developed, which makes it possible to implement two-channel control without the use of additional mechanical transmissions.

The functional scheme of technical implementation for the radar antenna speed control system with fuzzy logic controller is developed.

By means of Simulink, SimMechanics libraries and Solidworks computer-aided design software, a simulation model of the mechanical parts of a gearless electromechanical differential has been developed. The obtained model may be used for further work in the field of design and research of gearless electric drive with electromechanical differential.

Key words: gearless electric drive, arc-shaped asynchronous motor, combined automatic control system, aerodynamic load, two-channel control, electromechanical differential.

ЗМІСТ

	ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	17
	ВСТУП	18
РОЗДІЛ 1	ОСОБЛИВОСТІ КЕРУВАННЯ БЕЗРЕДУКТОРНИМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ В ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМАХ З АЕРОДИНАМІЧНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ	24
1.1	Сучасний стан розвитку систем керування безредукторними електроприводами в електромеханічних системах з аеродинамічним навантаженням	24
1.2	Аналіз систем електроприводу, які використовуються в сучасних РЛС	30
1.2.1	Дугостаторні асинхронні двигуни в безредукторних електромеханічних системах з аеродинамічним навантаженням	34
1.3	Методи підвищення точності слідкуючих САК	39
1.3.1	Застосування комбінованого керування	39
1.3.2	Багатоканальні САК	41
1.4	Методи частотного керування безредукторними електроприводами в електромеханічних системах	44
1.5	Висновки по розділу 1	47
РОЗДІЛ 2	ЕНЕРГЕТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННИХ ДУГОСТАТОРНИХ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ ТА СИНТЕЗ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ДУГОСТАТОРНИМ ДВИГУНОМ В ЕЛЕКТРОПРИВОДІ З АЕРОДИНАМІЧНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ	48

		14
2.1	Аналітичне моделювання торцевого дугостаторного асинхронного двигуна з двошаровим масивним дисковим ротором для електроприводу РЛС	48
2.2	Скалярне частотне керування дугостаторним асинхронним двигуном з врахуванням крайових ефектів та з компенсацією реактивного опору обмотки статора	56
2.3	Розрахунок та аналіз аеродинамічних навантажень антени РЛС	60
2.4	Непряме вимірювання значення моменту навантаження на валу антени РЛС та пристрій його реалізації	66
2.5	Пропорційно-інтегральний нечіткий логічний контролер швидкості обертання антени РЛС	67
2.6	Комбіноване керування безредукторним дугостаторним електроприводом антени суднової радіолокаційної станції	71
2.7	Висновки по розділу 2	76
РОЗДІЛ 3	МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ, АНАЛІЗ ТА СИНТЕЗ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ БЕЗРЕДУКТОРНИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ З ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИМ ДИФЕРЕНЦІАЛОМ	78
3.1	Конструкція та принцип роботи безредукторного електропривода з електромеханічним диференціалом	78
3.2	Розробка математичної моделі безредукторного електропривода з електромеханічним диференціалом з урахуванням перехресних зв'язків	81

		15
3.3	Аналіз статичних та динамічних режимів безредукторного електроприводу з електромеханічним диференціалом на основі лінеаризованої моделі асинхронного двигуна	83
3.4	Синтез системи керування безредукторним електроприводом з електромеханічним диференціалом	89
3.5	Аналіз статичних та динамічних режимів роботи замкненої за швидкістю системи автоматичного керування безредукторним електроприводом з електромеханічним диференціалом	91
3.6	Висновки по розділу 3	96
РОЗДІЛ 4	МЕТОД ДВОКАНАЛЬНОГО КЕРУВАННЯ БЕЗРЕДУКТОРНИМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ З ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИМ ДИФЕРЕНЦІАЛОМ	98
4.1	Двоканальне керування безредукторним електроприводом з електромеханічним диференціалом	98
4.2	Аналіз статичних та динамічних режимів в замкненій за швидкістю двоканальній системі керування безредукторним електроприводом з електромеханічним диференціалом на основі лінеаризованої математичної моделі асинхронного двигуна	99
4.3	Аналіз статичних та динамічних режимів в замкненій за швидкістю двоканальній системі керування безредукторним електроприводом з електромеханічним диференціалом на основі двофазної математичної моделі асинхронного двигуна	104

		16
4.4	Висновки по розділу 4	107
РОЗДІЛ 5	ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ БЕЗРЕДУКТОРНИМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ В ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІЙ СИСТЕМІ З АЕРОДИНАМІЧНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ	109
5.1	Автоматизована система управління дугостаторними безредукторними електроприводами суднової навігаційної РЛС	109
5.2	Розробка конструкції дослідного зразка електричної машини з електромеханічним диференціалом	112
5.3	Розробка анімаційної моделі безредукторного електропривода з електромеханічним диференціалом	116
5.4	Технічна реалізація системи керування швидкістю обертання антени РЛС	120
5.5	Висновки по розділу 5	123
ВИСНОВКИ		124
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ		127
ДОДАТОК А ОСНОВНІ ПУБЛІКАЦІЇ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ ТА АБРОБАЦІЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ		137
ДОДАТОК Б ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ТА АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ		143

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

РО – робочий орган;

ЕП – електропривод;

БЕП – безредукторний електропривод;

АД – асинхронний двигун;

ДАД – дугостаторний асинхронний двигун;

ТДАД – торцевий дугостаторний асинхронний двигун;

РЛС – радіолокаційна станція;

ПЧ – перетворювач частоти;

САК – система автоматичного керування.

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми досліджень. З огляду на стрімке зростання світового флоту сучасні судна обладнуються більш якісними та складними радіонавігаційними системами і комплексами, за допомогою яких вирішуються питання безпеки плавання та зв'язку. Навігаційні радіолокаційні станції (РЛС) забезпечують визначення місця судна за орієнтирами, розпізнавання берегової лінії, орієнтування в умовах обмеженого простору, виявлення зустрічних суден та безпечне розходження з ними. Однією із основних вимог до навігаційних судових РЛС є робота в секторному режимі (робочому секторі, де відбувається радіолокація, та неробочому секторі, де її немає). Цей режим призначений для огляду ближньої надводної обстановки, що обумовлює підвищені вимоги до швидкодії і точності визначення можливих перешкод по курсу судна. Тому система автоматичного керування (САК) електроприводом (ЕП) антенного поста навігаційних судових РЛС повинна забезпечити: максимальну швидкість відпрацювання заданої частоти обертання при переході від неробочого до робочого сектора; відхилення від заданого значення частоти обертання в робочому секторі при дії дестабілізуючих факторів – не гірше $\pm 1\%$; необхідний рівень динамічної точності відпрацювання задання частоти обертання, особливо в умовах змінного вітрового навантаження.

До електроприводів антенних постів судових РЛС пред'являються високі вимоги по надійності та безаварійному строку служби. Цим вимогам відповідають безредукторні електроприводи (БЕП), в тому числі і з використанням дугостаторних асинхронних двигунів (ДАД), які застосовуються в існуючих РЛС.

Значний внесок у вивчення та розвиток безредукторних електроприводів і методів керування ними внесли відомі вітчизняні та зарубіжні вчені: І.В. Волков, С.М. Пересада, І.П. Кондратенко, В.М. Михальський, В.В. Гребенніков, Л.І.Мазуренко, В.Б. Клепиков, В.Б. Павлов, А.П. Ращепкін, В.І. Теряєв, П.А.

Фрідкін, Р.Е. Мілько, В.А. Стеклов, W. Leonhard, P. Lawrenson, B. Bose та багато інших.

Використання БЕП для антенних постів суднових навігаційних РЛС дозволяє позбутися люфтів та пружностей, властивих механічним передачам і, завдяки цьому, покращити показники якості регулювання робочого органу РЛС. В той же час відмова від редуктора вимагає збільшення обертового моменту та діапазону регулювання швидкості електроприводу.

На даний час мало уваги приділено розробці систем автоматичного керування БЕП, застосування яких дозволяє позбутися недоліків, притаманних БЕП, а за якістю керування (наприклад, динамічною точністю) наблизитись до класичних регульованих електроприводів з традиційними двигунами. Одним із способів розширення діапазону регулювання швидкості робочого органу антенних постів є застосування принципу електромеханічного диференціалу, а для підвищення динамічної точності відпрацювання керуючої дії – застосування двоканальних систем, замкнених за швидкістю. В комплексі ці питання раніше не вирішувалися.

Тому створення систем автоматичного керування безредукторними електроприводами з аеродинамічним навантаженням, що змінюється стохастично, з розширеним діапазоном регулювання швидкості та з покращеними динамічними показниками якості керування є актуальним науковим завданням. Для цього у роботі сформовано дві стратегії: комбіноване керування ЕП ДАД та двоканальне керування БЕП з електромеханічним диференціалом.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дослідження за темою дисертаційної роботи виконувалися в Інституті електродинаміки НАН України відповідно до планів досліджень НАН України в рамках наступних науково-дослідних робіт: «Визначити принципи побудови гібридних систем керування з нечіткою логікою та створити засоби і алгоритми керування регуляторами напруги, струму, частоти з покращеними характеристиками для систем електротехнологічної обробки матеріалів» («База-

П7» 6541030, 1.01.2016 – 31.12.2018); «Розвиток теорії, розроблення методів інтелектуалізації технологічних процесів та засобів керування, моніторингу, діагностування і вимірювання в електроенергетичних та електротехнічних системах» ("ІНТЕХЕН-2", 0120U002125, 1.01.2020 – 30.12.2020); «Розробити засоби регулювання напруги, струму і частоти для електротехнологій та систем безредукторних електроприводів із застосуванням методів інтелектуального керування» («База-П8», 6541030 1.01.2019 – 31.12.2021).

Мета і завдання дослідження. Метою дисертації є підвищення швидкодії та точності регулювання безредукторними електроприводами з аеродинамічним навантаженням, що змінюється стохастично, шляхом створення систем автоматичного комбінованого керування на основі непрямого вимірювання моменту навантаження та систем двоканального керування з електромеханічним диференціалом.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні задачі:

1. Провести аналіз існуючих систем автоматичного керування електроприводами з аеродинамічним навантаженням та обґрунтувати актуальність вдосконалення методів комбінованого і двоканального керування для безредукторних електроприводів з аеродинамічним навантаженням.

2. Провести дослідження енергетичних характеристик торцевого дугостаторного асинхронного двигуна з двошаровим масивним дисковим ротором. Визначити доцільність його використання в якості виконавчого двигуна в безредукторних електроприводах з аеродинамічним навантаженням.

3. Провести аналіз аеродинамічних навантажень на прикладі антени РЛС типу «МІУС». Визначити аналітичну залежність моменту вітрового навантаження від швидкості вітрового потоку, кута повороту і швидкості обертання антени.

4. Синтезувати комбіновану систему автоматичного керування електроприводом антени РЛС та визначити статичні і динамічні характеристики синтезованої системи.

5. Розробити математичну модель безредукторного електромеханічного диференціалу з урахуванням електромеханічних і електромагнітних взаємозв'язків, провести аналіз усталених і динамічних режимів його роботи. Здійснити синтез системи керування безредукторним електроприводом з електромеханічним диференціалом.

6. Провести аналіз усталених та динамічних режимів роботи в замкненій за швидкістю двоканальній системі керування безредукторним електроприводом з електромеханічним диференціалом.

7. Розробити практичну схему автоматизованої системи керування безредукторними дугостаторними електроприводами антенного поста суднової навігаційної РЛС.

Об'єктом дослідження дисертаційної роботи є процеси електромеханічного перетворення енергії в безредукторних електроприводах.

Предметом дослідження є методи керування безредукторними електроприводами, які підвищують динамічну точність відпрацювання задання швидкості.

Методи дослідження. Вирішення сформульованих у дисертаційній роботі задач досягнуто на основі використання фундаментальних положень електродинаміки та теоретичної електротехніки, теорії електричних машин, теорії електроприводу, теорії автоматичного керування, теоретичної механіки, засобів математичного моделювання в середовищі Matlab.

Наукова новизна одержаних результатів.

1. Запропоновано новий метод керування електроприводом з аеродинамічним навантаженням та компенсуючим зв'язком за збуренням шляхом непрямого визначення навантаження з використанням нової встановленої залежності моменту навантаження на валу електропривода антенного поста РЛС від швидкості повітряного потоку, кута повороту та швидкості обертання антени.

2. Удосконалено метод підвищення стабільності і рівномірності руху робочих органів РЛС шляхом використання безредукторного електроприводу з

двоканальним керуванням, який забезпечує розширення діапазону регулювання швидкості.

3. Вперше встановлено співвідношення швидкостей та моментів в безредукторному електромеханічному диференціалі, що дало змогу розробити математичну модель електроприводу та здійснити синтез двоканальної системи автоматичного керування швидкістю, яка забезпечує компенсацію кінематичної похибки при відпрацюванні лінійно-наростаючого задання швидкості.

4. Науково обґрунтовано можливість побудови електричної машини з обмотками на статорі та роторі, механічним розділенням основного і проміжного роторів, що було покладено в основу безредукторного електромеханічного диференціалу і дало змогу реалізувати двоканальне керування без використання додаткових механічних передач.

Практичне значення одержаних результатів.

1. Запропоновані принципи технічної реалізації систем автоматичного керування безредукторними електроприводами з дугостаторними асинхронними двигунами були використані для проектування електроприводу суднової РЛС з метою подальшого його впровадження на морських судах;

2. Розроблено і виготовлено стенд для дослідження статичних і динамічних режимів асинхронних двигунів з можливістю подальших стендових випробувань БЕП антенного поста РЛС у складі суднової навігаційної системи;

3. Розроблено конструкцію дослідного зразка електричної машини з вбудованим безредукторним електромеханічним диференціалом, яка дає змогу реалізувати двоканальне керування без використання додаткових механічних передач.

Особистий внесок здобувача.

Безпосередньо автором здійснено:

- інформаційний пошук та аналіз літературних даних за темою дисертації;
- синтез комбінованої САК ЕП РЛС на основі ДАД;
- встановлення співвідношення швидкостей та моментів БЕП з електромеханічним диференціалом;

- дослідження статичних та динамічних режимів двоканалної САК БЕП з електромеханічним диференціалом, замкненої за швидкістю;
- розробку функціональної схеми для реалізації САК ЕП обертання антени на основі ДАД та креслень конструкції дослідного зразка БЕП з електромеханічним диференціалом;
- розробка стенду для дослідження статичних і динамічних режимів тихохідного асинхронного двигуна.

Наукові роботи опубліковані у співавторстві із Стяжкіним В.П., Кондратенко І.П., Ращепкіним А.П., Теряєвим В.І., Зайченко О.А., Карловим О.М., Крищуком Р.С.

Співавторами наукових праць є науковий керівник та науковці, спільно з якими проведені дослідження.

Апробація результатів дисертації. Основні положення та результати дисертаційної роботи доповідалися і обговорювалися на міжнародних науково-технічних конференціях МНТК «Smart-технології в енергетиці та електроніці – 2016» (смт. Лазурне, Херсонської області STEE-2016); МНТК «Проблеми автоматизованого електропривода». «Силова електроніка та енергоефективність» (м. Харків, ПАЕП - СЕЕ-2017); МНТК «Оптимальне керування електроустановками» (м. Вінниця, ОКЕУ-2017); XV МНТК ««Проблеми сучасної електротехніки» (м. Київ, 2018), на наукових семінарах Інституту електродинаміки НАН України з проблеми «Наукові основи електроенергетики» (2015-2019).

Структура та обсяг дисертаційної роботи. Дисертаційна робота викладена на 150 сторінках машинописного тексту, складається зі вступу, 5 розділів, висновків, списку використаних джерел та 2 додатків. Обсяг основного тексту дисертації складає 122 сторінки друкованого тексту. Робота ілюстрована 12 таблицями та 73 рисунками. Список використаних джерел містить 89 найменувань, з них 74 кирилицею та 15 латиницею.

РОЗДІЛ 1

ОСОБЛИВОСТІ КЕРУВАННЯ БЕЗРЕДУКТОРНИМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ В ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМАХ З АЕРОДИНАМІЧНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ

Навантаження, що мають синусоїдальний характер у функції положення, амплітуда коливань якого змінюється стохастично з часом, наприклад, антенний пост судової навігаційної РЛС, з погляду теорії та практики автоматизованого електропривода являють собою складну нелінійну систему. На цей час постали завдання розробки систем електроприводів, які ефективно вирішують проблеми динаміки та точності керування електроприводом з таким навантаженням.

1.1 Сучасний стан розвитку систем керування безредукторними електроприводами в електромеханічних системах з аеродинамічним навантаженням

Багато сучасних робіт присвячено розробці електроприводів обертання антен РЛС [1-6]. Ведуться розробки по удосконаленню та розробці частотних та векторних алгоритмів керування, які здатні забезпечити ефективну роботу ЕП на малих швидкостях [7-9]. Крім того, розробляються нові системи автоматичного керування для покращення характеристик електроприводів навігаційних систем, що забезпечують тримання заданого курсу судна [10, 11].

Вимоги до технічних показників сучасних радіолокаційних систем увесь час зростають, а обладнання, яке входить до їх складу, потребує постійного вдосконалення [12, 13]. Одним із головних механізмів будь-якої РЛС є антена, обертання якої здійснюється ЕП. Від роботи ЕП РЛС залежать такі важливі технічні параметри як азимут цілі, швидкість огляду, точність визначення координат цілі [14]. ЕП обертання РЛС повинні задовольняти наступні вимоги:

- обертання і наведення антени з високою точністю і швидкодією;

- робота при великих динамічних перевантаженнях, що викликана великими інерційними масами антен і дією аеродинамічного навантаження;
- обертання антени з різними швидкостями, сканування в секторі, установка на азимут, наведення на ціль та її супроводження;
- високі енергетичні показники, оскільки в більшості випадків РЛС є автономним об'єктом з джерелом живлення обмеженої потужності;
- високі масогабаритні показники у зв'язку із необхідністю створення малогабаритних і мобільних РЛС;
- підвищену надійність через роботу РЛС в складних кліматичних умовах.

Для антен РЛС найбільш характерними є 3 режими роботи – “Обертання”, “Стеження”, “Установка азимута”. Робота в режимі “Обертання” передбачає точне відпрацювання сигналу задання за швидкістю, “Стеження” – швидкості і кутового положення; “Установка азимута” – відпрацювання сигналу задання положення [15].

ЕП антен РЛС містить у собі систему керування, електродвигун змінного або постійного струму та редуктор, за допомогою якого обертання від двигуна передається антені.

Оскільки швидкість обертання антен РЛС лежить у межах від 0 до 60 об/хв, застосування редукторів є необхідним для серійних електродвигунів, що випускаються промисловістю і мають швидкість обертання від 750 до 3000 об/хв.

За експлуатаційними показниками надійності та довговічності електронна частина РЛС і електропривода, яка виконана на сучасному рівні із застосуванням напівпровідників і мікроелектроніки, на кілька порядків перевершує виконавчу частину електропривода антени, що протягом останніх десятиліть істотно не змінилася, за винятком застосування більш якісних сучасних конструкційних матеріалів.

Для редукторного ЕП РЛС протягом всього терміну служби необхідно проводити регламентні роботи зі змащення підшипників електродвигуна та редуктора, які є найбільш ненадійними ланками.

Кожна ступінь редуктора має декілька головних поверхонь зношування: підшипники, цапфи валів, поверхні зачеплення зубів шестерень. Електродвигун також має власні підшипники, які обертаються з високою швидкістю. Зношування цих елементів обмежує довговічність і надійність електропривода антени в цілому [16].

Підвищення надійності і довговічності механічної частини електропривода можна досягти двома шляхами.

Перший шлях – застосування високоякісних конструкційних матеріалів прецизійних підшипників, прецизійного виготовлення всіх деталей (шестерень, валів і т.д.).

Однак, цей шлях однозначно визначає різке підвищення вартості й трудомісткості виготовлення елементів електропривода антени. Цим шляхом йшов весь розвиток електропривода протягом всієї історії свого існування. Сьогодні рівень технічних рішень настільки високий, що не дозволяє сподіватися на істотне підвищення надійності й довговічності [16].

Другий шлях – створення безредукторного електропривода, що є сучасною тенденцією розвитку цієї галузі техніки. Таке рішення дозволяє відмовитися від редуктора зубчастих коліс, спрощує установку, робить її більш надійною й довговічною.

В БЕП магнітне поле статора безпосередньо діє на рухому частину РО, яка одночасно є ротором двигуна. Це дає можливість збільшити динамічну жорсткість, але накладає додаткові умови на САК з такими ЕП. Якщо в редукторному ЕП інерційність об'єкту керування та навантаження компенсуються збільшеним за рахунок редукції моментом двигуна, то в безредукторному ЕП навантаження компенсується моментом двигуна безпосередньо [17, 18]. Тому, впровадження безредукторного електропривода,

як правило, потребує використання тихохідних високомоментних електродвигунів.

Виключивши редуктор, систему електроприводу умовно можна розділити на три основні частини:

- виконавчий електродвигунний пристрій;
- силовий перетворювальний пристрій, що забезпечує живлення електродвигуна та керування його регульованими змінними;
- керуючий пристрій, який створює задаючу дію і забезпечує захист двигуна і силового перетворювача.

Можна виділити основні переваги безредукторного електроприводу над ЕП з кінематичними перетворювачами:

- високі показники точності позиціонування (одиниці мкм);
- можливість створення високого моменту на валу і як наслідок забезпечення значних прискорень;
- відсутність люфтів, сухого тертя, додаткових нелінійностей та пружностей, що негативно впливають на статичні та динамічні показники слідкуючого ЕП;
- відсутність механічного зношування, внаслідок чого задана точність забезпечується протягом усього терміну служби;
- низький рівень шуму і вібрацій;
- збільшення терміну служби, відсутність необхідності змащування і технічного обслуговування.

Недоліками безредукторного ЕП є збільшені габарити електродвигунного пристрою, необхідність фіксації виконавчого органу при відключенні двигуна.

В БЕП у якості виконавчих елементів в основному застосовуються наступні види електродвигунів:

- асинхронні двигуни;
- двигуни постійного струму;
- крокові двигуни;
- синхронні двигуни з постійними магнітами;

- реактивні синхронні двигуни;
- вентильні електродвигуни.

Останнім часом розширилася область застосування синхронних двигунів з постійними магнітами [19-21]. Вони відрізняється від двигуна з обмоткою збудження тим, що магнітне поле ротора створюється за рахунок постійних магнітів. Двигун не має ковзних контактів, не потребує джерела живлення постійного струму і в той же час за своїми пусковими і робочими властивостями досить близький до двигуна постійного струму.

Особливістю таких двигунів є те, що завдяки оригінальній конструкції обмотки і осердя статора двигун можна виготовити багатополосним, навіть при малих його розмірах. У поєднанні із застосуванням високоенергетичних рідкісноземельних магнітів, двигуни такого типу мають найбільше відношення крутного моменту до маси двигуна серед інших конструкцій електродвигунів серійного виробництва. Таким чином, характерними особливостями конструкції двигунів даного типу є: високий момент обертання, мала маса і можливість роботи на низьких частотах обертання.

Основні переваги моментних двигунів з постійними магнітами [22]:

- малі електромагнітні постійні часу (одиниці мілі секунд при піковому моменті до 1000 Нм);
- висока (2 ... 5) кратність пікового моменту відносно тривалого;
- можливість установки механізму безпосередньо на ротор двигуна;
- збільшення потенційно можливого критичного моменту, що важливо при поривах вітру;
- поліпшення теплообміну двигуна з навколишнім середовищем.

За останні десять років синхронні двигуни з постійними магнітами посіли чільне місце в виробничих програмах провідних електромашинобудівних компаній («SIEMENS», «BOSH», «ABB», «EMERSON», та ін.). У більшості каталогів готової продукції цих компаній синхронні двигуни з постійними магнітами представлені на першому місці.

Обмеженість застосування синхронних двигунів з постійними магнітами пов'язана з високою вартістю рідкоземельних матеріалів, які використовуються для виготовлення магнітів.

Розвиток імпульсної і цифрової техніки привів до розробки і застосування крокових двигунів і механізмів, які можуть виконувати одночасно роль лічильника імпульсів, тобто вимірювального пристрою. У слідкуючих системах знаходять широке застосування і комбіновані виконавчі елементи. До них відносяться: двигуни-генератори, двигуни-сельсини, двигуни з демпфером, вентильні двигуни постійного струму, тихохідні електродвигуни змінного струму, побудовані на принципах електромагнітної редукції та інші виконавчі механізми.

Поряд з вищезгаданими типами двигунів, все більшого поширення набувають синхронні реактивні двигуни (СРД) [23-25]. Вони відрізняються відсутністю в конструкції постійних магнітів, що обумовлює значно більшу надійність конструкції і набагато меншу вартість виробництва, в порівнянні з двигунами з постійними магнітами. В даний час СРД з класами енергоефективності IE3 і IE4 виготовляються рядом європейських виробників (ABB, Siemens, KSB, Sicme Motori та ін.).

Перевагами СРД є:

- проста і надійна конструкція ротора, що складається з тонколистової електротехнічної сталі, без магнітів і короткозамкненою обмотки;
- низький рівень нагрівання ротора;
- низький момент інерції ротора.

Недолік СРД – низький коефіцієнт потужності через те, що магнітний потік створюється тільки за рахунок реактивного струму.

В Україні широке застосування одержали безредукторні електроприводи, виконані на базі асинхронних двигунів вітчизняного виробництва [26, 27]. В порівнянні з іншими типами електричних машин вони є більш простими та дешевими у виготовленні, надійними в експлуатації. Крім того асинхронні двигуни можуть легко поєднуватися з РО механізмів [28]. Це пояснюється тим,

що в асинхронних електричних машинах використовується принцип пульсуючого магнітного поля, на основі якого може бути отримано як обертальний так і поступальний рух в широкому діапазоні швидкостей, без використання редуктора.

В сучасних РЛС застосовують асинхронні двигуни з короткозамкнутим ротором. Але для отримання необхідних швидкостей використовують редуктори, які являються вузлом ненадійності і потребують обслуговування.

1.2 Аналіз систем електроприводу які використовуються в сучасних РЛС

В даний час в Україні використовуються радіолокаційні комплекси та станції великих та середніх висот, а також радіолокаційні станції маловисотного поля, розділені за призначенням на комплекси та станції бойового режиму, чергувального режиму, цивільного та спеціального призначення. Ці комплекси та станції відрізняються також за кількістю змінених координат, за діаграмою та рівнями мобільності.

Системи обертання антен, що використовуються в радіолокаційних комплексах та станціях не в повній мірі здатні задовольнити вимоги, що висуваються до них [29, 30]. Аналіз інформаційних джерел показав, що електроприводи існуючих антен РЛС, часто використовують двигуни постійного струму та електромашинні підсилювачі. Основними недоліками таких систем є: вартість виготовлення, необхідність профілактичного обслуговування колекторно-щіткових вузлів; обмежений термін служби.

В малопотужних, малогабаритних ЕП РЛС як правило, забезпечується постійна швидкість обертання антени. Однак для габаритних антен з великою парусністю використовують системи які змінюють свою швидкість обертання в залежності від швидкості вітру. Оскільки при великих значеннях вітрового навантаження можливі механічні пошкодження антени. Також вітрове навантаження викликає коливання моменту на валу двигуна і відповідні

коливання потужності, яку він споживає, що в свою чергу призводить до збільшення середньоквадратичного моменту на валу і, як наслідок, завищення потужності, маси та габаритів ЕП. Крім того, нерівномірний характер споживання електричної енергії викликає коливання напруги живлення та знижує електромагнітна сумісність системи ЕП. На рис. 1.1 представлена функціональна схема такого ЕП [31].

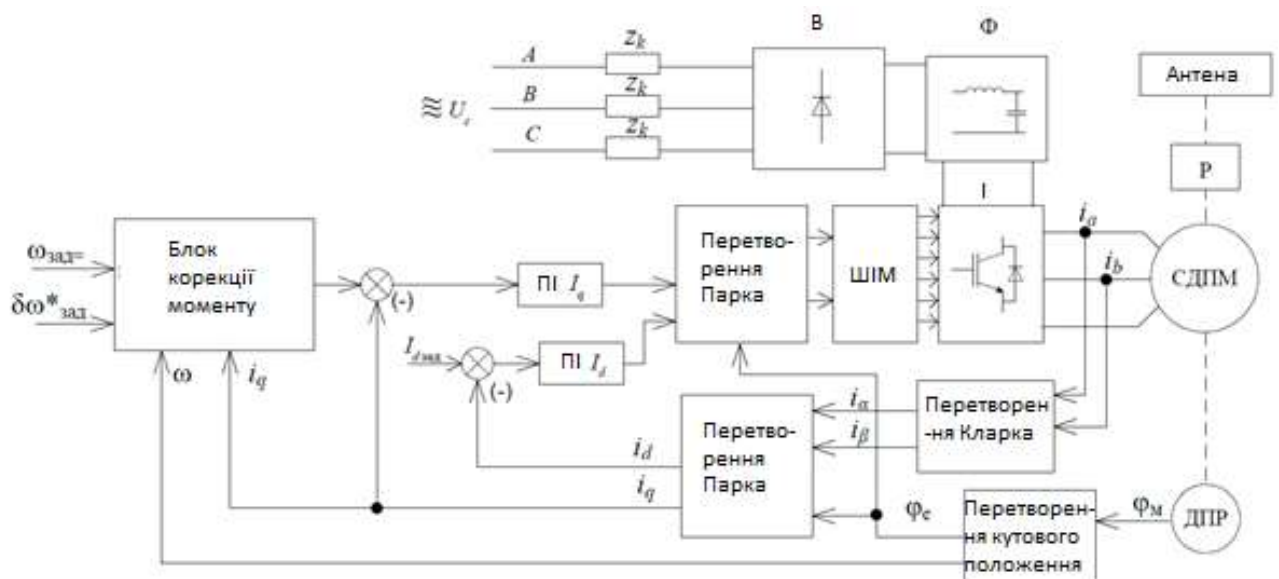


Рис. 1.1 Функціональна схема САК ЕП РЛС на базі синхронного двигуна з постійними магнітами

На рис. 1.1 позначено Р – редуктор, СДПМ – синхронний двигун з постійними магнітами, В – випрямляч, Ф – фільтр, І – інвертор, ДПР – датчик положення ротора. Система керування побудована в синхронній системі координат, з підпорядкованим регулюванням параметрів, що складається з широтно-імпульсного модулятора ШІМ, блоків пропорційно-інтегральних (ПІ).

Такий підхід покращує техніко-економічні показники ЕП РЛС та дозволяє зменшити номінальні потужності СДПМ та інвертора, і як наслідок зменшити вартість, та масогабаритні показники системи. Однак, має недоліки пов'язані із застосуванням редуктора, та погіршенням технічних показників РЛС.

Також ведуться розробки по створенню БЕП на базі вентельних двигунів (ВД), що не мають власних підшипників, а вбудовується в конструкцію об'єкта

привода: ротор двигуна жорстко закріплюється на обертовій частині об'єкта, а статор монтується на нерухомій [32]. Такий ЕП має блочно-модульну конструкцію, що суттєво спрощує монтаж, забезпечує зручність транспортування, підвищує надійність та ремонтпридатність.

Система збудження складається з великої кількості полюсів з постійними магнітами. Обмотка якоря виконується неперехресною, що обумовлено необхідністю зменшення електромагнітного зв'язку між котушками. Такі обмотки, а також відсутність феромагнітних елементів в якорі, забезпечують зменшення індуктивності, і як наслідок покращують динамічні характеристики ЕП.

Комутатор здійснює керування напругою обмоток статора вентильного двигуна одним із наступних способів: 1) перемикання обмотки за сигналами давача положення та ШІМ-регулювання; 2) позиційна ШІМ-модуляція фазних напруг за сигналом давача положення ротора. На рис. 1.2 представлена функціональна схема такого ЕП [33].

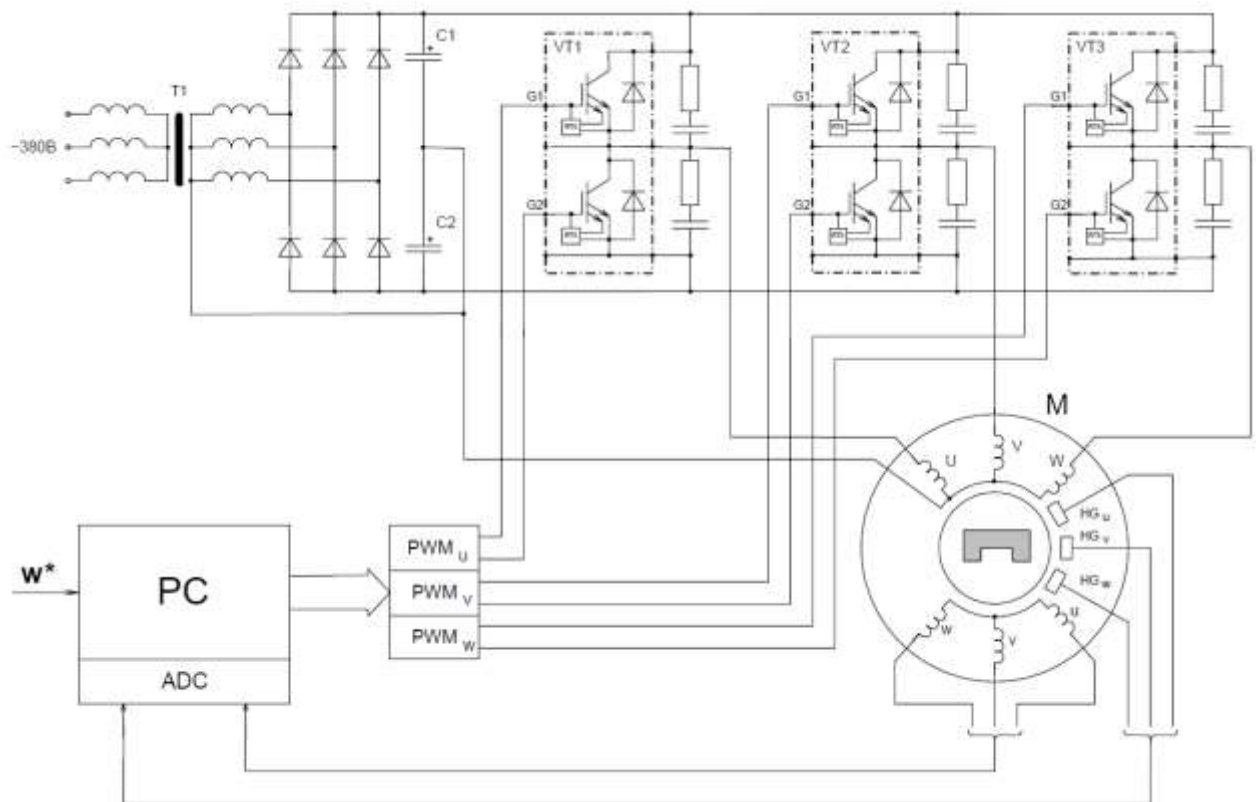


Рис. 1.2 Система безредукторного електропривода інфранизьких частот обертання

Забезпечення рівномірності обертання в тому числі на інфранизьких швидкостях, відбувається за рахунок тихохідного тахогенератора (ТГ), який представляє собою синхронний генератор. Обмотки статора ТГ (u , v , w) реалізовані на місці однієї секції обмоток якоря ВД і мають збудження від постійних магнітів ВД. Тахогенератор виконує роль неперервного давача кутового положення ротора, значення якого обчислюється за спеціально розробленим алгоритмом. Формування законів керування в даній системі ЕП виконує контролер з відповідними каналами аналогово-цифрового перетворювача. Для дискретного керування ВД, а також для визначення початкового положення ротора в системі використано давачі Хола HG_u , HG_v , HG_w .

Такий підхід, з одного боку, зменшує електромагнітну інерційність кола якоря, а з іншого не забезпечує достатню швидкість роботи цифрової САР.

1.2.1 Дугостаторні асинхронні двигуни в безредукторних електромеханічних системах з аеродинамічним навантаженням

Однією із основних вимог до навігаційної суднової РЛС (наприклад, РЛС «Міус») є робота в секторному режимі для огляду ближньої надводної обстановки. При цьому кутова швидкість в секторі становить 10 об/хв, поза сектором – 60 об/хв (рис. 1.3). ЕП антени повинен забезпечити відхилення від заданого значення кутової швидкості частоти обертання в секторі при дії дестабілізуючих факторів – не гірше $\pm 1\%$. Для такого режиму роботи ЕП РЛС повинен забезпечити необхідний рівень динамічної точності відпрацювання задання, особливо в умовах змінного вітрового навантаження. В роботах [16, 63], по створенню БЕП для навігаційних РЛС на основі дугостаторного двигуна з дисковим ротором потужністю 2 кВт, цей факт не враховується.

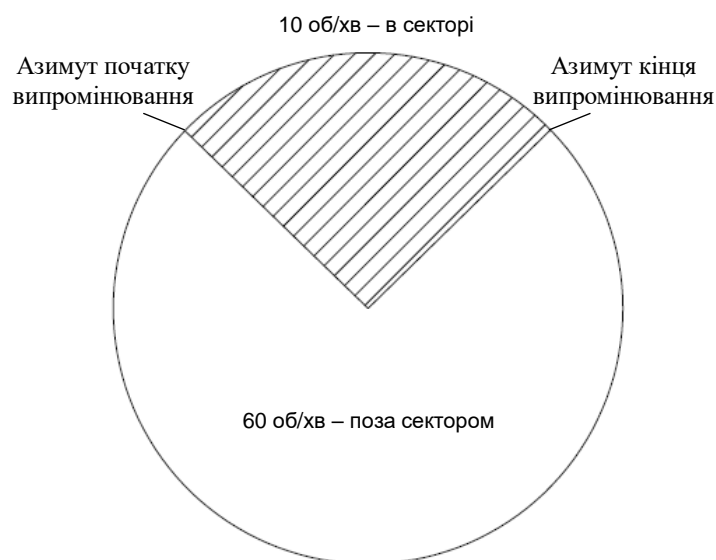


Рис. 1.3 Секторний режим роботи

Кінематична схема ЕП на основі ДАД представлена на рис. 1.4. Він складається з чотирьох індукторів, які можна окремо включати в роботу, відповідно до діючого вітрового навантаження. При цьому сумарне тягове зусилля двигуна складається із зусиль кожного окремого індуктора.

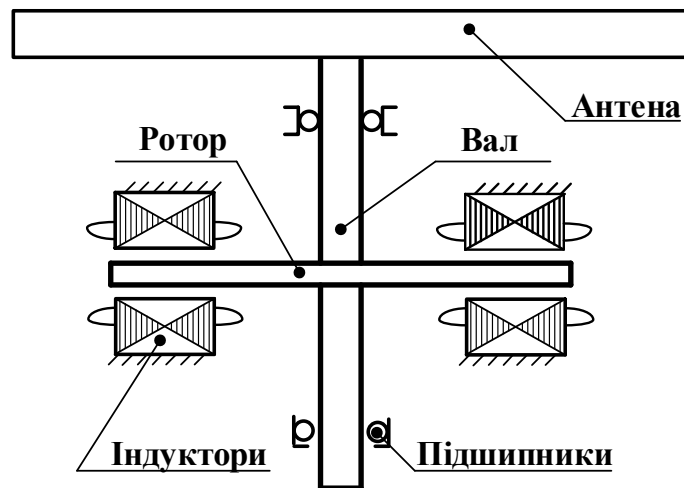


Рис. 1.4 ЕП РЛС на основі дугостаторного двигуна з дисковим ротором

Сумарний крутний момент, що розвивається індукторами, повинен перевищувати максимальне значення моменту вітрового навантаження. При цьому кутова швидкість антени підтримується САК на заданому рівні.

У таблиці 1.1 наведені дані про тривалість дії протягом року вітрового навантаження для чотирьох характерних діапазонів швидкостей вітру, величини моментів навантаження і кількості індукторів, необхідні для формування відповідного моменту БЕП.

Таблиця 1.1

Тривалість дії вітрового навантаження на антенну протягом року

Параметр	Один індуктор	Два індуктора	Три індуктора	Чотири індуктора
Швидкість вітру, м/с	до 15	15-35	35-40	40-50
Навантажувальний момент, Н*м	10,86	42,21	53,08	78,46
Тривалість роботи в рік, %	85,45	14,3	0,2	0,05

З табл. 1.1 видно, що більшу частину часу (99,75%) в складі БЕП АП працюватимуть один, або два індуктори. Це дозволяє не тільки знизити електричну потужність виконавчого електродвигуна антени, але і значно збільшити надійність БЕП, забезпечивши подвійне резервування індукторів.

Встановлена потужність дугостаторного двигуна буде така ж як у стандартного двигуна.

Необхідно відзначити ще одну особливість асинхронних двигунів, що має значення для безредукторного привода антен – це можливість застосування у якості ротора будь-якого струмопровідного шару матеріалу (сталь, алюміній, мідь та ін.).

Дугові або лінійні статори можуть розташовуватися як із двох сторін суцільного ротора у вигляді обода, або диска, так і з одного боку – залежно від конструктивних особливостей антени.

На даний час випускається асинхронний дугостаторний двигун виробництва АТ НВО «ЛЕМЗ» для азимутального ЕП та ЕП кута місця РЛС [34, 35]. Двигун складається з восьми дугоподібних взаємозамінних незалежних індукторів і одного загального ротора, на якому встановлюється антена. На рис. 1.5 представлений двигун та індуктор з обмотками.



Рис. 1.5 Асинхронний дугостаторний двигун та індуктор з обмотками

У силовій частині електроприводу АТ НВО «ЛЕМЗ» використовується трифазний імпульсний інвертор на силових IGBT-транзисторах. Він має два виконання – з вихідною потужністю до 11 кВт і до 30 кВт.

Таким чином, розробка дугостаторного електропривода антени дає можливість одержати високі показники надійності й довговічності, тому що виключається весь кінематичний ланцюг зубчатих передач високошвидкісного

електродвигуна, а залишаються тільки два тихохідних підшипники, у яких обертається антена.

Конструктивні особливості ДАД дають можливість вбудовувати їх в існуючі механізми, а також створювати різноманітні електромеханічні системи з мінімальною кількістю кінематичних ланок. Область застосування ДАД – це в основному безкорпусні ЕП в яких ротором електродвигуна являється частина механізму РО.

На рис. 1.6 показані навантажувальні характеристики дугостаторного БЕП при включенні відповідно 1-4 індукторів.

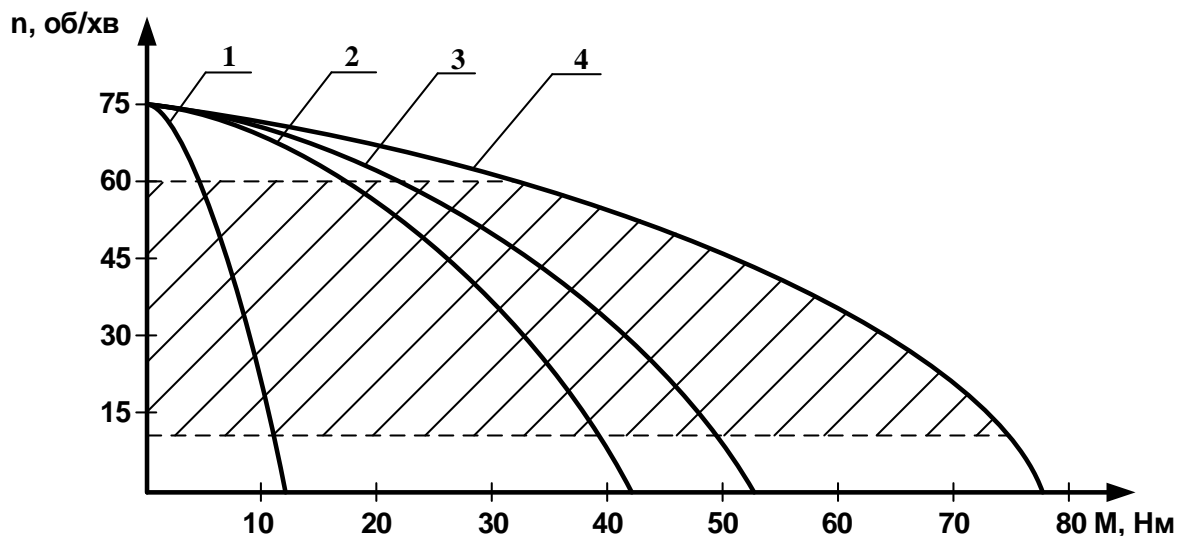


Рис. 1.6 Навантажувальні характеристики дугостаторного БЕП

На рис 1.7 представлено графіки вітрових навантажень на антену РЛС "Міус". З графіків видно, що навантаження на електропривод антени РЛС при обертанні змінюється за гармонійним законом.

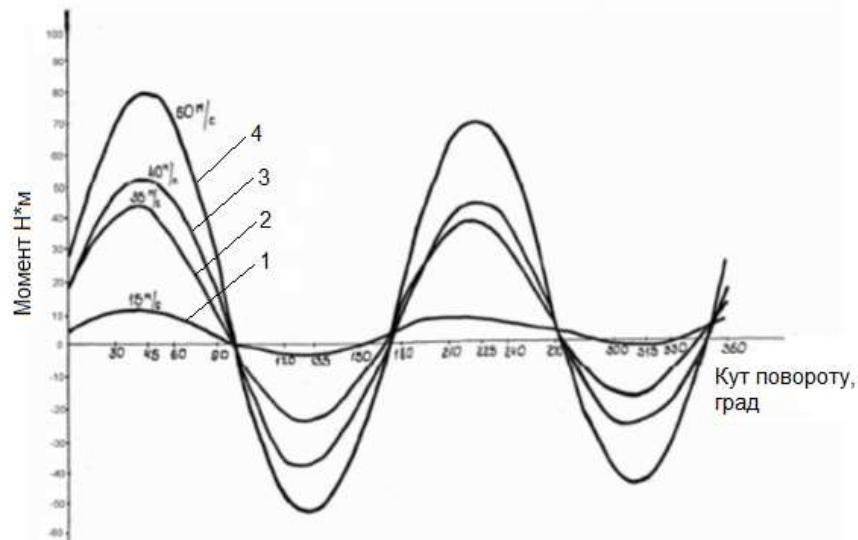


Рис. 1.7 Графіки вітрових навантажень на антену РЛС "Міус"

Дугостаторні двигуни також застосовуються для кулькових барабанних млинів (КБМ) (потужність 2,5 МВт), електромагнітних сепараторів, в електроприводах для станків-качалок малодебетних свердловин (потужність 1,5-4,5 кВт) та для РЛС (потужність 11 та 22 кВт). Як правило, такі двигуни виконуються не торцевими а круговими. Для станків-качалок був виготовлений дугостаторний двигун з магнітним зазором 0,7 мм. Що дало змогу отримати прийнятні для даного механізму енергетичні показники (експериментальні значення ККД для 2кВт двигуна складають 54%) [36, 37].

1.3 Методи підвищення точності слідкуючих САК

Слідкуючі ЕП як правило являють собою замкнуті електроприводи, які керують переміщенням і забезпечують керування положенням об'єкта щодо деякої базової системи координат.

При цьому регульована величина з необхідною точністю повинна відповідати прикладеному до системи керуючому впливу. Слідкуючі ЕП можуть забезпечувати як лінійне, так і кутове переміщення об'єкта керування. Наприклад, це може бути система наведення сонячної батареї, телескопа або система керування подачею різця в верстаті з програмним управлінням [38, 39].

1.3.1 Застосування комбінованого керування

Під комбінованим керуванням розуміється метод побудови САК, при якому поряд з регулюванням по відхиленню використовується пряме регулювання по задаючому або збурювальному впливу.

Типова структурна схема слідкуючої САК з комбінованим керуванням по задаючому впливу представлена на рис.1.8 [40].

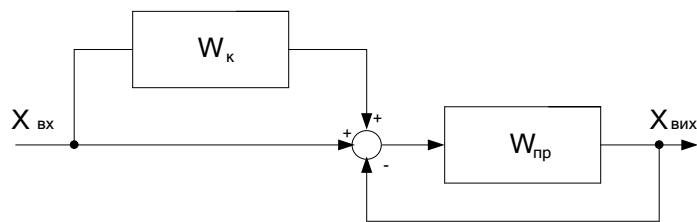


Рис. 1.8 Типова структурна схема слідкуючої САК з комбінованим керуванням по задаючому впливу

Якщо передаточна функція $W_{пр} = 1/(4 \cdot T_{\mu} \cdot p \cdot (2 \cdot T_{\mu} \cdot p + 1))$ відповідає типовому замкненому контуру швидкості, то передаточна функція корегуючої ланки має вид: $W_k = 8 \cdot T_{\mu}^2 \cdot p^2 + 4 \cdot T_{\mu} \cdot p$. Тобто компенсація інерційності САК відбувається форсуваннями задаючого сигналу. Практично за даним методом реалізують лише часткову інваріантність, увівши першу похідну від задаючого сигналу, що дозволяє усунути статичну похибку системи.

Типова структурна схема слідкуючої САК з комбінованим керуванням по збурювальному впливу представлена на рис. 1.9.

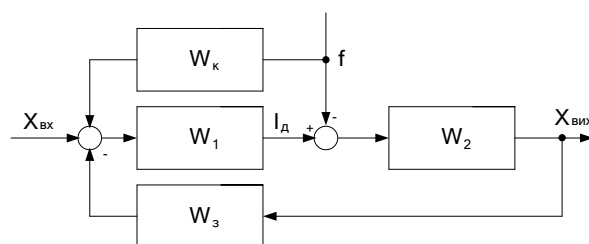


Рис. 1.9 Типова структурна схема слідкуючої САК з комбінованим керуванням по збурювальному впливу

За умови компенсації збурення ($W_k \cdot W_1 = 1$) передаточна функція корегуючої ланки $W_k = 1 / W_1$.

Якщо W_1 є пропорційно-інтегральною ланкою, що зазвичай має місце в системах підпорядкованого керування, налаштованих на симетричний оптимум, то компенсуючий зв'язок повинен вводити сигнал, пропорційний збурюванню і його похідній, тобто виконувати функції пропорційно-диференційного регулятора. Проблема реалізації такого зв'язку полягає в необхідності вимірювання збурення (застосування датчиків сили або моменту, що вбудовуються в елементи конструкції механізму), а також необхідності диференціювання сигналів цих датчиків.

Важливою властивістю комбінованого керування є те, що введення корекції не змінює характеристичне рівняння замкнутої системи. Отже, не порушуються не тільки умови стійкості, але й показники якості динамічних режимів. Можлива реалізація інваріантності відразу по декількох координатах, однак, при цьому ускладнюється технічна реалізація. Недоліком систем комбінованого керування є необхідність введення похідних по задаючій або збурювальній діям, а також необхідність забезпечення великого запасу по амплітуді всіх ланок системи для забезпечення необхідних форсувань у зв'язку з відпрацюванням похідних.

1.3.2 Багатоканальні САК

Одним із методів підвищення точності відпрацювання керуючої дії в слідкуючих САК є застосування так званого двоканального принципу керування [41, 42]. Системи, що працюють за принципом грубого і точного управління широко використовуються в світовій практиці для управління прокатними станами, важкими верстатами з числовим програмним керуванням, великими антенами і радіотелескопами, оптичними системами відеоспостереження та ін.

Принцип роботи двоканальної САК пояснюється структурною схемою на рис. 1.10.

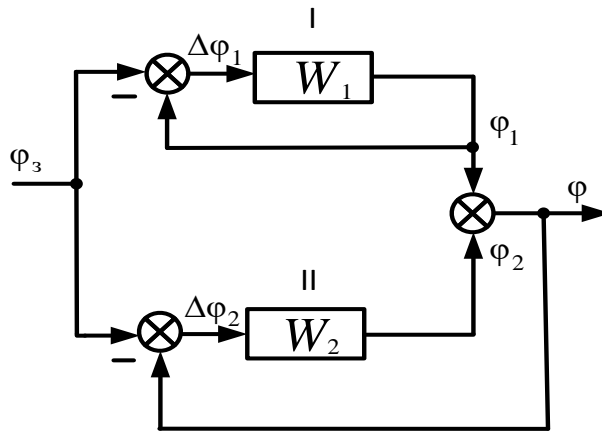


Рис. 1.10 Структурна схема двоканальної САК

На два канали, позначені цифрами I і II з передавальними функціями в розімкнутому стані $W_1(p)$ і $W_2(p)$, подається загальний керуючий вплив φ_3 .

Силовий канал грубого відліку I, замкнутий по власній вихідній координаті φ_1 , здійснює грубе регулювання, канал точного відліку II здійснює точне керування переміщенням і замкнутий по вихідній координаті всієї системи φ , яка є алгебраїчною сумою координат φ_1 та φ_2 . Часто для обох каналів використовують загальний керуючий вплив $\varphi_3 = \varphi_1 = \varphi_2$.

Також з рис. 1.9 видно, що на вході каналу II діє сигнал $\Delta\varphi_2 = \varphi_3 - \varphi = \varphi_3 - \varphi_1 - \varphi_2 = \Delta\varphi_1 - \varphi_2$. Отже, якби другий канал мав абсолютну швидкодію і помилка $\Delta\varphi_2$ дорівнювала нулю, то вихідна координата II каналу φ_2 рівнялася б помилці першого каналу $\Delta\varphi_1$ і дійсне значення вихідної координати $\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 = \varphi_1 + \Delta\varphi_1 = \varphi_1 + \varphi_3 - \varphi_1 = \varphi_3$ було б рівним φ_3 [43].

Особливістю двоканальної системи є те, що вона відтворює керуючу дію з точністю, що визначається точністю II каналу. При цьому II канал відпрацьовує лише помилку 1-го каналу, тому його потужність може бути набагато меншою.

Однією з особливостей багатоканальних систем є те, що еквівалентний коефіцієнт підсилення багатоканальної системи дорівнює добутку еквівалентних коефіцієнтів підсилення окремих каналів, а порядок астатизму багатоканальної системи дорівнює сумі порядків астатизму окремих каналів.

Це свідчить про можливість підвищення точності двоканальної системи без введення додаткових підсилювальних та інтегрувальних ланок.

Чим вище добротність, тобто відношення частоти обертання вхідного сигналу системи до усталеного значення похибки, яка залежить від порядку астатизму, тим більшу точність керування може забезпечити система. Можна розділити необхідну добротність між окремими каналами, причому добротність кожного каналу буде відносно невелика і її реалізація не викличе труднощів.

Вищезазначені властивості багатоканальних системи дозволяють також рознести коефіцієнти підсилення між окремими каналами таким чином, щоб кожен канал мав невеликий коефіцієнт підсилення, а багатоканальна система мала більший коефіцієнт ніж той, що можливо отримати в одноканальній системі.

Зазначений спосіб об'єднання двох слідкуючих електроприводів в систему, побудовану з використанням принципу двоканального керування, не є єдиним. На рис. 1.11 представлена функціональна схема двоканального ЕП, в якій два ЕП керують положенням об'єкту регулювання за допомогою диференціального редуктора. У подібній системі інерційне навантаження – об'єкт регулювання є спільним для обох електроприводів.

Відмінною рисою двоканального електроприводу з диференціальним редуктором є те, що головний зворотній зв'язок першого електроприводу не охоплює диференціал, а сигнал головного зворотного зв'язку другого електроприводу знімається з об'єкта регулювання. Такі системи можуть мати в своєму складі не тільки слідкуючі електроприводи, а і системи керування швидкістю [44, 45].

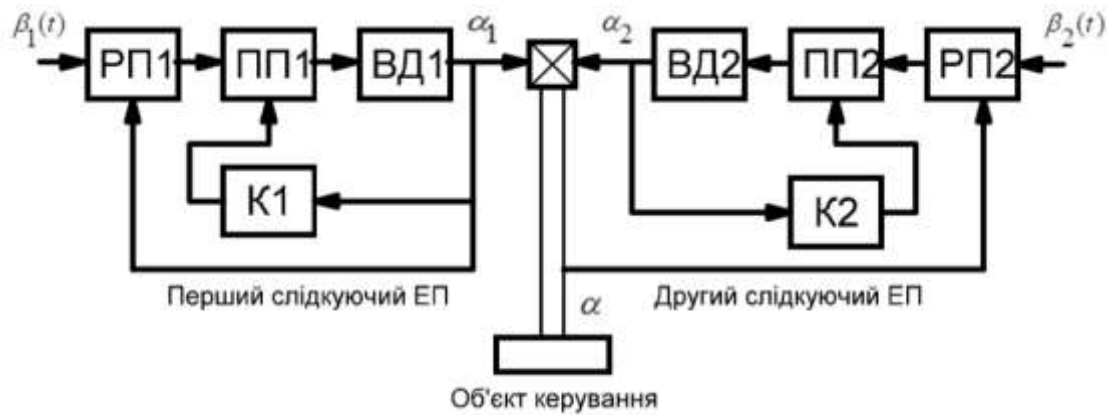


Рис. 1.11 Функціональна схема двоканального слідкуючого приводу з силовим диференціалом

Як і в системі з розділеним навантаженням, в двоканальній системі з силовим диференціалом складання вихідних координат грубого і точного каналів має лінійний характер.

Характерною особливістю описаних вище двоканальних систем є наявність декількох виконавчих двигунів. Однак подібні системи можна побудувати і з використанням одного двигуна. Так, силові дії, що прикладаються до об'єкта регулювання з боку першого і другого каналів керування, можна скласти не тільки на диференціальному редукторі, а й безпосередньо на виконавчому двигуні, якщо його живити від двох підсилювачів потужності.

1.4 Методи частотного керування безредукторними електроприводами в електромеханічних системах

Застосування стандартного закону частотного керування для ДАД в нижній частині діапазону регулювання призводить до посилення його недоліків – різкого зменшення критичних зусиль та жорсткості механічних характеристик [46].

Особливості характеристик ДАД пов'язані зі специфікою електромагнітних процесів, які викликані розімкнутим магнітопроводом, а також ефектами «входу-виходу» електромагнітного поля, зумовленими

переходом елементарних провідних контурів вторинного елемента (ВЕ) з крайової зони в активну і з активної – в крайову [47].

Розімкненість магнітопровода ДАД призводить до відхилення від синусоїдальної форми розподілу потоку в ярмі та індукції в повітряному зазорі. Спотворення картини магнітного поля погіршує тягові та енергетичні характеристики машини. Через нерівномірність розподілу поля уздовж машини котушки обмоток різних фаз знаходяться у неоднакових магнітних умовах, що призводить до асиметрії ЕРС у фазах обмотки індуктора. Як наслідок виникає асиметрії фазних струмів при живленні машини від джерела із симетричною системою напруг.

ДАД мають великий повітряний зазор, що пояснюється особливістю їх конструкції. Товщинний ефект призводить до збільшення намагнічувального струму ДАД у порівнянні зі звичайними обертовими двигунами. Вторинне магнітне поле, обумовлене струмами ВЕ (або ротора), значно впливає на сумарний магнітний потік в зазорі машини. Навіть при обертанні ротора з синхронною швидкістю відносно поля, в ньому виникають струми і втрати, викликані наявністю границь індуктора, тобто явищами «входу-виходу». Виникаючи при цьому зусилля можуть бути як гальмівними, так і рушійними [47].

Особливості роботи ДАД, обумовлені реакцією ротора, отримали назву вторинного поздовжнього крайового ефекту, а особливості, що мають місце при відсутності реакції ротора – первинного крайового ефекту. В цілому, сукупність розглянутих особливостей електромагнітних процесів у машинах з роз'єднаними магнітопроводами отримала назву поздовжнього крайового ефекту (ПКЕ). Найбільший вплив мають ПКЕ, особливо для ДАД з малим числом полюсів. Це призводить до появи додаткових складових струмів і вторинних втрат біля країв осердя, подальшого зниження ККД і тягового зусилля машини [47].

Вище зазначені особливості електромагнітних процесів ДАД необхідно приймати до уваги при розробці та дослідженні законів керування ним. Можна сформулювати наступні критерії вибору методу керування ДАД, які враховують

його конструктивні особливості та умови використання для електропривода РЛС:

- переважна робота на низьких швидкостях та частотах;
- необхідність збільшення жорсткості механічної характеристики та критичного моменту, особливо в нижній частині діапазону регулювання;
- застосування методів регулювання, які не потребують безпосереднього керування складовими магнітного потоку;
- врахування впливу насичення магнітного ланцюга ДАД при синтезі методів керування;
- енергозбереження в умовах обмежених енергоресурсів джерела живлення;
- забезпечення полоси пропускання ЕП, достатньої для відпрацювання вітрового моменту навантаження РЛС.

У зв'язку з обмеженою технологічною можливістю зменшення зубцевого кроку та полюсного ділення ДАД та відсутністю можливості використання редуктора, єдиним способом отримання низьких робочих швидкостей для ДАД є живлення напругою зниженої частоти.

На відміну від ДАД для безредукторних асинхронних ЕП та синхронних ЕП з постійними магнітами застосовують векторні алгоритми керування. Векторне керування забезпечує високу точність та широкий діапазон регулювання швидкості, рівномірність обертання на малих швидкостях, швидку реакцію на зміну навантаження, зменшення втрат на нагрів і намагнічування, та ін. [48, 49].

Для реалізації векторного керування необхідно мати інформацію про положення ротора. Цю інформацію можна отримати від датчика кутового положення, як правило, використовують енкодери, або розрахунковим способом на підставі інформації отриманої від датчиків струму та напруги.

До недоліків векторного керування можна віднести необхідність задання параметрів електродвигуна, великі коливання швидкості при постійному навантаженні, велика обчислювальна складність та складність реалізації.

Однією з головних проблем роботи асинхронних двигунів на низьких швидкостях є пульсації моменту [50, 51]. Зубчаста структура ротора та його нелінійна характеристика намагнічування є джерелом виникнення вищих просторових гармонік магнітного поля, також призводять до пульсацій моменту.

У електродвигунах із зубчастим ротором особливо проявляється явище розмагнічувальної дії реакції ротора. У таких машинах зменшення потоку під навантаженням може становити 30–50 %. Це негативно впливає на жорсткість механічної характеристики та на умови комутації. При значних проявах цього явища спроби зменшити рівень пульсацій електромагнітного моменту за рахунок покращання фільтруючих властивостей обмотки, оптимізації комутаційних схем, збільшення кількості фаз, тощо, можуть бути зведені нанівець [52, 53]. Тому для реалізації БЕП часто застосовують машини з гладким ротором. Вони позбавлені вищезгаданих недоліків, але програють за питомими енергетичними та масо-габаритними показниками.

1.5 Висновки по розділу 1

1. Після огляду існуючих систем ЕП обертання антен РЛС встановлено, що існуючі системи, зокрема на основі ДАД, не забезпечують необхідного рівня динамічної точності, що є важливим для секторного режиму огляду.

2. Одним із ефективних способів підвищення точності відпрацювання задаючої дії є застосування двоканальних слідкуючих САК. Однак існуючі електромеханічні системи з двоканальними САК передбачають застосування кінематичної ланки у вигляді редуктора або механічного диференціалу, що значно знижує їх надійність та точність відпрацювання координат.

3. У БЕП на малих швидкостях проявляється ефект пульсації моменту на валу двигуна, що негативно впливає на експлуатаційні показники слідкуючого ЕП. Для подолання цього ефекту застосовують складні алгоритми частотного і векторного керування, а також конструкції двигунів з «гладким» ротором.

4. Огляд існуючих ЕП для РЛС показує доцільність застосування ДАД для реалізації БЕП. Конструктивні особливості ДАД дають можливість вбудовувати їх в існуючі механізми РЛС. Водночас дугостаторний двигун має ряд особливостей та недоліків – м'які механічні характеристики за рахунок збільшеного повітряного зазору, низькі коефіцієнти корисної дії та потужності, крайові ефекти, викривлення картини поля, насичення магнітопроводу. Тому для ДАД доцільно буде застосовувати комбіновані методи скалярного частотного керування, які враховують його конструктивні особливості. Насичення магнітопроводу ДАД обмежує застосування векторних методів керування.

5. Для вирішення задач поставлених у роботі сформовано дві стратегії: комбіноване керування ЕП з ДАД та двоканальне керування БЕП з електромеханічним диференціалом.

РОЗДІЛ 2

ЕНЕРГЕТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННИХ ДУГОСТАТОРНИХ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ ТА СИНТЕЗ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ДУГОСТАТОРНИМ ДВИГУНОМ В ЕЛЕКТРОПРИВОДІ З АЕРОДИНАМІЧНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ

2.1 Аналітичне моделювання торцевого дугостаторного асинхронного двигуна з двошаровим масивним дисковим ротором для електроприводу РЛС

Побудова електромеханічних систем РЛС на базі дугостаторних БЕП дозволяє інтегрувати виконавчі електродвигуни з елементами конструкції антенних постів РЛС, збільшивши їх надійність, технічний ресурс і термін служби.

Якщо розглядати з цих позицій виконавчий двигун БЕП, то представляє інтерес використання торцевого дугостаторного асинхронного двигуна з двошаровим масивним дисковим ротором.

У роботах [54, 55] представлено методи розрахунку для торцевих дугостаторних асинхронних двигунів з дисковим масивним електропровідним ротором між статорами. На рис. 2.1 в циліндричній системі координат представлено схему активної частини ТДАД з двошаровим масивним дисковим ротором де прийнято наступні позначення: 1 – перший шар дискового масивного ротора, 2 – другий шар ротора, 3 – магнітопровід статора, 4 – місце розташування струму пазів та лобових частин.

У відповідності до приведеної в [56] обґрунтованої розрахункової квазістаціонарної моделі двигуна введено припущення, що довжина магнітопроводів статора 3 продовжена в азимутальному напрямку до повного кола при збереженні реального розміщення обмотки (тобто в моделі допущено, що магнітопровід статора займає коло, а обмотка знаходиться лише на певному

сегменті). Ширина магнітопроводу в математичній моделі збільшена до радіальних розмірів ротора.

Магнітопроводи статорів вважаються з'єднані між собою феромагнітними шунтами та прийняті ідеальними з нескінченною питомою магнітною проникністю. Тобто розглядається нормальна до поверхні магнітопроводу складова індукції магнітного поля. Струмове навантаження пазів 4 в математичній моделі представлено у вигляді дельта-функцій Дірака на поверхні магнітопроводів посередині реального розміщення пазів (складова струмового навантаження), а струмове навантаження лобових частин 5 – на самому краю магнітопроводу, де обмотка виходить з пазів (складова струмового навантаження).

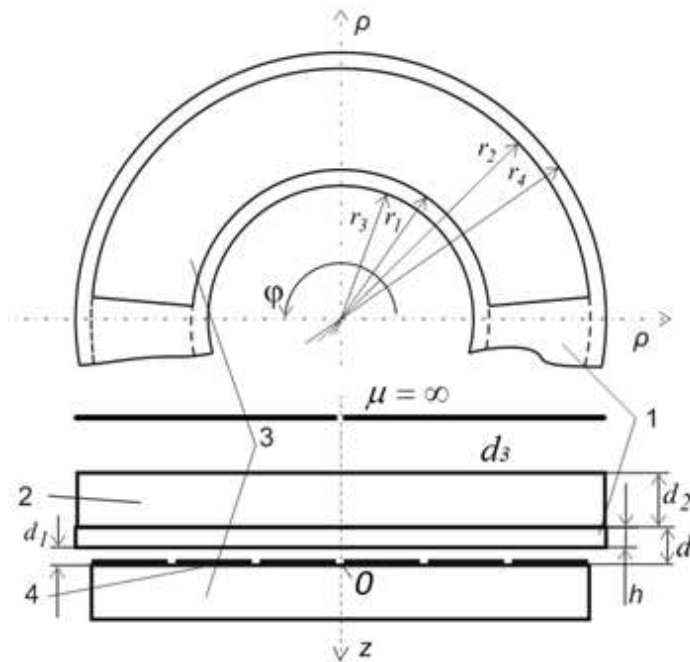


Рис. 2.1 Схема активної частини ТДАД з двошаровим масивним дисковим ротором

Розрахункова область двигуна складається з повітряного зазору, де на поверхні магнітопроводу без пазів розміщено струмове навантаження в місцях реального розташування пазів; області першого шару масивного дискового ротора; області другого шару ротора; повітряного простору, який далі межує з ідеальним магнітопроводом без пазів та без струмового навантаження.

У роботі [57] представлено обґрунтовану тривимірну квазістаціонарну математичну модель магнітного поля двигуна для циліндричної системи координат. Особливістю моделі є врахування радіального та азимутального струму статора й ротора, врахування неоднорідної по радіусу лінійної швидкості обертання. Приведено аналітичний розрахунок магнітного поля та моменту для заданого струмового навантаження, головних комплексних опорів власної та взаємної індуктивності для трифазного джерела живлення.

В таблиці 2.1 представлено результати розрахунків – задані параметри для чотирьох варіантів двигунів: для кульового барабанного млина та для антен радіолокаційних систем, як для одностаторного ТДАД з двошаровим дисковим ротором, так і для двостаторного ТДАД з одношаровим дисковим ротором. Як видно з табл. 2.1, у двостаторного двигуна глибші пази, але менший немагнітний зазор.

Таблиця. 2.1

Результати розрахунків для чотирьох варіантів двигунів

Задані параметри	КБМ		РЛС		Означення параметрів
	1 статор, 2-шар. Ротор	2 статори 1-шар. ротор	1 статор, 2-шар. ротор	2 статори 1-шар. ротор	
r_1	2,7		0,175		Менший радіус статора, м
r_2	3,5		0,240		Більший радіус статора, м
r_3	2,5		0,165		Менший радіус ротора, м
r_4	3,7		0,250		Більший радіус ротора, м
s	0,15		0,2		Ковзання
n_1	18,01		60		Швидкість ротора при заданих ковзанні й частоті, об/хв
s_A, s_B, s_C	6	3	155	100	Кількість витків у пазу
d_1	0,005	2x0,005	0,001	2x0,001	Товщина повітряного проміжку, м
h	0,005		0,0035		Товщина першого шару ротора, м
d_2	0,010	–	0,010	–	Товщина другого шару ротора, м
d_3	5	–	5	–	Немагнітний простір за межами ротора, м
$2p$	16		4		Кількість полюсів

Задані параметри	КБМ		РЛС		Означення параметрів
	1 статор, 2-шар. Ротор	2 статори 1-шар. ротор	1 статор, 2-шар. ротор	2 статори 1-шар. ротор	
C_s	0,5		0,2		Коефіцієнт розкриття статора відносно повного кола
f	5,65		12,5		Частота напруги живлення, Гц
q	4		1		Кількість пазів на полюс і фазу
m	3		3		Кількість фаз
U	1650		76		Лінійна напруга живлення, В
σ_1	$50 \cdot 10^6$		$50 \cdot 10^6$		Електропровідність першого шару ротора, См/м
σ_2	$10 \cdot 10^6$	-	$10 \cdot 10^6$	-	Електропровідність другого шару ротора, См/м
μ_{r1}	1		1		Відносна магн. проникність першого шару ротора
μ_{r2}	1000	-	1000	-	Відносна магн. проникність другого шару ротора
t_z	44		9,1		Величина зубця на меншому радіусі статора, мм
b_l	29		5,9		Ширина прямокутного пазу, мм
h_k	5		1		Товщина клинка, що закриває паз, мм
h_l	114	57	23,8	11,9	Глибина пазу, мм
σ_m	$50 \cdot 10^6$		$50 \cdot 10^6$		Електропровідність провідників, См/м
s_m	$245 \cdot 10^{-6}$	$230 \cdot 10^{-6}$	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$2,0 \cdot 10^{-6}$	Переріз провідника, мм ²

У двостаторному ТДАД між статорами діє магнітна сила притягування. При цьому на немагнітний дисковий ротор діє сила в сторону його розміщення посередині немагнітного проміжку. Якщо ж ТДАД з одним статором та феромагнітним матеріалом другого шару дискового ротора (рис. 2.1), то виникають аналогічні сили притягування між статором та ротором. Цю відмінність необхідно враховувати при виборі конструкції двигуна, оскільки при наявності магнітного матеріалу в роторі треба забезпечити жорсткість конструкції, щоб при зношенні вальниць ротор не прилип до статора. Використання двохстаторного двигуна з немагнітним ротором не має такого недоліку, але в свою чергу вимагає надійного монтажу статорів, щоб протидіяти силам взаємодії між ними.

Результати розрахунку енергетичних показників представлено в таблиці 2. Амплітудне значення індукції в повітряному зазорі для ТДАД КБМ не перевищує 0,4 Тл, для ТДАД антен РЛС – 0,6 Тл. Як видно з таблиці 2.2, у двигуна меншої потужності значно менші коефіцієнти потужності та корисної дії. Пояснюється це меншим діаметром двигуна і, як наслідок, зменшенням лінійної швидкості обертання, яка залежить від радіальної координати. Тут має місце квадратична обернено–пропорційна залежність між лінійною швидкістю та електропровідністю дискового ротора при збереженні незмінними коефіцієнту корисної дії та коефіцієнту потужності. Найбільша електропровідність, із доступних матеріалів, є у міді, але її електропровідності недостатньо для забезпечення високих коефіцієнтів потужності й корисної дії ТДАД антен РЛС.

Таблиця 2.2

Результати розрахунку енергетичних показників

Розраховані параметри	КБМ		РЛС		Позначення параметрів
	1 статор, 2-шар. Ротор	2 статори 1-шар. ротор	1 статор, 2-шар. ротор	2 статори 1-шар. ротор	
M	$567 \cdot 10^3$	$631 \cdot 10^3$	14,55	12,73	Момент електромагнітний, Н*м
P_2	$1071 \cdot 10^3$	$1192 \cdot 10^3$	91	80	Активна потужність, Вт
P_1	$1400 \cdot 10^3$	$1550 \cdot 10^3$	455	508	Повна потужність Вт
I	686	418	11	9,8	Струм, А
η_k	0,76	0,76	0,20	0,16	Коефіцієнт корисної дії
$\cos \varphi$	0,70	0,75	0,31	0,40	Коефіцієнт потужності

На рис. 2.2. показано залежність коефіцієнту корисної дії та коефіцієнту потужності від ковзання ТДАД з одним статором та масивним двошаровим ротором. Найбільше значення добутку цих коефіцієнтів спостерігається для КБМ при ковзанні $s=0,1$, а для РЛС – $s=0,4$. Для РЛС графіки більш пологі, а тому номінальний режим таких двигунів може бути в межах ковзання від 0,15 до 0,4. При ковзанні 0,4 коефіцієнт потужності зростає до 0,4.

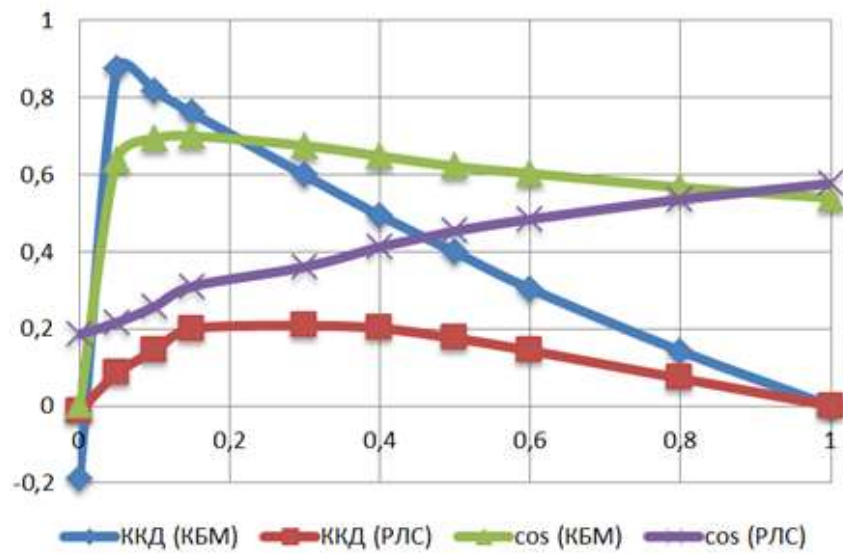


Рис. 2.2 Залежність коефіцієнту корисної дії та коефіцієнту потужності від ковзання ТДАД з одним статором та масивним двошаровим ротором

На рис. 2.3 представлено механічні характеристики – залежність моменту та корисної потужності від ковзання для КБМ та РЛС. На обох рисунках критичне значення моменту знаходиться за межами графіку – в режимі противмикання. Тому такі двигуни є високомоментні й добре підходять у тому устаткуванні, де необхідно прикласти значне зусилля, щоб зрушити з місця механізм.

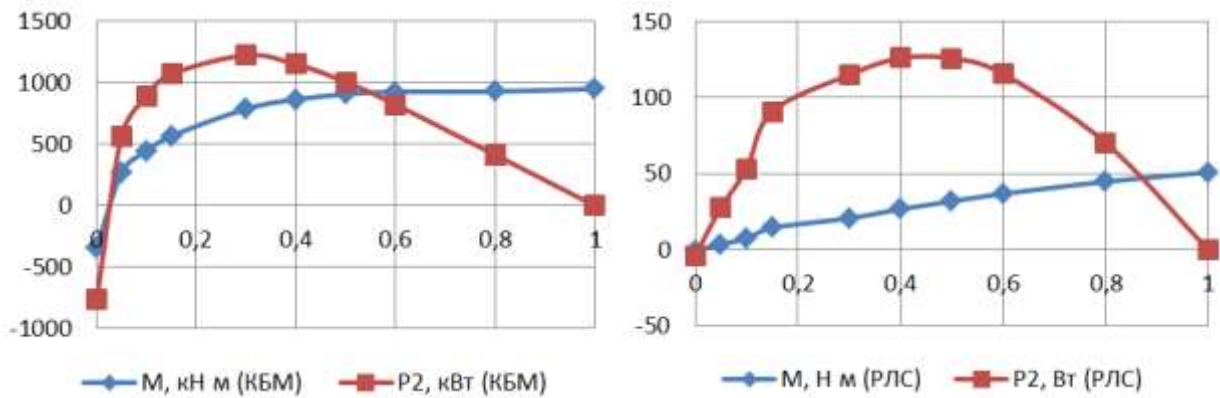


Рис. 2.3 Залежність моментів та корисної потужності від ковзання ТДАД

Маючи графіки корисної потужності двигуна та величину підведеної напруги та швидкості є можливість порахувати й інші енергетичні показники для будь якого ковзання.

Встановлено, що другий шар ротора краще робити електропровідним. Як показано в таблиці 2.3, електропровідний феромагнітний матеріал покращує енергетичні показники, порівняно з непровідним феромагнітним матеріалом другого шару ротора.

Таблиця 2.3

Енергетичні показники феромагнітного матеріалу

Параметр	$\sigma_2 = 0,$ См/м	$\sigma_2 = 10^7,$ См/м
$M, Н м$	13,5	14,5
$\eta_k, у.о.$	0,19	0,2
$\cos\varphi, у.о.$	0,30	0,31

Було проведено розрахунки для торцевого дугостаторного двигуна та замкнутого двигун для даних табл. 2.1 з коефіцієнтом $C_s = 1$. При цьому лише продовжено дуговий статор на все коло, збільшуючи кількість полюсів. При порівнянні енергетичних показників замкнутої машини з дугостаторною для двигуна ідеально, коли момент збільшиться в стільки ж разів, у скільки збільшено коефіцієнт C_s . Проте спостерігаються покращення енергетичних

показників в замкненій машині. Так, для двигуна РЛС момент менший від моменту при замкненому роторі на 0,69, а для КБМ – на 0,86. Коефіцієнт корисної дії дугостаторної машини менший в 0,65 для РЛС та в 0,95 – для КБМ. Коефіцієнт потужності має відмінність у двигуна КБМ – в 0,95 раз менший проти замкненої машини. Отже, чим менший коефіцієнт C_s , тим гірші енергетичні показники, порівняно з замкненою машиною. Але це не означає, що замкнена машина краща. Це різні двигуни й вони мають свої переваги, недоліки і області застосування.

На рис. 2.4 представлено залежність коефіцієнтів потужності й корисної дії від відносної магнітної проникності μ_{r2} другого, феромагнітного шару ротора при його товщині 10 мм (табл. 1). Значення відносної магнітної проникності має бути більшим від 100 для того, щоб магнітне поле не затухало.

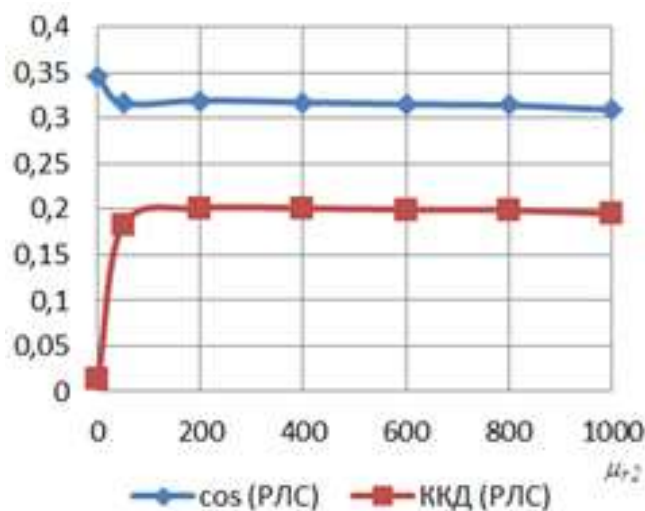


Рис. 2.4 Залежність коефіцієнтів потужності й корисної дії від відносної магнітної проникності

На рис. 2.5 представлено залежності коефіцієнтів потужності та корисної дії від товщини першого, електропровідного, немагнітного шару ротора.

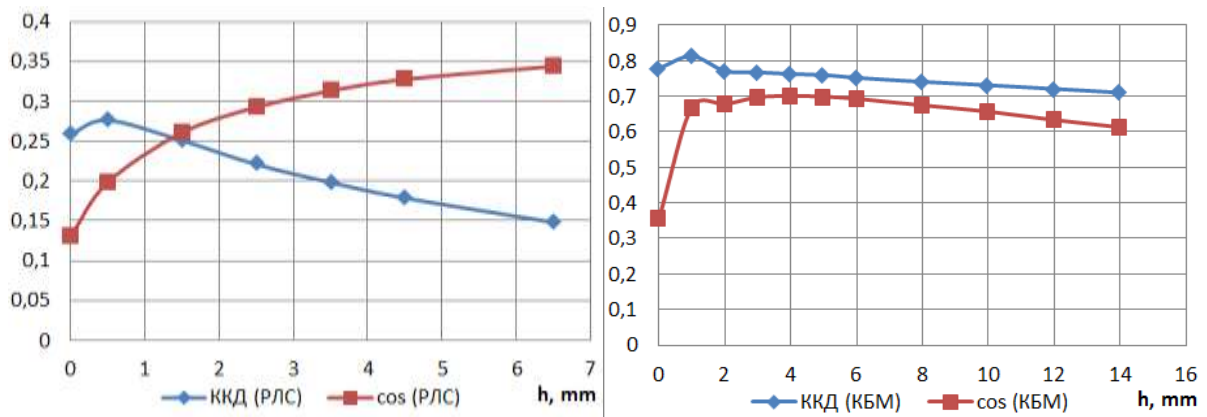


Рис. 2.5 Залежності коефіцієнтів потужності та корисної дії від товщини першого, електропровідного, немагнітного шару ротора

При збільшенні товщини електропровідного шару ротора збільшується його електропровідність, а тому це веде до зміщення критичного моменту механічної характеристики асинхронного двигуна в сторону синхронної швидкості. Тому номінальний момент буде зростати зі збільшенням товщини ротора. Також при збільшенні шару ротора збільшується немагнітний зазор, що веде до зниження коефіцієнту корисної дії. Отже при виборі товщини електропровідного шару ротора необхідно одночасно забезпечити високий коефіцієнт корисної дії при найменшому немагнітному проміжку.

2.2 Скалярне частотне керування дугостаторним асинхронним двигуном з врахуванням крайових ефектів та з компенсацією реактивного опору обмотки статора.

В розділі 1 сформульовано критерії вибору методу керування ДАД, які враховують його конструктивні особливості та умови його використання для електропривода РЛС. Для ДАД доцільно буде застосовувати комбіновані методи, які враховують його конструктивні особливості. З цією метою у рівняння динаміки ДАД та схему заміщення вводиться функція $f(Q)$ (2.1), яка враховує вплив кінцевих ефектів на основі методу представленого в [58].

На рис. 2.6 представлено схему заміщення ДАД із урахуванням повздовжнього крайового ефекту (ПКЕ).

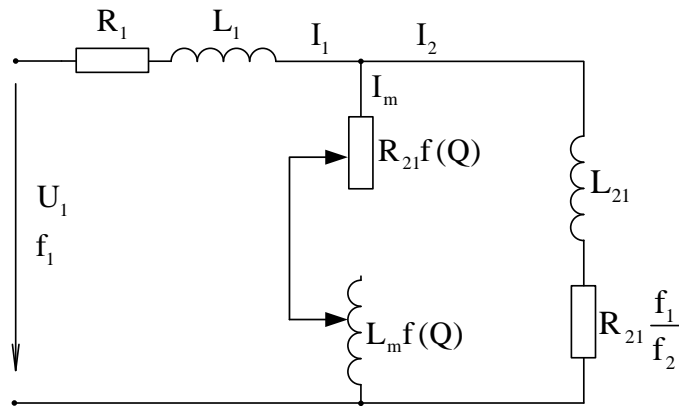


Рис. 2.6 Схема заміщення ДАД з врахуванням крайового ефекту

На рис. 2.6 позначено: U_1, f_1 – амплітуда та частота напруги живлення, R_1 – активний опір обмотки статора, L_1 – індуктивність розсіювання обмотки статора, R_{21}, L_{21} – приведені активний опір та індуктивність розсіювання ротора; I_1 – струм в обмотці статора; I_2 – приведений струм вторинного елемента I_m – струм намагнічування; L_m – індуктивність намагнічування.

$$f(Q) = \frac{1 - e^{-Q}}{Q}; \quad Q = \frac{lR_{21}}{vL_{21}}; \quad (2.1)$$

де l – довжина індуктора; v – швидкість вторинного елемента (для лінійного двигуна). Для роботи алгоритму керування ДАД необхідно вимірювати швидкість, коефіцієнт потужності, струм індуктора, а також знати активний опір і індуктивність індуктора та активний опір ротора.

Для побудови функціональної схеми комбінованого частотного керування ДАД скористаємося залежностями для стандартного АД. Такий підхід можна пояснити тим, що в алгоритмі керування ДАД буде застосовано метод компенсації впливу активного опору обмотки статора r_1 , а також компенсація крайових ефектів.

Механічна характеристика АД при відсутності компенсації опору обмотки статора представляється у вигляді уточненої формули Клосса [59]:

$$M = 2M_k \cdot \frac{1 + \frac{r_1}{r_2}}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2s_k \frac{r_1}{r_2}}, \quad (2.2)$$

де s – ковзання, s_k – критичне ковзання, M_k – критичний момент, r_2 – активний опір обмотки ротора, приведений до обмотки статора, r_1 – активний опір обмотки статора.

За наявності компенсації впливу опору обмотки статора прийнемо $r_1=0$. Тоді для ДАД залежність (6) прийме спрощений вид:

$$M = 2M_k \cdot \frac{1}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}, \quad (2.3)$$

Якщо у формулу (2.3) замість M і s підставити номінальні значення M_n , s_n , то можна отримати вираз для розрахунку критичного ковзання [59]:

$$s_k = s_n (\lambda \pm \sqrt{\lambda^2 - 1}), \quad (2.4)$$

де $\lambda = M_k/M_n$ – перевантажувальна здатність двигуна.

Для рушійного режиму роботи формула (2.4) матиме вид:

$$s_k = s_n (\lambda - \sqrt{\lambda^2 - 1}). \quad (2.5)$$

Критичному ковзанню s_k відповідає електрична частота ротора:

$$f_2 = f_{1H} s_k. \quad (2.6)$$

Враховуючи (2.2) і (2.6), f_2 можна переписати:

$$f_2 = f_{1H} s_k ((\lambda - \sqrt{\lambda^2 - 1})). \quad (2.7)$$

Механічний момент на валу ДАД можна визначити за співвідношенням:

$$M_c = \frac{P}{\omega}, \quad (2.8)$$

де P – активна потужність, яка передається від індуктора до вторинного елемента через повітряний проміжок; ω – кутова швидкість ротора ДАД.

Потужність P можна представити у вигляді [60]:

$$P = 3U_1 I_1 \cos \phi (1 - f(Q)) - I_1^2 r_1, \quad (2.9)$$

де U_1 , I_1 – фазні напруга та струм індуктора, $\cos\varphi$ – коефіцієнт потужності, r_1 – активний опір статора.

Оскільки в системі ЕП РЛС використовується зворотній зв'язок за швидкістю, (2.1) можна переписати:

$$Q = \frac{lR_2}{vL_2} = \frac{lR_{21}}{\omega R_D L_{21}}, \quad (2.10)$$

де R_D – радіус дуги двигуна.

Рівняння електричної рівноваги індуктора записується за другим законом Кірхгофа [61]:

$$U_1 = E_1 + I_1 r_1 = E_1 + \Delta U, \quad (2.11)$$

де $\Delta U = I_1 r_1$ – додаткова напруга, необхідна для компенсації спаду напруги на активному опорі індуктора.

На основі 2.3, 2.7 та 2.11 була побудована функціональна схема комбінованого методу частотного керування ДАД з урахуванням крайових ефектів та з компенсацією активного опору індуктора, представлена на рис. 2.7 [62]. Вихідною величиною є кутова швидкість ω , яку потрібно підтримувати на заданому рівні, що реалізується на базі П-регулятора. Оскільки для ЕП навігаційних РЛС ключовими вимогами є висока стабільність швидкості використання зворотного зв'язку за швидкістю є необхідним.

Напруга та частота з індексами (***) являються сформованими величинами за законом $U/f = const$. У верхній частині схеми, цифрами всередині блоків, вказані номери формул, які розраховуються.

Для реалізації даного алгоритму окрім кутової швидкості ротора, потрібно вимірювати фазні струми та напруги індукторів. Щоб розрахувати потужність за формулою (2.9) потрібно знати коефіцієнт потужності $\cos\varphi$. Його можна визначити шляхом вимірювання часу переходу синусоїди струму та напруги через нуль, або розрахувати аналітичним методом з формули потужності. Також необхідно знати активний та індуктивний опір індукторів та ротора.

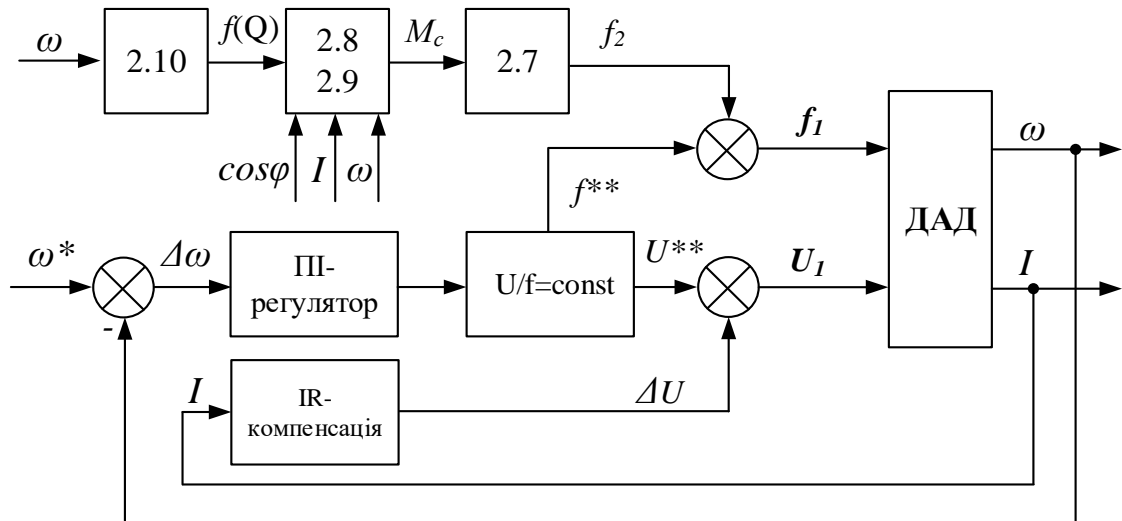


Рис. 2.7 Функціональна схема частотного керування ДАД

2.3 Розрахунок та аналіз аеродинамічних навантажень антени РЛС

Розрахунок проводиться для антени РЛС типу «МІУС», максимальна робоча швидкість обертання якої $\omega = 18$ об/хв. Електропривод антени РЛС повинен забезпечити рівномірне обертання антени при поривах вітру до 50 м/с.

Антенна РЛС типу «МІУС» має відкрите виконання, тому основну частину навантажень складають аеродинамічні зусилля, що виникають через парусність антени при її обертанні під впливом вітру. На рис. 2.8 показаний зовнішній вигляд антени РЛС «МІУС», де $L=2300$ мм, $H=115$ мм, $l=170$ мм, $h=45$ мм, β – кут повороту антени [63].

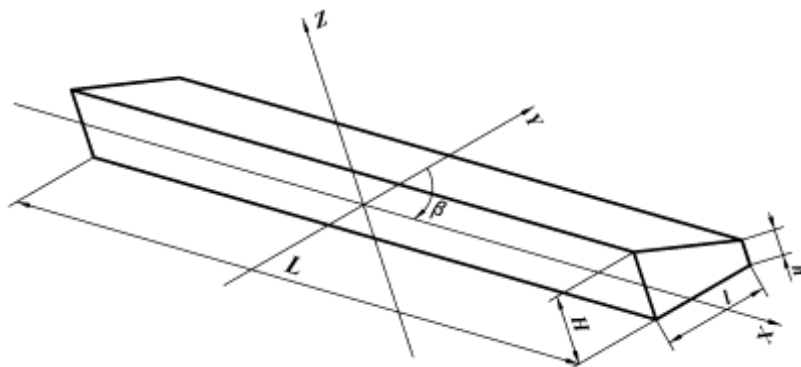


Рис. 2.8 Зовнішній вид антени РЛС «МІУС»

Аеродинамічний момент, який діє на вісь антени, формується внаслідок впливу повітряного потоку (вітрового навантаження) і визначається із виразу представленого в [63], однак він не враховує залежність моменту на валу ЕП від швидкості обертання антени ω .

$$M_{ad} = m \cdot \frac{\rho \cdot V^2}{2} \cdot H \cdot L^2, \quad (2.12)$$

де $\rho = 1,32 \text{ кг/м}^3$ – густина повітря; $L = 2300 \text{ мм}$, $H = 115 \text{ мм}$, $l = 170 \text{ мм}$, $h = 45 \text{ мм}$ – габаритні розміри антени; V – швидкість повітряного потоку, m – коефіцієнт аеродинамічного моменту.

Коефіцієнт аеродинамічного моменту є функцією кута повороту антени β , який можна визначити як суму статичної (m_s) та динамічної (m_d) складових:

$$m = k \cdot (m_s + m_d), \quad (2.13)$$

де $k=1,2$ – емпіричний коефіцієнт, що характеризує вплив кронштейна на аеродинамічний опір антени.

Статична і динамічна складові аеродинамічного моменту визначаються:

$$m_s = \frac{\lambda n}{\lambda} \cdot \sin 2\beta, \quad (2.14)$$

$$m_d = \frac{1}{3} \cdot Sn \cdot \cos \beta \cdot Cn \cdot \left(1 + \frac{1}{8} \cdot k' \cdot \lambda \right), \quad (2.15)$$

де $\lambda n = S/H^2 = 0,998$ – зведене подовження профілю, $S = 0,0132 \text{ м}^2$ – поперечний переріз профілю, $\lambda = L/H = 20$ – подовження профілю, $Sn = (\omega L)/(2V)$ – характеристичне число Струхала, $Cn = 1,2$ и $k' = 0,04$ – коефіцієнти із таблиць (ОСТ5.8285-73) відповідно геометричним розмірам даної антени.

Сумарний момент навантаження на валу приводу, складається з аеродинамічного моменту вітрового потоку і моменту опору руху самої антени:

$$M_L = M_{ad} + M_{an}, \quad (2.16)$$

$$M_{an} = \mu \cdot \omega^2, \quad (2.17)$$

де $\mu = 1,5 \text{ Нмс}^2$ – коефіцієнт пропорційності, який визначається геометричними розмірами антени.

Підставивши вирази (2.14) і (2.15) в (2.13) та враховуючи вираз (2.17), сумарний момент навантаження на валу приводу:

$$M_L = k \cdot \left(\frac{\lambda n}{\lambda} \cdot \sin 2\beta + \frac{1}{3} \cdot S_n \cdot \cos \beta \cdot C_n \cdot \left(1 + \frac{1}{8} \cdot k' \cdot \lambda \right) \right) \cdot \frac{\rho \cdot V^2}{2} \cdot H \cdot L^2 + \mu \cdot \omega^2 \quad (2.18)$$

Перетворимо вираз (2.18) відносно змінних β , V , ω :

$$M_L = a \cdot \sin 2\beta \cdot V^2 + b \cdot \cos \beta \cdot \omega \cdot V + \mu \cdot \omega^2, \quad (2.19)$$

де a та b постійні коефіцієнти:

$$a = k \cdot \frac{\rho \cdot H \cdot L^2}{2} \cdot \frac{\lambda n}{\lambda}, \quad b = k \cdot \frac{\rho \cdot H \cdot L^2}{6} \cdot C_n \cdot \left(1 + \frac{1}{8} \cdot k' \cdot \lambda \right). \quad (2.20)$$

Таким чином, вираз (2.19) представляє собою функціональну залежність моменту навантаження на валу приводу антени від трьох змінних: кута повороту антени β , швидкості повітряного потоку V і кутової швидкості обертання антени ω [64].

На рис. 2.9 побудовані розрахункові криві вітрових аеродинамічних навантажень, що зображають залежності моменту навантаження на валу приводу від кута повороту антени β при швидкості обертання $\omega = 18$ об/хв і швидкостях повітряного потоку 10 м/с, 20 м/с, 30 м/с, 40 м/с та 50 м/с.

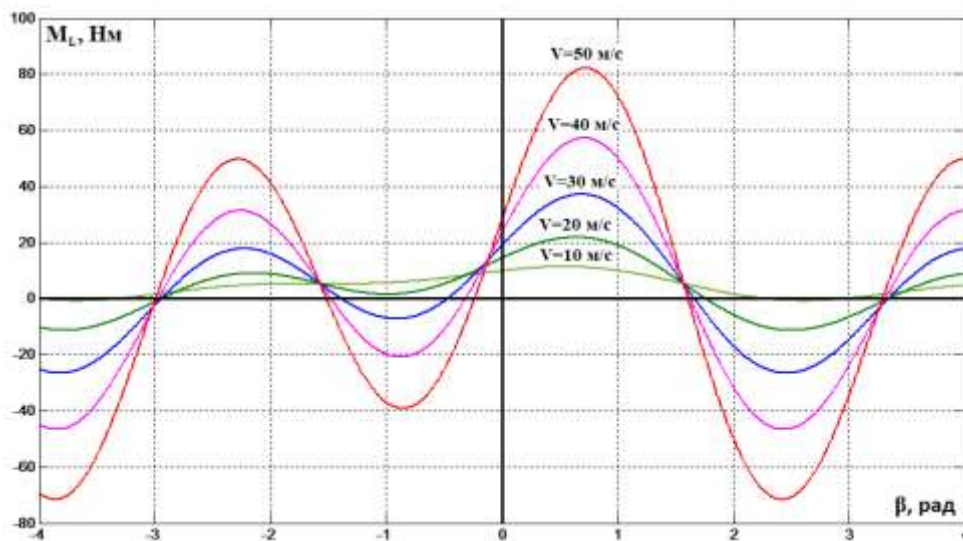


Рис. 2.9 Розрахункові криві вітрових аеродинамічних навантажень

По кривим вітрових навантажень визначається максимальне значення моменту навантаження на електропривод антени, яке становить 84 Нм при швидкості вітру 50 м/с . Електропривод повинен бути розрахований на подолання цієї величини моменту навантаження.

На рис. 2.10 – рис. 2.14 побудовані 3D-залежності вітрових аеродинамічних навантажень, що показують залежності моменту навантаження на валу приводу від кута повороту антени β та швидкості обертання при швидкостях повітряного потоку 10 м/с , 20 м/с , 30 м/с , 40 м/с та 50 м/с відповідно.

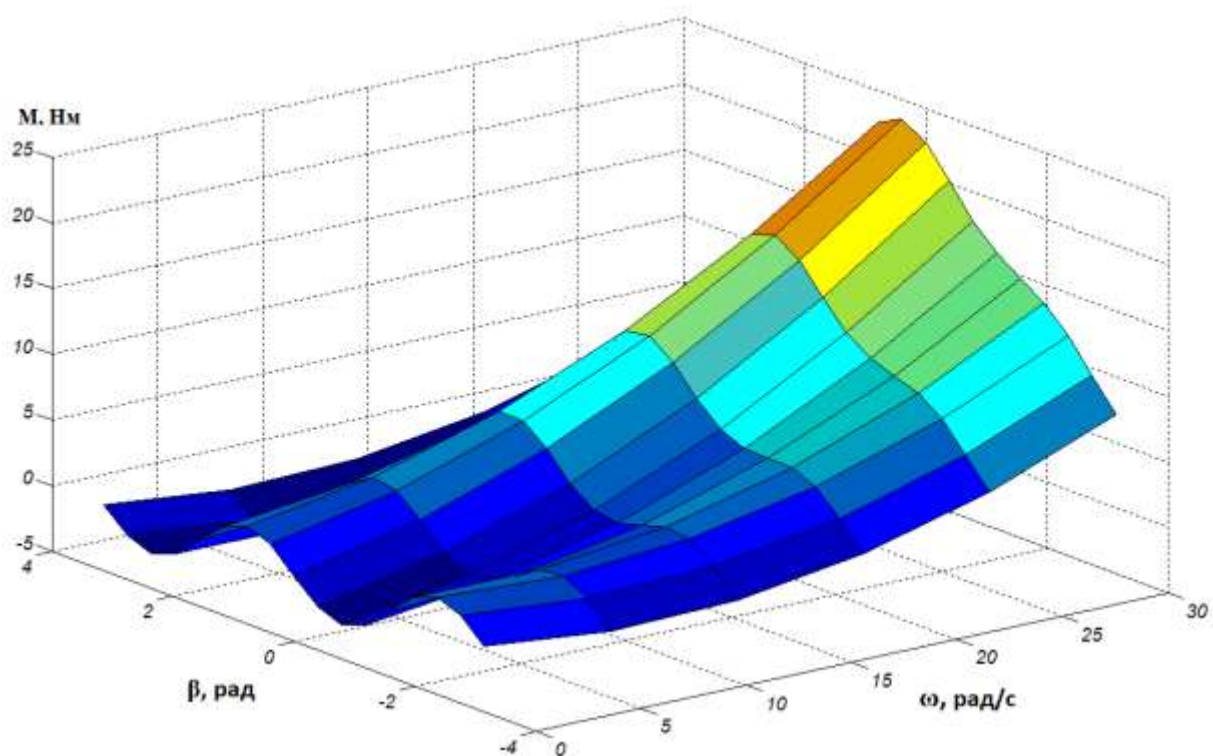


Рис. 2.10 Залежність вітрових аеродинамічних навантажень при швидкості повітряного потоку 10 м/с

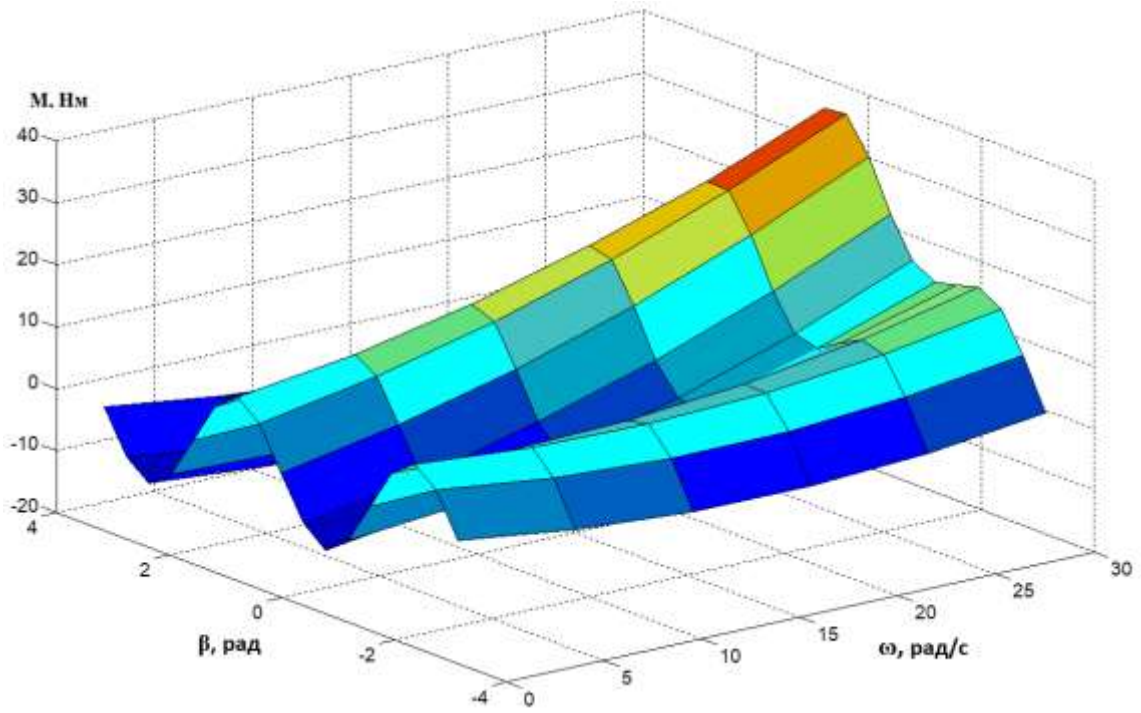


Рис. 2.11 Залежність вітрових аеродинамічних навантажень при швидкості повітряного потоку 20 м/с

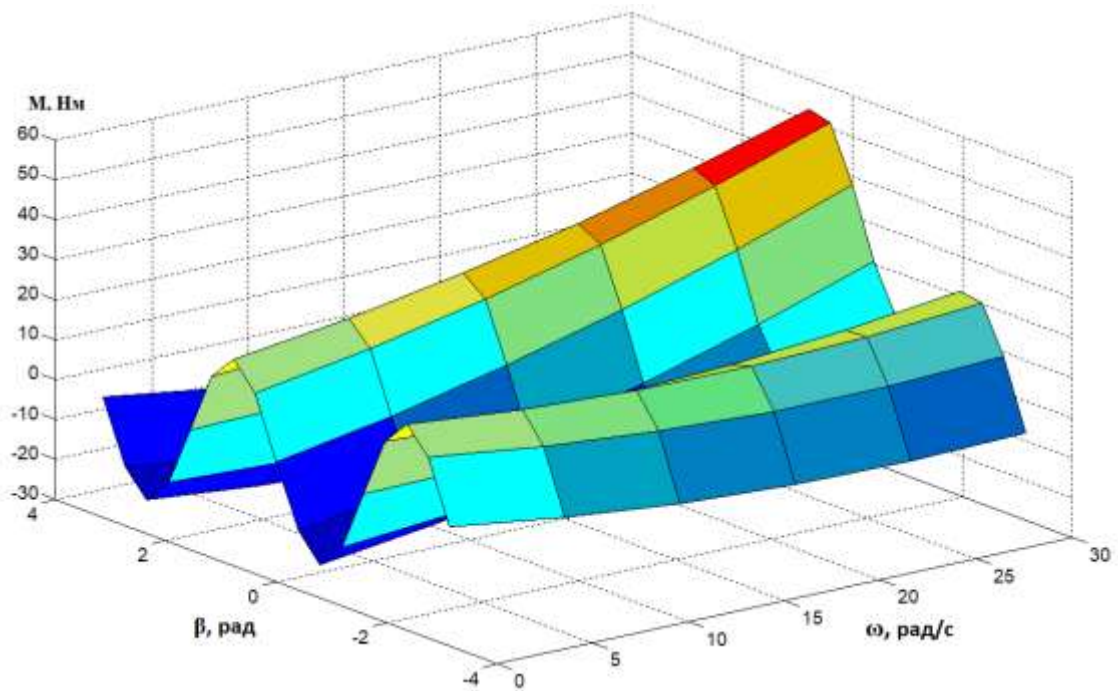


Рис. 2.12 Залежність вітрових аеродинамічних навантажень при швидкості повітряного потоку 30 м/с

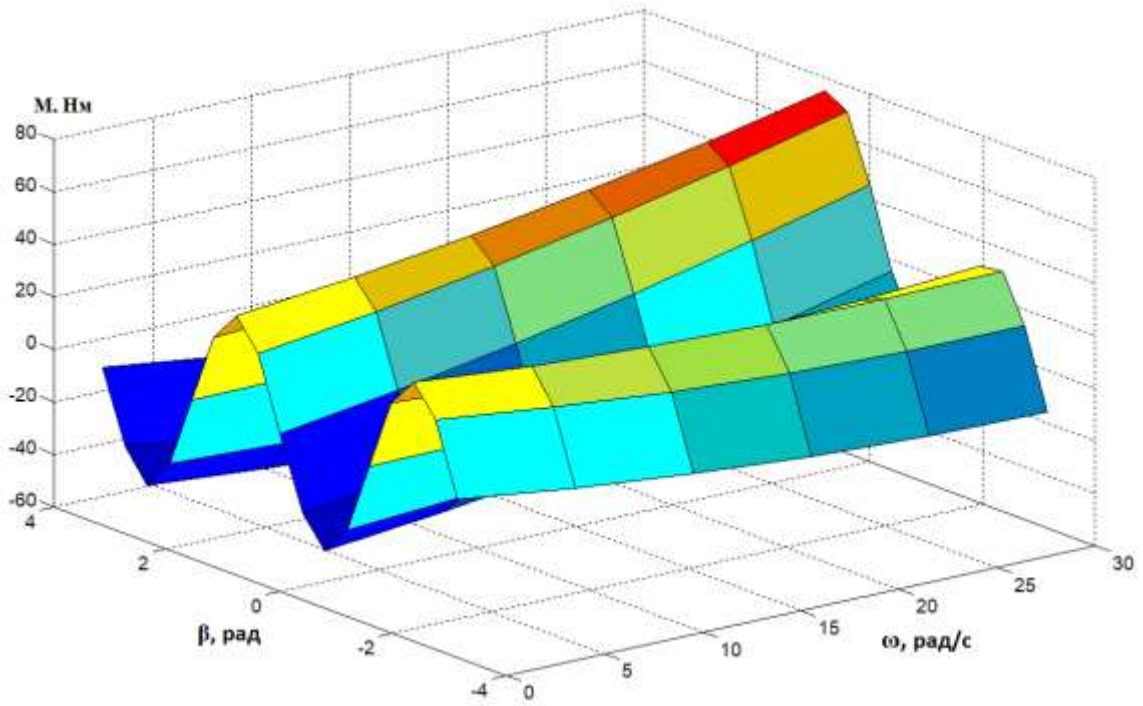


Рис. 2.13 Залежність вітрових аеродинамічних навантажень при швидкості повітряного потоку 40 м/с

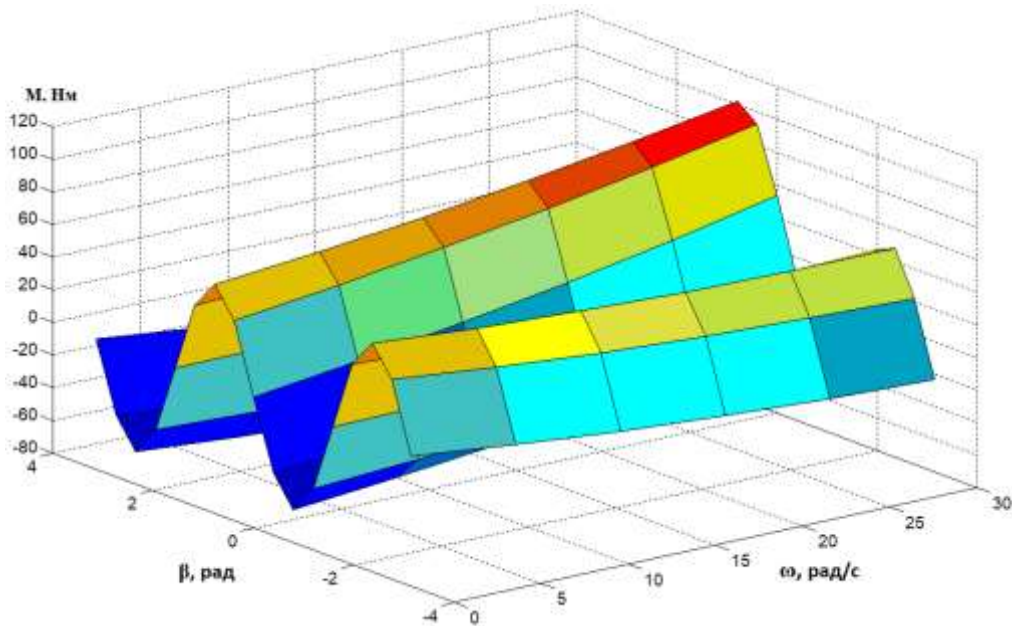


Рис. 2.14 Залежність вітрових аеродинамічних навантажень при швидкості повітряного потоку 50 м/с

Побудовані 3D-залежності вітрових аеродинамічних навантажень відображають повне візуальне уявлення про поведінку моменту навантаження на валу електроприводу РЛС.

2.4 Непряме вимірювання значення моменту навантаження на валу антени РЛС та пристрій його реалізації

Отриманий вираз (2.8) залежності моменту аеродинамічного навантаження від швидкості вітру, швидкості обертання антени і кута повороту дозволяє непрямым шляхом визначити навантажувальний момент електроприводу M_L і реалізувати компенсуючий зв'язок за збуренням. Вихідними даними для реалізації такого зв'язку є сигнали, пропорційні швидкості обертання ω та кутового положення антени α (від датчиків, встановлених на валу антени), а також сигнали, пропорційні швидкості V та напрямку вітрового потоку φ (від анемометра, та пристрою вимірювання напрямку вітру, встановлених на борту судна). Вказані сигнали передаються з бортової навігаційної системи судна.

Використання регульованого електроприводу потребує оцінювання значень його координат в процесі роботи. Деякі з цих координат неможливо або нерационально визначати за допомогою датчиків. Тому науковий і практичний інтерес представляє застосування в системах керування електроприводами спостерігачів. Їх доцільно використовувати для оцінки швидкості двигуна і виконавчого органу, моментів двигуна та навантаження, а також пружних моментів. Відомі різні варіанти побудови спостерігачів, але у всіх випадках вони базуються на моделі об'єкта спостереження. Від результатів ідентифікації цієї моделі істотно залежить робота спостерігача і системи керування в цілому.

Непряме вимірювання координат забезпечує нові можливості електропривода і, в той же час, покращує надійність та підтримує високий рівень його характеристик без істотного збільшення вартісних і масогабаритних показників. Функціональну схему технічної реалізації пристрою для непрямого визначення моменту навантаження на валу антени РЛС згідно рівняння (2.8) представлено на рис. 2.15, де показана антена, встановлена на одному валу з ротором ДАД, та ротор, виконаний у вигляді диска, що обертається аналогічно короткозамкненому ротору в асинхронному двигуні. Також показано індуктори, в яких розміщені обмотки та які представляють собою статор двигуна, датчики

кутової швидкості і положення антени та пристрої вимірювання швидкості і напрямку вітру. Безпосередньо сам пристрій непрямого вимірювання моменту показаний у вигляді структурної схеми, на яку заведено всі необхідні для розрахунку значення моменту сигнали з датчиків [65].

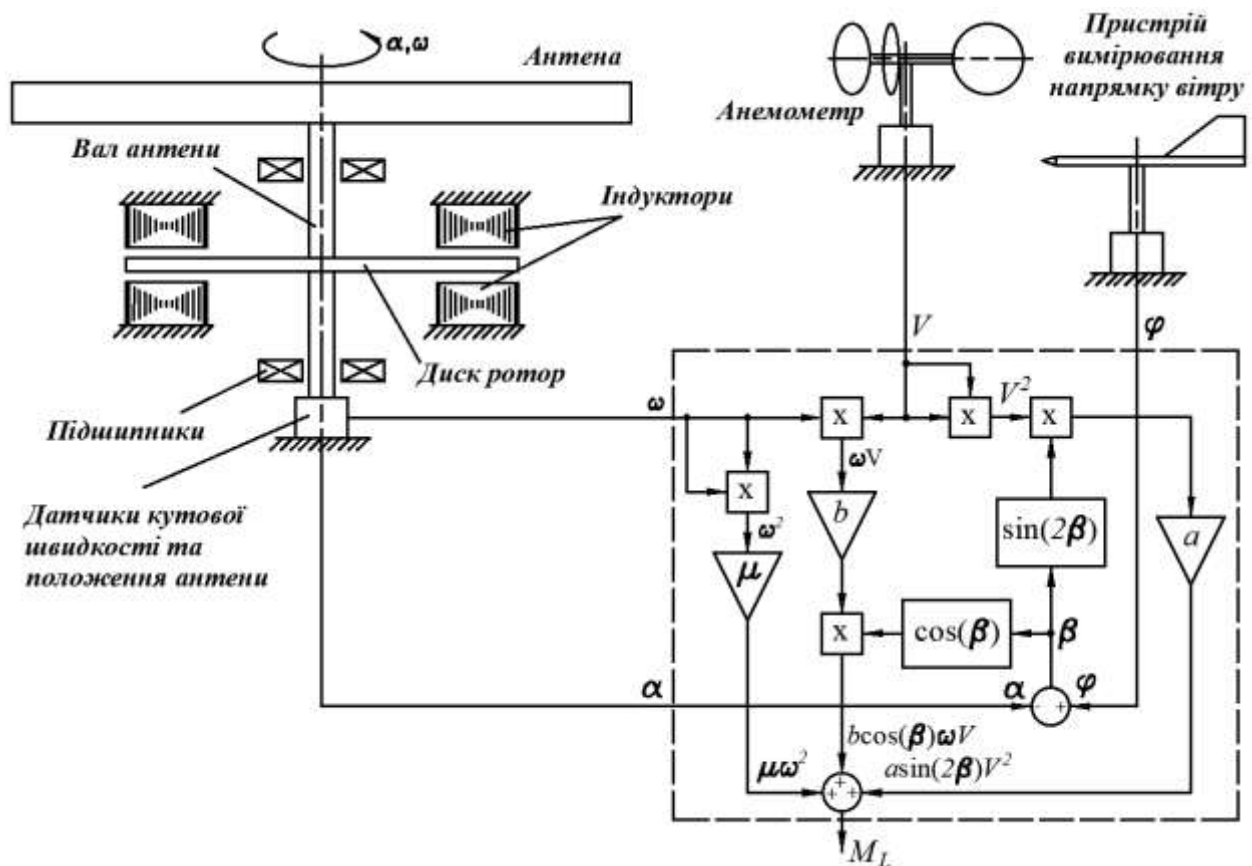


Рис. 2.15 Функціональна схема технічної реалізації пристрою для непрямого визначення моменту навантаження на валу антени РЛС

2.5 Пропорційно-інтегральний нечіткий логічний контролер швидкості обертання антени РЛС

Однією з основних проблем електроприводу антени РЛС є не тільки стабілізація швидкості її обертання на заданому рівні, але і забезпечення переходу на іншу швидкість із заданою динамікою при непрогнозованому збуренні та в умовах невизначеності стану об'єкта, зовнішнього середовища, що призводять до неможливості класичного детермінованого керування. Вирішити

дану проблему можливо за допомогою інтелектуального керування, наприклад апарату нечіткої логіки або нейромереж, яке дозволяє позбутися багаторазового коригування коефіцієнтів регулювання та забезпечити максимально можливі показники якості системи незалежно від нелінійності параметрів та можливих непередбачуваних флуктуації моменту навантаження.

Сучасні мікропроцесорні технології дозволяють реалізувати ресурсоємні системи керування електроприводами. Нейромережі ефективно застосовувати в системах з великою кількістю змінних, п'ять та більше, а також в системах з наперед невідомою поведінкою [66]. В системах з невеликою кількістю змінних та наперед відомою поведінкою ефективно застосовувати апарат нечіткою логіки [67].

Застосування нечіткої логіки показало збільшення ефективності виробництва в різних електротехнологіях [68-70]. А сучасні гнучкі та універсальні програмні засоби дозволяють швидко проектувати та моделювати системи інтелектуального керування [71].

Апарат нечіткої логіки ефективно застосувати і в системі керування швидкістю обертання антен РЛС. Знаючи заздалегідь реакцію системи на зовнішні збурення, тобто залежності вітрових аеродинамічних навантажень (розділ 2.3) можливо побудувати керування швидкістю обертання антени РЛС.

Позитивною перевагою пропорційно-інтегрального нечіткого логічного контролеру є те, що його вихідний сигнал не має початкового значення. Нечіткий контролер на основі бази правил оцінює розузгодження між сигналом зворотного зв'язку та заданням значення швидкості обертання антени.

На рис. 2.16 показана функціональна схема системи керування швидкістю обертання антени РЛС з пропорційно-інтегральним нечітким логічним контролером. Блок *LC*, який представляє собою логічний контролер, що формує сигнал задання швидкості на основі заданого режиму роботи антени та заданого сектору. Заданий режим роботи "*Mode*" та координати сектору α_1 , α_2 поступають з бортової системи. Контролер на основі різниці між заданими координатами α_1 , α_2 та поточним положенням антени α , з датчика положення (енкодера) *E* визначає

робочий сектор, в якому зменшує сигнал задання швидкості обертання антени. Якщо, наприклад, заданий круговий режим, то контролер формує постійне значення задання швидкості.

На вхід пропорційно-інтегрального нечіткого логічного контролеру окрім сигналу розузгодження Δ між заданим сигналом швидкості ω_z та сигналом поточного значення швидкості антени ω , також введено прискорення $d\omega/dt$. Це дає змогу слідкувати за динамікою приводу антени при перехідних процесах, що особливо важливо в секторному режимі, коли відбувається постійний перехід з однієї швидкості на іншу. Також на вхід нечіткого контролеру введено сигнал швидкості вітрового потоку V . Таким чином, на основі бази знань відбувається прийняття рішення переходу на ту чи іншу швидкість з тією чи іншою динамікою, або взагалі при непередбачуваних обставинах, наприклад, при штормі відбувається повна зупинка системи.

Вихідний сигнал нечіткого контролеру поступає на суматор, де складається з сигналом коригуючої ланки W_k та подається на вхід частотного перетворювача. На основі даних сигналу швидкості обертання антени ω , положення антени α , швидкості вітрового потоку V та напрямку вітрового потоку φ , пристрій непрямого визначення моменту навантаження на валу антени РЛС розраховує поточне значення моменту та передає на коригуючу ланку W_k .

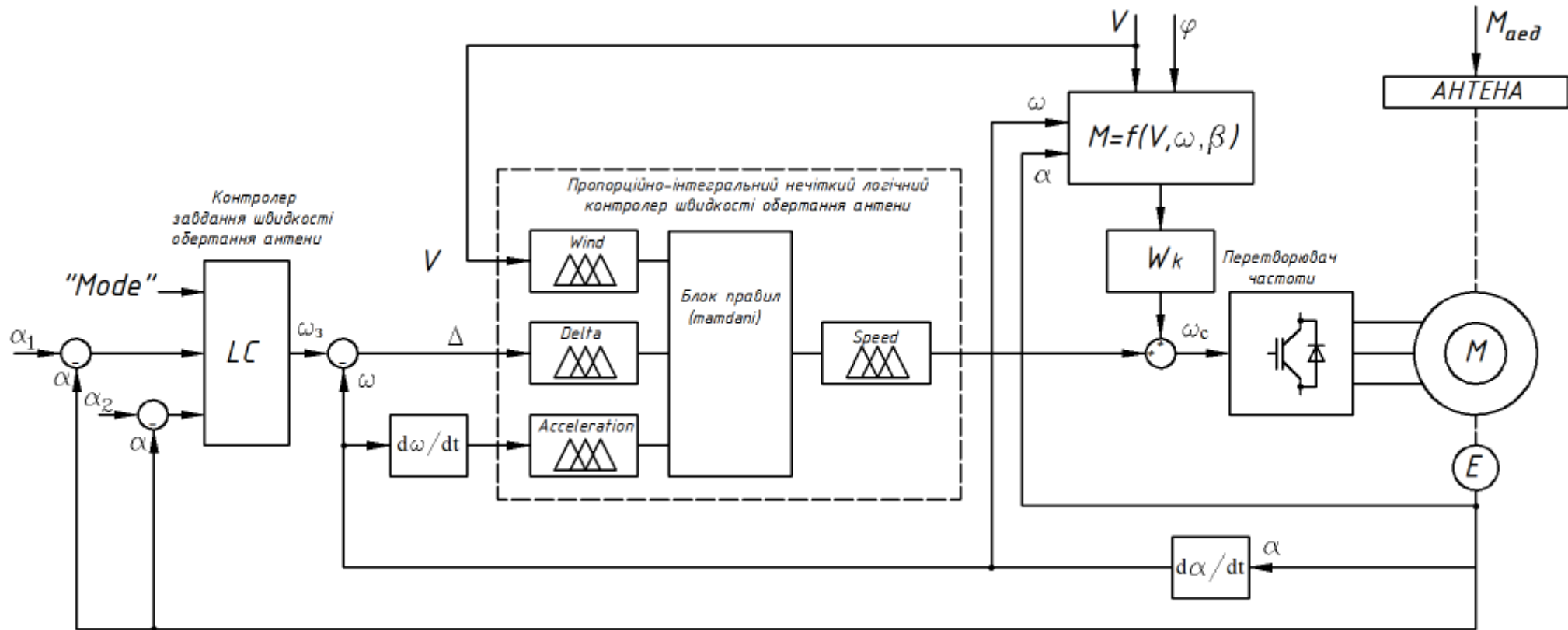


Рис. 2.16 Функціональна схема системи керування швидкості обертання антени РЛС з пропорційно-інтегральним нечітким логічним контролером

2.6 Синтез комбінованої системи автоматичного керування

Здійснимо синтез системи автоматичного керування безредукторним електроприводом РЛС, яка покращує швидкодію керування по основному каналу системи (швидкості обертання антени), а також компенсує вплив збурення, що виникає внаслідок вітрового навантаження. Для підвищення якості статичних та динамічних режимів роботи безредукторного дугостаторного електроприводу суднової антени РЛС скористаємось поєднанням керування за відхиленням та збуренням.

Перший (основний) канал системи діє за принципом керування за відхиленням вихідної величини (швидкості обертання антени) і має замкнутий контур швидкості, другий канал діє за принципом керування за збуренням і має розімкнутий контур. При побудові першого каналу формується замкнутий контур швидкості обертання антени і синтезується регулятор з налаштуванням на технічний оптимум. Для визначення моменту навантаження при побудові другого каналу використовується встановлена залежність моменту навантаження на валу приводу від кута повороту та швидкості обертання антени, а також від швидкості і напрямку повітряного потоку.

На рис. 2.17 представлено структурну схему комбінованої САК електроприводом антени РЛС. На схемі позначені: РШ – регулятор швидкості; ПЧ – перетворювач частоти; ДАД – дугостаторний двигун; ЕМС – електромеханічна система; W_{sr} – передаточна функція регулятора швидкості; W_k – коригуюча ланка. У структурній схемі дугостаторний двигун представлений спрощено з допущенням того, що робота двигуна здійснюється на лінеаризованій ділянці механічної характеристики.

Система керування має два канали: один замкнений за швидкістю обертання антени ω від заданого значення ω_{ctr} і другий розімкнутий, що діє за принципом компенсації збурення M_L .

На рис. 2.17 також позначені параметри системи: K_c , T_c – коефіцієнт підсилення та стала часу перетворювача частоти; K_m , T_e , b – коефіцієнт передачі,

електромагнітна стала часу і жорсткість механічної характеристики дугостаторного двигуна; T_m – електромеханічна стала часу приводу антени. Числові значення параметрів системи складають: $K_c = f_c / u_c = 5 \text{ Гц/В}$, де $f_c = 50 \text{ Гц}$ – частота перетворювача, $u_c = 10 \text{ В}$ – напруга задання перетворювача; $T_c = 0.001 \text{ с}$ – для транзисторного перетворювача частоти; $K_m = 2\pi\theta/p = 0,105$; $T_e = 1/\omega_{0e}s_k = 0,0032 \text{ с}$, де $\omega_{0e} = 2\pi f = 314,16 \text{ с}^{-1}$ – кутова частота мережі, $s_k = 1$ – типове значення критичного ковзання дугостаторних двигунів; $b = M_n/(\omega_0 - \omega_n) = 25,18 \text{ Нмс}$, де $\omega_0 = 2\pi f\theta/p = 5,2 \text{ с}^{-1}$ – кутова швидкість холостого ходу; $T_m = 0,15 \text{ с}$.

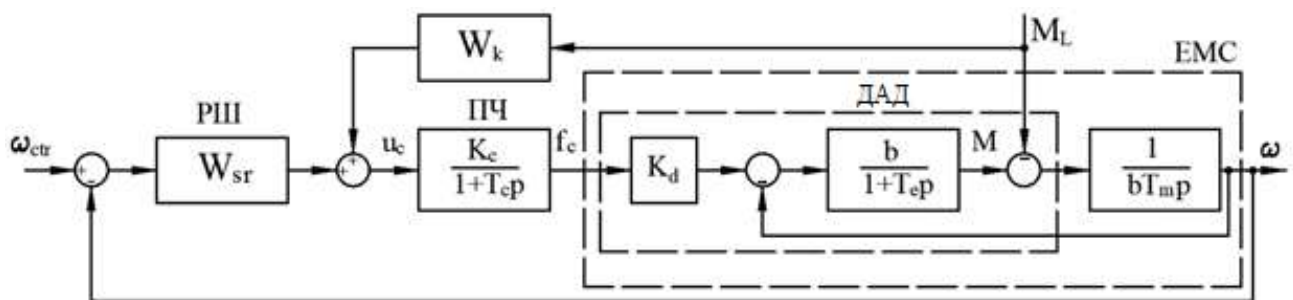


Рис. 2.17 Структурна схема комбінованої системи автоматичного керування електроприводом антени РЛС

Канал керування за збуренням повинен компенсувати вплив моменту навантаження на валу приводу M_L на швидкість обертання антени РЛС, яка є головною регульованою координатою. Звідси передаточна функція коригуючої ланки:

$$W_k = (W_c \cdot W_m)^{-1}, \quad (2.21)$$

де $W_c = K_c / (1 + T_cp)$, $W_m = K_m b / (1 + T_ep)$ – передаточні функції перетворювача частоти і дугостаторного двигуна, відповідно. Нехтуючи малим значенням сталої часу перетворювача частоти T_c , силова частина якого побудована на IGBT транзисторах, отримуємо передаточну функцію коригуючої пропорційно диференціальної ланки:

$$W_k = (K_c \cdot K_m \cdot b)^{-1} + T_e \cdot (K_c \cdot K_m \cdot b)^{-1} \cdot p. \quad (2.22)$$

На рис. 2.19 наведено структурну схему моделі системи автоматичного керування дугостаторним електроприводом антени РЛС з коригувальною ланкою і без неї розроблену в пакеті *MATLAB SIMULINK*. Всі елементи схеми моделі Simulink відповідають елементам структурної схеми математичної моделі та позначені: PI – пропорційно-інтегральний регулятор швидкості; W_c – перетворювач частоти; K_m – коефіцієнт підсилення двигуна; W_m – передаточна ланка двигуна; W_i – передатна ланка антени; W_k – коригуюча ланка; M_L – блок імітації моменту навантаження; $Step$ – блок імітації задання швидкості; $Saturation$ – блок обмеження сигналу задання перетворювача частоти.

У блоці PID Controller виконано налаштування пропорційно-інтегрального регулятора швидкості обертання антени на технічний оптимум. На прогнозованій кривій перехідного процесу задаємо максимально можливий час перехідного процесу, при цьому так, щоб величина перерегулювання по швидкості не перевищувала 5 %, при цьому отримуємо значення коефіцієнтів пропорційно-інтегрального регулятора: $K_P=4,96$, $K_I=49,87$.

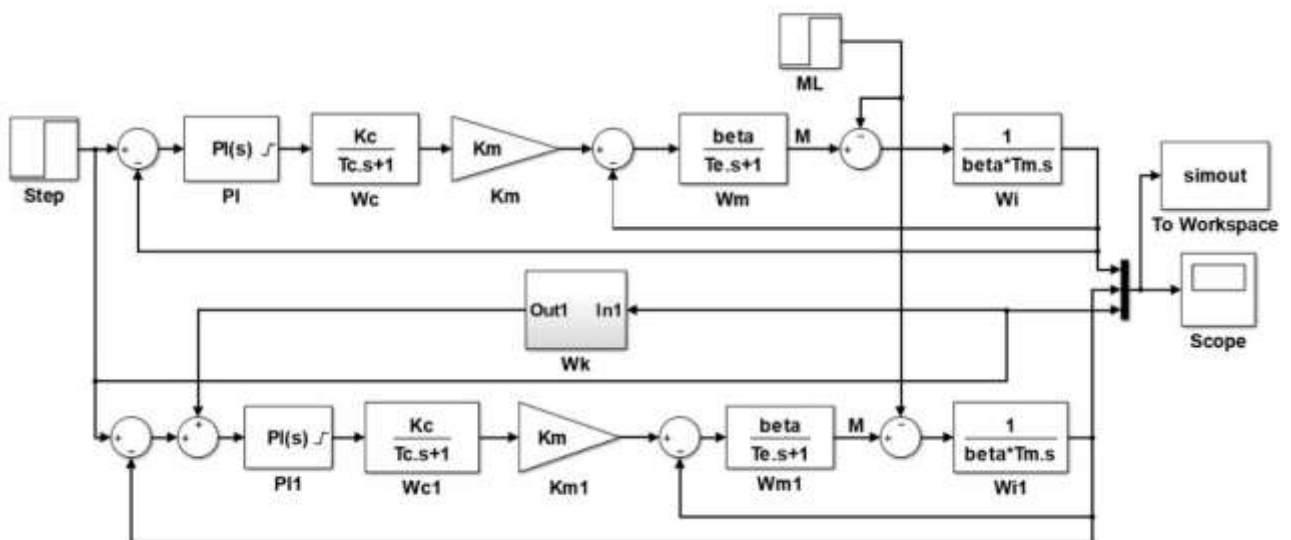


Рис. 2.18 Структурна схема імітаційної моделі системи автоматичного керування дугостаторним електроприводом антени РЛС

На рис. 2.19 та рис. 2.20 представлені результати моделювання – криві пуску електроприводу антени без навантаження з подальшим прикладенням моменту навантаження величиною в 25 Нм і 84 Нм відповідно на $0,6 \text{ с}$ та зняття моменту навантаження на $1,1 \text{ с}$, з урахуванням обмеження сигналів регулятора і коригуючої ланки $\pm 10 \text{ В}$. Крива 2 відповідає системі без коригуючої ланки, крива 3 – системі з коригуючою ланкою, 1 – задане значення швидкості.

За результатами моделювання зроблено наступні висновки:

- величина перерегулювання по швидкості обертання антени не перевищує 5% , при цьому швидкодія системи (час першого досягнення усталеного значення) становить $0,13 \text{ с}$, що у 6 разів менше ніж у існуючої системи (з $0,8 \text{ с}$ до $0,13 \text{ с}$);

- динамічна похибка при прикладенні навантаження у системі з корекцією в середньому зменшилася у 8 разів, причому при відпрацюванні задання ефект від введення коригувального зв'язку більшою мірою виявляється за малих навантажень, і становить $1,2\%$ при прикладенні моменту навантаження 25 Нм ;

- навіть при прикладенні максимального моменту навантаження 84 Нм , який може виникнути при сильному пориві вітру до 50 км/год , величина динамічного падіння швидкості в системі з корекцією не перевищує 5% , при цьому час відновлення швидкості зменшується майже у 2 рази.

Таким чином, комбіноване керування безредукторним дугостаторним електроприводом суднової антени РЛС дозволяє більш ніж у 5 разів збільшити швидкодію у порівнянні з існуючою системою електропривода та компенсувати зміну вітрового навантаження.

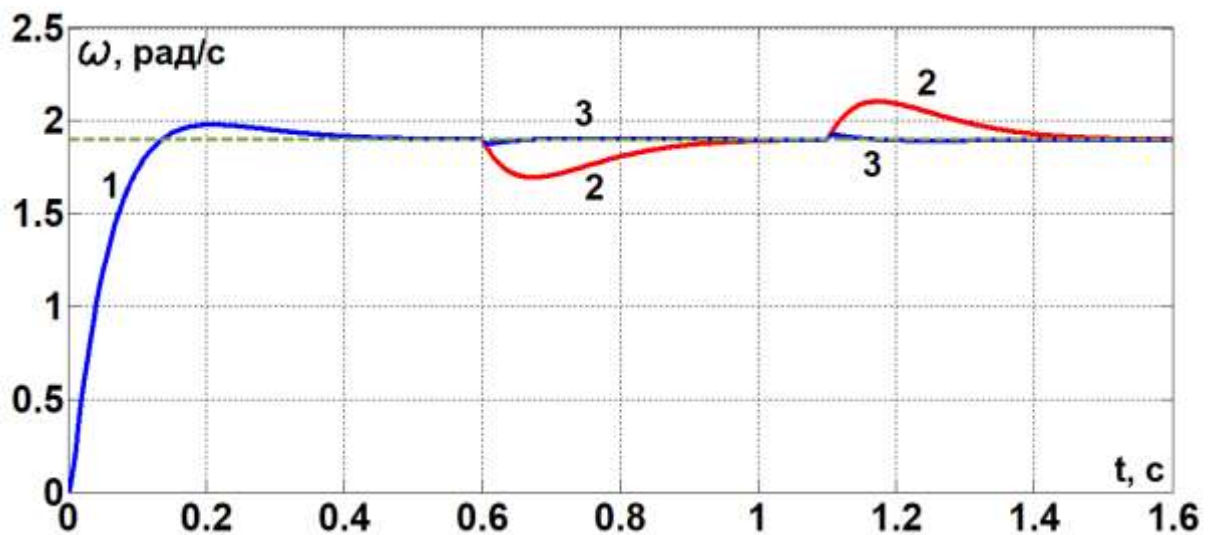


Рис. 2.19 Перехідний процес пуску електроприводу антени без навантаження з подальшим прикладенням моменту навантаження 25 Нм

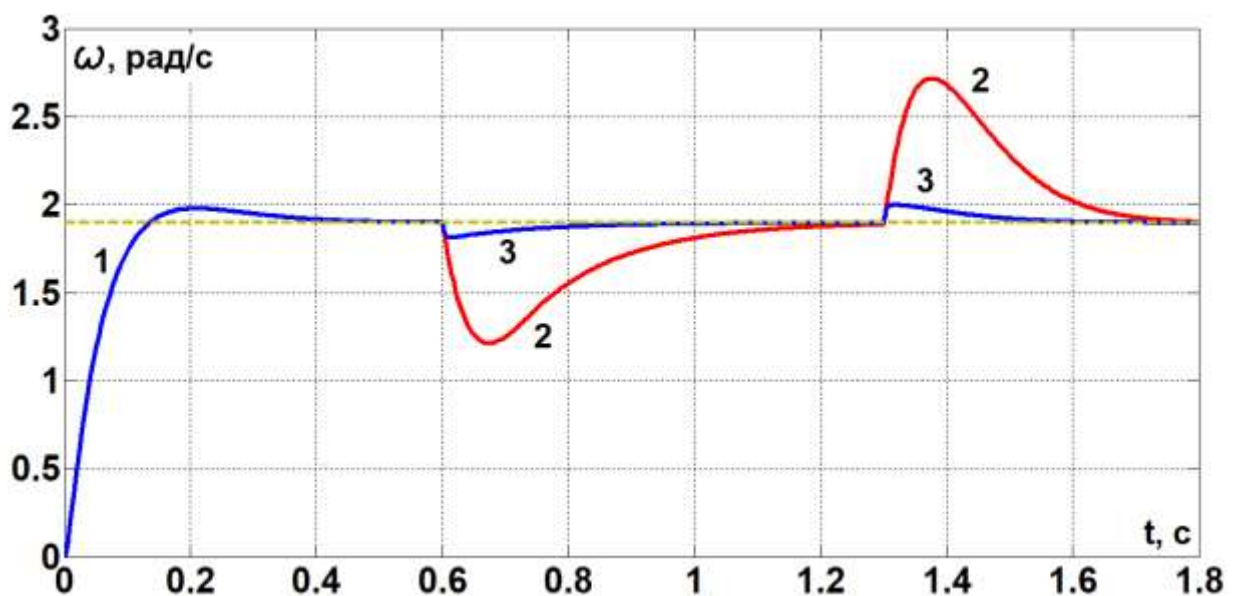


Рис. 2.20 Перехідний процес пуску електроприводу антени без навантаження з подальшим прикладенням моменту навантаження 84 Нм

2.7 Висновки до розділу 2

1. Виконано розрахунок та аналіз енергетичних показників двох ТДАД – для кульових барабанних млинів та для антен радіолокаційних станцій. Досліджено, що зменшення лінійної швидкості веде до потреби в більшій електропровідності дискового ротора. Тому в тихохідних ТДАД з невеликим

обертальним моментом низький коефіцієнт корисної дії та коефіцієнт потужності. ТДАД з дисковими роторами високомоментні й добре підходять в тому устаткуванні, де необхідно прикласти значне зусилля, щоб зрушити з місця обертний механізм. Встановлено, що другий шар двошарового ротора краще робити електропровідним та з відносною магнітною проникністю не менш 100.

2. В ДАД мають місце крайові ефекти, обумовлені розімкнутим магнітопроводом, насиченням магнітопроводу, збільшеним повітряним проміжком, ефекти «входу-виходу» електромагнітного поля, які призводять до викривлення картини магнітного поля в зазорі, асиметрії струмів у фазах індукторів і, як наслідок, до зменшення енергетичних та експлуатаційних показників електропривода. Тому при синтезі законів керування ДАД необхідно враховувати його конструктивні, а відповідно і електромеханічні особливості. Було запропоновано функціональну схему частотного керування для ДАД з урахуванням повздовжнього крайового ефекту та з компенсацією активної складової опору обмоток статора.

3. В результаті проведеного аналізу аеродинамічних навантажень на прикладі антени РЛС типу «МІУС» отримано вираз для моменту вітрового навантаження, який дозволяє обчислювати його миттєве значення в залежності від швидкості вітрового потоку, кута повороту і швидкості обертання антени, що дає можливість практичної реалізації коригуючої ланки і побудови комбінованого керування електроприводом антени.

4. Побудовані 3D-залежності вітрових аеродинамічних навантажень, що зображають залежності моменту навантаження на валу приводу від кута повороту антени та швидкості обертання при різних швидкостях повітряного потоку. Залежності свідчать про те, що побудувати систему керування електроприводом з аеродинамічним навантаженням складно або взагалі не можливо класичними методами.

5. Запропонований пропорційно-інтегральний нечіткий логічний контролер забезпечує не лише стабілізацію швидкості обертання антени РЛС на

заданому рівні, але й на основі бази знань здійснює прийняття рішення по вибору швидкості з тією чи іншою динамікою.

6. Проведене моделювання показало ефективність комбінованого керування: коригувальний канал дозволяє підвищити швидкодію системи електроприводу і компенсувати вплив аеродинамічного моменту на швидкість обертання антени РЛС.

7. Запропонований метод непрямого вимірювання вітрового навантаження може бути також застосований для будь-яких інших безредукторних та редукторних систем електроприводу антен РЛС, наприклад із синхронним двигуном з постійними магнітами, вентильним та іншими двигунами.

РОЗДІЛ 3

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ, АНАЛІЗ ТА СИНТЕЗ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ БЕЗРЕДУКТОРНИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ З ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИМ ДИФЕРЕНЦІАЛОМ

3.1 Конструкція та принцип роботи безредукторного електропривода з електромеханічним диференціалом

Серед багатьох методів підвищення точності слідкуючих систем достатньо поширеним є метод двоканального керування. Для реалізації даного методу необхідно здійснювати алгебраїчне підсумовування вихідних координат кожного з каналів [43]. Як правило, такими вихідними координатами каналів є кутове або лінійне положення. Для підсумовування положень застосовуються механічні диференціальні передачі редукторного типу на основі зубчастого зчеплення [72-75].

Такий підхід має наступні недоліки: складність конструкції – наявність редуктора, муфт та інших механічних ланок, які вносять люфти, пружності і нелінійності в механізм. Наслідком є зниження точності регулювання швидкості та положення, а також підвищення коливальності в умовах реверсу.

З метою вирішення задачі підвищення точності, діапазону регулювання швидкості та надійності ЕП РЛС, запропоновано нове технічне рішення на основі використання безредукторного електромеханічного диференціалу [76].

Сутність даного рішення пояснюється кінематичною схемою аксіального БЕП з електромеханічним диференціалом обертального руху, представленою на рис. 3.1, де 1 – обмотка статора електродвигуна D_1 , встановленого на нерухомій основі; 2 – проміжний ротор; 3 – обмотка ротора електродвигуна D_2 ; 4 – ротор другого електродвигуна жорстко зв'язаний з РО 5; 6 – датчик кутової швидкості проміжного ротора 2; 7 – датчик кутової швидкості РО; 8 – корпус; M_1 – момент двигуна D_1 ; M_2 – момент двигуна D_2 ; M_{2r} – момент двигуна D_2 , який прикладається до проміжного ротора 2, M_0 – момент навантаження. Обертальні моменти двигуна

D_2 у статичних та динамічних режимах мають однакову величину, але протилежне спрямування, тобто $M_2 = -M_{2r}$.

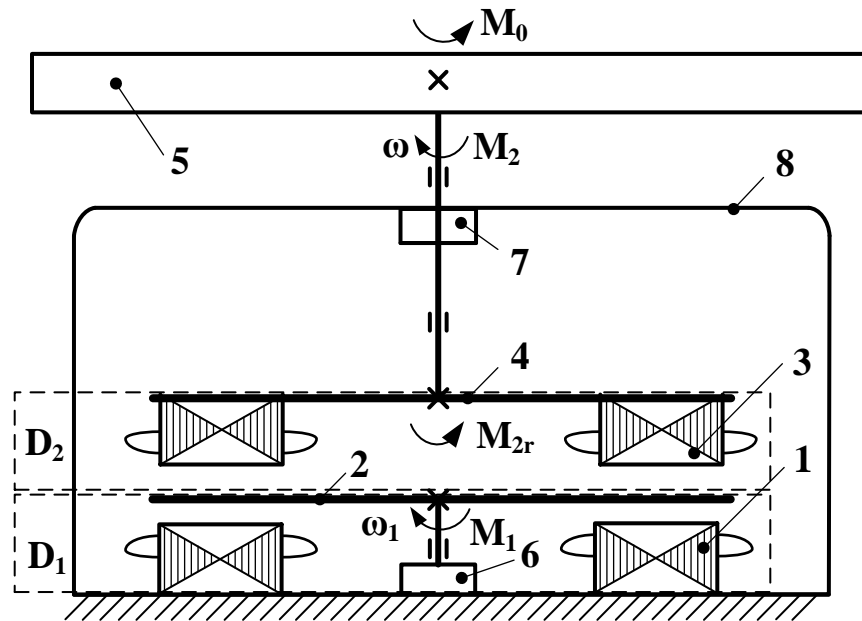


Рис. 3.1 Кінематична схема БЕП з електромеханічним диференціалом
обертального руху

ЕП працює наступним чином. Електромагнітний момент M_1 , що створюється двигуном D_1 першого електроприводу, прикладається до проміжного ротора 2, а через останній – до статора двигуна D_2 . Двигун D_2 створює відносно ротора 2 власний електромагнітний момент M_{2r} , а також рівний за величиною, але протилежний за знаком момент M_2 , який безпосередньо прикладається до РО, компенсуючи статичні та динамічні моменти навантаження, що діють на нього.

На рис. 3.2 представлена кінематична схема безредукторного електроприводу поступального руху на основі лінійних електродвигунів, де: 1 – статор основного лінійного електродвигуна D_1 , встановлений на нерухомій основі; 2 – платформа з закріпленими на ній ротором 3 першого електродвигуна D_1 та статором 4 другого лінійного електродвигуна D_2 ; 5 – ротор другого електродвигуна D_2 та встановлений на ньому РО, 6. Датчики лінійних переміщень на рис. 3.2 не показані.

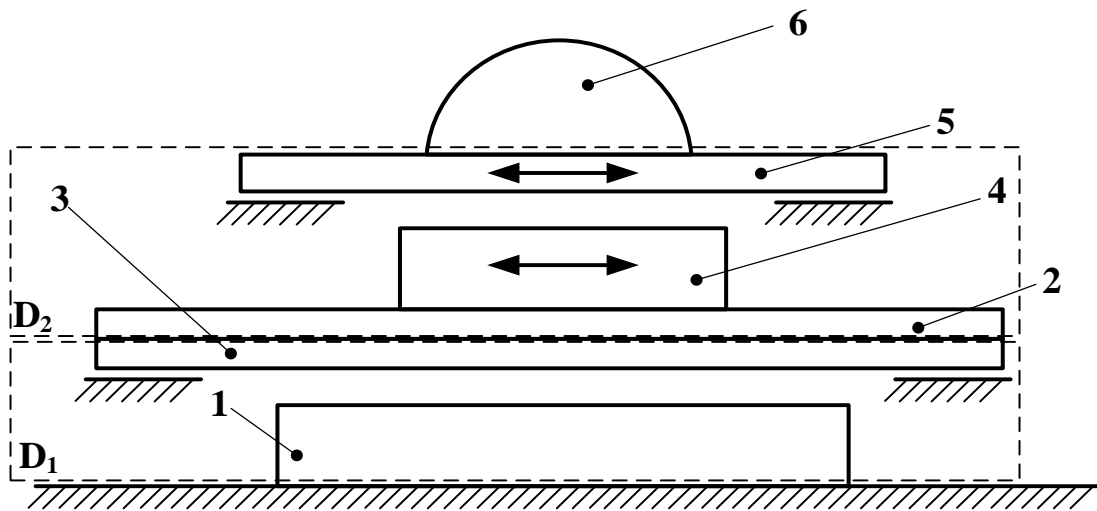


Рис. 3.2 Кінематична схема БЕП поступального руху

Використання електромеханічного диференціалу забезпечує розширення діапазону регулювання ЕП, як у бік збільшення результуючої швидкості, так і у бік її зменшення при незалежному включенні електродвигунів D_1 та D_2 . З метою збільшення швидкості напрямки руху електродвигунів D_1 та D_2 вибираються односпрямованими, тоді результуюча швидкість РО дорівнює сумі швидкостей роторів електродвигунів. Для отримання низьких та наднизьких швидкостей руху РО напрямки руху електродвигунів D_1 та D_2 обираються протилежними, внаслідок чого результуюча швидкість виконуючого органу дорівнює різниці швидкостей роторів електродвигунів. При цьому отримання низьких швидкостей руху виконуючого органу можливе при швидкостях електродвигунів D_1 та D_2 , близьких до номінальних, що підвищує стабільність і рівномірність руху. В той же час кожний з електродвигунів окремо не може забезпечити наднизької швидкості руху внаслідок обмеження діапазону регулювання вниз від номінальної.

При однакових протилежно спрямованих швидкостях руху роторів електродвигунів БЕП з електромеханічним диференціалом РО знаходиться у нерухомому стані, що дозволяє усунути сухе тертя, яке має місце в момент зрушування в редукторних ЕП.

Застосування електромеханічного диференціалу дає можливість здійснення реверсу виконуючого органу без реверсування електродвигунів D_1 та

D_2 за рахунок зміни співвідношення їх швидкостей при різноспрямованому русі. Такий спосіб реверсу дозволяє уникнути вибірки люфтів в редукторних ЕП, оскільки положення місця контакту у зубчастому зачепленні не змінюється.

У якості електродвигунів D_1 та D_2 можуть бути використані будь-які регульовані електродвигуни постійного або змінного струму тихохідного виконання, призначені для роботи у моментному режимі, в тому числі дугостаторні, торцеві та лінійні електродвигуни. У даній роботі розглядається реалізація БЕП з електромеханічним диференціалом на базі асинхронних тихохідних двигунів обертального руху.

3.2 Розробка математичної моделі безредукторного електропривода з електромеханічним диференціалом з урахуванням перехресних зв'язків

БЕП з електромеханічним диференціалом має ряд особливостей, обумовлених його конструкцією, зокрема наявність перехресних зв'язків за швидкістю та моментом між електродвигунами. Тому для здійснення синтезу системи керування такого електроприводу необхідно розробити математичну модель електромеханічного диференціалу. Для цього необхідно встановити співвідношення швидкостей та моментів безредукторного електромеханічного диференціалу.

Здійснимо поелементне складання рівнянь динаміки для кожної з ланок, яка має ступінь вільності. Даний механізм втрачає рухомість при накладанні двох жорстких зв'язків, тобто має два ступеня вільності. Перша ланка, яка відповідає першому ступеню вільності, включає проміжний ротор 2. Ланка другого ступеня вільності включає ротор 4 двигуна D_2 та РО 5.

Рівняння динаміки, що описують рух першої та другої ланок диференціалу [77]:

$$M_1 - M_{2r} = J_1 \frac{d\omega_1}{dt}, \quad (3.1)$$

$$M_2 - M_0 = J_2 \frac{d\omega_2}{dt}, \quad (3.2)$$

де J_1 – момент інерції проміжного ротора 2; J_2 – сумарний момент інерції двигуна D_2 та РО; ω_2 – швидкість статора двигуна D_2 та зв'язаного з ним РО відносно проміжного ротора.

Переходячи до зображень, отримуємо рівняння для відносних швидкостей електродвигунів D_1 та D_2 , ω_1 та ω_2 відповідно [78]:

$$\omega_1 = (M_1 - M_{2r}) \frac{1}{J_1 p}; \quad (3.3)$$

$$\omega_2 = (M_2 - M_0) \frac{1}{J_2 p}. \quad (3.4)$$

Швидкість РО ω визначається алгебраїчною сумою швидкостей двигунів D_1 та D_2 :

$$\omega = \omega_1 + \omega_2. \quad (3.5)$$

На рис. 3.3 показано структурну схему БЕП з електромеханічним диференціалом з урахуванням перехресних зв'язків за швидкістю та моментом, де прийнято наступні позначення: ω_{01} , ω_{02} – швидкості холостого ходу, β_1 , β_2 – модулі жорсткості механічних характеристик, T_{E1} , T_{E2} – електромагнітні сталі часу двигунів D_1 та D_2 відповідно. Зі структурної схеми видно, що електроприводи є взаємозв'язаними через перехресні зв'язки за швидкістю ω_1 та моментом M_{2r} .

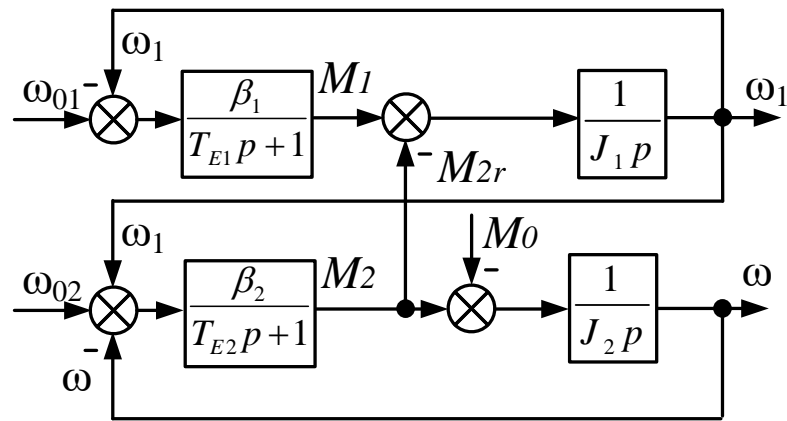


Рис. 3.3 Структурна схема БПІ з електромеханічним диференціалом

3.3 Аналіз статичних та динамічних режимів роботи безредукторного електроприводу з електромеханічним диференціалом на основі лінеаризованої моделі асинхронного двигуна

На початковому етапі досліджень скористаємось спрощеною моделлю електродвигуна, отриманою при лінеаризації робочої ділянки механічної характеристики [79, 80]. При цьому передатна функція електромагнітної частини регульованого двигуна може бути записана у вигляді аперіодичної ланки:

$$W(p) = \frac{\beta}{T_E \cdot p + 1}, \quad (3.6)$$

де β – модуль жорсткості механічної характеристики; T_E – електромагнітна стала часу.

В даному випадку вихідною координатою є момент на валу двигуна, тобто двигун розглядається в якості джерела моменту. При такому підході момент інерції самого двигуна доцільно віднести до об'єкту керування ЕП. Це дозволяє забезпечити зручність в узгодженні математичної моделі двигуна і технологічного об'єкта, особливо для багатомасової електромеханічної системи.

Якщо доповнити передаточну функцію двигуна ланкою, що пов'язує керуючий вплив зі швидкістю холостого ходу, а також передатною функцією механічної частини у вигляді одномасової системи, то отримаємо структурну

схему розімкненого електроприводу, що включає перетворювач і електродвигун
рис 3.4 [79].

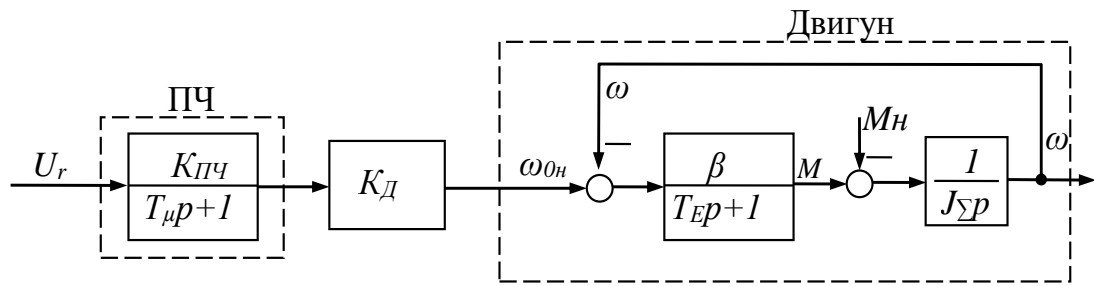


Рис. 3.4 Структурна схема розімкненого ЕП

Розрахуємо параметри передатних функцій ланок даної структурної схеми для електроприводу за системою перетворювач частоти – асинхронний двигун (ПЧ-АД). Передатна функція ПЧ:

$$W_{ПЧ}(p) = \frac{K_{ПЧ}}{T_{\mu} \cdot p + 1} = \frac{5}{0,01 \cdot p + 1}, \quad (3.7)$$

де $K_{ПЧ} = f_w/U_r = 50/10 = 5$ – коефіцієнт підсилення ПЧ; U_r – напруга задання; $f_{1n} = 50$ Гц – номінальна частота мережі; $T_{\mu} = 0,01$ с – некомпенсована стала часу ПЧ, $\omega_{0н} = 2\pi f_{1n}/p = 2 \cdot 3,14 \cdot 50/10 = 31,4$ 1/с – номінальна швидкість ідеального холостого ходу; $p_{pn} = 10$ – число пар полюсів обмотки статора; $M_H = 16$ Нм – номінальний момент на валу двигуна; J_{Σ} – сумарний момент інерції; $K_{Д}$ – коефіцієнт передачі двигуна.

Для проведення досліджень БЕП з електромеханічним диференціалом було обрано два однакових тихохідних АД несирійного виробництва 300 об/хв (Додаток Б). Параметри передаточних функцій ланок структурної схеми (рис. 3.4) визначимо за наступними співвідношеннями [79]:

$$K_{Д1} = K_{Д2} = \frac{2\pi}{p_{pn}} = \frac{2 \cdot 3,14}{10} = 0,628; \quad (3.8)$$

$$T_{E1} = T_{E2} = \frac{1}{\omega_{0эл.н} \cdot s_{к.н}} = \frac{1}{314 \cdot 0,33} = 0,0096с; \quad (3.9)$$

$$\beta_1 = \beta_2 = \frac{M_H}{\omega_{0H} - \omega_H} = \frac{16}{31,4 - 21} = 1,54 \text{ Нм} \cdot \text{с}; \quad (3.10)$$

де $\omega_{0эл.н} = 2\pi f_{1H} = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 = 314 \text{ 1/с}$ – номінальна кутова швидкість поля; $s_{к.н} = 0,33$ – критичне ковзання; $\omega_H = 21 \text{ 1/с}$ – номінальна швидкість двигуна.

Момент інерції J_1 проміжного ротора 2:

$$J_1 = m_{np} \frac{r_3^2 + r_{вн}^2}{2} = 11,6 \frac{0,146^2 + 0,136^2}{2} = 0,18 \text{ кг} \cdot \text{м}^2, \quad (3.12)$$

$$m_{np} = \gamma \cdot v = \gamma \cdot \pi (r_3^2 - r_{вн}^2) \cdot l_{np} = 7800 \cdot 3,14 \cdot (0,146^2 - 0,136^2) \cdot 0,17 = 11,6 \text{ кг}, \quad (3.13)$$

де m_{np} – маса проміжного ротора, розрахована як маса циліндра із зовнішнім та внутрішнім радіусами r_3 та $r_{вн}$ і довжиною l_{np} , відповідно, γ – питома вага сталі, v – об'єм ротора.

Момент інерції антени:

$$J_H = \frac{m_n \cdot L^2}{12} = \frac{10 \cdot 2,3^2}{12} = 4,4 \text{ кг} \cdot \text{м}^2, \quad (3.14)$$

де m_n – маса антени, L – довжина антени.

Оскільки номінальний момент обраного для моделювання двигуна (16 Нм) менший реального (84 Нм), необхідно привести у відповідність реальний момент інерції антени та розрахунковий момент інерції навантаження, який використовується для математичної моделі в роботі. З цією метою застосуємо теорему подібності [81, 82]. Для визначення критерію подібності скористаємось методом приведення рівнянь динаміки, які описують об'єкт дослідження, до безрозмірної форми. Рівняння динаміки ЕП (3.1, 3.2, 3.5) можна представити у вигляді:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M_1}{J_1} - \frac{M_{2r}}{J_1} + \frac{M_2}{J_2} - \frac{M_0}{J_2}; \quad (3.15)$$

Тоді критерій подібності матиме вид:

$$\frac{M}{J} = const. \quad (3.16)$$

Звідси, з урахуванням (3.16), приймаємо момент інерції навантаження:

$$J'_H = 0,84 \text{ кг} \cdot \text{м}^2. \quad (3.17)$$

Тоді сумарний момент інерції двигуна D_2 та РО складатиме:

$$J_2 = J_{D2} + J'_n = \frac{m_p r_p^2}{2} + J'_n = \frac{35 \cdot 0,135^2}{2} + 0,84 = 1,16 \text{ кг} \cdot \text{м}^2. \quad (3.18)$$

де J_{D2} – момент інерції двигуна D_2 , m_p – маса ротора лвигуна D_2 , r_p – радіус ротора двигуна D_2 ; J'_n – момент інерції навантаження.

Електромеханічні сталі часу двигунів D_1 та D_2 , відповідно:

$$T_{M1} = \frac{J_1}{\beta} = \frac{0,18}{1,54} = 0,27 \text{ с}; \quad (3.19)$$

$$T_{M2} = \frac{J_2}{\beta} = \frac{1,16}{1,54} = 0,75 \text{ с}. \quad (3.20)$$

На першому етапі досліджень було складено незалежні структурні схеми окремо для двигунів D_1 та D_2 (рис. 3.5).

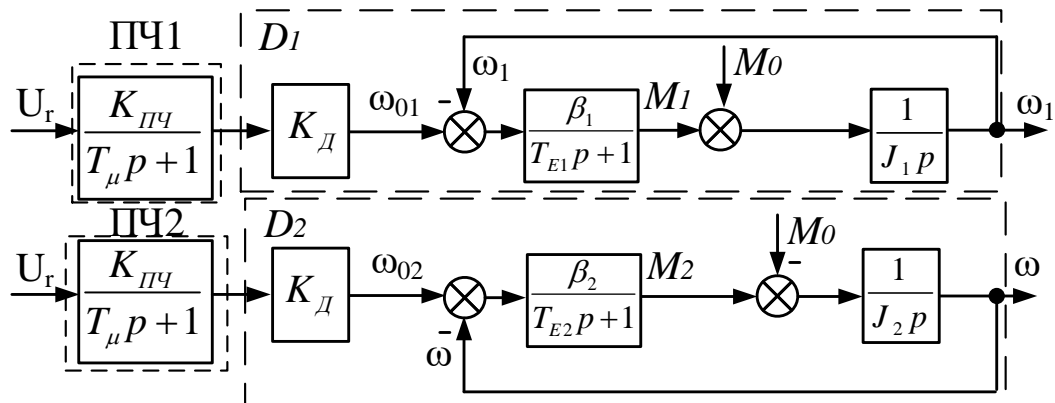


Рис. 3.5 Структурна схема регульованих розімкнених електроприводів

На рис. 3.6 представлені графіки перехідних процесів швидкостей та моментів на валу двигунів D_1 , D_2 для прямого пуску на холостому ходу з подальшим прикладенням номінального навантаження $M_0 = 16$ Нм на восьмій секунді.

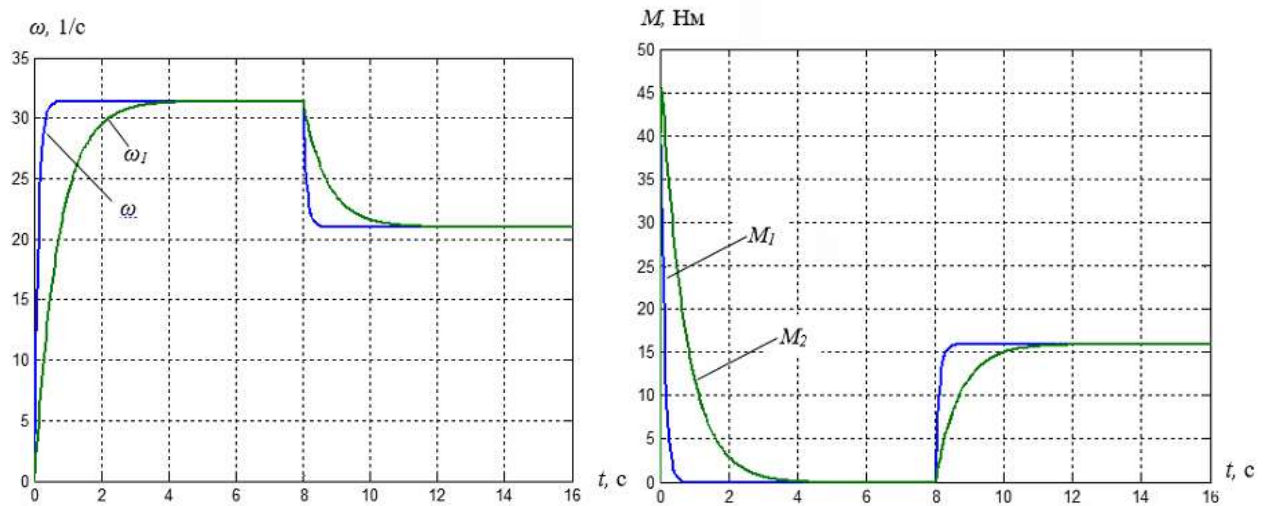


Рис. 3.6 Графіки перехідних процесів швидкості та моменту на валу двигунів D_1 та D_2

З графіків перехідних процесів видно, що двигуни D_1 і D_2 при пуску на холостому ході виходять на номінальну швидкість $\omega_1 = \omega = 31,4$ 1/с за час 0,8 с і 4с, відповідно. При прикладенні номінальних моментів в момент часу 8 с швидкості двигунів знижуються до номінальної $\omega_1 = \omega = 21$ 1/с.

Для оцінки показників БЕП з електромеханічним диференціалом та перевірки адекватності математичної моделі, відповідно до рівнянь (3.3-3.5), було складено структурну схему, з урахуванням перехресних зв'язків за швидкістю та моментом (рис. 3.7).

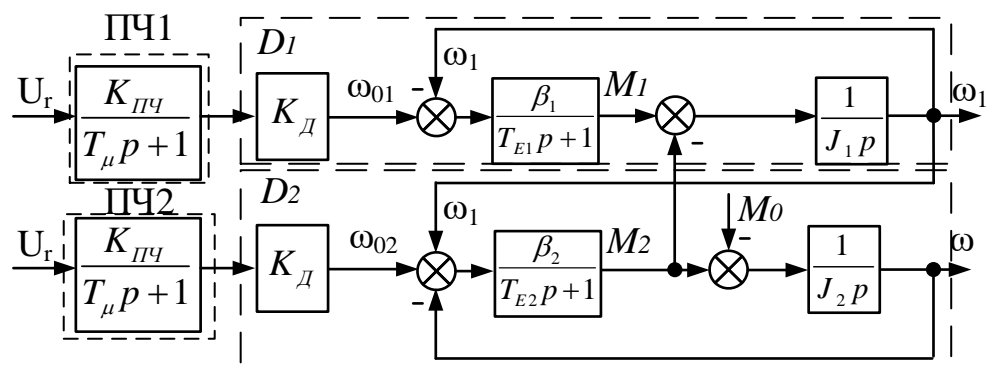


Рис. 3.7 Структурна схема регульованих розімкнених БЕП з електромеханічним диференціалом з урахуванням перехресних зв'язків за швидкістю та моментом

На рис. 3.8 представлено графіки перехідних процесів швидкості та моменту на валу у розімкненому БЕП з електромеханічним диференціалом для прямого пуску на холостому ході з подальшим прикладенням номінального навантаження $M_0 = 16$ Нм на восьмій секунді, при односпрямованому обертанні електродвигунів D_1, D_2 . На рис. 3.9 показані аналогічні графіки при протилежно спрямованому обертанні електродвигунів.

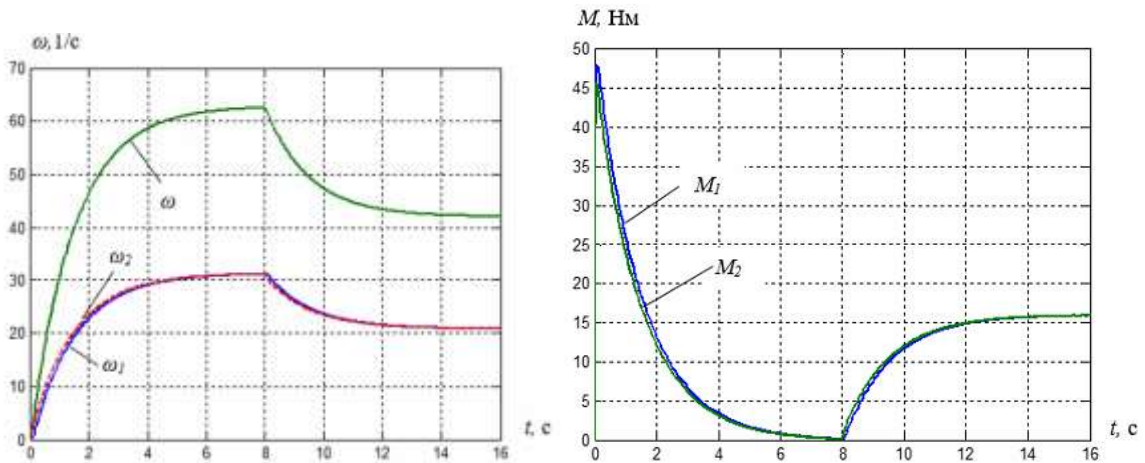


Рис. 3.8 Графіки перехідних процесів швидкості та моменту на валу ЕП при односпрямованому обертанні електродвигунів D_1, D_2 .

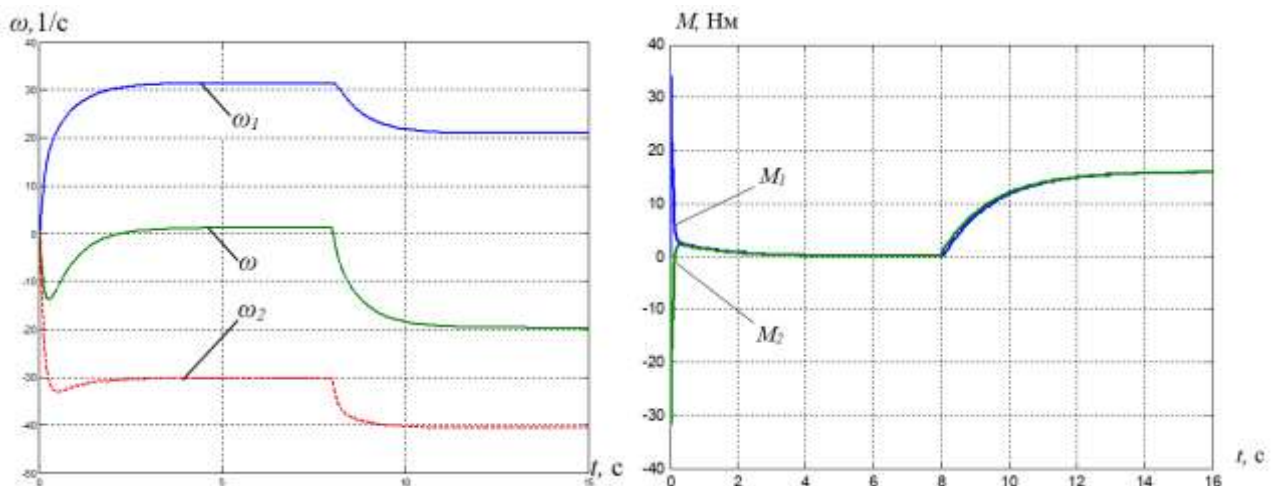


Рис. 3.9 Графіки перехідних процесів швидкості та моменту на валу ЕП при різноспрямованому обертанні електродвигунів D_1, D_2

З графіків перехідних процесів видно, що використання БП з електромеханічним диференціалом підтверджує можливість розширення діапазону регулювання швидкості уверх від номінальної при односпрямованому напрямку обертання електродвигунів (рис. 3.8), а також отримання низької швидкості обертання при різноспрямованому напрямку обертання електродвигунів D_1, D_2 (рис. 3.9). Однак під навантаженням швидкість вихідного валу ЕП зменшується, тобто виникає статична похибка, що свідчить про необхідність використання замкненої системи керування.

3.4 Синтез системи керування безредукторним електроприводом з електромеханічним диференціалом

З метою підвищення статичних і динамічних властивостей системи було здійснено замкнене регулювання зі зворотним зв'язком за швидкістю для кожного з двигунів D_1 та D_2 .

Коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю [77]:

$$K_{\omega} = \frac{U_r}{\omega_H} = \frac{10}{21} = 0,476 \text{ В} \cdot \text{с} \quad (3.21)$$

Таким чином, узагальнена структурна схема частотного регулювання АД буде мати вид (рис. 3.10):

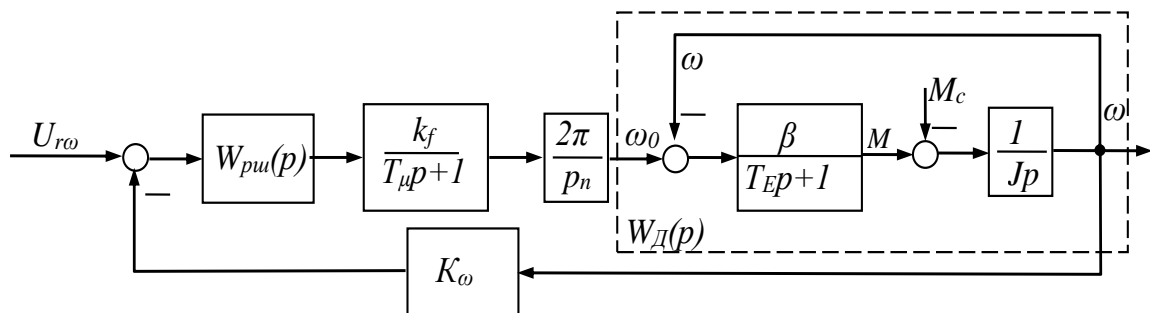


Рис. 3.10 Структурна схема локального ЕП при частотному керуванні

Передатна функція двигуна:

$$W_{D1}(p) = \frac{\beta \cdot K_D}{J_{D1} \cdot p \cdot (T_E \cdot p + 1)} = \frac{\beta \cdot K_D}{J_{D1} \cdot T_E \cdot p^2 + J_{D1} \cdot p + \beta} =$$

$$\frac{K_D}{T_{M1} \cdot T_E \cdot p^2 + T_{M1} \cdot p + 1} = \frac{0,628}{0,0046 \cdot p^2 + 0,355 \cdot p + 1}. \quad (3.22)$$

Структурна схема контуру регулювання швидкості представлена на рисунку 3.11.

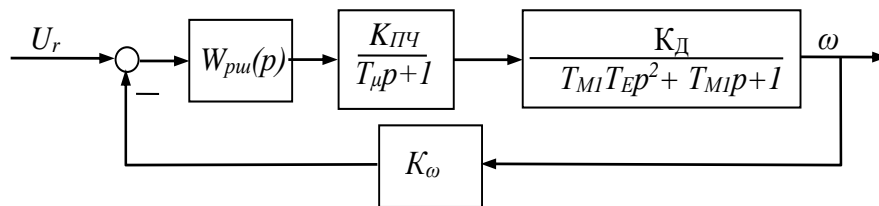


Рис. 3.11 Структурна схема контуру регулювання швидкості

Звідси передатна функція об'єкта регулювання за швидкістю буде:

$$W_{ОРШ}(p) = \frac{K_{ПЧ} \cdot K_{D1}}{(T_{\mu} \cdot p + 1) \cdot (T_{M1} \cdot T_E \cdot p^2 + T_{M1} \cdot p + 1)} =$$

$$= \frac{3,14}{(0,01 \cdot p + 1) \cdot (0,0035 p^2 + 0,27 \cdot p + 1)}. \quad (3.23)$$

Визначимо передатну функцію регулятора швидкості:

$$W_{РШ}(p) = \frac{W_{РОЗ.Ш}(p)}{W_{ОРШ}(p)} = \frac{T_{M1} \cdot T_E \cdot p^2 + T_{M1} \cdot p + 1}{T_{U1} \cdot p} =$$

$$= \frac{0,0025 \cdot p^2 + 0,27 \cdot p + 1}{0,678 \cdot p}, \quad (3.24)$$

де $T_{U1} = a_{Ш} \cdot K_{\omega} \cdot K_{ПЧ} \cdot K_{D1} \cdot T_{M1} = 2 \cdot 0,4 \cdot 5 \cdot 0,628 \cdot 0,27 = 0,678 \text{ с}$,

де $a_{ш} = 2$ – коефіцієнт демпфування контуру швидкості; дане значення відповідає оптимальному за швидкодією перехідному процесу [77].

Після перетворень отримуємо передатну функцію ПД-регулятора швидкості для двигуна D_1 :

$$W_{PII1}(p) = 0,003p + 0,398 + \frac{1}{0,678p}. \quad (3.25)$$

Параметри регулятора швидкості для двигуна D_2 визначено аналогічно:

$$W_{PII2}(p) = 0,003p + 0,33 + \frac{1}{2,25p}. \quad (3.26)$$

3.5 Аналіз статичних та динамічних режимів роботи замкненої за швидкістю системи автоматичного керування безредукторним електроприводом з електромеханічним диференціалом

Для порівняльної оцінки динамічних показників замкнених за швидкістю електроприводів з двигунами D_1 та D_2 при їх роздільному використанні, а також при спільній роботі в безредукторному електромеханічному диференціалі були складені відповідні структурні схеми (рис. 3.12 та 3.15).

На рис. 3.12 показано структурну схему двох незалежних ЕП, замкнених за швидкістю.

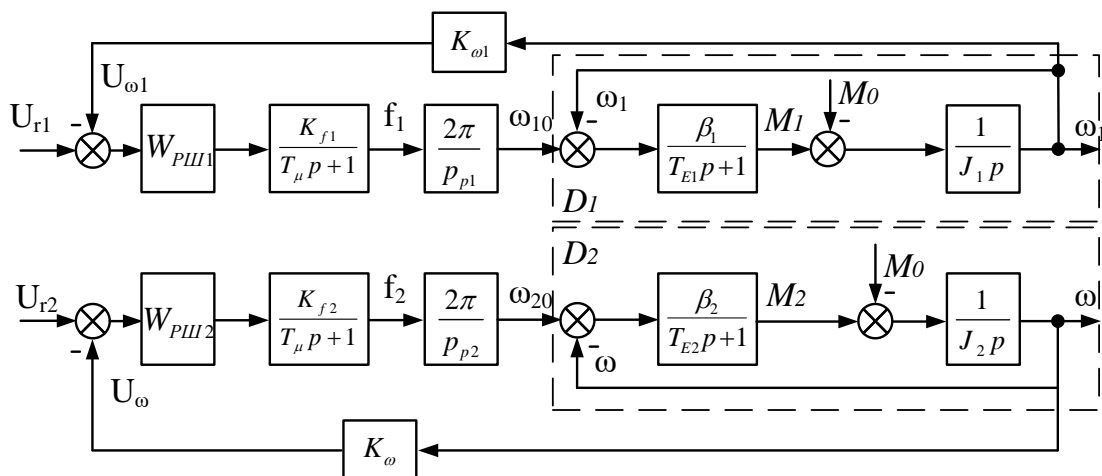


Рис. 3.12 Структурна схема електроприводів, замкнених за швидкістю

На входи локальних ЕП подаються лінійно наростаючі напруги задання швидкості U_{r1} , U_{r2} , які в кінцевому значенні відповідають номінальній швидкості 21 1/с.

На рис. 3.13 представлені графіки перехідних процесів швидкостей та моментів на валу двигунів D_1 , D_2 для електроприводів за структурою рис. 3.12 при пуску на холостому ході з подальшим прикладенням номінального навантаження $M_0 = 16$ Нм на восьмій секунді.

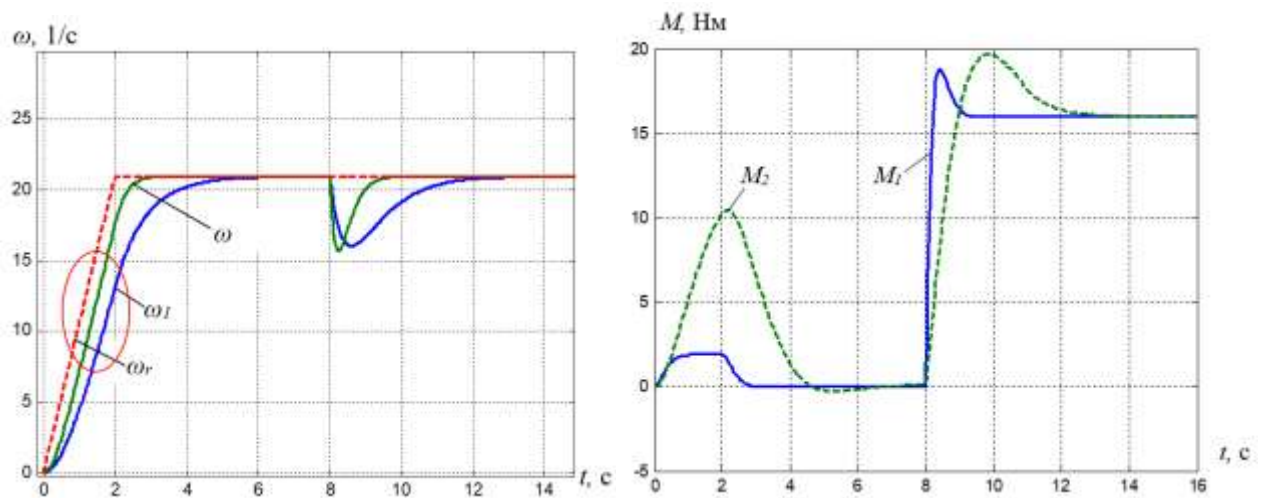


Рис. 3.13 Графіки перехідних процесів швидкостей та моментів замкнених за швидкістю електродвигунів D_1 та D_2

З графіків перехідних процесів видно, що синтезовані ПД регулятори швидкості компенсують статичну похибку при прикладенні номінального навантаження до двигунів D_1 та D_2 . Однак при відпрацюванні лінійно-наростаючого задання швидкості виникає кінематична похибка. На рис. 3.14 показано значення кінематичної та статичної похибки двигуна D_2 . Максимальне значення кінематичної похибки складає 7,3 1/с при відпрацюванні лінійно-наростаючого задання швидкості, динамічне падіння швидкості при прикладенні номінального навантаження – 5,6 1/с

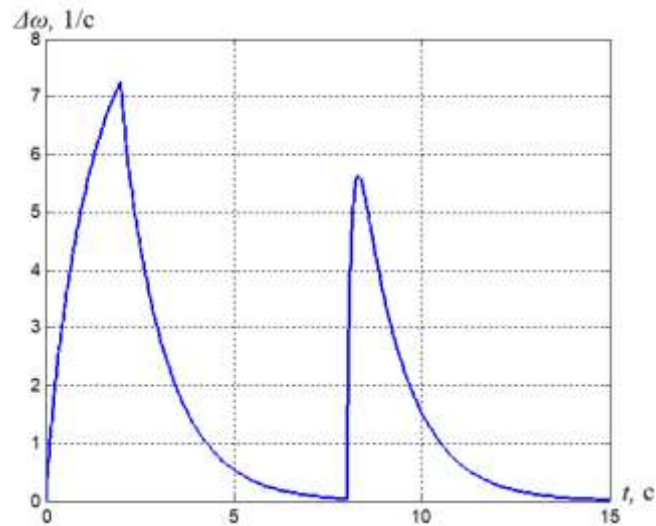


Рис. 3.14 Значення похибки на вихідному валу двигуна D_2

На рис. 3.15 показано структурну схему замкненого за швидкістю БАП з електромеханічним диференціалом при урахуванні перехресних зв'язків за швидкістю та моментом. Швидкість ω – це швидкість вихідного валу ЕП. Тому відповідно до співвідношення (3.5) швидкістю зворотного зв'язку для двигуна D_2 є швидкість двигуна D_2 відносно проміжного ротора D_1 $\omega_2 = \omega - \omega_1$.

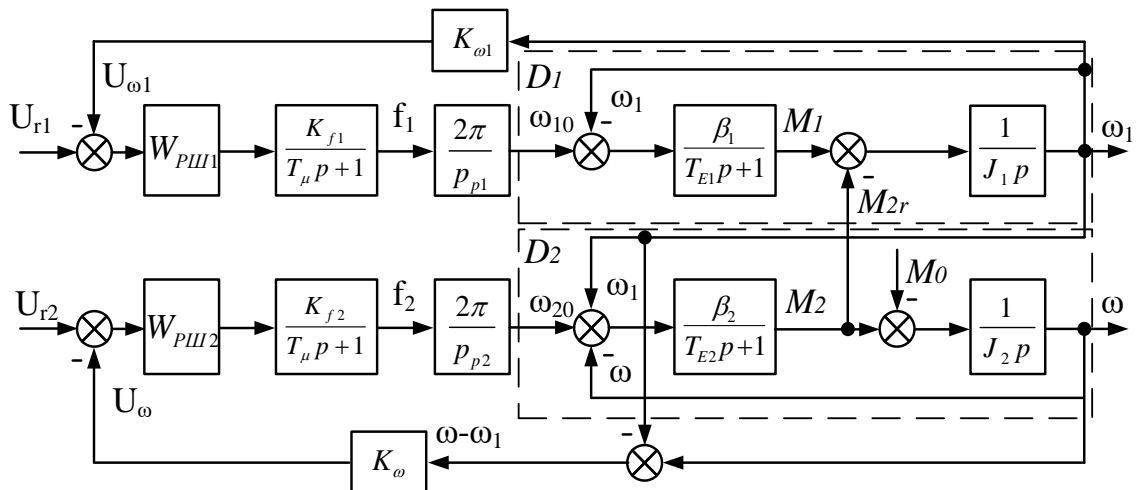


Рис. 3.15 Структурна схема замкненого за швидкістю БАП з електромеханічним диференціалом

На рис. 3.16 представлені графіки перехідних процесів швидкості та моменту на валу замкненого за швидкістю БАП з електромеханічним

диференціалом при лінійному наростанні задання швидкостей, що відповідає рівноприскореному руху, з подальшим прикладенням номінального навантаження $M_0 = 16$ Нм на восьмій секунді, при односпрямованому обертанні електродвигунів D_1 , D_2 . На рис. 3.17 показано значення кінематичної та статичної похибки на вихідному валу ЕП. На рис. 3.18, 3.19 показані аналогічні графіки при протилежно спрямованому обертанні електродвигунів.

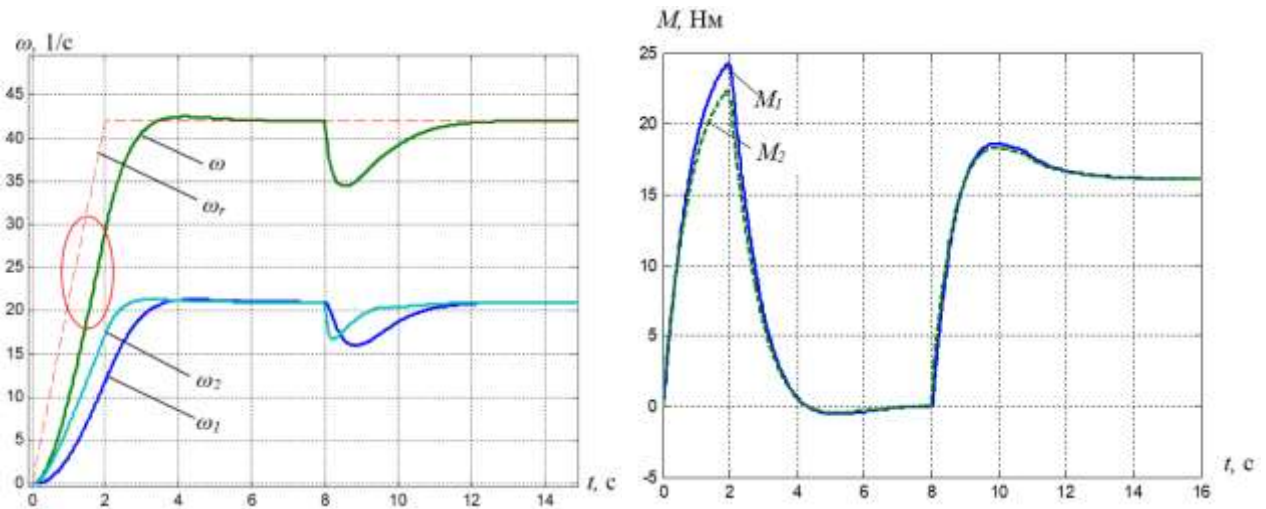


Рис. 3.16 Графіки перехідних процесів швидкостей та моментів замкненого за швидкістю БАП з електромеханічним диференціалом при односпрямованому обертанні двигунів D_1 та D_2

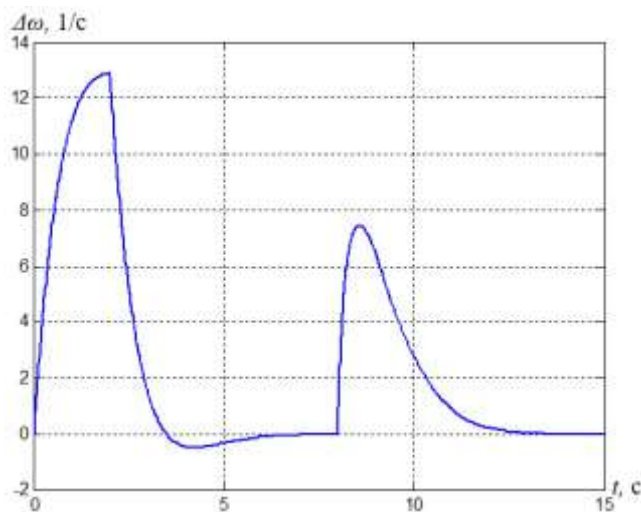


Рис. 3.17 Значення похибки на валу БАП з електромеханічним диференціалом при односпрямованому обертанні двигунів D_1 та D_2

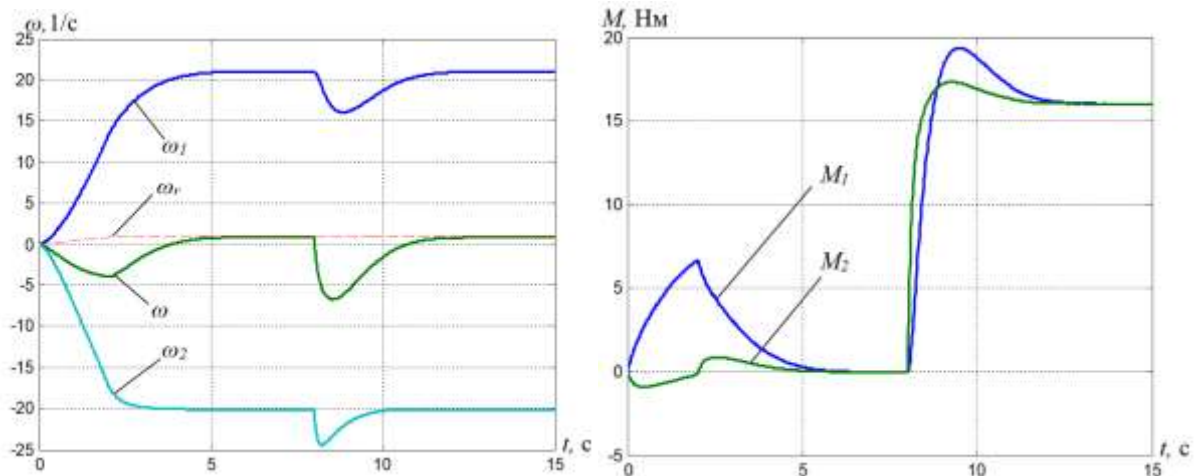


Рис. 3.18 Графіки перехідних процесів швидкостей та моментів замкненого за швидкістю БЕС з електромеханічним диференціалом при різноспрямованому обертанні двигунів D_1 та D_2

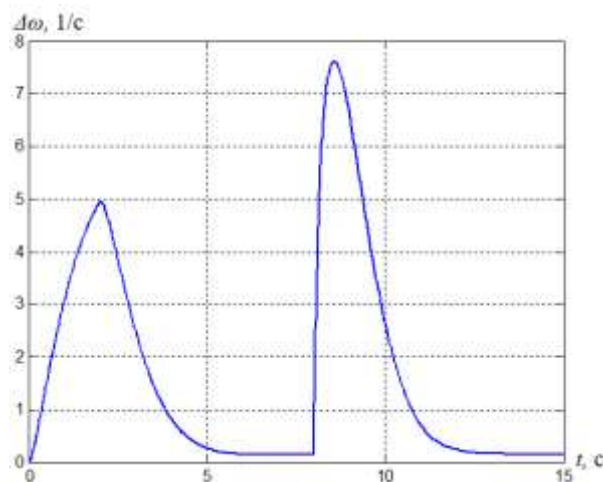


Рис. 3.19 Значення похибки на валу БЕС з електромеханічним диференціалом при різноспрямованому обертанні двигунів D_1 та D_2

З графіків перехідних процесів видно, що синтезовані ПД регулятори швидкості усувають статичну похибку при прикладенні номінального навантаження до вихідного валу ЕС. При односпрямованому обертанні двигунів D_1 та D_2 з швидкостями 21 1/с швидкість вихідного валу ЕС буде 42 1/с (рис. 3.16). Після прикладення навантаження $M_0=16$ Нм відбувається компенсація статичної похибки вихідного валу на швидкості 42 1/с, що підтверджує можливість стабільної роботи БЕС з електромеханічним диференціалом з

розширеним діапазоном регулювання швидкості вище номінальної (до значення $2\omega_n$).

При різноспрямованому обертанні двигунів D_1 та D_2 зі швидкостями 21 1/с і -20 1/с, швидкість вихідного валу електромеханічного диференціалу буде дорівнювати 1 1/с, (див. рис. 3.17). Після прикладення навантаження $M_0=16$ Нм відбувається компенсація статичної похибки на швидкості 1 1/с, що підтверджує можливість стабільної роботи БЕП з електромеханічним диференціалом замкненим за швидкістю з розширеним діапазоном регулювання нижче номінальної і до 0.

При відпрацюванні лінійно-наростаючого задання швидкості у БЕП з електромеханічним диференціалом, замкненим за швидкістю, виникає кінематична похибка. Значення кінематичної похибки вихідного валу при врахуванні перехресних зв'язків за швидкістю та моментом збільшилося з 7,3 1/с до 12,6 1/с (див. рис. 3.14 та рис. 3.17). При різноспрямованому обертанні двигунів D_1 та D_2 значення кінематичної похибки під час розгону складає 5,9 1/с, а при прикладенні номінального навантаження 7,4 1/с (див. рис. 3.19).

Наявність взаємозв'язків за швидкістю та моментом призводить до зміни характеру перехідного процесу під час пуску з монотонного на аперіодичний з перерегулюванням 1,6 % (див. рис. 3.13, рис. 3.16). Це свідчить про взаємний вплив двигунів в електромеханічному диференціалі, особливо в перехідних режимах роботи. Тому для високодинамічних ЕП необхідно приділити увагу розробці САК, яка буде зменшувати кінематичну та інші похибки регулювання.

3.6 Висновки до розділу 3

1. Встановлено співвідношення швидкостей та моментів в БЕП з електромеханічним диференціалом, яке враховує перехресні зв'язки між його електродвигунами.
2. Проведені дослідження свідчать про те, що БЕП з електромеханічним диференціалом має якісно нові властивості керування, які полягають у

збільшенні сумарного діапазону регулювання швидкості як ввєрх, так і вниз від номінальної, отриманні наднизьких швидкостей вихідного валу при близьких до номінальних швидкостях кожного з двигунів.

3. Показана можливість використанні безредукторного електромеханічного диференціалу для розширення діапазону регулювання швидкості та отримання наднизьких швидкостей.
4. Для отримання покращених показників якості регулювання БЄП з електромеханічним диференціалом необхідно розробити САК, яка буде зменшувати кінематичні та динамічні похибки. При цьому необхідно враховувати взаємний вплив двигунів в електромеханічному диференціалі.

РОЗДІЛ 4

ДВОКАНАЛЬНИЙ БЕЗРЕДУКТОРНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД З ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИМ ДИФЕРЕНЦІАЛОМ

4.1 Двоканальне керування безредукторним електроприводом з електромеханічним диференціалом.

З метою покращення динамічних показників БЕП з електромеханічним диференціалом було запропоновано нове технічне рішення на основі використання методу двоканального керування швидкістю [83]. Кінематична схема радіального БЕП з електромеханічним диференціалом показана на рис. 4.1, де прийняті позначення аналогічні кінематичній схемі аксіального БЕП Рис. 3.1.

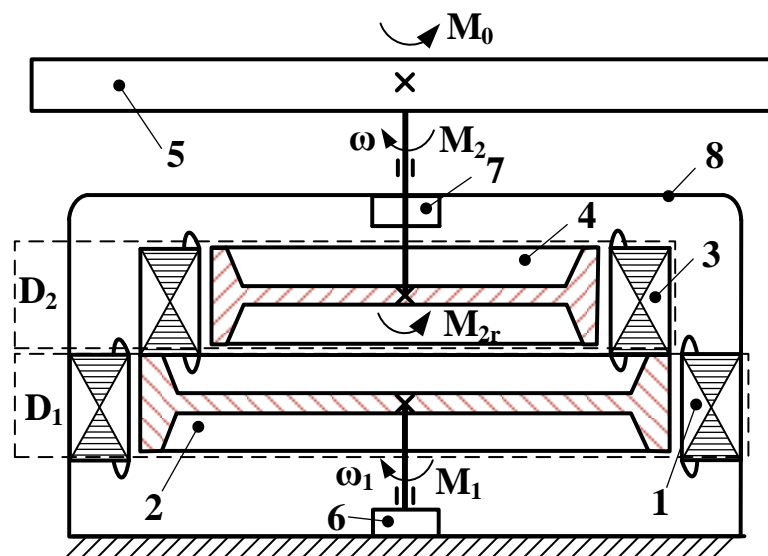


Рис. 4.1 Кінематична схема БЕП з електромеханічним диференціалом

На рис. 4.2 представлено структурну схему двоканального регульованого за швидкості БЕП, де позначені: D_1 , D_2 – електроприводи основного I та допоміжного II каналів, відповідно; O_1 – об’єкт керування I каналу (включає ланки 2, 3, 4, 5, кінематичної схеми рис. 4.1); O_2 – об’єкт керування II каналу (включає ланки 4, 5 кінематичної схеми рис. 4.1); SFB1 – зворотний зв’язок за швидкістю ω_1 ротору 2 основного електродвигуна; SFB2 – головний зворотній зв’язок за

швидкістю ω РО; M_{D1} , M_{D2} – обертальні моменти двигунів I та II каналу; ω_r – задання кутової швидкості РО.

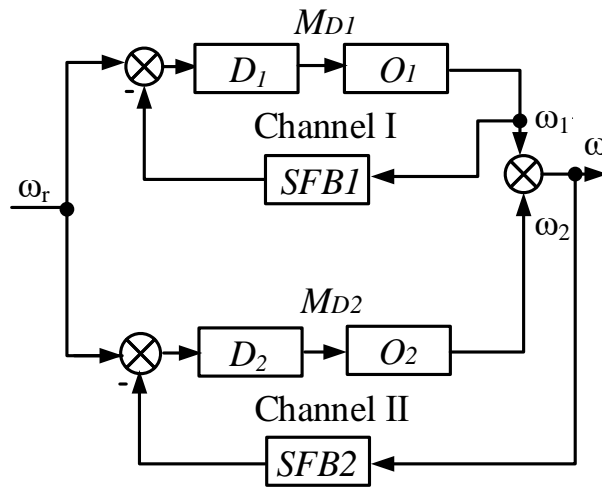


Рис. 4.2 Структурна схема регульованого по швидкості двоканального електроприводу

Згідно з принципом роботи двоканальної системи автоматичного керування, двигун другого електроприводу створює електромагнітний момент M_2 , який безпосередньо прикладається до РО і компенсує похибку першого електроприводу. Необхідно провести аналіз статичних та динамічних режимів замкненої за швидкістю двоканальної САК.

4.2 Аналіз статичних та динамічних режимів в замкненій за швидкістю двоканальній системі керування безредукторним електроприводом з електромеханічним диференціалом на основі лінеаризованої математичної моделі асинхронного двигуна

Для отримання структурної схеми двоканальної САК БЕП з електромеханічним диференціалом використовується синтезована модель в розділі 3. На рис. 4.3 показано структурну схему БЕП з електромеханічним диференціалом при двоканальному керуванні за швидкістю, де прийнято наступні позначення: $K_{f1} = K_{f2}$ – коефіцієнти передачі перетворювачів частоти; T_μ

$= 0,01$ с – некомпенсована стала часу перетворювачів; f_1, f_2 – вихідні частоти перетворювачів, p_{p1}, p_{p2} – кількості пар полюсів електродвигунів, ω_{01}, ω_{02} – швидкості холостого ходу, β_1, β_2 – модулі жорсткості механічних характеристик, T_{E1}, T_{E2} – електромагнітні сталі часу двигунів D_1 та D_2 відповідно; $K_{\omega 1} = K_{\omega}$ – коефіцієнти зворотного зв'язку за швидкістю для каналів грубого та точного відліку відповідно; U_r – напруга задання швидкості, $U_{\omega 1}, U_{\omega}$ – напруги зворотних зв'язків основного та допоміжного каналів.

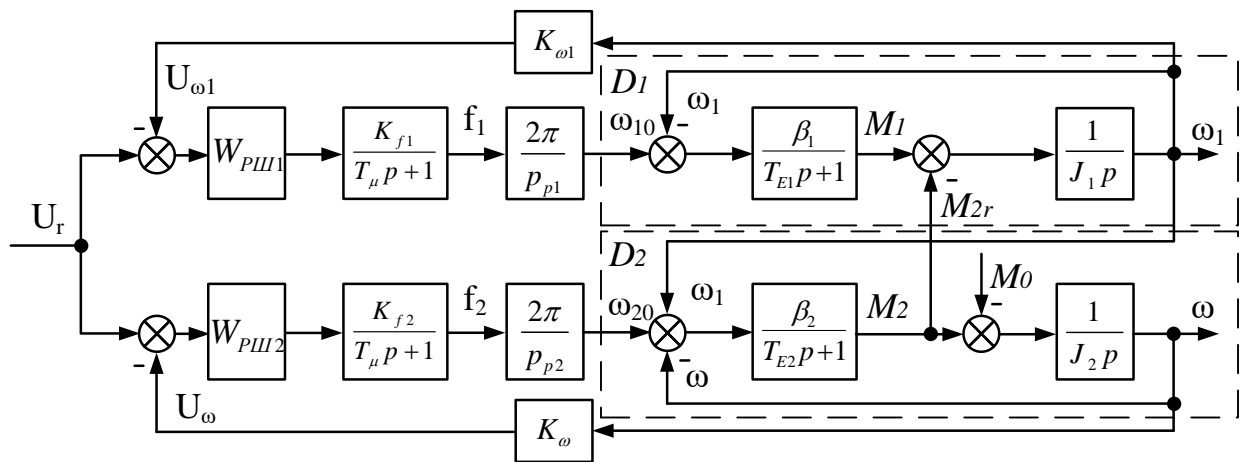


Рис. 4.3 Структурна схема двоканального БЕС з електромеханічним диференціалом

На рис. 4.4 представлені графіки перехідних процесів в Matlab Simulink швидкості та моменту на валу замкненого за швидкістю двоканального БЕС з електромеханічним диференціалом при лінійному наростанні задання швидкості, що відповідає рівноприскореному руху, з подальшим прикладенням номінального навантаження $M_0 = 16$ Нм на восьмій секунді. На рис. 4.5 показано значення кінематичної похибки на вихідному валу БЕС з електромеханічним диференціалом.

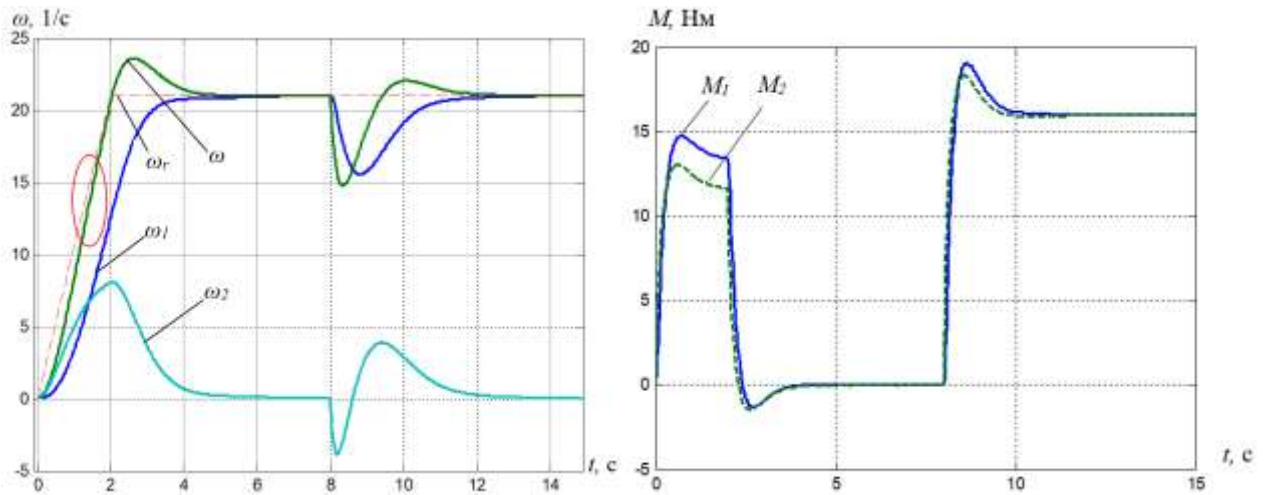


Рис. 4.4 Графіки перехідних процесів швидкостей та моментів замкнених за швидкістю двоканального ЕП

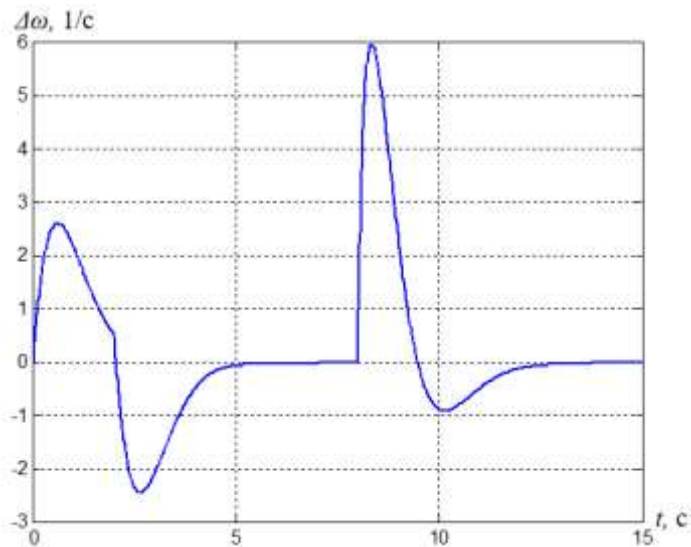


Рис. 4.5 Значення похибки на вихідному валу замкненого за швидкістю двоканального ЕП

З графіків перехідних процесів видно, що двоканальна САК як і одноканальна компенсує статичну похибку ЕП. При відпрацюванні лінійно-наростаючого задання швидкості у двоканальному БЕП, замкненим за швидкістю, зменшується кінематична похибка. У порівнянні з одноканальною системою динамічне падіння швидкості при прикладенні номінального навантаження дещо збільшилося (з 5,7 до 6 1/с) (рис. 4.5 та рис. 3.14). В той же час у порівнянні із замкненою за швидкістю одноканальною САК з урахуванням перехресних зв'язків за швидкістю та моментом спостерігається зміна характеру

перехідного процесу швидкості з аперіодичного (рис. 3.16) на коливальний згасаючий (рис. 4.4). Це свідчить про те, що потрібно компенсувати вплив перехресних зв'язків на характер перехідних процесів. Також для покращення якості перехідного процесу швидкості ЕП потрібно зменшити кінематичну похибку. Для цього за допомогою вбудованого блоку PID CONTROLLER в Matlab Simulink було здійснено переналаштування ПД регулятора для другого каналу. Параметри регулятора швидкості для двигуна D_2 наступні:

$$W_{PШ2}(p) = 0,08p + 5,8 + \frac{57}{p}. \quad (4.1)$$

На рис. 4.6 представлені графіки перехідних процесів швидкості та моменту на валу замкненого за швидкістю двоканального БЕП з коригованим значенням параметрів ПД-регулятора другого каналу при лінійному наростанні задання швидкості, що відповідає рівноприскореному руху, з подальшим прикладенням номінального навантаження $M_0 = 16$ Нм на восьмій секунді. На рис. 4.7 показано значення кінематичної, динамічної та статичної похибок на вихідному валу двоканального ЕП.

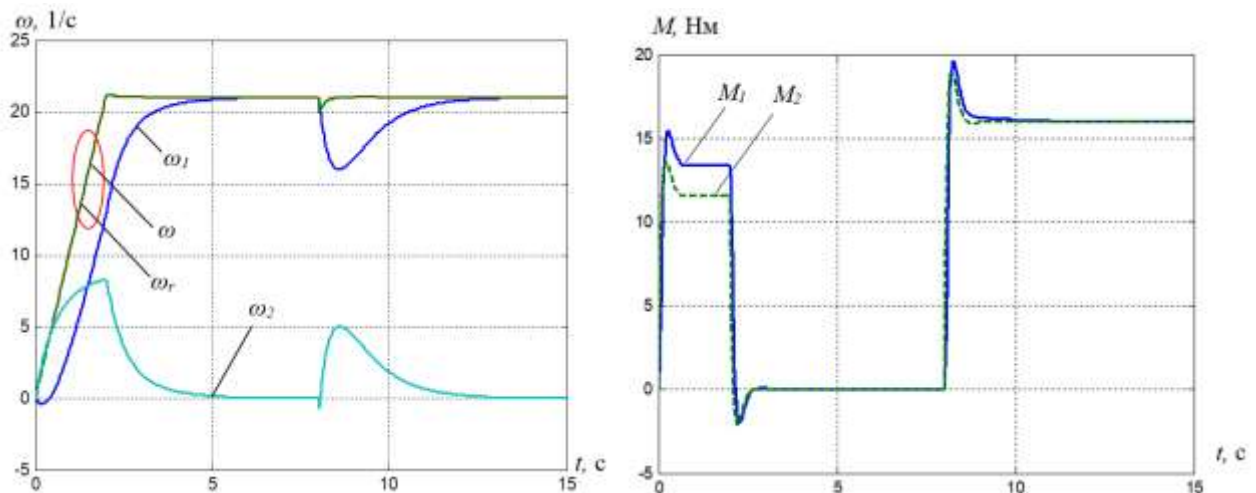


Рис. 4.6 Графіки перехідних процесів швидкості та моменту на валу замкненого за швидкістю двоканального ЕП

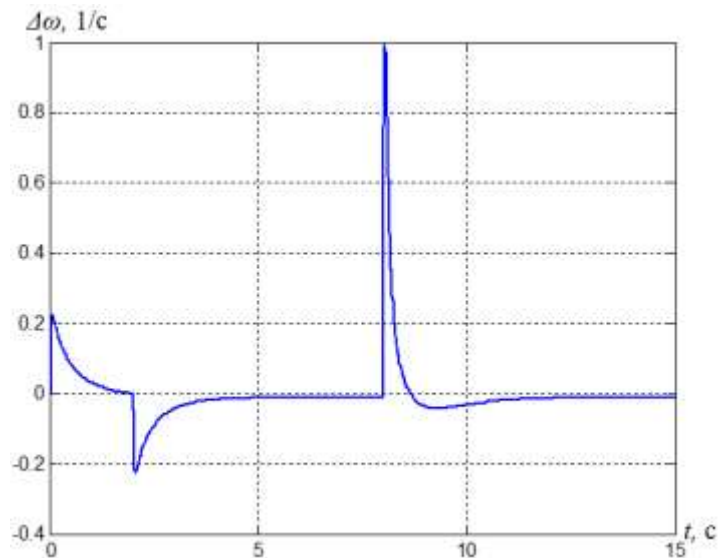


Рис. 4.7 Значення похибки на вихідному валу замкненого за швидкістю двоканального ЕП

З графіків перехідних процесів видно, що після налаштування ПД регулятора другого каналу САК компенсує кінематичну похибку ЕП. При відпрацюванні лінійно-наростаючого задання швидкості її значення не перевищує $0,2 \text{ 1/s}$, а при прикладенні номінального навантаження – 1 1/s (Рис. 4.7). Однак після рівноприскореного розгону до номінальної швидкості спостерігається перерегулювання РО ЕП на рівні $0,95 \%$, що задовольняє вимогам які висуваються до САК. Але для високоточних, прецизійних слідкуючих систем, які вимагають забезпечення одночасно динамічної точності та аперіодичного процесу за швидкістю, необхідно здійснювати адаптацію параметрів регуляторів в залежності від зміни параметрів об'єкта керування або зовнішніх збурень, що діють на РО.

4.3 Аналіз статичних та динамічних режимів в замкненій за швидкістю двоканальній системі керування безредукторним електроприводом з електромеханічним диференціалом на основі двофазної математичної моделі асинхронного двигуна.

Математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії як правило здійснюють на основі ідеалізованої електричної машини.

У багатополюсних електричних машинах електромагнітні процеси повторюються через кожну пару полюсів, тому при вивченні теорії ідеалізованих електричних машин розглядається двополюсна електрична машина [84].

Для отримання динамічної моделі двигуна D_2 БЕП з електромеханічним диференціалом (Рис. 3.1), його швидкість необхідно представити у вигляді: $\omega_2 = \omega - \omega_1$ – кутова швидкість ротора двигуна D_2 відносно проміжного ротора.

На рис. 4.8 показано структурну схему БЕП з електромеханічним диференціалом при двоканальному керуванні за швидкістю, на основі двофазних моделей АД. Параметри моделей АД: $R_1=42$ Ом, $R_2=32$ Ом – активні опори обмоток статора і ротора, $L_1=0,2$ Гн, $L_2=0,22$ Гн – індуктивності обмоток статора і ротора, $L_m=0,21$ Гн – індуктивність намагнічуючого контуру, $p=10$ – кількість пар полюсів.

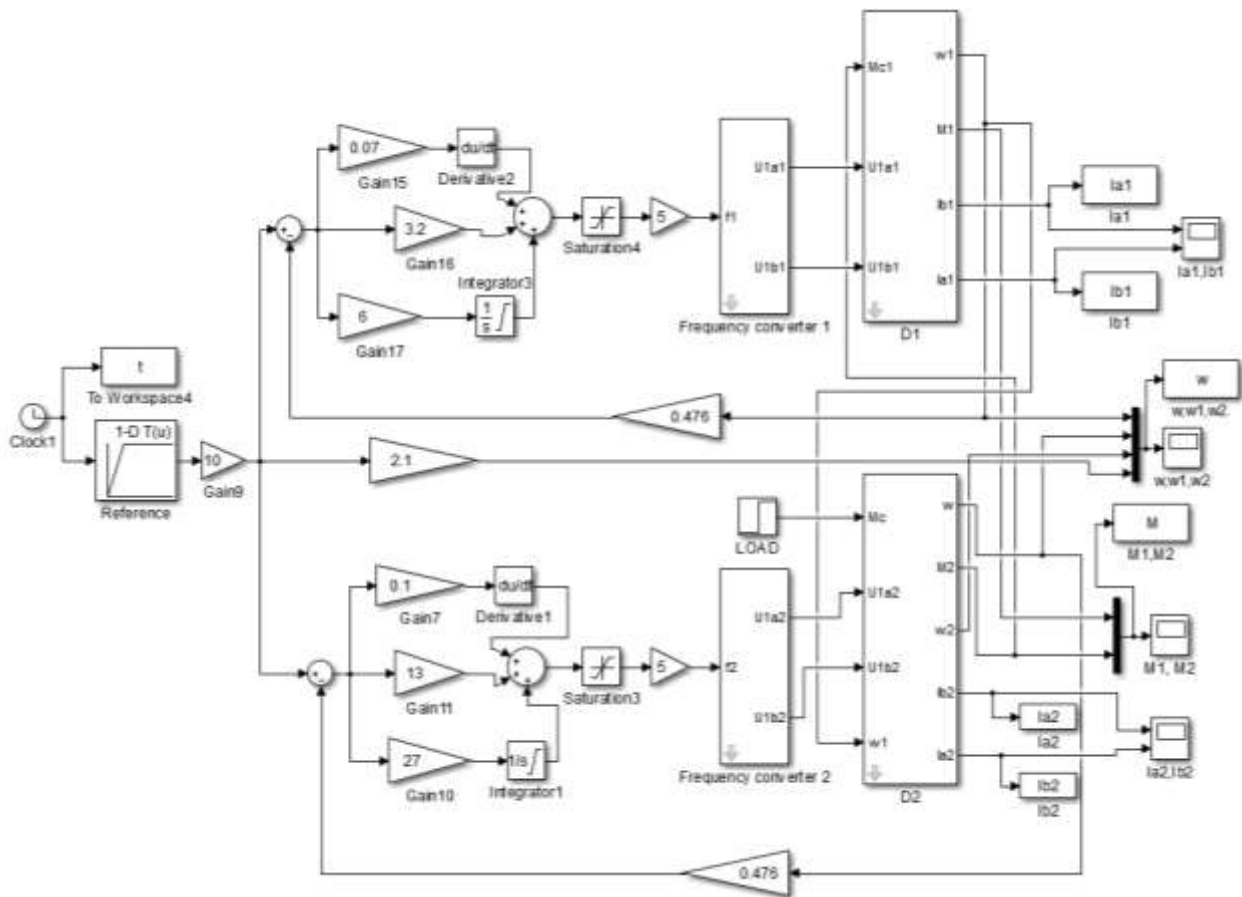


Рис. 4.8 Структурна схема двоканального БП з електромеханічним диференціалом на основі двофазної моделі АД

На рис. 4.9 представлені графіки перехідних процесів швидкості та моменту на валу замкненого за швидкістю двоканального БП з корегованими значенням ПД-регуляторів для двофазної моделі при лінійному наростанні задання швидкості, що відповідає рівноприскореному руху, з подальшим прикладенням номінального навантаження $M_0 = 16$ Нм на восьмій секунді. На рис. 4.10 показано значення кінематичної та статичної похибок на вихідному валу двоканального БП.

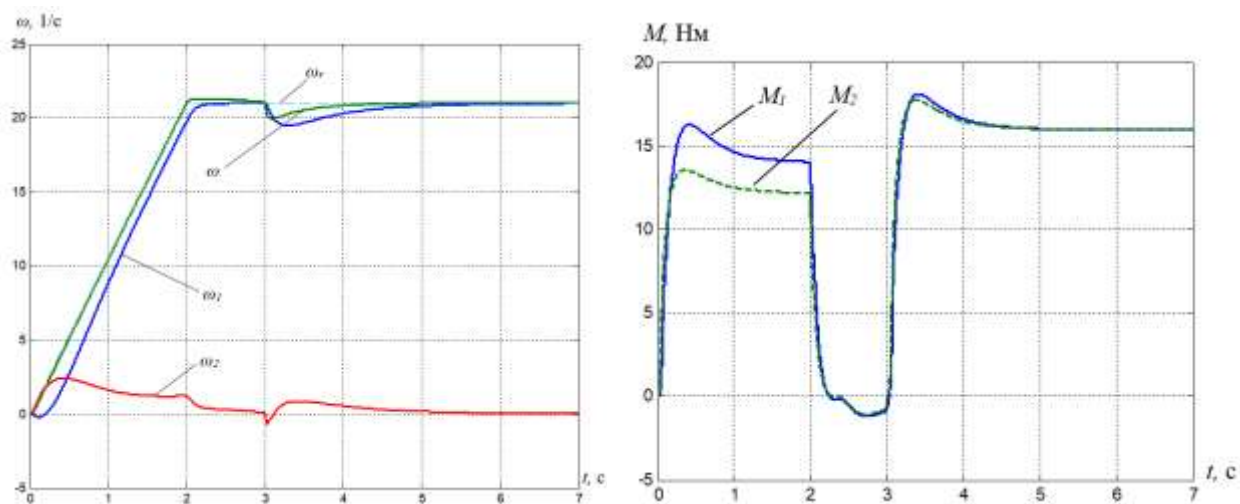


Рис. 4.9 Графіки перехідних процесів швидкості та моменту на валу замкненого за швидкістю двоканального ЕП

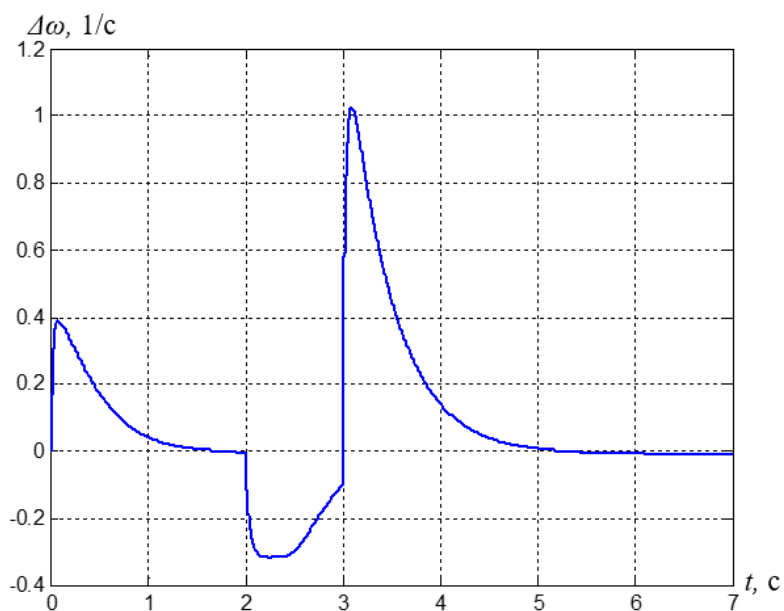


Рис. 4.10 Значення похибки на вихідному валу замкненого за швидкістю двоканального ЕП

На рис. 4.11, 4.12 представлені графіки перехідних процесів струмів I_a , I_b двигунів D_1 та D_2 .

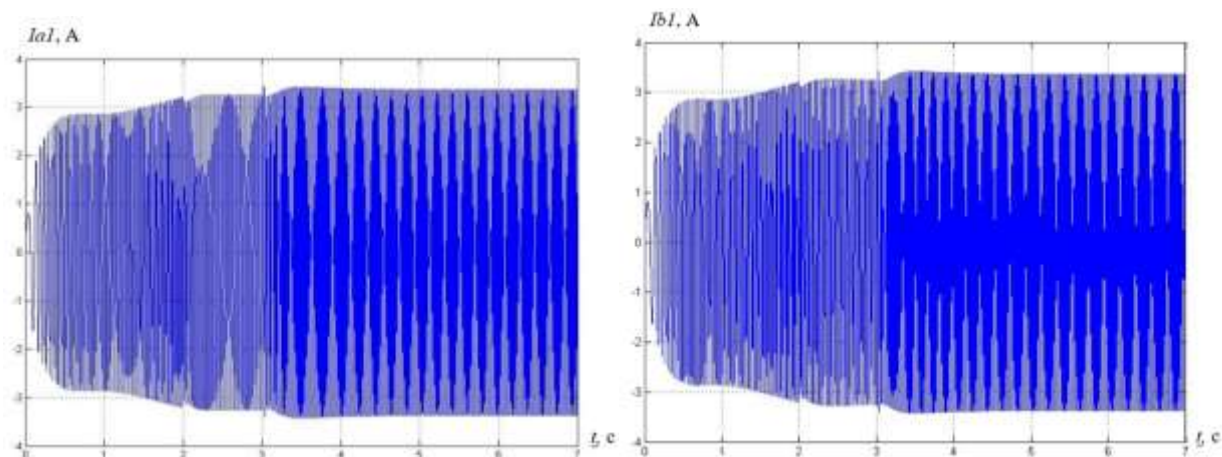


Рис. 4.11 Графіки перехідних процесів струмів I_a , I_b двигуна D_1

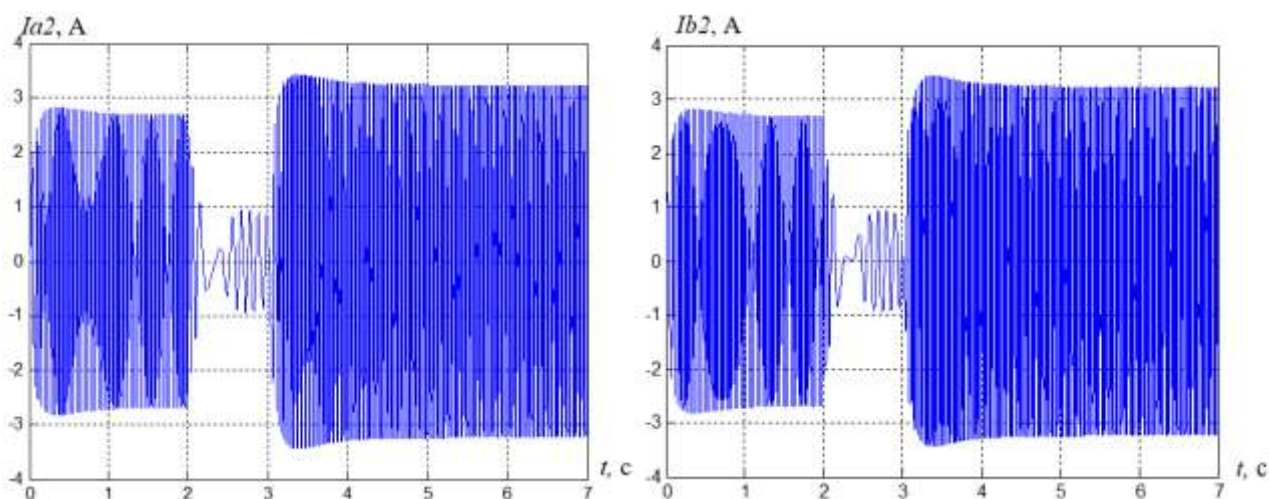


Рис. 4.12 Графіки перехідних процесів струмів I_a , I_b двигуна D_2

4.4 Висновки до розділу 4

1. Запропоноване технічне рішення на основі використання двоканального керування за швидкістю для БЕП з електромеханічним диференціалом забезпечує розширення діапазону регулювання швидкості як уверх, так і у низ від номінальної, а також компенсацію кінематичної похибки.

2. Проведений аналіз статичних та динамічних режимів замкненої за швидкістю двоканальної САК БЕР з електромеханічним диференціалом на основі лінеаризованої та двофазної математичної моделі асинхронного двигуна підтвердив їх адекватність.

3. Розроблена двоканальна САК компенсує кінематичну похибку ЕР при відпрацюванні лінійно-наростаючого задання швидкості і забезпечує величину динамічної похибки при прикладенні номінального навантаження – 1 1/с, що задовольняє поставленим вимогам.

РОЗДІЛ 5
ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ
БЕЗРЕДУКТОРНИМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ В
ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІЙ СИСТЕМІ З АЕРОДИНАМІЧНИМ
НАВАНТАЖЕННЯМ

5.1 Автоматизована система управління дугостаторними безредукторними електроприводами суднових навігаційних РЛС

Дослідження, проведені в розділі 2, показали можливість створення безредукторних приводів антен сучасних навігаційних РЛС із високими показниками надійності й довговічності. Результати роботи підтвердили доцільність впровадження безредукторних приводів не тільки для великогабаритних стаціонарних РЛС, але й для малих. Особливо ефективним є застосування безредукторних електроприводів для РЛС, що працюють у секторному режимі, де відбувається інтенсивне зношування всіх елементів редукторного привода.

Також робота антени з безредукторним приводом відрізняється безшумністю. З метою практичної реалізації було розроблено функціональну схему АСУ БЕП двох антенних постів (лівого і правого бортів) навігаційної суднової РЛС, представлену на рис. 5.1 [85].

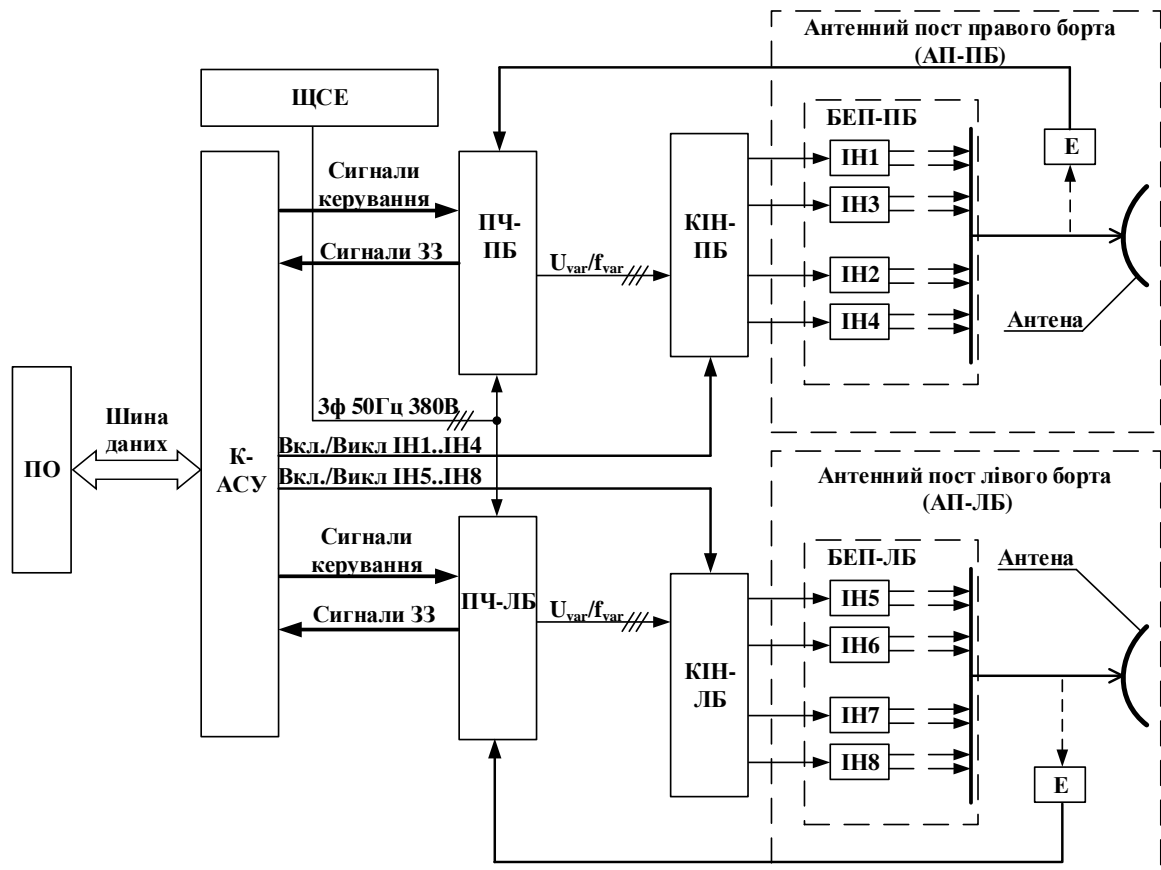


Рис. 5.1 Функціональна схема АСУ БЕП двох антенних постів (лівого і правого бортів) навігаційної суднової РЛС

На рис. 5.1 застосовані скорочення: БЕП-ПБ, БЕП-ЛБ – безредукторні електроприводи правого і лівого бортів; ІН1-ІН4, ІН5-ІН8 – індуктори БЕП; КІН-ПБ, КІН-ЛБ – комутатори індукторів БЕП; ПЧ-ПБ, ПЧ-ЛБ – перетворювачі частоти; К-АСУ – контролер АСУ; Е – енкодери; ЩСЕ – щит суднового електроживлення; ПО – пульт оператора.

Верхній рівень САК являє собою пульт оператора з людино-машинним інтерфейсом і відповідає за загальне управління РЛС. Обмін даними на верхньому рівні між ПО та К-АСУ здійснюється за протоколом CAN, на середньому рівні між К-АСУ та ПЧ – за протоколом Modbus. Енкодери підключаються до ПЧ через послідовний інтерфейс SSI. В залежності від режиму роботи та вітрового навантаження в систему включається потрібна кількість індукторів ДАД.

На моніторі оператора відображається поточний стан усіх виконавчих пристроїв та датчиків системи, також відображається поточне положення та швидкість антени.

При круговому або секторному режимах основною змінною АСУ БЕП є кутова швидкість антени, регулювання якої здійснюється за допомогою ПЧ. Зворотній зв'язок по частоті обертання антени здійснюється за допомогою енкодера. БЕП повинен забезпечити необхідну високу стабільність підтримки частоти обертання. Це досить складно з огляду на те, що момент навантаження БЕП може змінюватися в широких межах і залежить від кутового положення антени та вітрового навантаження, яке, в свою чергу, носить випадковий характер.

У запропонованому підході побудови безредукторного частотно-регульованого електропривода антен з дугостаторним двигуном, що складається з чотирьох індукторів, при збільшенні вітрового навантаження дискретно збільшується максимальний момент дугостаторного двигуна (комутаторами КІ додатково підключається від одного до чотирьох індукторів).

Застосування частотного регулювання (ПЧ-ПБ, ПЧ-ЛБ) БЕП дозволяє забезпечити плавність перехідних процесів пуску, гальмування, переходу з однієї робочої кутової швидкості на іншу, зокрема при роботі в режимі секторного обертання. При цьому також знижується струмове навантаження генератора суднового електроживлення, що має обмежену потужність.

Застосування електронних комутаторів (ЕК-ПБ, ЕК-ЛБ), що підключають до виходу ПЧ від одного до чотирьох індукторів, дозволяє збільшувати крутний момент БЕП при збільшенні вітрового навантаження.

Таким чином, САК БЕП має можливість змінювати свої параметри для компенсації зовнішніх збурень і збільшення швидкодії системи.

5.2 Розробка конструкції дослідного зразка електричної машини з електромеханічним диференціалом

Для розширення регульовальних можливостей електроприводу було запропоновано нове технічне рішення, захищене патентом на корисну модель України [86], в основу якого поставлено задачу удосконалення електричної машини з обмотками на статорі і роторі шляхом реалізації на її основі безредукторного електромеханічного диференціалу, що забезпечить створення електроприводу з покращеними показниками якості керування, розширить діапазон і підвищить точність регулюванням швидкості.

Електрична машина з безредукторним електромеханічним диференціалом містить: перший індуктор (статор), закріплений на нерухомій основі, з обмоткою, під'єднаною до окремого джерела; другий індуктор, який вільно обертається відносно статора, з обмоткою, під'єднаною до окремого джерела; проміжний ротор, який взаємодіє з першим та другим індукторами; основний ротор, з'єднаний з вихідним валом машини.

Кінематична схема електричної машини з вбудованим безредукторним електромеханічним диференціалом, при суміщенні другого індуктора з основним ротором, закріпленим на вихідному валу машини, представлена на рис. 5.2, де зображені: 1 – перший індуктор (статор) електродвигуна, установлений на нерухомій основі; 2 – другий рухомий індуктор електродвигуна, об'єднаний з основним ротором і з'єднаний з вихідним валом 4; 3 – проміжний ротор; 5, 6 – струмопідводи до обмоток першого та другого індукторів, відповідно; ω – швидкість вихідного валу та об'єкту керування відносно нерухомої основи; ω_1 – кутова швидкість проміжного ротору відносно нерухомої основи; ω_2 – кутова швидкість ротора відносно проміжного ротора.

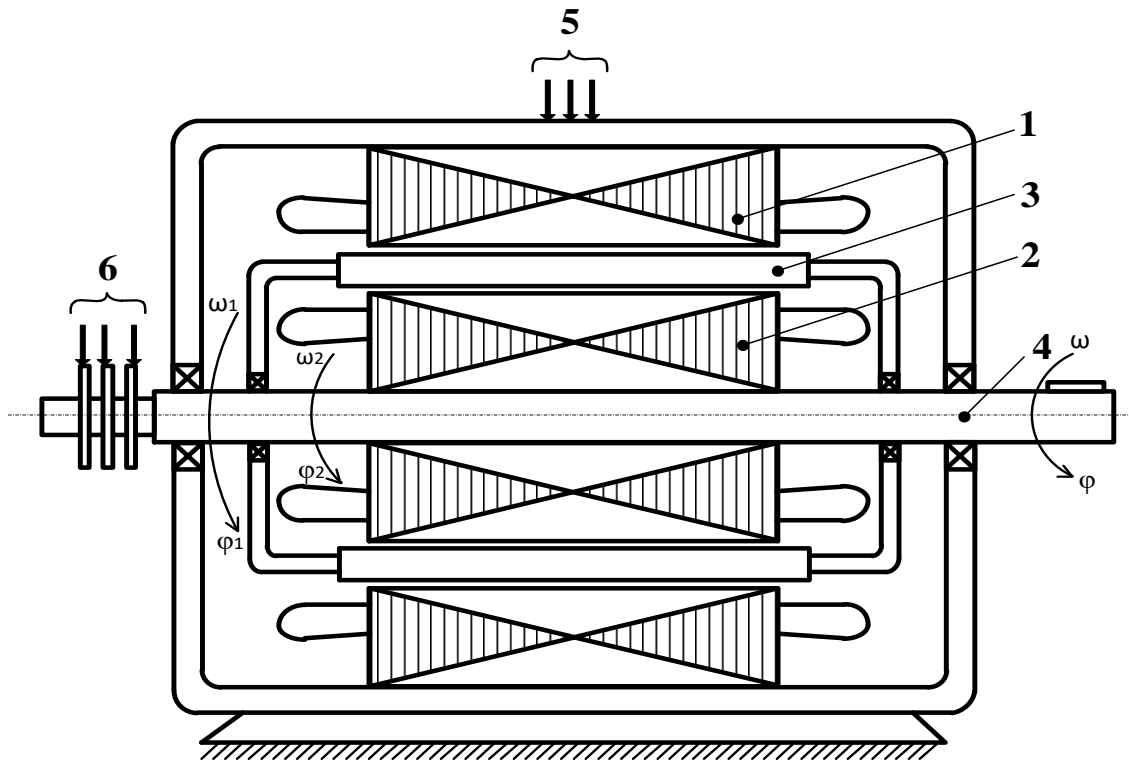


Рис. 5.2 Кінематична схема електричної машини з електромеханічним диференціалом при суміщенні другого індуктора з основним ротором

На рис. 5.3 представлена кінематична схема електричної машини з вбудованим безредукторним електромеханічним диференціалом, при встановленні другого індуктора 2 на проміжному роторі 3, а основного ротора 7 на вихідному валу. В модифікованій конструкції електричної машини (Рис. 5.3) електромагнітний момент, створюваний першим індуктором (статором) 1, прикладають до проміжного ротору 3, на якому встановлений другий індуктор 2, що обертається разом з проміжним ротором. Електромагнітний момент, що створюється індуктором 2 передається основному ротору 7 встановленому на вихідному валу 4, сприймаючи статичні та динамічні навантаження, що діють на РО. Реакція від дії цих навантажень через індуктор 2 та проміжний ротор 3 прикладається до першого індуктору (статору) 1 електричної машини.

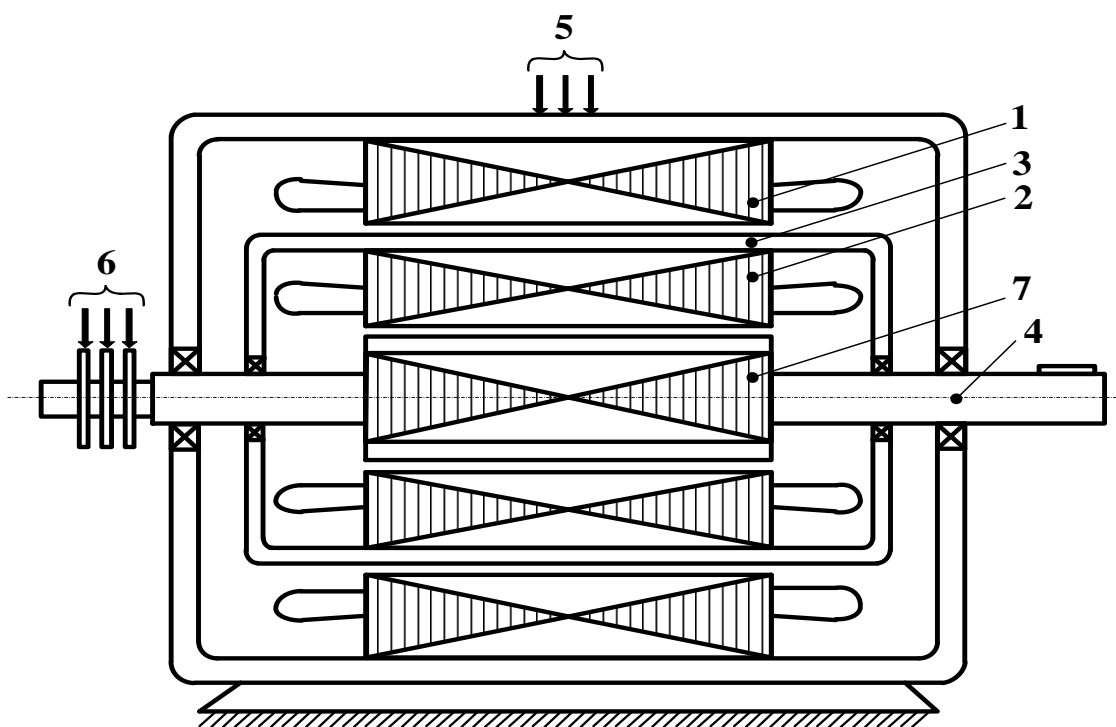


Рис. 5.3 Кінематична схема електричної машини з електромеханічним диференціалом при суміщенні другого індуктора з основним ротором

В якості базових електричних машин для реалізації корисної моделі можуть бути використані регульовані машини будь-якої фізичної природи та принципу дії, в тому числі машини постійного або змінного струму традиційного виконання. Живлення обмотки другого (рухомого) індуктора здійснюється через контактні кільця за конструкцією аналогічною струмопідводу до фазного ротора асинхронного електродвигуна.

В електричній машині з електромеханічним диференціалом для регулювання швидкості як вище, так і нижче номінальної один з індукторів може бути підключений до нерегульованого джерела живлення. При цьому регулювання швидкості вихідного валу машини у всьому діапазоні відбувається за рахунок зміни швидкості поля іншого індуктора.

Умови вентиляції ротора електричній машині з вбудованим електромеханічним диференціалом в процесі регулювання швидкості практично не змінюються і відповідають номінальному режиму, оскільки швидкість

проміжного ротора залишається близькою до номінальної, навіть при нерухомому вихідному валу машини.

В електричній машині з вбудованим безредукторним електромеханічним диференціалом здійснене механічне розділення рухів основного та проміжного роторів. Наявність ще однієї ступені вільності дозволить реалізувати двоканальний електропривод без використання додаткових механічних передач.

Виготовлена дослідного зразка передбачається на базі стандартного асинхронного електродвигуна з фазним ротором. Між статором і ротором розташовується проміжний ротор (сателіт), який закріплений у підшипниках на роторі і може вільно обертатися відносно нього. На рис 5.2 представлено конструкцію дослідного зразка електричної машини з електромеханічним диференціалом, де 1 – статор з обмотками, 2 – фазний ротор, 3 – щит підшипниковий, 4 вентилятор, 5 – підшипник, 6 – колодка клемна, 7 – кожух, 8 – кришка підшипника, 9 – кільце контактне, 10 – щіткотримач (3 шт.), 11 – проміжний ротор (сателіт), 12 – підшипник сателіта, 13 – вал двигуна.

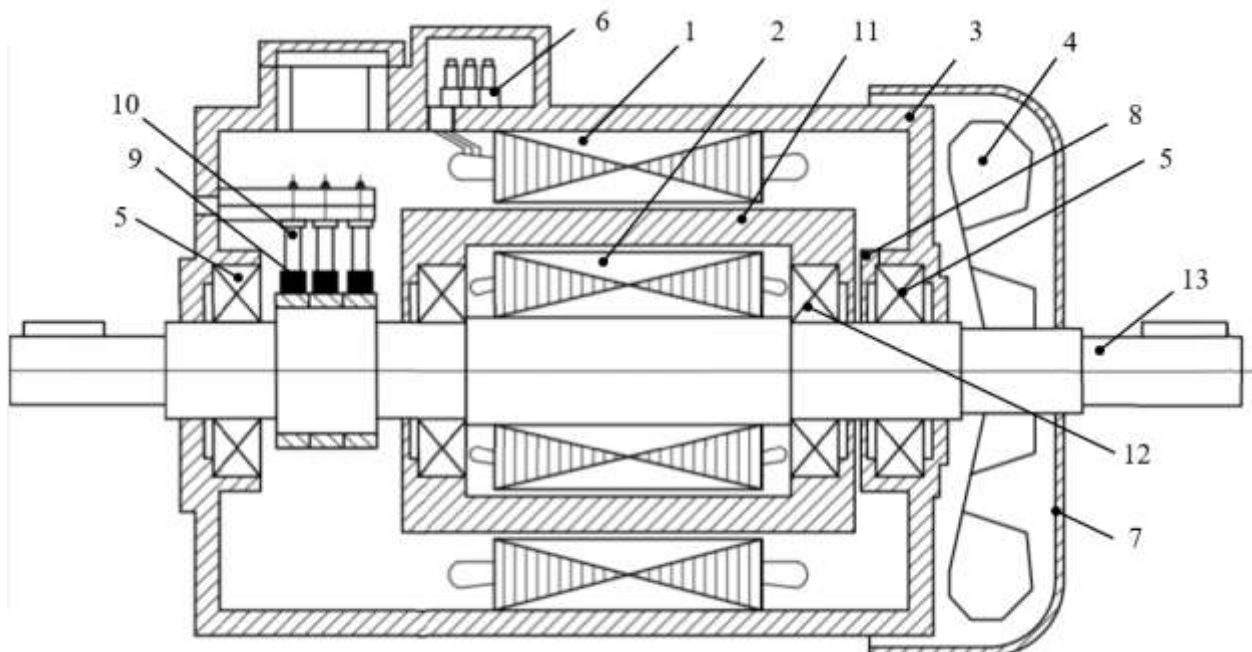


Рис. 5.4 Конструкція дослідного зразка електричної машини з електромеханічним диференціалом

5.3 Розробка анімаційної моделі безредукторного електропривода з електромеханічним диференціалом

Для дослідження кінематики та динаміки механізмів ефективно застосовувати моделювання за допомогою бібліотеки SimMechanics, пакета Simulink, призначеної для моделювання просторових рухів машин і механізмів на стадії інженерного проектування. Ця бібліотека дозволяє вирішувати просторові завдання статички, кінематики та динаміки багатоланкових механічних об'єктів.

Диференціальні рівняння записуються у вигляді структурної моделі SimMechanics. Механічна система представляється у вигляді блокової діаграми. Блоки є моделями механічних пристроїв, положення яких в просторі може змінюватися відповідно до законів механіки.

Моделі SimMechanics зображують фізичну структуру механізмів, геометричні і кінематичні зв'язки їх компонентів. SimMechanics автоматично перетворює ці структурні зображення у внутрішню, еквівалентну математичну модель. Дана бібліотека працює з механічними зусиллями. Входи блоків задають «місця з'єднання» відповідних механізмів. Зв'язки між «входами» і «виходами» блоків служать для передачі силових впливів, якими обмінюються частини механізму або механізми між собою.

Моделювання механічних систем здійснюється на основі законів кінематики, фізики та механіки. Основним завданням для моделювання механічних систем з використанням бібліотеки SimMechanics є виявлення характеру руху різних частин механізмів і машин відносно один одного. При цьому враховуються зв'язки між окремими об'єктами і різні їх рухи відповідно до заданих обмежень. Модельовані механічні системи можуть складатися з будь-якої кількості твердих тіл, пов'язаних шарнірами, що мають поступальні і обертальні ступені свободи. Можливе накладення кінематичних обмежень, прикладання сил і моментів та взаємних траєкторій руху тіл [87,88].

При використанні бібліотеки SimMechanics, можуть бути використані всі можливості системи MATLAB, зокрема, додавання до моделі механічної системи компонентів з інших бібліотек Simulink і розширень системи [89].

Для створення механічної моделі з двома ступенями вільності використовується програмне забезпечення SolidWorks. Модель складається з наступних частин, представлених на рис. 5.5 (а, б), 5.6:

- статор основного електродвигуна з корпусом;
- сателіт (проміжний ротор) з вентилятором;
- фазний ротора електродвигуна з закріпленою на ньому антеною РЛС.

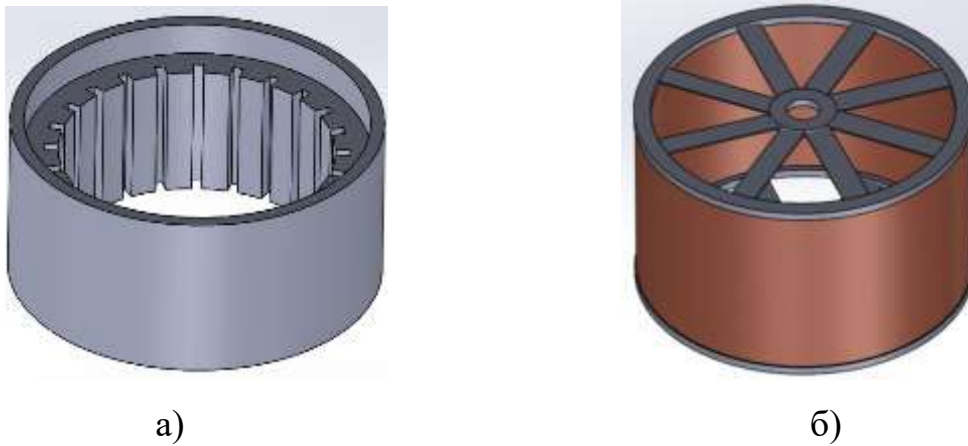


Рис. 5.5 Вид деталей диференціалу, створених в програмі Solid Works: а – статора основного електродвигуна з корпусом, б – сателіт (проміжний ротор) з вентилятором.

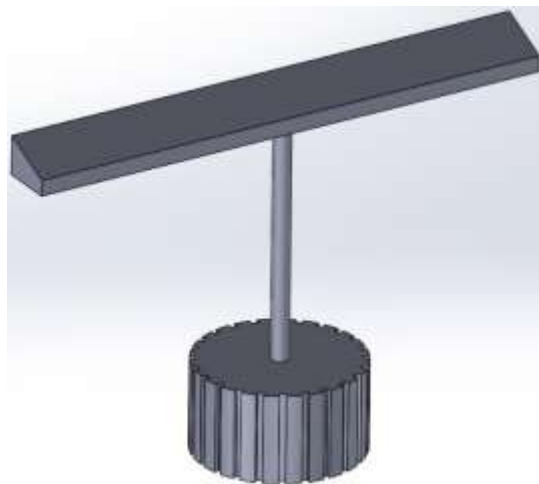


Рис. 5.6 Ротор електродвигуна з закріпленою на ньому антеною РЛС

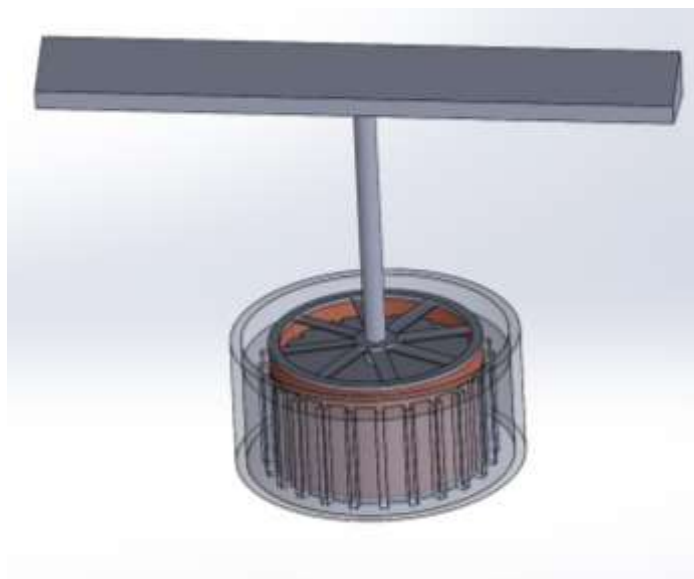


Рис. 5.7 Зовнішній вид механічної частини БЕР з електромеханічним диференціалом

Наступним кроком є імпорт створеної моделі в Matlab. Бібліотека SimMechanics дозволяє здійснити перенесення моделі разом з інформацією про масу, інерцію, сполучення і тривимірну геометрію імпортованих деталей. SimMechanics формулює і вирішує рівняння руху для всієї механічної системи.

Вищевказана модель експортується за допомогою програмного забезпечення SimMechanics Link, вбудованої в SolidWorks у вигляді, пристосований для SimScare (додаток Matlab Simulink оперує з фізичними системами).

На рис. 5.8 представлена модель електромеханічного диференціалу в SimMechanics.

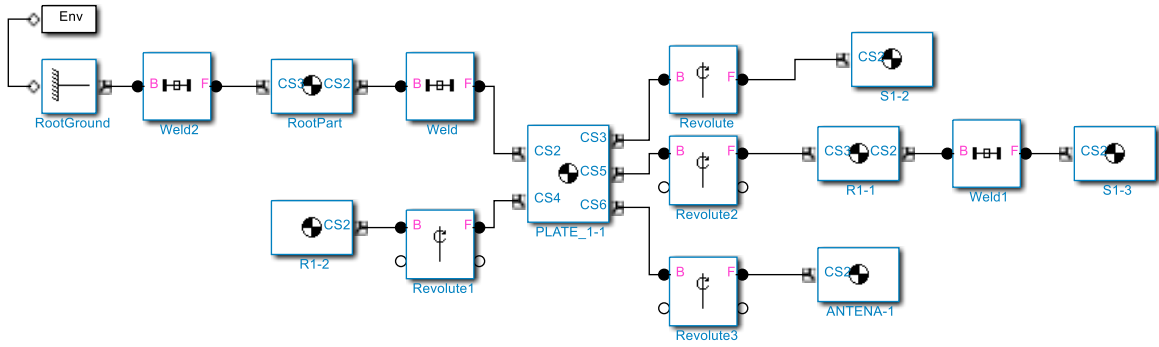


Рис. 5.8 Загальний вид моделі електромеханічного диференціалу в SimMechanics

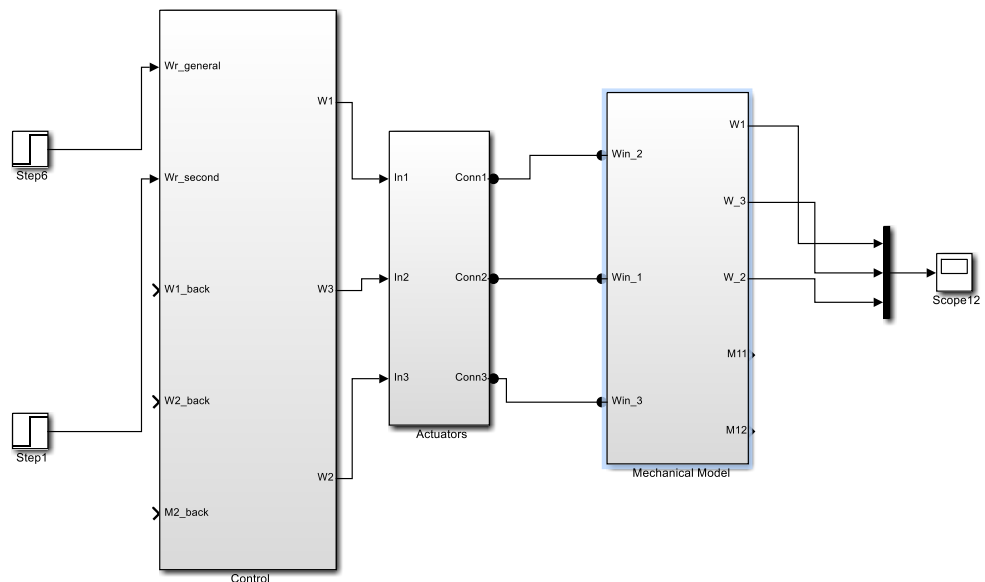


Рис. 5.9 Загальний вид моделі в Matlab/Simulink

На розроблену модель для дослідження візуалізації рухів безредукторного диференціалу подаються дві швидкості:

- перша швидкість ω_1 прикладається до проміжний ротор, а друга (сумарна) швидкість ω прикладається до основного ротору машини. Зворотній зв'язок за моментом першого електродвигуна, а також сигнали швидкостей передаються з моделі БЕП з електромеханічним диференціалом.

5.4 Технічна реалізація системи керування швидкістю обертання антени РЛС

На рис. 5.10 показана функціональна схема технічної реалізації системи керування швидкістю обертання антени РЛС. Нечіткий логічний контролер та контролер задання швидкості обертання антени реалізовані програмно на персональному комп'ютері. Основними функціями якої є збір даних параметрів системи (положення α та швидкість обертання антени ω , швидкість V та напрямок повітряного потоку φ) підготування необхідних параметрів для формування базових фізичних змінних, фазифікація, логічний висновок, дефазифікація, формування передачі даних по протоколу послідовного інтерфейсу.

Керування антеною РЛС виконується безпосередньо з комп'ютера, тобто задається режим роботи – круговий (антена обертається з однією швидкістю) та секторний (антена переходить на нижчу швидкість в заданому секторі).

Комп'ютер під'єднано по послідовному інтерфейсу USB 2.0 до системи за допомогою пристрою зв'язку, що являє собою перетворювач інтерфейсів USB/UART, та реалізований фізично на мікросхемі FT232RL фірми FUTURE TECHNOLOGY DEVICES INTERNATIONAL. Пристрій обробки сигналів датчиків та непрямого вимірювання моменту реалізовано на базі 32-бітного мікроконтролеру ATSAMC21G18A-AU фірми MICROCHIP. Мікроконтролер побудований на базі ядра Cortex-M0+ здатний працювати на частоті 48 МГц, має вбудовану пам'ять Flash 256 КБ та SRAM 32 КБ, також має всі необхідні канали зв'язку CAN, USART, I²C, SPI, два 16-ти бітних аналого-цифрові перетворювачі, 10-бітний цифро-аналоговий перетворювач, датчик температури та ін. Для більш точного регулювання швидкістю обертання антени, мікроконтролер по SPI каналу зв'язку передає сигнал керування на 16-бітний цифро-аналоговий перетворювач (MAX5661 фірми MAXIM), який далі у вигляді сигналу 4-20 мА передається на перетворювач частоти.

З енкодера DGS60 фірми SICK по інтерфейсу RS422 на пристрій обробки сигналів датчиків та непрямого вимірювання моменту надходить сигнал положення та швидкості антени у вигляді цифрових імпульсів, які обробляються мікроконтролером та перетворюється на цифрове значення. Сигнали швидкості та напрямку вітрового потоку передаються з бортової системи по CAN інтерфейсу.

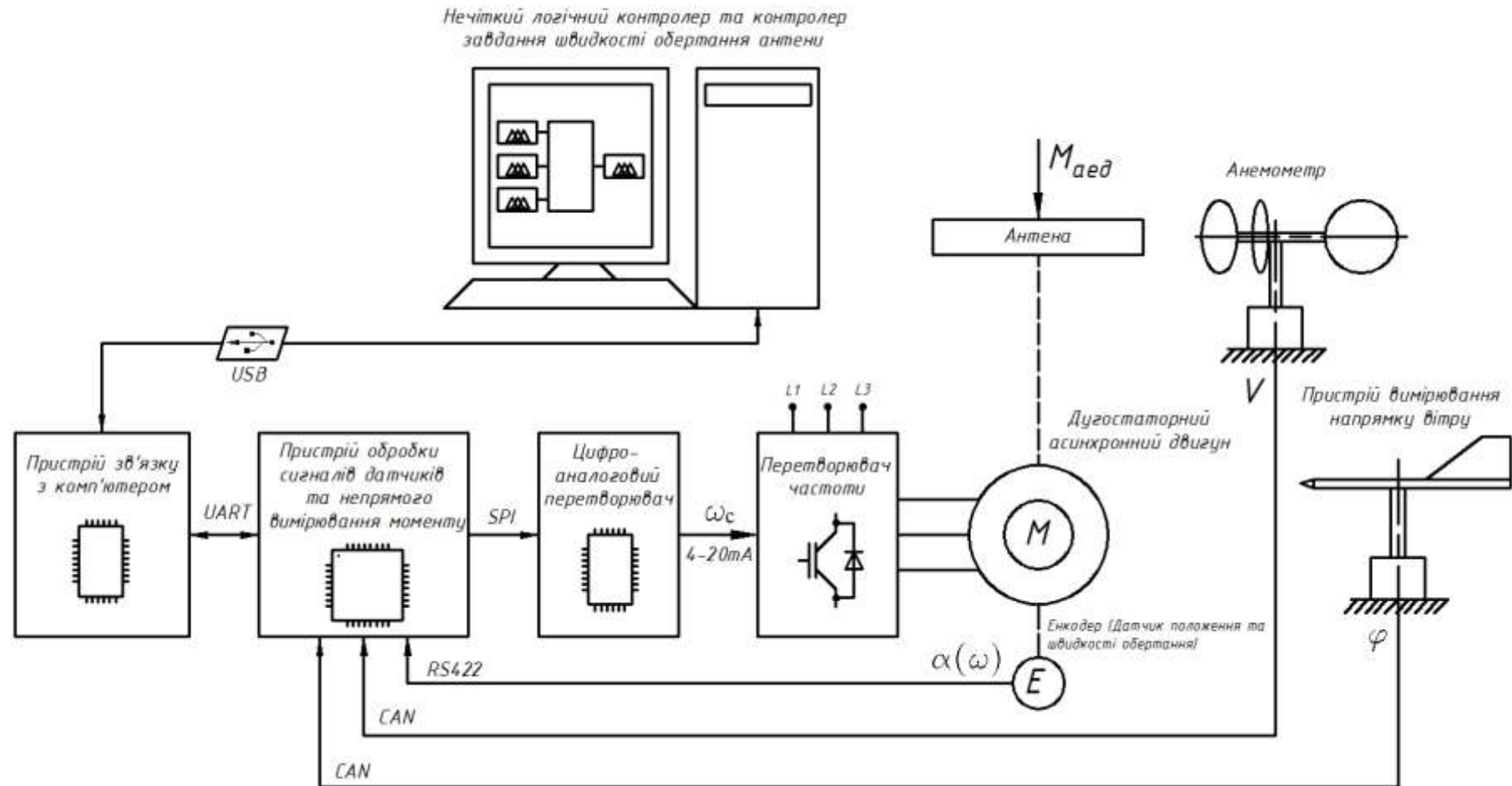


Рис. 5.10 Функціональна схема технічної реалізації системи керування швидкістю обертання антени РЛС

5.5 Висновки до розділу 5

1. Розроблено САК дугостаторними безредукторними електроприводами суднової навігаційної РЛС.
2. Було запропоновано нове технічне рішення в основу якого поставлено задачу удосконалення електричної машини з обмотками на статорі і роторі шляхом реалізації на її основі вбудованого електромеханічного диференціалу.
3. За допомогою бібліотек Simulink, SimMechanics і програмного комплексу систем автоматизованого проектування Solidworks була розроблена спрощена кінематична модель безредукторного приводу антени РЛС «Міус. На основі розробленої механічної моделі створена імітаційна модель роботи безредукторного електромеханічного диференціалу. Отриману модель, можна використовувати для подальших досліджень в області проектування та дослідження БЕП з електромеханічним диференціалом.
4. З метою здійснення технічної реалізації розроблено функціональну схему системи керування швидкістю обертання антени РЛС з нечітким логічним контролером.

ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі вирішено актуальне наукове завдання створення систем автоматичного керування безредукторними електроприводами з аеродинамічним навантаженням, яке стохастично змінюється, з розширеним діапазоном регулювання швидкості та з покращеними показниками якості керування.

Основні наукові та практичні результати полягають в наступному:

1. На основі аналізу існуючих систем автоматичного керування безредукторними електроприводами обґрунтовано актуальність вдосконалення методів комбінованого та двоканального керування безредукторними електроприводами з аеродинамічним навантаженням.

2. За допомогою аналітичного методу, розробленого в ІЕД НАНУ колективом авторів за участю здобувача, проведено розрахунок енергетичних показників торцевого дугостаторного асинхронного двигуна для приводу антен РЛС, який складається з чотирьох розімкнутих по магнітному потоку індукторів потужністю 500 Вт кожен. Встановлено, що ККД та $\cos\phi$ одного індуктора потужністю 500 Вт складає 0,2 та 0,31 відповідно. Також встановлено, що виконання магнітопроводу у вигляді замкненої конструкції дає змогу покращити енергетичні показники у порівнянні з розімкнутими магнітопроводами. Так, ККД для двигуна РЛС підвищується до значення 0,3.

3. На основі аналізу аеродинамічних навантажень на прикладі антени РЛС типу «МІУС» визначено аналітичну залежність моменту вітрового навантаження від швидкості вітрового потоку, кута повороту і швидкості обертання антени, що дозволило непрямим шляхом визначити аеродинамічний момент навантаження антени РЛС і реалізувати новий метод керування БЕП з компенсуючим зв'язком за збуренням. Це дало можливість розробити пристрій для непрямого визначення моменту навантаження на валу антени РЛС та синтезувати систему керування швидкістю обертання антени, яка компенсує зміни моменту аеродинамічного навантаження за абсолютною величиною.

4. Розроблено систему керування швидкістю обертання антени РЛС з пропорційно-інтегральним нечітким логічним контролером, яка забезпечує роботу антени в секторному режимі та компенсує за абсолютною величиною зміни моменту аеродинамічного навантаження. Крім того, на основі сигналів зворотних зв'язків в реальному часі та бази знань, що записані в пам'яті нечіткого контролера, система корегує прийняття рішення про зміни швидкості з необхідною динамікою, або взагалі при непередбачуваних обставинах, наприклад, при штормі забезпечує повну зупинку системи.

5. Синтезовано комбіновану САК з основним зворотним зв'язком, замкненим за швидкістю обертання антени і регулятором з налаштуванням на технічний оптимум, та прямим каналом, що діє за принципом компенсації збурення. Це дало змогу зменшити динамічну похибку при прикладенні навантаження у системі з корекцією в середньому у 8 разів у порівнянні з існуючою системою. Навіть при прикладенні максимального моменту навантаження 84 Нм, який може виникнути при сильному пориві вітру до 50 км/год, величина динамічного падіння швидкості в системі з корекцією не перевищує 5%, при цьому час відновлення швидкості зменшується майже у 2 рази у порівнянні з одноканальним керуванням.

6. Розроблено математичну модель БЕП з електромеханічним диференціалом, яка враховує перехресні електромеханічні і електромагнітні взаємозв'язки. Проведено синтез замкненої за швидкістю САК для БЕП з електромеханічним диференціалом та аналіз усталених і динамічних режимів роботи БЕП. Аналіз показав, що САК має якісно нові властивості керування, які полягають у збільшенні сумарного діапазону регулювання швидкості як уверх, так і униз від номінальної, отриманні наднизьких швидкостей вихідного валу при близьких до номінальних швидкостях кожного з двигунів. Разом з тим, при лінійно-наростаючому заданні швидкості у САК виникає кінематична похибка відпрацювання вихідного валу електромеханічного диференціалу. Наявність взаємозв'язків за швидкістю та моментом призводить до зміни характеру перехідного процесу під час пуску з монотонного на аперіодичний з

перерегулюванням 1,6 %. Це свідчить про взаємний негативний вплив природних перехресних зв'язків в електромеханічному диференціалі, особливо в перехідних режимах роботи.

7. Розроблено метод підвищення динамічної точності САК на основі спільного використання електромеханічного диференціалу та принципу двоканального керування, що дало змогу зменшити динамічну похибку при відпрацюванні задання швидкості до $0,2 \text{ c}^{-1}$, а при прикладенні номінального навантаження – до 1 c^{-1} .

8. Розроблено конструкцію дослідного зразка електричної машини з вбудованим безредукторним електромеханічним диференціалом, яка дає змогу розширити діапазон регулювання швидкості та реалізувати двоканальне керування без використання додаткових механічних передач.

9. Достовірність та адекватність приведених результатів підтверджується коректним використанням основних положень теорії електроприводу та теорії автоматичного керування, збігом розрахункових результатів з відомими даними, які встановлені в граничних випадках та експериментальними дослідженнями.

10. Результати роботи у вигляді функціональних схем АСУ БЕП суднової навігаційної РЛС та конструкції дослідного зразка БЕП з електромеханічним диференціалом використані ТОВ «Науково-технічна фірма ТЕМС» для проектування електроприводу РЛС.

11. Результати досліджень пропонується використовувати при розробці систем керування БЕП з розширеним діапазоном регулювання швидкості та з покращеними динамічними показниками якості керування в устаткуванні суднових РЛС, а також електроприводах астронавігаційних систем, високоточних металорізальних верстатів, роботизованих комплексів та прецизійної медичної техніки.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Jinpin Kong, Zhengfeng Xu, Boatao Wu. Research on predicting current of shipborne satcom antenna. *MATEC Web of Conferences*. Xiamen, China. May 29-30. 2015. Vol. 22. Pp. 1-6 (02028). doi:[10.1051/mateconf/20152202028](https://doi.org/10.1051/mateconf/20152202028).
2. Kalinkin D.Yu., Stolyarova O.O. Permanent magnet converter-fed motor for ship radar. *IEEE, 15th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices*. Novosibirsk, Russia. June 30 - July 4, 2014. Pp. 436-439. DOI: doi 10.1109/EDM.2014.6882566
3. Душинова Е.В., Потапенко Е.М., Деев С.Г., Шибалкин О.Е., Шийка А.А. Электропривод поворота антенны радиолокационной станции. *Электротехника и электроэнергетика*. 2011. № 1. С. 25-35. doi: 10.15588/1607-6761-2011-1-4
4. Кононов Б.Т., Любарський Б.Г., Куравська Н.М. Моделювання роботи безредукторного електропривода системи обертання антени РЛС. *Системи управління, навігації та зв'язку*. 2016. № 2. С. 44-47.
5. Iohimovich A.D., Korovin A.V., Pankratov V.V. The development of the direct electric drive system of a radar station antenna. *IEEE, 14th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices*. Novosibirsk, Russia. July 1-5, 2013. doi:[10.1109/EDM.2013.6642000](https://doi.org/10.1109/EDM.2013.6642000).
6. Хватов С.В., Стрелков В.Ф., Тетенькин Л.В. Оптимизация режимов работы электроприводов вращения антенно-мачтовых устройств РЛС. *Автоматизированный электропривод в XXI веке: труды VI Международной (XVI Всероссийской) конференции по автоматическому электроприводу*, Известия Тул. ГУ, Выпуск 3, ч. 2. Тула, 2010. С. 186-190.
7. Rashed. M, MacConnell P., Stronch A., Acarnley P. Sensorless indirect-rotor-field-orientation speed control of a permanent-magnet synchronous motor with stator-resistance estimation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2007. Vol. 54. No 3. Pp. 1664-1675. doi: 10.1109/TIE.2007.895136

8. Пересада С. М., Ковбаса С. М. Векторне бездатчикове керування моментом асинхронного двигуна з орієнтацією за вектором потокозчеплення статора. *Вісник Вінницького НТУ*. 2012. №1. С 93 – 97.
9. Peresada S., Kovbasa S., Prystupa D., Lyashevskiy S. Adaptive control of stator currents for self-comissioning of induction motor drives. *Технічна електродинаміка*. 2013. №5. С. 24 – 31.
10. Волянська Я.Б., Голюков В.В., Мазур О.М., Онищенко О.А., Шевченко В.А. Система стабілізації курсу морського судна, частково-інваріантна до вітрохвильових навантажень. Автоматизація технологічних і бізнес процесів. 2019. Т. 10. № 2. С.57-63. doi: 10.15673/atbp.v10i2.980
11. Tomera M. Nonlinear controller design of a ship autopilot. *Int. J. Appl. Math. Comput. Sci.* 2010. Vol. 20. No 2. Pp. 271-280. doi: [10.2478/v10006-010-0020-8](https://doi.org/10.2478/v10006-010-0020-8)
12. Greco, Maria S. Automotive Radar. *Proceeding of IEEE Radar Conference*. (May 7-11, 2012 Atlanta. USA.).
13. Кошелев В.И., Андреев В.Г., Белокуров В.А. Современные методы повышения эффективности обнаружения радиолокационных сигналов. М.: Горячая линия-Телеком, 2016. 154 с.
14. Хватов С.В., Стрелков В.Ф., Тетенькин Л.В. Оптимизация режимов работы электроприводов вращения антенно-мачтовых устройств РЛС. *Автоматизированный электропривод в XXI веке: труды VI Международной (XVI Всероссийской) конференции по автоматическому электроприводу, Известия Тул. ГУ*. В. 3. ч. 2. Тула. 2010. С. 186-190.
15. И.В. Загребин, А.В. Романов. Модернизация электропривода вращения антенны вторичного радиолокатора «КОРЕНЬ-АС». *Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации*. 2007. № 117. С.117–136.
16. Стеклов В.А., Милько Р.Э. Системы управления с безредукторным приводом. К.: Техніка, 1983. 120 с.

17. Б.Г. Любарский, Б.Х. Ерицян, Е.С. Рябов, Л.В. Овер'янова. Безредукторный тяговый привод: перспективы применения на отечественном подвижном составе. *Залізничний транспорт України*. 2009. №2/1. С. 21–23.
18. Свечарник Д.В. Электромашины непосредственного привода: Безредукторный электропривод. М.: Энергоатомиздат, 1988. 208 с.
19. F. Meier. “Permanent-magnet synchronous machines with non-overlapping concentrated windings for low speed direct-drive applications,” Ph.D. dissertation, Royal Inst. Technol. School Elect. Eng. Elect. Mach. Power Electron. Stockholm. Sweden. 2008. Vol.165.
20. Гребеников В. В., Прыймак М. В. Моделирование магнитных полей в электромеханических преобразователях энергии с постоянными магнитами. *Вісник кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського*. 2009. №3 (56). Ч 2. С. 70-73.
21. Batzel T.D., Lee K.Y. Commutation torque ripple minimization for permanent magnet synchronous machines with Hall effect position feedback. *IEEE Trans. Energy Convers.* 1998. Iss. 13. № 3. PP. 257–262.
22. Ледовский А.Н. Электрические машины с высококоэрцитивными постоянными магнитами. М.: Энергоатомиздат, 1985. 168 с.
23. Law J.D., Chertok A., Lipo T.A. Design and Performance of Field Regulated Reluctance Mashine. *IEEE Trans. on Industry Applications*. 1994, № 5. pp. 1185–1193.
24. Усынин, Ю.С. Статор синхронного реактивного двигателя независимого возбуждения. Усынин, Ю.С. Григорьев, М.А. Виноградов, К.М. Горожанкин, А.Н. *Электротехнические системы и комплексы: межвуз. сб. науч. тр.* – Магнитогорск: МГТУ, 2007.
25. French I.R. Switched reluctance motor drive for rail traction. IEE Proceedings. 1984. Vol.131. № 5.
26. Загорянська О. Л. Проблеми становлення конкурентоспроможності машинобудівних підприємств в сучасних умовах розвитку. *Ефективна економіка*. 2011. № 6. С 1-3.

27. Аналіз стану машинобудівних підприємств України на зовнішніх та внутрішніх ринках [Електронний ресурс] / М.І. Дзюба. / I Міжнародна науково-практична Internet-конференція «Управління економічною діяльністю промисло-вих підприємств в системі сучасних глобалізаційних процесів. 2011. – Режим доступу: <http://mev-hnu.at.ua>.
28. Фридкин П.А. Безредукторный дугостаторный электропривод. М.: «Энергия», 1970. 138 с.
29. В.М. Корольов. Аналіз світових тенденцій розвитку систем навігації для сухопутних військ. *Військово-технічний збірник Академії сухопутних військ*. Л.: АСВ. 2011. С. 19-29.
30. В. Н. Щека. Анализ существующих приводов вращения антенн радиолокационных станций. *Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних сил*. 2009. Вип. 4. С. 125-128.
31. Стрелков В.Ф., Андрюхин М В, Ваняев В.В. Электропривод вращения антенны РЛС с переменной скоростью. *Вестник концерна ПВО «АлмазАнтей»*. 2015. № 3. С. 78-84.
32. Чучман Ю.І., Щур І.З., Черепаняк М.В., Журкіна В.М. Прецизійний тихохідний безредукторний безконтактний електропривід. *Електроінформ*. 2006. № 2. С. 11–13
33. Щур І.З., Малярчук С.О., Козій В.Б. Система безредукторного електропривода інфранизьких частот обертання. *Електромашинобудування та електрообладнання. Тематичний випуск: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика*. Київ. 2006. Вип. 66. С. 77-78.
34. Кошелев М.В., Калач Ю.Н. Безредукторный электропривод антенн РЛС. *Радиолокация и связь – перспективные технологии*. Москва. 2015. С. 81-84.
35. Кошелев В.И., Кирдяшкин В.В., Сычев М.И., Ясенцев Д.А. *Актуальные вопросы радиолокации*. Под. ред. П.А. Бакулева. М.: Изд-во МАИ. 2016. 216с.
36. Патент РФ. Привод станка-качалки для добычи нефти из низкодебитных скважин. №47990 от 10.09.2005.

37. Коротаев А.Д., Огарков Е.М., Цылёв П.Н., Бурмакин А.М. Безредукторный электропривод станков-качалок. *Информационные управляющие системы: Сборник научных трудов Перм. гос. техн. университет.* Пермь. 2006. С. 138-141.
38. Теряев В.І. Попович Є.М. Технічна реалізація двоканальної системи керування курсом судна. *Міжнародний науково-технічний журнал "Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики"*. Київ. 2016. С. 348–351.
39. Панкрац Ю. В. Симаков Г. М. Следяще-регулируемый микроэлектропривод постоянного тока с разрывным управлением. *Труды 5 Международной 16 Всероссийской конференции по автоматизированному электроприводу.* СПб. 2007. С. 231–234.
40. Попович М.Г. Теорія автоматичного керування. Попович М.Г., Ковальчук О.В: Підручник. 2-ге вид., перероб. і доп. К.: Либідь. 2007. 656 с.
41. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. Л: Энергоиздат. 1982. 392 с.
42. Клепиков В.Б., Худяев А.А., Поленок В.В. Итерационный двухканальный электропривод подачи для прецизионных станков и механизмов. *Технічна електродинаміка.* 2015. № 5. С. 26-35.
43. Теряев В.І. Принципи технічної реалізації двоканальних електромеханічних систем. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи.* Київ.2016. Вип.3. С.35
45. Чемоданов Б.К. Следящие приводы. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 1999. 903с.
46. Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями. СПб: СПбГУ ИТМО, 2006. 94 с.
47. Сарapultов Ф.Н. Математические модели линейных индукционных машин на основе схем замещения. Екатеринбург: Изд-во УГТУ-УПИ, 2001. 236 с.
48. Пересада С. М. Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор С.М. Пересада. *Вестник Донецкого государственного технического университета.* Серия: "Электротехника и энергетика". 1999. №4. С. 1 – 23.
49. Bose B.K. Power Electronics and Variable Frequency Drives. IEEE Press. New York, 1996. 822 p.

50. V. Michalsky, S. Peresada, V. Sobolev, V. Chopic, I. Shapoval. "Torque ripple of the induction motors under PWM induction motor control". *Technical Electrodynamics*. Power electronics and energy efficiency. 2010. part 1. p. 5 – 11.
51. Batzel T.D., Lee K.Y. Commutation torque ripple minimization for permanent magnet synchronous machines with Hall effect position feedback. *IEEE Trans. Energy Convers.* 1998. Iss. 13. № 3. PP. 257–262.
52. Щур І.З., Макарчук О.В., Черепаняк М.В. Стратегії керування безредукторними електроприводами на базі безконтактних вбудованих електромеханічних модулів з постійними магнітами. *Електроенергетичні та електромеханічні системи. Вісн. Націон. унту "Львівська політехніка"*. 2008. №615. С. 167–175.
53. Н.И.Волков, В.П.Миловзоров. Электромашинные устройства автоматики: Учеб. для вузов по спец. "Автоматика и телемеханика". 2-е изд.- М.:Высш.шк., 1986.
54. Карлов О.М., Кондратенко І. П., Крищук Р. С., Ращепкін А. П. Метод розрахунку торцевого дугоста-торного асинхронного двигуна з урахуванням товщинного крайового ефекту. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. 2015. Вып. 3(27). С. 68–76.
55. Карлов О.М., Кондратенко І. П., Крищук Р. С., Ращепкін А. П. Метод розрахунку усередненого магнітного поля по висоті повітряного проміжку торцевого дугостаторного асинхронного двигуна. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. 2014. №3. С. 68–76.
56. Кондратенко І. П., Крищук Р. С., Ращепкін А. П. Електромагнітні процеси в торцевій дугостаторній асинхронній машині з двошаровою обмоткою. *Технічна електродинаміка*. 2015. №6. С. 34–40.
57. Гаврилюк С.І., Карлов О.М., Кондратенко І.П., Крищук Р.С., Ращепкін А.П. Моделювання торцевого дугостаторного асинхронного двигуна з двошаровим масивним дисковим ротором. *Праці Інституту електродинаміки НАНУ*. Вип. 45. 2016. С. 40-49.

58. J. Duncan. Linear induction motor equivalent circuit model. J. Duncan. Proc. Inst. Elect. Eng. B. Elect. Power Appl., 1983. vol. 130. no. 1, pp. 51–57.
59. Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями: учебное пособие; СПб: СПбГУ ИТМО. 2006. 94 с
60. Теряев В.І., Островерхов М.О. Частотне керування лінійним асинхронним двигуном. *Вісник Кременчуцького державного університету ім. М.Остроградського*. Випуск 3/2010 (62), ч. 1, с. 45 – 48.
61. Теоретичні основи електротехніки. Частина 1: Конспект лекцій з дисципліни «Теоретичні основи електротехніки» / Уклад.: Є. А. Кудря, Л. Ю. Спінул, під ред. А. А. Щерби. Київ.: 2012. 150 с.
62. 4. Стяжкін В.П., Теряев В.І., Гаврилюк С.І. Застосування методів частотного керування для дугостаторних електроприводів антен суднових навігаційних РЛС. *Вісник НТУ «ХПИ»*. №27 (1249). 2017. С. 411-414.
63. Волков И.В., Стяжкин В.П., Милько Р.Э., Доманский Г.В. Безредукторная электромеханическая система с дугостаторным электроприводом для радиолокационной станции. *Електротехнічні комплекси та системи. Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика*. Київ. 2011. Вип. 03 (79). С. 248-252.
64. Стяжкін В.П., Зайченко О.А., Теряев В.І., Гаврилюк С.І. Комбіноване керування безредукторним дугостаторним електроприводом антени суднової радіолокаційної станції. *Технічна електродинаміка*. 2020. №6. С. 36-41.
65. Стяжкін В.П., Зайченко О.А., Теряев В.І., Гаврилюк С.І. Авторське право на науковий твір. «Комбіноване керування електроприводами антен суднових радіолокаційних станцій з непрямим вимірюванням моменту навантаження». Свідоцтво №101564, дата реєстрації 31.12.2020 р.
66. Burian S.O., Kiselychnyk O.I., Pushkar M.V., Reshetnik V.S., Zemlianukhina H.Y. Energy-efficient control of pump units based on neural-network parameters observer. *Технічна електродинаміка*. 2020. №1. С.71-77.

67. Щерба А.А., Кирик В.В. Системы с нечеткой логикой регулирования электроэнергетических режимов. Институт электродинамики НАН Украины. 2011. 330 с.
68. И.В. Волков, В.П. Стяжкин, О.А. Зайченко. Нечеткий логический контроллер качества концентрата сепаратора 6ЭРМ при питании от регуляторов постоянного тока. *Энергосбережение, энергетика, энергоаудит*. Спец. вып. 2014. Т.1. №9(128). С.84-91.
69. В.П. Стяжкин, О.А. Зайченко. Пропорционально-интегральный нечеткий логический контроллер тока обмоток намагничивания сепаратора 6ЭРМ. *Технічна електродинаміка*. 2015. №2. С. 38-44.
70. И.В. Волков, В.П. Стяжкин, О.А. Зайченко, Подейко П.П. Система с нечеткой логикой регулирования режимов работы установки по производству базальтового супертонкого волокна. *Вестник Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" Темат. вып. «Проблемы автоматизированного электропривода. Силовая электроника и энергоэффективность»*. 2017. №27. С.379-383.
71. Моделирование в Matlab [Электронный ресурс]. Материалы сайта. 2021. Режим доступа: <https://uk.mathworks.com/help/fuzzy/index.html>
72. Патент на коисну модель України № 83521.
73. В.В. Булгар, Д.А. Ивлев, Д.В. Шурундин. Дифференциальный линейный электропривод. *Труды Одесского политехнического университета*. 2008. С. 147-151.
74. Лебедев А.М., Орлова Р.Т., Пальцев А.В. Следящие электроприводы станков с ЧПУ. М.: Энергоатомиздат, 1988. 223 с.
75. Марголин Ш. М. Дифференциальный электропривод. М.: Энергия, 1975. 168с.
76. Стяжкін В.П., Теряев В.І., Гаврилюк С.І. Безлюфтовий двоканальний слідкуючий електропривод: пат. на корисну модель 122234 Україна, № u201707611; заявл. 18.07.2017; опубл. 26.12.2017, Бюл. № 24. 4 с. 77.

77. Чиликин М, Г., Сандлер А. С. Общий курс электропривода: Учебник для вузов. 6-е изд., доп. и перераб. М.: Энергоиздат, 1981. 576 с.
78. Стяжкін В. П., Теряєв В. І., Гаврилюк С. І. Співвідношення швидкостей та моментів у дводвигунному електропроводі з безредукторним електромеханічним диференціалом. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 5. С. 80-83.
79. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи: Навчальний посібник/ М.Г. Попович, О.Ю. Лозинський, В.Б. Клепиков та ін.; За ред. М.Г. Поповича, О.Ю. Лозинського. К.: Либідь, 2005. 680 с
80. Попович М.Г., Теряєв В.І., Кіселичник С.О., Бур'ян С.О. Особливості синтезу та дослідження електромеханічних систем з послідовною корекцією та частотнорегульованими асинхронними двигунами. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету*. Кременчук. 2007. Вип. 3 (44) ч.2. С. 12-16.
81. Иванов И.Е., Ерещенко В.Е. Методы подобия физических процессов. Учебное пособие. М.: МАДИ. 2015. 144 с.
82. Веников В.А. Теория подобия и моделирования. Учебное пособие для вузов. 2-е изд., доп. и перераб. М.: Высшая школа, 1976. 479 с.
83. Стяжкін В.П., Теряєв В.І., Гаврилюк С.І. Двоканальний регульований електропривод. пат. на корисну модель 124134 Україна, № u201709575. заявл. 29.09.2017. опубл. 26.03.2018. Бюл. № 6. 7 с.
84. Теорія мехатронних систем – 1: Методичні вказівки до виконання розрахунково-графічної роботи для студентів заочної форми навчання напряму підготовки 6.050702 – "Електромеханіка" спеціальності "Електромеханічні системи автоматизації та електропривод". Уклад: С. М. Пересада, С. М. Ковбаса. К.: НТУУ "КПІ". 2011. 96 с.
85. Стяжкін В.П., С.І. Гаврилюк Автоматизована система керування безредукторними електроприводами суднових навігаційних РЛС. *Електроніка та зв'язок*. Науково-технічний журнал. Київ. Т. 21. №4 (93). 2016. С. 20-23.

86. Заявка на корисну модель України «Електрична машина з вбудованим електромеханічним диференціалом» пат. на корисну модель 136138 Україна, № u201900730; заявл. 24.01.2019; опубл. 12.08.2019. Бюл. № 15. 12 с.
87. Толочко О. І. Математичне моделювання систем асинхронного електроприводу: навчальний посібник. Київ. НТУУ «КПІ». 2016. 150 с.
88. Кветний Р.Н. Методи комп'ютерних обчислень: Навчальний посібник. Вінниця: ВДПУ. 2001. 148 с
89. Мусалимов В.М., Г.Б. Заморуев, И.И. Калапышина, А.Д. Перечесова, К.А. Нуждин. Моделирование мехатронных систем в среде MATLAB (Simulink / SimMechanics): учебное пособие для высших учебных заведений. СПб: НИУ ИТМО, 2013. 114 с.

ДОДАТОК А

ОСНОВНІ ПУБЛІКАЦІЇ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ ТА АБРОБАЦІЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Стяжкин В.П., Зайченко О.А., Подейко П.П., Гаврилюк С.И., Рыжков А.М. Автоматизированная система управления электроприводами мостового крана-манипулятора для установки дезактивации металлов. *Электротехнические и компьютерные системы*. 2015. №19(95). С. 71–74. (Особистий внесок – інформаційний пошук та аналіз літературних даних, розробка функціональної схеми АСУ).

2. Гаврилюк С.И., Карлов О.М., Кондратенко І.П., Крищук Р.С., Ращепкін А.П. Моделювання торцевого дугостаторного асинхронного двигуна з двошаровим масивним дисковим ротором. *Праці Інституту електродинаміки НАНУ*. 2016. Вип. 45. С. 40-49. (Особистий внесок – аналіз енергетичних характеристик торцевих ДАД).

3. Теряев В.И., Стяжкин В.П., Гаврилюк С.И. Безлюфтовый двухканальный регулируемый электропривод. *Электрооборудование: эксплуатация и ремонт*. 2018. № 4 (167). С. 42-46. (Особистий внесок – розробка САК БЕП).

4. В.П. Стяжкин, О.А. Зайченко, С.И. Гаврилюк. Безредукторный электропривод ротора электромагнитного сепаратора. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. 2019. № 31 (107) С. 11-18. (Особистий внесок – розробка кінематичної схеми БЕП).

5. Стяжкін В.П., Зайченко О.А., Теряев В.І., Гаврилюк С.І. Комбіноване керування безредукторним дугостаторним електроприводом антени суднової радіолокаційної станції. *Технічна електродинаміка*. 2020. №6. С. 36-41. (Особистий внесок – синтез комбінованої САК ДАД).

6. Стяжкін В.П., Теряев В.І., Гаврилюк С.І. Співвідношення швидкостей та моментів у двоканальному електроприводі з безредукторним електромеханічним диференціалом. *Технічна електродинаміка*. 2018. №1. С. 80-83. (Особистий внесок – встановлення співвідношення швидкостей та моментів БЕП з електромеханічним диференціалом), за матеріалами XV МНТК ««Проблеми сучасної електротехніки-2018»»).

7. Стяжкін В.П., С.І. Гаврилюк. Автоматизована система керування безредукторними електроприводами суднових навігаційних РЛС. *Електроніка та зв'язок*. 2016. Т. 21. №4 (93). С. 20-23. (Особистий внесок – розробка функціональної схеми САК БЕП антенного поста навігаційної суднової РЛС), за матеріалами МНТК «Smart-технології в енергетиці та електроніці – 2016».

8. Стяжкін В.П., Теряєв В.І., Гаврилюк С.І. Застосування методів частотного керування для дугостаторних електроприводів антен суднових навігаційних РЛС. *Вісник НТУ «ХПИ»*. №27 (1249). 2017. С. 411-414. (Особистий внесок – розробка функціональної схеми частотного керування ДАД), за матеріалами МНТК «ПАЕП - СЕЕ-2017»).

9. Стяжкін В.П., Теряєв В.І., Гаврилюк С.І. Безлюфтовий двоканальний електропривод. *Вісник НТУ «ВПИ»*. 2017. С. 96-100. (Особистий внесок – розробка функціональної схеми частотного керування ДАД), за матеріалами МНТК «ОКЕУ-2017».

10. Стяжкін В.П., Теряєв В.І., Гаврилюк С.І. Безлюфтовий двоканальний слідкуючий електропривод. Патент на корисну модель 122234 України: № u201707611; заявл. 18.07.2017; опубл. 26.12.2017, Бюл. № 24. 4 с. (Особистий внесок – патентний пошук).

11. Стяжкін В.П., Теряєв В.І., Гаврилюк С.І. Двоканальний регульований електропривод. Патент на корисну модель 124134 України: № u201709575; заявл. 29.09.2017; опубл. 26.03.2018, Бюл. № 6. 7 с. (Особистий внесок – розробка кінематичних схем БЕП).

12. Стяжкін В.П., Теряєв В.І., Гаврилюк С.І. Електрична машина з вбудованим електромеханічним диференціалом. Патент на корисну модель 136138 України: № u201900730; заявл. 24.01.2019; опубл. 12.08.2019, Бюл. № 15. 12 с. (Особистий внесок – розробка кінематичних схем БЕП).

13. Стяжкін В.П., Зайченко О.А., Гаврилюк С.І., Теряєв В.І. Комбіноване керування електроприводами антен суднових радіолокаційних станцій з непрямим вимірюванням моменту навантаження. Авторське право на науковий твір. Свідоцтво №101564. Дата реєстрації 31.12.2020 р., 9с. (Особистий внесок – розробка функціональної схеми пристрою для непрямого визначення моменту навантаження на валу антени РЛС).

Продовж. дод. А
Апробація результатів дисертації

1. Міжнародна науково-технічних конференція «Smart-технології в енергетиці та електроніці – 2016» (сmt. Лазурне, Херсонської області, 3-8 вересня 2016 р., форма участі – усна доповідь);
2. XXIII міжнародна об'єднана науково-технічних конференція «Проблеми автоматизованого електропривода». «Силова електроніка та енергоефективність» (м. Харків, 12-16 вересня, 2017р., форма участі – усна доповідь).
3. IV міжнародна науково-технічних конференція «Оптимальне керування електроустановками» (м. Вінниця, 11-13 жовтня, 2017р., форма участі – усна доповідь).
4. XV міжнародна науково-технічних конференція «Проблеми сучасної електротехніки» (м. Київ, 4-8 червня, 2018р., форма участі – усна доповідь).

Продовж. дод. А

Копії програм конференцій за участю здобувача

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ ТА НАУКИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КІЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»



ПРОГРАМА
першої міжнародної науково-технічної конференції
**SMART-ТЕХНОЛОГІЇ
В ЕНЕРГЕТИЦІ ТА ЕЛЕКТРОНІЦІ – 2016**

3 – 8 вересня 2016
світ. Лазурне Східнодніпровського району Херсонської області, Україна

6 вересня, вівторок

8⁰⁰ – 9⁰⁰ – сніданок (Дальня ОК «Мавка»)
10⁰⁰ – 13⁰⁰ – Секційні засідання (кімната ОК «Мавка»)

Секція 3. Електроенергетичні та електротехнічні комплекси та системи
Керівник: докт. техн. наук Е.О. Терещенко, канд. техн. наук Т.А. Миколюк

СВІЧУК О.М., СВІЧУК І.О., БОЙКО С.М., МІШАКОВ І.А. Алгоритм вибору параметрів та відновлювальних дисперс електричної енергії до локальної системи електропостачання підтримки працюючого комплексу.

УШАКОВ Д.Р. Вплив насичення магнітної системи асинхронного двигуна на силову струму при живленні від індукційного двигуна.

СТЯЖКИ В.П., ГАВРИШОК С.І. Автоматизована система керування безредукторним електродвигуном навігаційної судової РЛС.

ЮЧАНСЬКИЙ В.В. Заходи запобігання резонансних перенапруг в навігаційних електричних мережах.

МІКОЛАЄЦЬ Д.А. Моделирование дисперс безредукторного асинхронного на безредукторного переобладнання в зареєстрованій SmartGrid.

Осипенко К.С., Жуков В.Я. Лінеаризація функцій зміни параметрів потоку первинної енергії дисперсними функціями Фрактала.

ЖУКОВ В.Я., БОЙКО І.Ю. Застосування динамічної електрокартної моделі для дослідження зміни економічних та електротехнічних параметрів генераторної системи.

ЗАГРАНІЧНИЙ А.В. Синтез пасивних фільтрів для систем ядерного магнітного резонансу.

13⁰⁰ – 14⁰⁰ – обід (Дальня ОК «Мавка»)
18⁰⁰ – 19⁰⁰ – вечеря (Дальня ОК «Мавка»)



Міністерство освіти і науки України
Українська асоціація інженерів – електриків
Інститут електродинаміки НАН України
Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут»
Національний технічний університет України
«Київський національний університет»
Мазарініанський університет Отто фон Герніке

XXIII міжнародна об'єднана науково-технічна конференція
«Проблеми автоматизованого електропривода,
Силова електроніка та енергоефективність»

ПАЕП-СЄЕ'2017
присвячена 150-річчю з дня народження
засновника української електротехнічної школи,
заслуженого професора України
Павла Петровича Копивса

ПРОГРАМА РОБОТИ



12-16 вересня 2017 року
Харків, НТУ «ХПІ»

Секція 2. Компоненти і системи автоматизованого електропривода.
(електротехнічний корпус, 2 повер, кафедра «Автоматизовані електромеханічні системи», к. 125, Мікротехнологічний лабораторії)

1. **Вольно Н.В., Вольно В.О.** Перетворювач частоти для керування трифазним капацитивно-резонансним та енергоефективним асинхронним електродвигуном з використанням мікроконтролера серії dsPIC33 MC та інтегрованих силових модулів (Інститут електроприводу НАН України, Київ)
2. **Стойжкін В.П., Терещенко В.Л., Гавришук С.І.** Застосування методів частотної керування для дугостійких електродвигунів асинхронних навігаційних РЛС (Інститут електроприводу НАН України, Київ)
3. **Zachern N., Zachern B.** Enegetically regulated processes in asynchronous drives (Кіровоградський національний технічний університет)
4. **Сімонович А.Б., Федінов В.А., Селезняк Л.В.** Остроєння управління функції титанів електромеханічних комплексів нагнетних електродвигунів для позитивного впливу магнетизму (Кіровоградський національний університет; Государственный университет дозводного транспорту, Харків)
5. **Zachern J., Koritsa P., Miodukowski P., Bilowiczka V.V., Kurchok V.L.** Application of a MPC1000ACR frequency converter in a marine vessel propulsion system (Національний університет «Львівська політехніка», фірма TWEED Польща)
6. **Шандриш В.Н., Лещенко С.С.** Моделирование тиристорных электродвигателей в условиях использования на морских теплоходах с плавным регулированием тяги (НТУ «ХПІ»)
7. **Обух Н.В., Кутовой Ю.Н.** Нейросетевая система управления тиристорным электродвигателем переменного тока тямы (НТУ «ХПІ»)
8. **Селезняк Л.В., Мірошниченко Д.В.** Оценка эффективности автоматизированной системы мониторинга технического состояния тиристорных станций (Днепропетровский Национальный университет железнодорожного транспорта)
9. **Горюнов В.М., Львов С.Г., Улицкин А.А., Аббас Жаббар** Экспериментальное исследование механических свойств металлокерамических изделий бесконтактным методом (НТУ «ХПІ»)
10. **Мурин Н.В.** Перспективные квантовые судовых автономных электроэнергетических систем (Общество независимых экспертов Украины)
11. **Сорокин К.О., Лыков Д.О.** Підприємство ефективності експлуатації засобів електроприводу за рахунок керування і оптимізації інтегрованих режимів руху (Дарницький національний університет «городского хозяйства»)

Секція 3. Силові електроніка і енергоефективність.
(електротехнічний корпус, 3 повер, кафедра «Промислове і побутове електроприводу»)

1. **Жуков А.Ф., Покський В.О., Павлов С.О., Мачаватин Д.О.** Аналіз і моделювання режимів роботи гібридних фільтровміслювачів переобладнання, що призначені для забезпечення електричної сумісності в трифазних чотириквадрантних системах (Інститут електроприводу НАН України, Київ)
2. **Сурнуковський І.І., Щербак А.А.** Взаємозв'язані імпульсно-періодичні процеси в цільних полупровідникових електродвигунах установок з емоційним навантаженням зворотній при випадковому зміні навантаження (Інститут електроприводу НАН України, Київ)
3. **Бондаренко О.Ф., Бондаренко Ю.В., Сафронюк П.С., Катинич О.О.** Проблеми оцінки надійності переобладнання з модульною топологією (Національний технічний університет України «Київський національний університет»)

ПАЕП-СЄЕ 2017 5 НТУ «ХПІ», 12-16 вересня



34. Петровський П.В., к.т.н., доц., Леско В.О., к.т.н., доц., Славин С.О., студ., Урбан А.І., студ.
Система оптимального керування джерелами енергії в локальній електричній мережі
 Вінницький національний технічний університет
35. Петровський П.В., к.т.н., доц., Леско В.О., к.т.н., доц., Анаточко Д.О., студ.
Критеріуми оптимізації режиму роботи локальних електричних систем
 Вінницький національний технічний університет
36. Рубанська О.С., к.т.н., доц., Дружинський В.В., асп., Мельничук А.С., магістр.
Високочастотна механіка діагностування шумових реакторів в умовах експлуатації
 Вінницький національний технічний університет
37. Велюк Н.Д., д.т.н., проф., Остри І.В., к.т.н., доц.
Оцінка надійності математичної моделі несповідності ГЭС до параметрів регулюючих пристроїв при виборі їх оптимального складу
 Вінницький національний технічний університет

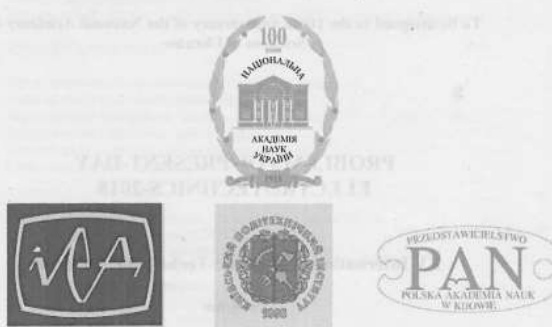
Секція 3

Електромеханічні системи, електротехнічні комплекси та керування ними

Голови: Кухін В. М., д.т.н., проф., Толічко О.І., д.т.н., проф. (аудиторія 4206)

1. Тереш В.І., к.т.н., доц.
Система активної збірки на основі електромагнітного підвісу
 Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»
2. Тереш В.І., к.т.н., доц., Славин В.І., к.т.н., студент, Габриєль С.І., асп.
Безшумний динамічний електропривод
 1 - Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»
 2 - Інститут електродинаміки Національної академії наук України
3. Велюк Н. Д., д.т.н., проф., Кухін В. В., асп.
Робастні системи плавної зміни керування турбогенераторами в умовах неопределенності
 Національний університет Харківського металу
4. Петуля Кристини, к.т.н., доц., Микола Пундур, к.т.н., ст. зник., Ростислав Крюков, студ.
Вплив насичення частотноприводу асинхронного двигуна з м'якими торцевими феромагнітними екранами на аналіз пускових режимів електродвигуна
 Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»
5. Король С. В., к.т.н., доц., Кривоніс І. В., студ., Кізілик С. А., студ., Гайдар К. О., студ.

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ ТА НАУКИ УКРАЇНИ



ПРИСВЯЧУЄТЬСЯ 100-РІЧЧЮ НАЦІОНАЛЬНОЇ АКАДЕМІЇ НАУК УКРАЇНИ

ПРОБЛЕМИ СУЧАСНОЇ ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ – 2018

XV Міжнародна науково-технічна конференція

Програма

4 - 8 червня, 2018
Київ, Україна

ВОЛКОВ І. В., СТЕЖКІН В. П., ПОДІБЬКО П. П. Топологія фільтрокомпонувальних пристроїв для покращення спектра відного струму джерел живлення в електротермічних установках із виробництвом безшумного суцільного зовнішнього живлення.

СТЕЖКІН В. П., ТИРЯЄВ В. І., ГАВРИЦЬОК С. І. Співвідношення швидкостей та моментів у двохфазному електродвигуні з безредукторним електромеханічним диференціалом.

ГОРЬСЛАВЕЦЬ Ю. М., ЛАДОХІН С. В., ГЛУЖЕНЬКИЙ О. І., ЛАПШУК Т. В., БОНДАР О. І., ДРОЗД С. О. Чисельне моделювання мультифазних процесів при електронно-променевій гарячій плавці титану.

ЧАПЛИГІН С. О. Електродинамічні процеси в індукторній системі з трифазною обмоткою, що збуджується прямокутними суміщеними соленоїдами.

EVENT-ROOM 1 поверх (07.06.2018, 9⁰⁰ – 13⁰⁰)

Сесія 5. Електромеханічне перетворення енергій

Корінник: док. техн. наук Д. І. Мазуренко,

док. техн. наук В. І. Мілик

КУЧЕВСЬКИЙ К. А., КРАМАРСЬКИЙ В. А., ПІТКО В. О., ГУТОРОВА М. С. Чисельні дослідження металічних характеристик зовнішньої частини обмотки статора турбогенератора при різних варіантах закріплення в торцевій зоні осердя.

ПІУРУБ Ю. В., ВАСИШЕНКОВ Н. С., ЦИДОРСЬКИЙ Ю. Л. Дослідження властивостей комбінованої схеми однофазного включення асинхронного електродвигуну тисотних установок.

БАБАК В. П., КОВТУН С. І. Калібрування термоелектричних сенсорів теплового потоку в системних діагностичних теплових стану електричних машин.

M. ZAVLODSKY, V. PLYUN, R. SHULENKO SIMULATION OF INDUCTION MACHINES WITH COMMON SOLID ROTOR.

НОЖЕНКО В. Ю., СТАРОСТІН С. С. Аспекти емуляції технологічних об'єктів при функціональних випробуваннях електромеханічних систем.

КУЗНЕЦОВ Б. І., ТУРЧЕНКО А. М., НІКІТИНА Т. Е. Метод оптимізації нестійких електромеханічних слідуючих систем.

O. M. POPOVYCH, I. V. GOLOVAN Regularities of changing the main inductive impedance of induction motor with a short-circuited rotor using results of the field analysis of their start characteristics.

ГІДЖО Ю. І., ГЕРЦІК С. М., ЗВАРНЧ В. М., МІСЛОВИЧ М. В., ОСТАПЧУК Л. Б., СИСАК Р. М. Особливості використання автономних вимірних перетворювачів для діагностики електротехнічного обладнання з урахуванням режимів його роботи.

Урочисте закриття конференції - зібр учасників біля бібліотеки НТУУ «КПІ імені Ігора Сікорського» з 13⁰⁰ до 13³⁰.

8 ЧЕРВНЯ, П'ЯТНИЦЯ

Вітання учасників конференції

ДОДАТОК Б

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ТА АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ

Розроблено і виготовлено в Інституті електродинаміки НАН України дослідно-експериментальну установку, що містить двигун постійного струму та асинхронний двигун, з'єднані муфтою. Для імітації безредукторного електропривода використано багатополосний тихохідний асинхронний двигун несерійного виробництва з числом пар полюсів 10 та вшідкістю холостого ходу 300 об/хв, номінальною швидкістю 200об/хв, номінальним моментом навантаження 16 Нм. Експериментально отримано механічні характеристики та параметри такого двигуна.

Для навантаження використовується двигун постійного струму П42, потужністю 2,2 кВт, напруга живлення обмоток збудження та якоря 220 В, номінальна швидкість 1000 об/хв. На валу асинхронного двигуна встановлений інкрементальний енкодер. Двигун постійного струму живиться від тиристорного перетворювача Mentor MP, а асинхронний двигун від перетворювача частоти Unidrive SP або автотрансформатора.

На рис. Б.1 та рис. Б.2, Б.3 представлено зовнішній вид розробленого стенду для отримання механічної характеристики досліджуваного двигуна.



Рис. Б.1 Зовнішній вид розробленого стенду для дослідження тихохідного асинхронного двигуна



Рис. Б.2 Силова частина стелу для дослiдження тихохiдного асинхронного двигуна

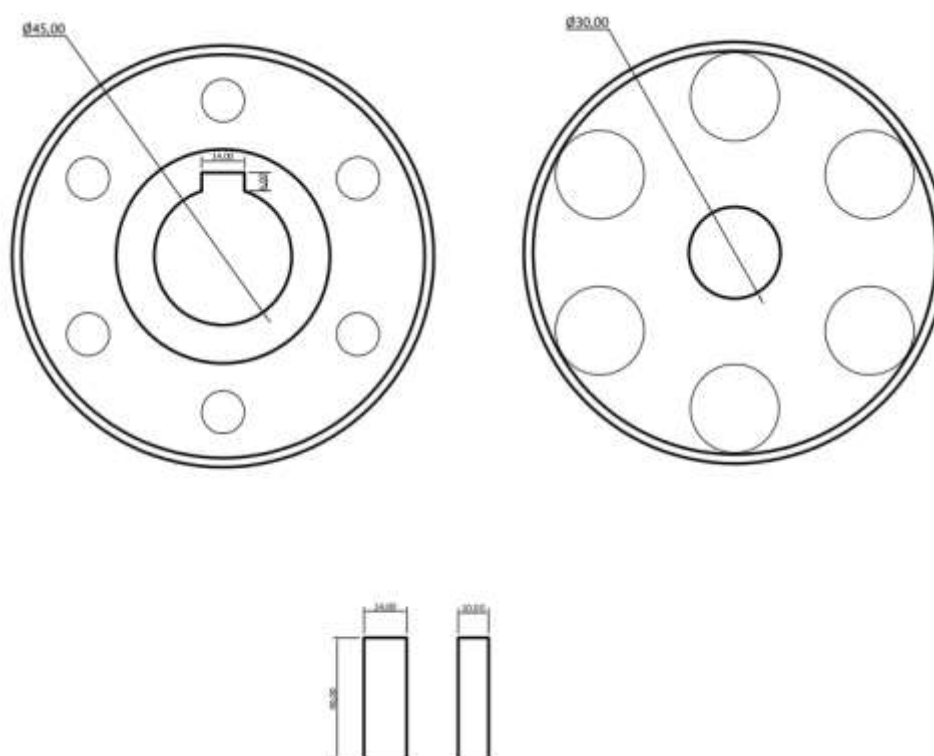


Рис. Б.3 Креслення напiвмуфт для з'єднання двигунiв

На рис. Б.4 представлено сімейство механічних характеристик при живленні АД від перетворювача частоти.

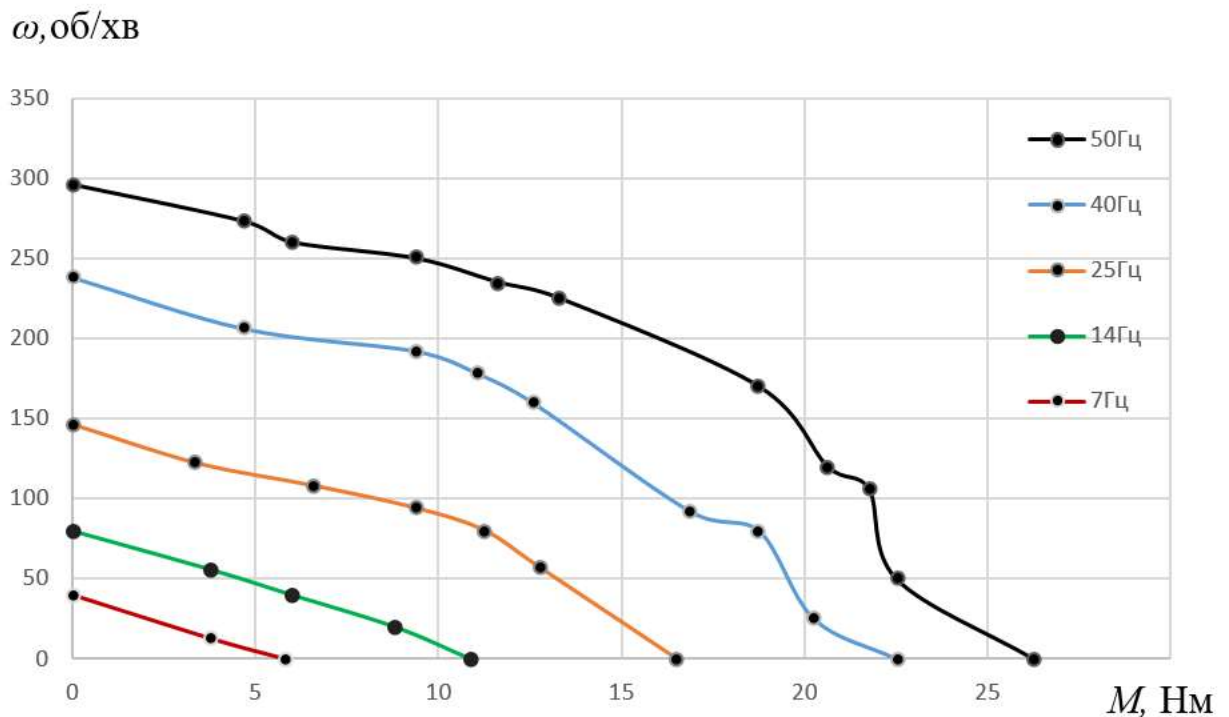


Рис. Б.4 Експериментально зняті механічні характеристики АД

В таблицях Б.1-Б.5 представлено числові данні для побудови характеристик, де величини з індексом 2 відносяться до фази 2 АД. В таблицях позначено I_a – струм в омботці якоря ДПС, ω – кутова швидкість, яка вимірюється енкoдером, I , U , $\cos\phi$ – струм напруга та коефіцієнт потужності АД, S , P , Q , – повна, активна та реактивна потужності АД, TND – коефіцієнт нелінійних спотворень обмоток АД, M – момент на валу двигунів.

В таблиці Б.6 та таблиці Б.7 представлено числові данні результатів дослідів короткого замикання та холостого ходу, в таблиці Б.8 – значення опорів обмоток статора при кімнатній температурі його корпусу та після години роботи з навантаженням.

Таблиця Б.1

Параметри АД, f=50 Гц (без ПЧ)

Ія, А	ω , об/хв	I2, А	U2, В	$\cos\varphi_2$	P2, Вт	Q2, ВАР	S2, ВА	THD2	PF2	$ \cos\varphi $	М, Нм
0	296	0.625	390								0
2.5	273	0.725	390								4.69
3.2	260	0.8	390	0.628	132	186	220	2.3	0.58	0.5	6.0032
5	250	0.875	390	0.66	155	193	246	2.5	0.636	0.54	9.38
6.2	235	0.975	390	0.69	182	200	270	2	0.67	0.57	11.6312
7.1	225	1.05	390	0.71	201	208	286	1.7	0.69	0.6	13.3196
10	170	1.35	390	0.73	255	240	355	1.4	0.71	0.65	18.76
11	120	1.575	390	0.73	298	286	415	1.1	0.72	0.66	20.636
11.6	106	1.6	390	0.73	302	290	420	1.1	0.72	0.66	21.7616
12	50	1.8	390	0.71	330	330	470	1.1	0.7	0.62	22.512
14	0	1.9	390	0.69	338	357	488	0.8	0.68	0.63	26.264

Таблиця Б.2

Параметри АД, f=40Гц (живлення від ПЧ, u/f=const)

Ія, А	ω , об/хв	I2, А	U2, В	$\cos\varphi_2$	P2, Вт	Q2, ВАР	S2, ВА	THD2	PF2	$ \cos\varphi $	М, Нм
0	238	0.65	336	0.93	430	360	562	9.3	0.78	0.926	0
2.5	206	0.775	336	0.92	390	350	530	11.2	0.74	0.91	4.69
5	192	0.85	336	0.88	360	340	502	30	0.72	0.87	9.38
5.9	178	0.95	336	0.85	330	350	490	27	0.67	0.8	11.0684
6.7	160	1.05	336	0.77	290	370	470		0.62	0.7	12.5692
9	92	1.375	336	0.58	210	430	480		0.45	0.43	16.884
10	80	1.525	336	0.5	201	430	470		0.41	0.4	18.76
10.8	25	1.675	336	0.45	150	430	460		0.35	0.33	20.2608
12	0	1.7	336	0.45	150	430	450		0.34	0.26	22.512

Таблиця Б.3

Параметри АД, $f=25\text{Гц}$ (живлення від ПЧ, $u/f=\text{const}$)

Ія, А	ω , об/хв	І2, А	U2, В	P2, Вт	Q2, ВАР	S2, ВА	PF2	M, Нм
0	146	0.65	248	480	530	720	0.66	0
1.8	122	0.725	248	460	505	690		3.3768
3.5	108	0.8	248	420	500	650		6.566
5	94	0.875	248	390	520	650	0.58	9.38
6	80	0.975	248	340	490	610	0.56	11.256
6.8	57	1.075	248	310	510	600	0.51	12.7568
8.8	0	1.3	248	260	520	610	0.45	16.5088

Таблиця Б.4

Параметри АД, $f=14\text{Гц}$ (живлення від ПЧ, $u/f=\text{const}$)

Ія, А	ω , об/хв	І2, А	U2, В	P2, Вт	Q2, ВАР	S2, ВА	PF2	M, Нм
0	80	0.65	160	500	750	920	0.55	0
2	56	0.7	160	440	710	840	0.52	3.752
3.2	40	0.775	160	380	680	790	0.49	6.0032
4.7	20	0.85	160	340	660	740	0.44	8.8172
5.8	0	0.925	160	290	650	720	0.4	10.8808

Таблиця Б.5

Параметри АД, $f=7\text{Гц}$ (живлення від ПЧ, $u/f=\text{const}$)

Ія, А	ω , об/хв	І2, А	U2, В	P2, Вт	Q2, ВАР	S2, ВА	PF2	M, Нм
0	40	0.725	85	380	16.9	17.4	0.22	0
2	13	0.75	85	280	17.4	17.4	0.15	3.752
3.1	0	0.775	85	240	17.5	7.8	0.137	5.8156

Таблиця Б.6

Дослід холостого ходу

I ₂ , А	U ₂ , В
0.625	380
0.6	360
0.55	340
0.5	300
0.25	220
0.14	140

Таблиця Б.7

Дослід короткого замикання

I ₂ , А	U ₂ , В	cosφ ₂	P ₂ , кВт	Q ₂ , кВАР	S, кВА	THD ₂	PF ₂	cosφ	PF
1.25	240	0.65	1.254	1.5	1.95	1.4	0.63	0.61	0.58
1.475	282	0.64	1.74	2.034	2.6	1	0.65	0.61	0.59

Таблиця Б.8

Активний опір обмотки статора АД при кімнатній температурі його корпусу(t_к) та після години роботи з навантаженням

	t _к =15°C	t _к =25°C
R ₁₂ , Ом	41.4	43.7
R ₁₃ , Ом	41.6	43.8
R ₂₃ , Ом	41.5	43.9

АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи

Гаврилюка С.І. «Системи автоматичного керування безредукторними асинхронними електроприводами з аеродинамічним навантаженням»

Даним актом підтверджується, що співробітниками Науково-виробничого підприємства «Техносервіспривод» визначено як перспективні до впровадження наступні результати наукових досліджень, що виконані Гаврилюком Сергієм Івановичем в Інституті електродинаміки НАНУ:

- новий метод непрямого вимірювання вітрового навантаження, який полягає у встановленні залежності моменту навантаження на валу електроприводу від кута повороту та швидкості обертання антени, а також від швидкості і напрямку повітряного потоку, що дає можливість реалізувати пристрій непрямого вимірювання моменту навантаження.
- конструкція електричної машини з обмотками на статорі та роторі і механічним розділенням рухів основного та проміжного роторів, що покладено в основу безредукторного електромеханічного диференціалу, та дає змогу реалізувати двоканальне керування без використання додаткових механічних передач.

Використання даних результатів наукових досліджень дає змогу розширити діапазон регулювання швидкості та покращити показники якості керування безредукторними електроприводами при модернізації діючого електрообладнання РЛС.

Даний акт підтверджує необхідність використання результатів дисертаційної роботи Гаврилюка С.І. в частині підвищення якості динамічних показників безредукторних асинхронних електроприводів в перспективних розробках, які здійснює НВП «Техносервіспривод».

Директор
ТОВ «НВП «Техносервіспривод»



С.Й. Поліщук

КОПІЮ ЗАСВІДЧУЮ.
ВЧЕНИЙ СЕКРЕТАР СВР

Ю. М. Гориславець Ю.М. ГОРИСЛАВЕЦЬ



м. Київ, пр. Перемоги, 56
 тел./факс: (044) 456-42-48;
www.tems.com.ua
 e-mail: tems@ukr.net

Вих. № 04/21 від 29.01.2021 р.

АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи Гаврилюка С.І. «Системи автоматичного керування безредукторними асинхронними електроприводами з аеродинамічним навантаженням»

Результати досліджень, виконаних в рамках дисертаційної роботи Гаврилюка Сергія Івановича «Системи автоматичного керування безредукторними асинхронними електроприводами з аеродинамічним навантаженням», визначено спеціалістами ТОВ НТФ «ТЕМС» як перспективні до впровадження та будуть використані в процесі покращення динамічних характеристик безредукторного електроприводу з електромеханічним диференціалом.

Дисертантом отримано значні науково-практичні результати, зокрема розроблено конструкцію дослідного зразка електричної машини з безредукторним електромеханічним диференціалом, яка дає змогу реалізувати двоканальне керування без використання додаткових механічних передач.

Це дозволило забезпечити високу стабільність і рівномірність переміщення робочого органу, забезпечити розширення діапазону регулювання швидкості уверх та вниз від номінальної.

Даний акт підтверджує використання результатів дисертаційної роботи Гаврилюка С.І. в частині забезпечення якості керування безредукторними електроприводами.

Зам. директора ТОВ «НТФ «ТЕМС»



Герасименко О.І.

КОПІЮ ЗАСВІДЧУЮ.
 ВЧЕНИЙ СЕКРЕТАР СВР

Ю. Сорок

М. ГОРИСЛАВЕЦЬ