

НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЛЬВІВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

КУЗИК РОСТИСЛАВ-ІВАН ВАЛЕРІЙОВИЧ

УДК 681.511.46:621.311.24

ДИСЕРТАЦІЯ
СИНТЕЗ ЕНЕРГОФОРМУЮЧОГО КЕРУВАННЯ
ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИМИ КОМПЛЕКСАМИ ІЗ ЗАСТОСУВАННЯМ
ДЕКОМПОЗИЦІЇ

141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

14 «Електрична інженерія»

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

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

_____ /Р.-І.В.Кузик/

Науковий керівник:

Щур Ігор Зенонович, д.т.н., професор

Львів – 2024

АНОТАЦІЯ

Кузик Р.-І.В. Синтез енергоформуючого керування електротехнічними комплексами із застосуванням декомпозиції.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» (галузь знань 14 «Електрична інженерія»). Національний університет «Львівська політехніка». Львів, 2024.

Дисертація присвячена вирішенню науково-технічного завдання розвитку систем керування на енергетичній основі складними електротехнічними комплексами в напрямку декомпозиції порт-гамільтонових систем, що описують роботу цих комплексів.

Зростаюче ускладнення електротехнічних комплексів ускладнює математичний опис таких систем, а нелінійність таких систем зумовлює складне завдання з синтезу стійких систем керування такими об'єктами. Тому, з огляду задач електротехніки та електромеханіки, актуальним є вивчення можливості застосування декомпозиції до порт-гамільтонових систем, які описують процеси в складних електротехнічних комплексах, з метою спрощення подальшого синтезу систем енергоформуючого керування.

У розділі 1 «Аналіз вирішення задачі синтезу систем енергоформуючого керування електротехнічними комплексами» проведено аналіз літературних джерел за тематикою роботи. Здійснено огляд складних електротехнічних комплексів та їхніх складових. Розглянуто теоретичні засади щодо систем керування, що базуються на енергетичних підходах, їх методику та проблематику щодо синтезу систем керування складними електротехнічними комплексами. Здійснено аналіз існуючих методів декомпозиції складних нелінійних систем та можливості їхнього застосування до порт-гамільтонових систем (ПГС). Сформовано основи задачі дисертаційного дослідження.

У розділі 2 «Розроблення способів декомпозиції складних порт-Гамільтонових систем з метою синтезу систем енергоформуючого керування»

здійснено класифікацію перспективних способів декомпозиції ПГС, що описують на енергетичній основі роботу складних електротехнічних комплексів, на дві групи – структурна декомпозиція та режимна декомпозиція. У свою чергу, структурну декомпозицію розділено на каскадну, паралельну та комбіновану. Здійснено аналіз наведених способів декомпозиції, розглянуто особливості їх реалізації та обґрунтовано переваги і недоліки кожного з підходів. Для кожного із запропонованих способів наведено приклад його застосування до електротехнічного комплексу та визначено специфіку подальшого синтезу системи енергоформуючого керування (СЕФК).

У розділі 3 «Синтез системи енергоформуючого керування автономним електрогенеруючим комплексом із застосуванням структурної декомпозиції» здійснено застосування структурної декомпозиції до ПГС складного автономного електротехнічного комплексу, який генерує електроенергію з відновлюваних джерел вітру і сонця та нагромаджує її в гібридній акумуляторно-суперконденсаторній системі зберігання енергії. Отримано математичну модель сьомого порядку для загальної ПГС комплексу та системи п'ятого та другого порядків для трьох порт-гамільтонових підсистем, на які декомпоновано загальну систему. Здійснено структурні синтези СЕФК загальною та декомпонованою системами, в результаті чого було отримано множини формувачів керуючих впливів (ФКВ). В середовищі Matlab/Simulink здійснено комп'ютерне моделювання досліджуваних комплексів із синтезованими СЕФК, знайдено кращі структури ФКВ та проведено їхній адаптивний параметричний синтез. Здійснено порівняльний аналіз роботи СЕФК загальної та декомпонованої систем, який показав практично однакову їх якість керування. Так, у розглянутій в розділі задачі структурна декомпозиція електрогенеруючого та енергонагромаджуючого комплексу з отриманням трьох СЕФК дала змогу зменшити кількість незалежних взаємозв'язків та демпфувачів з 28 у СЕФК всім комплексом до 15 у найбільшій із СЕФК підсистем, на які декомпоновано загальну ПГС, що на 46% менше.

У розділі 4 «Синтез системи енергоформуючого керування електропривода транспортного засобу із застосуванням режимної декомпозиції» здійснено

застосування режимної декомпозиції ПГС електропривода транспортного засобу на базі двигуна постійного струму на основі двонапрявленого Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача. Zeta DC-DC перетворювач забезпечував керування приводом в тяговому режимі роботи, а SEPIC DC-DC перетворювач – в гальмівному. В результаті застосування режимної декомпозиції було отримано ПГС двох підсистем, які працюють у вказаних режимах, для яких було реалізовано структурний синтез СЕФК. При цьому було розглянуто три ступені енергоформування – напруги якоря, струму якоря двигуна та його кутової швидкості. Для кожного з цих випадків здійснено параметричний синтез кращих ФКВ та адаптацію їх параметрів для забезпечення однакового рівня швидкодії системи за різних її станів. Проведене комп'ютерне моделювання та симулювання роботи досліджуваної системи електропривода в різних режимах роботи та показало ефективність застосування режимної декомпозиції.

У розділі 5 «Експериментальні дослідження системи електроприводу із Zeta-SEPIC DC-DC перетворювачем» здійснено верифікацію теоретичних досліджень. Сконструйовано макетний взірець привода та розглянуто його складові: модуль акумуляторної батареї, DC-DC перетворювач та електромашинний комплекс. Здійснено реалізацію СЕФК з енергоформуванням струму якоря двигуна на базі мікроконтролера з застосуванням режимної декомпозиції.

У процесі виконання дисертаційних досліджень за обраною темою було з'ясовано, що застосування структурної та режимної декомпозицій ПГС спрощує процедуру синтезу СЕФК. У результаті комп'ютерного моделювання було показано високі показники якості керування за допомогою синтезованих СЕФК, що було також підтверджено експериментальними дослідженнями.

Ключові слова: електротехнічний комплекс, порт-гамільтонова система, декомпозиція, система керування, вітро-сонячна система генерування електроенергії, акумуляторно-суперконденсаторна система нагромадження енергії, система електропривода транспортного засобу, енергоформуєче керування, математичне моделювання, комп'ютерна модель.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА, В ЯКИХ ОПУБЛІКОВАНІ ОСНОВНІ НАУКОВІ РЕЗУЛЬТАТИ ДИСЕРТАЦІЇ

Статті у наукових періодичних виданнях інших держав, які включено до міжнародних наукометричних баз:

1. Shchur, I., Lis, M., & Kuzyk, R.-I. (2024). Structural decomposition of the passivity-based control system of wind–solar power generating and hybrid battery-supercapacitor energy storage complex. *Dynamics*, 4(4), 830–844. <https://doi.org/10.3390/dynamics4040042> (Scopus)

Статті у наукових періодичних фахових виданнях України за спеціальністю:

2. Білецький, Ю., Кузик, Р.-І., & Ломпарт, Ю. (2020). Синтез та аналіз системи енергоформуєчого керування вітросонячною енергоустановкою з гібридною системою накопичення енергії. *Журнал електроенергетичні та електромеханічні системи*, 2(1), 8–17. <https://doi.org/10.23939/sepes2020.01.008>

3. Biletskyi, Y., Shchur, I., & Kuzyk, R.-I. (2021). Passivity-based control system for stand-alone hybrid electrogenerating complex. *Applied Aspects of Information Technology*, 4(2), 140–152. <https://doi.org/10.15276/aait.02.2021.2>

4. Kuzyk, R.-I. & Shchur, I. (2024). Mode decomposed passivity-based speed control of DC drive with bidirectional Zeta-SEPIC DC-DC converter for light electric vehicles. *Herald of Advanced Information Technology*, 7(1), 71–84. <https://doi.org/10.15276/hait.07.2024.6>

Публікації, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації, а саме матеріали та тези міжнародних і вітчизняних науково-технічних та наукових конференцій:

5. Kuzyk, R.-I. & Biletskyi, Y. (2019). Energy-shaping control of the wind-solar power plant with a hybrid energy storage system. In *Proceedings of the 9th International Conference of Young Scientists EPECS-2019*, November 21–23, (pp. 84–89), Lviv, Ukraine. <https://openreviewhub.org/lea/paper-2019/energy-shaping-control->

wind-solar-power-plant-hybrid-energy-storage-system

6. Shchur, I. & Kuzyk, R.-I. (2022). Mode decomposition passivity-based control of bidirectional Zeta-SEPIC DC-DC converter. In *2022 IEEE 4th International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, October 20-23, (pp. 1–6), Kremenchuk, Ukraine. <https://doi.org/10.1109/MEES58014.2022.10005701> (Scopus)

7. Щур, І. З. & Кузык, Р.-І. В. (2022). Енергоформуєче керування безщітковим двигуном постійного струму за посередництвом ZETA–SEPIC двонапрявленого перетворювача постійної напруги. У *Електроенергетика, електромеханіка та технології в АПК: матеріали Міжнародної науково-практичної конференції*, 22 грудня, (с. 80–81), Харків, Україна.

8. Shchur, I. & Kuzyk, R.-I. (2022). Mode decomposition passivity-based control of DC drive based on bidirectional ZETA–Sepic DC-DC converter for electric vehicles. *XI-th International Scientific Conference on Information Technologies in Energy and Agro-Industrial Complex*, October 4-6, (pp. 26-28), Lviv, Ukraine. http://itea.lnau.edu.ua/resources/ITEA-2022_tezy_end.pdf.

9. Shchur, I. & Kuzyk, R.-I. (2023). Structural decomposition of the energy-shaping control system of wind-solar electric generating complex with hybrid energy storage. *XII-th International Scientific Conference on Information Technologies in Energy and Agro-Industrial Complex*, October 4-6, (pp. 27-29), Lviv, Ukraine. http://itea.lnau.edu.ua/resources/ITEA-2023_tezy_end.pdf.

ABSTRACT

Kuzyk, R.-I. V. Synthesis of Energy-Shaping Control for Electrotechnical Complexes Using Decomposition.

Dissertation for obtaining the scientific degree of Doctor of Philosophy in the specialty 141 "Electric power, electrical engineering and electromechanics" (14 "Electrical engineering"). Lviv Polytechnic National University. Lviv, 2024.

The dissertation is devoted to solving the scientific and technical problem of developing energy-based control systems for complex electrotechnical complexes in the direction of decomposing port-Hamiltonian (pH) systems that describe the operation of these complexes.

The increasing complexity of electrotechnical complexes complicates the mathematical description of such systems, and the nonlinearity of such systems causes a challenging task of synthesizing stable control systems for such objects. Therefore, from the perspective of electrical engineering and electromechanics tasks, it is relevant to study the possibility of applying decomposition to port-Hamiltonian (pH) systems that describe processes in electrotechnical complexes to simplify the subsequent synthesis of energy-shaping control systems (ESCS).

In Chapter 1, "Analysis of solving the task of synthesizing energy-shaping control systems for electrotechnical complexes," an analysis of literature sources on the topic of the work was carried out. A review of electrotechnical complexes and their components was made. The theoretical foundations of control systems based on energy approaches, their methodology, and the challenges related to synthesizing control systems for electrotechnical complexes were considered. An analysis of existing methods for decomposing complex nonlinear systems and their applicability to pH systems was carried out. The main objectives of the dissertation research were formulated.

In Chapter 2, "Development of decomposition methods for complex port-Hamiltonian systems to synthesize energy-shaping control systems," a classification of prospective methods for decomposing pH systems describing the operation of electrotechnical complexes based on energy principles was conducted. These methods

were divided into two groups: structural decomposition and mode decomposition. In turn, structural decomposition was divided into cascade, parallel, and combined types. The presented decomposition methods were analyzed, their implementation features were considered, and the advantages and disadvantages of each approach were substantiated. For each proposed method, an example of its application to an electrotechnical complex was provided, and the specifics of the subsequent synthesis of the ESCS was determined.

In Chapter 3, “Synthesis of an energy-shaping control system for an autonomous electric generating complex using structural decomposition,” a structural decomposition was applied to the pH system of a complex autonomous electrotechnical complex that generates electricity from the renewable wind and solar sources and stores it in a hybrid battery-supercapacitor energy storage system. A seventh-order mathematical model was obtained for the general pH system of the complex and fifth- and second-order systems were obtained for three pH subsystems, into which the general system was decomposed. Structural syntheses of the ESCSs for the general and decomposed systems were carried out resulting in sets of control influence formers (CIF). In the MATLAB/Simulink environment, a computer modeling of the investigated complexes with synthesized ESCSs was performed, the best CIF structures were found, and their adaptive parametric syntheses were conducted. A comparative analysis of the operation of the ESCSs of the general and decomposed systems showed almost identical control quality, with a significant simplification of the synthesis process by approximately 46% due to the application of decomposition. A comparative analysis of the operation of the general and decomposed ESCSs systems was carried out, which showed almost the same quality of their control. Thus, in relation to the problem, the structural decomposition of the electric generator and the energy storage complex for the production of three ESCSs will allow reducing the number of independent interconnections and damping from 28 in the SEFC in the entire complex to 15 in the largest of the ESCSs subsystems, into which the general pH is decomposed, which is 46% less.

In Chapter 4, “Synthesis of an energy-shaping control system for a vehicle electric drive using modal decomposition,” a mode decomposition of the pH system of a vehicle electric drive based on a DC motor with a bidirectional Zeta-SEPIC DC-DC converter

was applied. The Zeta DC-DC converter provided drive control in the traction mode, while the SEPIC DC-DC converter handled the braking mode. As a result of the mode decomposition, the pH subsystems were obtained for the respective modes, for which structural synthesis of the ESCS was implemented. At the same time, three levels of energy shaping were considered: the armature voltage, the armature current, and the angular velocity of the motor. For each of these cases, the parametric synthesis of the best CIFs was carried out, and their parameters were adapted to ensure the same level of system speed under different states. Computer modeling and simulation of the electric drive system in various operating modes were conducted, demonstrating the effectiveness of modal decomposition.

In Chapter 5, "Experimental Studies of the Electric Drive System with Zeta-SEPIC DC-DC Converter," the verification of theoretical studies was conducted. A mock-up model of the drive system was constructed, and its components were examined: the battery module, DC-DC converter, and electromechanical complex. The ESCS for armature current of the motor was implemented based on a microcontroller using mode decomposition.

During the dissertation research on the selected topic, it was found that the application of structural and mode decompositions of the pH systems simplifies the procedure for synthesizing the ESCSs. As a result of computer modeling, high control quality indicators using synthesized ESCSs were shown, which was also confirmed by experimental studies.

Keywords: electrotechnical complex, port-Hamiltonian system, decomposition, control system, wind-solar power generating system, battery-supercapacitor energy storage system, vehicle electric drive system, energy-shaping control, mathematical modeling, computer model.

THE RESEARCHER LIST OF PUBLICATIONS WHICH CONTAIN THE MAIN SCIENTIFIC RESULTS OF THIS DISSERTATION

Publications in scientific periodicals of other countries, which are included in international science-computer databases:

1. Shchur, I., Lis, M., & Kuzyk, R.-I. (2024). Structural decomposition of the passivity-based control system of wind–solar power generating and hybrid battery-supercapacitor energy storage complex. *Dynamics*, 4(4), 830–844. <https://doi.org/10.3390/dynamics4040042> (Scopus)

Publications in scientific professional editions of Ukraine:

2. Biletsky, Y., Kuzyk, R.-I., & Lompart, Y. (2020). Synthesis and analysis of the energy-forming control system of a wind-solar power plant with a hybrid energy storage system. *Journal of Electrical Power and Electromechanical Systems*, 2(1), 8–17. <https://doi.org/10.23939/sepes2020.01.008> (In Ukraine)

3. Biletskyi, Y., Shchur, I., & Kuzyk, R.-I. (2021). Passivity-based control system for stand-alone hybrid electrogenerating complex. *Applied Aspects of Information Technology*, 4(2), 140–152. <https://doi.org/10.15276/aait.02.2021.2>

4. Kuzyk, R.-I. & Shchur, I. (2024). Mode decomposed passivity-based speed control of DC drive with bidirectional Zeta-SEPIC DC-DC converter for light electric vehicles. *Herald of Advanced Information Technology*, 7(1), 71–84. <https://doi.org/10.15276/hait.07.2024.6>

Publications that testify to the approbation of the dissertation materials, namely the materials and abstracts of international and national scientific and technical conferences:

5. Kuzyk, R.-I. & Biletskyi, Y. (2019). Energy-shaping control of the wind-solar power plant with a hybrid energy storage system. In *Proceedings of the 9th International Conference of Young Scientists EPECS-2019*, November 21–23, (pp. 84–89), Lviv, Ukraine. <https://openreviewhub.org/lea/paper-2019/energy-shaping-control-wind-solar-power-plant-hybrid-energy-storage-system>

6. Shchur, I. & Kuzyk, R.-I. (2022). Mode decomposition passivity-based control of bidirectional Zeta-SEPIC DC-DC converter. In *2022 IEEE 4th International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, October 20-23, (pp. 1–6), Kremenchuk, Ukraine. <https://doi.org/10.1109/MEES58014.2022.10005701> (Scopus)
7. Shchur, I. Z. & Kuzyk, R.-I. V. (2022). Energy-forming control of a brushless DC motor using a ZETA–SEPIC bidirectional DC voltage converter. In *Electric power, electromechanics and technologies in the agricultural sector: proceedings of the International Scientific and Practical Conference*, December 22, (pp. 80–81), Kharkiv, Ukraine. (In Ukraine)
8. Shchur, I. & Kuzyk, R.-I. (2022). Mode decomposition passivity-based control of DC drive based on bidirectional ZETA–Sepic DC-DC converter for electric vehicles. *XI-th International Scientific Conference on Information Technologies in Energy and Agro-Industrial Complex*, October 4-6, (pp. 26-28), Lviv, Ukraine. http://itea.lnau.edu.ua/resources/ITEA-2022_tezy_end.pdf.
9. Shchur, I. & Kuzyk, R.-I. (2023). Structural decomposition of the energy-shaping control system of wind-solar electric generating complex with hybrid energy storage. *XII-th International Scientific Conference on Information Technologies in Energy and Agro-Industrial Complex*, October 4-6, (pp. 27-29), Lviv, Ukraine. http://itea.lnau.edu.ua/resources/ITEA-2023_tezy_end.pdf

ЗМІСТ

СПИСОК ПРИЙНЯТИХ СКОРОЧЕНЬ	15
ВСТУП.....	17
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ВИРШЕННЯ ЗАДАЧІ СИНТЕЗУ СИСТЕМ ЕНЕРГОФОРМУЮЧОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИМИ КОМПЛЕКСАМИ.....	23
1.1. Сучасні електротехнічні комплекси та задачі керування ними	23
1.1.1. Автономні системи генерування енергії з ВДЕ та системи нагромадження електроенергії	24
1.1.2. Електричні автономні транспортні засоби	27
1.2. Математичне моделювання електротехнічних комплексів як порт- гамільтонових систем	30
1.3. Методика та проблеми синтезу СЕФК складними електротехнічними комплексами.....	37
1.4. Аналіз методів декомпозиції складних нелінійних систем.....	44
1.5. Висновки до розділу	52
РОЗДІЛ 2. РОЗРОБЛЕННЯ СПОСОБІВ ДЕКОМПОЗИЦІЇ СКЛАДНИХ ПОРТ- ГАМІЛЬТОНОВИХ СИСТЕМ З МЕТОЮ СИНТЕЗУ СИСТЕМ ЕНЕРГОФОРМУЮЧОГО КЕРУВАННЯ.....	54
2.1. Структурна декомпозиція складних ПГС.....	54
2.1.1. Каскадна декомпозиція.....	55
2.1.2. Паралельна декомпозиція.....	58
2.1.3. Комбінована декомпозиція.....	64
2.2. Режимна декомпозиція ПГС	69
2.3. Висновки до розділу	73
РОЗДІЛ 3. СИНТЕЗ СИСТЕМИ ЕНЕРГОФОРМУЮЧОГО КЕРУВАННЯ АВТОНОМНИМ ЕЛЕКТРОГЕНЕРУЮЧИМ КОМПЛЕКСОМ ІЗ ЗАСТОСУВАННЯМ СТРУКТУРНОЇ ДЕКОМПОЗИЦІЇ.....	74

3.2. Структурна декомпозиція ПГС вітро-сонячного електрогенеруючого комплексу з гібридною СНЕ	77
3.3. Синтез загальної системи енергоформуючого керування електрогенеруючим комплексом	80
3.3.1. Стратегія енергетичного менеджменту	80
3.3.2. Структурний синтез СЕФК загальної ПГС комплексу.....	82
3.4. Синтез СЕФК для підсистем структурно декомпонованої ПГС електрогенеруючого комплексу.....	85
3.4.1. Синтез СЕФК гібридною АВ-СКМ СНЕ.....	85
3.4.2. Синтез СЕФК підсистеми електрогенерування від вітру.....	87
3.4.3. Синтез СЕФК підсистеми електрогенерування від сонця.....	89
3.5. Симуляційні дослідження та налагодження синтезованих СЕФК... 90	
3.5.1. Параметри досліджуваної моделі об'єкта керування	90
3.6. Висновки до розділу	99
РОЗДІЛ 4. СИНТЕЗ СИСТЕМИ ЕНЕРГОФОРМУЮЧОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДА ТРАНСПОРТНОГО ЗАСОБУ ІЗ ЗАСТОСУВАННЯМ РЕЖИМНОЇ ДЕКОМПОЗИЦІЇ	101
4.1. Конфігурація системи електропривода ЕАТЗ на основі Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача	101
4.2. Синтез СЕФК Zeta – SEPIC DC-DC перетворювачем із застосуванням режимної декомпозиції.....	105
4.2.1. ПГС Zeta DC-DC перетворювача.....	108
4.2.2. ПГС SEPIC DC-DC перетворювача	109
4.2.3. Стратегія енергетичного менеджменту	110
4.2.4. Структурний синтез СЕФК	111
4.3. Синтез двоконтурної СПР швидкості ДПС на основі Zeta – SEPIC DC-DC перетворювача з енергоформуванням напруги якоря	119
4.4. Синтез одноконтурної САР швидкості ДПС з енергоформуванням струму якоря на основі Zeta – SEPIC DC-DC перетворювача.....	128

4.4.1. ПГС електромагнітної підсистеми привода ДПС із Zeta DC-DC перетворювачем.....	130
4.4.2. ПГС електромагнітної підсистеми привода ДПС із SEPIC DC-DC перетворювачем.....	131
4.4.3. Стратегія енергетичного менеджменту	132
4.4.4. Структурний синтез підсистем СЕФК.....	132
4.5. Синтез СЕФК швидкості ДПС на основі Zeta – SEPIC DC-DC перетворювача.....	142
4.5.1.ПГС всього привода ДПС із Zeta DC-DC перетворювачем під час тяги	143
4.5.2. ПГС всього привода ДПС із SEPIC DC-DC перетворювачем під час гальмування.....	144
4.5.3. Стратегія енергетичного менеджменту	145
4.5.4. Структурний синтез СЕФК	146
4.6. Дослідження роботи СЕФК швидкості ДПС на основі Zeta – SEPIC DC-DC перетворювача з режимною зміною структури	148
4.7. Висновки до розділу	158
РОЗДІЛ 5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА ІЗ ZETA-SEPIC DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ	159
5.1 Дослідження та конструкція модуля акумуляторної батареї	160
5.2 Дослідження та конструкція Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача..	161
5.3 Дослідження параметрів електромашинного агрегату	168
5.4 Опис конструкції електричного стенда для дослідження системи електропривода	169
5.5 Результати досліджень	173
5.6 Висновки до розділу	177
ВИСНОВКИ	178
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	181
ДОДАТКИ	197

СПИСОК ПРИЙНЯТИХ СКОРОЧЕНЬ

Позначення	Пояснення
EMS	Energy management system (система енергетичного менеджменту)
ESS	Energy storage systems (система зберігання енергії)
HESS	Hybrid energy storage systems (гібридна система зберігання енергії)
MPP	Maximum power point (точка максимальної потужності)
MPPT	Maximum power point tracking (пошук точки максимальної потужності)
PCH	Port Controlled Hamiltonian (гамільтонова система з керованими входами)
SEPIC	Single-Ended Primary-Inductance Converter (тип DC-DC перетворювача)
SOC	State of charge (ступінь зарядженості)
АБ	Акумуляторна батарея
БДПС	Безщітковий двигун постійного струму
ВДЕ	Відновлювані джерела енергії
ВЕУ	Вітроелектроустановка
ДПС	Двигун постійного струму
ЕАТЗ	Електричний автономний транспортний засіб
ЕП	Електропривод
ЕРС	Електрорушійна сила
ККД	Коефіцієнт корисної дії
ПЕТ	Персональний електричний транспорт
САР	Система автоматичного регулювання
СГПМ	Синхронний генератор з постійними магнітами

СЕМ	Стратегія енергетичного менеджменту
СЕС	Сонячна електрична станція
СЕФК	Система енергоформуючого керування
СК	Суперконденсатор
СКМ	Суперконденсаторний модуль
СМПМ	Синхронна машина з постійними магнітами
СНЕ	Система нагромадження енергії
ФЕМ	Фотоелектричний модуль
ФЕП	Фотоелектрична панель
ФКВ	Формувач керуючих впливів
ШІМ	Широтно-імпульсна модуляція

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження та її актуальність. Сучасний розвиток різних сфер діяльності супроводжується постійним ускладненням структур об'єктів, які вже набирають форм великих систем і комплексів. Математичне моделювання роботи таких комплексів, зважаючи на різноманітність процесів у них, доцільно проводити на енергетичній основі, оскільки енергетичні процеси описуються однаковими закономірностями незалежно від природи явищ. Для цього найкраще підходить порт-гамільтоновий формалізм, який набув досить широкого розвитку за останні 20 років. Відповідно до нього, динаміку роботи переважної більшості в загальному нелінійних систем можна описати канонічним матричним описом як порт-гамільтонові системи (ПГС). Такий опис базується на реальних входах і виходах (портах) та чіткому і фізично зрозумілому описі перетоків та дисипації енергії в системі. Для ПГС розроблено методи автоматичного керування, які дають змогу об'єднати в собі низку задач керування, які необхідно виконувати одночасно. Оскільки ці методи також побудовані на енергетичній основі, загальна назва таких систем керування – системи енергоформування керування (СЕФК, англ. energy shaping control або passivity-based control – PBC). У результаті структурного синтезу СЕФК можна отримати різні структури формувачів керуючих впливів (ФКВ), які виконують роль регуляторів координат ПГС. Основною перевагою СЕФК, крім фізичної зрозумілості енергетичного впливу зумовленого керуванням на поведінку окремих координат системи, є органічне забезпечення асимптотичної стійкості складних ПГС в усіх їх робочих точках.

Складність самих досліджуваних комплексів призводить до зростання порядку систем диференціальних рівнянь ПГС, що, відповідно, значно ускладнює структурний синтез СЕФК через значну кількість можливих варіантів синтезованих структур ФКВ. Зважаючи на структурозберігаючий (англ. structure preserving) підхід до моделювання ПГС, у даному дослідженні пропонується застосувати декомпозицію складних ПГС на простіші підсистеми, які взаємодіють

між собою, а структурний синтез СЕФК вже застосувати до окремих підсистем меншого порядку. Це безумовно спростить процедуру структурного і наступного параметричного синтезу СЕФК усім комплексом.

Об'єкт дослідження. Динамічні процеси в складних електротехнічних комплексах, до структури яких входять об'єкти різної фізичної природи.

Предмет дослідження. Синтез енергоформуєчого керування складними електротехнічними комплексами із застосуванням методів декомпозиції порт-гамільтонових систем, що описують роботу таких комплексів.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Тема дисертаційної роботи відповідає науковому напрямку досліджень, передбачених Державною науково-технічною програмою "Енергоефективні та ресурсозберігаючі технології генерування, перетворення та використання енергії", а також напрямам наукових досліджень кафедри електромехатроніки та комп'ютеризованих електромеханічних систем ("Створення спеціальних мікропроцесорних і комп'ютерних систем керування") Національного університету "Львівська політехніка.

Мета і завдання досліджень. Метою дисертаційної роботи є розроблення способів декомпозиції порт-гамільтонових систем, що описують роботу складних електротехнічних комплексів, здійснення структурного і параметричного синтезу систем енергоформуєчого керування підсистемами цих комплексів та дослідження їх роботи.

Поставлена мета досягається вирішенням таких задач:

1. Проаналізувати опубліковані результати досліджень щодо методів декомпозиції об'єктів керування взагалі і ПГС зокрема та синтезу СЕФК.
2. Розробити способи декомпозиції складних ПГС, які описують електротехнічні комплекси.
3. Застосувати розроблені способи декомпозиції різних типів до ПГС, що описують складні електротехнічні комплекси: генерування електроенергії, в тому

числі з ВДЕ, нагромадження електричної енергії в гібридних СНЕ, роботи основних підсистем ЕАТЗ.

4. Здійснити синтез СЕФК порт-гамільтоновими підсистемами досліджуваних електротехнічних комплексів, провести їх комп'ютерне моделювання, симулювання роботи та проаналізувати результати дослідження.

5. Порівняти шляхом комп'ютерного симулювання в середовищі MatLAB/Simulink результати роботи електротехнічних комплексів з СЕФК, синтезованих для ПГС всього комплексу, та СЕФК, синтезованих для підсистем, на які загальна ПГС декомпонована.

6. Провести експериментальні дослідження, що верифікують отримані результати комп'ютерного моделювання.

Методи досліджень. Математичне моделювання на енергетичній основі досліджуваних в роботі об'єктів ґрунтується на теорії ПГС. Під час розроблення способів декомпозиції ПГС використано основні положення методів декомпозиції систем. Синтез систем енергоформуєчого керування проводився за методом введення додаткових взаємозв'язків та демпфувань (ІДА-РВС), а також на основі методів теорії автоматичного керування. Дослідження роботи електротехнічних комплексів із синтезованими СЕФК проводилося шляхом комп'ютерного симулювання в середовищі MatLAB/Simulink. Верифікація отриманих результатів здійснювалася експериментальними дослідженнями.

Наукова новизна отриманих результатів.

Розвинуто теорію енергоформуєчого керування, на прикладі її застосування до складних електротехнічних комплексів, у напрямку декомпозиції порт-гамільтонових систем (ПГС), які описують роботу цих комплексів у динаміці, що забезпечує спрощення структурного синтезу систем керування.

Вперше на прикладі комплексу генерування електричної енергії з ВДЕ з гібридною СНЕ показано, що синтезована СЕФК для порт-гамільтонової моделі усього комплексу та СЕФК, синтезовані для ПГС, на які структурно декомпоновано загальну ПГС комплексу, забезпечують приблизно однакову якість автоматичного

керування за дії основних збурень з обох сторін – генерування та споживання енергії.

Вперше синтезовано СЕФК достатньо складним нелінійним об'єктом – системою електропривода постійного струму з двигуном, інтегрованим в Zeta–SEPIC DC-DC перетворювач, порт-гамільтонову модель якого декомпоновано в залежності від режимів роботи електропривода – режим тяги і режим рекуперативного гальмування, а також режим регулювання швидкості і режим струмообмеження, що дало змогу забезпечити усі вимоги до керування з однаковими динамічними показниками якості в усьому діапазоні регулювання швидкості.

Практичне значення одержаних результатів.

Розроблена автором методика структурної та режимної декомпозиції ПГС на підсистеми дає змогу значно спростити структурний синтез СЕФК складних комплексів, що складаються з багатофізичних об'єктів, у різних галузях виробництва і транспорту.

Впровадження результатів досліджень. Результати досліджень, отримані під час виконання даної дисертаційної роботи, використовуються:

– у навчальному процесі Національного університету “Львівська політехніка” під час викладання дисципліни “Методи синтезу та аналізу систем автоматичного керування”, яка викладається для магістрів спеціальності 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка в Національному університеті “Львівська політехніка”;

– у науково-дослідній роботі під час виконання ініціативних дослідних тем кафедри електромехатроніки та комп'ютеризованих електромеханічних систем Інституту енергетики та систем керування Національного університету “Львівська політехніка”.

У додатку дисертації наведено акт впровадження, що підтверджує впровадження результатів роботи в Національному університеті “Львівська політехніка”.

Особистий внесок здобувача. Основні результати наукових досліджень, які представлені у дисертаційній роботі та виносяться на захист, отримані автором самостійно. В чотирьох статтях у періодичних наукових виданнях, які опубліковано у співавторстві, автору належать: [13] – структурний синтез СЕФК електрогенеруючого комплексу з гібридною системою нагромадження енергії та проведення комп'ютерного симулювання; [51] – режимна декомпозиція ПГС електропривода із Zeta-SEPIC DC-DC перетворювачем та синтез СЕФК отриманими підсистемами; [97] – структурна декомпозиція ПГС електрогенеруючого комплексу з гібридною системою нагромадження енергії та синтез СЕФК отриманими підсистемами; [118] – параметричний синтез СЕФК та комп'ютерне симулювання роботи вітро-сонячної електрогенеруючої системи з акумуляторно-суперконденсаторною системою нагромадження електроенергії.

Апробація результатів дисертації. Основні результати дисертації представлено й обговорено на:

- 9-th International Youth Science Forum «Litteris et Artibus», Lviv, Ukraine, Lviv Polytechnic National University, 21-23 листопада 2019 року;
- XI-th International Scientific Conference "Information technologies in energy and agro-industrial complex", Lviv, Ukraine, Lviv National Environmental University, 4-6 жовтня 2022 року;
- IEEE 4-th International Conference on Modern Electrical and Energy System (MEES), Kremenchuk, Ukraine, 20-22 жовтня 2022 р.;
- Міжнародній науково-практичній конференції «Електроенергетика, електромеханіка та технології в АПК», Харків, Україна, Державний біотехнологічний університет, 22 грудня 2022 р.;
- XII-th International Scientific Conference "Information technologies in energy and agro-industrial complex", Lviv, Ukraine, Lviv National Environmental University, 4-6 жовтня 2023 р.

Публікації. Основні результати дисертації опубліковано у 9 друкованих працях, з них: 3 у наукових фахових виданнях України та 1 стаття у закордонному

періодичному виданні, що включене до наукометричної бази даних Scopus, 5 матеріалів конференцій, з яких 1 включена до наукометричної бази даних Scopus. Опубліковані праці в повній мірі відображають вміст дисертаційної роботи, що підтверджується посиланнями в її тексті.

Структура та обсяг дисертації. Дисертаційна робота загальним обсягом 198 сторінок з основною частиною на 160 сторінці, яка складається зі вступу, п'яти розділів, висновків, а також анотації і списку використаних джерел з 121 найменування та 1 додатку на 1 сторінці; містить 71 рисунок і 10 таблиць.

РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ВИРІШЕННЯ ЗАДАЧІ СИНТЕЗУ СИСТЕМ ЕНЕРГОФОРМУЮЧОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИМИ КОМПЛЕКСАМИ

1.1. Сучасні електротехнічні комплекси та задачі керування ними

Розвиток різних сфер діяльності людства супроводжується постійним ускладненням структур об'єктів та, відповідно, задач керування ними. Це стосується й об'єктів електротехніки, як вже традиційних (системи генерування електричної енергії, її розподіл та постачання, системи електроприводів, дугові сталеплавильні печі, електротехнологічні процеси, автоматизовані виробничі процеси, світлотехніка тощо), так і нових її напрямків, які набули в останні роки особливо стрімкого розвитку [60]. Серед останніх варто виділити такі два різні, на перший погляд, напрямки як системи генерування електричної енергії з відновлюваних джерел енергії (ВДЕ) та системи автономного електричного транспорту [8, 16, 111]. Проте між цими двома напрямками є достатньо спільних рис. По перше, вони викликані одними і тими ж взаємозв'язаними проблемами – екологічною та енергетичною. Це підтверджується тим, що ці два напрямки практично одночасно розпочалися в своїй новітній реалізації та розвиваються паралельно. По-друге, вони є непростими у своєму вирішенні, що вимагає об'єднання різних найновіших напрямків науки, техніки і технологій. Тому багато чого з останніх є спільним для цих двох напрямків. І, по-третє, складність вирішення поставлених перед цими напрямками задач неминуче приводить до ускладнення структур їх систем. Насамперед, це електротехнічні системи на базі фізичних процесів, що охоплюють явища різної природи.

У цьому дослідженні вирішення задач синтезу СЕФК шляхом декомпозиції складних ПГС на простіші підсистеми буде показано на прикладах двох складних електротехнічних комплексів: автономної системи генерування електроенергії з ВДЕ з підсистемами нагромадження електроенергії та електричного автономного транспортного засобу (ЕАТЗ).

1.1.1. Автономні системи генерування енергії з ВДЕ та системи нагромадження електроенергії

Відновлювана енергетика займає чільне місце в сучасному напрямку розвитку електротехніки. За останні два десятиліття використання ВДЕ для виробництва електроенергії, насамперед, таких як вітрова і сонячна, стрімко зросло і далі продовжує зростати, досягаючи вже 20-30% загальної генерації електроенергії в розвинених країнах світу [31, 32]. При цьому робота вітроелектроустановок (ВЕУ) та сонячних електричних станцій (СЕС) можлива як в автономних, так і в підключених до електромереж системах в залежності від їх призначення, місця встановлення, енергетичної політики країн та ін. Вітропарки та СЕС великої потужності, як правило, підключаються до електричних мереж, в той час ВЕУ та СЕС малої і середньої потужностей можуть також працювати і в автономному режимі [15, 29].

За будь-якої конфігурації ВЕУ та СЕС основним завданням керування їх роботою на нижньому рівні є забезпечення роботи окремих ВЕУ та сонячних фотоелектричних панелей (ФЕП) в точках максимальної потужності (англ. maximum power point – MPP) [113]. Оскільки MPP змінюється зі зміною, насамперед, погодних умов, а для СЕС ще й залежить від пори дня і року, то для постійного пошуку MPP застосовуються спеціальні системи керування – MPPТ (MPP tracking) [28, 76]. Крім вказаної основної задачі керування, є ще й інші, як специфічні для кожної з технологій, наприклад, стабілізація потужності ВЕУ за швидкостей вітру, більших від номінальної та захист від шквальних вітрів, так і однакові, наприклад, виконання завдання оператора електромереж щодо генерування потрібних на даний момент кількостей активної і реактивної потужностей [75, 114].

Проте, поряд з екологічними перевагами, зростання використання ВДЕ спричинило й додаткові проблеми, пов'язані з залежністю генерованих електричних потужностей від сезонних, добових та кліматичних умов [34]. Така нестабільність виробництва електроенергії приводить до нестійкості електричних мереж, зниження показників якості електроенергії та надійності

електрозабезпечення. Наявних засобів для балансування роботи електромереж вже недостатньо, тому подальший розвиток відновлюваної електроенергетики повинен супроводжуватися також розвитком систем нагромадження енергії (СНЕ, англ. energy storage system – ESS) [3, 39].

У великій електроенергетиці, поряд із найдавнішими гідроаккумуляційними станціями, як СНЕ застосовують різні типи енергетичних сховищ, які працюють на проточних батареях, на вже відпрацьованих в електромобілях акумуляторних батареях (АБ), на стисненому повітрі, яке нагромаджується в колишніх газових підземних сховищах [6]. Найновішими технологіями нагромадження електроенергії є електроліз води з отриманням водню, його зберіганням чи транспортуванням з подальшим генеруванням електроенергії в паливних комірках [49, 104].

Якщо у відновлюваній енергетиці великих потужностей СНЕ є бажаними, то в автономних системах генерування електроенергії з ВДЕ, які, як правило, є порівняно невеликої або взагалі малої потужності, застосування СНЕ вже є необхідним як для кращого використання засобів для генерування електроенергії, так і для забезпечення сталого і якісного електропостачання споживачів електроенергії [81, 85]. Як однотипні СНЕ тут найчастіше застосовують АБ. Проте, їх висока вартість та порівняно малий термін служби є стримуючим фактором в розвитку автономних систем енергозабезпечення з ВДЕ. Покращення ситуації можна досягнути, застосувавши гібридні СНЕ (англ. hybrid ESS – HESS).

Серед найбільш популярних гібридних СНЕ слід виділити систему, побудовану з АБ та суперконденсаторів (СК) [42]. Останні відзначаються дуже високими значеннями електричної ємності (порядку тисяч Фарадів) і водночас дуже низькими значеннями внутрішнього послідовного опору (equivalent series resistance – ESR) – порядку одиниць мОм. Крім того, СК забезпечують кількість робочих циклів біля мільйона та практично не змінюють свої параметри зі зміною температури, як це є в АБ [117]. Ці особливості дають змогу працювати СК з великими струмами заряджання та розряджання, тобто виконувати в гібридній СНЕ роль джерела потужності. АБ при цьому відіграє роль джерела енергії, а її

струми не зазнають швидких змін, що позитивно впливає збільшення терміну служби АБ [70]. Єдиним недоліком СК є їх низька номінальна напруга – 2,7 В, тому для побудови СК модуля (СКМ) необхідно послідовно вмикати певну кількість СК.

Оскільки зі зміною заряду прямо пропорційно змінюється і напруга СКМ, останній в гібридній СНЕ необхідно підключати через двонапрявлений перетворювач постійної напруги (DC-DC перетворювач). АБ, яка складається з послідовно ввімкнених низьковольтних елементів, теж може підключатися до спільної DC мережі через свій двонапрявлений DC-DC перетворювач [107]. В залежності від кількості DC-DC перетворювачів в гібридній АБ-СКМ СНЕ розрізняють їх пасивну, напівактивну та активну конфігурації [90, 92].

У наукових публікаціях досить широко представлені дослідження щодо побудови комплексів з засобами генерування електроенергії з ВДЕ та гібридними СНЕ [11, 68]. Як правило, усі засоби генерування, ВЕУ та ФЕП, а також гібридні АБ-СКМ СНЕ об'єднуються між собою спільною DC мережею, до якої безпосередньо під'єднуються споживачі постійного струму чи через інвертори напруги споживачі змінного струму, як показано на рис. 1.1.

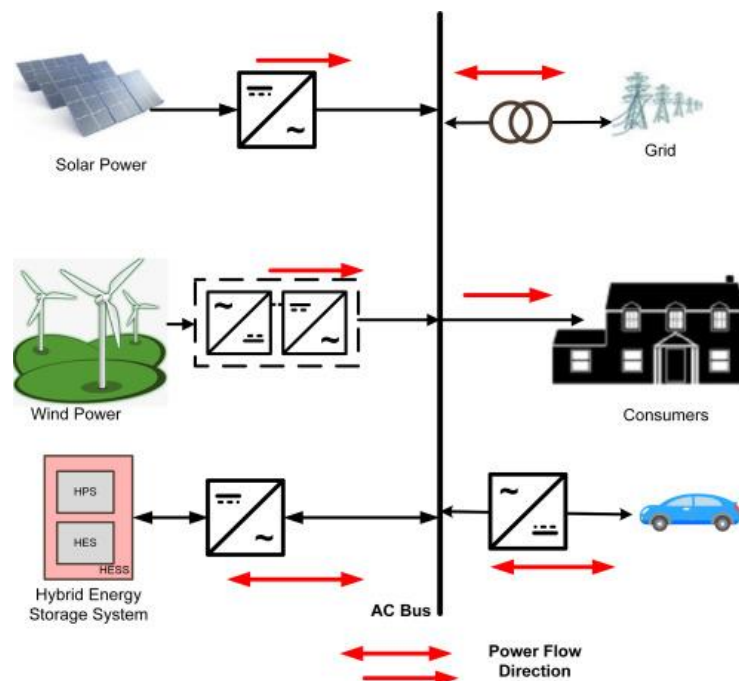


Рис. 1.1. Типова схема побудови гібридного електрогенеруючого комплексу з гібридною СНЕ [99]

Для таких комплексів непростим є завдання забезпечення якісного автоматичного керування, яке включає в себе як локальні, так і загальні задачі, які об'єднуються спільною назвою – стратегія енергетичного менеджменту (СЕМ). Керування такими комплексами ускладнюється в силу масштабування об'єктів та одночасності процесів керування [48, 60, 77]. Одним із сучасних напрямків є математичне моделювання роботи систем та побудова систем керування на енергетичній основі [67]. Низка досліджень демонструє високу ефективність їхнього застосування до подібних комплексів, які об'єднують в собі системи різної природи [30, 84, 96, 106].

1.1.2. Електричні автономні транспортні засоби

Шкідливий вплив на атмосферу масового автотранспорту з двигунами внутрішнього згорання, в першу чергу, а також стрімке дорожчання викопного органічного палива, в другу чергу, зумовили форсований розвиток електричних транспортних засобів з автономним живленням (ЕАТЗ). Цьому також посприяли певні успіхи у дослідженнях та розробці різного роду СНЕ для забезпечення автономного бортового живлення [116]. Саме низькі питомі (на одиницю маси та об'єму) показники якості останньої були основним стримуючим фактором у розвитку електромобілебудування. І на даний час ця проблема ще не до кінця вирішена, хоча успіхи тут безсумнівні. Сьогодні вже всі світові автовиробники серійно випускають різні типи транспортних засобів з електроприводом. Серед них можна виділяються чотири принципово відмінні типи залежно від вкладу електричної складової в забезпечення їх руху: гібридні електромобілі, гібридні plug-in електромобілі, повністю електричні електромобілі на АБ та водневі електромобілі на паливних елементах [24, 71, 72, 103]. Крім цих замінників автомобілів, в останні роки стрімко розвинувся ринок автономного персонального електричного транспорту (ПЕТ): електровелосипеди, електросамокати, електроскутери, сігвеї, моноколеса, гіроборди тощо [120].

Двома основними підсистемами кожного типу ЕАТЗ є підсистема електричного привода та підсистема автономного бортового електричного

живлення. На відміну від автомобіля, конфігурація цих підсистем в електромобілі може бути дуже різною [102, 108].

Підсистема електричного привода базується на відомих досягненнях в цій сфері, проте в ЕАТЗ на перший план виходять вимоги щодо максимальних питомих показників моменту і потужності, а також високої енергетичної ефективності в широкому діапазоні зміни електромагнітного моменту і кутової швидкості двигунів. На борту електромобіля може знаходитися від одного до чотирьох електродвигунів, що, відповідно впливає на механічну трансмісію. У будь-якому з випадків вона є значно простішою, ніж в автомобілів, що підвищує надійність електромобілів та знижує потреби в обслуговуванні. Більша кількість двигунів на борту електромобіля дає змогу застосовувати, наприклад, електронний диференціал замість традиційного механічного як в автомобілях, а також покращувати гальмівні можливості електромобіля та ефективніше вводити різноманітні електронні системи для підвищення стабільності і безпечності руху.

Як електродвигуни в ЕАТЗ застосовуються виключно безщіткові двигуни з метою підвищення надійності роботи системи електропривода. До недавнього часу перевага віддавалася асинхронним двигунам з вже добре відпрацьованою системою векторного керування. Проте останнім часом виробники все частіше застосовують двигуни з постійними магнітами (ПМ), які мають кращі питомі показники, ніж асинхронні, вищий ККД, простіше керування та кращі можливості щодо їх проектування на різні робочі швидкості, в тому числі й безредукторні системи у вигляді мотор-колеса [19]. Для ПЕТ застосовують безщіткові двигуни постійного струму (БДПС) з ПМ, розміщеними на поверхні ротора, як найпростіші щодо виготовлення та електронної комутації обмоток якоря відповідно до положення ротора за допомогою дешевих давачів Холла [109]. А в електромобілях застосовують синхронні машини з ПМ (СМПМ), які розміщені всередині ротора, що дає змогу за допомогою векторного керування ослаблювати збудження машини та забезпечити широку другу зону регулювання швидкості з постійною потужністю [57]. У деяких найновіших електромобілях вже почали також застосовувати вентильні реактивні двигуни зі своїми специфічними системами комутації обмоток

якоря та керування електромагнітним моментом [52]. Практично в усіх ЕАТЗ, крім більшості ПЕТ, застосовується рекуперативне гальмування, під час якого частина кінетичної енергії руху передається від коліс через електричну машину і силовий перетворювач до бортової мережі, а далі до системи живлення. Це дає змогу зекономити до 20% електроенергії під час руху в міських умовах.

Підсистема бортового електричного живлення – найкритичніша частина ЕАТЗ. Через проблему її якісного вирішення електромобілі, які появились швидше від автомобілів, були витіснені останніми, не дивлячись на більшу складність двигунів внутрішнього згорання порівняно з електричними двигунами, їх у два і більше разів нижчий ККД, гіршу керованість та шкідливі викиди в навколишнє середовище. Зараз ситуація досить суттєво поправилася завдяки прогресові у виготовленні АБ, особливо літєвої групи (Li-Ion, LiFePO₄), які мають набагато вищі питомі показники енергії та потужності, а також значно більшу кількість зарядних циклів в порівнянні з попередниками [5]. Проте АБ далі залишається найдорожчою та найменш надійною частиною ЕАТЗ. Для покращення умов роботи АБ та збільшення терміну їх служби в ЕАТЗ, особливо дорожчого типу – електромобілях, застосовують гібридні СНЕ. Зокрема, найбільш поширеною є вже описана вище система АБ–СКМ [43]. Також в електромобілях зустрічаються інші типи гібридних СНЕ, наприклад: одна АБ як джерело енергії, а інша як джерело потужності; паливні комірки – АБ; паливні комірки – СКМ, АБ – супермаховики [35]. Усі перелічені СНЕ працюють з постійною напругою. Тому в гібридних СНЕ окремі її складові підключаються до спільної бортової DC мережі рідше безпосередньо, а частіше через свої DC-DC перетворювачі різних топологій [26].

Існує низка досліджень, де як додаткове джерело живлення ЕАТЗ пропонується застосування сонячних ФЕП, інтегрованих у кузов транспортного засобу – електромобіля, електробуса тощо [102]. Це ще більше ускладнює конфігурацію гібридної СНЕ на борту ЕАТЗ. У сукупності основних підсистем ЕАТЗ є складним електротехнічним комплексом, що можна побачити, наприклад, з однієї зі схем побудови електромобіля, показаної на рис. 1.2.

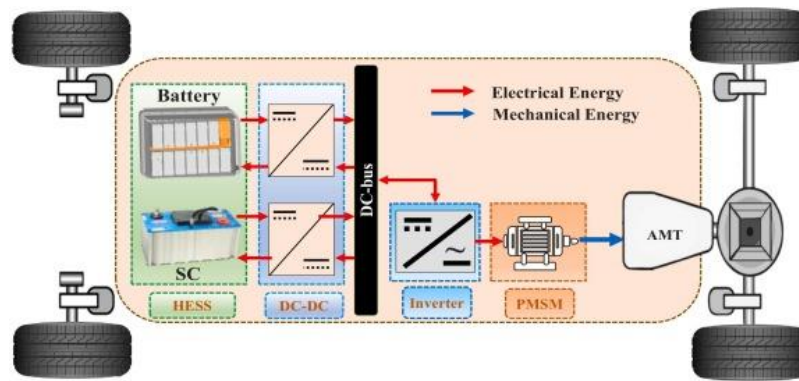


Рис. 1.2. Типова схема побудови електромобіля [63]

Масове застосування ЕАТЗ в перспективі приведе до створення розумної електричної мережі, де окремі електромобілі виступають як розподілена СНЕ, яка під час постановки електромобілів на заряджання виконує також балансує для електромережі роль. Такі системи vehicle-to-grid (V2G), вже тестуються в пілотних проектах [87].

Автоматичне керування складними електротехнічними комплексами ЕАТЗ є комплексною багаторівневою задачею, яка потребує якісного та водночас надійного рішення. Для цього застосовують бортові системи енергетичного менеджменту, побудовані, як правило, за ієрархічним принципом [69]. У цих системах окремі підсистеми об'єднані в комплекси, якими треба керувати відповідно до розроблених СЕМ. Низкою досліджень показано ефективність математичного моделювання роботи таких систем, а також побудови систем керування підсистемами з використанням енергетичних підходів [12, 44, 56].

1.2. Математичне моделювання електротехнічних комплексів як порт-гамільтонових систем

Математичне моделювання складних електротехнічних комплексів є складною задачею. У попередньому підрозділі було показано, що такі об'єкти мають комплексну структуру, яка об'єднує в собі складові, які описуються різними фізичними законами. Такі об'єкти отримали назву багатофізичних. Складність моделювання таких систем полягає в необхідності математичного опису процесів різної фізичної природи, наприклад, електромагнітної, теплової чи механічної в

єдиній математичній моделі [27].

Значною перевагою при математичному моделюванні багатofізичних систем є використання енергетичних підходів [10]. Такі підходи ґрунтуються на фундаментальних законах термодинаміки та принципах опису поведінки систем. Енергія є основною фізичною величиною, що є присутня в будь якій фізичній системі. Енергетичні підходи при математичному моделюванні використовують такі змінні як енергія, потужність та енергетичні імпульси, що полегшує моделювання процесів різної фізичної природи та забезпечує універсальність таких методів, що означає, що їх можна застосовувати до будь яких об'єктів різної фізичної природи. Змодельовані таким чином процеси матимуть фізично коректний та інтуїтивно зрозумілий опис. Серед великої кількості енергетичних підходів моделювання електротехнічних систем варто виділити такі методи опису динамічних систем: лагранжеві, гамільтонові, та порт-гамільтонові.

Лагранжевий метод математичного моделювання динамічних нелінійних систем ґрунтується на функції енергетичного балансу та принципі найменшої дії. Функція Лагранжіана формується як різниця між кінетичною та потенціальною енергіями системи, що має наступний вигляд [59]:

$$L(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = T(\dot{\mathbf{q}}, \mathbf{q}) - V(\mathbf{q}), \quad (1.1)$$

де \mathbf{q} – вектор стану (узагальнені координати); T – кінетична енергія; V – потенціальна енергія.

Рух системи здійснюється таким чином, що функціонал дії S досягає мінімуму або стає стаціонарним [14]:

$$S = \int_{t_1}^{t_2} L(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) dt. \quad (1.2)$$

Звідси випливає рівняння Ейлера –Лагранжа [14]:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\mathbf{q}}_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial \mathbf{q}_i} = 0, \quad (1.3)$$

Лагранжевий формалізм дає змогу включити неконсервативні сили через

узагальнені сили Q_i , що додаються до рівняння Ейлера-Лагранжа [14]:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\mathbf{q}}_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial \mathbf{q}_i} = Q_i. \quad (1.4)$$

Гамільтоновий опис є ще одним методом моделювання нелінійних динамічних систем, що базується на ідеї енергетичного опису систем. На відміну від Лагранжіана, функція Гамільтона H відповідає повній енергії системи, та описується наступним рівнянням [14]:

$$H(\mathbf{q}, \mathbf{p}) = \sum_i \mathbf{p}_i \dot{\mathbf{q}}_i - L(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}), \quad (1.5)$$

де $\mathbf{p}_i = \frac{\partial H}{\partial \dot{\mathbf{q}}_i}$ – узагальнені імпульси.

У гамільтоновому представленні рух системи описується наступними рівняннями [14, 18]:

$$\dot{\mathbf{q}}_i = \frac{\partial H}{\partial \mathbf{p}_i}; \quad \dot{\mathbf{p}}_i = -\frac{\partial H}{\partial \mathbf{q}_i}. \quad (1.6)$$

Класичне гамільтонове представлення має обмеження, особливо при моделювання відкритих систем, що взаємодіють із зовнішнім середовищем, а також дисипативних систем. Перехід до порт-гамільтонових систем (ПГС) вирішує ці обмеження шляхом розширення класичної теорії. Її основна особливість полягає у зосередженні уваги на енергообміні між підсистемами через входи і виходи (їх ще називають "порти"), що робить цей підхід особливо корисним для моделювання багатофізичних і нелінійних систем.

Портове моделювання фізичних систем базується на розгляді системи як взаємозв'язку трьох типів ідеальних елементів: динамічних елементів, що нагромаджують енергію, статичних елементів, що розсіюють енергію, і статичних елементів, які передають, маршрутизують, енергію без втрат [27]. Ці ідеальні модельні конструкції пов'язані між собою парами змінних (в загальному випадку векторних), які є спряженими в тому сенсі, що їхній добуток дорівнює потужності (миттєвому значенні енергії). Наприклад, парами узагальнених сил і швидкостей в

механічній області, парами струмів і напруг в електричній області, парами тисків та витрат рідини в гідравлічній області та ін. Оскільки енергія є елементом перетворення між різними фізичними областями (механічною, електричною, гідравлічною, хімічною і т. д.), вона забезпечує загальну основу для моделювання багатофізичних систем. Це виявляється глибоким і потужним методом моделювання, особливо для подальших цілей автоматичного керування.

Суть моделювання на основі портів і ПГС представлена на рис. 1.3. Елементи, що нагромаджують енергію, та елементи, що розсіюють енергію, пов'язані з центральною структурою, що направляє енергію, геометрично визначеною як структура Дірака [86]. Цей зв'язок відбувається за допомогою пар векторів f і e (їх називають змінними потоку і зусилля). Пара векторів змінних потоку та зусилля визначає порт, а загальний набір змінних також називається набором змінних порту.

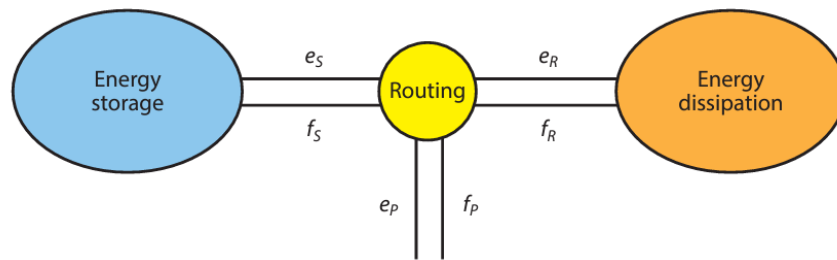


Рис. 1.3. Структура Дірака ПГС [86]

На рис. 1.3 показано три порти: порт (f_s, e_s) , пов'язаний з нагромадженням енергії, порт (f_R, e_R) відповідає розсіюванню енергії, і зовнішній порт (f_p, e_p) , за допомогою якого система взаємодіє з навколишнім середовищем (включаючи дію контролера). У випадку більшої кількості однотипних портів їх потоки і зусилля складають елементи відповідних векторів: e_s та f_s , e_R та f_R , e_p та f_p . Скалярні добутки однотипних векторів $e_s^T f_s$, $e_R^T f_R$ та $e_p^T f_p$ позначають миттєві потужності, що передаються через ланки (зв'язки, в термінології графа зв'язків).

Будь-яка фізична система, яка представлена (змодельована) таким чином, визначає систему як ПГС. Нагромаджений дослідниками досвід показує, що навіть

для дуже складних фізичних систем моделювання за принципом ПГС призводить до задовільних і зрозумілих моделей, які є дуже вигідними для цілей керування (моделювання для керування) [10, 27].

Найпростішими прикладами елементів, що нагромаджують енергію, є ідеальні котушки індуктивності, конденсатори, маси та пружини. Прикладами елементів, що розсіюють енергію, є резистори та демпфери, а прикладами елементів, що спрямовують енергію, є трансформатори, гіратори та ідеальні обмеження. Таким чином, елементи, що розсіюють енергію, є статичними (без динаміки), а елементи, що спрямовують енергію, не є ні нагромаджувачами, ні розсіювачами енергії, оскільки лише перенаправляють потік енергії в загальній системі [112]. У порт-гамільтоновому формулюванні елементи, що зберігають енергію, будуть згруповані в один об'єкт, позначений S («нагромаджувач»), і аналогічно елементи, що розсіюють енергію, згруповані в один об'єкт, позначений R («резистивний»). Нарешті, взаємозв'язок усіх елементів, що спрямовують енергію, можна розглядати як одну структуру, що спрямовує енергію, позначену D (формалізується геометричними поняттями структури Дірака).

Портове моделювання забезпечує точний опис потоків енергії, її накопичення та дисипацію багатофізичних систем. Порт-гамільтонові системи при моделюванні використовують функцію Гамільтона, яка описує повну енергію системи та описується наступним рівнянням [86]:

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x}, \quad (1.7)$$

де \mathbf{x} – вектор стану; $H(\mathbf{x})$ – Гамільтоніан системи; \mathbf{D} – діагональна матриця коефіцієнтів інерційності системи.

Гамільтоніан матиме вигляд (1.7), якщо як елементи вектору стану \mathbf{x} брати енергетичні імпульси, наявні в системі, наприклад: добуток індуктивності та струму Li , що описує нагромадження енергії в магнітному полі котушки індуктивності; добуток електричної ємності на напругу Cu , що описує нагромадження енергії електростатичного поля конденсатора; добуток маси на швидкість mv , описує нагромадження кінетичної енергії тіла, що рухається

поступально; добуток моменту інерції на кутову швидкість $J\omega$, що описує нагромадження кінетичної енергії тіла, яке обертається.

Нагромаджувачі енергії в структурі Дірака:

Взаємозв'язок нагромаджувачів енергії з портом зберігання $(\mathbf{f}_S, \mathbf{e}_S)$ структури Дірака забезпечується такими залежностями [86]:

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_S(t) &= -\dot{\mathbf{x}}(t); \\ \mathbf{e}_S(t) &= \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} H(\mathbf{x}(t)). \end{aligned} \tag{1.8}$$

Тоді баланс потужності елементів нагромадження матиме наступний вигляд [86]:

$$\frac{d}{dt} H(\mathbf{x}(t)) = (\nabla H(\mathbf{x}(t)))^T \dot{\mathbf{x}}(t) = -\mathbf{e}_S^T(t) \mathbf{f}_S(t). \tag{1.9}$$

Знак « \leftarrow » в (1.8) необхідний для правильного відображення напрямків потужності: $\frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} H(\mathbf{x}(t))$ – це потужність, що надходить до елементів нагромадження енергії, тоді як $\mathbf{e}_S^T(t) \mathbf{f}_S(t)$ – це потужність, що надходить у структуру Дірака.

Розсіювачі енергії в структурі Дірака:

Зважаючи на те, що розсіювачі описують втрати, то потужність таких елементів описуватиметься наступною залежністю [86]:

$$\mathbf{e}_R^T(t) \mathbf{f}_R(t) \leq 0. \tag{1.10}$$

Оскільки структура Дірака порт-гамільтонової системи (без зовнішнього порту) задовольняє баланс потужностей

$$\mathbf{e}_S^T(t) \mathbf{f}_S(t) + \mathbf{e}_R^T(t) \mathbf{f}_R(t) = 0, \tag{1.11}$$

то шляхом підстановки рівнянь (1.9) та (1.10) в (1.11) отримуємо:

$$\frac{d}{dt} H(\mathbf{x}(t)) = -\mathbf{e}_S^T(t) \mathbf{f}_S(t) = \mathbf{e}_R^T(t) \mathbf{f}_R(t) \leq 0. \tag{1.12}$$

Зовнішні порти:

Зовнішні порти моделюють взаємодію системи із зовнішнім середовищем. Сюди входять різні ситуації. Однією з них є змінні порту, які надходять в систему з контролера. Беручи до уваги зовнішні порти, рівняння енергетичного балансу системи (1.11) набуває наступного вигляду [86]:

$$\mathbf{e}_S^T(t)\mathbf{f}_S(t) + \mathbf{e}_R^T(t)\mathbf{f}_R(t) + \mathbf{e}_P^T(t)\mathbf{f}_P(t) = 0, \quad (1.13)$$

при чому (1.12) розширюється до вигляду

$$\frac{d}{dt}H(\mathbf{x}(t)) = \mathbf{e}_R^T(t)\mathbf{f}_R(t) + \mathbf{e}_P^T(t)\mathbf{f}_P(t) \leq \mathbf{e}_P^T(t)\mathbf{f}_P(t), \quad (1.14)$$

оскільки $\mathbf{e}_R^T(t)\mathbf{f}_R(t) \leq 0$.

Нерівність (1.14) виражає основний факт, що збільшення внутрішньої нагромадженої енергії (Гамільтоніана) завжди менше або дорівнює потужності, що подається зовні.

При розгляді об'єкта регулювання як ПГС остання набуває наступного опису у вигляді матричної системи рівнянь стану [86]:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \nabla H(\mathbf{x}) + \mathbf{G}(\mathbf{x}) \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{G}^T(\mathbf{x}) \nabla H(\mathbf{x}) \end{cases}, \quad (1.15)$$

де $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{R}^n$ – вектор стану; $\mathbf{J}(\mathbf{x}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ – косиметрична матриця взаємозв'язків; $\mathbf{R}(\mathbf{x}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ напіввизначена симетрична матриця демпфувань; $H(\mathbf{x})$ – повна енергетична функція системи (Гамільтоніан); $\mathbf{D} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ – діагональна матриця інерційностей; $\mathbf{G}(\mathbf{x}) \in \mathbb{R}^n$ – матриця портів; $\mathbf{u}(t) \in \mathbb{R}^n$ та $\mathbf{y}(t) \in \mathbb{R}^n$ – вектори вхідних та вихідних змінних, відповідно. У системі рівнянь (1.4) позначення $\nabla H(\mathbf{x})$ позначає вектор часткових похідних Гамільтоніана по елементах вектору стану \mathbf{x} .

Властивість матриці $\mathbf{J}(\mathbf{x}) = -\mathbf{J}^T(\mathbf{x})$ гарантує, що внутрішні процеси не змінюють загальну енергію: $\frac{d}{dt}H(\mathbf{x}(t)) = 0$, якщо $\mathbf{R}(\mathbf{x}) = 0$ і $\mathbf{u}(t) = 0$. Матриця $\mathbf{R}(\mathbf{x}) \geq 0$, описує дисипативні процеси (втрати енергії) та є симетричною $\mathbf{R}(\mathbf{x}) = \mathbf{R}^T(\mathbf{x})$.

Потужність дисипації енергії в ПГС рівна:

$$\dot{H}(\mathbf{x}(t)) = -\dot{\mathbf{x}}^T(t)\mathbf{R}(\mathbf{x})\dot{\mathbf{x}}(t). \quad (1.16)$$

Матриця $\mathbf{G}(\mathbf{x})$, що зв'язує входи $\mathbf{u}(t)$ з енергетичними потоками, гарантує, що зовнішні порти не порушують фізичних законів. Вихід $\mathbf{y}(t)$ визначається згідно (1.15).

Структура порт-гамільтонового моделювання дозволяє створювати моделі, що зберігають основні фізичні властивості систем, такі як збереження енергії та її дисипацію. Якщо всі підсистеми змодельовані як ПГС, а вхідні дані пов'язані з виходом лінійним чином, загальна система також може бути змодельована як ПГС, яка зберігає властивості базових підсистем. Якщо зв'язки задаються косиметричною матрицею, загальну систему можна легко вивести з підсистем без необхідності введення додаткових змінних і, отже, штучного збільшення складності системи. Тому структура ПГС особливо підходить для багатофізичного моделювання систем.

1.3. Методика та проблеми синтезу СЕФК складними електротехнічними комплексами

Синтез СЕФК для складних електротехнічних комплексів що змодельовані як ПГС, є задачею, що включає в собі формування таких енергетичних потоків та дисипації енергії, які забезпечують відпрацювання заданих координат, необхідну якість перехідних процесів та одночасно асимптотичну стійкість систем. ПГС вигідно застосовувати до опису складних нелінійних динамічних систем, оскільки такий опис дає інформацію не лише про внутрішню динаміку системи (як класичні гамільтонові системи), але і про зовнішні впливи на систему через порти. Ключовими аспектами СЕФК в ПГС є [86, 112]:

- пасивність системи, що полягає в формуванні такого керування, що забезпечує перерозподіл енергії між підсистемами чи середовищем та не генерує при цьому додаткову енергію всередині системи; тобто загальна енергія в системі не зростає;

- керування енергетичними потоками системи здійснюється через зміни енергетичних потоків на входах/виходах (енергетичних портах);
- керуючі стратегії гарантують стабільність системи та її асимптотичну стійкість, а енергетичний баланс системи не порушується.

Загалом існує декілька підходів до синтезу СЕФК, серед яких варто виділити наступні [86, 64].

Керування взаємозв'язком (Control by interconnection).

Цей метод забезпечує керування системою через енергозберігаючу взаємодію між контролером та системою. Система та контролер описуються векторами змінних станів \mathbf{x}_P та \mathbf{x}_C . На основі цих векторів визначаються Гамільтоніани системи $H_P(\mathbf{x}_P)$ та контролера $H_C(\mathbf{x}_C)$. Згідно з структурою Дірака (рис. 1.3) система має резистивний (дисипативний) f_{R,e_R} та зовнішній f_{P,e_P} порти, а контролер має такі ж порти, які позначаються $f_{RC,e_{RC}}$ та $f_{PC,e_{PC}}$, відповідно. Взаємозв'язок між системою та контролером через зовнішні порти, що задовольняє умову збереження енергії,

$$e_P^T f_P + e_{PC}^T f_{PC} = 0, \quad (1.17)$$

утворює замкнуту ПГС із вектором змінних стану $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_P \ \mathbf{x}_C]$, Гамільтоніаном $H_P(\mathbf{x}_P) + H_C(\mathbf{x}_C)$, резистивними портами $((f_{R,e_R}), (f_{RC,e_{RC}}))$ та підкоряється балансу потужності:

$$\dot{H}_P(\mathbf{x}_P) + \dot{H}_C(\mathbf{x}_C) = e_R^T f_R + e_{RC}^T f_{RC}. \quad (1.18)$$

Використовуючи теорію стійкості Ляпунова, можна зробити висновок, що якщо $e_R^T f_R \leq 0$ і $e_{RC}^T f_{RC} \leq 0$, а $(x_P^*, x_C^*) \in \mathbf{x}$ є мінімумом $H_P(\mathbf{x}_P) + H_C(\mathbf{x}_C)$, то (x_P^*, x_C^*) буде точкою рівноваги замкнутої системи. Асимптотична стійкість досягається за умови виявлення нульового стану системи чи контролера.

Керування передаванням енергії (Energy transfer control).

Розглянемо дві ПГС системи Σ_i ($i = 1, 2$) без внутрішньої дисипації типу

$$\Sigma_i : \begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_i = \mathbf{J}_i(\mathbf{x}_i) \nabla H_i(\mathbf{x}_i) + \mathbf{G}_i(\mathbf{x}_i) \mathbf{u}_i(t) \\ \mathbf{y}_i(t) = \mathbf{G}_i(\mathbf{x}_i)^T \nabla H_i(\mathbf{x}_i) \end{cases}, \quad (1.19)$$

в яких забезпечується енергетичний баланс $\dot{H}_i(\mathbf{x}_i) = \mathbf{y}_i^T(t)\mathbf{u}_i(t)$.

Нехай необхідно забезпечити передавання енергії з ПГС Σ_1 до ПГС Σ_2 , коли сумарна повна енергія систем незмінна, тобто $H_1 + H_2 = \text{const}$. Це досягається використанням наступного зворотного зв'язку:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{u}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\mathbf{y}_1\mathbf{y}_2^T \\ \mathbf{y}_2\mathbf{y}_1^T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \end{bmatrix}, \quad (1.20)$$

який, завдяки властивостям кососиметричної матриці взаємозв'язків, задовольняє (1.17).

Отже, замкнута система, що складається з систем Σ_1 і Σ_2 , є енергозберігаючою, тобто $\dot{H}_1 + \dot{H}_2 = 0$. Однак, розглянувши окремі енергії, отримаємо:

$$\dot{H}_1(\mathbf{x}_1) = -\mathbf{y}_1^T\mathbf{y}_1 \cdot \mathbf{y}_2^T\mathbf{y}_2 = -\|\mathbf{y}_1\|^2\|\mathbf{y}_2\|^2 \leq 0, \quad (1.21)$$

означає, що H_1 спадає, доки модулі $\|\mathbf{y}_1\|$ та $\|\mathbf{y}_2\|$ відмінні від 0. І навпаки, як і очікувалося, оскільки загальна енергія не змінюється, то

$$\dot{H}_2(\mathbf{x}_1) = \mathbf{y}_2^T\mathbf{y}_2 \cdot \mathbf{y}_1^T\mathbf{y}_1 = \|\mathbf{y}_2\|^2\|\mathbf{y}_1\|^2 \geq 0, \quad (1.22)$$

це означає, що H_2 зростає з тією ж швидкістю. Зокрема, якщо H_1 має мінімум у нульовій точці рівноваги, а система Σ_1 виявляється в нульовому стані, тоді вся енергія H_1 системи Σ_1 буде передана системі Σ_2 , за умови, що $\|\mathbf{y}_2\|$ не є тотожним нулю.

Якщо відбувається внутрішня дисипація енергії, то цей механізм передачі енергії все ще працює. Однак той факт, зростає H_2 чи ні, залежатиме від балансу між енергією, що доставляється від Σ_1 до Σ_2 , і внутрішньою втратою енергії в Σ_2 через дисипацію.

Енергоформує керування (Passivity-based control).

Одним з основних напрямків синтезу керуючих впливів на об'єкт керування, що базується на енергетичних підходах, є енергоформує керування (passivity-based control – PBC), що отримується з рівняння енергетичного балансу [21, 98]:

$$H(\mathbf{x}(t)) - H(\mathbf{x}(0)) = \int_0^t \mathbf{u}^T(\tau) \mathbf{y}(\tau) d\tau - d(t), \quad (1.23)$$

де $d(t)$ – втрати енергії; τ – змінна інтегрування.

Рівняння (1.23) відображає зміну повної енергії системи $H(\mathbf{x}(t)) - H(\mathbf{x}(0))$, що залежить від енергії, яка надходить в систему через зовнішні порти, та енергії, що втрачається через дисипацію. Таким чином, рівняння відображає процес енергетичного обміну між системою та навколишнім середовищем, що є основою для енергоформуючого керування.

В усталених режимах роботи системи керування визначається формою Гамільтоніана, яка здійснює керування енергетичними потоками та динамікою в системі. Відповідно цілі енергоформуючого керування зводяться до формування таких керуючих впливів, при яких Гамільтоніан системи набуватиме бажаної форми та відповідатиме бажаній точці рівноваги системи. Це основний принцип енергоформуючого керування і є загальновідомим в механічних системах, що описується наступним рівнянням [37]:

$$H_d(\mathbf{x}(t)) - H_d(\mathbf{x}(0)) = \int_0^t \mathbf{v}^T(s) \mathbf{z}(s) ds - d_d(t), \quad (1.24)$$

де $H_d(\mathbf{x}(t))$ – бажана функція повної енергії; \mathbf{v} – новий вектор вхідних енергетичних змінних системи; \mathbf{z} – новий вектор вихідних енергетичних змінних системи; $d_d(t)$ – функція демпфування (контрольована дисипація).

Енергоформування є основним поняттям при пасивному керуванні і забезпечує системою керування пасивність усієї системи, в тому числі і виконання умови (1.23). Отож, при відсутніх зовнішніх надходженнях потоків енергії, енергія системи не зростає $H_d(\mathbf{x}(t)) \leq H_d(\mathbf{x}(0))$, і забезпечується умова, що джерела енергії всередині системі відсутні, або взаємокомпенсуються.

У цих умовах, зважаючи на втрати в системі, енергія системи буде прямувати до певного мінімального значення, яке відображає точку рівноваги системи. Основною функцією системи керування буде забезпечення роботи системи в бажаній точці рівноваги $\bar{\mathbf{x}}$. Досягнути цієї мети можна завдяки принципам

енергоформування, що базується на виразі:

$$H_d(\mathbf{x}) = H(\mathbf{x}) + H_a(\mathbf{x}), \quad (1.25)$$

де $H_a(\mathbf{x})$ – коректуюча функція енергії системи керування.

Враховуючи вищесказані принципи, бажана функція повної енергії системи матиме вигляд:

$$H_d(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \bar{\mathbf{x}}^T \mathbf{D}^{-1} \bar{\mathbf{x}} + \frac{1}{2} (\mathbf{x} - \bar{\mathbf{x}})^T \mathbf{D}^{-1} (\mathbf{x} - \bar{\mathbf{x}}). \quad (1.26)$$

Отож, бажана функція повної енергії системи $H_d(\mathbf{x})$ буде визначеною бажаною точкою рівноваги системи $\bar{\mathbf{x}}$. Точка $\bar{\mathbf{x}}$ відповідає точці усталеної роботи системи, а пасивність забезпечуватиме затухання коливань перехідного процесу системи. Однією з основних переваг пасивного керування та і енергетичних підходів до опису системи керування і цілому – це збереження фізичного змісту регулювання та зрозумілості процедури синтезу з фізичної точки зору.

Енергоформуєчий підхід з погляду розсіювання енергії можна розглядати як один з випадків так званої техніки енергоформування та демпфування, яка вирішує проблеми регулювання встановленої (робочої) точки зворотного зв'язку за станом. У цій конкретній задачі увага зосереджується на потенціальній енергії та функціях дисипації, щоб продовжити два основних етапи: по-перше, етап формування енергії, який полягає в модифікації потенціальної енергії системи таким чином, щоб "нова" потенціальна енергія, а саме функція повної енергії мала глобальний і єдиний мінімум при бажаній рівновазі. Це пояснюється добре відомим фактом, що стійкі рівноваги механічних систем відповідають мінімумам функції потенціальної енергії. По-друге, стадія демпфування, яка полягає у модифікації дисипаційних властивостей системи, щоб зробити її строго пасивною.

Формування бажаних взаємозв'язків та демпфувань (Interconnection and damping assignment).

Формування бажаних взаємозв'язків та демпфувань (interconnection and damping assignment – IDA) системи є найефективнішим методом, який дає змогу гнучко керувати енергією в системі залежно від її структури та вносити бажані

керуючі впливи [73-74]. Керування потоками енергії між підсистемами в системі здійснюється взаємозв'язками, отож, введення додаткових взаємозв'язків несе вплив на формування нових потоків, які коригуватимуть точку рівноваги $\bar{\mathbf{x}}$ [33, 46].

Цей метод активно застосовується науковцями для вирішення комплексних задач керування, зокрема: для керування СГПМ та СМПМ [98, 110], для гібридних систем електрогенерування [78], для гібридних СНЕ [89] та інші [61].

Описуються бажані взаємозв'язки наступним рівнянням:

$$\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) = \mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{J}_a(\mathbf{x}) = -\mathbf{J}_d(\mathbf{x})^T, \quad (1.27)$$

де $\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) = -\mathbf{J}_d(\mathbf{x})^T$ – кососиметрична матриця бажаних взаємозв'язків у системі; $\mathbf{J}_a(\mathbf{x})$ – додатково введені коригуючі взаємозв'язки в системі.

Затухання коливань системи та забезпечення її асимптотичної стійкості забезпечуються природним перерозподілом енергії та досягається введенням додаткових демпфувань в системі. Формування бажаного демпфування здійснюється поєднанням власного демпфування об'єкта керування та додатково введеного демпфування СЕФК. Цей процес описується рівнянням:

$$\mathbf{R}_d(\mathbf{x}) = \mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_a(\mathbf{x}), \quad (1.28)$$

де $\mathbf{R}_d(\mathbf{x})$ – бажане демпфування в системі; $\mathbf{R}_a(\mathbf{x})$ – додатково введене демпфування в системі.

Отож, керування всією енергією об'єкта керування та процесами дисипації здійснюється додатково введеними взаємозв'язками та демпфуваннями. Введення додаткових взаємозв'язків змушує стан системи прямувати до бажаної точки рівноваги системи, а додатково введені демпфування визначають швидкодію цього процесу.

Очевидно, що для будь-якої замкненої СЕФК, за умови відсутності внутрішніх джерел енергії та зовнішніх надходжень енергії в вигляді збурень, енергія є не зростаючою і, згідно принципу дисипації, буде зменшуватися до певної робочої точки рівноваги. Наступне рівняння описує модель бажаної асимптотично

стійкої замкненої ПГС [86]:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \nabla H_d. \quad (1.29)$$

Отримана таким чином замкнення СЕФК відповідає виразам (1.25), (1.27) та (1.28) та відображає твердження, що функція енергії замкненої системи є сумою енергії об'єкта керування та енергії системи керування, так само як взаємозв'язки та демпфування.

Задавшись бажаною точкою рівноваги системи $\bar{\mathbf{x}}$, та використовуючи принципи енергоформування керування (1.25), взаємозв'язків (1.27) та демпфування (1.28), а також модель асимптотично стійкої замкненої гамільтонової системи (1.29), отримаємо модель об'єкта вигляду:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \nabla H_d = [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \nabla H + \mathbf{G}(\mathbf{x}) \mathbf{u}(t) = \\ &= ([\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] - [\mathbf{J}_a(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_a(\mathbf{x})]) \nabla H + \mathbf{G}(\mathbf{x}) \mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (1.30)$$

Сигнали керування на вході об'єкта керування $\mathbf{u}(t)$ формуються системою керування виходячи з (1.30):

$$\begin{aligned} \mathbf{G}(\mathbf{x}) \mathbf{u}(t) &= [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \nabla H_d - [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \nabla H = \\ &= ([\mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{J}_a(\mathbf{x})] - [\mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_a(\mathbf{x})]) \nabla H_d - [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \nabla H \end{aligned} \quad (1.31)$$

Структурний синтез системи пасивного керування зводиться до формування бажаного вигляду замкненої САК та пошуку таких керуючих впливів $\mathbf{u}(t)$, за яких поведінка керованого об'єкта (1.25) буде відповідати поведінці бажаної замкненої САК (1.29).

Формування керуючих впливів на систему ускладнюється вибором структури регулятора, якого в даному випадку краще назвати формувачем керуючих впливів (ФКВ), що синтезується шляхом введення додаткових взаємозв'язків та демпфувань. Це проблематика структурного синтезу, і чим більший порядок системи, тим більша кількість можливих варіантів введення керуючих впливів та їхніх комбінацій може бути застосована. Наступна проблема полягає у параметричному синтезі. Для кожного додатково введеного

взаємозв'язку та демпфування у структурі ФКВ необхідно підібрати таке значення коефіцієнту його впливу, щоб забезпечити якнайкращу якість поведінки об'єкта регулювання у динамічних режимах та допустиму похибку в статичних.

Окресливши проблеми синтезу СЕФК на основі методу ІДА-РВС, можна виділити ключовий чинник, що ускладнює ці проблеми – порядок системи рівнянь ПГС об'єкта керування. Саме порядок системи чисельно збільшує варіативність структур ФКВ та пошук кращих з них. Відповідно, як наслідок, параметричний синтез ФКВ потребує більше часу для пошуку оптимальних значень відповідних коефіцієнтів його структури. Все це зумовлює потребу пошуку певного спрощення процедури синтезу СЕФК. Одним з рішень, яке може спростити цю процедуру, є декомпозиція ПГС, що описує об'єкт керування, на простіші порт-гамільтонові підсистеми, синтез СЕФК яких відрізнятиметься меншою варіативністю.

1.4. Аналіз методів декомпозиції складних нелінійних систем

Інтенсивний розвиток складних електротехнічних комплексів постійно ускладнює задачу синтезу систем керування цими комплексами. Складна конструкція складових комплексів та нелінійні процеси різної фізичної природи, що протікають них, потребують складного математичного опису. Як наслідок, при синтезі таких електротехнічних систем виникають багаторівневі та складні задачі, які потребують значних зусиль для їхнього розв'язання. Більше того, реалізація подібних систем керування вимагає значних операційних ресурсів, ускладнює систему керування та знижує їхню надійність.

Як було наведено в підрозділах 1.2 та 1.3, моделювання ПГС та структурний синтез СЕФК ускладнюється разом з математичною моделлю об'єкта керування. Пов'язано це з тим, що збільшується кількість можливих структур ФКВ. Подібні складнощі зумовлюють завдання щодо спрощення як самих математичних моделей, так і систем керування ними. Одним зі шляхів такого спрощення є декомпозиція.

Головна ідея декомпозиції полягає в тому, що загальну систему, для якої необхідно здійснити процедуру синтезу керування, можна розділити на підсистеми, і процедуру синтезу вже здійснювати для кожної з підсистем.

Здійснивши аналіз наукових публікацій по тематиці декомпозиції, можна відзначити, що ця сфера досліджень почала розвиватися ще в минулому столітті, починаючи з математики [1-2], а потім поширилася й на теорію автоматичного керування [23]. У даний час вона знайшла свій подальший розвиток в напрямку нелінійних систем. Наприклад, в [4] розглядається децентралізоване і каскадне керування багатопортовими нелінійними МІМО (multiple input multiple output) системами; в [25] для нелінійних МІМО систем застосовано декомпозицію Bussgang, яка дає змогу виділити з системи нелінійну частину; в [22] закладено принципи декомпозиції динамічних компартментних систем тощо.

Усі зазначені праці, а також велика кількість інших мають одну спільну особливість – вони опираються на достатньо складний математичний апарат, який властивий більшості методів сучасної теорії керування. На відміну від цього, порт-гамільтовий формалізм опирається на повну фізичну зрозумілість енергетичних процесів, які відбуваються в системі. При цьому ПГС не мають обмеження щодо своєї нелінійності. Тому для декомпозиції ПГС необхідні спеціальні методи, які б не руйнували основну їхню перевагу у фізичній зрозумілості моделі. На жаль, підходів до декомпозиції ПГС поки-що небагато. Нижче розглянемо ті, які вдалося знайти в світовій спеціалізованій літературі.

У [38] розглядається декомпозиція лінійних ПГС. Пропонований підхід має на меті розбиття та спрощення складних лінійних ПГС зі збереженням їх властивостей, а саме: пасивності та енергетичної структури.

У роботі акцент здійснено на використанні структур Дірака (рис. 1.3) для моделювання лінійних ПГС, що дає змогу точно визначити енергетичні взаємодії в системах та при цьому зберегти відображення фізичного змісту модельованого об'єкта. Регулятори в такій структурі розглядаються як енергетичні об'єкти, що мають зв'язок з керованим об'єктом через зовнішні порти. Реалізація декомпозиції системи на підсистеми (абстракцію керованої системи і абстракцію регулятора)

базується на відомих принципах лінійної алгебри та теорії симплектичних структур, що дає змогу легко застосовувати підхід до різних систем. Реалізований метод застосовується до синтезу регуляторів складних систем, які, завдячуючи енергетичним змінним, розглядаються через абстракцію. Відповідно спрощується подальше моделювання та керування такими системами. Цей підхід забезпечує високу адаптивність, що уможливорює створення систем з властивостями збереження енергії та пасивності. Поєднання абстракції з фізичними системами може бути корисним при синтезі СЕФК та фізичній реалізації регуляторів. Реалізація абстракції системи задля зниження складності моделювання вирішує проблеми синтезу адаптивних систем та їх регуляторів, а також забезпечує збереження фізичної зрозумілості модельованого об'єкта оскільки зберігає енергетичне представлення системи.

Однак, основним недоліком запропонованого підходу є його застосування до лінійних систем, що суттєво обмежує застосування такого методу оскільки сучасні електротехнічні комплекси описуються нелінійними математичними моделями. Для нелінійних систем, навіть з абстракціями, проблема збереження фізично зрозумілої форми може ускладнити застосування цих методів. Тут втрачається універсальність застосування такого підходу. Метод також передбачає, що системи повинні бути або симплектичними, або пасивними, що є великим обмеженням для застосування до більш загальних випадків. Багато реальних систем не можуть бути приведені до такої форми без втрати важливих характеристик. Це створює додаткові проблеми при практичній реалізації. У роботі не враховуються демпфуючі елементи, що є важливим аспектом для моделювання реальних систем. Розширення підходу для врахування демпфування може вимагати додаткових уточнень та вдосконалень застосованого методу, що ускладнює його реалізацію.

У підсумку, підхід представлений у публікації [38], пропонує глибокий і теоретично обґрунтований метод для декомпозиції лінійних ПГС. Однак існують обмеження, пов'язані з лінійністю систем, вимогами до пасивності та симплектичності, а також з виключенням демпфуючих елементів.

У публікації [58] пропонується застосування послідовної ієрархічної декомпозиції нелінійних гамільтонових систем. Цей підхід здійснює розкладання системи на послідовність простіших підсистем, кожна з яких має свою властивість «стиснення» (contraction) із заданими експоненціальними швидкостями. Однією з основних переваг цього методу є здатність ефективно працювати з нелійними, часозалежними гамільтоновими системами, що є суттєвою проблемою для класичних методів, які зазвичай припускають незмінність параметрів.

Метод гарантує швидке наближення параметрів системи до усталених значень в розв'язках, що дає можливість забезпечити стійкість та передбачуваність поведінки системи з часом. Це особливо важливо в задачах керування та спостереження для складних механічних та інших фізичних систем. Урахування змінних характеристик, таких як демпфування та пружність, які залежать від часу і стану системи, робить цей підхід гнучким для опису реальних, змінних режимів роботи.

Розкладання складних систем на менші підсистеми, кожна з яких може бути проаналізована і керована окремо, дає змогу зберегти контроль над процесами навіть при високій складності задачі. Метод забезпечує збереження енергії та здійснює керування системи через зворотний зв'язок, що дає змогу забезпечити стійку роботу системи, навіть при великих навантаженнях або зовнішніх впливах. Декомпозиція дає змогу врахувати реальні фізичні ефекти в динаміці систем, такі як траєкторія зміни змінних стану, що робить модель більш точною та реалістичною, зокрема для аерокосмічних або навігаційних задач.

Однак, цей метод потребує постійного оновлення часозалежних і станозалежних параметрів, що може бути дуже обчислювально складним, особливо для великих систем. Це може призвести до великих витрат часу на обчислення та обробку даних, що не завжди є ефективним у реальних умовах. Для нелінійних систем важливо враховувати не тільки власні значення, а й їхні часові похідні, що може ускладнювати аналіз і розрахунки, оскільки для багатьох реальних систем ці похідні не є тривіальними для обчислення. Для застосування цих методів необхідно мати точні фізичні моделі та характеристики системи.

У реальних умовах складно точно визначити всі параметри, особливо в складних системах. Метод може бути не таким ефективним для систем з великою кількістю елементів або високою складністю взаємодії між частинами системи, оскільки ієрархічна декомпозиція може втратити свою ефективність у таких випадках. Коли кількість змінних стає дуже великою, збір та оновлення всіх параметрів стають непрактичними, що може призвести до втрати ефективності методу, особливо в реальних інженерних та технологічних системах.

У розглянутих складних електротехнічних комплексах зазвичай існують складні ієрархічні і перехресні взаємозв'язки, тому застосування лише послідовної декомпозиції може бути важко реалізовано, тому цей метод немає універсальності для ПГС. Також такий підхід не має переваг ПГС, а саме забезпечення фізичної зрозумілості модельованих об'єктів.

Автори наступної наукової роботи [53] пропонують застосування декількох типів енергоформуєчого керування (Passivity-Based Control), а також декомпозицію пасивної конфігурації (Passive Configuration Decomposition). В контексті цієї роботи ця методика дає змогу забезпечити стійкість нелінійних неголономних (nonholonomic) механічних систем, спрощуючи їх керування завдяки геометричним та пасивним підходам. Декомпозиція пасивної конфігурації передбачає розбиття нелінійної механічної системи на дві незалежні динамічні частини – динаміка на частині конфігурації S та інша динаміка на частині конфігурації R . Це дає змогу застосовувати стандартні методи керування для кожної з частин окремо, тим самим значно спрощуючи задачу стійкості. У випадку, коли система має діагональну матрицю інерційностей, пасивна конфігурація стає очевидною. Одним з ключових аспектів методу є те, що він ґрунтується на геометричному розподілі конфігурацій системи. Завдяки цьому вдається виокремити різні компоненти системи, що можуть бути незалежно стабілізовані, поки вони залишаються у своїх відповідних просторах.

Важливим результатом використання такої декомпозиції є можливість застосування потенціальної функції для стабілізації системи. За допомогою пасивних властивостей системи можна визначити функцію, яка обмежує рух

системи і сприяє її стійкості. Контроль для конфігураційної частини S реалізується через потенціальну функцію, де стійкість досягається шляхом мінімізації цієї функції.

Загалом такий підхід спрощує задачі керування шляхом розділення на дві частини та дає змогу застосовувати стандартні методи керування для кожної з частин, що значно знижує складність задачі. Розділення системи на геометричні підпростори дає глибше розуміння динаміки та спрощує розробку стратегій керування. Перевага пасивного підходу полягає в забезпеченні стійкості через збереження енергії системи, що особливо корисно для роботи в реальних умовах.

Однак, цей метод значною мірою залежить від структури та геометрії системи, що може бути складним для деяких типів нелінійних систем. У випадку, коли дві підсистеми сильно взаємодіють одна з одною, досягнення стійкості через розділення може бути ускладнене, а також такий метод має математично складну інтерпретацію та застосування.

Ще один підхід декомпозиції для ідентифікації фізичних систем продемонстровано в [66], зокрема в контексті ПГС. Декомпозиція застосовується для зниження розмірності задач та забезпечення стійкості й пасивності ідентифікованих систем. Алгоритм, описаний у роботі, поєднує динамічну режимну декомпозицію з операторним виведенням та спеціальними властивостями фізичних систем, щоб створити стійку модель, що відповідатиме принципам пасивності. Оскільки метод є фізично обґрунтованим, він гарантує, що ідентифіковані системи будуть стійкими і пасивними, навіть у разі неповних чи зашумлених даних. Використання ПГС дає змогу описувати енергозбереження та дисипативні властивості системи, що є важливим для численних інженерних задач, де енергетичні обмеження мають велике значення. Завдяки декомпозиції та алгоритму з швидким градієнтним методом зменшується розмірність задачі, що прискорює процес ідентифікації та робить його більш керованим.

Однак, варто відзначити, що хоча метод забезпечує хороші початкові наближення, його ефективність залежить від правильної ініціалізації. В деяких випадках може знадобитися додаткова обробка для покращення результатів.

Точність результатів значною мірою залежить від правильного вибору параметрів ініціалізації та вагових коефіцієнтів. Невірний вибір може призвести до помилок у моделюванні. Для великих систем і обсягів даних метод може бути обчислювально важким, що потребує значних ресурсів. При зниженні розмірності через декомпозицію частина динаміки системи може бути втрачена, якщо ранг матриці є меншим за розмірність системи. І найголовнішим недоліком такого підходу є його застосування до лінійних систем.

Інший підхід до декомпозиції ПГС представлено у [86], що передбачає ідею зворотно зв'язаної декомпозиції ПГС. Така декомпозиція здійснює поділ складної системи на дві підсистеми: об'єктну ПГС та керуючу ПГС (рис. 1.4).

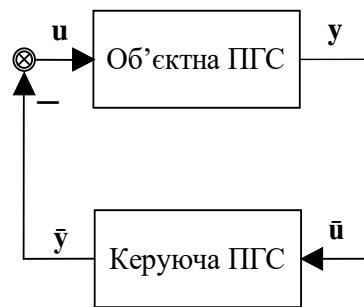


Рис. 1.4. Схема енергозберігаючої зворотно-зв'язної декомпозиції керованої ПГС на об'єктну ПГС та керуючу ПГС

Такий підхід дає змогу зберегти стійкість системи, розділяючи опис динамічних процесів системи на більш керовані компоненти. Ключовим аспектом є взаємодія між цими підсистемами через від'ємний зворотний зв'язок, що забезпечує оптимальний енергетичний обмін між ними, не порушуючи принципів збереження енергії. Енергозберігаюча зворотно зв'язана декомпозиція ПГС орієнтована на збереження загальної енергії всіх елементів системи шляхом структурування її в підсистеми. У цьому підході енергія не втрачається, а акумулюється і передається між компонентами, дотримуючись законів збереження. Такий поділ сприяє забезпеченню повної інтеграції енергії, де всі елементи внутрішньої структури системи підтримують власний енергетичний баланс через кероване з'єднання.

Згідно з принципами порт-гамільтонового моделювання керована система матиме вигляд (1.15). Енергетична функція об'єктної ПГС (Гамільтоніан) описується $H(\mathbf{x})$, тоді як функція повної енергії керуючої ПГС буде мати свій вектор вхідних змінних ξ , і описується Гамільтоніаном $H_c(\xi)$. Отримана система взаємозв'язку об'єктної та керуючої підсистем є пасивною системою з енергетичною функцією:

$$H_d(\mathbf{x}, \xi) = H(\mathbf{x}) + H_c(\xi). \quad (1.32)$$

Виходячи з (1.15) та (1.32), керуючу ПГС можна описати наступним чином:

$$\sum_c \dot{\xi} \begin{cases} \dot{\xi} = [\mathbf{J}_c(\xi) - \mathbf{R}_c(\xi)] \nabla H_c(\xi) + \mathbf{G}_c(\xi) \mathbf{u}_c(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{G}_c(\xi)^T \nabla H_c(\xi) \end{cases}, \quad (1.33)$$

де усі вектори та матриці описують ті ж складові ПГС, що і у загальному випадку.

Тепер при збереженні потужності та стандартному взаємозв'язку з від'ємним зворотним зв'язком ($\mathbf{u} = -\mathbf{y}_c$, $\mathbf{u}_c = \mathbf{y}$) отримуємо регулятор типу:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\xi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x}) & -\mathbf{G}(\mathbf{x})\mathbf{G}_c(\xi)^T \\ \mathbf{G}_c(\xi)\mathbf{G}(\mathbf{x})^T & \mathbf{J}_c(\xi) - \mathbf{R}_c(\xi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \nabla H_d(\mathbf{x}) \\ \nabla H_d(\xi) \end{bmatrix}. \quad (1.34)$$

Завдяки такій декомпозиції, система стає модульною, що дає змогу ефективно керувати енергетичними потоками та мінімізувати енергетичні втрати, а також забезпечити пасивність системи. Об'єктна підсистема описує фізичні динамічні процеси (акумуляцію, перенесення і дисипацію енергії), тоді як керуюча підсистема регулює енергетичні потоки, які надходять через порти (входи та виходи) системи. У цій архітектурі зберігається енергія всіх компонентів, даючи змогу системі стабільно підтримувати загальний баланс. Зворотний зв'язок забезпечує постійний обмін енергією між підсистемами, що дає змогу ефективно впливати на розподіл енергії без порушення загальної енергетичної рівноваги.

Зворотний зв'язок відіграє ключову роль у забезпеченні збереження енергії. Завдяки зворотному зв'язку керуюча підсистема відслідковує енергетичні зміни об'єкта керування та адаптує потоки енергії, зберігаючи баланс між внутрішніми

елементами. Така інтеграція контролює, щоб енергія не розсіювалася даремно, а передавалася між компонентами, зберігаючи пасивність і забезпечуючи стійкість роботи системи.

Зворотний зв'язок дає змогу формувати енергію у системі, модифікуючи її енергетичну функцію для досягнення бажаних результатів, таких як бажані динамічні характеристики чи забезпечення стійкості системи при будь яких збуреннях. Під час налаштування зворотного зв'язку можна змінювати структуру енергетичних зв'язків між підсистемами так, щоб система підтримувала енергію в оптимальному стані, зберігаючи пасивність без енергетичних втрат. Тобто, кожна підсистема перебуватиме в стані енергетичної рівноваги. Цей процес стає особливо важливим в системах, де енергія є обмеженим ресурсом або де необхідно мінімізувати енергетичні витрати. Завдяки такому підходу, кожен елемент системи має стійкий енергетичний стан, який підтримується керуючою підсистемою через зворотний зв'язок, зберігаючи енергетичну рівновагу всієї системи без втрати загальної енергії на рівні її елементів.

Також у [17] представлено декомпозицію на основі пасивності для ефективного керування роботом з трьома ступенями свободи. Однак, застосування такого підходу до складних електротехнічних комплексів, що мають велику кількість внутрішніх зв'язків та складну структуру, приведе до значного ускладнення запропонованої в роботі процедури декомпозиції.

Усе це ставить завдання щодо пошуку інших методів декомпозиції ПГС, які задовольнятимуть вимогу збереження їх структури та усіх переваг моделювання, а також будуть достатньо прості в реалізації, що робитиме їхнє застосування виправданим для складних багатофізичних об'єктів.

1.5. Висновки до розділу

Проведений аналіз літератури з дає змогу зробити такі висновки.

1. Сучасні енергетичні системи та комплекси в останні роки особливо інтенсивно розвиваються у таких двох напрямках – відновлювана енергетика і системи нагромадження енергії, які між собою тісно поєднуються. Все це

зумовлено тенденцією, спрямованою на децентралізацію генерування та споживання енергії. Іншим складним комплексом, який інтегрує в собі підсистеми різної фізичної природи і при цьому інтенсивно розвивається, є електричний автономний транспорт.

2. Складні комплекси вигідно моделювати за об'єктно-орієнтованим підходом, що приводить до методів моделювання на енергетичній основі, серед яких найбільш поширеними є ейлер-лагранжеві системи та ПГС. Універсальність опису енергетичних закономірностей явищ різної фізичної природи дає змогу моделювати їх за єдиними принципами, що забезпечує фізичну зрозумілість складання моделей.

3. Для розроблення систем керування складними комплексами доцільно застосовувати метод декомпозиції ПГС, що описують ці комплекси, для того щоб розділити їх на простіші підсистеми і проводити аналіз та синтез систем керування підсистемами. Декомпозиція ПГС з метою подальшого синтезу їх СЕФК має свої особливості, які потребують подальших досліджень.

РОЗДІЛ 2. РОЗРОБЛЕННЯ СПОСОБІВ ДЕКОМПОЗИЦІЇ СКЛАДНИХ ПОРТ-ГАМІЛЬТОНОВИХ СИСТЕМ З МЕТОЮ СИНТЕЗУ СИСТЕМ ЕНЕРГОФОРМУЮЧОГО КЕРУВАННЯ

Складні електротехнічні комплекси, як правило, включають в себе низку підсистеми, які часто бувають фізичної природи. Застосування енергетичних підходів забезпечує спільну платформу для моделювання таких систем, а також зрозумілість їх роботи. Серед методів, що базуються на енергетичній основі, порт-гамільтоновий формалізм вигідно відрізняються від інших методів моделювання принципом збереження структури (*structure preserving principle*) реальних систем в їх моделях [79-80]. Однак цей підхід не спрощує моделей складних електротехнічних комплексів, які описуються математичними моделями високих порядків. Як дієвий підхід до спрощення складних моделей ПГС з метою наступного синтезу СЕФК пропонується застосовувати їх декомпозицію. У цьому розділі розглядаються два основні способи декомпозиції ПГС – структурну декомпозицію та режимну декомпозицію.

2.1. Структурна декомпозиція складних ПГС

Структурна декомпозиція ґрунтується на розбитті загальної ПГС на більш прості підсистеми відповідно до структури складної системи та виконуваних нею функцій. Це дає змогу спростити складну систему з взаємозв'язаними складовими у множину окремих підсистем, які взаємодіють через визначені входи-виходи (порти), що передають потоки енергії між ними.

Моделювання зі збереженням структури у вигляді ПГС є перевагою при математичному описі складних електротехнічних комплексів. Такий підхід дає змогу розуміти фізичну структуру модельованих об'єктів, а самі математичні моделі структурно повністю відповідають фізичним об'єктам. Структурна декомпозиція складних ПГС дає змогу розкласти загальну математичну модель об'єкта, зберігаючи її структуру, на математичні моделі підсистем, які, в свою чергу, теж відповідають окремим реальним об'єктам. Сучасні електротехнічні

комплекси мають складну структуру і внутрішні зв'язки різного роду, які визначають можливість та доцільність реалізації структурної декомпозиції математичних моделей таких комплексів, а також адекватність декомпонованих моделей. Застосувавши структурну декомпозицію до математичного опису певної складної системи у вигляді ПГС великого порядку, отримаємо декілька підсистем меншого порядку, що знижує подальшу загальну складність синтезу СЕФК. Перед кожною підсистемою буде поставлена локальна задача керування, яка є частиною загальної стратегії керування – СЕМ. Крім цього, кожна підсистема може виконувати й інші, локальні, задачі, які у випадку формування загальної СЕМ не проявлялися чи не вважалися пріоритетними. Отримана декомпонована система є гнучкішою в налаштуванні та внесенні змін у підсистеми. Окрім цього, така структура уможлиблює поєднання застосування різних методів керування для різних підсистем залежно від їх фізичної природи, зберігаючи при цьому загальну узгодженість та стійкість загальної системи.

Зважаючи на структуру об'єктів, структурну декомпозицію їх ПГС пропонуємо класифікувати на каскадну, паралельну та комбіновану.

2.1.1. Каскадна декомпозиція

Каскадна структурна декомпозиція ґрунтується на розбитті загальної ПГС на більш прості підсистеми, які з'єднані між собою каскадним способом. Отримана структура декомпонованої ПГС складається з підсистем з послідовними зв'язками, де вихідні координати одної підсистеми поступають на вхід наступної підсистеми. Схема каскадної декомпозиції ПГС показана на рис. 2.1.

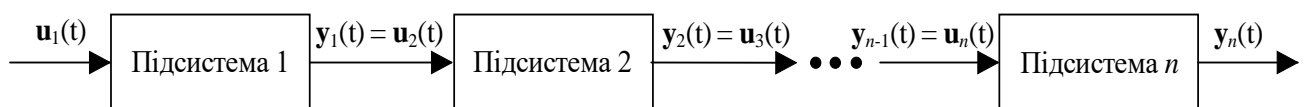


Рис. 2.1. Функціональна схема структурної каскадної декомпозиції ПГС

Згідно з схемою, показаною на рис. 2.1, на вхід першої підсистеми надходить вектор вхідних змінних ПГС підсистеми 1 $\mathbf{u}_1(t)$. Вектор вихідних змінних ПГС першої підсистеми $\mathbf{y}_1(t)$ буде вектором вхідних змінних ПГС другої підсистеми

$\mathbf{u}_2(t)$, а вектор вихідних змінних ПГС другої підсистеми $\mathbf{y}_2(t)$ буде вектором вхідних змінних ПГС третьої підсистеми $\mathbf{u}_3(t)$. І так до останньої підсистеми в ланцюзі. Отримана структура каскадно з'єднаних підсистем дає змогу зручно проводити синтез СЕФК для кожної підсистеми окремо, а отже, формувати унікальні для кожної підсистеми керуючі впливи.

На початковому етапі декомпозиції розглядається єдина ПГС всього комплексу, для якої визначаються внутрішні взаємозв'язки та аналізуються взаємодії між потенціальними підсистемами на основі змінних стану всієї ПГС та енергетичних потоків у ній. Далі змінні стану загальної ПГС розділяються між підсистемами таким чином, щоб кожен вектор змінних стану відповідав своїй фізичній підсистемі. Отож, кожна i -та підсистем матиме свій вектор змінних стану \mathbf{x}_i який є складовою вектору змінних стану загальної системи \mathbf{x} . Такий поділ загальної системи на n каскадно з'єднаних підсистем можна записати так:

$$\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1 \quad \mathbf{x}_2 \quad \mathbf{x}_3 \quad \dots \quad \mathbf{x}_{n-1} \quad \mathbf{x}_n]^T. \quad (2.1)$$

Відповідного поділу зазнає і Гамільтоніан загальної системи $H(\mathbf{x})$. Кожна i -та підсистем матиме власний Гамільтоніан $H_i(\mathbf{x}_i)$. Зважаючи на адаптивну властивість енергії, функція повної енергії загальної системи набуває вигляду

$$H(\mathbf{x}) = H_1(\mathbf{x}_1) + H_2(\mathbf{x}_2) + \dots + H_n(\mathbf{x}_n). \quad (2.2)$$

Отримана в результаті каскадної структурної декомпозиції модель ПГС буде складатися з множини підмоделей ПГС типу (1.15). Кожна i -та підсистема матиме свій вектор вхідних енергетичних змінних $\mathbf{u}_i(t)$, вектор вихідних енергетичних змінних $\mathbf{y}_i(t)$, а також залежні в загальному випадку від змінних стану матриці взаємозв'язків $\mathbf{J}_i(\mathbf{x}_i)$, демпфунань $\mathbf{R}_i(\mathbf{x}_i)$ та портів $\mathbf{G}_i(\mathbf{x}_i)$. У результаті ПГС i -ї підсистеми в каскадно декомпонованій ПГС комплексу матиме вигляд:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_i = [\mathbf{J}_i(\mathbf{x}_i) - \mathbf{R}_i(\mathbf{x}_i)] \nabla H_i(\mathbf{x}_i) + \mathbf{G}_i(\mathbf{x}_i) \mathbf{y}_{i-1}(t) \\ \mathbf{y}_i(t) = \mathbf{G}_i(\mathbf{x}_i)^T \nabla H_i(\mathbf{x}_i) \end{cases}. \quad (2.3)$$

Використання каскадної декомпозиції ПГС здійснює поділ самої структури керованого об'єкту на ПГС окремих простіших підсистем, з метою їх окремого

енергоформууючого синтезу. При цьому, як і щодо отримання векторів стану підсистем до кожної з підсистем ставиться своя частина із загальної СЕМ. Оскільки задачі СЕМ при структурному синтезі СЕФК зводяться до формування завдань вектору усталених значень змінних стану \bar{x} , то й окремі підзадачі СЕМ до підсистем теж зведуться до формування векторів усталених значень змінних стану підсистем \bar{x}_i того ж порядку, що й вектор змінних стану підсистем x_i . Це можна показати аналогічно до (2.1):

$$\bar{x} = [\bar{x}_1 \quad \bar{x}_2 \quad \bar{x}_3 \quad \dots \quad \bar{x}_{n-1} \quad \bar{x}_n]^T. \quad (2.4)$$

Кожна із синтезованих СЕФК підсистем буде виконувати свою підзадачу загальної СЕМ та забезпечуватиме асимптотичну стійкість підсистеми. Зважаючи на те, що всі підсистеми в системі будуть асимптотично стійкими, загальна система також забезпечуватиме асимптотичну стійкість.

Прикладом складної електромеханічної системи, до якої доцільно застосувати каскадну декомпозицію, може бути система електропривода на базі БДПС, який керується не лише своїм комутатором обмоток якоря, а й додатковим керованим перетворювачем, що регулює напругу на вході комутатора (рис. 2.2). Такий перетворювач може бути, наприклад, DC-DC перетворювачем підвищувального типу, коли живлення привода здійснюється від низьковольтної АБ, або каскадним DC-DC перетворювачем з модульною системою живлення [41].

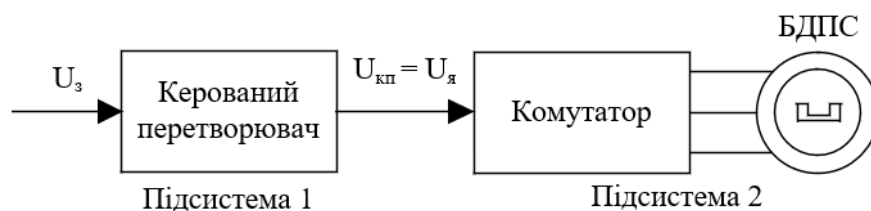


Рис. 2.2. Функціональна схема системи електропривода на базі БДПС з додатковим керованим перетворювачем

Схема, показана на рис. 2.2, за своєю фізичною будовою зберігає ключові особливості каскадного з'єднання двох керованих підсистем. До кожної з цих підсистем ставляться свої задачі керування. Наприклад: керований перетворювач

повинен стабілізувати напругу на вході комутатора, а комутатор повинен формувати електромагнітний момент та кутову швидкість БДПС. Або інший варіант – комутатор регулює електромагнітний момент, керуючи струмами якоря БДПС, а керований перетворювач регулює кутову швидкість двигуна шляхом регулювання постійної напруги на вході комутатора. Застосування декомпозиції дає змогу розглядати дві фізичні підсистеми як окремі ПГС та побудувати їх СЕФК з виконанням поставлених задач. При цьому, крім вказаних основних задач, сформовані СЕФК підсистем можуть також мати додаткові взаємозв'язки та демпфування, які підвищують якість керування підсистемами за достатньо простих структур ФКВ.

Серед переваг каскадної декомпозиції варто відзначити: зниження складності моделювання ПГС завдяки зменшенню кількості змінних у векторі стану кожної підсистеми, підвищення гнучкості в керуванні через ширші можливості локального контролю кожної підсистеми і завдяки цьому покращення якості керування всією системою.

Однак варто відзначити, що в деяких випадках можуть виникнути складнощі щодо поділу загальної системи на підсистеми. Найпростіше визначити межі підсистем відповідно до фізичного поділу загальної системи на окремі підсистеми. Проте, в окремих випадках можна здійснювати каскадну декомпозицію й іншим способом, беручи за основу функції, які повинні виконувати окремі підсистеми.

2.1.2. Паралельна декомпозиція

Паралельна структурна декомпозиція ґрунтується на розбитті загальної ПГС на більш прості підсистеми, які з'єднані між собою паралельно. Такий підхід забезпечує модульність підсистем, що є вигідним у контексті великих та комплексних систем, тим самим підвищуючи гнучкість та керованість системи в цілому. Електротехнічні комплекси, що складаються з певної кількості елементів, які зазвичай мають взаємозв'язки між собою в одній або в декількох точках загальної системи, зручно розкласти, застосувавши паралельну структурну декомпозицію (рис. 2.3).

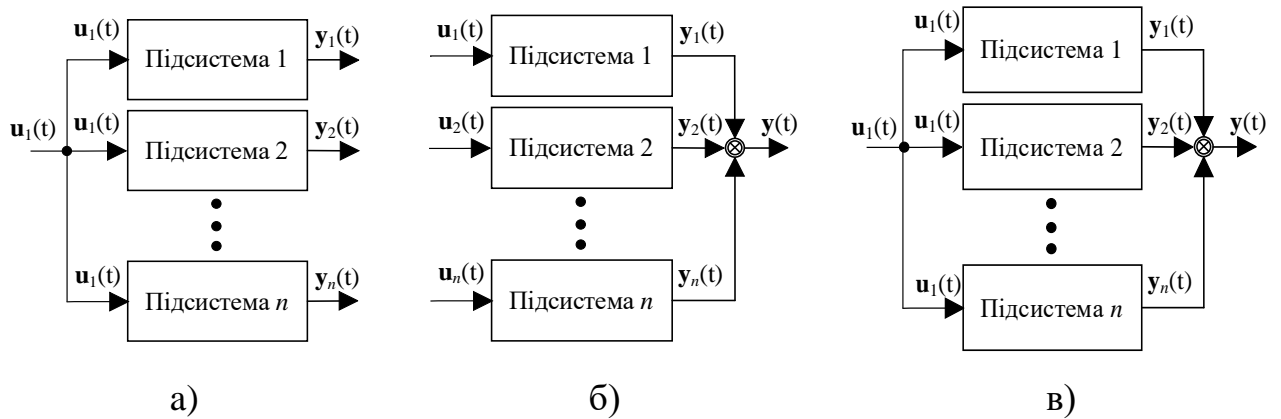


Рис. 2.3. Функціональні схеми варіантів паралельної структурної декомпозиції ПГС: а) з спільним входом і багатьма виходами; б) з багатьма входами і одним виходом; в) з спільним входом і одним виходом

Загалом паралельна структурна декомпозиція ПГС може мати декілька варіацій: з одним спільним входом на усі підсистеми на багатьма виходами (рис. 2.3,а), з багатьма входами та одним виходом, що є сумою виходів усіх підсистем (рис. 2.3,б), і поєднанням двох попередніх випадків, з одним спільним входом на усі підсистеми, та одним виходом, що є сумою виходів усіх підсистем (рис. 2.3,в).

Згідно з функціональною схемою, показаної на рис. 2.3,а, окремі підсистеми об'єднані лише спільним входом $\mathbf{u}_1(t)$, вектори вихідних змінних $\mathbf{y}_1(t) \dots \mathbf{y}_n(t)$ відображають виконання окремих задач. Схема, продемонстрована на рис. 2.3,б, є протилежною до попередньої: на кожну з підсистем надходить свій власний вектор вхідних змінних $\mathbf{u}_1(t) \dots \mathbf{u}_n(t)$ а на виході отримуються однотипні вектори вихідних змінних $\mathbf{y}_1(t) \dots \mathbf{y}_n(t)$, які сумуються, в результаті чого отримується вектор вихідних змінних загальної ПГС $\mathbf{y}(t)$. Схема на рис. 2.3,в є об'єднанням двох попередніх. Для будь-якого з цих варіантів кожна з підсистем працює незалежно та керується індивідуальною СЕФК з індивідуальними ФКВ, що забезпечують керування згідно з сформованими задачами для кожної підсистеми, що відображаються в їх СЕМ.

Першочергово при застосуванні структурної паралельної декомпозиції здійснюється аналіз загальної ПГС: усіх змінних стану загальної ПГС, взаємодії між потенційно можливими підсистемами, та визначається вузол, який об'єднує усі підсистеми. Далі з загального вектору стану \mathbf{x} формуються вектори стану підсистем

\mathbf{x}_i таким чином, щоб зберігалася фізична відповідність між цим вектором та підсистемою. Важливим є вибір змінної стану, що описує вузол у якому пов'язуються усі підсистеми, оскільки ця змінна стану буде присутня у кожному i -му векторі стану підсистем. Позначимо цю змінну стану $x_B(t)$. Тоді вектори стану підсистем формуватимуться наступного вигляду:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1 &= [x_{11}(t) \ x_{12}(t) \ x_{13}(t) \ \dots \ x_B(t) \ \dots \ x_{1n}(t)]^T; \\ \mathbf{x}_2 &= [x_{21}(t) \ x_{22}(t) \ x_{23}(t) \ \dots \ x_B(t) \ \dots \ x_{2n}(t)]^T; \\ &\vdots \\ \mathbf{x}_i &= [x_{i1}(t) \ x_{i2}(t) \ x_{i3}(t) \ \dots \ x_B(t) \ \dots \ x_{in}(t)]^T. \end{aligned} \quad (2.5)$$

У той же час вектори змінних стану підсистем, отриманих в результаті декомпозиції \mathbf{x}_i (2.5), обов'язково містять змінну стану x_B . Тоді вектор стану загальної системи \mathbf{x} формується з векторів стану підсистем \mathbf{x}_i та матиме наступний вигляд:

$$\mathbf{x} = [x_B(t) \ x_{11}(t) \ x_{12}(t) \ x_{13}(t) \ \dots \ x_{1n}(t) \ x_{21}(t) \ x_{22}(t) \ x_{23}(t) \ \dots \ x_{2n}(t) \ \dots \ x_{i1}(t) \ x_{i2}(t) \ x_{i3}(t) \ \dots \ x_{in}(t)]^T. \quad (2.6)$$

Функція повної енергії $H(\mathbf{x})$ загальної системи в такому випадку буде формуватися виходячи з вектору стану \mathbf{x} , та набуватиме наступного вигляду:

$$H(\mathbf{x}) = H_1(\mathbf{x}_1) + H_2(\mathbf{x}_2) + \dots + H_i(\mathbf{x}_i) - H_B(x_B(t))(i-1), \quad (2.7)$$

де $H_B(x_B(t))$ – Гамільтоніан вузла, і оскільки він присутній у складі функції повної енергії усіх підсистем, необхідно скоригувати загальну функцію, врахувавши його тільки один раз.

Сформована модель типової i -ї підсистеми у ПГС матиме вигляд:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_i = [\mathbf{J}_i(\mathbf{x}_i) - \mathbf{R}_i(\mathbf{x}_i)] \nabla H_i(\mathbf{x}_i) + \mathbf{G}_i(\mathbf{x}_i) \mathbf{u}_i(t) \\ \mathbf{y}_i(t) = \mathbf{G}_i(\mathbf{x}_i)^T \nabla H_i(\mathbf{x}_i) \end{cases}. \quad (2.8)$$

Отримані підсистеми ПГС є меншого порядку, описуються простішими структурами та спрощують синтез СЕФК. При синтезі СЕФК декомпонованих

підсистем до кожної з них ставляться свої задачі керування, які отримано шляхом формування СЕМ підсистем, що відображається вектором усталених значень змінних стану \bar{x}_i та матиме наступний вигляд:

$$\begin{aligned} \bar{x}_1 &= [X_{11}(t) \ X_{12}(t) \ X_{13}(t) \ \dots \ X_B(t) \ \dots \ X_{1n}(t)]^T; \\ \bar{x}_2 &= [X_{21}(t) \ X_{22}(t) \ X_{23}(t) \ \dots \ X_B(t) \ \dots \ X_{2n}(t)]^T; \\ &\vdots \\ \bar{x}_i &= [X_{i1}(t) \ X_{i2}(t) \ X_{i3}(t) \ \dots \ X_B(t) \ \dots \ X_{in}(t)]^T. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Синтезовані СЕФК підсистем, що базуються на СЕМ цих підсистем, забезпечуватимуть асимптотичну стійкість таких підсистем, а отже забезпечуватиметься асимптотична стійкість усієї системи в цілому. Задачі керування загальною ПГС відображаються загальною СЕМ, що описується вектором усталених значень змінних стану \bar{x} , який є співставним з вектором змінних стану x та має наступний вигляд:

$$\bar{x} = [X_B(t) \ X_{11}(t) \ X_{12}(t) \ X_{13}(t) \ \dots \ X_{1n}(t) \ X_{21}(t) \ X_{22}(t) \ X_{23}(t) \ \dots \ X_{2n}(t) \ \dots \ \dots \ X_{i1}(t) \ X_{i2}(t) \ X_{i3}(t) \ \dots \ X_{in}(t)]^T. \quad (2.10)$$

Паралельну структурну декомпозицію ПГС рис. 2.3,а вигідно застосувати до електротехнічного комплексу генерування електроенергії, наприклад з сонячною електростанцією, де вхідним енергетичним потоком на систему буде генерована фотомодулями енергія яка буде надходити на інші підсистеми такі як тепла помпа, інші електроспоживачі в будинку, чи якась система електропривода, які працюють незалежно та не мають спільного впливу на якийсь вихідний параметр загальної системи. Це найпростіший тип паралельної структурної декомпозиції.

Прикладом структурної паралельної декомпозиції, показаної на рис. 2.3,б, є автономна система комплексного генерування електроенергії, до якої входять різні електрогенеруючі пристрої, наприклад, ФЕМ, ВЕУ, дизель-генератор, з різними видами вихідної напруги та різними її величинами. Для роботи такої системи в цілому комплексі використовуються різного типу силові напівпровідникові

перетворювачі, які забезпечують роботу такої системи на спільне навантаження. Отже, усі елементи такого комплексу мають спільний вузол, який здійснює функцію об'єднання усіх складових комплексу. Застосовуючи паралельну структурну декомпозицію така система розділяється на підсистеми, які об'єднані в цьому вузлі.

Такий підхід здійснює розкладання системи на найпростіші системи які описують взаємозв'язок підсистеми з вузлом. Такі підсистеми мають математичні моделі невеликого порядку, що спрощує структурний синтез їх СЕФК та, відповідно, їх параметричний синтез. Одним з недоліків такого підходу є те, що такий підхід не дає можливості формувати додаткові взаємозв'язки між підсистемами з метою їх кращої роботи. Однак це є можливо і доцільно лише в окремих випадках. Як приклад електрогенеруючого комплексу, що складається з ФЕМ та ВЕУ, а також гібридної АБ-СКМ СНЕ, які усі об'єднані спільною DC мережею з конденсатором C_{bus} , до якого доцільне застосування структурної паралельної декомпозиції показано на рис. 2.4.

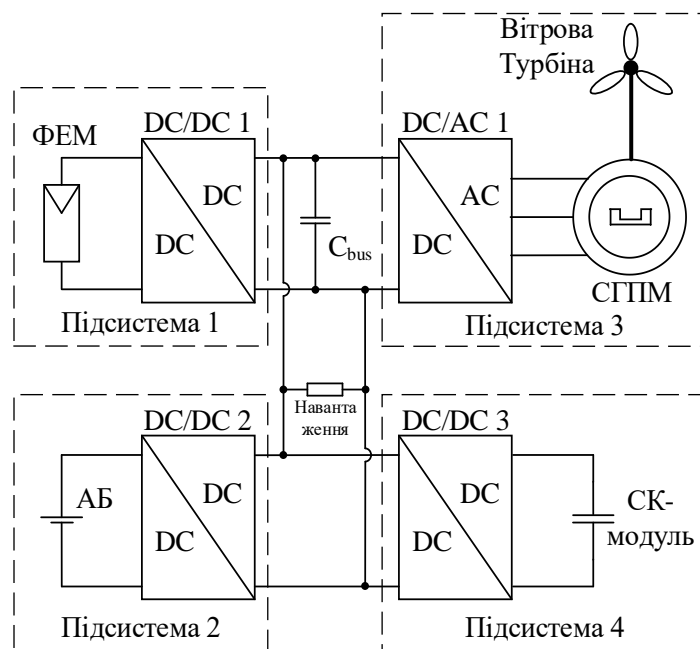


Рис. 2.4. Функціональна схема електрогенеруючого комплексу з гібридною СНЕ, до якого доцільно застосувати структурну паралельну декомпозицію

Спільною задачею керування при синтезі СЕФК електрогенеруючим комплексом (рис. 2.4) є контроль за напругою ланки DC мережі, що здійснюється усіма підсистемами, прямо чи опосередковано. Тому, застосувавши паралельну декомпозицію до складного електротехнічного комплексу, у векторі усталених значень змінних стану усіх підсистем \bar{x}_i буде присутній цей параметр. Коли ціль керування та контролю над змінною, яка характеризує параметри цього спільного вузла (DC мережа) прив'язується до однієї конкретної підсистеми. Тоді з точки зору синтезу СЕФК інших підсистем, ця змінна розглядається як збурення.

Електротехнічний комплекс, що складається зі спільного джерела живлення, наприклад, ВЕУ, що передає енергію до гібридної СНЕ, яка працює на спільну DC мережу з навантаженням слугує прикладом застосування паралельної декомпозиції, показаної на рис. 2.3, в. СНЕ, що складається з нагромаджувачів різного типу з різною фізичною природою, розкладається на відповідні підсистеми, з одним входом від ВЕУ, а їхні виходи будуть формувати спільну напругу DC мережі, до якої підключається навантаження.

Структурна паралельна декомпозиція ПГС значно знижує загальну складність синтезу керування, адже кожна підсистема має власну СЕФК. У результаті СЕФК підсистем об'єднуються для формування загального виходу системи. Координація між підсистемами забезпечує узгодженість в енергетичному балансі та динамічну цілісність. Це особливо важливо, коли підсистеми мають різні функції і взаємодіють між собою для досягнення загальної мети системи. Введення додаткових взаємозв'язків чи демпфунгів в підсистемах керування дає змогу отримати прості та ефективні ФКВ, що можуть дати якісніші характеристики.

Серед переваг паралельної структурної декомпозиції варто виділити такі:

- спрощуються структури ПГС та відповідно синтез їх СЕФК, який базується на СЕМ, яка також рівномірно розподілена між підсистемами, де кожна з них здійснює керування конкретними змінними вектору стану загальної системи та здійснює вплив на спільну змінну для усіх підсистем;
- паралельна структурна декомпозиція дає змогу легко додавати або змінювати окремі підсистеми без значних змін у загальній структурі; це важливо у

великих системах, таких як енергетичні системи, де можуть бути додані нові елементи генерування чи нагромадження без порушення функціонування;

- індивідуальні контури керування та налаштування дозволяють налаштувати кожну підсистему незалежно; завдяки цьому можна досягти більш точного керування та контролю над станом енергії в кожній підсистемі, оскільки СЕФК здійснює керування потоками енергії лише всередині підсистеми.

Однак, важливо відзначити, що такий підхід не дає змоги здійснювати взаємний вплив між паралельними підсистемами, що часто необхідно, якщо такі підсистеми об'єднані певною метою, наприклад як АБ та СКМ, які взаємодоповнюють особливості одне одного. Тоді доцільно об'єднувати такі об'єкти у одну підсистему і тим самим об'єднувати цілі керування та формувати спільну СЕМ для такої підсистеми. Паралельна структурна декомпозиція є потужним підходом у ПГС, який надає значні переваги у вигляді гнучкості, стійкості та незалежності підсистем.

2.1.3. Комбінована декомпозиція

Складна структура сучасних електротехнічних комплексів з великою кількістю внутрішніх взаємозв'язків, вузлів та розмитих меж між об'єктами однакової фізичної природи ускладнює можливість застосування якогось одного типу структурної декомпозиції. Для таких систем потрібно застосовувати одночасно каскадні і паралельні принципи декомпозиції для спрощення ПГС. Таку реалізацію можна назвати комбінованою декомпозицією. Цей підхід має переваги каскадної і паралельної декомпозиції та забезпечує спрощення розгляду складної нелінійної ПГС у вигляді підсистем та синтезу їх СЕФК.

У комбінованій структурній декомпозиції каскадна складова забезпечує чітку взаємозалежність між підсистемами, що дає змогу передавати енергію послідовно, від однієї підсистеми до іншої, згідно з певним порядком, а паралельна складова забезпечує незалежним підсистемам одночасну їх взаємодію з центральною частиною (вузлом) системи або з іншими підсистемами, зберігаючи при цьому автономність та стійкість кожної підсистеми. Така реалізація є надзвичайно корисною для систем, які потребують ієрархічного або багаторівневого підходу до

керування.

Функціональну схему комбінованої декомпозиції наведено на рис. 2.5. Комбінована декомпозиція може мати декілька варіацій. Перша, паралельно-каскадна (рис 2.5,а), коли спершу застосовується паралельна декомпозиція, результатом якої є множина підсистем з паралельними зв'язками, і тоді до кожної, або до певних з підсистем застосовується каскадна декомпозиція, результатом якої є множина підсистем з послідовними зв'язками. Іншою варіацією комбінованої декомпозиції є каскадно-паралельна (рис 2.5,б), коли спершу застосовуються каскадна декомпозиція, яка створює множину підсистем з послідовними зв'язками, а тоді до певних підсистем застосовується паралельна декомпозиція і у результаті формуються множина підсистем з паралельними зв'язками.

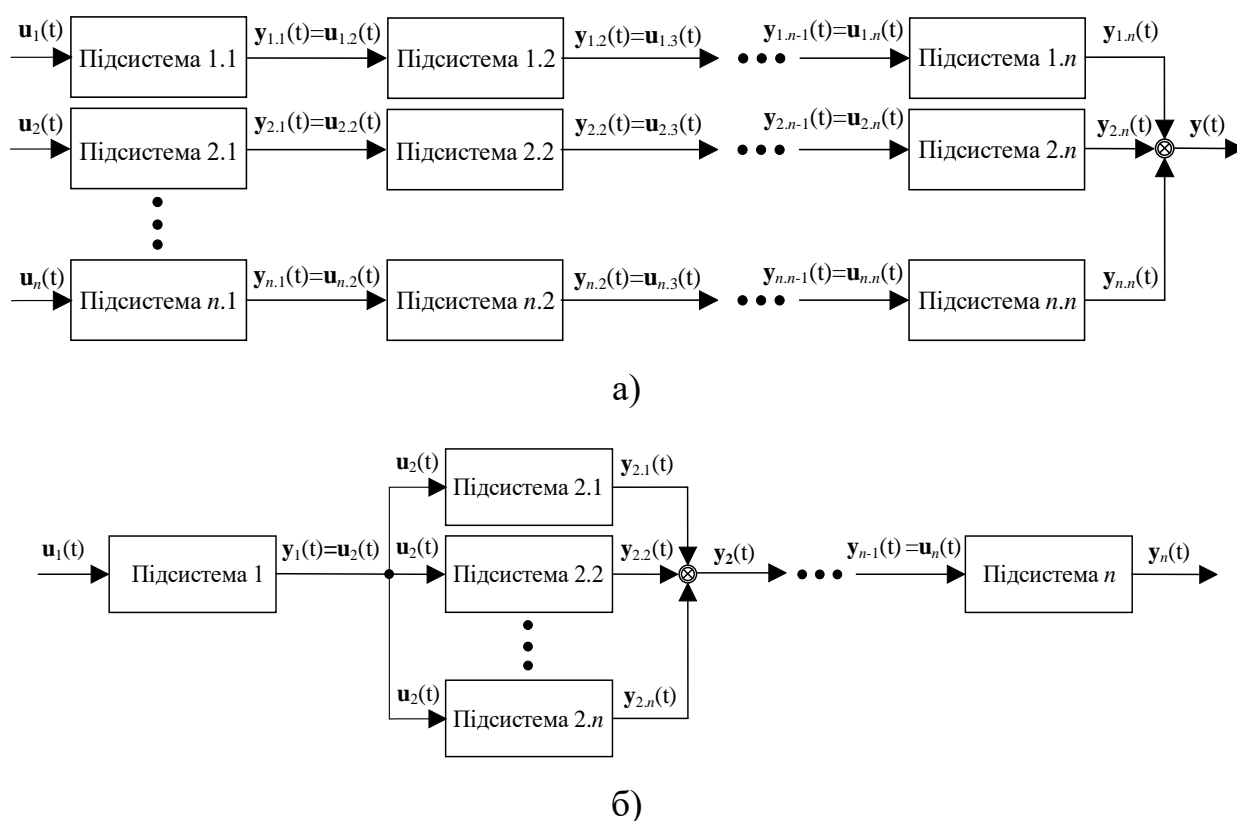


Рис. 2.5. Функціональні схеми варіантів комбінованої структурної декомпозиції:
 а) паралельно-каскадна; б) каскадно-паралельна

Така структура уможливує розбиття складного комплексу до найпростіших підсистем ПГС, які описують окремі об'єкти або складові об'єктів, що описуються

певними фізичними законами.

Застосування комбінованої декомпозиції уможливорює реалізацію ієрархічного підходу, де на верхньому рівні може здійснюватися координація між основними підсистемами, а на нижчому рівні – локальне керування окремими модулями. Це забезпечує модульність системи, де кожен модуль може бути як незалежним енергетичним блоком, так і частиною більш складної структури. Такий підхід дозволяє гнучко налаштовувати СЕФК до різних умов роботи та динамічних змін збурень.

Як і для попередніх випадків декомпозиції, на початковому етапі застосування комбінованої декомпозиції ПГС необхідно визначити внутрішні взаємозв'язки та вузли в комплексі для можливого застосування паралельної декомпозиції та межі для каскадної декомпозиції. Наступним етапом необхідно умовно розділити систему на каскадну та паралельну частини. Такий підхід чітко демонструє ієрархічну структуру такої декомпозиції, оскільки спершу здійснюється розподіл на каскадну та паралельну частини, а вже потім, за описаними вище алгоритмами, застосовується каскадний та паралельний підхід відповідно. Таким чином зручно сформулювати вектори змінних стану для каскадно декомпонованих підсистем $\mathbf{x}_{\text{кас}}$ та паралельно декомпонованих підсистем $\mathbf{x}_{\text{пар}}$. Ці вектори змінних стану формуються згідно вище описаних алгоритмів та мають вигляд (2.1) та (2.6) відповідно. Загальний вектор змінних стану такої системи \mathbf{x} матиме наступний вигляд:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{\text{кас}} & \mathbf{x}_{\text{пар}} \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

Загальний Гамільтоніан $H(\mathbf{x})$, у відповідності до (2.11), також буде структурно розділений на каскадну $H_{\text{кас}}(\mathbf{x}_{\text{кас}})$ та паралельну складові $H_{\text{пар}}(\mathbf{x}_{\text{пар}})$, що знаходяться за рівняннями (2.2) та (2.7), відповідно. Гамільтоніан загальної системи буде рівним:

$$H(\mathbf{x}) = H_{\text{кас}}(\mathbf{x}_{\text{кас}}) + H_{\text{пар}}(\mathbf{x}_{\text{пар}}). \quad (2.12)$$

Загальна модель ПГС буде складатися з підмоделей каскадної та паралельної

ПГС, які в свою чергу являють сукупність підсистем ПГС типу (2.3) та (2.8) Отримані підмоделі каскадної та паралельної ПГС підсистем матимуть наступний вигляд:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{\text{кас}} = [\mathbf{J}_{\text{кас}}(\mathbf{x}_{\text{кас}}) - \mathbf{R}_{\text{кас}}(\mathbf{x}_{\text{кас}})] \nabla H_{\text{кас}}(\mathbf{x}_{\text{кас}}) + \mathbf{G}_{\text{кас}}(\mathbf{x}_{\text{кас}}) \mathbf{u}_{\text{кас}}(t) \\ \mathbf{y}_{\text{кас}}(t) = \mathbf{G}_{\text{кас}}(\mathbf{x}_{\text{кас}})^T \nabla H_{\text{кас}}(\mathbf{x}_{\text{кас}}) \end{cases}, \quad (2.13)$$

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{\text{пар}} = [\mathbf{J}_{\text{пар}}(\mathbf{x}_{\text{пар}}) - \mathbf{R}_{\text{пар}}(\mathbf{x}_{\text{пар}})] \nabla H_{\text{пар}}(\mathbf{x}_{\text{пар}}) + \mathbf{G}_{\text{пар}}(\mathbf{x}_{\text{пар}}) \mathbf{u}_{\text{пар}}(t) \\ \mathbf{y}_{\text{пар}}(t) = \mathbf{G}_{\text{пар}}(\mathbf{x}_{\text{пар}})^T \nabla H_{\text{пар}}(\mathbf{x}_{\text{пар}}) \end{cases}. \quad (2.14)$$

Такий попередній поділ на дві складові спрощує загальну складність об'єкта та дає змогу здійснити подальший поділ каскадної та паралельної складової. При цьому задачі керування загальної СЕМ розподіляються між цими складовими та описуються векторами усталених значень змінних стану $\bar{\mathbf{x}}_{\text{кас}}$ та $\bar{\mathbf{x}}_{\text{пар}}$, що формують загальну СЕМ вигляду:

$$\bar{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}_{\text{кас}} & \bar{\mathbf{x}}_{\text{пар}} \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

Кожен з векторів усталених значень змінних стану підмоделей $\bar{\mathbf{x}}_{\text{кас}}$ та $\bar{\mathbf{x}}_{\text{пар}}$ сформовано за принципом (2.4) та (2.10) відповідно. Такий розподіл задач керування дає змогу спростити завдання постановки задач та здійснити постановку точніше, забезпечуючи деталізації моделей ПГС. Синтез СЕФК декомпонованих підсистем дає в результаті прості структури ФКВ та дає змогу якісно забезпечувати вирішення конкретних поставлених задач. Додатково існує змога формувати бажані потоки енергії в підсистемі для покращення отриманих результатів шляхом формування бажаних взаємозв'язків та демпфувань.

Прикладом застосування комбінованої структурної декомпозиції є система ЕАТЗ, що складається з бортової системи живлення ЕАТЗ та система приводу, що являють собою каскадну структурну декомпозицію (рис. 2.6).

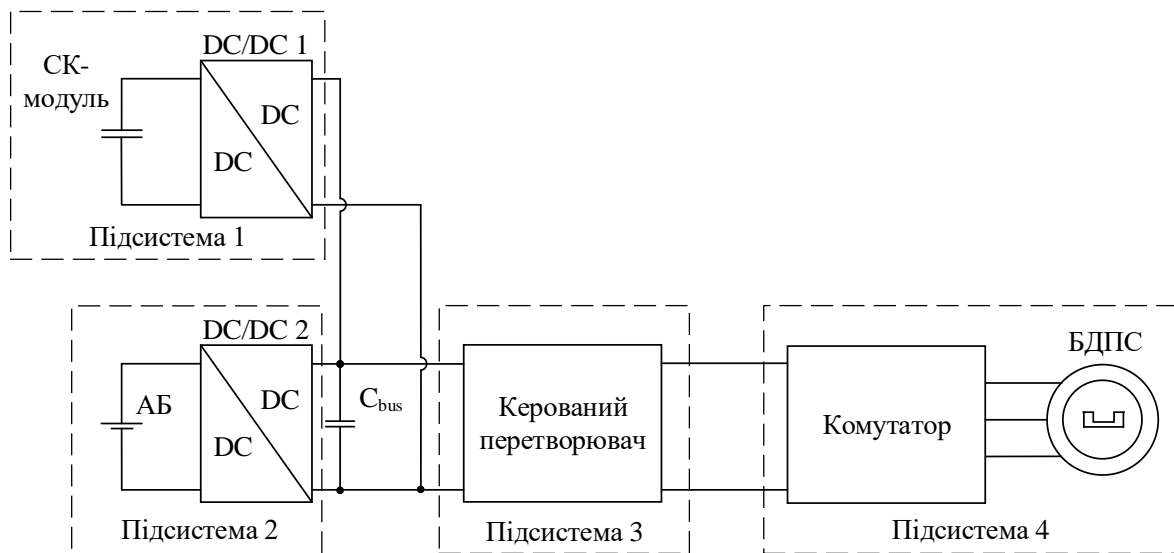


Рис. 2.6. Комбінована структурна декомпозиція ЕАТЗ з бортовою системою живлення

До такого об'єкту застосовано каскадно-паралельну декомпозицію. Спершу було застосовано каскадну декомпозицію і отримано підсистеми бортової системи живлення, керованого перетворювача та системи приводу. До бортової системи живлення було застосовано паралельну декомпозицію та в результаті було отримано підсистеми АБ та СКМ, що можуть керуватися як окремими регуляторами, так і взаємопов'язаними.

Цілі щодо керування СЕФК визначаються комбінованою СЕМ, що описується особливостями як каскадної, так і паралельної декомпозицій. Тобто, там, де застосовувалася паралельна декомпозиція, цілі будуть розділені між підсистемами, і вектор усталених значень змінних стану усіх підсистем міститиме змінну, що характеризується цим вузлом. Формування вимог СЕМ до підсистем, отриманих шляхом каскадної декомпозиції, здійснюється так, що кожна з підсистем матиме свої незалежні цілі, над якими і здійснюватиме контроль. Загальна СЕМ буде сформована шляхом поєднання паралельної та каскадної СЕМ, де буде присутня тільки одна змінна для вузла, що об'єднує паралельні складові.

Комбінована декомпозиція ефективна у складних розподілених системах, які вимагають координації на кількох ієрархічних рівнях, наприклад:

- у мережах розподіленої генерації, де різні джерела енергії (сонячні

енергоустановки, вітрові станції тощо) можуть працювати паралельно, підтримуючи стабільність енергетичної системи та забезпечуючи ефективне нагромадження енергії гібридною СНЕ, і одночасно забезпечувати різного роду споживачів;

- роботизовані системи, де кожен керований компонент (наприклад, маніпулятори, приводи, спостерігачі координат) є підсистемою, що працює незалежно, але також узгоджується з іншими компонентами для виконання складних завдань.

Комбінована структурна декомпозиція ПГС дає змогу досягти високого рівня спрощення системи та гнучкості, забезпечуючи стійку роботу за умов різноманітних збурень, що є надзвичайно важливим для сучасних складних технічних систем.

2.2. Режимна декомпозиція ПГС

Електротехнічні системи та комплекси, працюючи в різних режимах роботи, описується різними математичними моделями. І підходячи до синтезу системи керування такими об'єктами керування виявляється, що системи керування для кожного з цих режимів будуть мати різні завдання та регулятори. До таких систем та комплексів, які описуються як ПГС, для розподілу завдань керування та спрощення процедури синтезу СЕФК доцільно застосувати режимну декомпозицію. Такий підхід здійснює чіткий поділ загальної системи керування на декілька простіших систем керування, які здійснюють свої керуючі впливи виключно для конкретних режимів роботи.

Режимна декомпозиція ПГС є потужним підходом, який доцільно використовувати для моделювання та керування системами, які можуть функціонувати в різних режимах роботи, кожен з яких характеризується унікальними динамічними властивостями. Перевагою такого підходу є спрощення математичної моделі об'єкта керування, оскільки кожен режим розглядається як окрема підсистема з власними енергетичними характеристиками. Застосування режимної декомпозиції дає змогу детальніше відобразити фізичний стан складної

ПГС відповідно до її режиму. Такий підхід є особливо ефективним для нелінійних або гібридних систем, які перемикаються між різними станами. Режими та стани системи можуть бути визначені на основі певних критеріїв, таких як: зміни у зовнішньому середовищі; внутрішні стани системи; настання специфічних подій, які ініціюють перехід до нового режиму.

У загальному, кожен з режимів роботи об'єкта керування описується власним вектором змінних стану \mathbf{x}_m , де m — порядковий номер режиму. Не потрібно об'єднувати ці вектори підсистем в один загальний, оскільки синтезуватимуться різні СЕФК для різних режимів роботи. Система в кожному режимі описуватиметься індивідуальним Гамільтоніаном $H_m(\mathbf{x}_m)$ виду (1.7). Підмодель ПГС m -го режиму роботи матиме вигляд:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_m = [\mathbf{J}_m(\mathbf{x}_m) - \mathbf{R}_m(\mathbf{x}_m)] \nabla H_m(\mathbf{x}_m) + \mathbf{G}_m(\mathbf{x}_m) \mathbf{u}_m(t) \\ \mathbf{y}_m(t) = \mathbf{G}_m(\mathbf{x}_m)^T \nabla H_m(\mathbf{x}_m) \end{cases} \quad (2.16)$$

Режимна декомпозиція ПГС забезпечує гнучкий і адаптивний підхід до моделювання та керування складними динамічними та нелінійними системами. Для кожного режиму формуються власна СЕМ, яка базуватиметься на векторах змінних стану підсистем та матиме свої завдання для кожного режиму роботи системи. Синтез СЕФК здійснюється для кожного режиму окремо, та дає індивідуальні ФКВ. Додатково отримані для кожного режиму підсистеми можна розбити, застосувавши будь яку з вище описаних структурних декомпозицій, якщо є така можливість реалізації. Такий підхід дає ще один рівень спрощення в ієрархічному підході до декомпозиції складних електротехнічних комплексів. Додаткового розбиття зазнає і СЕМ.

Для різних режимів є змога інтегрувати різні моделі або підходи до керування. Наприклад, у одному режимі може використовуватися СЕФК, тоді як в іншому – модель з нечіткою логікою або лінійною апроксимацією. Це розширює можливості проектування та дає змогу враховувати різні аспекти динаміки системи у відповідних режимах. Незалежність отриманих СЕФК підкреслюється тим, що в результаті синтезу є множина СЕФК з своїми ФКВ, перемикання між якими

здійснюються за певних умов, які характеризують той чи інший режим.

Прикладом застосування режимної декомпозиції є ЕАТЗ на базі БДПС, для якого є характерними два режими роботи – тяговий і гальмівний (рис. 2.7).

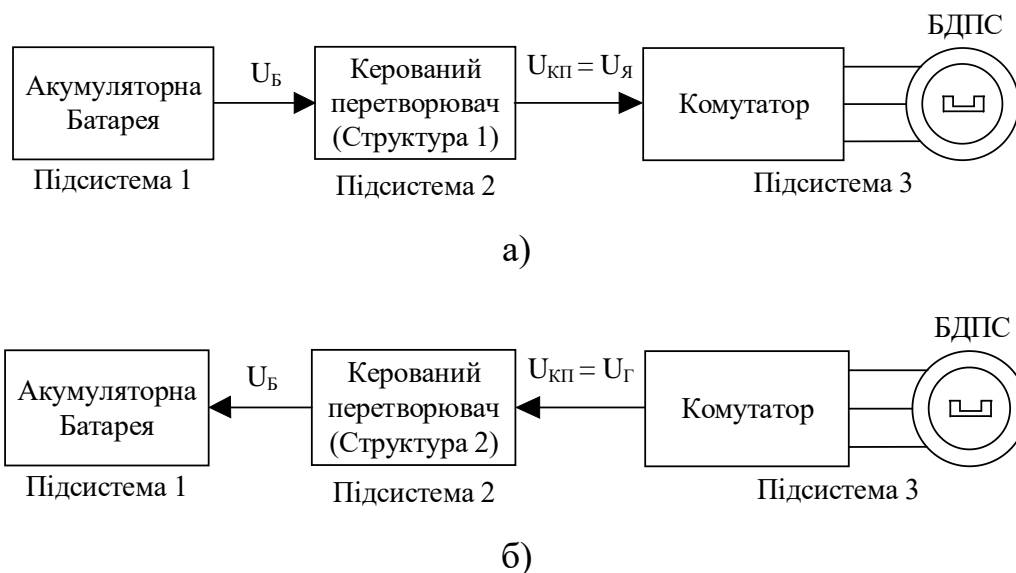


Рис. 2.7. Функціональні схеми, що відображають два режими роботи ЕАТЗ:

а) режим тяги, б) режим рекуперативного гальмування

У тяговому режимі (рис. 2.7,а) мета керування ЕАТЗ – забезпечити тягу транспортного засобу із заданими водієм координатами руху та максимально можливою ефективністю перетворення електричної енергії АБ в механічну енергію руху. У цьому режимі потоки енергії направлені від АБ через керований перетворювач до двигуна і далі до коліс. У гальмівному режимі роботи (рис. 2.7,б) ЕАТЗ переходить у режим рекуперації, де частина кінетичної енергії руху перетворюється назад в електричну енергію і повертається до АБ. Кожен із цих режимів характеризується своєю ПГС, яка відображає нагромадження енергії в деяких елементах, її дисипацію, а також взаємозв'язки, забезпечуючи при цьому певну конфігурацію енергетичних потоків, які мають місце під час роботи ЕАТЗ в конкретних умовах. При цьому також кардинально змінюються вектори вхідних та вихідних змінних ПГС, що описують режими роботи ЕАТЗ. Таким чином, режимна декомпозиція ПГС ЕАТЗ дає змогу моделювати режими тяги та гальмування, контролюючи енергетичні потоки для забезпечення руху та збереження енергії.

Для наведеного прикладу ключовим елементом, у якому відбуваються зміна структури системи, зумовлена зміною режиму, є двонапрямлений керований перетворювач. Усі двонапрямлені DC-DC перетворювачі змінюють свої властивості при передачі енергії в різних напрямках. Це, перш за все, пов'язано з різними рівнями напруг на їх сторонах. Якщо в одному напрямку передачі енергії DC-DC перетворювач буде понижувального типу (buck), в іншому він вже буде підвищувального типу (boost). У його роботі ці режими забезпечуються роботою з ШІМ різних транзисторів [45]. При цьому працюють ті ж проміжні нагромаджувачі енергії, однак порядок їх роботи бути різним, що приведе до зміни взаємозв'язків у ПГС перетворювача.

Усе наведене показує, що режимна декомпозиція є ще одним випадком структурної декомпозиції, бо зміна режиму роботи електротехнічного комплексу приводить до зміни його структури. Оскільки у структурній декомпозиції система поділяється на структурні підсистеми, кожна з яких характеризується певною топологією енергетичних потоків та фізичними параметрами. Режимна декомпозиція, як частина цього підходу, створює додаткові рівні поділу в межах структурних підсистем, визначаючи стани роботи системи у кожному з режимів. Таким чином, кожен режим роботи розглядається як окрема структурна підсистема зі специфічними параметрами та портами.

Інтеграція режимної декомпозиції в межах структурної зберігає цілісність системи при зміні режимів, адже всі переходи відбуваються в межах існуючої структури загальної системи. Це спрощує керування та особливо важливо для складних систем з високою залежністю від змінних зовнішніх факторів.

Режимна декомпозиція ефективно застосовується у системах, де необхідна адаптація до різних режимів роботи, наприклад:

- розподілені енергетичні мережі, що змінюють свої режими залежно від навантаження, погодних умов або доступності джерел енергії;
- ЕАТЗ, які змінюють режими в залежності від умов руху та керування водія;
- роботизовані комплекси, які адаптують режим роботи до поставлених завдань під час виконання складних маніпуляцій.

Одним з додаткових завдань для реалізації режимної декомпозиції є необхідність відслідковування стану системи та визначення моменту переходу з одного режиму роботи до іншого режиму, щоб здійснювати необхідні керуючі впливи. Це вимагає, як мінімум, додаткового давача.

2.3. Висновки до розділу

1. Складні електротехнічні комплекси, які складаються з відносно автономних систем, що розглядаються у вигляді ПГС систем за принципами з'єднання портами, доцільно декомпонувати, оскільки такий підхід зберігає усі переваги фізичної зрозумілості відображення таких підсистем та загальної системи в цілому. Синтез систем енергоформуючого керування на основі відображення ПГС підсистем спрощується та забезпечує асимптотичну стійкість як і загальна система. Така перевага є підставою для декомпозиції.

2. Було розроблено два ключові підходи декомпозиції складних електротехнічних комплексів: структурну та режимну. Застосування структурної декомпозиції залежить від опису ПГС, а саме від складності опису об'єкту керування та наявних внутрішніх зв'язків. Ці зв'язки визначають доцільність застосування одного з трьох видів структурних декомпозицій: каскадної, паралельної чи комбінованої.

3. Режимна декомпозиція змінює структуру об'єкту керування в залежності від режиму його роботи. Таким чином режимну декомпозицію можна віднести до ще одного підвиду структурної. Наведено приклади варіантів декомпозиції складних електротехнічних комплексів, зумовлених як структурними особливостями, так і режимами їх роботи.

4. Структура систем керування може включати в себе різні ступені пасивності. Такий підхід дає змогу застосовувати енергоформуючі та комбіновані системи керування в загальній системі та здійснювати унікальні керуючі впливи на декомпоновані підсистеми. Наприклад енергоформуюче керування струмом чи моментом двигуна, або моментом і швидкістю двигуна.

РОЗДІЛ 3. СИНТЕЗ СИСТЕМИ ЕНЕРГОФОРМУЮЧОГО КЕРУВАННЯ АВТОНОМНИМ ЕЛЕКТРОГЕНЕРУЮЧИМ КОМПЛЕКСОМ ІЗ ЗАСТОСУВАННЯМ СТРУКТУРНОЇ ДЕКОМПОЗИЦІЇ

Як правило, гібридизація виконує функцію доповнення одних засобів іншими, що забезпечує певний позитивний ефект. У цьому дослідженні гібридизація застосована до двох основних підсистем автономного комплексу: підсистеми генерування електричної енергії з ВДЕ вітру та сонця, що підвищує рівномірність в часі генерованої потужності, та СНЕ в АБ і СКМ, що збільшує термін служби АБ. Математичне моделювання динамічних процесів у таких багатофізичних комплексах доцільно здійснювати на енергетичній основі, представляючи об'єкт як ПГС. Автоматичне керування роботою таких комплексів реалізовується за принципом пасивності – за допомогою СЕФК, синтезованої відповідно до сформованої СЕМ.

У цьому розділі показано застосування структурної декомпозиції ПГС, що моделює досліджуваний комплекс, на три підсистеми з метою спрощення процедури структурно-параметричного синтезу СЕФК підсистем у порівнянні із загальною СЕФК всього комплексу. Обидві синтезовані СЕФК порівнюються шляхом комп'ютерного симулювання роботи досліджуваного комплексу.

Отримані в розділі результати опубліковано автором у роботах [13, 50, 95, 97, 118].

3.1. Опис автономного електрогенеруючого комплексу та його математичне моделювання як ПГС

Електрична схема силової частини вітро-сонячного електрогенеруючого комплексу з гібридною СНЕ показана на рис. 3.1. Зі схеми видно, що всі елементи комплексу – ФЕМ, ВЕУ, АБ і СКМ – працюють через власні DC-DC перетворювачі на загальну мережу DC-bus з постійною напругою v_{bus} на конденсаторі C_{bus} . При цьому DC-DC1 і DC-DC2 є одноквadrантними, а DC-DC3 і DC-DC4 – двоквadrантними, тобто з двонапрявленою передачею електроенергії, що

пов'язано з особливостями роботи генеруючої та накопичувальної частин комплексу. ВЕУ використовує синхронний генератор з постійними магнітами (СГПМ), змінна напруга на виході якого випрямляється діодним випрямлячем і подається на вхід перетворювача DC-DC2. Споживач електричної енергії моделюється як ЕРС E_{load} з додатковою R-L ланкою R_{load} , L_{load} , і підключається безпосередньо до напруги v_{bus} . Таке навантаження може бути як пасивним, так і активним, в залежності від співвідношення напруг v_{bus} і E_{load} .

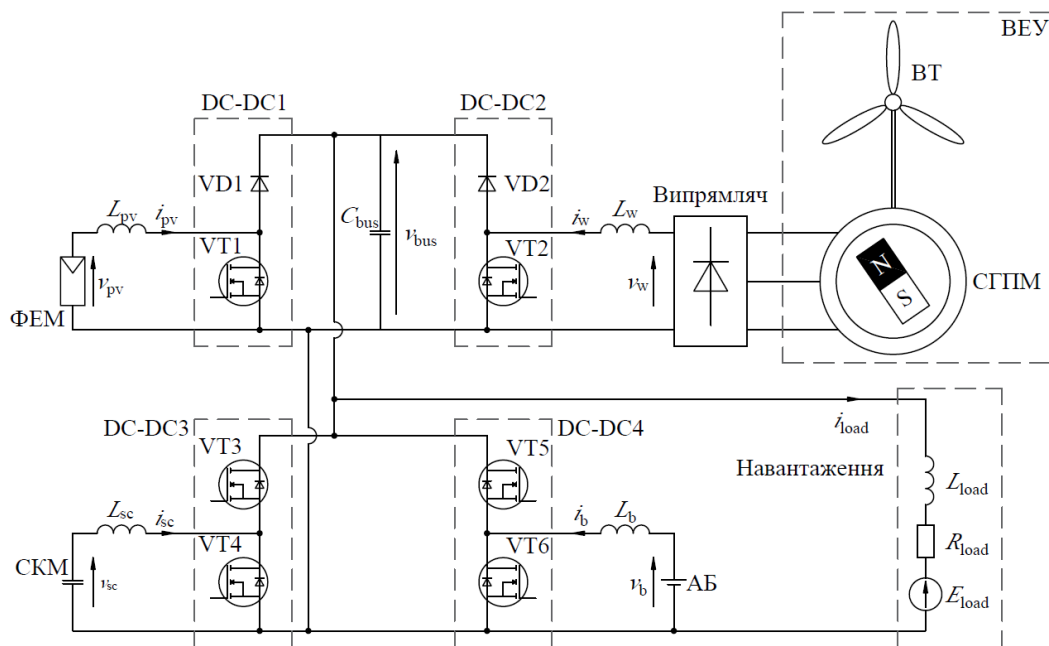


Рис. 3.1. Електрична схема вітро-сонячного електронеруючого комплексу з гібридною АБ-СКМ СНЕ

Відповідно до схеми на рис. 3.1, для кожного з елементів були складені диференціальні рівняння, кількість яких рівна кількості реактивних елементів у схемі, які нагромаджують енергію – дроселі і конденсатори. Зміна струму в дроселі залежить від різниці напруг з обох його кінців, а зміна напруги на конденсаторі залежить від балансу струмів у вузлі, до якого підключений конденсатор. У випадку переходу через DC-DC перетворювач напруга та струм змінюються в залежності від коефіцієнта передачі перетворювача. Однак добуток напруги на струм з обидвох боків DC-DC перетворювача у випадку нехтування втратами в

ньому, що для даного дослідження є допустимим, залишається без змін. При записі диференціальних рівнянь роботу ШІМ можна замінити неперервним значенням її шпаруватості, яку позначимо μ . У результаті сформовано наступну математичну модель об'єкта регулювання [13]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_b = \frac{1}{L_b} [v_b - \mu_b v_{bus}] \\ \frac{d}{dt} v_{bus} = \frac{1}{C_{bus}} [\mu_b i_b + \mu_{sc} i_{sc} + \mu_{pv} i_{pv} + \mu_w i_w - i_{load}] \\ \frac{d}{dt} i_{sc} = \frac{1}{L_{sc}} [v_{sc} - \mu_{sc} v_{bus}] \\ \frac{d}{dt} v_{sc} = -\frac{1}{C_{sc}} i_{sc} \\ \frac{d}{dt} i_{load} = \frac{1}{L_{load}} [v_{bus} - E_{load} - R_{load} i_{load}] \\ \frac{d}{dt} i_{pv} = \frac{1}{L_{pv}} [v_{pv} - \mu_{pv} v_{bus}] \\ \frac{d}{dt} i_w = \frac{1}{L_w} [v_w - \mu_w v_{bus}] \end{array} \right. \quad (3.1)$$

де v_i та i_i – напруги та струми на відповідних генеруючих та акумулюючих пристроях (позначені на рис. 3.1); $L_b, L_{sc}, L_l, L_{pv}, L_w$ – індуктивності на входах DC-DC перетворювачів в каналах АБ, СКМ, навантаження, ФЕМ та ВЕУ, відповідно; R_l – активний опір навантаження; E_l – проти-ЕРС навантаження; $\mu_b, \mu_{sc}, \mu_{pv}, \mu_w$ – коефіцієнти шпаруватості відповідних DC-DC перетворювачів.

Елементами вектора стану, традиційно, є енергетичні імпульси семи накопичувачів енергії, присутніх у системі:

$$\mathbf{x} = [L_b i_b \quad C_{bus} v_{bus} \quad L_{sc} i_{sc} \quad C_{sc} v_{sc} \quad L_{load} i_{load} \quad L_{pv} i_{pv} \quad L_w i_w]^T. \quad (3.2)$$

Відповідна діагональна матриця інерції системи має такий вигляд

$$\mathbf{D} = \text{diag}[L_b \quad C_{bus} \quad L_{sc} \quad C_{sc} \quad L_{load} \quad L_{pv} \quad L_w]. \quad (3.3)$$

На основі (3.1) були сформовані наступні вектори вхідних \mathbf{u} та вихідних \mathbf{y} змінних:

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_b & 0 & 0 & 0 & -E_{\text{load}} & v_{\text{pv}} & v_w \end{bmatrix}^T; \quad (3.4)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_b & v_{\text{bus}} & 0 & 0 & i_{\text{load}} & i_{\text{pv}} & i_w \end{bmatrix}^T. \quad (3.5)$$

З урахуванням (3.2) і (3.3) функція повної енергії (Гамільтоніан) системи описується рівнянням

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \left(L_b i_b^2 + C_{\text{bus}} v_{\text{bus}}^2 + L_{\text{sc}} i_{\text{sc}}^2 + C_{\text{sc}} v_{\text{sc}}^2 + L_{\text{load}} i_{\text{load}}^2 + L_{\text{pv}} i_{\text{pv}}^2 + L_w i_w^2 \right), \quad (3.6)$$

а вектор часткових похідних Гамільтоніану по елементах вектора стану набуває вигляду

$$\nabla H(\mathbf{x}) = \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_b & v_{\text{bus}} & i_{\text{sc}} & v_{\text{sc}} & i_{\text{load}} & i_{\text{pv}} & i_w \end{bmatrix}^T. \quad (3.7)$$

З урахуванням (3.1) - (3.7) решта матриць ПГС набуде вигляду

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -\mu_b & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \mu_b & 0 & \mu_{\text{sc}} & 0 & -1 & \mu_{\text{pv}} & \mu_w \\ 0 & -\mu_{\text{sc}} & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\mu_{\text{pv}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\mu_w & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (3.8)$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ R_{\text{load}} \ 0 \ 0]; \quad (3.9)$$

$$\mathbf{G} = \text{diag}[1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1]. \quad (3.10)$$

3.2. Структурна декомпозиція ПГС вітро-сонячного електрогенеруючого комплексу з гібридною СНЕ

Враховуючи високий, сьомий, порядок системи диференціальних рівнянь ПГС, що описує роботу досліджуваної системи автономного електропостачання, і,

як наслідок, труднощі синтезу СЕФК, було використано структурну декомпозицію. Оскільки перевагою ПГС є можливість структурного моделювання, максимально наближеного до фізичної реалізації досліджуваної системи, то найпростішою декомпозицією є структурна, пов'язана з функціональними завданнями підсистем [55, 20]. Такий підхід максимально спрощує процедуру декомпозиції і дає можливість сформувати складну багатофізичну ПГС з функціонально відокремлених порт-гамільтонових підсистем, які мінімально взаємодіють між собою. Це значно спрощує задачу синтезу методом IDA-PBC декількох підсистем нижчого порядку відповідно до поставлених задач керування, які будуть сформовані в СЕМ.

Отже, структурна декомпозиція досліджуваного електрогенеруючого та електронагромаджуючого комплексу може мати декілька варіантів розбиття досліджуваного комплексу, та, відповідно, його загальної ПГС.

Перший варіант поділяє загальну ПГС на дві підсистеми - електрогенеруючу та електроакumuлюючу, як показано на рис. 3.2. Така декомпозиція зумовлена, по-перше, різними функціями цих двох підсистем, а, по-друге, їх мінімальною зв'язаністю через напругу DC мережі.

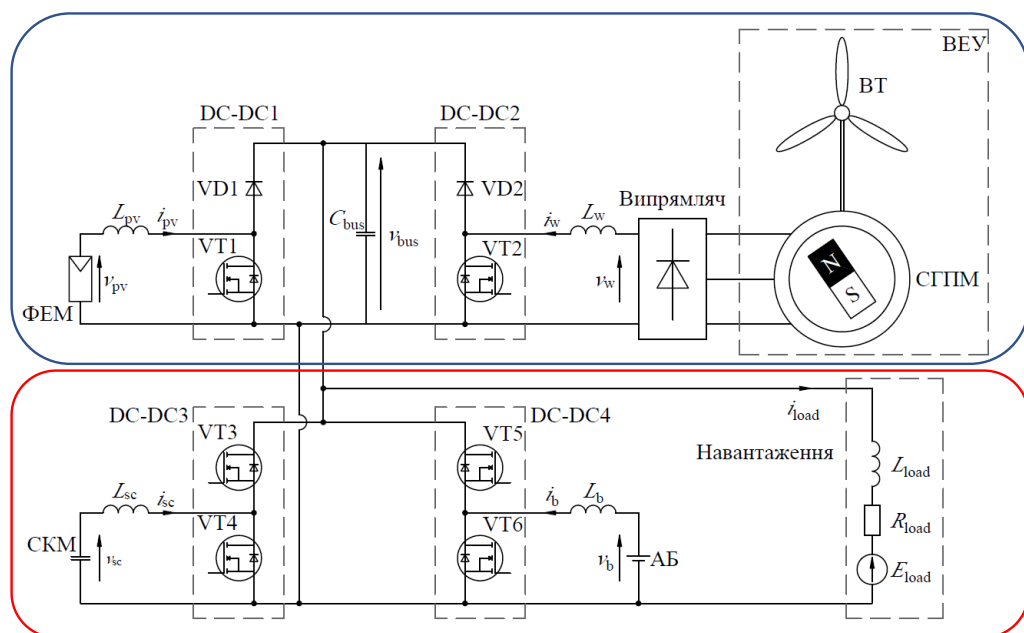


Рис. 3.2. Структурна декомпозиція на електрогенеруючу та електроакumuлюючу ПГС

Перевагою такої опції декомпозиції є наявність лише двох підсистем, проте це має і недолік – вищий порядок порт-гамільтонових підсистем, що підвищує складність їх синтезу та зменшує ефекти від декомпозиції.

Зважаючи на останнє, наступний варіант структурної декомпозиції є поділ загальної ПГС на чотири окремі ПГС для кожного елемента структури комплексу, як показано на рис. 3.3. Перевагою такого варіанту є найменший порядок підсистем, що значно спрощує процедуру синтезу. Однак недоліком такої декомпозиції є відсутність можливості формувати перетоки енергії між усіма підсистемами, що може негативно вплинути на формування бажаних характеристик системи в цілому.

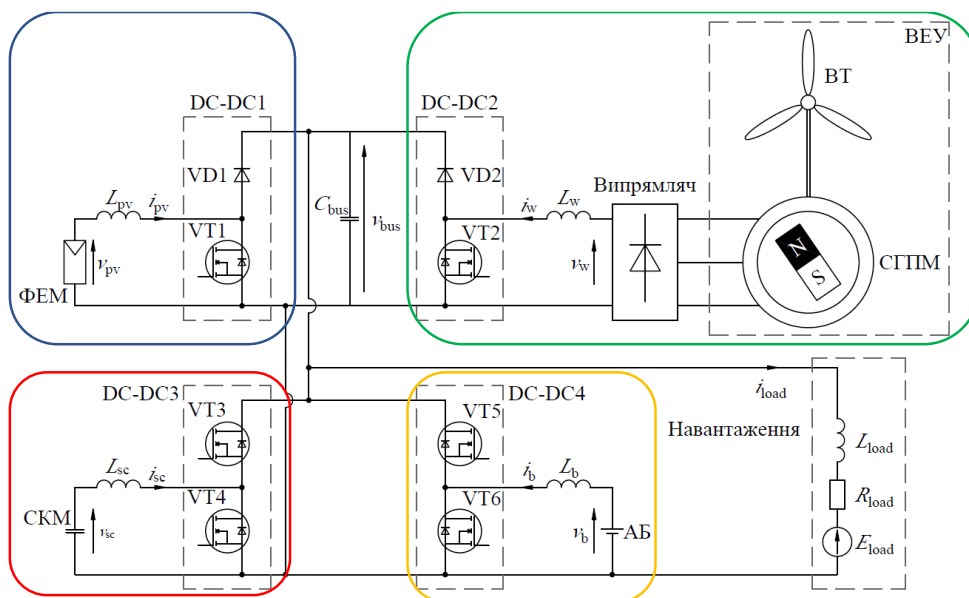


Рис. 3.3. Структурна декомпозиція загальної ПГС на чотири підсистеми

Проміжним між двома розглянутими є варіант структурної декомпозиції загальної ПГС на три порт-гамільтонові підсистеми. Оскільки підсистеми генерування електроенергії з вітрової та сонячної енергії працюють незалежно та мають свої локальні завдання керування, доцільно розглянути їх ПГС окремо. АБ та СКМ теж зв'язані між собою та з електрогенеруючою частиною лише через DC мережу. Проте вони мають пов'язані між собою завдання – забезпечення заданого рівня напруги DC мережі, причому через їх тісну взаємодію та взаємне доповнення:

АБ повинна брати на себе плавно змінні та довготривалі навантаження, в той час як СКМ, навпаки, повинен брати на себе швидкозмінні та короточасні навантаження [91]. Тому доцільним є об'єднання АБ та СКМ в одну підсистему. Таким чином, за рахунок структурної декомпозиції було отримано три окремі порт-гамільтонові підсистеми – вітрогенеруюча, фотогенеруюча та акумулююча електричну енергію (рис. 3.4).

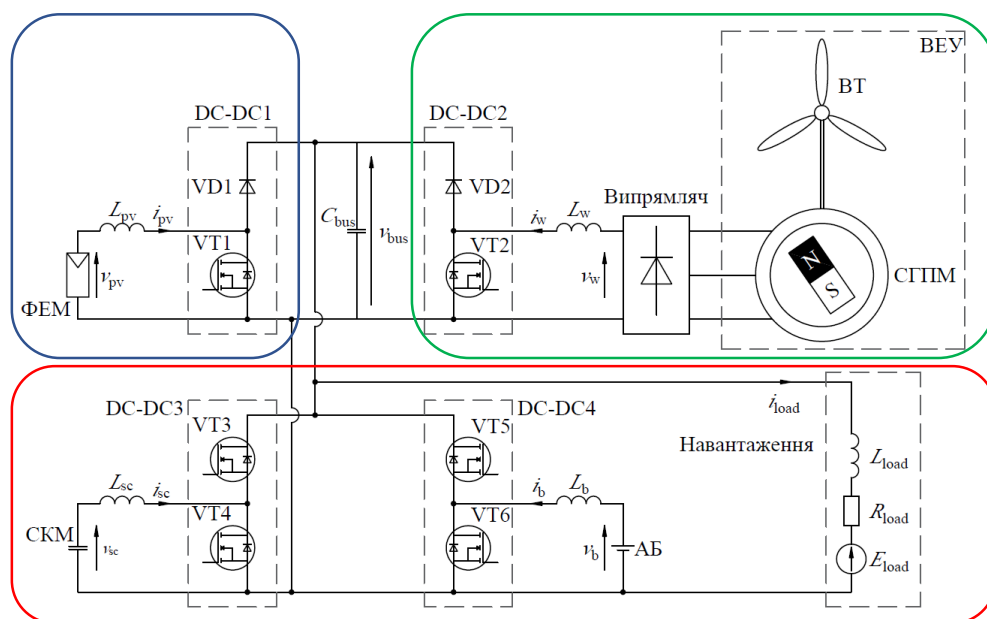


Рис. 3.4. Структурна декомпозиція на електрогенеруючі (сонячну та вітрову) та електроакумулюючу ПГС

Аналізуючи переваги і недоліки кожного з отриманих варіантів, було прийняти рішення – синтезувати СЕФК та дослідити дві системи: загальну систему без застосування структурної декомпозиції загальної ПГС та декомпоновану систему на три окремі підсистеми – вітрогенеруючу, фотогенеруючу та акумулюючу енергію.

3.3. Синтез загальної системи енергоформуючого керування електрогенеруючим комплексом

3.3.1. Стратегія енергетичного менеджменту

Система енергетичного менеджменту відповідає за формування завдання на

структурний синтез СЕФК та відображає вимоги до системи в статичних і динамічних режимах роботи. Виходячи із вимог до досліджуваного вітро-сонячного електрогенеруючого комплексу з гібридною АБ-СКМ СНЕ, сформовано СЕМ з наступними завданнями:

- підтримання заданого бажаного значення напруги DC мережі V_{bus}^* на постійному рівні при зміні потужностей генерування електроенергії сонячною і вітровою установками, а також потужності споживання електроенергії навантаженням;
- підтримання напруги СКМ на заданому рівні V_{sc}^* для забезпечення випадкових процесів як розряду, так і заряду СКМ під впливом випадкових збурень генерування та споживання електроенергії;
- забезпечення плавних змін струму батареї (що збільшить термін її служби), поклавши на СКМ відпрацювання швидких перехідних процесів.

На рис. 3.5 представлена блок-схема алгоритму роботи СЕМ, яка базується на наведених вище положеннях.

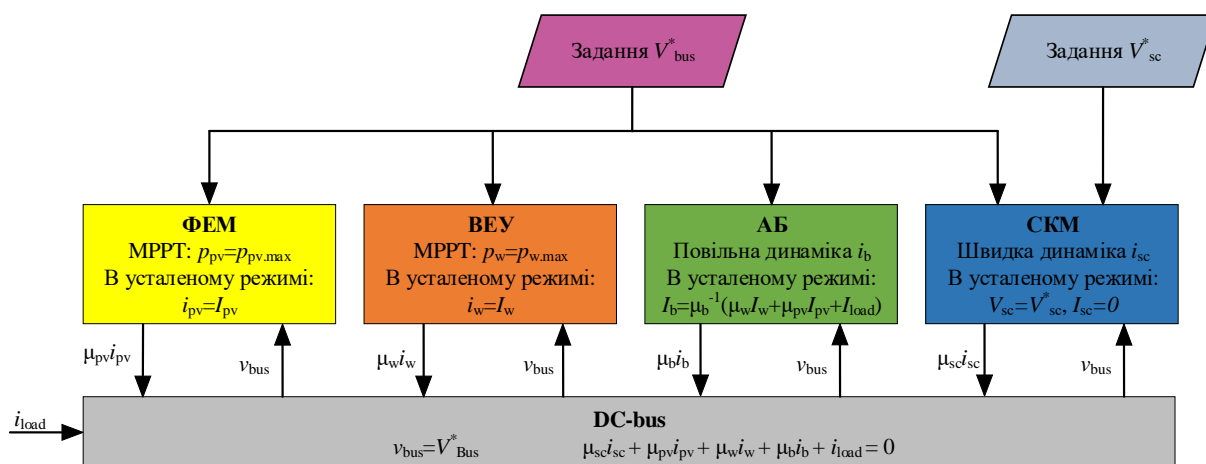


Рис. 3.5. Блок-схема алгоритму роботи СЕМ

Основними орієнтирами в системі є встановлені значення напруг шини постійного струму V_{bus}^* та СКМ V_{sc}^* . Кожна з чотирьох підсистем повинна виконувати свої локальні завдання. Для двох електрогенеруючих підсистем – ФЕМ та ВЕУ – першочерговим завданням є забезпечення їх роботи в точці максимальної

потужності – виконання функції відстеження точки максимальної потужності (МРР). Припускаємо, що в досліджуваному комплексі з цим завданням справляються їх МРРТ системи. Другим завданням цих підсистем є передача виробленої електроенергії на DC шину за допомогою їх односпрямованих підвищувальних DC-DC перетворювачів з коефіцієнтами шпаруватості μ_{pv} і μ_w , відповідно. Основними завданнями гібридної АБ-СКМ СНЕ є підтримання заданої напруги DC шини через їхні двонаправлені підвищувальні DC-DC перетворювачі з коефіцієнтами шпаруватості μ_b та μ_{sc} . При цьому динаміка струму батареї повинна бути повільною, а СКМ – швидкою. Окрім балансування шини постійного струму, гібридна СНЕ повинна також забезпечувати обмін електроенергією через DC шину між АБ та СКМ, щоб спрямовувати напругу СКМ до заданого значення. DC шина є пасивним елементом, що об'єднує між собою всі підсистеми.

Відповідно до сформованої СЕМ, значення змінних стану в бажаній точній рівноваги системи будуть описуватися наступним вектором:

$$\bar{\mathbf{x}} = \left[L_b \left(\frac{V_{bus}^* - E_l}{R_l} \cdot \frac{V_{bus}^*}{v_b} \right) \quad C V_{bus}^* \quad 0 \quad C_{sc} V_{sc}^* \quad L_l \frac{V_{bus}^* - E_l}{R_l} \quad L_{pv} I_{pv} \quad L_w I_w \right]^T, (3.11)$$

де I_{pv} та I_w – струми на виході DC-DC перетворювачів ФЕМ та ВЕУ, відповідно.

3.3.2. Структурний синтез СЕФК загальної ПГС комплексу

За описаним у розділі 1 методом було отримано усі можливі для реалізації структури ФКВ керування електрогенеруючим комплексом, які відповідають прийнятій СЕМ. У рівняннях (1.27) і (1.28) повні матриці \mathbf{J}_a і \mathbf{R}_a мають такий вигляд:

$$\mathbf{J}_a = \begin{bmatrix} 0 & -j_{12} & -j_{13} & -j_{14} & -j_{15} & -j_{16} & -j_{17} \\ j_{12} & 0 & -j_{23} & -j_{24} & -j_{25} & -j_{26} & -j_{27} \\ j_{13} & j_{23} & 0 & -j_{34} & -j_{35} & -j_{36} & -j_{37} \\ j_{14} & j_{24} & j_{34} & 0 & -j_{45} & -j_{46} & -j_{47} \\ j_{15} & j_{25} & j_{35} & j_{45} & 0 & -j_{56} & -j_{57} \\ j_{16} & j_{26} & j_{36} & j_{46} & j_{56} & 0 & -j_{67} \\ j_{17} & j_{27} & j_{37} & j_{47} & j_{57} & j_{67} & 0 \end{bmatrix}; \quad (3.12)$$

$$\mathbf{R}_a = \text{diag}[r_{11} \quad r_{22} \quad r_{33} \quad r_{44} \quad r_{55} \quad r_{66} \quad r_{77}]. \quad (3.13)$$

Структурний синтез асимптотично стійкої СЕФК проводився за методикою розробленою у [90] в середовищі MathCAD на основі рівнянь (1.15) та (1.31).

Базові ФКВ, без введення додаткових взаємозв'язків та демпфувань, мають вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_b = \frac{v_b}{V_{bus}^*} \\ \mu_{sc} = \frac{V_{sc}^*}{V_{bus}^*} \\ \mu_{pv} = \frac{v_{pv}}{V_{bus}^*} \\ \mu_w = \frac{v_w}{V_{bus}^*} \end{array} \right. . \quad (3.14)$$

Враховуючи наявність 28 незалежних коефіцієнтів у матрицях (3.12) і (3.13) – взаємозв'язків j_a і демпфувань r_a – в результаті синтезу було отримано велику кількість можливих структур ФКВ з різними комбінаціями цих коефіцієнтів, серед яких для реалізації та досліджень було обрано простіші в реалізації структури. Як показує досвід такого синтезу, структура ФКВ не повинна містити більше трьох коефіцієнтів, інакше математичний вираз для ФКВ буде занадто складним для практичної реалізації. В результаті структурного синтезу проаналізовано дієвість усіх можливих коефіцієнтів у матрицях (3.12) і (3.13). Аналіз показав, що серед додатково введених демпфувань r_{11} має складну реалізацію; r_{22} , r_{44} , r_{55} не вносять ніяких змін у базову структуру (без додатково введених взаємозв'язків і демпфування); r_{33} , r_{66} , r_{77} можуть бути використані для зміни структур ФКВ. Серед додатково введених взаємозв'язків j_{15} не дає розв'язку; j_{13} , j_{16} , j_{17} , j_{35} , j_{56} , j_{57} мають складну реалізацію; j_{24} , j_{25} , j_{45} не змінюють базову структуру ФКВ. Отож залишається 11 взаємозв'язків, які можуть бути використані у формуванні структур ФКВ.

Усі відібрані як перспективні щодо реалізації структури ФКВ наведено в таблиці 3.1.

Отримані структури ФКВ для загальної ПГС за різних додатково введених взаємозв'язків у СЕФК електрогенеруючим комплексом

Елемент взаємозв'язку чи демпфування	Структура ФКВ
j_{12}	$\mu_b = \frac{v_b + j_{12}(V_{bus}^* - v_{bus})}{V_{bus}^*} \quad (3.15)$
j_{14}	$\mu_b = \frac{v_b + j_{14}(V_{sc}^* - v_{sc})}{V_{bus}^*} \quad (3.16)$
j_{23}	$\mu_{sc} = \frac{V_{sc}^* - j_{23}(V_{bus}^* - v_{bus})}{V_{bus}^*} \quad (3.17)$
j_{26}	$\mu_{pv} = \frac{v_{pv} - j_{26}(V_{bus}^* - v_{bus})}{V_{bus}^*} \quad (3.18)$
j_{27}	$\mu_w = \frac{v_w - j_{27}(V_{bus}^* - v_{bus})}{V_{bus}^*} \quad (3.19)$
j_{34}	$\mu_{sc} = \frac{V_{sc}^* + j_{34}(V_{sc}^* - v_{sc})}{V_{bus}^*} \quad (3.20)$
j_{36}	$\begin{cases} \mu_{sc} = \frac{V_{sc}^* + j_{36}(I_{pv}^* - i_{pv})}{V_{bus}^*} \\ \mu_{pv} = \frac{v_{pv} + j_{36}i_{sc}}{V_{bus}^*} \end{cases} \quad (3.21)$
j_{37}	$\begin{cases} \mu_{sc} = \frac{V_{sc}^* + j_{37}(I_w^* - i_w)}{V_{bus}^*} \\ \mu_w = \frac{v_w + j_{37}i_w}{V_{bus}^*} \end{cases} \quad (3.22)$

j_{46}	$\mu_{pv} = \frac{v_{pv} - j_{46}(V_{sc}^* - v_{sc})}{V_{bus}^*} \quad (3.23)$
j_{47}	$\mu_w = \frac{v_w - j_{47}(V_{sc}^* - v_{sc})}{V_{bus}^*} \quad (3.24)$
j_{67}	$\begin{cases} \mu_{pv} = \frac{v_{pv} + j_{67}(I_w^* - i_w)}{V_{bus}^*} \\ \mu_w = \frac{v_w - j_{67}(I_{pv}^* - i_{pv})}{V_{bus}^*} \end{cases} \quad (3.25)$
r_{33}	$\mu_{sc} = \frac{V_{sc}^* - r_{33}i_{sc}}{V_{bus}^*} \quad (3.26)$
r_{66}	$\mu_{pv} = \frac{v_{pv} + r_{66}(I_{pv}^* - i_{pv})}{V_{bus}^*} \quad (3.27)$
r_{77}	$\mu_w = \frac{v_w + r_{77}(I_w^* - i_w)}{V_{bus}^*} \quad (3.28)$

3.4. Синтез СЕФК для підсистем структурно декомпонованої ПГС електрогенеруючого комплексу

Як зазначалося вище, в результаті структурної декомпозиції було виділено три підсистеми: гібридна АБ-СК СНЕ, система електрогенерування від сонця та система електрогенерування від вітру. Ці підсистеми взаємодіють між собою через напругу DC шини. Синтез відповідних СЕФК для цих підсистем здійснено за тим же алгоритмом, що і для загальної системи.

3.4.1. Синтез СЕФК гібридною АБ-СКМ СНЕ

Основні вектори та матриці для опису гібридної АБ-СКМ СНЕ як ПГС є наступними:

$$\mathbf{x} = [L_b i_b \quad C_{bus} v_{bus} \quad L_{sc} i_{sc} \quad C_{sc} v_{sc} \quad L_{load} i_{load}]^T; \quad (3.29)$$

$$\mathbf{u} = [v_b \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad -E_1]^T; \quad (3.30)$$

$$\mathbf{D} = \text{diag} [L_b \quad C_{bus} \quad L_{sc} \quad C_{sc} \quad L_1]; \quad (3.31)$$

$$\mathbf{y} = [i_b \quad v_{bus} \quad i_{sc} \quad v_{sc} \quad i_{load}]^T. \quad (3.32)$$

Виходячи з (3.29) і (3.31), повна енергетична функція підсистеми, а також вектор її часткових похідних мають вигляд

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x} = \frac{1}{2} (L_b i_b^2 + C_{bus} v_{bus}^2 + L_{sc} i_{sc}^2 + C_{sc} v_{sc}^2 + L_1 i_1^2); \quad (3.33)$$

$$\nabla H(\mathbf{x}) = \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x} = [i_b \quad v_{bus} \quad i_{sc} \quad v_{sc} \quad i_1]^T. \quad (3.34)$$

Матриці структури ПГС цієї підсистеми з урахуванням (1.15), (3.1) та (3.29)-(3.34) виглядають наступним чином:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & \mu_{b_dec} & 0 & 0 & 0 \\ -\mu_{b_dec} & 0 & -\mu_{sc_dec} & 0 & -1 \\ 0 & \mu_{sc_dec} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (3.35)$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}[0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad R_{load}]; \quad (3.36)$$

$$\mathbf{G} = \text{diag}[1 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 1]. \quad (3.37)$$

Повні матриці взаємозв'язків і демпфувань для СЕФК наведені нижче:

$$\mathbf{J}_a = \begin{bmatrix} 0 & -j_{12} & -j_{13} & -j_{14} & -j_{15} \\ j_{12} & 0 & -j_{23} & -j_{24} & -j_{25} \\ j_{13} & j_{23} & 0 & -j_{34} & -j_{35} \\ j_{14} & j_{24} & j_{34} & 0 & -j_{45} \\ j_{15} & j_{25} & j_{35} & j_{45} & 0 \end{bmatrix}; \quad (3.38)$$

$$\mathbf{R}_a = \text{diag}[r_{11} \quad r_{22} \quad r_{33} \quad r_{44} \quad r_{55}]. \quad (3.39)$$

На відміну від СЕФК загальної ПГС комплексу, матриці (3.38) та (3.39) вже мають 15 незалежних додаткових взаємозв'язків j_a та демпфувальних r_a , що значно зменшує кількість можливих ФКВ для СНЕ. В результаті досліджень інших авторів ідентичного об'єкта в [92] тут використано вже готові ФКВ:

$$\mu_{b_dec} = \frac{v_b}{V_{bus}^*} + j_{12} \frac{(v_{bus} - V_{bus}^*)}{V_{bus}^*}; \quad (3.40)$$

$$\mu_{sc_dec} = \frac{V_{sc}^*}{V_{bus}^*} + j_{23} \frac{(v_{bus} - V_{bus}^*)}{V_{bus}^*} + \frac{r_{33} i_{sc}}{V_{bus}^*}. \quad (3.41)$$

3.4.2. Синтез СЕФК підсистеми електрогенерування від вітру

Основні вектори та матриці для опису підсистеми генерування електроенергії ВЕУ як ПГС є наступними:

$$\mathbf{x} = [C_{bus} v_{bus} \quad L_w i_w]^T; \quad (3.42)$$

$$\mathbf{u} = [0 \quad v_w]^T; \quad (3.43)$$

$$\mathbf{D} = \text{diag} [C_{bus} \quad L_w]; \quad (3.44)$$

$$\mathbf{y} = [v_{bus} \quad i_w]^T. \quad (3.45)$$

Виходячи з (3.42) та (3.45), повна енергетична функція підсистеми описується наступним рівнянням:

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} (C_{bus} v_{bus}^2 + L_w i_w^2). \quad (3.46)$$

Вектор часткових похідних підсистеми має вигляд

$$\nabla H(\mathbf{x}) = \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x} = [v_{bus} \quad i_w]^T. \quad (3.47)$$

Матриці структур ПГС цієї підсистеми з урахуванням (1.15), (3.1) та (3.42)-(3.47) виглядають наступним чином:

$$\mathbf{R} = \mathbf{0}; \quad (3.48)$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & \mu_{w_dec} \\ -\mu_{w_dec} & 0 \end{bmatrix}; \quad (3.49)$$

$$\mathbf{G} = \mathbf{I} \quad (3.50)$$

де \mathbf{I} – одинична матриця.

Повні матриці взаємозв'язків та демпфувань для синтезу СЕФК мають такий вигляд:

$$\mathbf{J}_a = \begin{bmatrix} 0 & -j_{w12} \\ j_{w12} & 0 \end{bmatrix}; \quad (3.51)$$

$$\mathbf{R}_a = \begin{bmatrix} r_{w11} & 0 \\ 0 & r_{w22} \end{bmatrix}. \quad (3.52)$$

Без введення додаткових взаємозв'язків та демпфувань отримана структура ФКВ має вигляд

$$\mu_{w_dec} = \frac{v_w}{V_{bus}^*}. \quad (3.53)$$

Усі отримані структури ФКВ для СЕФК підсистеми наведено в табл. 3.2.

Таблиця 3.2

Отримані структури ФКВ для підсистеми генерування електроенергії ВЕУ за різних додатково введених взаємозв'язків та демпфувань у СЕФК

Елемент взаємозв'язку чи демпфування	Структура ФКВ
j_{w12}	$\mu_{w_dec} = \frac{v_w + j_{w12}(v_{bus} - V_{bus}^*)}{V_{bus}^*} \quad (3.54)$
r_{w11}	Базова структура (3.53)
r_{w22}	$\mu_{w_dec} = \frac{v_w + r_{w22}(I_w^* - i_w)}{V_{bus}^*} \quad (3.55)$

3.4.3. Синтез СЕФК підсистеми електрогенерування від сонця

Основні вектори та матриці для опису підсистеми генерування електроенергії ФЕМ як ПГС є наступними:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} C_{\text{bus}} v_{\text{bus}} & L_{\text{pv}} i_{\text{pv}} \end{bmatrix}^T; \quad (3.56)$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} 0 & v_{\text{pv}} \end{bmatrix}^T; \quad (3.57)$$

$$\mathbf{D} = \text{diag} \begin{bmatrix} C_{\text{bus}} & L_{\text{pv}} \end{bmatrix}; \quad (3.58)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} v_{\text{bus}} & i_{\text{pv}} \end{bmatrix}^T. \quad (3.59)$$

Виходячи з (3.56) і (3.58), повна енергетична функція підсистеми, а також вектор її часткових похідних мають вигляд

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} (C_{\text{bus}} v_{\text{bus}}^2 + L_{\text{pv}} i_{\text{pv}}^2); \quad (3.60)$$

$$\nabla H(\mathbf{x}) = \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x} = \begin{bmatrix} v_{\text{bus}} & i_{\text{pv}} \end{bmatrix}^T. \quad (3.61)$$

Матриці структури ПГС цієї підсистеми з урахуванням (1.15), (3.1) та (3.56)-(3.61) виглядають наступним чином:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & \mu_{\text{pv_dec}} \\ -\mu_{\text{pv_dec}} & 0 \end{bmatrix}; \quad (3.62)$$

$$\mathbf{R} = \mathbf{0}; \quad (3.63)$$

$$\mathbf{G} = \mathbf{I}. \quad (3.64)$$

Повні матриці взаємозв'язків і демпфувань для СЕФК є такими:

$$\mathbf{J}_a = \begin{bmatrix} 0 & -j_{\text{pv}12} \\ j_{\text{pv}12} & 0 \end{bmatrix}; \quad (3.65)$$

$$\mathbf{R}_a = \begin{bmatrix} r_{\text{pv}11} & 0 \\ 0 & r_{\text{pv}22} \end{bmatrix}. \quad (3.66)$$

Без введення додаткових взаємозв'язків та демпфувань отримана структура ФКВ має вигляд

$$\mu_{pv_dec} = \frac{v_{pv}}{V_{bus}^*}. \quad (3.67)$$

Усі отримані структури ФКВ для СЕФК підсистемою ФЕМ наведено в табл. 3.3.

Таблиця 3.3

Отримані структури ФКВ для підсистеми генерування електроенергії ФЕМ за різних додатково введених взаємозв'язків та демпфувань у СЕФК

Елемент взаємозв'язку чи демпфування	Структура ФКВ
j_{pv12}	$\mu_{pv_dec} = \frac{v_{pv} + j_{pv12}(v_{bus} - V_{bus}^*)}{V_{bus}^*} \quad (3.68)$
r_{pv11}	Базова структура (3.67)
r_{pv22}	$\mu_{pv_dec} = \frac{v_{pv} + r_{pv22}(I_{pv}^* - i_{pv})}{V_{bus}^*} \quad (3.69)$

3.5. Симуляційні дослідження та налагодження синтезованих СЕФК

3.5.1. Параметри досліджуваної моделі об'єкта керування

Дослідження отриманих структур ФКВ та знаходження раціональних параметрів коефіцієнтів взаємозв'язків і демпфувань проведено шляхом комп'ютерного моделювання роботи як загальної системи, так і декомпонованої системи в середовищі Matlab/Simulink. На рис. 3.6 представлена загальна комп'ютерна модель досліджуваного комплексу, яка побудована відповідно до електричної схеми, зображеної на рис. 3.1.

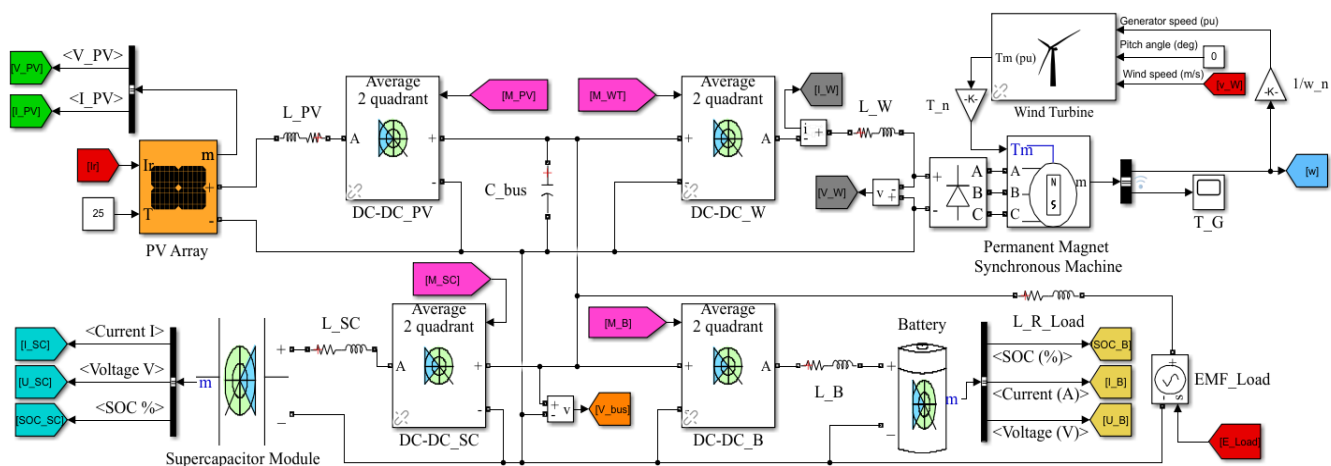


Рис. 3.6. Комп'ютерна модель досліджуваного комплексу

Було створено дві такі моделі з різними синтезованими СЕФК – загальна система та структурно декомпонована СЕФК, які реалізовані в підсистемах PBC Subsystems (рис. 3.7,б). У підсистемі завдання, показаній на рис. 3.7,а, задаються тестовими часові діаграми основних збурень в системі: швидкості вітру, інтенсивності сонячної радіації та ЕРС навантаження.

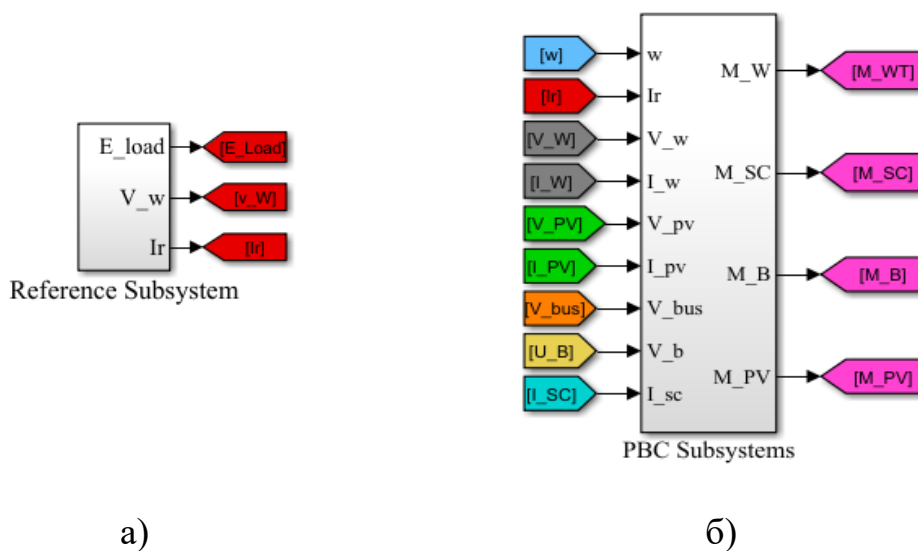


Рис. 3.7. Підсистеми завдань (а) та СЕФК (б)

Для побудови експериментальної моделі були використані віртуальні блоки ФЕМ (PV Array), ВЕУ (Wind Turbine), АБ (Battery), СКМ (supercapacitor Module) та СГПМ (Permanent Magnet Synchronous Machine), доступні в останніх версіях Matlab

R2021b бібліотеки SimScare. Параметри компонентів моделі були обрані наступним чином.

ФЕМ: загальна потужність 3,35 кВт, ФЕП American Choice Solar ACS-335-M, максимальна потужність 334,9 Вт, напруга неробочого ходу 49,9 В, струм короткого замикання 9 А, схема з'єднання ФЕП в ФЕМ 10S1P.

ВЕУ: тип – Darrieus з трьома прямими лопатями, номінальна потужність 5 кВт, номінальна швидкість вітру 10 м/с, максимальне значення коефіцієнта потужності 0,3514, оптимальне значення коефіцієнта швидкохідності 3,765.

СГПМ: номінальна потужність 5 кВт, кількість пар полюсів 32, активний опір фазної обмотки якоря 0,88 Ом, індуктивність фазної обмотки якоря 3 мГн, приведений до ротора генератора момент інерції 20 кг·м².

АБ: тип свинцево-кислотна, номінальна напруга 120 В, номінальна ємність 100 А-год.

СКМ: типу Maxwell BCAP1200, номінальна напруга одного СК 2,7 В, номінальна ємність одного СК 1200 Ф, еквівалентний послідовний опір постійному струму 0,58 мОм, схема з'єднання СК в СКМ 60S1P, модель Stern.

DC-DC перетворювачі: average модель.

Параметри інших елементів системи: $L_{pv} = L_{sc} = 1$ мГн, $C_{bus} = 0,001$ Ф, $L_b = 5$ мГн, $L_w = 0,1$ мГн, $L_{load} = 2$ мГн, $R_{load} = 1$ Ом.

Системні характеристики: $V_{bus}^* = 312$ В, $V_{sc}^* = 140$ В.

Як показали попередні імітаційні дослідження, під час роботи дослідної ВЕУ в МРР були отримані наступні залежності випрямленої напруги (рис. 3.8) і струму (рис. 3.9) СГПМ від його кутової швидкості:

$$V_{DC}(\omega) = 23,16\omega + 20,699; \quad (3.70)$$

$$I_{DC}(\omega) = 0,062\omega^3 - 1,2855\omega^2 + 10,414\omega - 23,366. \quad (3.71)$$

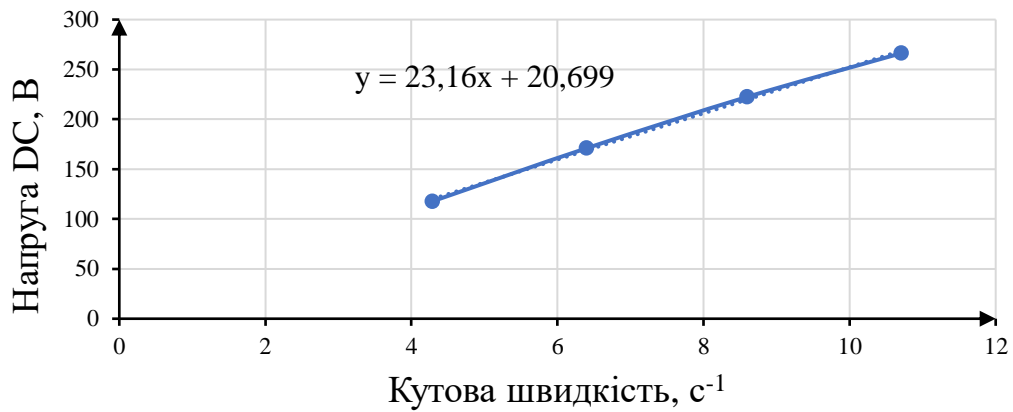


Рис. 3.8. Залежність оптимальної випрямленої напруги на виході СГПМ від його кутової швидкості



Рис. 3.9. Залежність оптимального випрямленого струму на виході СГПМ від його кутової швидкості

У свою чергу, дослідна ФЕМ також повинна працювати в МРР, як показано на рис. 3.10 та рис. 3.11. Порівнюючи точки з графіка потужності з графіком струму, були сформовані наступні залежності для оптимальних значень струму та напруги ФЕМ від інтенсивності падаючої сонячної радіації I_r за температури ФЕП 35°C:

$$I_{pv}(I_r) = -0,0081 I_r + 9,68; \quad (3.72)$$

$$V_{pv}(I_r) = -3,75 \cdot 10^{-8} I_r^3 + 2,84 \cdot 10^{-5} I_r^2 - 0,00882 I_r + 415,94. \quad (3.73)$$

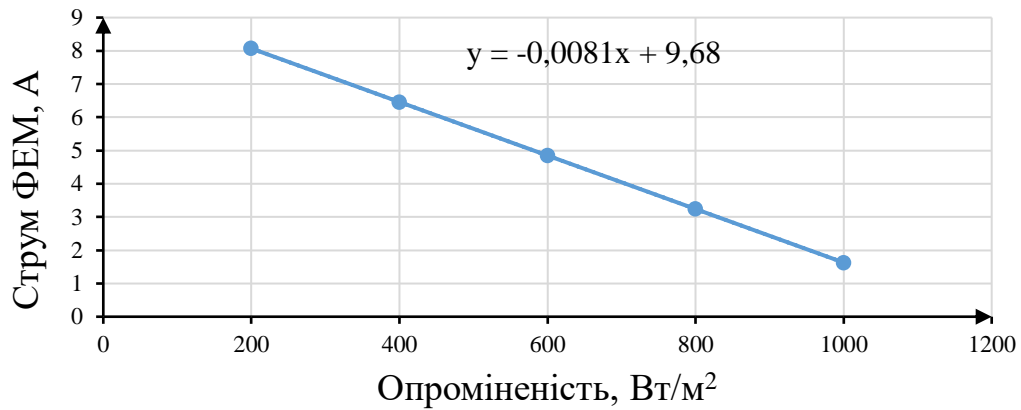


Рис. 3.10. Залежність оптимального струму на виході дослідної ФЕМ від інтенсивності сонячної радіації

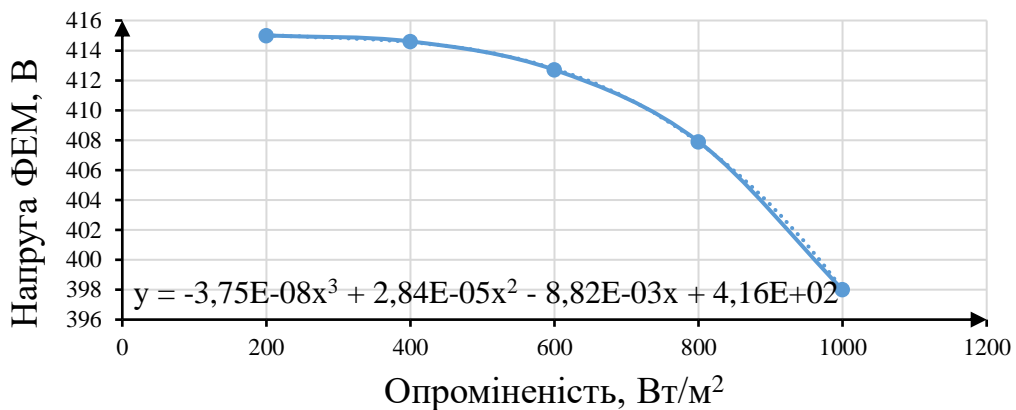


Рис. 3.11. Залежність оптимальної напруги на виході дослідної ФЕМ від інтенсивності сонячної радіації

Процедура параметричного синтезу СЕФК всім комплексом була складним завданням, яке включало серію імітаційних досліджень різних структур ФКВ, отриманих в результаті структурного синтезу. Водночас впровадження певних додаткових взаємозв'язків призвело до нестабільності системи. Наприклад, взаємозв'язок j_{37} показав позитивний результат у зниженні статичної похибки v_{bus} , але призвів до коливань у динамічних процесах. Тому, щоб компенсувати цей негативний вплив, додатково введено демпфування r_{33} . У результаті отримано наступні найбільш ефективні структури ФКВ для загальної СЕФК усім комплексом:

$$\mu_b = \frac{v_b + j_{12}(V_{bus}^* - v_{bus})}{V_{bus}^*}; \quad (3.74)$$

$$\mu_{sc} = \frac{V_{sc}^* - j_{23}(V_{bus}^* - v_{bus}) + j_{37}(I_w^* - i_w) + j_{36}(I_{pv}^* - i_{pv}) - r_{33}i_{sc}}{V_{bus}^*}; \quad (3.75)$$

$$\mu_{pv} = \frac{v_{pv} + j_{36}i_{sc}}{V_{bus}^*}; \quad (3.76)$$

$$\mu_w = \frac{v_w + i_{sc}j_{37} + r_{77}(I_w^* - i_w)}{V_{bus}^*}. \quad (3.77)$$

Коефіцієнти у виразах (3.74) – (3.77) було отримано такими: $j_{12} = 0,75$; $j_{23} = 1$; $r_{33} = -0,03$; $j_{37} = -0,1$; $r_{77} = -0,02$; $j_{36} = -0,09$.

Параметричний синтез СЕФК для підсистем був більш простим завданням порівняно з параметричним синтезом СЕФК загальної системи, але все ще вимагав вибору як необхідних взаємозв'язків, так і демпфувань та параметрів бажаного впливу на підсистеми. В результаті в поєднанні з (3.40) і (3.41) додатково сформовано наступні найбільш ефективні структури ФКВ для підсистем електрогенерування:

$$\mu_{pv_dec} = \frac{v_{pv} + j_{pv12}(v_{bus} - V_{bus}^*) + r_{pv22}(I_{pv}^* - i_{pv})}{V_{bus}^*}; \quad (3.78)$$

$$\mu_{w_dec} = \frac{v_w + r_{w22}(I_w^* - i_w)}{V_{bus}^*}. \quad (3.79)$$

Коефіцієнти у виразах (3.78) та (3.79) було отримано такими: $j_{12} = 0,75$; $j_{23} = 1$; $r_{33} = -0,03$; $j_{pv12} = -0,1$; $r_{pv22} = -0,2$; $r_{w22} = -4$.

На рис. 3.12 показано комп'ютерні моделі ФКВ (3.74) – (3.77) для загальної СЕФК та комп'ютерні моделі ФКВ (3.40), (3.41), (3.78) і (3.79) для СЕФК підсистем декомпованої ПГС, які поміщувалися в підсистему PBC Subsystems (рис. 3.7,б) при моделюванні роботи досліджуваного комплексу.

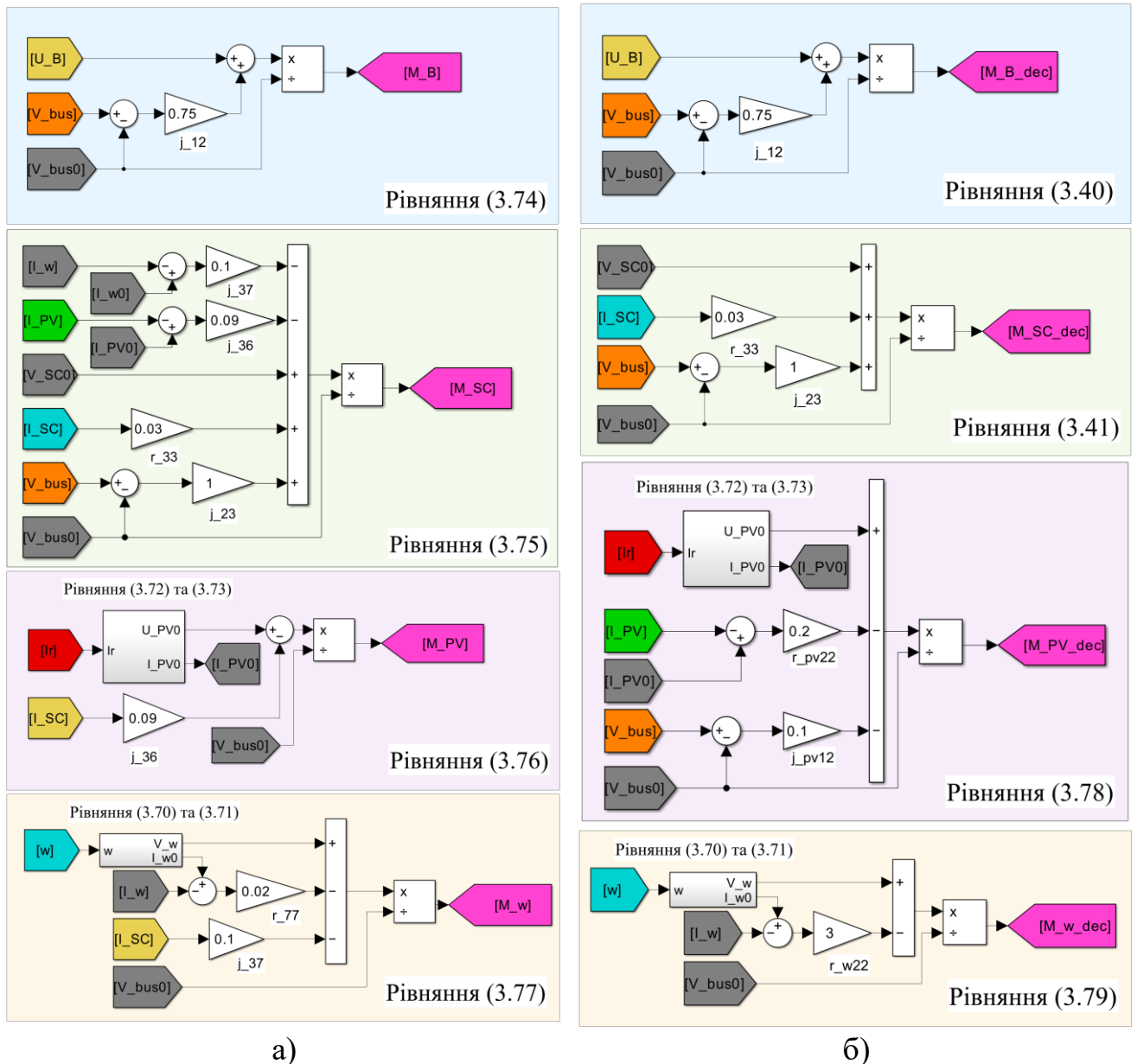
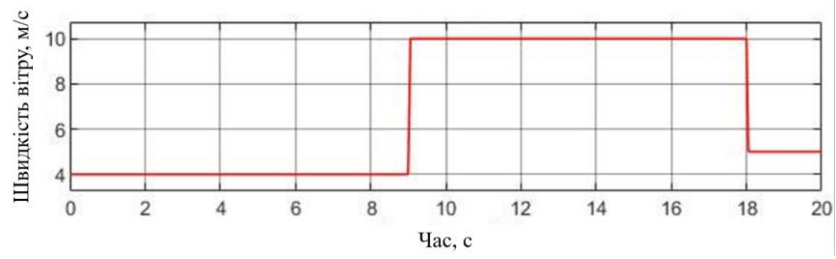
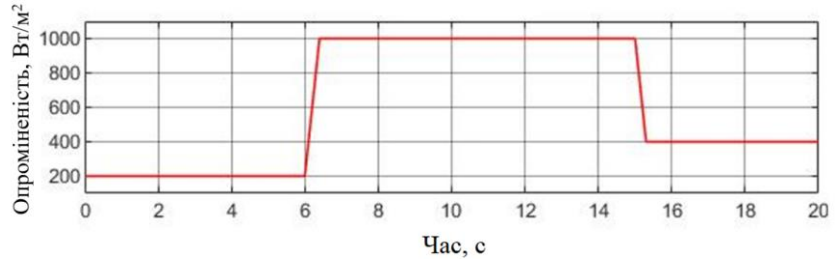


Рис. 3.12. Комп'ютерні моделі ФКВ для загальної СЕФК (а) та для декомпонованої СЕФК (б), що використовувалися в підсистемах СЕФК при моделюванні роботи досліджуваного комплексу

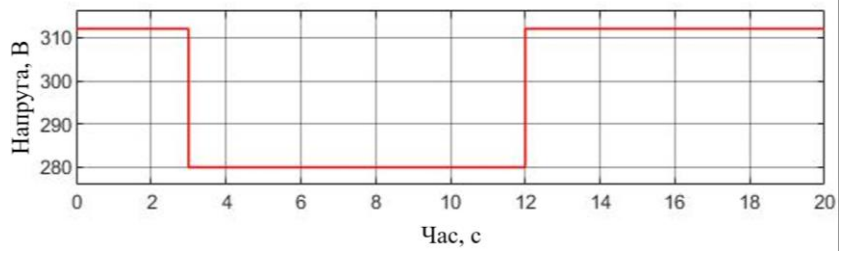
Результати комп'ютерного симулювання роботи досліджуваного комплексу з загальною СЕФК та СЕФК підсистем в декомпонованій ПГС комплексу наведено на рис. 3.13.



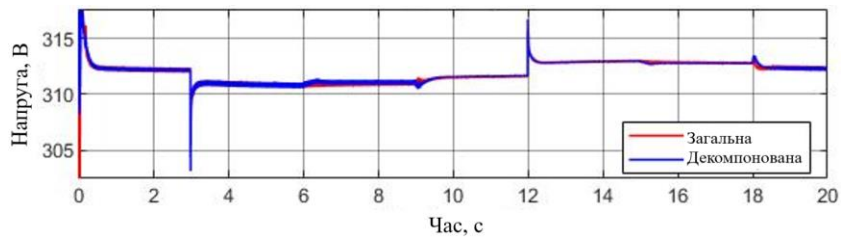
а)



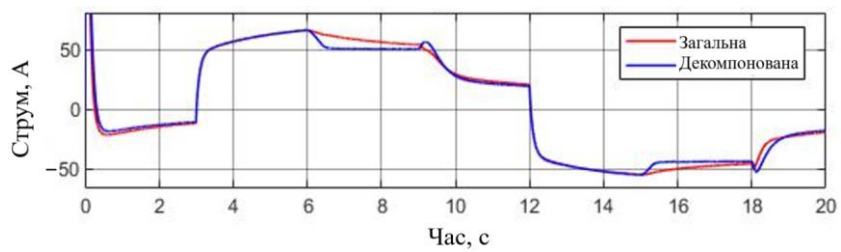
б)



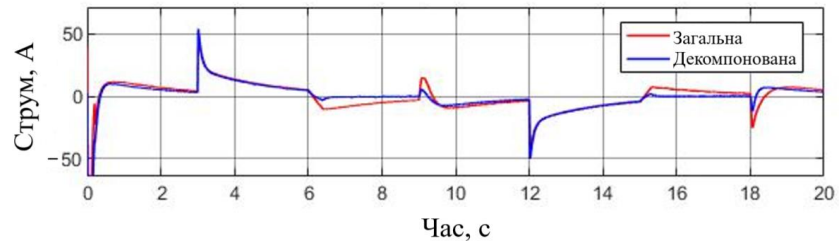
в)



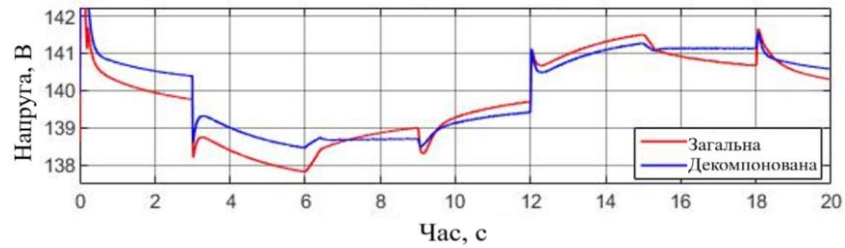
г)



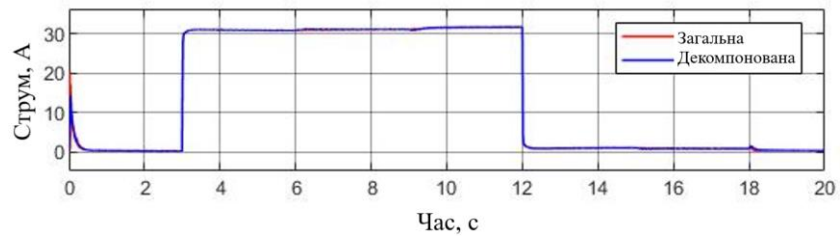
д)



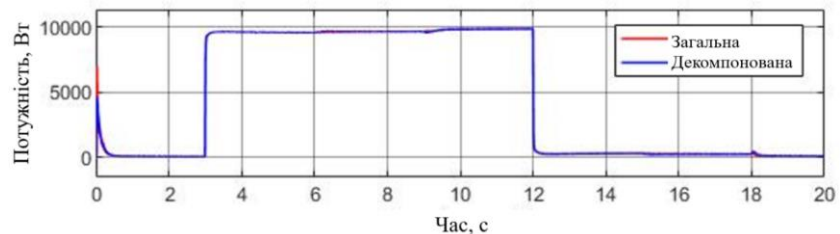
е)



ж)



з)



і)

Рис. 3.13. Часові діаграми основних системних змінних, отриманих під час комп'ютерного моделювання: а) швидкість вітру, б) опроміненість, в) ЕРС навантаження, г) напруга на DC шині, д) струм АБ, е) струм СКМ, ж) напруга СКМ, з) струм навантаження, і) потужність навантаження

Зміни в часі основних збурень у системі – швидкості вітру (рис. 3.13,а), інтенсивності сонячного опромінення (рис. 3.13,б) і проти-ЕРС навантаження (рис. 3.13,в) моделювалися таким чином, щоб можна було дослідити функціонування

системи при різних комбінаціях цих збурень. Отримані результати показують, що обидві досліджувані системи однаково реагують на вказані збурення з незначними відхиленнями. З рис. 3.13,г можна помітити, що загальна СЕФК характеризується меншими пульсаціями напруги DC мережі v_{bus} , ніж для декомпонованої системи. Найбільше динамічне відхилення v_{bus} величиною 8 В від заданого значення V_{bus}^* спостерігається в момент часу 3 с, коли струм навантаження швидко зростає від нуля до 30 А (рис. 3.13,з). Однак у відносне значення цього відхилення становить лише 2,5% від заданого значення 312 В. Також загальній СЕФК властиві більші динамічні реакції на зміни швидкості вітру та менші динамічні реакції на зміни сонячної інсоляції, ніж для декомпонованої системи. Аналізуючи часові діаграми струму АБ (рис. 3.13, д) і струму СКМ (рис. 3.13,е), можна побачити, що загальна СЕФК забезпечує плавнішу зміну струму АБ за рахунок інтенсивніших змін струму в СКМ в моменти швидкої зміни вітрових і сонячних збурень, що пояснюється дією введених відповідних взаємозв'язків. Для декомпонованої системи стабілізація напруги на СКМ дещо краща, ніж для загальної СЕФК (рис. 3.13,ж).

3.6. Висновки до розділу

1. Використання структурної декомпозиції до ПГС такого комплексного та нелінійного об'єкта як гібридний електрогенеруючий з ВДЕ комплекс з гібридною СНЕ дало змогу значно спростити поставлену задачу синтезу СЕФК таким об'єктом. Так, якщо в СЕФК всім комплексом було 28 незалежних взаємозв'язків та демпфвань, то в найбільшій із трьох СЕФК підсистем, на які декомпоновано загальну ПГС, їх кількість знизилася до 15, що на 46% менше.

2. Формування бажаних структур ФКВ забезпечило можливість гнучко налаштувати СЕФК та реалізувати різні структури шляхом додаткового введення взаємозв'язків та демпфвань у відповідності до необхідних впливів на підсистеми.

3. Результати, отримані під час комп'ютерного симулювання, показали приблизно однакові показники якості автоматичного керування в загальній СЕФК усім комплексом та СЕФК підсистем, отриманих в результаті декомпозиції, за дії основних збурень з обох сторін – генерування та споживання енергії.

4. Застосування структурної декомпозиції ПГС у поєднанні зі структурним синтезом СЕФК та параметризацією ФКВ показали в результаті свою ефективність щодо доброго відпрацювання заданих сигналів керування із забезпеченням усіх сформованих вимог СЕМ.

РОЗДІЛ 4. СИНТЕЗ СИСТЕМИ ЕНЕРГОФОРМУЮЧОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДА ТРАНСПОРТНОГО ЗАСОБУ ІЗ ЗАСТОСУВАННЯМ РЕЖИМНОЇ ДЕКОМПОЗИЦІЇ

У цьому розділі показано, як застосовується режимна декомпозиція до системи електропривода ЕАТЗ на базі двигуна постійного струму (ДПС), керованого достатньо складним типом двонапрявленого DC-DC перетворювача, що має конфігурацію Zeta в режимі тяги, коли потужність передається від АБ до двигуна, та конфігурацію SEPIC в режимі рекуперативного гальмування, коли потужність передається від двигуна до АБ. Синтезовані для вказаних режимів СЕФК також можуть відрізнятися між собою різним ступенем енергоформування: напруги якоря ДПС, струму якоря чи кутової швидкості. В останньому випадку, з метою струмообмеження, синтезовано дві СЕФК, які перемикаються, коли ЕП, крім тяги чи гальмування, працює в різних режимах – регулювання кутової швидкості чи регулювання (обмеження) струму якоря (електромагнітного моменту). Для всіх перелічених випадків синтезовано адаптивні СЕФК та досліджено якість їх роботи шляхом комп'ютерного симулювання.

Отримані в розділі результати опубліковано автором у роботах [51, 93, 94, 119].

4.1. Конфігурація системи електропривода ЕАТЗ на основі Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача

Значного поширення набули ЕАТЗ малої та середньої потужності. Серед особливостей таких ЕАТЗ є наявність АБ низької напруги, можливість регенерування енергії та використання БДПС. Зокрема, як переваги такого типу привідного двигуна виділяють простоту конструкції, високі значення питомої потужності і моменту, високий коефіцієнт корисної дії (ККД), а також надійність, простоту керування та добру динаміку. ЕАТЗ малої та середньої потужності такі як електросамокати, електровелосипеди, електроскутери, сегвеї тощо, вдало використовують ці якості БДПС, оскільки до них не ставиться завдання

регулювання кутової швидкості в діапазоні з постійною потужністю. Враховуючи низьку напругу елементів, з яких складаються АБ, їх невисоку питому ємність та з міркувань безпеки в обслуговуванні під час експлуатації в ЕАТЗ малої та середньої потужності доцільно застосовувати АБ низької напруги.

Усі ці аспекти зумовлюють використання DC-DC перетворювача, для регулювання DC напруги живлення з метою керування електромагнітним моментом та швидкістю привідного двигуна [82, 83]. Зважаючи на низьку напругу АБ та діапазон регулювання швидкості привідного двигуна, регулювання рівня вихідної напруги DC-DC перетворювача повинне забезпечуватися від нульового значення під час пуску двигуна до максимально заданого значення, виходячи з умов забезпечення максимальної швидкості руху ЕАТЗ [115]. Ця умова зумовлює застосування DC-DC перетворювача понижувально-підвищувального типу. Серед відомих DC-DC перетворювачів такого типу є наступні: класичний buck/boost, Cuk, Zeta і Single-Ended Primary-Inductance Converter (SEPIC) [5, 40, 100]. Серед вказаних типів Zeta та SEPIC DC-DC перетворювачі (рис. 4.1) вирізняються спільною для входу та виходу від'ємною шиною, що дає змогу вихідній напрузі зберігати полярність джерела живлення.

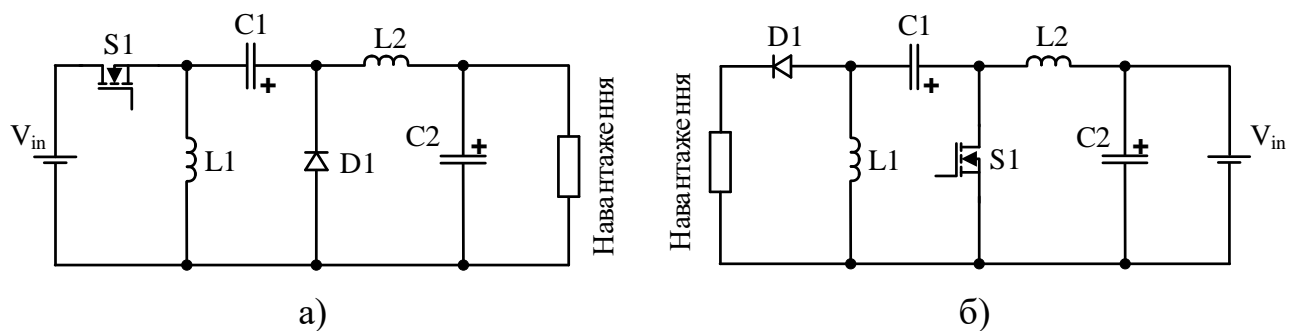


Рис. 4.1. Електричні схеми Zeta (а) та SEPIC (б) DC-DC перетворювачів

Для забезпечення роботи привідного двигуна в гальмівному режимі з можливістю рекуперації енергії гальмування до АБ необхідно застосувати двонаправлений DC-DC перетворювач. Одним з способів реалізації двонаправленої роботи DC-DC перетворювача понижувально-підвищувального типу є поєднання топології Zeta та SEPIC [36, 54].

Застосувавши два силові транзистори зі зворотними діодами, як показано на рис. 4.2, робота привідного двигуна в тяговому режимі забезпечується Zeta DC-DC перетворювачем, який керується транзистором S1 з використанням внутрішнього діода транзистора S2, а робота в режимі рекуперативного гальмування забезпечується SEPIC DC-DC перетворювачем, який керується транзистором S2 з використанням внутрішнього діода транзистора S1.

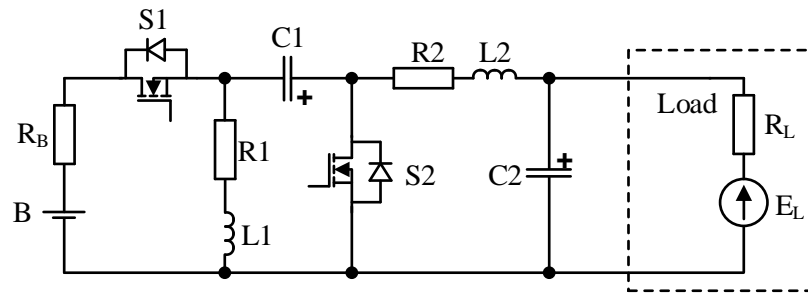
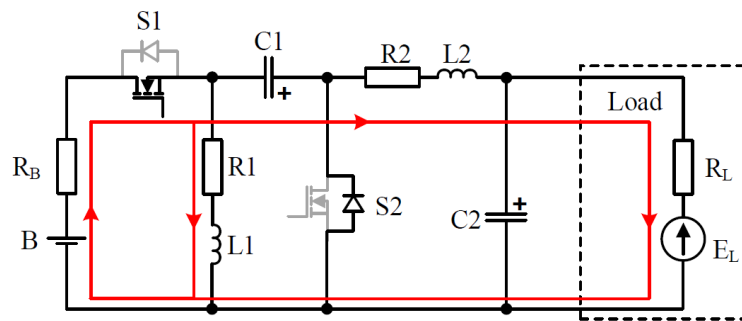


Рис. 4.2. Електрична схема двонапрявленого Zeta–SEPIC DC-DC перетворювача

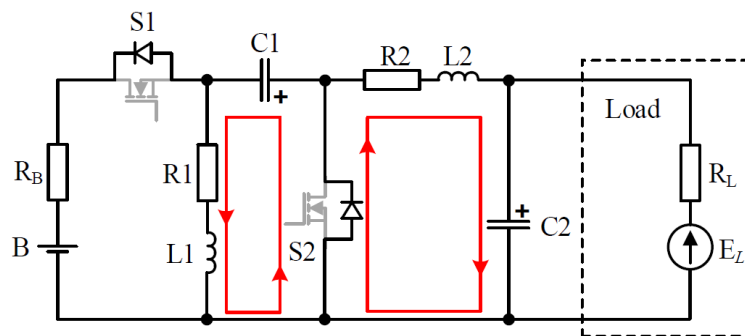
Обидва типи DC-DC перетворювачів, Zeta та SEPIC, використовують в своїй структурі 4 проміжні нагромаджувачі енергії – два дроселі L1 і L2 та два конденсатори C1 і C2. Живлення DC-DC перетворювача забезпечує низьковольтна батарея V з внутрішнім опором R_B . Навантаження DC-DC перетворювача, наприклад, ДПС, змодельовано проти-ЕРС E_L , яка визначає рівень вихідної напруги перетворювача, та активним опором R_L . У схемі також враховано реальні активні опори дроселів L1 та L2, відповідно R1 та R2.

При живленні привідного ДПС в тяговому режимі, і, відповідно, роботі Zeta DC-DC перетворювача, транзистор S2 перебуває у вимкненому стані, а керування значенням вихідної напруги перетворювача відбувається транзистором S1. Коли S1 перебуває у ввімкненому стані (рис. 4.3,а), струм від батареї протікає по двох паралельних колах, які показано червоними лініями. Перше коло пролягає через дросель L1 з малим опором, в результаті чого струм в дроселі наростає, збільшуючи енергію магнітного поля дроселя. Друге коло пролягає через конденсатор C1, дросель L2 та конденсатор C2 з навантаженням. Живленням в цьому колі виступає сумарна напруга батареї та конденсатора C1, причому напруга конденсатора у процесі всієї роботи перетворювача має полярність, показану на схемі. Струм в

цьому колі розряджає конденсатор $C1$ і заряджає порціями енергії дросель $L1$ та конденсатор $C2$. Коли $S1$ перебуває у вимкненому стані (рис. 4.3,б), батарея відмикається, і формуються два нові кола для перезарядження проміжних нагромаджувачів енергії. В першому колі струм дроселя $L1$ замикається через зворотний діод транзистора $S2$ та конденсатор $C1$, у другому колі струм дроселя $L2$ замикається через цей же діод та конденсатор $C2$. При цьому конденсатори $C1$ та $C2$ заряджаються шляхом передачі енергії від дроселів $L1$ та $L2$ відповідно.



а)

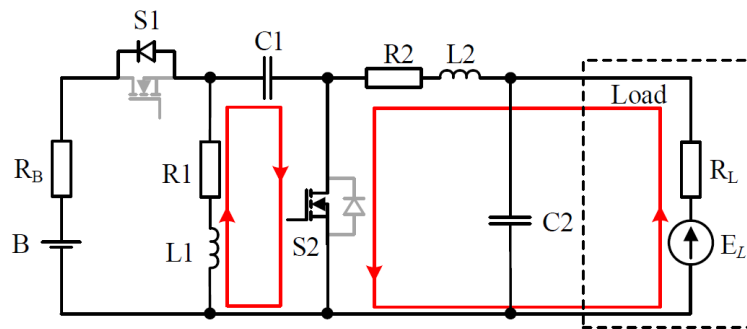


б)

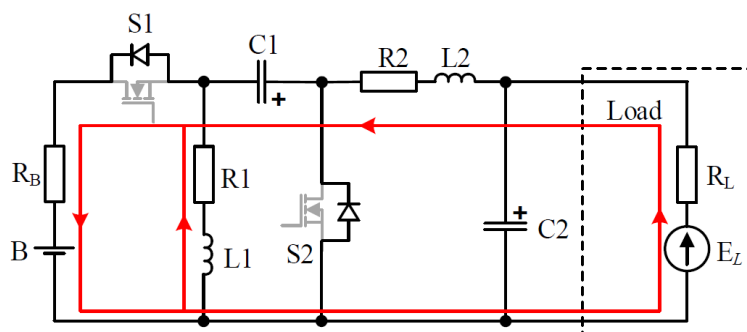
Рис. 4.3. Схема робота Zeta DC-DC перетворювача підчас ввімкненого (а) та вимкненого (б) станів транзистора $S1$

Для забезпечення роботи привідного двигуна в гальмівному режимі застосовується SEPIC DC-DC перетворювач, який керується транзистором $S2$, в той же час транзистор $S1$ перебуває в закритому стані. Під час роботи SEPIC DC-DC перетворювача живленням в схемі виступає проти-ЕРС навантаження E_L , що відповідає гальмівному режимові ЕП. Коли транзистор $S2$ перебуває у ввімкненому стані (Рис. 4.3,а), струм від E_L протікає по двох колах. У першому колі дросель $L2$

заряджається від навантаження, а в другому дросель $L1$ заряджається від конденсатора $C1$, розряджаючи його. Коли $S2$ перебуває у вимкненому стані (Рис. 4.3,б), формуються два нові паралельні кола, через які накопичені у проміжних нагромаджувачах $L1$ та $L2$ порції енергії передаються до батареї через зворотний діод транзистора $S1$. При цьому в першому колі струм дроселя $L2$ ще й заряджає конденсатор $C1$.



а)



б)

Рис. 4.4. Схема роботи SEPIC DC-DC перетворювача підчас ввімкненого (а) та вимкненого (б) станів транзистора $S2$

4.2. Синтез СЕФК Zeta – SEPIC DC-DC перетворювачем із застосуванням режимної декомпозиції

Робота двонапрявленого Zeta – SEPIC DC-DC перетворювача описується двома системами нелінійних рівнянь – відповідно для прямої передачі енергії від АБ до навантаження та зворотної передачі енергії від навантаження до АБ. Відповідно до кількості пасивних елементів, в яких нагромаджується енергія,

математичні моделі, що описують роботу таких перетворювачів, є системами диференціальних рівнянь четвертого порядку.

На основі описаної роботи Zeta DC-DC перетворювача згідно рис 4.2, складено диференціальні рівняння за I та II законами Кірхгофа для кожного з проміжних нагромаджувачів енергії аналогічно як це було зроблено в підрозділі 3.1 для складання системи диференціальних рівнянь для вітро-сонячного електрогенеруючого комплексу з гібридною АБ-СК СНЕ (для конденсаторів за I законом і для дроселів за II законом Кірхгофа). Якщо позначити μ_1 шпаруватість ШІМ транзистора S1, то з множником μ_1 беруться ті доданки напруг чи струмів у правих частинах диференціальних рівнянь, які входять у відповідні кола чи вузли, що працюють під час ввімненого стану транзистора S1 відповідно до схеми, показаної на рис. 4.3,а. У ті ж рівняння входять також доданки напруг чи струмів але з множником $(1 - \mu_1)$, які входять у відповідні кола чи вузли, що працюють під час вимкненого стану транзистора S1 відповідно до схеми, показаної на рис. 4.3,б. Знак кожного з доданків визначається напрямком його дії на диференційовану координату в лівій частині рівняння. На основі викладеного для Zeta DC-DC перетворювача отримано таку систему диференціальних рівнянь:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{L1} = \frac{1}{L_1} [(1 - \mu_1)v_{C1} + \mu_1 v_B - i_{L1} R_1] \\ \frac{d}{dt} i_{L2} = \frac{1}{L_2} [\mu_1 (v_{C1} + v_B) - v_{C2} - i_{L2} R_2] \\ \frac{d}{dt} v_{C1} = \frac{1}{C_1} [(1 - \mu_1)i_{L1} - \mu_1 i_{L2}] \\ \frac{d}{dt} v_{C2} = \frac{1}{C_2} \left[i_{L2} - \frac{v_{C2} - E_L}{R_L} \right] \end{cases}, \quad (4.1)$$

де i and v позначають миттєві значення струмів та напруг відповідних елементів схеми; $v_B = E_B - i_{L1} R_B$ – значення напруги на клеммах АБ.

Усі позначення в (4.1) відповідають позначенню елементів на рис. 4.2.

Математичну модель електромагнітних процесів, що відбуваються в SEPIC DC-DC перетворювачі під час передачі енергії від навантаження до АБ, складено

відповідно до позначеної на рис. 4.4 роботи схеми під час ввімкненого та вимкненого станів транзистора S2, який працює з шпаруватістю ШІМ μ_2 , отримано у вигляді такої системи диференціальних рівнянь:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{L1} = \frac{1}{L_1} [\mu_2 v_{C1} - (1 - \mu_2) v_B - i_{L1} R_1] \\ \frac{d}{dt} i_{L2} = \frac{1}{L_2} [v_{C2} + (1 - \mu_2)(-v_{C1} - v_B) - i_{L2} R_2] \\ \frac{d}{dt} v_{C1} = \frac{1}{C_1} [-\mu_2 i_{L1} + (1 - \mu_2) i_{L2}] \\ \frac{d}{dt} v_{C2} = \frac{1}{C_2} \left[-i_{L2} + \frac{E_L - v_{C2}}{R_L} \right] \end{cases} \quad (4.2)$$

Розроблення стійкої системи керування зі збереженням подібної динаміки в усьому діапазоні регулювання для об'єкта регулювання, математична модель котрого описується системою нелінійних диференціальних рівнянь четвертого порядку, є складною задачею. Нелінійність рівнянь в системах (4.1) і (4.2), яка властива усім DC-DC перетворювачам, зумовлена добутком змінних напруг чи струмів на змінні шпаруватості. Крім нелінійності диференціальних рівнянь, вирішення задачі синтезу системи керування ЕП із застосуванням Zeta і SEPIC DC-DC перетворювачів значно ускладнює той факт, що у випадку режиму підвищення напруги DC-DC перетворювачем має місце немінімальна фазовість передавальної функції системи [62]. При цьому постає задача не лише забезпечення стійкості системи в усьому робочому діапазоні DC-DC перетворювачів, але й підтримання потрібної якості керування. Для вирішення подібних задач синтезу систем керування різними типами DC-DC перетворювачів запропоновано низку непростих сучасних підходів: багатоконтурні системи з PI, PID-регуляторами [9, 40] чи навіть контролери дробового порядку [116], адаптивне керування [65], інтелектуальні підходи (нечітке керування, генетичні алгоритми) [5], модельне прогнозне керування [105] та інші. На відміну від них, застосування СЕФК дає змогу отримати асимптотичну стійку замкнуту пасивну гамільтонову систему. Це означає, що бажане значення енергетичної функції системи буде асимптотично наближатися до

свого мінімального значення, і система залишатиметься стійкою в усіх робочих точках, що важливо для складної нелінійної системи.

Зважаючи на застосування режимної декомпозиції необхідно розробити дві ПГС підсистеми для кожного типу DC-DC перетворювача в залежності від напрямку передачі потужності в системі ЕП. На відміну від ПГС вітро-сонячного електрогенеруючого комплексу з гібридною АБ-СК СНЕ, яка була отримана в підрозділі 3.1, в ПГС DC-DC перетворювачів як елементи вектора стану візьмемо струми дроселів та напруги конденсаторів. Вони ж є вихідними змінними ПГС і складають вектор \mathbf{u} , тобто $\mathbf{x} = \mathbf{u}$. Тому в цьому випадку в канонічній системі рівнянь ПГС (1.15) другого рівняння вже не потрібно. Вигляд матриць першого рівняння системи (1.15) буде дещо іншим, проте вектори вхідних та вихідних змінних і Гамільтоніан залишаться такими ж, як у випадку, коли елементами вектора стану виступають енергетичні імпульси. Ідентичність цих двох підходів до представлення ПГС показана в роботі [92].

4.2.1. ПГС Zeta DC-DC перетворювача

На основі (1.15) та (4.1) для Zeta DC-DC перетворювача було отримано наступні матриці ПГС:

$$\mathbf{x} = [i_{L1} \quad i_{L2} \quad v_{C1} \quad v_{C2}]^T; \quad (4.3)$$

$$\mathbf{D} = \text{diag} [L_1 \quad L_2 \quad C_1 \quad C_2]; \quad (4.4)$$

$$\mathbf{u} = [v_B \quad 0 \quad 0 \quad E_L]^T. \quad (4.5)$$

З (4.3) і (4.4) функція повної енергії (Гамільтоніан) ПГС рівний:

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{D} \mathbf{x} = \frac{1}{2} (L_1 i_{L1}^2 + L_2 i_{L2}^2 + C_1 v_{C1}^2 + C_2 v_{C2}^2), \quad (4.6)$$

а вектор часткових похідних Гамільтоніану набуває вигляду:

$$\nabla H(\mathbf{x}) = \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \mathbf{D} \mathbf{x} = [L_1 i_{L1} \quad L_2 i_{L2} \quad C_1 v_{C1} \quad C_2 v_{C2}]^T. \quad (4.7)$$

На основі (1.15) та (4.3)-(4.7) сформовано наступні матриці структури ПГС:

$$\mathbf{J}(\mu_1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1-\mu_1}{L_1 C_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\mu_1}{L_2 C_1} & -\frac{1}{L_2 C_2} \\ -\frac{1-\mu_1}{L_1 C_1} & -\frac{\mu_1}{L_2 C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2 C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (4.8)$$

$$\mathbf{R} = \text{diag} \left[-\frac{R_1}{L_1^2} \quad -\frac{R_2}{L_2^2} \quad 0 \quad -\frac{1}{R_L C_2^2} \right]; \quad (4.9)$$

$$\mathbf{G} = \text{diag} [L_1^{-1} \quad 0 \quad 0 \quad C_2^{-1}]. \quad (4.10)$$

4.2.2. ПГС SEPIC DC-DC перетворювача

Для ПГС SEPIC DC-DC перетворювача з системи рівнянь (4.2) вибрано такі основні матриці:

$$\mathbf{x} = [i_{L1} \quad i_{L2} \quad v_{C1} \quad v_{C2}]^T; \quad (4.11)$$

$$\mathbf{D} = \text{diag} [L_1 \quad L_2 \quad C_1 \quad C_2]; \quad (4.12)$$

$$\mathbf{u} = [-(1-\mu_2)v_B \quad -(1-\mu_2)v_B \quad 0 \quad E_L]^T. \quad (4.13)$$

Гамільтоніан і вектор часткових похідних цього Гамільтоніана для ПГС отримано на основі (4.11) і (4.12):

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{D} \mathbf{x} = \frac{1}{2} (L_1 i_{L1}^2 + L_2 i_{L2}^2 + C_1 v_{C1}^2 + C_2 v_{C2}^2); \quad (4.14)$$

$$\nabla H(\mathbf{x}) = \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = [L_1 i_{L1} \quad L_2 i_{L2} \quad C_1 v_{C1} \quad C_2 v_{C2}]^T. \quad (4.15)$$

На основі (1.15) та (4.11)-(4.15) сформовано наступні матриці структури ПГС у вигляді:

$$\mathbf{J}(\boldsymbol{\mu}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{\mu_2}{L_1 C_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{(1-\mu_2)}{L_2 C_1} & \frac{1}{L_2 C_2} \\ -\frac{\mu_2}{L_1 C_1} & \frac{(1-\mu_2)}{L_2 C_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2 C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (4.16)$$

$$\mathbf{R} = \text{diag} \left[-\frac{R_1}{L_1^2} \quad -\frac{R_2}{L_2^2} \quad 0 \quad -\frac{1}{R_L C_2^2} \right]; \quad (4.17)$$

$$\mathbf{G} = \text{diag} \left[L_1^{-1} \quad 0 \quad 0 \quad C_2^{-1} \right]. \quad (4.18)$$

4.2.3. Стратегія енергетичного менеджменту

Структурний синтез СЕФК повинен відповідати сформованій СЕМ, яка враховує усі вимоги до системи як в статичних, так і в динамічних режимах. Для майбутньої роботи досліджуваного двонапрявленого Zeta–SEPIC DC-DC перетворювача у складі системи транспортного ЕП ці вимоги було сформовано таким чином:

- Система керування повинна формувати задане значення напруги на конденсаторі C_2 $V_{C_2}^*$, оскільки остання формує струм навантаження, а значить, і електромагнітний момент електродвигуна, як в режимі тяги, так і в режимі рекуперативного гальмування.
- Статична похибка регулювання напруги на конденсаторі C_2 повинна бути мінімальною та приблизно однаковою в усьому діапазоні регулювання цієї напруги – від нуля до максимального значення, як в режимі тяги, так і в режимі рекуперативного гальмування.
- Динаміка регулювання напруги конденсатора C_2 повинна мати максимально подібний характер в усьому діапазоні регулювання цієї напруги – від нуля до максимального значення, як в режимі тяги, так і в режимі рекуперативного гальмування.

Враховуючи, що серед змінних стану заданою є лише одна величина V_{C2}^* , вектор усталених значень змінних матиме такий вигляд:

$$\bar{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} i_{L10} & i_{L20} & v_{C10} & V_{C2}^* \end{bmatrix}^T, \quad (4.19)$$

де індексом “0” позначено статичні значення змінних стану, які були отримані в результаті розв’язку векторно-матричного рівняння 4-го порядку під час структурного синтезу СЕФК. Четвертим розв’язком цього рівняння виступатиме шпаруватість ШІМ μ , тобто вираз для побудови ФКВ СЕФК.

4.2.4. Структурний синтез СЕФК

За описаним у розділі 1 методом було отримано усі можливі для реалізації структури ФКВ, які відповідають прийнятій СЕМ в режимах роботи прямої та зворотної передачі енергії двонапрявленого Zeta–SEPIC DC-DC перетворювача.

Для Zeta DC-DC перетворювача без введення додаткових взаємозв’язків та демпфуваль, отримана базова структура ФКВ має вигляд:

$$\mu_1 = \frac{V_{C2}^*}{v_B + V_{C2}^*}. \quad (4.20)$$

Інші реальні отримані для Zeta DC-DC перетворювача структури ФКВ за різних додатково введених взаємозв’язків та демпфуваль наведено в табл. 4.1.

Таблиця 4.1

Отримані структури ФКВ у СЕФК для Zeta DC-DC перетворювача

Елемент взаємозв’язку чи демпфування	Структура ФКВ
j_{12}	$\mu_1 = \frac{V_{C2}^* - j_{12} i_{L1}}{v_B + V_{C2}^* - j_{12} (i_{L1} + i_{L2})} \quad (4.21)$
j_{13}	$\mu_1 = \frac{V_{C2}^* - j_{13} V_{C2}^*}{v_B + V_{C2}^* - j_{13} (v_B + v_{C1})} \quad (4.22)$

j_{14}	$\mu_1 = \frac{V_{C2}^*}{v_B + V_{C2}^* + j_{14}(V_{C2}^* - v_{C2})}$	(4.23)
j_{23}	$\mu_1 = \frac{V_{C2}^* + j_{23} v_{C1}}{v_B + V_{C2}^* + j_{23}(v_B + v_{C1})}$	(4.24)
j_{24}	$\mu_1 = \frac{V_{C2}^* + j_{24}(v_{C2} - V_{C2}^*)}{v_B + V_{C2}^* + j_{24}(v_{C2} - V_{C2}^*)}$	(4.25)
j_{34}	Базова структура	(4.20)
r_{11}	Складна структура	
r_{22}	$\mu_1 = \frac{V_{C2}^* R_L + r_{22}(E_L - V_{C2}^* + i_{L2} R_L)}{R_L(v_B + V_{C2}^*) + r_{22}(E_L - V_{C2}^* + i_{L2} R_L)}$	(4.26)
r_{33}	Базова структура	(4.20)
r_{44}	Базова структура	(4.20)

Для SEPIC DC-DC перетворювача, який працює в гальмівному режимі без введення додаткових взаємозв'язків та демпфунань, отримана базова структура ФКВ має наступний вигляд:

$$\mu_2 = \frac{v_B}{v_B + V_{C2}^*}. \quad (4.27)$$

Інші реальні отримані для SEPIC DC-DC перетворювача структури ФКВ за різних додатково введених взаємозв'язків та демпфунань наведено в табл. 4.2. З можливих шести взаємозв'язків j_{ik} один, j_{34} , приводить до попередніх розв'язків (4.20) чи (4.27). З чотирьох можливих демпфунань лише одне є дієвим – r_{22} . Демпфунання r_{11} немає реалізації, а r_{33} і r_{44} є не дієвими, оскільки не змінюють базові структури ФКВ (4.20) чи (4.27).

Отримані структури ФКВ у SEFC для SEPIC DC-DC перетворювача

Елемент взаємозв'язку чи демпфування	Структура ФКВ
j_{12}	$\mu_2 = \frac{v_B + j_{12} i_{L2}}{v_B + V_{C2}^* + j_{12} (i_{L1} + i_{L2})} \quad (4.28)$
j_{13}	$\mu_2 = \frac{v_B + j_{13} (v_B + v_{C1} - V_{C2}^*)}{v_B + V_{C2}^* + j_{13} (v_B + v_{C1})} \quad (4.29)$
j_{14}	$\mu_2 = \frac{v_B + j_{14} (v_{C2} - V_{C2}^*)}{v_B + V_{C2}^* + j_{14} (v_{C2} - V_{C2}^*)} \quad (4.30)$
j_{23}	$\mu_2 = \frac{v_B - j_{23} v_B}{v_B + V_{C2}^* - j_{23} (v_B + v_{C1})} \quad (4.31)$
j_{24}	$\mu_2 = \frac{v_B}{v_B + V_{C2}^* + j_{24} (V_{C2}^* - v_{C2})} \quad (4.32)$
j_{34}	Базова структура (4.27)
r_{11}	Немає реалізації
r_{22}	$\mu_1 = \frac{v_B R_L}{R_L (v_B + V_{C2}^*) - r_{22} (V_{C2}^* - E_L + i_{L2} R_L)} \quad (4.33)$
r_{33}	Базова структура (4.27)
r_{44}	Базова структура (4.27)

Дослідження отриманих структур ФКВ (табл. 4.1 і 4.2) проведено шляхом комп'ютерного симулювання роботи Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача в середовищі Matlab/Simulink за допомогою складеної комп'ютерної моделі, показаної на рис. 4.5. Основні параметри досліджуваного DC-DC перетворювача вибрано такими: номінальна потужність $P_n = 600$ Вт, напруга батареї $V_B = 24$ В,

максимальне значення ЕРС на виході перетворювача $E_H = 48$ В. Величину несучої частоти ШІМ вибрано $f = 20,0$ кГц.

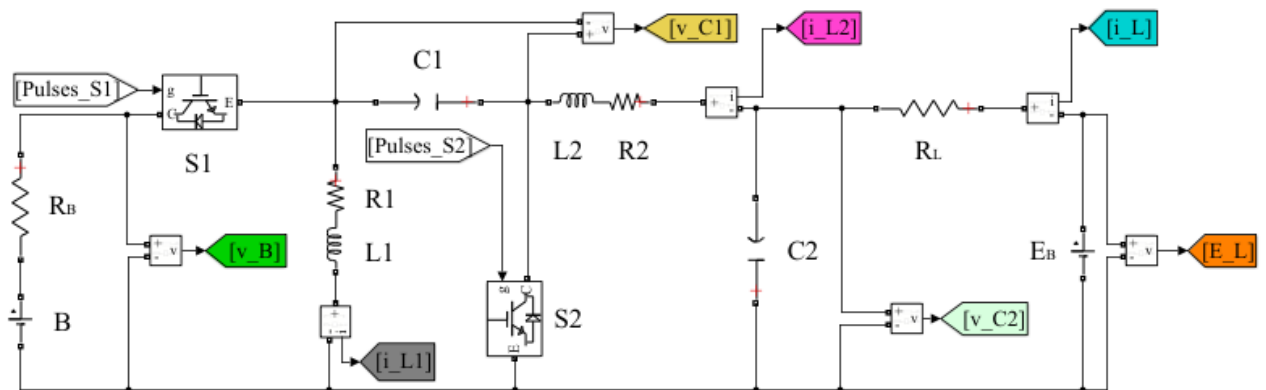


Рис. 4.5. Комп'ютерна модель двонапрявленого Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача

Розрахунок параметрів індуктивностей дроселів та ємностей конденсаторів Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача базувався на забезпеченні необхідних рівнів пульсацій струмів і напруг на відповідних його елементах за номінального навантаження. Розрахунок цих параметрів здійснювався за максимального рівня цих пульсацій, який має місце за шпаруватості ШІМ $\mu = 0,5$. За таких умов коефіцієнт передачі за напругою Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача рівний [100]:

$$k_v = \frac{\mu}{1-\mu} = \frac{0,5}{(1-0,5)} = 1. \quad (4.34)$$

Прийнявши наближено, що $V_{C2,H} = E_H$, номінальний струм на виході DC-DC перетворювача рівний:

$$I_H = \frac{P_H}{V_{C2,H}} = \frac{600}{48} = 12,5 \text{ А}. \quad (4.35)$$

Індуктивності дроселів $L1$ та $L2$ в розрахунковому режимі за умови номінального струму навантаження та заданої відносної пульсації струму на рівні $\delta I = 5\%$ розраховуються за такими виразами [54]:

$$L_1 = \frac{\mu V_B}{f I_H \delta I} = \frac{0,5 \cdot 24}{20 \cdot 10^3 \cdot 12,5 \cdot 0,05} = 0,96 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}; \quad (4.36)$$

$$L_2 = \frac{(1-\mu)V_B}{f I_H \delta I} = \frac{(1-0,5) \cdot 24}{20 \cdot 10^3 \cdot 12,5 \cdot 0,05} = 0,96 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.} \quad (4.37)$$

Ємності конденсаторів C_1 та C_2 за тих же умов для забезпечення відносної пульсації напруги на рівні $\delta U = 10\%$ повинні становити [54]:

$$C_1 = \frac{\mu I_H}{f V_B \delta V} = \frac{0,5 \cdot 12,5}{20 \cdot 10^3 \cdot 24 \cdot 0,1} = 130,2 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}; \quad (4.38)$$

$$C_2 = \frac{(1-\mu)I_H}{f V_B \delta V} = \frac{(1-0,5) \cdot 12,5}{20 \cdot 10^3 \cdot 24 \cdot 0,1} = 130,2 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.} \quad (4.39)$$

За результатами розрахунків (4.36)-(4.39) у комп'ютерній моделі Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача рис. 4.5 застосовано такі параметри пасивних компонентів: $L_1 = L_2 = 1$ мГн, $C_1 = C_2 = 130$ мкФ.

Зважаючи на явну нелінійність об'єкта керування, дослідження Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача проводилися таким чином, щоб оцінити зміну статичних і динамічних показників його роботи в усьому діапазоні зміни вихідної напруги (напруги v_{C2} на конденсаторі C_2) та зміни струму навантаження на виході від нуля до номінального значення. Це відповідатиме роботі системи ЕП в широкому діапазоні зміни швидкості двигуна та моменту його навантаження, що має місце, наприклад, в ЕП транспортних засобів.

Для моделювання зміни вихідної напруги, дослідження проводилися для низки значень проти-ЕРС навантаження: 12, 24, 36 і 48 В. Для кожної з цих ЕРС по чергово в системі керування задавалися значення таких вихідних напруг DC-DC перетворювача, щоб струм навантаження набував значень 0, 2, 6 і 12,5 А. Зважаючи на задану величину опору навантаження $R_L = 0,25$ Ом, задавані значення v_{C2} відрізнялися від заданих значень проти-ЕРС на $\pm 0,5$, ± 1 , $\pm 1,625$ В, відповідно, причому знак плюс відповідає тяговому режиму роботи ЕП, а знак мінус відповідає гальмівному режиму роботи ЕП. Таким чином можна оцінити статичну похибку відпрацювання двома синтезованими СЕФК підсистемами вихідної напруги DC-DC перетворювача за обох його конфігурацій.

Одночасно описана методика дає змогу оцінити також і зміну динаміки досліджуваного DC-DC перетворювача в усьому діапазоні зміни його вихідної напруги та навантаження, оскільки кожна зміна навантаження задається стрибком зміни завдання вихідної напруги.

Для Zeta DC-DC перетворювача на створеній моделі перетворювача були досліджені усі отримані структури ФКВ СЕФК. Базова структура ФКВ (4.20), показала великі статичні похибки регулювання вихідної напруги перетворювача v_{C2} , значення яких суттєво залежали від робочої точки перетворювача. Крім того, цій структурі характерна й значна нелінійність динаміки. З інших отриманих структур ФКВ, які наведено в табл. 4.1, найкращі результати отримано для ФКВ (4.23), який, крім того, відзначається простотою реалізації, оскільки потребує лише двох давачів – напруги АБ та напруги конденсатора С2.

На рис. 4.6 наведено комп'ютерну модель структури ФКВ, яка реалізована у середовищі MatLab/Simulink для керування Zeta DC-DC перетворювачем.

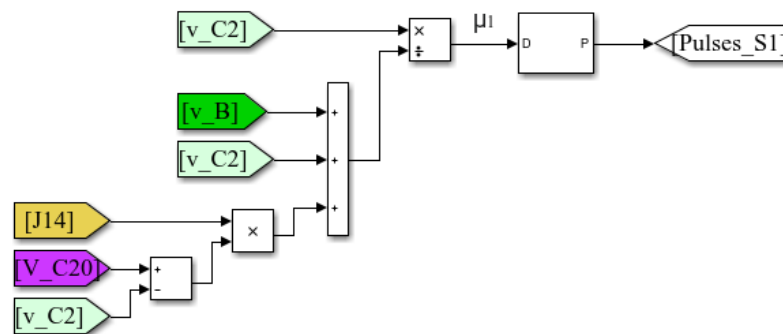
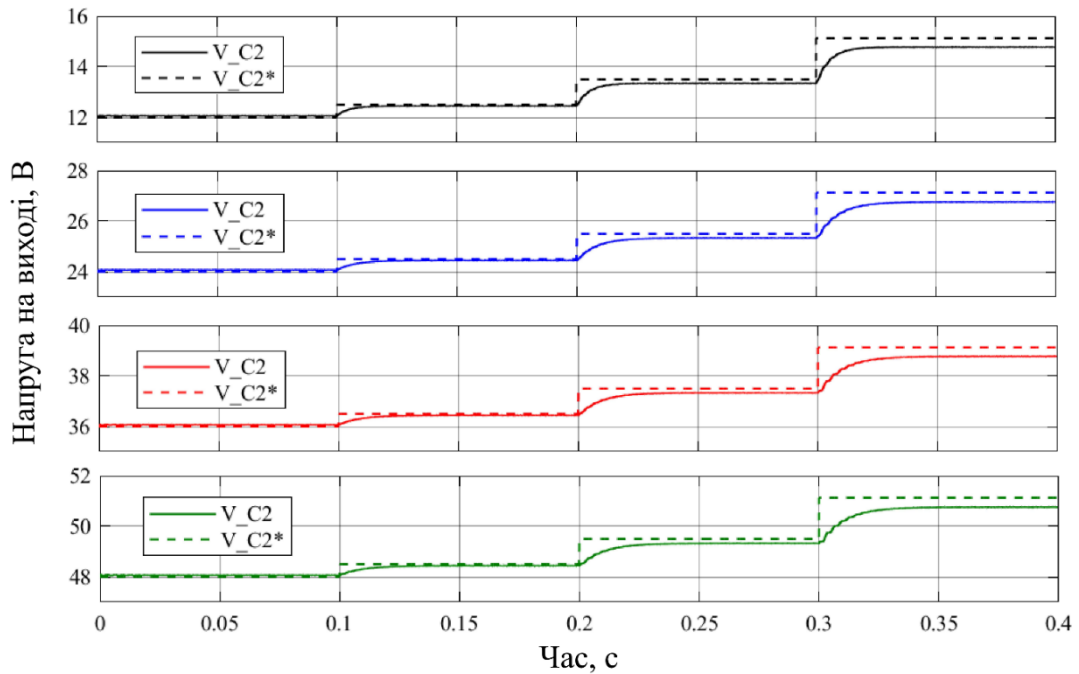


Рис. 4.6. Комп'ютерна реалізація структури ФКВ досліджуваного Zeta DC-DC перетворювача

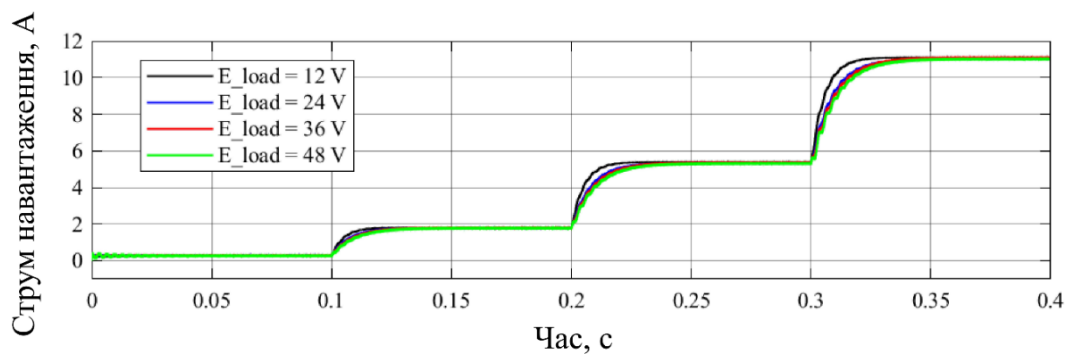
З метою зменшення статичної похибки регулювання v_{C2} та забезпечення приблизно однакової динаміки перетворювача за різних рівнів вихідної напруги, проведено низку досліджень для заданих чотирьох значень v_{C2} . У кожному з експериментів знайдено значення коефіцієнта взаємозв'язку j_{14} , що забезпечує однакові динамічні характеристики, а після апроксимації отримано лінійну залежність величини j_{14} від заданої напруги на виході DC-DC перетворювача:

$$j_{14} = -0,435 + 0,0185 V_{C2}^* . \quad (4.40)$$

Отримані результати моделювання роботи Zeta DC-DC перетворювача наведено на рис. 4.7.



а)



б)

Рис. 4.7. Результати моделювання Zeta DC-DC перетворювача

З рис. 4.7,а видно, що в усьому діапазоні вихідної напруги статична похибка її регулювання є невеликою та однаковою, а також однаково, практично лінійно, залежить від струму навантаження. Також і динаміка системи мало залежить від вихідної напруги, як видно з рис. 4.7,б.

SEPIC DC-DC перетворювач показав дещо складнішу нелінійну залежність від величини вихідної напруги, ніж Zeta DC-DC перетворювач. З усіх отриманих структур ФКВ СЕФК, які наведено в табл. 4,2, найкращі результати було отримано для структури ФКВ (4.30), яку теж реалізовано шляхом введення додаткового взаємозв'язку j_{14} . Ця структура потребує для своєї реалізації тих же двох давачів, що й попередня (рис. 4.8).

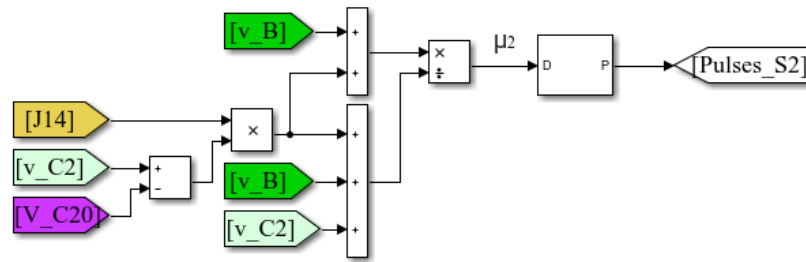


Рис. 4.8. Комп'ютерна реалізація структури ФКВ досліджуваного SEPIC DC-DC перетворювача

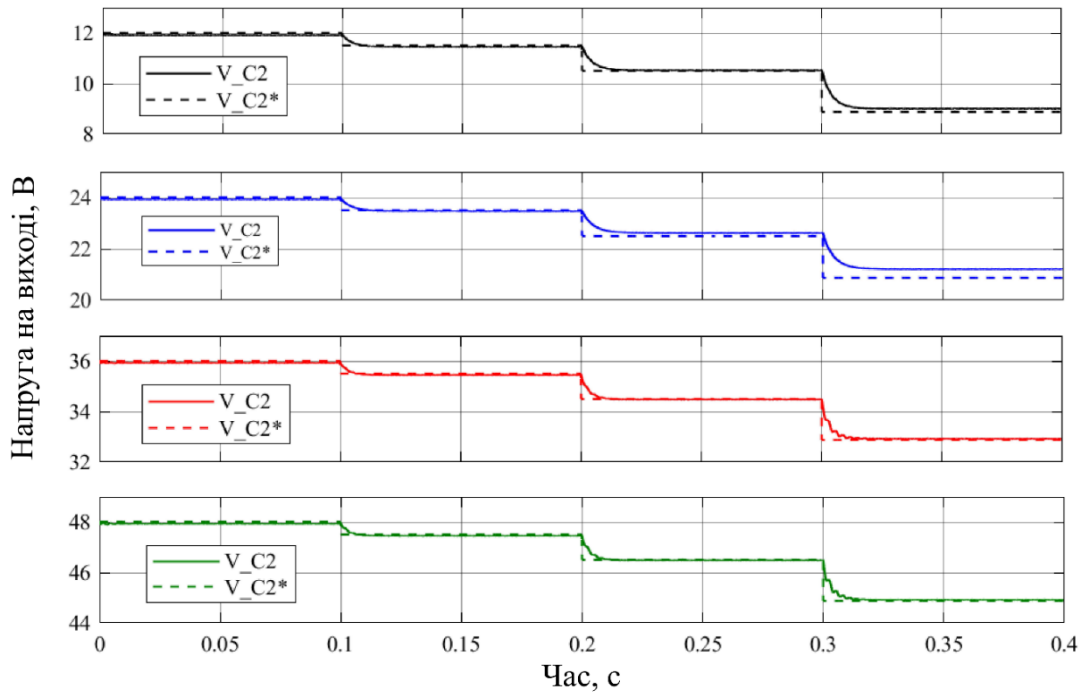
Аналогічно до випадку прямої передачі енергії, для цієї структури ФКВ теж знайдено залежність коефіцієнта взаємозв'язку j_{14} від заданої напруги на виході DC-DC перетворювача, однак, ця залежність є нелінійною. Найкраще вдалося її апроксимувати наступною моделлю Вейбула:

$$j_{14} = 2,770 - 2,657 \exp(-3,599 \cdot 10^{-6} V_{C2}^{*3,483}) . \quad (4.41)$$

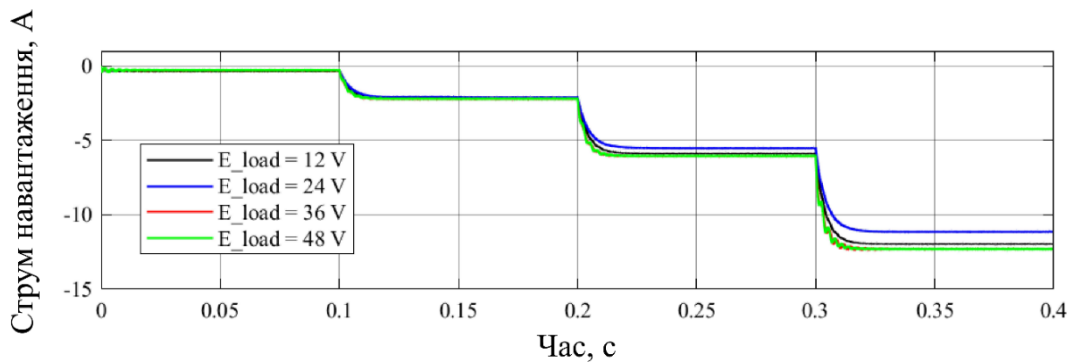
Менш точною, але задовільною є квадратична апроксимація функцією:

$$j_{14} = -0,1 + 0,01458 V_{C2}^{*} + 0,000868 V_{C2}^{*2} . \quad (4.42)$$

Як видно з рис. 4.9,а, введення коефіцієнта взаємозв'язку (4.30) з нелінійною залежністю коефіцієнта взаємозв'язку (4.42) дало позитивний результат – в усьому діапазоні регулювання вихідної напруги її статична похибка є значно нижчою, ніж для тягового режиму, та мало залежить від величини струму рекуперації. Рис. 4.9,б свідчить про добру та практично однакову динаміку системи в усьому діапазоні зміни вихідних координат.



а)



б)

Рис. 4.9. Результати моделювання SEPIC DC-DC перетворювача

4.3. Синтез двоконтурної СПР швидкості ДПС на основі Zeta – SEPIC DC-DC перетворювача з енергоформуванням напруги якоря

Одним із застосувань двонапрявленого Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача, керованого СЕФК для приводу ЕАТЗ, є поєднання енергоформування керування напругою якоря з класичною двоконтурною системою підпорядкованого регулювання (СПР) швидкості.

Напруга якоря v_a двигуна постійного струму (ДПС), згідно схеми рис. 4.10, рівна напрузі конденсатора $C2$ v_{C2} . На рис. 4.10 $T_e = k\Phi i_a$ – електромагнітний

момент двигуна, де $k\Phi = E_M/\omega$ – конструктивна стала ЕРС двигуна, E_M – ЕРС двигуна, ω – кутова швидкість двигуна та T_L – момент статичного навантаження, прикладений до валу ротора.

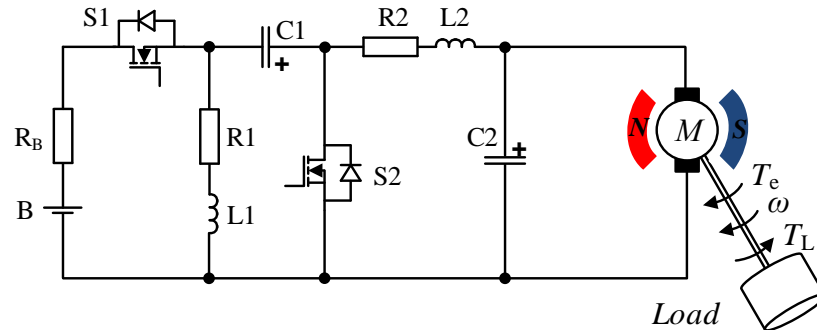


Рис. 4.10. Електрична схема системи ЕП постійного струму

У низці досліджень ДПС М інтегровано у конфігурацію Zeta – SEPIC DC-DC перетворювача [88, 101]. Функції вихідного дроселя L2 виконує обмотка якоря двигуна, а функції вихідного конденсатора C2 покладені на проти-ЕРС двигуна (рис. 4.11).

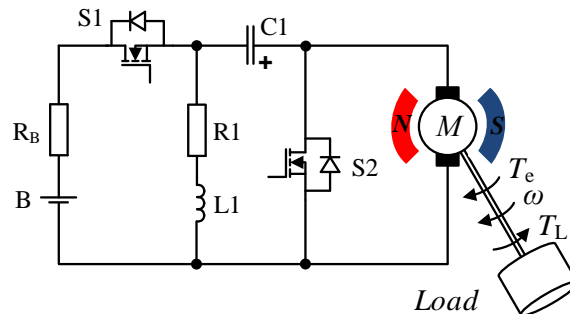


Рис. 4.11. Електрична схема системи з інтегрованим ДПС

Реалізація СПР швидкості ДПС з енергоформуванням його напруги якоря за допомогою Zeta–SEPIC DC-DC перетворювача зображена на рис. 4.12. У системі використано чотири датчі координат: напруги АБ ДНБ, датч струму якірного кола ДС, датч напруги якоря ДНЯ та кутової швидкості двигуна ДШ. Регулювання кутової швидкості двигуна здійснюється зовнішнім контуром з П-регулятором швидкості РШ, на вході якого порівнюються сигнали завданого ω^* та виміряного ω датчем значень кутової швидкості. На виході регулятора швидкості формується

завдання на струм якоря двигуна i_a^* , яке надходить на ПІ-регулятор струму РС, де порівнюється з вимірним ДС значенням струму якоря. На виході регулятора струму формується бажане значення напруги якоря двигуна, яке надходить на дві синтезовані в підрозділі 4.2 ФКВ структури μ_1 та μ_2 СЕФК підсистем, відповідно для тягового та гальмівного режимів роботи ЕП. Перемикання цих структур здійснюється електронним перемикачем режиму S_m відповідно до знаку сигналу завдання струму якоря двигуна. На входи СЕФК надходять також усі необхідні для ФКВ μ_1 та μ_2 сигнали від давачів координат, відповідно до отриманих виразів (4.23) та (4.30). Обчислені значення шпаруватостей імпульсів подаються через перемикач режиму S_m до драйверів керування транзисторами S1 та S2 Zeta–SEPIC DC-DC перетворювача.

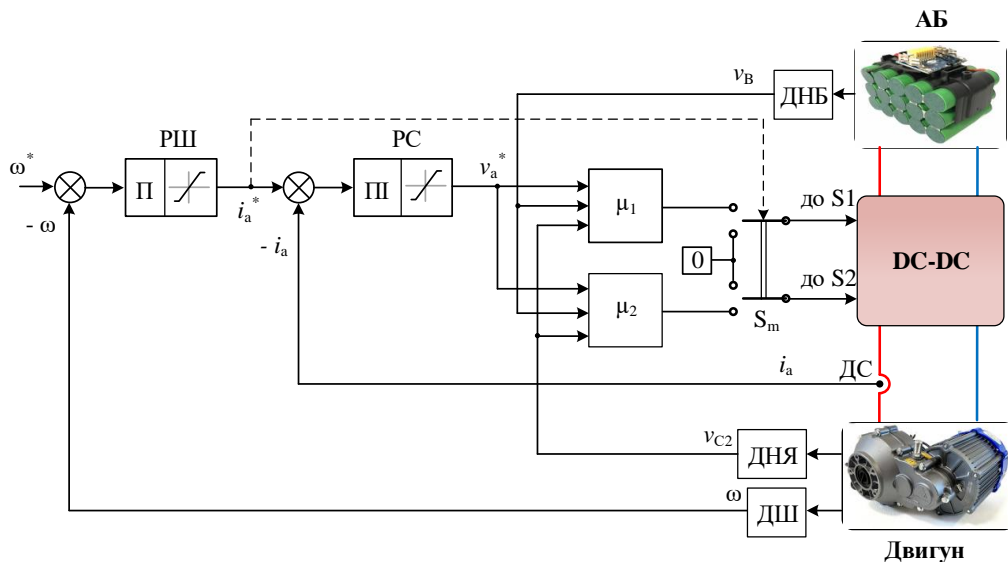


Рис. 4.12. Функціональна схема СПР швидкості ДПС з енергоформуванням напруги якоря

Для досліджень було взято Zeta–SEPIC DC-DC перетворювач з вище вказаними номінальними параметрами та параметрами пасивних елементів, обчисленими згідно (4.36)-(4.39). Параметри дослідного ДПС з номінальними значеннями потужності 300 Вт, напруги якоря 48 В та частоти обертання 1000 об/хв є такими: активний опір обмотки якоря $R_a = 0,45$ Ом, індуктивність обмотки якоря 0,02 Гн, стала якоря $k\Phi = 0,3733$ В·с. Сумарний момент інерції привода, приведений до валу двигуна було взято $J = 0,05$ кг·м².

Комп'ютерну модель в середовищі Matlab/Simulink (рис. 4.13) побудовано згідно силової схеми, показаної на рис. 4.11, та функціональної схеми системи керування, представленої на рис. 4.12.

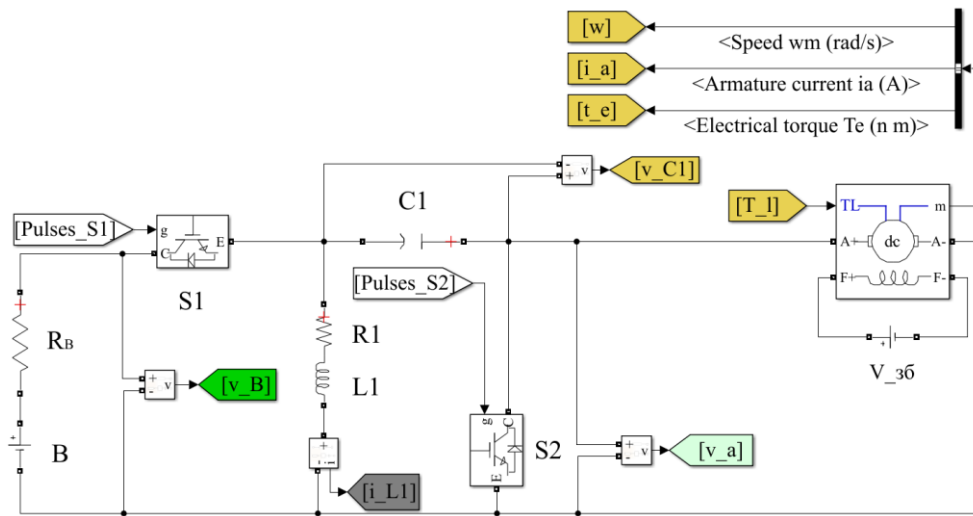


Рис. 4.13. Комп'ютерна модель силової частини досліджуваної системи ЕП

Двоконтурну СПР швидкості ДПС (рис. 4.14) реалізовано у середовищі Matlab/Simulink у відповідності до функціональної схеми системи керування приводом на рис. 4.12.

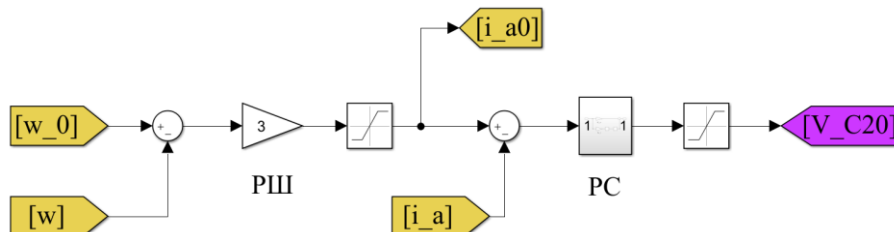


Рис. 4.14. Комп'ютерна модель двоконтурної СПР швидкості ДПС

СЕФК двонапрямленим Zeta-SEPIC DC-DC перетворювачем реалізовано в середовищі Matlab/Simulink двома окремими блоками (рис. 4.15), один для Zeta та другий для SEPIC DC-DC перетворювачів. Оскільки кожен з них працює в різних режимах роботи ЕП, тяговому та гальмівному, відповідно, перемикання між перетворювачами здійснюється за знаком заданого значення струму якоря ДПС, яке формується на виході РШ. Коли привод працює в тяговому режимі, на транзистор S2, який здійснює керування SEPIC DC-DC перетворювачем, подається

нульовий сигнал. Під час роботи приводу в гальмівному режимі, нульовий сигнал подається на транзистор S1.

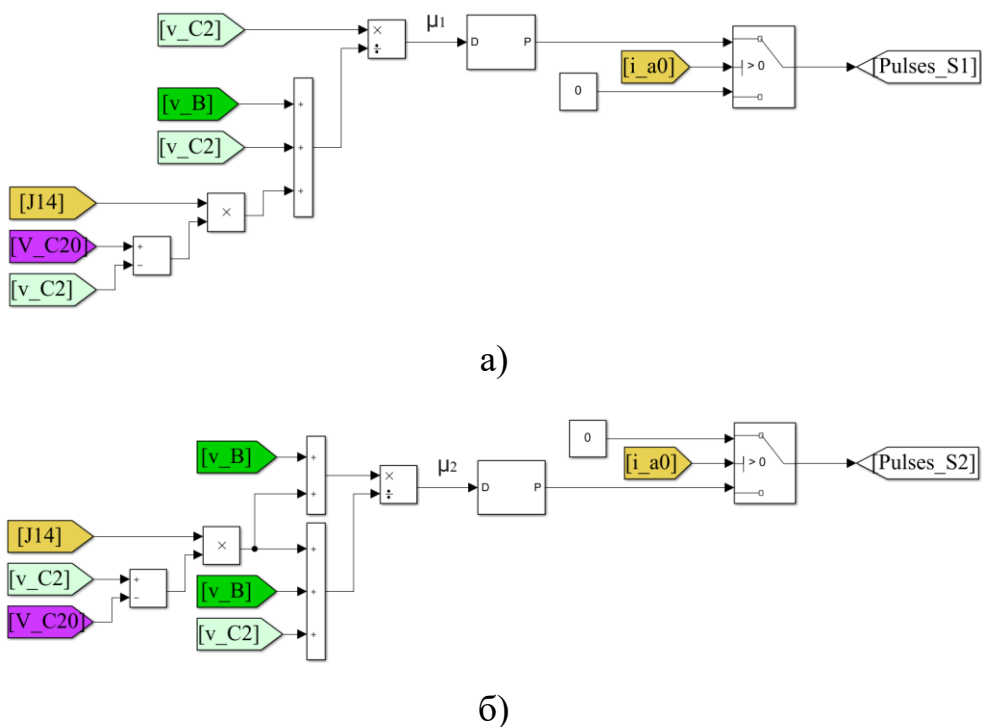
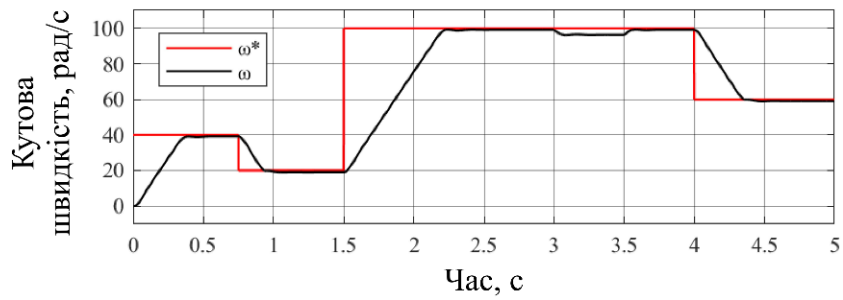


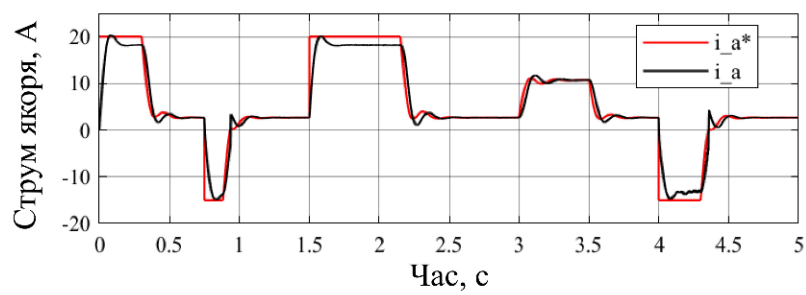
Рис. 4.15. Комп'ютерні реалізації структур ФКВ для керування транзисторами S1 (а) та S2 (б) досліджуваного Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача

Отримані результати комп'ютерного моделювання наведено на рис. 4.16. Для дослідження статичних та динамічних характеристик привода на різних його швидкостях, було сформовано наступну тахограму руху ДПС (рис. 4.16,а): початковий розгін двигуна до проміжної кутової швидкості 40 рад/с з наступним гальмуванням до 20 рад/с, а потім в момент часу 1,5 с розгін до максимальної кутової швидкості 100 рад/с з наступним гальмуванням до 60 рад/с. Крім того, на максимальній швидкості в інтервалі часу 3 – 3,5 с прикладався та знімався додатковий момент статичного навантаження. Отримана часова діаграма показує задовільне, з незначною похибкою, відпрацювання заданої кутової швидкості (рис. 4.16,а). Діаграма струму якоря двигуна (рис. 4.16,б) демонструє відпрацювання заданого значенням струму якоря без похибки завдяки ПІ-регулятору струму. Також застосовано обмеження струму якоря двигуна на рівні 20 А в тяговому режимі та –15А в режимі гальмування. Електромагнітний момент двигуна (рис.

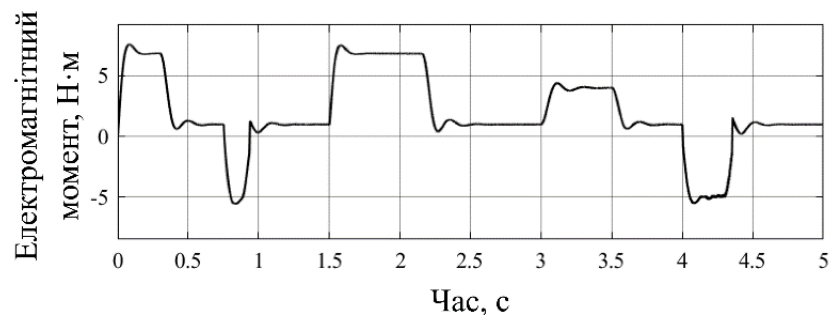
4.16,в) за формою повторює форму струму якоря, а відфільтрований струм АБ (рис. 4.16,г) за формою відповідає електричній потужності, що споживається приводом.



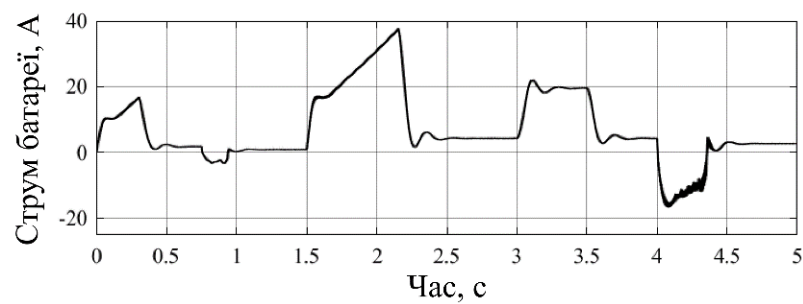
а)



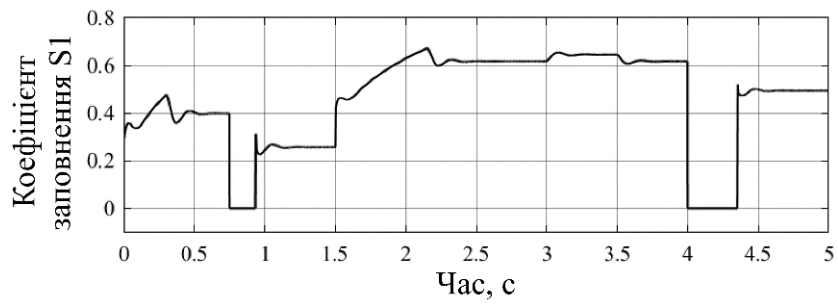
б)



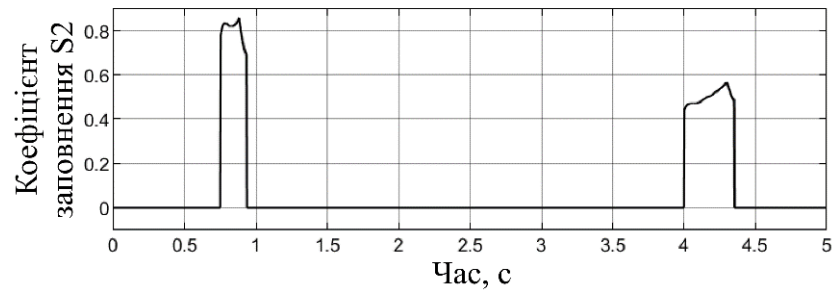
в)



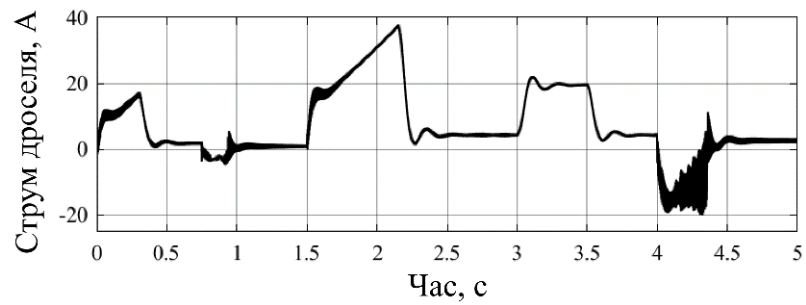
г)



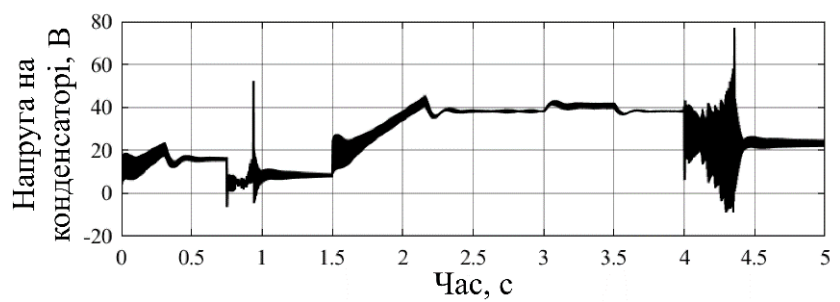
д)



е)



ж)



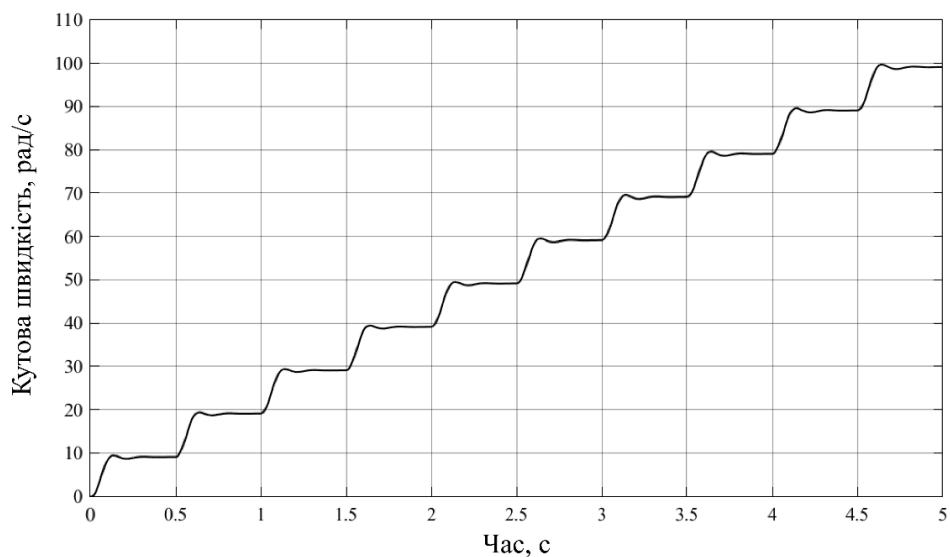
з)

Рис. 4.16. Часові діаграми основних змінних досліджуваної системи електропривода за енергоформування напруги якоря

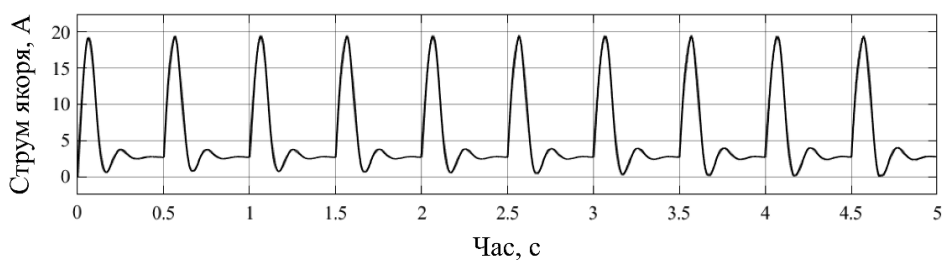
З часової діаграми струму АБ видно, що рекуперативне гальмування привода на малій кутовій швидкості (40 рад/с) не є ефективним, оскільки на подолання

моменту статичного навантаження та втрати в двигуні і DC-DC перетворювачі затрачається значна потужність гальмування. Проте, на максимальній кутовій швидкості, завдяки великій потужності гальмування, забезпечується струм заряду АБ в діапазоні від -17 до -10 А. Часові діаграми шпаруватостей імпульсів S1 (рис. 4.16,д) та S2 (рис. 4.16,е) демонструють роботи транзисторів у різних режимах роботи привода. Часові діаграми струму дроселя L1 (рис. 4.16,ж) та напруги конденсатора C1 (рис. 4.16,з) DC-DC перетворювача показують пульсації цих змінних. Ці пульсації викликані роботою ШІМ та топологією Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача. В гальмівному режимі формується малий замкнений контур регулювання струму якоря, оскільки транзистор S2 шунтує ЕРС двигуна, в той час як в тяговому режимі контур регулювання струму якоря значно розширюється, бо транзистор S1 регулює струм якоря, забезпечуючи одночасно регулювання координат двох проміжних нагромаджувачів енергії – струму дроселя L1 та напруги конденсатора C1.

Часові діаграми на рис. 4.17 демонструють однакову динаміку перехідних процесів кутової швидкості (рис. 4.17,а) та струму якоря(рис. 4.17,б) при роботі ЕП, що живиться від Zeta DC-DC перетворювача, на всьому діапазоні регулювання швидкості від нуля бо максимального значення. Дослідження проведено при однаковому зростанні кутової швидкості на 10 рад/с та сталому значенні моменту навантаження 1 Н·м. Це підтверджує коректність роботи отриманого адаптивного закону зміни коефіцієнта взаємозв'язку j_{14} у ФКВ (4.40).



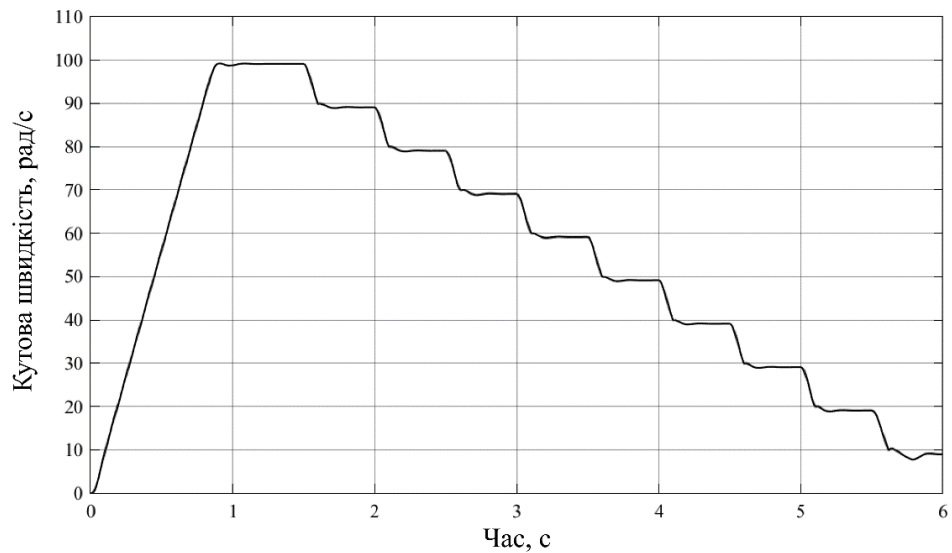
а)



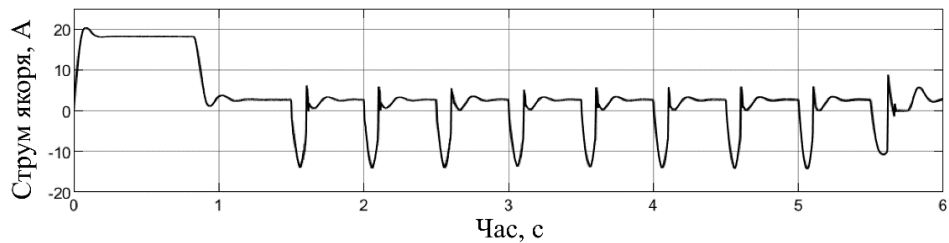
б)

Рис. 4.17. Часові діаграми ступінчастого зростання кутової швидкості (а) та струму якоря (б) ДПС під час роботи Zeta DC-DC перетворювача

Часові діаграми ступінчастого скидання швидкості при роботі SEPIC DC-DC перетворювача (рис. 4.18) отримано в результаті поступового зменшення кутової швидкості від максимального значення до 10 рад/с з кроком у 10 рад/с за сталого моменту навантаження двигуна 1 Н·м. Результати показують незначне погіршення характеристик ЕП на повзучих швидкостях, що пов'язано з складністю опису нелінійної зміни коефіцієнта j_{14} (4.41) в структурі ФКВ (4.30).



а)



б)

Рис. 4.18. Часові діаграми ступінчастого скидання кутової швидкості (а) та струму якоря (б) ДПС під час роботи SEPIC DC-DC перетворювача

Ще однією складністю є перемикання режимів роботи ЕП. SEPIC DC-DC перетворювач працює лише в гальмівному режимі, а, отже, після завершення гальмування та досягання заданої швидкості, відбувається перемикання на Zeta DC-DC перетворювач, що супроводжується стрибком струму.

4.4. Синтез одноконтурної САР швидкості ДПС з енергоформуванням струму якоря на основі Zeta – SEPIC DC-DC перетворювача

У цьому підрозділі розглядається застосування СЕФК струму якоря ДПС за використання двонапрявленого Zeta – SEPIC DC-DC перетворювача з зовнішнім контуром регулювання швидкості двигуна. Електрична схема ЕП відповідає рис. 4.11.

Для структурного синтезу СЕФК струму якоря двигуна з метою керування його електромагнітним моментом, необхідно скласти математичну модель роботи електромагнітної частини досліджуваної системи ЕП. Математичну модель Zeta DC-DC перетворювача, інтегрованого з обмоткою якоря двигуна, було складено за способом, описаним у підрозділі 4.2. У цьому випадку диференціальні рівняння були складені для кожної зі змінних стану, які визначають енергію, що накопичується в трьох проміжних накопичувачах енергії – дроселі з індуктивністю L_1 , конденсаторі з ємністю C_1 та обмотці якоря з індуктивністю L_a .

У результаті було отримано таку систему рівнянь:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{L1} = \frac{1}{L_1} [(1 - \mu_1) v_{C1} + \mu_1 v_B - i_{L1} R_1] \\ \frac{d}{dt} i_a = \frac{1}{L_a} [\mu_1 (v_{C1} + v_B) - k\Phi\omega - i_a R_a] \\ \frac{d}{dt} v_{C1} = \frac{1}{C_1} [(1 - \mu_1) i_{L1} - \mu_1 i_a] \end{cases} \quad (4.43)$$

Взявши до уваги процеси у SEPIC DC-DC перетворювачі, подібно до Zeta DC-DC перетворювача, було отримано таку математичну модель:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{L1} = \frac{1}{L_1} [\mu_2 v_{C1} - (1 - \mu_2) v_B - i_{L1} R_1] \\ \frac{d}{dt} i_a = \frac{1}{L_a} [(1 - \mu_2) (-v_B - v_{C1}) - i_a R_a + k\Phi\omega] \\ \frac{d}{dt} v_{C1} = \frac{1}{C_1} [-\mu_2 i_{L1} + (1 - \mu_2) i_a] \end{cases} \quad (4.44)$$

Для синтезу СЕФК струмом якоря ДПС на основі двонапрявленого Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача було використано рівняння (1.15) та (1.31). Зважаючи на роботу системи в цілому у двох режимах роботи, а також забезпечення цих режимів різними перетворювачами з різними математичними моделями, до синтезу СЕФК було застосовано режимну декомпозицію, в результаті чого було отримано дві підсистеми, для Zeta та SEPIC DC-DC перетворювачів, відповідно.

4.4.1. ПГС електромагнітної підсистеми привода ДПС із Zeta DC-DC перетворювачем

Розглянувши підсистему в тяговому режимі з використанням Zeta DC-DC перетворювача та взявши до уваги (1.15) та (4.43), було отримано наступні вектори і матриці ПГС підсистеми:

$$\mathbf{x} = [i_{L1} \quad i_a \quad v_{C1}]^T; \quad (4.45)$$

$$\mathbf{D} = \text{diag} [L_1 \quad L_a \quad C_1]; \quad (4.46)$$

$$\mathbf{u} = [\mu_1 v_B \quad (\mu_1 v_B - k\Phi\omega) \quad 0]^T. \quad (4.47)$$

Гамільтоніан цієї ПГС підсистеми з врахуванням (4.45) і (4.46) набуває вигляду

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{D} \mathbf{x} = \frac{1}{2} (L_1 i_{L1}^2 + L_a i_a^2 + C_1 v_{C1}^2). \quad (4.48)$$

Виходячи з цього, вектор часткових похідних Гамільтоніану по змінних стану отримує такий вигляд:

$$\nabla H(\mathbf{x}) = \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = [L_1 i_{L1} \quad L_a i_a \quad C_1 v_{C1}]^T. \quad (4.49)$$

Матриці структури цієї ПГС сформовано з врахуванням (1.15), (4.43) та (4.45)-(4.49) у вигляді

$$\mathbf{J}(\boldsymbol{\mu}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{(\mu_1 - 1)}{L_1 C_1} \\ 0 & 0 & \frac{\mu_1}{L_a C_1} \\ -\frac{(\mu_1 - 1)}{L_1 C_1} & -\frac{\mu_1}{L_a C_1} & 0 \end{bmatrix}; \quad (4.50)$$

$$\mathbf{R} = \text{diag} \left[-\frac{R_1}{L_1^2} \quad -\frac{R_a}{L_a^2} \quad 0 \right]; \quad (4.51)$$

$$\mathbf{G} = \text{diag} [L_1^{-1} \quad L_a^{-1} \quad 0]. \quad (4.52)$$

4.4.2. ПГС електромагнітної підсистеми привода ДПС із SEPIC DC-DC перетворювачем

Підсистему привода в рекуперативному режимі роботи ДПС з використанням SEPIC DC-DC перетворювача як ПГС розглянуто базуючись на (1.15) та (4.44). Вектор стану та діагональна матриця інерційностей підсистеми, а також вектор вхідних енергетичних змінних підсистеми мають наступний вигляд:

$$\mathbf{x} = [i_{L1} \quad i_a \quad v_{C1}]^T; \quad (4.53)$$

$$\mathbf{D} = \text{diag} [L_1 \quad L_a \quad C_1]; \quad (4.54)$$

$$\mathbf{u} = [-(1 - \mu_2)v_B \quad -(1 - \mu_2)v_B + k\Phi\omega \quad 0]^T. \quad (4.55)$$

Функція повної енергії підсистеми та вектор часткових похідних Гамільтоніану по змінних стану описуються наступним чином:

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{D} \mathbf{x} = \frac{1}{2} (L_1 i_{L1}^2 + L_a i_a^2 + C_1 v_{C1}^2); \quad (4.56)$$

$$\nabla H(\mathbf{x}) = \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = [L_1 i_{L1} \quad L_a i_a \quad C_1 v_{C1}]^T. \quad (4.57)$$

З врахуванням (1.15), (4.44), (4.53)-(4.57) було сформовано матриці структури ПГС. Матриця взаємозв'язків, матриця демпфувань та матриця портів підсистеми набувають вигляду

$$\mathbf{J}(\boldsymbol{\mu}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{\mu_2}{L_1 C_1} \\ 0 & 0 & -\frac{(\mu_2 - 1)}{L_a C_1} \\ -\frac{\mu_2}{L_1 C_1} & \frac{(\mu_2 - 1)}{L_a C_1} & 0 \end{bmatrix}; \quad (4.58)$$

$$\mathbf{R} = \text{diag} \left[-\frac{R_1}{L_1^2} \quad -\frac{R_a}{L_a^2} \quad 0 \right]; \quad (4.59)$$

$$\mathbf{G} = \text{diag} [L_1^{-1} \quad L_a^{-1} \quad 0]. \quad (4.60)$$

4.4.3. Стратегія енергетичного менеджменту

СЕМ відображає вимоги до системи в статичних та динамічних режимах, та, відповідно, формує завдання для структурного синтезу СЕФК підсистем. Зважаючи на призначення СЕФК підсистем у досліджуваній системі ЕП з використанням двонапрявленого Zeta–SEPIC DC-DC перетворювача, СЕМ було сформульовано всього одним наступним положенням:

усталені та перехідні значення струму якоря електродвигуна для тягового та гальмівного режимів роботи ЕП повинні формуватися відповідно до заданих значень i_a^* , необхідних для формування значень електромагнітного моменту двигуна.

За такої СЕМ вектор усталених значень матиме наступний вигляд:

$$\bar{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} i_{L10} & i_a^* & v_{C10} \end{bmatrix}^T. \quad (4.61)$$

У (4.61) індекс «0» вказує на усталені значення відповідних змінних стану, які отримано в результаті структурного синтезу СЕФК. Крім i_{L10} та v_{C10} , коефіцієнти шпаруватості ШІМ μ_1 та μ_2 виступають третім розв'язком підсистем векторно-матричних рівнянь, і відображають структури ФКВ синтезованих СЕФК для обох підсистем привода.

4.4.4. Структурний синтез підсистем СЕФК

Синтез СЕФК базується на методі IDA-PBC з врахуванням (1.15)-(1.31). У результаті структурного синтезу було отримано усі можливі для реалізації структури ФКВ, які задовольняють вимоги СЕМ в тяговому та гальмівному режимах роботи двонапрявленого Zeta–SEPIC DC-DC перетворювача.

Для тягового режиму роботи привода із застосуванням Zeta DC-DC перетворювача без введення додаткових взаємозв'язків та демпфувань отримана базова структура ФКВ для СКФК струму якоря має вигляд

$$\mu_1 = \frac{k\Phi\omega + R_a i_a^*}{v_B + k\Phi\omega + R_a i_a^*}. \quad (4.62)$$

Інші реальні отримані для цього режиму роботи привода структури ФКВ за

різних додатково введених взаємозв'язків та демпфувань наведено в табл. 4.3.

Таблиця 4.3

Отримані структури ФКВ за різних додатково введених взаємозв'язків чи демпфувань у СЕФК струму якоря ДПС із Zeta DC-DC перетворювачем

Елемент взаємозв'язку чи демпфування	Структура ФКВ
j_{12}	$\mu_1 = \frac{k\Phi\omega + R_a i_a^* - j_{12} i_{L1}}{v_B + k\Phi\omega + R_a i_a^* - j_{12}(i_a + i_{L1})} \quad (4.63)$
j_{13}	$\mu_1 = \frac{(k\Phi\omega + R_a i_a^*)(j_{13} - 1)}{v_B + k\Phi\omega + R_a i_a^* - j_{13}(v_B + v_{C1})} \quad (4.64)$
j_{23}	$\mu_1 = \frac{k\Phi\omega + R_a i_a^* + v_{C1} j_{23}}{v_B + k\Phi\omega + R_a i_a^* + j_{23}(v_B + v_{C1})} \quad (4.65)$
r_{11}	Немає реалізації
r_{22}	$\mu_1 = \frac{k\Phi\omega + R_a i_a^* - r_{22}(i_a - i_a^*)}{v_B + k\Phi\omega + R_a i_a^* - r_{22}(i_a - i_a^*)} \quad (4.66)$
r_{33}	Базова структура (4.62)

Для гальмівного режиму роботи привода із застосуванням SEPIC DC-DC перетворювача без введення додаткових взаємозв'язків та демпфувань отримана базова структура ФКВ для СКФК струму якоря має вигляд

$$\mu_2 = \frac{v_B}{v_B + k\Phi\omega - R_a i_a^*}. \quad (4.67)$$

Інші реальні отримані для цього режиму роботи привода структури ФКВ за різних додатково введених взаємозв'язків та демпфувань наведено в табл. 4.4.

Таблиця 4.4

Отримані структури ФКВ за різних додатково введених взаємозв'язків та демпфувань у СЕФК для SEPIC DC-DC перетворювача

Елемент взаємозв'язку чи демпфування	Структура ФКВ
j_{12}	$\mu_2 = \frac{v_B + j_{12}i_a}{v_B + k\Phi\omega - R_a i_a^* + j_{12}(i_a + i_{L1})} \quad (4.68)$
j_{13}	$\mu_2 = \frac{(j_{13} + 1)v_B + j_{13}(v_{C1} - k\Phi\omega + R_a i_a^*)}{v_B + k\Phi\omega - R_a i_a^* + j_{13}(v_B + v_{C1})} \quad (4.69)$
j_{23}	$\mu_2 = \frac{v_B(1 - j_{23})}{v_B + k\Phi\omega - R_a i_a^* - j_{23}(v_B + v_{C1})} \quad (4.70)$
r_{11}	Немає реалізації
r_{22}	$\mu_2 = \frac{v_B}{v_B + k\Phi\omega - R_a i_a^* + r_{22}(i_a - i_a^*)} \quad (4.71)$
r_{33}	Базова структура (4.67)

Функціональна схема одноконтурної САР швидкості ДПС на основі Zeta – SEPIC DC-DC перетворювача з енергоформуванням струму якоря зображена на рис. 4.19 згідно отриманих структур ФКВ (4.66) та (4.71) для тягового та гальмівного режимів, відповідно. У системі використано ті ж три давачі координат, що в попередньому випадку.

Регулювання кутової швидкості двигуна здійснюється зовнішнім контуром з П-регулятором швидкості РШ. На виході РШ формується завдання на струм якоря двигуна i_a^* , яке надходить на дві структури ФКВ μ_1 та μ_2 СЕФК, відповідно для тягового та гальмівного режимів роботи привода. Перемикання цих структур здійснюється електронним перемикачем режиму S_m відповідно до знаку сигналу завдання струму якоря двигуна.

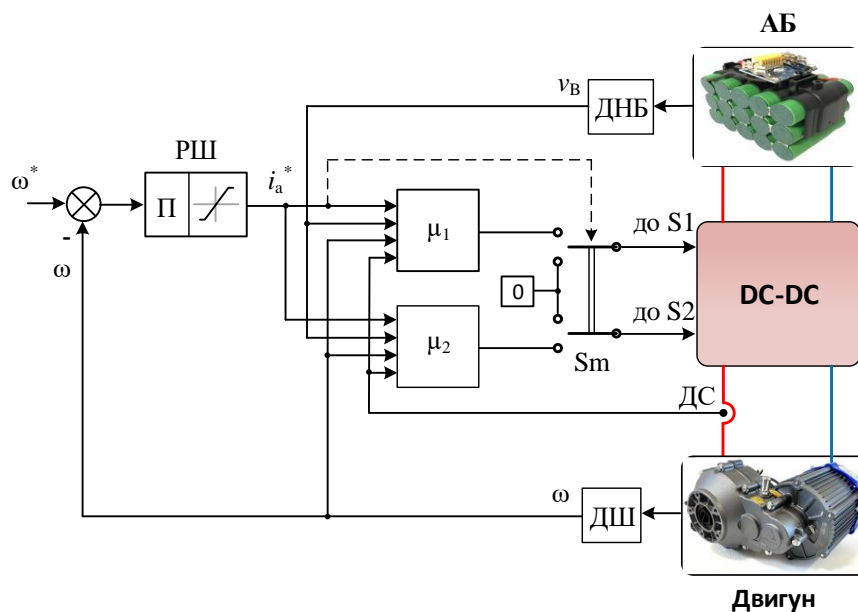


Рис. 4.19. Функціональна схема системи регулювання швидкості ДПС з енергоформуванням струму якоря

На входи СЕФК надходять також усі необхідні для формування μ_1 та μ_2 сигнали від давачів координат, відповідно до отриманих виразів структур ФКВ. Обчислені значення шпаруватостей ШІМ подаються через перемикач режиму S_m до драйверів керування транзисторами $S1$ та $S2$ Zeta–SEPIC DC-DC перетворювача. Параметри двонапрявленого Zeta–SEPIC DC-DC перетворювача та привідного двигуна такі ж, як у підрозділі 4.4.

Комп'ютерну модель САР швидкості ДПС з енергоформуванням струму якоря побудовано в середовищі Matlab/Simulink відповідно до електричної схеми, показаної на рис. 4.11, та функціональної схеми системи керування, представленій на рис. 4.19. Комп'ютерна модель силової частини привода та ж, що показана на рис. 4.13.

Комп'ютерну модель САР регулювання швидкості показано на рис. 4.20.

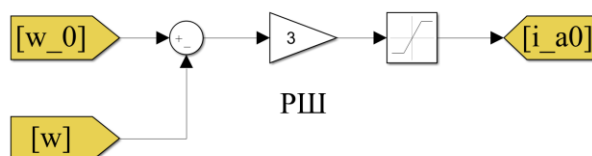


Рис. 4.20. Комп'ютерна модель одноконтурної САР швидкості ДПС

Проведені симуляційні дослідження з різними можливими структурами ФКВ (4.63)-(4.66), наведеними в табл. 4.3, та (4.68)-(4.71), наведеними в табл. 4.4, показали зростання коливності системи в порівнянні з базовими структурами ФКВ (4.62) і (4.67). Це пояснюється тим, що за базових структур система пасивного регулювання струму якоря є розімкненою, а за структур ФКВ (4.63)-(4.66) та (4.68)-(4.71) система стає замкненою. Коливність замкненої системи особливо зростає за включення в структуру ФКВ тих змінних DC-DC перетворювача, які мають найбільші пульсації. Це, в першу чергу, v_{c1} , а в другу чергу, i_{L1} . Найменші пульсації має струм якоря i_a завдяки порівняно великій індуктивності обмотки якоря. Тому структури ФКВ (4.66) і (4.71), пов'язані з введенням додаткового демпфування r_{22} , показали як свою дієвість, так і практичну відсутність коливань i_a та, відповідно, електромагнітного моменту двигуна. Вони й були застосовані в СЕФК досліджуваної системи ЕП.

Проте, як показали симуляційні дослідження, СЕФК підсистем регулювання струму якоря двигуна через явну нелінійність DC-DC перетворювача властива різна динаміка на різних кутових швидкостях двигуна, коли змінюється коефіцієнт підсилення перетворювача. Компенсувати ці зміни в динаміці системи можна аналогічним способом, як це було зроблено в підрозділі 4.2 в самому Zeta-SEPIC DC-DC перетворювачі, адаптацією коефіцієнта демпфування r_{22} до величини кутової швидкості.

Як показали дослідження, в усьому робочому діапазоні зміни кутової швидкості двигуна від нуля до 100 рад/с оптимальне значення r_{22} в структурі ФКВ (4.66) повинно змінюватися від 2,0 до -0,5 в структурі ФКВ (4.66) в режимі тяги та від 1,5 до 4,0 в структурі ФКВ (4.71) режимі гальмування. Відповідно отримано такі залежності:

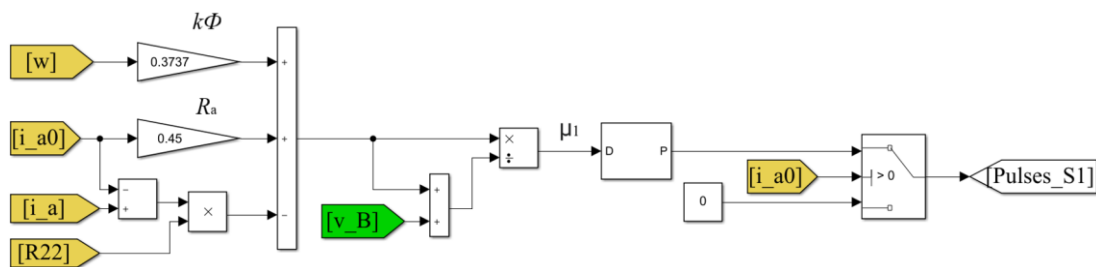
- для режиму тяги

$$r_{22}(\omega) = 0,5957 - 0,01505\omega + 0,0002618\omega^2 - 1,197 \cdot 10^{-6}\omega^3; \quad (4.72)$$

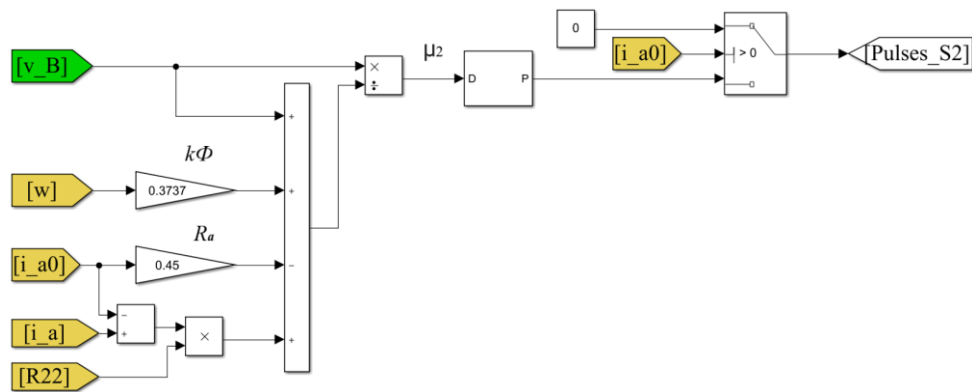
- для режиму рекуперативного гальмування

$$r_{22}(\omega) = 0,9851 + 0,01031\omega + 0,0001013\omega^2. \quad (4.73)$$

СЕФК струму якоря в середовищі Matlab/Simulink реалізована двома окремими блоками (рис. 4.21), один для Zeta та другий для SEPIC DC-DC перетворювачів. Оскільки кожен з них працює в різних режимах роботи ЕП, тяговому та гальмівному, відповідно, перемикання між перетворювачами здійснюється за знаком заданого значення струму якоря ДПС, яке формується на виході РШ. Коли привод працює в тяговому режимі, на транзистор S2, який здійснює керування SEPIC DC-DC перетворювачем, подається нульовий сигнал. Під час роботи привода в гальмівному режимі, нульовий сигнал подається на транзистор S1.



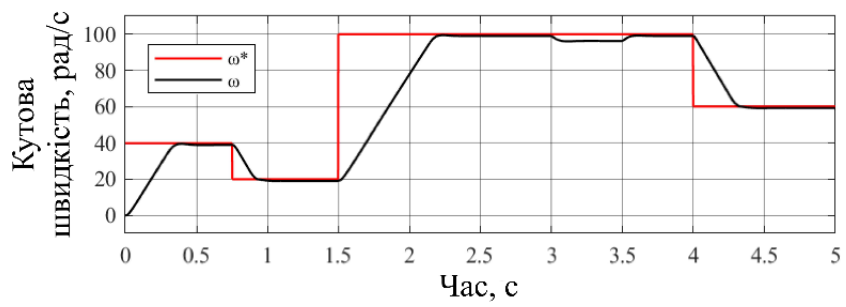
а)



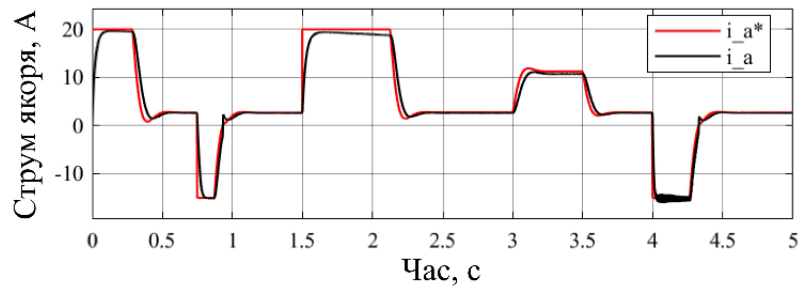
б)

Рис. 4.21. Комп'ютерні реалізації структур ФКВ у СЕФК струму якоря у підсистемах μ_1 (а) та μ_2 (б) (рис. 4.19)

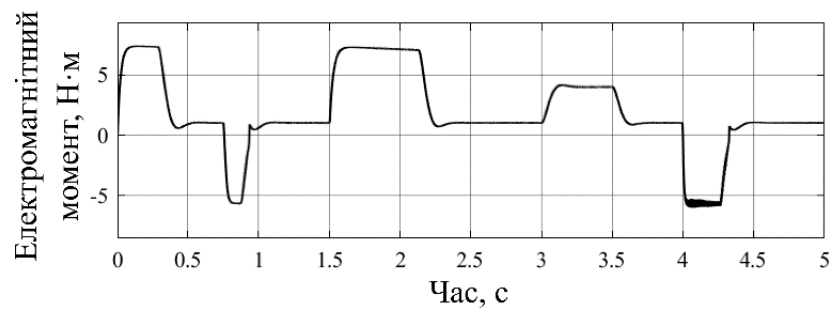
Для дослідження роботи системи ЕП було використано тахограму руху, описану у підрозділі 4.4. Отримані часові діаграми показують добре відпрацювання як заданої кутової швидкості (рис. 4.22,а), так і струму якоря двигуна (рис. 4.22,б).



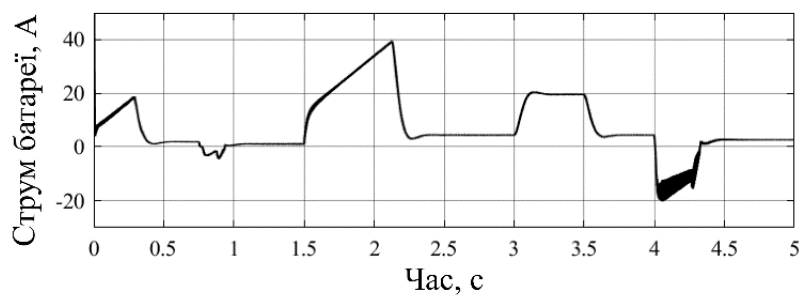
а)



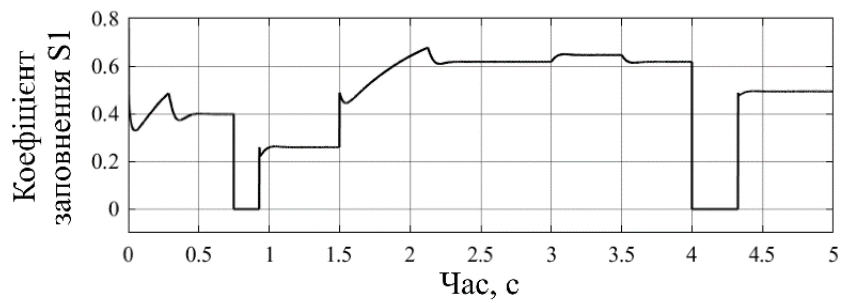
б)



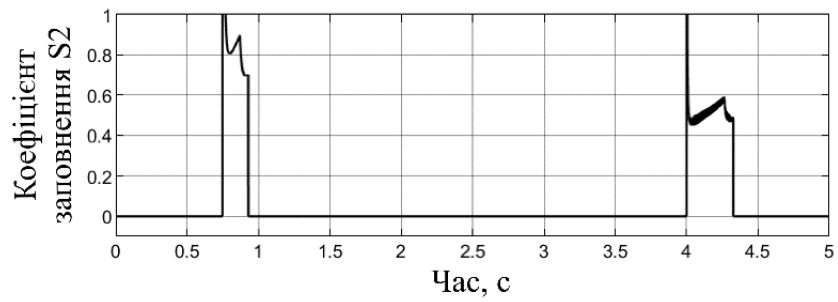
в)



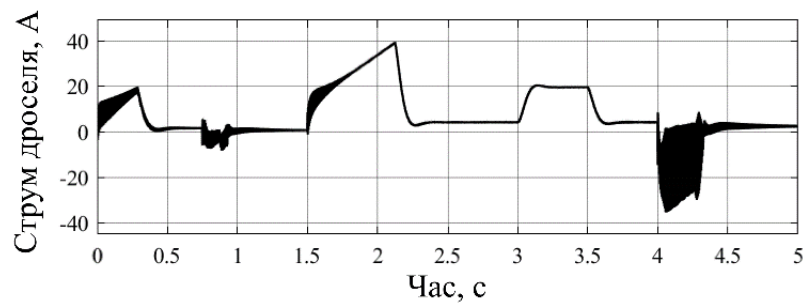
г)



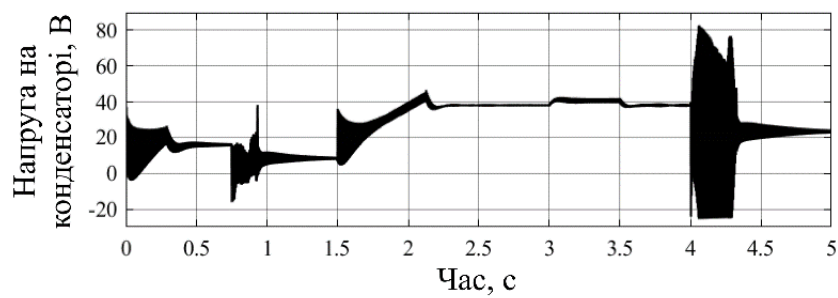
д)



е)



ж)



з)

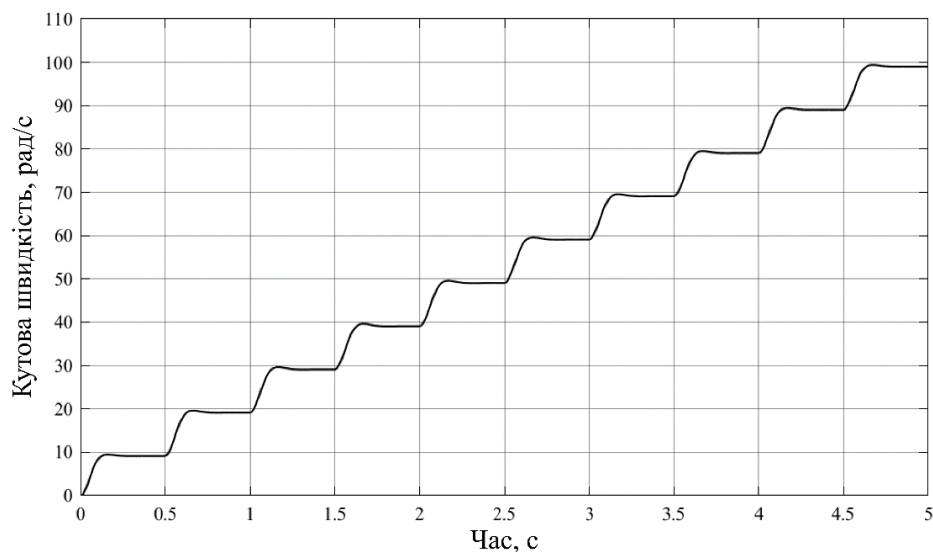
Рис. 4.22. Часові діаграми основних змінних досліджуваної системи електропривода за енергоформування струму якоря

Обмеження струму задано на тому ж рівні, що у дослідженнях, представлених у підрозділі 4.3: 20 А в режимі тяги та -15 А в режимі гальмування.

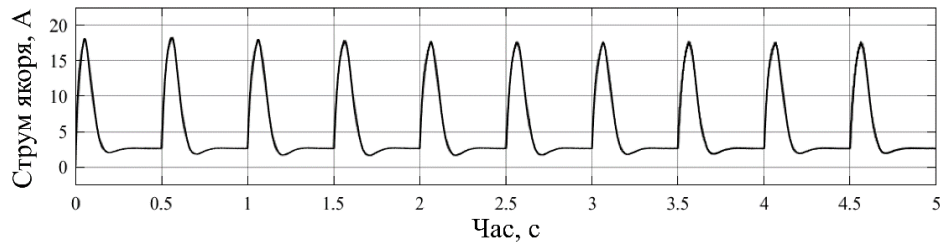
Часова діаграма електромагнітного моменту двигуна (рис. 4.22,в) за формою повторює форму струму якоря. Як видно з часової діаграми відфільтрованого струму АБ (рис. 4.22,г), рекуперативне гальмування ЕП ефективно лише на максимальній кутовій швидкості завдяки великій потужності гальмування.

Часові діаграми шпаруватості ШІМ транзисторів S1 (рис. 4.22,д) та S2 (рис. 4.22,е) демонструють почергову роботи транзисторів у різних режимах роботи привода. Часові діаграми струму дроселя L1 (рис. 4.22,ж) та напруги конденсатора C1 (рис. 4.22,з) DC-DC перетворювача показують пульсації цих змінних, зумовлені роботою ШІМ, а також додаткову їх коливність в режимі рекуперативного гальмування. Це пояснюється топологією Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача

Часові діаграми на рис. 4.23 демонструють однакову динаміку перехідних процесів кутової швидкості (рис. 4.23,а) та струму якоря (рис. 4.23,б) за роботи ДПС із Zeta DC-DC перетворювачем на всьому діапазоні регулювання швидкості від нуля до номінального значення.



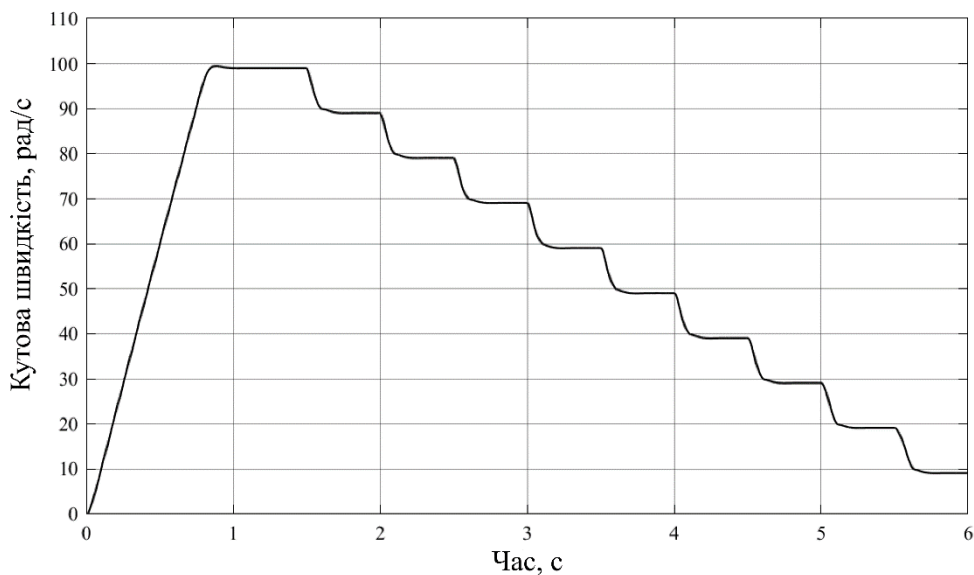
а)



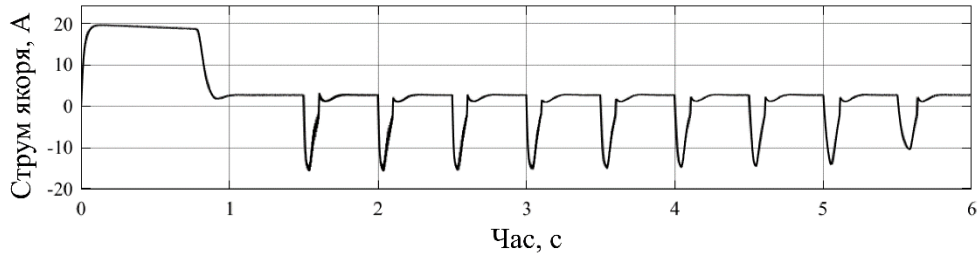
б)

Рис. 4.23. Часові діаграми ступінчастого зростання кутової швидкості ДПС із Zeta DC-DC перетворювачем за енергоформування струму якоря

Часові діаграми ступінчастого скидання швидкості при роботі ДПС із SEPIC DC-DC перетворювачем (рис. 4.24) отримано в результаті поступового зменшення кутової швидкості від максимального значення до 10 рад/с з кроком у 10 рад/с за сталого значення моменту навантаження двигуна 1 Н·м. Результати показують незначне погіршення характеристик ЕП на низьких швидкостях, що пов'язано зі складністю опису нелінійної зміни коефіцієнта r_{22} (4.73) в структурі ФКВ (4.71). Перерегулювання в такій САР практично відсутнє, однак є присутня незначна статична похибка регулювання.



а)



б)

Рис. 4.24. Часові діаграми ступінчастого скидання кутової швидкості ДПС із SEPIC DC-DC перетворювачем за енергоформування струму якоря

4.5. Синтез СЕФК швидкості ДПС на основі Zeta – SEPIC DC-DC перетворювача

Електрична схема ЕП має такий самий вигляд як і на рисунку 4.11 та інтегрований у конфігурацію DC-DC перетворювача двигун.

Формування математичної моделі, як і в попередніх випадках, здійснено згідно методики описаної в підрозділі 4.1. Складається математична модель з диференціальних рівнянь, які описують зміну кожної змінної стану, що визначає енергію, яка накопичується в трьох проміжних накопичувачах енергії – дроселі з індуктивністю L_1 , конденсаторі з ємністю C_1 та обмотці якоря з індуктивністю L_a , а також енергію, що накопичується у обертовій масі J , приведеній до валу якоря ДПС. Використання режимної декомпозиції ПГС, як і в попередніх випадках, формує дві підсистеми для Zeta та SEPIC DC-DC перетворювачів.

Математична модель приводу у тяговому режимі з застосуванням Zeta DC-DC перетворювача має вигляд:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{L1} = \frac{1}{L_1} [(1 - \mu_1) v_{C1} + \mu_1 v_B - i_{L1} R_1] \\ \frac{d}{dt} i_a = \frac{1}{L_a} [\mu_1 v_{C1} - k\Phi\omega + \mu_1 v_B - i_a R_a] \\ \frac{d}{dt} v_{C1} = \frac{1}{C_1} [(1 - \mu_1) i_{L1} - \mu_1 i_a] \\ \frac{d}{dt} \omega = \frac{1}{J} [k\Phi i_a - T_L] \end{cases} \quad (4.74)$$

Математична модель приводу у гальмівному режимі з застосуванням SEPIC DC-DC перетворювача:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{L1} = \frac{1}{L_1} [\mu_2 v_{C1} - (1 - \mu_2) v_B - i_{L1} R_1] \\ \frac{d}{dt} i_a = \frac{1}{L_a} [(1 - \mu_2)(-v_B - v_{C1}) - i_a R_a + k\Phi\omega] \\ \frac{d}{dt} v_{C1} = \frac{1}{C_1} [-\mu_2 i_{L1} + (1 - \mu_2) i_a] \\ \frac{d}{dt} \omega = \frac{1}{J} [-k\Phi i_a - T_L] \end{cases} \quad (4.75)$$

Синтез СЕФК швидкості ДПС проведено для кожної з підсистем з урахуванням режимів роботи приводу, отож процедуру виконано двічі для кожного типу DC-DC перетворювача.

4.5.1. ПГС всього приводу ДПС із Zeta DC-DC перетворювачем під час тяги

Згідно (1.15) та (4.74), вектор змінних стану, матриця інерційностей та вектор вхідних змінних, що відповідають тяговому режиму роботи ЕП, мають вигляд

$$\mathbf{x} = [i_{L1} \quad i_a \quad v_{C1} \quad \omega]^T; \quad (4.76)$$

$$\mathbf{D} = \text{diag} [L_1 \quad L_a \quad C_1 \quad J]; \quad (4.77)$$

$$\mathbf{u} = [\mu_1 v_B \quad \mu_1 v_B \quad 0 \quad -T_L]^T. \quad (4.78)$$

З врахуванням (4.76) і (4.77) функція повної енергії підсистеми описується наступним виразом:

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{D} \mathbf{x} = \frac{1}{2} (L_1 i_{L1}^2 + L_a i_a^2 + C_1 v_{C1}^2 + J \omega^2). \quad (4.79)$$

Вектор часткових похідних Гамільтоніану по елементах вектора стану, з врахуванням (4.79), отримує вигляд

$$\nabla H(\mathbf{x}) = \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = [L_1 i_{L1} \quad L_a i_a \quad C_1 v_{C1} \quad J\omega]^T. \quad (4.80)$$

Виходячи з (1.15), (4.74) та (4.76)-(4.80) матриці структури ПГС ЕП мають вигляд

$$\mathbf{J}(\boldsymbol{\mu}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{(\mu_1 - 1)}{L_1 C_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\mu_1}{L_a C_1} & -\frac{k\Phi}{L_a J} \\ -\frac{(\mu_1 - 1)}{L_1 C_1} & -\frac{\mu_1}{L_a C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{k\Phi}{L_a J} & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (4.81)$$

$$\mathbf{R} = \text{diag} \left[-\frac{R_1}{L_1^2} \quad -\frac{R_a}{L_a^2} \quad 0 \quad 0 \right]; \quad (4.82)$$

$$\mathbf{G} = \text{diag} \left[L_1^{-1} \quad L_a^{-1} \quad 0 \quad \omega_1^{-1} \right]. \quad (4.83)$$

4.5.2. ПГС всього привода ДПС із SEPIC DC-DC перетворювачем під час гальмування

ПГС ЕП із застосуванням SEPIC DC-DC перетворювача в гальмівному режимі роботи багато в чому повторює підсистему з застосуванням Zeta DC-DC перетворювача. Розглянувши (1.15) та (4.75), вектор стану, діагональна матриця інерційностей та вектор вхідних змінних системи відповідно рівні

$$\mathbf{x} = [i_{L1} \quad i_a \quad v_{C1} \quad \omega]^T; \quad (4.84)$$

$$\mathbf{D} = \text{diag} [L_1 \quad L_a \quad C_1 \quad J]; \quad (4.85)$$

$$\mathbf{u} = [-(1 - \mu_2)v_B \quad -(1 - \mu_2)v_B \quad 0 \quad T_L]^T. \quad (4.86)$$

Гамільтоніан підсистеми та вектор часткових його похідних по елементах вектора стану є наступними:

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{D} \mathbf{x} = \frac{1}{2} (L_1 i_{L1}^2 + L_a i_a^2 + C_1 v_{C1}^2 + J \omega^2); \quad (4.87)$$

$$\nabla H(\mathbf{x}) = \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = [L_1 i_{L1} \quad L_a i_a \quad C_1 v_{C1} \quad J \omega]^T. \quad (4.88)$$

Беручи до уваги (1.15), (4.75) та (4.84) – (4.88) отримано матриці структури ПГС. Матриця взаємозв'язків, матриця демпфувань та матриця портів підсистеми описуються мають вигляд

$$\mathbf{J}(\boldsymbol{\mu}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{\mu_2}{L_1 C_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{(\mu_2 - 1)}{L_a C_1} & \frac{k\Phi}{L_a J} \\ -\frac{\mu_2}{L_1 C_1} & \frac{(\mu_2 - 1)}{L_a C_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{k\Phi}{L_a J} & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (4.89)$$

$$\mathbf{R} = \text{diag} \left[-\frac{R_1}{L_1^2} \quad -\frac{R_a}{L_a^2} \quad 0 \quad 0 \right]; \quad (4.90)$$

$$\mathbf{G} = \text{diag} \left[L_1^{-1} \quad L_a^{-1} \quad 0 \quad \omega_1^{-1} \right]. \quad (4.91)$$

4.5.3. Стратегія енергетичного менеджменту

Для структурного синтезу СЕФК швидкості ЕП було створено СЕМ, яка формує вимоги до підсистем в статичних та динамічних режимах роботи. Беручи до уваги призначення СЕФК підсистем у системі ЕП, СЕМ було сформульовано наступним положенням:

- усталені та перехідні значення швидкості ДПС для тягового та гальмівного режимів роботи ЕП повинені формуватися відповідно до заданих значень ω^* .

За такої СЕМ вектор усталених значень матиме наступний вигляд:

$$\bar{\mathbf{x}} = \left[i_{L10} \quad i_{a0} \quad v_{C10} \quad \omega^* \right]^T. \quad (4.92)$$

Індекс «0» у (4.92) позначає усталені значення відповідних змінних стану, які отримано в результаті структурного синтезу СЕФК підсистеми. Значення шпаруватостей ШІМ μ_1 та μ_2 виступають четвертим розв'язком підсистем векторно-матричних рівнянь поряд з i_{L10} , i_{a0} та v_{C10} і відображають структури ФКВ, синтезованих СЕФК для обох підсистем привода.

4.5.4. Структурний синтез СЕФК

Як результат синтезу було отримано множину структур ФКВ, кожна з яких відповідає вимогам СЕМ для тягового та гальмівного режимів роботи ЕП.

Базова структура ФКВ для керування транзистором S1 Zeta DC-DC перетворювача та забезпечення роботи привода в тяговому режимі без введення додаткових взаємозв'язків описується рівнянням виду:

$$\mu_1 = \frac{(k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L}{k\Phi v_B + (k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L}. \quad (4.93)$$

Отримані структури ФКВ для різних додатково введених взаємозв'язків у підсистемі СЕФК для перетворювача Zeta DC-DC наведено в табл. 4.5. З чотирьох можливих додатково введених демпфувальних r_{ik} , де $i = k$, тільки r_{22} та r_{44} корисні при формуванні структур ФКВ. Демпфування r_{11} не має реалізації, а r_{33} формує базову структуру ФКВ (4.93). Під час формування структур ФКВ шляхом введення додаткових взаємозв'язків j_{ik} : j_{14} не має реалізації, j_{24} формує складну для реалізації структуру.

Базова структура ФКВ для керування транзистором S2 SEPIC DC-DC перетворювача та забезпечення роботи привода у гальмівному режимі без введення додаткових взаємозв'язків описується рівнянням виду:

$$\mu_2 = \frac{k\Phi v_B}{k\Phi v_B + (k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L}. \quad (4.94)$$

Отримані структури ФКВ для різних додатково введених взаємозв'язків та демпфувальних у підсистемі СЕФК із Zeta DC-DC перетворювачем наведено в табл. 4.6. Дієвість взаємозв'язків та демпфувальних у цьому випадку аналогічна до наведених в табл. 4.5.

Отримані структури ФКВ за різних додатково введених взаємозв'язків чи демпфувань у СЕФК швидкості ДПС із Zeta DC-DC перетворювачем

Елемент взаємозв'язку чи демпфування	Структура ФКВ
j_{12}	$\mu_1 = \frac{(k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L - j_{12} k\Phi i_{L1}}{k\Phi v_B + (k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L - j_{12} k\Phi (i_{L1} + i_a)} \quad (4.95)$
j_{13}	$\mu_1 = \frac{(1 - j_{13}) \left[(k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L \right]}{(1 - j_{13}) k\Phi v_B + (k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L - j_{13} k\Phi v_{C1}} \quad (4.96)$
j_{14}	Немає реалізації
j_{23}	$\mu_1 = \frac{(k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L + j_{23} k\Phi v_{C1}}{k\Phi v_B + (k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L + j_{23} k\Phi (v_{C1} + v_B)} \quad (4.97)$
j_{24}	Складна структура
j_{34}	$\mu_1 = \frac{(k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L - j_{34} R_a v_{C1}}{k\Phi v_B + (k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L - j_{34} R_a (v_{C1} + v_B)} \quad (4.98)$
r_{11}	Немає реалізації
r_{22}	$\mu_1 = \frac{(k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L + r_{22} (T_L - k\Phi i_a)}{k\Phi v_B + (k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L + r_{22} (T_L - k\Phi i_a)} \quad (4.99)$
r_{33}	Базова структура (4.93)
r_{44}	$\mu_1 = \frac{(k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L - r_{44} R_a (\omega - \omega^*)}{k\Phi v_B + (k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L - r_{44} R_a (\omega - \omega^*)} \quad (4.100)$

Отримані структури ФКВ за різних додатково введених взаємозв'язків чи демпфувань у СЕФК швидкості ДПС із SEPIC DC-DC перетворювачем

Елемент взаємозв'язку чи демпфування	Структура ФКВ
j_{12}	$\mu_2 = \frac{k\Phi v_B + j_{12} i_a k\Phi}{k\Phi v_B + (k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L + j_{12} k\Phi (i_{L1} + i_a)} \quad (4.101)$
j_{13}	$\mu_2 = -\frac{j_{13} \left((k\Phi)^2 \omega^* - R_a T_L - k\Phi v_{C1} + R_a T \right) - k\Phi v_B}{k\Phi v_B (1 + j_{13}) + (k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L + j_{13} k\Phi v_{C1}} \quad (4.102)$
j_{14}	Немає реалізації
j_{23}	$\mu_2 = \frac{k\Phi v_B (1 - j_{23})}{k\Phi v_B + (k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L - j_{23} k\Phi (v_{C1} + v_B)} \quad (4.103)$
j_{24}	Складна структура
j_{34}	$\mu_2 = \frac{v_B (k\Phi - j_{34} R_a)}{k\Phi v_B + (k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L - j_{34} R_a (v_{C1} + v_B)} \quad (4.104)$
r_{11}	Немає реалізації
r_{22}	$\mu_2 = \frac{k\Phi v_B}{k\Phi v_B + (k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L + r_{22} (T_L + k\Phi i_a)} \quad (4.105)$
r_{33}	Базова структура (4.94)
r_{44}	$\mu_2 = \frac{k\Phi v_B}{k\Phi v_B + (k\Phi)^2 \omega^* + R_a T_L - r_{44} R_a (\omega - \omega^*)} \quad (4.106)$

4.6. Дослідження роботи СЕФК швидкості ДПС на основі Zeta – SEPIC DC-DC перетворювача з режимною зміною структури

Використання СЕФК швидкості ДПС, синтезованої у підрозділі 4.5, передбачає якісне регулювання швидкості привода як для тягового, так і для рекуперативного режимів роботи.

Реалізацію СЕФК швидкості ДПС на основі Zeta – SEPIC DC-DC перетворювача згідно структур ФКВ (4.100) для тягового та (4.106) для рекуперативного режиму зображено на рис. 4.25.

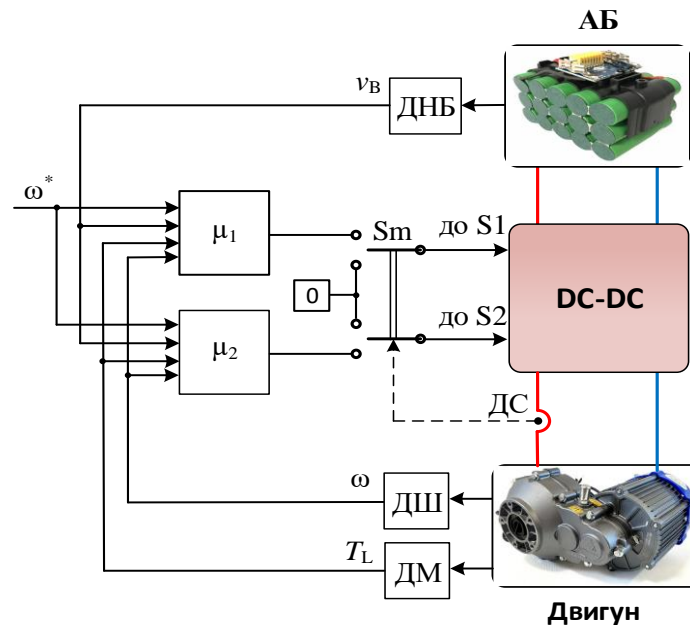


Рис. 4.25. Функціональна схема СЕФК швидкості ДПС

Для реалізації системи керування використано 4 давачі. Три з них, ДНБ, ДШ та давач моменту навантаження ДМ, використовуються для формування шпаруватостей ШІМ для керування транзисторами S1 та S2. Останній, давач струму якоря двигуна ДС, використовується як керуючий сигнал для перемикача S_m, який забезпечує функцію перемикачів режимів роботи привода, а, відповідно, і типу DC-DC перетворювача, який перебуває в роботі. Однак використання такої СЕФК має проблему з обмеженням максимального струму, яке в цій системі керування не передбачено.

Вирішення поставленої проблеми можливе з використанням додаткової системи керування, яка вмикатиметься при досяганні струмом якоря двигуна максимального значення, та забезпечуватиме необхідне струмове обмеження. Система керування, яке забезпечує усі ці вимоги, була реалізована в підрозділі 4.4 і її структура зображена на рис. 4.19. Варто відзначити, що таке рішення не передбачає додаткового застосування давачів, тим самим не ускладнює вже наявну

систему керування. Загальна система керування (рис. 4.26) потребує додаткового застосування перемикача S_{m3} , який служить перемикачем між системами керування швидкості та струмообмеження. Керування перемикачем здійснюється вимірним давачем ДС сигналом струму якоря двигуна.

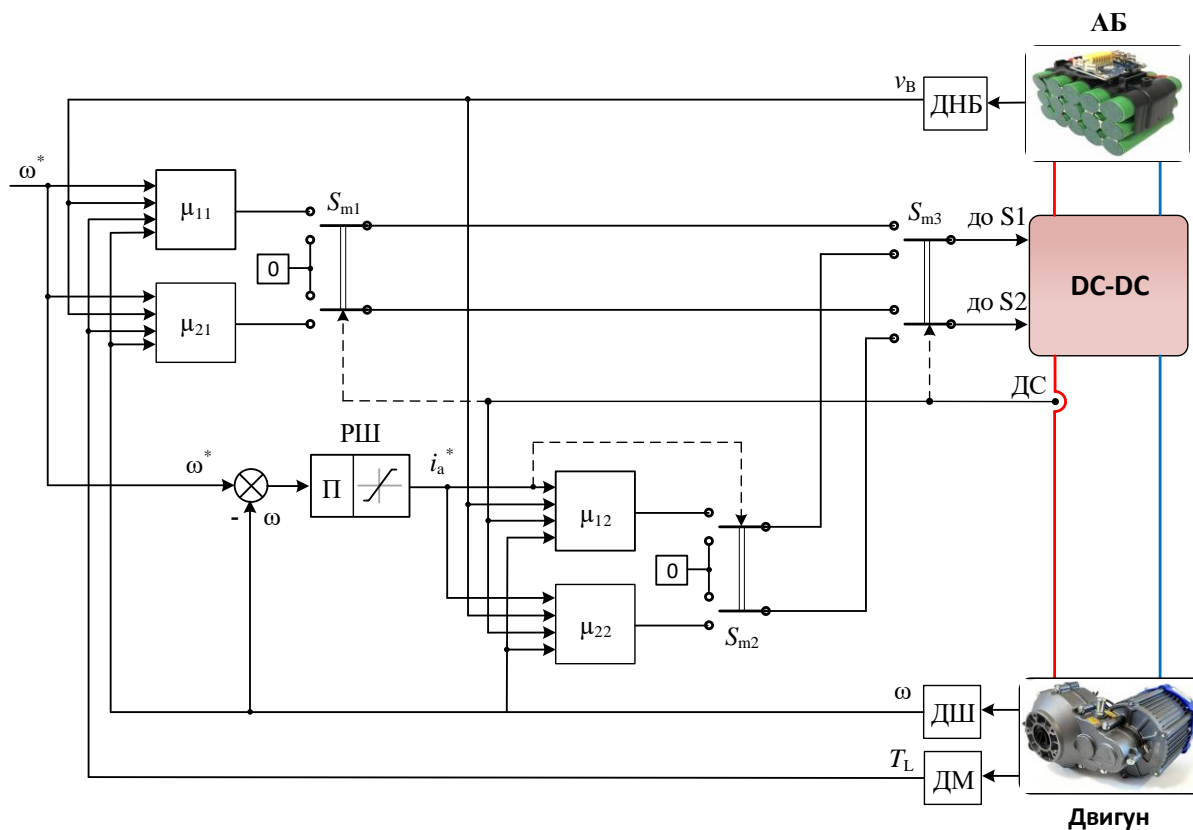


Рис. 4.26. Функціональна схема СЕФК швидкості ДПС з струмовим обмеженням

Параметри досліджуваного ДПС, а також Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача взято з попереднього підрозділу. Комп'ютерну модель в середовищі Matlab/Simulink виконано у відповідності до електричної схеми ЕП, показаної на рис. 4.11, та схеми системи керування, наведеної на рис. 4.26. Основна частина моделі, а саме конфігурація DC-DC перетворювача та ДПС повторюють комп'ютерну модель, зображену на рисунку 4.13.

Проведені дослідження структур ФКВ, наведених в табл. 4.5 та 4.6, показали зростання коливань основних змінних системи, в порівнянні з базовими структурами (4.93) та (4.94), оскільки система цьому випадку стає замкненою. Найкращу результативність в плані забезпечення якості регулювання, а також

помірної коливності системи показало додаткове введення демпфування r_{44} . Використання структур ФКВ з цим коефіцієнтом для Zeta (4.100) та SEPIC (4.106) DC-DC перетворювачів забезпечують мінімальну коливність струму якоря двигуна, а відповідно і електромагнітного моменту.

Однак, як і у попередніх випадках, через нелінійність DC-DC перетворювача результати комп'ютерних досліджень СЕФК підсистем регулювання швидкості показали різну динаміку на різних кутових швидкостях двигуна. Адаптація коефіцієнту демпфування r_{44} до величини кутової швидкості двигуна дає змогу забезпечити однакову динаміку системи на усьому діапазоні регулювання швидкості. За результатами досліджень для діапазону зміни кутової швидкості двигуна від нуля до 100 рад/с значення коефіцієнта демпфування r_{44} змінювалося від $-0,3$ до $-0,3585$ в структурі ФКВ (4.100) в тяговому режимі роботи ЕП та від $-0,32$ до $-0,46$ в структурі ФКВ (4.106) в рекуперативному режимі.

У результаті ці зміни описано наступними залежностями:

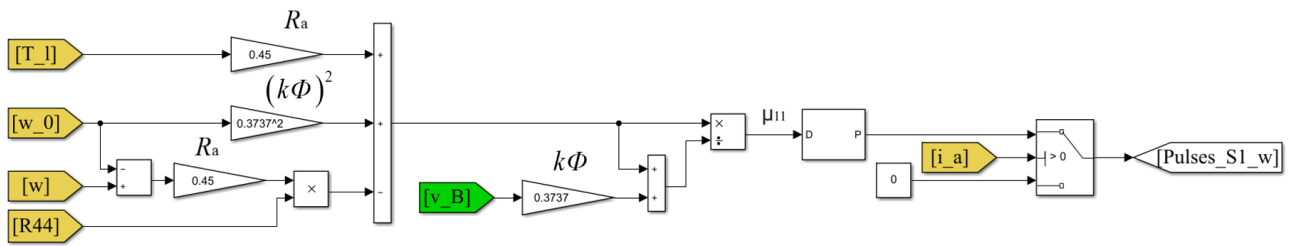
- для режиму тяги

$$r_{44}(\omega) = -0,2984 - 0,0002208\omega + 3,089 \cdot 10^{-6}\omega^2 - 7,382 \cdot 10^{-8}\omega^3; \quad (4.107)$$

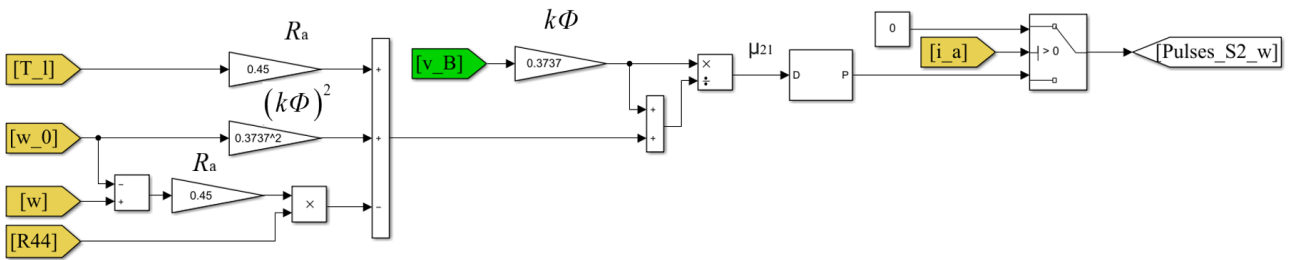
- для режиму рекуперативного гальмування

$$r_{44}(\omega) = -0,4565 - 0,0003599\omega + 2,456 \cdot 10^{-5}\omega^2 - 4,040 \cdot 10^{-8}\omega^3. \quad (4.108)$$

Реалізація системи керування в середовищі Matlab/Simulink виконана кількома блоками: перший великий блок реалізує підсистеми СЕФК швидкості і формує шпаруватості ШІМ μ_{11} та μ_{21} (рис. 4.27), другий блок реалізує підсистеми СЕФК струмообмеження, формує шпаруватості ШІМ μ_{12} та μ_{22} та забезпечує струмове обмеження (рис. 4.28), третій, і останній, блок виконує перемикання між системами у відповідності до значення струму вимірюного ДС (рис 4.29).

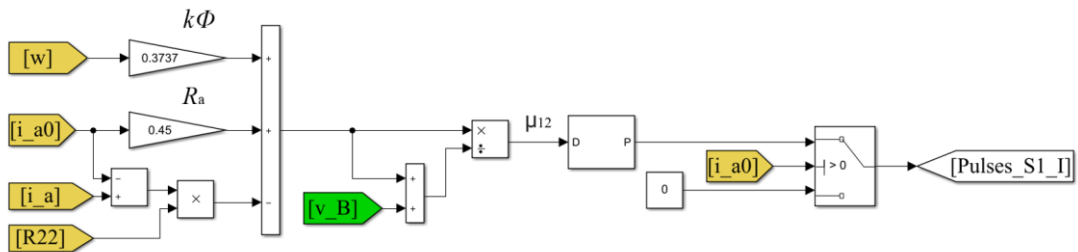


а)

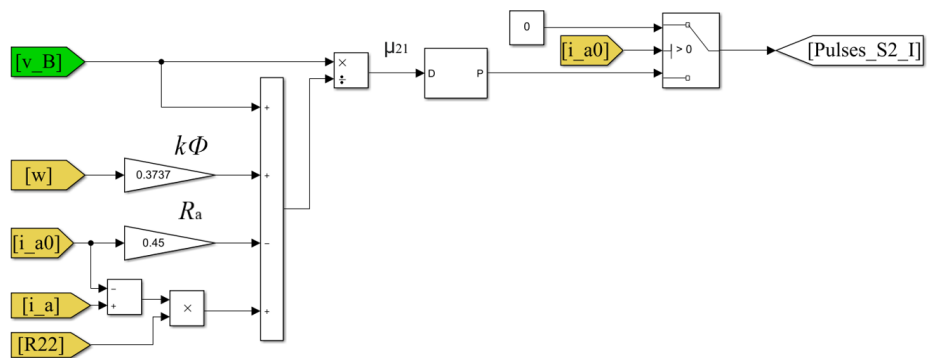


б)

Рис. 4.27. Комп'ютерні реалізації структур ФКВ керування транзисторами S1 (а) та S2 (б) досліджуваної СЕФК швидкості ДПС



а)



б)

Рис. 4.28. Комп'ютерні реалізації структур ФКВ керування транзисторами S1 (а) та S2 (б) досліджуваної СЕФК струмообмеження ДПС

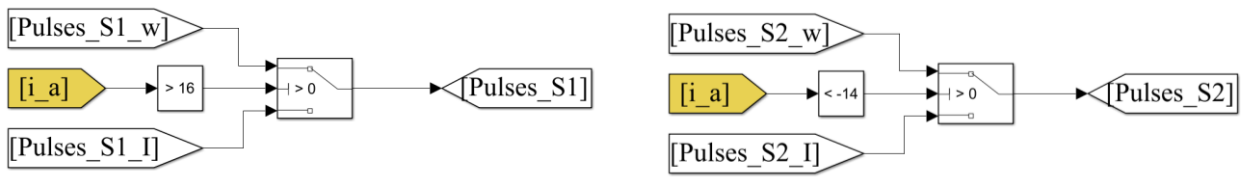
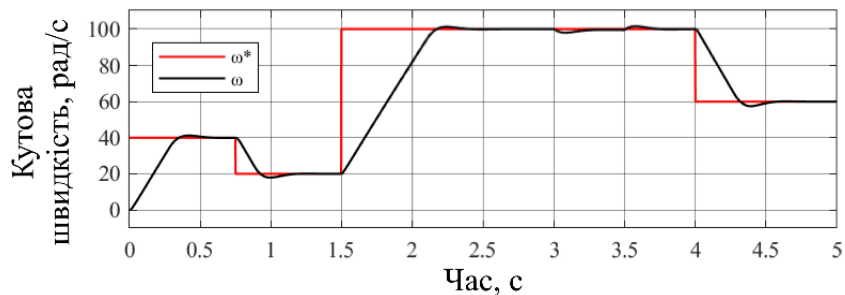


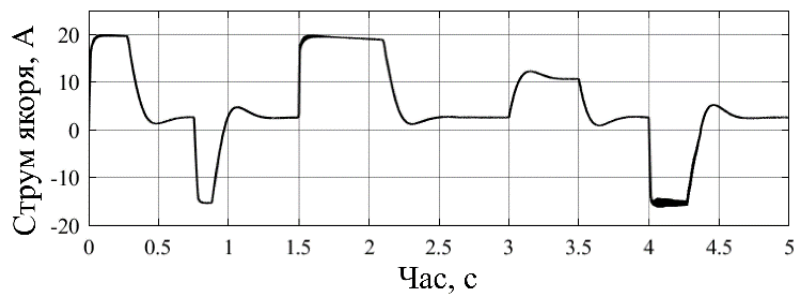
Рис. 4.29. Комп'ютерна реалізація перемикання між СЕФК швидкості та СЕФК струмообмеження ДПС

На рис. 4.30 наведено результати симуляційних досліджень СЕФК швидкості. Дослідження виконано згідно тахограми руху (рис 4.30,а), яка відповідає тахограмам руху, використаних для досліджень у попередніх підрозділах.

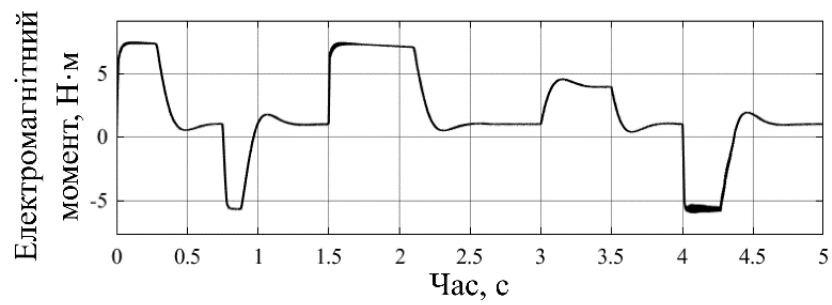
Отримані результати показують добрі відпрацювання сигналу завдання швидкості (рис 4.30,а) з незначним перерегулюванням та практичною відсутністю похибки регулювання. Струму якоря двигуна (рис 4.30,б) має встановлені обмеження -20 А для тягового та на рівні -15 А для гальмівного режимів роботи привода.



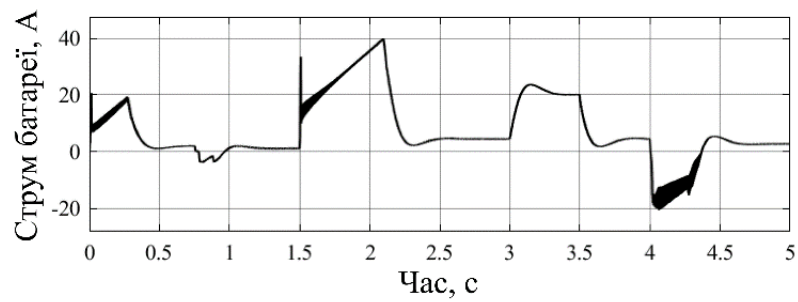
а)



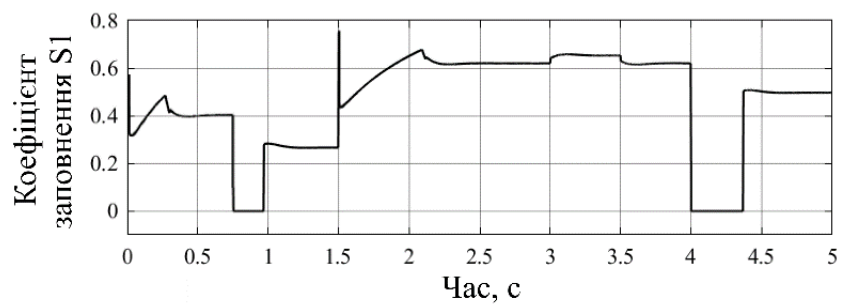
б)



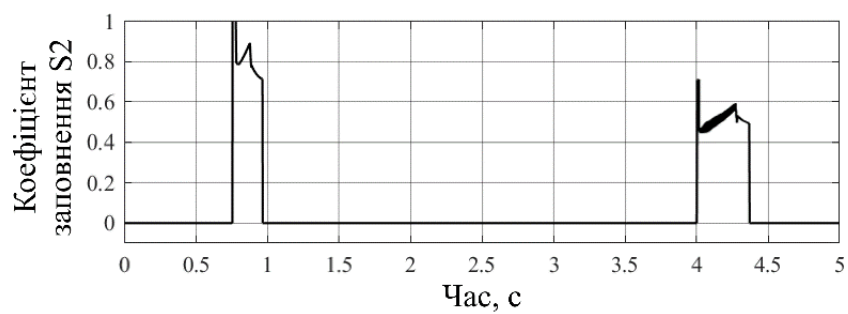
в)



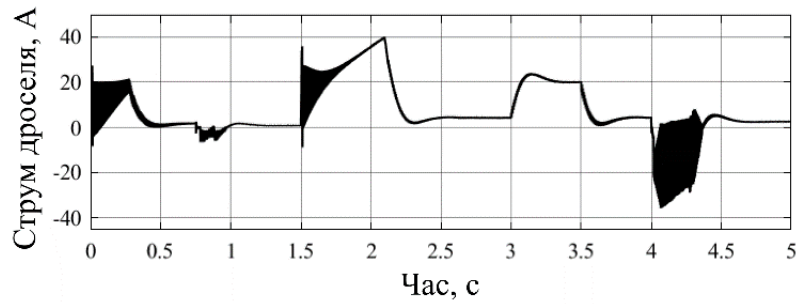
г)



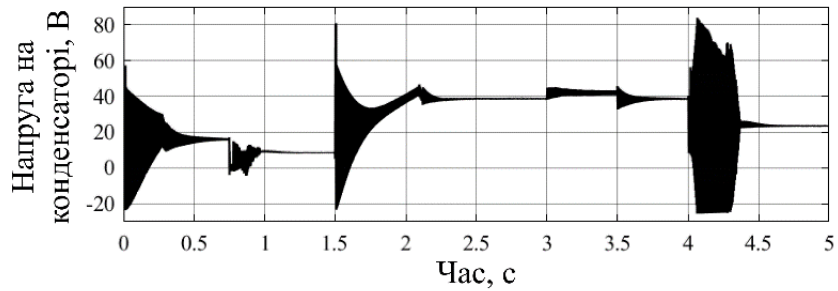
д)



е)



ж)



з)

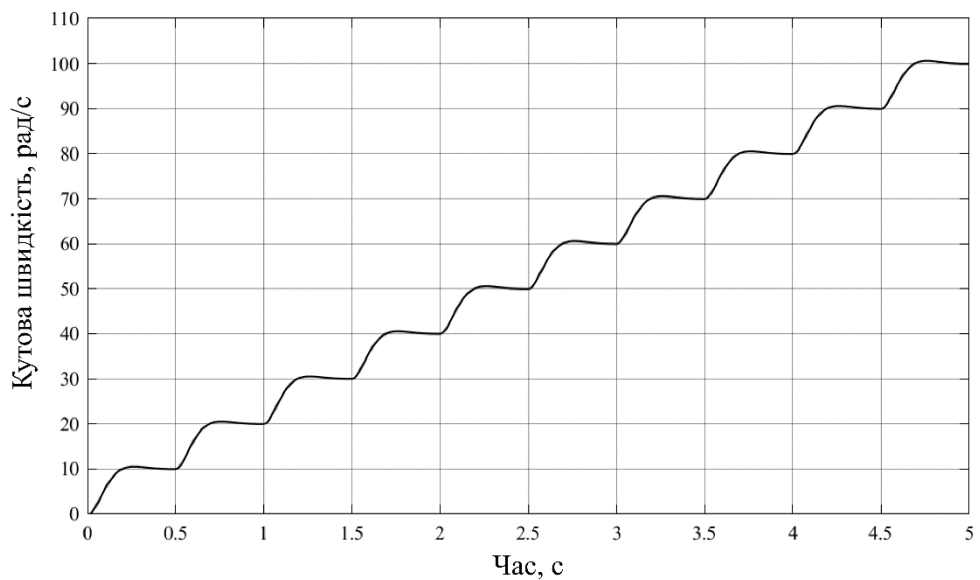
Рис. 4.30. Часові діаграми основних змінних досліджуваної системи електропривода за енергоформування кутової швидкості та енергоформування обмеження струму якоря

Варто також зауважити, що робота ЕП в режимі струмообмеження повністю забезпечується СЕФК струму якоря, яка реалізована у підрозділі 4.4, що видно з діаграми струму.

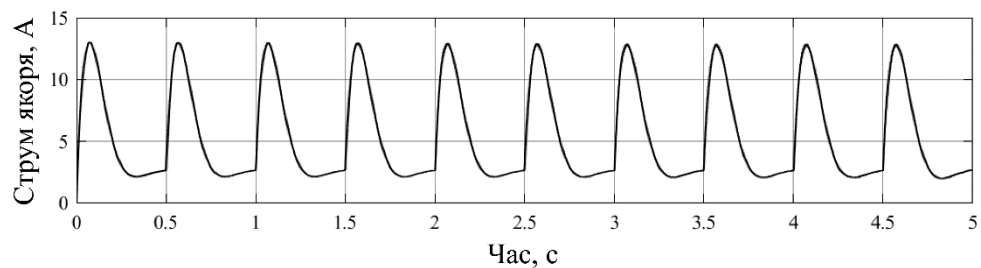
Часова діаграма електромагнітного моменту (рис. 4.30,в), за формою повністю відтворює діаграму струму якоря ДПС. Відфільтрований струм АБ (рис. 4.30,г) повторює за формою електричну потужність привода, яка вказує на неефективне рекуперативне гальмування на малих швидкостях електропривода та ефективне на максимальній швидкості, коли забезпечується струм заряду АБ на рівні від -20 до -10 А. Діаграми роботи транзисторів S1 (рис. 4.30,д) та S2 (рис. 4.30,е) показують черговість їхньої роботи – S1 в тяговому та S2 в гальмівному. Струм через дросель L1 (рис. 4.30,ж) та напруга на конденсаторі C1 (рис. 4.30,з) супроводжуються значними пульсаціями на всьому діапазоні роботи привода,

причина чого є сама конфігурація Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача та робота ШІМ.

Часові діаграми на рис. 4.31 демонструють однакову динаміку перехідних процесів кутової швидкості (рис. 4.31,а) та струму якоря (рис. 4.31,б) при роботі ДПС, що живиться від Zeta DC-DC перетворювача на всьому діапазоні регулювання швидкості від нуля до номінального значення. Дослідження проведено при однаковому зростанні швидкості на 10 рад/с та сталому значенні моменту навантаження 1 Н·м. Діаграми демонструють найкращі з отриманих характеристик та забезпечують високу точність регулювання з оптимальним перерегулюванням.



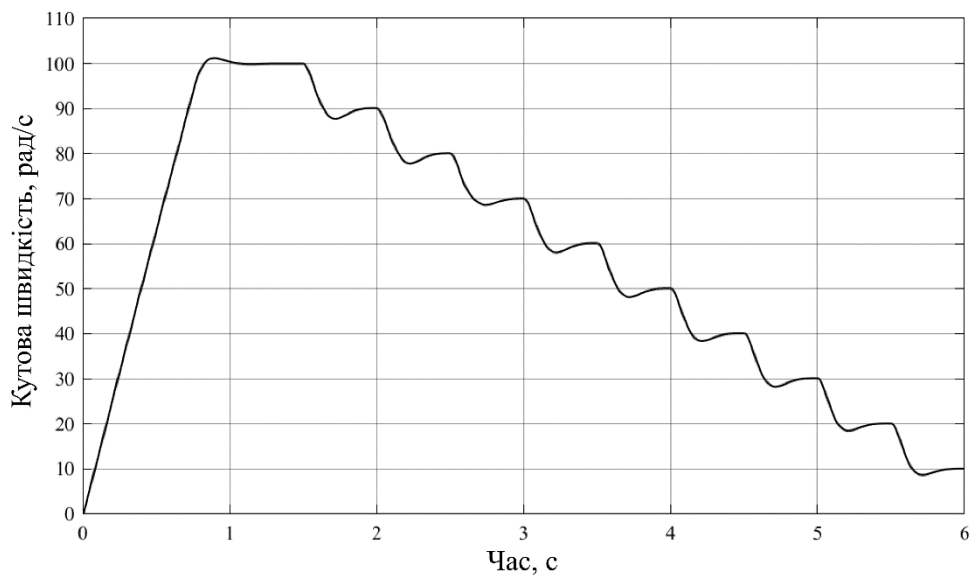
а)



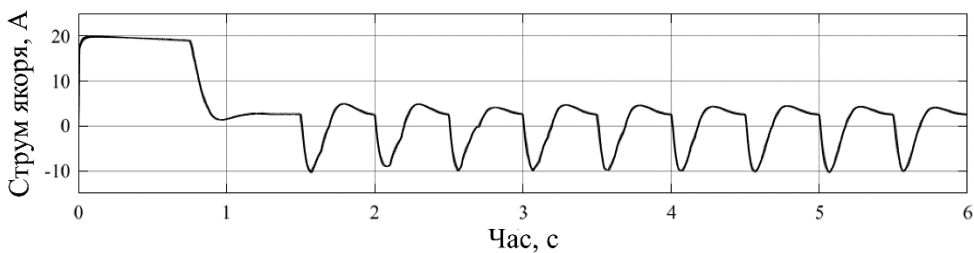
б)

Рис. 4.31. Часові діаграми ступінчастого зростання кутової швидкості (а) та струму якоря (б) ДПС під час енергоформування швидкості та роботи Zeta DC-DC перетворювача

Часові діаграми ступінчастого спадання кутової швидкості при роботі SEPIC DC-DC перетворювача (рис. 4.32) отримано в результаті поступового зменшення завдання швидкості від номінального значення до 10 рад/с, з кроком у 10 рад/с за сталого значення моменту навантаження двигуна 1 Н·м. Результати показують стабільну роботу ЕП на усіх швидкостях з забезпеченням однакової динаміки навіть на повзучих швидкостях. При цьому практично відсутня статична похибка регулювання швидкості, однак, існує допустиме перерегулювання кутової швидкості.



а)



б)

Рис. 4.32. Часові діаграми ступінчастого спадання кутової швидкості (а) та струму якоря (б) ДПС під час енергоформування швидкості та роботи SEPIC DC-DC перетворювача

4.7. Висновки до розділу

1. Використання режимної декомпозиції при синтезі СЕФК для такого складного нелінійного об'єкта регулювання як Zeta–SEPIC DC-DC перетворювач дало змогу спростити поставлену задачу розроблення системи керування цим об'єктом та забезпечити високу якість отриманих статичних та динамічних його характеристик.

2. Дослідженнями показано різну ступінь енергоформування під час синтезу САК ЕП на базі ДПС: енергоформування напруги якоря, енергоформування струму якоря (електромагнітного моменту), енергоформування кутової швидкості. В усіх цих варіантах побудови САК її енергоформуюча частина повністю справлялася з поставленими завданнями керування та забезпечувала високу якість роботи системи ЕП.

3. Формування різних структур ФКВ при синтезі СЕФК дало можливість відібрати найбільш придатні з них з точки зору їх дієвості та складності реалізації, що забезпечило можливість гнучко налаштувати СЕФК та реалізувати різні структури та різну адаптацію додатково введених взаємозв'язків і демпфувачів у відповідності до необхідних впливів на підсистеми САР, а режимна декомпозиція дала змогу уникнути взаємного впливу між цими підсистемами.

4. Застосування режимної декомпозиції СЕФК у поєднанні з режимною зміною структури САР показали в результаті свою дієвість та дали змогу забезпечити добре відпрацювання заданих сигналів керування, із забезпеченням усіх сформованих вимог до СЕФК зі сторони СЕМ.

РОЗДІЛ 5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА ІЗ ZETA-SEPIC DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ

Експериментальні дослідження системи електропривода із Zeta-SEPIC DC-DC перетворювачем проведено для верифікації отриманих у розділі 4 теоретичних досліджень. Зокрема, це стосується синтезованої одноконтурної САР швидкості ДПС на основі Zeta – SEPIC DC-DC перетворювача з енергоформуванням струму якоря та застосуванням режимної декомпозиції.

Особлива увага у дослідженні приділялася аналізу роботи DC-DC перетворювача в реальних умовах експлуатації. Результати експериментів порівнювалися із теоретичними, отриманими під час комп'ютерного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink. Це дало змогу не лише верифікувати застосований підхід до розробки СЕФК електропривода, а й виділити особливості практичної реалізації пропонуваніх у дисертаційному дослідженні підходів.

У рамках даного розділу розглянуто конструкцію експериментальної установки, описано методику проведення досліджень і представлено детальний аналіз отриманих результатів. Узагальнення проведених досліджень дало змогу сформулювати рекомендації для практичного застосування СЕФК системи електропривода на базі ZETA-SEPIC DC-DC перетворювача із застосуванням режимної декомпозиції.

Для проведення експериментальних досліджень було розроблено дослідний стенд, який складається з АБ, двонапрявленого Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача та спарки двох електричних машин постійного струму: привідної М та навантажувальної МН (рис. 5.1).

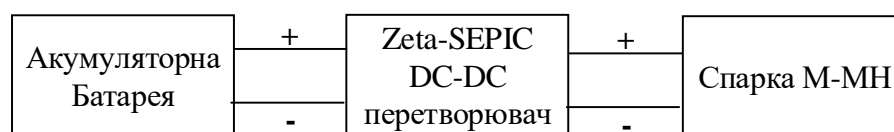


Рис. 5.1. Функціональна схема дослідного стенду

У рамках експериментальних досліджень було здійснено дослідження на налаштування всіх складових функціональної схеми дослідного стенду.

5.1 Дослідження та конструкція модуля акумуляторної батареї

У ході досліджень було сконструйовано модуль літій-іонної АБ, який складається з дев'яти елементів фірми Westinghouse ємністю 4500 мА·год, з'єднаних у конфігурації 3S3P (три послідовно з'єднані групи, кожна з яких містить по три паралельно з'єднані елементи), що відображено на рис. 5.2. Для з'єднань використано спеціальну нікелеву шину шириною 8 мм і товщиною 0,15 мм. Замість традиційного контактного зварювання, яке могло б пошкодити елементи, застосували магнітне з'єднання за допомогою неодимових (NdFeB) магнітів діаметром 6 мм і товщиною 2 мм. Такі магніти забезпечували надійний контакт між шиною та електродом.

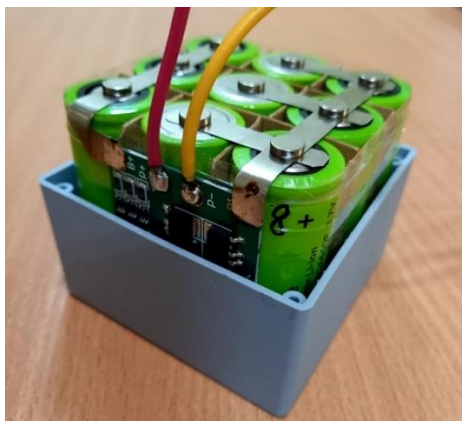


Рис. 5.2. АБ у конфігурації 3S3P

Модуль було надійно закріплено у спеціальному корпусі, з метою запобігання будь-яким переміщенням елементів. Для керування АБ було використано плату BMS моделі HX-3S-FL25A-A, що призначена для захисту літій-іонних АБ із трьома послідовно з'єднаними групами елементів. Вона підтримує балансування ємностей, моніторинг стану АБ і захищає від небажаних ситуацій, таких як перенапруга, коротке замикання, перезаряд та надмірне розрядження (рис. 5.3,а).

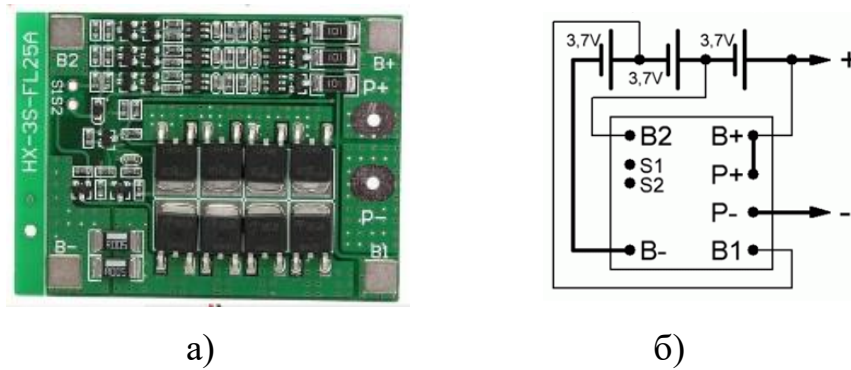


Рис. 5.3. Зовнішній вигляд плати BMS HX-3S-FL25A-A (а) та схема її з'єднання з трьома Li-Ion елементами (б)

На рисунку 5.3,б зображено схему під'єднання BMS-плати HX-3S-FL25A-A до трьох послідовно з'єднаних літій-іонних елементів. Плата розрахована на роботу з навантаженням до 25А, що дає змогу застосувати в АБ по три паралельно з'єднаних елементів. Напряга сформованої таким чином АБ коливається від 9,0 до 12,6 В, а ємність рівна 13,5 А год.

Також експериментальним методом було виміряно внутрішній опір АБ, при роботі на активне навантаження. Під час дослідження було здійснено три заміри ЕРС АБ, а також її напруги і струму в колі за різних значеннях опору навантаження. Для кожного набору параметрів було визначене значення внутрішнього опору АБ, в результаті чого отримано усереднене значення рівне $R_{AB} = 0,415 \text{ Ом}$.

5.2 Дослідження та конструкція Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача

Проміжним елементом для передачі енергії від АБ до дослідного ДПС та у зворотному напрямку використано двонапрявлений Zeta-SEPIC DC-DC перетворювач. З метою верифікації отриманих результатів досліджень, створено макетний взірець Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача, зібраного згідно електричної схеми, показаної на рис. 4.2. Детальна електрична принципова схема макетного взірця DC-DC перетворювача приведена на рис. 5.4, а схема під'єднання керуючого мікроконтролера – на рис. 5.5.

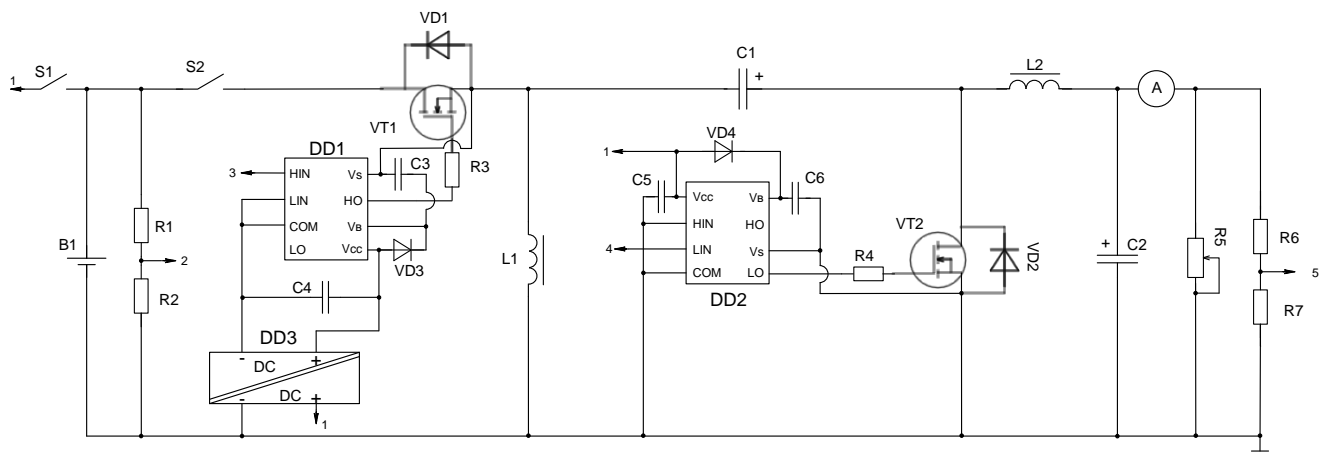


Рис. 5.4. Принципова електрична схема двонапрявленого Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача

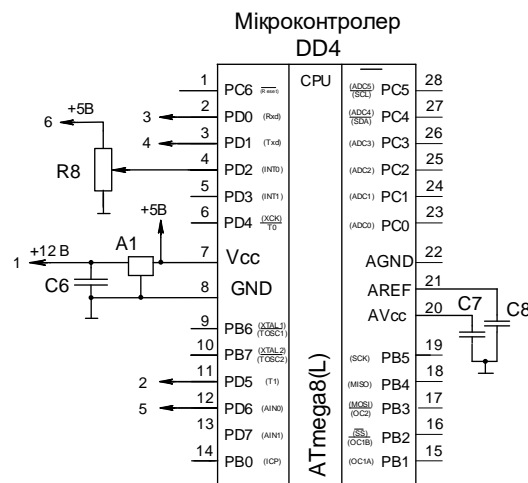


Рис. 5.5. Принципова електрична схема мікроконтролера, який керує роботою DC-DC перетворювача

Живлення схеми забезпечується з АБ В1, конструкцію якої описано в підрозділі 5.1 номінальною напругою $V_{B1} = 12$ В. Енергія з АБ В1 надходить на вхід Zeta-SEPIC DC-DC перетворювач регулює вихідну напругу на конденсаторі С2 від нуля до максимального значення, яке може досягати 24 В. Двонапрявлений Zeta-SEPIC DC-DC перетворювач складається з пари транзисторів VT1 і VT2 з діодами VD1 і VD2 (транзистори MOSFET типу IRF3205), дроселів L1 та L2 та конденсатори C1 та C2. У результаті розрахунків, проведених відповідно до виразів (4.36)-(4.39) для параметрів стенда, отримано $L_1 = L_2 = 3,6$ мГн та $C_1 = C_2 = 13,5$ мкФ. Відповідно до цього виготовлено два високочастотні дроселі, намотані

на феритовому кільці марки M2000HM типорозміру R25/10 обмотковим проводом діаметром 1,2 мм до заповнення (рис. 5.6). В результаті отримали індуктивність такого дроселя 2,8 мГн. Електролітичні конденсатори C1 та C2 вибрано ємністю 16 мкФ з напругою 35 В. Живлення силової частини схеми від АБ В1 подається перемикачем S2.



Рис. 5.6. Фото дроселя DC-DC перетворювача

Керування транзисторами VT1 і VT2 реалізовано через індивідуальні інтегральні драйвери DD1 та DD2 на мікросхемах IR2011 та IR2101, відповідно. Оскільки витік транзистора VT1 підключений до спільної мінусової шини через дросель L1, драйвер DD1 повинен мати своє гальванічно роз'єднане від основної схеми живлення. З цією метою застосовано мікропотужний DC-DC перетворювач DD3 з гальванічною розв'язкою, який має коефіцієнт передачі за напругою, рівний одиниці. Драйвер DD2 заживлений напругою 12 В від батареї В1 безпосередньо. Оскільки під час включення силової частини драйвери повинні бути вже заживлені, напруга їх живлення 12 В подається від АБ В1 через окремий перемикач S1. Величина напруги АБ В1 v_B , яка необхідна для ФКВ, вимірюється дільником напруги на резисторах R1 та R2 та подається на АЦП мікроконтролера (вхід 11) (рис. 5.5). Напруга на конденсаторі C2 v_{C2} вимірюється аналогічним дільником напруги на резисторах R6 та R7 та подається на АЦП мікроконтролера (вхід 12). На ще один АЦП мікроконтролера (вхід 4) подано сигнал завдання бажаної напруги на конденсаторі C2 V_{C2}^* з застосуванням потенціометра R8. Навантаженням для DC-DC перетворювача служить реостат R5.

Функцію керування роботою макетного взірця Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача виконує мікроконтролер DD4 типу ATmega8(L), який отримує живлення +5 В від АБ через інтегральний стабілізатор напруги А1. Несуча частота мікроконтролера становить 32 кГц.

У результаті проведених досліджень зі структурного синтезу СЕФК Zeta – SEPIC DC-DC перетворювача за розробленою в розділі 4 методикою як одні з ефективних структур ФКВ для такої системи отримано вирази (4.23) та (4.30). Контролер здійснює обчислення за цими виразами сигналу шпарування ШІМ та подає з виходів 2 і 3 відповідні імпульсні сигнали на входи драйверів: НІН драйвера DD1 та LІN драйвера DD2.

Фото експериментального стенда з макетним взірцем Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача показано на рис. 5.7. Крім вже описаних елементів, на фото також видно вимірювальні прилади: двоканальний цифровий осцилограф Rigol для запису осцилограм та цифровий мультиметр, вольтметр і амперметр для контролю напруг та струмів у схемі.

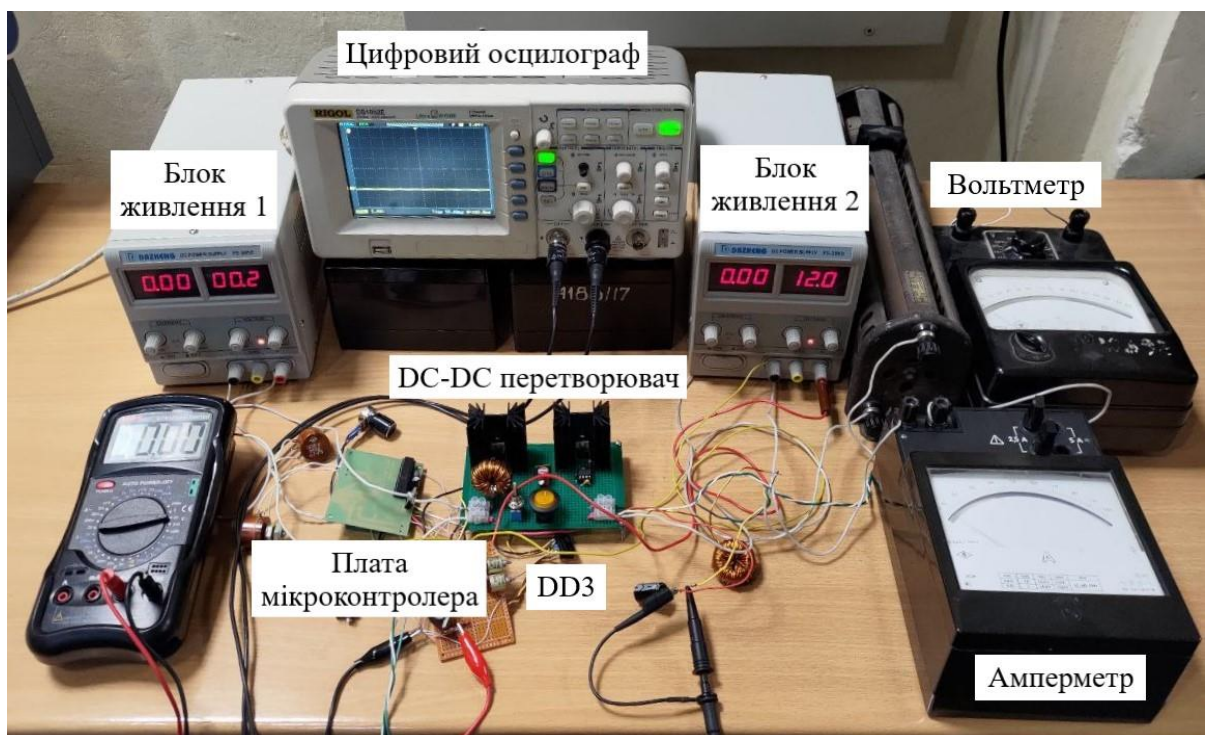


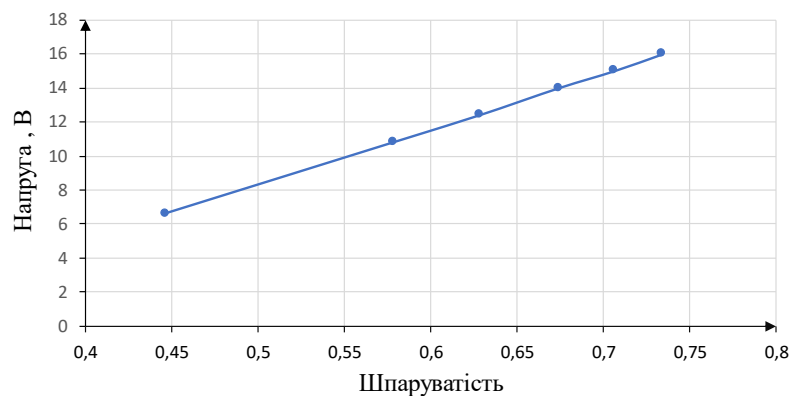
Рис. 5.7. Макетний взірець Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача

Налаштування роботи стенду походилося в наступному порядку.

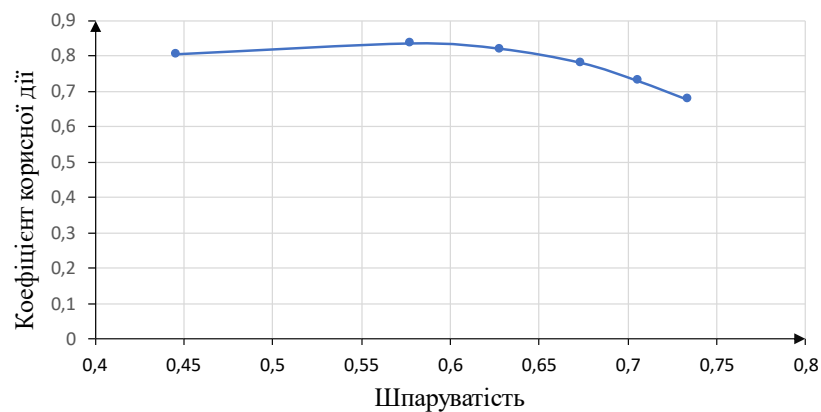
Перемикач S2 встановлювався в розімкнене положення (вимкнене живлення стенду). Потенціометр сигналу завдання бажаної вихідної напруги на конденсаторі C2 V_{C2}^* встановлювався в нульове положення. Спочатку перемикачем S1 подавалося живлення на драйвери DD1 та DD2 транзисторів VT1 та VT2 DC-DC перетворювача, а також контролера DD4. Далі вмикався перемикач S2, який подавав живлення на Zeta-SEPIC DC-DC перетворювач. Застосовані драйвери забезпечують роботу двох транзисторів під ШІМ в прямому і зворотному режимі передачі енергії. Регулювання величини навантаження здійснюється опором R5. Дослідження роботи схеми для зворотної передачі енергії здійснено через заміну опору навантаження на джерело живлення. В такому випадку здійснюватиметься заряд АБ.

У ході експериментальних досліджень було отримано залежності вихідної напруги для Zeta (рис. 5.8,а) та SEPIC (рис. 5.9,а) DC-DC перетворювачів від шпаруватості ШІМ відповідних транзисторів (регулювальні характеристики). Експерименти в обох випадках проводилися за сталого значення вхідної напруги DC-DC перетворювачів, рівного 10,5 В. Отримані регулювальні характеристики є практично лінійними.

Також було отримано залежності ККД для Zeta (рис. 5.8,б) та SEPIC (рис. 5.9,б) DC-DC перетворювачів від шпаруватості ШІМ відповідних транзисторів. Як видно з отриманих характеристик, обидва DC-DC перетворювачі мають достатньо високі ККД, на рівні 0,83, в широкому діапазоні зміни шпаруватостей ШІМ.

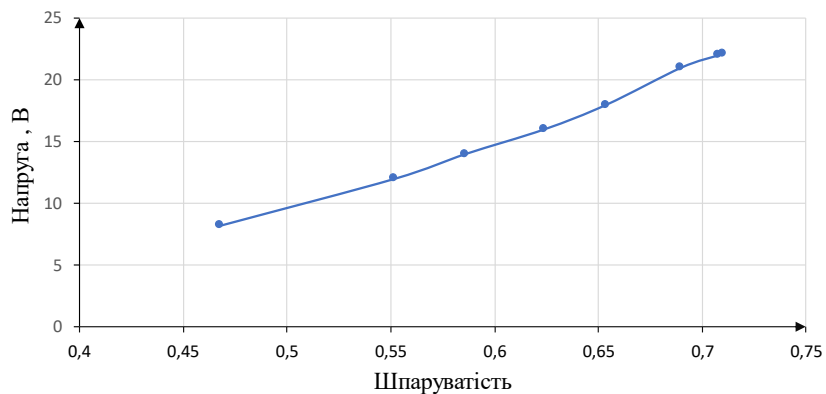


а)

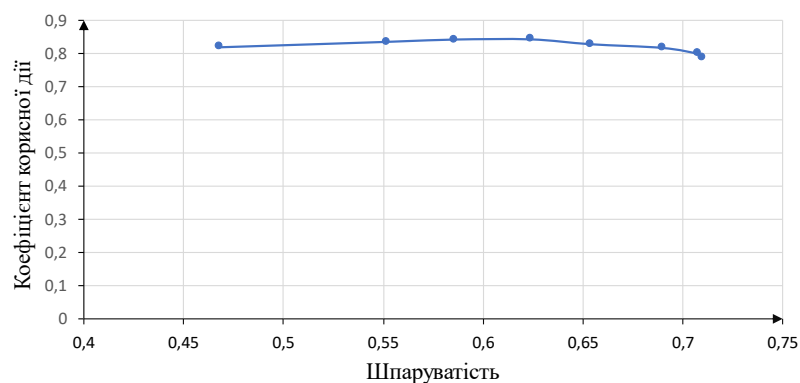


б)

Рис. 5.8. Залежності вихідної напруги (а) та ККД (б) від шпаруватості Zeta DC-DC перетворювача



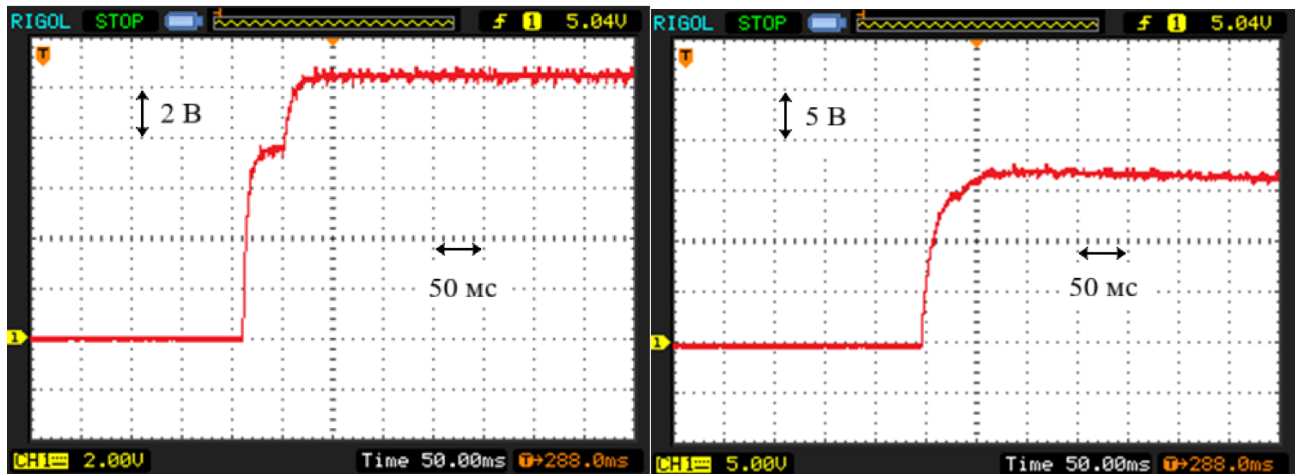
а)



б)

Рис. 5.9. Залежності вихідної напруги (а) та ККД (б) від шпаруватості SEPIC DC-DC перетворювача

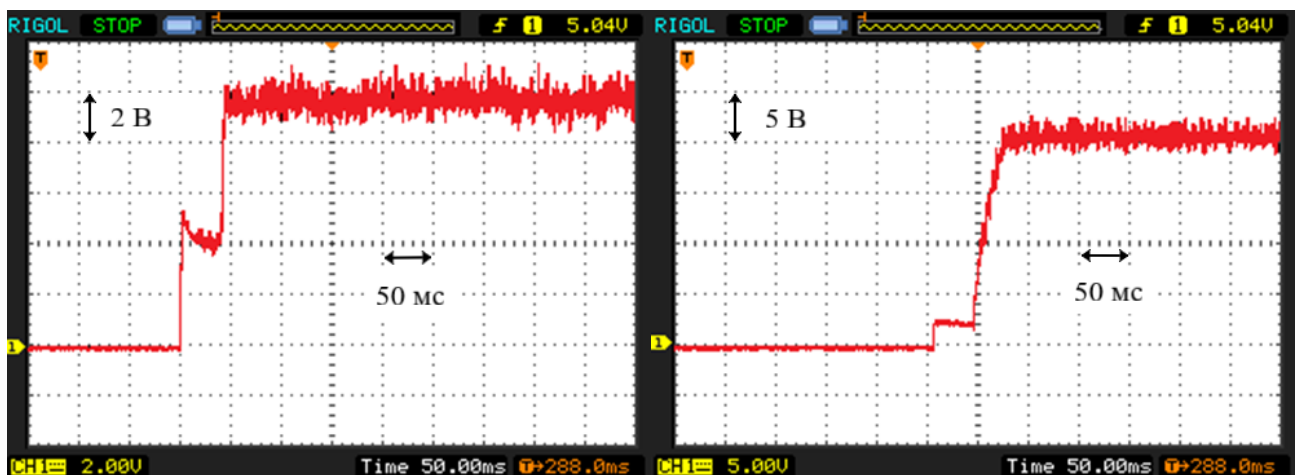
У ході експериментальних досліджень було отримано осцилограми динамічних процесів окремо в Zeta та SEPIC DC-DC перетворювачах під час відпрацювання заданих значень вихідних напруг (рис. 5.10 та 5.11).



а)

б)

Рис. 5.10. Осцилограми динамічних процесів Zeta DC-DC перетворювача при шпаруватості 0,5 (а) та 0.61 (б)



а)

б)

Рис. 5.11. Осцилограми динамічних процесів SEPIC DC-DC перетворювача при шпаруватості 0,5(а) та 0.65 (б)

Як видно з отриманих результатів, обидва DC-DC перетворювачі мають високу швидкодію – відпрацювання заданих значень вихідних напруг виконується за час до 100 мс.

5.3 Дослідження параметрів електромашинного агрегату

Електромашинний комплекс привода складається з двох малопотужних колекторних машин постійного струму зі збудженням від постійних магнітів - привідної машини М та навантажувальної машини МН, вали яких жорстко з'єднані між собою. Основні параметри цих машин наведено в перших трьох рядках табл. 5.1. Оскільки решта параметрів цих машин не відомі, їх було отримано експериментальним шляхом, а саме: активні опіри та індуктивності обмоток якорів, а також їх сталі $k\Phi$.

Таблиця 5.1

Паспортні та експериментально отримані дані досліджуваних електродвигунів

Параметр	ДПС-12-25	ДПС-24-25
Номінальна потужність	25 Вт	25 Вт
Номінальна частота обертання	3000 об/хв	3000 об/хв
Номінальна напруга	12 В	24 В
Опір якоря	2,52 Ом	1,54 Ом
Індуктивність якоря	0,00820 Гн	0,00627 Гн
Стала машини	0,0588 В·с	0,0412 В·с

Вимірювання активних опорів електричних машин було здійснено за методом амперметра і вольтметра на постійному струмі для трьох різних значень струмів якоря двигунів. Результати вимірювань було усереднено. Вимірювання повного опору обмоток якоря було проведено теж за методом амперметра і вольтметра, але на змінному струмі частотою 50 Гц для трьох різних значень струмів якоря. Індуктивності обмоток якоря було знайдено з їх значень реактивних

опорів, які отримано за результатами вказаних вимірювань повних та активних опорів обмоток якорів. Отримані результати показано в четвертому та п'ятому рядках табл. 5.1.

Для визначень сталих $k\Phi$ двигунів було зібрано дослідну установку (рис. 5.12). Вона складалася: з блоку живлення, що подає напругу на привідний двигун, який обертає досліджувану машину; вольтметра, що вимірює значення генерованої ЕРС досліджуваної машини; оптичного тахометра, що вимірює частоту обертання обох машин. Значення сталої $k\Phi$ отримувалося шляхом ділення ЕРС на кутову швидкість досліджуваної машини. Для визначення сталої $k\Phi$ другої машини, ролі привідної та досліджуваної машин змінювалися на протилежні. Отримані параметри машин наведено в останньому рядку табл. 5.1.

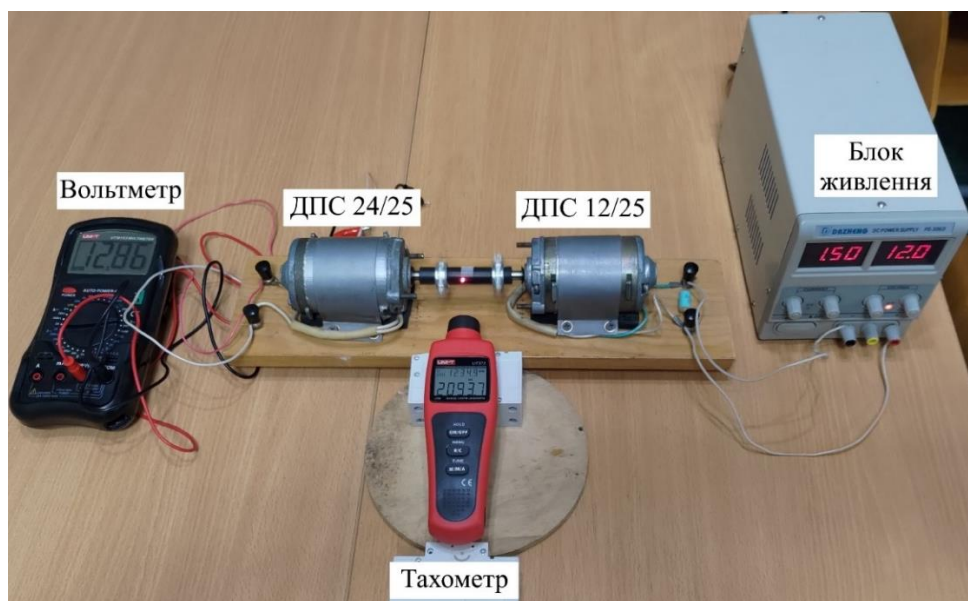


Рис. 5.12. Дослідна установка, для визначення сталих $k\Phi$ електричних машин

5.4 Опис конструкції електричного стенда для дослідження системи електропривода

Експериментальні дослідження системи ЕП об'єднували в собі всі розглянуті в попередніх підпунктах цього розділу складові. Загальну принципову електричну схему макетного взірця системи ЕП на основі Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача зображено на рис. 5.13. Основна відмінність силової схеми від показаної на рис. 5.4

полягала в заміні вихідних дроселя L2 та конденсатора C2 з колом навантаження на електромашинний агрегат. Навантаження приводного двигуна М регулювалося реостатом R6 в колі навантажувальної машини МН, що під'єднується до схеми перемикачем S3. Також додатково в колі навантаження встановлено шунт R9 для вимірювання струму навантаження. Для вимірювання кутової швидкості привода, на одному валі з машиною М розміщено тахогенератор ТГ з дільником напруги, реалізованим на резисторах R7 та R8.

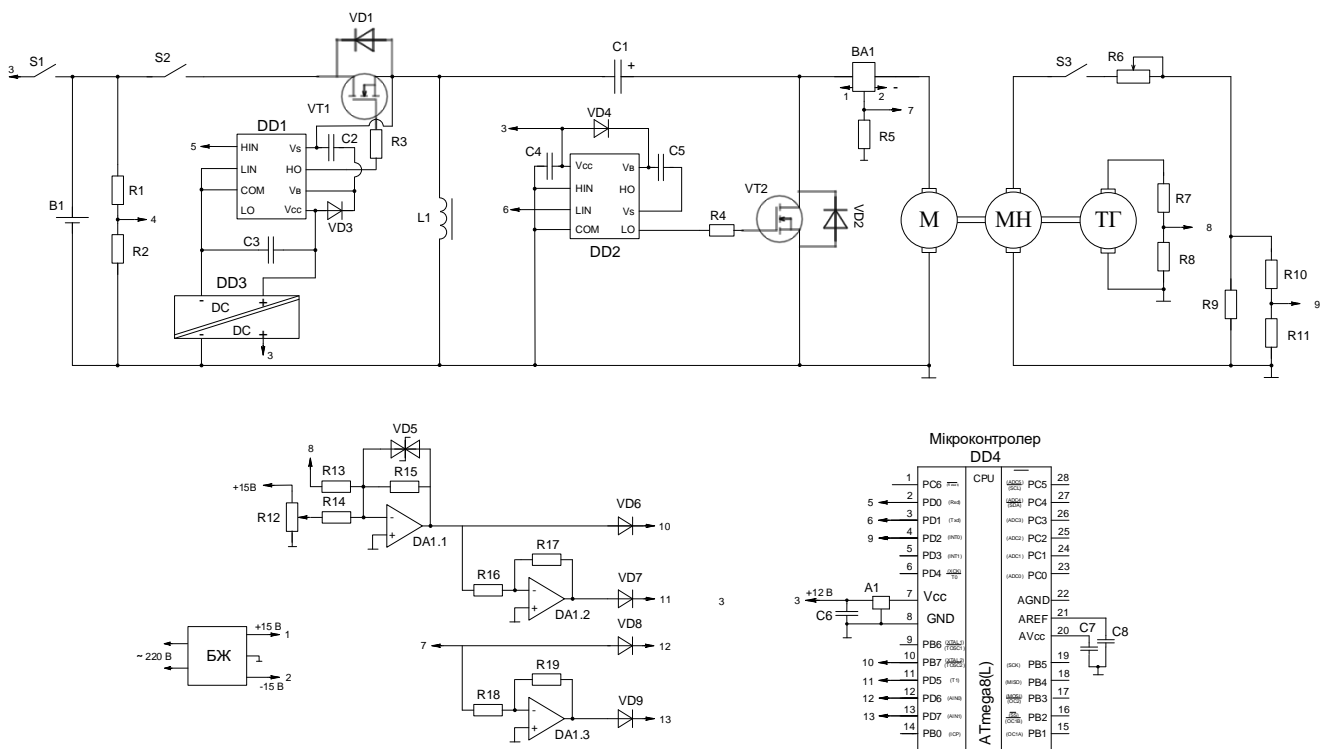


Рис. 5.13. Принципова електрична схема макетного взірця системи ЕП постійного струму на основі Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача

Функцію керування роботою макетного взірця системи ЕП постійного струму на основі Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача виконує мікроконтролер DD4 типу ATmega8(L), конфігурацію під'єднання якого було змінено, в порівнянні з рис. 5.5, у відповідності до схеми рис. 5.13. У результаті проведених досліджень зі структурного синтезу СЕФК струму якоря ДПС на основі Zeta – SEPIC DC-DC перетворювача за розробленою в розділі 4 методикою як одні з ефективних структур ФКВ для такої системи було застосовано (4.66) та (4.71). Їх було

застосовано для розрахунку в мікроконтролері шпаруватостей ШІМ μ_1 та μ_2 для керування транзисторами VT1 і VT2.

Давач струму ВА1 видає двополярний вихід напруги відповідно до вимірюючого струмів якоря ДПС в різних режимах. Оскільки мікроконтролер ATmega8(L) працює лише з додатними напругами, що подаються на входи аналого-цифрових перетворювачів (АЦП), то реалізувати обчислення за виразами (5.3)-(5.4) найпростіше за допомогою аналогової електроніки. Цьому також сприяє наявність двополярного живлення, яке вже використовується для живлення давачів струму типу LEM. Обчислення за виразами (4.66)-(4.71) реалізовано на 3-х інтегральних операційних підсилювачах (ОП), які знаходяться в одній мікросхемі LM324, як показано на принциповій схемі на рис. 5.14. На ОП DA1.1 реалізовано П-регулятор швидкості, який сумує на вході сигнал завдання швидкості та сигнал від'ємного зворотного зв'язку за швидкістю двигуна, який береться з дільника напруги на виході ТГ. На виході регулятора швидкості встановлено обмеження його вихідної напруги за допомогою стабілітронів VD5 та VD6, окремо для режиму двигуна та режиму рекуперативного гальмування, які задають максимальні значення струмів якоря дослідного ДПС в цих режимах. Вихід DA1.1 буде сигналом завдання на керування системи енергоформування струму якоря в режимі двигуна і поступає на вхід 10 мікроконтролера. Для формування сигналу завдання на керування системи енергоформування струму якоря в режимі рекуперативного гальмування необхідно здійснити інверсію сигналу з регулятора швидкості оскільки мікроконтролер працює лише з додатними сигналами. Інверсію сигналу виконує ОП DA1.2, та цей сигнал подається на вхід 11 мікроконтролера. Як і з виходу регулятора швидкості, вихідна напруга давача струму ВА1 теж має різні знаки в режимах двигуна та гальмування. Виміряне в режимі двигуна додатне значення струму якоря подається на вхід 12 мікроконтролера. Від'ємні значення струму якоря в режимі гальмування інвертуються за допомогою ОП DA1.3 та подаються на вхід 13 мікроконтролера.

Фото експериментального стенду з макетним взірцем системи ЕП постійного струму на основі Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача показано на рис. 5.14. Крім вже описаних елементів, на фото також видно давач струму та вимірювальні прилади:

двоканальний цифровий осцилограф RIGOL для запису осцилограм та цифровий мультиметр для контролю напруг та струмів у схемі.

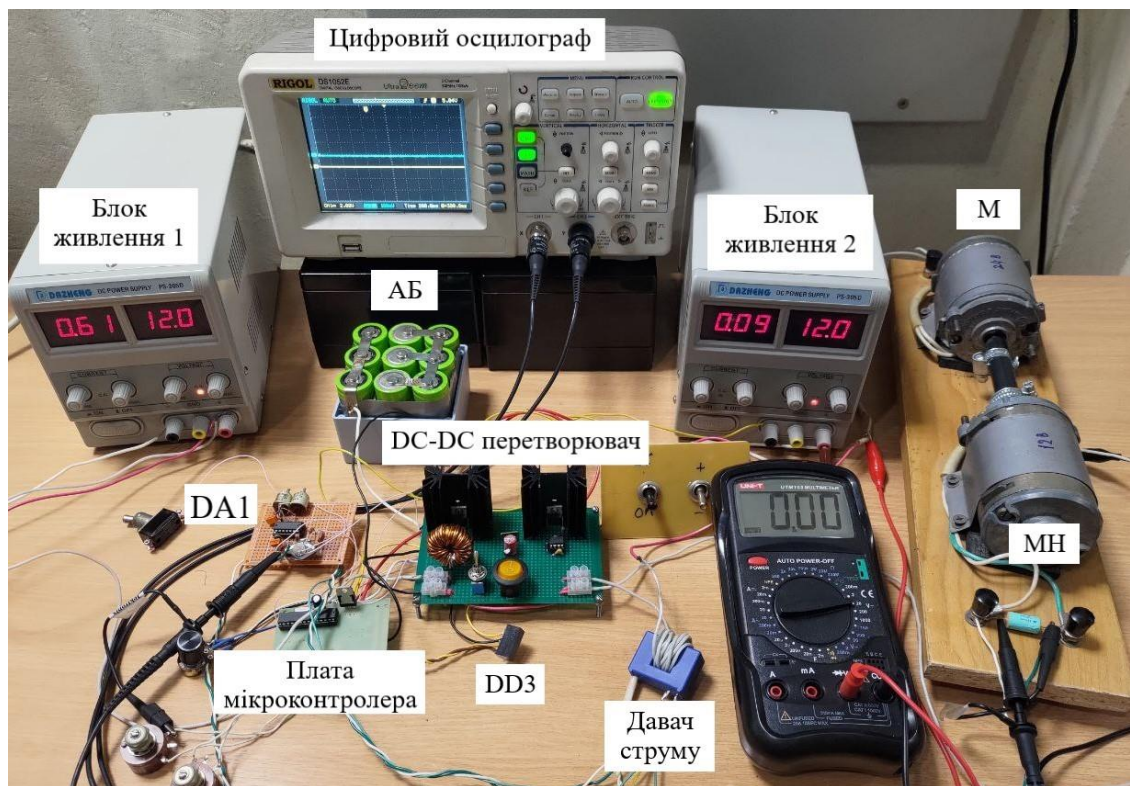


Рис. 5.14. Експериментальний стенд з макетним взірцем системи ЕП постійного струму на основі Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача

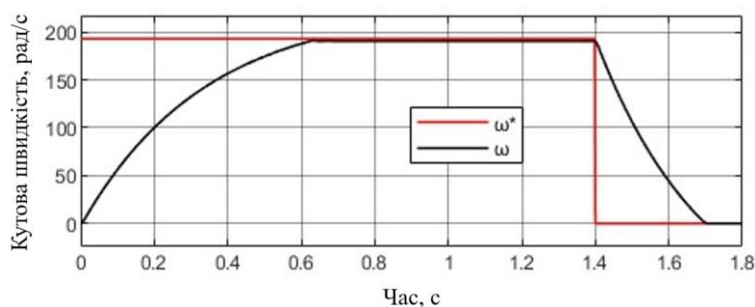
Налаштування роботи стенду походилося в такому порядку.

Перемикачі S_2 та S_3 встановлювалися розімкнене положення (вимкнене живлення приводу та навантаження). Перемикачем S_1 подавалося живлення на драйвери DD_1 та DD_2 транзисторів VT_1 та VT_2 DC-DC перетворювача, а також мікроконтролер DD_4 . Потенціометр R_{12} встановлювався в нульове положення. Далі вмикався перемикач S_2 , який подавав живлення на Zeta-SEPIC DC-DC перетворювач. Потенціометром R_{12} встановлювалася потрібне значення кутової швидкості двигуна M . Зміна навантаження приводу здійснювалася регулюванням опору R_6 після підключення перемикача S_3 .

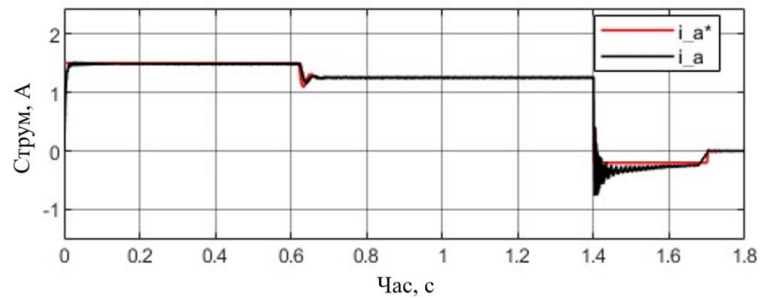
5.5 Результати досліджень

У середовищі Matlab/Simulink розроблено комп'ютерну модель дослідної системи ЕП на базі Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача з наведеними вище параметрами макетного взірця згідно моделі на рис. 4.13. У результаті комп'ютерного симулювання отримано часові діаграми кутової швидкості, струму якоря та значень шпаруватості ШІМ під час роботи привода як в тяговому режимі, так і в режимі гальмування. Дослідження роботи привода здійснено для двох швидкостей: для кутової швидкості 192 рад/с (рис. 5.15 – рис. 5.17) та 114 рад/с (рис. 5.18 – 5.20).

Як показали експериментальні дослідження, електромашинний агрегат має порівняно великий момент тертя в щітках машин, що зумовлює відповідне постійне статичне навантаження привода. Тому, рекуперативне гальмування необхідно проводити з набагато меншим струмом завдання, ніж розгін привода. Це ж було здійснено під час комп'ютерного симулювання. Як видно з отриманих часових діаграм (рис. 5.15), розгін двигуна здійснено при струмі обмеження 1.5 А, та гальмування при струмі 0,2 А. СЕФК здійснює плавний розгін без перерегулювання, роботу з постійною кутовою швидкістю та рекуперативне гальмування. Аналогічно до симуляційних досліджень, проведено також експериментальні дослідження на створеному макетному взірці ЕП на основі Zeta-SEPIC DC-DC перетворювача. Результати у вигляді записаних на цифровому осцилографі осцилограм кутової швидкості та струму якоря наведено на рис. 5.16.



а)



б)

Рис. 5.15. Часові діаграми кутової швидкості двигуна (а) та струму якоря (б), отримані під час комп'ютерного симулювання за кутової швидкості 192 рад/с

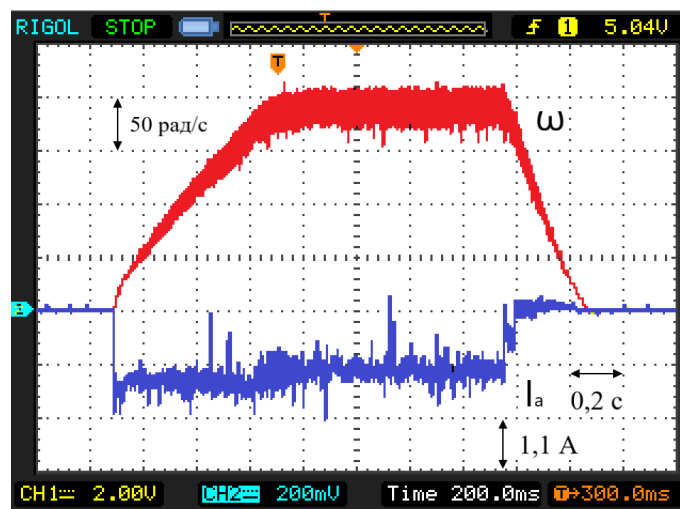


Рис. 5.16. Осцилограми кутової швидкості та струму якоря досліджуваної системи ЕП за кутової швидкості 192 рад/с

З рис. 5.15 та 5.16 видно, що результати моделювання та експериментально отримані осцилограми мають подібні залежності: однакові темпи розгону та гальмування, а також значення струму якоря. Коливний характер струму якоря та кутової швидкості в експериментально отриманих результатах зумовлений пульсаціями напруги тахогенератора та роботою системи автоматичного керування. Додатково було отримано осцилограми шпаруватостей ШІМ транзисторів VT1 та VT2, які зображено на рис. 5.17, з яких видно почергову роботу цих транзисторів в режимах тяги та гальмування, відповідно. Значні пульсації

шпаруватості в режимі двигуна пояснюють відповідні пульсації струму якоря в процесі автоматичного регулювання.

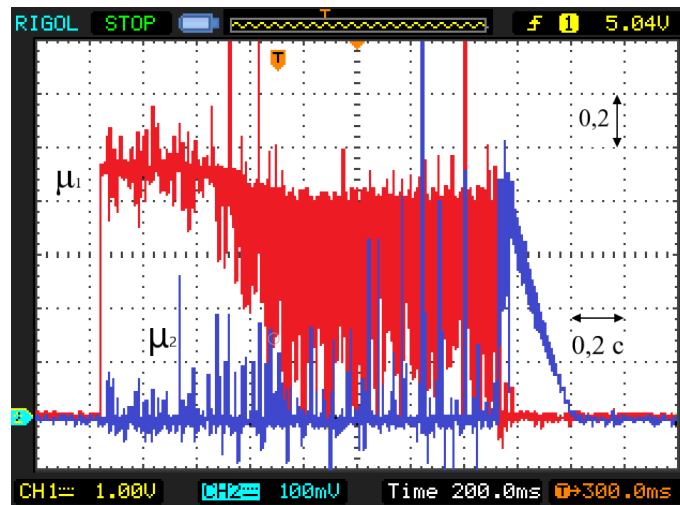
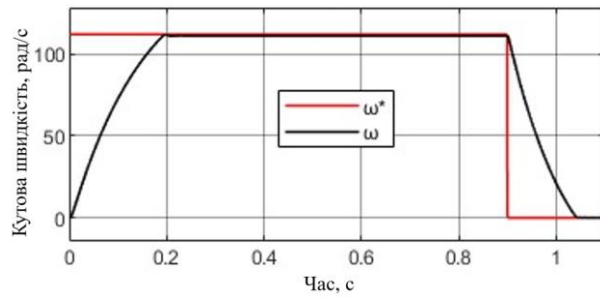
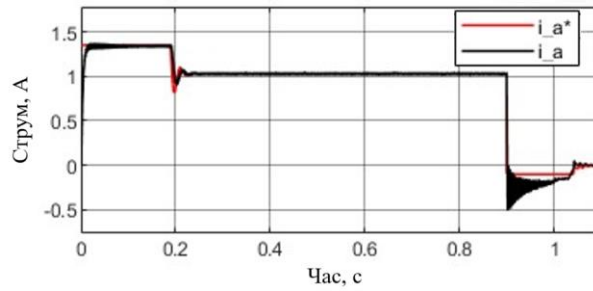


Рис. 5.17. Осцилограми шпаруватостей ШІМ транзисторів VT1 та VT2 за кутової швидкості 192 рад/с

Результати експериментального дослідження ЕП на нижчій кутовій швидкості 114 рад/с (рис. 5.19) демонструють відмінності в порівнянні з результатами комп'ютерного моделювання (рис. 5.18). На експериментально отриманих осцилограмах помітно перерегулювання та коливні затухаючі перехідні процеси струму та, відповідно, кутової швидкості. Це пояснюється тим, що при комп'ютерному моделюванні застосовано адаптивний підбір коефіцієнта демпфування струму якоря r_{22} , тому при комп'ютерному моделюванні динаміка систем ЕП при різних швидкостях однакова. Однак, під час реалізації експериментальної системи керування, застосування адаптивної зміни цього коефіцієнта не було здійснено через зашумленість сигналу зворотного зв'язку за швидкістю, яка приводить до додаткової пульсації отриманого відповідно до виразів (4.66) та (4.71) сигналу шпаруватості ШІМ. Тому на нижчих швидкостях привода отримані результати відрізняються від таких же на вищих кутових швидкостях через нелінійність DC-DC перетворювача.



а)



б)

Рис. 5.18. Часові діаграми кутової швидкості двигуна (а) та струму якоря двигуна (б), отримані під час комп'ютерного симулювання при швидкості завдання 114 рад/с

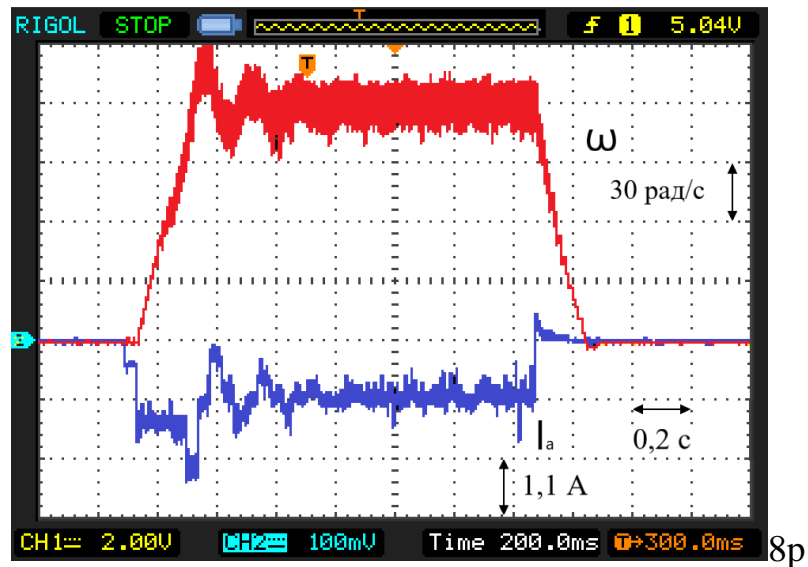


Рис. 5.19. Осцилограми кутової швидкості та струму якоря досліджуваної системи ЕП при швидкості завдання 114 рад/с

Осцилограми шпаруватостей ШІМ транзисторів VT1 та VT2 за кутової швидкості 114 рад/с наведено на рис. 5.20.

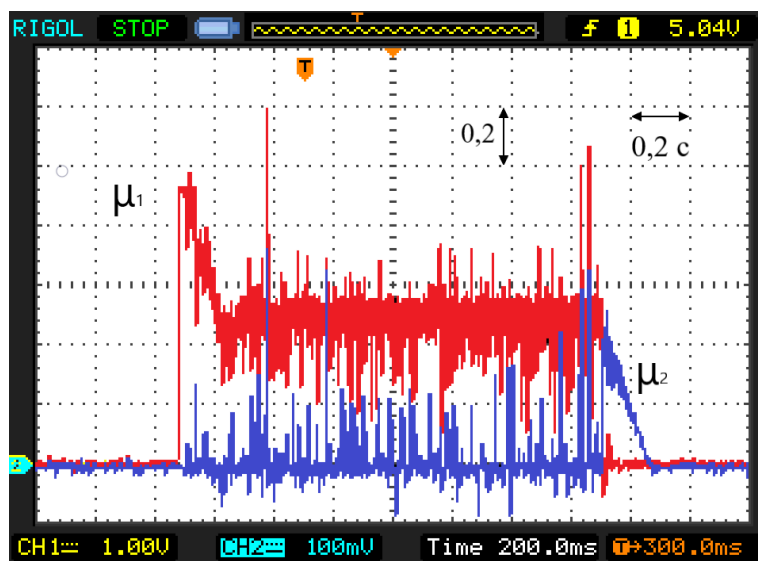


Рис. 5.20. Осцилограми шпаруватостей ШІМ транзисторів VT1 та VT2 за кутової швидкості 114 рад/с

З осцилограм шпаруватостей ШІМ для Zeta та SEPIC DC-DC перетворювачів видно, що ці перетворювачі працюють в різних режимах роботи привода. Також можна помітити дещо нижчі пульсації шпаруватостей ШІМ в порівнянні з осцилограмою на рис. 5.17.

5.6 Висновки до розділу

1. Проведені експериментальні дослідження СЕФК Zeta та SEPIC DC-DC перетворювачів, а також СЕФК системи ЕП постійного струму із Zeta-SEPIC DC-DC перетворювачем підтвердили отримані шляхом комп'ютерного моделювання результати досліджень.

2. Різниця часу розгону ЕП між результатами комп'ютерного моделювання та експериментальних досліджень становили 6,7% за кутової швидкості 192 рад/с та 5% за кутової швидкості 114 рад/с. Похибка струму якоря становила 7% за кутової швидкості 192 рад/с та 5,9% за кутової швидкості 114 рад/с.

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішено важливу науково-прикладну задачу – розроблення способів декомпозиції, зокрема структурної та режимної, порт-гамільтонових систем (ПГС), що описують роботу складних електротехнічних комплексів, та доведення ефективності застосування декомпозиції ПГС під час розроблення систем енергоформуєчого керування (СЕФК) таких комплексів з метою спрощення їх структурного і параметричного синтезу.

За результатами проведених досліджень можна зробити такі висновки.

1. Сучасні електротехнічні системи та комплекси в останні роки особливо інтенсивно розвиваються у таких взаємопов'язаних напрямках: застосування відновлюваних джерел енергії (ВДЕ), системи накопичення енергії (СНЕ), електричні автономні транспортні засоби (ЕАТЗ). Складність таких систем і комплексів, а також об'єднання в них підсистем різної природи, які між собою взаємодіють, зумовлює розвиток нових підходів до їх математичного моделювання. Серед останніх найбільш ефективним є моделювання на енергетичній основі, оскільки енергія зі своїми універсальними законами об'єднує усі підсистеми.

2. Складні комплекси, з метою подальшого розроблення систем керування ними, найбільш вигідно моделювати як ПГС. Їх перевагою є наявність реальних входів і виходів (портів) з парами пов'язаних змінних, добуток яких є потужністю, фізично зрозумілий опис перетоків та дисипації енергії в системі та чіткий принцип моделювання.

3. Серед розроблених методів синтезу СЕФК для керування електротехнічними комплексами найбільш доцільно застосовувати метод введення взаємозв'язків та демпфувань (ІДА-РВС), який відзначається багатоваріантністю синтезу формувачів керуючих впливів (ФКВ), зпоміж яких можна знайти найбільш дієві та водночас не складні в реалізації. Проте для складних ПГС кількість можливих варіантів ФКВ значно зростає, що ускладнює процедуру структурного синтезу СЕФК.

4. Для розроблення систем керування складними комплексами доцільно застосовувати методи декомпозиції ПГС, що описують ці комплекси, для того щоб розділити їх на простіші підсистеми і проводити аналіз та синтез систем керування підсистемами. Способи декомпозиції ПГС, що описують електротехнічні комплекси, поділено на структурні та режимні. Серед структурних виділено каскадну, паралельну та комбіновану декомпозицію.

5. У сучасних енергетичних комплексах електрогенеруючі технічні засоби з отриманням енергії від ВДЕ (наприклад, ФЕМ та ВЕУ) та нагромаджуючі енергію технічні засоби (наприклад, АБ, СКМ) зазвичай об'єднуються однією спільною мережею, найчастіше DC-мережею, через яку вони обмінюються електроенергією. До ПГС таких комплексів доцільно застосувати паралельну структурну декомпозицію, яка може мати різну конфігурацію в залежності від поставлених стратегією енергетичного менеджменту (СЕМ) завдань. Так, у розглянутій в роботі задачі структурна декомпозиція електрогенеруючого та енергонагромаджуючого комплексу з отриманням трьох СЕФК дала змогу зменшити кількість незалежних взаємозв'язків та демпфувань з 28 у СЕФК всім комплексом до 15 у найбільшій із СЕФК підсистем, на які декомпоновано загальну ПГС, що на 46% менше.

6. У сучасних ЕАТЗ теж завжди є бортова DC-мережа, до якої під'єднані головні підсистеми: електричної тяги, в тому числі багатодвигунні конфігурації; бортового електричного живлення, в тому числі гібридні СНЕ; енергетичного живлення від бортових систем генерування електроенергії (бензогенераторних систем в гібридних ЕАТЗ, паливних комірок у водневих ЕАТЗ). До ПГС таких комплексів теж доцільно застосувати паралельну структурну декомпозицію. Крім того, окремі підсистеми можуть також бути декомпоновані каскадно та режимно.

7. У випадку можливості чіткого поділу завдань, що ставляться СЕМ до всієї ПГС комплексу, між декомпонованими порт-гамільтоновими підсистемами, синтезовані СЕФК підсистем забезпечують не гірші, а навіть подекуди кращі, показники якості керування комплексом, ніж СЕФК, синтезовані для ПГС всього комплексу.

8. Розроблену методику синтезу СЕФК складних електротехнічних комплексів шляхом декомпозиції ПГС, які описують роботу цих комплексів у динаміці, доцільно використовувати в навчальному процесі ВНЗ для підготовки фахівців з електротехніки, в науково-дослідних та проектних установах під час виконання НДР та ДКР, а також у спеціалізованих фірмах для моделювання та розроблення систем керування електротехнічними комплексами.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Adomian, G. (1988). A review of the decomposition method in applied mathematics. *Journal of Mathematical Analysis and Applications*, 135(2), 501-543. [https://doi.org/10.1016/0022-247X\(88\)90170-9](https://doi.org/10.1016/0022-247X(88)90170-9)
2. Adomian, G. (1991). A review of the decomposition method and some recent results for nonlinear equations. *Computers & Mathematics with Applications*, 21(5), 101-123. [https://doi.org/10.1016/0898-1221\(91\)90220-X](https://doi.org/10.1016/0898-1221(91)90220-X)
3. Aghmadi, A. & Mohammed, O. A. (2024). Energy storage systems: Technologies and high-power applications. *Batteries*, 10, 141. <https://doi.org/10.3390/batteries10040141>
4. Albertos, P. & Sala, A. (2004). *Multivariable control systems: An engineering approach*. Springer London. <https://doi.org/10.1007/b97506>
5. Ali, M.-O. & Ahmad, A.-H. (2020). Design, modelling and simulation of controlled SEPIC DC-DC converter-based genetic algorithm. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 11, 2116–2125. <https://doi.org/10.11591/ijped.v11.i4.pp2116-2125>
6. Amir, M., Deshmukh, R. G., Khalid, H. M., Said, Z., Raza, A., Muyeen, S. M., Nizami, A.-S., Elavarasan, R. M., Saidur, R., & Sopian, K. (2023). Energy storage technologies: An integrated survey of developments, global economical/environmental effects, optimal scheduling model, and sustainable adaption policies. *Journal of Energy Storage*, 72(Part E), 108694. <https://doi.org/10.1016/j.est.2023.108694>
7. Andwari, A. M., Pesiridis, A., Rajoo, S., Martinez-Botas, R., & Esfahanian, V. (2017). A review of battery electric vehicle technology and readiness levels. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 78, 414–430. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.03.138>
8. Ang, T.-Z., Salem, M., Kamarol, M., Das, H. S., Nazari, M. A., & Prabakaran, N. (2022). A comprehensive study of renewable energy sources: Classifications,

- challenges, and suggestions. *Energy Strategy Reviews*, 43, 100939. <https://doi.org/10.1016/j.esr.2022.100939>
9. Aseem, K. & Kumer, S.-S. (2020). Closed-loop control of DC-DC converters using PID and FOPID controllers. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 11, 1323–1332. <https://doi.org/10.11591/ijped.v11.i3.pp1323-1332>
 10. Bartel, A., Clemens, M., Günther, M., Jacob, B., & Reis, T. (2023). Port-Hamiltonian systems modelling in electrical engineering. *arXiv*. <https://doi.org/10.48550/arXiv.2301.02024>
 11. Behabtu, H. A., Messagie, M., Coosemans, T., Berecibar, M., Anlay Fante, K., Kebede, A. A., & Van Mierlo, J. (2020). A review of energy storage technologies' application potentials in renewable energy sources grid integration. *Sustainability*, 12(24), 10511. <https://doi.org/10.3390/su122410511>
 12. Benmouna, A., Becherif, M., Depernet, C., & Ebrahim, M.-A. (2018). Novel energy management technique for hybrid electric vehicle via interconnection and damping assignment passivity-based control. *Renewable Energy*, 119, 116–128. <https://doi.org/10.1016/j.renene.2017.11.051>
 13. Biletskyi, Y., Shchur, I., & Kuzyk, R.-I. (2021). Passivity-based control system for stand-alone hybrid electrogenerating complex. *Applied Aspects of Information Technology*, 4(2), 140–152. <https://doi.org/10.15276/aait.02.2021.2>
 14. Biolek, Z., Biolek, D., Biolková, V., & others. (2021). Lagrangian and Hamiltonian formalisms for coupled higher-order elements: Theory, modeling, simulation. *Nonlinear Dynamics*, 104(4), 3547–3560. <https://doi.org/10.1007/s11071-021-06525-w>
 15. Boubii, C., Kafazi, I. E., Bannari, R., El Bhiri, B., Bossoufi, B., Kotb, H., AboRas, K. M., Emara, A., & Nasiri, B. (2024). Synergizing wind and solar power: An advanced control system for grid stability. *Sustainability*, 16, 815. <https://doi.org/10.3390/su16020815>
 16. Capata, R. (2018). Urban and extra-urban hybrid vehicles: A technological review. *Energies*, 11(11), 2923. <https://doi.org/10.3390/en11112924>

17. Cetin, K. & Tatlicioglu, E. (2021). A passivity-based decomposing method for operational space control of kinematical redundant teleoperation systems. *Journal of Control Engineering and Applied Informatics*, 23, 41–49.
18. Chaban, A., Popenada, A., Perzyński, T., Szafraniec, A., & Levoniuk, V. (2024). Mathematical model of a nonlinear electromagnetic circuit based on the modified Hamilton–Ostrogradsky principle. *Energies*, 17(21), 5365. <https://doi.org/10.3390/en17215365>
19. Chau, K. T., Chan, C. C., & Liu, C. (2008). Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(6), 2246–2257. <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.918403>
20. Chen, Y. H. (1989). Structural decomposition approach for large-scale systems. *Proceedings of the ICCON IEEE International Conference on Control and Applications*, Jerusalem, Israel, 923-927. <https://doi.org/10.1109/ICCON.1989.770655>
21. Chopra, N., Fujita, M., Ortega, R., & Spong, M. W. (2022). Passivity-based control of robots: Theory and examples from the literature. *IEEE Control Systems Magazine*, 42, 63–73. <https://doi.org/10.1109/MCS.2021.3139722>
22. Coskun, D. (2019). Nonlinear decomposition principle and fundamental matrix solutions for dynamic compartmental systems. *Discrete and Continuous Dynamical Systems - Series B*, 24(12), 6553–6605. <https://doi.org/10.3934/dcdsb.2019155>
23. Dahleh, M., Dahleh, M. A., & Verghese, G. (2011). *Lectures on dynamic systems and control*. 6.241J / 16.338J Dynamic Systems and Control, Spring 2011. Massachusetts Institute of Technology, MIT OpenCourseWare. Retrieved from <http://ocw.mit.edu>
24. Das, H. S., Tan, C. W., & Yatim, A. H. M. (2017). Fuel cell hybrid electric vehicles: A review on power conditioning units and topologies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 76, 268-291. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2013.04.056>
25. Demir, O. T., & Bjornson, E. (2021). The Bussgang decomposition of nonlinear systems: Basic theory and MIMO extensions [Lecture Notes]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 38(1), 131–136. <https://doi.org/10.1109/MSP.2020.3025538>

26. Dias, N., Naik, A. J., & Shet, V. N. (2024). A novel tri-mode bidirectional DC–DC converter for enhancing regenerative braking efficiency and speed control in electric vehicles. *World Electric Vehicle Journal*, 15(1), 12. <https://doi.org/10.3390/wevj15010012>
27. Duindam, V., Macchelli, A., Stramigioli, S., & Bruyninckx, H. (2009). *Modeling and control of complex physical systems: The port-Hamiltonian approach* (1st ed.). Springer Berlin, Heidelberg. <https://doi.org/10.1007/978-3-642-03196-0>
28. El Ouardi, H., El Gadari, A., Mokhlis, M., Ounejjar, Y., Bejjit, L., & Al-Haddad, K. (2023). A Novel MPPT Technique Based on Combination between the Incremental Conductance and Hysteresis Control Applied in a Standalone PV System. *Eng*, 4(1), 964-976. <https://doi.org/10.3390/eng4010057>
29. Erdiwansyah, A. T., Mahidin, H., Husin, N., Syafie, M., Zaki, M., & Muhibbuddin. (2021). A critical review of the integration of renewable energy sources with various technologies. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 6(3). <https://doi.org/10.1186/s41601-021-00181-3>
30. Ghanjati, C., Tnani, S., Coirault, P., Belhadj, J., & Cherif, H. (2020). Design and implementation of an interconnection and damping assignment–passivity-based control for grid-integrated hybrid renewable system with energy storage. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 235. <https://doi.org/10.1177/0959651820965105>
31. Gohar, M. K., Deshmukh, M., Abdul, D., & Sattar, M. A. (2023). Renewable energy in the 21st century: A review. *Materials Today: Proceedings*, 80(3), 1756–1759. <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2021.05.501>
32. Guchhait, R. & Sarkar, B. (2023). Increasing growth of renewable energy: A state of art. *Energies*, 16(2665). <https://doi.org/10.3390/en16062665>
33. Hamiani, H., Mansouri, A., Tadjeddine, A., Belaidi, A., & Ramzi, S. (2020). A wind turbine sensorless automatic control systems, analysis, modelling and development of IDA-PBC method. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 11, 45. <https://doi.org/10.11591/ijped.v11.i1.pp45-55>

34. Hassan, Q., Algburi, S., Sameen, A. Z., Salman, H. M., & Jaszczur, M. (2023). A review of hybrid renewable energy systems: Solar and wind-powered solutions: Challenges, opportunities, and policy implications. *Results in Engineering*, 20, 101621. <https://doi.org/10.1016/j.rineng.2023.101621>
35. Hemmati, R. & Saboori, H. (2016). Emergence of hybrid energy storage systems in renewable energy and transport applications – A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 65, 11-23. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.06.029>
36. Henao-Bravo, E.-E., Saavedra-Montes, A.-J., Ramos-Paja, C.-A., Bastidas-Rodriguez, J.-D., & Gonzalez Montoya, D. (2020). Charging/discharging system based on Zeta/SEPIC converter and a sliding mode controller for DC bus voltage regulation. *IET Power Electronics*, 13, 1514–1527. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2019.0746>
37. Hernández-Guzmán, V. M., Silva-Ortigoza, R., & Orrante-Sakanassi, J. A. (2021). *Energy-Based Control of Electromechanical Systems: A Novel Passivity-Based Approach* (1st ed.). Springer Cham. <https://doi.org/10.1007/978-3-030-58786-4>
38. Höffner, K. & Guay, M. (2011). Decomposition of linear port-Hamiltonian systems. In *Proceedings of the 2011 American Control Conference* (pp. 29 June–1 July). <https://doi.org/10.1109/ACC.2011.5991475>
39. Hossain, E., Faruque, H. M. R., Sunny, M. S. H., Mohammad, N., & Nawar, N. (2020). A comprehensive review on energy storage systems: Types, comparison, current scenario, applications, barriers, and potential solutions, policies, and future prospects. *Energies*, 13(14), 3651. <https://doi.org/10.3390/en13143651>
40. Ibrahim, M.-A. (2020). Performance evaluation of PI controller for positive output Luo converter. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 11, 1816–1825. <https://doi.org/10.11591/ijped.v11.i4.pp1816-1825>
41. Jagadeesh, I. & Indragandhi, V. (2019). Review and comparative analysis on DC-DC converters used in electric vehicle applications. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 623. <https://doi.org/10.1088/1757-899X/623/1/012005>

42. Jing, W., Hung Lai, C., Wong, W. S. H., & Wong, D. M. L. (2018). A comprehensive study of battery-supercapacitor hybrid energy storage system for standalone PV power system in rural electrification. *Applied Energy*, 224, 340–356. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2018.04.106>
43. Khalid, M. (2019). A review on the selected applications of battery-supercapacitor hybrid energy storage systems for microgrids. *Energies*, 12, 4559. <https://doi.org/10.3390/en12234559>
44. Khalid, M. (2024). Passivity-based nonlinear control approach for efficient energy management in fuel cell hybrid electric vehicles. *IEEE Access*, 12, 84169–84188. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3412888>
45. Khan, M. A., Ahmed, A., Husain, I., Sozer, Y., & Badawy, M. (2015). Performance analysis of bidirectional DC–DC converters for electric vehicles. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51, 3442–3452. <https://doi.org/10.1109/TIA.2015.2388862>
46. Kloiber, T. & Kotyczka, P. (2012). Estimating and enlarging the domain of attraction in IDA-PBC. *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*, 1852–1858. <https://doi.org/10.1109/CDC.2012.6426473>
47. Kong, S. (2020). *Advanced passivity-based control for hybrid power systems: Application to hybrid electric vehicles and microgrids* (Doctoral dissertation, Université Bourgogne Franche-Comté). <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-03681001>
48. Kozyra, J., Lozynsky, A., Łukasik, Z., Kuśmińska-Fijałkowska, A., Kutsyk, A., Podskarbi, G., Paranchuk, Y., & Kasha, L. (2022). Combined control system for the coordinates of the electric mode in the electrotechnological complex “Arc steel furnace-power-supply network”. *Energies*, 15(15), 5254. <https://doi.org/10.3390/en15145254>
49. Kuznyetsov, O. & Bilyakovskyy, I. (2024). Modeling of a PEM fuel cell polarization curve by low-order polynomials for the output power calculation algorithms. *Revue Roumaine des Sciences Techniques, Série Électrotechnique et Énergétique*, 69, 249–254. <https://doi.org/10.59277/RRST-EE.2024.2.22>

50. Kuzyk, R.-I. & Biletskyi, Y. (2019). Energy-shaping control of the wind-solar power plant with a hybrid energy storage system. In *Proceedings of the 9th International Conference of Young Scientists EPECS-2019*, November 21–23, (pp. 84–89), Lviv, Ukraine. <https://openreviewhub.org/lea/paper-2019/energy-shaping-control-wind-solar-power-plant-hybrid-energy-storage-system>
51. Kuzyk, R.-I. & Shchur, I. (2024). Mode decomposed passivity-based speed control of DC drive with bidirectional Zeta-SEPIC DC-DC converter for light electric vehicles. *Herald of Advanced Information Technology*, 7(1), 71–84. <https://doi.org/10.15276/hait.07.2024.6>
52. Lan, Y., Benomar, Y., Deepak, K., Aksoz, A., Baghdadi, M. E., Bostanci, E., & Hegazy, O. (2021). Switched reluctance motors and drive systems for electric vehicle powertrains: State of the art analysis and future trends. *Energies*, 14(8), 2079. <https://doi.org/10.3390/en14082079>
53. Lee, D. & Lui, K. Y. (2017). Passive configuration decomposition and passivity-based control of nonholonomic mechanical systems. *IEEE Transactions on Robotics*, 33, 281–297. <https://doi.org/10.1109/TRO.2016.2629492>
54. Lee, H.-Y., Liang, T.-J., Chen, J.-F., & Chen, K.-H. (2014). Design and implementation of a bidirectional SEPIC-Zeta DC-DC converter. *Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems, IEEE*, Melbourne, VIC, Australia, 101–104. <https://doi.org/10.1109/ISCAS.2014.6865075>
55. Leontief, W. (1986). Structural decomposition, mixed, and dynamic models. In *Input-output analysis* (pp. 301-346). *Cambridge University Press*. <https://doi.org/10.1017/CBO9780511626982.014>
56. Li, N., Scherpen, J., Schaft, A., & Sun, Z. (2022). A passivity approach in port-Hamiltonian form for formation control and velocity tracking. *European Control Conference*, 1844-1849. <https://doi.org/10.23919/ECC55453.2022.9838171>
57. Liu, X., Chen, H., Zhao, B., & Belahcen, A. (2016). Research on the performances and parameters of interior PMSM used for electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63, 1-1. <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2524415>

58. Lohmiller, W. & Slotine, J.-J. (2013). Exact decomposition and contraction analysis of nonlinear Hamiltonian systems. *AIAA Guidance, Navigation, and Control (GNC) Conference*. <https://doi.org/10.2514/6.2013-4931>
59. Loucks, D. P. (2022). Lagrangian models. In *Public systems modeling: Methods for identifying and evaluating alternative plans and policies* (Chapter 11). https://doi.org/10.1007/978-3-030-93986-1_11
60. Lozynsky, A., Kozyra, J., Łukasik, Z., Kuśmińska-Fijałkowska, A., Kutsyk, A., Paranchuk, Y., & Kasha, L. (2022). A mathematical model of electrical arc furnaces for analysis of electrical mode parameters and synthesis of controlling influences. *Energies*, 15(5), 1623. <https://doi.org/10.3390/en15051623>
61. Lozynskyy, A., Perzyński, T., Kozyra, J., Biletskyi, Y., & Kasha, L. (2021). The Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control Synthesis via the Optimal Control Method for Electric Vehicle Subsystems. *Energies*, 14(12), 3711. <https://doi.org/10.3390/en14123711>
62. Marmol, A., Zamiri, E., Purraji, M., Murillo, D., Díaz, J. T., Vazquez, A., & de Castro, A. (2024). Dual Control Strategy for Non-Minimum Phase Behavior Mitigation in DC-DC Boost Converters Using Finite Control Set Model Predictive Control and Proportional–Integral Controllers. *Applied Sciences*, 14(22), 10318. <https://doi.org/10.3390/app142210318>
63. Mazzi, Y., Ben Sassi, H., Errahimi, F., & Es-Sbai, N. (2024). A soft actor-critic reinforcement learning framework for optimal energy management in electric vehicles with hybrid storage. *Journal of Energy Storage*, 99(Part B), 113344. <https://doi.org/10.1016/j.est.2024.113344>
64. Mehrmann, V., & Unger, B. (2023). Control of port-Hamiltonian differential-algebraic systems and applications. *Acta Numerica*, 32, 395-515. <https://doi.org/10.1017/S0962492922000083>
65. Montenegro-Oviedo, J. A., Ramos-Paja, C. A., Orozco-Gutierrez, M. L., Franco-Mejía, E., & Serna-Garcés, S. I. (2023). Adaptive Controller for Bus Voltage Regulation on a DC Microgrid Using a Sepic/Zeta Battery

- Charger/Discharger. *Mathematics*, 11(4),793.<https://doi.org/10.3390/math11040793>
66. Morandin, R., Nicodemus, J., & Unger, B. (2023). Port-Hamiltonian dynamic mode decomposition. *SIAM Journal on Scientific Computing*, 45, A1690–A1710. <https://doi.org/10.48550/arXiv.2204.13474>
 67. Moroz, V., Paranchuk, Y., Konoval, V., & Kuznyetsov, O. (2024). Phenomenological model of electrotechnical systems based on a synchronous generator with an excitation system. *Modelling and Simulation in Engineering*, 2024, 5947120. <https://doi.org/10.1155/2024/5947120>
 68. Muller, D. C., Selvanathan, S. P., Cuce, E., & Kumarasamy, S. (2023). Hybrid solar, wind, and energy storage system for a sustainable campus: A simulation study. *Science and Technology for Energy Transition*, 78, 13. <https://doi.org/10.2516/stet/2023008>
 69. Munsif, Md. & Chaoui, H. (2024). Energy management systems for electric vehicles: A comprehensive review of technologies and trends. *IEEE Access*, 1-1. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3371483>
 70. Nikolaidis, P. & Poullikkas, A. (2017). A comparative review of electrical energy storage systems for better sustainability. *Journal of Power Technologies*, 97(3), 220-245. <https://papers.itc.pw.edu.pl/index.php/JPT/article/view/1096>
 71. Ntombela, M., Kabeya, M., & Moloi, K. (2023). A comprehensive review for electric vehicles drive circuits technology, operations, and challenges. *Preprints*. <https://doi.org/10.20944/preprints202306.2040.v1>
 72. Opaliński, M., Rek, P., & Sulikowski, P. (2014). Review of propulsion types in hybrid electric vehicles. *PhD Interdisciplinary Journal*, 215–223.
 73. Ortega, R. & Eloísa, G. C. (2004). Interconnection and damping assignment passivity-based control: A survey. *European Journal of Control*, 10(5), 432–450. <https://doi.org/10.3166/ejc.10.432450>.
 74. Ortega, R., Van der Schaft, A. J., Castanos, F., & Astolfi, A. (2008). Control by interconnection and standard passivity-based control of port-Hamiltonian systems.

- IEEE Transactions on Automatic Control*, 53, 2527–2542.
<https://doi.org/10.1109/TAC.2008.2006930>
75. Ostroverkhov, M., Chibelis, V., & Falchenko, M. (2022). Synthesis of control algorithms for a permanent magnet synchronous motor in sliding mode. *Proceedings of the 2022 International Conference on Mathematical Modeling, Engineering and Simulation (MEES)*, 1-5. <https://doi.org/10.1109/MEES58014.2022.10005704>
76. Ostroverkhov, M., Chumack, V., Kovalenko, M., & Kovalenko, I. (2022). Development of the control system for taking off the maximum power of an autonomous wind plant with a synchronous magnetoelectric generator. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 4, 67-78. <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.263432>
77. Paranchuk, Y. & Kuznyetsov, O. (2020). Synthesis of the intelligent position controller of an electromechanical system. *Proceedings of the 2020 IEEE International Conference on Problems of Automated Electrodrive: Theory and Practice (PAEP)*. <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240889>
78. Patronea, M. & Feroldi, D. (2019). Passivity-based control design for a grid-connected hybrid generation system integrated with the energy management strategy. *Journal of Process Control*, 74, 99–109. <https://doi.org/10.1016/j.jprocont.2017.11.012>
79. Polyuga, R. V. & van der Schaft, A. (2010). Structure preserving model reduction of port-Hamiltonian systems by moment matching at infinity. *Automatica*, 46(4), 665–672. <https://doi.org/10.1016/j.automatica.2010.01.018>
80. Polyuga, R. V. & van der Schaft, A. (2011). Structure preserving port-Hamiltonian model reduction of electrical circuits. In *Model order reduction: Theory, research aspects, and applications* (pp. 353–369). Springer. https://doi.org/10.1007/978-94-007-0089-5_14
81. Rana, M. M., Uddin, M., Sarkar, M. R., Meraj, S. T., Shafiullah, G. M., Muyeen, S. M., Islam, M. A., & Jama, T. (2023). Applications of energy storage systems in power grids with and without renewable energy integration: A comprehensive

- review. *Journal of Energy Storage*, 68, 107811.
<https://doi.org/10.1016/j.est.2023.107811>
82. Reddy, K. J. & Natarajan, S. (2018). Energy sources and multi-input DC-DC converters used in hybrid electric vehicle applications – A review. *International Journal of Hydrogen Energy*, 43(36), 17387-17408.
<https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2018.03.076>
 83. Reddy, K.-S. & Sreenivasappa, B. V. (2020). Review on power converters for electric vehicles. *Journal of Xi'an University of Architecture & Technology*, XII(VIII), 82–105. Retrieved from <http://www.xajzkjdx.cn/gallery/11-aug2020.pdf>
 84. Saihi, L., Berbaoui, B., Djilali, L., & Boura, M. (2023). Sensorless passivity based control of doubly-fed induction generators in variable-speed wind turbine systems based on high gain observer. *Wind Engineering*, 47(1), 86-104.
<https://doi.org/10.1177/0309524X221122531>
 85. Sayed, E. T., Olabi, A. G., Alami, A. H., Radwan, A., Mdallal, A., Rezk, A., & Abdelkareem, M. A. (2023). Renewable energy and energy storage systems. *Energies*, 16(3), 1415. <https://doi.org/10.3390/en16031415>
 86. Schaft, A. & Jeltsema, D. (2014). *Port-Hamiltonian systems theory: An introductory overview*. NOW Publishers. <https://doi.org/10.1561/9781601987877>
 87. Shaukat, N., Khan, B., Ali, S. M., Mehmood, C. A., Khan, J., Farid, U., Majid, M., Anwar, S. M., Jawad, M., & Ullah, Z. (2018). A survey on electric vehicle transportation within smart grid system. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81(1), 1329-1349. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.05.092>
 88. Shchur, I. (2022). Bidirectional single-stage Zeta-SEPIC DC-AC converter for traction BLDC motors. *Proceedings of the 3rd KhPI Week on Advanced Technology, IEEE*, Kharkiv, Ukraine, 1–6.
<https://doi.org/10.1109/KhPIWeek57572.2022.9916353>
 89. Shchur, I. & Biletskyi, Y. (2018). Battery current limitation in passivity-based controlled battery/supercapacitor hybrid energy storage system. In *Proceedings of the 2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology* (pp. 24–26). <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2018.8477477>

90. Shchur, I. & Biletskyi, Y. (2018). Interconnection and damping assignment passivity-based control of semi-active and active battery-supercapacitor hybrid energy storage systems for stand-alone photovoltaic installations. *Proceedings of the 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering, IEEE*, Lviv-Slavske, Ukraine, 324–329. <https://doi.org/10.1109/TCSET.2018.8336212>
91. Shchur, I. & Biletskyi, Y. (2019). Passivity-based control of hybrid energy storage system with common battery and modular multilevel DC-DC converter-based supercapacitor packs. *Proceedings of the 20th International Conference on Computational Problems of Electrical Engineering, IEEE*, Lviv-Slavske, Ukraine, 1–6. <https://doi.org/10.1109/CPEE47179.2019.8949174>
92. Shchur, I. & Biletskyi, Y. (2020). Improved structure of passivity-based control of battery-supercapacitor hybrid energy storage system. *Applied Aspects of Information Technology*, 3, 232–245. <https://doi.org/10.15276/aait.04.2020.2>
93. Shchur, I. & Kuzyk, R.-I. (2022). Mode decomposition passivity-based control of bidirectional Zeta-SEPIC DC-DC converter. In *2022 IEEE 4th International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, October 20-23, (pp. 1–6), Kremenchuk, Ukraine. <https://doi.org/10.1109/MEES58014.2022.10005701>
94. Shchur, I. & Kuzyk, R.-I. (2022). Mode decomposition passivity-based control of DC drive based on bidirectional ZETA–Sepic DC-DC converter for electric vehicles. *XI-th International Scientific Conference on Information Technologies in Energy and Agro-Industrial Complex*, October 4-6, (pp. 26-28), Lviv, Ukraine. http://itea.lnau.edu.ua/resources/ITEA-2022_tezy_end.pdf.
95. Shchur, I. & Kuzyk, R.-I. (2023). Structural decomposition of the energy-shaping control system of wind-solar electric generating complex with hybrid energy storage. *XII-th International Scientific Conference on Information Technologies in Energy and Agro-Industrial Complex*, October 4-6, (pp. 27-29), Lviv, Ukraine. http://itea.lnau.edu.ua/resources/ITEA-2023_tezy_end.pdf.

96. Shchur, I., Lis, M., & Biletskyi, Y. (2021). Passivity-based control of water pumping system using BLDC motor drive fed by solar PV array with battery storage system. *Energies*, *14*, 8184. <https://doi.org/10.3390/en14238184>
97. Shchur, I., Lis, M., & Kuzyk, R.-I. (2024). Structural decomposition of the passivity-based control system of wind–solar power generating and hybrid battery-supercapacitor energy storage complex. *Dynamics*, *4*(4), 830–844. <https://doi.org/10.3390/dynamics4040042>
98. Shchur, I., Rusek, A., & Biletskyi, Y. (2014). Energy-shaping optimal load control of PMSG in a stand-alone wind turbine as a port-controlled Hamiltonian system. *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, *5*, 50–55. <https://doi.org/10.12915/PE.2014.05.10>
99. Shyni, R. & Kowsalya, M. (2024). HESS-based microgrid control techniques empowered by artificial intelligence: A systematic review of grid-connected and standalone systems. *Journal of Energy Storage*, *84*(Part B), 111012. <https://doi.org/10.1016/j.est.2024.111012>
100. Siddharthan, N. & Balasubramanian, B. (2019). Performance evaluation of SEPIC, Luo and ZETA converter. *International Journal of Power Electronics and Drive System*, *10*, 374–380. <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v10.i1.pp374-380>
101. Singh, A.-K. & Pathak, M.-K. (2018). Single-stage ZETA-SEPIC-based multifunctional integrated converter for plug-in electric vehicles. *IET Electrical Systems in Transportation*, *8*, 101–111. <https://doi.org/10.1049/iet-est.2017.0063>
102. Singh, K. V., Bansal, H. O., & Singh, D. (2019). A comprehensive review on hybrid electric vehicles: Architectures and components. *Journal of Modern Transport*, *27*, 77–103. <https://doi.org/10.1007/s40534-019-0184-3>
103. Skouras, T. A., Gkonis, P. K., Ilias, C. N., Trakadas, P. T., Tsampasis, E. G., Zahariadis, T. V. (2020). Electrical vehicles: Current state of the art, future challenges, and perspectives. *Clean Technology*, *2*, 1-16. <https://doi.org/10.3390/cleantechnol2010001>

104. Sridhar, S. & Salkuti, S. R. (2022). Development and future scope of renewable energy and energy storage systems. *Smart Cities*, 5, 668–699. <https://doi.org/10.3390/smartcities5020035>
105. Sultana, W. R., Sahoo, S. K., Sukchai, S., Yamuna, S., & Venkatesh, D. (2017). A review on state of art development of model predictive control for renewable energy applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 76, 391-406. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.03.058>
106. Tang, D., Li, W., Ding, S., & Liu, L. (2023). Research on control strategy of hybrid energy source system based on interconnection and damping assignment. *2023 IEEE 6th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, 704-709. <https://doi.org/10.1109/CIEEC58063.2024.10166073>
107. Tang, Z., Yang, Y., & Blaabjerg, F. (2021). Power electronics: The enabling technology for renewable energy integration. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, 8. <https://doi.org/10.17775/CSEEJPES.2021.02850>
108. Tie, S. F. & Tan, C. W. (2013). A review of energy sources and energy management systems in electric vehicles. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 20, 82-102. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2012.11.077>
109. Tuncay, R., Üstün, Ö., Yilmaz, M., Gökçe, C., & Karakaya, U. (2012). Study on design of brushless motor for direct-drive electric vehicle applications. *EEVC European Electric Vehicle Congress*, Brussels, Belgium, November 19–22, 2012.
110. Ullah, N., Bajaj, M., Zawbaa, H., & Kamel, S. (2022). Interconnection and damping assignment passivity-based non-linear observer control for efficiency maximization of permanent magnet synchronous motor. *Energy Reports*.
111. Un-Noor, F., Padmanaban, S., Mihet-Popa, L., Mollah, M. N., & Hossain, E. A. (2017). Comprehensive study of key electric vehicle (EV) components, technologies, challenges, impacts, and future direction of development. *Energies*, 10(8), 1213. <https://doi.org/10.3390/en10081217>
112. Van der Schaft, A. (2020). Port-Hamiltonian modeling for control. *Annual Review of Control, Robotics, and Autonomous Systems*, 3, 393–418. <https://doi.org/10.1146/annurev-control-081219-092250>

113. Wang, S., Tonge, E., Sekanyo, I., Portmann, E., & Azzouz, S. M. (2023). On the State-of-the-Art of Solar, Wind, and Other Green Energy Resources and Their Respective Storage Systems. *Eng*, 4(1), 857-883. <https://doi.org/10.3390/eng4010052>
114. Wu, Z., Gao, W., Gao, T., Yan, W., Zhang, H., Yan, S., & Wang, X. (2017). State-of-the-art review on frequency response of wind power plants in power systems. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 6(3), 485–495. <https://doi.org/10.1007/s40565-017-0315-y>
115. Xavier, L., Amorim, W., Cupertino, A., Mendes, V., Boaventura, W. C., & Pereira, H. (2019). Power converters for battery energy storage systems connected to medium voltage systems: A comprehensive review. *BMC Energy*, 1. <https://doi.org/10.1186/s42500-019-0006-5>
116. Yang, B., Zhu, T., Zhang, X., Wang, J., Shu, H., Li, S., He, T., Yang, L., & Yu, T. (2020). Design and implementation of battery/SMES hybrid energy storage systems used in electric vehicles: A nonlinear robust fractional-order control approach. *Energy*, 191, 116510. <https://doi.org/10.1016/j.energy.2019.116510>
117. Zhao, H., Guo, S., & Zhao, H. (2018). Comprehensive performance assessment on various battery energy storage systems. *Energies*, 11, 2841. <https://doi.org/10.3390/en11102841>
118. Білецький, Ю., Кузик, Р.-І., & Ломпарт, Ю. (2020). Синтез та аналіз системи енергоформуючого керування вітросонячною енергоустановкою з гібридною системою накопичення енергії. *Журнал електроенергетичні та електромеханічні системи*, 2(1), 8–17. <https://doi.org/10.23939/sepes2020.01.008>
119. Щур, І. З. & Кузик, Р.-І. В. (2022). Енергоформуюче керування безщітковим двигуном постійного струму за посередництвом ZETA–SEPIC двонапрявленого перетворювача постійної напруги. У *Електроенергетика, електромеханіка та технології в АПК: матеріали Міжнародної науково-практичної конференції*, 22 грудня, (с. 80–81), Харків, Україна.

120. Щур, І. З., Дзьоба, Т. Я., & Голубовський, П. Й. (2019). Людино-машинне керування одноосьовим двоколiсним персональним електричним транспортним засобом за умови лiнiйного руху. *Електроенергетичнi та електромеханiчнi системи*, (1), 74–84
121. Щур, І.З. & Бiлецький, Ю.О. (2016). Енергоформуєче керування нелiнiйними електромеханiчними системами з синхронними машинами на постiйних магнiтах (Монографiя). Львiв: Видавництво Львiвської полiтехнiки

ДОДАТКИ

"ЗАТВЕРДЖУЮ"

Проректор з науково-педагогічної роботи
 Національного університету "Львівська політехніка"

Олександр ДАВИДЧАК
 2024 р.

АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи
 Кузика Ростислава-Івана Валерійовича
 на здобуття наукового ступеня доктора філософії (PhD) на тему
 "Синтез енергоформуючого керування складними електротехнічними комплексами
 із застосуванням декомпозиції"

Комісія у складі голови – директора інституту енергетики та систем керування Національного університету "Львівська політехніка" А. О. Лозинського та членів комісії – професора кафедри електромехатроніки та комп'ютеризованих електромеханічних систем (ЕКС) А.С. Кузика та доцента кафедри ЕКС Ю.О. Білецького склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи використовуються в навчальному процесі на кафедрі ЕКС під час викладання дисципліни "Методи синтезу та аналізу систем автоматичного керування" для магістрів спеціальності 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка.

У теоретичній частині навчальної дисципліни використовуються навчально-методичні матеріали щодо результатів застосування підходів декомпозиції до синтезу систем енергоформуючого керування (СФФК) порт-гамільтоновими системами, зокрема, складними електротехнічними комплексами.

У практичній частині курсу пропонувані підходи до декомпозиції застосовуються під час виконання практичних завдань курсу, в тому числі структурного синтезу СФФК та моделювання декомпонованих підсистем складних електротехнічних комплексів.

Голова комісії:


Директор інституту енергетики
та систем керування
д.т.н., проф.



Андрій ЛОЗИНСЬКИЙ

Члени комісії:

Професор кафедри електромехатроніки
та комп'ютеризованих
електромеханічних систем
д.т.н., проф.



Андрій КУЦИК

Доцент кафедри електромехатроніки
та комп'ютеризованих
електромеханічних систем
к.т.н., доц.



Юрій БІЛЕЦЬКИЙ