

Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»  
Міністерство освіти і науки України

Національний технічний університет  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»  
Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

**Ніконенко Євген Олексійович**

УДК 621.314.1

## **ДИСЕРТАЦІЯ**

**Керування електромеханічними системами електричних транспортних засобів  
з гібридним акумуляторно-суперконденсаторним джерелом живлення**

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  
\_\_\_\_\_ Є. О. Ніконенко

Науковий керівник: Пересада Сергій Михайлович, докт. техн. наук, професор

Київ – 2023

## АНОТАЦІЯ

*Ніконенко Є.О.* Керування електромеханічними системами електричних транспортних засобів з гібридним акумуляторно-суперконденсаторним джерелом живлення. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка. – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2023.

У дисертаційній роботі вирішується задача розвитку методів синтезу та аналізу тягових електромеханічних систем (ЕМС) на базі векторно-керованих асинхронних двигунів (АД) і синхронних двигунів з постійними магнітами (СДПМ) з гібридними джерелами живлення (ГДЖ) на основі акумуляторних батарей (АКБ) і блоку суперконденсаторів (СК), спрямована на підвищення їх статичних, динамічних та енергетичних характеристик за рахунок розробки і впровадження методів нелінійного і адаптивного керування.

У першому розділі проведено аналіз існуючих методів керування тяговими електромеханічними системами з ГДЖ з метою обґрунтування необхідності вирішення науково-прикладної задачі, яка розглядається в роботі. За результатами аналітичного огляду встановлено, що системи ослаблення поля АД не забезпечують повне використання потужності джерела; для живлення типових ЕТЗ використовуються тільки АКБ, що спричиняє їх прискорене старіння. Типові системи керування ГДЖ на основі лінійних пропорційно-інтегральних регуляторів (ПІ-регуляторів) струмів і напруги з фільтром низьких частот (ФНЧ) не мають строгого теоретичного обґрунтування, стійкість суттєво нелінійних систем не доведено. Як наслідок, підсистеми керування ГДЖ і тяговим електроприводом (ЕП) є взаємозв'язаними і чутливими до координатних і параметричних збурень, основними з яких є варіації активного опору ротора АД, електричних параметрів СДПМ і параметрів DC-DC перетворювачів. Вказані збурення в існуючих системах призводять до деградації динамічних показників якості керування і зниження енергетичної ефективності процесів електромеханічного перетворення енергії.

У другому розділі розроблено нові алгоритми ослаблення поля в системах векторного керування АД, які забезпечують більш повне використання потужності джерела, а також синтезовано з використанням другого методу Ляпунова адаптивний спостерігач активного опору ротора АД і алгоритми ідентифікації параметрів СДПМ, які забезпечують глобально стійкий процес оцінювання і є простішими у використанні, ніж існуючі аналоги.

У третьому розділі виконано теоретичний аналіз та дослідження властивостей стійкості і характеристик систем керування класом реверсивних DC-DC перетворювачів як нелінійних немінімально-фазових об'єктів керування в стандартній конфігурації з лінійними ПІ-регуляторами струму та напруги. Розроблений метод синтезу і аналізу систем керування DC-DC перетворювачами базується на використанні часткової лінеаризації зворотним зв'язком.

В результаті теоретичного аналізу встановлено, що: результуюча структура системи керування має вигляд послідовного з'єднання двох лінійних асимптотично стійких підсистем у контурі нелінійного зворотного зв'язку з білінійними властивостями; структура системи керування *вперше* дозволяє лінеаризацію відносно фізично обумовленої множини рішень, яка представляє собою рівняння балансу потужностей; лінеаризована система набуває форми, яка дозволяє використовувати теорію каскадних систем з розділенням у часі процесів у контурах регулювання так, що процеси у внутрішньому контурі (струму) у декілька разів більш швидкі у порівнянні із зовнішнім (напруги); налаштування регуляторів з оптимізацією за «симетричним» оптимумом дозволяє формувати показники якості керування.

Вперше показано яким чином струм навантаження впливає на структуру систем керування DC-DC перетворювачами та їх параметри, що дозволяє здійснювати робастне налаштування регуляторів для підвищення навантажувальної здатності перетворювачів. Показано, що завдяки компенсації струму навантаження забезпечується підвищення динамічної точності стабілізації напруги.

Теоретично, за допомогою другого методу Ляпунова, обґрунтовано структуру коригуючих зворотних зв'язків алгоритму ідентифікації параметрів DC-DC перетворювачів, який, на відміну від існуючих, має прозорі умови персистентності

збудження, що гарантує властивості глобальної експоненційної стійкості, не потребує інформації про їх початкові значення, а також має простішу форму.

У четвертому розділі вперше теоретично обґрунтовано структуру композитної системи керування ГДЖ, що складається зі зв'язаних підсистем регулювання вихідної напруги, струмів АКБ і СК, фільтру розподілу частот (ФРЧ) і підсистеми регулювання напруги СК. Доведено, шляхом розгляду динаміки системи зниженого порядку, що масштабування завдання струму СК у функції співвідношення напруг АКБ і СК у складі ФРЧ (лінеаризація зворотним зв'язком), а також формування розділення у часі динаміки у контурах регулювання забезпечують асимптотичне регулювання напруги ланки постійного струму і розподіл динамічних складових струмів АКБ і СК. Показано, що компенсація струму навантаження підвищує динамічні показники якості регулювання напруги. Розроблено новий алгоритм регулювання напруги (заряду) блоку СК і надано рекомендації з його налаштування, яке гарантує, що процес заряду не впливає на регулювання вихідної напруги ГДЖ.

У п'ятому розділі обґрунтовано концепцію експериментальних досліджень тягових ЕМС з ГДЖ, яка дозволяє розробляти уніфіковані експериментальні установки для повномасштабних тестувань широкого спектру алгоритмів керування в умовах, які наближені до існуючих в реальних ЕТЗ. Розроблено структуру, виготовлено і налагоджено станцію швидкого прототипного тестування для дослідження тягових ЕМС, яка складається з АД потужністю 0.7 кВт, СДПМ 3 кВт, літій-іонних і свинцево-кислотних АКБ і блоку СК з DC-DC перетворювачами, яка дозволила провести повномасштабні експериментальні тестування розроблених структур керування з метою підтвердження теоретичних висновків роботи та виявлення ефектів, які не враховуються при синтезі та моделюванні. Керування установкою здійснюється з використанням контролера на основі цифрового сигнального процесора TMS320F28335 та розробленого для нього програмного забезпечення, що в реальному часі реалізує розроблені алгоритми керування.

Розроблено методику дослідження динамічних процесів енергообміну між джерелами живлення і тяговим ЕП, яка дозволяє формувати струми навантаження, які відповідають типовим діаграмам руху ЕТЗ і дають можливість оцінювати ефективність розподілу струмів між АКБ і СК на кожній з ділянок руху ЕТЗ.



З результатів верифікації параметрів АКБ і блоку СК і дослідження динамічних режимів DC-DC перетворювачів встановлено, що стандартні моделі АКБ та СК на основі обґрунтованих припущень поєднують простоту та достатню точність для дослідження процесів енергообміну в тягових ЕМС.

Проведено цикл повномасштабних досліджень ГДЖ тягових ЕМС, який включає відпрацювання навантажень сформованих діаграмами руху ЕТЗ. Результати експериментальних досліджень співпадають з результатами математичного моделювання з достатньою точністю для комплексних тягових ЕМС.

З порівняльного тестування встановлено, що розроблений алгоритм керування повністю керованими ГДЖ забезпечує зменшення інтегральних середньоквадратичних значень струму елементу АКБ і його похідної, порівняно з живленням від АКБ і типових топологій ГДЖ, що сприяє зниженню втрат і подовженню терміну експлуатації АКБ. Встановлено, що серед розглянутих топологій повністю керовані ГДЖ мають найкращі властивості регулювання напруги, розподілу струмів між АКБ і СК та обмеження струму АКБ.

Результати роботи впроваджено: в ТОВ «Політехносервіс» (м. Бровари) та в освітній процес у Київському політехнічному інституті імені Ігоря Сікорського для вдосконалення лекційних курсів та оновлення циклів лабораторних робіт дисциплін «Електромеханічні системи електричних транспортних засобів» і «Керування перетворенням енергії в відновлюваних джерелах та електромобілях».

Подальше впровадження результатів дисертації рекомендується на підприємствах електротехнічного профілю України.

**Ключові слова:** електромеханічна система, електричний транспортний засіб, асинхронний двигун, синхронний двигун з постійними магнітами, векторне керування, синтез, стійкість, гібридне джерело живлення, реверсивний DC-DC перетворювач, акумуляторна батарея, суперконденсатор, ідентифікація.

#### *Список публікацій здобувача*

1. С.М. Пересада, С.Н. Ковбаса, Є.О. Ніконенко, С.В. Божко, “Концепція експериментального дослідження електромеханічних систем електричних транспортних засобів з гібридними джерелами живлення”, *Технічна*

*електродинаміка*, № 5, 2018, Київ, с. 55-60. DOI: [15407/techned2018.05.057](https://doi.org/10.15407/techned2018.05.057). (Особистий внесок – розроблено концепцію проведення експериментальних досліджень ЕМС з ГДЖ, проведено експериментальні дослідження).

2. С.М. Пересада, Є.О. Ніконенко, М.М. Желінський, В.С. Решетник, “Формування динамічних режимів повністю керованого гібридного джерела живлення електричних транспортних засобів”, *Технічна електродинаміка*, №4, липень/серпень 2020, Київ, с. 35-40. DOI: [15407/techned2020.04.035](https://doi.org/10.15407/techned2020.04.035). (Особистий внесок – сформовано рекомендації із формування динамічних режимів ГДЖ).

3. С.М. Пересада, Є.О. Ніконенко, С.М. Ковбаса, О. Кузнєцов, “Спостерігач потокозчеплення, адаптивний до змін активного опору ротора асинхронних двигунів”, *Технічна електродинаміка*, 2022, №5, с. 45-51. DOI: [10.15407/techned2022.05.045](https://doi.org/10.15407/techned2022.05.045). (Особистий внесок – розроблено спостерігач).

4. С.М. Пересада, Є.О. Ніконенко, В.С. Решетник, “Метод визначення електричних параметрів явнополюсних синхронних двигунів”, *Збірник наукових праць Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв*, Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, 30.08.2019, № 2 (476), с. 14-21. DOI: [15589/znp2019.2\(476\).3](https://doi.org/10.15589/znp2019.2(476).3). (Особистий внесок – розроблено метод автоматичного визначення індуктивностей).

5. S. Peresada, S. Kovbasa, D. Pristupa, D. Pushnitsyn, Y. Nikonenko, “Nonlinear control of voltage source AC-DC and DC-DC boost converters”, *Bulletin of National Technical University "KhPI" Problems of Automated Electrical drives. (PAEP)*, Kharkiv, 2017, vol. 27 (1249), pp. 84-88. URL: [repository.kpi.kharkov.ua/handle/KhPI-Press/33964](https://repository.kpi.kharkov.ua/handle/KhPI-Press/33964). (Особистий внесок – розроблено і протестовано алгоритм керування).

6. С.М. Пересада, Є.О. Ніконенко, С.М. Ковбаса, О.В. Стаценко, “Стійкість двоконтурних систем керування напругою DC-DC перетворювача”, *Вісник ВПІ*, № 6, грудень, 2021, с. 51-57. DOI: [10.31649/1997-9266-2021-159-6-51-57](https://doi.org/10.31649/1997-9266-2021-159-6-51-57). (Особистий внесок – доказано стійкість систем керування DC-DC перетворювачами).

7. S. Peresada, Y. Nikonenko, S. Kovbasa, A. Kuznietsov, D. Pushnitsyn, “Rapid prototyping station for batteries-supercapacitors hybrid energy storage systems,” *IEEE Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, April 16-18, 2019, pp. 826-831. DOI: [10.1109/ELNANO.2019.8783731](https://doi.org/10.1109/ELNANO.2019.8783731). (Особистий внесок –

розроблено алгоритм керування, проведено експериментальні дослідження).

8. S. Peresada, Y. Nikonenko, V. Reshetnyk and O. Kiselychnyk, "Dynamics of the synchronous motor based traction electromechanical systems with hybrid energy sources," *IEEE Problems of Automated Electric Drive. Theory and Practice (PAEP)*, Kremenchuk, September 21 – 25, 2020, 6 p. DOI: [10.1109/PAEP49887.2020.9240798](https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240798). (Особистий внесок – розроблено методологію досліджень ЕМС з ГДЖ з емулятором ЕП).

9. S. Peresada, Y. Nikonenko and V. Reshetnyk, "Adaptive speed control and self-commissioning of the surface mounted permanent magnet synchronous motors," *IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, July 2-6, 2019, pp. 388-394. DOI: [10.1109/UKRCON.2019.8879913](https://doi.org/10.1109/UKRCON.2019.8879913). (Особистий внесок – розроблено алгоритми початкової ідентифікації параметрів СДПМ).

10. S. Peresada, Y. Nikonenko, S. Kovbasa, "Field-weakening methods for torque-flux direct field-oriented control of induction motors," *IEEE Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 2022, pp. 292-296. DOI: [10.1109/ESS57819.2022.9969273](https://doi.org/10.1109/ESS57819.2022.9969273). (Особистий внесок – розроблено алгоритм керування моментом з ослабленням поля).

11. S. Peresada, Y. Nikonenko, V. Reshetnyk, "Identification of the interior permanent magnet synchronous motor electrical parameters for self-commissioning," *IEEE International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, April 22-24, 2020, pp. 826-831. DOI: [10.1109/ELNANO50318.2020.9088867](https://doi.org/10.1109/ELNANO50318.2020.9088867). (Особистий внесок – розроблено алгоритми ідентифікації параметрів СДПМ).

12. S. Peresada, O. Kiselychnyk, D. Rodkin, Y. Nikonenko, V. Reshetnyk, "Inductances determination of the interior permanent magnet synchronous motors considering saturation," *IEEE Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, May 12-14, 2020, pp. 289-294. DOI: [10.1109/ESS50319.2020.9160128](https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9160128). (Особистий внесок – розроблено метод визначення потоків при роботі з постійною швидкістю).

13. S. Peresada, Y. Nikonenko and Y. Zaichenko, "Parameters identification for self-commissioning of DC-DC boost converters," *2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, August 22-28, 2021, pp. 417-420. DOI: [10.1109/UKRCON53503.2021.9575812](https://doi.org/10.1109/UKRCON53503.2021.9575812). (Особистий внесок – розроблено спостерігач параметрів реверсивних DC-DC перетворювачів).

## ABSTRACT

*Nikonenko Y.* Control of electric vehicle electromechanical systems with battery-supercapacitor hybrid energy storage systems. – Manuscript.

Thesis for the Doctor of Philosophy degree in specialty 141 – ‘Electric Power Engineering, Electrical Engineering and Electromechanics’, National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”, Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, 2023.

The thesis is devoted to design methods development of traction electromechanical systems (EMS) based on AC vector-controlled electric drives (ED) with batteries-supercapacitors (SC) hybrid energy storage systems (HESS) aimed at improving static, dynamic, and energy characteristics through the development and implementation of nonlinear and adaptive control methods.

The first section analyzes the existing traction EMS with HESS control methods to substantiate the importance to solve the scientific and applied problem considered in the thesis. Based on the results of the analytical review, it was found that the induction IM field-weakening systems do not ensure the full utilization of the primary source power. The batteries-only energy sources are typically applied to power modern electric vehicles (EV) which causes their accelerated aging. Typical HESS control systems which are based on linear proportional-integral controllers (PI-controllers) of currents and voltages with a low-pass filter (LPF) do not have a rigorous rationale, and the stability of significantly nonlinear systems has not been proven. As a result, the HESS and traction ED subsystems are interconnected and sensitive to coordinate and parametric disturbances. The main of which are variations of the IM active rotor resistance, PMSM and DC-DC converters electrical parameters. These perturbations lead to degradation of dynamic control quality indicators and reduction of energy efficiency of electromechanical energy conversion processes in existing systems.

In the second section, new field-weakening algorithms in IM field-oriented control systems are developed, which provide a more complete usage of the source power. Also an adaptive observer of the IM active rotor resistance is designed, as well as identification algorithms of PMSM parameters, using the second Lyapunov method. They provide a

globally stable estimation and are easier to use than existing analogues.

In the third section, a theoretical study of the stability properties and characteristics of bidirectional DC-DC boost converters control systems were performed. Note that they are nonlinear non-minimum-phase control plants. The standard configuration with linear PI current and voltage controllers was considered. The developed control system design method for DC-DC converters is based on the partial feedback linearization.

As a result of the theoretical analysis, it was found that: the resulting structure of the control system is in the form of a sequential connection of two linear asymptotically stable subsystems in a nonlinear feedback loop with bilinear properties. For the first time, the structure of the control system provides linearization with respect to a physically determined manifold, which is the power balance equation. The form of the linearized system allows the use of the theory of cascaded systems with the time-scale separation such that the internal (current) control loop is several times faster than the external (voltage) control loop. Tuning of controllers with optimization by the ‘symmetric’ optimum allows the formation of control quality indicators.

For the first time the mechanism of the load current affecting the structure of DC-DC converter control systems and their parameters is shown. It provides more robust tuning of the controllers to increase the converters load capacity. It is shown that the load current compensation in a controller improves the dynamic voltage stabilization accuracy.

The structure of corrective feedbacks of the DC-DC converters parameters identification algorithm is theoretically substantiated using the second Lyapunov method. Unlike the existing solutions, it has transparent persistency of excitation conditions, which guarantees the global exponential stability properties. It also does not require additional equipment or information about their initial values, and has a simpler form.

In the fourth section, for the first time, the structure of composite HESS control system is theoretically substantiated. It consists of coupled DC-link voltage, battery and SC currents subsystems, a frequency distribution filter (FDF), and a SC voltage control subsystem.

It is proved, by considering the reduced-order system dynamics, that the SC current reference scaling as a function of the battery and SC voltages ratio in the FDF (feedback

linearization), as well as the time-scale separation of control loops provide asymptotic DC link voltage control and the battery and SC currents components dynamic distribution. It has been shown that the load current compensation improves the dynamic quality indicators of DC-link voltage regulation. A new SC voltage (charge) controller has been developed. Tuning recommendations ensure that the SC charging process does not affect the DC-link voltage regulation.

In the fifth section, a concept of EMS with HESS experimental studies is substantiated. It allows to develop unified experimental installations for full-scale testing of a wide range of control algorithms under conditions close to those existing in real EV. The rapid prototyping station for the study of traction EMS was designed, manufactured and commissioned. It consists of a 0.7 kW IM, a 3 kW PMSM, lithium-ion and lead-acid batteries, and a SC unit with DC-DC converters. The full-scale experimental testing of the developed control structures were performed on the rapid prototyping station to confirm the theoretical conclusions and identify effects that are not taken into account during design and in simulation. The setup is controlled by a controller based on TMS320F28335 digital signal processor and the developed software which implements the control algorithms in real time.

A methodology for studying the dynamic processes of energy exchange between energy sources and traction ED has been developed. It provides the ability to set the load currents profiles that correspond to typical diagrams of EV movement. It also makes it possible to assess the current distribution efficiency between the battery and the SC at each of EV movement sections.

Based on the results of the battery and the SC unit parameters verification and the DC-DC converters dynamic modes study, it was found that the standard battery and SC unit models, based on reasonable assumptions, combine simplicity and sufficient accuracy for studying the processes of energy exchange in traction EMS.

A cycle of full-scale HESS studies was carried out as a part of traction EMS including the stabilization of loads formed by the EV movement diagrams. The experimental results coincide with the simulation results with sufficient accuracy for complex traction EMS.

From comparative testing results, it goes that the developed control algorithm for full-active HESS provides a reduction in the integrated root-mean-square values of the battery cell current and its derivative, compared to battery-only supply and typical HESS topologies, which contributes to reduce losses and extend the battery life. It was found that full-active HESS has the best properties of voltage regulation, the battery and SC current distribution, and battery current limitation among the considered topologies.

The results of the thesis have been implemented: in Politechnoservice LLC (Brovary, Ukraine) and in the educational process at the Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute to improve lecture courses and update the laboratory works cycle in the disciplines ‘Electric Vehicle Electromechanical Systems’ and ‘Energy Conversion Control in Renewable Sources and Electric Vehicles’.

Further implementation of the thesis results is recommended at the enterprises of the electrical engineering profile of Ukraine.

**Keywords:** electromechanical system, electric vehicle, induction motor, permanent magnet synchronous motor, vector control, design, stability, hybrid energy storage system, bidirectional DC-DC boost converter, battery, supercapacitor, identification.

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ.....	14
ВСТУП.....	16
РОЗДІЛ 1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ТЯГОВИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ	23
1.1 Загальні відомості про тягові електромеханічні системи.....	23
1.2 Ідентифікація параметрів в системах векторного керування.....	28
1.3 Особливості використання акумуляторних батарей.....	30
1.4 Керування гібридними джерелами живлення тягових ЕМС.....	33
Висновки до розділу 1 .....	47
РОЗДІЛ 2 КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИМИ СИСТЕМАМИ НА БАЗІ АСИНХРОННИХ І СИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ .....	49
2.1 Пряме векторне керування моментом і швидкістю АД.....	49
2.2 Ослаблення поля в системах векторного керування АД .....	54
2.2.1 Обмеження за струмом і напругою для режиму ослаблення поля.....	54
2.2.2 Методи ослаблення поля.....	57
2.2.3 Результати досліджень .....	60
2.3 Спостерігач активного опору ротора АД.....	65
2.4 Векторне керування швидкістю СДПМ .....	71
2.5 Ідентифікація електричних параметрів СДПМ .....	72
2.5.1 Послідовна ідентифікація електричних параметрів у два етапи .....	73
2.5.2 Одночасна ідентифікація електричних параметрів.....	75
Висновки до розділу 2 .....	78
РОЗДІЛ 3 КЕРУВАННЯ НАПРУГОЮ DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ .....	79
3.1 Математична модель перетворювача, постановка задачі керування .....	79
3.2 Нелінійний алгоритм з ПІ-регуляторами струму і напруги .....	81
3.3 Керування з компенсацією струму навантаження .....	91
3.4 Алгоритм ідентифікації параметрів DC-DC перетворювача .....	93
Висновки до розділу 3 .....	96



РОЗДІЛ 4 КЕРУВАННЯ ГІБРИДНИМИ ДЖЕРЕЛАМИ ЖИВЛЕННЯ .....	99
4.1 Математичні моделі ГДЖ, АКБ і СК та постановка задачі керування.....	99
4.2 Формування динамічних режимів розподілу струмів в ГДЖ на основі фільтру розподілу частот.....	102
4.3 Регулювання заряду суперконденсаторів в ГДЖ.....	107
Висновки до розділу 4 .....	111
РОЗДІЛ 5 ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ І РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ ТЯГОВИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ З ГІБРИДНИМИ ДЖЕРЕЛАМИ ЖИВЛЕННЯ.....	112
5.1 Концепція експериментального дослідження тягових ЕМС з ГДЖ .....	112
5.2 Станції швидкого прототипного тестування .....	115
5.3 Визначення електричних параметрів явнopolюсного СДПМ.....	119
5.4 Верифікація математичних моделей АКБ і блоку СК.....	123
5.5 Дослідження алгоритмів керування напругою DC-DC перетворювачів .....	133
5.6 Система керування ГДЖ з ФНЧ.....	135
5.7 Порівняння живлення від АКБ і ГДЖ на базі діаграми швидкості ЕТЗ.....	138
5.8 Дослідження контуру регулювання напруги СК.....	145
5.9 Порівняння топологій джерел живлення на основі діаграми швидкості ЕП .	148
Висновки до розділу 5 .....	156
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ .....	158
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ .....	161
ДОДАТОК А Класифікація стратегій керування і режими роботи ГДЖ .....	174
ДОДАТОК Б Номінальні параметри двигунів, перетворювачів і джерел живлення	181
ДОДАТОК В Список публікацій і відомості про апробацію результатів дисертації	185
ДОДАТОК Г Акти впровадження і використання результатів дисертації .....	188

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ

(в алфавітному порядку)

АКБ – акумуляторна батарея;

ГДЖ – гібридне джерело живлення (англ. HESS – hybrid energy storage system);

ЕМС – електромеханічна система;

ЕП – електропривод;

ЕРС – електрорушійна сила;

ЕТЗ – електричний транспортний засіб (англ. EV – electric vehicle);

ПІ-регулятор – пропорційно-інтегральний регулятор;

Реверсивний DC-DC перетворювач – перетворювач з постійної напруги в постійну (від англ. two-quadrant DC-DC boost-buck / bidirectional DC-DC boost converter);

СДПМ – синхронний двигун з постійними магнітами (англ. PMSM – permanent magnet synchronous motor);

СК – суперконденсатор (англ. SC – supercapacitor; UC – ultracapacitor, EDLC – electric double-layer capacitor);

ФНЧ – фільтр низьких частот;

ФРЧ – фільтр розподілу частот;

ЦСП – цифровий сигнальний процесор;

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція (англ. PWM – pulse-width modulation);

IGBT – біполярний транзистор з ізольованим затвором (англ. isolated gate bipolar transistor);

C – вихідна ємність DC-DC перетворювача;

E – вхідна ЕРС DC-DC перетворювача;

$f_{PWM}$  – частота ШІМ, з якою працюють ключі DC-DC перетворювача;

$i_{bt}$ ,  $i_{sc}$  – струми АКБ і блоку СК;

$i_L$  – струм навантаження;

$i_{lc}$  – струм, який протікає через один елемент АКБ;

$i_{\Sigma}^*$  – сумарний заданий струм ГДЖ;

$i_d$ ,  $i_q$  – компоненти вектора струму статора двигуна в системі координат (d – q);

$k_a$ ,  $k_{ai}$  – пропорційний і інтегральний коефіцієнти ПІ-регулятора змінної a;

$L$  – вхідна індуктивність реверсивного DC-DC перетворювача;  
 $L_d, L_q$  – індуктивності статора по осям  $(d - q)$  СДПМ;  
 $L_1, L_2, L_m$  – індуктивності статора, ротора і контура намагнічування АД;  
 $M$  – момент двигуна;  
 $N_s, N_p$  – кількість послідовних елементів і паралельних гілок АКБ або СК;  
 $p$  – оператор Лапласу;  
 $p_{sw}$  – функція перемикачів реверсивного DC-DC перетворювача;  
 $P_e$  – електрична потужність електроприводу;  
 $R$  – опір вхідного кола реверсивного DC-DC перетворювача;  
 $R_1, R_2$  – опори статора і ротора двигуна;  
 $R_L$  – еквівалентне навантаження DC-DC перетворювача;  
 $SoC$  – стану заряду (від англ. state of charge);  
 $T_s$  – такт квантування керуючого контролера;  
 $T_f$  – стала часу ФНЧ або ФРЧ;  
 $u$  – керуючий вплив реверсивного DC-DC перетворювача;  
 $u_d, u_q$  – компоненти вектора напруги статора двигуна в системі координат  $(d - q)$ ;  
 $V$  – функція Ляпунова;  
 $V_{bt}, V_{sc}$  – напруга АКБ і блоку СК;  
 $V_{dc}$  – напруга ланки постійного струму;  
 $W(p)$  – передатна функція;  
 $x_a$  – інтегратор у складі ПІ-регулятора змінної  $a$ ;  
 $z$  – квадрат напруги ланки постійного струму;  
 $\xi$  – коефіцієнт демпфування в контурі регулювання;  
 $\omega$  – кутова швидкість ротора;  
 $\omega_0$  – кутова частота власних недемпфованих коливань контуру регулювання;  
 $a_{max}, a_{min}$  – максимальне і мінімальне значення величини  $a$ ;  
 $\dot{a} = da / dt$  – похідна від змінної  $a$  за часом;  
 $a^*$  – задане значення змінної  $a$ ;  
 $\tilde{a}$  – похибка відпрацювання або похибка оцінювання змінної  $a$ ;  
 $\hat{a}$  – оцінене значення величини  $a$ .

## ВСТУП

**Обґрунтування вибору теми дослідження.** Перехід до автономних повністю електричних транспортних засобів (ЕТЗ) дозволяє позбавитися залежності економіки від викопних видів палива, зменшити викиди шкідливих речовин і вуглекислого газу. Стримуючими факторами до повного переходу на використання електротранспорту на сьогодні залишаються низька питома потужність накопичувачів енергії, їх висока вартість, а також проблема їх утилізації.

Електромеханічні системи (ЕМС) електричних транспортних засобів будуються на основі векторно-керованих асинхронних двигунів (АД) та синхронних двигунів з постійними магнітами (СДПМ) з живленням від акумуляторних батарей (АКБ). Гібридні джерела живлення (ГДЖ), які побудовано на основі АКБ, блоку суперконденсаторів (СК) і DC-DC перетворювачів, є перспективним рішенням для тягових ЕМС. Їх основними перевагами над акумуляторним живленням є: зменшення залежності характеристик руху від стану джерела, підвищення ефективності процесів енергообміну і підвищення терміну експлуатації АКБ.

Стандартні системи керування з гібридними джерелами живлення мають конфігурацію з лінійними пропорційно-інтегральними регуляторами і фільтром низьких частот для частотного розділення струмів на «повільні» і «швидкі» між АКБ і СК. Такі системи, хоча і задовольняють вимоги значної кількості застосувань, базуються на суттєвих спрощуючих припущеннях, основними з яких є нехтування нелінійною динамікою процесу перетворення постійної напруги в постійну за допомогою DC-DC перетворювачів, нехтування динамікою джерел живлення. Як наслідок, вони не мають строгого теоретичного обґрунтування, стійкість суттєво нелінійних систем не доведено. Як результат, підсистеми керування ГДЖ і тяговим електроприводом (ЕП) є взаємозв'язаними і чутливими до координатних і параметричних збурень, основними з яких є варіації активного опору ротора АД, електричних параметрів СДПМ і параметрів DC-DC перетворювачів, що в свою чергу призводить до деградації динамічних показників якості керування і зниження енергетичної ефективності процесів електромеханічного перетворення енергії.

Саме тому розробка методів і синтез на їх основі алгоритмів керування тяговими електромеханічними системами з гібридними джерелами живлення, які забезпечують підвищені показники якості керування та енергетичної ефективності, є актуальною науково-прикладною задачею.

Важливо відмітити, що технологія побудови ЕМС електричних транспортних засобів з ГДЖ знаходиться на стадії становлення і перших етапів наукових досліджень. Тому створення елементів дослідницької платформи у вигляді методів синтезу і аналізу алгоритмів керування, методик і технологій дослідження, апаратного і програмного забезпечення для реалізації і тестування ГДЖ розглядається як один із основних результатів роботи.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами, грантами.** Дослідження за темою дисертаційної роботи виконувалися на кафедрі автоматизації електромеханічних систем та електроприводу Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» за наступними держбюджетними темами, які фінансувалися Міністерством освіти і науки України: «Розробка енергоефективної електромеханічної системи електробусу на основі адаптивного векторно-керованого асинхронного електроприводу з акумуляторно-суперконденсаторним живленням» (№ ДР 0117U004284, 2017 – 2018 рр.), «Адаптивне векторне керування з оптимізацією втрат потужності для електромеханічних систем електричних транспортних засобів з підвищеними динамічними та енергетичними характеристиками» (№ ДР 0119U100170, 2018 – 2021 рр.) і «Нове покоління високоефективних електромеханічних систем електричних транспортних засобів з векторно-керованими двигунами, які не містять рідкоземельних матеріалів (№ ДР № 0122U001700, 2022 – 2023 рр.), в яких автор був співвиконавцем. Частина досліджень виконувалася в рамках міжвузівського співробітництва з Університетом прикладних наук Гессена (Technische Hochschule Mittelhessen, THM) (Фрідберг, Німеччина) за напрямком «Порівняння акумуляторного та гібридного джерел живлення електромеханічних систем електричних транспортних засобів» (2019), а

також в рамках гранту від міжнародної організації DAAD “Leonhard-Euler Scholarship”, THM (2019).

**Мета і задачі дослідження.** Метою роботи є розвиток методів синтезу та аналізу тягових електромеханічних систем на базі векторно-керованих електроприводів змінного струму з гібридними джерелами живлення, спрямований на підвищення їх статичних, динамічних та енергетичних характеристик за рахунок розробки і впровадження методів нелінійного і адаптивного керування.

Для досягнення поставленої мети вирішувалися наступні основні задачі:

1. Аналіз існуючих методів керування тяговими електромеханічними системами з гібридними джерелами живлення з метою обґрунтування необхідності вирішення науково-прикладної задачі, яка розглядається в роботі.

2. Розроблення алгоритмів ослаблення поля в системах векторного керування АД, алгоритмів ідентифікації активного опору ротора АД, електричних параметрів СДПМ, а також параметрів DC-DC перетворювачів.

3. Розвиток теорії синтезу і аналізу двоконтурних систем керування напругою класом DC-DC перетворювачів як нелінійних немінимально-фазових об'єктів керування.

4. Теоретичне обґрунтування і розроблення системи керування ГДЖ, яка забезпечує асимптотичне регулювання напруги ланки постійного струму, розподіл динамічних складових струмів між АКБ і СК, а також стабілізацію середнього значення напруги СК.

5. Розроблення концепції експериментального дослідження електромеханічних систем змінного струму з гібридними джерелами живлення.

6. Створення пакету моделюючих програм та експериментальних установок, проведення повномасштабних експериментальних досліджень динамічних та статичних характеристик розроблених систем.

*Об'єктом дослідження* є процеси керування перетворенням енергії в тягових електромеханічних системах, які будуються на основі асинхронного і синхронного електроприводу з гібридним живленням від акумуляторних батарей і суперконденсаторів.

*Предметом дослідження є методи аналізу та синтезу систем керування тяговими електромеханічними системами з гібридними джерелами живлення.*

**Методи дослідження.** При вирішенні поставлених у роботі задач використовувалися методи сучасної нелінійної теорії керування, такі як: лінеаризація зворотним зв'язком, другий метод Ляпунова, методи адаптивного керування, а також фізичного та математичного моделювання.

**Наукова новизна отриманих результатів:**

1. Отримала подальший розвиток теорія керування класом DC-DC перетворювачів, які є нелінійними немінімально-фазовими об'єктами керування. Розроблений метод синтезу і аналізу двоконтурних систем керування DC-DC перетворювачами базується на використанні часткової лінеаризації зворотним зв'язком і подальшому використанні лінійних ПІ-регуляторів напруги і струму. Отримана за рахунок цього результуюча структура системи керування *вперше* дозволяє лінеаризацію відносно фізично обумовленого маніфолду, який представляє собою рівняння балансу потужностей. Для результуючої структури лінеаризованої системи можливо використовувати доступні методи аналізу стійкості лінійних систем зі змінними параметрами, а також їх оптимізацію для розрахунку параметрів регуляторів.

2. Вперше, на основі теоретичного аналізу, обґрунтовано структуру композитної системи керування ГДЖ, що складається зі зв'язаних підсистем регулювання напруги ланки постійного струму, струмів АКБ і СК, завдання для яких формується за допомогою ФРЧ, а також підсистеми регулювання усередненого значення напруги СК. Доведено, шляхом розгляду динаміки системи зниженого порядку, що за рахунок масштабування завдання струму СК у функції співвідношення напруг АКБ і СК (лінеаризація зворотним зв'язком), а також формування розділення у часі динаміки у контурах регулювання забезпечується асимптотичне регулювання напруги ланки постійного струму, розподіл динамічних складових струмів АКБ і СК разом з асимптотичною стабілізацією середньої напруги СК.

3. Теоретично, за допомогою другого методу Ляпунова, обґрунтовано структуру коригуючих зворотних зв'язків адаптивних спостерігачів активного опору ротора

АД, алгоритмів ідентифікації електричних параметрів СДПМ та DC-DC перетворювачів, які, на відміну від існуючих, мають прозорі умови персистентності збудження, що гарантує властивості глобальної експоненційної стійкості, не потребують інформації про їх початкові значення, а також є простішими у використанні.

**Практичне значення отриманих результатів** роботи полягає в розвитку теоретичної бази для розробки і проектування тягових електромеханічних систем з гібридними джерелами живлення, а також розробці технічних та програмних засобів для їх дослідження і практичної реалізації, які разом формують елементи дослідницької платформи. При виконанні дисертаційної роботи отримано наступні практичні результати:

1. Розроблені алгоритми керування електромеханічними системами з повністю керованими гібридними джерелами живлення дозволяють зменшити інтегральні середньо-квадратичні значення струму елементу АКБ на 4 %, і його похідної до 93 %, порівняно з живленням від АКБ і інших існуючих топологій ГДЖ, за умов тестувань, які були виконані в роботі, що сприяє зниженню втрат у АКБ і подовженню терміну їх експлуатації.

2. Розроблені системи ослаблення поля АД забезпечують більш повне використання потужності джерела живлення, до 10 %, що дозволяє підвищити максимальне значення динамічної потужності в умовах обмеження напруги і струму статора.

3. Методики і рекомендації з розрахунку параметрів регуляторів ГДЖ і векторно-керованих електроприводів є доступними з інженерної точки зору, дозволяють забезпечити швидке налаштування підсистем керування з наперед прогнозованими показниками якості перехідних процесів.

4. Запропонована концепція експериментальних досліджень тягових електромеханічних систем з ГДЖ дозволяє розробляти уніфіковані експериментальні установки для повномасштабних тестувань широкого спектру алгоритмів керування в умовах, які наближені до існуючих в реальних транспортних засобах.



5. Створено пакет моделюючих програм, експериментальні установки, програмне забезпечення для керуючих ЦСП контролерів, які об'єднані у станцію швидкого прототипного тестування з векторно-керованими АД потужністю 0.75 кВт, СДПМ потужністю 3 кВт, літій-іонними і свинцево-кислотними АКБ, блоком СК, DC-DC перетворювачами та емулятором ЕП, що дозволяє виконувати повномасштабні експериментальні дослідження алгоритмів керування широкого класу електромеханічних систем і різних конфігурації джерел живлення.

6. Результати роботи впроваджено: в ТОВ «Політехносервіс» (м. Бровари) та в освітній процес у Київському політехнічному інституті імені Ігоря Сікорського для вдосконалення лекційних курсів та оновлення циклів лабораторних робіт дисциплін «Електромеханічні системи електричних транспортних засобів» і «Керування перетворенням енергії в відновлюваних джерелах та електромобілях».

**Особистий внесок здобувача.** Наукові положення та результати, викладені в дисертації, отримані автором особисто. У наукових працях, опублікованих у співавторстві, здобувачу належать: в роботах [1,2,7] автором розроблено концепцію побудови і проведення експериментальних досліджень електромеханічних систем з гібридними джерелами живлення на основі АКБ і блоку СК, розроблено методики формування динамічних режимів повністю керованих гібридних джерел живлення, а також алгоритми керування напругою ланки постійного струму реверсивних DC-DC перетворювачів; в [5,6] доведено властивості стійкості систем керування напругою реверсивних DC-DC перетворювачів; в [4,9,11,12] розроблено методи ідентифікації електричних параметрів СДПМ; в [3] розроблено адаптивний алгоритм ідентифікації активного опору ротора АД; в [10] розроблено системи ослаблення поля АД; у [8] розроблено алгоритми керування розповсюдженими топологіями ГДЖ для тягових електромеханічних систем; в [13] розроблено адаптивний алгоритм ідентифікації параметрів DC-DC перетворювачів; в [1-5,7,8,11,12] розроблено програмно-апаратні засоби практичної реалізації, експериментальні установки та методики проведення експериментальних досліджень розроблених систем керування електромеханічними системами з гібридними джерелами

живлення; в [1] – [13] проведено дослідження розроблених систем керування засобами математичного моделювання та/або експериментального тестування.

**Апробація результатів дисертації.** Основні теоретичні положення, результати і висновки дисертаційної роботи доповідалися і обговорювалися на міжнародних науково-технічних конференціях: IEEE «Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference» ESARS-ITEC (Nottingham, UK, 2018), IEEE «Problems of Automated Electric Drive. Theory and Practice» PAEP (Kharkiv, 2020), IEEE «Electronics and Nanotechnology» ELNANO (Kyiv, 2019, 2020), IEEE International Conference «Modern Electrical and Energy Systems» MEES (Kremenchuk, 2017, 2019, 2022), IEEE «Energy Smart Systems» ESS (Kyiv, 2020, 2022), IEEE Ukraine Conference «Electrical and Computer Engineering» UKRCON (Kyiv, 2019, 2021), IEEE KhPI Week on Advanced Technology KhPIWeek (Kharkiv, 2022), Workshop at the School of Engineering, University of Warwick (Coventry, UK, 2019), Workshop «Advanced Control in Power Systems and Drives» (Friedberg, Germany, 2019), «Проблеми сучасної електротехніки» ПСЕ (Київ, 2018, 2020, 2022), «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика» ПАЕП (Харків, 2017), «Оптимальне керування електроустановками» ОКЕУ (Вінниця, 2022), «Електромеханічні та енергетичні системи. Методи моделювання та оптимізації» ESMO (Кременчук, 2017, 2018), «Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики» СПЕА (Київ, 2017 – 2023), «Проблеми та перспективи розвитку енергетики, електротехнологій та автоматики в АПК» ПРЕАП (Київ, 2019), «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи» (Вінниця, 2022), конкурс студентських наукових робіт «Електротехніка та електромеханіка» ЕтЕ (Кам'янське, 2018).

**Структура та обсяг дисертації.** Дисертація складається зі змісту, переліку умовних позначень та скорочень, вступу, п'яти розділів, загальних висновків, списку використаних джерел із 154 найменувань та 4 додатків. Загальний обсяг роботи складає 189 сторінок, у тому числі 145 сторінок основного тексту, 81 рисунок і 21 таблицю.

## РОЗДІЛ 1

## АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ТЯГОВИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ

## 1.1 Загальні відомості про тягові електромеханічні системи

Електромеханічні системи (ЕМС) сучасних електричних транспортних засобів (ЕТЗ) та їх головні складові визначають динамічні і енергетичні характеристики транспортного засобу та складають більшу частину його ціни.

Типова тягова електромеханічна система електричних транспортних засобів, показана на рис. 1.1, включає [1],[2]: 1) джерело живлення; 2) тяговий електропривод (ЕП); 3) механічну частину ЕТЗ. Позначення на рис. 1.1:  $V_s, i_s$  – напруга і струм джерела живлення;  $V_{dc}, i_{dc}$  – напруга і струм ланки постійного струму;  $i_{s1}, i_{s2}$ ,  $\omega$  – фазні струми і швидкість ротора двигуна ДС, ДН – датчі струму і напруги.

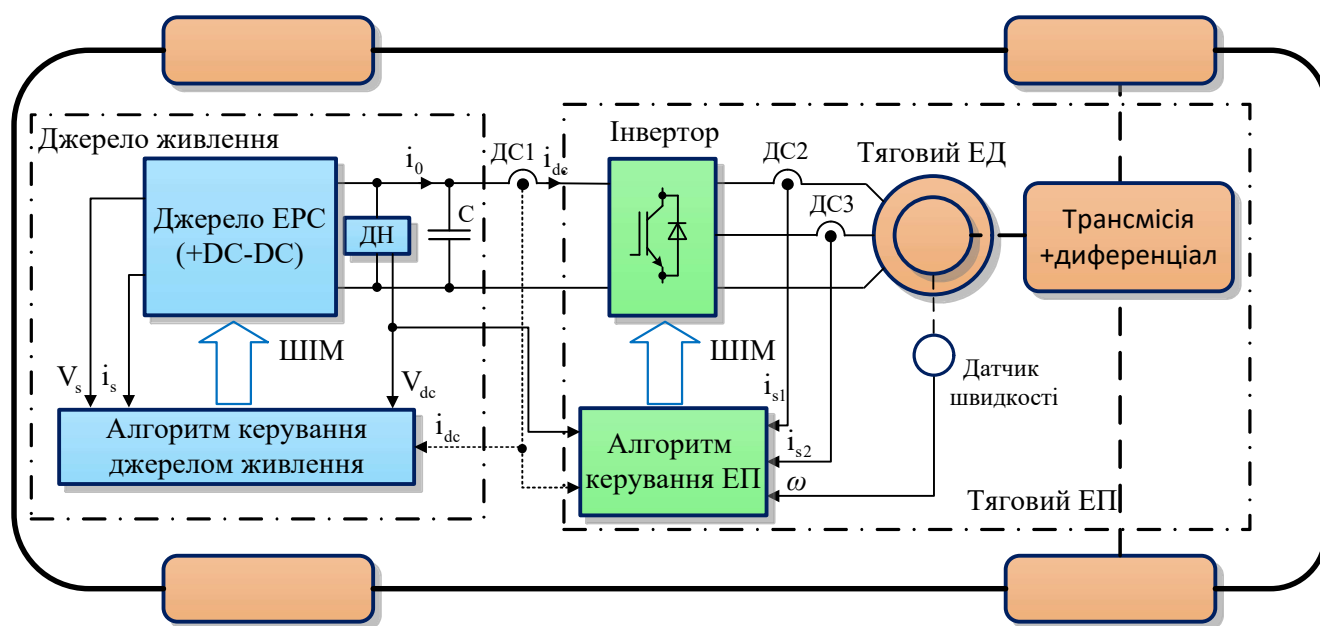


Рисунок 1.1 – Конфігурація типової тягової електромеханічної системи

*Тяговий електропривод.* В тяговій ЕМС електропривод виконує функції керування швидкістю/моментом для забезпечення заданих параметрів руху ЕТЗ.

Найбільш перспективними є векторно-керовані ЕП змінного струму, оскільки забезпечують високі динамічні і енергетичні характеристики і де-факто визначають промисловий стандарт для електроприводу тягових електромеханічних систем.

Тип електропривода визначається типом встановленого електричного двигуна. Загальну класифікацію електроприводів наведено в [1] – [3]. В тягових ЕМС

найбільш розповсюдженими є асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором (АД) і синхронні двигуни з постійними магнітами (СДПМ) [3] – [5].

Вартість СДПМ є вищою за АД, що зумовлено використанням рідкоземельних магнітних матеріалів, які мають дуже обмежене походження і постійно зростаючу ціну. Тенденція до зниження використання рідкоземельних магнітів призвела до відновлення інтересу до розробки тягових систем на основі АД [6], [7].

Неявнополюсні СДПМ стали одним з основних типів приводних двигунів у високоточних застосуваннях. Явнополюсні СДПМ (англ. IPMSM) використовуються у високоефективних електромеханічних системах завдяки високому відношенню моменту двигуна до моменту інерції, надійності та високому ККД. Цей тип двигунів розглядається як основний для електроприводів транспортних засобів. АД дещо поступаються синхронним двигунам за питомими показниками, проте простіші і, головне, значно дешевші. Особливо важливо відмітити, що в Україні існує розвинене виробництво АД, в той час як синхронні двигуни не виробляються.

В останні десятиліття промисловістю розроблено синхронні реактивні двигуни, які не мають постійних магнітів, завдяки чому мають низьку ціну на рівні АД з більш високим ККД. Такі машини розглядаються як перспективні, але ще не мають розповсюдження внаслідок того, що вони є насиченими і для керування вимагають використання інформації про індуктивності (потокозчеплення) в широкому діапазоні зміни струмів і швидкості [5].

Загальні вимоги до електричних машин тягового призначення вищі, ніж для машин промислового застосування [3] – [5]:

- високий ККД в широкому діапазоні моменту і швидкості;
- висока надійність і робастність;
- високі питомі показники моменту і потужності;
- низька маса; низька вартість;
- низький рівень акустичного шуму і вібрацій.

Векторні методи керування розглядаються як основні для АД і СДПМ, які є нелінійними багатовимірними об'єктами [6], [7]. Особливість математичних моделей двигунів змінного струму полягає в тому, що вони мають шостий (АД) та

четвертий (СДПМ) порядок і залежать у правій частині диференційних рівнянь від кутового положення ротора, якщо модель представлено у фізичних змінних. В АД з короткозамкненими обмотками на роторі вимірюється лише частина змінних стану, тому в даному випадку розглядається задача керування за вимірюваним виходом. В системах векторного керування здійснюється керування амплітудою і просторовим положенням вектора напруги статора, завдяки чому можливе незалежне керування механічними координатами і модулем потокозчеплення двигунів.

Векторно-керовані асинхронні ЕП виконуються на основі типових структур прямого (DFOC) і непрямого векторного керування (IFOC) [7] – [10], які на сьогодні визначаються як стандартні або класичні. Опис технології побудови таких систем керування АД, які почали впроваджувати в серійне виробництво в кінці 1980-х, наведено в [6] – [8]. Пряме векторне керування є більш розповсюдженим в тягових електромеханічних системах через гнучкість реалізації режимів ослаблення поля. На рис. 1.2 наведено типову структуру системи стандартного прямого векторного керування моментом АД, в якій передбачається перетворення змінних у полеорієнтовану систему координат (d-q). Орієнтацію системи координат (d-q) задають за допомогою спостерігача вектора потокозчеплення ротора, виходами якого є оцінені кутове положення  $\varepsilon_0$  і модуль вектора потокозчеплення ротора  $|\hat{\psi}|$ .

У випадку застосування СДПМ, положення системи координат ротора (d-q) є прив'язаним до положення постійних магнітів на роторі  $\theta$ , тому в системах керування моментом і швидкістю СДПМ є необхідним вимірювання положення. Структура алгоритму керування при цьому співпадає з показаною на рис. 1.2 за винятком відсутності спостерігача потокозчеплення, як показано на рис. 1.3.

Структура систем керування асинхронними і синхронними електроприводами є в достатній мірі уніфікованою, вона має зовнішні контури регулювання швидкості (моменту/положення) і потокозчеплення, які формують завдання для внутрішніх контурів регулювання струмів [2]: моментної  $i_q^*$  та польової  $i_d^*$  компонент струму статора (промасштабованих завдань для моменту (вісь q) і потоку (вісь d)). Виходи регуляторів струму формують задані напруги для інвертора з просторовою широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ), який живить обмотки тягового двигуна.

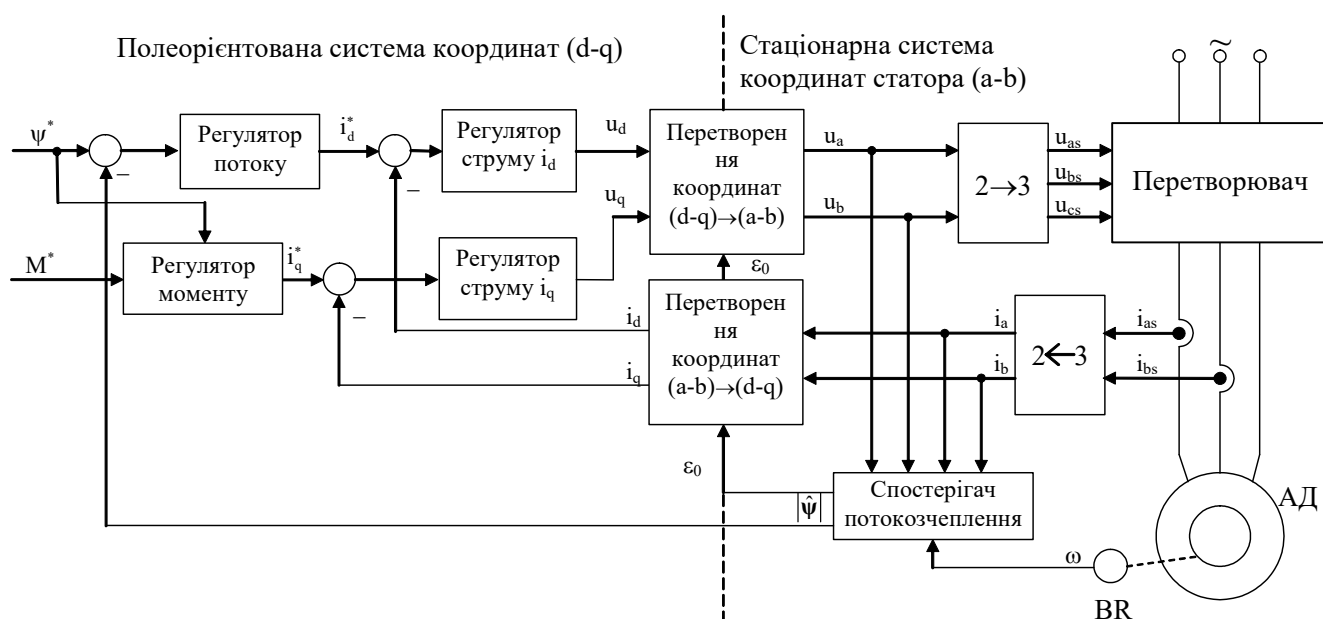


Рисунок 1.2 – Структурна схема системи стандартного керування АД (DFOC)

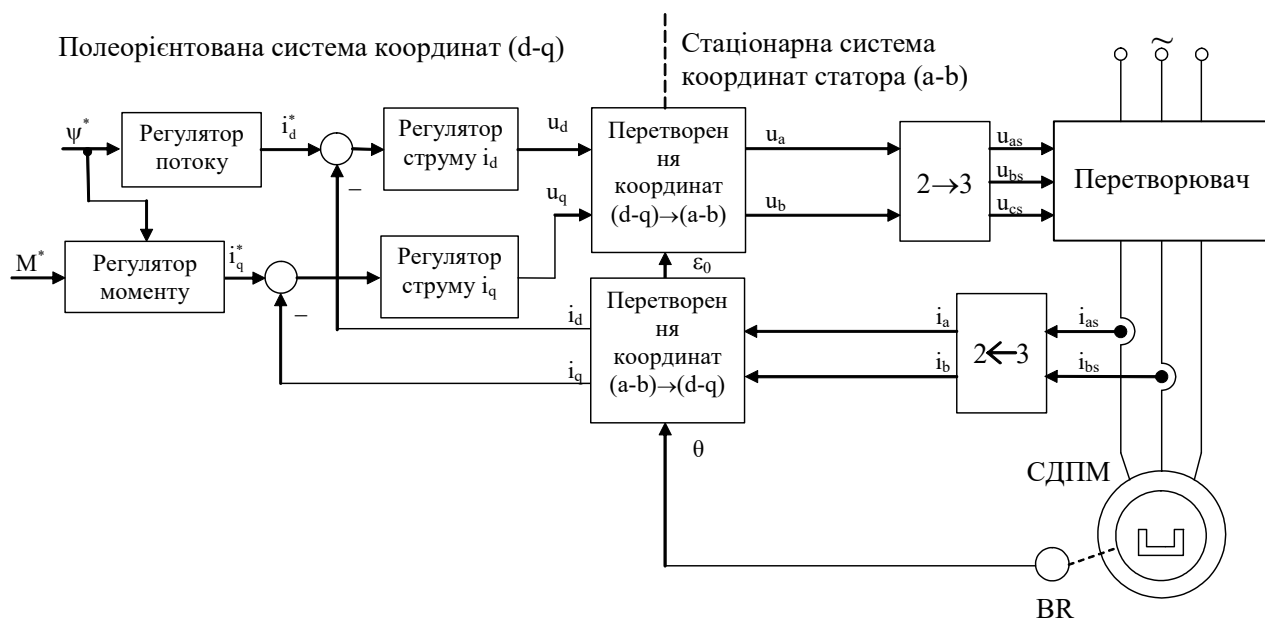


Рисунок 1.3 – Структурна схема системи векторного керування СДПМ

Класифікація і основні характеристики інверторів тягових електричних двигунів наведено в [2], [7], [6]. На сьогодні стандартним рішенням є дворівневний трифазний інвертор завдяки його простоті і низькій вартості внаслідок застосування мінімальної кількості напівпровідникових ключів, серед яких найбільше розповсюдження мають IGBT в межах напруги до 1 кВ і частоти перемикання 20-40 кГц і MOSFET в межах напруги 400 В та частоти 100-500 кГц [2]. В останні роки спостерігається розвиток технології розробки інверторів на базі силікон-карбідних (SiC) ключів, які мають покращені комутаційні і енергетичні характеристики [5].

Важливо відмітити, що загальноприйнятий підхід до математичного опису електромеханічної системи, в якій технологічним об'єктом є електричний транспортний засіб, полягає в його представленні у вигляді інерційної обертової маси, на яку діють моменти збурення.

*Ослаблення поля в тяговому електроприводі.* В більшості типових використань векторно-керованих ЕП вимагається забезпечити постійний момент (до максимального) для кутових швидкостей нижче номінальної і функціонування приблизно з постійною потужністю для більших значень швидкості. Ослаблення поля дозволяє підвищити швидкість в межах встановленої потужності двигуна і інвертора. В тягових електроприводах функція ослаблення поля є обов'язковою.

Стандартним способом є регулювання модуля вектора потокозчеплення інверсно до швидкості двигуна [6], [7], [9] [11]. Таке розімкнене керування має декілька недоліків, головними з яких є завищене значення струму для формування моменту і неповне використання напруги і струму інвертора. Починаючи з 1990-х років, було відновлено інтерес до розробки оптимізованих стратегій керування ослабленням поля [12] – [15]. Наприклад, в [13] розроблено метод регулювання потоку за рахунок непрямого керування струмом, який є не тільки складним, але й вимагає складних розрахунків і табличного представлення інформації. В загальному випадку розглядається декілька стратегій оптимізації режимів ослаблення поля: стандартна стратегія максимізації моменту на ампер (англ. МТРА); максимальної потужності, що еквівалентна максимізації моменту для даної швидкості. На сьогодні для них немає аналітичного розв'язку в умовах фізичних обмежень АД та інвертора.

З метою підвищення робастності керування, починаючи з 2000-х років було розглянуто декілька підходів, які надають системам властивості замкненості зворотним зв'язком. Аналогічно до систем ослаблення поля в машинах постійного струму запропоновано рішення, в яких замість регулятора модуля (оціненого) вектора потокозчеплення використовується регулятор ЕРС (оціненого значення) [6] – [11]. Цикл досліджень [16], [17] розглядає системи зі зворотним зв'язком за модулем напруги інвертора. Методу ослаблення поля АД, який забезпечує використання повної потужності джерела, не наведено.

## 1.2 Ідентифікація параметрів в системах векторного керування

Для реалізації систем векторного керування АД і СДПМ необхідна інформація про електричні і механічні параметри їх математичних моделей, які в загальному випадку не є постійними. Неточність їх визначення може привести як до погіршення показників якості відпрацювання механічних координат, так і до підвищення споживаної потужності, що є особливо критичним для автономних тягових ЕМС.

Основні результати в ідентифікації параметрів АД і СДПМ можна розділити на дві основні групи: а) ті, що не потребують додаткового обладнання і б) ті, що потребують. Методи ідентифікації першої групи поділяються на: 1) онлайн-методи, в яких двигун працює в типових умовах з переналаштуванням в режимі реального часу завдяки змінним параметрам регуляторів; 2) офлайн-методи з ротором, що вільно обертається, або нерухомим ротором, що передбачають роботу в режимі самоналаштування зі спеціальними умовами. Ідентифікація з нерухомим ротором є актуальною тенденцією, особливо для бездатчикового керування.

*Оцінювання активного опору ротора АД.* Активний опір ротора в моделі АД є параметром, який фізично неможна безпосередньо виміряти, він може суттєво змінюватися внаслідок тривалої роботи двигуна, що призводить до деградації динамічних показників якості керування електричними і механічними координатами АД у складі систем векторного керування [18], [19].

Початкове визначення активного опору ротора здійснюється на етапі ініціалізації системи або процедури самоналаштування (англ. “self-commissioning”), в той час як компенсація змін в режимі експлуатації забезпечується адаптивними системами на основі адаптивних спостерігачів потокозчеплення [20], які додатково до потокозчеплення оцінюють активний опір ротора. Починаючи з піонерської роботи [21], було запропоновано десятки рішень, які відрізняються як властивостями (технічні рішення без доведення стійкості, глобально або локально стійкі), так і складністю з порядком від 5-го до 11-го. Спостерігач Матсусе [22] має 5-ий порядок, але строгого доведення локальної асимптотичної стійкості не надано. Спостерігачі [23] – [25] (див. також посилання в [24]) мають строге теоретичне обґрунтування, що гарантує властивості глобальної експоненціальної стійкості, якщо момент є



ненульовим або потік не є сталим. Структура спостерігачів [23], [24] є складною, має багато коефіцієнтів налаштування. Складність є одним із стримуючих факторів широкого застосування адаптивних спостерігачів, що стимулювало відновлення інтересу до розвитку цього напрямку адаптивного керування. Для використання у складі систем ініціалізації бажано мати значну зону стійкості відносно значень невідомого опору ротора, в той же час для адаптивного керування в умовах експлуатації достатньо локального рішення, оскільки варіації опору обмежені.

*Ідентифікація параметрів СДПМ.* Для реалізації алгоритмів керування потрібна інформація про п'ять параметрів двигуна. Для їх глобальної (локальної) ідентифікації зазвичай використовують методи, які синтезовано на основі другого метода Ляпунова [26], [27]. Перший глобальний адаптивний регулятор [26] гарантує асимптотичне відпрацювання кутового положення і не потребує інформації про будь-який параметр моделі. Основним недоліком рішення [26] є надмірна параметризація вектора невідомих параметрів, що не тільки ускладнює адаптивний регулятор, але й значно погіршує умови збіжності похибок оцінювання. В умовах реальної роботи ЕП можливо оцінювати лише частину параметрів.

Адаптивні онлайн- та офлайн-алгоритми керування [27] – [30] базуються на різних модифікаціях спостерігачів повного порядку, а також різних конфігураціях адаптивних регуляторів окремих координат. Частина алгоритмів не має теоретичного доведення стійкості, в той час як на практиці вони демонструють задовільну працездатність. Виходячи з теоретичних позицій, усі параметри моделі АД і СДПМ, можливо одночасно ідентифікувати лише за умов спеціальних режимів, які гарантують виконання умов персистентності збудження [31]. Такі режими не відповідають тим, що існують в реальних режимах роботи ЕМС. Тому онлайн-ідентифікація в умовах експлуатації дозволяє оцінювати не більше 2-3 параметрів моделі двигуна. Також ефективність методів ідентифікації залежить від багатьох факторів, таких як завади, немодельована динаміка, наприклад, у вигляді нелінійностей інвертора, а також невизначеності параметрів, які не ідентифікуються.

Виходячи з цього, визначення параметрів моделей ЕМС здійснюється зазвичай поетапно в декілька послідовних кроків. Наприклад, методи оцінювання

індуктивностей, які потребують додаткового обладнання, дозволяють оцінити ефекти, що залежать від насичення, у спеціальних тестах з заблокованим ротором або з постійною швидкістю, що забезпечується додатковою машиною [32], [33].

Необхідно відмітити, що ідентифікація параметрів моделей, як електричних двигунів, так і складових ЕМС, необхідна в першу чергу на етапах розробки, експериментальних досліджень, в тому числі прототипного тестування, а також в процесі тестування промислових зразків.

Як впливає з огляду літератури, методи і алгоритми онлайн- та офлайн- ідентифікації параметрів АД і СДПМ, які є теоретично обґрунтованими, мають високу швидкодію збіжності параметрів, в той же час є достатньо простими в практичній реалізації, до теперішнього часу не розроблено.

### **1.3 Особливості використання акумуляторних батарей**

В більшості традиційних тягових електромеханічних систем первинним джерелом є акумуляторні батареї (АКБ), які характеризуються великими значеннями питомої енергії. Проте через електрохімічну природу вони зазнають прискореного старіння (насамперед, підвищення внутрішнього опору і зменшення ємності) внаслідок дії навантажень, які є типовими для ЕТЗ: 1) навантаження вище номінального струму; 2) швидкозмінні навантаження; 3) пікові навантаження [34], [35]. Такі типи навантажень формуються в перехідних режимах роботи тягового електроприводу, тобто при розгонах і гальмуваннях. Додатково АКБ мають обмеження на темпи заряду/розряду, тобто вони не можуть ефективно зберегти всю енергію рекуперації електропривода в режимах гальмування, частка яких в робочому циклі ЕТЗ (особливо маршрутних) може сягати 20-25 % і більше [36]. Окрім цього, напруга на АКБ зменшується пропорційно зменшенню стану заряду (англ. SOC – state of charge), що ускладнює роботу на максимальній швидкості і розгін з максимальним прискоренням за умов низького заряду.

Класичними методами запобігання підвищеному старінню АКБ є завищення номінальних параметрів АКБ шляхом використання більшої кількості елементів для досягнення номінальної напруги інвертора та масштабування струму в межах номінального, а також зниження темпів розгону/гальмування тягового двигуна [37].

В стандартних тягових електромеханічних системах вхідна напруга інвертора (вихідна напруга джерела живлення) не є керованою. Для стабілізації і підвищення рівня напруги у його складі можуть використовуватися DC-DC перетворювачі.

Енергетична ефективність ЕТЗ значною мірою залежить від того, яка частина енергії рекуперації в режимах гальмування може бути збережена, тобто наскільки ефективно функціонує енергетичний канал «електропривод – джерело живлення» в базових режимах віддачі енергії в рушійному режимі і накопичення при рекуперації. Найбільш принципові результати досліджень в цьому напрямі представлено в [4], [37]. Відомо, що збереження енергії рекуперації в ЕТЗ з контактною мережею не перевищує 50-60% від генерованої, а в системах з живленням від АКБ цей показник може бути ще нижчим 36-40%. Значна кількість концептуальних досліджень показує, що коефіцієнт використання енергії рекуперації може бути підвищено за рахунок оптимізації керування процесами енергообміну між тяговим ЕП та джерелом живлення. Так, якщо ланка постійного струму інвертора доповнюється керованим за допомогою DC-DC перетворювача швидкодіючим накопичувачем енергії, така конфігурація потенційно може збільшити коефіцієнт використання енергії рекуперації до 75-85% та енергетичну ефективність тягової системи на 5-6%, а також до 20% збільшує ресурс АКБ в системах з автономним живленням [4], [37].

*Гібридні джерела живлення (ГДЖ).* Одним з перспективних рішень розглянутих недоліків АКБ є застосування так званих *гібридних джерел живлення*, які передбачають сумісне використання АКБ з блоком суперконденсаторів (СК). Блок СК може забезпечувати швидке постачання енергії до навантаження і швидке зберігання енергії рекуперації електропривода без втрати корисного терміну служби внаслідок внутрішньої порової структури і електричного принципу дії [36] – [38]. Таким чином, блок СК забезпечує подовження терміну служби АКБ, обмеження їх струму в режимі рекуперативного гальмування двигуна, а також робить можливим використання спеціальних режимів, таких як швидке прискорення/гальмування, що інакше призвело б до прискореного старіння АКБ [39].

Необхідно відмітити, що технологія розробки водневих паливних елементів має швидкий розвиток, що стимулює розвиток ЕТЗ з таким живленням замість АКБ.

Застосування блоку СК разом з паливними елементами суттєво підвищує енергетичні показники джерела живлення, адже паливні елементи не можуть приймати енергію рекуперації. Системи ГДЖ, побудовані з водневих паливних елементів і СК, розглядаються як найбільш перспективні технології забезпечення автономного живлення внаслідок більш високих значень питомої енергії. Проте створення водневої інфраструктури для виробництва і транспортування до кінцевого споживача є стримуючим фактором розвитку даного напрямку.

Окрім накопичувачів, важливим елементом ГДЖ є засоби напівпровідникової силовий електроніки, завдяки яким забезпечується керування потоками енергії для забезпечення обмеження струму і напруги АКБ та регулювання вихідної напруги.

Огляд літератури [2] – [5], [37], [40] свідчить, що застосування ГДЖ в тягових електромеханічних системах легких пасажирських транспортних засобів поки не є доцільним через високу вартість DC-DC перетворювачів і СК. Попередні результати досліджень вказують на те, що ГДЖ є більшим перспективними для середніх і важких ЕТЗ, таких як електричні вантажівки, електробуси тощо. Також ГДЖ є доцільними, коли вартість встановлення електромеханічної системи не є вирішальним фактором, наприклад, в болідах Формули Е (від англ. Electric [41]).

Зазначимо, що в даній роботі розглядаються ЕМС лише повністю електричних транспортних засобів. В системах гібридних електричних транспортних засобів з двигуном внутрішнього згоряння, де АКБ і електропривод зазвичай виконують функції додаткового джерела моменту, встановлені потужності нижчі ніж для повністю електричних легких транспортних засобів [1], [4], [35], [42].

Важливо відмітити, що технологія ГДЖ вважається перспективною, проте наразі лише вивчаються можливості, які вона може надати. Автором не знайдено прикладів реального промислового впровадження акумуляторно-суперконденсаторних ГДЖ тягового призначення. Одним із стримуючих факторів разом з високою вартістю DC-DC перетворювачів і блоку СК є невизначеність механізмів старіння АКБ внаслідок дії навантажень вище номінального і швидкозмінних навантажень, а також втрати енергії при заряді АКБ енергією рекуперації електричного двигуна, які важко оцінити у вартості. Додатково

механізми старіння АКБ залежать від того, який у електричного транспортного засобу цикл роботи (англ. driving cycle) та режимів роботи АКБ.

В [43] надано перші спроби провести оцінку ефективності використання ГДЖ. Показано, що для вантажного ЕТЗ масою 2500 кг. використання ГДЖ з керованим каналом СК є економічно обґрунтованим за умови збільшення ресурсу АКБ на 50%.

Таким чином, головні результати роботи направлені на те, щоби оцінити потенційні переваги ГДЖ по відношенню до живлення від АКБ, а також розробити алгоритми керування ними. Отримані результати повністю розповсюджуються на ЕТЗ з живленням від паливних елементів, а також ті, що мають лише керований СК.

#### **1.4 Керування гібридними джерелами живлення тягових ЕМС**

Незважаючи на перші обнадійливі результати розробки перспективних ГДЖ для тягових ЕМС, теорія керування процесами енергообміну в електромеханічних системах з ними знаходиться на стадії становлення. Це обумовлено як складністю задачі, так і обмеженими можливостями аналітичних методів дослідження. В той же час, верифікація теоретичних результатів в умовах реального ЕТЗ вимагає значних капіталовкладень і не є ефективною на початкових стадіях розробки. У [4], [35], [39], [42] надано огляди тягових ЕМС з ГДЖ. В [44] – [48] проаналізовано характеристики і математичні моделі АКБ і СК. В [39], [49] – [56] надано основні особливості ГДЖ тягових електромеханічних систем, які включають обмеження режимів роботи, огляд топологій і стратегії керування. Питанням синтезу, аналізу і практичної реалізації систем керування ГДЖ присвячено значну кількість публікацій. Найбільш важливі результати, які мають загальнотеоретичну цінність для рішення задач керування ГДЖ, представлені в наступних публікаціях:

- системи керування напругою DC-DC перетворювачів: [57] – [66];
- алгоритми ідентифікації параметрів DC-DC перетворювача: [67] – [73];
- порівняння топологій і методів керування ГДЖ: [50] – [53], [74] – [83];
- системи керування напругою повністю керованих ГДЖ: [84] – [98];
- формування динамічних режимів ГДЖ тягових ЕМС: [39], [50], [99] – [105];
- регулювання напруги блоку СК в повністю керованих ГДЖ: [106] – [113];
- фактори, які впливають на деградацію літій-іонних АКБ: [114] – [118];

– методи розподілу струмів між АКБ і СК в тягових ЕМС: [36], [50], [85], [88], [92], [111], [121] – [123].

Зазначимо, що проведений аналіз і розроблені в роботі системи керування і методологія проведення досліджень ГДЖ не обмежуються тяговим призначенням, а є універсальними для класу електроприводів з таким типом живлення і наявністю режимів розгону-гальмування.

*Характеристики накопичувачів.* Як показано на рис. 1.4, в поєднанні АКБ та блок СК дозволяють одночасно забезпечити високі значення питомої потужності і питомої енергії [55] – [56]. Побудова автономних ЕТЗ, що живляться тільки від СК, поки що є економічно недоцільною через їх малу питому енергію та велику ціну.

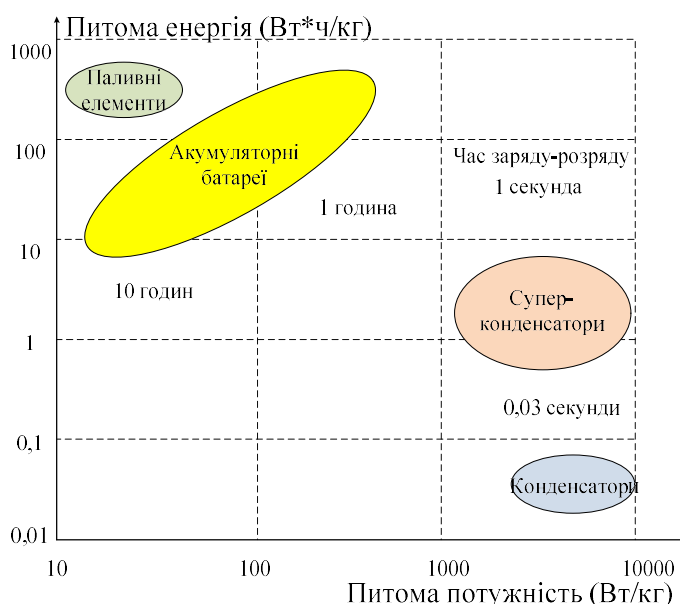


Рисунок 1.4 – Питомі характеристики накопичувачів

У табл. 1.1 наведено характеристики різних типів АКБ та СК. Промисловістю випускається велика кількість типів АКБ, серед поширених вважається, що кращим варіантом є застосування літій-залізо-фосфатних ( $\text{LiFePO}_4$ ) АКБ [46], [47]. Вони мають більшу ємність при однакових масо-габаритних параметрах. З цього класу АКБ виділяються літій-металеві АКБ з підвищеними зносостійкими параметрами, проте в роботі вони не розглядаються через низьку поширеність і високу вартість.

*Огляд методів керування реверсивними DC-DC перетворювачами.* Реверсивні DC-DC перетворювачі (англ. two-quadrant/bidirectional DC-DC boost-buck converters) широко застосовуються для підвищення постійної напруги в системах як ЕТЗ,

відновлювальні джерела живлення тощо [57]. Назва «реверсивний» слідує з того, що такий тип перетворювачів забезпечує керований потік енергії як в пряму (режим «boost»), так і в зворотну (режим «buck») сторони. Розробка нових топологій безпосереднього підвищення постійної напруги супроводжується розвитком теорії керування базовими типами DC-DC перетворювачів [58], [59]. Типову схему реверсивного DC-DC перетворювача напруги показано на рис. 1.5. Прийнято, що всі електричні елементи є лінійними, мають незмінні у часі параметри, транзистори є ідеальними ключами, які перемикаються симетрично у протифазі таким чином, що вихідна напруга ланки постійного струму  $V_{dc}$  підтримується на заданому рівні.

Таблиця 1.1 – Характеристики накопичувачів енергії [46], [47]

Накопичувач	АКБ			СК
Параметр	Lead-acid	Ni-MH	Li-ion	
Питома енергія, Вт-год/кг	35...50	70...90	100...250	2...10
Питома потужність, Вт/кг	150...300	300...800	500...5000	1500...12000
Ресурс роботи, цикл	100...1000	500...2000	500...3500	>1млн.
Термін служби, років	2...10	2...15	5...10	>20
Робоча температура, °C	-30...45	-40...60	-30...60	-50...70
ККД, %	70...85	65...80	80...95	>90
Обслуговування	Так			Ні
Ціна, дол/кВт·год	50...200	500...1500	1000...2500	10000...20000
Ціна, дол/кВт	50...150	75...400	400...670	50...100

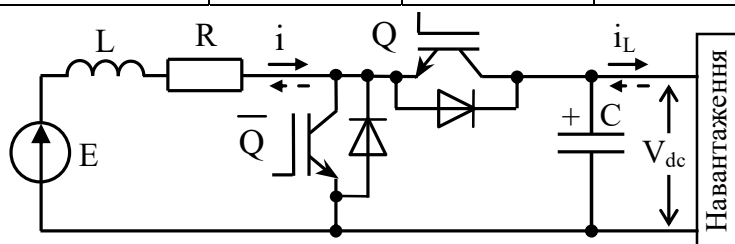


Рисунок 1.5 – Структурна схема реверсивного DC-DC перетворювача

На рис. 1.5 позначено:  $i$  – вхідний струм;  $L$ ,  $R$  – індуктивність та внутрішній опір дроселя;  $E$  – ЕРС джерела живлення;  $C$  – вихідна ємність перетворювача;  $i_L$  – струм навантаження;  $Q$ ,  $\bar{Q}$  – сигнали керування напівпровідниковими ключами.

Реверсивний DC-DC перетворювач в усереднених змінних [62] описується математичною моделлю 2-го порядку. В той же час вона є суттєво нелінійною і немінимально-фазовою, що викликано наявністю «правих» коренів в характеристичному поліномі [57], [58] лінеаризованої моделі. Цей факт не дозволяє

за допомогою стандартних підходів отримати високі динамічні показники регулювання напруги ланки постійного струму [60], [61]. Такі способи керування мають обмежений діапазон регулювання, який залежить від параметрів DC-DC перетворювача і вимагають використання великої ємності  $C$  для забезпечення динамічних показників якості [62] – [64]. Для покращення динаміки регулювання напруги з ПІ-регулятором було запропоновано різні модифікації регуляторів з компенсаційними зв'язками та алгоритми з каскадними ПІ(ПІ)-спостерігачами стану перетворювача зниженого порядку [63], [64], які мають «праві» корені в «генераторному» режимі роботи і не забезпечують достатню швидкодію.

Для високовольтих застосувань, таких як ЕТЗ, режим рекуперації енергії від ЕП є обов'язковим, адже дозволяє подовжити пробіг за рахунок збереженої енергії. Додаткова умова для ГДЖ – висока швидкодія перетворювача для максимального використання властивості СК до прийняття миттєвих значень струму [36], [56], [57].

Одним з методів синтезу швидкодіючих алгоритмів керування, зокрема для силових перетворювачів, є принцип пасивності, розглянутий у [65], [66] та у вкладених посиланнях. Основна ідея полягає у властивості всіх систем бути пасивними до визначених змінних стану. Важливим є доказовість того, що стійкість замкненої нелінійної системи можна забезпечити постійною керуючою дією з використанням ПІ-регулятора за умови вимірюваності вихідних змінних.

З аналізу літератури випливає, що класичні та модифіковані алгоритми на основі підпорядкованого керування з ПІ-регуляторами задовольняють базові вимоги керування DC-DC перетворювачами, проте відсутнє загально визнане, теоретично обґрунтоване рішення. Низка регуляторів побудована на основі спрощеної моделі. В [60], [62], [66] використовується спрощена математична модель, яка не враховує опір вхідного кола, що може приводити до похибок регулювання [64]. Для значної кількості алгоритмів не доведено стійкість замкнених систем на основі моделі повного порядку та не підтверджено експериментально працездатність в генераторному режимі [60] – [64]. Також відсутні рекомендації щодо налаштування. Таким чином, синтез нових методів керування напругою реверсивних DC-DC перетворювачів з підвищеними динамічними властивостями є актуальною задачею.



*Короткий огляд методів ідентифікації параметрів DC-DC перетворювачів.*

Для застосування високоефективних алгоритмів необхідна точна інформація про параметри DC-DC перетворювача. Початково параметри не є точно визначеними, а також вони можуть змінюватися в процесі роботи через вплив зовнішніх збурень, таких як нагрів і старіння елементів. Варіація параметрів призводить до зниження ефективності перетворення енергії і показників якості регулювання напруги.

Наприклад, внутрішній опір і індуктивність вхідного кола змінюються від температури і старіння, індуктивність також змінюється через насичення, а опір залежить від змінних режимів роботи ШІМ і компенсації «мертвого часу». Щоб подолати ці проблеми і підвищити точність регулювання напруги ланки постійного струму, необхідно визначити параметри перетворювача з достатньою точністю. В той же час проблема визначення параметрів реверсивного перетворювача DC-DC досі повністю не вирішена навіть для етапу самоналаштування [21], [51], [58].

Існуючі онлайн-методи дозволяють в режимі реального часу переналаштовувати параметри регуляторів на основі ідентифікації параметрів [67] – [71]. Алгоритм ідентифікації параметрів [67] базується на другому методі Ляпунова, оцінює чотири параметри реверсивного перетворювача DC-DC: індуктивність, вхідну напругу, вихідну ємність і струм навантаження. Проте збіжність оцінених параметрів не доведена для всіх режимів роботи. Адаптивний регулятор [68] визначає ті самі параметри, за винятком вхідної напруги, але потребує точного налаштування більшого числа коефіцієнтів. Робастний адаптивний регулятор [69] і адаптивний регулятор з компенсацією [70] оцінюють тільки вхідну напругу та опір навантаження. Алгоритм [71] заснований на методі рекурсивних найменших квадратів; однак це рішення не гарантує асимптотичної оцінки для неідеальних силових елементів. Офлайн-метод [72] враховує паразитні параметри транзисторів, але вимагає точної інформації про межі невизначеності параметрів, оскільки заснований на алгоритмі найменших квадратів. Розімкнутий спостерігач простору стану [73] забезпечує ідентифікацію двох вхідних індуктивностей і вихідної ємності.

Доказ стійкості для більшості запропонованих алгоритмів здійснюється на основі значних спрощуючих припущень, які загалом становлять: 1) нехтування

опором вхідної індуктивності [67] – [69]; 2) локальна лінеаризація динаміки системи [67], [70] – [72]; або 3) припущення, що змінні стану є набагато швидшими ніж похибки оцінювання параметрів [73]. Нехтування опором індуктивності призводить до погіршення динаміки оцінювання. Декілька алгоритмів враховують опір індуктивності в моделі перетворювача, але не оцінюють його [70], [71], [73].

Більшість алгоритмів керування можна використати лише для однонаправлених перетворювачів, які працюють на резистивний опір навантаження, що не може розглядатися в таких застосуваннях як ГДЖ тягових електромеханічних систем [67] – [72]. Деякі алгоритми призначені для використання зі спеціальним обладнанням навантаження [73]. Низка регуляторів можуть бути застосовані тільки в режимі безперервної провідності (англ. continuous conduction mode) [67], [68], [70], [73], який передбачає, що струм навантаження є позитивним і не спадає до нуля.

Як впливає з огляду, проблема визначення параметрів реверсивних DC-DC перетворювачів повністю не вирішена з точки зору врахування динаміки системи повного порядку і достатньо простої фізично обґрунтованої структури, яка гарантує прості і прозорі умови персистентності збудження для достатньо швидкого оцінювання.

*Порівняння топологій ГДЖ тягових електромеханічних систем.* В літературі наведено багато теоретичних досліджень щодо порівняння топологій ГДЖ, але дуже мало з них містять результати моделювання або експериментів для всіх найпоширеніших топологій, які зображено на рис. 1.6 [39], [49] – [56]: N 1. Акумуляторне джерело живлення; N 2. Пасивна топологія; N 3. АКБ з DC-DC перетворювачем; N 4. Пасивна топологія з DC-DC перетворювачем; N 5. Напівкерована (активна) топологія з керованими АКБ; N 6. Напівкерована топологія з керованим блоком СК; N 7. Повністю керована топологія. Усі топології мають на меті обмеження струму АКБ, за винятком N1 і N3, які не мають блоку СК. Друга ціль ГДЖ – регулювання напруги ланки постійного струму (не передбачено в N1, N2 і N6). Основні результати, опубліковані в літературі, наведено в табл. 1.2.

Ключові аспекти порівняння показують, що: Equation Section 1i

– напівкерована топологія з керованим блоком СК не зменшує падіння напруги ланки постійного струму [79], [80];

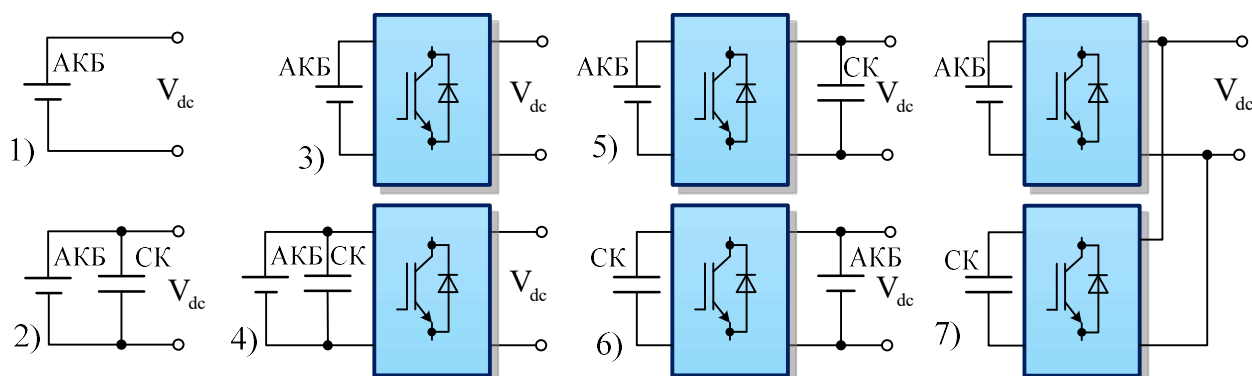


Рисунок 1.6 – Функціональні схеми топологій джерел живлення тягових ЕМС

Таблиця 1.2 – Аналіз літератури по порівнянню топологій ГДЖ ЕТЗ

Пос.	Досліджувані топології	Алгоритм керування	Тестування
[50]	N 2, 5, 6, 7	Динамічне програмування	Моделювання
[52]	N 3, 4, 7	ПІ-регулятори, ФНЧ	Моделювання
[77]	N 5, 6, 7	Регулятор з нечіткою логікою	Моделювання
[78]	N 5, 6	ПІ- регулятори	Моделювання
[76]	N 6, 7 (однонаправлений)	Алгоритм зі змінною структурою	Моделювання
[79]	N 2 (додатк. DC-DC), 5, 6	Динамічне програмування	Моделювання
[80]	N 5, 6	а) ПІ-регулятори; б) адаптивний ФНЧ	Моделювання
[82]	N 5, 6	Алгоритм зі змінною структурою	Експеримент
[53]	N 1, 7	а) регулятор з нечіткою логікою; б) Алгоритм зі змінною структурою	Експеримент
[83]	N 1, 6	а) нейронна мережа; б) Алгоритм зі змінною структурою	Експеримент

- пасивні топології (N2, 4) не забезпечують повне використання блоку СК [50];
- повністю керована топологія ГДЖ (N7) має нижчу енергоефективність внаслідок додаткових втрат у DC-DC перетворювачах [50], але найбільшу кількість ступенів вільності керування і може забезпечити кращі умови роботи АКБ [74]–[77]
- повністю керована топологія ГДЖ і напівкерована топологія з керованим СК забезпечують меншу втрату ємності АКБ, порівняно з живленням від АКБ [53], [83];
- ефективність керованих топологій (N 5 – N 7 на рис. 1.6) залежить від використовуваного алгоритму керування [39], [53], [80], [83].

Результати експериментального порівняння наведено лише в [53], [82], [83]. Критерії порівняння були обрані наступним чином: струм АКБ [50]; струм АКБ і напруга ланки постійного струму [52], [79]; струм та напруга АКБ [77], [82]; струм, напруга і стан заряду АКБ [80]; частотний спектр струму АКБ в перехідному режимі, втрата ємності АКБ, а також струми АКБ і СК [53], [83].

З огляду слідує, що: а) повномасштабне експериментальне порівняння всіх згаданих топологій не проведено; б) більшість досліджень засновані на результатах моделювання циклу ЕП, який складається з повторюваних профілів швидкості та моменту двигуна. Такий підхід дозволяє дослідити вплив інтегральних параметрів, таких як SOC, втрати енергії та потужності. Однак він не розкриває механізм впливу електроприводу на роботу ГДЖ для кожного елементу циклу руху ЕТЗ, таких як прискорення, гальмування та робота з усталеною швидкістю і моментом.

*Огляд методів керування повністю керованими ГДЖ.* Гібридні джерела живлення для тягових електромеханічних систем представляють собою комплексні системи, тому даний пункт розділено на частини: а) алгоритми керування напругою повністю керованих ГДЖ і розділення струмів між АКБ і СК; б) регулювання заряду СК; в) методи розподілу струмів, які додатково обмежують значення струму АКБ і його похідної; г) вимоги до тягових електромеханічних систем з ГДЖ.

*Алгоритми керування вихідною напругою гібридних джерел живлення з розділенням струмів між АКБ і СК.* Класичний алгоритм керування ГДЖ, структурну схему якого зображено на рис. 1.7, надано в [101].

Алгоритм містить три ПІ-регулятора: вихідної напруги і струмів АКБ і СК. Розв'язування струмів досягається за допомогою фільтра низьких частот (ФНЧ). Модифіковані алгоритми мають додатковий регулятор напруги СК, який «повільно» заряджає СК, який має мало впливати на стабілізацію вихідної напруги [85] – [88].

Алгоритм [89] використовує струм АКБ для обчислення заданого струму СК замість його заданого значення, завдяки чому дещо покращується динаміка процесів. Алгоритм керування для ГДЖ з дизель-генератором замість АКБ [86] подібний до показаного на рис. 1.7. Система керування зі змінною структурою (або алгоритм заснований на правилах від англ. rule-based control) [87], забезпечує всі можливі режими роботи ГДЖ для мікромереж на основі інформації про потужність, стани заряду АКБ і СК, проте не забезпечує високу швидкодію внаслідок застосування додаткового фільтра виходу регулятора напруги. Системи керування [90] – [92] побудовано з використанням козовних регуляторів струмів АКБ і СК. Алгоритм керування з чисельною оптимізацією відповідно до матричних нерівностей [91] вимагає суттєвої обчислювальної здатності процесора і окремого налаштування для різних ГДЖ. В [90], [92] напруга регулюється за

допомогою зворотного зв'язку в каналі СК. В [92] застосовано пряму компенсацію струму навантаження, але похідна струму АКБ не обмежується. В [90] застосовано ФНЧ для розділення струмів АКБ і СК із ковзним регулятором напруги. Алгоритми [98], [99] мають регулятор напруги на основі рішення рівняння енергетичного балансу. У рішенні [98] додано інтегральну компоненту для відпрацювання вихідної напруги і два П-регулятори струмів АКБ і СК з ФНЧ та спостерігачем струму навантаження. Алгоритми [91], [92] не мають регулятора напруги. Аналіз стійкості наведений лише у [91] і [92], в яких знехтувано динамікою струмів АКБ і СК.

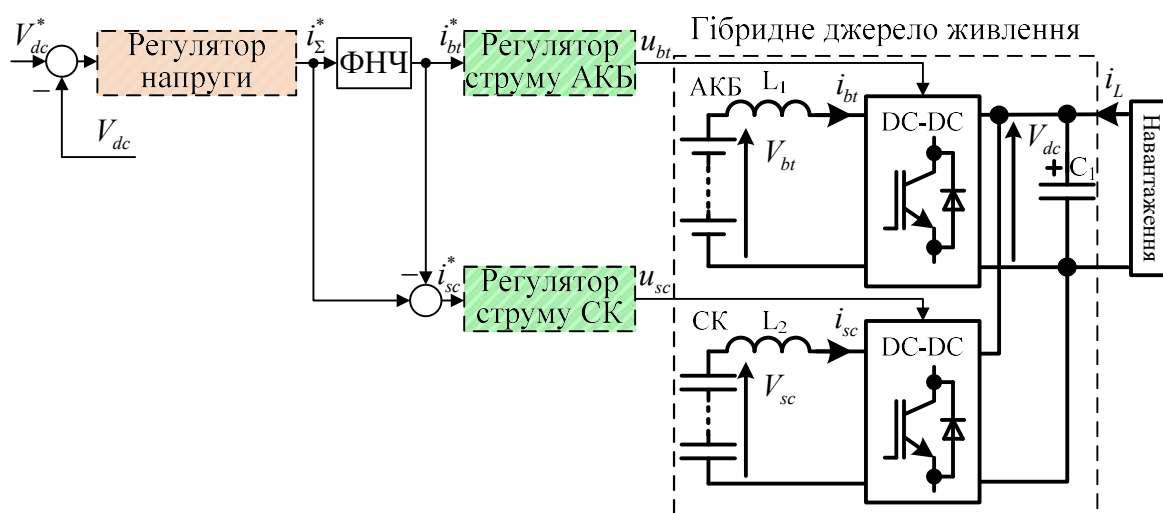


Рисунок 1.7 – Структурна схема класичного алгоритму керування ГДЖ

Другим важливим питанням керування ГДЖ тягових електромеханічних систем є розподіл струмів між АКБ і СК в перехідних процесах, який здійснюється шляхом розділення струму на «повільну» та «швидку» складові.

Недоліком стандартного ФНЧ (див. рис. 1.7) є те, що для розрахунку сумарного заданого струму використовується напруга АКБ, а струм СК розраховується за величиною, яка не відповідає стану заряду СК, що призводить до затримки і збільшення динамічної похибки регулювання вихідної напруги ГДЖ. Другим недоліком є те, що ФНЧ не забезпечує обмеження максимального значення струму АКБ, а також його похідної на одному рівні в різних режимах роботи ЕП.

Модифіковані ФНЧ для розрахунку заданих струмів АКБ і СК мають блоки масштабування для відповідних рівнів напруг, що покращує динаміку розподілу струмів [36], [39], [84], [101], [102], [111]. Таку конфігурацію умовно називають фільтром розподілу частот (ФРЧ). Рішення [101] є ефективним для накопичувачів

мереж живлення постійного струму. Еквівалентними є алгоритми з регуляторами струмів, які налаштовано на різні смуги пропускання [85], [88], [92], [121].

Алгоритми керування без ФНЧ [93] – [97] застосовують різні підходи для розділення струмів. Система керування [93] базується на змінному значенні заданої напруги, що ускладнює систему керування. В [94] використовується комплексна система керування, яка не дозволяє створити просту методику налаштування з обмеженням вихідних координат ГДЖ. Алгоритми зі змінною структурою [95], [96] не забезпечують ефективну роботу в умовах всіх режимів роботи електроприводу тягових ЕМС. Алгоритм [97] побудований на основі принципу пасивності, проте не має простого способу налаштування обмеження струму АКБ і його похідної. В оптимальних алгоритмах [50], [123], [123] розподіл здійснюється неявним чином на основі офлайн мінімізації функції швидкості зміни струму АКБ, в [53] – за допомогою явного регулятора напруги. Алгоритм на основі оптимального демпфування [88] має три регулятори, які показано на рис. 1.7, проте не використовує ФНЧ. Регулятор напруги формує завдання регулятора струму АКБ, а похибка його регулювання безпосередньо використовується як завдання регулятора струму СК. Це призводить до затримки внутрішніх контурів і не дозволяє використати всі можливості блоку СК.

Як слідує з огляду, більшість алгоритмів базуються на стандартному підході каскадного розділення процесів регулювання напруги і струмів АКБ та СК. Інші алгоритми засновані на «прямому керуванні струмом» (подібно до прямого керування моментом (DTC) для двигунів змінного струму) на основі ковзних регуляторів. Розв'язка струмів АКБ і СК може бути досягнуто за допомогою ФНЧ або належної конфігурації регуляторів струму, проте загальновизнаного рішення задач формування динамічних режимів ГДЖ до теперішнього часу не розроблено. Більшість робіт не мають доказу стійкості замкненої системи. Більшість досліджень базується на результатах математичного моделювання без експериментального підтвердження і верифікації математичних моделей АКБ і СК. Порівняння розповсюджених стратегій керування ГДЖ та їх режимів наведено у Додатку А.

*Регулювання заряду суперконденсаторів в ГДЖ.* В тягових електромеханічних системах з керованими СК режим частих прискорень/гальмувань призводить до

занадто швидкого заряду/розряду блоку СК, і його напруга виходить за допустимі межі, після чого його необхідно виключити з процесу керування. Таким чином втрачаються всі переваги ГДЖ над живленням тільки від АКБ, і всі швидкозмінні та пікові навантаження призводять до зменшення терміну служби АКБ [106].

Одним з методів вирішення цієї проблеми є синтез алгоритмів керування, які передбачають формування залежностей вихідних координат ГДЖ від швидкості ЕТЗ, проте цей напрямок досліджень є досі на стадії розвитку, універсального рішення не представлено, залежності від швидкості сформовані інтуїтивно на основі правил (система зі змінною структурою) [107] або нейронних мереж [108].

Розповсюдженим методом є регулятор заряду СК, який підтримує напругу СК на заданому рівні або діапазоні. Один з перших алгоритмів для повністю керованих ГДЖ [85] має послідовну каскадну структуру, що обмежує швидкодію контурів регулювання струмів АКБ і СК і не є рекомендованим для швидкодіючих ГДЖ.

Стандартним рішенням для структури, показаній на рис. 1.7, є лінійний ПІ-регулятор напруги СК [109], [110], який на основі похибки її регулювання формує додаткову величину в розрахунку заданого струму СК. Еквівалентним підходом є окремий ФНЧ [111]. В [89] запропоновано аналогічний регулятор енергії блоку СК в ГДЖ на основі однофазних інверторів. Системи керування ГДЖ зі змінною структурою [74], [75] мають окремі режими заряду СК, які вмикаються лише за визначених умов, наприклад, за умови достатнього стану заряду АКБ і зменшеної напруги СК ніж встановлене мінімальне значення. Альтернативою розглянутим рішенням є алгоритми на основі нечіткої логіки [112] та нейронних мереж [113].

Більшість наведених рішень не мають доказу стійкості композитної системи керування; не надано рекомендацій щодо налаштування регуляторів заряду СК; не досліджено вплив регулювання заряду СК на динаміку регулювання напруги ГДЖ і на властивості фільтрації струму АКБ, що складає актуальність подальших досліджень. Системи керування зі змінною структурою [74], [75] є чутливими до умов перемикання між режимами. Рішення [74], [75], [109] направлені на керування мікромережами, в яких стрімкі зміни струму навантаження і повторні цикли заряду-розряду не є типовим випадком роботи як у тягових електромеханічних системах.

*Методи керування з обмеженням швидкості зміни струму АКБ.* У літературі присвяченій опису старіння АКБ загальним електричним фактором, який впливає на втрату ємності в *літій-іонних АКБ*, є максимальне значення струму (швидкість заряду/розряду АКБ). В той же час, швидкість зміни струму не розглядається як параметр, який безпосередньо впливає на старіння літій-іонних АКБ, так як впливає для *свинцево-кислотних АКБ* [114], [115]. З точки зору типових ЕТЗ, часті розгони і гальмування електроприводу призводять до швидкого зростання потужності (струму) [116]. Обмеження швидкості наростання потужності АКБ в цих режимах обмежує середнє і максимальне значення струму, що подовжує їх термін служби.

Проблема визначення впливу частоти струму на деградацію літій-іонних АКБ знаходиться на стадії розвитку. Результати одного з перших досліджень [117], [118] експериментально показали, що зі збільшенням частоти збільшуються втрати ємності, внутрішній опір і температура. Це особливо важливо для тягових ЕМС, оскільки на первинне джерело живлення впливає широкий діапазон високочастотних пульсацій струму, які викликані 2-ма основними факторами [117]: 1) високочастотні струми викликані роботою ШІМ-перетворювачів (від кількох кГц до десятків кГц); додаткові перешкоди від зарядної мережі; 2) високочастотні струми викликані роботою електроприводу: а) непарні гармоніки, що виникають внаслідок несинусоїдальної форми проти-ЕРС; б) парні гармоніки від зміни взаємної індуктивності обмоток (визначається кількістю пар полюсів); в) високочастотні диференціальні струми, викликані різницею імпедансу фазних обмоток трифазних двигунів; г) зубцеві гармоніки статора. Описані високочастотні перешкоди згладжуються спроектованими в DC-DC перетворювачах низькоємнісними фільтрами, однак вони не зникають повністю і негативно впливають на джерело.

У [111] показано, що традиційне налаштування ФРЧ з фіксованою сталою часу не дозволяє досягти ефективного розподілу в тягових ЕМС, оскільки не забезпечує обмеження струму АКБ для різних профілів навантаження. Для забезпечення кращого розподілу і обмеження показників струму АКБ (максимальне значення і швидкість зміни) застосовують наступні підходи: 1) адаптивний ФРЧ; 2) лінійний обмежувач швидкості зміни струму; 3) системи зі змінною структурою.



Алгоритми з обмежувачем швидкості струму використовуються в поєднанні з ФРЧ [120], або з інтелектуальними регуляторами напруги [53], [125]. Такі системи характеризуються коливаннями напруги СК і мають складне налаштування.

В адаптивних алгоритмах [36], [85], [111] конфігурація ФРЧ змінюється в режимі реального часу на основі інформації про: стан заряду блоку СК; рівень і знак струму навантаження; рівень і знак миттєвої потужності навантаження; частотний спектр струму навантаження зі швидкого перетворення Фур'є (англ. FFT) тощо.

Цей напрямок синтезу алгоритмів потенційно може забезпечити найкращий розподіл струмів. Однак він потребує подальших досліджень, оскільки універсального рішення задачі адаптивного розподілу потужностей в ГДЖ не представлено, а існуючі алгоритми базуються не на динамічних рівняннях системи, а на інтуїтивному підході до адаптації ФРЧ і вимагають детального налаштування під конкретний цикл роботи тягового електроприводу. Також алгоритми, які використовують FFT струму навантаження, мають додаткову часову затримку при онлайн-розрахунку адаптивного розподілу струмів, що зменшує швидкодію ГДЖ.

Системи керування зі змінною структурою [53], [123] забезпечують фіксоване перемикання між режимами роботи. Типові алгоритми для тягових ЕМС базуються на інформації про напругу СК, рівень струму АКБ та знак струму навантаження для визначення перемикання між режимами спільної роботи ГДЖ або окремої роботи АКБ під дією низького і високого рівня навантаження, відповідно. Недоліками таких систем є те, що: 1) неможливо забезпечити ефективні умови роботи АКБ та блоку СК в усіх режимах роботи; 2) в правилах перемикання неможливо описати всі режими роботи ЕТЗ; 3) складно налаштувати межі перемикання залежно від умов різних циклів роботи електроприводу тягової електромеханічної системи.

Таким чином, універсального рішення задачі керування ГДЖ з обмеженням швидкості зміни струму АКБ із автоматичним перемиканням між режимами роботи, яке б мало просте налаштування і доказ стійкості, не представлено.

*Вимоги до тягових електромеханічних систем з ГДЖ.* При формуванні стратегій керування тяговими електромеханічними системами з ГДЖ існує декілька основних критеріїв якості використання джерел живлення [126]:

- максимізація дальності руху ЕТЗ (тривалості роботи ГДЖ);
- мінімізація динамічних навантажень АКБ;
- максимізація накопичення енергії в режимах рекуперації електропривода;
- задоволення миттєвих потреб потужності для забезпечення динаміки ЕТЗ;
- керування потоками енергії для її збереження для майбутніх потреб.

Відповідно до вказаних критеріїв формується лист вимог до окремих частин тягових ЕМС. Основні і розширені вимоги наведено в [37], [76], [82], [125]:

*Вимоги до тягового ЕП [125]:*

- висока питома потужність;
- відпрацювання механічних координат із врахуванням обмежень джерела живлення: обмеження відповідно до поточної вхідної напруги інвертора;
- відпрацювання 2-3-кратного номінального моменту; відпрацювання підвищеного моменту на низьких швидкостях при старті з нахилом ЕТЗ;
- забезпечення максимальних значень прискорення при розгоні і гальмуванні з врахуванням плавності руху (ривок);
- висока потужність на круїзних швидкостях; використання повної потужності джерела живлення в режимах ослаблення поля (до 2-4 номінальних швидкостей);
- максимально досяжна ефективність в широкому діапазоні регулювання швидкості і моменту, включаючи режим з низьким моментом;
- оптимальне співвідношення між піковим моментом тягового двигуна і вольт-амперною характеристикою інвертора;
- захист від перевищення струму розмагнічування для СДПМ; інші типи захисту: від перевантаження, перегріву, максимальних струмів тощо.

*Вимоги до джерела живлення:*

- висока швидкодія DC-DC перетворювачів для ефективної реалізації алгоритмів оптимізації процесів енергообміну між джерелом живлення і ЕП;
- постачання миттєвої потужності в усіх режимах роботи електроприводу;
- асимптотичне регулювання напруги ланки постійного струму;
- запобігання пришвидшеному старінню АКБ за рахунок СК;
- забезпечення необхідної енергії для відпрацювання заданої відстані руху;

- робастність системи керування ГДЖ до варіацій режимів роботи ЕП [37];
- регулювання напруги СК для спеціальних режимів швидкого розгону тощо;
- швидкий процес заряду під час частих зупинок (для маршрутних ЕТЗ);
- забезпечення роботи інвертора ЕП від одного джерела живлення (АКБ або блок СК) в аварійних та спеціальних режимах роботи;
- адаптація рівня напруги ланки постійного струму до швидкості двигуна.

### **Висновки до розділу 1**

Аналітичний огляд показав, що типові тягові електромеханічні системи базуються на асинхронному або синхронному електроприводі. В той час як системи векторного керування двигунами є уніфікованими, ідентифікація їх параметрів не є вирішеною проблемою. Системи ослаблення поля для роботи в режимах зі швидкістю більше за номінальну не забезпечують повне використання потужності джерела живлення. Для живлення типових ЕТЗ використовуються тільки АКБ, що спричиняє їх прискорене старіння. Повністю активна топологія ГДЖ має найбільшу гнучкість керування. Стандартні системи керування на основі лінійних ПІ-регуляторів струмів і напруги з ФНЧ для частотного розподілу струмів задовольняють вимогам значної кількості застосувань, проте базуються на суттєвих спрощуючих припущеннях, основним з яких є нехтування нелінійною немінимально-фазовою динамікою процесів формування вихідної напруги DC-DC перетворювачів і динамікою джерел живлення. У зв'язку з цим типові алгоритми керування ГДЖ не мають строгого теоретичного обґрунтування, стійкість суттєво нелінійних систем не доведено. Як наслідок, підсистеми керування ГДЖ і тяговим електроприводом є взаємозв'язаними і чутливими до координатних і параметричних збурень, основними з яких є варіації активного опору ротора АД, електричних параметрів СДПМ і параметрів DC-DC перетворювачів, що в свою чергу призводить до деградації динамічних показників якості керування і зниження енергетичної ефективності процесів електромеханічного перетворення енергії.

Отже, розвиток методів синтезу та аналізу тягових електромеханічних систем на базі векторно-керованих електроприводів змінного струму з гібридними джерелами живлення, спрямований на підвищення їх статичних, динамічних та

енергетичних характеристик за рахунок розробки і впровадження методів нелінійного і адаптивного керування є метою даної роботи. Для досягнення поставленої мети вирішувалися наступні основні задачі:

- аналіз існуючих методів керування тяговими електромеханічними системами з гібридними джерелами живлення з метою обґрунтування необхідності вирішення науково-прикладної задачі, яка розглядається в роботі;
- розроблення алгоритмів ослаблення поля в системах векторного керування АД, алгоритмів ідентифікації активного опору ротора АД, електричних параметрів СДПМ, а також параметрів DC-DC перетворювачів;
- розвиток теорії синтезу і аналізу двоконтурних систем керування напругою класом DC-DC перетворювачів як нелінійних немінимально-фазових об'єктів керування;
- теоретичне обґрунтування і розроблення системи керування ГДЖ, яка забезпечує асимптотичне регулювання напруги ланки постійного струму, розподіл динамічних складових струмів між АКБ і СК, а також стабілізацію середнього значення напруги СК;
- розроблення концепції експериментального дослідження електромеханічних систем змінного струму з гібридними джерелами живлення;
- створення пакету моделюючих програм та експериментальних установок, проведення повномасштабних експериментальних досліджень динамічних та статичних характеристик розроблених систем.

## РОЗДІЛ 2

### КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИМИ СИСТЕМАМИ НА БАЗІ АСИНХРОННИХ І СИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ

Більшість систем керування з ослабленням поля АД не забезпечують повне використання потужності джерела. В розділі представлено структурно уніфіковані методи ослаблення поля для систем прямого векторного керування, які ґрунтуються на одночасному формуванні заданих траєкторій моменту і потоку як функцій оціненого потоку, що забезпечує більш повне використання потужності джерела.

Досягнення цілей векторного керування моментом/швидкістю та потокозчепленням АД і СДПМ можливо, якщо їх параметри відомі і сталі. Але відомо, що активний опір ротора АД є недоступним для вимірювання та може змінюватися у межах від -50% до 100% відносно номінального значення при роботі під навантаженням внаслідок нагріву або неточності визначення параметрів. В загальному випадку варіації активного опору викликають порушення умов полеорієнтування, що призводить до деградації динамічних показників якості відпрацювання координат, збільшення активних втрат в електричній машині, та в деяких випадках до втрати стійкості системи. Причина порушення полеорієнтування слідує з визначення синхронної частоти обертання системи координат ( $d - q$ ). В системах векторного керування СДПМ потік постійних магнітів знижується з терміном служби внаслідок розмагнічування, в тому числі через роботу в режимах ослаблення поля, а індуктивності змінюються внаслідок насичення.

В даному розділі також розроблено алгоритми ідентифікації параметрів, які забезпечують оцінювання активного опору ротора АД і всіх електричних параметрів СДПМ в умовах їх початкової невизначеності. Equation Section (Next)

Основні результати розділу опубліковано в роботах [127] – [133].

#### **2.1 Пряме векторне керування моментом і швидкістю АД**

Математична модель АД в стаціонарній системі координат ( $a-b$ ), записана через вектори струму статора та потокозчеплення ротора за умов лінійної магнітної характеристики АД та збалансованого живлення, має вигляд [6]

$$\begin{aligned}
\dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - v\omega - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}), \\
\dot{i}_{1a} &= -\gamma i_{1a} + \alpha \beta \psi_{2a} + \beta \omega p_n \psi_{2b} + \sigma^{-1} u_{1a}, \\
\dot{i}_{1b} &= -\gamma i_{1b} + \alpha \beta \psi_{2b} - \beta \omega p_n \psi_{2a} + \sigma^{-1} u_{1b}, \\
\dot{\psi}_{2a} &= -\alpha \psi_{2a} - \omega p_n \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a}, \\
\dot{\psi}_{2b} &= -\alpha \psi_{2b} + \omega p_n \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b},
\end{aligned} \tag{2.1}$$

де  $\omega$  – кутова швидкість обертання ротора;  $u_{1a}, u_{1b}$ ,  $i_{1a}, i_{1b}$ ,  $\psi_{2a}, \psi_{2b}$  – компоненти векторів керуючої напруги, струму статора і потокозчеплення ротора;  $R_1, R_2$  – активні опори статора і ротора,  $L_1, L_2$  – індуктивності статора і ротора;  $L_m$  – індуктивність намагнічуючого контура;  $J$  – сумарний момент інерції;  $v$  – коефіцієнт в'язкого тертя,  $p_n$  – число пар полюсів;  $\alpha = R_2/L_2 = \tau_r^{-1}$ ,  $\tau_r$  – стала часу роторного кола;  $\beta = L_m/\sigma L_2$ ;  $\sigma = L_1 - L_m^2/L_2$ ;  $\gamma = (R_1/\sigma) + \alpha \beta L_m$ .

Визначимо змінні в синхронній системі координат наступним чином:

$$\mathbf{x}^{(d-q)} = \mathbf{e}^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} \mathbf{x}^{(a-b)}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{e}^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & \sin \varepsilon_0 \\ -\sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix}. \tag{2.2}$$

де  $\mathbf{x}$  – двомірні вектори напруги, струмів та потокозчеплень, тоді динамічна модель АД в синхронній системі координат ротора  $(d-q)$ , яка обертається з синхронною кутовою швидкістю  $\omega_0$ , буде

$$\begin{aligned}
\dot{\omega} &= J^{-1} (M - v\omega - M_c), \quad M = 1.5 p_n (L_m / L_2) (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}), \\
\dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta \omega p_n \psi_{2q} + \sigma^{-1} u_{1d}, \\
\dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta \omega p_n \psi_{2d} + \sigma^{-1} u_{1q}, \\
\dot{\psi}_{2d} &= -\alpha \psi_{2d} + \omega_2 \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d}, \\
\dot{\psi}_{2q} &= -\alpha \psi_{2q} - \omega_2 \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q}, \\
\dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \\
\varepsilon_0(0) &= 0,
\end{aligned} \tag{2.3}$$

де  $i_{1d}, i_{1q}$ ,  $u_{1d}, u_{1q}$  – струми та напруги статора по осям  $(d-q)$ ; частота ковзання дорівнює  $\omega_2 = \omega_0 - p_n \omega$ ,  $\varepsilon_0$  – кутове положення рухомої системи координат  $(d-q)$  відносно нерухомої системи координат статора  $(a-b)$ , в якій визначені фізичні змінні.

У загальному випадку  $M^*(t)$  та  $\psi^*(t) > 0$  є задані гладкі функції моменту та модуля потокозчеплення. Кутова швидкість при керуванні моментом розглядається, як обмежена зовнішня функція часу. Вихідні змінні, що мають відпрацьовуватися, визначаються як нелінійні функції часу

$$\mathbf{y}_1 = \begin{pmatrix} 1.5p_n(\psi_{2d}i_{1q} - \psi_{2q}i_{1d}) \\ \sqrt{\psi_{2d}^2 + \psi_{2q}^2} \end{pmatrix} \triangleq \begin{pmatrix} M \\ |\psi_2| \end{pmatrix}. \quad (2.4)$$

Алгоритм керування моментом і потокозчепленням, який наведено в [134], забезпечує: глобальні асимптотичні властивості відпрацювання моменту та потокозчеплення; розв'язаність процесів керування ними; асимптотичну орієнтацію за вектором потокозчеплення. Алгоритм містить:

– спостерігач модуля вектора потокозчеплення ротора:

$$\begin{aligned} |\dot{\hat{\psi}}_2| &= -\alpha|\hat{\psi}_2| + \alpha L_m i_{1d}, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{|\hat{\psi}_2|}, \end{aligned} \quad (2.5)$$

де  $|\hat{\psi}_2|$  – оцінене значення потокозчеплення;

– регулятор моменту:

$$i_{1q}^* = \frac{M^*}{\mu_1 \psi^*}; \quad (2.6)$$

– регулятор модуля потокозчеплення:

$$\begin{aligned} i_{1d}^* &= (\alpha\psi^* + \dot{\psi}^* - k_\psi \tilde{\psi} - x_\psi) / \alpha L_m, \\ \dot{x}_\psi &= k_{\psi i} \tilde{\psi}, \end{aligned} \quad (2.7)$$

де  $\tilde{\psi} = |\hat{\psi}_2| - \psi^*$  – похибка відпрацювання оціненого значення потокозчеплення;  $(k_\psi, k_{\psi i}) > 0$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора потокозчеплення;  $x_\psi$  – інтегральна компонента регулятора потокозчеплення;

– регулятор струму по осі d:

$$\begin{aligned}
u_{1q} &= \sigma \left( \omega_0 i_{1d} - k_{id1} \tilde{i}_{1d} - x_d + \gamma i_{1d}^* - \alpha \beta |\hat{\psi}_2| + \dot{i}_{1d}^* \right), \\
\dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_{1d}, \\
\dot{i}_{1d}^* &= (\alpha \dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^* - \alpha L_m k_\psi \tilde{i}_{1d} + [k_\psi (\alpha + k_\psi) - k_{\psi i}] \tilde{\psi} - k_\psi x_\psi) / \alpha L_m.
\end{aligned}
\tag{2.8}$$

де  $\tilde{i}_{1d} = i_{1d} - i_{1d}^*$  – похибка відпрацювання струму  $i_{1d}$ ;  $i_{1d}^*$  – заданий струм;  $(k_{id1}, k_{iid}) > 0$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму по осі d;  $x_d$  – інтегральна компонента регулятора струму по осі d;

– регулятор струму по осі q:

$$\begin{aligned}
u_{1d} &= \sigma \left( -\omega_0 i_{1q} - k_{iq1} \tilde{i}_{1q} - x_q + \gamma i_{1q}^* + \beta p_n \omega |\hat{\psi}_2| + \dot{i}_{1q}^* \right), \\
\dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{1q}, \\
\dot{i}_{1q}^* &= (\dot{M}^* / \psi^* - M^* \dot{\psi}^* / \psi^{*2}) / \mu_1,
\end{aligned}
\tag{2.9}$$

де  $\tilde{i}_{1q} = i_{1q} - i_{1q}^*$  – похибка відпрацювання;  $i_{1q}^*$  – заданий струм;  $(k_{iq1}, k_{iiq}) > 0$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму по осі q;  $x_q$  – інтегральна компонента регулятора струму по осі q.

Після підстановки алгоритму керування (2.5) – (2.9) в (2.3) отримаємо наступні рівняння динаміки похибок відпрацювання моменту:

$$\tilde{M} = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \left[ (\tilde{\psi} + \tilde{\psi}_{2d}) (i_{1q}^* + \tilde{i}_{1q}) + \psi^* \tilde{i}_{1q} - \tilde{\psi}_{2q} (i_{1d}^* + \tilde{i}_{1d}) \right],
\tag{2.10}$$

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}}_{1q} &= -k_{iq} \tilde{i}_{1q} - x_q - \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2d} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q}, \\
\dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{1q},
\end{aligned}
\tag{2.11}$$

та координат електромагнітної підсистеми АД

$$\ddot{\tilde{\psi}} = -(\alpha + k_\psi) \tilde{\psi} - x_\psi + \alpha L_m \tilde{i}_{1d},
\tag{2.12}$$

$$\begin{aligned}
\dot{x}_\psi &= k_{\psi i} \tilde{\psi}, \\
\dot{\tilde{i}}_{1d} &= -k_{id} \tilde{i}_{1d} - x_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2d} + \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2q},
\end{aligned}
\tag{2.13}$$

$$\begin{aligned}
\dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_{1d}, \\
\dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q}, \\
\dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\psi}_{2d},
\end{aligned}
\tag{2.14}$$



$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{\dot{i}_{1q}}{|\hat{\Psi}_2|},$$

де  $k_{iq} = \gamma + k_{iq1}$ ,  $k_{id} = \gamma + k_{id1}$ .

Згідно з рівняннями (2.10) – (2.14) результуюча динаміка похибок відпрацювання потокозчеплення та моменту має вигляд послідовного з'єднання двох підсистем, які мають збурення (компоненти залежні від  $\tilde{\Psi}_{2d}, \tilde{\Psi}_{2q}$ ), що є функцією похибок оцінювання потокозчеплень. Оскільки номінальна динаміка (2.10) – (2.14) (при  $\tilde{\Psi}_{2d} = \tilde{\Psi}_{2q} = 0$ ) є лінійною і асимптотично стійкою для всіх  $(k_\psi, k_{\psi i}, k_{id}, k_{iq}, k_{ii}) > 0$ , то з умови  $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\Psi}_{2d}, \tilde{\Psi}_{2q}) = 0$  слідує  $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{M}, \tilde{\Psi}) = 0$ .

Алгоритм керування швидкістю і потокозчепленням [134] є аналогічним до алгоритму керування моментом АД (2.2), (2.5) – (2.9), з різницею в заміні регулятора моменту на нелінійний регулятор швидкості в стандартній формі:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{1q}^* &= \frac{1}{\mu \psi^*} (\hat{M}_c + \dot{\omega}^* - k_\omega \tilde{\omega} + v \omega^* / J), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (2.15)$$

де  $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$  – похибка відпрацювання швидкості;  $\tilde{M}_c = (M_c / J) - \hat{M}_c$  – похибка оцінювання невідомої компоненти моменту навантаження;  $\hat{M}_c$  – оцінка складової моменту навантаження  $M_c / J = \text{const}$ ;  $(k_\omega, k_{\omega i}) > 0$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора швидкості.

У виразі (2.9) для регулятора струму замість  $\dot{i}_{1q}^*$  використовується модифікована відома складова похідної від  $i_{1q}^*$ , яка має вигляд

$$\dot{i}_{1q1}^* = [\dot{\hat{M}}_c + \ddot{\omega}^* - k_\omega (-k_{\omega i} \tilde{\omega} + \mu \psi^* \tilde{i}_{1q}) + v \omega^* / J] / \mu \psi^* - \dot{\psi}^* i_{1q}^* / \psi^*. \quad (2.16)$$

Рівняння динаміки похибок відпрацювання координат в електромагнітній підсистемі не змінюються відносно електромеханічної підсистеми, вони визначені в (2.12) – (2.14). Рівняння динаміки похибок відпрацювання координат в електромеханічній підсистемі в силу дії алгоритму керування (2.15), (2.16) будуть

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\
\dot{\tilde{\omega}} &= -k_{\omega} \tilde{\omega} - \tilde{M}_c + \mu \psi^* \tilde{i}_{lq} + \mu (\tilde{\psi}_{2d} + \tilde{\psi}) i_{lq}^* + \mu (\tilde{\psi}_{2d} + \tilde{\psi}) \tilde{i}_{lq} - \mu \tilde{\psi}_{2q} i_{ld}^* - \mu \tilde{\psi}_{2q} \tilde{i}_{ld}, \\
\dot{x}_q &= k_{ii} \tilde{i}_{lq}, \\
\dot{\tilde{i}}_{lq} &= -k_i \tilde{i}_{lq} - x_q - \mu^{-1} k_{\omega} \tilde{M}_c + \psi^* (\alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta p_n \omega^* \tilde{\psi}_{2d}) - \tilde{\omega} p_n \tilde{\psi}_{2d} \psi^* \beta + \\
&\quad + \mu^{-1} k_{\omega} (\tilde{\psi}_{2d} + \tilde{\psi}) i_{lq}^* - k_{\omega} \tilde{\psi}_{2q} i_{ld}^* / \alpha L_m + k_{\omega} (\tilde{\psi}_{2d} + \tilde{\psi}) \tilde{i}_{lq} - k_{\omega} \tilde{\psi}_{2q} \tilde{i}_{ld}.
\end{aligned} \tag{2.17}$$

Об'єднана нелінійна система (2.12) – (2.14), (2.17), що описує динамічну поведінку АД в процесі відпрацювання кутової швидкості і модуля потокозчеплення ротора, має десятий порядок. Між тим цілеспрямовано досягнута декомпозиція на електромеханічну (2.17) та електромагнітну (2.12) – (2.14) підсистеми дозволяє суттєво спростити аналіз стійкості.

Необхідне розділення у часі процесів регулювання в зовнішньому контурі швидкості і внутрішньому контурі струму по осі  $q$  досягається умовою  $\omega_{0c} \geq (2 \div 3) \omega_{0\omega}$ , де значення власної частоти недемпфованих коливань контурів регулювання струму  $\omega_{0c}$  та швидкості  $\omega_{0\omega}$  визначається як  $\omega_{0c}^2 = k_{iid}$ ,  $\omega_{0\psi}^2 = k_{\psi i}$ . Стандартні налаштування коефіцієнтів регулятора швидкості

$$k_{\omega i} = (\alpha + k_{\psi})^2 / 4 \text{ при } \xi = 1, \quad k_{\omega i} = (\alpha + k_{\psi})^2 / 2 \text{ при } \xi = 0.707. \tag{2.18}$$

де  $\xi$  – коефіцієнт затухання недемпфованих коливань у контурі регулювання.

## 2.2 Ослаблення поля в системах векторного керування АД

Метою цього підрозділу є розробка уніфікованих методів ослаблення поля для систем прямого векторного керування моментом і потокозчепленням АД, які гарантують відпрацювання заданих траєкторій у всіх швидкісних режимах роботи із врахуванням фізичних обмежень двигуна і інвертора.

### 2.2.1 Обмеження за струмом і напругою для режиму ослаблення поля

Швидкісні режими роботи АД мають три регіони: постійного моменту ( $\omega_0 < \omega_{0b}$ ), постійної потужності ( $\omega_{0b} \leq \omega_0 < \omega_{0c}$ ) і постійного ковзання ( $\omega_0 \geq \omega_{0c}$ ) [9], де  $\omega_{0b}$  і  $\omega_{0c}$  визначають як базову і критичну частоти струму статора, як це показано на рис. 2.1.

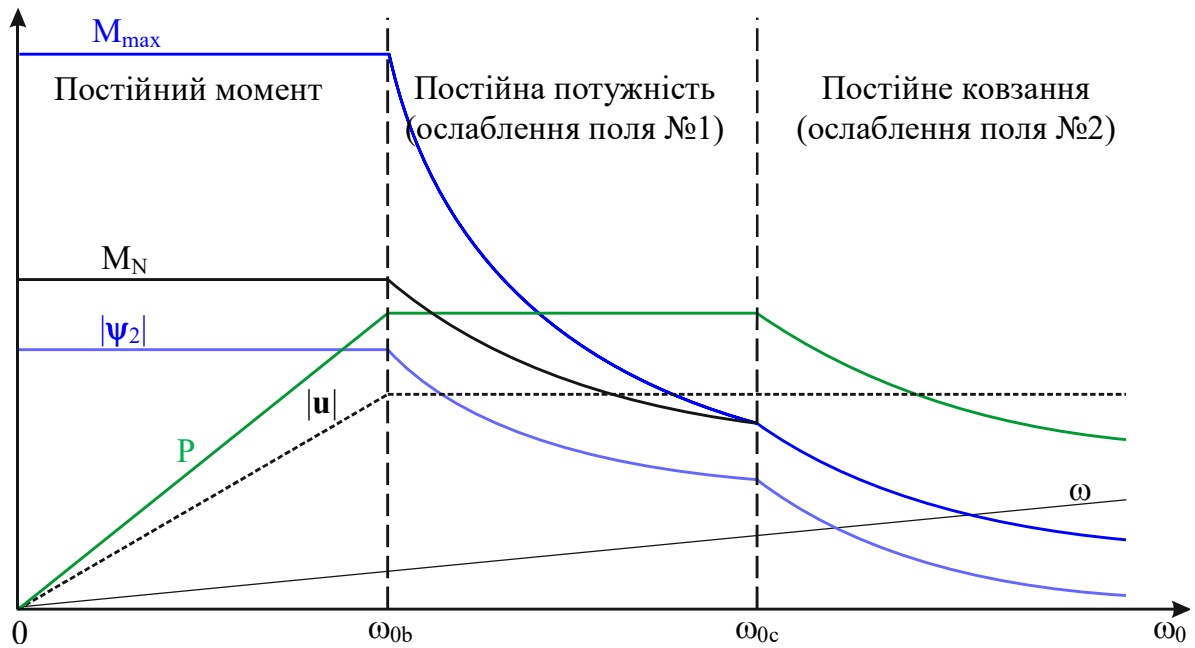


Рисунок 2.1 – Характеристики АД в режимі постійного і ослабленого потоку

Максимальне значення моменту АД визначається обмеженнями за струмом і напругою інвертора, а також термальним струмом АД. З моделі (2.3) обмеження за струмом мають вигляд

$$i_{ld}^2 + i_{lq}^2 \leq I_{max}^2, \quad (2.19)$$

де  $I_{max}$  – максимальний струм інвертора. Обмеження (2.19) має вигляд кола на площині струмів з радіусом  $I_{max}$ .

Відповідно обмеження за напругою визначаються виразом

$$u_{ld}^2 + u_{lq}^2 \leq U_{max}^2, \quad (2.20)$$

де максимальне значення вихідної напруги інвертора  $U_{max} = \eta V_{dc} / \sqrt{3}$ ;  $\eta = 0.9 - 0.95$  – коефіцієнт запасу.

*Режим постійного моменту ( $\omega_0 < \omega_{0b}$ ).* Формалізація обмеження (2.20) з врахуванням статичних режимів моделі АД (2.3) в режимі орієнтації за вектором потокозчеплення ротора має наступний вигляд [12]

$$U_{max}^2 = \omega_0^2 [(\sigma i_{lq})^2 + (L_1 i_{ld})^2]. \quad (2.21)$$

Рівняння (2.21) визначає еліпс на площині струмів, який за умов збільшення  $\omega_0$  або зменшення звужується відносно початку координат.

Виходячи з обмеження (2.19) для номінального струму  $i_{dN} = \psi_N^* / L_m$ , де  $\psi_N^*$  – номінальне потокозчеплення, маємо обмеження для моментного струму

$$i_{lq\max} \leq \sqrt{I_{\max}^2 - i_{dN}^2}. \quad (2.22)$$

Обмеження (2.22) визначає, що для номінального потокозчеплення  $\psi_N^*$  максимальний момент в регіоні постійного моменту завжди однаковий, оскільки відсутнє обмеження за напругою.

Зі зростанням кутової швидкості, а відповідно і зростанням  $\omega_0$ , еліпс (2.22) звужується і настає момент, коли обмежуюче коло (2.20) і еліпс (2.22) мають спільну точку. Вона визначає частоту  $\omega_{0b}$ , яку прийнято називати базовою для початку ослаблення поля. Після перетворень з (2.21) визначимо

$$\omega_{0b} = \frac{U_{\max}}{L_1 \sqrt{i_{dN}^2 (1 - \sigma^2) - \sigma^2 I_{\max}^2}}, \quad (2.23)$$

а також базову кутову швидкість

$$\omega_b = \omega_{0b} - \omega_2, \quad (2.24)$$

де  $\omega_2$  – частота ковзання для струму  $I_{\max}$ .

*Режим постійної потужності ( $\omega_{0b} \leq \omega_0 \leq \omega_{0c}$ ) – ослаблення поля №1.* АД розвиває приблизно номінальну потужність (в усталеному режимі), тому момент  $M = P_N / \omega$ , де  $P_N$  – номінальна потужність. Режим ослаблення поля починається з частоти  $\omega_{0b}$  і закінчується в точці критичної частоти  $\omega_{0c}$ , після якої відсутні точки перетину еліпса (для  $\omega_{0c}$ ) і кривої постійного моменту  $M = M_N(\omega_{0b} / \omega_{0c})$ .

Відповідно до встановлених робочих зон важливо відмітити, що в режимах з постійним потокозчепленням обмеження за моментом визначаються  $I \leq I_{\max}$ , в зоні I ослаблення поля встановлюються обмеження за струмом та напругою  $U \leq U_{\max}$ .

*Режим постійного ковзання ( $\omega_{0b} \leq \omega_0 \leq \omega_{0c}$ ) – ослаблення поля №2.* В [14] показано, що максимальна частота ковзання в регіоні ослаблення поля №2 за умови нехтування активним опором статора дорівнює

$$\omega_{2\max} = \frac{R_2 L_1}{L_2 (L_1 - L_m^2/L_2)} = \frac{L_1}{(L_1 - L_m^2/L_2) \tau_r}, \quad (2.25)$$

а критична частота струму статора з  $R_1 = 0$  дорівнює

$$\omega_{0c} = \frac{U_{\max} \sqrt{2(\sigma_o^2 + 1)}}{2\sigma_o L_1 \omega_0 I_{\max}}, \quad (2.26)$$

де  $\sigma_o = 1 - L_m^2/L_1 L_2$  – повний фактор розсіювання.

Максимальне значення моментного струму статора можна розрахувати як [11]

$$i_{lq\max} = \omega_{2\max} i_{ld} \tau_r = \frac{L_1 L_2}{L_m (L_1 L_2 - L_m^2)} |\psi_2|. \quad (2.27)$$

Після підстановки (2.27) в рівняння моменту АД (2.3) отримаємо вираз максимального моменту в регіоні ослаблення поля №2

$$M_{\max} = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} |\psi_2| i_{lq\max} = \frac{3}{2} \frac{L_1 L_m}{L_2 (L_1 L_2 - L_m^2)} |\psi_2|^2. \quad (2.28)$$

## 2.2.2 Методи ослаблення поля

*Розімкнений алгоритм ослаблення поля.* Алгоритм формування фізичних обмежень (2.19), (2.20) для забезпечення функціонування контурів регулювання струмів статора наступний: для напруг: 1)  $u_{ld\max} = U_{\max}$ ; 2)  $u_{lq\max} = \sqrt{U_{\max}^2 - u_{ld}^2}$ ; для струмів: 3)  $i_{ld\max} = i_{ldN}$ ; 4)  $i_{lq\max} = \sqrt{I_{\max}^2 - i_{ld}^2}$ . Якщо ці сформовані обмеження гарантуються, то контури регулювання струмів здійснюють безперервне регулювання і система векторного керування забезпечує регулювання моменту (швидкості) і потокозчеплення в умовах асимптотичного полеорієнтування.

Необхідно відмітити, що для заданих параметрів АД, напруги ланки постійного струму і встановлених обмежень 1) – 4) відпрацювання заданого моменту і модуля вектора потокозчеплення ротора забезпечується *одночасним формуванням* заданих функцій моменту  $M^*(t)$  і потокозчеплення  $\psi^*(t)$ . Це сприяє формуванню таких траєкторій руху потокозчеплення і струмів, за яких зменшується вірогідність обмеження напруги інвертора.

Структурну схему системи прямого векторного керування моментом і потокозчеплення (2.5) – (2.9) із врахуванням обмежень, розглянутих в підрозділі 2.2.1, наведено на рис. 2.2 (без регулятора напруги, показного синіми лініями). Для виходів усіх регуляторів встановлено алгоритм «anti-windup».

Відповідно до методу формування динамічних режимів ослаблення поля, задавач потоку конструює задану траєкторія потокозчеплення, виходячи з номінального  $\psi_{\text{ref}} = \psi_N^*$  і базової частоти  $\omega_{0b}$ , за умови  $|\mathbf{u}_1| < U_{\text{max}}$ , в усіх режимах ослаблення поля. Індикативне значення  $\omega_{0b}$  (2.23) при цьому корегується з метою більш повного використання напруги для моментів більше за номінальний.

Важливою відмінністю запропонованого методу від існуючих рішень є формування функції заданого моменту. В зоні ослаблення поля №2 (див. рис. 2.1) задане значення  $M_{\text{ref}}$  обмежується на рівні (2.28), що забезпечує роботу АД з максимальним сталим значенням частоти ковзання  $\omega_{2\text{max}}$  (2.25). Додатково в задавачі моменту здійснюється обмеження похідної від заданого моменту  $\dot{M}^*$  для попередження насичення регулятора струму по осі  $q$  в динаміці.

Вирази для розрахунку базової (2.23), критичної  $\omega_{0c}$  (2.26) і частоти максимального ковзання (2.25) потребують точної інформації про параметри АД і припущення, що вони є постійними. В той же час невизначеність параметрів, а також їх варіації в залежності від насичення магнітної системи, вимагають реалізації функцій  $\psi^*$  на основі наперед сформованих таблиць, отриманих з експерименту. Такий підхід є не тільки складним, але й виключає можливість отримання надійних (робастних) уніфікованих рішень. Розповсюджений технічний підхід передбачає встановлення значення  $\omega_{0b}$  набагато менше розрахункових значень, завдяки чому досягається підвищення максимального моменту в умовах обмежень за напругою.

*Замкнений алгоритм ослаблення поля* базується на новому контурі регулювання напруги інвертора (виділений синіми лініями на рис. 2.2), який обмежує її зростання за межі допустимого рівня  $U_{\text{max}}$ . ПІ-регулятор напруги активується тільки за умови перевищення максимального значення напруги. Завдяки такому обмеженню напруги шляхом впливу на завдання  $\psi^*$  досягається

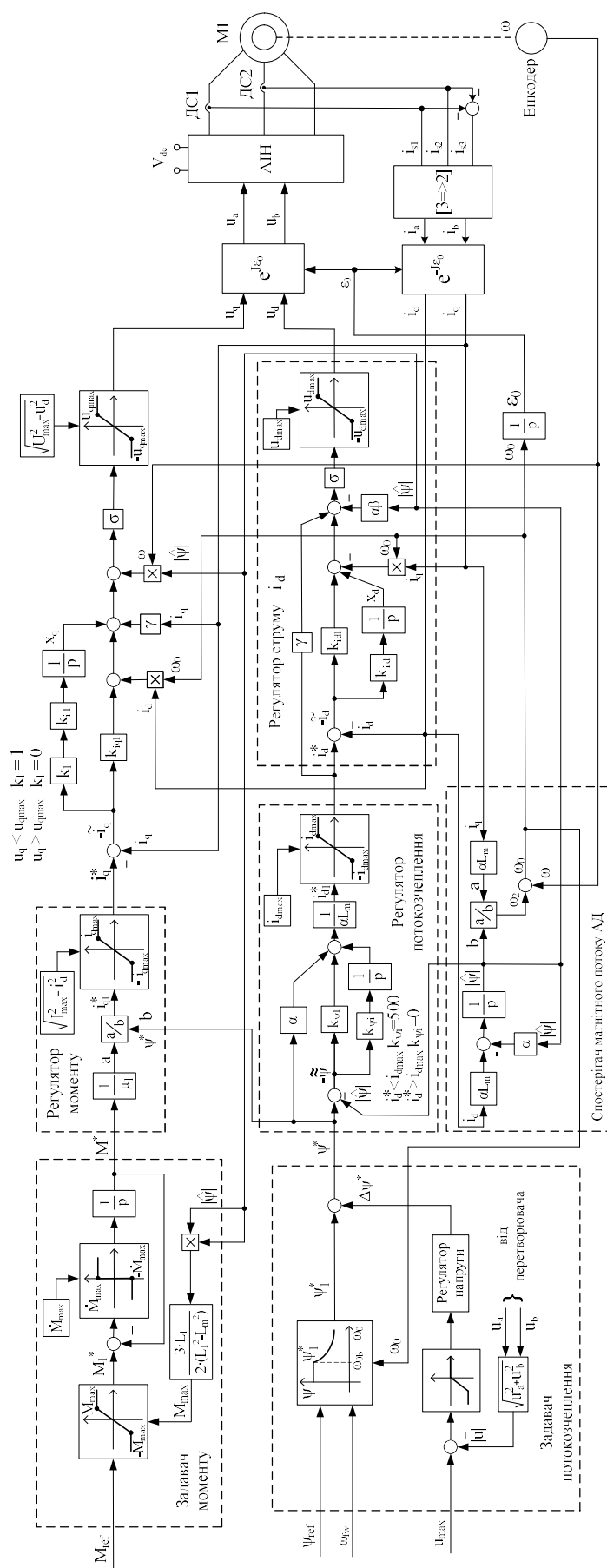


Рисунок 2.2 – Структурна схема системи прямого векторного керування моментом АД з алгоритмом ослаблення поля (розімкнених – без регулятора наруги, замкнених – з регулятором наруги)

максимальне використання доступної напруги джерела живлення для створення моменту, а відповідно, і потужності для даної кутової швидкості. Досягнення цієї мети є важливим в умовах обмеженої напруги первинного джерела живлення, наприклад, в електричному транспортному засобі.

*Замкнений метод ослаблення поля* має наступні важливі властивості: 1) він передбачає формування заданого моменту з врахуванням обмеження (2.28) на основі інформації зі спостерігача потокозчеплення (2.5); 2) задане значення модуля вектора потокозчеплення  $\psi^*(t)$  формується як функція синхронної частоти  $\omega_0$  і сигналу обмеження напруги статора від регулятора напруги. В режимі обмеження напруги регулятор напруги корегує завдання  $\psi^*(t)$  на основі виміряного (оціненого) модуля вектора напруги статора з метою підтримання його на максимальному рівні  $U_{\max}$ .

### 2.2.3 Результати досліджень

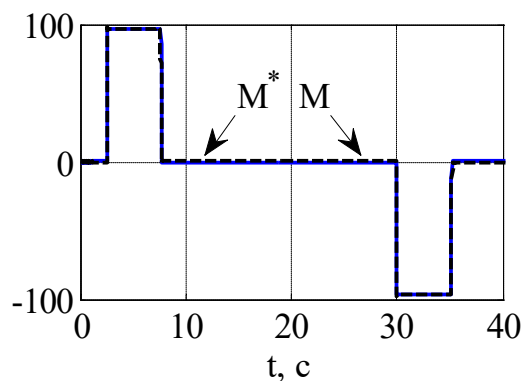
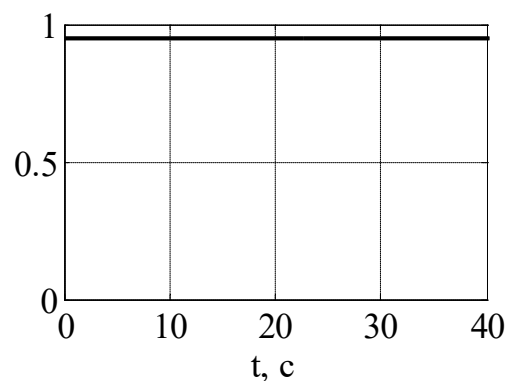
Дослідження динамічних режимів систем векторного керування виконано для електроприводу з АД потужністю 30 кВт, паспортні дані якого наведено в табл. Б.1 в Додатку Б. У пункті прийнято наступні скорочення: розімкнутий метод ослаблення поля – ОП-1; замкнений метод ослаблення поля – ОП-2.

На рис. 2.3 представлено результати моделювання системи векторного керування моментом АД (2.5) – (2.9) при відпрацюванні номінального заданого моменту за умови не входження в обмеження за напругою (регіон постійного моменту на рис. 2.1). З аналізу рис. 2.3 слідує, що момент і модуль вектора потокозчеплення ротора відпрацьовуються асимптотично.

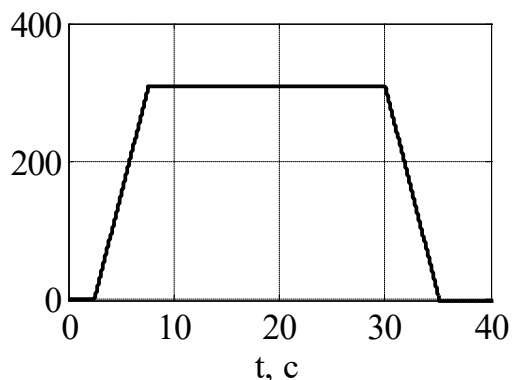
Графіки перехідних процесів розгону до кутової швидкості 870 рад/с ( $2.8\omega_N$ ) з наступним гальмуванням до нуля показано на рис. 2.4 і рис. 2.5 для початкових значень моменту  $M^* = 2M_N$  і  $M^* = M_N$  відповідно. Пунктирні лінії відповідають методу ОП-1; сині лінії – ОП-2. Умови:  $i_{dN} = 20$  А;  $I_{\max} = 2.5I_N = 140$  А;  $U_{\max} = 310$  В.

З рис. 2.4 слідує, що графіки перехідних процесів змінних кутової швидкості, моменту, потокозчеплення, потужності, струму  $i_q$  і модуля напруги відповідають теоретично визначеним, показаним на рис. 2.1; вони вміщують зони постійного моменту, постійної потужності і постійного ковзання. Система ОП-2 переходить в



Заданий  $M^*$  та реальний  $M$  момент, НмЗаданий  $\Psi^*$  та модуль  $|\Psi|$  потоку, Вб

Кутова швидкість ротора, рад/с



Лінійна швидкість електромобіля, км/год

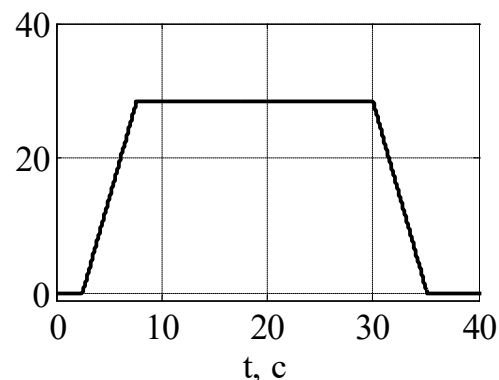
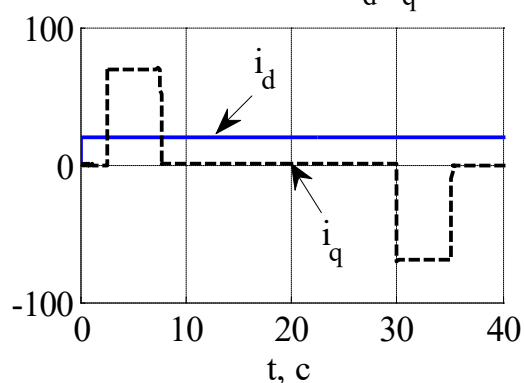
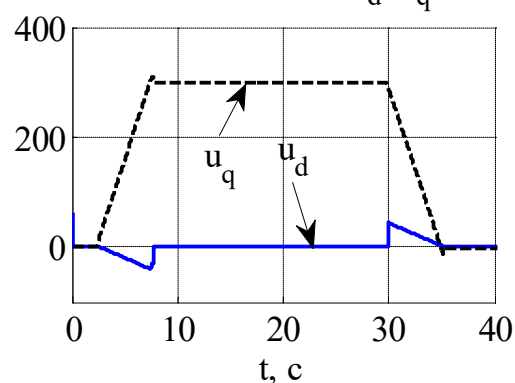
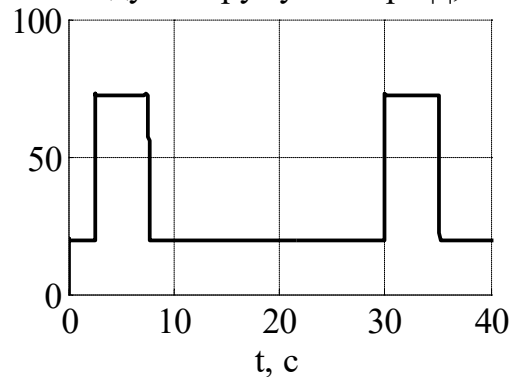
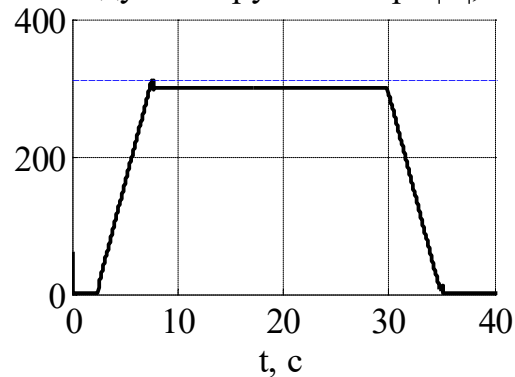
Струм статора  $i_d, i_q$ , АНапруга статора  $u_d, u_q$ , ВМодуль струму статора  $|I|$ , АМодуль напруги статора  $|U|$ , В

Рисунок 2.3 – Графіки перехідних процесів в режимі постійного моменту для

$$M^* = M_N$$

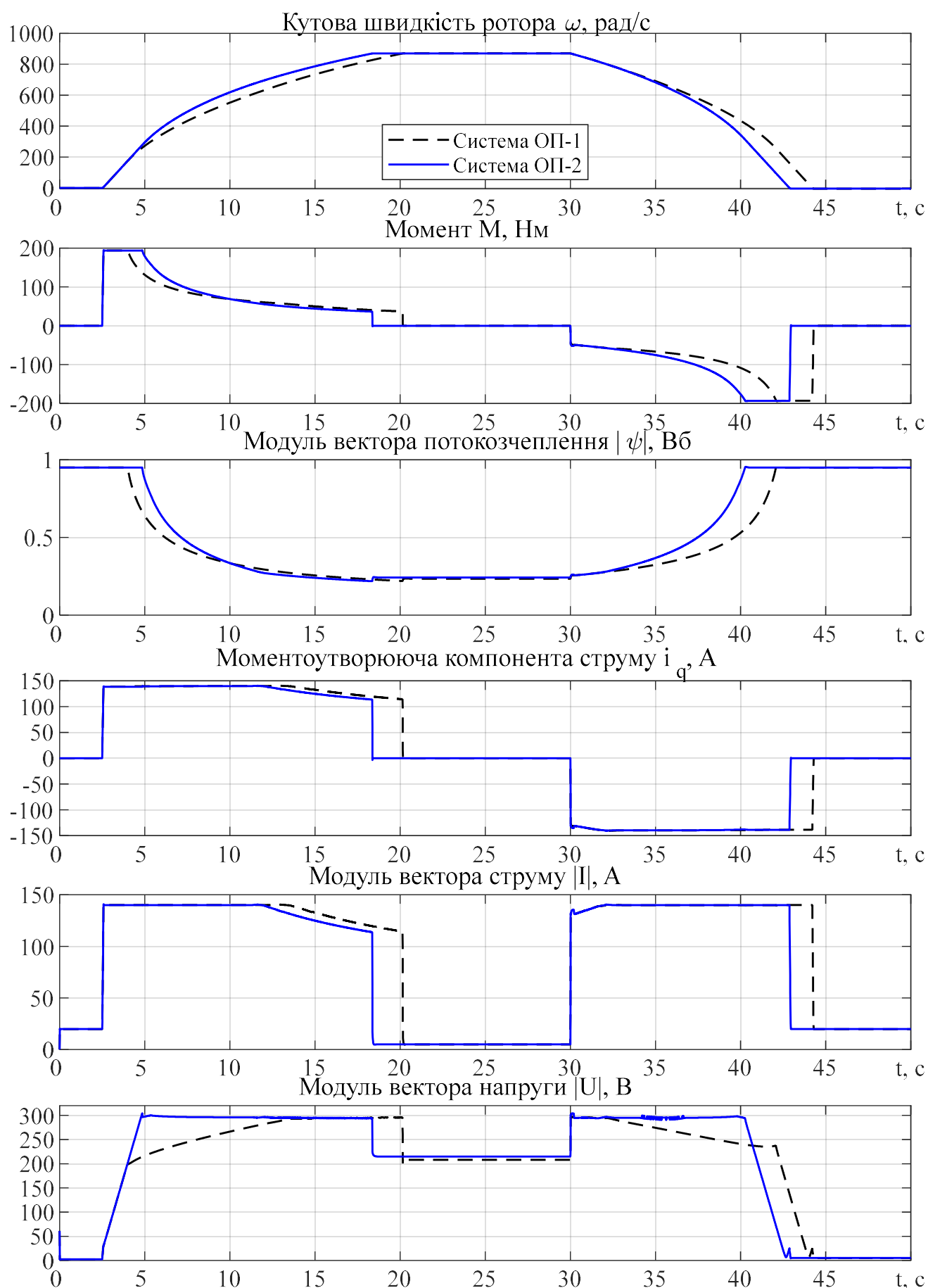
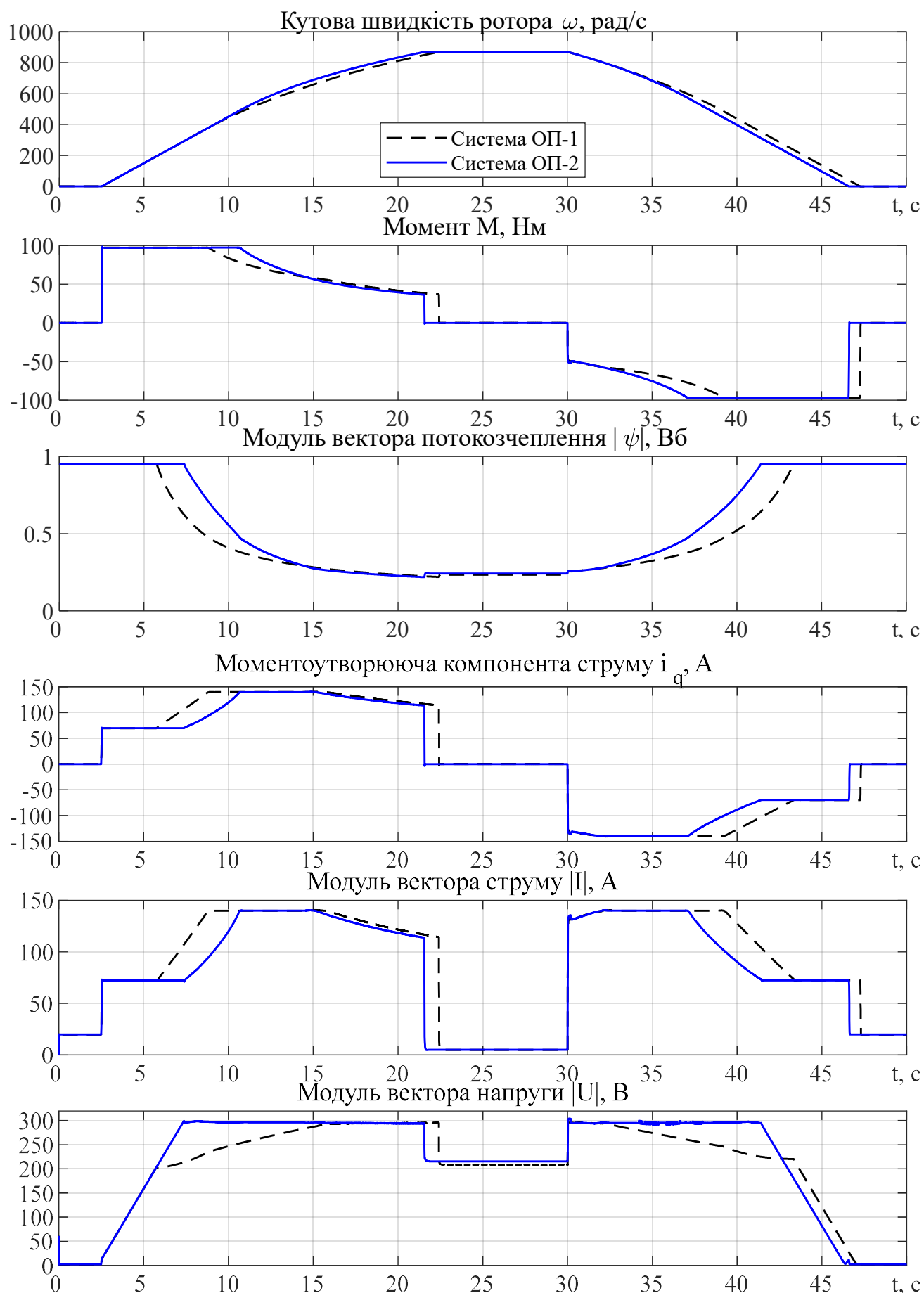


Рисунок 2.4 – Графіки перехідних процесів систем прямого векторного керування моментом АД при  $M^* = 2M_N$  (суцільні лінії – ОП-2, штрихові лінії – ОП-1)



режим ослаблення поля №2 у  $t = 12$  с. Напряга інвертора не перевищує максимальне значення, в процесі розгону обмежується максимальне значення моменту відповідно до виразу (2.28), а також максимальне значення моментного струму. Максимальне ковзання в зоні ослаблення поля №2 відповідає розрахунковому згідно (2.25).

Порівняльний аналіз рис. 2.4 і рис. 2.5 свідчить, що в системі з ОП-2 забезпечується більш повне використання напруги живлення, за рахунок чого зменшується тривалість розгону і гальмування. Зі зменшенням заданого моменту різниця між двома методами стає меншою. Не дивлячись на те, що різниця часу циклів розгону-гальмування для методів ОП-1 і ОП-2 не перевищує 10-15 %, що зазвичай не є критичним для загальних транспортних засобів, система зі зворотним зв'язком за напругою є більш робастною по відношенню до варіацій параметрів АД.

Фазові портрети розглянутих тестів показано на рис. 2.6 у відносних одиницях.

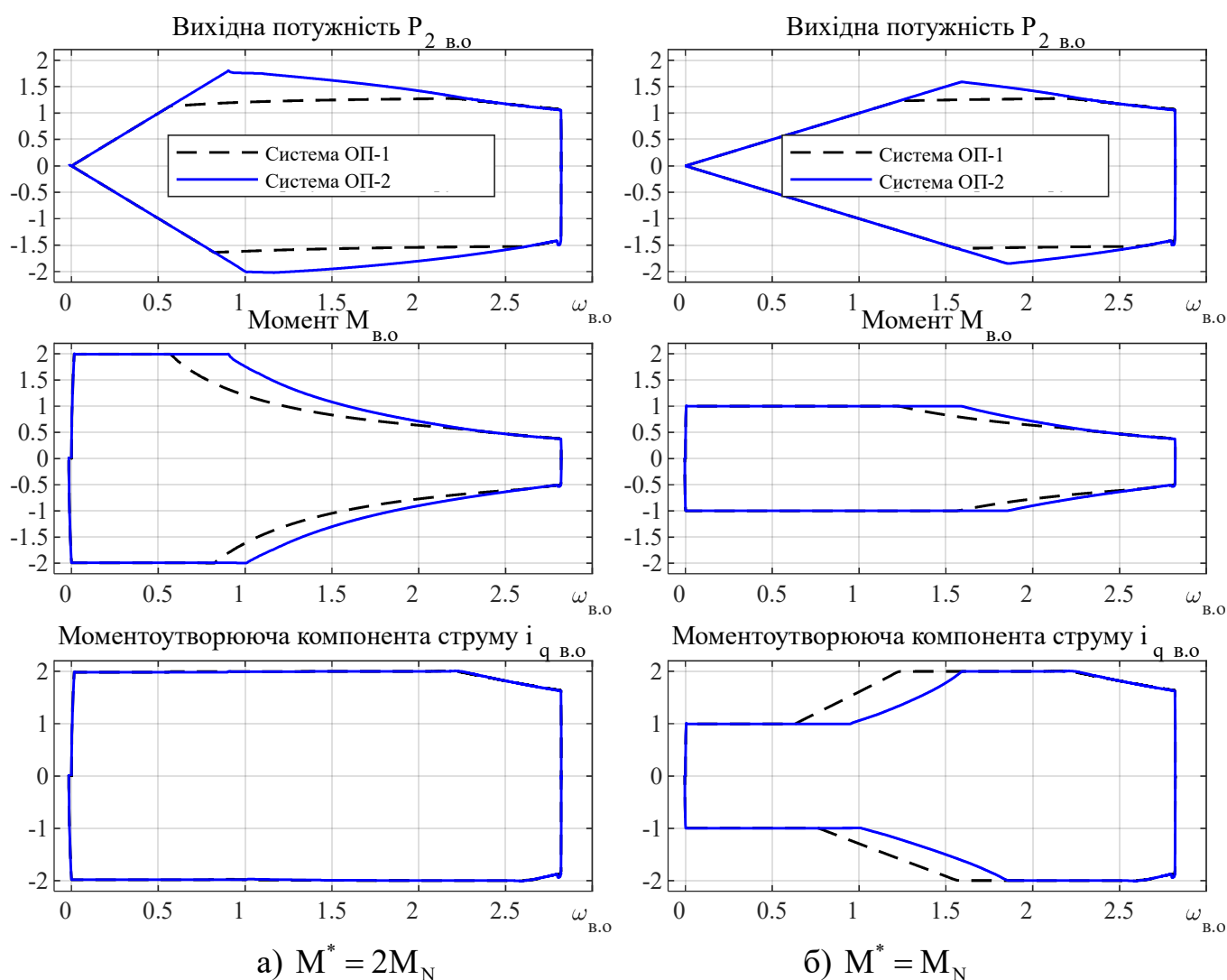


Рисунок 2.6 – Фазові портрети вихідної потужності, моменту і моментного струму (суцільні лінії – ОП-2, штрихові лінії – ОП-1)

Вони також підтверджують переваги методу ОП-2, а саме можливість отримання більшої динамічної потужності в умовах обмеженої напруги живлення.

### 2.3 Спостерігач активного опору ротора АД

Метою підрозділу є синтез спостерігача потокозчеплення, який є адаптивним до змін активного опору ротора АД і має простішу структуру у порівнянні з існуючими глобально стійкими рішеннями.

*Постановка задачі оцінювання.* Математична модель електромагнітної підсистеми АД, записана через струми і потокозчеплення статора  $z_a = i_{1a} + \beta \psi_{2a}$ ,  $z_b = i_{1b} + \beta \psi_{2b}$  (масштабовані) отримана з (2.1) має вигляд [6]

$$\begin{aligned}\dot{i}_{1a} &= -R_1 \sigma^{-1} i_{1a} - \alpha(1 + \beta L_m) i_{1a} - p_n \omega i_{1b} + \alpha z_a + p_n \omega z_b + \sigma^{-1} u_{1a}, \\ \dot{i}_{1b} &= -R_1 \sigma^{-1} i_{1b} - \alpha(1 + \beta L_m) i_{1b} + p_n \omega i_{1a} + \alpha z_b - p_n \omega z_a + \sigma^{-1} u_{1b}, \\ \dot{z}_a &= -R_1 \sigma^{-1} i_{1a} + \sigma^{-1} u_{1a}, \\ \dot{z}_b &= -R_1 \sigma^{-1} i_{1b} + \sigma^{-1} u_{1b}.\end{aligned}\tag{2.29}$$

Нехай виконуються наступні припущення:

- A.1. Струми статора  $i_a$ ,  $i_b$  та кутова швидкість  $\omega$  вимірюються і є обмеженими.
- A.2. Параметри  $\beta$ ,  $\sigma$ ,  $L_m$  відомі і постійні, параметр  $\alpha$  невідомий постійний.

Необхідно синтезувати адаптивний спостерігач, який гарантує:

СО.1 Асимптотичне оцінювання змінних стану, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}, \tilde{z}_a, \tilde{z}_b) = \mathbf{0},$$

де  $\tilde{i}_{1a} = i_{1a} - \hat{i}_{1a}$ ,  $\tilde{i}_{1b} = i_{1b} - \hat{i}_{1b}$  – похибки оцінювання струмів статора;  $\hat{i}_{1a}$ ,  $\hat{i}_{1b}$  – оцінені значення компонент струму статора;  $\tilde{z}_a, \tilde{z}_b$  – похибки оцінювання потокозчеплень статора (масштабованих).

СО.2 Асимптотичне оцінювання активного опору ротора, який визначається параметром  $\alpha = R_2/L_2$ , тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\alpha} = 0,\tag{2.30}$$

де  $\tilde{\alpha} = \alpha - \hat{\alpha}$  – похибка оцінювання;  $\hat{\alpha}$  – оцінка параметра.

Зауважимо, що активний опір ротора (параметр  $\alpha$ ) не може бути ідентифікованим якщо на деякому інтервалі часу модуль вектора потокозчеплення є сталим або момент двигуна дорівнює нулю, оскільки в цьому випадку рівняння (2.29) не залежать від нього. Дана властивість визначається фізикою роботи АД і пов'язана з відсутністю протікання струму в роторних обмотках.

З (2.29) динаміка оцінених струмів статора записується у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{\hat{i}}_{1a} &= -R_1\sigma^{-1}\hat{i}_{1a} - \hat{\alpha}(1 + \beta L_m)i_{1a} - p_n\omega\hat{i}_{1b} + \hat{\alpha}\hat{\eta}_a + p_n\omega\hat{z}_b + \sigma^{-1}u_a + k_1\tilde{i}_{1a}, \\ \dot{\hat{i}}_{1b} &= -R_1\sigma^{-1}\hat{i}_{1b} - \hat{\alpha}(1 + \beta L_m)i_{1b} + p_n\omega\hat{i}_{1a} + \hat{\alpha}\hat{\eta}_b - p_n\omega\hat{z}_a + \sigma^{-1}u_b + k_1\tilde{i}_{1b},\end{aligned}\quad (2.31)$$

де  $\hat{\eta}_a, \hat{\eta}_b$  і  $\hat{z}_a, \hat{z}_b$  – оцінки невідомих змінних  $z_a, z_b$ , які будуть визначені далі;  $k_1 > 0$  – коефіцієнт зворотного зв'язку спостерігача. Відмітимо, що в (2.31) введено надлишкове оцінювання змінних  $z_a, z_b$ , тобто кожна з компонент вектора потокозчеплення оцінюється двічі за допомогою змінних  $\hat{z}_a, \hat{\eta}_a$  і  $\hat{z}_b, \hat{\eta}_b$ .

Похибки оцінювання змінних  $z_a, z_b$  визначимо у наступному вигляді:

$$\tilde{z}_a = z_a - \hat{z}_a, \quad \tilde{z}_b = z_b - \hat{z}_b, \quad \tilde{\eta}_a = z_a - \hat{\eta}_a, \quad \tilde{\eta}_b = z_b - \hat{\eta}_b. \quad (2.32)$$

З визначення  $z_a, z_b$  в (2.29) оцінені потокозчеплення ротора дорівнюють

$$\hat{\psi}_{2a} = \beta^{-1}(\hat{z}_a - \hat{i}_{1a}), \quad \hat{\psi}_{2b} = \beta^{-1}(\hat{z}_b - \hat{i}_{1b}). \quad (2.33)$$

З (2.29), (2.31), (2.32) динаміка похибок оцінювання змінних дорівнює:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{z}}_a &= -R_1\sigma^{-1}\hat{i}_{1a} + \sigma^{-1}u_{1a} - \dot{\hat{z}}_a, \\ \dot{\tilde{z}}_b &= -R_1\sigma^{-1}\hat{i}_{1b} + \sigma^{-1}u_{1b} - \dot{\hat{z}}_b, \\ \dot{\tilde{\eta}}_a &= -R_1\sigma^{-1}\hat{i}_{1a} + \sigma^{-1}u_{1a} - \dot{\hat{\eta}}_a, \\ \dot{\tilde{\eta}}_b &= -R_1\sigma^{-1}\hat{i}_{1b} + \sigma^{-1}u_{1b} - \dot{\hat{\eta}}_b,\end{aligned}\quad (2.34)$$

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_{1a} &= -(R_1\sigma^{-1} + k_1)\tilde{i}_{1a} - \tilde{\alpha}(1 + \beta L_m)i_{1a} - p_n\omega\tilde{i}_{1b} + \tilde{\alpha}\hat{\eta}_a + \alpha\tilde{\eta}_a + p_n\omega\tilde{z}_b, \\ \dot{\tilde{i}}_{1b} &= -(R_1\sigma^{-1} + k_1)\tilde{i}_{1b} - \tilde{\alpha}(1 + \beta L_m)i_{1b} + p_n\omega\tilde{i}_{1a} + \tilde{\alpha}\hat{\eta}_b + \alpha\tilde{\eta}_b - p_n\omega\tilde{z}_a.\end{aligned}\quad (2.35)$$

В матричній формі (2.35) перепишеться у вигляді

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{i}}_{1a} \\ \dot{\tilde{i}}_{1b} \end{pmatrix} = - \begin{bmatrix} k_1 + \sigma^{-1}R_1 & p_n\omega \\ -p_n\omega & k_1 + \sigma^{-1}R_1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_{1a} \\ \tilde{i}_{1b} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & p_n\omega & \alpha & 0 & f_a \\ -p_n\omega & 0 & 0 & \alpha & f_b \end{bmatrix} (\tilde{z}_a \quad \tilde{z}_b \quad \tilde{\eta}_a \quad \tilde{\eta}_b \quad \tilde{\alpha})^T, \quad (2.36)$$

$f_a = \hat{\eta}_a - (1 + \beta L_m) i_{1a}$ ,  $f_b = \hat{\eta}_b - (1 + \beta L_m) i_{1b}$ , або в компактній формі

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{W}\mathbf{D}^{-1}\dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}}, \quad (2.37)$$

де  $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -(k_1 + R_1\sigma^{-1}) & -p_n\omega \\ p_n\omega & -(k_1 + R_1\sigma^{-1}) \end{bmatrix}$ ;  $\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 0 & p_n\omega & 1 & 0 & \hat{\eta}_a - (1 + \beta L_m) i_{1a} \\ -p_n\omega & 0 & 0 & 1 & \hat{\eta}_b - (1 + \beta L_m) i_{1b} \end{bmatrix}$  –

відома матриця регресії;  $\tilde{\mathbf{x}} = (\tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b})^T$ ;  $\mathbf{D} = \text{diag}(1, 1, \alpha^{-1}, \alpha^{-1}, 1)$  – позитивно-визначена діагональна матриця;  $\tilde{\boldsymbol{\phi}} = (\tilde{z}_a, \tilde{z}_b, \tilde{\eta}_a, \tilde{\eta}_b, \tilde{\alpha})^T$  – вектор похибок оцінювання.

Для синтезу спостерігача розглянемо наступну функцію Ляпунова:

$$V = 0.5(\tilde{\mathbf{x}}^T \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\boldsymbol{\phi}}^T \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{D}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\phi}}) \triangleq 0.5(\tilde{i}_{1a}^2 + \tilde{i}_{1b}^2 + k_2^{-1}(\tilde{z}_a^2 + \tilde{z}_b^2) + k_3^{-1}\alpha(\tilde{\eta}_a^2 + \tilde{\eta}_b^2) + \lambda^{-1}\tilde{\alpha}^2) > 0, \quad (2.38)$$

де  $(k_2, k_3, \lambda) > 0$  – коефіцієнти спостерігача;  $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(k_2, k_2, k_3, k_3, \lambda)$ .

Похідна від (2.38) вздовж траєкторій (2.35) дорівнює

$$\begin{aligned} \dot{V} = & 0.5\tilde{\mathbf{x}}^T(\mathbf{A}^T + \mathbf{A})\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\boldsymbol{\phi}}^T \mathbf{W}\mathbf{D}^{-1}\dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}} + \dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}}^T \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{D}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\phi}} \triangleq -(k_1 + R_1\sigma^{-1})(\tilde{i}_{1a}^2 + \tilde{i}_{1b}^2) + \\ & + (\hat{\eta}_a - (1 + \beta L_m) i_{1a}) \tilde{i}_{1a} \tilde{\alpha} + (\hat{\eta}_b - (1 + \beta L_m) i_{1b}) \tilde{i}_{1b} \tilde{\alpha} + \alpha \tilde{i}_{1a} \tilde{\eta}_a + \alpha \tilde{i}_{1b} \tilde{\eta}_b + \\ & + p_n\omega \tilde{i}_{1a} \tilde{z}_b - p_n\omega \tilde{i}_{1b} \tilde{z}_a + k_2^{-1}(\tilde{z}_a \dot{\tilde{z}}_a + \tilde{z}_b \dot{\tilde{z}}_b) + \alpha k_3^{-1}(\tilde{\eta}_a \dot{\tilde{\eta}}_a + \tilde{\eta}_b \dot{\tilde{\eta}}_b) + \lambda^{-1} \tilde{\alpha} \dot{\tilde{\alpha}}. \end{aligned} \quad (2.39)$$

З (2.39) слідує, що динаміка невідомих змінних має бути

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}} = \dot{\boldsymbol{\phi}} - \hat{\dot{\boldsymbol{\phi}}} = -\mathbf{\Lambda}\mathbf{W}^T \tilde{\mathbf{x}}, \quad (2.40)$$

де  $\dot{\boldsymbol{\phi}} = (\dot{z}_a, \dot{z}_b, \dot{\eta}_a, \dot{\eta}_b, 0)^T$ ;  $\hat{\dot{\boldsymbol{\phi}}} = (\hat{z}_a, \hat{z}_b, \hat{\eta}_a, \hat{\eta}_b, \hat{\alpha})^T$ ; тоді похідна (2.39) буде мати вигляд

$$\dot{V} = \tilde{\mathbf{x}}^T(\mathbf{A}^T + \mathbf{A})\tilde{\mathbf{x}} \triangleq -(k_1 + R_1\sigma^{-1})(\tilde{i}_{1a}^2 + \tilde{i}_{1b}^2) \leq 0. \quad (2.41)$$

Оскільки  $\dot{\tilde{\alpha}} = -\dot{\hat{\alpha}}$ ,  $\dot{\tilde{z}}_a = \dot{z}_a - \dot{\hat{z}}_a$ ,  $\dot{\tilde{z}}_b = \dot{z}_b - \dot{\hat{z}}_b$ ,  $\dot{\tilde{\eta}}_a = \dot{\eta}_a - \dot{\hat{\eta}}_a$ ,  $\dot{\tilde{\eta}}_b = \dot{\eta}_b - \dot{\hat{\eta}}_b$ , з (2.29), (2.40)

частина спостерігача, яка оцінює невідомі змінні та параметр  $\alpha$ , набуває вигляду

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}}_a &= -R_1\sigma^{-1}i_{1a} + \sigma^{-1}u_{1a} - k_2p_n\omega\tilde{i}_{1b}, \\ \dot{\tilde{z}}_b &= -R_1\sigma^{-1}i_{1b} + \sigma^{-1}u_{1b} + k_2p_n\omega\tilde{i}_{1a}, \\ \dot{\tilde{\eta}}_a &= -R_1\sigma^{-1}i_{1a} + \sigma^{-1}u_{1a} + k_3\tilde{i}_{1a}, \\ \dot{\tilde{\eta}}_b &= -R_1\sigma^{-1}i_{1b} + \sigma^{-1}u_{1b} + k_3\tilde{i}_{1b}, \\ \dot{\tilde{\alpha}} &= \lambda \left[ (\hat{\eta}_a - (1 + \beta L_m) i_{1a}) \tilde{i}_{1a} + (\hat{\eta}_b - (1 + \beta L_m) i_{1b}) \tilde{i}_{1b} \right]. \end{aligned} \quad (2.42)$$

З (2.38) і (2.41) слідує, що  $(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\boldsymbol{\varphi}}) \in \text{обмеженими } \forall t \geq 0$ , відповідно  $\dot{\boldsymbol{\varphi}}$  також обмежений. З (2.37), (2.42) слідує, що похідні  $(\dot{\tilde{\mathbf{x}}}, \dot{\tilde{\boldsymbol{\varphi}}})$  обмежені, а  $(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\boldsymbol{\varphi}})$  – рівномірно безперервні. Оскільки  $V(t) \leq (k_1 + R_1 \sigma^{-1})^{-1} V(0)$ , то  $\tilde{\mathbf{x}} \in \text{квадратично інтегрованим}$ , і у відповідності з лемою Барбалат [31] з цього слідує, що  $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\tilde{\mathbf{x}}(t)\| = 0$ .

Оскільки  $\mathbf{A} \in \text{Гурвіцевою матрицею}$ ,  $\mathbf{W}, \dot{\mathbf{W}} \in \text{обмеженими}$ , і якщо існує позитивна константа  $T$  така, що матриця  $5 \times 5$

$$\int_t^{t+T} \mathbf{W}^T(\tau) \mathbf{W}(\tau) d\tau > 0 \quad (2.43)$$

$\forall t \geq 0$  (умови персистентності збудження), то  $(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\boldsymbol{\varphi}})^T = \mathbf{0}$  є глобально експоненційно стійким положенням рівноваги системи

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{W}\mathbf{D}^{-1}\tilde{\boldsymbol{\varphi}}, \\ \dot{\tilde{\boldsymbol{\varphi}}} &= -\mathbf{A}\mathbf{W}^T\tilde{\mathbf{x}}. \end{aligned} \quad (2.44)$$

Система (2.44) має стандартну форму згідно леми про персистентність збудження [31]. З аналізу слідує, що компоненти вектора потокозчеплення, а також активний опір ротора ( $\alpha$ ) оцінюються асимптотично з експоненціальним рівнем затухання похибок до нуля, якщо умови персистентності збудження виконуються. Аналітичне доведення умов (2.43) є достатньо складним і, зазвичай, їх виконання досліджується моделюванням для типових режимів роботи АД. Наявність надлишкового оцінювання змінних  $z_a, z_b$  передбачає, що режими роботи двигуна для забезпечення (2.43) можуть вимагати змінних у часі швидкості, моменту або потокозчеплення.

*Результати моделювання.* Дослідження динамічних режимів спостерігача (2.31), (2.42) в автономному режимі проведено на основі двигуна 0.75 кВт, паспортні дані якого надано в табл. Б.2 в Додатку Б, номінальне значення параметру  $\alpha_n = 5.9 \text{ c}^{-1}$ . Передбачено, що АД працює в системі непрямого векторного керування швидкістю, отриманій з (2.5) – (2.9) заміною оціненого потокозчеплення на задане  $\psi^*$ . Задані траєкторії швидкості, потокозчеплення і профіль моменту навантаження показано на рис. 2.7. Налаштування спостерігача:  $k_1 = 60$ ,  $k_2 = 3$ ,  $k_3 = 6$ ,  $\lambda = 50$ . Усі початкові умови спостерігача і АД задано нульовими, окрім  $\hat{\alpha}(0)$ .



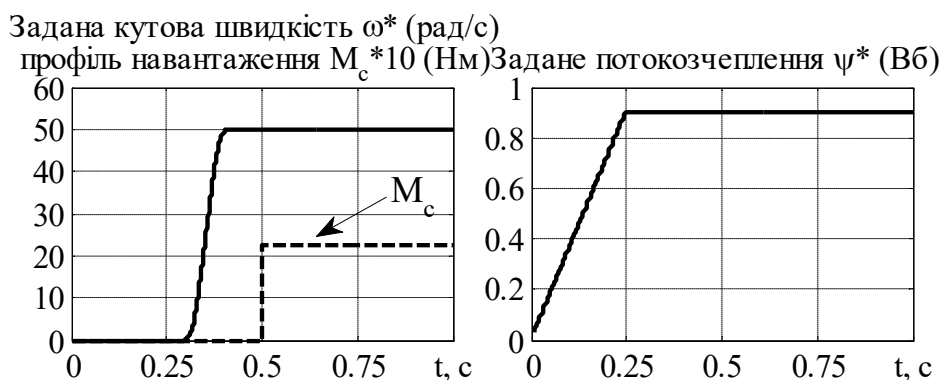
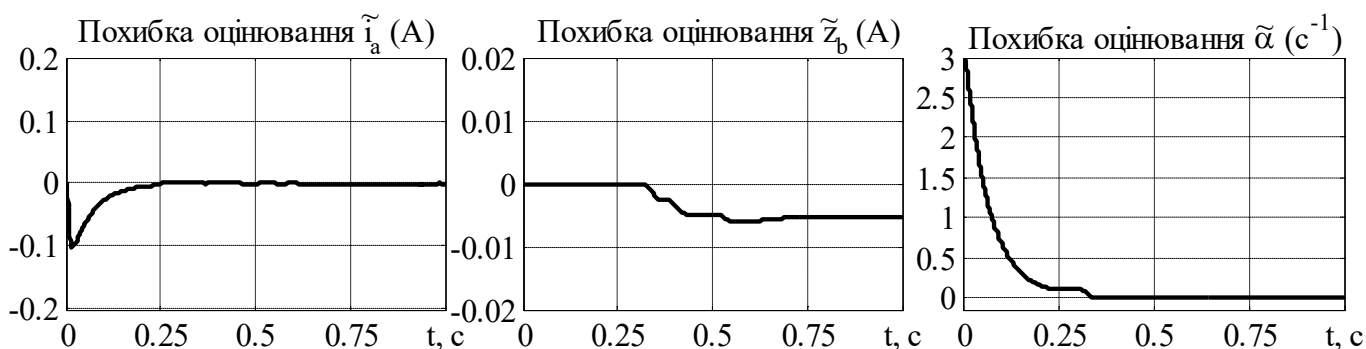
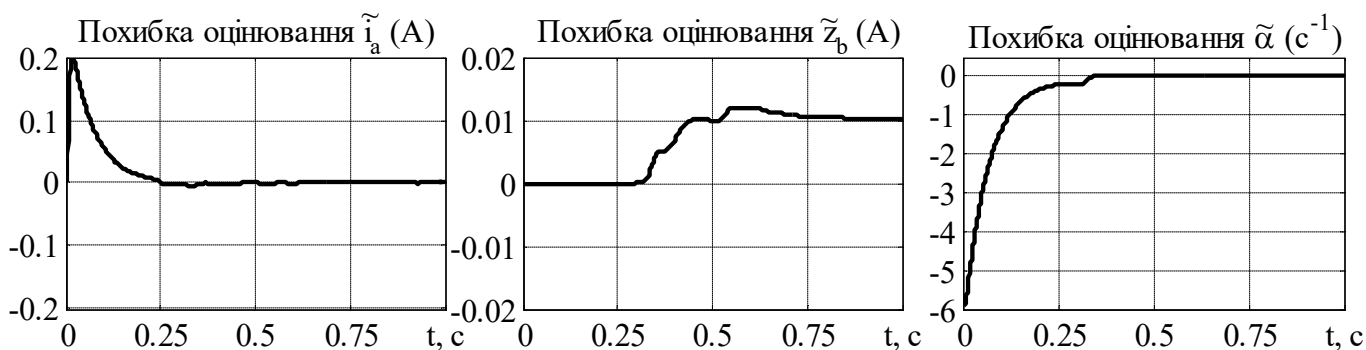


Рисунок 2.7 – Задані траєкторії швидкості і потокозчеплення

На рис. 2.8, рис.2.9 показано графіки перехідних процесів похибок оцінювання компонент струму статора  $\tilde{i}_a$ , масштабованого потокозчеплення  $\tilde{z}_b$  і параметра  $\tilde{\alpha}$  для двох випадків початкових умов:  $\hat{\alpha}(0) = 0.5\alpha_n$  та  $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_n$ , відповідно.

Рисунок 2.8 – Графіки перехідних процесів похибок оцінювання ( $\hat{\alpha}(0) = 0.5\alpha_n$ )Рисунок 2.9 – Графіки перехідних процесів похибок оцінювання ( $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_n$ )

З рис. 2.8 і рис. 2.9 слідує, що спостерігач забезпечує асимптотичне оцінювання струмів статора та активного опору ротора ( $\alpha$ ). Компоненти вектора потокозчеплення статора  $z_a, \eta_a, z_b, \eta_b$  оцінюються зі статичною похибкою внаслідок відсутності персистентності збудження. Час оцінювання активного опору ротора для прийнятих параметрів налаштування спостерігача становить менше 0.3 с.

На рис. 2.10 наведено графіки процесів оцінювання для випадку початкових умов потокозчеплення АД  $\psi_{2a}(0) = \psi_{2b}(0) = 0.02$  Вб, в спостерігачі початкові умови нульові, окрім  $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_n$ . Аналогічно до попередніх випадків, асимптотичність оцінювання компонент вектора потокозчеплення статора  $z_a, \eta_a, z_b, \eta_b$  не забезпечується, в той час як струми і активний опір ротора оцінюються коректно.

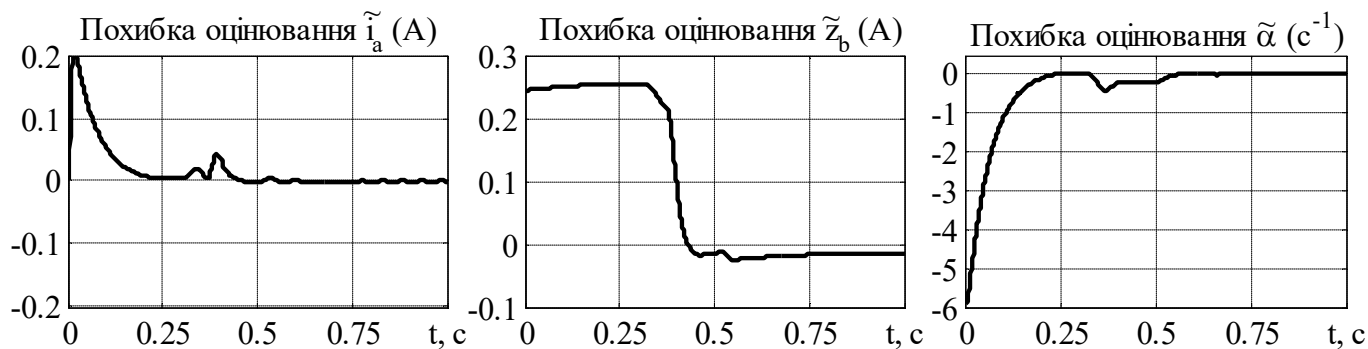


Рисунок 2.10 – Графіки перехідних процесів похибок оцінювання

$$(\psi_{2a}(0) = \psi_{2b}(0) = 0.02 \text{ Вб}; \hat{\alpha}(0) = 2\alpha_n)$$

Зазначимо, що у випадку виконання умов персистентності збудження, має забезпечуватися асимптотичність оцінювання всіх змінних. Як приклад, на рис. 2.11 наведено графіки перехідних процесів швидкості АД і похибок оцінювання в режимі частотного керування швидкістю з синусоїдним завданням з частотою 10 Гц.

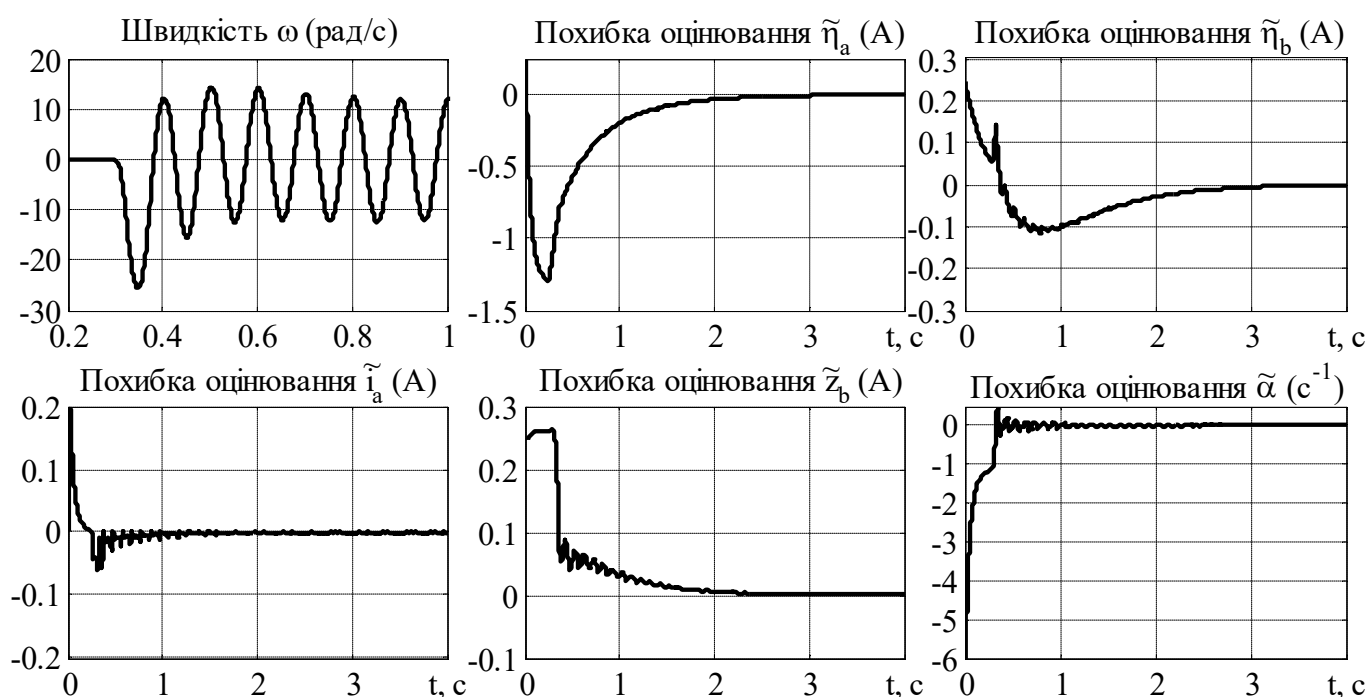


Рисунок 2.11 – Графіки перехідних процесів швидкості і похибок оцінювання в режимі частотного керування зі змінним завданням швидкості

Задана траєкторія потокозчеплення не змінилася, момент навантаження не прикладається. Графіки, наведені на рис. 2.11, підтверджують властивості асимптотичної стійкості спостерігача.

Таким чином дослідження, результати яких представлено на рис. 2.8 – рис. 2.11 свідчать про те, що, навіть за умов відсутності персистентності збудження, активний опір оцінюється коректно, і тому синтезований спостерігач може використовуватись в якості алгоритму ідентифікації в системах самоналаштування.

## 2.4 Векторне керування швидкістю СДПМ

*Математична модель явнополюсних СДПМ* в системі координат ротора ( $d - q$ ) має наступний вигляд [7]

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{3}{2} \frac{p_n}{J} \left[ \psi_m + (L_d - L_q) i_d \right] i_q - \frac{v}{J} \omega - \frac{M_c}{J}, \\ \dot{i}_d &= -\frac{R_1}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p_n \omega i_q + \frac{1}{L_d} u_d, \\ \dot{i}_q &= -\frac{R_1}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p_n \omega i_d - \frac{\psi_m}{L_q} p_n \omega + \frac{1}{L_q} u_q,\end{aligned}\tag{2.45}$$

де  $\theta$  – кутове положення ротора;  $i_d, i_q$  та  $u_d, u_q$  – струми та напруги статора по осям ( $d - q$ ) відповідно;  $(L_d, L_q)$  – індуктивності статора по осям ( $d - q$ );  $R_1$  – активний опір статора;  $\psi_m$  – потокозчеплення постійних магнітів.

*Алгоритм векторного керування швидкістю СДПМ*, розроблений в [130], забезпечує асимптотичне відпрацювання кутової швидкості та прямої компоненти струму статора; асимптотичну розв'язку процесів керування ними; лінеаризацію підсистеми керування прямою компонентою струму; асимптотичну лінеаризацію підсистеми відпрацювання кутової швидкості. Алгоритм вміщує:

– регулятор швидкості

$$\begin{aligned}i_q^* &= \frac{1}{\mu(i_d^*)} \left( \hat{M}_c - k_{\omega} \tilde{\omega} + \dot{\omega}^* + J^{-1} v \omega^* \right), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega},\end{aligned}\tag{2.46}$$

де  $\mu(i_d^*) = 1.5 p_n J^{-1} \left( \psi_m + (L_d - L_q) i_d^* \right) > 0$ ;

– регулятор струму по осі q

$$\begin{aligned} u_q &= R_l i_q^* + L_d p_n \omega i_d + \psi_m p_n \omega i_d + L_q (-k_{ilq} \tilde{i}_q + x_q + i_{q1}^*), \\ \dot{x}_q &= -k_{iiq} \tilde{i}_q, \\ i_{q1}^* &= \mu^{-1} (i_d^*) \left( \dot{M}_c + \ddot{\omega}^* + J^{-1} v \dot{\omega}^* \right) - 1.5 p_n J^{-1} \mu^{-2} (i_d^*) (L_d - L_q) i_d^* \left( \hat{M}_c - k_\omega \tilde{\omega} + \dot{\omega}^* + J^{-1} v \dot{\omega}^* \right) - \\ &\quad - \mu^{-1} (i_d^*) k_\omega \left( -(k_\omega + J^{-1} v) \tilde{\omega} + \mu (i_d^*) \tilde{i}_q + 1.5 p_n J^{-1} (L_d - L_q) \tilde{i}_d i_q \right); \end{aligned} \quad (2.47)$$

де  $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$  – похибка відпрацювання струму  $i_q$ ;  $i_q^*$  – задане значення  $i_q$ ;

– регулятор струму по осі d

$$\begin{aligned} u_d &= R_l i_d^* - L_q p_n \omega i_q + L_d (-k_{ild} \tilde{i}_d + x_d + i_d^*), \\ \dot{x}_d &= -k_{iidd} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (2.48)$$

де  $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$  – похибка відпрацювання струму  $i_d$ ;  $i_d^*$  – задане значення  $i_d$ .

З (2.45) після підстановки (2.46), (2.47) отримаємо рівняння результуючої динаміки похибок відпрацювання швидкості і струмів у вигляді

$$\dot{\tilde{\omega}} = -k_{\omega l} \tilde{\omega} - \tilde{M}_c + \mu (i_d^*) \tilde{i}_q + 3 p_n (L_d - L_q) i_q \tilde{i}_d / 2J, \quad (2.49)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq} \tilde{i}_q + x_q - \mu^{-1} (i_d^*) k_\omega \tilde{M}_c, \end{aligned} \quad (2.50)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_q &= -k_{iiq} \tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id} \tilde{i}_d + x_d, \\ \dot{x}_d &= -k_{iidd} \tilde{i}_d. \end{aligned} \quad (2.51)$$

де  $k_{id} = k_{ild} + R / L_d$ ;  $k_{iq} = k_{ilq} + R / L_q$ .

Система (2.49) – (2.51) є асимптотично стійкою. Для неявнополюсного двигуна в моделі (2.45) і алгоритмі керування приймається умова  $L = L_d = L_q$ .

## 2.5 Ідентифікація електричних параметрів СДПМ

Для моделі (2.45) синтез алгоритмів для процедури самоідентифікації відбувається за наступних умов:

- A.1. Струми статора, швидкість, положення ротора доступні для вимірювання.
- A.2. Невідомі параметри двигуна є постійними.
- A.3. Насичення магнітної системи та перехресні зв'язки є нехтувано малими.

За припущень А.1 – А.3 необхідно синтезувати алгоритм ідентифікації, який гарантує асимптотичне оцінювання невідомих параметрів, а саме

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{R}_1, \tilde{L}_d, \tilde{L}_q, \tilde{\psi}_m) = \mathbf{0}, \quad (2.52)$$

де  $\tilde{R}_1 = R_1 - \hat{R}_1$  – похибка оцінювання активного опору,  $\tilde{L}_d = L_d - \hat{L}_d$ ,  $\tilde{L}_q = L_q - \hat{L}_q$  – похибки оцінювання індуктивностей по осям d та q відповідно,  $\tilde{\psi}_m = \psi_m - \hat{\psi}_m$  – похибка оцінювання потоку постійних магнітів,  $\hat{R}_1, \hat{L}_d, \hat{L}_q, \hat{\psi}_m$  – оцінки.

### 2.5.1 Послідовна ідентифікація електричних параметрів у два етапи

В [130], [131] наведено процедуру самоідентифікації, де на першому етапі відбувається ідентифікація активного опору  $R_1$  та індуктивностей,  $L_d$ ,  $L_q$ . Для визначення потоку постійних магнітів  $\psi_m$  вони вважаються постійними.

*Ідентифікація опору та індуктивностей статора.* В моделі (2.45) прийнемо:

$$\phi_1 = R_1 / L_d, \phi_2 = L_q / L_d, \phi_3 = L_d. \quad (2.53)$$

Нехай  $\hat{\phi}_i$  та  $\tilde{\phi}_i = \phi_i - \hat{\phi}_i$ ,  $1 \leq i \leq 3$ , визначають оцінки параметрів двигуна та похибки їх оцінювання відповідно. Тоді рівняння динаміки компоненти струму статора по осі d запишеться у вигляді

$$\dot{i}_d = -\phi_1 i_d + \phi_2 \omega_p i_q + \phi_3^{-1} u_d. \quad (2.54)$$

Сконструємо адаптивний регулятор струму по осі d у наступній формі:

$$u_d = \hat{\phi}_3 \left( \hat{\phi}_1 i_d - \hat{\phi}_2 \omega_p i_q - k_{id} \tilde{i}_d + \dot{i}_d^* \right). \quad (2.55)$$

Після підстановки (2.55) у (2.54) отримаємо

$$\dot{\tilde{i}}_d = -k_{id} \tilde{i}_d - \tilde{\phi}_1 i_d^* + \tilde{\phi}_2 \omega_p i_q - \phi_3^{-1} \tilde{\phi}_3 \xi_d \triangleq -k_{id} \tilde{i}_d - \begin{pmatrix} i_d^* & -\omega_p i_q & \xi_d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\phi}_1 & \tilde{\phi}_2 & \tilde{\phi}_3 / \phi_3 \end{pmatrix}^T, \quad (2.56)$$

де  $\xi_d = (\hat{\phi}_1 i_d - \hat{\phi}_2 \omega_p i_q - k_{id} \tilde{i}_d + \dot{i}_d^*)$ .

Рівняння (2.56) можна представити у стандартній векторній формі (2.37) з  $\tilde{\mathbf{x}} = \tilde{i}_d$ ,  $\mathbf{A} = -k_{id}$ ,  $\mathbf{W} = (-i_d^* \quad \omega_p i_q \quad -\xi_d)$ ,  $\mathbf{D} = \text{diag}(1, 1, \phi_3)$ ,  $\tilde{\boldsymbol{\phi}} = (\tilde{\phi}_1, \tilde{\phi}_2, \tilde{\phi}_3)^T$ .

Для синтезу алгоритму ідентифікації розглянемо наступну функцію Ляпунова

$$V = 0.5(\tilde{\mathbf{x}}^T \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\boldsymbol{\phi}}^T \boldsymbol{\Lambda}^{-1} \mathbf{D}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\phi}}) = 0.5(\tilde{i}_d^2 + \lambda_1^{-1} \tilde{\phi}_1^2 + \lambda_2^{-1} \tilde{\phi}_2^2 + \lambda_3^{-1} \phi_3^{-1} \tilde{\phi}_3^2), \quad (2.57)$$

де  $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)$ .

Похідна від (2.57) дорівнює:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= 0.5 \tilde{\mathbf{x}}^T (\mathbf{A}^T + \mathbf{A}) \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{W} \mathbf{D}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\phi}} + \dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}}^T \Lambda^{-1} \mathbf{D}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\phi}} \triangleq \\ &\triangleq -k_{id} \tilde{i}_d^2 - \tilde{\phi}_1 \dot{i}_d^* \tilde{i}_d + \tilde{\phi}_2 p_n \omega \dot{i}_q \tilde{i}_d - \phi_3^{-1} \tilde{\phi}_3 \xi_d \tilde{i}_d + \lambda_1^{-1} \tilde{\phi}_1 \dot{\tilde{\phi}}_1 + \lambda_2^{-1} \tilde{\phi}_2 \dot{\tilde{\phi}}_2 + \lambda_3^{-1} \phi_3^{-1} \tilde{\phi}_3 \dot{\tilde{\phi}}_3. \end{aligned} \quad (2.58)$$

Оскільки невідомі параметри  $\phi_i$  є постійними, то  $\dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}} = -\dot{\boldsymbol{\phi}}$ . З (2.58) визначимо алгоритм ідентифікації у вигляді

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}} = -\dot{\boldsymbol{\phi}} = -\Lambda \mathbf{W}^T \tilde{\mathbf{x}}, \quad (2.59)$$

тоді  $\dot{V} = -k_{id} \tilde{i}_d^2 \leq 0$ .

З умови  $V > 0$ ,  $\dot{V} \leq 0$  слідує, що вектори  $\tilde{\mathbf{x}}$ ,  $\tilde{\boldsymbol{\phi}}$  є обмеженими  $\forall t \geq 0$ . Застосовуючи лему Барбалат [31], встановлюємо, що  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_d = 0$ . За виконання умов персистентності збудження (2.43),  $(\tilde{i}_d, \tilde{\phi}_1, \tilde{\phi}_2, \tilde{\phi}_3) = \mathbf{0}$  є глобально експоненційно стійким положенням лінійної неавтономної системи (2.56), (2.59).

Відмітимо, що умови персистентності збудження досягається за рахунок формування заданої функції струму  $i_d^*$ . Таким чином, при виконанні умови (2.43), алгоритм гарантує досягнення цілі  $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{R}_1, \tilde{L}_d, \tilde{L}_q) = \mathbf{0}$ .

Алгоритм ідентифікації параметрів (2.59) має вигляд

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\phi}}_1 &= -\lambda_1 i_d^* \tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{\phi}}_2 &= \lambda_2 p_n \omega \dot{i}_q \tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{\phi}}_3 &= -\lambda_3 \xi_d \tilde{i}_d. \end{aligned} \quad (2.60)$$

*Ідентифікація потоку постійних магнітів.* Аналогічно до оцінювання параметрів  $\phi_1 - \phi_3$  сформуємо адаптивний регулятор струму у вигляді

$$u_q = R_1 i_q^* + \omega p_n L_d i_d + \hat{\psi}_m p_n \omega + L_q (\dot{i}_q^* - k_{iq1} \tilde{i}_q). \quad (2.61)$$

Після підстановки (2.61) в (2.45) отримаємо

$$\dot{\tilde{i}}_q = -k_{iq} \tilde{i}_q - L_q^{-1} p_n \omega \tilde{\psi}_m. \quad (2.62)$$

Для синтезу алгоритму ідентифікації розглянемо наступну функцію Ляпунова:

$$V = 0.5(\tilde{i}_q^2 + \lambda_4^{-1} \tilde{\psi}_m^2), \quad (2.63)$$

похідна від якої дорівнює

$$\dot{V} = -k_{iq} \tilde{i}_q^2 - L_q^{-1} p_n \omega \tilde{i}_q \tilde{\psi}_m + \lambda_4^{-1} \tilde{\psi}_m \dot{\tilde{\psi}}_m. \quad (2.64)$$

Визначимо алгоритм ідентифікації у формі

$$\dot{\tilde{\psi}}_m = -\dot{\tilde{\psi}}_m = -\lambda_1 L_q^{-1} p_n \omega \tilde{i}_q, \quad (2.65)$$

тоді отримаємо

$$\dot{V} = -k_{iq} \tilde{i}_q^2 \leq 0. \quad (2.66)$$

З аналізу, який аналогічний розглянутому для  $\phi_1 - \phi_3$ , встановлюємо що при виконанні умов персистентності збудження для системи (2.62), (2.65) гарантується асимптотичне оцінювання параметру  $\tilde{\psi}_m$ , тобто виконання умови  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_m = 0$ .

Для двигуна NORD 100T2/4, паспортні дані якого представлено в табл. Б.3 в Додатку Б, виконано дослідження алгоритму ідентифікації електричних параметрів.

На першому етапі проводиться ідентифікація параметрів  $R$ ,  $L_d$ ,  $L_q$  здійснювалась в умовах тесту з  $i_d^* = 2 \sin(50t)$  А,  $u_q = 10 \sin(50t)$  В. Коефіцієнти алгоритму ідентифікації прийнято наступними:  $k_{id} = 100$ ,  $\lambda_1 = 10^3$ ,  $\lambda_2 = 55$ ,  $\lambda_3 = 0.004$ . Оцінки  $\hat{\phi}_1 - \hat{\phi}_3$  мають нульові початкові умови. Графіки перехідних процесів оцінювання та відпрацювання струму  $i_d$  наведено на рис. 2.12, з яких слідує, що асимптотичне оцінювання здійснюється за час в межах 0.3 с.

На другому етапі відбувається ідентифікація потокозчеплення  $\tilde{\psi}_m$ . Значення  $R$ ,  $L_d$ ,  $L_q$  взято з попереднього тесту. Заданий моментний струм сформовано у вигляді  $i_q^* = 3 \sin(50t)$  А, в той час як  $u_d = 0$ . На рис. 2.13 наведено графіки перехідних процесів оцінювання  $\psi_m$  з налаштуванням  $\lambda_4 = 3$ ,  $k_{il} = 1000$ , з  $\hat{\psi}_m(0) = 0$ .

З рис. 2.13 слідує, що оцінка потокозчеплення відбувається за час 0.2 с.

## 2.5.2 Одночасна ідентифікація електричних параметрів

Розроблено адаптивні регулятори струмів наступної форми:

$$u_d = \hat{R}_l i_d^* - \omega p_n \hat{L}_q i_q + \hat{L}_d i_d^* - k_{id} \tilde{i}_d, \quad (2.67)$$

$$u_q = \hat{R}_l i_q^* + \omega p_n \hat{L}_d i_d + \omega p_n \hat{\psi}_m + \hat{L}_q i_q^* - k_{iq} \tilde{i}_q. \quad (2.68)$$

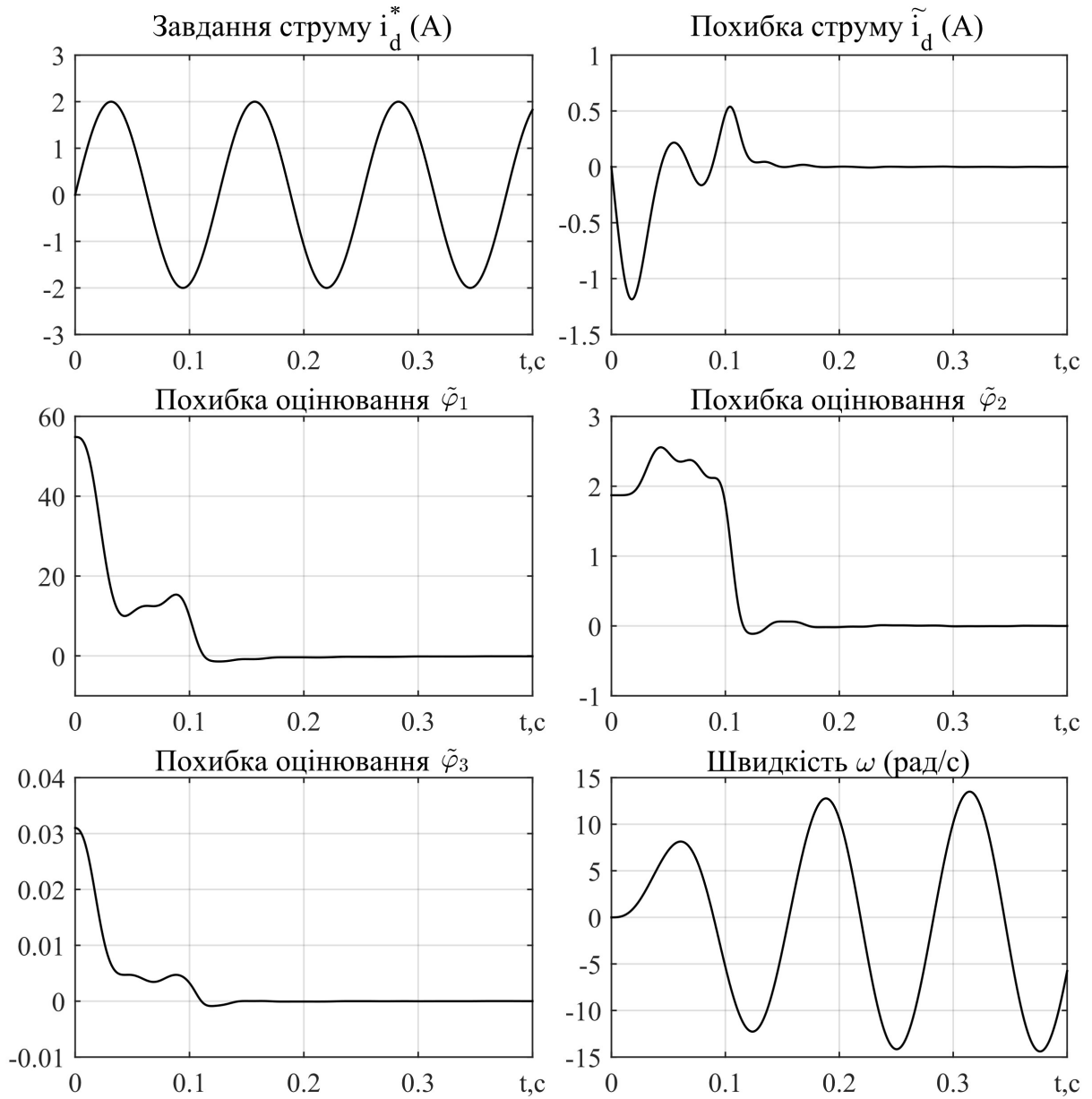


Рисунок 2.12 – Перехідні процеси оцінювання  $\varphi_1 = R / L_d, \varphi_2 = L_q / L_d, \varphi_3 = L_d$

Після підстановки (2.67), (2.68) в рівняння моделі (2.45) отримаємо

$$\begin{pmatrix} L_d \dot{\tilde{i}}_d \\ L_q \dot{\tilde{i}}_q \end{pmatrix} = - \begin{bmatrix} R_1 + k_{id} & 0 \\ 0 & R_1 + k_{iq} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} -\dot{i}_d^* & -\dot{i}_d^* & p_n \omega i_q & 0 \\ -\dot{i}_q^* & -p_n \omega i_d & -\dot{i}_q^* & -p_n \omega \end{bmatrix} (\tilde{R}_1 \ \tilde{L}_d \ \tilde{L}_q \ \tilde{\psi}_m)^T. \quad (2.69)$$

Система (2.69) може бути представлена у стандартній векторній формі (2.37) з

$$\tilde{\mathbf{x}} = (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q)^T, \mathbf{A} = -\text{diag}((R_1 + k_{id})/L_d, (R_1 + k_{iq})/L_q),$$

$$\mathbf{W}(t) = \begin{bmatrix} -\dot{i}_d^* & -\dot{i}_d^* & p_n \omega i_q & 0 \\ -\dot{i}_q^* & -p_n \omega i_d & -\dot{i}_q^* & -p_n \omega \end{bmatrix}, \mathbf{D} = \text{diag}(L_d, L_q), \tilde{\boldsymbol{\varphi}} = (\tilde{R}_1, \tilde{L}_d, \tilde{L}_q, \tilde{\psi}_m)^T.$$

Для синтезу алгоритму ідентифікації розглядається наступна Ляпунова:



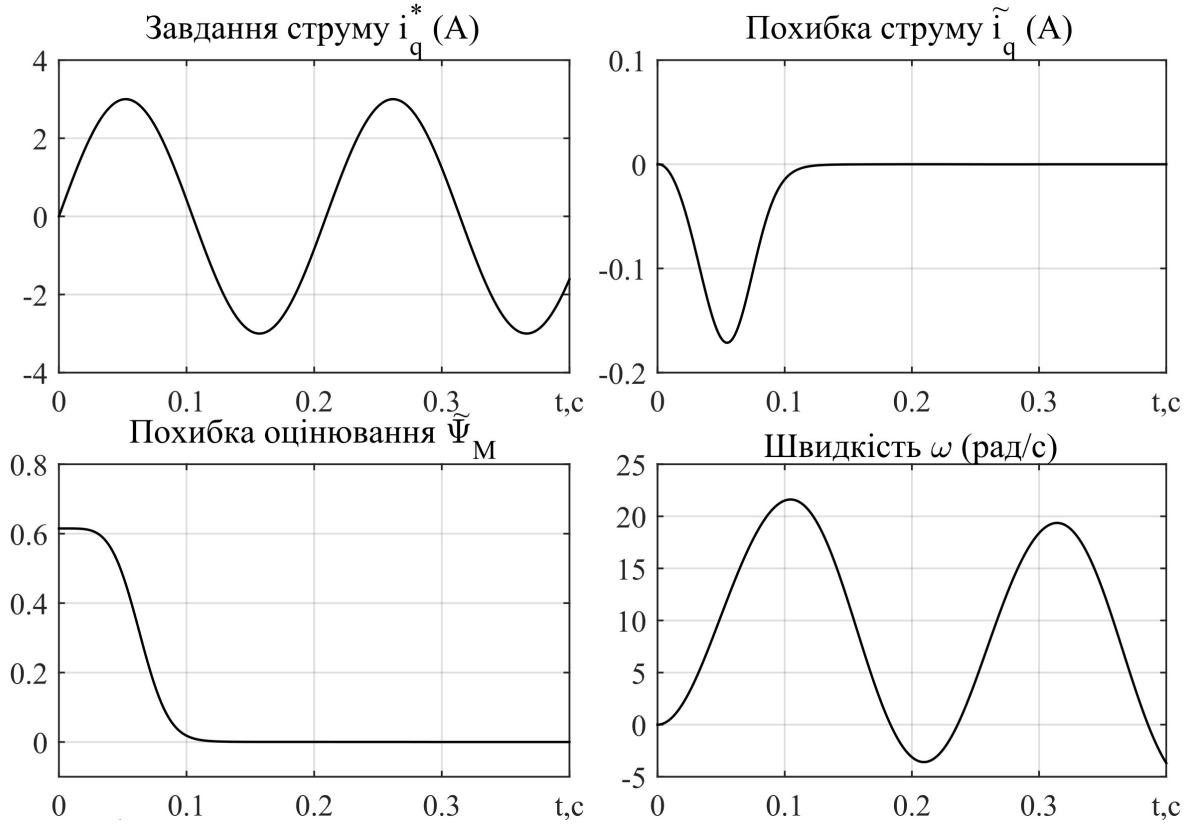


Рисунок 2.13 – Перехідні процеси при оцінюванні  $\psi_m$

$$V = 0.5(\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{D} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\boldsymbol{\phi}}^T \boldsymbol{\Lambda}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\phi}}) > 0, \quad (2.70)$$

де  $\boldsymbol{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4) > 0$ .

Похідна від (2.70) вздовж траєкторій (2.69) має вигляд

$$\dot{V} = 0.5\tilde{\mathbf{x}}^T (\mathbf{A}^T + \mathbf{A})\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{W} \mathbf{D}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\phi}} + \dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}}^T \boldsymbol{\Lambda}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\phi}}. \quad (2.71)$$

Оскільки  $\dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}} = -\dot{\hat{\boldsymbol{\phi}}}$ , то якщо алгоритм ідентифікації визначається як

$$\dot{\hat{\boldsymbol{\phi}}} = -\dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}} = \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{W}(t)^T \tilde{\mathbf{x}}, \quad (2.72)$$

тоді похідна від функції Ляпунова (2.71) буде

$$\dot{V} = -(\mathbf{R} + \mathbf{k}_{id}) \tilde{i}_d^2 - (\mathbf{R} + \mathbf{k}_{iq}) \tilde{i}_q^2 < 0. \quad (2.73)$$

З умов  $V > 0$ ,  $\dot{V} \leq 0$  робимо висновок, що  $\tilde{\mathbf{x}}$ ,  $\tilde{\boldsymbol{\phi}}$  є обмеженими  $\forall t \geq 0$ . Тоді, якщо  $\mathbf{u}$  та  $\mathbf{x} = (i_d, i_q)^T$  обмежені, то вектор оцінок  $\hat{\boldsymbol{\phi}}$  є також обмеженим. Як наслідок,  $\mathbf{W}(t)$  в (2.71) та вектор похідних  $\dot{\tilde{\mathbf{x}}}$  є також обмеженими. З прямого застосування леми Барбалат [31] слідує, що  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{0}$ . Динаміка похибок оцінювання (2.69), (2.72) описується рівняннями у стандартній формі (2.44). Якщо умова

персистентності збудження (2.43) для матриці  $\mathbf{W}(t)$  виконується  $\forall t \geq 0$  то  $(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\boldsymbol{\varphi}}) = \mathbf{0}$  є експоненційно стійким положенням рівноваги для системи (2.69), (2.72).

Об'єднаний алгоритм ідентифікації (2.72) запишеться як

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\mathbf{R}}} &= -\lambda_1 (\dot{\mathbf{i}}_d^* \tilde{\mathbf{i}}_d + \dot{\mathbf{i}}_q^* \tilde{\mathbf{i}}_q), \\ \dot{\hat{\mathbf{L}}}_d &= -\lambda_2 (\omega p_n \dot{\mathbf{i}}_d \tilde{\mathbf{i}}_q + \dot{\mathbf{i}}_d^* \tilde{\mathbf{i}}_d), \\ \dot{\hat{\mathbf{L}}}_q &= -\lambda_3 (-\omega p_n \dot{\mathbf{i}}_q \tilde{\mathbf{i}}_d + \dot{\mathbf{i}}_q^* \tilde{\mathbf{i}}_q), \\ \dot{\hat{\psi}}_m &= -\lambda_4 \omega p_n \tilde{\mathbf{i}}_q.\end{aligned}\tag{2.74}$$

Графіки експериментальних тестувань алгоритму (2.74) наведено в Розділі 5.

## Висновки до розділу 2

Подальшого розвитку набула теорія векторного керування АД і СДПМ в напрямку підвищення динамічних властивостей систем прямого векторного керування АД в режимах ослаблення поля, а також ідентифікації параметрів АД і СДПМ на етапі самоналаштування систем керування.

1. Розроблено новий універсальний метод формування динамічних режимів ослаблення поля АД в системах прямого векторного керування, який передбачає динамічне обмеження заданих траєкторій моменту в функції оціненого спостерігачем значення модуля вектора потокозчеплення ротора і заданих траєкторій потокозчеплення у функції вихідної напруги інвертора, завдяки чому забезпечується максимізація моменту за умови обмеження напруги і, відповідно, підвищуються показники динаміки транспортного засобу.

2. Синтезовано адаптивний до активного опору ротора спостерігач вектора потокозчеплення АД, а також алгоритми ідентифікації усіх параметрів СДПМ, які мають простішу за існуючі аналоги структуру та гарантують глобальне асимптотичне оцінювання параметрів, не потребують додаткового обладнання або наявності навантажувальної машини, що робить можливим використання їх в процедурах початкового самоналаштування.

### РОЗДІЛ 3

#### КЕРУВАННЯ НАПРУГОЮ DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Метою розділу є розробка методу конструювання і аналізу двоконтурних систем керування DC-DC перетворювачами напруги. Синтезовано новий алгоритм керування з частковою лінеаризацією зворотним зв'язком, структура якого надає можливість аналізувати стійкість системи і формувати показники якості керування на основі лінеаризації і подальшого використання оптимізації за «симетричним оптимумом». Для ідентифікації параметрів DC-DC перетворювачів у режимі самоналаштування синтезовано глобально асимптотично стійкий адаптивний спостерігач напруги і струму, який забезпечує асимптотичне оцінювання параметрів перетворювача.

Основні результати розділу опубліковано в [104], [105], [139], [140].

#### 3.1 Математична модель перетворювача, постановка задачі керування

Схему реверсивного DC-DC перетворювача напруги показано на рис. 3.1. Прийнято, що всі електричні елементи є лінійними, мають незмінні у часі параметри, транзистори є ідеальними ключами, які перемикаються симетрично так, щоб напруга ланки постійного струму підтримувалася на заданому рівні.

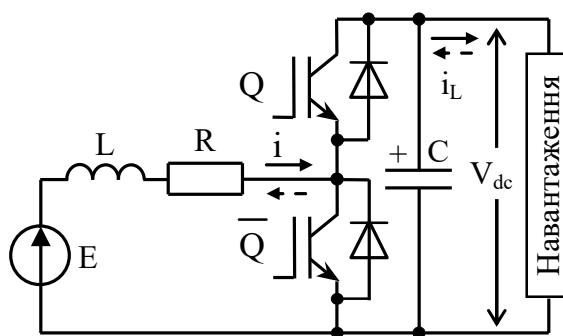


Рисунок 3.1 – Структурна схема реверсивного DC-DC перетворювача

На рис. 3.1 позначено:  $V_{dc}$ ,  $i$  – вихідна напруга та вхідний струм;  $L$ ,  $R$  – індуктивність та внутрішній опір дроселя;  $E$  – ЕРС джерела живлення;  $C$  – вихідна ємність перетворювача;  $i_L$  – струм навантаження;  $Q, \bar{Q}$  – сигнали керування напівпровідниковими ключами. Equation Section (Next)

Математична модель DC-DC перетворювача має вигляд [57]

$$\begin{aligned}\dot{V}_{dc} &= \frac{1}{C}(0.5p_{sw}i - i_L), \\ \dot{i} &= \frac{1}{L}(-Ri + E - 0.5p_{sw}V_{dc}).\end{aligned}\quad (3.1)$$

Функція перемикання ключів визначається як

$$p_{sw} = \begin{cases} 2, & Q - \text{постійно замкнено}, \bar{Q} - \text{постійно розімкнено}; \\ 0, & \bar{Q} - \text{постійно замкнено}, Q - \text{постійно розімкнено}. \end{cases} \quad (3.2)$$

В моделі DC-DC перетворювача (3.1) регульованою координатою є вихідна напруга  $V_{dc}$ , керуючою дією є функція перемикання  $p_{sw}$ , струм  $i_L$  – збурення. Немінимально-фазові властивості викликані наявністю  $p_{sw}$  в обох рівняннях (3.1) [103]. Для синтезу алгоритму керування застосуємо нелінійне перетворення

$$u = 0.5V_{dc}p_{sw}, \quad (3.3)$$

тоді модель (3.1) перепишеться у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{V}_{dc} &= \frac{1}{C}\left(\frac{1}{V_{dc}}ui - i_L\right); \\ \dot{i} &= \frac{1}{L}(-Ri + E - u).\end{aligned}\quad (3.4)$$

Керуюча дія  $p_{sw}$  має розривний характер і формується як ШІМ-сигнал. За умов коректно розрахованої частоти комутації переходять до усередненої моделі (3.4), в якій керуюча дія  $u$  безперервна обмежена [61]. Нехай для (3.4) виконуються наступні припущення.

А.1. Задана напруга додатна і стала  $V_{dc}^* > 0$ ,  $V_{dc}^* = \text{const}$ ,  $E > 0$ ,  $E = \text{const}$ .

А.2. Всі параметри перетворювача відомі і постійні,  $i_L = \text{const}$ .

А.3. Струм  $i$  та напруга  $V_{dc}$  доступні для вимірювання.

За умови виконання припущень А.1 – А.3, необхідно синтезувати алгоритм керування, який гарантує асимптотичне регулювання напруги, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{V}_{dc} = 0, \quad (3.5)$$

де  $\tilde{V}_{dc} = V_{dc} - V_{dc}^*$  – похибка відпрацювання напруги.

### 3.2 Нелінійний алгоритм з ПІ-регуляторами струму і напруги

В типовій структурі двоконтурної системи керування DC-DC перетворювачами фізичні керуючі дії, на основі яких формуються ШІМ сигнали (3.2), задаються вихідним сигналом ПІ-регулятора струму. Такий підхід базується на припущенні, що  $V_{dc} \approx \text{const}$ . Розглянемо модифікований алгоритм керування [104], для якого таке припущення не є необхідним.

Відповідно до (3.3), (3.4), нелінійне перетворення (3.3) здійснює перший крок часткової лінеаризації зворотним зв'язком вихідної моделі (3.1).

*Покроковий синтез вдосконаленої системи керування DC-DC перетворювачами.* Регулятор струму конструюється у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} u &= E - Ri^* + L(k_{i1}\tilde{i} + k_{i2}x_i), \\ \dot{x}_i &= \tilde{i}, \end{aligned} \quad (3.6)$$

де  $\tilde{i} = i - i^*$  – похибка відпрацювання струму;  $i^*$  – задана траєкторія змін струму, яка формується регулятором напруги;  $k_{i1} > 0$ ,  $k_{i2} > 0$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму. За умови  $k_{i2} = 0$ ,  $x_i = 0$  пропорційно-інтегральний регулятор з випереджальною компенсацією спрощується до пропорційного. Налаштування ПІ-регулятора відповідно до  $Ri^* = 0$ ,  $Lk_{i2} = R / \tau_i$ ,  $Lk_{i1} = L / \tau_i$ , де  $\tau_i$  – стала часу контура регулювання струму, забезпечує компенсацію сталої часу  $L/R$  у другому рівнянні (3.4).

Після підстановки (3.6) у друге рівняння (3.4), отримаємо рівняння динаміки похибки відпрацювання струму у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i\tilde{i} - k_{i2}x_i - \dot{i}^*, \end{aligned} \quad (3.7)$$

де  $k_i = k_{i1} + R/L$ .

За умови  $i^* = \text{const}$  ( $\dot{i}^* = 0$ ) система (3.7) є лінійною і асимптотично стійкою  $\forall (k_{i1}, k_{i2}) > 0$ , тобто  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i} = 0$  зі швидкістю, яка визначається налаштуваннями регулятора струму  $(k_{i1}, k_{i2})$ . Для контура регулювання струму з компенсацією сталої часу  $L/R$  в (3.7) необхідно прийняти  $x_i = 0$ ,  $k_{i1} = k_i$ .

Для подальшого конструювання регулятора напруги визначимо

$$v = L(k_{i1}\tilde{i} + k_{i2}x_i), \quad (3.8)$$

та здійснимо нелінійне перетворення координат

$$z = V_{dc}^2, z^* = V_{dc}^{*2} = \text{const} (\dot{z}^* = 0), \tilde{z} = z - z^*, \quad (3.9)$$

де  $\tilde{z}$  – похибка відпрацювання квадрату напруги.

З урахуванням (3.8), (3.9) рівняння динаміки напруги запишеться у вигляді

$$\dot{z} = \frac{2}{C} \left[ (E - Ri^* + v)(i^* + \tilde{i}) - V_{dc}i_L \right]. \quad (3.10)$$

У дужках (3.10) записано рівняння балансу потужностей в статиці. Остання складова  $V_{dc}i_L$  є потужністю, яка віддається у навантаження за умови  $i_L > 0$ . Якщо  $i_L < 0$ , то джерело споживає потужність, яку генерує активне навантаження. В системах, де перетворювач використовується для живлення векторно-керованих електроприводів,  $i_L$  треба розглядати як такий, що генерується джерелом струму.

Із визначення  $\tilde{V}_{dc} = V_{dc} - V_{dc}^*$  в (3.5) слідує, що

$$\tilde{V}_{dc} = \frac{\tilde{z}}{V_{dc} + V_{dc}^*}, V_{dc}i_L = (\tilde{V}_{dc} + V_{dc}^*)i_L, \quad (3.11)$$

тому вираз (3.11) набуває вигляду

$$V_{dc}i_L = \frac{\tilde{z}}{V_{dc} + V_{dc}^*}i_L + V_{dc}^*i_L, V_{dc}^*i_L = \text{const}. \quad (3.12)$$

З урахуванням визначень (3.11), (3.12), рівняння (3.10) буде

$$\dot{\tilde{z}} = -\frac{2}{C} \frac{\tilde{z}}{V_{dc} + V_{dc}^*}i_L + \frac{2}{C} \left[ (E - Ri^* + v)(i^* + \tilde{i}) - V_{dc}^*i_L \right]. \quad (3.13)$$

Керуючою дією в (3.13) є задане значення струму  $i^*$  (вихід регулятора напруги). Для визначення алгоритму керування напругою рівняння (3.13) зручно переписати у вигляді

$$\dot{\tilde{z}} = -\frac{2}{C} \frac{\tilde{z}}{V_{dc} + V_{dc}^*}i_L + \frac{2}{C} \left[ (E - Ri^*)i^* + vi^* + (E - Ri^* + v)\tilde{i} - V_{dc}^*i_L \right]. \quad (3.14)$$

Оскільки  $(E - Ri^*) \approx E > 0$ , то з (3.14) сформуємо лінійний ПІ алгоритм регулювання напруги

$$\begin{aligned} \dot{i}^* &= \frac{C}{2} \frac{1}{E} (-k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v), \\ \dot{x}_v &= \tilde{z}, \end{aligned} \quad (3.15)$$

де  $k_v > 0$ ,  $k_{vi} > 0$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора напруги.

Враховуючи (3.15), рівняння динаміки похибок регулювання будуть

$$\begin{aligned} \dot{x}_v &= \tilde{z}, \\ \dot{\tilde{z}} &= - \left( \frac{2}{C} \frac{i_L}{V_{dc} + V_{dc}^*} + \frac{E - Ri^*}{E} k_v \right) \tilde{z} - \frac{E - Ri^*}{E} k_{vi} x_v + \frac{2}{C} \left[ v i^* + (E - Ri^* + v) \tilde{i} - V_{dc}^* i_L \right] \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i \tilde{i} - k_{ii} x_i - \dot{i}^*, \end{aligned} \quad (3.17)$$

де  $v$  задано у (3.8), а  $i^*$  – у (3.15).

Система (3.16) описує динамічну поведінку контура регулювання напруги, в той час як (3.17) – контура регулювання струму. Метою перетворень згідно (3.6) – (3.15) було представлення нелінійної системи у вигляді двох лінійних асимптотично стійких систем другого порядку (в ізольованому стані), які включені у контурі нелінійного зворотного зв'язку. Система 4-го порядку (3.16), (3.17) є суттєво нелінійною, аналіз стійкості якої складний у загальному випадку, а специфікація динамічних показників для налаштувань регуляторів не є можливою. Враховуючи, що (3.16), (3.17) має каскадну структуру з внутрішнім контуром регулювання струму (3.17) та зовнішнім контуром регулювання напруги (3.16), то це дозволяє використати підхід, який базується на розділенні у часі динамічних процесів в контурах регулювання. Відповідно до теорії каскадних систем [141], внутрішній контур регулювання струму має бути в декілька разів більш швидкодіючим у порівнянні з контуром регулювання напруги. Відмітимо, що натуральні властивості стійкості DC-DC перетворювача (3.1) визначаються лише втратами на паразитному опорі  $R$ , і тому стійкість системи має формуватися виключно алгоритмом керування.

*Аналіз незбуреної динаміки.* Для подальшого аналізу стійкості приймемо, що «паразитний» опір індуктивності нехтувано малий, тобто  $R = 0$ , а струм навантаження (збурення) дорівнює нулю  $i_L = 0$ , що дозволяє визначити базові властивості стійкості незбуреної динаміки (3.16), (3.17). За цих умов рівняння (3.16), (3.17) запишуться як:

$$\begin{aligned} \dot{x}_v &= \tilde{z}, \\ \dot{\tilde{z}} &= -k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v + \frac{2}{C} E \tilde{i} + \frac{L}{E} (k_{ii} \tilde{i} + k_{ii} x_i) (-k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v) + \frac{2L}{C} (k_{ii} \tilde{i} + k_{ii} x_i) \tilde{i}, \end{aligned} \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i \tilde{i} - k_{ii} x_i + \frac{C}{2} \frac{1}{E} (k_v \dot{\tilde{z}} + k_{vi} \tilde{z}). \end{aligned} \quad (3.19)$$

Дослідження стійкості положення рівноваги  $(x_v, \tilde{z}, x_i, \tilde{i}) = \mathbf{0}$  нелінійної системи (3.18), (3.19) виконаємо на основі її лінеаризації за рахунок нехтування квадратичними складовими. Відмітимо, що нелінійності в (3.18), (3.19) (дві останні складові в (3.18)) мають білінійний характер. Лінеаризована система має вигляд

$$\begin{aligned} \dot{x}_v &= \tilde{z}, \\ \dot{\tilde{z}} &= -k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v + \frac{2}{C} E \tilde{i}, \\ \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i \tilde{i} - k_{ii} x_i + \frac{C}{2} \frac{1}{E} (k_v \dot{\tilde{z}} + k_{vi} \tilde{z}). \end{aligned} \quad (3.20)$$

Важливою особливістю запропонованого методу аналізу є те, що властивості лінеаризованої системи (3.20) визначаються лише параметрами регуляторів, що дозволяє відокремити не тільки вплив нелінійностей, але й параметрів перетворювача. Структурну схему лінеаризованої системи (3.20) показано на рис. 3.2. Передаточні функції розімкненої системи на рис. 3.2 за умови використання ПІ-регулятора струму задаються рівняннями

$$W_r(p) = \frac{(2\xi_v \tau_v p + 1)}{\tau_v^2 p^2} \cdot \frac{(2\xi_i \tau_i p + 1)}{\tau_i^2 p^2 + 2\xi_i \tau_i p + 1}, \quad W_{r1}(p) = \frac{(2\xi_v \tau_v p + 1)}{\tau_v^2 p^2} \cdot \frac{1}{(\tau_i p + 1)}, \quad (3.21)$$

які відповідають стандартному вигляду для контурів регулювання з налаштуванням на «симетричний» оптимум [6],  $W_{r1}(p)$  враховує компенсацію сталої часу  $L/R$ .



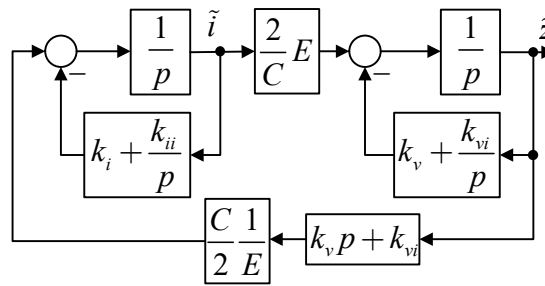


Рисунок 3.2 – Еквівалентна структурна схема лінеаризованої системи (3.20)

Визначимо в (3.20) власні частоти недемпфованих коливань ізольованих підсистем у формі виразів  $\omega_{0v}^2 = k_{vi} = \tau_v^{-2}$ ,  $k_v = 2\zeta_v \omega_{0v}$ ;  $\omega_{0i}^2 = k_{ii} = \tau_i^{-2}$ ,  $k_i = 2\zeta_i \omega_{0i}$  та  $\omega_{0i} = k_i$  (компенсація сталої часу  $L/R$ ), де індекси «v» та «i» відносяться до контурів регулювання напруги і струму відповідно;  $\zeta_v, \zeta_i$  – коефіцієнти демпфування у кожному з контурів регулювання. Відповідно до стандартних налаштувань систем другого порядку коефіцієнти демпфування обираються  $\zeta = 1$ , або  $\zeta = \sqrt{2}/2$ . Для розділення процесів у часі в контурах регулювання напруги і струму встановлюється співвідношення  $\omega_{0i} \geq \rho \omega_{0v}$ ,  $\rho \geq 4$  [6].

Всі дослідження проведено для моделі перетворювача (3.4) з параметрами [84], [105]:  $L = 0.011$  Гн,  $R = 0.5$  Ом,  $C = 500$  мкФ,  $E = 50$  В. Задане значення напруги дорівнює  $V_{dc}^* = 100$  В.

На рис. 3.3 наведено логарифмічні амплітудні і фазові частотні характеристики (ЛАЧХ і ЛФЧХ) для системи з передаточною функцією  $W_{r1}(p)$  (3.21) для  $\omega_{0v} = 200$  рад/с ( $k_v = 400$ ,  $k_{vi} = k_v^2 / 4$ ,  $\zeta_v = \zeta_i = 1$ ),  $\rho = 4.5$  ( $k_i = 900$ , графіки 1) і  $\rho = 9$  ( $k_i = 1800$ , графіки 2).

З (3.21) і рис. 3.3 слідує, що ЛАЧХ лінеаризованої системи має стандартний вигляд  $-40$  Дб/дек,  $-20$  Дб/дек,  $-40$  Дб/дек, що забезпечує глобальну стійкість лінеаризованої системи (3.20), а отже локальну стійкість нелінійної системи (3.16), (3.17). Важливо, що динамічні показники за розглянутих умов будуть відповідати стандартній оптимізації за «симетричним» оптимумом, що підтверджується графіками перехідних процесів відпрацювання початкових умов  $V_{dc}(0) = 99$  В у системі (3.16), (3.17) з  $i_L = 0$ ,  $\rho = 9$ , представлених на рис. 3.4 для налаштування регулятора струму з компенсацією сталої часу  $L/R$ .

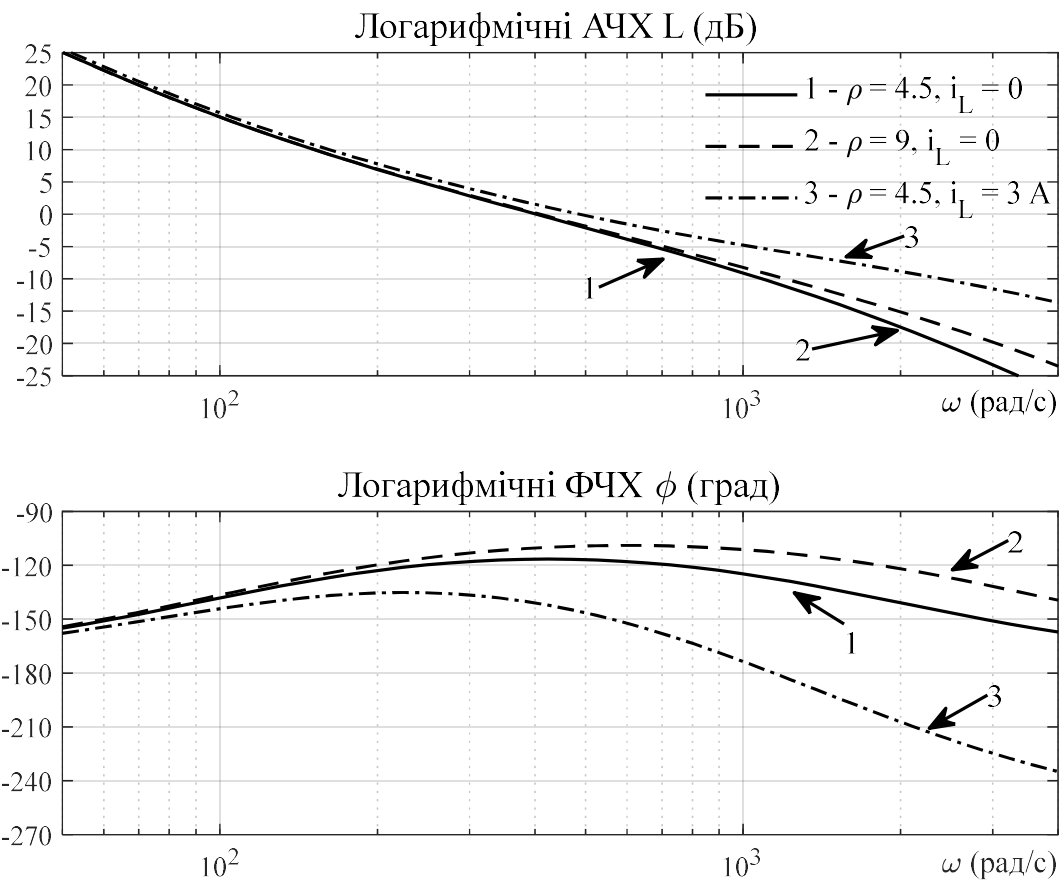


Рисунок 3.3 – Логарифмічні АЧХ і ФЧХ лінеаризованої системи  $W_{r1}(p)$  (3.21)

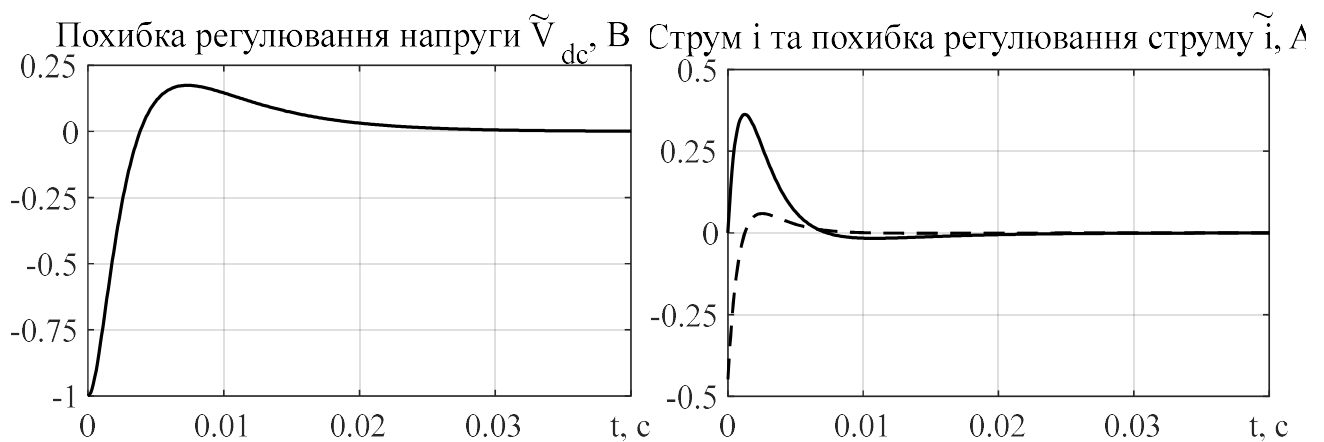


Рисунок 3.4 – Графіки перехідних процесів відпрацювання початкових умов

*Аналіз збуреної динаміки. Розглянемо (3.16), (3.17) за умови  $i_L \neq 0$ ,  $R = 0$ :*

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_v &= \tilde{z}, \\
 \dot{\tilde{z}} &= -\left(k_v + \frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L\right) \tilde{z} - k_{vi} x_v - \frac{2}{C} V_{dc}^* i_L + \frac{2}{C} E \tilde{i} + \frac{2}{C} v(i^* + \tilde{i}), \\
 \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\
 \dot{\tilde{i}} &= -k_i \tilde{i} - k_{ii} x_i + \frac{C}{2} \frac{1}{E} (k_v \dot{\tilde{z}} + k_{vi} \tilde{z}).
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

Оскільки збурення  $V_{dc}^* i_L = \text{const}$ , то інтегральна складова регулятора напруги  $k_{vi} x_v$  може розглядатися як його оцінка. Визначимо

$$\eta = k_{vi} x_v + \frac{2}{C} V_{dc}^* i_L, \quad (3.23)$$

тоді перші два рівняння (3.22) перепишуться у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= k_{vi} \tilde{z}, \\ \dot{\tilde{z}} &= -\left( k_v + \frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L \right) \tilde{z} - \eta + \frac{2}{C} E \tilde{i} + \frac{2}{C} v \tilde{i} + \frac{1}{E} v \left( -k_v \tilde{z} - \eta + \frac{2}{C} V_{dc}^* i_L \right). \end{aligned} \quad (3.24)$$

Лінеаризація (3.24) в околі положення рівноваги  $(\eta, \tilde{z}, x_i, \tilde{i}) = \mathbf{0}$  дає

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= k_{vi} \tilde{z}, \\ \dot{\tilde{z}} &= -\left( k_v + \frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L \right) \tilde{z} - \eta + \frac{2}{C} \left( E + \frac{L}{E} V_{dc}^* i_L k_i \right) \tilde{i} + \frac{2}{C} \frac{L}{E} V_{dc}^* i_L k_{ii} x_i, \\ \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i \tilde{i} - k_{ii} x_i + \frac{C}{2} \frac{1}{E} (k_v \dot{\tilde{z}} + k_{vi} \tilde{z}). \end{aligned} \quad (3.25)$$

Структурну схему системи (3.25) наведено на рис. 3.5. За умови відсутності навантаження вона співпадає з показаною на рис. 3.2. На рис. 3.5  $W_k(p)$  – передаточна функція замкненого контура регулювання струму,

$$W_k(p) = \frac{\tau_i^2 p}{\tau_i^2 p^2 + 2\xi_i \tau_i p + 1} \text{ або } W_k(p) = \frac{\tau_i}{\tau_i p + 1} \text{ (компенсація сталої часу } L/R).$$

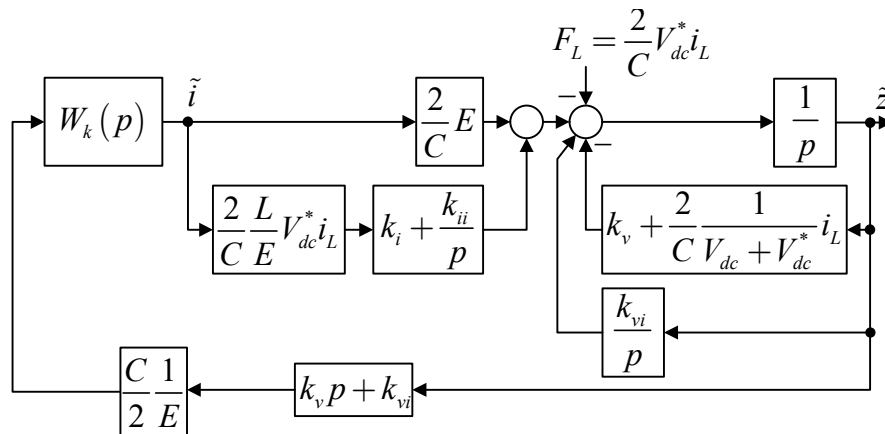


Рисунок 3.5 – Еквівалентна структурна схема лінеаризованої системи (3.25)

З рівнянь (3.25) та рис. 3.5 слідує, що наявність струму навантаження змінює структуру системи (див. рис. 3.2). Важливість представлення у вигляді (3.25) полягає в тому, що лінеаризована система дозволяє встановити вплив  $i_L$  у вигляді не тільки зовнішнього збурення  $F_L(p) = 2C^{-1}V_{dc}^* i_L(p)$  (див. рис. 3.5), але й його вплив на параметри замкненої системи. Відповідно запропоноване представлення дозволяє аналізувати вплив  $i_L$  на стійкість і показники якості керування.

Передаточні функції розімкненої системи (3.25) за умови  $V_{dc} + V_{dc}^* \approx \text{const}$  і за умови налаштування замкнутого контура регулювання струму на «симетричний» оптимум мають вигляд

$$W_r(p) = \frac{(2\xi_v \tau_v p + 1)(2\xi_i \tau_i p + 1) \left[ 1 - \frac{L}{E^2} V_{dc}^* i_L p \right] + \left[ \frac{1}{CV_{dc}^*} \tau_v^2 i_L p (\tau_i^2 p^2 + 2\xi_i \tau_i p + 1) \right]}{\tau_v^2 p^2 (\tau_i^2 p^2 + 2\xi_i \tau_i p + 1)}, \quad (3.26)$$

$$W_r(p) = \frac{(2\xi_v \tau_v p + 1) \left[ 1 - \frac{L}{E^2} V_{dc}^* i_L p \right] + \left[ \frac{1}{CV_{dc}^*} \tau_v^2 i_L p (\tau_i p + 1) \right]}{\tau_v^2 p^2 (\tau_i p + 1)}, \quad (3.27)$$

ЛАЧХ і ЛФЧХ розімкненої системи (3.27) показано на рис. 3.3 для  $\rho = 9$ ,  $i_L = 3$  А. За умови  $i_L = 0$  передаточні функції (3.26), (3.27) дорівнюють відповідним функціям незбуреної системи (3.21).

Як слідує з (3.27) та рис. 3.3, властивість немінимальної-фазовості системи (3.25) призводить до зміни вихідної структури (3.21), що зменшує запас стійкості, а тому погіршує показники якості керування і може порушити стійкість системи.

*Налаштування контурів регулювання.* Для кількісного аналізу впливу  $i_L$  розглянемо передаточну функцію замкненої системи з  $W_{r1}(p)$  (3.27) відносно збурення  $F_L(p)$  у вигляді:

$$W_F(p) = - \frac{\tau_v^2 p (\tau_i p + 1)}{\tau_v^2 \tau_i p^3 + \tau_v^2 k_2(i_L) p^2 + \tau_v^2 k_1(i_L) p + 1}, \quad (3.28)$$

$$\text{де } k_1(i_L) = k_v + \frac{1}{CV_{dc}^*} i_L - k_{vi} \frac{L}{E^2} (V_{dc}^* i_L), \quad k_2(i_L) = 1 - k_v \frac{L}{E^2} (V_{dc}^* i_L) + \tau_i \frac{1}{CV_{dc}^*} i_L.$$

Налаштування з  $\omega_{0i} \geq \rho \omega_{0v}$ , де  $\omega_{0i} = \tau_i^{-1}$ ,  $\rho \geq 4$  відповідають типовій оптимізації за «симетричним оптимумом», що гарантує системі відповідну якість перехідних процесів. В той же час за умови  $i_L \neq 0$  вигляд оптимізованої передаточної функції змінюється, що призводить не тільки до деградації показників якості керування, але й потенційно до втрати стійкості. При цьому, на відміну від (3.20), (3.21), властивості системи (3.28) визначаються додатково усіма параметрами системи  $(V_{dc}^*, E, C, L)$ , повну компенсацію впливу яких неможливо забезпечити за рахунок налаштування регуляторів  $(k_v, k_{vi}, k_i)$ . В той же час для фізично обмежених значень струму навантаження і заданого рівня розділення процесів у часі для контурів регулювання  $\rho \geq 4$  умови  $k_1(i_L) > 0$ ,  $k_2(i_L) > 0$  визначають граничні значення  $k_v, C, L$ .

Ключовим коефіцієнтом характеристичного рівняння передаточної функції (3.28) є  $k_2(i_L) \geq k_{20} > 0$ , який для фіксованого значення  $(L/E^2)V_{dc}^* i_L$  визначає граничне значення  $k_v$  для забезпечення як стійкості системи, так і якості перехідних процесів. За умови  $\rho \geq 4$  в структурі (3.28)  $k_{20}$  має бути в межах 0.35–0.4. Наведений аналіз стійкості лінеаризованої системи дозволяє сформулювати наступну процедуру налаштування:

1. Визначення параметрів DC-DC перетворювача  $L, E, C$  і заданої вихідної напруги  $V_{dc}^*$ .
2. Визначення максимально досяжної або бажаної швидкодії контуру регулювання струму за рахунок встановлення  $\omega_{0i} = k_i = \tau_i^{-1}$ .
3. Розрахунок параметрів регулятора напруги  $\omega_{0v}^2 = k_{vi} = \tau_v^{-2}$ ,  $k_v = 2\zeta_v \omega_{0v}$  для встановленого рівня розділення у часі процесів у контурах регулювання  $\rho \geq 4$ .
4. Перевірка умови  $k_2(i_L) \geq k_{20} > 0$ , якщо вона не виконується, то необхідно збільшити  $\rho \geq 4$ . Умова  $k_1(i_L) > 0$ , як правило, виконується для коректно розрахованих параметрів  $L, C$ .

На рис. 3.6 представлено графіки перехідних процесів накидання-скидання граничних значень струму навантаження  $i_L = \pm 4$  А в нелінійній системі повного

порядку (3.22) для  $\omega_{oi} = \tau_i^{-1} = 1800$  рад/с і двох значень  $\rho = 10.5$  ( $k_v = 350, k_2 = 0.43$ ),  $\rho = 8$  ( $k_v = 450, k_2 = 0.25 < k_{20}$ ). Графіки перехідних процесів підтверджують правомірність використання наведеного аналізу. Подальше зменшення  $\rho < 8$  призводить до деградації якості процесів регулювання і втрати системою стійкості.

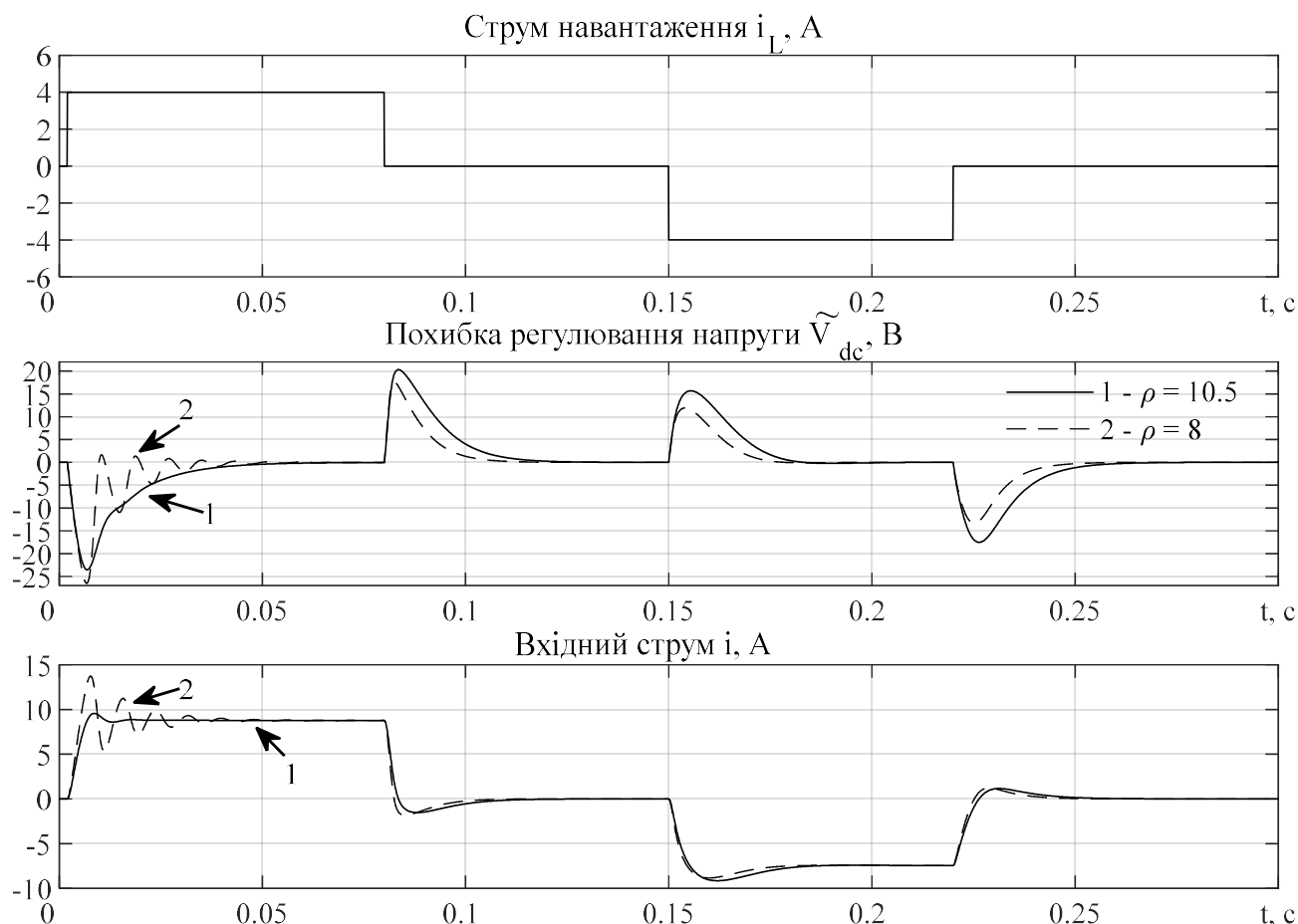


Рисунок 3.6 – Перехідні процеси в системі з регулятором струму з компенсацією сталої часу  $L/R$

Теоретичне узагальнення методу конструювання і аналізу двоконтурних систем керування класом DC-DC перетворювачів полягає у наступному. На основі загальної концепції стійкості за Ляпуновим, відповідно до якої нелінійна система є локально асимптотично стійкою тоді, коли положення рівноваги лінеаризованої системи є асимптотично стійким, розроблено метод аналізу стійкості систем керування DC-DC перетворювачами, який передбачає представлення вихідної нелінійної системи у вигляді двох лінійних стійких систем, включених в контури нелінійного зворотного зв'язку (3.22). Для досягнення такої структури в алгоритмі керування передбачено часткову лінеаризацію зворотним зв'язком відповідно до виразів (3.3), (3.9). Спеціальний тип лінеаризації нелінійної системи (3.22) здійснено

відносно фізично обумовленого маніфолду, який представляє собою рівняння балансу потужностей (див. перше рівняння в (3.15) з підстановкою (3.23)). За рахунок цього в результуючій лінеаризованій системі встановлюється вплив струму навантаження  $i_L$  як у вигляді зовнішнього збурення (див. рис. 3.5), так і параметричного збурення, що є результатом того, що вихідна модель перетворювача (3.4) є немінімально-фазовою. Результуюча структура лінеаризованої системи (3.25) *вперше* дозволяє використовувати доступні методи аналізу стійкості лінійних систем зі змінними параметрами, а також їх оптимізацію для розрахунку параметрів регуляторів. Важливо також зазначити, що оскільки нелінійності системи (3.24) мають білінійний характер, то динамічна поведінка нелінійної системи і лінеаризованої мають достатню схожість.

Аналогічно здійснюється аналіз для системи (3.16), (3.17), в якій використовується ПІ-регулятор струму. Динамічна поведінка з ПІ-регулятором струму співпадає з поведінкою з використанням ПІ-регулятора струму у загальній формі (3.6). Структурну схему алгоритму керування представлено на рис. 3.7.

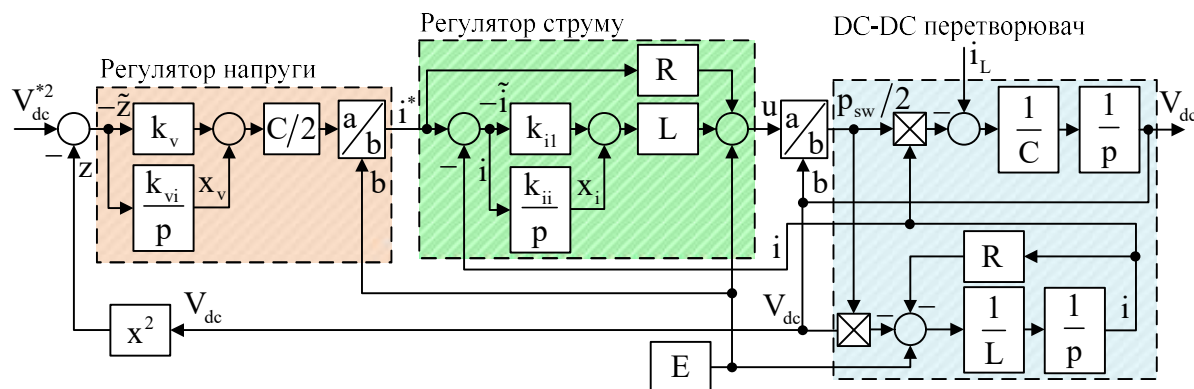


Рисунок 3.7 – Структурна схема системи з нелінійними ПІ-регуляторами

### 3.3 Керування з компенсацією струму навантаження

Струм навантаження  $i_L$  DC-DC перетворювача є головним збуренням. В системах з навантаженням, яке мало змінюється, його розглядають як постійне невимірюване збурення. В той же час в тягових ЕМС струм  $i_L$  може змінюватись в широких межах і змінювати знак. Оскільки вимірювання  $i_L$  здійснюється просто, то є доцільним забезпечити його компенсацію за рахунок алгоритму керування.

З (3.14) рівняння динаміки регулювання напруги, за умови використання регулятора струму з компенсацією  $L/R$  (3.6), визначається як

$$\dot{\tilde{z}} = -\frac{2}{C} \frac{\tilde{z}}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L + \frac{2}{C} \left[ (E - Ri^*) i^* + v i^* + (E - Ri^* + v) \tilde{i} - V_{dc}^* i_L \right]. \quad (3.29)$$

Прийmemo, що опір DC-DC перетворювачів є нехтувано малим  $R = 0$ , тоді з (3.29) отримаємо

$$\dot{\tilde{z}} = -\frac{2}{C} \frac{\tilde{z}}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L + \frac{2}{C} \left[ E i^* + v i^* + (E + v) \tilde{i} - V_{dc}^* i_L \right]. \quad (3.30)$$

З (3.30) слідує, що для компенсації струму навантаження і стабілізації вихідної напруги можна використовувати наступний регулятор напруги:

$$i^* = \frac{1}{E} \left( V_{dc}^* i_L - \frac{C}{2} (k_v \tilde{z} + k_{vi} x_v) \right), \quad (3.31)$$

$$\dot{x}_v = \tilde{z}.$$

Після підстановки (3.31) в (3.30) отримаємо рівняння динаміки замкненої системи у вигляді

$$\dot{x}_v = \tilde{z},$$

$$\dot{\tilde{z}} = -\left( k_v + \frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L \right) \tilde{z} - k_{vi} x_v + \frac{2}{C} E \tilde{i} + \frac{1}{E} v \left( -k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v + \frac{2}{C} V_{dc}^* i_L \right) + \frac{2}{C} v \tilde{i}, \quad (3.32)$$

$$\dot{\tilde{i}} = -k_i \tilde{i} - i^*.$$

Лінеаризація (3.32) в околі положення рівноваги  $(x_v, \tilde{z}, \tilde{i}) = \mathbf{0}$ , для випадку компенсації сталої часу  $L/R$ , формує лінійну систему у вигляді (3.26) з  $k_{ii} x_i = -Ri = 0$ :

$$\dot{x}_v = \tilde{z},$$

$$\dot{\tilde{z}} = -\left( k_v + \frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L \right) \tilde{z} - k_{vi} x_v + \frac{2}{C} \left( E + \frac{L}{E} k_i V_{dc}^* i_L \right) \tilde{i}, \quad (3.33)$$

$$\dot{\tilde{i}} = -k_i \tilde{i} + \frac{C}{2} \frac{1}{E} (k_v \dot{\tilde{z}} + k_{vi} \tilde{z}) - \frac{1}{E} \frac{d}{dt} (V_{dc}^* i_L).$$

За умови  $V_{dc}^* i_L = \text{const}$  аналіз стійкості лінеаризованої системи (3.33) співпадає з розглянутим для системи (3.26).

За умови врахування опору  $R$  регулятор  $i^*$  може модифікуватися у вигляді

$$i^* = i_1^* - \frac{1}{E} \frac{C}{2} (k_v \tilde{z} + k_{vi} x_v), \quad i_1^* = \frac{E - \sqrt{E^2 - 4R V_{dc}^* i_L}}{2R} = \text{const}, \quad E^2 - 4R V_{dc}^* i_L \geq 0, \quad (3.34)$$

$$\dot{x}_v = \tilde{z},$$



Графіки перехідних процесів відпрацювання струму  $i_L = \pm 4$  А в системі з компенсацією струму навантаження (3.6), (3.34) в умовах аналогічного тесту, результати якого проілюстровано на рис. 3.6, показано на рис. 3.8 для  $\omega_{oi} = \tau_i^{-1} = 1800$  рад/с і  $k_v = 350$  ( $\rho = 10.5$ ) як «Графіки 1», а для системи з алгоритмом (3.6), (3.15) для тих самих налаштувань – як «Графіки 2».

З рис. 3.6 слідує, що завдяки компенсації струму навантаження підвищується точність регулювання напруги. Структурну схему системи керування з повним алгоритмом (3.6), (3.34) показано на рис. 3.9.

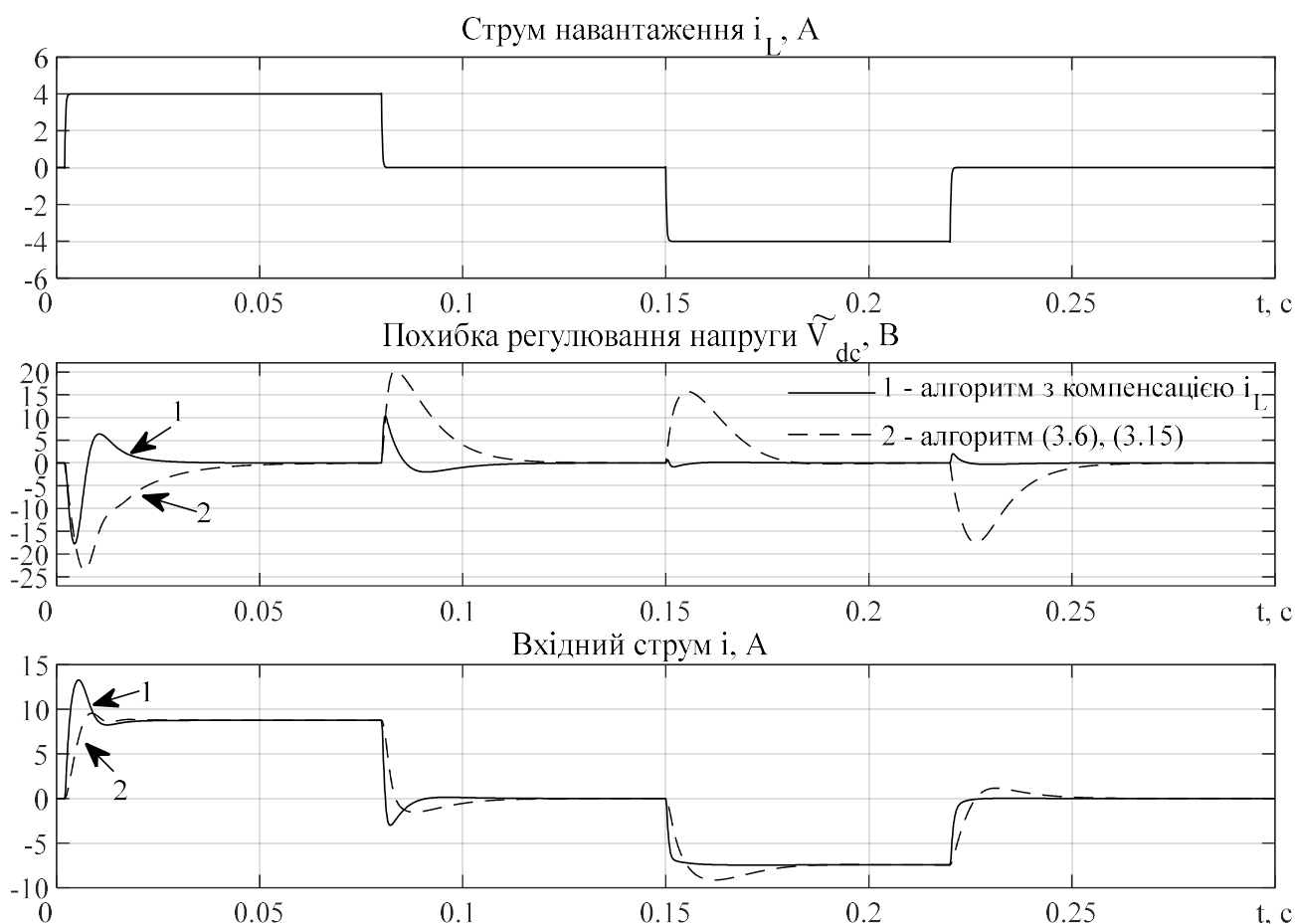


Рисунок 3.8 – Перехідні процеси в системах з алгоритмом з компенсацією струму навантаження (3.6), (3.34) і алгоритмом (3.6), (3.15)

### 3.4 Алгоритм ідентифікації параметрів DC-DC перетворювача

Метою даного підрозділу є розробка алгоритму ідентифікації для процедури самоналаштування DC-DC перетворювачів, який: а) базується на моделі повного порядку; б) не вимагає попередньої інформації про параметри; в) не потребує спеціального навантажувального обладнання; г) глобально стійкий для фізично обґрунтованих умов роботи перетворювача.

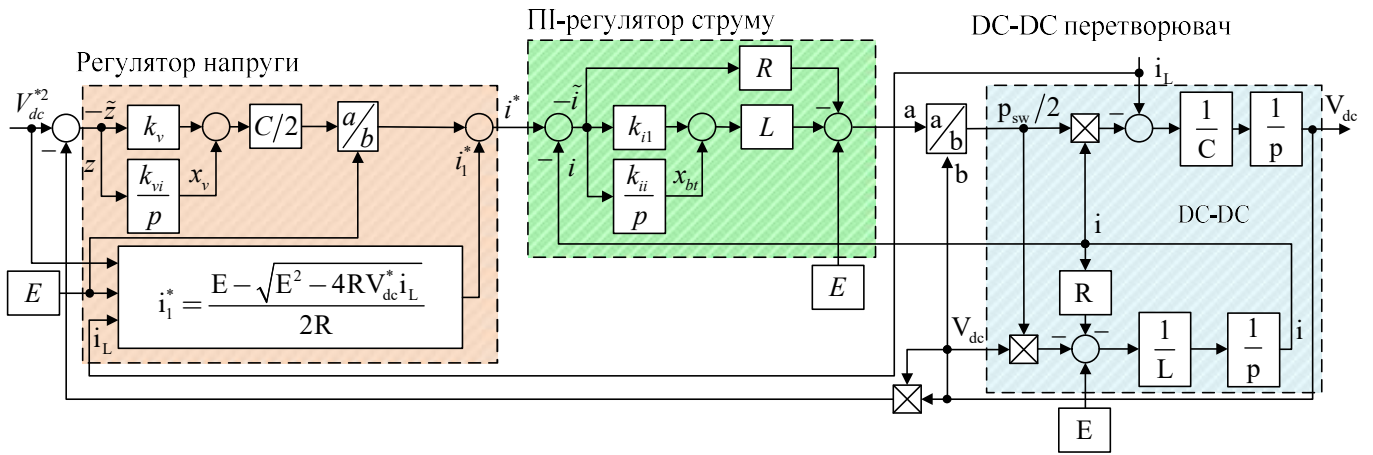


Рисунок 3.9 – Структурна схема системи з компенсацією струму навантаження

Нехай для моделі (3.4) виконуються припущення А.2, А.3 з п.3.1, а також А.4. Параметри  $R$ ,  $L$ ,  $C$  постійні, невідомі, вхідна напруга вимірюється.

А.5. Сигнали  $i(t)$ ,  $V_{dc}(t)$ ,  $i_L(t)$  та  $\dot{i}(t)$ ,  $\dot{V}_{dc}(t)$ ,  $\dot{i}_L(t)$  є обмеженими для всіх режимів.

За умов виконання припущень А.2 – А.5 необхідно синтезувати адаптивний спостерігач, який гарантує асимптотичне оцінювання параметрів:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{R}, \tilde{L}, \tilde{C}) = \mathbf{0}, \quad (3.35)$$

де  $\tilde{R} = R - \hat{R}$ ,  $\tilde{L} = L - \hat{L}$ ,  $\tilde{C} = C - \hat{C}$  – похибки оцінювання;  $\hat{R}$ ,  $\hat{L}$ ,  $\hat{C}$  – оцінки.

Розглянемо систему (3.4) з перетворенням (3.9). Визначимо  $\varphi_1 = R/L$ ,  $\varphi_2 = 1/L$ ,  $\varphi_3 = 2/C$ , тоді адаптивний спостерігач може бути записаний як [139]

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}} &= \hat{\varphi}_3 (ui - V_{dc} i_L) + k_1 \tilde{z}, \\ \dot{\hat{i}} &= -\hat{\varphi}_1 \hat{i} + \hat{\varphi}_2 (E - u) + k_2 \tilde{i}, \end{aligned} \quad (3.36)$$

де  $\hat{\varphi}_j$ ,  $j=1,2,3$  і  $\hat{z}$ ,  $\hat{i}$  – оцінки,  $\tilde{z} = z - \hat{z}$ ,  $\tilde{i} = i - \hat{i}$  – похибки оцінювання;  $(k_1, k_2) > 0$  – коефіцієнти налаштування зворотних зв'язків спостерігача.

З (3.4), (3.9) і (3.36), динаміка похибок оцінювання визначається як

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}} &= -k_1 \tilde{z} + (ui - V_{dc} i_L) \tilde{\varphi}_3, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_2 \tilde{i} - \tilde{\varphi}_1 \hat{i} + \tilde{\varphi}_2 (E - u), \end{aligned} \quad (3.37)$$

або в компактній формі (2.37) з  $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 \\ 0 & -k_2 \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & ui - V_{dc} i_L \\ -\hat{i} & E - u & 0 \end{bmatrix}$ ,

$\mathbf{x} = (\tilde{z}, \tilde{i})^T$ ,  $\tilde{\boldsymbol{\varphi}} = (\tilde{\varphi}_1, \tilde{\varphi}_2, \tilde{\varphi}_3)^T$ ,  $\tilde{\varphi}_j = \varphi_j - \hat{\varphi}_j$ .

Розглянемо наступний кандидат функції Ляпунова:

$$V = 0.5(\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{D} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\boldsymbol{\phi}}^T \boldsymbol{\Lambda}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\phi}}) > 0, \quad (3.38)$$

де  $\boldsymbol{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1^{-1}, \lambda_2^{-1}, \lambda_3^{-1})$ ,  $\lambda_j > 0$  – коефіцієнти налаштування;  $\mathbf{D} = \text{diag}(1, 1)$ .

Похідна від (3.38) вздовж траєкторій (3.37) буде мати вигляд

$$\begin{aligned} \dot{V} = 0.5 \tilde{\mathbf{x}}^T (\mathbf{A}^T \mathbf{D} + \mathbf{D} \mathbf{A}) \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{D} \mathbf{W} \tilde{\boldsymbol{\phi}} + \dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}}^T \boldsymbol{\Lambda}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\phi}} = & -k_1 \tilde{z}^2 - k_2 \tilde{i}^2 + \\ & + (-\dot{\tilde{i}} + \lambda_1^{-1} \dot{\tilde{\phi}}_1) \tilde{\phi}_1 + ((E - u) \dot{\tilde{i}} + \lambda_2^{-1} \dot{\tilde{\phi}}_2) \tilde{\phi}_2 + ((ui - V_{dc} i_L) \dot{\tilde{z}} + \lambda_3^{-1} \dot{\tilde{\phi}}_3) \tilde{\phi}_3. \end{aligned} \quad (3.39)$$

Оскільки  $\phi_j$  – постійні, то  $\dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}} = -\dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}}$ , і адаптивний алгоритм дорівнює

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}} = -\dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}} = -\boldsymbol{\Lambda} \mathbf{W}^T \tilde{\mathbf{x}}, \quad (3.40)$$

тоді похідна функції від Ляпунова (3.39) буде мати наступний вигляд:

$$\dot{V} = -k_1 \tilde{z}^2 - k_2 \tilde{i}^2 \leq 0. \quad (3.41)$$

З умов  $V > 0$ ,  $\dot{V} \leq 0$  можна заключити, що вектори  $\tilde{\mathbf{x}}$ ,  $\tilde{\boldsymbol{\phi}}$  є обмеженими  $\forall t \geq 0$ . Пряме використання леми Барбалат [31] установлює, що  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{0}$ .

Відмітимо, що матриця  $\mathbf{W}$  і її похідна є обмеженими, якщо вхідний струм  $i$ , напруга ланки постійного струму  $V_{dc}$  (і відповідно, керуючий вплив  $u = p_{sw} V_{dc}/2$ ), а також струм навантаження  $i_L$  разом з їх часовими похідними є обмеженими.

Якщо умова персистентності збудження (2.43) для  $\mathbf{W}$  досягається, тоді  $(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\boldsymbol{\phi}}) = \mathbf{0}$  є глобально експоненційно стійким положенням рівноваги для лінійних систем, які змінюються у часі [31] записаних в (2.37) і (3.40). Неважко побачити, що (2.43) досягається в усіх фізично обґрунтованих режимах роботи DC-DC перетворювачів.

Алгоритм ідентифікації параметрів (3.40) може бути записаний як

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\phi}}_1 &= -\dot{\tilde{\phi}}_1 = -\lambda_1 \dot{\tilde{i}}, \\ \dot{\tilde{\phi}}_2 &= -\dot{\tilde{\phi}}_2 = \lambda_2 (E - u) \dot{\tilde{i}}, \\ \dot{\tilde{\phi}}_3 &= -\dot{\tilde{\phi}}_3 = \lambda_3 (ui - V_{dc} i_L) \dot{\tilde{z}}. \end{aligned} \quad (3.42)$$

Із загальної форми рівнянь для адаптивних систем (2.37) і (3.40) слідує, що збіжність процесу оцінювання потребує ідентифікації всіх параметрів.

*Результати моделювання.* В даному дослідженні спостерігач (3.36), (3.42) працює в режимі самоналаштування перетворювача (неробочому режимі), при цьому формуються сигнали керування спеціальної форми, щоби задовольнити умовам персистентності збудження [31]. Струм навантаження не прикладається.

Метою моделювання було показати, що спостерігач забезпечує асимптотичне оцінювання всіх параметрів з достатньою швидкістю.

Вхідна напруга дорівнює  $E = 25$  В, початкова напруга  $V_{dc}(0) = 25$  В. Для застосовуваного перетворювача (табл. Б.5 Додатку Б) параметри  $\varphi_j$ ,  $j=1,2,3$  дорівнюють  $\varphi_1 = R/L = 45.5$  ( $\text{с}^{-1}$ ),  $\varphi_2 = 1/L = 90.9$  ( $\text{Гн}^{-1}$ ),  $\varphi_3 = 2/C = 4000$  ( $\text{Ф}^{-1}$ ).

На рис. 3.10 показано форму керуючої дії  $u = E - 0.5Ri - U_m \sin(2\pi ft)$ , де параметри синусоїди  $U_m = 3$  В,  $f = 33$  Гц вибрано так, щоб створювати «незначний» рівень коливань вихідної напруги для обмеження в реальних перетворювачах. Компоненти  $E - 0.5Ri$  необхідні для стійкої роботи перетворювача.

Алгоритм ідентифікації (3.36), (3.42) налаштовано на:  $k_1 = k_2 = 1000$ ,  $\lambda_1 = 5 \cdot 10^4$ ,  $\lambda_2 = 10^4$ ,  $\lambda_3 = 100$ . Всі початкові умови нульові, окрім  $\hat{z}(0) = 625$  В<sup>2</sup>.

Графіки перехідних процесів оцінювання параметрів показано на рис. 3.11, де красними лініями показано реальні значення оцінюваних параметрів. З рис. 3.11 встановлюємо, що всі параметри перетворювача оцінюються асимптотично.

Як слідує з (3.37) і рис. 3.11, процес оцінювання  $\varphi_3$  є незалежним від процесів оцінювання  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$ , процес ідентифікації  $\varphi_1$  і  $\varphi_2$  пов'язані рівнянням динаміки струму, тому  $\varphi_1$  може бути оцінений лише після завершення оцінювання  $\varphi_2$ . Після завершення самоналаштування, параметри можуть використовуватись в вищенаведених неадаптивних алгоритмах керування.

### **Висновки до розділу 3**

1. Розроблений метод синтезу і аналізу двоконтурних систем керування класом DC-DC перетворювачів, який базується на використанні часткової лінеаризації зворотним зв'язком і подальшому використанні лінійних ПІ-регуляторів напруги і струму, формує результуючу структуру системи керування у вигляді послідовного з'єднання двох лінійних асимптотичних стійких підсистем у контурі нелінійного

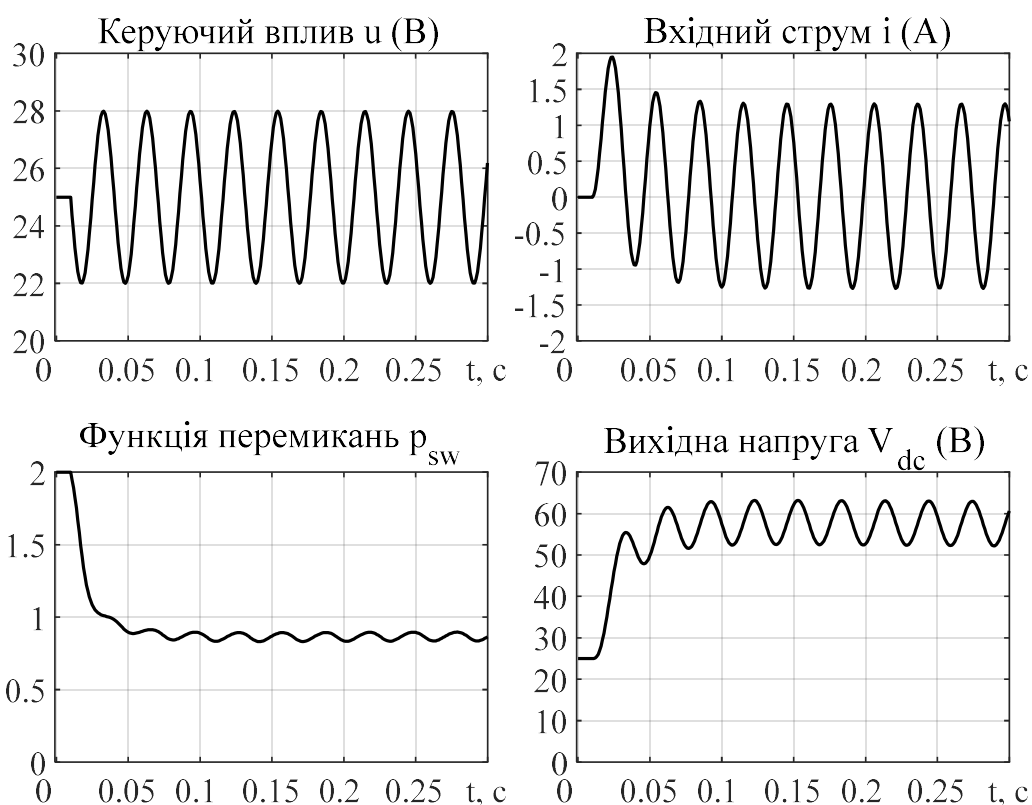


Рисунок 3.10 – Графіки перехідних процесів під час процедури ідентифікації

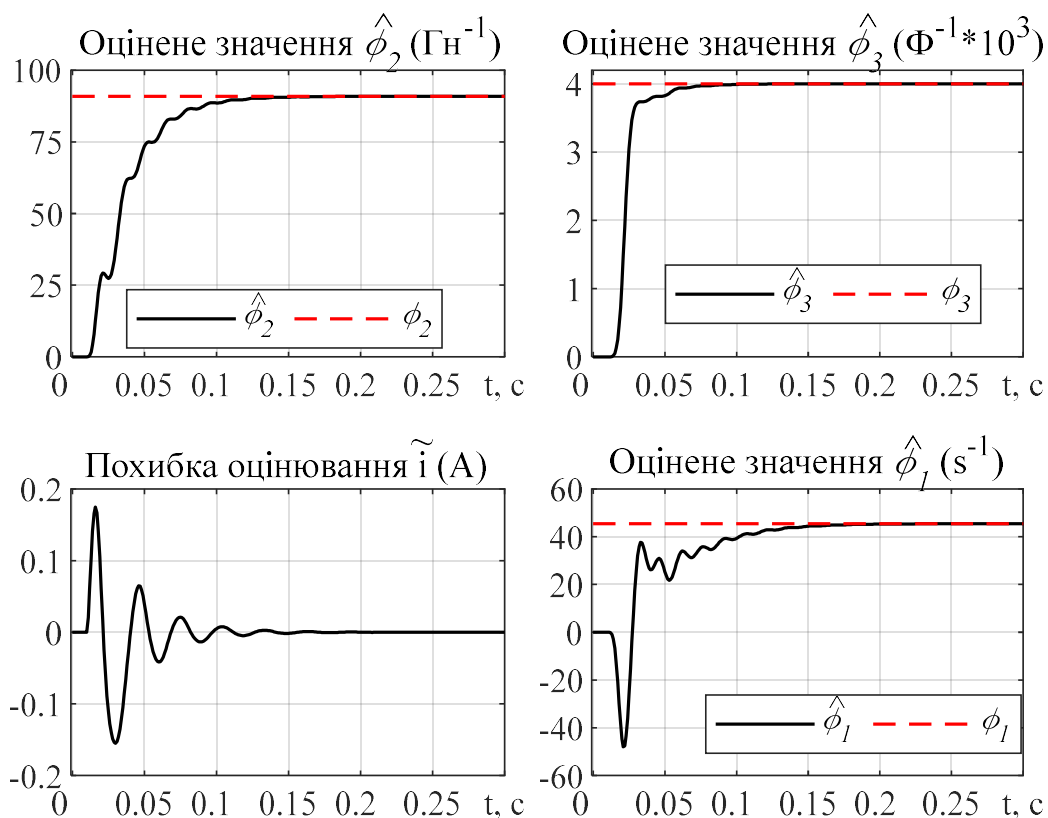


Рисунок 3.11 – Графіки перехідних процесів ідентифікації

зворотного зв'язку з білінійними властивостями. Завдяки цьому лінеаризована система набуває форми, яка дозволяє використовувати теорію каскадних систем з розділенням у часі процесів у контурах регулювання так, що процеси у

внутрішньому контурі (струму) у декілька разів більш швидкі у порівнянні із зовнішнім (напруги).

2. Для результируючої лінеаризованої структури запропоновано використовувати налаштування регуляторів з оптимізацією за «симетричним» оптимумом, що дозволяє не тільки забезпечити стійкість, але й формувати показники якості керування, використовуючи для цього доступні для інженерів з керування методи.

3. Вперше показано яким чином струм навантаження впливає на структуру системи та її параметри, що дозволяє здійснювати робастне налаштування регуляторів для суттєвого підвищення навантажувальної здатності перетворювача, що важливо для транспортних виконань.

4. Встановлено механізм втрати стійкості в системі з нелінійним немінимально-фазовим об'єктом керування, яким є DC-DC перетворювач. Показано, що втрата стійкості в умовах дії струму навантаження відбувається в першу чергу в лінеаризованій системі і може підсилюватись за рахунок дії нелінійностей.

5. Показано, що регулятор напруги з компенсацією струму навантаження підвищує динамічну точність регулювання напруги в декілька разів, але вимагає його вимірювання.

6. Синтезовано з використанням другого методу Ляпунова глобально асимптотично стійкий адаптивний спостерігач напруги і струму, який дозволяє в умовах тесту самоналаштування асимптотично оцінювати параметри DC-DC перетворююча, а саме  $R$ ,  $L$  та  $C$ . Завдяки точній інформації про ці параметри спрощується налаштування регуляторів струму і напруги.

## РОЗДІЛ 4

### КЕРУВАННЯ ГІБРИДНИМИ ДЖЕРЕЛАМИ ЖИВЛЕННЯ

Результати дослідження системи керування DC-DC перетворювачем, які представлені у підрозділі 3.2, свідчать про те, що за рахунок введених нелінійних перетворень координат в розроблених системах керування досягається значне покращення динамічних показників якості. Внаслідок того, що ГДЖ будуються на основі цих перетворювачів, для ГДЖ можна використати аналогічний метод синтезу регуляторів струму АКБ і СК та регулятора напруги.

В даному розділі проведено аналіз властивостей стійкості модифікованої системи керування ГДЖ на основі АКБ і СК з реверсивними DC-DC перетворювачами, а також синтез нових алгоритмів керування, які дозволяють підвищити динамічні показники якості регулювання вихідної напруги, покращити ефективність розподілу струмів АКБ і СК, а також знизити чутливість розподілу до змін режимів роботи електроприводу (струму навантаження ГДЖ). Додатково синтезовано новий регулятор заряду СК з компенсацією втрат на саморозряд і надано рекомендації щодо його налаштування в тягових ЕМС. Розроблені підсистеми керування можуть використовуватись окремо або разом у складі дослідницької платформи для тестування режимів роботи тягових ЕМС з гібридними джерелами живлення.

Основні результати розділу опубліковано в [84], [105], [124], [142].

#### 4.1 Математичні моделі ГДЖ, АКБ і СК та постановка задачі керування

Для дослідження енергорозподілу в ГДЖ використано стандартні математичні моделі реверсивних DC-DC перетворювачів (3.1). Математична модель ГДЖ, яку зображено на рис. 4.1, визначається як [92]: Equation Section (Next)

$$\begin{aligned}\dot{V}_{dc} &= \frac{1}{C}(0.5p_{bt}i_{bt} + 0.5p_{sc}i_{sc} - i_L), \\ \dot{i}_{bt} &= \frac{1}{L}(-R_1i_{bt} - 0.5V_{dc}p_{bt} + V_{bt}), \\ \dot{i}_{sc} &= \frac{1}{L}(-R_2i_{sc} - 0.5V_{dc}p_{sc} + V_{sc}),\end{aligned}\tag{4.1}$$

де  $V_{bt}$ ,  $i_{bt}$ ,  $R_{bt}$ ,  $V_{sc}$ ,  $i_{sc}$ ,  $R_{sc}$  – напруги, струми, опори АКБ і СК;  $R_1 = R + R_{bt}$ ;  $R_2 = R + R_{sc}$ ;  $p_{bt,sc} \in [0; 2]$  – сигнали керування ключами.

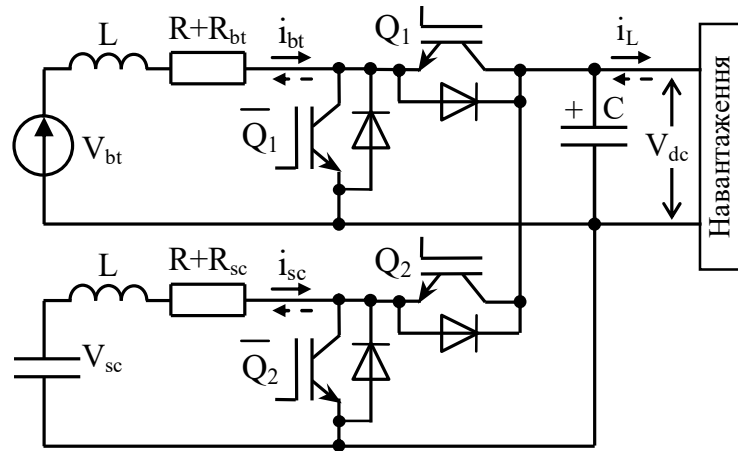


Рисунок 4.1 – Структурна схема повністю керованої топології ГДЖ

Модель Шеферда з модифікаціями Трембле [48] є простотою з точки зору математичного опису. Динамічна поведінка *свинцево-кислотних АКБ* описується системою 3-го порядку зі змінною структурою:

$$\begin{aligned}
 V_{bt} &= N_s E_0 - \frac{N_s}{N_p} R_i i_{bt} - K_1 \frac{Q}{Q - i_t} i_t - K_2 Q \left( \frac{1 - u}{Q - i_t} - \frac{u}{i_t + k_c Q} \right) i_f + E_{exp}, \\
 \dot{i}_f &= T_p^{-1} (-i_f + i_{bt}), \\
 \dot{i}_t &= (1 / 3600) i_{bt}, \\
 \dot{E}_{exp} &= B |i_{bt}| (-E_{exp} + A), \quad SOC = Q_{EN}^{-1} (i_t(0) - i_t),
 \end{aligned}
 \quad (4.2)$$

де  $E_0$  – ідеальна ЕРС;  $V_{bt}$  – вихідна напруга;  $K_1$  – поляризаційна константа (В/Агод);  $K_2$  – поляризаційний опір (Ом), зазвичай приймається, що  $|K_1| = |K_2|$ ;  $Q$  – максимальна ємність;  $Q_{en}$  – номінальна ефективна ємність (Агод);  $k_c$  – коефіцієнт, що визначає споживаний струм при повністю зарядженій АКБ;  $SOC$  – стан заряду;  $R_i$  – внутрішній опір АКБ;  $i_t$  – витрачений заряд;  $T_p$  – поляризаційна постійна часу;  $i_f$  – фіктивний струм, що визначає вплив поляризації;  $A$  – амплітуда експоненційної зони;  $B$  – зворотна стала часу експоненційної зони;  $E_{exp}$  – компонента гістерезисної зони;  $R_i$  – внутрішній активний опір;  $N_s$  – кількість послідовних елементів;  $N_p$  – кількість паралельних віток.



Для *літій-іонних АКБ* математична модель Шеферда з модифікаціями Трембле має 2-ий порядок і простіший вигляд за рахунок відсутності компоненти  $E_{\text{exp}}$ , яка присутня в моделі свинцево-кислотних АКБ (4.2) [48]:

$$V_{bt} = N_s E_0 - \frac{N_s}{N_p} R_i i_{bt} - K_l Q \left( \frac{1-u}{Q-i_t} + \frac{u}{i_t + k_c Q} \right) i_f - \frac{K_2 Q}{Q-i_t} N_p i_t + N_s A e^{-N_p B i_t},$$

$$i_t = (1/3600) i_{bt}, \quad u = \begin{cases} 0, & i_f \geq 0, \\ 1, & i_f < 0, \end{cases} \quad (4.3)$$

$$i_f = T_p^{-1}(-i_f + i_{bt}).$$

Класична модель блоку СК з врахуванням саморозряду, яка показана на рис. 4.2, має вигляд [46]:

$$\dot{V}_C = \frac{1}{C_{sc} R_s} (-V_C + V_{sc}), \quad \dot{V}_C = \frac{1}{C_{sc}} \left( -\frac{1}{R_p} V_C + i_{sc} \right),$$

$$V_{sc} = \frac{1}{1 - R_s/R_p} (V_C - R_s i_{sc}), \quad V_{sc} = V_C - R_s i_{sc}, \quad (4.4)$$

де  $V_{sc}$  – вихідна напруга;  $V_C$  – напруга на еквівалентній ємності  $C_{sc}$ ; послідовний опір  $R_s$  характеризує активні втрати, паралельний опір  $R_p$  описує саморозряд.

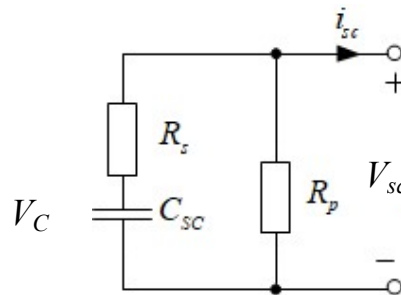


Рисунок 4.2 – Класична спрощена схема блоку СК

Взаємозв'язок моделей описується наступним чином. Вихідні координати моделей (напруги  $V_{bt}$ ,  $V_{sc}$ ) надходять у (4.1), а з ГДЖ розраховані струми  $i_{bt}$ ,  $i_{sc}$  повертаються в моделі АКБ і СК. Внаслідок наявності «суттєвих» значень послідовних опорів  $R_{bt}$ ,  $R_{sc}$  через послідовне з'єднання великої кількості елементів, вони мають враховуватись в (4.1). Паразитна індуктивність накопичувачів доволі мала, тому вона не враховується, а динаміка струмів описується динамікою вхідного кола DC-DC перетворювачів [35], [46], [148], [149].

Розглянемо модель ГДЖ (4.1) та припустимо, що для неї виконуються припущення А.1 – А.3 з п.3.1, а також

А.4. Струми і напруги АКБ та блоку СК доступні для вимірювання.

За умов виконання цих припущень необхідно синтезувати алгоритм керування, який має забезпечувати:

СО.1 Асимптотичне регулювання напруги ланки постійного струму, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{V}_{dc} = 0. \quad (4.5)$$

СО.2 Асимптотичне відпрацювання заданих струмів АКБ та СК:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_{bt}, \tilde{i}_{sc}) = \mathbf{0}, \quad (4.6)$$

де  $\tilde{i}_{bt} = i_{bt} - i_{bt}^*$ ,  $\tilde{i}_{sc} = i_{sc} - i_{sc}^*$  – похибки відпрацювання струмів;  $i_{bt}^*$ ,  $i_{sc}^*$  – задані струми.

СО.3 Розподіл струмів між АКБ і СК на «повільні» і «швидкі».

СО.4 Обмеження максимального значення струму АКБ:  $i_{bt} \leq i_{btm}$ , де  $i_{btm}$  – максимальний струм АКБ «1С», тобто однократне значення ємності в [А].

СО.5 Обмеження швидкості зміни струму АКБ  $di_{bt}/dt \leq di_{btm}/dt$ .

## 4.2 Формування динамічних режимів розподілу струмів в ГДЖ на основі фільтру розподілу частот

Внаслідок подібності схем DC-DC перетворювачів і ГДЖ, досяжність цілей керування СО.1, СО.2 може гарантуватися за рахунок використання регуляторів, синтезованих в п. 3.2. Розподіл струмів між двома накопичувачами є окремою проблемою, стандартним рішенням якої є використання ФНЧ. Головною метою цього підрозділу є покроковий аналіз систем керування з ПІ-регуляторами струмів і напруги з класичним ФНЧ, впровадження модифікованого фільтру АКБ на основі лінеаризації зворотним зв'язком з метою підвищення робастності до змін режимів роботи ЕП.

Для синтезу алгоритму керування ГДЖ методом підпорядкованого керування використаємо нелінійні перетворення координат (3.3) і визначимо нові керуючі дії:

$$u_{bt} = 0.5p_{bt} V_{dc}, \quad u_{sc} = 0.5p_{sc} V_{dc}. \quad (4.7)$$

Із врахуванням (3.9) і (4.7), система (4.1) в нових координатах має вигляд

$$\begin{aligned}
\dot{z} &= \frac{2}{C} (u_{bt} i_{bt} + u_{sc} i_{sc} - V_{dc} i_L), \\
\dot{i}_{bt} &= \frac{1}{L} (-R_1 i_{bt} + V_{bt} - u_{bt}), \\
\dot{i}_{sc} &= \frac{1}{L} (-R_2 i_{sc} + V_{sc} - u_{sc}).
\end{aligned} \tag{4.8}$$

Оскільки ГДЖ побудована на реверсивних DC-DC перетворювачах, можна використати аналогічний підхід для синтезу регулятора напруги ланки постійного струму і регуляторів струмів АКБ і СК, як наведено в розділі 3.

Розроблена система керування включає [84]:

– регулятори струмів АКБ і СК:

$$\begin{aligned}
u_{bt} &= V_{bt} - R_1 i_{bt}^* + L(k_{il} \tilde{i}_{bt} + k_{ii} x_{bt}), \quad u_{sc} = V_{sc} - R_2 i_{sc}^* + L(k_{il} \tilde{i}_{sc} + k_{ii} x_{sc}), \\
\dot{x}_{bt} &= \tilde{i}_{bt}, \quad \dot{x}_{sc} = \tilde{i}_{sc},
\end{aligned} \tag{4.9}$$

де  $x_{bt}, x_{sc}$  – інтегральні компоненти регуляторів;

– регулятор напруги:

$$\begin{aligned}
i_{\Sigma}^* &= \frac{C}{2V_{bt}} (-k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v), \\
\dot{x}_v &= \tilde{z},
\end{aligned} \tag{4.10}$$

де  $i_{\Sigma}^*$  – сумарний заданий струм ГДЖ, який необхідний для інвертора тягової ЕМС. Реальний сумарний струм  $i_{\Sigma}$  дорівнює сумі струмів на виході перетворювачів.

Регулятор напруги (4.10) спроектовано на основі припущення, що в усталеному режимі руху ЕТЗ потужність постачається тільки від АКБ. Алгоритм керування необхідний мати спосіб розділення цього струму на струми АКБ і СК.

Після підстановки (4.9) у (4.8) отримаємо

$$\begin{aligned}
\dot{z} &= \frac{2}{C} \left[ (V_{bt} - R_1 i_{bt}^* + L(k_{il} \tilde{i}_{bt} + k_{ii} x_{bt})) i_{bt} + (V_{sc} - R_2 i_{sc}^* + L(k_{il} \tilde{i}_{sc} + k_{ii} x_{sc})) i_{sc} - V_{dc} i_L \right], \\
\dot{\tilde{i}}_{bt} &= -k_{ibt} \tilde{i}_{bt} - x_{bt} - \dot{i}_{bt}^*, \\
\dot{x}_{bt} &= \tilde{i}_{bt}, \\
\dot{\tilde{i}}_{sc} &= -k_{isc} \tilde{i}_{sc} - x_{sc} - \dot{i}_{sc}^*, \\
\dot{x}_{sc} &= \tilde{i}_{sc},
\end{aligned} \tag{4.11}$$

де  $k_{ibt} = k_{il} + R_1/L$ ;  $k_{isc} = k_{il} + R_2/L$ .

Конструювання алгоритму регулювання напруги виконано за умови припущення, що струму навантаження  $i_L$  не досягає граничних з точки зору стійкості значень (див. п. 3.2). За умови суттєвого  $\rho > 4$  розділення процесів регулювання струмів АКБ і блоку СК та вихідної напруги система п'ятого порядку (4.11) має наступне рішення зниженого порядку з  $\tilde{i}_{bt} = 0$ ,  $x_{bt} = i_{bt}^*$ ,  $\tilde{i}_{sc} = 0$ ,  $x_{sc} = i_{sc}^*$ :

$$\dot{\tilde{z}} = -\frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L \tilde{z} + \frac{2}{C} \left[ (V_{bt} - R_1 i_{bt}^*) i_{bt}^* + (V_{sc} - R_2 i_{sc}^*) i_{sc}^* - V_{dc}^* i_L \right]. \quad (4.12)$$

Розділення струмів на «швидкі» та «повільні» між АКБ та СК можна сформулювати різними способами. Найпростіший спосіб полягає у застосуванні стандартного ФНЧ 1-го порядку [144], однак це призводить до залежності похибки регулювання напруги ланки постійного струму від рівнів напруг АКБ і СК та ускладнення рівнянь результуючої динаміки [124]. Для того, щоб рівні напруг не впливали на динаміку регулювання напруги ГДЖ, в [101] запропоновано ФРЧ, який складається з ФНЧ та алгоритму формування заданого струму СК у вигляді

$$\dot{i}_{bt}^* = \frac{1}{T_f} (-i_{bt}^* + i_{\Sigma}^*), \quad (4.13)$$

$$i_{sc}^* = \frac{V_{bt}}{V_{sc}} (i_{\Sigma}^* - i_{bt}^*), \quad (4.14)$$

де  $T_f$  – стала часу ФРЧ.

Після підстановки рівнянь регулятора вихідної напруги ГДЖ (4.10) та рівнянь ФРЧ (4.13), (4.14) у (4.12) рівняння динаміки похибок регулювання будуть

$$\begin{aligned} \dot{x}_v &= \tilde{z}, \\ \dot{\tilde{z}} &= -\left( k_v \tilde{z} + \frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L \right) \tilde{z} - k_{vi} x_v + \frac{2}{C} \left[ -R_1 i_{bt}^{*2} - R_2 \frac{V_{bt}^2}{V_{sc}^2} (i_{\Sigma}^* - i_{bt}^*)^2 - V_{dc}^* i_L \right], \\ i_{bt}^* &= T_f^{-1} (-i_{bt}^* + i_{\Sigma}^*). \end{aligned} \quad (4.15)$$

Система (4.15) має аналогічну лінійну частину як система зниженого порядку DC-DC перетворювача в (3.22). У квазі-усталених режимах, коли сумарний заданий струм  $i_{\Sigma}^*$  дорівнює струму АКБ  $i_{bt}^*$ , системи повністю ідентичні. Для інтервалів часу,

коли перехідні процеси розподілу струмів не закінчені, інтегральна складова регулятора напруги  $x_v$  оцінює компоненти у квадратних дужках.

Налаштування ФРЧ, а саме визначення сталої часу  $T_f$ , є відкритим питанням. З однієї сторони, при розряді АКБ, напруга блоку СК не має впасти нижче певного рівня  $V_{sc \min}$ , що закладено при проектуванні DC-DC перетворювачів. Зазвичай приймають  $V_{sc \min} = V_{dc}^*/2$  [100]. Для початкової напруги СК  $V_{sc}(0)$  та  $i_\Sigma = \text{const}$  максимальна стала часу дорівнює:

$$T_{f \max} = C_{sc} \frac{V_{sc}(0) - V_{sc \min}}{i_\Sigma}. \quad (4.16)$$

З іншої сторони, швидкодія внутрішніх контурів регулювання струмів має бути більшою за швидкодію зовнішнього контура напруги, тому мінімальна стала часу визначається частотою пропускання контура напруги  $\omega_{0v}$  і обирається як  $T_{f \min} \gg \omega_{0v}^{-1}$ .

Динамічна поведінка кожної ізольованої підсистеми визначається налаштуванням регуляторів напруги  $k_{vi} > 0$ ,  $k_v > 0$  і струмів  $k_{ii} > 0$ ,  $k_i > 0$  з налаштуваннями  $k_I = k_p^2/4$  для  $\zeta = 1$ ;  $k_I = k_p^2/2$  для  $\zeta = \sqrt{2}/2$  для співвідношення власних частот  $\omega_{0i} \geq \rho \omega_{0v}$ ,  $\rho > 4$ . З проведеного аналізу системи зниженого порядку слідує, що алгоритм керування (4.9), (4.10), (4.13), (4.14) забезпечує досягнення цілей СО.1 – СО.3 за умови відповідного розділення у часі процесів керування в контурах регулювання.

Структурну схему системи керування ГДЖ з ФРЧ зображено на рис. 4.3.

В ГДЖ струм навантаження DC-DC перетворювачів є головним збуренням. Оскільки в тягових ЕМС вимірювання струму навантаження ГДЖ (вхідний струм інвертора) технічно здійснюється просто, можна забезпечити його компенсацію за рахунок алгоритму керування аналогічно запропонованому у п. 3.3. Структурну схему системи керування з компенсацією навантаження наведено на рис. 4.4.

У [124] показано, що цілі керування СО.4, СО.5 (обмеження струму АКБ і його похідної) неможливо забезпечити з постійним налаштуванням  $T_f$  для різних режимів роботи ЕП тягової ЕМС, тобто різної інтенсивності розгону-гальмування.

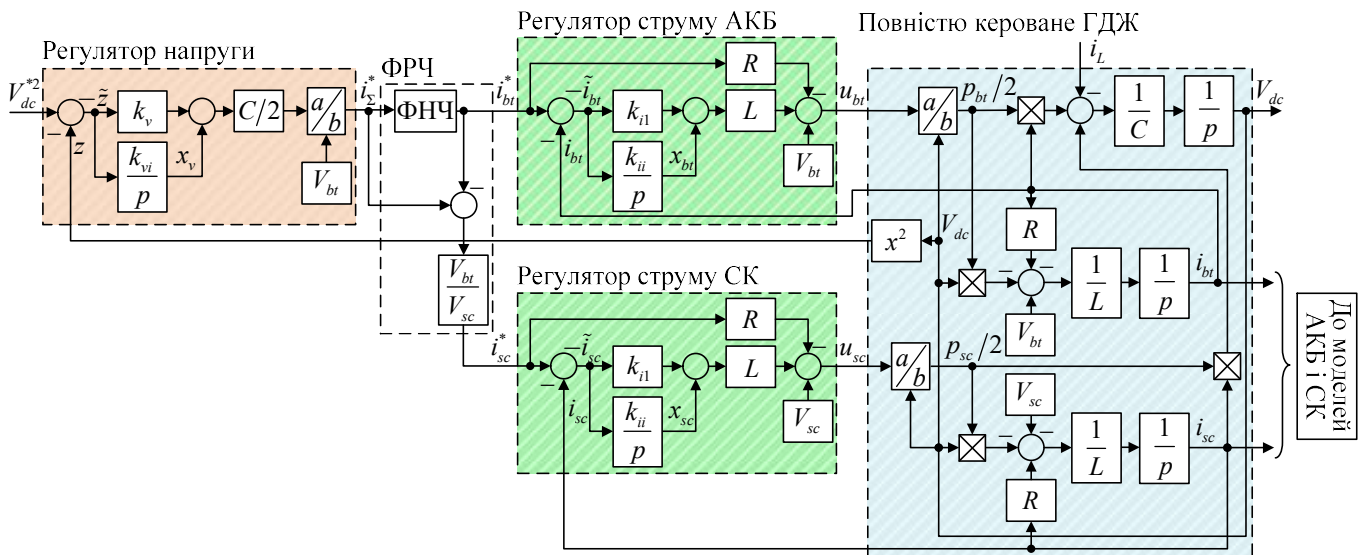


Рисунок 4.3 – Структурна схема системи керування ГДЖ з ФРЧ (4.14)

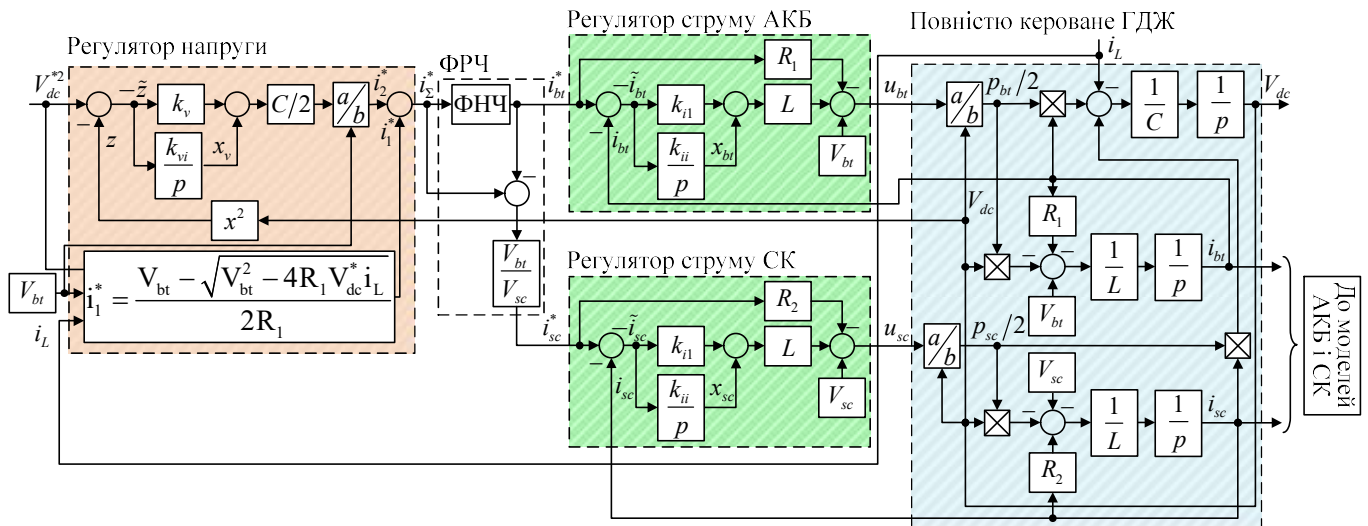
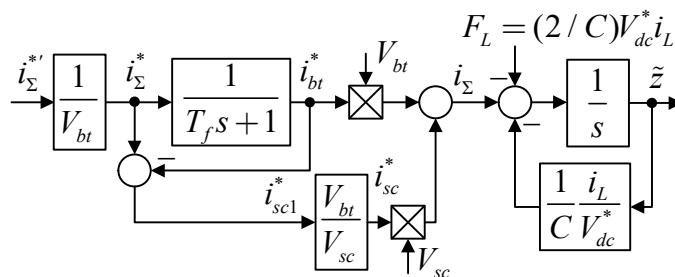


Рисунок 4.4 – Структурна схема системи керування з компенсацією навантаження

На рис. 4.5 проілюстровано структурну схему контуру регулювання вихідної напруги ГДЖ з  $R_1 = R_2 = 0$ , яка показує принцип розділення у часі струмів АКБ і СК на «повільні» і «швидкі». Якщо знехтувати динамікою контурів регулювання струмів, отримаємо  $i_{\Sigma}^* = i_{\Sigma}'$ ,  $i_{\Sigma}^* = i_{\Sigma}$ , де  $i_{\Sigma}^* = C(-k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v) / 2$  з (4.10)

Рисунок 4.5 – Еквівалентна структурна схема підсистеми керування напругою ланки постійного струму ГДЖ з  $R_1 = R_2 = 0$

### 4.3 Регулювання заряду суперконденсаторів в ГДЖ

Основна ідея керування середньою напругою СК подібна до тієї, що використовується для керування напругою конденсатора в силових активних фільтрах [138].

Метою даного підрозділу є розробка нового алгоритму регулювання напруги СК, а також методики визначення показників якості систем керування ГДЖ і формулювання рекомендацій з його налаштування для забезпечення більш ефективного розподілу струмів порівняно з класичним ПІ-регулятором заряду СК.

До цілей керування п. 4.1 СО.1 – СО.5 додаємо додаткову ціль, а саме:

СО.6 Асимптотичне відпрацювання напруги блоку СК, яке не впливає на цілі керування СО.1 і СО.2 (повільний процес)

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{V}_{sc} = 0, \quad (4.17)$$

де  $\tilde{V}_{sc} = V_{sc} - V_{sc}^*$  – похибка регулювання напруги СК;  $V_{sc}^*$  – задана напруга СК.

Розглянемо модифікований ФРЧ (4.13), (4.14), який включає додаткову компоненту заряду СК  $i_{ch}^*$  у наступній формі:

$$i_{sc}^* = \frac{V_{bt}}{V_{sc}} (i_{\Sigma}^* - i_{bt}^*) - i_{ch}^*. \quad (4.18)$$

За умови компенсації еквівалентного послідовного опору  $R_{sc}$  в регуляторі струму (4.9) динаміка похибки регулювання напруги СК зниженого порядку буде

$$\dot{\tilde{V}}_{sc} = \frac{1}{C_{sc}} \left( -\frac{1}{R_p} V_{sc}^* - \frac{1}{R_p} \tilde{V}_{sc} + i_{sc} \right). \quad (4.19)$$

Після підстановки модифікованого ФРЧ (4.18) у (4.19) отримаємо

$$\dot{\tilde{V}}_{sc} = \frac{1}{C_{sc}} \left( -\frac{1}{R_p} V_{sc}^* - \frac{1}{R_p} \tilde{V}_{sc} + \frac{V_{bt}}{V_{sc}} (i_{\Sigma}^* - i_{bt}^*) - i_{ch}^* \right). \quad (4.20)$$

З (4.20) регулятор напруги СК, який забезпечує достатньо низьку швидкодію, записується як

$$\begin{aligned} i_{ch}^* &= \frac{1}{R_p} V_{sc}^* - C_{sc} k_{sc} \tilde{V}_{scf}, \\ \dot{\tilde{V}}_{scf} &= \frac{1}{T_s} (-\tilde{V}_{scf} + \tilde{V}_{sc}), \end{aligned} \quad (4.21)$$

де  $k_{sc} > 0$  – коефіцієнт пропорційної складової;  $T_s$  – стала часу фільтру.

Результуючі рівняння динаміки регулювання напруги СК мають вигляд

$$\begin{aligned} \dot{x}_{ch} &= -k_{sci} \tilde{V}_{scf}, \\ \dot{\tilde{V}}_{sc} &= -k_{sc} \tilde{V}_{scf} - k_{sci} x_{ch} + \frac{1}{C_{sc}} \left( -\frac{1}{R_p} \tilde{V}_{sc} + \frac{V_{bt}}{V_{sc}} (i_{\Sigma}^* - i_{bt}^*) \right), \\ \dot{\tilde{V}}_{scf} &= \frac{1}{T_s} (-\tilde{V}_{scf} + \tilde{V}_{sc}). \end{aligned} \quad (4.22)$$

Рівняння динаміки напруги  $V_{dc}$  зниженого порядку з (4.11) дорівнює

$$\dot{\tilde{z}} = \frac{2}{C} \left( [V_{bt} - R_1 i_{bt}^*] i_{bt}^* + [V_{sc} - R_2 i_{sc}^*] i_{sc}^* - V_{dc} i_L \right). \quad (4.23)$$

Після підстановки модифікованого ФРЧ (4.13), (4.18) в (4.23) отримаємо

$$\dot{\tilde{z}} = \frac{2}{C} \left( V_{bt} i_{\Sigma}^* - R_1 i_{bt}^{*2} - V_{sc} i_{ch}^* - R_2 i_{sc}^{*2} - V_{dc} i_L \right). \quad (4.24)$$

Результуючі рівняння динаміки системи за умови  $R_1 = R_2 = 0$  будуть

$$\begin{aligned} \dot{x}_v &= \tilde{z}, \\ \dot{\tilde{z}} &= - \left( k_v \tilde{z} + \frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L \right) \tilde{z} - k_{vi} x_v + \frac{2C_{sc}}{C} V_{sc} (k_{sc} \tilde{V}_{scf} + k_{sci} x_{ch}) + \frac{2V_{sc}}{CR_p} V_{sc}^* - \frac{2}{C} V_{dc}^* i_L, \\ i_{bt}^* &= \frac{1}{T_f} (-i_{bt}^* + i_{\Sigma}^*), \\ \dot{x}_{ch} &= -k_{sci} \tilde{V}_{scf}, \\ \dot{\tilde{V}}_{sc} &= -k_{sc} \tilde{V}_{scf} - k_{sci} x_{ch} - \frac{1}{R_p C_{sc}} \tilde{V}_{sc} - \frac{C}{2V_{sc}} (k_v \tilde{z} + k_{vi} x_v) - \frac{V_{bt}}{V_{sc}} i_{bt}^*, \\ \dot{\tilde{V}}_{scf} &= \frac{1}{T_s} (-\tilde{V}_{scf} + \tilde{V}_{sc}). \end{aligned} \quad (4.25)$$

З (4.25) складно оцінити взаємний вплив контуру регулювання напруги ГДЖ і напруги СК один на одній.



Структурну схему контуру регулювання напруги СК показано на рис. 4.6. Основна ідея синтезу згідно (4.21) полягає в наступному. Регулятор напруги СК (4.21) компенсує втрати на саморозряд в СК. В усталеному режимі  $i_L = \text{const}$ , тобто  $i_\Sigma^* = \text{const}$ , і таким чином  $i_F = 0$  (див. рис. 4.6), з чого слідує, що регулятор забезпечує асимптотичне регулювання напруги СК так, що  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{V}_{sc} = \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{V}_{scf} = 0$ . Під час перехідних процесів контур регулювання напруги повинен мати динамічну поведінку, яка слабо впливає на заданий струм СК  $i_{sc}^*$ , що буде дозволяти протікання перехідних процесів у контурі напруги суперконденсаторів. Одним з можливих підходів до досягнення такої мети є мінімізація впливу струму заряду  $i_{ch}^*$  на динаміку заданого струму СК  $i_{sc}^*$ .

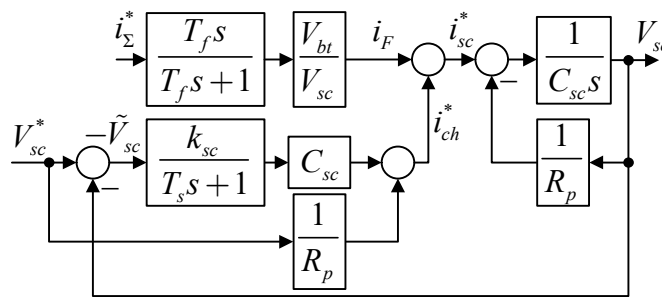


Рисунок 4.6 – Еквівалентна структурна схема підсистеми керування напругою СК

Для того, щоб проаналізувати вплив струму заряду СК, розглянемо наступні передаточні функції (при достатньо високих  $R_p \rightarrow \infty$  і  $V_{bt} = V_{sc}$ ):

$$W_s(s) = \frac{i_{ch}^*(s)}{i_F(s)} = -\frac{1}{k_{sc}^{-1}s(T_s s + 1) + 1} = -\frac{1}{\tau^2 p^2 + 2\xi\tau s + 1}, \quad (4.26)$$

$$W_s(s)W_F(s) = \frac{i_{ch}^*(s)}{i_\Sigma^*(s)} = -\frac{T_f s}{(T_f s + 1)(\tau^2 s^2 + 2\xi\tau s + 1)}, \quad (4.27)$$

де  $\tau^2 = k_{sc}^{-1}T_s$ ,  $2\xi\tau = k_{sc}^{-1}$ ;  $\tau$  – еквівалентна стала часу контуру регулювання напруги СК.

З (4.27) можна зробити висновок, що вплив струму  $i_{ch}^*$  на динаміку  $i_{sc}^*$  можна зменшити шляхом підбору сталої часу контуру регулювання напруги СК  $\tau$  таким чином, щоб мати достатньо повільну динаміку для системи (4.26).

На рис. 4.7 показано ЛАЧХ і ЛФЧХ передаточної функції (4.27) для налаштування:  $T_f = 1.5$  с,  $\tau = 10$  с ( $\tau/T_f = 6.7$ ) ( $T_s = 5$  с,  $\xi = 1$ ,  $k_{sc} = 0.05$ ). З рис. 4.7 видно, що при збільшенні відношення  $\tau/T_f$  зменшується негативний вплив  $i_{ch}^*$  на динаміку розподілу струмів та керування напругою ланки постійного струму ГДЖ.

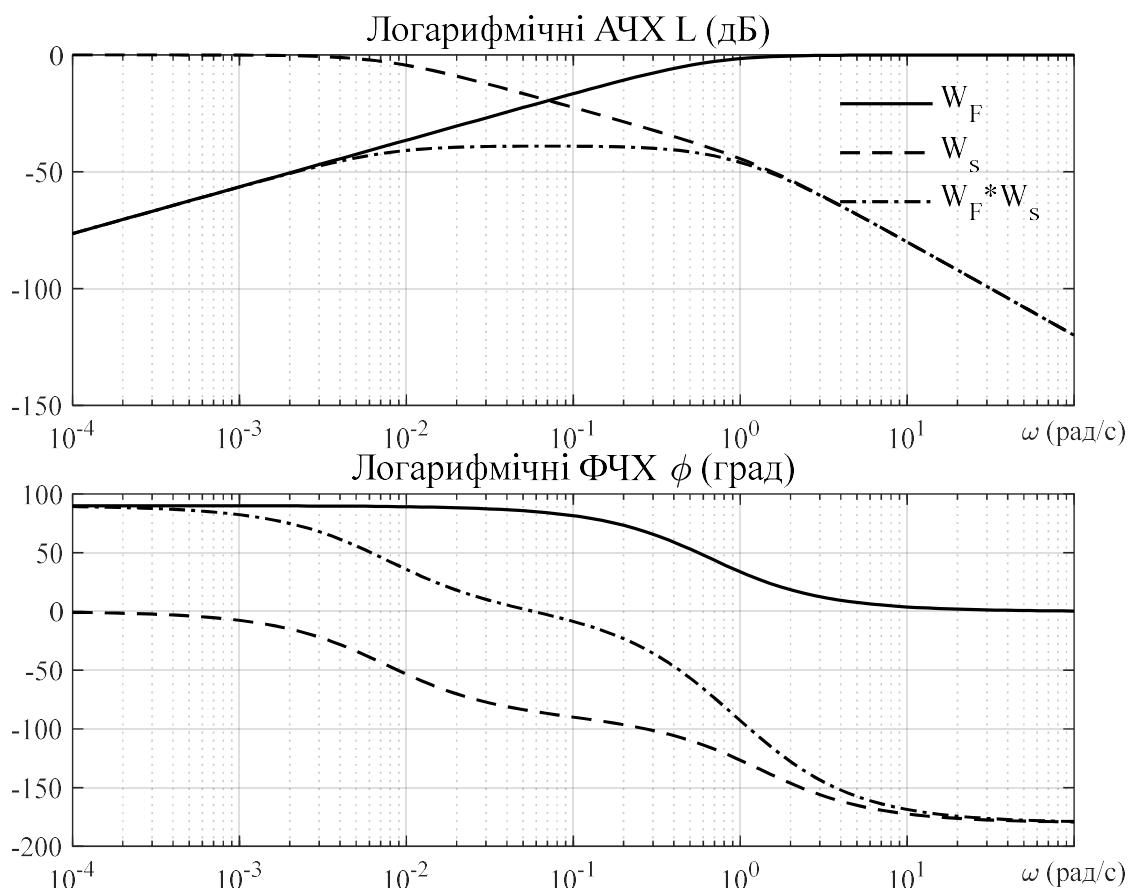


Рисунок 4.7 – ЛАЧХ і ЛФЧХ передаточної функції (4.27)

Структурну схему повної системи керування показано на рис. 4.8.

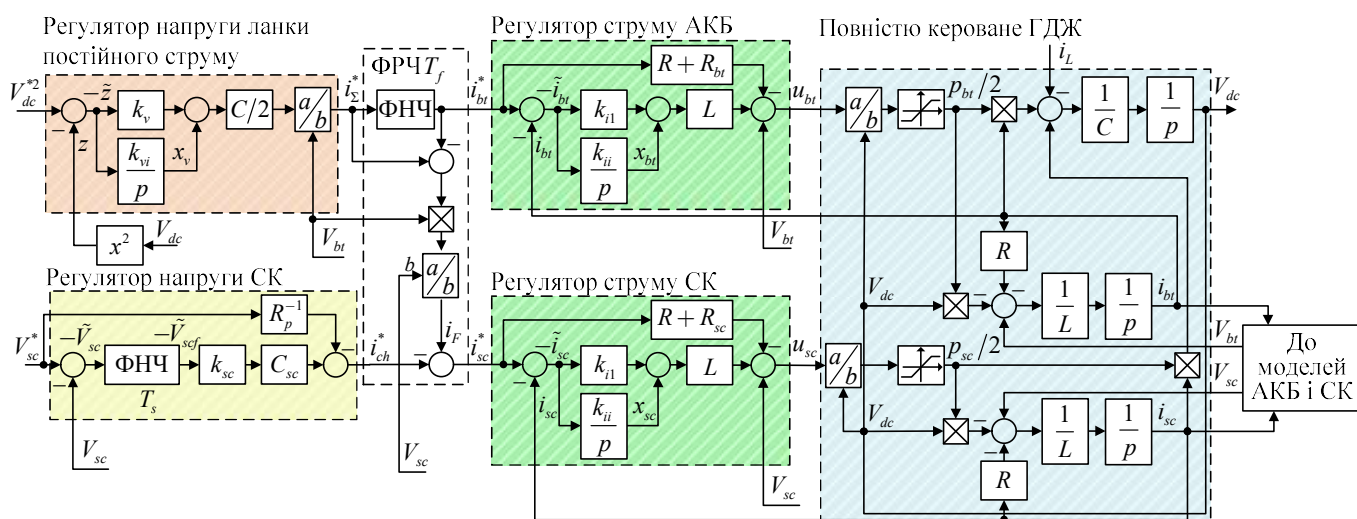


Рисунок 4.8 – Структурна схема системи керування ГДЖ з регулятором заряду СК

Більш детальні рекомендації щодо вибору меж і побудови траєкторій заданої напруги СК наведено у Додатку А.

#### **Висновки до розділу 4**

1. На основі загальнотеоретичного результату з синтезу та аналізу двоконтурних систем керування реверсивними DC-DC перетворювачами розділу 3 розроблено систему керування ГДЖ, яка містить внутрішні контури регулювання струмів АКБ і СК з нелінійними ПІ-регуляторами, а також зовнішній контур регулювання напруги ланки постійного струму (вихід DC-DC перетворювача) з нелінійним ПІ-регулятором напруги. Для розподілу динаміки струмів АКБ і СК використано лінійний фільтр низьких частот з елементами лінеаризації зворотним зв'язком. Вперше доведено шляхом розгляду динаміки системи зниженого порядку, що за рахунок масштабування завдання струму блоку суперконденсаторів у функції співвідношення напруг АКБ і СК, структура результуючої динаміки контура регулювання напруги набуває квазілінійної форми, що забезпечує локальне асимптотичне стійке регулювання струмів і напруги ланки постійного струму.

2. Показано, що за рахунок модифікації регулятора напруги шляхом введення прямої компенсації струму навантаження можливо підвищити точність регулювання напруги, використовуючи для цього результат підрозділу 3.3.

3. Для підтримки усередненого значення напруги СК обґрунтовано новий алгоритм регулювання напруги, який формує додатковий зовнішній «повільний» контур регулювання за рахунок корекції струму СК. Запропонована методика формування динамічних процесів у контурі регулювання напруги СК, як це підтверджено результатами тестування у розділі 5, забезпечує нехтувано малий вплив на динаміку регулювання напруги ланки постійного струму.

## РОЗДІЛ 5

### ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ І РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ ТЯГОВИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ З ГІБРИДНИМИ ДЖЕРЕЛАМИ ЖИВЛЕННЯ

Заключною стадією проектування нових алгоритмів керування є їх практична реалізація з метою проведення експериментальних досліджень, що направлені на виявлення ефектів, які не враховуються при синтезі та моделюванні, такі як:

- квантування за часом і рівнем, що може знизити показники якості керування;
- завади у вимірювальних сигналах;
- несиметричність машини та неточність визначення параметрів моделей;
- неідеальність апаратної частини елементів системи.

У даному розділі розглянуто питання практичної реалізації розроблених алгоритмів керування. Наведено опис експериментальної установки з керуючим контролером на основі 32-х розрядного цифрового сигнального процесора з плаваючою крапкою TMS320F28335 (Texas Instruments), який призначений для використання у системах реального часу. Представлено опис конфігурації силової частини, яка відповідає вимогам до сучасної силової електроніки, а також результати експериментального тестування розроблених алгоритмів керування.

Експериментальне тестування виконано з використанням синхронного двигуна з постійними магнітами 3 кВт, DC-DC перетворювачів, збірок свинцево-кислотних і літій-іонних АКБ, а також блоку суперконденсаторів, параметри яких наведено в Додатку Б.

Основні результати даного розділу опубліковано в роботах [84], [104], [105], [124], [128], [130], [142].

#### **5.1 Концепція експериментального дослідження тягових ЕМС з ГДЖ**

Існує багато підходів до експериментальних досліджень в лабораторних умовах. Концепції, що мають на основі створення станції швидкого прототипного тестування мають більше розповсюдження, адже дозволяють напряму проводити тестування з реальними системами. На відміну від інших підходів, вони є більш економічними та ефективними на перших етапах розробки систем керування.

Розповсюджені підходи, такі як dSpace можуть бути досить коштовними, та не забезпечувати потрібну гнучкість систем керування. Керування по типу Hardware-in-the-loop не забезпечує отримання реальних даних, так як частина системи розглядається в якості моделі, симульованої в керуючому процесорі.

*Концепція дослідження тягових ЕМС з гібридними джерелами живлення.* Враховуючи специфіку ЕТЗ та ГДЖ, експериментальна установка має забезпечувати можливість дослідження наступних алгоритмів керування:

- DC-DC перетворювачами, що входять до складу ГДЖ;
- потоками енергії між АКБ, СК та ЕП;
- процесами заряду/розряду;
- приводним тяговим двигуном; емулятором руху ЕТЗ.

Для вирішення перерахованих задач, може бути побудована експериментальна установка, функціональну схему якої зображено на рис. 5.1, з використанням концепції швидкого прототипного тестування. Вона містить основні модулі:

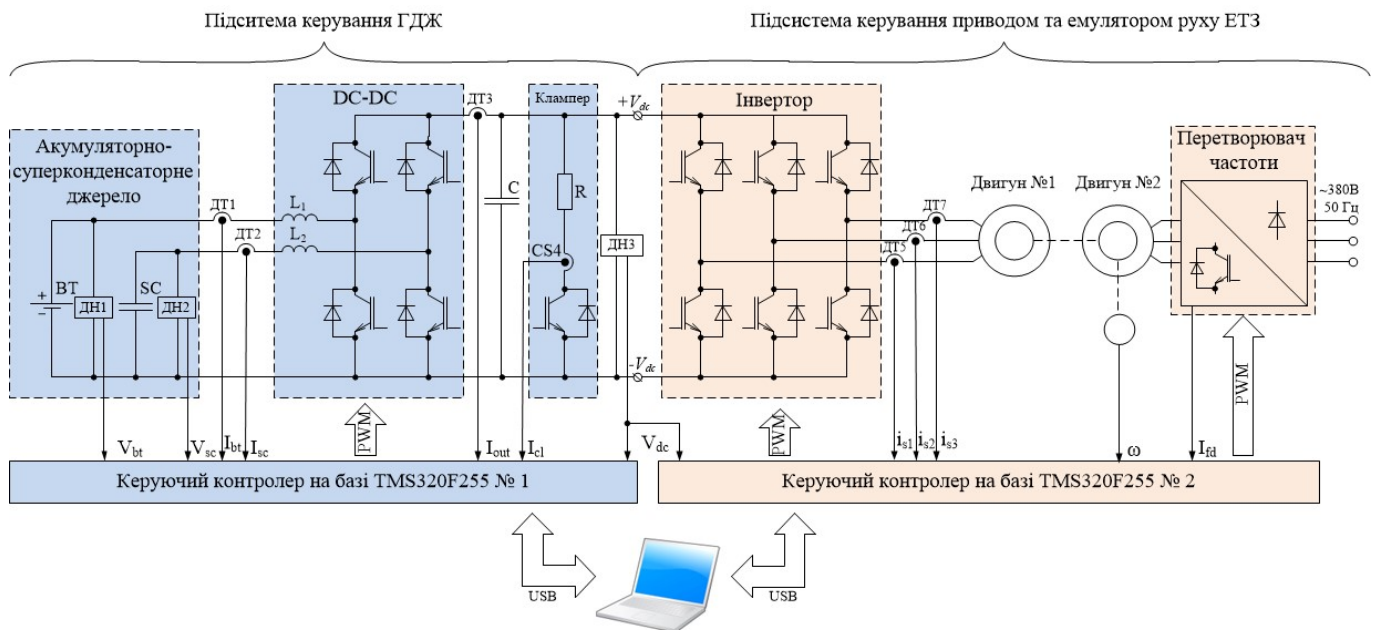


Рисунок 5.1 – Функціональна схема станції тестування тягових ЕМС з ГДЖ

а) ГДЖ, яке складається з АКБ, СК, двох DC-DC перетворювачів; керуючий контролер № 1, в якому програмно реалізуються швидкодіючі алгоритми керування ГДЖ та DC-DC перетворювачами; клампер, що може виконувати дві функції: кероване навантаження ланки постійного струму або стабілізацію напруги ланки постійного струму при нештатних режимах роботи;

б) пара асинхронних (синхронних) двигунів, що з'єднані жорсткою муфтою, один з яких (двигун № 1) живиться від ГДЖ через інвертор з ШІМ та виконує роль тягового двигуна ЕТЗ, тоді як двигун № 2 живиться від окремого перетворювача частоти та призначений для емуляції динамічних та статичних навантажень ЕП ЕТЗ; керуючий контролер № 2, що керує ЕП емулятора руху ЕТЗ та тяговим ЕП; фото-імпульсний давач кутової швидкості/положення.

Персональний комп'ютер використовується для програмування контролерів та візуалізації перехідних процесів. Для автоматизації досліджень розроблено програмне забезпечення, яке дозволяє знімати до 16 змінних у режимі реального часу та налаштовувати параметри програм керуючих контролерів. Керуючі контролери виконані на базі 32-х розрядного цифрового сигнального процесору TMS320F28335 з плаваючою комою. Всі давачі струму й напруги побудовано на ефекті Холла. Емуляція навантаження ЕП ЕТЗ передбачає формування моменту навантаження в залежності від швидкості з врахуванням заданих масо-інерційних характеристик ЕТЗ та профілю місцевості, що можуть бути закладені до керуючого контролера № 2. Для реалізації таких можливостей ЕП емулятора навантаження має забезпечувати високу швидкодію, що досягається за рахунок використання робастного непрямого векторного керування моментом АД. У частині керування приводним двигуном транспортного засобу передбачається реалізація алгоритмів векторного керування моментом/кутовою швидкістю з властивостями робастності, адаптації і інваріантності до параметричних змін моделі АД [105], [129].

*Концепція досліджень ГДЖ тягових ЕМС.* ГДЖ з DC-DC перетворювачами в тягових електромеханічних системах має забезпечувати стабілізацію напруги ланки постійного струму для живлення ЕП. З іншої сторони, всі тягові підсистеми, під'єднані до виводів ланки постійного струму представляють собою струм навантаження для джерела живлення. Коли тяговий двигун працює в рушійному режимі, енергія тече з ГДЖ в інвертор (позитивний струм навантаження). В режимі рекуперації електроприводу струм тече в зворотному напрямку (від'ємний струм).

Запропонована структура станції швидкого прототипного тестування для дослідження ЕМС з ГДЖ, зображена на рис. 5.1, має векторно-керовані тягові ЕП з

емулятором руху ЕТЗ та ГДЖ. Постійне використання двох електричних машин не є економічно доцільним для дослідження ГДЖ. Тому в даному пункті зроблено спрощення установки. Установка містить ті ж модулі, але замість підсистеми керування тяговим ЕП, вона передбачає використання «емулятора ЕП», що діє як джерело струму навантаження ГДЖ. Структурну схему станції показано на рис. 5.2.

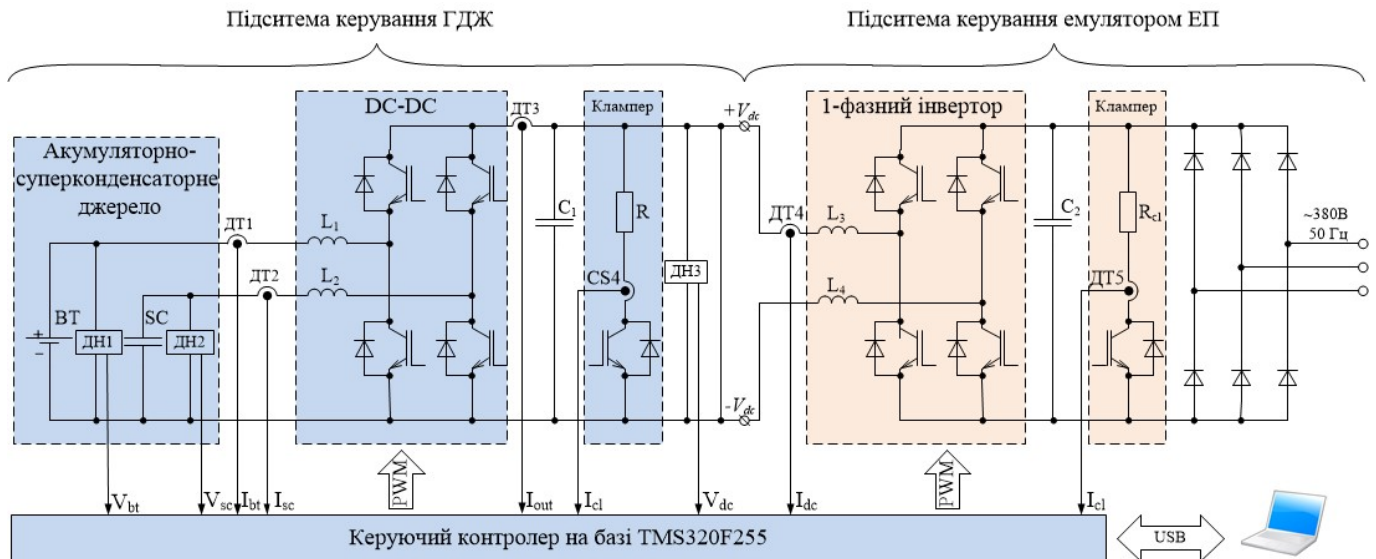


Рисунок 5.2 – Функціональна схема станції прототипного тестування ГДЖ

Асимптотичне регулювання струму навантаження досягається за рахунок ПІ-регулятора струму в підсистемі керування емулятором ЕП. В емуляції рушійного режиму, енергія тече з ГДЖ та розсіюється на кламперному резисторі  $R_{cl}$ . При емуляції гальмування, енергія тече з мережі до ГДЖ. Завдяки застосуванню ПІ-регуляторів з високими значеннями коефіцієнтів підсилення можливо провести емуляцію будь-якого профілю навантаження, такі як тяговий ЕП ЕТЗ, силовий інтерфейс зарядки ГДЖ, розумні мережі тощо. Емулятор ЕП заснований на схемі 1-фазного інвертора. Він керується від того ж керуючого контролеру, що і ГДЖ, тому процеси синхронізації ШІМ-перетворювачів спрощуються.

## 5.2 Станції швидкого прототипного тестування

Установка, схему якої зображено на рис. 5.2, складається з металевого каркасу, на який встановлені ввідні автомати 1, блоки живлення 2, плата давачів на ефекті Холла 3, керуючий контролер 4, як показано на рис. 5.3, рис. 5.4. Силкові частини ГДЖ 5 та емулятору ЕП 6, а також трифазний випрямляч 7 встановлені на



радіатори. Для зменшення імпульсних і високочастотних завад плата драйверів ГДЖ 5 та плата драйверів емулятора ЕП 6 закріплені як можна ближче до радіаторів. В якості накопичувальних елементів ГДЖ застосовано літій-іонні і свинцево-кислотні АКБ і СК, що зображені на рис. 5.5. Резистори R3 силової частини емулятора ЕП розташовані на тильній стороні установки (не показані). Параметри станції представлено у табл. Б.5 в Додатку Б.

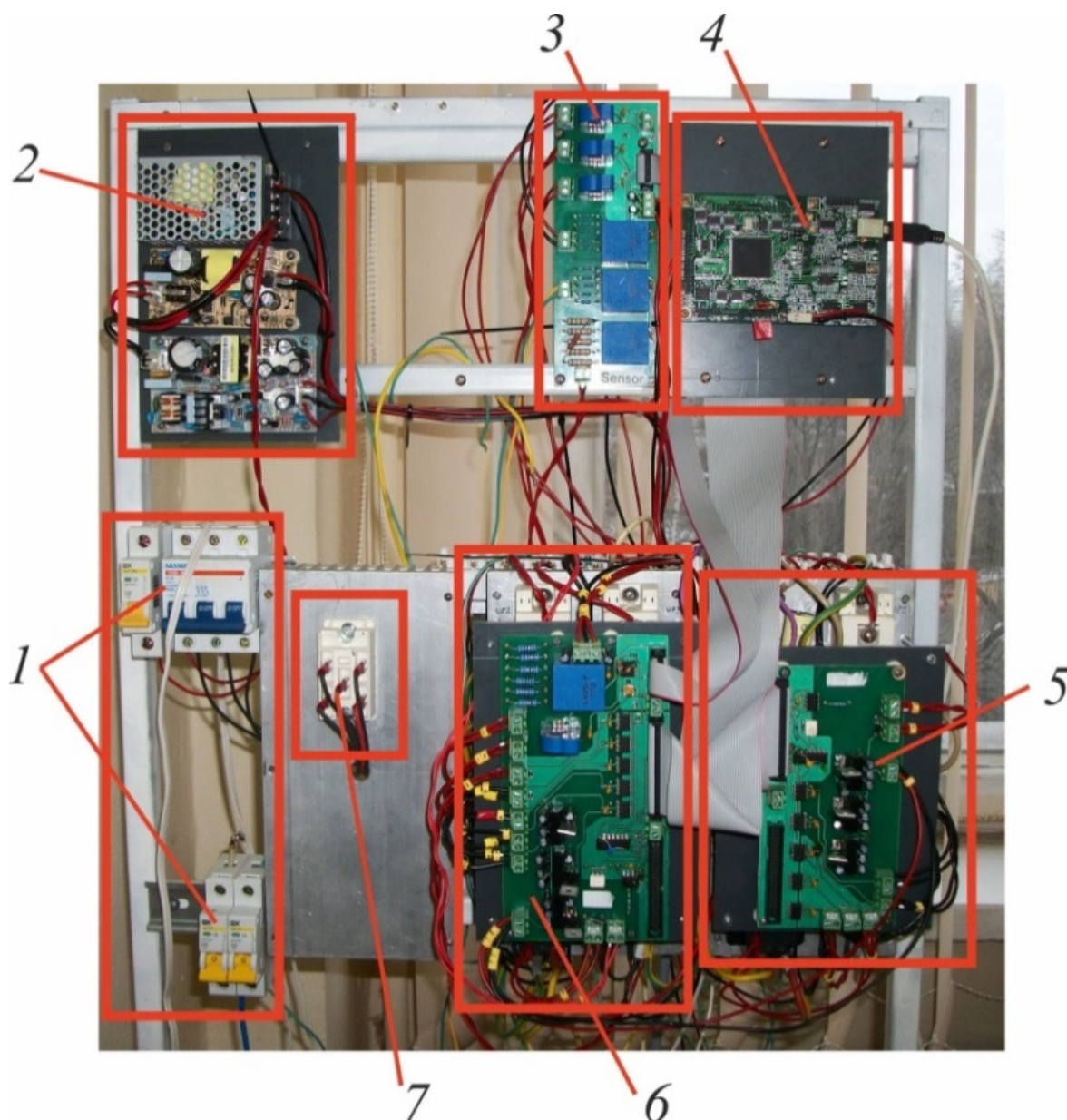
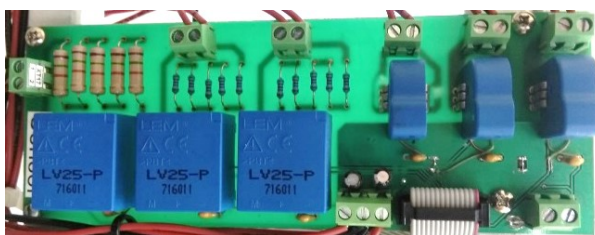


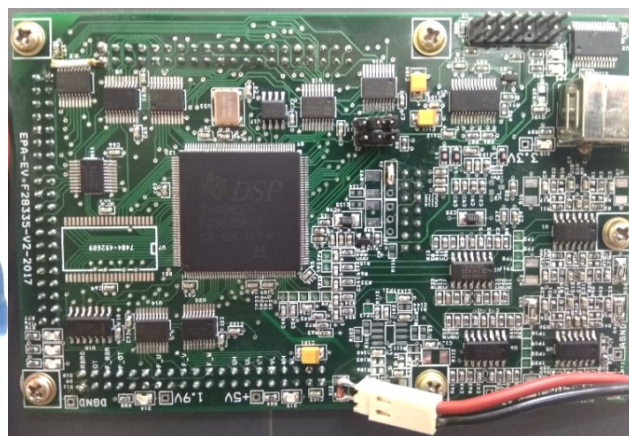
Рисунок 5.3 – Зовнішній вигляд станції прототипного тестування ГДЖ

Експериментальне дослідження алгоритму ідентифікації параметрів СДПМ виконано на станції швидкого прототипного тестування, функціональну схему якої наведено на рис. 5.6. Загальний вигляд установки представлено на рис. 5.7.

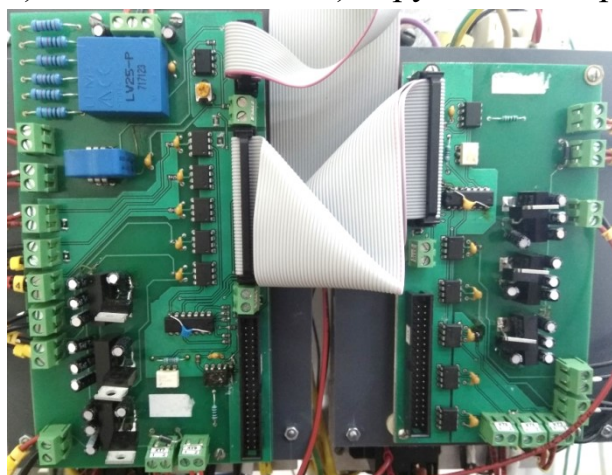




а) плата давачів



б) керуючий контролер з ЦСП TMS320F28335



в) силова частина з IGBT ключами

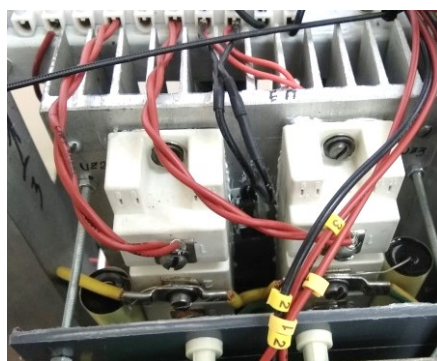


Рисунок 5.4 – Складові станції для дослідження ГДЖ



а) літій-іонна АКБ



б) свинцево-кислотні АКБ



в) блок суперконденсаторів

Рисунок 5.5 – Зовнішній вигляд накопичувачі станції ГДЖ

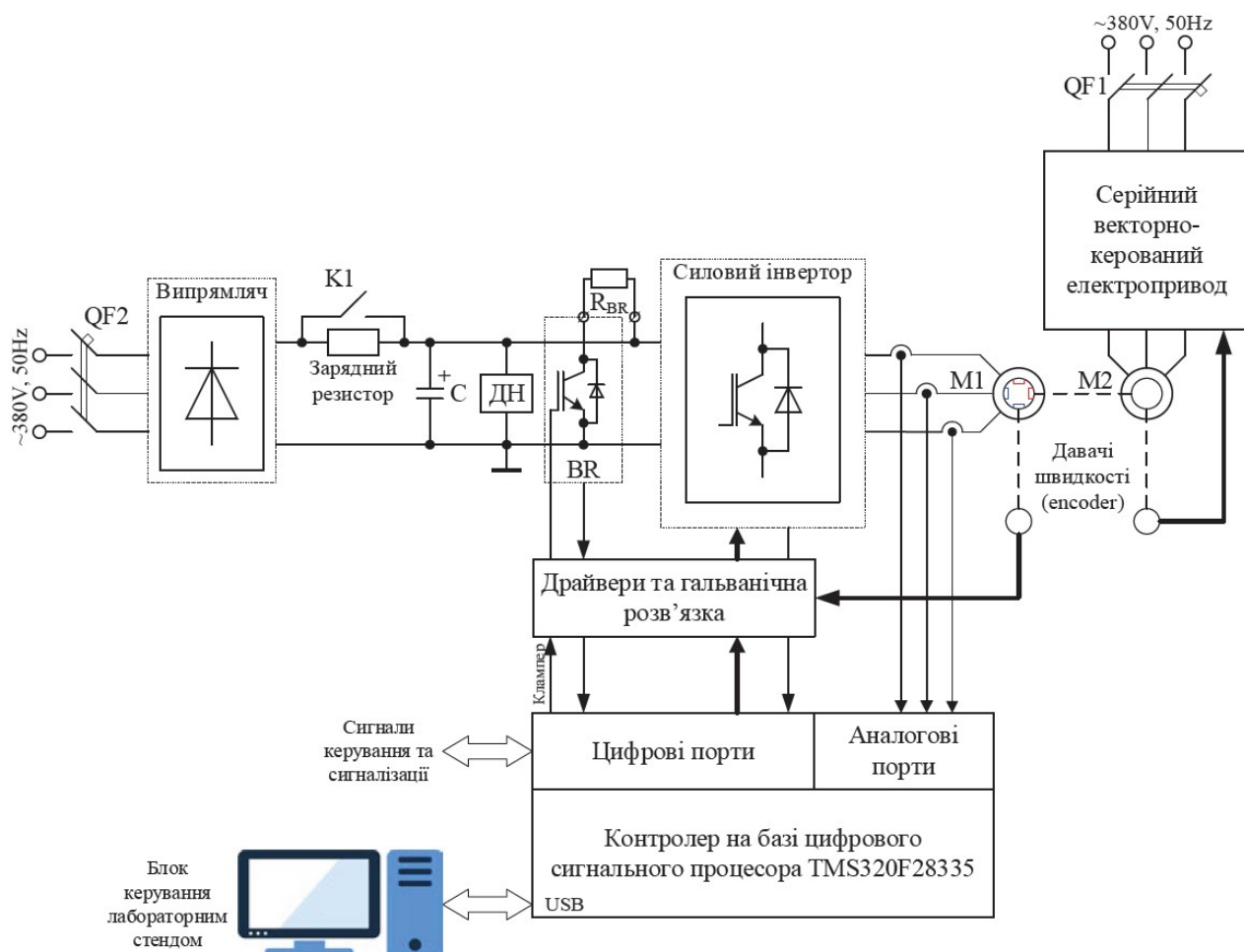


Рисунок 5.6 – Функціональна схема експериментальної установки з СДПМ

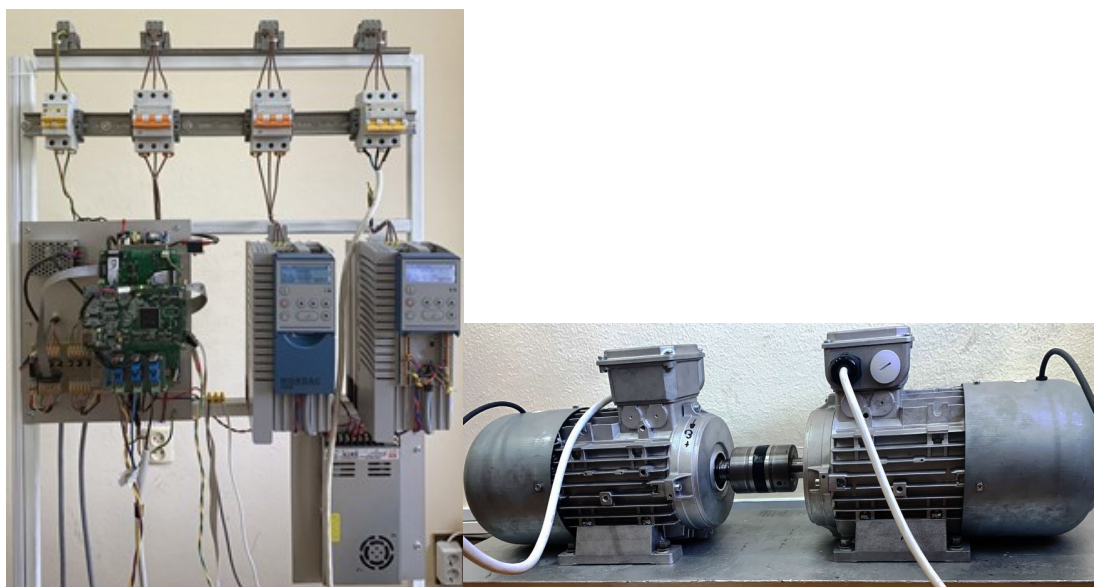


Рисунок 5.7 – Зовнішній вигляд експериментальної установки з СДПМ

Станція складається з наступних складових: 1) 3 кВт явнопольсний СДПМ; 2) 2.2 кВт АД з серійним перетворювачем частоти, який виконує функції навантажувальної машини; 3) 380 В трифазний ШІМ-інвертор, який працює з

частотою комутації 10 кГц; 4) контролер на базі процесора ЦСП TMS320F28335, що дозволяє впроваджувати синтезовані алгоритми керування; 5) персональний комп'ютер для взаємодії з перетворювачем, обробки отриманих даних і т.д.

Паспортні дані двигунів наведено в табл. Б.3 (СДПМ) і табл. Б.4 (АД) в Додатку Б; Швидкість двигуна вимірюється за допомогою енкодера з розподільчою здатністю 4096 імпульсів/об. Такт квантування при цифровій реалізації алгоритмів керування складає 200 мкс. «Мертвий час» інвертора встановлено 1.4 мкс.

### 5.3 Визначення електричних параметрів явнополюсного СДПМ

Для перевірки достовірності отриманих значень індуктивностей  $L_d$ ,  $L_q$  спочатку проведено тест для визначення потокозчеплень [128]. Відпрацювання струмів статора розглядається за умови, що завдання одного з струмів є постійним, в той час як інший лінійно змінюється від від'ємного номінального значення до додатного. Два ПІ-регулятора струмів забезпечують швидкодію контурів регулювання, яка достатня для розгляду квазі-усталених режимів струмів. Постійна номінальна швидкість  $\omega = 157$  рад/с стабілізується навантажувальною машиною. За цих умов потокозчеплення розраховуються як: Equation Section (Next)

$$\psi_q(i_d, i_q) = -\frac{u_d - Ri_d}{\omega p_n}, \quad \psi_d(i_d, i_q) = \frac{u_q - Ri_q}{\omega p_n}. \quad (5.1)$$

Розраховані залежності «потік-струм» наведено на рис. 5.8, з яких слідує, що насичення магнітної системи є нехтувано малим, тобто припущення А.2 п. 2.5 підтверджується.

Алгоритм ідентифікації (2.67), (2.68), (2.74) налаштовано як:  $k_{id} = k_{iq} = 100$ ,  $\lambda_1 = 1.8$ ,  $\lambda_2 = 0.003$ ,  $\lambda_3 = 0.001$ ,  $\lambda_4 = 0.01$ , початкові умови алгоритму нульові.

Перехідні процеси заданих струмів, похибок відпрацювання та оцінок невідомих параметрів наведено на рис. 5.9. Задані струми налаштовано наступним чином:  $i_d^* = I_d \sin(2\pi f_d t)$  з початку тесту,  $i_q^* = I_q \sin(2\pi f_q t)$  з часу  $t = 2$  с, де  $I_d = 0.5$  А,  $f_d = 15$  Гц, та  $I_q = 5$  А,  $f_q = 1$  Гц. Такі завдання для струмів гарантують виконання умов персистентності збудження.



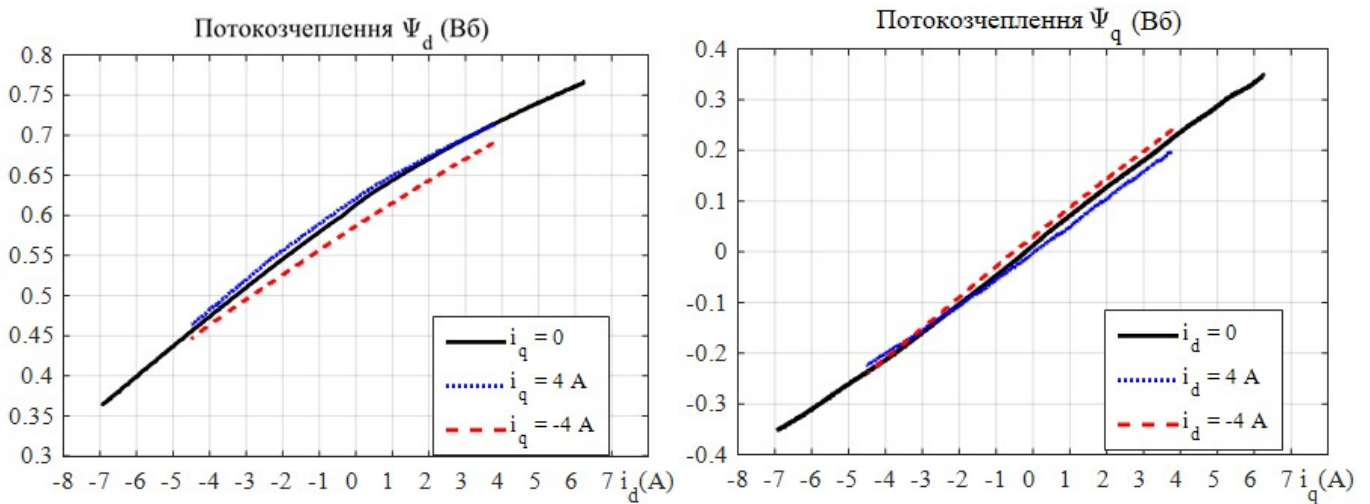


Рисунок 5.8 – Залежності потік-струм  $\Psi_d(i_d, i_q)$ ,  $\Psi_q(i_d, i_q)$

Для зменшення впливу нелінійностей інвертора, значення швидкості обрано близьким до номінального (коли напруга  $u_q$  є достатньо високою). Як наслідок, падіння напруги на ключах та вплив «мертвого часу» є мінімальними. З рис. 5.9 слідує, що досягається асимптотична оцінка невідомих параметрів. Після завершення процедури самоідентифікації, параметри можуть бути використані для реалізації високодинамічного керування швидкістю або положенням [130], [131].

Експериментальні дані порівняно з результатами моделювання, які показано на рис. 5.10. В умовах моделювання в якості параметрів двигуна використовувались дані, які отримані в експерименті  $\hat{R} = 2.4$  Ом,  $\hat{L}_d = 31$  мГн,  $\hat{L}_q = 58$  мГн,  $\hat{\psi}_m = 0.615$  Вб. Порівняння графіків на рис. 5.9 та рис. 5.10 показує, що результати моделювання і експерименту співпадають з високою точністю.

Додатковий експеримент було проведено для дослідження впливу компенсації «мертвого часу» на точність оцінювання параметрів. Умови тесту ідентичні до представлених на рис. 5.9, однак рівень компенсації «мертвого часу» зменшено вдвічі. Порівняння результатів наведено на рис. 5.11, де чорні лінії відповідають повній компенсації «мертвого часу», червоні – частковій компенсації. З графіків перехідних процесів слідує, що компенсація «мертвого часу» впливає лише на оцінку еквівалентного активного опору, що пояснюється більш сильними властивостями персистентності збудження для оцінок індуктивностей та потокозчеплення постійних магнітів.

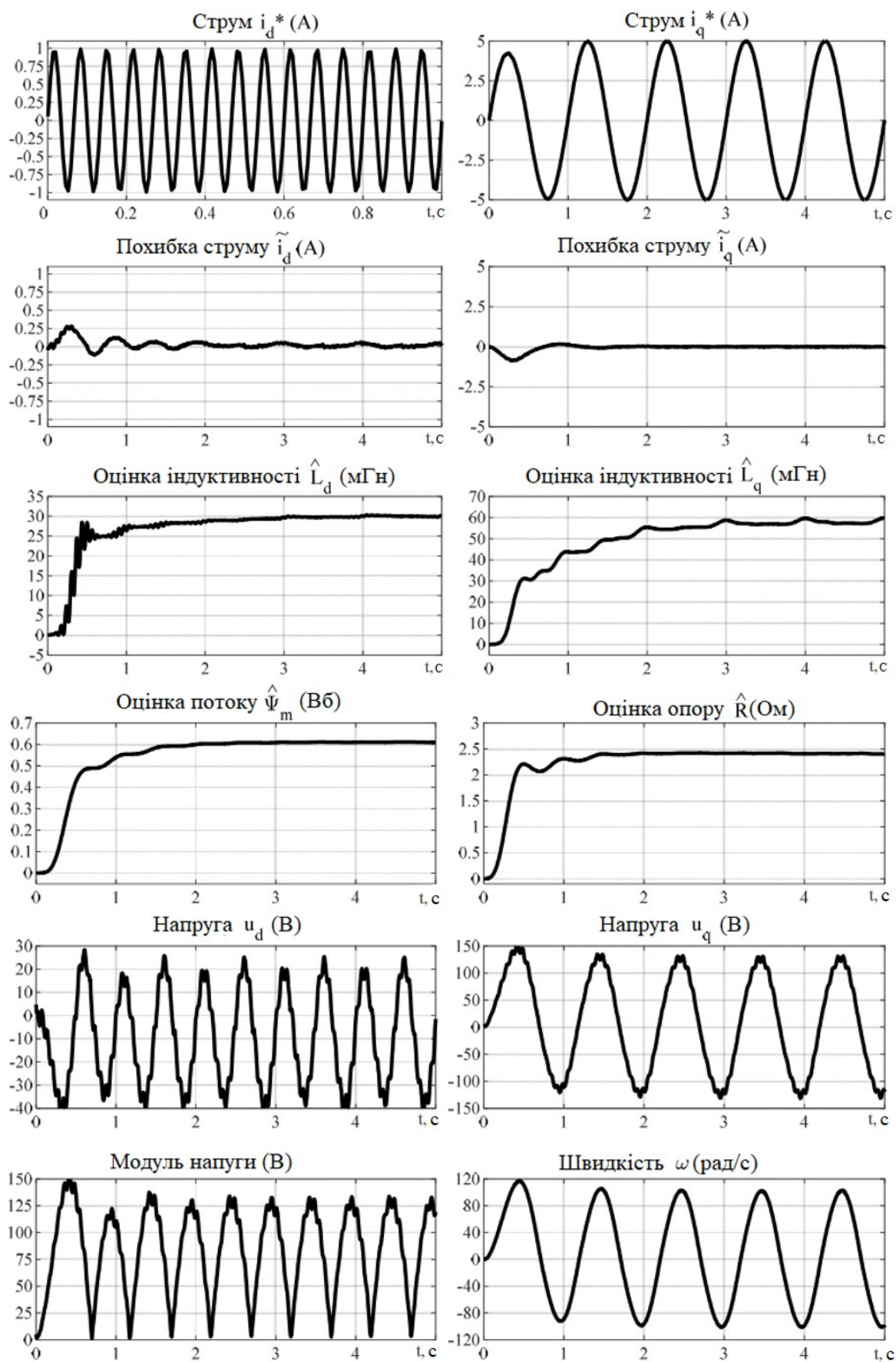


Рисунок 5.9 – Перехідні процеси оцінювання параметрів СДПМ (експеримент)

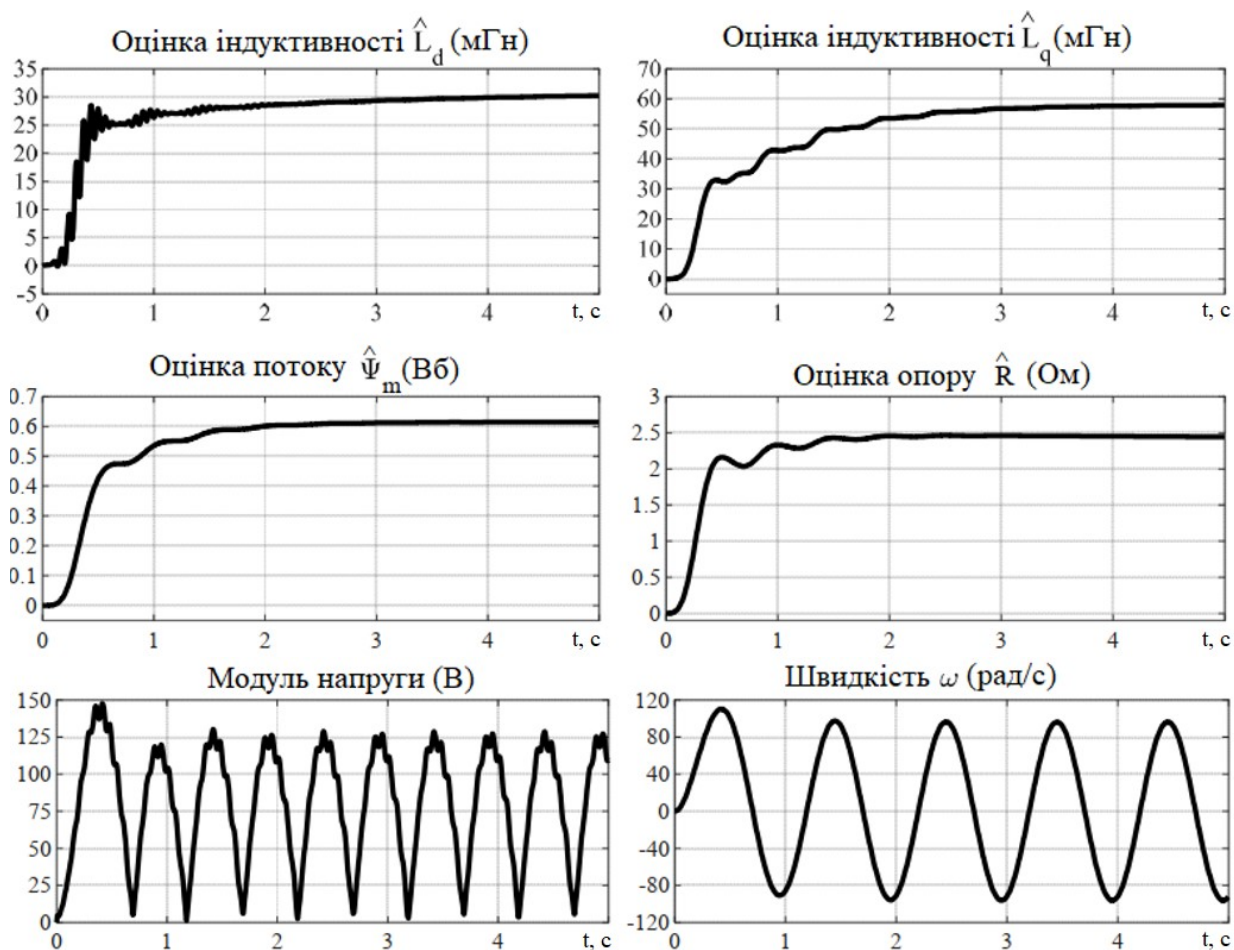


Рисунок 5.10 – Перехідні процеси оцінювання параметрів СДПМ (моделювання)

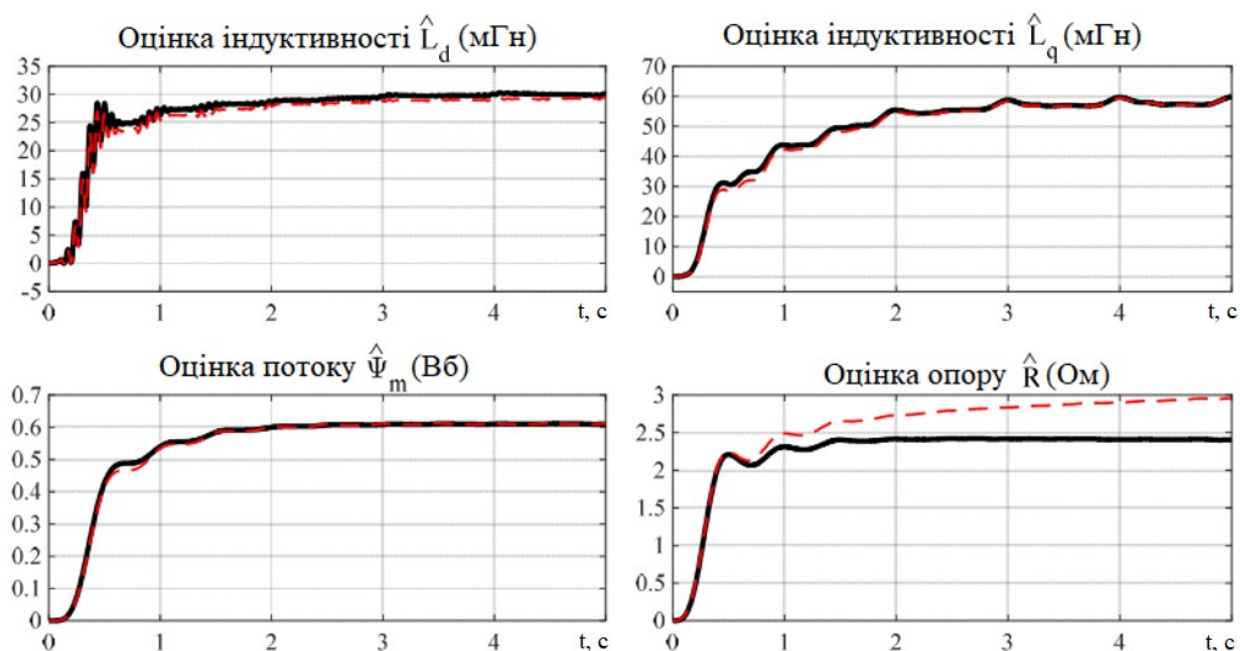


Рисунок 5.11 – Порівняння впливу компенсації «мертвого часу» на процеси ідентифікації (чорні лінії – повна компенсація, червоні – часткова компенсація)

## 5.4 Верифікація математичних моделей АКБ і блоку СК

Верифікація математичної моделі свинцево-кислотних АКБ (4.2). За наведеними в [48] рекомендаціями, для визначення параметрів АКБ необхідно експериментально отримати криву розряду АКБ – залежність напруги АКБ від спожитого заряду, показана на рис. 5.12, щонайменше для двох значень струму.

Тип АКБ – WP7-12, [152], паспортні дані дано в табл. Б.6 Додатку Б (7 Агод, 12 В). Порядок проведення тесту визначення кривої розряду: до початку тесту АКБ була заряджена до напруги  $V_{bt} = 13$  В. У початковий момент часу до АКБ прикладається навантаження, що відповідає стабілізованому струму  $i_{bt} = 1.5$  А ( $i_{bt} = 3$  А) і тримається до різкого спаду напруги, що відповідає точці 3 на рис. 5.12.

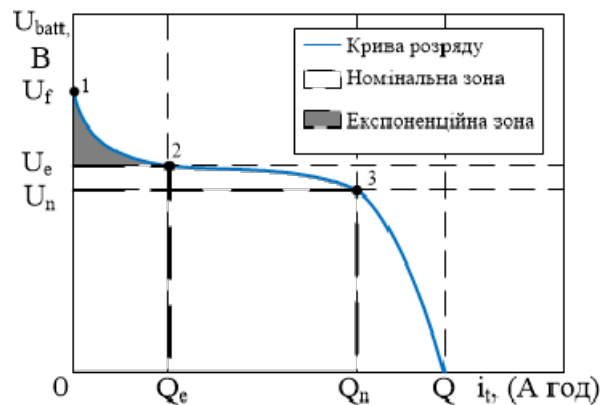


Рисунок 5.12 – Характерна крива розряду

Для розрахунку параметрів необхідно зафіксувати під час розряду характерні точки, а саме: напругу в початковий момент часу при повному заряді  $U_f$  (т. 1), напругу наприкінці експоненціальної ділянки  $U_e$  та відповідний їй заряд  $Q_e$  (т. 2), напругу наприкінці лінійної (номінальної) ділянки  $U_n$  та спожитий заряд  $Q_n$  (т. 3).

Експериментально отримані криві розряду для двох різних значень струму, а також їх апроксимація за допомогою рівнянь (4.2) представлено на рис. 5.13 та рис. 5.14. Визначені параметри для двох тестів представлено в табл. 5.1.

Для визначення сталої часу, а також уточнення параметрів моделі, проводиться тест, графіки перехідних процесів якого показано на рис. 5.15, рис. 5.16.

Розрахунок параметрів моделі здійснюється вирішенням наступної системи рівнянь, яка отримана з (4.2)

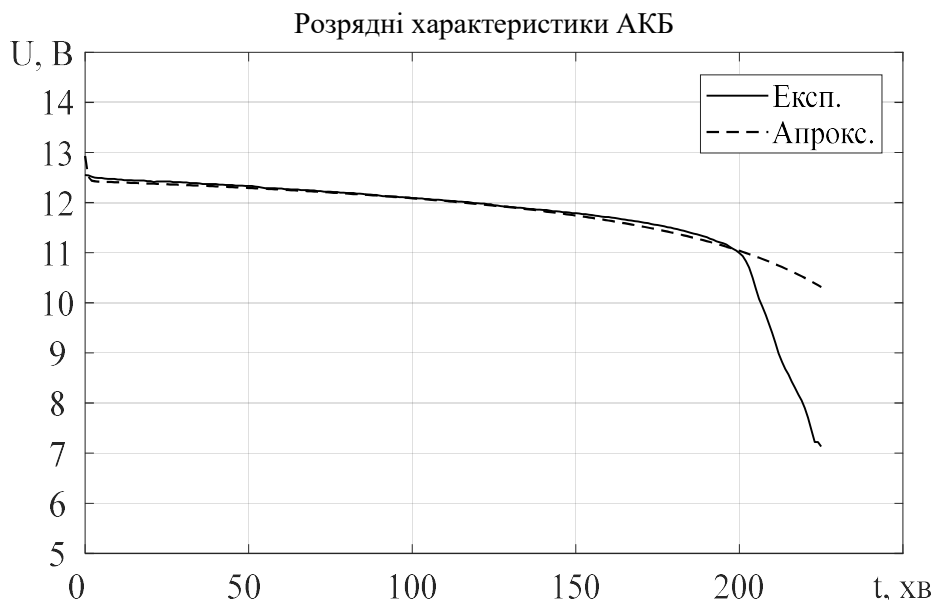


Рисунок 5.13 – Апроксимована і експериментальна криві розряду АКБ  $i_{bt} = 1.5 \text{ A}$

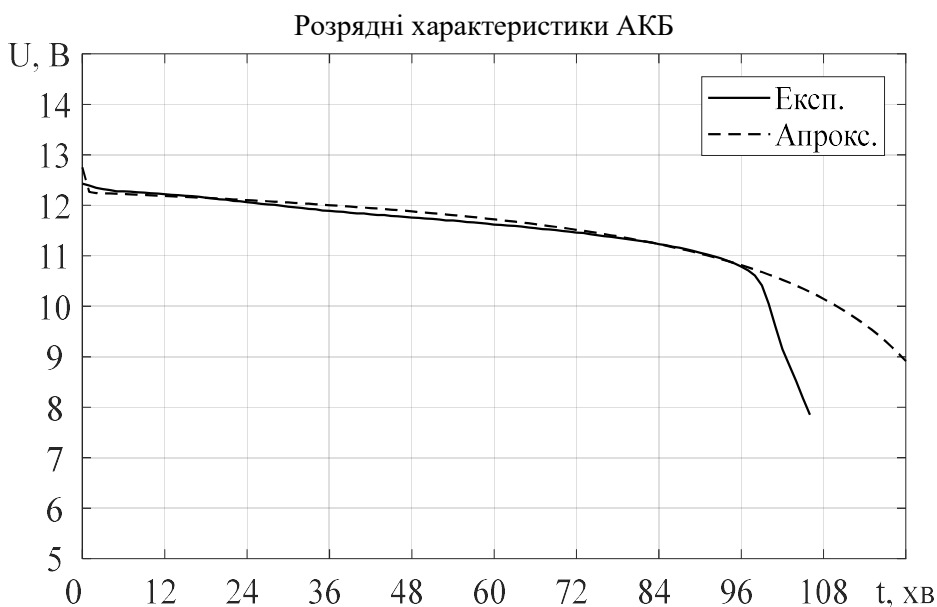


Рисунок 5.14 – Апроксимована і експериментальна криві розряду АКБ,  $i_{bt} = 3 \text{ A}$

$$B = 3/Q_e,$$

$$U_f = E_0 - R_i i_{bt} + A,$$

$$U_e = E_0 - R_i i_{bt} - K_1 \frac{Q}{Q - Q_e} Q_e - K_2 \frac{Q}{Q - Q_e} i_{bt} + A \cdot e^{-3}, \quad (5.2)$$

$$U_n = E_0 - R_i i_{bt} - K_1 \frac{Q}{Q - Q_n} Q_n - K_2 \frac{Q}{Q - Q_n} i_{bt} + A \cdot e^{(-3Q_n/Q_e)}.$$

Таблиця 5.1 – Експериментальні параметри з кривої розряду WP7-12 [152]

Струм розряду, А	Параметр				
	$V_{full}$ , В	$V_{exp}$ , В	$Q_{exp}$ , Агод	$V_{nom}$ , В	$Q_{nom}$ , Агод
1.5	13	12.45	0.045	11.0	5.0
3.0	13	12.35	0.04	10.8	4.85



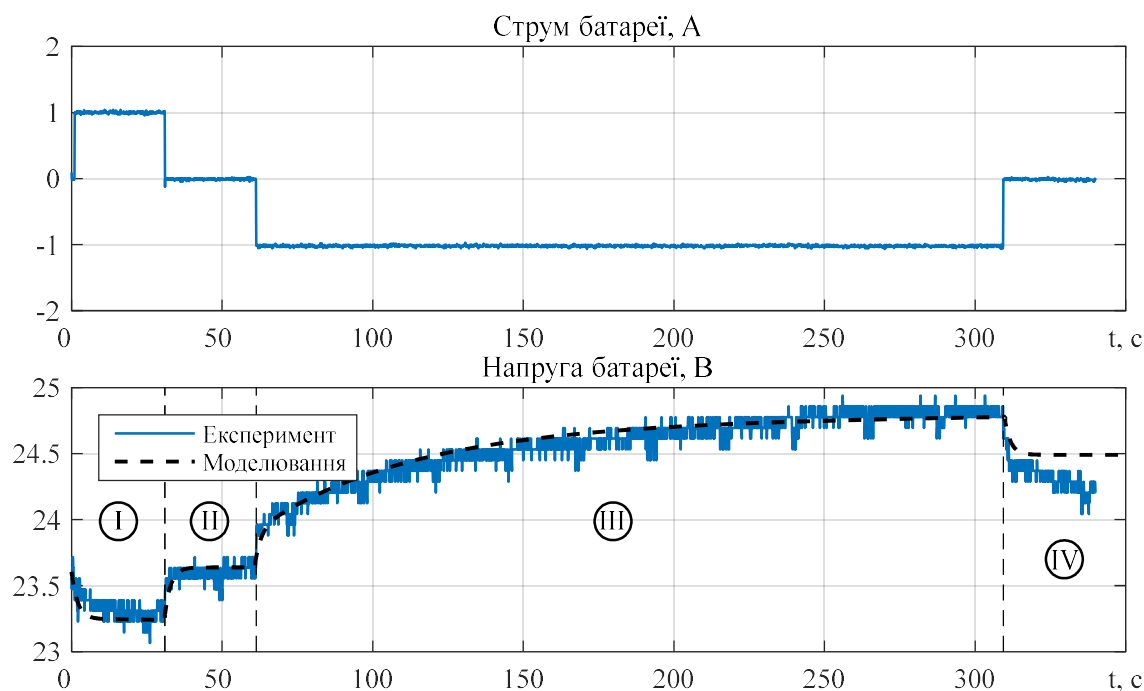


Рисунок 5.15 – Експериментальні графіки перехідних процесів зі струмом 1 А

Тестування включає такі стадії: розряд АКБ постійним струмом протягом 30 с (ділянка I) зі струмом 1 А або 1.5 А, ненавантажений режим протягом 30 с (ділянка II) та заряд АКБ впродовж 250 с (ділянка III). Початкова напруга обирається таким чином, щоб робоча точка під час всього експерименту не виходила за межі точок 2 і 3 на кривій розряду, яку показано на рис. 5.12, а експоненціальна складова напруги в початковий момент часу була нехтувано малою.

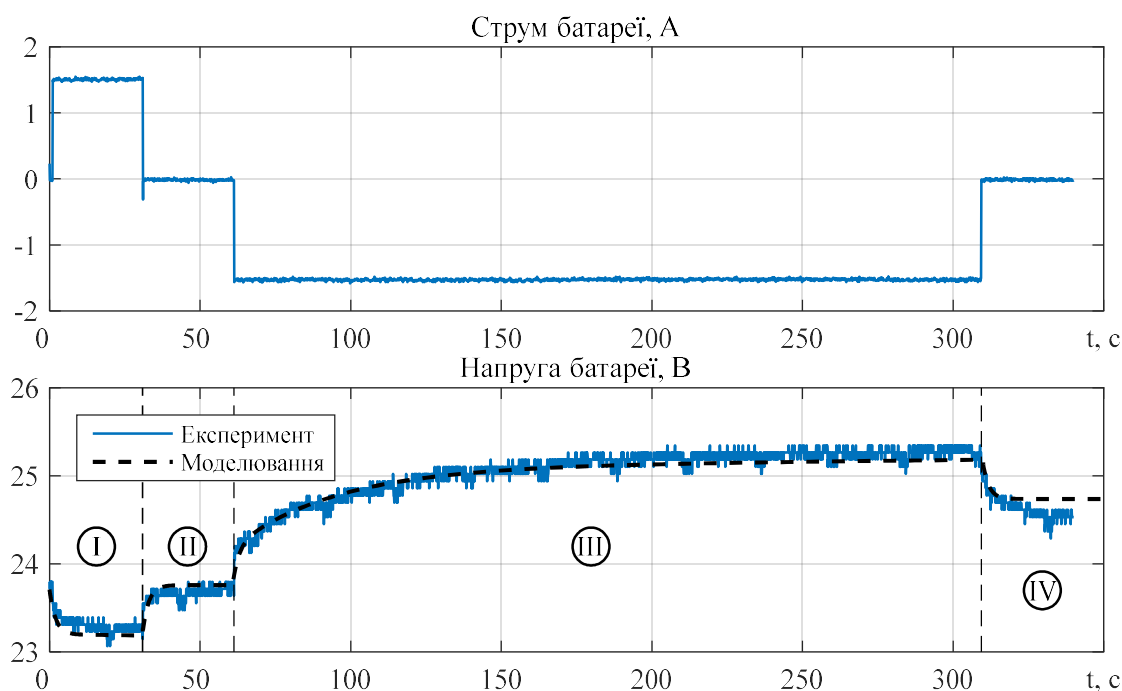


Рисунок 5.16 – Експериментальні графіки перехідних процесів зі струмом 1.5 А

На ділянці I згідно (4.2) рівняння динаміки АКБ мають вигляд

$$\begin{aligned} E_{bt} &= E_0 - K_1 \frac{Q}{Q - i_t} i_t - K_2 \frac{Q}{Q - i_t} i_f + E_{\text{exp}}, \\ i_f &= \frac{1}{T_f} (-i_f + i_{bt}), \\ i_t &= \frac{1}{3600} \int_0^t i_{bt} dt. \end{aligned} \quad (5.3)$$

Оскільки заявлена ємність  $Q = 7$  Агод, в рамках експерименту можна прийняти, що зміна заряду АКБ  $\Delta i_t = i_{t_{\text{кін}}} - i_{t_{\text{поч}}}$  нехтувано мала і тому  $\frac{Q}{Q - i_t} \approx \text{const}$ .

Крім того, за умовами тесту, експоненціальна складова напруги нехтувано мала. Тоді динамічна поведінка розряду АКБ на I ділянці запишеться як

$$\begin{aligned} E_{bt} &= E_{xx} - K'_2 i_f, \\ i_f &= \frac{1}{T_f} (-i_f + i_{bt}), \end{aligned} \quad (5.4)$$

де  $E_{xx} = E_0 - K_1 \frac{Q}{Q - i_t} i_t \approx \text{const}$  та  $K'_2 = K_2 \frac{Q}{Q - i_t} \approx \text{const}$ .

На ділянці III модель АКБ визначається аналогічно до першої ділянки:

$$\begin{aligned} E_{bt} &= E_0 - K_1 \frac{Q}{Q - i_t} i_t - K_2 \frac{Q}{i_t + k_c Q} i_f + E_{\text{exp}}, \\ \dot{E}_{\text{exp}} &= B |i_{bt}| (-E_{\text{exp}} + A), \\ i_f &= \frac{1}{T_f} (-i_f + i_{bt}), \end{aligned} \quad (5.5)$$

проте додається складова  $E_{\text{exp}}$  та змінюється поляризаційний опір (доданок з фільтрованим струмом  $i_f$ ).

У ненавантаженому режимі на ділянці II динамічна поведінка АКБ розраховується за формулою, як для розряду (4.2), за винятком того, що в статичному режимі відсутній струм АКБ, а тому її напруга дорівнює ЕРС

$$V_{bt} = E_{bt} = E_0 - K_1 \frac{Q}{Q - i_t} i_t. \quad (5.6)$$

З отриманих графіків перехідних процесів, зображених на рис. 5.15 та рис. 5.16, визначено параметри моделі (4.2), їх зведено в табл. 5.2.

Таблиця 5.2 – Параметри АКБ з кривої розряду та перехідних процесів

Параметр	Струм розряду, А	
	1.5	3.0
Ідеальна ЕРС $E_0$ , В	12.6	12.6
Поляризаційна константа $K_1 = K_2$ , В/Агод	0.073	0.075
Максимальна ємність $Q$ , Агод	7.4	7.4
Амплітуда експоненційної зони $A$ , В	0.4	0.5
Зворотна стала часу експоненційної зони $B$ , (Агод) $^{-1}$	70	70
Параметр	Струм, А	
	1.0	1.5
Стала часу АКБ (battery response time) $T_p$ , с	2	2
Амплітуда експоненти $A$ , В (в перерахунку на 1 АКБ)	0.65	0.75
Обернена стала часу, пропорційна струму $B$ , (Агод) $^{-1}$	60	60

З порівняння табл. 5.2 і табл. 5.1 слідує, що корисна ємність АКБ впала з номінального значення 7 Агод до 5 Агод. Інші параметри отримані шляхом апроксимації графіків перехідних процесів, визначені з достатньою точністю.

*Верифікація моделі літій-іонних АКБ (4.3).* Тип елементу – Swing 5300 [153], паспортні дані якого наведено в табл. Б.7, а номінальні дані збірки АКБ, показаної на рис. 5.5а, – в табл. Б.8 Додатку Б (10.6 Агод, 48 В). Графік розряду АКБ показано на рис. 5.17. До початку експерименту АКБ заряджена до максимального значення напруги  $U_{btmax} = 54$  В, яке зумовлено обмеженням у BMS та зарядного пристрою. В початковий момент часу прикладається навантаження, що розряджає АКБ зі значенням струму  $i_{bt} = 5$  А, і підтримується до спрацювання захисту по розряду в BMS, що відповідає значенню напруги близько  $U_{btmin} = 38.5$  В. Параметри моделі були підлаштовані таким чином, щоби максимально наблизити результати моделювання до експериментальних даних за описаною вище методикою.

З рис. 5.17 слідує, що застосована модель забезпечує точність в межах 1 % по напрузі в робочому діапазоні заряду 20-100, в якому радять працювати виробники з точки зору використання АКБ та збереження циклічного терміну служби.

На рис. 5.18 показано графіки динамічних характеристик напруги, які зняті для визначення сталої часу та уточнення параметрів моделі. Тест включає наступні стадії: розряд АКБ протягом часу 1-9 с (І інтервал), ненавантажений режим протягом 1 с (ІІ інтервал) та заряд АКБ у 10-19 с (ІІІ інтервал).

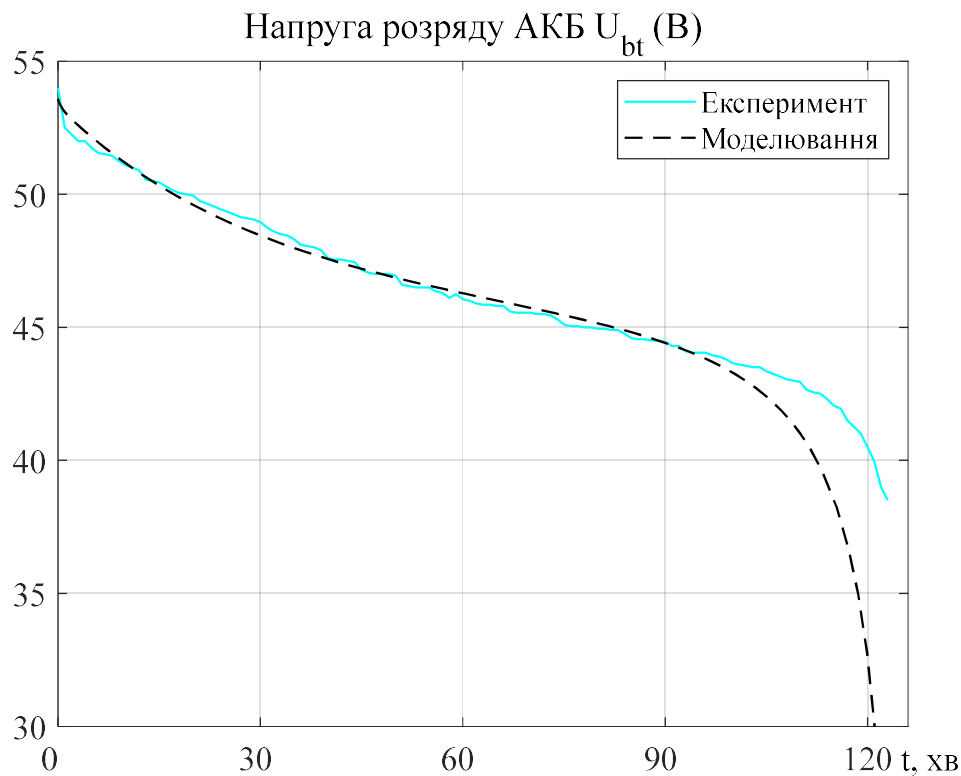


Рисунок 5.17 – Графіки розряду АКБ зі струмом 5 А (50 % від номінального)

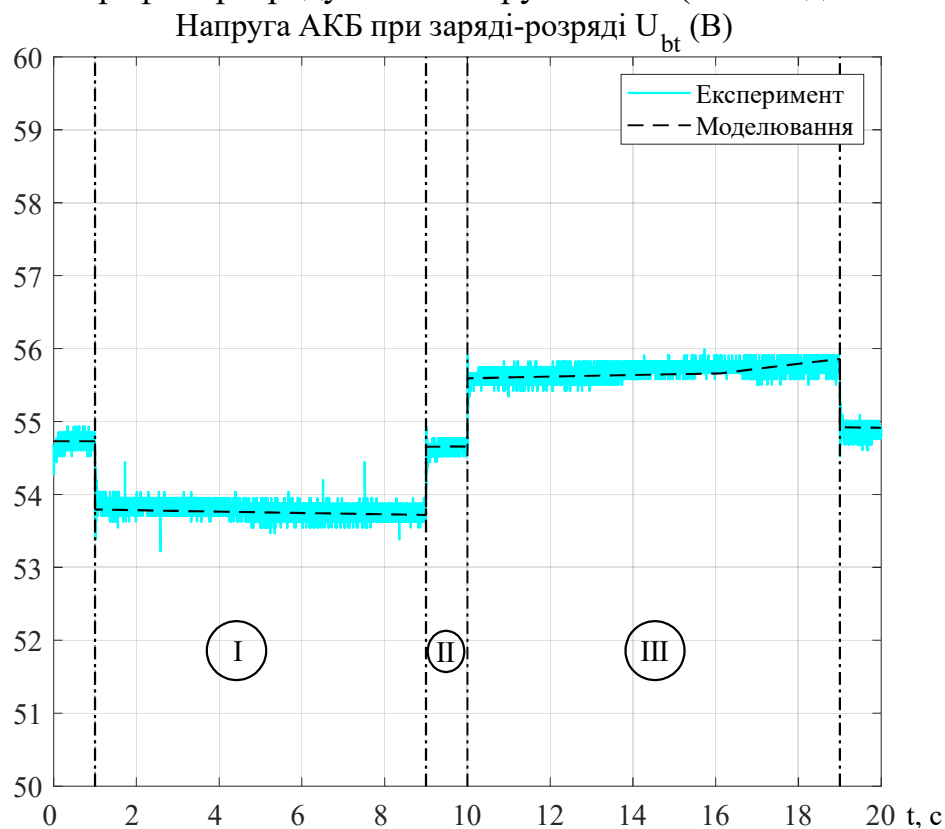


Рисунок 5.18 – Графіки перехідних процесів заряду-розряду АКБ, 4 А

Результати експериментальної верифікації зведено в табл. 5.3.

Таблиця 5.3 – Ідентифіковані параметри елементу АКБ Type Swing 5300 [153]

Параметр з кривої розряду	Струм	Параметр з перехідного процесу	Струм
	5 А		4 А
Ідеальна ЕРС $E_0$ , В	3.65	Поляризаційна постійна часу $T_p$ , с	30
Константа $K_1$ , В/(А·год)	0.008	Внутрішній активний опір $R_i$ , мОм	30
Ємність $Q$ , Агод	5.3		
Амплітуда $A$ , В	0.56	Амплітуда експоненційної зони $A$ , В	0.56
Зворотна стала $B$ , (Агод) $^{-1}$	0.2	Зворотна стала часу $B$ , (Агод) $^{-1}$	0.2

Верифікація моделі блоку СК (4.4). Тип елементу – ESHSR-0050C0-002R7 [154], паспортні дані якого наведено в табл. Б.9, а номінальні дані блоку СК, показаного рис. 5.5в, – в табл. Б.10 Додатку Б. Проведемо розрахунок моделі блоку СК. Так як експерименти проводилися для блоку з кількістю елементів  $N = 40$ , для аналізу точності моделі необхідно перетворити схему з послідовних елементів, яка показана на рис. 5.19а [37], [45], до еквівалентної на рис. 5.19б. За спрощувальних припущень далі схему можна спростити до вигляду як представлено на рис. 5.19в.

З довідника власний еквівалентний паралельний опір елементу СК

$$R_{pc} = \frac{U_{cn}}{I_{leak}} = \frac{2.7}{73 \cdot 10^{-6}} \approx 37 \text{ кОм}, \quad (5.7)$$

де  $U_{cn} = 2.7$  В – номінальна напруга елементу;  $I_{leak}$  – струм витоку, тобто необхідне значення для підтримування СК зарядженим протягом 72 годин.

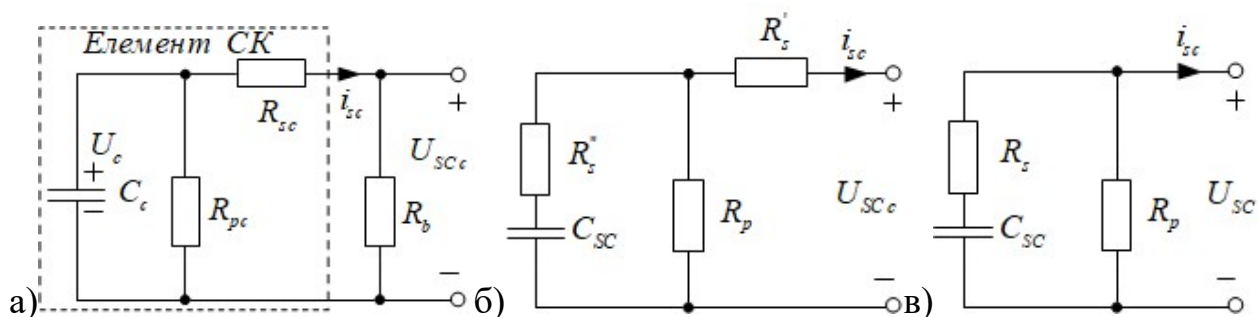


Рисунок 5.19 – Класична модель СК з паралельним опором та балансуванням (а), еквівалентна схема заміщення (б), спрощена схема блоку СК (в)

В якості пасивного балансування на кожний елемент встановлено паралельний резистор  $R_{bal} = 27$  кОм з меншим значенням ніж  $R_p$  для формування зрівняльних

струмів. Далі після перетворення трикутника в зірку, з рис. 5.19а встановлюємо, що загальний еквівалентний паралельний опір одного елемента складає

$$R_{p\Sigma} = \frac{R_{pc}R_b}{R_{pc} + R_{sc} + R_b} = \frac{37 \cdot 27}{37 + 0.016 \cdot 10^{-3} + 27} = 15.6 \text{ кОм}, \quad (5.8)$$

де еквівалентний послідовний опір елемента дорівнює  $R_{sc} = 0.016 \text{ Ом}$ .

Внутрішній послідовний опір блоку СК дорівнює

$$R_s'' = \frac{R_{sc}R_{pc}}{R_{pc} + R_{sc} + R_b} = \frac{0.016 \cdot 37 \cdot 10^3}{37 \cdot 10^3 + 0.016 + 27 \cdot 10^3} = 9.25 \text{ мОм}. \quad (5.9)$$

Вихідний послідовний опір блоку СК дорівнює

$$R_s' = \frac{R_{sc}R_b}{R_{pc} + R_{sc} + R_b} = \frac{0.016 \cdot 27 \cdot 10^3}{37 \cdot 10^3 + 0.016 + 27 \cdot 10^3} = 6.75 \text{ мОм}. \quad (5.10)$$

З огляду на те, що  $R_p \gg R_s' + R_s''$ , складовою  $R_p$  можна знехтувати при розгляді короткотривалих процесів.

Загальний послідовний опір блоку СК приблизно дорівнює

$$R_s = (R_s' + R_s'')N = (6.75 + 9.25) \cdot 10^{-3} \cdot 40 = 0.64 \text{ Ом}. \quad (5.11)$$

Також відмітимо, що при саморозряді складовою  $R_s'$  нехтують, адже вона майже не впливає на цей процес.

Для експериментального підтвердження вірності моделі, яка зображена на рис. 5.19в, у квазі-усталених режимах заряду-розряду та при саморозряді СК, проведено наступні тести для блоку з 40 елементів ESHSR-0050C0-002R7 з номінальною ємністю  $C_{cn} = 50 \text{ Ф}$  [154]. Таким чином, розрахункова ємність блоку складає  $C_{sc} = 50 / 40 = 1.25 \text{ Ф}$ . Для встановлення ступеня залежності ємності СК від прикладеної напруги, було обрано три діапазони:  $0 \div 25 \text{ В}$ ,  $25 \div 50 \text{ В}$ ,  $50 \div 75 \text{ В}$ .

Перший тест полягає у визначенні ємності СК експериментальним шляхом. При цьому слід зазначити, що параметр  $R_s$  слабо залежить від напруги, тобто  $R_s = \text{const}$ . Тест заряду-розряду складається з такої послідовності операцій: в момент часу 1 с до блоку СК прикладається струм заряду-розряду від керованого джерела номіналом 1 А та 0.5 А. Графіки струму СК при заряді-розряді в діапазоні

напруги 50÷75 В представлено на рис. 5.20. Аналогічно прикладався струм у всіх подібних тестах. Як тільки напруга досягає крайнього значення діапазону, заряд-розряд завершується. Відповідні графіки представлено на рис. 5.21.

Для більшої точності розрахуємо ємність із врахуванням  $R_p$  як:

$$C_{sc} = \frac{t_c (i_{sc} \mp \Delta U_{sc} / R_p)}{\Delta U_{sc} + i_{sc} R_s}, \quad (5.12)$$

де  $\Delta U_{sc} = 25$  В – зміна напруги;  $t_c$  – час заряду/розряду.

Результати розрахунків на основі експериментальних даних представлено в табл. 5.4. Як слідує з табл. 5.4, ємність блоку СК змінюється в межах 19 % ÷ +5 %, що близьке до інформації, наданої виробником: відхилення -10% / +20% [154].

Таблиця 5.4 – Ємність блоку СК в різних діапазонах напруги

Діапазон напруги	Розрахована ємність блоку СК, Ф			
	Заряд		Розряд	
	0.5 А	1.0 А	0.5 А	1.0 А
0 – 25 В	1.03	1.02	1.09	1.03
25 – 50 В	1.17	1.19	1.20	1.23
50 – 75 В	1.34	1.29	1.28	1.27

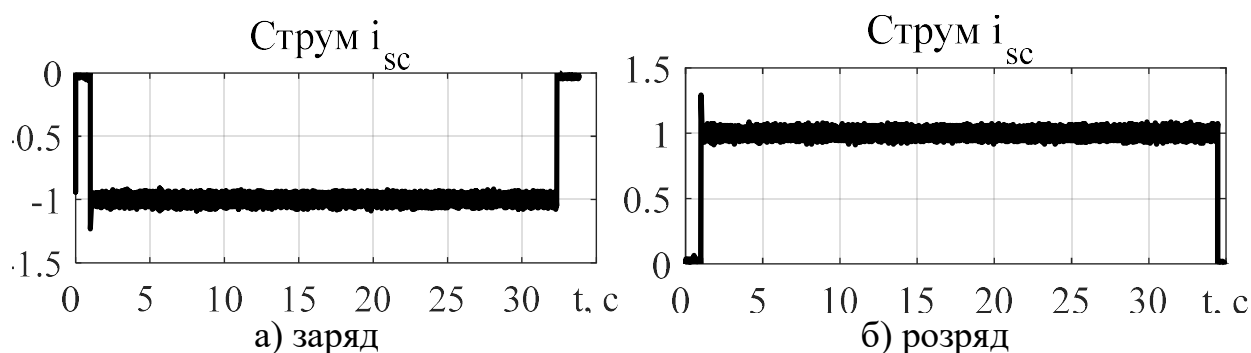


Рисунок 5.20 – Графіки струму при заряді (а) та розряді (б) блоку СК з 1 А

Важливо зазначити, що графіки перехідних процесів на рис. 5.20 – рис. 5.21 отримані з моделювання повністю співпадають з експериментальними даними, що свідчить про високу точність використаної моделі в проведених режимах. Характеристика саморозряду СК показана на рис. 5.22, на якому суцільною лінією зображено експериментальні дані, а штриховою – результати математичного моделювання моделі блоку СК з постійною ємністю 1.25 Ф. Як бачимо, модель СК в режимі саморозряду має недостатню точність, що вимагає її вдосконалення.

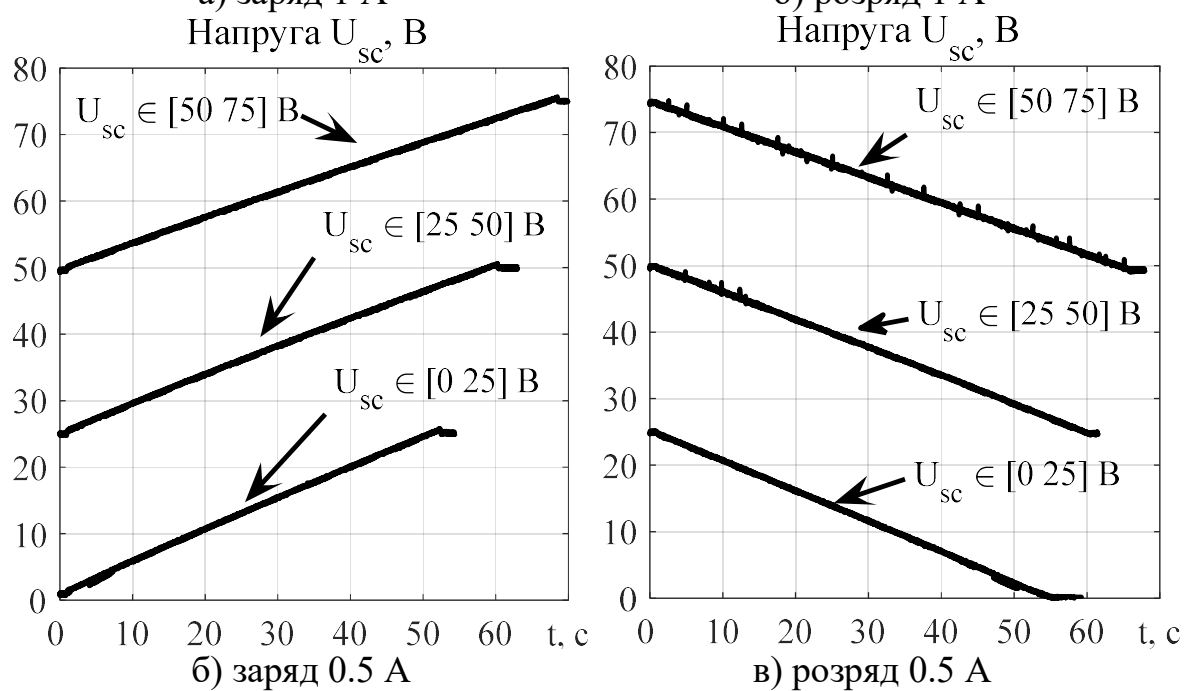
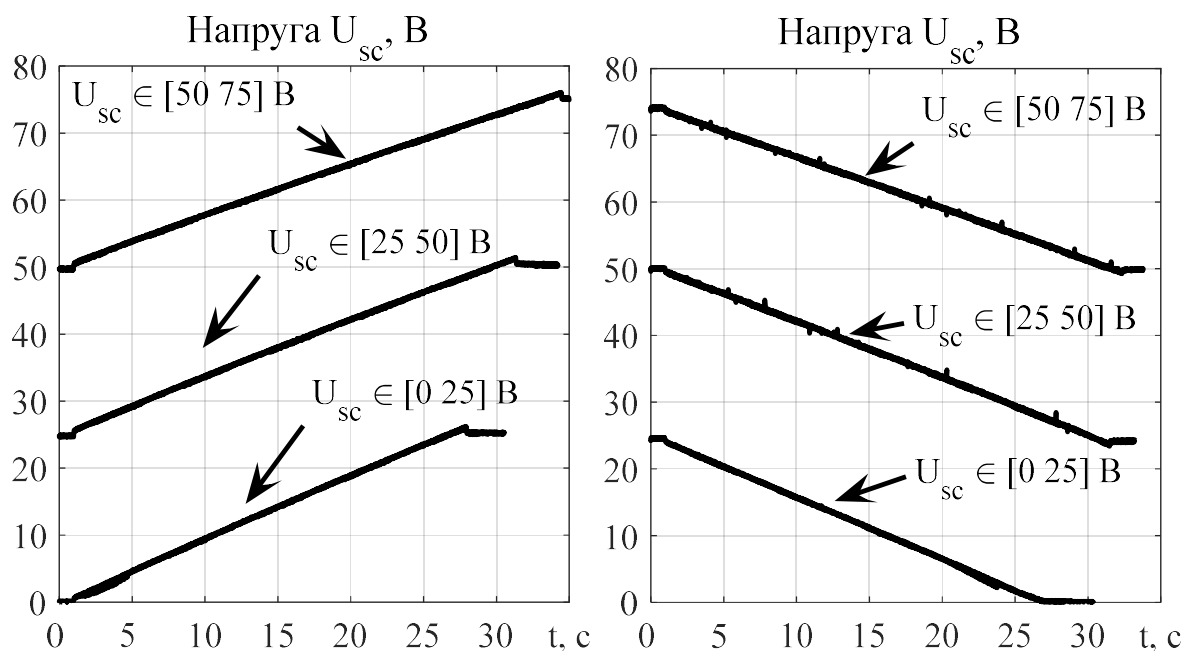


Рисунок 5.21 – Експериментальні графіки заряду (а, в) та розряду (б, г) блоку СК

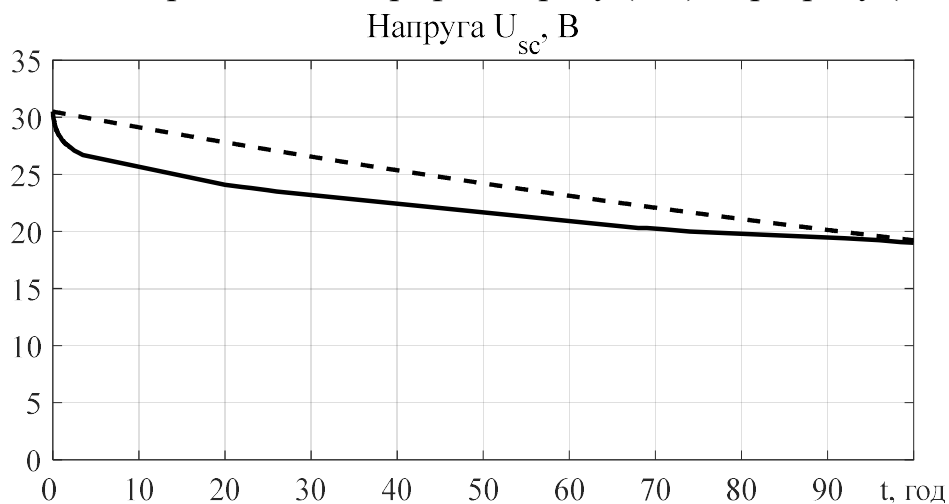


Рисунок 5.22 – Графік саморозряду блоку СК



## 5.5 Дослідження алгоритмів керування напругою DC-DC перетворювачів

Функціональну схему станції показано на рис. 5.23, вона включає DC-DC перетворювач, джерело живлення, а також емулятор ЕП.

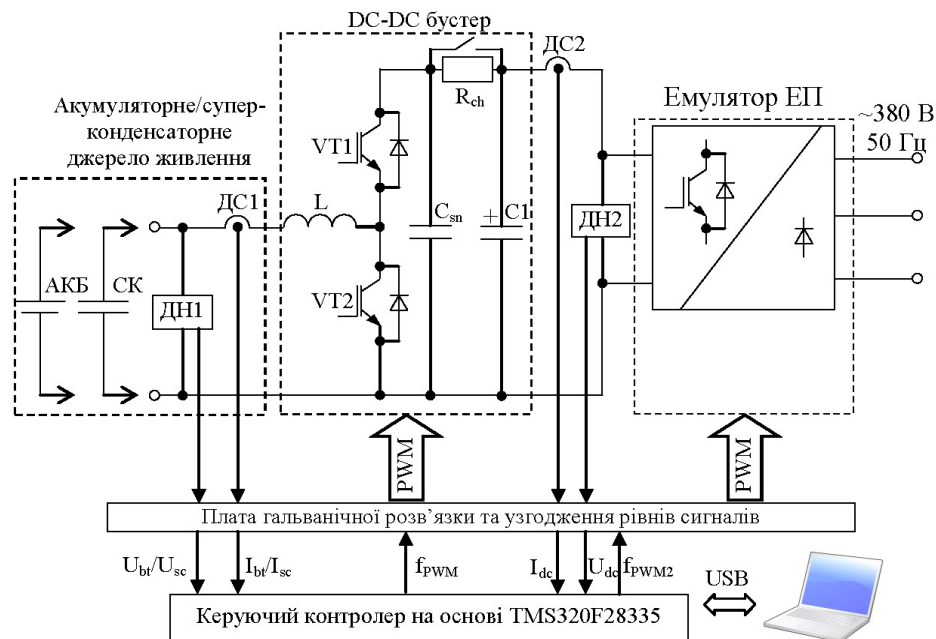


Рисунок 5.23 – Схема експериментальної установки DC-DC перетворювача

Моделювання системи проводилося у програмному середовищі MatLab за допомогою бібліотеки «SimPowerSystem Toolbox», а також в програмі Simnon. Блоком «PWM Generator» забезпечувалось генерування сигналів комутації ключів, на вхід до якого подається функція перемикання  $p_{sw}$ . Всі елементи схеми обрано ідеальними без урахування втрат, окрім опору вхідного кола  $R$ .

Умови експериментального тестування аналогічні тим, що приймалися при моделюванні, з різницею, що опір  $R_{ch} = 100$  Ом, який обмежує струм в первинному колі при підключенні живлення, шунтується контактом зарядного реле до моменту старту. Далі проходить вмикання системи керування, «розкачка» вихідної напруги до заданого рівня та навантаження перетворювача. З метою попередження аварійних режимів в алгоритмі генерування ШІМ передбачено мертвий час  $T_{dt} = 2$  мкс.

Для визначення коректності моделі АКБ проведено тест із запропонованим алгоритмом керування напругою DC-DC перетворювача (3.6), (3.15), а також із новим алгоритмом з компенсацією струму навантаження (3.6), (3.34). Система живиться від блоку літій-іонних АКБ ( $V_{bt} = 54$  В). Профіль струму навантаження,

показаний на рис. 5.24, складається з ділянки прикладання в  $t = 0.1$  с, а в  $t = 0.2$  с скидання струму навантаження 1 А з аналогічним прикладанням-скиданням струму «-1 А» в  $t = 0.3$  с і  $t = 0.4$  с.



Рисунок 5.24 – Профіль струму навантаження

Для всіх тестувань коефіцієнти налаштування регуляторів було обрано такими, щоб функція перемикавання не входила в обмеження, а перехідний процес напруги був аперіодичним. При цьому підтримувалася однакова пропускна частота контурів: регулятор струму  $k_{il} = 10^3$ ; регулятор напруги  $k_v = 300$ ,  $k_{vi} = k_v^2 / 4$ . Задана напруга ланки постійного струму дорівнює  $V_{dc}^* = 100$  В.

На рис. 5.25 і рис. 5.26 представлено графіки перехідних процесів отримані з моделювання і експериментально, з яких видно, що модель АКБ забезпечує достатній рівень точності для дослідження процесів керування DC-DC перетворювачем.

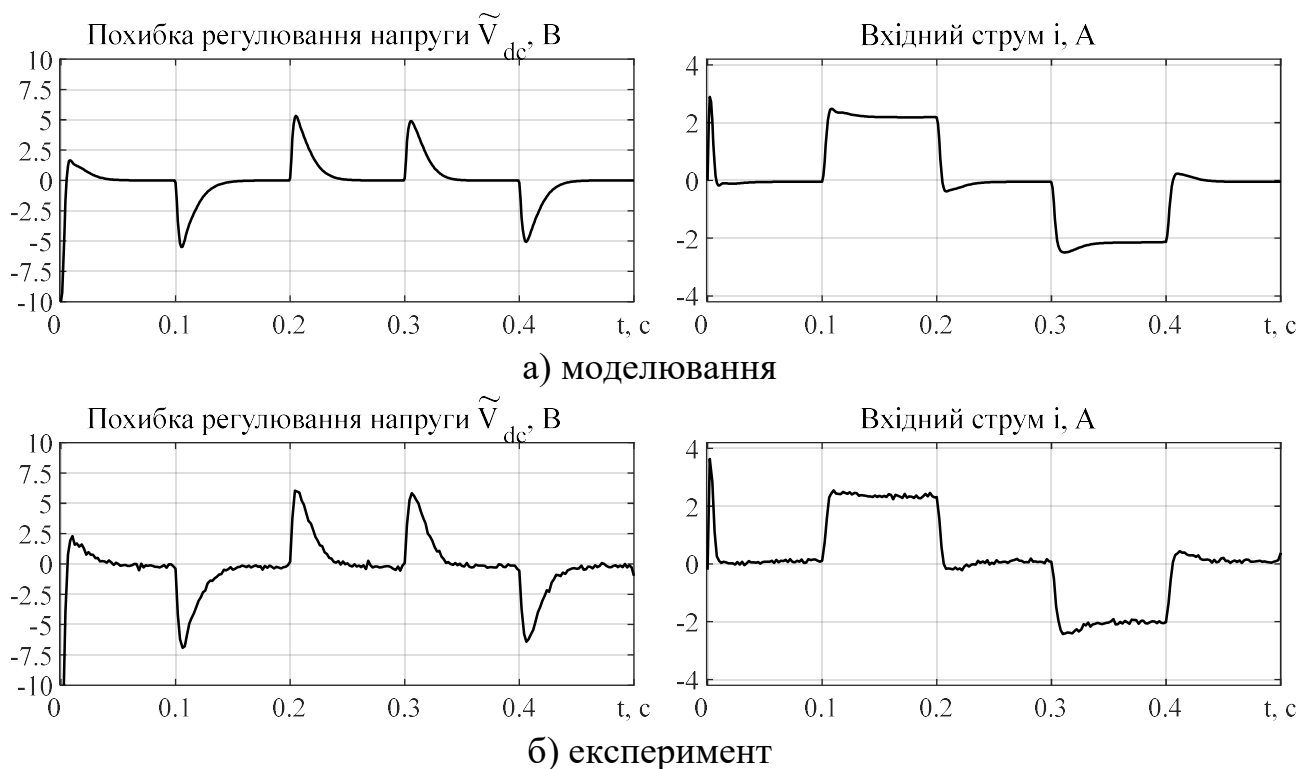


Рисунок 5.25 – Графіки перехідних процесів з алгоритмом (3.6), (3.15)

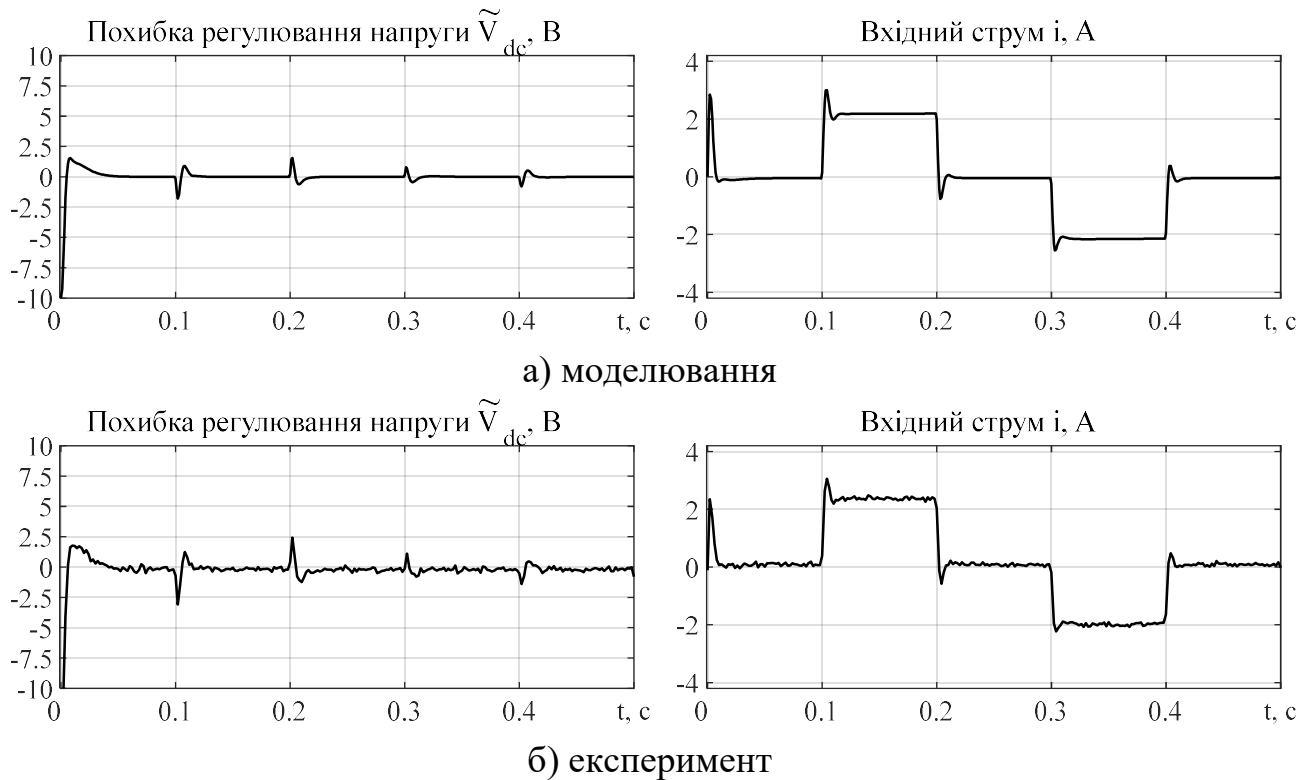


Рисунок 5.26 – Графіки перехідних процесів з алгоритмом з компенсацією струму навантаження (3.6), (3.34)

## 5.6 Система керування ГДЖ з ФНЧ

Моделювання (рис. 5.27) і експериментальні дослідження (рис. 5.28) проведено для визначення ефективності станції швидкого прототипного тестування ГДЖ, схему якої показано на рис. 5.2, а номінальні параметри збірки АКБ і СК №1 наведено в табл. Б.11 Додатку Б ( $V_{bt} = 24$  В). DC-DC перетворювачі аналогічні як в п. 5.4. Налаштування нелінійного алгоритму керування з трьома ПІ-регуляторами (4.9),(4.10) і ФНЧ (4.13),(4.14) (без  $V_{bt} / V_{sc}$ ) наступні: регулятори струмів:  $k_{i1} = 600$ ,  $k_{i2} = k_{i1}^2 / 4$ ; регулятор напруги  $k_v = 150$ ,  $k_{vi} = k_v^2 / 4$ ; стала часу ФНЧ  $T_f = 0.5$  с.

З аналізу рис. 5.27 і рис. 5.28 слідує, що напруга ланки постійного струму регулюється асимптотично, а також що струми АКБ та СК відпрацьовуються асимптотично. Досягається частотне розділення струмів, а експериментальні дані співпадають з результатами моделювання з достатньою точністю.

Для дослідження принципу частотного розподілу струму навантаження на «швидко» та «повільно» складові проведено додатковий тест, умовами якого передбачено синусоїдне завдання струму навантаження  $i_L = 0.5 \sin(2\pi ft)$  А. Для кожної частоти  $f$ , були записані струми навантаження АКБ і СК.

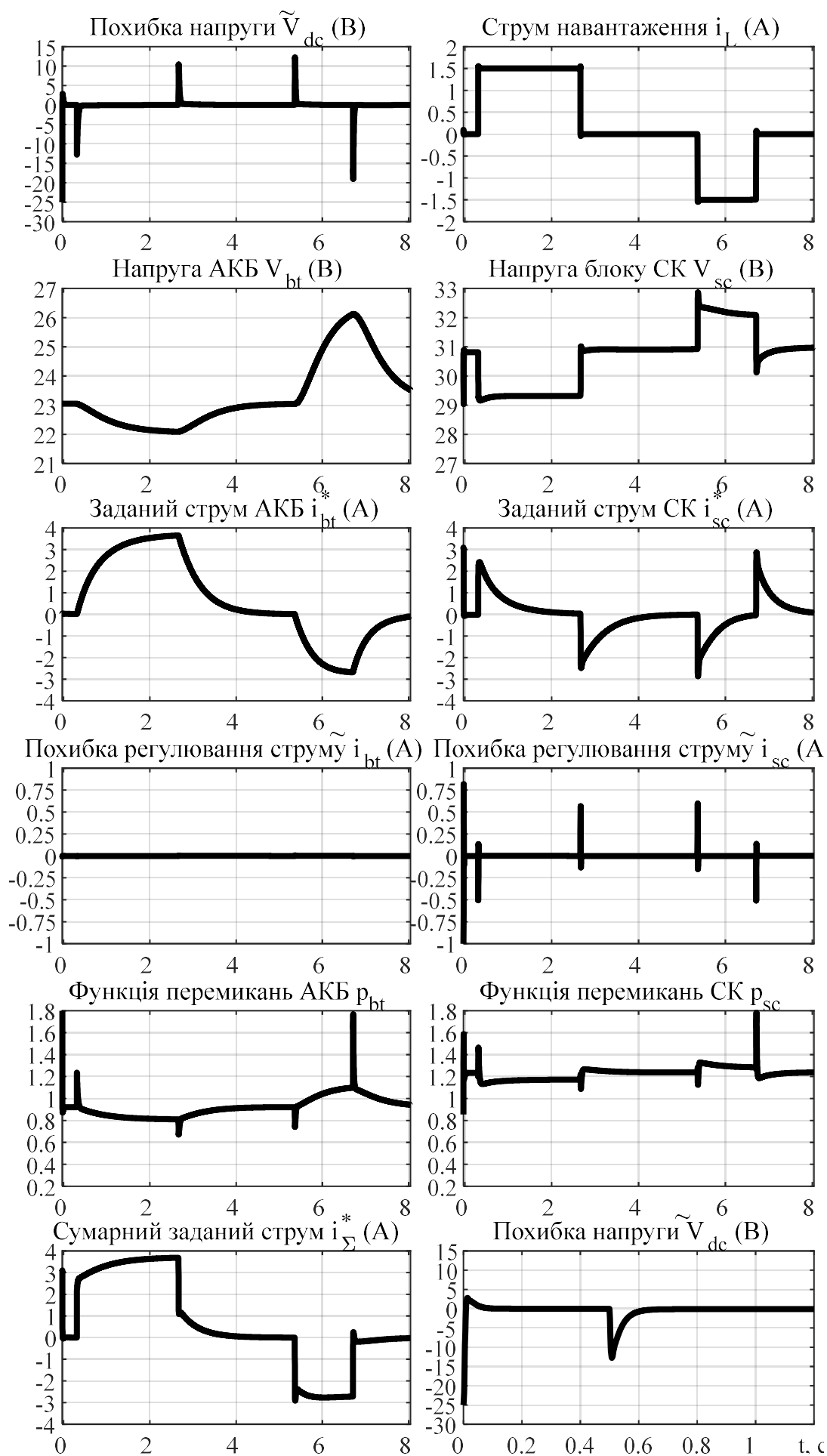


Рисунок 5.27 – Перехідні процеси в системі керування ГДЖ (моделювання)

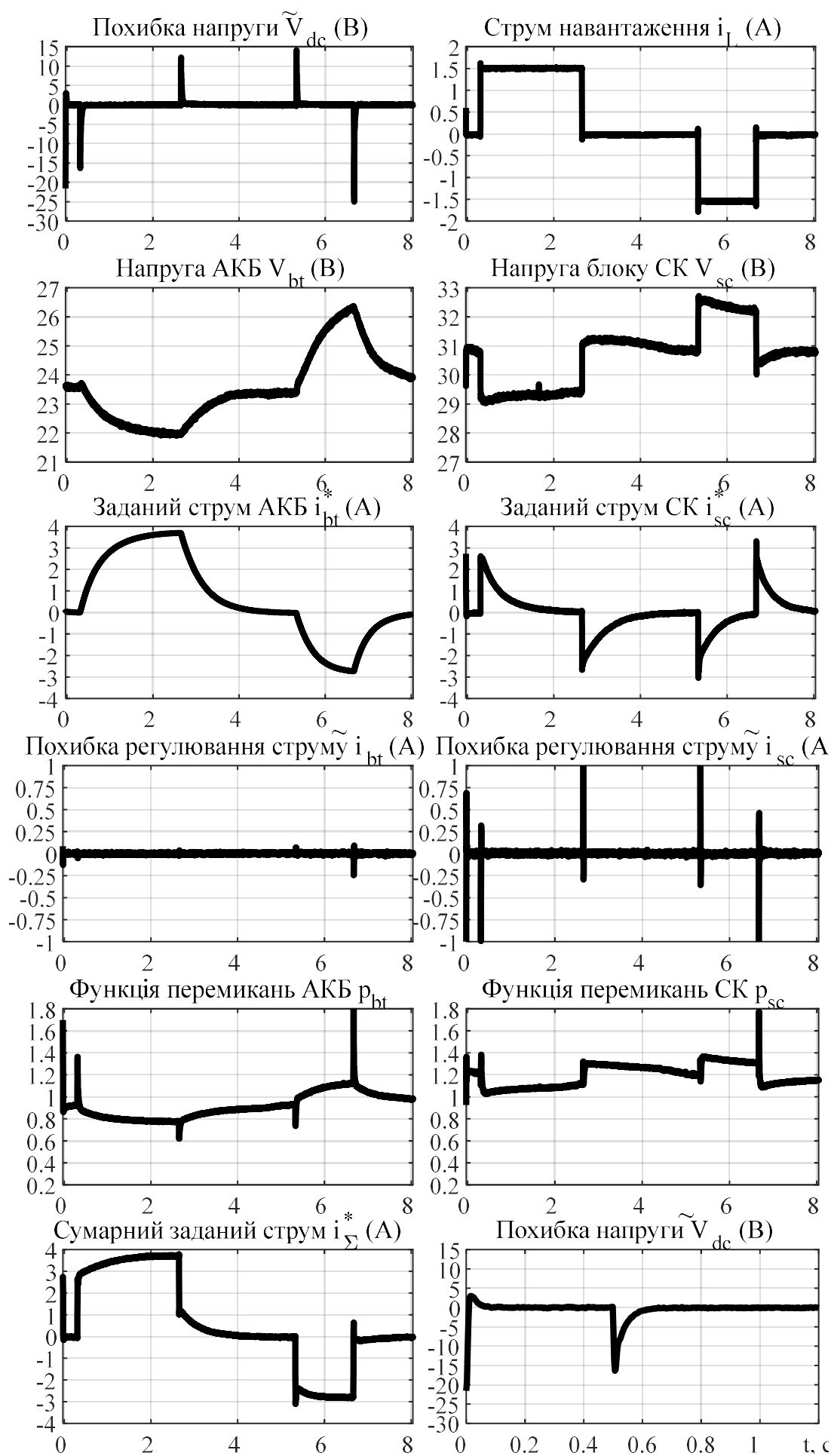


Рисунок 5.28 – Перехідні процеси в системі керування ГДЖ (експеримент)

Спектр частот обрано, виходячи з типової діаграми навантажень ЕТЗ для руху в місті [100], в якій струм ланки постійного струму складається переважно з гармонік низької частоти. Амплітудно-частотні характеристики струмів АКБ, СК і навантаження показано на рис. 5.29 у відносних одиницях. Базовим значенням взято струм навантаження на нульовій частоті  $i_{\Sigma}^* = i_{\Sigma 0}^*$  ( $f = 0$  Гц). Як слідує з рис. 5.29, система керування забезпечує регулювання напруги ланки постійного струму з коректним частотним розподілом струмів СК (частоти вище 1 Гц) АКБ (умовно постійний).

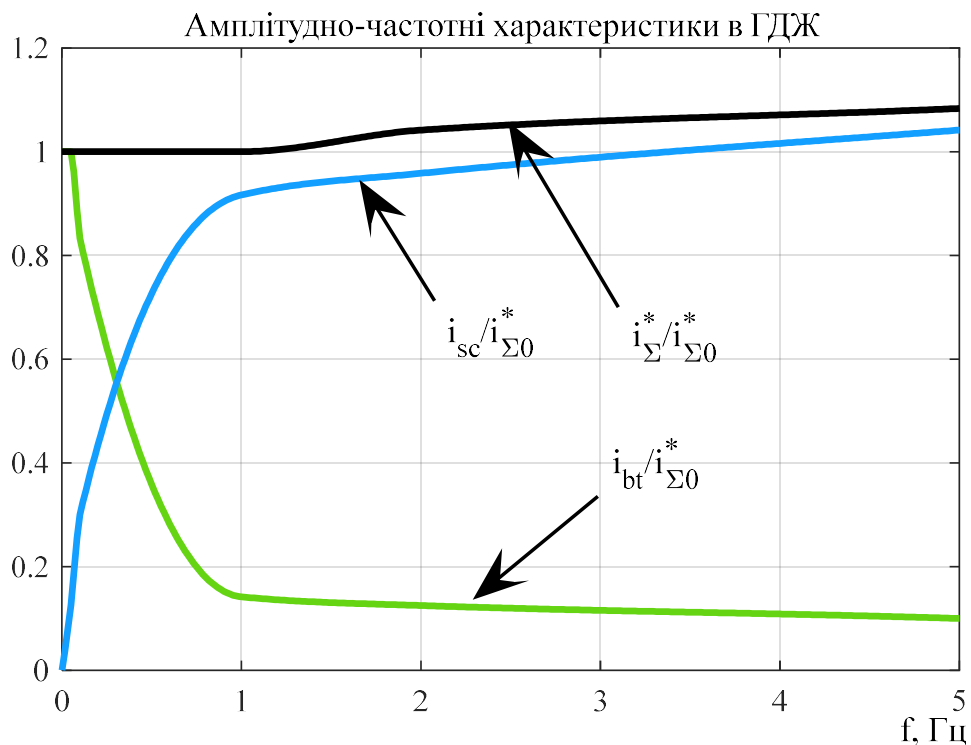


Рисунок 5.29 – Амплітудно-частотні характеристики струмів ГДЖ

## 5.7 Порівняння живлення від АКБ і ГДЖ на базі діаграми швидкості ЕТЗ

Метою даного підрозділу є порівняння характеристик акумуляторного та гібридного джерела живлення для електричних транспортних засобів на основі алгоритму керування з ФРЧ (4.13), (4.14), встановлення впливу налаштувань ФРЧ на розподіл струмів ГДЖ для різних прискорень ЕТЗ, а також покращення умов роботи АКБ у складі ГДЖ порівняно з живленням тільки від АКБ.

Для порівняння умов роботи АКБ в системах живлення застосовано загально прийняті критерії, які найбільше впливають на деградацію АКБ [100], [150]: а) максимальне значення струму в одному елементі АКБ  $i_{lc} = i_{bt} / N_p$ ; б) швидкість

зміни струму АКБ. Відмітимо, що визначення допустимої швидкості зміни струму АКБ та її вплив на ресурсні показники до цього часу не отримало кількісних оцінок.

*Методика тестування.* Дослідження процесів енергообміну між АКБ та СК виконано на станції швидкого прототипного тестування з літій-іонних АКБ і блоком СК (збірка №2), параметри якої надано в табл. Б.12 Додатку Б.

На відміну від попередніх досліджень, запропонована методика передбачає формування струму навантаження на основі розрахунку, виходячи з типових діаграм руху ЕТЗ. В процесі дослідження розподілу струмів у системах живлення використано послідовність керування блоком навантаження, яку показано на рис. 5.30: 1) емулюється розгін ЕТЗ в умовах різних заданих прискорень  $\epsilon$ ; 2) двигун працює з постійною швидкістю, покриваючи постійні втрати; 3) двигун гальмується.

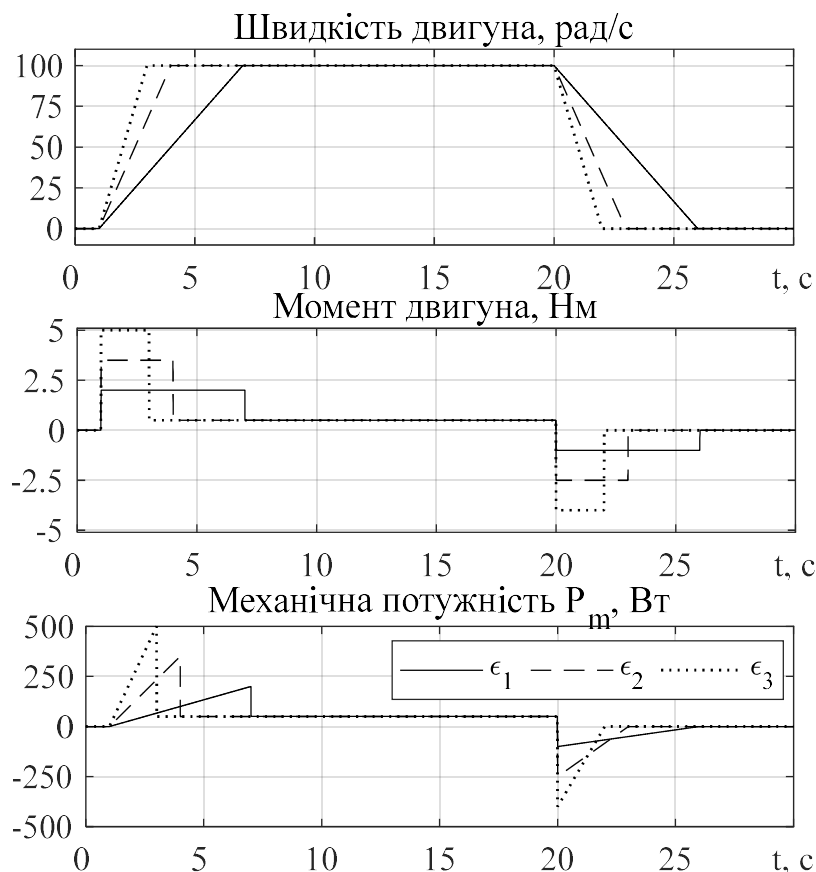


Рисунок 5.30 – Графіки перехідних процесів заданих траєкторій руху ЕТЗ

Вихідна механічна потужність  $P_m$  перераховується до електричної  $P_a$  з урахуванням втрат, які присутні в двигуні. Струм навантаження дорівнює  $i_L = P_a / V_{dc}$ . Така методика розрахунку навантаження може застосовуватись для всіх типів тягових електроприводів з векторно-керованими двигунами змінного струму.

Для дослідження визначено три значення прискорення  $\varepsilon_1 = 16.7 \text{ рад/с}^2$ ,  $\varepsilon_2 = 33.3 \text{ рад/с}^2$  та  $\varepsilon_3 = 50 \text{ рад/с}^2$ , які відповідають мінімальному, середньому та максимальному прискоренню емульованого ЕТЗ. Налаштування регуляторів відповідає налаштуванню тесту п. 5.6. Початкова напруга блоку СК дорівнює 90 В, задана напруга ГДЖ  $V_{dc}^* = 100 \text{ В}$ .

*Дослідження налаштування ФРЧ.* Експериментальні графіки перехідних процесів отримані на станції швидкого прототипного тестування за умови розгону ЕТЗ з прискореннями  $\varepsilon_1 - \varepsilon_3$  показано на рис. 5.31 – рис. 5.33. На рис. 5.31б додатково показано результати моделювання. На рисунках пунктирні лінії відповідають сумарному заданому струму  $i_\Sigma^*$ , який необхідний для тягового двигуна ЕТЗ, суцільними – струм АКБ  $i_{bt}$  з різним налаштуванням ФРЧ. Додатній напрямок струму відповідає розряду ГДЖ. Початкове налаштування ФРЧ відповідає  $T_f = 1.0 \text{ с}$  для всіх випадків прискорення, які показано на рис. 5.31а, рис. 5.32а і рис. 5.33а.

З аналізу рис. 5.31 видно, що використані моделі ГДЖ та джерел живлення забезпечують достатню точність моделювання.

З графіків видно, що фіксоване налаштування не забезпечує обмеження струму АКБ на певному рівні для кожного режиму роботи ЕТЗ з різним прискоренням. З метою обмеження максимального струму АКБ на однаковому рівні ( $i_{bt} = 3.3 \text{ А}$ ) ФРЧ було переналаштовано для випадків прискорень  $\varepsilon_2$  та  $\varepsilon_3$  до рівня  $T_f = 2.1 \text{ с}$  та  $T_f = 2.35 \text{ с}$  відповідно, що показано на рис. 5.32б і рис. 5.33б.

Необхідно відмітити, що інтегральне значення струму АКБ  $i_{bt}$  залишається постійним при розгоні та гальмуванні, тобто АКБ зберігає/витрачає однакову кількість енергії незалежно від налаштування ФРЧ в перехідних режимах ЕТЗ. З результатів тестування для різних значень початкової напруги СК підтверджено, що формування струму СК відповідно до (4.14) забезпечує розподіл струмів, що СК постачає миттєву потужність відповідно до рівня своєї напруги.

Для акумуляторного живлення використано одну паралельну вітку елементів, тому в усіх елементах струм дорівнює  $i_{lc} = i_{bt}$ . Для ГДЖ застосовано 2 вітки, тому струм в елементі АКБ  $i_{lc} = i_{bt} / 2$ .



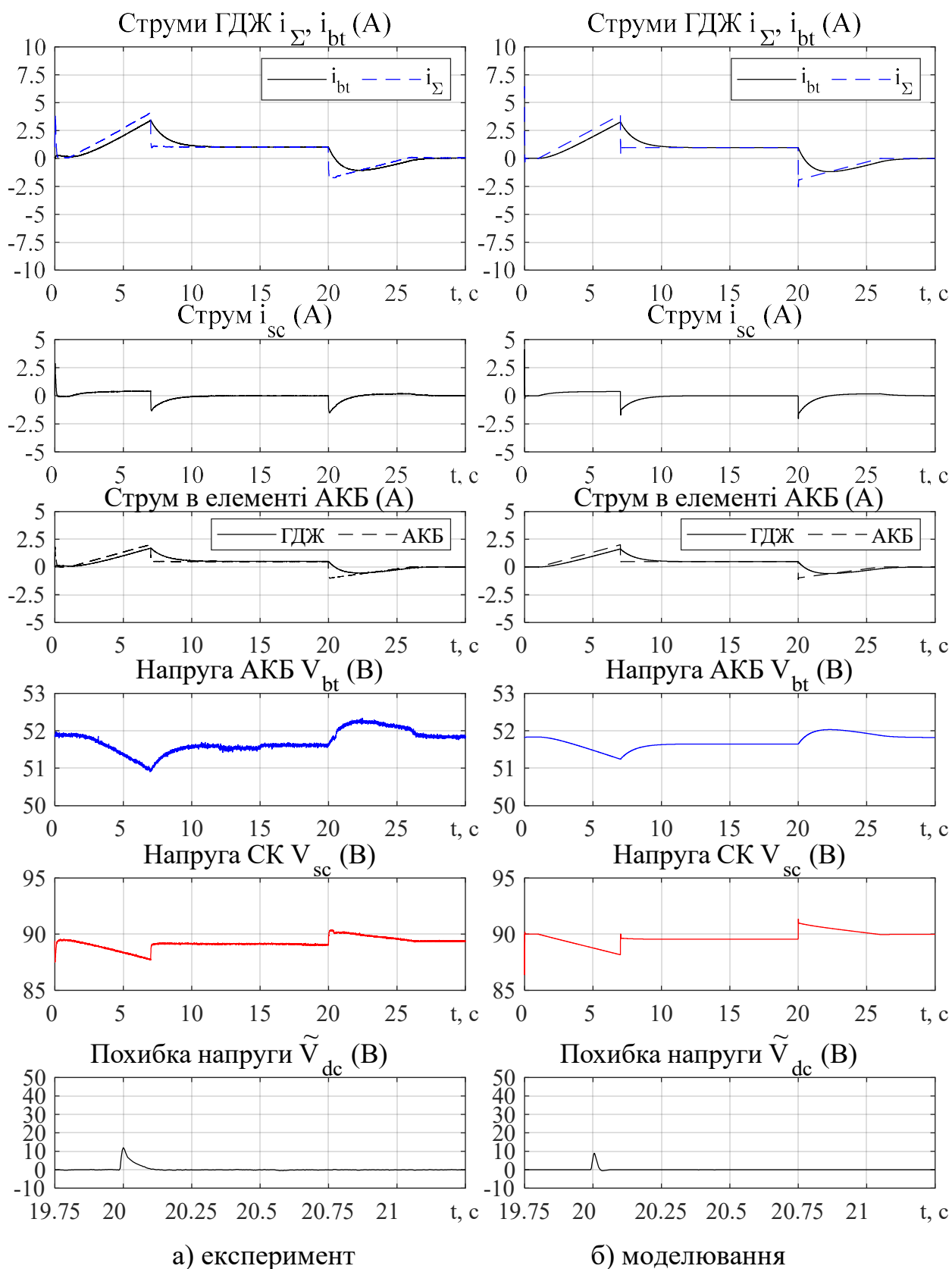


Рисунок 5.31 – Графіки перехідних процесів в ГДЖ і АКБ при  $T_f = 1$  с

$$(\varepsilon = 16.7 \text{ рад/с}^2)$$

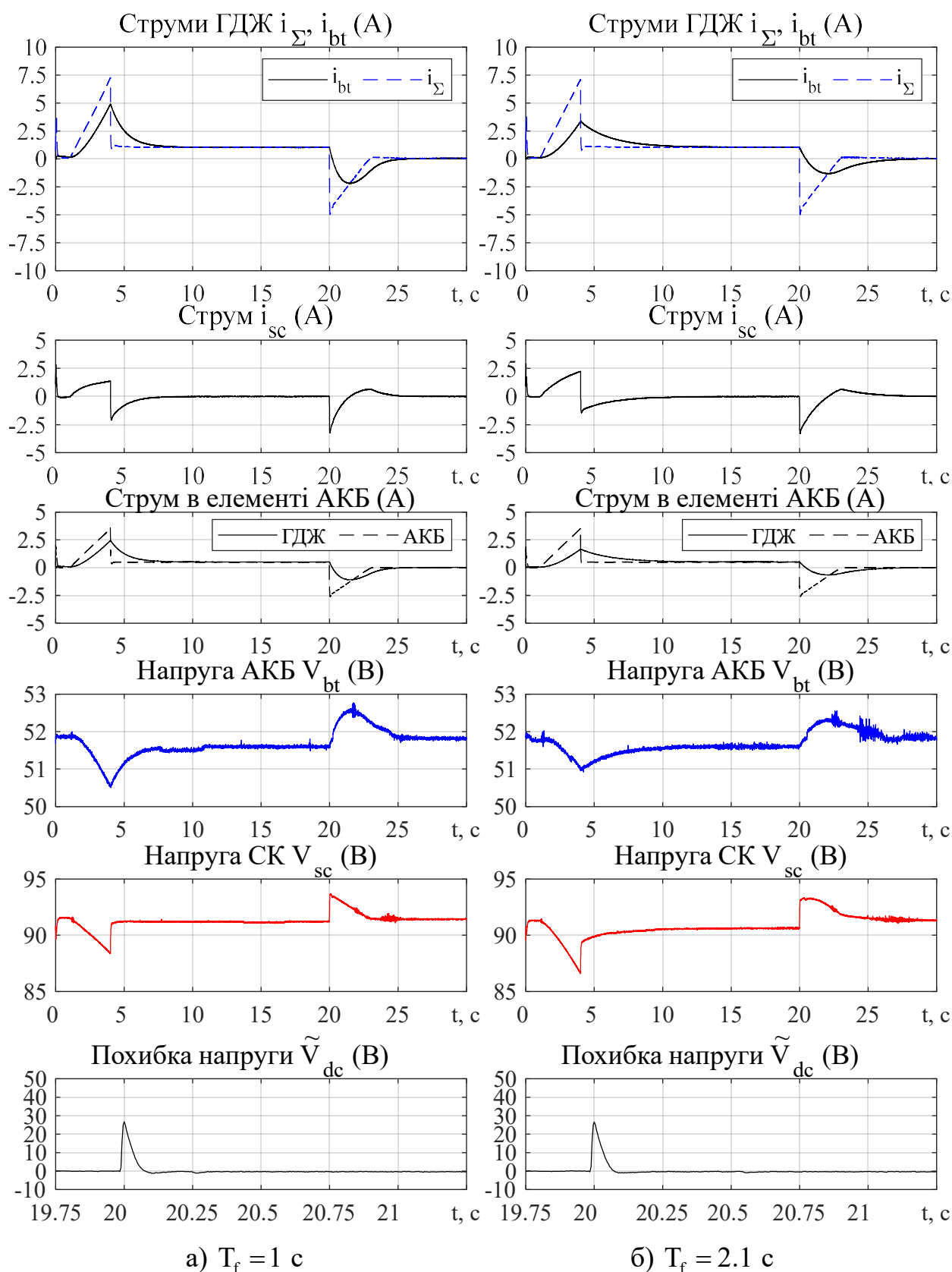


Рисунок 5.32 – Графіки перехідних процесів в ГДЖ і АКБ ( $\varepsilon = 33.3$  рад/с<sup>2</sup>)  
(експеримент)

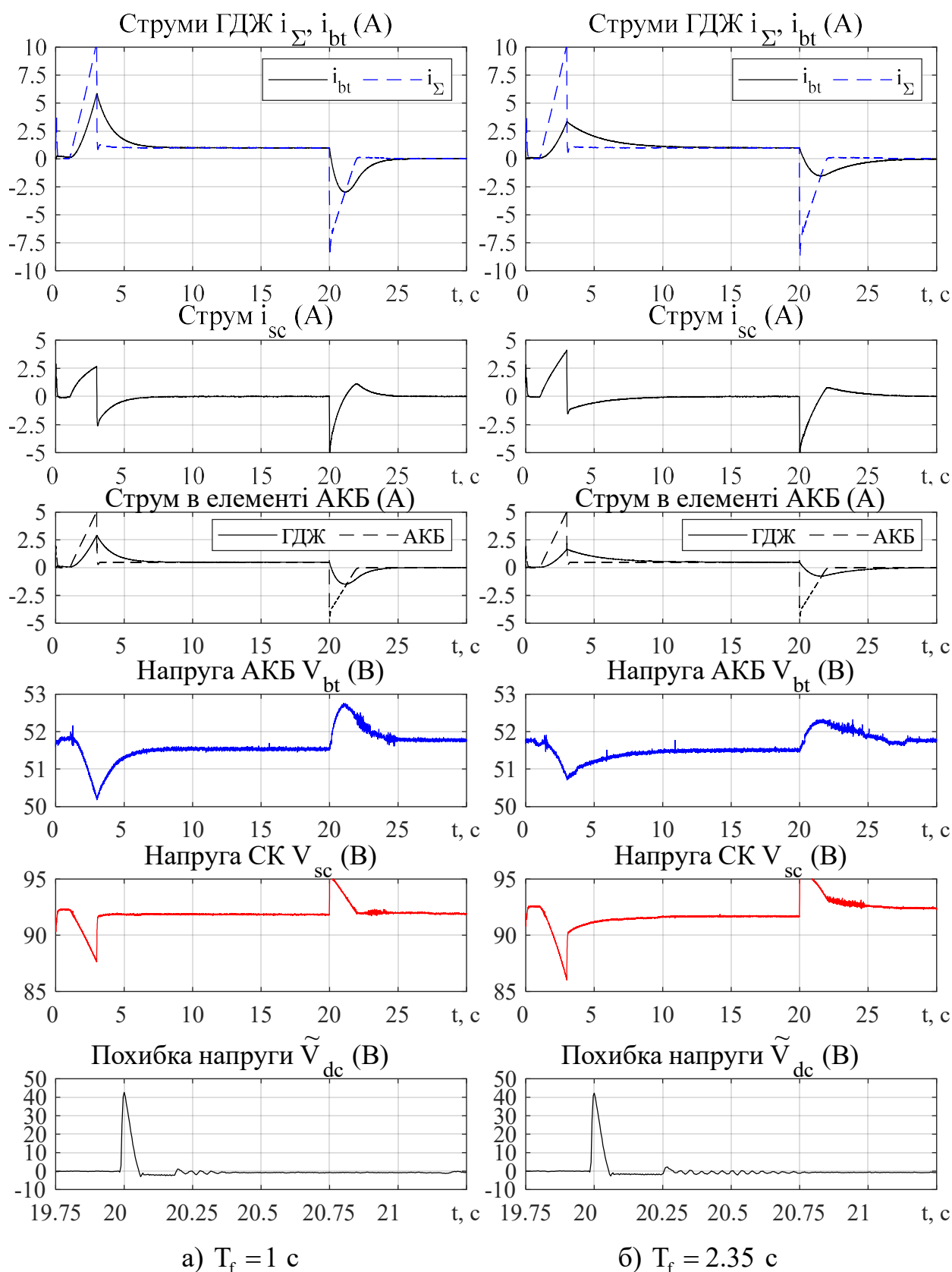


Рисунок 5.33 – Графіки перехідних процесів в ГДЖ і АКБ ( $\varepsilon = 50$  рад/с<sup>2</sup>)  
(експеримент)

Для систем ГДЖ з фіксованим налаштуванням ФРЧ, а саме для блоку СК, немає можливості отримати більше енергії від ЕТЗ, ніж було віддано. Потенційно

адаптація ФРЧ і додатковий регулятор заряду блоку СК дозволить перевести всю енергію рекуперації до блоку СК, а потім розряджати його на АКБ з лімітованим значенням струму та швидкістю заряду, або використати накопичену енергію для інтенсивного розгону без залучення АКБ.

З графіків перехідних процесів напруг АКБ і СК можна зробити висновок, що відпрацювання режиму гальмування з більшим абсолютним значенням прискорення призводить до наведення більшого рівня шумів, що викликано режимом роботи регуляторів струмів з великими коефіцієнтами підсилення. Природно, при збільшенні фільтрації струму АКБ, напруга АКБ також має більш гладку форму.

З графіків перехідних процесів похибки регулювання напруги можна зробити висновок, що налаштування ФРЧ не впливає на динаміку регулювання напруги ланки постійного струму повністю керованого ГДЖ, тоді як в акумуляторному живленні вихідна напруга напряму залежить від стану заряду АКБ, усталеного значення струму навантаження та варіації параметрів АКБ внаслідок старіння.

З рис. 5.31 – рис. 5.33 слідує: а) прискорення  $\varepsilon_1 - \varepsilon_3$  вимагають різного налаштування  $T_f$ ; б) процеси розгону-сповільнення і виходу на постійну швидкість потребують різного налаштування навіть в умовах однієї діаграми швидкості.

*Порівняння розподілу струмів в ГДЖ і акумуляторному живленні.* Для порівняння умов роботи АКБ при живленні ЕТЗ від ГДЖ та тільки від АКБ на рис. 5.31 – рис. 5.33 показано струм в елементах АКБ  $i_{1c}$ , де суцільні лінії показують струм в елементах АКБ у ГДЖ, а пунктирні лінії – при живленні тільки від АКБ.

Відмітимо, що струм навантаження  $i_L$  для живлення тільки від АКБ дорівнює струму АКБ, проте він в два рази менший за  $i_\Sigma^*$  для ГДЖ, адже напруга елементів АКБ дорівнює напрузі ланки постійного струму, а для випадку ГДЖ – напруга елементів АКБ в два рази менша. Показано, що застосування ФРЧ зменшує максимальне значення струму АКБ, що визначається його налаштуванням.

Відзначимо поведінку ГДЖ при гальмуванні, що починається у момент часу  $t = 20$  с. Спочатку струм заряджає блок СК. Після того, як сумарний струм  $i_\Sigma^*$  та  $i_{bt}$  стають рівними ( $t \approx 22$  с), навантаження спадає швидше, ніж може змінитися струм АКБ. Тому блок СК постачає зарядний струм до АКБ для підтримки гладкої форми

$i_{bt}$ . З аналізу слідує, що адаптивне налаштування ФРЧ може потенційно зменшити струм в елементах АКБ: для показаного випадку струм  $i_{1c}$  зменшено більше, ніж втричі до 1.5 А для живлення від ГДЖ у порівнянні з 5 А – для живлення від АКБ.

У всіх випадках з однаковим налаштуванням сталої часу ФРЧ  $T_f=1$  с перехідні процеси розподілу струмів АКБ та СК після закінчення розгону закінчуються за однаковий термін часу приблизно 3 с. Проте після гальмування ЕТЗ вони тривають тим менше, чим з більшою інтенсивністю гальмувався ЕТЗ внаслідок збільшення різниці між заданим сумарним струмом та струмом АКБ. З аналізу слідує, що блок СК може з більшою інтенсивністю розподілити струми в ГДЖ.

## 5.8 Дослідження контуру регулювання напруги СК

Метою підрозділу є дослідження динаміки повної системи керування ГДЖ із запропонованим регулятором напруги СК для встановлення її працездатності і перевірки методики налаштування на основі збірки ГДЖ №2 (табл. Б.12 Додатку Б).

Тест включає стабілізацію вихідної напруги ГДЖ з компенсацією струму навантаження. Максимальне значення навантаження 3 А є близьким до граничного з точки зору параметрів і умов роботи DC-DC перетворювачів. Інтервал без навантаження необхідний для аналізу довготривалого відпрацювання напруги СК.

Початкові умови:  $V_{bt}(0) = 52$  В,  $V_{sc}(0) = 70$  В;  $V_{dc}(0) = 100$  В, задані напруги:  $V_{sc}^* = 75$  В;  $V_{dc}^* = 100$  В. Налаштування: регулятори струмів:  $k_i = 1000$ ,  $k_{ii} = k_i^2/4$ ; регулятор вихідної напруги:  $k_v = 400$ ,  $k_{vi} > k_v^2/4$ ; стала часу ФРЧ  $T_f = 1.5$  с; регулятор напруги СК (4.21):  $k_{sc} = 0.05$ ,  $\xi = 1$ ,  $T_s = 5$  с ( $\omega_{of} = 6.7\omega_{os}$ ).

Результати математичного моделювання зображено на рис. 5.34. На інтервалі часу до 5 с немає навантаження, отже струм заряду  $i_{ch}^*$  змушує АКБ заряджати СК. Протягом часу 5-10 с в регуляторі вихідної напруги  $V_{dc}$  струм навантаження  $i_L$  алгебраїчно складається з  $i_{ch}^*$ , тому значення сумарного заданого струму  $i_\Sigma^*$  дещо вище, ніж у випадку без регулятора заряду (приблизно на 0.6 А по відношенню до 5 А). Далі, на інтервалі часу 10-20 с навантаження є постійним, АКБ постачає енергію як до ЕП, так і до СК. У рекуперативному режимі процес повторюється. З графіків слідує, що напруга СК асимптотично відпрацьовується.

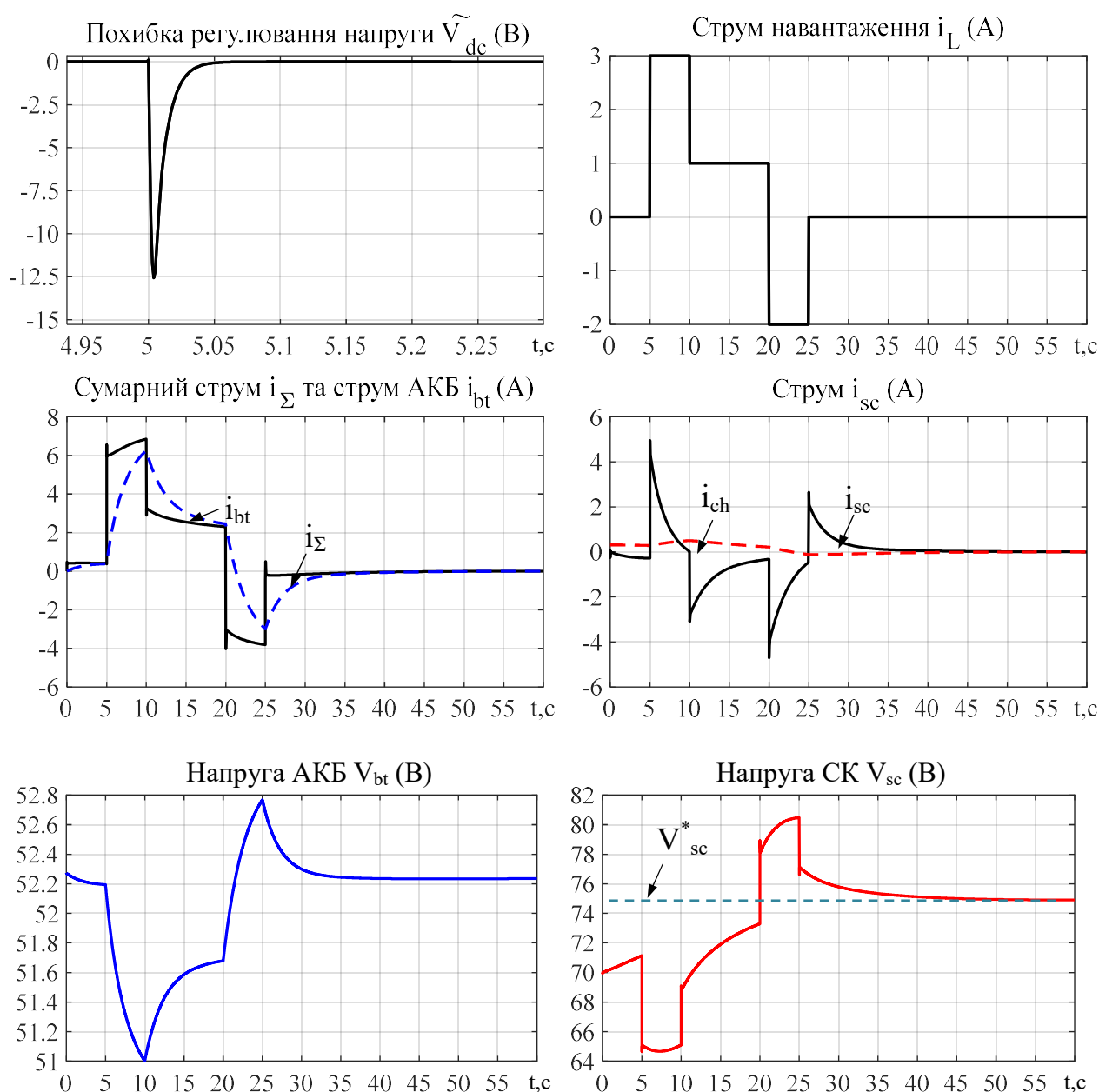


Рисунок 5.34 – Графіки перехідних процесів ГДЖ з регулюванням напруги СК

Динаміку похибки регулювання напруги ланки постійного струму показано в момент часу 25 с, з якої слідує, що регулятор заряду СК не впливає на регулювання вихідної напруги  $V_{dc}$ .

На рис. 5.35 показано порівняння графіків перехідних процесів в системі без регулятора напруги СК (чорні лінії) та з регулятором (сині лінії). З графіків напруги блоку СК і АКБ можна побачити, що напруга СК плавно прямує до заданого значення. Без регулятора заряду СК, її напруга не регулюється і після закінчення відпрацювання циклу навантаження вона має значення приблизно таке саме, як і до початку тесту. З графіка струму СК слідує, що блок СК в обох випадках

відпрацьовує швидкозмінні частки струму. Зокрема, в момент часу 25 с виникає процес скидання навантаження, тому для підтримання плавної зміни струму АКБ  $i_{bt}$  блок СК входить в режим розряду на АКБ.

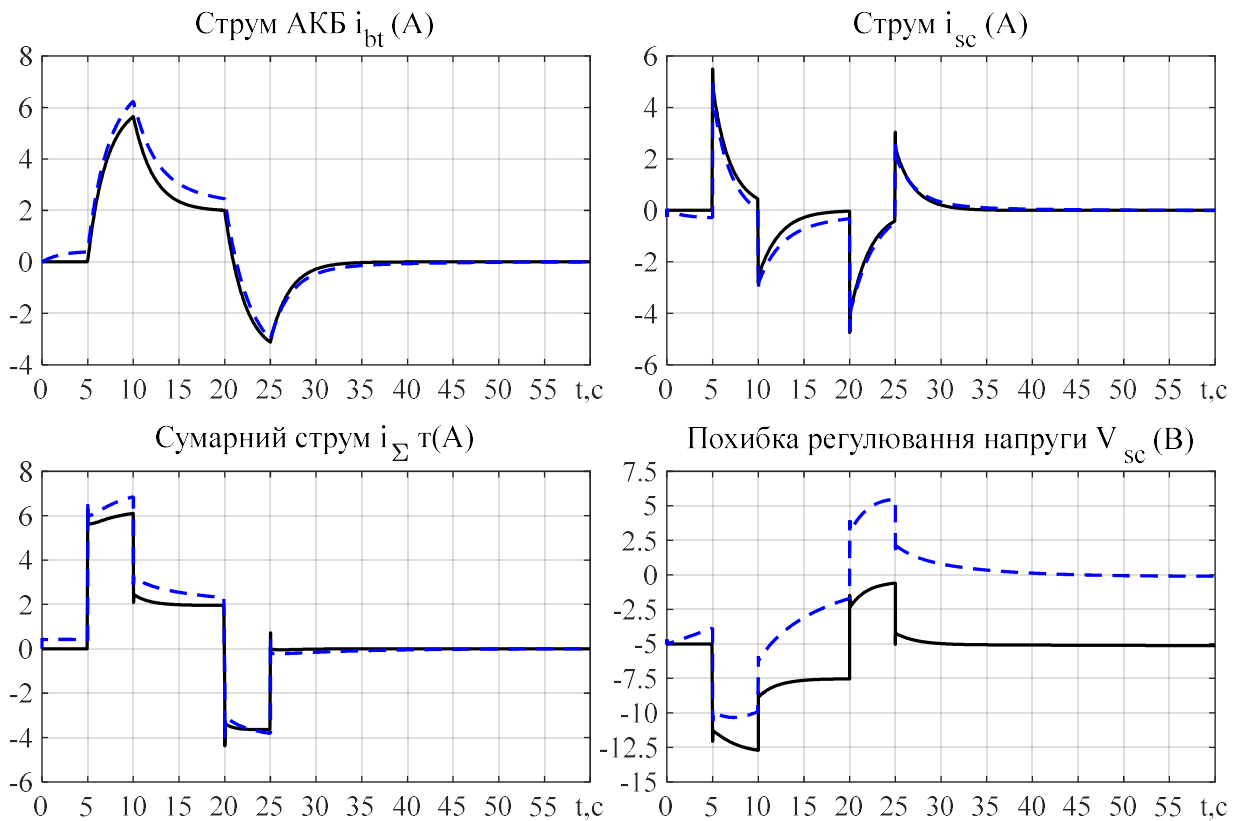


Рисунок 5.35 – Графіки перехідних процесів ГДЖ (чорні лінії – без регулятора напруги СК; сині лінії – із запропонованим регулятором напруги СК)

На рис. 5.36 зображено аналогічні графіки в системі з меншим співвідношенням ( $\omega_{of} = 5\omega_{os}$ ), порівнюються системи керування без ФНЧ регулятора заряду [88] та з ФНЧ регулятора заряду блоку СК. Як слідує з аналізу рис. 5.36, невикористання ФНЧ призводить до того, що підсистеми регулювання напруги ланки постійного струму і напруги СК є зв'язаними. Це проявляється в тому, що при накиданні навантаження струм заряду СК  $i_{ch}^*$  різко зростає, що призводить до збільшення сумарного заданого струму  $i_{\Sigma}^*$  і збільшення похибки регулювання напруги ланки постійного струму. Як слідує з аналізу рис. 5.34 – рис. 5.36, запропонований регулятор напруги СК із достатнім розділенням ( $\omega_{of} = 6.7\omega_{os}$ ) забезпечує асимптотичну розв'язку процесів регулювання вихідної напруги і напруги СК, і практично не впливає на розподіл струмів між АКБ і СК.

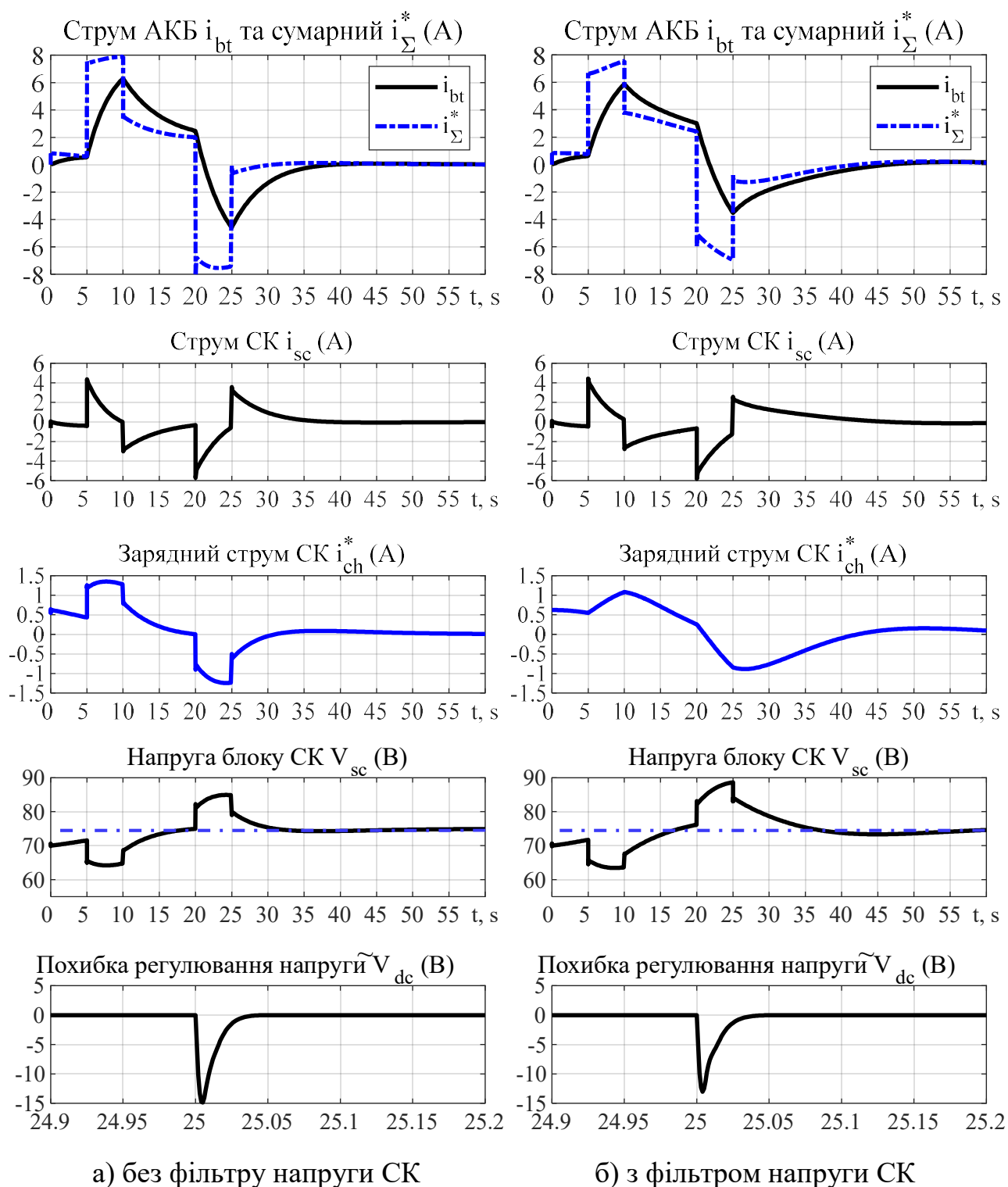


Рисунок 5.36 – Графіки перехідних процесів в системі керування ГДЖ з регулюванням напруги СК  $\omega_{of} = 5\omega_{os}$  (а – без ФНЧ, б – алгоритм з ФНЧ)

## 5.9 Порівняння топологій джерел живлення на основі діаграми швидкості ЕП

З результатів експериментального тестування і моделювання можна зробити висновок, що розроблене програмне забезпечення для проведення експериментальних досліджень і моделювання забезпечують достатню точність



співпадіння динамічних процесів. Це дозволяє проводити дослідження алгоритмів керування ГДЖ засобами моделювання на основі циклу роботи електроприводу тягової ЕМС.

Метою даного дослідження є: а) розвиток методології досліджень електромеханічних систем електричних транспортних засобів з гібридними джерелами живлення; б) порівняння розповсюджених топологій джерел живлення з енергетичної точки зору електроприводу ЕТЗ. Дане дослідження не претендує на всеосяжність, а тільки направлене на визначення тих факторів роботи АКБ, які найбільше впливають на їх старіння, а саме: значення струмів АКБ і його похідних.

Функціональну схему тягової системи ЕТЗ показано на рис. 5.37. Системи керування ГДЖ і керування СДПМ (2.46) – (2.48) показано на рис. 5.37а і 5.37б.

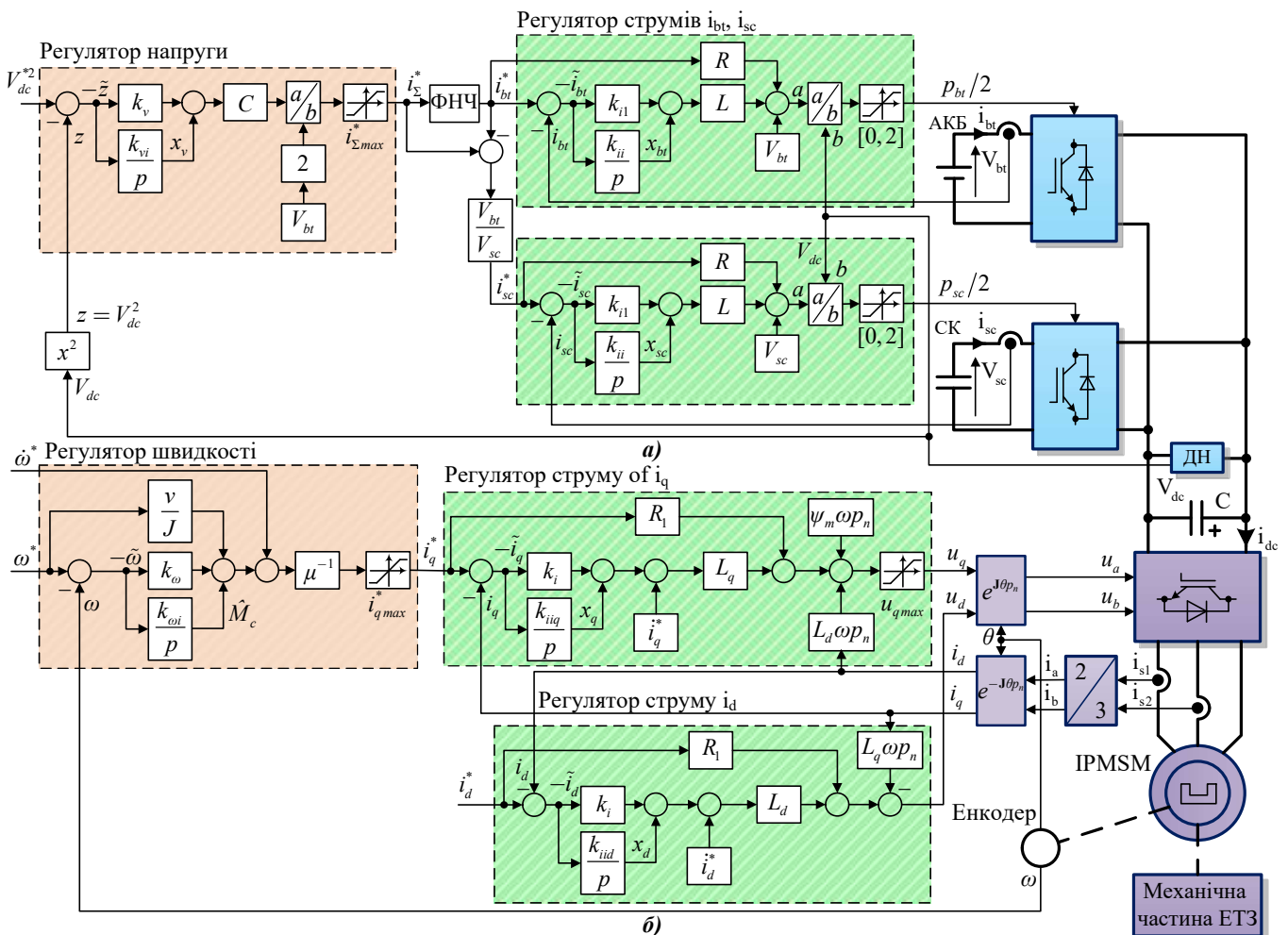


Рисунок 5.37 – Функціональна схема повної електромеханічної системи ЕТЗ

Алгоритми керування швидкістю СДПМ, розроблені в [128], [130], забезпечують асимптотичне відпрацювання механічних координат в умовах дії постійного моменту навантаження. В [131] – [133] наведено розроблені методи, які

використовувалися для попередньої ідентифікації параметрів СДПМ, розрахунку потоків машини і розрахунку індуктивностей за осями  $d$  і  $q$ . Алгоритм керування ГДЖ засновано на алгоритмі з ФРЧ (4.7), (4.9), (4.10), (4.13), (4.14). Паспортні дані СДПМ потужністю 3 кВт надано в табл. Б.3, а параметри збірки ГДЖ (збірка №3), наведено в табл. Б.13 Додатку Б.

Алгоритми керування ГДЖ і СДПМ включають обмеження максимальних струмів  $i_{\Sigma \max}^*$ ,  $i_{q \max}$  і напруг  $p_{bt}, p_{sc} \in [0; 2]$ ,  $u_{q \max} = \sqrt{V_{dc}^2/3 - u_d^2}$  із функцією «anti-windup». Останнє обмеження слідує з точки зору, що необхідний модуль напруги інвертора  $|\mathbf{u}| = \sqrt{u_d^2 + u_q^2}$  завжди є обмеженим значенням напруги ланки постійного струму  $|\mathbf{u}| \leq V_{dc}/\sqrt{3}$  внаслідок імплементації інвертора з просторовою ШІМ [105]. Алгоритми керування іншими топологіями можуть бути легко отриманими з рис. 5.37а шляхом прибирання відповідних контурів регулювання.

*Критерії порівняння топологій ГДЖ.* Необхідною умовою для порівняння джерел живлення з різними напругами є однакова потужність джерел живлення, що еквівалентно однаковій кількості елементів.

Загально використовувані критерії для порівняння різних топологій з деградації АКБ і ефективності джерел включають [52], [77], [79] – [81]: 1,2) інтеграли середньо-квадратичних значень струму одного елемента і його похідної  $W_{in} = t_s^{-1} \int_{t_0}^{t_0+t_s} i_{lc}^2(\tau) d\tau$ ,  $D_{in} = t_s^{-1} \int_{t_0}^{t_0+t_s} f^2(\tau) d\tau$ , де  $i_{lc} = i_{bt} / N_p$  – струм в одному елементі АКБ;  $t_0$  – початковий момент часу;  $t_s$  – кінцевий момент часу;  $f(t) = di_{lc}/dt$  – похідна струму  $i_{lc}$ ; 3) усталена похибка регулювання напруги ланки постійного струму  $\tilde{V}_{dc}$  (або відхилення напруги від номінального значення для топологій без контуру регулювання вихідної напруги); 4) загальна складність впровадження, налаштування і керування системи.

Необхідно відмітити, що визначення допустимої швидкості зміни струму АКБ та її вплив на строк їх служби ще не визначено кількісно в доступних довідниках [117], [118].

*Результати експериментального тестування алгоритму регулювання швидкості СДПМ.* Хоча типові ЕТЗ працюють в режимі регулювання моменту, дослідження взаємодії ГДЖ з тяговим ЕП можуть бути проведеними для режиму відпрацювання швидкості. Послідовність операцій керування: 1) ненавантажений двигун відпрацьовує задану траєкторію швидкості другого порядку  $\omega^*(t)$  з 0.1 с з нульової швидкості до 100 рад/с (45 % від номінальної) з динамічним моментом, що дорівнює номінальному (13.6 Нм); 2) на інтервалі 0.5-1.3 с прикладається постійний момент навантаження, що дорівнює 75 % від номінального значення; 3) двигун гальмується, починаючи з 1.65 с. Така послідовність операцій керування забезпечує роботу ЕП з необхідною напругою ланки постійного струму, що не перевищує 320 В (електрична потужність під навантаженням становить 1.2 кВт).

Налаштування коефіцієнтів регуляторів встановлено прийнято наступним: регулятор швидкості  $k_\omega = 100$ ,  $k_{\omega i} = k_\omega^2/2$ ; регулятори струмів  $k_i = 1000$ ,  $k_{iid} = k_{iiq} = k_i^2/4$ . Завдання струму  $i_d^* = 0$ . Графіки перехідних процесів моделювання і експериментального тестування показано на рис. 5.38. Напругу ланки постійного струму в умовах моделювання показано для випадку акумуляторного живлення, в експерименті напруга була постійною.

З аналізу графіків на рис. 5.38 слідує, що алгоритм керування швидкістю забезпечує асимптотичне відпрацювання швидкості і враховує обмеження напруги ланки постійного струму. Результати моделювання з достатньою точністю збігаються з експериментальними даними, тому дані моделювання можуть бути використані для тестування топологій ГДЖ.

*Результати тестування різних топологій джерела живлення на основі циклу роботи СДПМ.* Метою дослідження є встановлення властивостей різних топологій джерела живлення, показаних на рис. 5.39, в типових режимах роботи ЕП тягових електромеханічних систем ЕТЗ.

Тестування повної електромеханічної системи, представленої на рис. 5.37, включає відпрацювання струму  $i_L$  разом із регулюванням напруги ланки постійного струму (на рівні  $V_{dc}^* = 320$  В) в умовах випробування СДПМ, наведених на рис. 5.38.

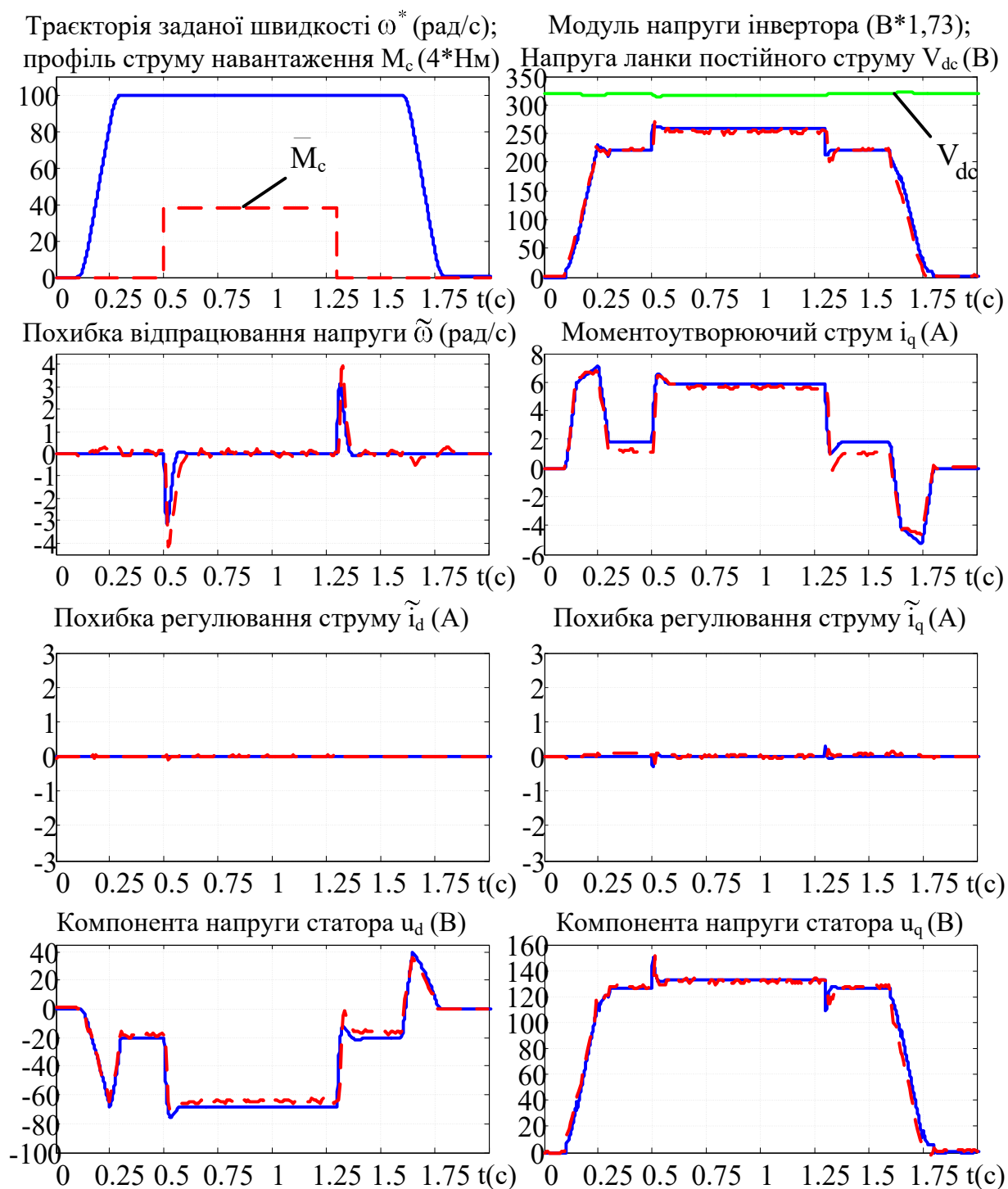


Рисунок 5.38 – Графіки перехідних процесів системи керування швидкістю СДПМ  
(красні лінії – експеримент, сині – моделювання)

Алгоритми керування різними топологіями ГДЖ були налаштовані для досягнення однакового рівня якості регулювання напруги і вхідних струмів, як показано в п. 5.7. В активних топологіях (N5, N6, N7) алгоритми мають однакове налаштування ФРЧ,  $T_f = 0.1$  с, яке налаштовано для досягнення як усталеного режиму струму АКБ, так і його фільтрацію в умовах тесту. Електрична потужність

двигуна використовується для розрахунку струму ланки постійного струму (струму навантаження ГДЖ  $i_L = i_{dc}$ )  $i_{dc} = P_e / V_{dc}$ ,  $P_e = (3/2)(u_d i_d + u_q i_q)$ .

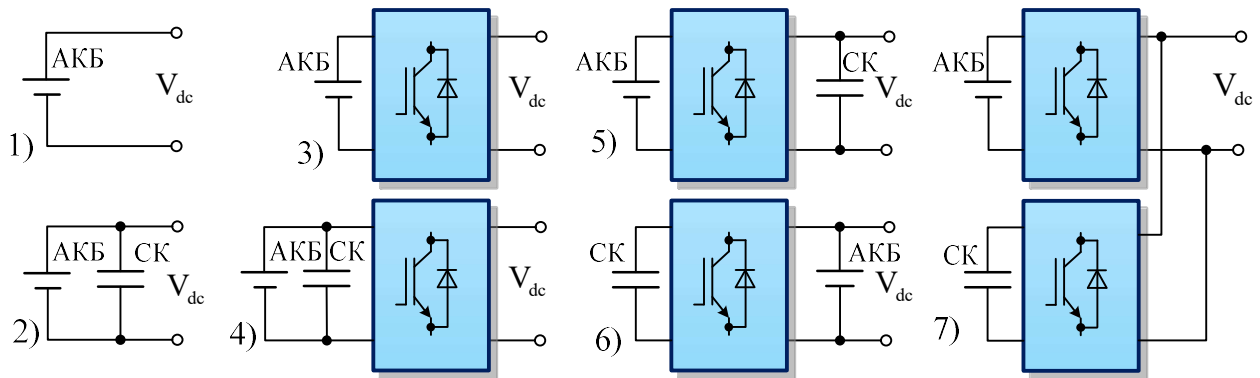


Рисунок 5.39 – Функціональні схеми топологій джерел живлення тягових ЕМС

Графіки перехідних процесів похибки регулювання напруги і відношення струмів показано на рис. 5.40 для всіх розповсюджених топологій, зображених на рис. 1.6, окрім топологій N3 і N4, оскільки їх перехідні характеристики еквівалентні топологіям N1 і N2 відповідно з додаванням регулювання напруги. Початковий стан заряду всіх елементів АКБ дорівнює 95.1%, що забезпечує нульове відхилення вихідної напруги для роботи АКБ без перетворювача. Початкова напруга СК дорівнює 200 В при роботі з окремим перетворювачем.

Струм в одному елементі АКБ  $i_{lc}$  показано у відносних одиницях з еталонним значенням усталеного струму під дією моменту навантаження для акумуляторного живлення  $i_{lc}^{(1)} = 1.85$  А. Струм СК і струм навантаження масштабовані значенням усталеного струму навантаження для акумуляторного живлення,  $i_{dc}^{(1)} = 3.7$  А. З аналізу графіків на рис. 5.40 слідує, що напруга ланки постійного струму асимптотично відпрацьовується для всіх топологій, в яких присутнє керування DC-DC перетворювачем. Для інших топологій напруга не регулюється на постійному рівні.

Розраховані значення критеріїв порівняння представлено у табл. 5.5. Дані для акумуляторного живлення розглядаються як базові  $W_{in}^{(1)} = 1.6$ ,  $D_{in}^{(1)} = 258$ . Дані інших топологій показано у відносних одиницях до базових значень. З аналізу рис. 5.40 і табл. 5.5 випливає, що інтегральне середньо-квадратичне значення струму елемента АКБ  $W_{in}$  є мінімальним для пасивних топологій N2 і N4. Це пояснюється тим, що

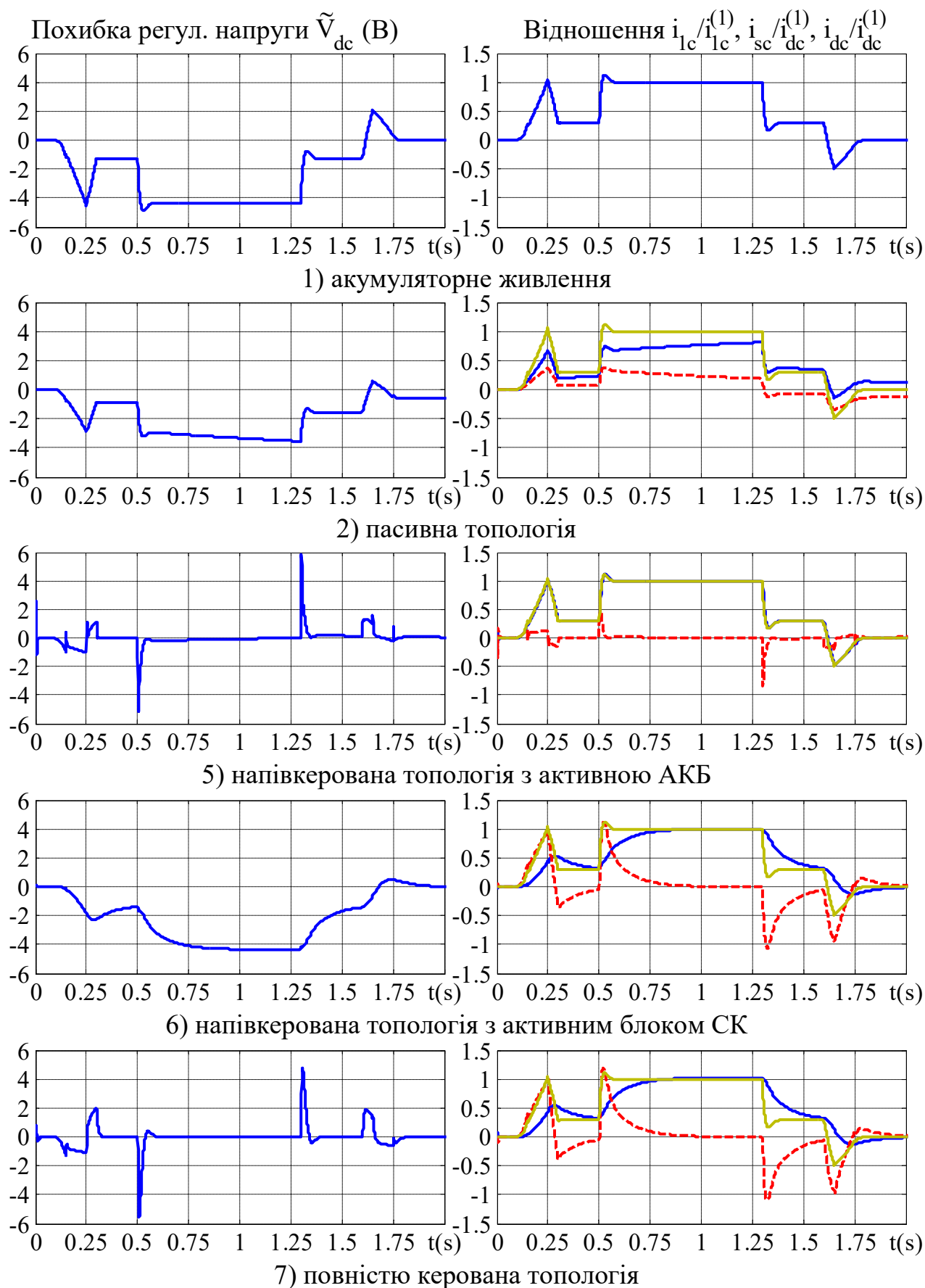


Рисунок 5.40 – Графіки перехідних процесів в різних топологіях джерела живлення з

СДПМ (сині лінії – відношення струму в 1-му елементі АКБ  $i_{lc}/i_{lc}^{(1)}$  ;

червоні – струм СК  $i_{sc}/i_{dc}^{(1)}$  , жовті – струм ланки постійного струму  $i_{dc}/i_{dc}^{(1)}$  )

Таблиця 5.5 – Результати порівняння топологій джерел живлення ЕТЗ

Топологія Параметр	Акумуляторне живлення (1)	Пасивна (2)	АКБ з DC-DC (3)	Пасивна з DC-DC (4)	Напівкерована з активним АКБ (5)	Напівкерована з активним СК (6)	Повністю керована (7)
$W_{in}/W_{in}^{(1)}$	1	0.57	1.05	0.87	1.04	<u>0.89</u>	<u>0.93</u>
$D_{in}/D_{in}^{(1)}$	1	0.38	1.12	0.84	0.68	<u>0.07</u>	<u>0.07</u>
$\tilde{V}_{dc}, V$	-4.4	-4.4	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	-4.4	<u>0</u>
Складність	1	1	2	2	3	3	4

ємність блоку СК затримує перехідні процеси струмів, тому в умовах тесту вони не досягають усталених значень і відповідно не розглядаються для порівняння. Наступне мінімальне значення  $W_{in}$  відноситься до топологій N6 і N7.

Важливо відмітити, що для керованих топологій зменшення інтегралу середньо-квадратичного значення струму  $W_{in}$  пов'язано з різницею еквівалентних послідовних опорів АКБ і СК, причому типове значення опору елемента СК є меншим за опір елемента АКБ. Незначне збільшення  $W_{in}$  (для топологій N3, N7 порівняно з N1, N6 відповідно) можна пояснити наявністю додаткових втрат в DC-DC перетворювачах. Форма струмів для топології N5 відрізняється від інших, оскільки динаміка напруги ланки постійного струму описується власне ємністю блоку СК  $C_{sc}$ , яка є набагато більшою за ємність ланки постійного струму DC-DC перетворювачів С.

Інтегральне середньо-квадратичне значення похідної струму одного елемента АКБ  $D_{in}$  є максимальним для топології N3, оскільки вона має контур регулювання напруги і не має блоку СК для фільтрації струму АКБ. В інших топологіях значення  $D_{in}$  є нижчим, і воно характеризує вплив блоку СК. У топології N4 згладжування забезпечується тільки ємністю блоку СК і співвідношенням опорів АКБ і СК. У топології N5 блок СК також є некерованим, тому він не може забезпечити повну фільтрацію. У топологіях N6 і N7 блок СК є керованим, що забезпечує повну розв'язку і максимальну фільтрацію струму АКБ.

Можна зробити висновок, що повністю керована топологія ГДЖ є рекомендованою для застосування в ЕТЗ, оскільки вона забезпечує всі вимоги до джерела живлення та має найкращі можливості по фільтрації струму АКБ. Хоча ця

топологія є найскладнішою з точки зору практичної реалізації і має комплексну систему керування, вона має найбільшу кількість ступенів свободи керування для покращення умов роботи АКБ.

### **Висновки до розділу 5**

1. Обґрунтовано концепцію проведення експериментальних досліджень електромеханічних систем електричних транспортних засобів з векторно-керованими електроприводами змінного струму, які живляться від повністю керованих ГДЖ на основі АКБ і блоку суперконденсаторів. В якості емулятора навантаження, яке генерується транспортним засобом, використовується навантажувальний електропривод з керуванням від моделі руху ЕТЗ. Для дослідження тільки ГДЖ передбачено навантаження за допомогою керованого джерела струму, яке емулює струм ланки постійного струму ЕП. Така конфігурація дослідницької платформи дозволяє здійснювати експериментальні дослідження в режимах, наближених до існуючих в реальних транспортних засобах.

2. Розроблена на основі концепції п. 1 станція швидкого прототипного тестування, яка вміщує векторно-керовані ЕП (АД 0.7 – кВт, СДПМ – 3 кВт), ГДЖ з відповідними DC-DC перетворювачами та літій-іонні АКБ 10.4 Агод і свинцево-кислотні АКБ 7 Агод, СК 100 В, 1.25 Ф, керуючі ЦСП контролери, комп'ютерне обладнання для автоматизації процесів тестування, дозволяє проводити повномасштабні експериментальні тестування масштабованих за потужністю ЕМС електричних транспортних засобів.

3. Верифікація математичних моделей свинцево-кислотних і літій-іонних АКБ і СК показує, що їх стандартні моделі на основі обґрунтованих припущень поєднують простоту та достатню точність для дослідження процесів енергообміну в тягових ЕМС; в базових режимах роботи різниця між результатами моделювання і експерименту не перевищує 5 %. Точність в межах 5-10 % отримано в результаті експериментальних тестувань алгоритму ідентифікації параметрів і системи векторного керування швидкістю СДПМ, системи керування напругою DC-DC перетворювача, а також системи керування ГДЖ в режимах відпрацювання ступінчатого навантаження і типової мікродіаграми руху з ділянками розгону, руху з



усталеною швидкістю і гальмуванням для різних темпів розгону-гальмування і налаштувань розподілу струмів між АКБ і СК.

4. Розроблено методику дослідження динамічних процесів енергообміну між джерелами живлення і тяговим ЕП, яка дозволяє в умовах моделювання формувати струми навантаження ГДЖ, що відповідають типовим діаграмам руху ЕТЗ, отриманим з експериментальних тестів. Завдяки цьому відкривається можливість оцінювати ефективність розподілу струмів між АКБ та СК на кожній із ділянок руху ЕТЗ для різних структур ГДЖ.

5. На основі порівняльного тестування типових конфігурацій ГДЖ встановлено, що розроблений алгоритм керування повністю керованими ГДЖ забезпечує зменшення інтегральних середньо-квадратичних значень: струму АКБ на 7 %, а його похідної до 93 % порівняно з акумуляторним живленням в умовах відпрацювання обраного циклу руху. Встановлено, що серед розглянутих типових топологій повністю керовані ГДЖ мають найкращі властивості регулювання вихідної напруги, розподілу струмів між АКБ і СК, а також обмеження струму АКБ.

## ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі отримала подальший розвиток теорія керування координатами тягових електромеханічних систем на базі векторно-керованих електроприводів змінного струму з гібридними джерелами живлення, і на цій основі була вирішена актуальна науково-технічна задача розвитку методів синтезу, теоретичного та практичного дослідження нових алгоритмів керування, які підвищують їх статичні, динамічні та енергетичні характеристики, що є важливим для тягових застосувань в умовах обмежень по первинному джерелу живлення, а також для підвищення показників енергетичної ефективності електромеханічного перетворення енергії. При цьому отримано такі основні результати:

1. Розвинуто теорію керування класом реверсивних підвищувальних DC-DC перетворювачів шляхом розробки методу синтезу і аналізу систем керування, який дозволяє використовувати теорію каскадних систем з розділенням у часі процесів регулювання у контурах вхідного струму і вихідної напруги, а налаштування регуляторів з оптимізацією за «симетричним» оптимумом дозволяє не тільки забезпечити стійкість, але й формувати показники якості керування. Вперше показано механізм впливу струму навантаження на структуру систем керування DC-DC перетворювачами та їх параметри, що дозволяє здійснювати робастне налаштування регуляторів для суттєвого підвищення навантажувальної здатності перетворювачів, що є важливим для тягових електромеханічних систем. Доведено, що завдяки компенсації струму навантаження в регуляторі напруги забезпечується підвищення динамічної точності стабілізації напруги в декілька разів.

2. Розроблено, з використанням загальнотеоретичного результату з синтезу і аналізу систем керування DC-DC перетворювачами, систему керування ГДЖ з контурами регулювання струмів АКБ і СК та вихідної напруги і фільтру розподілу частот з елементами лінеаризації зворотним зв'язком, яка гарантує квазілінійну форму структури динаміки контура регулювання напруги, що забезпечує локальне асимптотично стійке регулювання струмів і напруги ланки постійного струму. Показано, що компенсація струму навантаження в регуляторі вихідної напруги підвищує точність регулювання напруги в декілька разів, аналогічно отриманому

результату для DC-DC перетворювачів. Для підтримки усередненого значення напруги блоку СК у довготривалих режимах синтезовано новий алгоритм регулювання його напруги і запропоновано методику налаштування, яка забезпечує асимптотичне відпрацювання напруги СК як «повільного» процесу з нехтувано малим впливом на динаміку регулювання напруги ланки постійного струму.

3. Теоретично обґрунтовано, з використанням другого методу Ляпунова, структуру адаптивного до активного опору ротора спостерігача потокозчеплення АД і алгоритмів ідентифікації електричних параметрів СДПМ та DC-DC перетворювачів, які мають властивості глобальної експоненційної стійкості, і, на відміну від існуючих, не потребують інформації про початкові значення оцінюваних параметрів та додаткового обладнання, є простішими у використанні і можуть використовуватись у режимі самоналаштування.

4. Запропоновано новий універсальний метод формування динамічних режимів ослаблення поля АД, який передбачає динамічне обмеження заданих траєкторій моменту у функції оціненого спостерігачем потокозчеплення ротора і заданих траєкторій потокозчеплення у функції вихідної напруги інвертора, завдяки чому забезпечує максимізацію моменту за умови обмеження напруги і, відповідно, підвищує показники динаміки транспортного засобу.

5. Розроблена концепція проведення експериментальних досліджень електромеханічних систем ЕТЗ з векторно-керованими електроприводами змінного струму, які живляться від повністю керованих ГДЖ, за рахунок спеціальної конфігурації дослідницької платформи з емуляторами навантаження дозволяє здійснювати експериментальні дослідження в режимах, наближених до існуючих в реальних транспортних засобах.

6. Створено пакет моделюючих програм, розроблено програмне забезпечення для контролера на основі цифрового сигнального процесора TMS320F28335, а також розроблено на основі концепції п. 5 станцію швидкого прототипного тестування з векторно-керованими ЕП: АД потужністю 0.7 кВт і СДПМ потужністю 3 кВт, ГДЖ з відповідними DC-DC перетворювачами, літій-іонними і свинцево-кислотними АКБ і блоком СК, за допомогою яких виконано повномасштабне експериментальне

тестування синтезованих алгоритмів керування. Результати експериментального тестування в значній мірі повторюють результати математичного моделювання, що підтверджує достовірність теоретичних тверджень роботи та їх високу ефективність, яка полягає у підвищенні статичних, динамічних та енергетичних характеристик. На основі результатів верифікації математичних моделей АКБ і СК встановлено, що їх стандартні моделі на основі обґрунтованих припущень поєднують простоту та достатню точність для дослідження процесів енергообміну в тягових ЕМС.

7. Розроблена методика дослідження динамічних процесів енергообміну між джерелами живлення і тяговим ЕП дозволяє в умовах моделювання формувати струми навантаження ГДЖ, що відповідають типовим діаграмам руху ЕТЗ, отриманим з експериментальних тестів, завдяки чому відкривається можливість оцінювати ефективність розподілу струмів між АКБ та СК на кожній із ділянок руху ЕТЗ для різних структур ГДЖ. Встановлено, що розроблений алгоритм керування повністю керованими ГДЖ дозволяє зменшити інтегральні середньо-квадратичні значення: струму АКБ на 7 %, а його похідної до 93 % порівняно з акумуляторним живленням і іншими типовими конфігураціями ГДЖ в умовах відпрацювання обраного циклу руху, що сприяє зниженню втрат у АКБ і подовженню терміну їх експлуатації. Встановлено, що серед розглянутих типових топологій повністю керовані ГДЖ мають найкращі властивості регулювання вихідної напруги, розподілу струмів між АКБ і СК, а також обмеження струму АКБ, і тому є рекомендованими для застосування в тягових ЕМС.

8. Результати виконаних в роботі досліджень впроваджено: в ТОВ «Політехносервіс» (м. Бровари) та в освітній процес у Київському політехнічному інституті ім. І. Сікорського для вдосконалення лекційних курсів та оновлення циклів лабораторних робіт дисциплін «Електромеханічні системи електричних транспортних засобів» і «Керування перетворенням енергії в відновлюваних джерелах та електромобілях». Подальше впровадження рекомендовано на підприємствах електротехнічного профілю України.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Q. Huang, J. Li, Y. Chen, "Control of electric vehicle." Chapter in *Urban transport and hybrid vehicles*, 2010, pp. 163-192.
2. A. Emadi, *Advanced electric drive vehicles energy: power electronics, and machines*, McMaster University, Hamilton, Canada, 2014.
3. K.T. Chau, *Electric vehicle machines and drives: design, analysis and application*, Wiley & Sons, 2015.
4. B. Sarlioglu, C. T. Morris, D. Han, S. Li, "Driving toward accessibility: a review of technological improvements for electric machines, power electronics, and batteries for electric and hybrid vehicles," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 23, pp. 14-25, 2017.
5. G. Abad, *Power electronics and electric drives for traction applications*, John Wiley, 2016.
6. W. Leonhard. *Control of electrical drives*. Springer Science. 2001.
7. B. Bose. *Power electronics and motor drives: advances and trends*. 2<sup>nd</sup> edition, Academic press, Elsevier. 2020.
8. S.-K. Sul, *Control of electric machine drive systems*. John Wiley & Sons, 2011.
9. M.P. Kazmierkowski, H. Tunia. *Automatic control of converter-fed drives*. Elsevier, 1994.
10. K. Dąbała, "Converter-fed electric vehicle (car) drives – a critical review", *Przegląd Elektrotechniczny*, Warsaw, vol. 1, no. 9, pp. 3–14, 2019.
11. D. Novotny, T. Lipo, *Vector control and dynamics of AC drives*. Oxford Press. 1996.
12. S.H. Kim, S.K. Sul, "Maximum torque control of an induction machine in the field weakening region," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 4, pp. 787-794, 1995, doi: 10.1109/28.395288.
13. G. Gallegos-Lopez, F. S. Gunawan, J. E. Walters, "Current Control of Induction Machines in the Field-Weakened Region," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 4, pp. 981-989, July-aug. 2007.
14. P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, S. D. Pekarek. *Analysis of electric machinery and drive systems*. 3<sup>rd</sup> edition. IEEE: John Wiley & Sons. Vol. 75. 2013.
15. K. Nguyen-Thac, T. Orlowska, G. Tarchala, "Comparative analysis of the chosen field-weakening methods for the direct rotor flux oriented control drive system", *Archives of electrical engineering*, vol. 61, no. 4, pp. 443-454, 2012.
16. M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, G. Serra, D. Casadei, "Stator flux vector control of

induction motor drive in the field weakening region," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 941-949, March 2008.

17. M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, G. Serra and D. Casadei, "A comparison of four robust control schemes for field-weakening operation of induction motors," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 307-320, Jan. 2012.

18. М.В. Загірняк, В.Б. Клепіков, С.М. Ковбаса, В.М. Михальський, С.М. Пересада, О.В. Садовой, І.А. Шаповал, *Енергоефективні електромеханічні системи широкого технологічного призначення*, Інститут електродинаміки НАНУ, 2018.

19. J. Chiasson, *Modeling and high performance control of electric machines*, John Wiley & Sons, 2005.

20. R.J.A. Gorter, T. Eindhoven, *Grey-box identification of induction machines: on-line and off-line approaches*. Proefschrift. Technische Universiteit Eindhoven, 1997.

21. L.J. Garces, "Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor", *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. IA-16, no 2, pp. 173-178, 1980.

22. H. Kubota, K. Matsuse, T. Nakano, "New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives", *Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON90)*, Pacific Grove, CA, USA, November 27-30, 1990, pp. 921-926.

23. R. Marino, S. Peresada, P. Tomei, "Exponentially convergent rotor resistance estimation for induction motors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no 5, pp. 508-515, 1995.

24. C.M. Verrelli, A. Savoia, M. Mengoni, R. Marino, P. Tomei, L. Zarri, "On-line identification of winding resistances and load torque in induction machines", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 22, no. 4, pp. 1629-1637, 2014.

25. R. Marino, P. Tomei, C.M. Verrelli, *Induction motor control design*, Springer, 2010.

26. R. Marino, S. Peresada, P. Tomei, "Nonlinear adaptive control of permanent magnet step motors", *Automatica*, vol. 31, no. 11, pp. 1595-1604, 1995.

27. A.T. Nguyen, M.S. Rafaq, H.H. Choi, J.W. Jung, "A model reference adaptive control based speed controller for a surface-mounted permanent magnet synchronous motor drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 12, pp. 9399-9409, 2018.

28. S.J. Underwood, I. Husain, "Online parameter estimation and adaptive control of

- permanent-magnet synchronous machines”, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2435-2443, 2010.
29. S. Li, Z. Liu, “Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia”, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 8, pp. 3050-3059, 2009.
  30. S.-K. Kim, J.-S. Lee, K.-B. Lee, “Self-tuning adaptive speed controller for permanent magnet synchronous motor”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 2, pp. 1493-1506, 2017.
  31. K.S. Narendra, A.M. Annaswamy, *Stable adaptive systems*. Prentice Hall, 1989.
  32. B. Stumberger, G. Stumberger, D. Dolinar, A. Hamler, M. Trlep, "Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 5, pp. 1264-1271, 2003.
  33. K.M. Rahman, S. Hiti, "Identification of machine parameters of a synchronous motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 2, pp. 557-565, 2005.
  34. T. Dixon, J. Connaughton, S. *Green Sustainable futures in the built environment to 2050: A foresight approach to construction and development*, John Wiley & Sons, 2018.
  35. B. O. Varga, F. Mariasiu, D. Moldovanu, C. Iclodean, *Electric and plug-in hybrid vehicles*. Cham: Springer International Publishing, 2015.
  36. L. Sun, K. Feng, C. Chapman and N. Zhang, "An adaptive power-split strategy for battery–supercapacitor powertrain – design, simulation, and experiment," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9364-9375, Dec. 2017.
  37. P. J. Grbovic, *Ultra-capacitors in power conversion systems: applications, analysis, and design from theory to practice*, John Wiley & Sons, 2013.
  38. Y. Kim, and N. Chang, *Design and management of energy-efficient hybrid electrical energy storage systems*, Springer, 2014.
  39. R. Hemmati, and H. Saboori, "Emergence of hybrid energy storage systems in renewable energy and transport applications – A review", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 65, pp. 11-23, Nov. 2016.
  40. E. Schaltz, A. Khaligh, P. O. Rasmussen, "Influence of battery/ultracapacitor energy-storage sizing on battery lifetime in a fuel cell hybrid electric vehicle," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2009, pp. 3882-3891.

41. Formula E: rules and regulations, URL: <https://www.overdrive.in/news-cars-auto/features/formula-e-rules-and-regulations-explained/>
42. S.F. Tie, C.W. Tan, "A review of energy sources and energy management system in electric vehicles," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 20, pp. 82-102, 2013.
43. M. Ortuzar, J. Moreno and J. Dixon, "Ultracapacitor-based auxiliary energy system for an electric vehicle: implementation and evaluation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2147-2156, Aug. 2007.
44. A. Fotouhi, D.J. Auger, K. Propp, S. Longo, M. Wild, "A review on electric vehicle battery modelling: From Lithium-ion toward Lithium-Sulphur", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 56, pp. 1008-1021, 2016.
45. L. Zhang, X. Hu, Z. Wang, F. Sun, D.G. Dorrell, "A review of supercapacitor modeling, estimation, and applications: A control/management perspective", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 81, pp. 1868-1878, 2018.
46. J. Li, S. Zhou, Y. Han, *Advances in battery manufacturing, service, and management systems*, John Wiley & Sons, 2016.
47. B. Scrosati, J. Garche, W. Tillmetz, *Advances in battery technologies for electric vehicles*. Woodhead Publishing, 2015.
48. O. Tremblay, I.A. Dessaint, "Experimental validation of a battery dynamic model for EV applications", *World Electric Vehicle Journal*, vol. 3, no. 2, pp. 289-298, 2009.
49. M. Miah, M. Lipu, S. Meraj, K. Hasan, S. Ansari, T. Jamal, H. Masrur, R. Elavarasan, A. Hussain, "Optimized energy management schemes for electric vehicle applications: A bibliometric analysis towards future trends," *Sustainability*, vol. 13, no. 22, 38 p, 2021.
50. S. Zhang, R. Xiong, and X. Zhou, "Comparison of the topologies for a hybrid energy-storage system of electric vehicles via a novel optimization method", *Science China Technological Sciences*, vol. 58, no. 7, pp. 1173-1185, June 2015.
51. A. K. Podder, O. Chakraborty, S. Islam, N. Manoj Kumar and H. H. Alhelou, "Control strategies of different hybrid energy storage systems for electric vehicles applications," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 51865-51895, 2021.
52. M.A. Silva, H.N. de Melo, J.P. Trovão, P.G. Pereirinha, and H.M. Jorge, "Hybrid topologies comparison for electric vehicles with multiple energy storage systems," *2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, Barcelona, 2013, 8 p.



53. F. Akar, Y. Tavlasoglu and B. Vural, "An energy management strategy for a concept battery/ultracapacitor electric vehicle with improved battery life," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, no. 1, pp. 191-200, 2017.
54. K. Itani, A. De Bernardinis, Z. Khatir, A. Jammal, M. Oueidat, "Regenerative braking modeling, control, and simulation of a hybrid energy storage system for an electric vehicle in extreme conditions", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2016, vol. 2, no 4, pp. 465-479.
55. J. Liu, Z. Dong, T. Jin and L. Liu, "Recent advance of hybrid energy storage systems for electrified vehicles," *IEEE/ASME International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications (MESA)*, Oulu, 8 p., 2018.
56. Z. Song, J. Li, J. Hou, H. Hofmann, M. Ouyang, J. Du, "The battery-supercapacitor hybrid energy storage system in electric vehicle applications: A case study", *Energy*, vol. 154, pp. 433-441, 2018.
57. A. Yazdani, R. Iravani. *Voltage-sourced converters in power systems*, Wiley & Sons, 2010.
58. M. Forouzesh, Y.P. Siwakoti, S.A. Gorji, F. Blaabjerg, B. Lehman, "Step-up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9143-9178, 2017.
59. F. Vasca, L. Iannelli, *Dynamics and control of switched electronic systems*, Springer, 2012.
60. K. L. Shenoy, C.G. Nayak, R.P. Mandi, "State space analysis of boost DC/DC converter with voltage mode control", *AIP Conference Proceedings*, vol. 1859, 7 p, 2017.
61. V.A. Caliskan, O.C. Verghese, A.M. Stankovic, "Multifrequency averaging of DC/DC converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 124-133, 1999.
62. M.A. Abdullah, C.W. Tan, A.H.M. Yatim, "A simulation comparison of PI and linear quadratic regulator controllers in DC-DC converter," *IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, Johor Bahru, pp. 37- 41, 2015.
63. I. H. Kim, Y. I. Son, "Regulation of a DC/DC boost converter under parametric uncertainty and input voltage variation using nested reduced-order PI observers", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 552-562, Jan. 2017.
64. Y. I. Son and I. H. Kim, "Complementary PID controller to passivity-based nonlinear control of boost converters with inductor resistance," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 20, no. 3, pp. 826-834, May 2012.

65. M. Pérez, R. Ortega, J.R. Espinoza, "Passivity-based PI control of switched power converters", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, no. 6, pp.881-890, 2004.
66. H.J. Sira-Ramirez, S.O. Ramón, *Control design techniques in power electronics devices*. Springer, 2006.
67. S. Oucheriah, "Robust nonlinear adaptive control of a DC-DC boost converter with uncertain parameters", *International Journal of Innovative Computing Information and Control*, vol. 11, no.3, ISSN 1349-4198, pp. 893-902, 2015.
68. B.-S. Lee, S.-K. Kim, J.-H. Park and K.-B. Lee, "Adaptive output voltage tracking controller for uncertain DC/DC boost converter", *International Journal of Electronics*, vol. 103, no. 6, pp. 1002-1017, 2016.
69. J. Linares-Flores, A.H. Méndez, C. García-Rodríguez, H.J. Sira-Ramirez, "Robust nonlinear adaptive control of a "boost" converter via algebraic parameter identification", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 8, pp. 4105-4114, Aug. 2014.
70. Y. Bao, L.Y. Wang, C. Wang, J. Jiang, C. Jiang, C. Duan, "Adaptive feedforward compensation for voltage source disturbance rejection in DC–DC converters," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 26, no. 1, pp. 344-351, Jan. 2018.
71. R. Li, M. Armstrong, S. Gadoue and Chen Wang, "On-line parameter estimation of non-minimum phase switch mode power DC-DC boost converters", *IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, 2016, pp. 1-6.
72. C. Li, Z. Chen, B. Yao, "Indirect output voltage regulation of DC-DC boost converter with accurate parameter estimation", *Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2017, pp. 6211-6216.
73. J. Poon, P. Jain, C. Spanos, S. K. Panda and S. R. Sanders, "Fault prognosis for power electronics systems using adaptive parameter identification", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 3, pp. 2862-2870, May 2017.
74. D. Zambrano-Prada, O. López-Santos, L. Martínez-Salamero, "Dynamic power sharing strategy for hybrid energy storage system based on sliding mode control", *Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2019, pp. 3888-3893.
75. A. Abianeh, F. Ferdowsi, "Sliding mode control enabled hybrid energy storage system for islanded DC microgrids with pulsing loads", *Sustainable Cities and Society*, vol.73,2021,12 p.
76. A. Kachhwaha, V.A. Shah, V.V. Shimin, "Integration methodology of ultracapacitor-

- battery based hybrid energy storage system for electrical vehicle power management," *IEEE Power India International Conference (PIICON)*, 2016, pp. 1-6.
77. S.T. Sisakat, and S.M. Barakati, "Fuzzy energy management in electrical vehicles with different hybrid energy storage topologies," *2015 4th Iranian Joint Congress on Fuzzy and Intelligent Systems (CFIS)*, Zahedan, 2015, pp. 1-6.
78. A. Narvaez, C. Cortes, C. Trujillo, "Comparative analysis of topologies for the interconnection of batteries and supercapacitors in a hybrid energy storage system," *IEEE Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2017, 6 p.
79. Z. Song, H. Hofmann, J. Li, X. Han, X. Zhang, and M. Ouyang, "A comparison study of different semi-active hybrid energy storage system topologies for electric vehicles", *Journal of Power Sources*, vol. 274, pp. 400-411, 2015.
80. Q. Zhang, F. Ju, S. Zhang, W. Deng, J. Wu, C. Gao, "Power management for hybrid energy storage system of electric vehicles considering inaccurate terrain information," *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, vol.14, pp.608-618, 2017.
81. J. C. Schroeder and F. W. Fuchs, "General analysis and design guideline for a battery buffer system with DC/DC converter and EDLC for electric vehicles and its influence on efficiency," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 922-932, Feb. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2313811.
82. H. Min, C. Lai, Y. Yu, T. Zhu, and C. Zhang, "Comparison study of two semi-active hybrid energy storage systems for hybrid electric vehicle applications and their experimental validation", *Energies*, vol. 10, no. 3, p. 1-20, 2017.
83. J. Shen, and A. Khaligh, "A supervisory energy management control strategy in a battery/ultracapacitor hybrid energy storage system," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 1, no. 3, pp. 223-231, Oct. 2015.
84. S. Peresada, Y. Nikonenko, S. Kovbasa, A. Kuznietsov and D. Pushnitsyn, "Rapid prototyping station for batteries-supercapacitors hybrid energy storage systems", *IEEE Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, 2019, pp. 826-831.
85. F.S. Garcia, A.A. Ferreira, J.A Pomilio, "Control strategy for battery-ultracapacitor hybrid energy storage system", *IEEE Applied Power Electronics Conference*, 2009, pp. 826-832.
86. T. Azib, *Contribution à l'étude d'électro-générateurs à pile à combustible: conceptions d'architectures et de leurs commandes*. PhD dissertation, Paris, November, 2010.

87. S. Kotra, M.K. Mishra, "A supervisory power management system for a hybrid microgrid with HESS," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.64, no.5, 10 p. 2017.
88. D. Pavkovic, M. Cipek, Z. Kljaic, T.J. Mlinaric, M. Hrgetic, D. Zorc, "Damping optimum-based design of control strategy suitable for battery/ultracapacitor electric vehicles," in *Energies*, vol. 11, no.10, pp. 1-26, 2018.
89. D.B.W. Abeywardana, B. Hredzak, V.G. Agelidis, G.D. Demetriades, "Supercapacitor sizing method for energy-controlled filter-based hybrid energy storage systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 2, 2016, pp. 1626-1637.
90. J. Snoussi, S. Elghali, R. Outbib, M. Mimouni, "Sliding mode control for frequency-based energy management strategy of hybrid storage system in vehicular application", *Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2016, 6 p.
91. H. Jung, H. Wang, T. Hu, "Control design for robust tracking and smooth transition in power systems with battery/supercapacitor hybrid energy storage devices," *Journal of Power Sources*, vol. 267, pp. 566-575, 2014.
92. Z. Song, J. Hou, H. Hofmann, J. Li, M. Ouyang, "Sliding-mode and Lyapunov function-based control for battery/supercapacitor hybrid energy storage system used in electric vehicles", *Energy*, 122, pp. 601-612, 2017.
93. M. Hassan, Z. J. Paracha, H. Armghan, N. Ali, H.A. Said, U. Farooq, M.A.S. Hassan, "Lyapunov based adaptive controller for power converters used in hybrid energy storage systems", *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, vol. 42, p. 100853, 2020.
94. B. Yang, J. Wang, X. Zhang, J. Wang, H. Shu, S. Li, T. He, C. Lan, T. Yu, "Applications of battery/supercapacitor hybrid energy storage systems for electric vehicles using perturbation observer based robust control", *Journal on Power Sources*, vol. 448, 14 p., 2020.
95. H.E. Fadil, F. Giri, J. Guerrero, "Lyapunov based control of hybrid energy storage system in electric vehicles," *American Control Conference (ACC)*, 2012, pp. 5005-5010.
96. B. Obulapathi, M.M. Lokhande, C. Patnaik, V.A. Shah, "Energy management of dual energy storage system with average current mode control for EV applications," *IEEE Conference on Smart Technologies for Power, Energy and Control (STPEC)*, 2020, 6 p.
97. I. Shchur, Y. Biletskyi, "Passivity-based control of hybrid energy storage system with common battery and modular multilevel DC-DC converter-based supercapacitor packs," *IEEE Conference on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*, 2019, 6 p.

98. B. Wang, U. Manandhar, X. Zhang, H. B. Gooi and A. Ukil, "Deadbeat control for hybrid energy storage systems in DC microgrids," in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 10, no. 4, pp. 1-10, 2019.
99. I. Shchur, I. Bilyakovskyy, V. Turkovskiy, "Improvement of switched structure semi-active battery/supercapacitor hybrid energy storage system for electric vehicles", *IET Electrical Systems in Transportation*, vol. 11, no. 3, 2021, pp. 241-255.
100. C. Zhang, H. Min, Y. Yu, D. Wang, J. Luke, D. Opila, S. Saxena, "Using CPE function to size capacitor storage for electric vehicles and quantifying battery degradation during different driving cycles", *Energies*, 2016, vol. 9, pp. 1-23.
101. S.K. Kollimalla, M.K. Mishra, A. Ukil, H. Gooi, "DC grid voltage regulation using new HESS control strategy", *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol.8, pp. 772-781, 2017.
102. J. Ferencz, A. Kelemen, M. Imecs, "Control of an electric vehicle hybrid energy storage system", *Műszaki Tudományok Közlemények*, vol.14, pp.77-88, 2021.
103. R. Ortega, J. G. Romero, P. Borja, A. Donaire, *PID passivity-based control of nonlinear systems with applications*. John Wiley & Sons, 2021.
104. S. Peresada, S. Kovbasa, D. Pristupa, D. Pushnitsyn, Y. Nikonenko, "Nonlinear control of voltage source AC-DC and DC-DC boost converters". *Bulletin of NTU KhPI "Problems of Automated Electric Drives. Theory and Practice"*, Kharkiv, 2017, no. 27, pp. 84-88.
105. С.М. Пересада, С.М. Ковбаса, Є.О., С.В. Божко, «Концепція експериментального дослідження електромеханічних систем електричних транспортних засобів з гібридними джерелами живлення», *Технічна електродинаміка*, №5, 2018, Київ, с.55-60.
106. T.S. Babu, K.R. Vasudevan, V.K. Ramachandaramurthy, S.B. Sani, S. Chemud, R.M. Lajim, "A comprehensive review of hybrid energy storage systems: converter topologies, control strategies and future prospects, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 148702-148721, 2020.
107. K.M. So, G. Hong, W. Lu, "An improved speed-dependent battery/ultracapacitor hybrid energy storage system management strategy for electric vehicles", *Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering*, 2021, vol. 235, no.14, pp. 3459-3473.
108. R. Carter, A. Cruden, P.J. Hall, "Optimizing for efficiency or battery life in a battery/supercapacitor electric vehicle," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 4, pp. 1526-1533, May 2012.
109. D.B.W. Abeywardana, B. Hredzak, V.G. Agelidis, "Single-phase grid-connected

- LiFePO<sub>4</sub> battery-supercapacitor hybrid energy storage system with interleaved boost inverter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5591-5604, 2015.
110. R. de Castro, J. P. Trovão, P. Pacheco, P. Melo, P. G. Pereirinha, R. E. Araújo, "DC-link control for multiple energy sources in electric vehicles," *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2011, pp. 1-6.
  111. A. Florescu, S. Bacha, I. Munteanu, A.I. Bratcu, A. Rumeau, “Adaptive frequency-separation-based energy management system for electric vehicles”, *Journal of Power Sources*, vol. 280, pp. 410-421, 2015.
  112. M. Zandi, A. Payman, J. P. Martin, S. Pierfederici, B. Davat, F. Meibody-Tabar, “Energy management of a fuel cell/supercapacitor/battery power source for electric vehicular applications”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, vol. 60, no. 2, pp. 433-443.
  113. Y. Wu, Z. Huang, H. Liao, B. Chen, X. Zhang, Y. Zhou, Y. Liu, H. Li, J. Peng, “Adaptive power allocation using artificial potential field with compensator for hybrid energy storage systems in electric vehicles”, *Applied Energy*, vol. 257, 14 p., 2020.
  114. R. Xiong, *Battery management algorithm for electric vehicles*, Springer, 2020.
  115. R. Korthauer, *Lithium-ion batteries: basics and applications*, Springer, 2018.
  116. Y. Zhang, C. Wang, X. Tang, "Cycling degradation of an automotive LiFePO<sub>4</sub> lithium-ion battery", *Journal of Power Sources*, vol. 196, no. 3, pp. 1513-1520, 2011.
  117. K. Uddin, A.D. Moore, A. Barai, J. Marco, "The effects of high frequency current ripple on electric vehicle battery performance", *Applied Energy*, vol. 178, pp. 142-154, 2016.
  118. K. Uddin, L. Somerville, A. Barai, M. Lain, T. R. Ashwin, P. Jennings, J. Marcoa, "The impact of high-frequency high-current perturbations on film formation at the negative electrode-electrolyte interface", *Electrochimica Acta*, vol. 233, pp. 1-12, 2017.
  119. H. Xiaoliang, J.M. A. Curti, H. Yoichi, "Energy management strategy with optimized power interface for the battery supercapacitor hybrid system of electric vehicles," *Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON*, 2013, pp. 4635-4640.
  120. S.K. Kollimalla, A. Ukil, H. B. Gooi, U. Manandhar, and N.R. Tummuru, "Optimization of charge/discharge rates of a battery using a two-stage rate-limit control," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 8, no. 2, pp. 516-529, 2017.
  121. C.A. Ramos-Paja, J.D. Bastidas-Rodríguez, and D. González-Montoya, "Non-linear controller for storage systems with regulated output voltage and safe current slew-rate for

the battery," *Revista UIS Ingenierías*, vol. 19, no.3, 117-130, 2020.

122. H. Yin, W. Zhou, M. Li, C. Ma, C. Zhao, "An adaptive fuzzy logic-based energy management strategy on battery/ultracapacitor hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, no. 3, pp. 300-311, 2016.

123. T.Zhu, R.G.A. Wills, R. Lot, H. Ruan, Z. Jiang, "Adaptive energy management of a battery-supercapacitor energy storage system for electric vehicles based on flexible perception and neural network fitting", *Applied Energy*, 2021, vol.292, 116932.

124. С.М. Пересада, Є.О. Ніконенко, М.М. Желінський, В.С. Решетник, "Формування динамічних режимів повністю керованого гібридного джерела живлення електричних транспортних засобів", *Технічна електродинаміка*, № 4, с. 35-40, 2020.

125. Z.Q. Zhu, and D. Howe, "Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 746-765, 2007.

126. F. Ju, Q. Zhang, W. Deng, J. Li, "Review of structures and control of battery-supercapacitor hybrid energy storage system for electric vehicles" *IEEE Conference on Automation Science and Engineering (CASE)*, Taipei, 2014, pp. 143-148.

127. С.М. Пересада, Є.О. Ніконенко, С.М. Ковбаса, О. Кузнєцов, "Спостерігач потокозчеплення, адаптивний до змін активного опору ротора асинхронних двигунів", *Технічна електродинаміка*, № 5, с. 45-51, 2022.

128. С.М. Пересада, Є.О. Ніконенко, В.С. Решетник, "Метод визначення електричних параметрів явнополюсних синхронних двигунів", *Збірник наукових праць НУК імені адмірала Макарова*, Миколаїв, НУК імені адмірала Макарова, №2 (476), с.14-21, 2019.

129. S. Bozhko, S. Kovbasa, Y. Nikonenko, S. Peresada, "Direct vector control of induction motors based on rotor resistance-invariant rotor flux observer," *IEEE Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, 6 p.

130. S. Peresada, Y. Nikonenko, V. Reshetnyk, "Adaptive speed control and self-commissioning of the surface mounted permanent magnet synchronous motors," *IEEE Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, 2019, pp.388-394.

131. S. Peresada, Y. Nikonenko, V. Reshetnyk and D. Rodkin, "Adaptive position control and self-commissioning of the interior permanent magnet synchronous motors," *IEEE Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, 2019, pp. 498-501.

132. S. Peresada, Y. Nikonenko, V. Reshetnyk, "Identification of the interior permanent magnet synchronous motor electrical parameters for self-commissioning," *IEEE Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, 2020, pp. 826-831.
133. S. Peresada, O. Kiselychnyk, D. Rodkin, Y. Nikonenko, V. Reshetnyk, "Inductances determination of the interior permanent magnet synchronous motors considering saturation," *IEEE Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, 2020, pp. 289-294.
134. S.M. Peresada "A generalized theory of indirect vector control by an asynchronous motor. Part II," *Tekhnichna Elektrodynamika*, no. 4, pp. 26-31, 1999. (Rus)
135. P.V. Kokotović, H.K. Khalil, J. O'Reilly *Singular perturbation methods in control: Analysis and design*, London, Orlando: Academic Press, 1986.
136. S. Peresada, S. Bozhko, S. Kovbasa, Y. Nikonenko, "Robust direct field oriented control of induction generator", *Tekhnichna Elektrodynamika*, no. 4, pp. 14-24, 2021.
137. С.М. Пересада, С.М. Ковбаса, М.М. Желінський, Є.О. Ніконенко, О.І. Райчук, "Стійкість систем векторного керування напругою асинхронного генератора", *Вісник ВПІ*, вип. 1, с. 44-49, Берез. 2022.
138. S. Peresada, Y. Zaichenko, Y. Nikonenko, "Partially feedback linearizing DC-link voltage controller for three-phase shunt active power filters," *IEEE Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenichuk, Sept. 23-25, 2019, pp. 306-309.
139. S. Peresada, Y. Nikonenko, Y. Zaichenko, "Parameters identification for self-commissioning of DC-DC boost converters," *IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine August 22-28, 2021, pp. 417-420.
140. С. Пересада, Є. Ніконенко, С. Ковбаса, О. Стаценко, "Стійкість двоконтурних систем керування напругою DC-DC перетворювача", *Вісник ВПІ*, №6, с. 51-57, 2021.
141. C. Kessler, "Das Symmetrische Optimum, Teil I." *Auto*, vol. 6, no. 1–12, Walter de Gruyter GmbH, pp. 395–400, Dec. 1958. doi:10.1524/auto.1958.6.112.395.
142. S. Peresada, Y. Nikonenko, V. Reshetnyk and O. Kiselychnyk, "Dynamics of the synchronous motor based traction electromechanical systems with hybrid energy sources," *IEEE Problems of Automated Electric Drive. Theory and Practice (PAEP)*, 2020, 6 p.
143. H. Wang, Q. Wang, B. Hu, Q. Feng, "The novel hybrid energy storing unit design for hybrid excavator by the effective integration of ultracapacitor and battery," *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, 2013, pp. 1585-1590.



144. B. Hredzak, V. G. Agelidis and M. Jang, "A model predictive control system for a hybrid battery-ultracapacitor power source," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1469-1479, March 2014.
145. A. Khaligh, Z. Li, "Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 6, pp. 2806-2814, 2010.
146. E. Chemali, M. Preindl, P. Malysz and A. Emadi, "Electrochemical and electrostatic energy storage and management systems for electric drive vehicles: State-of-the-art review and future trends," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 3, pp. 1117-1134, Sept. 2016.
147. H.W. He, R. Xiong, Y.H. Chang, "Dynamic modeling and simulation on a hybrid power system for electric vehicle applications," *Energies*, no. 11, pp. 1821-1830, 2010.
148. Є. О. Ніконенко, Д. С. Пушніцин, С. М. Пересада, «Математичне моделювання суперконденсаторів. Частина I і II», *Міжнародний науково-технічний журнал "Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики"*, 2018, с. 427-439.
149. Д.С. Пушніцин, Є.О. Ніконенко, С.М. Пересада, «Математичні моделі акумуляторів для електротранспорту. Частина I і II», *Міжнародний науково-технічний журнал "Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики"*, 2018, с. 418-426.
150. P. Keil, A. Jossen "Impact of dynamic driving loads and regenerative braking on the aging of lithium-ion batteries in electric vehicles" *Journal of the electrochemical society* 2017, vol. 164, no. 13, pp. A3081-A3092.
151. K. Alobeidli, V. Khadkikar, "A new ultracapacitor state of charge control concept to enhance battery lifespan of dual storage electric vehicles," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 11, pp. 10470-10481, Nov. 2018.
152. Rechargeable sealed lead acid battery, type WP7-12, *datasheet*, producer: Long. URL: [https://docs.telitpower.com/pdf/sla/WP7-12\(28W\).pdf](https://docs.telitpower.com/pdf/sla/WP7-12(28W).pdf).
153. Rechargeable lithium-ion cell (battery), type Swing 5300, *datasheet*, producer: Boston Power. URL: <https://www.batteryspace.com/prod-specs/9265.pdf>.
154. Ultracapacitors, type ESHSR-0050C0-002R7, *datasheet*, producer: NESSCAP. URL: <https://www.digikey.com/product-detail/en/nesscap-co-ltd/ESHSR-0050C0-002R7/589-1004-ND/946804>.

## ДОДАТОК А

## КЛАСИФІКАЦІЯ СТРАТЕГІЙ КЕРУВАННЯ І РЕЖИМИ РОБОТИ ГДЖ

На основі оглядів методів та стратегій керування ГДЖ [50] – [53], [126] – [146], попередньо зроблено висновок, що їх чіткої градації не існує. Тому вирішено надати опис стратегій без чіткого встановлення належності до конкретного класу. Всі алгоритми мають за основу принцип частотного розподілу сигналів між АКБ та СК. Так як в даній роботі стратегії керування (англ. EMS – energy management strategy) не розглядаються, наведено лише короткий опис існуючих стратегій в табл. А.1.

Таблиця А.1 – Переваги і недоліки стратегій керування [50] – [53], [126], [146]

№	Стратегії керування	Переваги	Недоліки
1	Керування зі змінною структурою (на основі правил)	Просте застосування Ефективність розрахунку Можливість застосування в реальному часі	Залежність від евристики Не забезпечує оптимального керування
2	Керування з регуляторами побудованими на нечіткій логіці	Робастність до параметричних неточностей Можливість застосування в реальному часі	Залежність від евристики Не забезпечує оптимального керування
3	Динамічне програмування	Гарантує глобальне оптимальне рішення для задач стратегій керування	Неможливо застосовувати в реальному часі
4	Стохастичне динамічне програмування	Генерує алгоритми керування, що не залежать від часу Має можливість оптимізувати розподіл	Керування в просторі стану визначається лише для змінних, що були попередньо визначені Вимагає роботу з великими об'ємами даних
5	Предиктивне (прогнозуюче) керування	Має потенціал для застосування в реальному часі Обмеження в системі легко обходяться (оборюються)	Може знизити точність моделювання через використання лінеаризованої моделі Вимагає роботу з великими об'ємами даних

№	Стратегії керування	Переваги	Недоліки
6	Керування на основі нейронних мереж	Робастне керування до нової вхідної інформації та різних профілів навантаження Можливість застосування в реальному часі	Вимагає відповідних навчальних даних та процедури проектування мережі Не забезпечує оптимального керування

Універсальна стратегія керування ГДЖ на сьогоднішній день відсутня [55] – [56], [105]. Існуючі підходи до керування можна розділити на дві основні категорії: з прогнозуванням необхідного рівня потужності та без нього. Прогнозування споживаної потужності можливо здійснити на основі топографічної інформації, сигналів від бортових GPS, даних про інтенсивність руху в реальному часі тощо. Особливо ефективним прогнозування споживаної потужності є для маршрутних ЕТЗ. Якщо діаграма переміщення ЕТЗ відома, стан заряду СК встановлюється таким, щоб забезпечити максимум необхідної потужності. Наприклад, якщо відомо точний час прискорення, стан заряду СК доводиться до 100%, щоб забезпечити прискорення від СК. Аналогічно, якщо відомо час гальмування, стан заряду може бути доведеним до мінімального, щоб зібрати якнайбільше енергії рекуперації. Середнє значення потужності постачатиметься з АКБ, тоді як СК можуть постачати потужність набагато вище здатності АКБ, збільшуючи ефективність до 20% [36]. Енергія, яка приймає участь в перехідних процесах розгону та гальмування, становить приблизно дві третини від загальної кількості енергії по всьому шляху для міського ЕТЗ. Отже, збільшення енергії, що повертається з рекуперативного гальмування має великий потенціал для збільшення діапазону роботи ЕТЗ.

#### *Режими роботи повністю керованих ГДЖ*

На рис. А.1 представлено всі можливі режими роботи повністю керованої паралельної топології ГДЖ для ЕТЗ.

##### *1) Службові режими:*

а) заряд блоку СК від АКБ до старту ЕТЗ (також після режиму прискорення – «скидання» струму АКБ на СК при відсутності струму ЕТЗ);

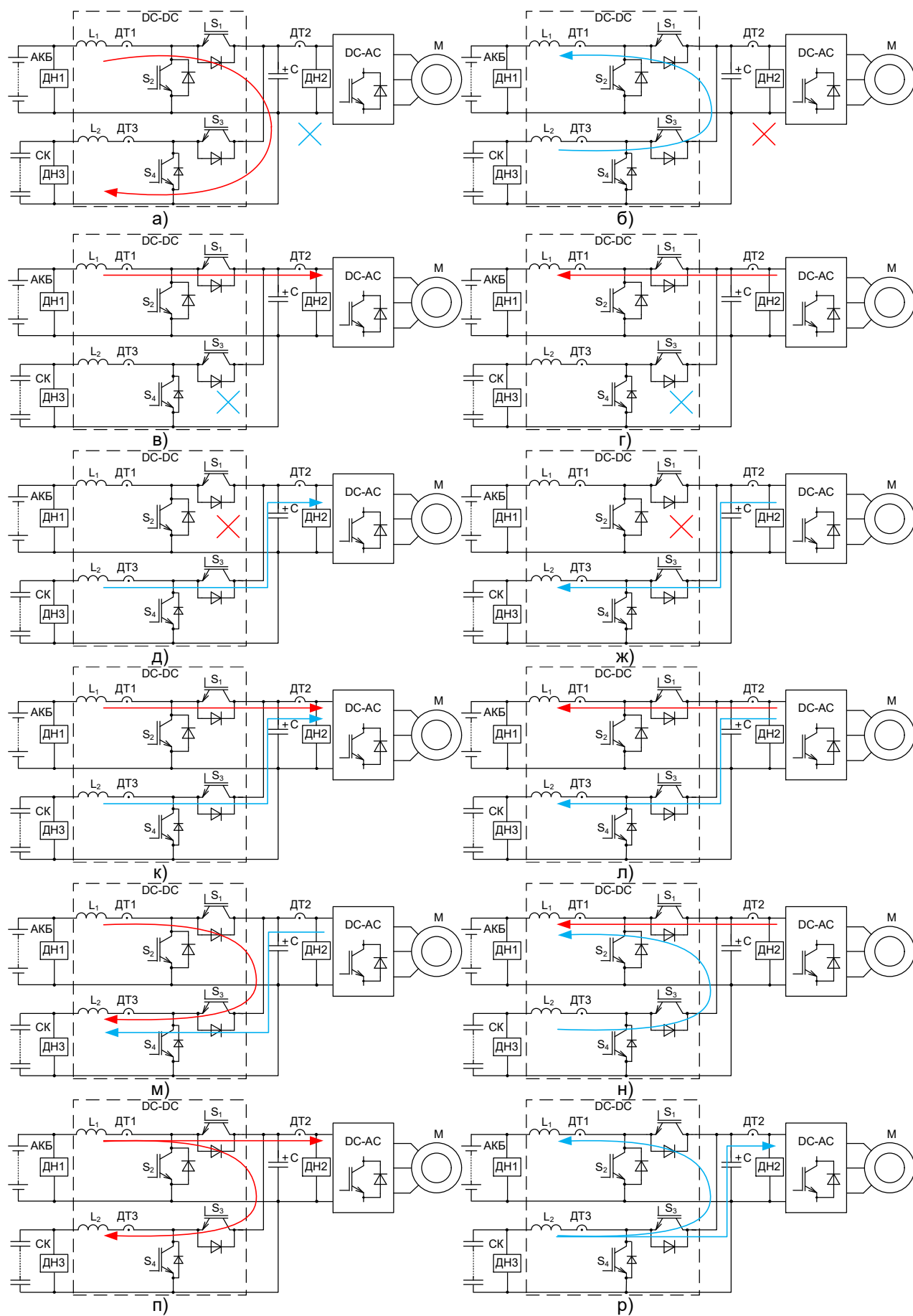


Рисунок А.1 – Можливі режими роботи повністю керованої топології ГДЖ

б) розряд СК на АКБ після зупинки, якщо ЕТЗ не буде використовуватися в найближчий час, що співрозмірний із часом саморозряду блоку СК (типово десятки хвилин).

2) *Аварійні режими* одного з DC-DC перетворювачів:

в) робота ЕТЗ тільки від АКБ (аналогічно до роботи ГДЖ з тривалою постійною швидкістю в режимі «круїз-контролю»);

г) рекуперація енергії в АКБ з лімітованим значенням струму за умови, що блок СК вже повністю заряджений або недоступний;

д) робота ЕТЗ тільки від блоку СК (або випадок спеціального режиму максимального прискорення);

ж) рекуперація енергії в блок СК з максимальним струмом.

3) *Нормальні «перехідні» (динамічні) режими:*

к) прискорення ЕТЗ від ГДЖ в нормальному режимі;

л) рекуперація енергії від ЕП в АКБ і блок СК («друга» зона гальмування, після того як струм АКБ плавно змінився з додатного на від'ємний);

м) заряд СК від АКБ та інвертора (заряд СК для майбутніх потреб при гальмуванні ЕТЗ);

н) заряд АКБ від СК та інвертора («перша» зона гальмування, коли струм АКБ є від'ємним, струм рекуперації відсутній, і блок СК має підтримувати плавну зміну струму АКБ до зниження до нуля).

4. *Спеціальні режими:*

п) підзаряд СК від АКБ при (сталому) русі ЕТЗ для майбутніх потреб;

р) розряд СК на АКБ та одночасне забезпечення руху ЕТЗ від СК – при подальшій детермінованій тривалій зупинці або після тривалого заряду СК.

Відмітимо, що режими (м) (н) (усталені) та режими (п), (р) можливі лише у випадку застосування регулятора заряду (напруги) СК.

Наступні рекомендації з налаштування регулятора напруги СК формуються для ЕМС з тривалими навантаженнями.

*Межі напруги СК.* Мінімальний рівень напруги СК  $V_{scmin}$  визначається властивостями підвищувальних DC-DC перетворювачів і зазвичай дорівнює

половині заданої напруги ланки постійного струму [108]. При подальшому розряді СК їх струм може перевищувати максимальне значення для забезпечення балансу потужності [142]. Максимальний рівень напруги СК  $V_{scmax}$  повинен перевищувати максимальне значення вихідної напруги  $V_{dcmax}$ , оскільки подальше збільшення призведе до пробоя елементів СК [106].

*Рівень заданої напруги СК.* Загальноприйняте технічне значення для тягових ЕМС становить  $V_{sc}^* = V_{scmax} / \sqrt{2}$  [89]. Такий рівень відповідає наявності половини корисної енергії, яка доступна для заряду або розряду. При наближенні до режиму гальмування, рекомендується знижувати значення  $V_{sc}^*$ , щоб зберегти максимальну кількість енергії рекуперації, і навпаки – для режиму розгону.

*Рекомендації з налаштування траєкторії заданої напруги СК.* Загальноприйняте рекомендоване значення заданої напруги СК для ЕТЗ в літературі становить  $V_{sc}^* = V_{scmax} / \sqrt{2}$  [89]. Таким чином половина корисної енергії СК доступна як для заряду, так і для розряду. З іншої сторони, в [108] пропонується залежність від швидкості ЕТЗ  $V_{sc}^* = V_{scmax} \sqrt{1 - \omega / \omega_{max}}$ , де  $\omega$ ,  $\omega_{max}$  – поточна і максимальна швидкість ЕТЗ. Задана напруга СК є мінімальною, коли швидкість двигуна максимальна, і максимальна, коли ЕТЗ зупиняється. Такий підхід показує ефективні результати у порівнянні з акумуляторним живлення, але він передбачає лише стаціонарні режими роботи (оскільки при зміні швидкості ЕТЗ напруга СК також буде змінюватися), і в цілому система базується на підході, заснованому на правилах, з високою чутливістю до умов перемикання режимів, що, як правило, не призводить до ефективного розподілу енергії [151]. У [151] ця ж концепція застосована на основі нейромережевого регулятора напруги СК. В роботі [112] використовується схожий підхід, але задані струми АКБ і СК перераховуються на основі схожої кореневої залежності від напруг АКБ і СК, а не від швидкості ЕТЗ.

Як доповнення до результатів з [108], [112], [151], ми припускаємо, що задана напруга СК може регулюватися аналогічним чином, але не в масштабі максимальної швидкості  $\omega_{max}$ , а в масштабі різниці між поточною і прогнозованою швидкостями. Наприклад, у разі майбутнього прискорення ЕТЗ рекомендується максимізувати

напругу СК (рівень  $V_{sc\max}^*$ ), щоб забезпечити прискорення з максимальним прискоренням (оскільки СК може швидко віддавати енергію [106]), як показано на рис. А.2а при розгоні від поточної швидкості  $\omega_1$  до майбутньої  $\omega_2$ .

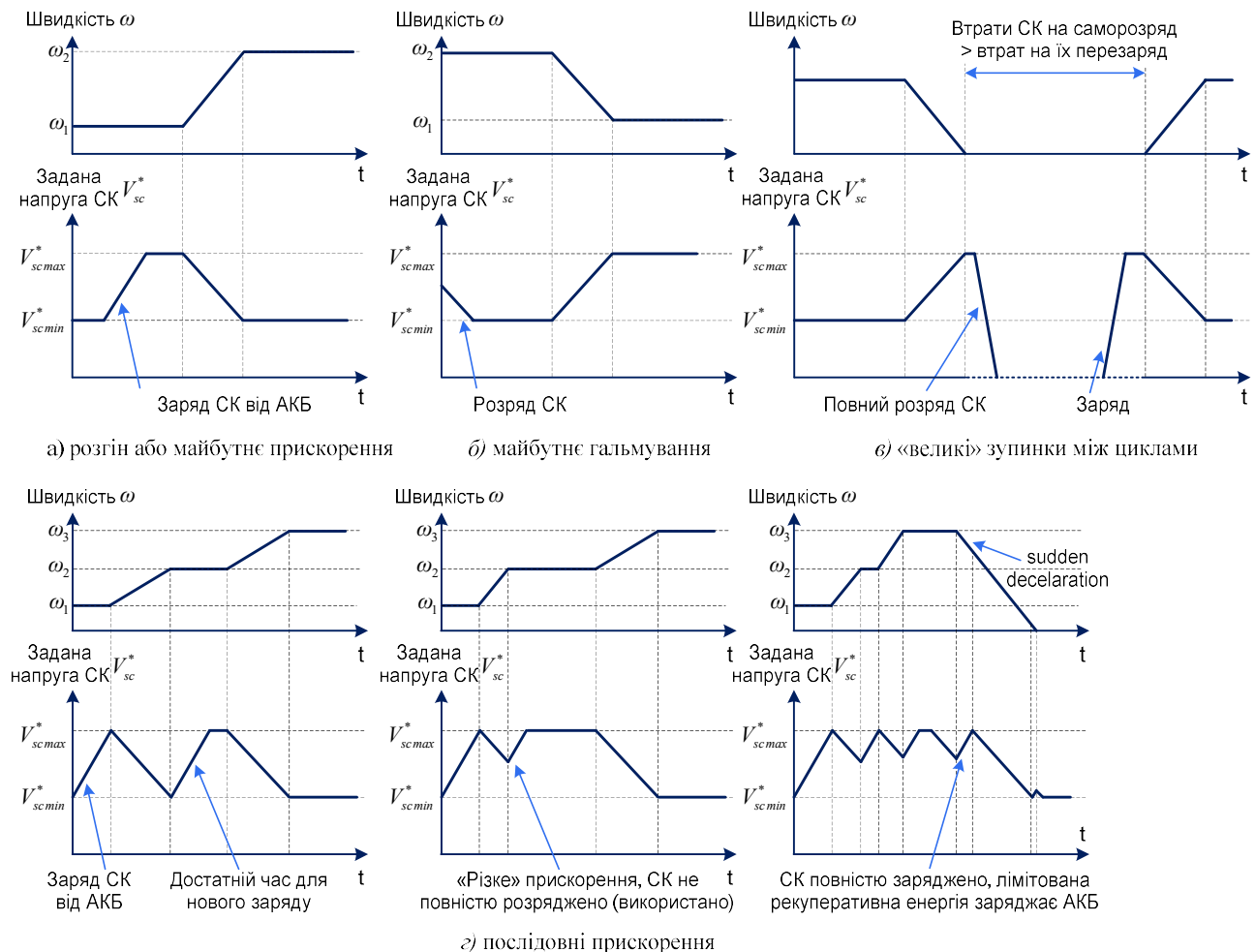


Рисунок А.2 – Рекомендовані задані траєкторії напруги в типових умовах ЕТЗ

У разі нечастих перехідних процесів на високій швидкості ЕТЗ (режим «круз-контролю») або майбутнього гальмування, задане значення напруги рекомендується встановлювати на мінімальному рівні  $V_{sc\min}^*$ , щоб зібрати максимальну кількість енергії рекуперації, як проілюстровано на рис. А.2б. Якщо цикл роботи ЕТЗ включає тривалі зупинки, так що ефект саморозряду СК перевищує активні втрати та втрати в перетворювачі за один цикл повного розряду-заряду СК, повний розряд СК на АКБ є економічний спосіб збереження енергії, як зображено на рис. А.2в. Аналіз витраченої енергії слід застосовувати до кожної ділянки циклу ЕТЗ.

Інший аспект полягає в послідовних прискореннях/сповільненнях. Як показано на рис. А.2г, коли траєкторія заданої напруги СК добре спланована,

загальна система керування працює, використовуючи весь потенціал СК. Це може бути забезпечено, наприклад, за рахунок використання алгоритмів прогнозування руху ЕТЗ на основі GPS, топографічної інформації та інформації про дорожній рух у реальному часі [53]. Такий підхід є найбільш ефективним для маршрутних ЕТЗ. Навпаки, якщо траєкторія заданої напруги СК змінюється під впливом будь-якого зовнішнього фактору, наприклад, трафіку, це ускладнює повноцінне використання СК. Як приклад, розглянемо останню траєкторію на рис. А.2. Напруга СК була відрегульована до рівня, при якому блок СК не можна використовувати, що призводить до втрати енергії рекуперації при гальмуванні на АКБ. Таких режимів можна уникнути, якщо заздалегідь розрахувати траєкторію заданої напруги СК; якщо це неможливо, то слід застосувати обмеження на прискорення і гальмування ЕТЗ, що може обмежити можливості водія у звичайних режимах роботи.

Відмітимо, що регулювання напруги СК відкриває можливість працювати в чотирьох спеціальних режимах повністю активних ГДЖ, зображених на рис. А.1, а саме: а) заряд блоку СК від АКБ та електроприводу (заряд СК для майбутнього прискорення при поточному/подальшому гальмуванні електроприводу); б) розряд СК на АКБ та ЕП (при майбутньому гальмуванні та/або після попереднього заряду СК); в) розряд блока СК на АКБ під час гальмування ЕТЗ (коли блок СК повністю заряджений після неправильної роботи (гальмування на останньому графіку на рис. А.2) г) підзаряд СК від АКБ у квазістаціонарному режимі руху ЕТЗ або перед стартом для майбутніх потреб та/або покриття втрат на саморозряд СК).



## ДОДАТОК Б

### НОМІНАЛЬНІ ПАРАМЕТРИ ДВИГУНІВ, ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ І ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ

В таблицях Б.1 – Б.4 надано номінальні параметри і параметри схеми заміщення використовуваних в дослідженнях двигунів.

Таблиця Б.1 – Номінальні параметри АД 4А180М2У3

Параметр	Значення
Потужність, $P_2$	30 кВт
Номінальна кутова швидкість, $\omega_N$	308 рад/с
Номінальний момент, $M_N$	97 Нм
Лінійна напруга, $U_{ab}$	380 В
Номінальний струм	55.8 А
Активний опір статора	$R_1 = 0.116$ Ом
Активний опір ротора	$R_2 = 0.068$ Ом
Індуктивність намагнічування	$L_m = 0.048$ Гн
Індуктивності статора та ротора	$L_1 = L_2 = 0.049$ Гн
Момент інерції	$J = 1.61$ кг·м <sup>2</sup>
Число пар полюсів	$p_n = 1$

Таблиця Б.2 – Номінальні параметри АД 4АО80В2

Параметр	Значення
Номінальна потужність $P_{2n}$	0.75 кВт
Номінальна кутова швидкість $\omega_N$	300 рад/с
Номінальний момент $T_n$	2.5 Нм
Номінальний струм статора	2.1 А
Активний опір статора	$R_1 = 11$ Ом
Активний опір ротора	$R_2 = 5.6$ Ом
Індуктивності статора і ротора	$L_1 = L_2 = 0.95$ Гн
Індуктивність намагнічування	$L_m = 0.91$ Гн
Сумарний момент інерції	$J = 0.003$ кгм <sup>2</sup>
Кількість пар полюсів $p_n$	$p_n = 1$
Коефіцієнт в'язкого тертя $\nu$	$\nu = 0.0015$ Нм/(рад/с)

Таблиця Б.3 – Номінальні параметри СДПМ NORD 100T2/4

Параметр	Значення
Потужність, $P_2$	3 кВт
Номінальна кутова швидкість, $\omega_N$	220 рад/с
Номінальний момент, $M_N$	13.6 Нм
Частота, $f$	70 Гц
Лінійна напруга, $U_{ab}$	385 В
Номінальний струм (RMS)	5.4 А
Активний опір статора	$R_1 = 1.7$ Ом
Потік постійних магнітів	$\psi_m = 0.615$ Вб
Індуктивність статора по осі q	$L_q = 56$ мГн
Індуктивність статора по осі d	$L_d = 31$ мГн
Момент інерції	$J = 0.0155$ кгм <sup>2</sup>
Коефіцієнт в'язкого тертя	$\nu = 0.033$ Нм/(рад/с)
Число пар полюсів	$p_n = 2$

Таблиця Б.4 – Номінальні дані АД NORD 100LP/4

Параметр	Значення	Параметр	Значення
Номінальна потужність $P_r$	2.2 кВт	Номінальний момент $M_c$	14.3 Нм
Номінальний струм $I_r$	4.3 А	Число пар полюсів $p_n$	$p_n = 2$
Номінальна швидкість $\omega_r$	157 рад/с	Момент інерції $J$ , кг · м <sup>2</sup>	$J = 0.0081$

В таблиці Б.5 надано номінальні параметри DC-DC перетворювача, які використовувалися для тестування як DC-DC перетворювачів, так і у складі ГДЖ.

Таблиця Б.5 – Номінальні параметри DC-DC перетворювачів

Параметр	Значення	Параметр	Значення
Вихідна ємність $C$	500 мкФ	Опір вхідного кола $R$	0.5 Ом
Індуктивність вхідного кола $L$	11 мГн	Частота перемикачів ключів	10 кГц

В таблицях Б.6 – Б.13 наведено номінальні параметри елементів АКБ і блоку СК та їх збірок.

Таблиця Б.6 – Паспортні дані свинцево-кислотної АКБ типу WP7-12

Параметр	Значення	Параметр	Значення
Номінальна ємність С	7 Агод	Номінальна потужність Р	28 Вт
Номінальна напруга V	12 В	Максимальна потужність Р <sub>м</sub>	168 Вт
Максимальний струм заряду	2.1 А	Кількість циклів заряду-розряду	200-1100

Таблиця Б.7 – Паспортні дані елементу літій-іонних АКБ типу Swing 5300

Параметр	Значення
Номінальна ємність С	5.3 Агод
Номінальна напруга V	3.65 В
Номінальна енергія при розряді з 0.2 С	19.3 Втгод
Максимальний струм заряду/розряду	10.6 А / 13 А
Кількість циклів заряду-розряду	1000-3000

Таблиця Б.8 – Номінальні дані літій-іонних АКБ з елементів Swing 5300

Характеристика	Значення	Характеристика	Значення
Максимальна напруга	54 В	Кількість послідовних елементів N <sub>s</sub>	13
Номінальна напруга	48 В	Кількість паралельних віток N <sub>p</sub>	2
Мінімальна напруга	38.5 В	Ємність АКБ	10.4 Агод

Таблиця Б.9 – Паспортні дані елементу СК типу ESHSR-0050C0-002R7

Параметр	Значення
Номінальна ємність С	50 Ф
Номінальна напруга V	U <sub>cn</sub> = 2.7 В
Максимальна напруга	2.85 В
Максимальний еквівалентний послідовний опір	16 мОм
Максимальний струм витоку (leakage)	I <sub>leak</sub> = 73 мкА
Максимальний струм (постійний)	10 А
Максимальний піковий струм	37.5 А
Максимальна енергія, яку можна зберігати	50 мВтгод
Кількість циклів заряду-розряду	500000

Таблиця Б.10 – Номінальні дані блоку СК з елементів ESHSR-0050C0-002R7

Характеристика	Значення	Характеристика	Значення
Номінальна напруга	108 В	Кількість послідовних елементів	40
Номінальна ємність	1.25 Ф	Максимальний послідовний опір (розр.)	0.64 Ом

Таблиця Б.11 – Параметри збірки ГДЖ №1(свинцево-кислотні АКБ+СК, п.5.6)

Параметр	Значення	
	АКБ	Блок СК
Номінальна ємність	7 Агод	1.25 Ф
Номінальна напруга	24 В	108 В
Кількість послідовних елементів	2	40

Таблиця Б.12 – Номінальні дані збірки АКБ і блоку СК – ГДЖ №2 (п. 5.7, 5.8)

Джерело	Параметр	Значення	
		ГДЖ	Тільки АКБ
АКБ літій-іонні	Номінальна ємність	54 Агод	54 Агод
	Номінальна напруга	48 В	100 В
	Кількість послідовних елементів	13	26
	Кількість паралельних віток	2	1
Блок СК	Номінальна ємність	1.25 Ф	-
	Номінальна напруга	100 В	-
	Кількість послідовних елементів	40	-

Таблиця Б.13 – Номінальні дані збірки АКБ і блоку СК – ГДЖ №3 (п. 5.9)

Джерело	Параметр	Значення	
		ГДЖ	Тільки АКБ
АКБ літій-іонні	Номінальна напруга	160 В	320 В
	Кількість послідовних елементів	39	78
	Кількість паралельних віток	4	2
	Еквівалентний послідовний опір $R_{bt}$	0.3 Ом	1.2 Ом
Блок СК	Номінальна ємність	0.4 Ф	-
	Номінальна напруга	300 В	-
	Еквівалентний послідовний опір $R_p$	1.9 Ом	-

## ДОДАТОК В

### СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ І ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ

1. С.М. Пересада, С.Н. Ковбаса, Є.О. Ніконенко, С.В. Божко, “Концепція експериментального дослідження електромеханічних систем електричних транспортних засобів з гібридними джерелами живлення”, *Технічна електродинаміка*, №5, 2018, Київ, с. 55-60. DOI: [15407/techned2018.05.057](https://doi.org/10.15407/techned2018.05.057).
2. С.М. Пересада, Є.О. Ніконенко, М.М. Желінський, В.С. Решетник, “Формування динамічних режимів повністю керованого гібридного джерела живлення електричних транспортних засобів”, *Технічна електродинаміка*, №4, 2020, Київ, с. 35-40. DOI: [15407/techned2020.04.035](https://doi.org/10.15407/techned2020.04.035).
3. С.М. Пересада, Є.О. Ніконенко, С.М. Ковбаса, О. Кузнецов, “Спостерігач потокозчеплення, адаптивний до змін активного опору ротора асинхронних двигунів”, *Технічна електродинаміка*, 2022, №5, с. 45-51. DOI: [10.15407/techned2022.05.045](https://doi.org/10.15407/techned2022.05.045).
4. С.М. Пересада, Є.О. Ніконенко, В.С. Решетник, “Метод визначення електричних параметрів явнополюсних синхронних двигунів”, *Збірник наукових праць Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв*, Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, 30.08.2019, № 2 (476), с. 14-21. DOI: [15589/znp2019.2\(476\).3](https://doi.org/10.15589/znp2019.2(476).3).
5. S. Peresada, S. Kovbasa, D. Pristupa, D. Pushnitsyn, Y. Nikonenko “Nonlinear control of voltage source AC-DC and DC-DC boost converters”, *Bulletin of NTU KhPI Problems of Automated Electric drives. Theory and Practice. (PAED)*, Kharkiv, 2017, vol. 27 (1249), pp. 84-88. URL: [repository.kpi.kharkov.ua/handle/KhPI-Press/33964](https://repository.kpi.kharkov.ua/handle/KhPI-Press/33964).
6. С.М. Пересада, Є.О. Ніконенко, С.М. Ковбаса, О.В. Стаценко, “Стійкість двоконтурних систем керування напругою DC-DC перетворювача”, *Вісник ВПІ*, № 6, грудень, 2021, с. 51-57. DOI: [10.31649/1997-9266-2021-159-6-51-57](https://doi.org/10.31649/1997-9266-2021-159-6-51-57).
7. S. Peresada, Y. Nikonenko, S. Kovbasa, A. Kuznietsov and D. Pushnitsyn, “Rapid prototyping station for batteries-supercapacitors hybrid energy storage systems,” *IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, April 16 – 18, 2019, pp. 826-831. DOI: [10.1109/ELNANO.2019.8783731](https://doi.org/10.1109/ELNANO.2019.8783731).

8. S. Peresada, Y. Nikonenko, V. Reshetnyk and O. Kiselychnyk, "Dynamics of the synchronous motor based traction electromechanical systems with hybrid energy sources," *IEEE Problems of Automated Electric Drive. Theory and Practice (PAEP)*, Kremenchuk, Ukraine, September 21-25, 2020, 6 p. DOI: [10.1109/PAEP49887.2020.9240798](https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240798).

9. S. Peresada, Y. Nikonenko and V. Reshetnyk, "Adaptive speed control and self-commissioning of the surface mounted permanent magnet synchronous motors," *IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, July 2-6, 2019, pp. 388-394. DOI: [10.1109/UKRCON.2019.8879913](https://doi.org/10.1109/UKRCON.2019.8879913).

10. S. Peresada, Y. Nikonenko and S. Kovbasa, "Field-weakening methods for torque-flux direct field-oriented control of induction motors," *IEEE 8th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 2022, pp. 292-296. DOI: [10.1109/ESS57819.2022.9969273](https://doi.org/10.1109/ESS57819.2022.9969273).

11. S. Peresada, Y. Nikonenko and V. Reshetnyk, "Identification of the interior permanent magnet synchronous motor electrical parameters for self-commissioning," *IEEE International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, April 22-24, 2020, pp. 826-831. DOI: [10.1109/ELNANO50318.2020.9088867](https://doi.org/10.1109/ELNANO50318.2020.9088867).

12. S. Peresada, O. Kiselychnyk, D. Rodkin, Y. Nikonenko and V. Reshetnyk, "Inductances determination of the interior permanent magnet synchronous motors considering saturation," *IEEE 7th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, May 12-14, 2020, pp. 289-294. DOI: [10.1109/ESS50319.2020.9160128](https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9160128).

13. S. Peresada, Y. Nikonenko and Y. Zaichenko, "Parameters identification for self-commissioning of DC-DC boost converters," *2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, August 22-28, 2021, pp. 417-420. DOI: [10.1109/UKRCON53503.2021.9575812](https://doi.org/10.1109/UKRCON53503.2021.9575812).

**Апробація результатів дисертації.** Основні теоретичні положення, результати і висновки дисертаційної роботи доповідалися і обговорювалися на міжнародних науково-технічних конференціях: IEEE «Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference» ESARS-ITEC (Nottingham, UK, 2018), IEEE «Problems of Automated Electric Drive. Theory and Practice» PAEP (Kharkiv, 2020), IEEE

«Electronics and Nanotechnology» ELNANO (Kyiv, 2019, 2020), IEEE International Conference «Modern Electrical and Energy Systems» MEES (Kremenchuk, 2017, 2019, 2022), IEEE «Energy Smart Systems» ESS (Kyiv, 2020, 2022), IEEE Ukraine Conference «Electrical and Computer Engineering» UKRCON (Kyiv, 2019, 2021), IEEE KhPI Week on Advanced Technology KhPIWeek (Kharkiv, 2022), Workshop at the School of Engineering, University of Warwick (Coventry, UK, 2019), Workshop «Advanced Control in Power Systems and Drives» (Friedberg, Germany, 2019), «Проблеми сучасної електротехніки» ПСЕ (Київ, 2018, 2020, 2022), «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика» ПАЕП (Харків, 2017), «Оптимальне керування електроустановками» ОКЕУ (Вінниця, 2022), «Електромеханічні та енергетичні системи. Методи моделювання та оптимізації» ESMO (Кременчук, 2017, 2018), «Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики» СПЕА (Київ, 2017 – 2023), «Проблеми та перспективи розвитку енергетики, електротехнологій та автоматики в АПК» ПРЕАП (Київ, 2019), «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи» (Вінниця, 2022), конкурс студентських наукових робіт «Електротехніка та електромеханіка» ЕТЕ (Кам'янське, 2018).

## ДОДАТОК Г

## АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ І ВИКОРИСТАННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор ТОВ «ПОЛІТЕХНОСЕРВІС»

Микола КУГУТ

« » червня 2023 р.



## АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи  
асистента кафедри автоматизації електромеханічних систем та  
електроприводу КПІ ім. Ігоря Сікорського  
Ніконенка Євгена Олексійовича

Даним актом підтверджується, що алгоритми керування реверсивними підвищувальними DC-DC перетворювачами, які розроблені асистентом кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» Ніконенком Євгеном Олексійовичем в рамках виконання його дисертації на здобуття ступеня доктора філософії, використано для підвищення рівня напруги при створенні тягових електроприводів тролейбусів.

Розроблені автором алгоритми керування напругою ланки постійного струму підвищувальних DC-DC перетворювачів забезпечують високу швидкодію, розширення робочого діапазону струму навантаження з його компенсацією, що дозволило створити випробувальні стенди для тягових електроприводів тролейбусів в умовах обмеженості та варіації амплітуди напруги мережі живлення.

Начальник виробництва

Фурмак Олександр



## ЗАТВЕРДЖУЮ

Декан факультету електроенерготехніки  
та автоматики Національного технічного  
університету України

«Київський політехнічний інститут імені

Ігоря Сікорського»  
доктор технічних наук, професор

Олександр ЯНДУЛЬСЬКИЙ  
«\_\_\_\_\_» червня 2023 р.

## АКТ

впровадження у навчальний процес результатів дисертаційної роботи  
асистента кафедри автоматизації електромеханічних систем та  
електроприводу Ніконенка Євгена Олексійовича за темою  
«Керування електромеханічними системами електричних транспортних засобів з  
гібридним акумуляторно-суперконденсаторним джерелом живлення»

Комісія у складі завідувача кафедри АЕМС-ЕП, д.т.н. доц. Ковбаси С.М.,  
заступника завідувача кафедри АЕМС-ЕП з методичної роботи, к.т.н. доц. Бур'яна  
С.О., к.т.н. доц. Красношапки Н.Д., склала цей акт про використання результатів  
дисертаційної роботи Ніконенка Є.О. у навчальному процесі кафедри автоматизації  
електромеханічних систем та електроприводу КПІ ім. Ігоря Сікорського.

Розроблені автором алгоритми керування повністю керованим гібридним  
джерелом живлення електричних транспортних засобів з розділенням контурів  
регулювання акумуляторних батарей та суперконденсаторів, моделюючі програми  
та програмне забезпечення для дослідження систем керування гібридними  
джерелами живлення розповсюджених топологій для електротранспорту,  
експериментальна установка з DC-DC перетворювачами використовуються при  
проведенні лекційних та лабораторних занять з дисциплін «Електромеханічні  
системи електричних транспортних засобів» і «Керування перетворенням енергії в  
відновлюваних джерелах та електромобілях» (магістерський рівень), а також у  
дипломному проектуванні за спеціальністю 141 – «Електроенергетика,  
електротехніка та електромеханіка».

Голова комісії

Члени комісії

д.т.н. доц. Сергій КОВБАСА

к.т.н. доц. Сергій БУР'ЯН

к.т.н. доц. Наталія КРАСНОШАПКА