Міністерство освіти і науки України

Національний університет "Львівська політехніка"

Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису

Білецький Юрій Олегович

УДК 620.9:621.3:681.5

ДИСЕРТАЦІЯ

РОЗВИТОК МЕТОДІВ СИНТЕЗУ НЕЛІНІЙНИХ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ НА ЕНЕРГЕТИЧНІЙ ОСНОВІ

Спеціальність 05.09.03 - "Електротехнічні комплекси та системи " Галузь знань – технічні науки

Подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

Науковий консультант Щур Ігор Зенонович, доктор технічних наук, професор.

Львів - 2025

АНОТАЦІЯ

Білецький Ю.О. Розвиток методів синтезу нелінійних електротехнічних систем на енергетичній основі. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук (доктора наук) за спеціальністю 05.09.03 – Електротехнічні комплекси та системи. – Національний університет «Львівська політехніка» Міністерства освіти і науки України, Львів, 2025.

Захист відбудеться на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 35.052.02. Національний університет «Львівська політехніка» Міністерства освіти і науки України, Львів, 2025.

Дисертаційна робота присвячена розв'язанню актуальної наукової проблеми в галузі електротехніки, яка полягає в розвитку методів синтезу керування нелінійними мультифізичними електротехнічними системами на енергетичній основі і поєднанню їх в комплексний підхід, що охоплює математичне моделювання систем, їх динамічний синтез, оптимізацію енергоперетворень в усталених режимах та комп'ютерне моделювання.

Запропоновано процедури синтезу системи енергоформуючого керування (СЕФК), які дають змогу передавати керуючі впливи на бажані координати стану через контрольовані контури системи, і, таким чином, розширити можливості керування в СЕФК. Розроблено комп'ютерну програму для їх реалізації до різних об'єктів. Результати синтезу успішно випробувано на прикладі електропривода на базі двигуна постійного струму (ДПС). Доведена можливість втілення механічного демпфування для СЕФК ДПС уможливила синтез СЕФК із кращими статичними та динамічними характеристиками, ніж СЕФК із виключно електричним демпфуванням. Синтезовані за розробленою процедурою СЕФК із форсуючим підсиленням дають змогу покращити характеристики роботи САК порівняно з СЕФК із класичним ПІ-регулятором, і забезпечують повну відповідність до структури замкнених порт-гамільтонових систем (ПГС), включаючи збереження усіх притаманних їм властивостей, зокрема, асимптотичної стійкості та можливості використання параметричного синтезу формуванням характеристичного поліному. Запропонована процедура синтезу СЕФК з корекцією сигналів завдання є перспективною для складних систем і дає змогу синтезувати СЕФК із широкими можливостями регулювання, високими статичними і динамічними характеристиками, стабільною роботою керованих систем для широкого діапазону завдань робочих координат стану та простою імплементацією.

За результатами досліджень, зокрема експериментальних, показано, що застосування класичної теорії оптимального керування дає можливість синтезу параметрів матриці демпфування та матриці взаємозв'язків між підсистемами енергоформуючого керування як для лінійних, так і для нелінійних ЕТС. Поєднання запропонованого модифікованого рівняння Ріккаті у гамільтоновому представленні та знаходження матриць СЕФК встановлює безпосередній зв'язок між критерієм оптимальності та регуляторами СЕФК, і, відповідно, дає змогу сформувати критерій оптимальності та спростити процедуру оптимального параметричного синтезу СЕФК.

Застосовано підхід лінійної термодинаміки нерівноважних процесів (ТДНП), а саме метод універсального опису об'єктів як перетворювачів потужності (ПП), для аналізу енергетичних процесів та покращення їх ефективності в ЕТС, зокрема до тих, які включають підсистеми різної природи. Це дало змогу оцінити енергетичну якість систем з універсальної точки зору без заглиблення у фізичні, хімічні чи інші особливості процесів.

Для синхронної машини з постійними магнітами (СМПМ), які розміщеними всередині ротора (IPMSM), з урахуванням втрат в сталі, розроблено програму досліджень, що дає змогу отримати для кожної робочої точки машини показники універсального ПП в залежності від значень складової струму якоря *i*_d. Для роботи машини нижче номінальної кутової швидкості отримано оптимальні з точки зору максимальної енергетичної ефективності значення d і q складових струму якоря в кожній робочій точці системи координат «кутова швидкість – електромагнітний момент». Для другої зони регулювання кутової швидкості IPMSM значення складової струму якоря i_d забезпечує роботу машини на кривій обмеження за напругою якоря, де і забезпечується оптимальна стосовно енергетичної ефективності її робота. Запропонований метод дає також можливість легко визначити складові втрат потужності від нерівноважності процесу, якими є втрати в міді, та від неповної спряженості між входом та виходом ПП, якими в даному випадку є втрати в сталі.

Завдяки підходу лінійної ТДНП вітроенергоустановка (ВЕУ) у вигляді вітротурбіни (VAWT) та синхронного генератора з постійними магнітами (PMSG) вперше математично описано як два каскадно з'єднані лінійні ПП з можливістю лінеаризації їх характеристик у точках роботи в заданому діапазоні спільної кутової швидкості. Це дало змогу виявити нові аспекти енергетики цієї системи та її елементів, а також шляхи підвищення її ефективності. Аналіз якості з'єднання дослідних VAWT та PMSG показав, що є резерви в підвищення ефективності побудованої на їх основі дослідної ВЕУ.

Розроблена на основі лінійної ТДНП методика математичного моделювання роботи відцентрової помпи (ВП) як універсального ПП, що працює в заданій гідравлічній системі, дала змогу провести аналіз енергетичної ефективності сонячної водопомпової системи. Проведенні дослідження показали доцільність зміни проєктного значення продуктивності ВП у бік збільшення з метою підвищення енергетичної ефективності роботи ВП, розширення діапазону її робочих швидкостей при сезонному, добовому та погодному зниженні інтенсивності сонячної радіації, що забезпечить значне збільшення річної водяної продуктивності автономних СУПВ прямого привода.

Для SISO систем зі складною нелінійною динамікою, до яких застосовується енергоформуюче керування, представлений метод опису систем як універсальних ПП на основі лінійної ТДНП дає змогу отримати оптимальні

координати та сформувати стратегію енергетичного менеджменту. Крім цього, за принципом СЕФК ефективно реалізовуються необхідні стратегії керування нелінійними та мультифізичними системами, зокрема MISO та MIMO, низка яких розглянута і досліджена в роботі.

Розроблено СЕФК нелінійною ЕТС на базі ДПС незалежного збудження згідно запропонованої процедури синтезу з корекцією сигналів завдання, які є стійкими та забезпечують високі статичні і динамічні показними системи.

На основі розробленого методу запропоновано та досліджено, зокрема експериментально, різні варіанти СЕФК для гібридних акумуляторносуперконденсатоних систем нагромадження енергії (ГСНЕ) різної конфігурації для сонячної енергоустановки, які забезпечують задану стратегію керування. Отримані СЕФК подовжують роботу акумуляторної батареї завдяки зменшенню динаміки зміни струму та його обмеженню. Розроблено також СЕФК що може працювати в широкому діапазоні навантажень завдяки ковзному перемиканню синтезованих регуляторів, які мають різну структуру, відповідно до потреби обмеження струму. Вперше розроблено СФЕК для ГСНЕ з багаторівневим модулем суперконденсаторів (СК), інтегрованим з каскадним DC-DC перетворювачем, що дає змогу реалізувати стратегії енергетичного менеджменту і водночас потребує у вісім разів менше параметрів для налаштування порівняно з існуючими системами, побудованими за класичними підходами.

Розроблено СЕФК для підвищувального DC-DC перетворювача, які враховують взаємозв'язок між вхідним та вихідним контурами і демонструють значно більшу робастність щодо неідеальностей системи порівняно з існуючими.

Розроблено СЕФК сонячної установки помпування води (СУПВ) зі складною стратегією керування, з додатковими функціями накопичення виробленої електроенергії та живлення зовнішніх споживачів з урахуванням енергозбереження. Запропоновано пульсуючий режим роботи автономної СУПВ прямого привода з введенням в канал потоку енергії проміжного СК буфера, що забезпечує номінальну енергетичну ефективність роботи ВП за зміни в широких межах інтенсивності сонячної радіації. У окремому досліджуваному випадку географічної широти м. Львова підвищення річної продуктивності дослідної СУПВ становить 64% порівняно з СУПВ традиційної конфігурації. Крім того, у запропонованій системі на СК буфер покладена функція забезпечення роботи фотоелектричних панелей в точці максимальної потужності – МРРТ, що реалізується одним транзисторним ключем. Ці дослідження підтверджено фізичними експериментами.

Запропоновано поєднати підхід до комп'ютерного моделювання за методом макроенергетичного представлення (EMR), що дає змогу моделювати складні мультифізичні системи, з СЕФК для покращення точності моделювання та керування. Це продемонстровано на прикладі СЕФК електропривода на базі векторно керованої СМПМ в ЕМR, де електромагнітна частина СМПМ є підсистемою з багатьма входами та нелінійною зв'язаною динамікою. Дослідження показали, що запропонований метод підвищує статичну точність регулювання складових струму, електромагнітного моменту та кутової швидкості СМПМ, а також має ширші можливості для формування бажаних динамічних характеристик системи електропривода.

Як показали дослідження з використанням EMR, побудована на основі геометрії Ackermann-Jeantaud система електронного диференціала для керування приводами передніх коліс електромобіля забезпечує високу точність формування крутного моменту на кожному з коліс та відповідно їх швидкість, забезпечуючи повороти електромобіля без ковзання коліс, що забезпечує безпеку руху та покращує зносостійкість шин.

Практична значущість роботи підтверджена актами впровадження у виробничий і навчальний процеси.

Ключові слова: електротехнічні системи, енергетичні підходи, енергоформуюче керування, структурно-параметричний синтез, оптимальне керування, лінійна термодинаміка нерівноважних процесів, макроенергетичне представлення, відновлювана енергетика, помпування води, електромобілі, системи нагромадження енергії, синхронна машина з постійними магнітами.

ABSTRACT

Biletskyi Y.O. Development of methods for the synthesis of nonlinear electrical systems on an energy basis. – *Qualifying scientific work on manuscript rights*.

Dissertation for obtaining the scientific degree of Doctor of Technical Sciences (Doctor of Science), speciality 05.09.03 – "*Electrotechnical complexes and systems*". – Lviv Polytechnic National University, Ministry of Education and Science of Ukraine, Lviv, 2025.

The dissertation is devoted to the solution of a pressing scientific problem in the field of electrical engineering, which consists of developing energy-based approaches for control synthesis in nonlinear multiphysical electrical systems and combining them into a comprehensive approach that includes system mathematical modelling, their dynamic synthesis, optimisation of energy conversions in steadystate modes, and computer modelling.

Procedures of an energy-shaping control system (ESCS) synthesis, which allow transmission of control influences to the desired state coordinates through the controlled system loops, and thus expanding control capabilities in the ESCS, are proposed. A computer program has been developed for their implementation in various objects. The synthesis results have been successfully tested using the example of an electric drive based on a DC motor (DCM). The possibility of implementing mechanical damping for the ESCS has been proven. The DCM has made it possible to synthesize an ESCS with better static and dynamic characteristics than an ESCS with exclusively electrical damping. The ESCS with forcing amplification synthesized according to the developed procedure make it possible to improve the operating characteristics of the CS compared to an ESCS with a classical PI controller, and ensure full compliance with the structure of closed-loop port-Hamiltonian systems (PCHs), including the preservation of all their inherent properties, in particular, asymptotic stability and the possibility of using parametric synthesis by forming a characteristic polynomial. The proposed procedure of ESCS synthesis with reference signal correction is particularly promising for complex systems, as it allows for the synthesis of ESCSs with vast control capabilities, high static and dynamic characteristics, stable operation of controlled systems for a wide range of references of operation state coordinates, and simple implementation.

According to the results of research, in particular experimental ones, it is shown that the application of the classical theory of optimal control makes it possible to synthesize the parameters of the damping and interconnection matrices of energyshaping control for both linear and nonlinear ETS. The combination of the proposed modified Riccati equation in the Hamiltonian representation and finding the ESCS matrices establishes a direct connection between the optimality criterion and ESCS regulators, and, accordingly, allows you to form an optimality criterion and simplify the procedure for optimal parametric synthesis of ESCS.

The approach of linear thermodynamics of non-equilibrium processes (LTNP), namely, the method of universal description of objects as power converters (PCs), has been developed for the analysis of energy processes and improvement of their efficiency in ETS, in particular those that include subsystems of various nature. This made it possible to assess the energy quality of systems from a universal point of view without delving into the physical, chemical or other features of the processes.

Using this approach, for an interior permanent magnet synchronous machine (IPMSM), taking into account iron losses, its model was obtained as a universal PC for each operating point the machine indicators depending on the values of the armature current component i_d . For the operation of the machine below the nominal angular speed, the optimal values of the armature current components d and q in

terms of maximum energy efficiency were obtained at each operating point of the coordinate system "angular velocity - electromagnetic moment". For the second zone of the IPMSM angular speed regulation, the value of the armature current component i_d ensures the operation of the machine on the armature voltage limitation curve, where its operation is optimal in terms of energy efficiency. The proposed method also makes it possible to easily determine the components of power losses from process imbalance, which are losses in copper, and from incomplete conjugation between the input and output of the PP, which in this case are losses in steel.

For the first time, a wind energy conversion system (WECS) in the form of a wind turbine and a permanent magnet synchronous generator as two cascadeconnected linear PC with the possibility of linearizing their characteristics at operating points in a given range of common angular velocity s is described and analysed. This made it possible to identify new aspects of the energetic of this system and its elements, as well as ways to increase its efficiency. This made it possible to identify new aspects of the energy of this system and its elements, as well as ways to increase its efficiency. This made it possible to increase its efficiency. Analysis of the quality of the connection of the experimental VAWT and PMSG showed that there are reserves in increasing the efficiency of the experimental WECS built on their basis.

The method of mathematical modeling of the operation of a centrifugal pump (CP) as a universal PC operating in a given hydraulic system, developed on the basis of linear LTNP, made it possible to analyze the energy efficiency of a solar water pumping system (WP). The conducted research showed the feasibility of changing the design value of the CP productivity in an upward direction in order to increase the energy efficiency of the CP operation, expand the range of its operating speeds with seasonal, daily and weather-related decreases in the intensity of solar radiation, which will ensure a significant increase in the annual water productivity of autonomous direct-driven solar WPs.

For SISO systems with complex nonlinear dynamics, to which ESCS are applied, the presented method of describing systems as universal PCs based on linear LTNP makes it possible to obtain optimal coordinates and form an energy management strategy. In addition, the ESCS principle effectively implements the defined control strategies for nonlinear and multiphysics systems, in particular MISO and MIMO, a number of which are considered and researched in the work.

A nonlinear ETS ESCS based on an independent excitation DCM has been developed according to the proposed synthesis procedure with the correction of reference signals, which are stable and provide high static and dynamic system performance.

Based on the developed method, various variants of ESCS for hybrid batterysupercapacitor energy storage systems (HESS) of various configurations for a solar power plant and an electric vehicle, which provide a given control strategy, have been proposed and researched, in particular experimentally. The obtained ESCSs extend the battery life by reducing the dynamics of current changes and limiting it. An ESCS, that can operate in a wide range of loads thanks to the sliding between synthesized regulators, which have different structures, according to the current limitations needs, has also been developed. For the first time, an ESCS for HESS with a multi-level supercapacitor (SC) module integrated with a cascade DC-DC converter, which allows for the implementation of energy management strategies and, at the same time, requires eight times fewer tuning parameters compared to existing systems built using classical approaches, has been developed.

A ESCS for a boost DC-DC converter that takes into account the relationship between the input and output circuits and demonstrates significantly greater robustness to system imperfections compared to existing ones has been developed.

A solar water pumping system (SWPS) with a complex control strategy, with additional functions of generated electricity accumulation and supplying external consumers, taking into account energy saving, has been developed.

A pulsating mode for autonomous direct-driven SWPS operation with the injection of an intermediate SC buffer into the energy flow channel is proposed, which ensures the nominal energy efficiency of the SWPS operation for changes in

solar radiation intensity in wide ranges. In the case of the geographical latitude of Lviv, the increase in annual productivity of the experimental SWPS is 64% compared to the SWPS of the traditional configuration. In addition, in the proposed system, the buffer SC is assigned the function of ensuring the operation of photovoltaic panels at the maximum power point - MPPT, which is implemented by a single transistor key. This has been confirmed by physical experiments.

It is proposed to combine the approach to computer modelling using the energetic macroscopic representation (EMR) method, which allows the modelling of complex multiphysics systems, with ESCS to improve the accuracy of modelling and control. This is confirmed by the example of ESCS of an electric drive based on a vector-controlled PMSM in EMR, where the electromagnetic part of the PMSM is a subsystem with many inputs and nonlinear coupled dynamics.

As studies using EMR have shown, the electronic differential system based on Ackermann-Jeantaud geometry for controlling the front wheel drives of an electric vehicle provides high accuracy in generating torque on each wheel and, accordingly, their speed, ensuring that the electric vehicle turns without wheel slip, which ensures driving safety and improves tire wear resistance.

The practical significance of the work is confirmed by acts of implementation in production and educational processes.

Keywords: electrotechnical systems, energy-based approaches, energy-shaping control, structural-parametric synthesis, optimal control, linear thermodynamics of non-equilibrium processes, energetic macroscopic representation, renewable energy, water pumping, electric vehicles, energy storage systems, permanent magnet synchronous machine.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Розділи у колективних монографіях інших держав, які включено до міжнародних наукометричних баз:

1. Shchur, I., Lozinskyi, A., Kopchak, B., **Biletskyi, Y.**, & Shchur, V. (2018). Passive stall control systems of power limitation modes for vertical axis wind turbines (VAWT). *Lecture Notes in Electrical Engineering*, 452, 131–159. (Scopus)

Монографії:

2. Щур, І. З., & Білецький, Ю. О. (2018). Енергоформуюче керування нелінійними електромеханічними системами з синхронними машинами на постійних магнітах: монографія. Львів: Видавництво Тараса Сороки.

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

3. **Biletskyi, Y.** Shchur, I. (2025), Efficiency improvement in standalone solar PV water pumping system by pulsating pump operation based on intermediate supercapacitor buffer. 2025. *e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy.* 11, 100913. https://doi.org/10.1016/j.prime.2025.100913 (Scopus, Q2)

4. Shchur, I., **Biletskyi, Y.**, & Kopchak, B. (2024). Efficiency Analysis and Optimization of Two-Speed-Region Operation of Permanent Magnet Synchronous Motor Taking into Account Iron Loss Based on Linear Non-Equilibrium Thermodynamics. *Machines*, 12(11), 826. https://doi.org/10.3390/machines12110826 (Scopus, Q2)

5. Shchur, I., Lis, M., & **Biletskyi, Y.** (2023). A non-equilibrium thermodynamic approach for analysis of power conversion efficiency in the wind energy system. *Energies*, 16(13) (Scopus, Q1).

6. Lozynskyy, A., Perzynski, T., Kozyra, J., **Biletskyi, Y.**, & Kasha, L. (2021). The interconnection and damping assignment passivity-based control

synthesis via the optimal control method for electric vehicle subsystems. *Energies*, 14(12) (Scopus, Q1).

7. Shchur, I., & **Biletskyi, Y.** (2021). Passivity-based control of water pumping system using BLDC motor drive fed by solar PV array with battery storage system. *Energies*, 14(23) (Scopus, Q1).

Статті у наукових періодичних фахових виданнях України за спеціальністю:

8. Білецький Ю. (2024). Ефективність роботи сонячної водопомпової установки на основі термодинамічного аналізу перетворення енергії у відцентровій помпі. *Electrical Power and Electromechanical Systems*, В. 6, № 1, 11-24. https://doi.org/10.23939/sepes2024.01.011

9. Biletskyi, R., Lozynskyy, O., **Biletskyi, Y.**, & Tsyapa, V. (2021). Analysis of Lyapunov matrices' application methods for optimization of stationary dynamic systems. *Electrical Power and Electromechanical Systems*, 3(1), 1–7.

10. Shchur, I., Kuzyk, R., & **Biletskyi, Y.** (2021). Passivity-based control system for stand-alone hybrid electrogenerating complex. *Прикладні аспекти інформаційних технологій*, 4(2), 140–152.

11. Lozynskyy, A., Demkiv, L., Lozynskyy, O., & **Biletskyi, Y.** (2020). Optimization of the electromechanical system by formation of a feedback matrix based on state variables. *Electrical Power and Electromechanical Systems*, 2(1s), 18– 26.

12. Lozynskyy, O., **Biletskyi, Y.,** Lozynskyy, A., Moroz, V., & Kasha, L. (2020). Construction of open-loop electromechanical system fundamental matrix and its application for calculation of state variables transients. *Енергетика та системи керування*, 6(2), 110–119.

13. Shchur, I., & **Biletskyi, Y.** (2020). Improved structure of passivity-based control of battery-supercapacitor hybrid energy storage system. *Прикладні аспекти інформаційних технологій*, 3(4), 232–245.

14. Білецький, Ю. О., Кузик, Р. В., & Ломпарт, Ю. В. (2020). Синтез та

аналіз системи енергоформуючого керування вітросонячною енергоустановкою з гібридною системою накопиченя енергії. *Електроенергетичні та* електромеханічні системи, 2(1), 8–17.

15. Shchur, I., Havdo, I., & **Biletskyi, Y.** (2020). Modeling of two-motor frontwheel drive control for electric vehicle with electronic differential based on energetic macroscopic representation. *Енергетика та системи керування*, 6(1), 51–60.

16. Lozynskyy, O., Moroz, V., Biletskyi, R., & **Biletskyi, Y.** (2019). Analytical design of dynamic system regulators taking into account the effect of disturbing factors. *Computational Problems of Electrical Engineering*, 9(1), 21–26.

17. Щур, І. З., & Білецький, Ю. О. (2018). Енергоефективне пряме керування моментом у двозонному електроприводі електромобіля на базі синхронної машини з постійними магнітами. Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Серія: Електроенергетичні та електромеханічні системи, 900, 57–66.

18. Білецький, Ю. О., & Білецький, Р. О. (2017). Енергоформуюче керування нелінійними системами на прикладі двозонного електроприводу постійного струму. Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Серія: Електроенергетичні та електромеханічні системи, 870, 9–16.

19. Корендій, В. М., Білецький, Ю. О., Дмитерко, П. Р., & Фурдас, Ю. В. (2016). Обґрунтування розвитку та аналіз конструктивних особливостей горизонтально-осьових вітроустановок з лопатями вітрильного типу. Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Серія "Динаміка, міцність та проектування машин і приладів, 838, 37–48.

20. Білецький, Ю. О. (2016). Системи енергоформуючого керування синхронною машиною з постійними магнітами як гамільтоновою системою з керованими портами. Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Серія: Електроенергетичні та електромеханічні системи, 840, 3–9.

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

21. Shchur, I., & **Biletskyi, Y.** (2020). Energetic microscopic representation (EMR) and passivity-based control of multi-input systems with non-linear coupled dynamics (PMSM control example). *Proceedings of the 25th IEEE International Conference on Problems of Automated Electrodrive: Theory and Practice (PAEP),* 1–6.

22. Shchur, I., & **Biletskyi, Y.** (2019). Passivity-based control of hybrid energy storage system with common battery and modular multilevel DC-DC converter-based supercapacitor packs. *Computational Problems of Electrical Engineering: 20th International Conference*, September 15–18, Slavske–Lviv, Ukraine.

23. Kuzyk, R., & **Biletskyi, Y.** (2019). Energy-shaping control of the windsolar power plant with a hybrid energy storage system. *Proceedings of the 9th International Youth Science Forum "Litteris et Artibus"*, 80–85.

24. Luchko, M., & **Biletskyi, Y.** (2018). Comparative analysis of different types of dynamic solar tracking systems. *VIII Міжнародний молодіжний науковий форум "Litteris et Artibus" & 13-та Міжнародна конференція "Молоді вчені до викликів сучасної технології"*, 115–116.

25. Shchur, I., & **Biletskyi, Y.** (2018). Interconnection and damping assignment passivity-based control of semi-active and active battery/supercapacitor hybrid energy storage systems for stand-alone photovoltaic installations. *Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering: Proceedings of the 14th International Conference,* 210–214.

26. Shchur, I., & **Biletskyi, Y.** (2018). Battery currents limitation in passivitybased controlled battery/supercapacitor hybrid energy storage system. *Electronics and Nanotechnology (ELNANO): Proceedings of the 2018 IEEE 38th International Conference*, 504–510.

27. Shchur, I., & Biletskyi, Y. (2018). Robust passivity-based controllers for

fast output voltage regulated, non-ideal DC-DC boost converter in Hamiltonian representation. 2018 3rd IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems: Proceedings, 310–315.

28. Lompart, Y., & **Biletskyi, Y.** (2018). Analysis of the feasibility of using an AC motor with new winding type for building electric vehicle. *VIII Міжнародний молодіжний науковий форум "Litteris et Artibus" & 13-та Міжнародна конференція "Молоді вчені до викликів сучасної технології"*, 117–119.

29. Shchur, I., **Biletskyi, Y.**, & Holovach, I. (2017). Improving of IDA-PBC systems by forming additional regulatory actions on directly uncontrollable system loops. *First IEEE Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering UKRCON-2017: Proceedings*, 504–507.

30. Shchur, I., **Biletskyi, Y.**, & Shchur, V. (2017). Energy efficient and simple control of stand-alone combine heat-power generation small wind turbine. *First IEEE Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering UKRCON-2017: Proceedings*, 483–488.

31. Biletskyi, R., & **Biletskyi, Y.** (2017). Nonlinearity compensation for twozone energy-shaping control systems of DC drive. *Litteris et Artibus: VII International Youth Science Forum*, 164–166.

32. Biletskyi, R., & **Biletskyi, Y.** (2016). Control systems for DC motor as port-controlled Hamiltonian system. Litteris et Artibus: *VI International Youth Science Forum*, 197–198.

33. **Biletskyi, Y.** (2015). Control systems of permanent magnet synchronous machine as port-controlled Hamiltonian system. *Litteris et Artibus: V International Youth Science Forum*, 194–195.

3MICT

АНОТАЦІЯ2
СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ12
3MICT17
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ22
ВСТУП
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ СПОСОБІВ КЕРУВАННЯ НЕЛІНІЙНИМИ
ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИМИ СИСТЕМАМИ ТА МЕТОДІВ ЇХ СИНТЕЗУ НА
ОСНОВІ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ПІДХОДІВ
1.1 Проблеми керування нелінійними ЕТС та переваги енергетичних підходів35
1.1.1 Лінеаризовані САК
1.1.2 Адаптивні САК
1.1.3 Інтелектуальні САК
1.2 Аналіз методів синтезу динамічних систем керування на основі
енергетичних підходів40
1.3 Макроенергетичне представлення51
1.4 Оптимізація енергоефективних координат керування в усталених
режимах роботи ЕТС на основі лінійної ТДНП55
1.4.1 Застосування лінійної ТДНП для характеристики універсальних
ПП
1.4.2 Показники ефективності роботи каскадно з'єднаних лінійних ПП62
1.4.3 Методика енергетичної оптимізації стаціонарного режиму роботи
системи
1.5 Особливості обраних для досліджень електротехнічних систем
1.5.1 Двомасові системи електроприводів
1.5.2 Системи на базі ДПС68
1.5.3 Системи векторного керування СМПМ69
1.5.4 Гібридні акумуляторно-суперконденсаторні системи
нагромадження енергії71

1.5.5 Вітро- та сонячні системи генерування електроенергії
1.5.6 Сонячні водопомпові системи
1.6 Висновки до розділу та формування напрямку досліджень
РОЗДІЛ 2 РОЗВИТОК МЕТОДІВ СТРУКТУРНОГО ТА
ПАРАМЕТРИЧНОГО СИНТЕЗУ СИСТЕМ ЕНЕРГОФОРМУЮЧОГО
КЕРУВАННЯ85
2.1 Структурне представлення систем керування на основі енергетичних
підходів з можливими розширеннями85
2.2 Системи енергоформуючого керування ЕТС з непрямоконтрольованими
координатами92
2.2.1 Розширення СЕФК шляхом поєднання з класичними
регуляторами94
2.2.2 Форсування керуючих впливів до непрямоконтрольованих
контурів95
2.2.3 Синтез СЕФК з форсуванням керуючих впливів на прикладі
привода ДПС96
2.2.4 Модифікація синтезу СЕФК шляхом корекції бажаного стану
рівноваги97
2.2.5 Результати математичного моделювання
2.3 Оптимальне керування в ПГС
2.3.1 Синтез системи оптимального керування лінійною системою 102
2.3.2 Дослідження ефективності синтезованого оптимального
керування для двомасової ПГС106
2.3.3 Синтез оптимального керування на основі рівняння Ріккаті,
записаного згідно умов енергоформуючого керування112
2.3.4 Синтез параметрів СЕФК у випадку нелінійної електромеханічної
системи116
2.3.5 Дослідження ефективності запропонованого підходу на прикладі
системи керування СМПМ118

2.4 Висновки до розділу125
РОЗДІЛ З АНАЛІЗ РОБОТИ ТА СИНТЕЗ КООРДИНАТ
ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИМИ
СИСТЕМАМИ НА ОСНОВІ ЛІНІЙНОЇ ТЕРМОДИНАМІКИ
НЕРІВНОВАЖНИХ ПРОЦЕСІВ127
3.1 Аналіз ефективності та синтез оптимальних координат роботи СМПМ 127
3.1.1 Математичний опис динаміки та статики IPMSM з врахуванням
втрат в сталі127
3.1.2 Параметри дослідної машини130
3.1.3 CMПМ як лінійний ПП131
3.1.4 Оптимізація енергетичної ефективності роботи SPMSM нижче від
номінальної швидкості133
3.1.5 Оптимізація енергетичної ефективності роботи IPMSM нижче від
номінальної кутової швидкості138
3.1.6 Оптимізація енергетичної ефективності роботи IPMSM вище від
номінальної кутової швидкості147
3.2 Аналіз енергетичної ефективності роботи вітроелектроустановки 151
3.2.1 Математичний опис аеромеханічних закономірностей роботи WT
як лінійного ПП152
3.2.2 Основні показники ефективності роботи дослідної WT154
3.2.3 Термодинамічний аналіз ефективності перетворення енергії в
синхронному генераторі з ПМ (PMSG)159
3.2.4 Термодинамічний аналіз ефективності перетворення енергії в
комплексі «VAWT – PMSG»163
3.2.5 Дослідження напрямків підвищення ефективності WECS 168
3.3 Аналіз ефективності роботи циркуляційної помпи в сонячній
водопомповій установці170
3.3.1 Математичний опис гідромеханічних закономірностей роботи ВП
як лінійного ПП172

3.3.2 Основні показники енергетичної ефективності роботи дослідної
ВП176
3.3.3 Дослідження впливу параметрів та режимів роботи ЦП на її
енергетичну ефективність180
3.4 Поєднання термодинамічного та енергоформуючого підходів182
3.5 Висновки до розділу183
РОЗДІЛ 4 СИНТЕЗ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИМИ
ОБ'ЄКТАМИ НА ОСНОВІ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ПІДХОДІВ
4.1 СЕФК двозонного регулювання кутової швидкості електропривода на базі
ДПС
4.2 Синтез та аналіз СЕФК гібридними енергоустановками 192
4.2.1 Керування ГСНЕ автономних сонячних енергоустановок 192
4.2.2 Експериментальні дослідження роботи напівактивної АБ-СК
гібридної системи нагромадження енергії 200
4.3 Синтез та аналіз CTAR електротехнічними системами
4.3.1 СЕФК гібридної АБ-СК системи з обмеженням струму 206
4.3.2 СЕФК ГСНЕ зі спільною АБ та багаторівневим СКМ,
інтегрованим з каскадним DC-DC перетворювачем
4.4 СЕФК швидкого регулювання вихідної напруги неідеального
підвищувального DC-DC перетворювача
4.5 Аналіз та синтез систем керування сонячними водопомповими
установками
4.5.1 Енергоформуюче керування СУПВ з акумуляторною СНЕ 236
4.5.2 Автономна СУПВ прямого привода з проміжним
суперконденсаторним нагромаджувачем електроенерії та
імпульсною роботою помпи255
4.6 Висновки до розділу
РОЗДІЛ 5 МОДЕЛЮВАННЯ ЕНЕРГОФОРМУЮЧИХ СИСТЕМ
КЕРУВАННЯ З МАКРОЕНЕРГЕТИЧНИМ ПРЕДСТАВЛЕННЯМ 291

5.1 Поєднанн	я енергоформуючих систем керування з макроенергетичним			
представл	енням			
5.2 Система е	нергоформуючого керування СМПМ з макроенергетичним			
представл	енням			
5.2.1 EN	MR енергоефективного векторного керування СМПМ293			
5.2.2 СЕФК для енергоефективного векторного керування СМПМ 299				
5.2.3 Результати комп'ютерного симулювання				
5.3 Система к	серування дводвигунним передньопривідним електромобілем з			
електронн	им диференціалом з макроенергетичним представленням 306			
5.3.1 3a	кономірності роботи електронного диференціала			
5.3.2 Pc	озроблення системи керування ЕМ 308			
5.3.3 По	обудова ЕМР моделі			
5.3.4 Pe	зультати комп'ютерного симулювання			
5.4 EMR елек	троприводу ЕТЗ з СЕФК та стратегією на основі ТДНП			
5.5 Висновки	до розділу			
висновки				
ЛІТЕРАТУРА				
додатки				
ДОДАТОК А.	Список опублікованих праць за темою дисертації			
ДОДАТОК В.	Програма структурного синтезу сефк приводом постійного			
струму, виконана у системі комп'ютерної алгебри mathcad				
ДОДАТОК С.	Розрахунок параметрів пасивних елементів для побудови			
СУПВ				
ДОДАТОК D.	Дослідження можливих стурктур ФКВ для ГСНЕ			
ДОДАТОК Е.	Розроблення дослідної супв для п.4.5.1			
ДОДАТОК F.	Опис алгоритмів супв для п.4.5.1			
ДОДАТОК G.	Акти впровадження413			

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

Скорочення, термін,	Пояснення
позначення	
АБ	Акумуляторна батарея
АЦП	Аналогово-цифровий перетворювач
БДПС	Безщітковий двигун постійного струму
ВЕУ	Вітроелектроустановка
ВП	Відцентрова помпа
BP	Вітроротор
ГСНЕ	Гібридна система нагромадження енергії
ДВ3	Двигун внутрішнього згорання
ДПС	Двигун постійного струму
EMC	Електромеханічна система
EPC	Електрорушійна сила
ET3	Електричний транспортний засіб
IK	Інверсне керування
IH	Інвертор напруги
НП	Напівпровідниковий силовий перетворювач
03	Обмотка збудження
ОП	Операційний підсилювач
ПК	Персональний комп'ютер
ПГС	Порт-гамільтонова система, гамільтонова система з керованими портами
ПП	Перетворювач потужності
САК	Система автоматичного керування
СГПМ	Синхронний генератор з постійними магнітами
CEM	Стратегія енергетичного менеджменту
СЕФК	Система енергоформуючого керування

Скорочення, термін,	Пояснення
позначення	
СК	Суперконденсатор
СКВ	Середньоквадратичне відхилення
СКМ	Суперконденсаторний модуль
СМПМ	Синхронна машина з постійними магнітами
СМР	Система модального регулювання
CHE	Система нагромадження енергії
СПР	Система підпорядкованого регулювання
СУПВ	Сонячна установка для помпування води
ТДНП	Термодинаміка нерівноважних процесів
ΦΕΜ	Фотоелектричний модуль
ΦΕΠ	Фотоелектрична панель
ФКВ	Формувач керуючих впливів
ШІМ	Широтно-імпульсна модуляція
DC	direct current (постійний струм)
EMS	Energy management system (система енергетичного
	менеджменту)
EMR	Energetic acroscopic representation
	(макроенергетичного представлення)
ESS	Energy storage systems (система нагромадження
FC	енерги)
HESS	нургій energy storage systems (гіоридна система нагромадження енергії)
MIMO	Multi input multi output (багато входів багато
	виходів)
MISO	Multi input single output (багато входів один вихід)
MMC	Modular multi-level converter (модульний
	оагаторівневий перетворювач)

Скорочення, термін,	Пояснення
позначення	
SIMO	Single input multi output (один вхід багато виходів)
SISO	Single input single output (один вхід один вихід)
SOC	State of charge (ступінь зарядженості)
WT	Wind turbine (вітрова турбіна)

ВСТУП

Сучасні електротехнічні системи (ЕТС) вже набули і далі продовжують набувати щораз ширшого застосування. Все це зумовлено такими винятковими властивостями електричної енергії як її безентропійність, простота розподілу і передачі, висока енергетична ефективність та якість перетворення параметрів і керування НИМИ завдяки сучасній силовій та мікроелектроніці. ETC застосовуються як самостійно, так і в комплексі з іншими системами, енергетичне забезпечуючи живлення та керуючи різноманітними технологічними процесами. В залежності від виду останніх енергетична ефективність всього технологічного процесу може змінюватися в широких межах. Зважаючи на ключову роль енергоємності технологічних процесів у сучасному світі, забезпечення їх енергоефективності безпосередньо залежить від якості керування цими процесами. Цю функцію, як правило, виконують ЕТС. Тому їх роботу слід розглядати у зв'язку із самими технологічними процесами. Однак, багатогранність та різноманітність фізичної природи таких процесів значно ускладнюють проблему математичного моделювання систем вцілому, їх аналіз та синтез систем керування. Одним із шляхів розв'язку цієї проблеми є підведення спільної основи під усі технологічні процеси. Такою основою, безумовно, бути енергетика, оскільки енергетичні може закономірності процесів не залежать від їх природи і регламентуються спільними положеннями та законами термодинаміки. В цьому напрямку вже зроблено значну частину напрацювань, проте наукова проблема синтезу систем керування ЕТС на енергетичній основі ще далека від свого вирішення.

Актуальність наукової проблеми. Значне розширення спектру досліджуваних систем та їх постійне ускладнення привело до розроблення методів моделювання динамічних систем на енергетичній основі. Для цього вже розроблені підходи до математичного моделювання механічних систем було поширено на системи будь-якої фізичної природи. Це стосується, перш за все, ейлер-лагранжевих та гамільтонових систем. З метою подальшого синтезу систем автоматичного керування, за останні роки значно розвинувся саме гамільтоновий формалізм математичного моделювання нелінійних динамічних систем як порт-гамільтонових систем (ПГС). Це пояснюється такими перевагами ПГС: придатність для моделювання переважної більшості, так званих, пасивних систем; повна фізична інтерпретація як реальних портів (входів та виходів) системи, так і зрозумілість енергетичних процесів, що мають місце в ній; чіткість математичного опису; розроблення низки методів керування, що забезпечують асимптотичну стійкість ПГС.

Як найбільш ефективний серед методів керування ПГМ слід виділити метод введення взаємозв'язків та демпфування (Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control – IDA-PBC). Попри його фізичну зрозумілість та різноманітність варіантів метод введення взаємозв'язків та демпфування, все ще залишається досить складною та без ефективного вирішення проблема структурного і параметричного синтезу систем енергоформуючого керування (СЕФК) за методом IDA-PBC. Крім цього, відносна простота отриманих в результаті структурного синтезу СЕФК формувачів керуючих впливів (ФКВ), які є аналогом регуляторів у традиційних системах автоматичного керування (САК), не завжди можна забезпечити потрібну якість роботи систем у динамічних режимах. Для вирішення цієї проблеми необхідно розробити нові підходи до синтезу СЕФК, в тому числі й із поєднанням їх з іншими методами керування.

Специфіка математичного опису об'єктів, в тому числі й ЕТС, як ПГС в просторі змінних стану, кількість яких рівна кількості елементів системи, в яких нагромаджується енергія, зумовлює доцільність розроблення стратегії енергетичного менеджменту (СЕМ), яка й реалізується СЕФК. Для структурного синтезу СЕФК, в СЕМ задаються значення змінних стану в усталеному режимі системи, в якому повна енергія системи (Гамільтоніан) набуває свого мінімуму, забезпечуючи тим самим асимптотичну стійкість, в загальному, нелінійної ПГС. Оскільки в усталених режимах переважна більшість систем працює тривалий час, то забезпечення енергетичної ефективності такої роботи є важливим завданням. Тому формування завдання для СЕМ під час синтезу СЕФК доцільно поєднати з розв'язанням оптимізаційної задачі пошуку координат системи 3 максимальною енергетичною ефективністю. Для розв'язання таких задач існує багато методів, в яких використовуються математичні моделі об'єктів. Проте у випадку багатофізичних (multiphysical) систем такий підхід ускладняється фізичною специфікою підсистем, що входять до загальної системи. Як вихід з цієї ситуації пропонується математичне моделювання та подальшу енергетичну оптимізацію усталених режимів багатофізичних систем теж здійснювати на енергетичній основі. Перспективним теоретичним фундаментом такого моделювання може бути лінійна термодинаміка нерівноважних процесів (ТДНП) з її універсальним феноменологічним підходом.

Привабливість енергетичного підходу до математичного моделювання багатофізичних систем зумовила розроблення роботи низки метолів. зорієнтованих на комп'ютерне симулювання, серед яких виділяються такі як вже старіший Bond Graf та новий метод EMR (Energetic Macroscopic Representation). Спільним у цих методах є портовий підхід до моделювання, коли кожен порт, якими з'єднуються елементи модельованої системи, описується двома змінними – силою та потоком, добуток яких рівний потужності, а зв'язок між підсистемами здійснюється за принципом «акція – реакція». Перевагами методу EMR є його орієнтація на робоче середовище Simulink пакету Matlab та проста і універсальна реалізація системи керування за принципом інверсного керування. Проте моделі керованих багатофізичних систем, розроблені за методом EMR, часто бувають занадто простими, що забезпечує високу швидкодію комп'ютерного симулювання, але при цьому втрачається як точність моделювання, так і якість роботи системи керування. Пропонується розвиток методу EMR у напрямку моделювання його підсистем як ПГС з відповідними синтезованими СЕФК та розробленими СЕМ, які опираються на результати енергетичної оптимізації усталених режимів роботи підсистем на основі лінійної ТДНП. Все це органічно поєднує на енергетичній основі математичне моделювання складних нелінійних ЕТС, синтез СЕФК їх роботою в динамічних режимах та енергетичну оптимізацію координат роботи в усталених режимах.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дослідження проводились відповідно до розробленого згідно із Законом України від 24 червня 2014 р. "Про пріоритетні напрямки розвитку науки та техніки" наукового напрямку Інституту енергетики та систем керування Національного університету "Львівська політехніка" "Ресурсозберігаючі технології та інтелектуальні системи керування в енергозабезпеченні об'єктів економічної діяльності" та внесеними змінами від 12 січня 2024 р. "Енергетика та енергоефективність".

Основні результати дисертаційної роботи були використані у процесі держбюджетних науково-дослідних робіт: "Теоретичне виконання дослідження ефективності роботи обґрунтування та експериментальне котельних установок в процесі довготривалої експлуатації" (2015-2016 рр., держреєстрація №0115U000439), "Розвиток модульного інтегрованого підходу конфігурування та керування бортових систем електроприводу ЛО та електричного живлення автономних транспортних засобів" (2020-2023 рр., №0120U102206), а також грантах: Національного університету «Львівська політехніка» «Тихохідні лля мололих вчених горизонтально-осьові вітроустановки з лопатями вітрильного типу для автономних споживачів малої потужності» (2016 р., держреєстрація №0116U008626) та NATO SPS МҮР G5176 "Agile Tyre Mobility for Severe Terrain Environment", відповідно до наказу №2244-3-10.

Мета і завдання дослідження.

Метою дисертаційної роботи є розвиток методів аналізу, синтезу та моделювання нелінійних електротехнічних систем в напрямку застосування

різних підходів, що базуються на енергетичних закономірностях роботи цих систем.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні завдання:

 Провести аналіз останніх літературних джерел щодо застосування енергетичних підходів до математичного опису систем, їх моделювання та побудови систем керування.

 Розробити спосіб отримання можливих структур формувачів керуючих впливів (ФКВ) для конкретного об'єкта, що моделюється як ПГС, з метою синтезу ефективної СЕФК.

 Розробити спосіб параметричного синтезу ФКВ для оптимальної СЕФК нелінійними об'єктами, що дасть змогу отримувати системи з бажаними показниками якості перехідних процесів.

– Розвинути напрям аналізу та енергетичної оптимізації усталених режимів роботи складних нелінійних систем на основі лінійної ТДНП, що дасть змогу отримувати завдання для координат керування для СЕМ під час синтезу СЕФК.

 Здійснити аналіз ефективності перетворень потужності в низці складних систем різної природи на основі лінійної ТДНП та розробити рекомендації щодо їх енергетичної оптимізації.

 Розвинути метод моделювання та комп'ютерного симулювання на енергетичній основі EMR в напрямку уточненого моделювання елементів складних ETC як ПГС з енергоформуючим керуванням.

 Застосувати розроблені методи синтезу, аналізу та моделювання до низки сучасних ЕТС різного типу та дослідити ефективність такого застосування.

 Створити макетні зразки низки ЕТС з енергоформуючим керуванням та провести фізичні експерименти з метою підтвердження одержаних теоретичних результатів. *Об'єктом дослідження* є динамічні та усталені процеси в керованих нелінійних електротехнічних системах

Предмет дослідження – методи аналізу, синтезу та моделювання, що використовуються в розробці керування нелінійними електротехнічними системами і в основі яких лежать процеси перетворення енергії та потужності.

Методи дослідження. Методи розв'язання алгебраїчних рівнянь, математичного аналізу і лінійної алгебри; методи теорії автоматичного керування, зокрема синтез системи підпорядкованого регулювання (СПР), синтез систем модального регулювання (СМР), алгебраїчні методи аналізу стійкості, визначення стійкості за Ляпуновим; методи варіаційного числення, зокрема опис систем як ейлер-лагранжевих та гамільтонових з керованими портами, пасивація систем; методи оптимальних систем, зокрема використання рівняння Ріккаті та Гамільтона-Якобі Беллмана; методи лінійної нерівноважної термодинаміки; множинна лінеаризація; використання середовища імітаційного моделювання MATLAB/Simulink, реалізація алгоритмів, лата аналізу, багатовимірної апроксимації та візуалізації y MATLAB; математичне моделювання, візуалізація та проведення чисельних і символьних розрахунків у середовищі Mathcad, з використанням методів розв'язання систем нелінійних Левенберга-Марквардта, оберненого рівнянь інтерполяції сплайнами, перетворення Лапласа; систематизація, апроксимація, візуалізація та обробка даних, з апроксимацією характеристичними поліномами у програмі Microsoft Excel; методи експериментальних досліджень.

Наукова новизна одержаних результатів.

1. Розроблено метод параметричного синтезу лінійних та нелінійних систем енергоформуючого керування, оптимальних за заданим критерієм якості, шляхом формуванням взаємозвязків і демпфування в рівнянні Ріккаті, що дає змогу отримати систему з бажаними показниками якості перехідних процесів.

2. Запропоновано метод математичного моделювання на енергетичній основі складних систем, який полягає у поєднанні методів енергетичного макропредставлення та енергоформуючого керування, що дає змогу підвищити точність комп'ютерного симулювання довготривалих динамічних процесів у електротехнічних комплексах з об'єктами різної природи.

3. Отримано математичні моделі низки електротехнічних систем – векторно керована синхронна машина з постійними магнітами з врахуванням втрат в сталі, вітроустановка з синхронним генератором, відцентрова помпа з електроприводом – у вигляді множин універсальних лінійних перетворювачів потужності, що дало змогу аналізувати ефективність енергоперетворення в цих системах та отримати оптимальні з енергетичної точки зору координати усталених режимів їх роботи.

4. Запропоновано для аналізу та синтезу нелінійних SISO систем поєднати енергетичні підходи – метод енергоформуючого керування для синтезу їх роботи в динамічних режимах та метод лінійної нерівноважної термодинаміки для енергетичної оптимізації їх роботи в усталених режимах, що дає змогу підвищити якісні динамічні та енергетичні показники таких систем.

5. Запропоновано імпульсний спосіб роботи сонячної автономної водопомпової установки прямого привода завдяки введенню В канал перетворення енергії проміжного суперконденсаторного нагромаджувача енергії, який додатково виконує функцію пошуку точки електричної максимальної потужності сонячних фотоелектричних панелей, що дає змогу забезпечити помпування води з максимальною енергетичною ефективністю незалежно від інтенсивності падаючої на панелі сонячної радіації.

6. Метод структурного синтезу нелінійних систем керування шляхом формування взаємозв'язків та демпфування в напрямку введення додаткових керуючих впливів на непрямоконтрольовані координати, що дає змогу

розширити регулювальні можливості енергоформуючого керування та реалізовувати необхідні стратегії керування.

7. Метод універсальністю опису в безрозмірних одиницях закономірностей роботи лінійних перетворювачів потужності на основі залежностей лінійної нерівноважної термодинаміки щодо його поширення на нелінійні об'єкти у вигляді множини лінійних перетворювачів потужності.

Практичне значення одержаних результатів.

Поєднання розвинених в роботі методів аналізу, синтезу та моделювання на енергетичній основі вже використовується та може бути використано у подальших дослідженнях і розробках реальних ЕТС. Зокрема, можна виділити такі позитивні сторони цих методів. Запропонований метод синтезу керування складними нелінійними ЕТС дає змогу отримати та проаналізувати оптимальну стійку СЕФК з широкими регулювальними можливостями та визначеною стратегією керування. Модифікована процедура синтезу СЕФК розширює гнучкість САК, параметричний синтез дає змогу отримати оптимальні налаштування ФКВ, оптимізація усталених режимів нелінійних об'єктів на основі ТДНП забезпечує енергоефективні стратегії керування. Удосконалений метод ЕМR уможливлює комп'ютерне симулювання з високою точністю роботи ЕТС на тривалих проміжках часу.

Отримані структури ФКВ СЕФК активної та напівактивної акумуляторносуперконденсаторної гібридних системам нагромадження енергії (ГСНЕ) забезпечують керування згідно СЕМ та можуть бути використані в ЕТС з відповідними енергонагромаджувальними системами.

Розроблена математична модель електромеханічної системи приводу передніх коліс електромобіля (ЕМ) на основі геометрії Ackermann-Jeantaud за ЕМК підходом дає змогу проводити аналіз системи та синтезувати керування нею. Розроблена система керування приводами коліс на основі електронного диференціала та інверсного керування (ІК) забезпечує високу точність формування крутного моменту та швидкості на кожному з коліс, повороти ЕМ без ковзання коліс, безпеку руху та зносостійкість шин, що є особливо актуальним при розробці ЕТС транспортних засобів.

Запропонований підхід до аналізу SISO систем зі складною нелінійною динамікою на основі лінійної ТДНП дає змогу оцінити енергетичну якість СЕФК, а також синтезувати оптимальні з енергетичної точки зору координати їх роботи в усталених режимах, що слугуватимуть завданням (частиною стратегії) керування. Все це може бути використано у подальших дослідженнях та розробках реальних ЕТС, зокрема на базі SPMSM, IPMSM, відцентрової помпи, сонце- та вітрогенеруючих систем.

Отримані результати використовуються у науково-дослідних роботах НДЛ «СКБ електромеханічних систем» кафедри ЕКС Національного університету "Львівська політехніка", у виготовленні підсистем транспортних засобів ТОВ «ДІА-Н», у системах керування енергогенеруючими об'єктами ТОВ «ЛЕОЕНЕРДЖІ», у системах керування електротехнічними системами ТОВ «РЕД ТЕГ ІНК», у системах керування електротехнічними системами ТОВ «КАРПАТНАФТОХІМ», a також навчальному процесі кафедри y "Електромехатроніки та комп'ютеризованих електромеханічних систем" Львівської політехніки для студентів спеціальності 141 – "Електроенергетика, електротехніка електромеханіка" та начальних дисциплінах V «Електрообладнання і системи керування електромобілів» та «Математичне моделювання елементів та систем повних і гібридних електромобілів та міського електротранспорту», «Методи синтезу та аналізу САК», «Спецкурс з наукових досліджень спеціальності, частина 1». Акти впровадження результатів роботи у вказаних організаціях приведено у додатках до дисертації.

Особистий внесок здобувача полягає у пропозиції та розробленні комплексного підходу до синтезу керування нелінійними ЕТС на основі енергетичних підходів, розвитку методу структурного синтезу та розробленні СЕФК методу параметричного синтезу нелінійними ETC. аналізі енергофективності нелінійних ETC основі ТДНП, удосконаленні на

моделювання ЕТС за методом EMR, а також синтезі та дослідженні СЕФК для ЕТС різного типу. У роботах, написаних у співавторстві особистий вклад описаний у додатку А.

Апробація результатів дисертації. Результати дисертаційної роботи, основні положення та висновки доповідалися та обговорювалися на XXV міжнародній науково-технічній конференціях "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія та практика. (ПАЕП)" (м. Кременчук, 2020 р.), XIV-XV International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET) (Slavske, 2018; Slavske, 2019), 38th International conference Electronics and nanotechnology (ELNANO-2018) (Kyiv-2018); III IEEE International conference on intelligent energy and power systems (IEPS-2018) (Kharkiv-2018), I IEEE Ukraine conference on electrical and computer engineering (UKRCON-2017) (Kyiv-2017), науковому семінарі комп'ютерного аналізу «Моделі та методи електричних кіл та електромеханічних систем» Вченої ради НАН України "Наукові основи електроенергетики" (Львів, 2024 p.), науково-прикладній конференції "Krakowskie Dni Elektryka 2019" (м. Краків, Польща, 2019 р.), прикладній конференції в University of Applied Sciences MittelГСНЕеп (м. Гіссен, Німеччина, 2019 р.), на зустрічі з представниками Гданських університетів (м. Гданськ, Польща, 2017 р.), V-VIII міжнародній науковій конференції молодих вчених "Electric Power Engineering and Control Systems (EPECS)" (м. Львів, 2015 р.; м. Львів, 2016 р.; м. Львів, 2017 р.; м. Львів, 2018 р.).

Публікації. Основний зміст, наукові положення, результати і висновки дисертаційної роботи опубліковано у 33-ох наукових працях, зокрема: 1 монографія та 1 розділ колективної монографії, що індексується наукометричною базою Scopus; 5 статтей у міжнародних виданнях, що індексуються наукометричною базою Scopus (Q1, Q2); 14 статтей у наукових фахових виданнях України; 7 матеріалів міжнародних конференцій, що індексуються наукометричною базою Scopus. 3 праці написано без співавторів.

РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ СПОСОБІВ КЕРУВАННЯ НЕЛІНІЙНИМИ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИМИ СИСТЕМАМИ ТА МЕТОДІВ ЇХ СИНТЕЗУ НА ОСНОВІ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ПІДХОДІВ

1.1 Проблеми керування нелінійними ЕТС та переваги енергетичних підходів

В останні десятиліття спостерігається значний розрив між розвитком теорії автоматичного керування та практичним застосуванням створених методів синтезу керуючих впливів у технічних системах. Сучасні системи, в тому числі електротехнічні, є складними нелінійними об'єктами. Їх нелінійність обумовлена присутністю елементів, які можна описати нелінійними диференціальними та алгебричними рівняннями, з коефіцієнтами, що є функціями або часу або змінних стану системи [460]. До таких нелінійних об'єктів відносяться, наприклад, машини змінного струму, напівпровідникові перетворювачі, вітроротор. З одного боку, нелінійні елементи можуть бути природно властиві системам, наприклад: гістерезис, люфт, зона нечутливості, тертя, насичення тощо. Особливі складнощі виникають при керуванні складними нелінійними мультифізичними системами, що поєднують в собі системи/процеси різної природи, адже в них можуть бути присутні невизначеності, багатовимірна та взаємопов'язана динаміка, розузгодження між підсистемами, проблеми стійкості та масштабованості. З іншого боку, для надання системі бажаних характеристик такі нелінійності, як обмеження, змінна структура, логічні та релейні елементи, елементи добутку тощо, можуть бути навмисно введені САК. Це дає змогу розширити можливості системи й дедалі більше застосовується зі зростанням вимог, що висуваються до ЕТС [459]. Застосування в таких системах методів теорії нелінійного керування [157, 142, 256], зокрема лінеаризації зворотного зв'язку (feedback linearization), зворотного кроку (backstepping), керування на основі пасивності (passivity-based control), а також їх комбінацій, як показано в [224, 184, 329], створює нові можливості для синтезу ефективних алгоритмів керування та покращення динамічних і статичних характеристик самих систем.

З точки зору математики, основною різницею між лінійними та нелінійними системами є неможливість застосування перетворень Фур'є та Лапласа до останніх. Окрім цього, в них не діють принципи комутативності та [478]. Нелінійним суперпозиції системам часто притаманні складні нестабільність, хаотична або багатотипова характеристики, поведінка, автоколивання (від гармонічних до квазіперіодичних). На відміну від лінійних систем, для аналізу на стійкість нелінійних систем необхідно враховувати структуру і параметри, а також початкові умови. Таким чином, синтез та аналіз САК навіть для простих нелінійних систем суттєво ускладнюються. У випадку систем невисокого порядку з типовими нелінійностями можна використати такі класичні підходи нелінійної теорії керування, як методи Ляпунова (перший і другий), малого параметра, гармонічного параметра, інтелектуальне та 468]. У випадку керування [469, склалних адаптивне систем синтез перетворюється на інженерно-варіаційну задачу. Необхідно забезпечити і мінімум похибки, і узгодження між підсистемами різної природи, і водночас виконання поставлених технічних вимог, а також враховувати умови роботи в конкретний момент часу. Вирішення може бути поєднанням різних методів теорії керування, як лінійних, так і нелінійних.

Розглянемо приклади найпоширеніших нелінійних САК, зокрема лінеаризованих, адаптивних та інтелектуальних.

1.1.1 Лінеаризовані САК.

За певних умов розвинуті методи лінійного керування можна застосовувати до нелінійних систем, але для цього потрібно виконати лінеаризацію. До методів лінеаризації належать: статистична лінеаризація, кусково-лінійна апроксимація, динамічна лінеаризація, гармонічна лінеаризація, еквівалентна лінеаризація, метод припасування та ін. [467]. Кожен з типів лінеаризації має свої особливості.
Локальна лінеаризація полягає у розкладі рівнянь системи в ряд Тейлора та збереженні лише перших лінійних членів. Такі системи просто реалізовувати але точність обмежена, тому використовуються у випадку, коли системи працюють в околі певної робочої точки, для якої було проведено лінеаризацію. Прикладами застосувань є авіаційні системи, електроприводи з нелінійною характеристикою та балансувальні двоколісні системи [118, 248, 318].

Лінеаризація зворотним зв'язком є точнішою оскільки компенсує нелінійності і перетворює систему в лінійну форму. Для таких систем потрібно мати точну модель системи. Прикладами застосувань є роботизовані маніпулятори, системи активної стабілізації літальних апаратів та автомобільні системи стабілізації [74, 167].

Квазілінійні методи лінеаризації, такі ЯК параметру малого ЧИ гармонічний баланс, апроксимують нелінійну систему за допомогою еквівалентних лінійних характеристик при впливах гармонік. Вони використовують для оцінки роботи системи з періодичними збуреннями, однак не завжди точні в перехідних процесах. Прикладами застосувань є аналіз вібраційних систем у машинобудуванні, системи керування турбінними двигунами, електромеханічні системи з періодичними збуреннями [74, 248].

Лінеаризація може бути виконана і за допомогою нейромереж. Це дає змогу врахувати складні нелінійний ефекти і адаптуватися до змінних умов, однак потребує навчання моделі та великих обчислювальних ресурсів. Прикладами застосувань є автономні транспортні системи та промислові роботи [118, 248, 318].

Сучасні методи лінеаризації можуть бути застосовані і до суттєво нелінійних САК, однак вони мають важливі обмеження. Лінеаризація є апроксимацією в околі робочої точки, і цього недостатньо для того, щоб описати поведінку системи у всьому просторі станів. Поведінка і властивості нелінійних систем можуть бути різноманітнішими порівняно з лінійними та мати особливості, які не можуть бути враховані аналізом лінеаризованих САК.

1.1.2 Адаптивні САК.

Адаптивні системи керування можуть змінювати свої параметри або структуру в залежності від змін об'єкта керування чи навколишнього середовища. В процесі керування вони мають змогу поповнювати нестачу інформації про об'єкт керування і таким чином покращувати якість керування. Є різні категоризації таких систем [466].

Системи з параметричним налаштуванням автоматично коригують параметри регулятора залежно від змін у характеристиках об'єкта керування, що дає змогу підтримувати стабільність та ефективність керування, однак потребують ретельного вибору та налаштування алгоритму, щоб уникнути коливань або повільної адаптації. Прикладами застосувань є промислові процеси, енергетика та транспорт для компенсації змін навантаження та впливу зовнішнього середовища [75, 225, 311].

Системи з ідентифікацією параметрів постійно оцінюють невідомі або змінні параметри об'єкта керування в реальному часі та відповідно коригують алгоритми керування, однак вимагають високих обчислювальних потужностей, а реалізація їх в реальному часі ускладнена. Прикладами застосувань є літальні апарати, медичні роботи та великі промислові установки, де необхідно компенсувати невизначеності в моделі об'єкта.

Адаптивні системи з еталонною моделлю порівнюють фактичну поведінку об'єкта з поведінкою еталонної моделі, яка визначає бажану реакцію, і коригують керуючі впливи для мінімізації розбіжностей, однак ефективність системи залежить від правильної побудови еталонної моделі, а помилки в ній можуть призводити до нестабільності. Прикладами застосувань є безпілотні апарати, автономні транспортні засоби та авіаційні автопілоти, де важливо забезпечити стійкість та точне слідування заданим траєкторіям [75, 85, 318].

Еволюційні адаптивні системи застосовують алгоритми штучної еволюції, такі як генетичні алгоритми або роїнтелект, для постійного покращення параметрів та структури керування, однак це потребує значного

часу на знаходження оптимальних рішень, що може бути критичним у швидкодіючих системах. Прикладом застосувань є оптимізації маршрутів безпілотників [311, 45, 74].

Більшість адаптивних САК вимагають використання додаткового математичного апарату, зокрема: адаптивного алгоритму (наприклад, рекурсивної оцінки параметрів), методу оцінки параметрів (градієнтні методи, методи Калмана), алгоритму корекції (наприклад, методи Ляпунова), адаптивних алгоритмів перебудови або еволюційного алгоритму [272, 351].

До основних загальних недоліків адаптивних САК відносяться складність у налаштуванні, а також внесення в систему запізнення, обумовленого великою кількістю обчислень.

1.1.3 Інтелектуальні САК.

Інтелектуальні системи керування формують процес прийняття рішень у складних і змінних умовах та базуються на властивостях мозку, таких як усвідомлення ситуації, здатності класифікації, знаходження аналогій, а також здатності вивчення нових понять. Є різні категоризації таких систем [72, 468, 462, 417, 358].

Системи на основі нечіткої логіки використовують нечіткі множини та правила для прийняття рішень до завдань з невизначеністю або зі складністю точного вимірювання. Вони прості у розробці для складних або нечітких завдань, однак не завжди точні, якщо правила нечіткої логіки не оптимізовані. Прикладами застосувань є система клімат-контролю, адаптивне керування швидкістю транспорту [118, 248].

Нейронні мережі використовують структури, схожі з біологічними нейронними мережами, для аналізу великих обсягів даних і прийняття рішень на основі патернів, що виводяться з історичних даних. Однак вони потребують великої кількості даних для навчання та високої обчислювальної потужності для роботи, а також є складниим у налаштуванні та інтерпретації результатів. Прикладами застосувань є управління роботами та енергетичними мережами. За потреби різні підтипи можуть бути використані окремо або в комбінації. До основних загальних недоліків інтелектуальних САК відносяться складність у налогодженні, потреба у високих обчислювальних потужностях та можливі проблеми із стійкістю систем [66, 198].

Кожен з наведених вище підходів має свої переваги і недоліки у порівнянні з іншими, і, як наслідок, має свою сферу застосування. Наприклад, лінеаризація потребує певних допущень, ЩО призводить ДО втрати особливостей структури керованого об'єкта, і, як наслідок, через це отримуємо значне погіршення динамічних властивостей системи. Якщо підвищити складність для зменшення похибки, то одержана система може бути надто складною, 3 допущеннями, перемиканнями, і потенційно нестійкою. та Використання адаптивних керування оптимальних систем суттєво ускладнюється з математичної точки зору, інтелектуальних – потребує обчислювальних потужностей та складного процесу налагодження.

Таким чином, можна зробити висновок, що незважаючи на інтенсивний розвиток теорії керування, для синтезу САК нелінійними системами вони все ще мають багато обмежень при застосуванні до реальних систем. Це зумовлено тим, що наукова спільнота зосередила свою увагу на «загальній математичній теорії», нехтуючи природними обмеженнями фізичних систем. Останнє є особливо критичним у випадку мультифізичних систем. Використання одержаних методів керування спирається на перевірку низки технічних припущень, продиктованих математичними інструментами, не всі з яких були перевірені практикою. Яскравим винятком із цієї дихотомії теорії та практики є синтез систем керування на основі енергетичних підходів, які останнім часом почали стрімко розвиватись [478, 261].

1.2 Аналіз методів синтезу динамічних систем керування на основі енергетичних підходів

Енергія – одне з базових понять як у науці, так і в інженерії, і тому вона широко використовується для опису динамічних систем як перетворювачів енергії, що особливо корисно при роботі зі складними нелінійними системами. [260]. Поняття енергії можна використовувати і для моделювання, і для синтезу, і аналізу. Складні нелінійні системи можна розкласти на простіші підсистеми, які є взаємозв'язаними між собою і чиї енергії сумуються. Загальна енергія визначається енергіями підсистем і визначає поведінку системи. Система керування теж може трактуватися як підсистема загальної САК. Вона взаємопов'язана з іншими підсистемами і здійснює на них вплив, зокрема з енергетичної точки зору [261]. В такому випадку питання керування можна сформувати як пошук такої сукупності взаємозв'язаних підсистем, включаючи систему керування, щоб функція енергії бажаної замкненої САК набула потрібного вигляду [271].

Енергетичні підходи до синтезу систем керування почали інтенсивно розвиватися, спираючись на методи і математичний апарат аналітичної механіки [457], частиною якого є опис класу систем Ейлера-Лагранжа. Як відомо, до них відносяться сучасні ЕТС, що описуються рівнянням Лагранжа другого роду [258]:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_{\mathrm{i}}} - \frac{\partial L}{\partial q_{\mathrm{i}}} = Q_{\mathrm{i}}, \qquad (1.1)$$

де $L = T - \Pi$ – лагранжіан; T і Π – відповідно кінетична і потенціальна енергії системи; q_i – узагальнені координати; Q_i – узагальнені сили; t –час.

Пасивне керування є прикладом одного із основних напрямів цих підходів. Воно бере свій початок з базового рівняння енергетичного балансу [407]:

$$\underbrace{H[\mathbf{x}(t)] - H[\mathbf{x}(0)]}_{\text{накопичена енергія}} = \underbrace{\int_{0}^{t} \mathbf{u}^{\mathrm{T}}(\tau) \mathbf{y}(\tau) d\tau}_{e + e p r i \pi \text{ щo } Hadiŭuna} - \underbrace{d(t)}_{g m p a m u}, \qquad (1.2)$$

де $H(\mathbf{x})$ – функція повної енергії; $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{n}$ – вектор змінних стану системи; $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^{m}$ – вектор вхідних енергетичних змінних; $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{m}$ – вектор вихідних енергетичних змінних; d(t) – дисипація (втрати) енергії; τ – змінна інтегрування.

Повна енергії системи *H*(**x**) (Гамільтоніан) визначається за квадратичним рівнянням [478]:

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^{\mathrm{T}} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x}, \qquad (1.3)$$

де **D** – діагональна матриця коефіцієнтів інерційності.

Функція повної енергії системи визначає точку рівноваги системи, а отже, роботу системи в усталеному режимі, що і є первинною метою керування [258]. $H(\mathbf{x})$ також відповідає і за перетікання енергії між підсистемами у перехідних режимах, контроль яких є вторинною метою керування [22]. Цей «енергоформуючий» підхід і є основою пасивного керування. Даний метод походить з аналітичної механіки і описується наступним рівняння [261]:

$$H_{\mathrm{d}}[\mathbf{x}(t)] - H_{\mathrm{d}}[\mathbf{x}(0)] = \int_{0}^{\mathrm{t}} \mathbf{v}^{\mathrm{T}}(s) \mathbf{z}(s) ds - d_{\mathrm{d}}(t), \qquad (1.4)$$

де $H_d[\mathbf{x}(t)]$ – бажана функція повної енергії; $\mathbf{v} \in \mathbb{R}^m$ – новий вектор вхідних енергетичних змінних; $\mathbf{z} \in \mathbb{R}^m$ – новий вектор вихідних енергетичних змінних (переважно рівний **y**); $d_d(t)$ – функція демпфування (керована дисипація).

Пасивація – це основне поняття пасивного керування. Вона полягає у забезпеченні системою керування пасивності цілої замкненої САК [258]. Це включає виконання умови (1.2). Система є пасивною, якщо енергія системи, за відсутності надходжень ззовні, є незростаючою $H[\mathbf{x}(t)] \le H[\mathbf{x}(0)]$. У системі немає внутрішніх джерел енергії або ж вони взаємокомпенсуються. Якщо система пасивна і в ній присутні втрати, енергія буде спадати до певного мінімального значення у точці рівноваги. Первинна ж мета керування, як згадувалося вище, і є робота системи у бажаній точці рівноваги \mathbf{x}_0 , що задається сигналом завдання. Це досягається за принципом енергоформування [280]:

$$H_{\rm d}(\mathbf{x}) = H(\mathbf{x}) + H_{\rm a}(\mathbf{x}), \tag{1.5}$$

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

Функція повної енергії бажаної замкненої системи, відповідно до [121], матиме вигляд:

$$H_{\rm d}(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}_0^{\rm T} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x}_0 + \frac{1}{2} (\mathbf{x} - \mathbf{x}_0)^{\rm T} \mathbf{D}^{-1} (\mathbf{x} - \mathbf{x}_0).$$
(1.6)

Отже, сигнал завдання формує бажану точку рівноваги \mathbf{x}_0 , яка, відповідно, визначатиме бажану функцію енергії замкненої САК $H_d(\mathbf{x})$, а завдяки властивості пасивності системи коливання затухатимуть, і система набуде рівноваги у заданій точці \mathbf{x}_0 [261]. Перехід з однієї робочої точки в іншу відбуватиметься з максимальною швидкодією та мінімальними втратами енергії (принципу максимуму Понтрягіна) [478].

Пасивному керуванню властива висока робастність та зрозуміла з фізичної точки зору процедура синтезу [452]. Також ця процедура синтезу дає можливість враховувати практичні обмеження, зокрема неможливість вимірювання певних координат [258].

У цілому енергетичні підходи дають змогу побудувати закони та алгоритми робастного керування на основі теорії, що поєднує методологію другого методу Ляпунова, формалізм лагранжевої механіки, а також енергетичну інтерпретацію. Конструйовані різними способами керуючі зворотні зв'язки формально підпорядковуються законам лагранжевої механіки, здійснюють керування повною енергією системи, а також структурою енергетичних дисипативних процесів у ній. Узагальнені керуючі сили розділено на дві складові: енергоформувальну і дисипативну [478]. Енергоформувальна складова змушує систему рухатись до цільового положенням рівноваги, шляхом формування «граві-потенціальної ями» в конфігураційному просторі лагранжевої системи над цим положенням. Дисипативна складова забезпечує затухання перехідних процесів шляхом розсіювання енергії. Таким чином, сформована поведінка лагранжевої замкненої САК визначається поєднаним керуванням дисипативними силами та узагальненим потенціалом. Тоді синтез системи керування полягає у знаходженні нової структури енергетичних взаємозв'язків і дисипації, що забезпечуватиме необхідну поведінку системи. Для застосування даного підходу динамічні системи (як об'єкти, так і їх системи керування) розглядаються як пов'язані між собою енергоперетворюючі пристрої [261].

Основна перевага енергетичних підходів полягає в ефективному аналізі процесів керування в нелінійних та мультифізичних системах [101], а також побудові нелінійних регуляторів. Синтезовані САК мають властивості робасності. Дослідження САК на стійкість суттєво спрощується, адже взявши функцію Ляпунова як повну енергію замкненої лагранжевої системи, можна використати другий метод Ляпунова.

Існує два принципово різні підходи:

Перший підхід полягає у виборі функції енергії та синтезі системи, яка забезпечуватиме її у бажаному вигляді. Даний підхід нагадує синтез за Ляпуновим і описаний у [258]. Потрібно зазначити, що бажану функцію квадратичних приростів зазвичай не розглядають як енергетичну функцію з [261], забезпечення стійкості фізичної точки зору a метод не € енергоформуючий, радше нагадує обернену задачу синтезу, тому під час синтезу необхідно відштовхуватися від оборотності задачі [261].

• Другий підхід виходить з рівняння енергетичного балансу в системі (1.2) і полягає у формуванні структури взаємозв'язків і демпфування. В результаті цього формується енергетична функція САК [261]. До такого підходу належить пасивне керування шляхом формування бажаних взаємозв'язків і демпфування (Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control: IDA-PBC). Його основа бере початок з аналізу системи на стійкість [214] та розширилась для синтезу систем керування [252, 260]. З того часу підхід успішно застосовувався в різних системах, зокрема: глобальної рівноваги [257],

механічних [82, 236], електромеханічних [270, 286], енергетичних [107], гідравлічних [124, 282], електротехнічних [285], хімічних [279] тощо.

Існують різні варіації описаних підходів, наприклад: чиста пасивація [398, 387, 405], енергетичне балансування [285, 148, 404], формування потужності [41, 108], формування взаємозв'язків [254, 51], формування модульованих станів взаємозв'язків [403, 381], формування демпфування [236], формування взаємозв'язків та демпфування [254], формування взаємозв'язків та демпфування з розширеннями [260, 271, 256] та ін. У деяких випадках вони поєднуються з метою спрощення синтезу, реалізації та налаштування [261, 254]. З метою покращення динамічних і статичних властивостей стстеми, а також розширення регулювальних можливостей, енергетичні підходи можуть, бути поєднані з іншими підходами до синтезу систем керування, зокрема: доповнення класичними регуляторами П-, I-, ПІ-, ПІД [84, 85, 185], fuzzyкеруванням [358]; використанням принципів адаптивного [429], багаторежимного, часозмінного керування та нейронних мереж [403, 182]; L2gain [427] та Immersion&Invariance [86, 169] і т.п.

Зупинимося детальніше на другому підході, що полягає у розробленні структури взаємозв'язків і демпфування САК, а саме – пасивному керуванні шляхом формування бажаних взаємозв'язків та демпфування. Як показано у [478], він характеризується простотою використання і дає можливість, на основі структури керованого об'єкта, вносити в систему керування необхідні додаткові регулюючі впливи.

Введення взаємозв'язків та демпфування

Матриця взаємозв'язків відображає перетоки енергії між підсистемами, і тому внесення додаткових взаємозв'язків дає змогу змінити перетоки, що, таким чином, сформує виникнення нових сил, які змушуватимуть систему рухатися до заданої точки рівноваги **x**₀ [473]:

$$\mathbf{J}_{d}(\mathbf{x}) = \mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{J}_{a}(\mathbf{x}) = -\mathbf{J}_{d}^{\mathrm{T}}(\mathbf{x}), \qquad (1.7)$$

де $\mathbf{J}(\mathbf{x}) = -\mathbf{J}^{\mathrm{T}}(\mathbf{x})$ – кососиметрична матриця, що відображає взаємозв'язки у керованому об'єкті; $\mathbf{J}_{\mathrm{d}}(\mathbf{x})$ та $\mathbf{J}_{\mathrm{a}}(\mathbf{x})$ – відповідно бажані та додатково введені взаємозв'язки.

Демпфування відповідає за розсіювання енергії, а його внесення забезпечує природний перерозподіл енергії. Це дає змогу погасити коливання в системі та забезпечити її асимптотичну стійкість. Бажане демпфування, аналогічно взаємозв'язкам, отримується шляхом поєднання власного демпфування керованої системи та демпфування за допомогою системи керування [446]:

$$\mathbf{R}_{d}(\mathbf{x}) = \mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_{a}(\mathbf{x}) = \mathbf{R}_{d}^{\mathrm{T}}(\mathbf{x}) \ge 0, \qquad (1.8)$$

де $\mathbf{R}(\mathbf{x}) = \mathbf{R}^{T}(\mathbf{x}) \ge 0$ – симетрична додатна матриця, що відображає втрати (демпфування) у керованому об'єкті; $\mathbf{R}_{d}(\mathbf{x})$ та $\mathbf{R}_{a}(\mathbf{x})$ – відповідно бажане демпфування та демпфування, що забезпечується системою керування.

Таким чином, введення взаємозв'язків та демпфування дає змогу формувати повну енергією системи і її дисипативні процеси. «Гравіпотенціальна яма», що забезпечує прямування системи до робочої точки, власне формується введення взаємозв'язків, а потрібна швидкодія цього процесу забезпечується введенням демпфування.

Функція накопичення та змінні стану

Одним із основних понять в енергетичних підходах є енергетична функція, яка відображає сукупність енергії, накопиченої в системі за певний проміжок часу. Енергетична функція є квадратичною функцією змінних стану системи, і забезпечує зв'язок між сигналом завдання системи керування та бажаною енергетичною функцією системи [91]. В даному випадку змінні стану системи вибираються як енергетичні імпульси, що відповідають нагромаджувачам енергії в системі та відображають її динаміку [261]. В енергетичних підходах поняття енергії та Гамільтоніан не обмежуються лише фізичними енергіями, адже, як і функцію Ляпунова, будь-яку дійсну не негативну функцію, що визначається за допомогою змінних стану, можна розглядати як певну абстрактну енергію [357]. Це дає змогу спростити синтез САК у випадку складних нелінійних систем.

Опис лагранжевих систем в енергоформуючому керуванні.

Обраний підхід полягає у формуванні структури САК, і для полегшення процедури синтезу, а саме спрощення диференційних рівнянь, необхідно відштовхуватися від реальної структури керованого об'єкта [261]. Постає проблема опису моделі системи через енергетичні змінні. Одним зі способів її вирішення є поєднання енергетичних підходів, а саме: пасивного керування та опису системи у вигляді Ейлера-Лагранжа [258]:

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\mathbf{q}}}\right) - \frac{\partial L}{\partial \mathbf{q}} + \frac{\partial R}{\partial \dot{\mathbf{q}}} = \mathbf{F}, \qquad (1.9)$$

де q – вектор стану (узагальнені координати); *R* – функція що відображає втрати (функція Релея); **F** – вектор вхідних змінних (узагальнені сили).

До недоліків даного підходу належать: лагранжіан визначається як різниця кінетичної та потенціальної енергій $L(\dot{\mathbf{q}},\mathbf{q})=T(\dot{\mathbf{q}},\mathbf{q})-V(\mathbf{q})$, що ускладнює його знаходження; синтез у такому випадку включає «усереднений аналіз» [258].

Інший спосіб, а саме опис системи, як гамільтонової з керованими портами (входами/виходами) (ПГС), одразу виокремлює взаємозв'язки, демпфування та енергетичну функцію. ПГС описується матричною системою рівнянь стану [271]:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \left[\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x}) \right] \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{G}(\mathbf{x}) \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{G}^{\mathrm{T}}(\mathbf{x}) \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}} \end{cases},$$
(1.10)

де $G(\mathbf{x})$ – матриця портів.

Це спосіб охоплює значно ширший клас систем, спрощує моделювання, процедуру синтезу, налаштування та аналіз на стійкість. Це особливо корисно у

випадках складних мультифізичних нелінійних систем, для яких важливі модульність та масштабованість, притаманні ПГС завдяки чіткій структурі з портами.

Опис систем як гамільтонових має різні варіації, наприклад: прості гамільтонові системи [26], гамільтонові системи з врахуванням втрат [214, 401, 398], гамільтонові системи з керованими портами (ПГС) [294, 439], та модифіковані гамільтонові системи [26, 83, 119, 278, 279].

Використання наведених підходів до опису систем має ще одну важливу перевагу – вони полегшують процедуру аналізу стійкості, адже Лагранжіан/Гамільтоніан є квадратичною додатною функцією, яка відповідає критеріям функції Ляпунова у відповідному методі аналізу на стійкість системи [446].

Побудова СЕФК.

Підведемо підсумок процедури синтезу системи енергоформуючого керування (СЕФК). Спершу традиційна модель керованого об'єкта, записана алгебричними та диференційними рівняннями у нормальній формі Коші, зводиться до форми ПГС (1.10) [473]. Для цього необхідно проаналізувати обєкт з енергетичної точки зору і задатися відповідними енергетичними змінними **x**, **y**, **u**, **J**(**x**), **R**(**x**), **G**(**x**) та $H(\mathbf{x})$. Це дасть змогу перейти до матрицевих алгебричних рівнянь.

СЕФК виконує функцію пасивації, а, як відомо, енергія пасивної системи за відсутності зовнішніх збурень є незростаючою і за наявності втрат зменшуватиметься до певного мінімального значення в точці рівноваги [22]. Тоді модель бажаної асимптотично стійкої замкненої гамільтонової САК набуде наступного вигляду [299]:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = [\mathbf{J}_{d}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_{d}(\mathbf{x})] \frac{\partial H_{d}}{\partial \mathbf{x}}.$$
(1.11)

Бажана функція повної енергії замкненої системи $H_d(\mathbf{x})$ визначається сигналом задання. Структура керованого об'єкта, а саме матриці взаємозв'язків $\mathbf{J}(\mathbf{x})$, демпфування $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ та портів $\mathbf{G}(\mathbf{x})$ є відомими. Невідомими залишаються матриці взаємозв'язків $\mathbf{J}_a(\mathbf{x})$ та демпфування $\mathbf{R}_a(\mathbf{x})$ системи керування. Ними можна задатися і/або визначити в процесі синтезу.

На основі засад формування енергетичної функції (1.5), взаємозв'язків (1.7) та демпфування (1.8), задавшись бажаною точкою рівноваги \mathbf{x}_0 , а також прирівнявши модель САК (1.11) до моделі керованої системи (1.10) [118], одержуємо вираз:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = [\mathbf{J}_{d}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_{d}(\mathbf{x})] \frac{\partial H_{d}}{\partial \mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{G}(\mathbf{x})\mathbf{u}(t) =$$

$$= \{ [\mathbf{J}_{d}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_{d}(\mathbf{x})] - [\mathbf{J}_{a}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_{a}(\mathbf{x})] \} \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{G}(\mathbf{x})\mathbf{u}(t)$$
(1.12)

Сигнал, що формується системою керування, є сигналом, що подається на вхід керованого об'єкта **u**(*t*) [118] і може бути знайденим з рівняння керуючих впливів:

$$\mathbf{G}(\mathbf{x})\mathbf{u}(t) = \underbrace{\left[\mathbf{J}_{d}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_{d}(\mathbf{x})\right]\frac{\partial H_{d}}{\partial \mathbf{x}}}_{\text{бажана система}} - \underbrace{\left[\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})\right]\frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}}}_{\text{об'скт керування}} = \underbrace{\left[\left\{\mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{J}_{a}(\mathbf{x})\right\} - \left\{\mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_{a}(\mathbf{x})\right\}\right]\frac{\partial H_{d}}{\partial \mathbf{x}}}_{\text{бажана система}} - \underbrace{\left[\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})\right]\frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}}}_{\text{об'скт керування}}.$$
 (1.13)

Отже, за даним підходом можна знайти формувачі керуючих впливів (ФКВ) СЕФК, за яких поведінка/модель ($\dot{\mathbf{x}}(t)$) керованого об'єкта (1.10) відповідатиме поведінці/моделі бажаної замкненої САК (1.11).

Наведена методика синтезу характеризується високим ступенем наочності та зрозумілості, а також дає змогу легко синтезувати систему керування для

нелінійної та мультиофізичної системи. Синтезована таким чином СЕФК є асимптотично стійкою, виходячи з теореми Ляпунова [446]. До переваг такої системи також відносяться модульність, чіткість структури, зрозумілість в розширенні та налагодженні та простота в реалізації.

Незважаючи на велику кількість переваг, такі системи не позбавлені недоліків. Відкритими залишаються проблеми структурного синтезу – вибору структури матриць системи керування $J_a(x)$ та $R_a(x)$, а також параметричного синтезу – знаходження їх числових значень. Велика кількість варіацій параметрів, з одного боку, надає гнучкості системі, проте, з іншого, - суттєво ускладнює процедуру структурно-параметричного синтезу. Можна по-різному задавати вигляд матриць **J**_a(**x**) та **R**_a(**x**), наприклад – відповідний матрицям керованого об'єкта, що забезпечить цільове коректування усіх його процесів і ефективне керування [121]. З метою надання системі інших властивостей (наприклад, форсування процесів, компенсації взаємовпливів або адаптації до стратегії керування), цей вигляд можна змінювати [473, 39, 452]. Частина параметрів СЕФК (елементи матриць $J_a(x)$ та $R_a(x)$), можуть бути знайдені з виразу (1.13) [118] або підбором вручну. Існують також низка ідей щодо параметричного синтезу таких систем [478, 374, 268], однак вони мають обмеження і підходять тільки до певних систем. Ще однією вагомою проблемою таких систем є обмежені регулювальні можливості, адже не всі параметри $J_a(x)$ та $R_a(x)$ можуть бути реалізовані, а одержані структури ФКВ можуть бути недостатніми для забезпечення необхідної якості керування. Одним із підходів вирішення може бути поєднання ФКВ з іншими регуляторами [84, 358, 429], однак часто це порушує цілісність енергетичних підходів і може негативно впливати на стійкість та правильність аналітичних висновків про системи.

Таким чином, постає задача розвинення структурно-парамеричного синтезу СЕФК, що дасть змогу одержати ФКВ з широкими регулювальними можливостями та числові значення параметрів системи керування.

1.3 Макроенергетичне представлення

Сучасні системи характеризуються складністю будови і складністю керування [173, 423]. Більшість систем поєднують в собі процеси різної природи, що ще більше ускладнює вибір методі аналізу та розробки. Для перевірки працездатності та ефективності технічних рішень щодо побудови та спільної роботи окремих підсистем, обґрунтування параметрів окремих складових цих систем, необхідно здійснювати математичне моделювання роботи системи в різних режимах. При цьому комп'ютерне симулювання часто треба проводити протягом тривалого часового інтервалу роботи, наприклад, за виконання стандартних транспортних циклів для ЕМ або з урахуванням річних циклів систем відновлюваної енергетики.

Енергетичні закони, які лежать в основі роботи фізичних систем, можуть бути використані для математичного опису цих систем. Це особливо корисно у випадку систем, які поєднують у собі різні фізичні явища (домени). У зв'язку з цим спостерігається низка спроб розробити різні енергетичні методи для моделювання роботи систем: Bond-Graph (BG), Power-Oriented Graphs (POG), Vectorial Bond-Graph (VBG) та Energetic Macroscopic Representation (EMR) [434]. Останній, найновіший, метод EMR – макроенергетичне представлення, призначений для подібних складних задач, у яких поєднується робота систем різної фізичної природи, розробив у 2000 р. французький вчений-дослідник А. Bouscayrol на основі енергетичних підходів [186].

Підхід EMR забезпечує макроскопічний погляд на систему з точки зору енергетичних процесів, що мають місце в ній [78]. Назва EMR пояснюється наступним чином: "Energetic" – обмін енергією (потужністю) між підсистемами з урахуванням принципу причинності енергетичних зв'язків; "Macroscopic" – макроскопічний опис процесів у кожній підсистемі з формуванням їх входів та виходів у вигляді двох змінних, добутком яких є потужність; "Representation" – представлення системи у вигляді математичної графічної моделі, у якій підсистеми пов'язані за принципом «дії – реакції».

ЕМR вигідно вирізняється з-поміж перелічених методів наявністю чіткої процедури побудови систем керування (СК) на основі принципу інверсії [94, 78]. Підхід ЕМR набуває все більшої популярності для математичного моделювання систем відновлюваної енергетики, систем нагромадження енергії, електричних та гібридних транспортних засобів [60, 61, 78]. Серед різних підходів він позитивно відрізняється, оскільки дає змогу об'єднувати взаємозв'язані підсистеми різної фізичної природи за енергетичним принципом їх роботи, а також передбачає чітку процедуру побудови систем автоматичного керування [95]. Проте, не дивлячись на перелічені переваги, метод ЕМR ще мало поширений серед дослідників [320].

Отже, EMR можна розглядати як проміжний етап у перетворенні складної реальної системи до її комп'ютерної моделі. Складна система розкладається на базові підсистеми, які взаємодіють між собою (табл. 1.1) [186]: джерела енергії (зелені еліпси), елементи акумулювання енергії (оранжеві прямокутники з діагоналлю), елементи перетворення енергії без акумулювання (різні оранжеві піктограми) і елементи розподілу енергії (накладені оранжеві піктограми). Блоки керування та стратегій зображені відповідно світло-синіми та синіми паралелограмами. Пурпурові паралелограмами відображають блоки розрахунку.

В основу EMR підходу покладено три базові принципи [186].

Принцип взаємодії. Всі елементи системи з'єднані згідно принципу «дія – реакція» з використанням обміну змінними (масивами) (див. рис. 1.1,а). Добуток змінних дії та реакції між двома елементами становить потужність – миттєве значення енергії, якою обмінюються ці елементи.

Принцип причинності. ЕМR розглядає загальну причинність. Елементи акумулювання енергії визначаються часовими залежностями між їхніми змінними: їхні вихідні величини є інтегральними функціями вхідних величин. Інші елементи описані з використанням взаємодії без інтегральних часових залежностей.

Таблиця 1.1

Елементи EMR і керування [186]

	Джерело енергії	→ → → → → → → → → → → → → → → → → → →	Елементи з акумуляцією енергії
	Електричний перетворювач (без акумулювання енергії)	++	Блоки керування без контролера
+++++++++++++++++++++++++++++++++++++++	Механічний перетворювач (без акумулювання енергії)		Блоки керування з контролером
	Електромеханічний перетворювач (без акумулювання енергії)	+ - +	Блоки стратегій
₹	Зв'язані пристрої (для розподілу енергії)	•	Блоки розрахунку

Принцип інверсії. Структура системи керування розглядається як інверсія модельованої системи: керування визначає вхідні величини, які подаються в систему залежно від бажаних вихідних величин (див. рис. 1.1,б). У цьому методі співвідношення, які не залежать у часі, прямо інвертуються (без жодного керування або вимірювання). Внаслідок того, що залежності з похідними є недозволеними, пряма інверсія часових залежностей є неможливою. Непряма інверсія використовує регулятори та зворотні зв'язки. Кожному блокові модельованої системи відповідає свій блок системи керування. Вони, як правило, розташовуються паралельно один з одним.

Таке інверсне керування (ІК), яке використовується для побудови СК нижнього рівня в EMR, вже добре зарекомендувало себе у випадку простих підсистем або при спрощеному моделюванні. У випадку більш складних підсистем, таких як системи з багатьма входами з нелінійними динамічними зв'язками, для побудови систем керування нижнього рівня використовуються інші підходи. Так, в роботі [365] використовується незалежне нелінійне модальне просторове керування (Independent Nonlinear Modal Space Control),



Рис. 1.1. Базові принципи EMR: а) принцип взаємодії, б) керування за принципом інверсії

яке за допомогою лінійних та нелінійних модальних перетворень дає змогу розчленувати нелінійну систему на окремі підсистеми SISO та в подальшому будувати контури регулювання координат за допомогою зворотного лінійного модального перетворення. Зрозуміло, що такий підхід не є простим і потребує подальшого проектування та налаштування специфічних нелінійних регуляторів. В роботі [77] класична САК ЕМ доповнюється зворотним керуванням (backstepping control). ІК визначає структуру керування, а зворотний зв'язок забезпечує стабільність керування.

З іншого боку, пасивні системи керування (такі як СЕФК) базуються на математичному описі енергетичних законів динамічної системи у вигляді Ейлера-Лагранжа [53] або Гамільтоніана [426]. Таке представлення дає чітке розуміння потоків енергії в системі, впливу її параметрів на ці потоки, а також умов забезпечення глобальної асимптотичної стійкості нелінійної системи. СЕФК вже широко і успішно використовується для створення систем електроприводів [426], відновлюваної енергетики [73], гібридних систем [307] СЕФК характеризується накопичення енергії та інших. чіткою контурів різними процедурою синтезу керування 3 структурами та параметрами, а також не має обмежень на типи нелінійностей та кількість входів і виходів у системі.

Таким чином доречним є поєднання цих енергетичних підходів: EMR та СЕФК.

1.4 Оптимізація енергоефективних координат керування в усталених режимах роботи ЕТС на основі лінійної ТДНП

Для аналізу енергетичної ефективності роботи різних систем застосовують таку фундаментальну науку як термодинаміка (ТД). На початку ТД застосовувалося до опису ізольованих систем та оборотних процесів де переважала саме теплова енергія, що вплинуло на назву науки [469]. Через феноменологічний підхід до макроскопічного опису систем різної фізичної, а згодом й хімічної природи, класична термодинаміка стала фундаментальною наукою, яка дозволяє аналізувати енергоперетворення в оборотних процесах без врахування часу їх протікання [376]. Це дає змогу окреслювати термодинамічні межі ефективності процесів, що не втратило своєї актуальності класичної i донині. 3 термодинаміки пішла лінійна термодинаміка нерівноважних процесів (ТДНП), що набула розвитку з середини ХХ ст.. Вона поширила теорію і на енергетичні закономірності не тільки ізольованих, а також закритих і відкритих систем що мають реальні необоротні процеси та вимагають врахування швидкості їх протікання. Як нкслідок, було розроблено структурований математичний апарат для лінійних систем, що дає змогу уніфіковано описувати енергетичні перетворення [77]. Подальший свій розвиток термодинаміка знайшла щодо моделювання реальних систем шляхом комбінування оборотних та необоротних підсистем. Цей розділ термодинаміки назву endoreversible thermodynamics [70]. Про всеосяжність отримав термодинаміки можна судити з праці [161], де термодинамічному аналізу піддано усі природні та антропогенні процеси, що мають місце на планеті Земля.

Лінійна ТДНП дала змогу успішно вирішити багато складних задач, особливо зі спряженими ефектами. Визначною рисою лінійної ТДНП є можливість описувати складні, зокрема усталені процеси роботи різноманітних

нелінійні хімічних, фізичних, біологічних систем відповідно до універсального принципу лінеаризації зв'язку між вхідними та вихідними координатами потужності для впених робочих точок. При цьому система розглядається як перетворювач потужності (ПП) що має з певну кількістю входів/виходів. Зазвичай це один вхід і один вихід. Для цього випадку є універсальний метод, що широко використовується в біоенергетиці для опису перетворень вільної енергії в біосистемах. Цей метод можна успішно застосовувати для аналізу усталених процесів енергоперетворень у системах будь-якої природи, він полягає в описі ПП низкою безрозмірних параметрів і характеристик ефективності що описують його роботу.

1.4.1 Застосування лінійної ТДНП для характеристики універсальних ПП

У всіх неізольованих системах, де є обмін енергії чи речовини з навколишнім середовищем, зміну ентропії можна описати величинами: $d_e S$ – зовнішнє, зумовлене обміном із навколишнім середовищем (потік ентропії); $d_i S$ – внутрішнє, зумовлене нерівноважними процесами всередині системи (виробництво ентропії). Таким чином, другий закон термодинаміки для неізольованих систем можна описати наступною вункцією швидкості продукування ентропії в системі [70, 469]:

$$\sigma_{\rm s} = \frac{d_{\rm i}S}{dt} \ge 0. \tag{1.14}$$

З урахуванням що всі реальні необоротні процеси супроводжуються певним внутрішнім потоком \vec{J}_k , який виникає завдяки відповідній рушійній силі \vec{X}_k , яка відображає нерівноважність, доведено, що для локальної рівноваги можлива тотожність

$$\sigma_{\rm s} = \sum_{\rm i} \vec{J}_{\rm k} \vec{X}_{\rm k} \,. \tag{1.15}$$

В локальній рівновазі діє також феноменологічний закон, що відображає інтенсивність потоку у вигляді добутків ТД-сил \vec{X}_i з відповідними кінетичними коефіцієнтами L_{ki} (це і є принцип лінійності Онзагера) [469]:

$$\vec{J}_{\rm k} = \sum_{\rm i} L_{\rm ki} \vec{X}_{\rm i} \,.$$
 (1.16)

Згідно з другим законом ТД (1.23), сума в рівнянні (1.15) має бути більшою за нуль. Однак це не виизначає, що кожен із окремих доданків теж більший від нуля. Цілком можливо, що деякі доданків додатні і продукують ентропію, а інші – від'ємні і споживають надлишкову кількість ентропії. Таке явище називається ТД-спряженням [376], коли деякі процеси спонукають інші процеси протікати в термодинамічно невигідному напрямку (а саме супроти рушійної сили. Таким чином, до двох спряжених процесів, що описує всі ПП, бо його вихідні параметри (о – output) визначаються вхідними (і – input), записується наступна система [469]:

$$\begin{cases} J_{i} = L_{ii}X_{i} + L_{io}X_{o} \\ J_{o} = L_{oi}X_{i} + L_{oo}X_{o} \end{cases},$$
(1.17)

де кінетичні коефіцієнти знаходяться з виразів

$$L_{jk} = \left(\frac{\partial J_j}{\partial X_k}\right)_{X_j = \text{const}}.$$
(1.18)

В даному випадку X_i , X_o та J_i є додатними, а J_o – від'ємний. На вході відбувається поглинання енергії, а на виході – утворення. Тоді L_{ii} , L_{oo} та – L_{io} є додатні.

Виходячи з рівнянь ТДНП (1.15), (1.16), (1.17), (1.18) відкрито нові, а також досліджено відомі спряжені ефекти, а саме: термоелектричні, п'єзоелектричні, термодифузні, електрокінетичні, магнітострикційні, оптикоакустичні і т. п. [70, 160, 376]. Ларс Онзагер відкрив загальний принцип, що називається співвідношення взаємності Онзагера [407]. Він стверджує, що $L_{jk} = L_{kj}$. В околі рівноважного стану лінійна залежність потоку J_j та сили X_k співпадає з аналогічною залежністю потоку J_k від сили X_j . Співвідношення взаємності Онзагера зменшують число незалежних коефіцієнтів у системах типу (1.17). Співвідношення взаємності Онзагера не обмежуються квазірівноважними системами, адже співвідношення взаємності стосуються перших похідних (1.18) в точці рівноваги. Їхня сила збільшується з наближенням до точки рівноваги. Згідно другого закону ТД, кінетичні коефіцієнти обмежені, а саме – матриця коефіцієнтів *L* має бути невід'ємно визначеною, а саме

$$\left(L_{\rm io}\right)^2 \le L_{\rm ii}L_{\rm oo}.\tag{1.19}$$

Якщо в ізольованій системі в результаті дії певних сил відбувається перенесення маси та енергії, тоді величина такої сили зменшуватиметься, і система прямувати до стану рівноваги, коли її ентропія має максимальне значення. Ентропія для системи, незалежно від стану, є мірилом близькості системи до точки рівноваги, а її похідна по часу (1.14) – потік ентропії J_s , дає змогу кількісно оцінити результати цього переносу (енергії чи маси), який відбувається в результаті дії згаданих рушійних сил. Якщо ці сили є меншими, то, відповідно, меншою є і нерівноважність, а, отже – і тим менша дисипація енергії-маси (1.15) та енерговтрати [160].

Наведені результати ТДНП є фундаментом теорії ТД-аналізу систем як ПП [407, 78].

Детальний аналіз системи (1.17) показує, що зі збільшенням від'ємного значення L_{i_0} (якщо порівнювати зі значеннями інших коефіцієнтів L), то збільшується рівень впливу вхідної сили на потік на виході. Крім того, при великих від'ємних значеннях коефіцієнту L_{i_0} зростає рівень пригнічення потоку на вході вихідною силою. В результаті цього можна зробити висновок, що коефіцієнт L_{i_0} зв'язаний зі ступенем спряження q, що відображає спряження вхідного процесу і вихідного процесу ПП. З метою уникнення впливу на спряження q інших кінетичних коефіцієнтів рівнень спряження визначається як коефіцієнт L_{i_0} , який є нормований на коефіцієнти L_{i_1} та L_{o_0} :

$$q = \frac{L_{\rm io}}{\sqrt{L_{\rm ii}L_{\rm oo}}}.$$
(1.20)

Згідно даного визначення, *q* буде від'ємним і, з урахуванням (1.19), набуватиме значень від –1 до 0.

Для одержання додаткових універсальних характеристик ПП у відносних одиницях, вносять ще наступні показники:

відношення сил

$$\chi = X_{\rm o} / X_{\rm i} \quad (1.21)$$

- феноменологічне співвідношення

$$Z = \sqrt{L_{\rm oo}/L_{\rm ii}} \quad . \tag{1.22}$$

Якщо виконати нормування вхідного та вихідного потоків на вхідний потік за умови нульової вихідної сили (короткого замикання), систему рівнянь (1.17) може бути переписана з використанням наступних позначень

$$\begin{cases} \frac{J_{i}}{L_{ii}X_{i}} = q \cdot (Z\chi) + 1\\ \frac{J_{o}}{ZL_{ii}X_{i}} = Z\chi + q \end{cases}, \qquad (1.23)$$

а відношення потоків визначене наступним чином:

$$\frac{J_{\rm o}}{J_{\rm i}} = Z \frac{(Z\chi) + q}{q \cdot (Z\chi) + 1}.$$
(1.24)

У виразах (1.23) та (1.24) добуток $(Z\chi)$ є безрозмірною величиною, що відображає приведене відношення сил. Це окреслює сновну ідею q, а саме: коли q = -1 потік на виході завжди відрізняється від того що на вході в –Z разів – отже, потоки повністю спряжені. Коли q = 0 потоки на вході і виході продукуються лише відповідними силами і протікають в напрямку їх зменшення, таким чином потоки не єспряжені. Коли значеннях q проміжні, а саме від –1 до 0, потік на виході підтримується вхідним потоком у напрямку збільшення, однак відношення вхідного та вихідного потоків змінюється зі зміною ($Z\chi$), тоді процеси на вході і виході частково спряжені. На рис. 1.2,a,б наведено універсальні графічні залежності, а саме – приведеного вихідного потоку $j_0 = -J_0/(ZL_{ii}X_i)$ (друге рівняння в системі (1.23) та нормованого відношення потоків $j = -J_0/(ZJ_i)$ від нормованого відношення сил ($Z\chi$) для різних значень ступеня спряження q.

Однієї із найважливіших характеристик ПП є його ТД-ефективність – відношення швидкості, з якою в ПП виробляється вихідна вільна енергія, до швидкості, з якою споживаєть вхідна вільна енергія:

$$\eta = -\frac{J_{o}X_{o}}{J_{i}X_{i}} = -j\chi = -(Z\chi)\frac{(Z\chi) + q}{q \cdot (Z\chi) + 1}.$$
(1.25)

Графічна залежність (1.25) при різних значеннях *q* показана на рис 1.2,а. З рівняння (1.25) можна знайти оптимальне, відповідно до ТД-ефективності, відношення сил

$$(Z\chi)_{\text{opt}-\eta} = -\frac{q}{1+\sqrt{1-q^2}},$$
 (1.26)

за якого ТД-ефективність досягає максимального значення

$$\eta_{\max} = \left(Z\chi\right)_{opt-\eta}^2.$$
(1.27)

Спершу робота ПП в точці де ТД-ефективність максимальна є особливо цікавою, однак при великому спряженні ($|q| \rightarrow 1$) це може бути недоцільним, тмоу що потік на виході прямуватиме до нуля, і, як насоідок, вихідний процес протікатиме дуже повільно. З метою прискорення перетворення енергії у системі доцільно частково посутпитися ТД-ефективністю.



Рис. 1.2. Залежності ТД-ефективності (а) і нормованої вихідної потужності (б) від нормованого відношення сил при різних ступенях спряженості *q* [469]

Серед опцій робочої точки ПП, що може бути найбільш доцільним, є точка максимальної вихідної потужності. Нормоване значення вихідної потужності визначається за рівнянням:

$$p = -\frac{J_{o}X_{o}}{L_{ii}X_{i}^{2}} = -\left[\left(Z\chi\right) + q\right] \cdot \left(Z\chi\right).$$
(1.28)

Графічне відображення функції (1.28) при різних спряженнях q показана на рис. 1.2,6. Максимум вихідної потужності $p_{max} = q^2/4$ досягається при $(Z\chi)_{max,p} = -q/2$. Виходячи з рис. 1.2,а і б, в режимі максимальної вихідної потужності спостерігається низька ТД-ефективність. Такий режим доцільний для ПП, що підключені до і безмежних джерел енергії, таких як відновлювані.

З урахуванням одержаних універсальних залежностей (1.23), (1.24), (1.25), (1.28), шляхом поєднання двох характеристик можливо легко формувати інші доречні для певних ПП критерії оптимального режиму [407], наприклад: максимальна потужність на виході і оптимальна ТД-ефективність, максимальний потік на виході і оптимальна ТД-ефективність, максимум добутку $[J_o/(ZL_{ii}X_i)]\cdot\eta$ (так званий "економічно вигідний вихідний потік"), максимум добутку $p\eta$ (так звана "економічно вигідна вихідна потужність") [469], тощо.

1.4.2 Показники ефективності роботи каскадно з'єднаних лінійних ПП

Аналіз показує, що елементарні ПП в системах перетворення енергії найчастіше з'єднуються каскадно. Для математичного опису стаціонарного режиму роботи в заданій точці системи з двох каскадно з'єднаних ПП (позначені індексами 1 і 2) використаємо такі системи лінійних рівнянь:

$$\begin{cases} J_{1}^{i} = L_{1}^{ii} X^{i} + L_{1}^{io} X^{o} \\ J_{1}^{o} = L_{1}^{oi} X^{i} + L_{1}^{oo} X^{o} \end{cases}; \qquad \begin{cases} J_{2}^{i} = L_{2}^{ii} X^{i} + L_{2}^{io} X^{o} \\ J_{2}^{o} = L_{2}^{oi} X^{i} + L_{2}^{oo} X^{o} \end{cases}.$$
(1.29)

За каскадного з'єднання таких ПП мають місце умови: $X_1^{o} = X_2^{i}$, $J_1^{o} = J_2^{i}$. Якщо такий каскад розглядати як новий еквівалентний ПП, то після математичних перетворень знайдено його параметри, які визначаються через параметри ПП, з яких він складений, таким чином:

$$q_{\Sigma} = \frac{q_1 q_2}{\sqrt{\left(1 - q_1^2 + \gamma\right)\left(1 - q_2^2 + \gamma^{-1}\right)}} , \quad Z_{\Sigma} = Z_1 Z_2 \gamma \sqrt{\frac{1 - q_2^2 + \gamma^{-1}}{1 - q_1^2 + \gamma}} , \quad \chi_{\Sigma} = \chi_1 \chi_2 . \quad (1.30)$$

де у – коефіцієнт з'єднання двох ПП в каскаді, який рівний

$$\gamma = \frac{L_2^{\rm ii}}{L_1^{\rm oo}} \ . \tag{1.31}$$

На рис. 1.3 представлена графічна залежність $q(\gamma)$ при заданих $q_1 = -0.95$ та $q_2 = 0.86...0.98$ (для кращого сприйняття вісь абсцис подана в логарифмічному масштабі). Як видно, для будь-яких q_1 та q_2 існує деякий оптимальний коефіцієнт з'єднання, при якому загальний ступінь спряження є максимальним. Це оптимальне значення коефіцієнта з'єднання отримано у вигляді

$$\gamma_{\rm opt} = \sqrt{\frac{1 - q_1^2}{1 - q_2^2}} \ . \tag{1.32}$$



Рис. 1.3. Залежності ступеня спряження еквівалентного ПП від коефіцієнта з'єднання двох ПП при заданих значеннях ступенів спряження ПП1 ($q_1 = -0.95$) та ПП2 ($q_2 = 0.86...0.98$)

За оптимального з'єднання максимальне спряження двох ПЕ характеризується таким коефіцієнтом з'єднання:

$$q_{\Sigma,\max} = \frac{q_1 q_2}{\sqrt{\left(1 - q_1^2\right)\left(1 - q_2^2\right)} + 1},$$
(1.33)

а оптимальне приведене відношення сил рівне

$$\left(Z\chi\right)_{\Sigma.\text{opt}} = \left(Z\chi\right)_1 \left(Z\chi\right)_2 \,. \tag{1.34}$$

1.4.3 Енергетична оптимізація стаціонарного режиму роботи системи

Виходячи з описаного запропоновано методику оптимізації на основі енергії стаціонарного режиму роботи досліджуваної системи, що наведена нижче [469].

1. На основі проаналізованих фізичних процесів, що присутні в конкретному ПП, виходячи зі знайденої функції дисипації, вибираються пари термодинамічних сил і потоків для входів та виходів.

2. Для отриманих сил і потоків для входів та виходів будується математична модель і складається лінійні рівняння Онзагера (1.17), що описують досліджуваний ПП, та знаходяться вирази для основних параметрів: q, Z, χ . Цей етап може відрізнятися в залежності від типу системи і її складності:

• Для лінійності системи та її математичного опису при умові вірного вибору сил і потоків для входів та виходів є простим.

• Для нелінійної системи, де кожна робоча точка (X_i , X_o) системи може характеризуватися своїми кінетичними коефіцієнтами. Їх значення знаходяться за виразами (1.18). Таким чином для нелінійної системи її математичну модель необхідно досліджувати для різних робочих точок або інтервалу зміни визначальної координати в околі, що складає практичний інтерес. Тоді відповідно до отриманих результатів можна порахувати значення параметрів q, Z, χ у цих робочих точках або їх залежності від вибраної визначальної координати.

• У випадку складності математичного опису системи її слід дослідити експериментально. Правильно вибрати термодинамічні потоки і сили можна лише після проведення низки експериментів та математичної обробки їх результатів з метою отримання лінійних залежностей між парами потоків та сил. Далі кінетичні коефіцієнти можна розрахувати з системи рівнянь (1.17) за результатами дослідів короткого замикання ($X_o = 0$) і неробочого ходу ($J_o = 0$) або у випадку неможливості їх проведення – за результатами вимірювань у двох точках і обчислень за виразами (1.18), замінивши диференціали параметрів на відповідні прирости.

3. Обґрунтувати найбільш доцільний критерій енергетичної оптимізації та скласти його математичний вираз.

4. Підставити значення q, Z і χ у вираз критерію оптимізації та дослідити його на максимум почергово за доступними параметрами вихідної математичної моделі.

5. Порівняти між собою отримані результати і вибрати найкращий варіант оптимізації.

6. У випадку двох каскадно з'єднаних ПП виконати пункти 1-5 для кожного ПП окремо. Знайти значення коефіцієнта з'єднання γ двох вихідних ПП в робочих точках чи функцію γ від визначальної координати та порівняти отримані значення з оптимальним значенням, визначеним для отриманих вище ступенів спряження кожного зі складових ПП. У випадку значного розходження між реальним та оптимальним значеннями коефіцієнта з'єднання доцільно провести додаткові дослідження, спрямовані на пошук шляхів зменшення цього розходження.

1.5 Особливості обраних для досліджень електротехнічних систем

3 стрімкого розвитку урахуванням в останні роки електромобілебудування [432], електромобілі (ЕМ) та їх підсистеми можна обрати як приклад для дослідження запропонованих ідей. У сучасному ЕМ одним із найважливіших питань є ефективне використання заряду батареї [58, 409], що є проблемою енергоменеджменту і може бути правильно сформульовано та вирішено за допомогою енергетичних підходів. ЕМ є складною ЕТС, що складається з різних типів підсистем, кожна з яких є важливою, зокрема колеса, електродвигун, інвертор, система нагромадження вал, енергії, двигун внутрішнього згоряння, генератор тощо [385]. Механічні частини всієї силової установки (ротор електродвигуна та колеса чи кузов) можна розглядати як двомасову систему [369]. Незважаючи на використання різних типів двигунів в ЕМ (ДПС, безщітковий двигун постійного струму (БДПС), двигуни змінного струму, вентильно-індукторний двигун) [70], одним із найпопулярніших є синхронний двигун з постійними магнітами (СДПМ) завдяки високій питомій потужності, високій енергетичній ефективності та добрій керованості.

Іншим прикладом ЕТС, що набули широко застосування і особливо актуальні сьогодні в Україні, є системи, що генерують електричну енергію з ВДЕ сонця та вітру, а також системи нагромадження енергії (СНЕ). Як і в попередніх, в таких системах також гостро стоїть питання енергетичного менеджменту з метою максимізації використання природних джерел енергії, що обумовлює необхідність побудови стратегій енергетичного менеджменту (CEM).

Таким чином, моделювання, оптимізація та керування як самими підсистемами, так і комплексами, до складу яких вони входять, є актуальною задачею. Розглянемо досліджувані системи детальніше.

1.5.1 Двомасові системи електроприводів.

Вимоги до статичних і динамічних властивостей сучасних приводів постійно зростають: потрібні швидкі перехідні процеси, малі перерегулювання і гасіння вібрацій, зокрема при зміні параметрів системи. Всі елементи, які можуть вплинути на властивості приводу, повинні бути враховані під час проектування. У приводах одним з найважливіших факторів, які можуть знизити продуктивність, є характеристики механічної частини, зокрема, еластичність механічного з'єднання [140, 262, 50, 113, 156, 414, 280, 64, 360, 128, 192, 184]. Зазвичай стандартні моделі механічних підсистем будуються відповідно до припущення, що всі з'єднання ідеальні, а компоненти – це жорсткі тіла. Як наслідок – положення та швидкість руху привідних елементів співпадають з відповідними характеристиками ротора машини, а передача моментів відбувається миттєво. Для багатьох досліджень такі припущення допустимі, однак не тоді, коли потрібно здійснювати оптимізацію перехідних процесів та енергоменеджмент. Однак, в більшості реальних систем присутня механічна гнучкість, яка викликає статичні і динамічні відхилення моменту, швидкості та положення між актуатором та рухомим механізмом. Таку механічну систему можна моделювати як, так звану, двомасову систему. Рушійна частина (перша маса) з'єднана гнучким шарніром або довгим валом з керованою частиною (другою масою). До систем на базі двомасової моделі належать також приводи прокатних станів [262], приводи конвеєрних стрічок [50], приводи клітьових підйомників [113, 156], бурові установки, що використовуються для розвідки нафти і газу [414, 280], деякі спеціальні приводи, що використовуються в текстильних [64] і паперових машинах [360], 128], космічних антенах [192, 184] та космічних маніпуляторах [442, 232], приводах з ЧПК [421], мікроелектромеханічних системах (МЕМС) [129], роботах-маніпуляторах з гнучкими шарнірами [395], електроприводах з використанням гармонійних редукторів [189] та планетарних редукторних силових агрегатах [440, 193].

Майже всі існуючі рішення для керування положенням двомасового привода з гнучким валом припускають, що коефіцієнт жорсткості постійний, а переданий крутний момент пропорційний куту скручування. Раніше для керування двомасовими системами використовувалися лінійні підходи, зокрема керування ПД, ПД з гравітаційною компенсацією та повним зворотним зв'язком, але згодом почали застосовуватися і нелінійні методи [382]. Підхід лінеаризації зворотного зв'язку та підхід на основі пасивності є першими, які були застосовані до керування положенням, але базувалися на точній моделі установки. Детальніше це питання проаналізовано в [373]. Сучасні підходи до системами включають: лінійний квадратичний керування двомасовими регулятор (LQR), кореневий локус та ін. [422]; нейронні мережі [298], прогнозне керування на основі лінійної моделі [419] і нечіткі регулятори [420]; нелінійні нейронні мережі [150, 367], адаптивне нелінійне керування [219, 79, 251] і підхід на основі хвильового спостерігача збурень [266], зовнішня лінеаризація [354]. Використання спостерігача за збуренням також є дуже популярним підходом в таких приводах [23, 158]. Існує також низка робіт, що описують його застосування в задачах віброгасіння. Найпоширенішими є естиматор повного порядку [354], фільтр Калмана [356], естиматор рухомого горизонту [297], спостерігачі на основі штучного інтелекту [95, 31]. Нещодавно для розв'язання задачі керування двомасовою системою було запропоновано метод багатошарового спостерігача [40, 412, 355]. Кожен із запропонованих підходів має свої переваги та недоліки. Одні не можуть забезпечити необхідної

динаміки або стійкості та робастності на всьому діапазоні, інші вимагають точної моделі, або складність їх налаштування суттєво зростає зі збільшенням порядку системи. Це підкреслює актуальність розробки та вдосконалення систем керування двомасовою підсистемою, які були б ефективними та могли поєднуватися з іншими підсистемами ЕТС.

1.5.2 Системи на базі ДПС.

Протягом багатьох десятиліть ДПС, особливо з незалежним збудженням (НЗ) були першим вибором там, де був необхідний контроль крутного моменту гнучкість регулювання [452, 94, 99, 123]. Їхні лінійні механічні та характеристики (кутова швидкість – крутний момент) також роблять їх дуже корисними в різних сферах. Вони мають широкий діапазон потужностей, від декількох ват до декількох мегават потужності [386]. Застосування ДПС варіюється від сталепрокатних станів, електричної тяги, центральних намотувачів до дуже широкого спектру промислових приводів, від побутових робототехнічних пристроїв ЛО медичного устаткування, принтерів i прецизійних сервоприводів, оскільки їх швидкість легко контролювати [277, 103, 386, 276]. Існує багато типів ДПС, наприклад, щіткові двигуни постійного струму(з різними типами обмоток збудження), безщіткові двигуни постійного струму, крокові двигуни та інші.

Кутовою швидкістю ДПС можна керувати, регулюючи величину напруги, що подається на його якір [274]. Це може здатися тривіальним завданням, але це не так, якщо врахувати всі комбінації входів-виходів ДПС [208]. Для керування ДПС застосовується багато підходів, наприклад: еталонне адаптивне керування [233], ПІ-, ПІД- регулятори, також з модифікаціями, такими як ANFIS та дробового порядку [57, 3, 109, 115], через інтегральний зворотний зв'язок за станом [5], САК на основі нейронних мереж [472, 473, 62, 93] та нечіткої логіки [476]. Стрімкий розвиток новітніх підходів до синтезу САК нелінійними системами, відкриває нові можливості у регулюванні роботи двигунів, подекуди змінюючи тенденції застосування тих чи інших приводів. Окремо слід виділити роботу з ослабленням потоку збудження. Адже для ДПС можна отримати регулювання кутової швидкості в широкому діапазоні, як нижче, так і вище номінальної кутової швидкості. При керуванні якорем можна отримати кутову швидкість від нуля до номінальної у всьому діапазоні навантажень. Однак, при керуванні полем можна досягти постійної заданої кутової швидкості до 200% - 300% від номінальної, але зі зниженням моменту двигуна [476]. Даний потенціал може бути використаний у керуванні, але це ускладнює структуру та налаштування САК [448].

Таким чином, ДПС з НЗ може бути базовим дослідним об'єктом, який має широке застосування в різних галузях, він простий у аналізі та керуванні, його представлення може бути розширене з урахуванням втрат, а також керування полем [452, 468].

1.5.3 Системи векторного керування СМПМ.

Синхронні машини з постійними магнітами (СМПМ, англ. permanent magnet synchronous machine – PMSM) широко застосовуються в промисловості і на транспорті. Вони мають високі показники питомої потужності та моменту, високу енергетичну ефективність, надійність, добру керованість, швидкодію віддачі моменту та низькі вимоги щодо обслуговування [389]. Особливо перспективними є СМПМ для приводів електричних транспортних засобів (ТЗ) [349]. Для малих ТЗ переважно застосовують синхронні машини, які керуються за принципом безщіткового двигуна постійного струму (БДПС, англ. brushless DC motor – BLDCM) чи surface-mounted PMSM (SPMSM), які простіші у виконанні, оскільки постійні магніти (ПМ) розміщені на поверхні ротора. Проте, це значно обмежує максимальну кутову швидкість SPMSM в діапазоні її регулювання вище від номінальної. Для ТЗ більшої потужності важливим фактором є широкий діапазон регулювання кутової швидкості завдяки можливості роботи на швидкостях, значно вищих за номінальну шляхом ослаблення збудження. Тут застосовують спеціальний тип цих машин - interior permanent magnet synchronous machines (IPMSM), у яких завдяки розміщенню

ПМ всередині ротора забезпечується різна магнітна провідність вздовж осей d і q, зв'язаних з ротором, що дає змогу ослаблювати магнітний потік від ПМ шляхом регулювання d-складової струму якоря [113]. Це забезпечується шляхом векторного керування складовими d і q струму якоря [332, 347].

Для усіх застосувань СМПМ, а особливо для ТЗ, важливим показником роботи електричної машини є її висока енергетична ефективність, причому в якомога ширшому діапазоні зміни кутової швидкості та електромагнітного моменту. Дослідження щодо забезпечення високої ефективності СМПМ проводяться у двох поєднаних між собою напрямках – обґрунтуванні оптимальних координат машини та реалізації алгоритмів керування, причому ці напрямки відрізняються між собою для випадків регулювання кутової швидкості від нуля до номінального значення (перша зона регулювання швидкості) та її регулювання вище номінального значення (друга зона регулювання швидкості).

Для першої зони основною стратегією оптимального з точки зору енергетичної ефективності є стратегія максимум моменту на ампер (maximum torque per amper – MTPA) [218, 177, 56, 323]. У своєму класичному вигляді ця стратегія забезпечує мінімум втрат в міді обмотки якоря. Це пояснюється двома факторами: перший – явне переважанням втрат в міді в загальних втратах потужності машини за її роботи в першій зоні, другий – можливістю аналітичного отримання виразів для завдання складових d і q струму якоря, які отримуються з базової математичної моделі СМПМ. Проте через порівняну складність цих математичних виразів їх використання в онлайн обчисленнях потребує складних контролерів, тому основним способом мікроконтролерного керування є застосування офлайн методу – попередньо розрахованих таблиць (look-up table – LUT) [433]. Цей підхід також дає змогу практичної реалізації більш точного попереднього розрахунку траєкторій оптимального керування роботою СМПМ з врахуванням втрат в сталі [273], магнітного насичення та взаємоіндуктивності [97]. Як показано в [177], оптимальне керування за мінімумом сумарних втрат в машині має суттєві переваги над класичним методом МТРА.

На відміну від офлайн методів, останнім часом для реалізації стратегії МТРА застосовують більш складні онлайн методи енергетичної оптимізації роботи IPMSM в першій зоні регулювання їх кутової швидкості [218, 323].

У другій зоні регулювання кутової швидкості IPMSM для обґрунтування оптимальних координат керування існує головне обмеження – за напругою якоря, яке визначається DC напругою живлення інвертора напруги (IH). Крім цього, також продовжує мати місце обмеження за струмом якоря, яке зумовлено в тривалому режимі допустимим нагріванням машини [26]. Отож, оптимальні з точки зору енергетичної ефективності координати керування складові d і q струму якоря – в усталеному режимі, як правило, повинні перебувати на вказаних обмеженнях. Як і в першій зоні, ці координати визначаються аналітично для класичного підходу з врахуванням лише втрат в міді машини [347, 332, 26, 307]. Проте, в другій зоні через зростання кутової швидкості IPMSM пропорційно зростає і частота струму в обмотці якоря, що приводить до приблизно квадратичного зростання втрат в сталі [332]. Для врахування втрат в сталі, а також інших факторів, таких як магнітне насичення та міжфазні взаємоіндуктивні зв'язки, в другій зоні регулювання кутової IPMSM швидкості теж застосовують вказані вище офлайн методи обґрунтування оптимальних координат [273, 8, 10, 148] та онлайн методи оптимального керування [295, 100, 110, 263, 98, 26, 74, 307, 18, 62, 75, 338, 74, 112, 166]. Проте офлайн методи відзначаються складністю попередніх досліджень, а онлайн методи – складністю обчислень в реальному часі, а звідси необхідністю потужних і дорогих контролерів.

1.5.4 Гібридні акумуляторно-суперконденсаторні системи нагромадження енергії.

Системи нагромадження та зберігання енергії – СНЕ (англ. energy storage system – ESS) – стали новим трендом сучасної електроенергетики. Це

глобальною проблемою енергозбереження. зумовлено У великій електроенергетиці нестабільність генерування електричної енергії вітро- та i станціями породжує проблему стійкості сонячними установками електромереж, вирішити яку можна паралельним застосуванням СНЕ великої ємності. У малопотужній відновлюваній енергетиці СНЕ є невід'ємною частиною автономних установок генерування електроенергії. Проте найбільше вимог, часто ще й суперечливих, ставиться до СНЕ в автономних транспортних засобах, зокрема в ЕМ, масовий випуск яких вже набув незворотного характеру [325]. Це високі абсолютні і питомі (на одиницю маси і об'єму) енергія і потужність, тривалість роботи (велика кількість зарядно-розрядних циклів), некритичність до температурних умов, а також невисока вартість.

Електрохімічні АБ віддавна застосовуються як автономні джерела електричного живлення для різних об'єктів. Проте особливо актуальними вони стали в останні роки у зв'язку зі стрімким розвитком автономного електричного транспорту. До проблем, пов'язаних із бортовими СНЕ, які стримують розвиток електромобілебудування, належать порівняно низький термін служби батарей, ïχ вартість, тривалість заряджання, температурна висока залежність, скорочення доступних зарядно/розрядних циклів за їх високої потужності, необхідність моніторингу та вирівнювання зарядів за допомогою непростої системи енергетичного менеджменту (англ. energy management system – EMS) [22]. Ці проблеми ускладнюються із збільшенням споживаної та зарядної потужностей, що постійно відбувається під час роботи ЕМ у важких режимах, до яких належать акселерація, рух під гору та рекуперативне гальмування [375].

Вирішення вказаних проблем можливе завдяки поєднанню в бортовій СНЕ двох чи більше джерел енергії з різними властивостями. Серед гібридних СНЕ (ГСНЕ, анг. hybrid ESS – HESS) [130, 145] найбільш поширеним є поєднання АБ та суперконденсаторів (СК). Завдяки низькому внутрішньому опору СК можуть заряджатися і розряджатися великими струмами, тому мають приблизно на порядок вищу, ніж батареї, питому потужність. Крім того, СК
мають на два порядки більшу, ніж АБ, кількість зарядно-розрядних циклів та стабільність характеристик в широкому діапазоні робочих температур [410]. Поєднання в ГСНЕ АБ та СК, об'єднаних в СК-модуль (СКМ), дає змогу забезпечувати за рахунок останнього великі потужності системи електроприводу електромобілів, що істотно полегшує роботу АБ і тим самим збільшує їхній термін служби [18, 233].

На відміну від АБ, які характеризуються досить постійною напругою, мало залежною від їх ступеня зарядженості (англ. state of charge – SOC), робоча напруга СКМ змінюється за його заряджання від нуля до номінального значення, як і звичайних конденсаторів. Тому для об'єднання СКМ з АБ в конструкції гібридної СНЕ використовують силові напівпровідникові DC-DC перетворювачі, які працюють як електронні трансформатори постійної напруги. На даний час запропоновано та досліджено низку конфігурацій АБ-СК ГСНЕ, серед яких до вже класичних відносяться пасивні, повністю активні або напівактивні конфігурації [316, 15, 331, 346]. Вони характеризуються різними властивостями, які коротко висвітлені нижче.

У пасивних ГСНЕ (рис. 1.4,а), АБ та СКМ з'єднані паралельно між собою та безпосередньо з DC-bus напругою V_{bus} . Пасивна ГСНЕ, очевидно, є найпростіша і найдешевша завдяки відсутності будь-яких силових електронних перетворювачів, але й найменш ефективна. Через паралельно підключену батарею напругою $V_{\rm B}$ робоча напруга СКМ $V_{\rm SCM}$ змінюється у вузьких межах, і він фактично працює як фільтр низьких частот, дещо зменшуючи пікові струми батареї [316]. Тому ефективність використання накопиченої СКМ енергії є низькою. Її підвищення можливе лише шляхом збільшення ємності СКМ за істотного підвищення вартості ГСНЕ.

У повністю активній ГСНЕ (рис. 1.4,6) АБ та СКМ відокремленні від DCbus за допомогою двох двонапрямлених DC-DC перетворювачів. У результаті, напруги $V_{\rm B}$ та $V_{\rm SCM}$ можна незалежно підтримувати нижче $V_{\rm bus}$, що зменшує їх



B)

Рис. 1.4. Пасивна (а), активна (б) і напівактивні СК/АБ та АБ/СК (в) конфігурації ГСНЕ

вартість і полегшує роботу EMS. Це дає можливість досить ефективно використовувати накопичену ними енергію. Але, внаслідок використання двох DC-DC перетворювачів, загальна ефективність системи знижується внаслідок додаткових втрат енергії в них, а сумарна вартість ГСНЕ істотно зростає. Проте, через наявність двох ступенів вільності, активна конфігурація дає можливість забезпечувати стабільність V_{bus} та ефективно розподіляти навантаження між АБ і СКМ, правда, за рахунок значного ускладнення алгоритму керування [15].

Напівактивна класична конфігурація АБ-СКМ (рис. 1.4,в) характерна використанням одного двонапрямленого DC-DC перетворювача, який відділяє або АБ, або СКМ від DC-bus, в той час як інше джерело енергії підключене безпосередньо до неї [331]. Частіше за допомогою DC-DC перетворювача відділяють СКМ, оскільки його напруга змінюється в широких межах. Проте така конфігурація, що має назву СКМ/АБ ГСНЕ, потребує дорогого DC-DC перетворювача, розрахованого на максимальну потужність ГСНЕ. Натомість V_{bus} , яка підтримується на рівні V_{B} , змінюється незначно. Якщо поміняти місцями АБ та СКМ, можна отримати напівактивну АБ/СКМ ГСНЕ. Така конфігурація дешевша від попередньої, оскільки потребує малопотужного DC-DC перетворювача, розрахованого на значно менший струм АБ. Проте V_{bus} , яка підтримується на рівні V_{SCM} , під час роботи навантаження може змінюватися в досить широких межах, що погіршує можливості, наприклад, системи електропривода. Порівняно з активною конфігурацією, система керування напівактивною АБ/СКМ ГСНЕ є простішою.

Більшість систем керування АБ-СК ГСНЕ побудовані за стратегією, що базується на правилах (фільтрації), коли для керування навантаженням ГСНЕ еталонні значення струмів для різних накопичувачів розділяються фільтром нижніх частот [50, 164]. Для вдосконалення цього підходу використовують інші методи, наприклад, інтелектуальне керування [363], керування в ковзному режимі та на основі функції Ляпунова [345], нелінійне flatness керування [25], прогнозне керування (MPC – Model Predictive Control) [438], фрактальне керування (FOC – Fraction Order Control) [418], використання теорії рядів Вольтера і нейронних мереж [288].

1.5.5 Вітро- та сонячні системи генерування електроенергії

Технології відновлюваної енергетики розвиваються стрімким темпом в усьому світі. Це стосується насамперед сонячної та вітроенергетики, як великої потужності, так і малої, яка застосовується в індивідуальних господарствах для генерації електричної енергії.

Хоча засоби відновлюваної енергетики генерують енергію завдяки безкоштовній енергії сонця та вітру, на відміну від традиційних підходів на основі викопного палива, однак генерована потужність залежить від природніх умов, які є стохастичними і не підлягають точному прогнозуванню. Таким чином, постає проблема стабільної та прогнозованої генерації енергії, яка можу бути вирішена введенням СНЕ. Це може бути накопичення електричної енергії (як показано в п.1.5.4) чи механічної енергії, потенціальної чи кінетичної тощо. Іншим способом вирішення даної проблеми є застосування ВДЕ до процесів, які не вимагають постійної роботи та прогнозування, а самі мають нагромаджувальний характер, наприклад, це можуть бути системи поливу, перекачування води тощо. У випадку нагромадження додаткові елементи ускладнюють систему та потребують ефективної роботи, що зумовлює необхідність синтезу відповідної системи керування.

Іншою важливою проблемою використання ВДЕ є максимізація відбору згенерованої енергії, адже фотоелектричні панелі (ФЕП) та вітроелектричні установки (BEY) мають екстремальні щодо вихідної потужності характеристики. Для забезпечення їх максимальної вихідної потужності за дії детермінованих та випадкових збурень застосовуються спеціальні системи відслідковування точки максимальної потужності – МРРТ [190]. Крім цього, коефіцієнт перетворення енергії вітру та сонця у сучасних системах не свої перевищують 20-40%. Кожна система має характеристики та закономірності, які слід враховувати при побудові, а також в оптимальній САК та МРРТ. Розглянемо вітрові та сонячні системи детальніше.

Як відомо, механічна потужність на осі вітрової турбіни (ВТ) (англ. wind turbine – WT) ВЕУ залежить від швидкості вітру V_w і визначається наступним рівнянням [190]:

$$P_{\rm WT} = 0.5 \,\rho S \, C_{\rm P} \left(\lambda\right) V_{\rm w}^{\ 3}, \tag{1.35}$$

де ρ – густина повітря; *S* – площа охоплення ВТ вітрового потоку; $C_{\rm P}(\lambda)$ – коефіцієнт ефективності перетворення енергії вітру ВТ; λ – коефіцієнт швидкохідності ВТ (tip speed ratio – TSR); ω – кутова швидкість турбіни; *r* – радіус ВТ.

TSR є відносною стосовно швидкості вітру лінійною швидкістю краю лопаті:

$$\lambda = \frac{\omega r}{V_{\rm w}}.\tag{1.36}$$

Безрозмірна аеромеханічна характеристика $C_{\rm P}(\lambda)$ однозначно визначає вигляд характеристик $P_{\rm WT}(\omega, V_{\rm w})$, які масштабуються по осях $P_{\rm WT}$ та ω в залежності від потужності (розмірів) ВТ. Характеристику $C_{\rm P}(\lambda)$, яку отримують шляхом непростих експериментальних чи модельних досліджень (рис. 1.5), часто представляють поліноміальною залежністю n-го степеня:

$$C_{\rm P}(\lambda) = \sum_{i=0}^{n} a_i \lambda^i, \qquad (1.37)$$

де *a_i* –сталі коефіцієнти.



Рис. 1.5. Приклади аеромеханічних характеристик $C_{P}(\lambda)$ різних ВТ [478]

Для забезпечення максимального відбору потужності від вітру, згідно з рівнянням (1.35), необхідно підтримувати максимальне значення коефіцієнта потужності $C_{\text{Pmax}}(\lambda_{\text{opt}})$, а отже, оптимальну кутову швидкість ВТ

$$\omega_{\rm opt} = \frac{\lambda_{\rm opt}}{r} V_{\rm w}, \qquad (1.38)$$

що досягається автоматичним регулюванням моменту навантаження на валу BT.

В усталеному режимі момент ВТ урівноважується моментом навантаження, який на основі (1.35) та (1.36) описується виразом:

$$T_{\rm WT} = \frac{P_{\rm WT}}{\omega} = 0.5 \,\rho S \, r \frac{C_{\rm p}(\lambda)}{\lambda} {V_{\rm w}}^2. \tag{1.39}$$

Відповідно, метою як систем керування, так і проектування таких установок є забезпечення максимально можливого перебування системи в оптимальній точці, що і забезпечить максимум відбору енергії вітру [325, 479, 440].

Аналогічно, криву для максимізації відбору потужності застосовують і у випадку сонячних ФЕП (рис. 1.6). Для цього застосовують пристрої МРРТ ФЕП, які працюють відповідно до різних алгоритмів, найчастіше Perturb&Observ (P&O) та Incremental Conductance (IC) [349].



Рис. 1.6. Ілюстрація керування з МРРТ сонячною ФЕП

1.5.6 Сонячні водопомпові системи

Перекачування води – один із найбільш масових технологічних процесів, який використовуються для водопостачання багатоквартирних будинків, приватних помешкань, ферм, сільськогосподарського зрошення тощо. В сучасних умовах, які характеризуються нестачею викопного палива та підвищеною увагою до охорони навколишнього середовища, фотоелектричні сонячні установки для помпування води (СУПВ) стали одним із поширених застосувань сонячної фотоенергетики, особливо в місцевостях, віддалених від електромереж [389]. Це зумовлено широкими технологічними потребами, простотою технічної реалізації, високою надійністю та економічною ефективністю.

Ha застосування, вартості, початку свого 3 метою зниження застосовувалися максимально прості СУПВ прямого сполучення, які складалися із сонячних ФЕП, ДПС різного збудження та відцентрових помп (ВП). Оптимальний підбір цих компонентів забезпечував задовільну роботу системи фактично без додаткового регулювання [389]. На даний час, завдяки значному зниженню вартості сонячних панелей, основна увага в конструкції СУПВ перемістилася на забезпечення високої енергетичної ефективності та надійності роботи. З цією метою, як правило, застосовують МРРТ. Для їх реалізації застосовують різні типи проміжних DC-DC перетворювачів: boost, boost-buck, Cuc, SEPIC, Zeta, Z-sourse, Landsman, Luo та ін. [113, 347, 332, 218, 177, 56, 323, 222, 235, 230]. DC-DC перетворювач одночасно регулює значення своєї вихідної напруги до рівня, за якого система електроприводу помпи споживає потужність, рівну генерованій в даний момент від сонця. Як помпи застосовують два типи – волюметричні і ВП, проте найчастіше останні завдяки їх простоті та високій ефективності [113, 347, 332, 218, 177, 56, 323, 222, 235, 230]. Для приводу помп зараз застосовують регульовані електроприводи на асинхронних двигунів (АД) [323], СМПМ [2, 248, 154], БДПС [113, 347, 332, 218, 177, 56, 222, 235, 230], а також вентильних реактивних двигунів (SRM) [2, 248, 154]. Серед вказаних приводів БДПС відрізняється такими перевагами, як висока енергетична ефективність, довгий термін служби, висока надійність, низькі радіочастотні перешкоди та шум, відсутність обслуговування та простота керування [332]. Різні дослідники зосереджуються на цьому приводі для СУПВ, що демонструє його придатність для перекачування води. З метою зниження вартості СУПВ та підвищення енергетичної ефективності, доцільно зменшувати кількість послідовно ввімкнених силових перетворювачів. Це здійснено в роботі [8], де проміжний DC-DC перетворювач вилучено, а функцію МРРТ виконує інвертор БДПС.

СУПВ характеризуються низькою сумарною енергетичною ефективністю, яка складає кілька процентів, що зумовлено, перш за все, низькою віддачою

ФЕП, а також коливанням інтенсивності сонячної радіації. Підвищити ефективність СУПВ можна завдяки застосуванню нагромаджувачів енергії. Так, включення до складу СУПВ додаткову систему зберігання електричної енергії у вигляді АБ чи збірник у вигляді бака з водою для нагромадження механічної енергії у вигляді потенціальної енергії стовпа води дають змогу підвищити операційну стабільність СУПВ [389]. АБ дає змогу працювати СУПВ з високою ефективністю під час відсутності чи низької сонячної інтенсивності. У роботах [10, 148] порівнюються різні варіанти включення батареї – у ланку проміжної DC мережі чи через додатковий двонапрямлений DC-DC перетворювач. Як додатковий нагромаджувач електричної енергії може розглядати й електрична мережа, до якої СУПВ може віддавати зайву генеровану електроенергію чи споживати з неї, підключаючи привод помпи за потреби у випадках відсутності сонячної радіації [222].

Для автоматичного керування СУПВ, окрім МРРТ, застосовують системи керування різної складності. Для приводів помп, кутова швидкість яких регулюється зміною DC напруги живлення (ДПС, БДПС, SRM), задовільна робота СУПВ може здійснюватися без застосування додаткової системи керування [113, 347, 218, 177, 235]. Так, при зростанні сонячної опроміненості система МРРТ, відслідковуючи максимальну потужність на виході ФЕП, змінює шпаристість DC-DC перетворювача та підвищує напругу на його виході до такої величини, щоб досягнути рівноваги між генерованою ФЕП потужністю електричної енергії та споживаною приводом помпи. Отож, така СУПВ проявляє ознаку пасивності та завжди асимптотично прямує до точки рівноваги, проте з різною динамікою в залежності від інтенсивності сонячної радіації [347]. З метою підвищення динаміки автоматичного регулювання, а також виконання функції плавного запуску помпи в роботу, застосовують додаткові системи автоматичного регулювання швидкості двигунів приводу помп. Ці системи будуються за принципом керування балансом потужності або керування DC напругою [332, 56, 323, 222, 230]. Вони можуть мати

одноконтурну структуру регулювання напруги [332] чи швидкості [222] або двоконтурну, з проміжним контуром регулювання струму (моменту) двигуна [56, 323]. З метою покращення динаміки в нелінійній системі керування СУПВ чи підвищення ефективності застосовують також fuzzy logic керування [100, 110]. Системи керування СУПВ можуть виконувати також інші додаткові функції, наприклад, здійснювати м'який запуск БДПС [332, 56, 235] чи забезпечувати відмовостійке керування [323].

Як показують наші дослідження [433, 273, 97], а також результати роботи інших авторів [177, 8, 10], для керування нелінійними динамічними системами складніших конфігурацій, які позиціонуються як системи з багатьма входами і багатьма виходами (multiple input multiple output – MIMO), доцільно застосовувати енергоформуюче керування (passivity-based control – PBC) [148].

В оглядовій статті [347] автономні СУПВ розділяють на дві групи – прямого привода (direct driven) та розглянуті вище 3 батарейним нагромадженням електричної енергії. У першій групі генерована від сонця протягом дня електрична енергія безпосередньо перетворюється в потенціальну енергію напомпованої в бак води, причому, з метою максимального використання енергії від сонця, бак має мати значний об'єм і слугувати енергії [113, 56]. Крім нагромаджувачем нагромадження енергії В акумуляторних батареях, в автономних СУПВ другої групи може також застосовуватись додаткове джерело генерування електроенергії, наприклад, дизель-генераторну установку.

Якщо розглянути енергетичну ефективність роботи СУПВ прямого привода, то найслабшою щодо ефективності перетворення енергії ланкою є фотоелектричний модуль (ФЕМ), оскільки ефективність сучасних промислових зразків ФЕП досягає 0,21. Більш ефективні ФЕП третьої генерації на основі multy-junction solar cells, ККД яких сягає 45% [154], на даний час ще перебувають на стадії досліджень. Застосування МРРТ у традиційній конфігурації СУПВ прямого привода призначене для підтримання максимального ККД ФЕП за зміни основних факторів, що впливають на його робочу точку – інтенсивності сонячної радіації G і температури θ ФЕП.

Багато досліджень спрямовано на підвищення сумарної ефективності електротехнічної частини СУПВ. У цих роботах досліджено оптимальне реконфігурування ФЕП при зміні інсоляції [215], застосовано нові способи MPPT [117], різні топології DC-DC перетворювачів, які виконують силову функцію МРРТ [146], використано різні типи електричних двигунів для привода помп [433], різні стратегії керування цими приводами, наприклад, оптимальне векторне керування потоком АД з метою мінімізації його втрат [97] чи навіть одностадійне векторне керування ІМ, за якого відсутній DC-DC перетворювач, а інвертор напруги одночасно виконує функції МРРТ і мінімізації втрат енергії в системі електропривода [177], застосовано нові системи оптимального та інтелектуального керування [8, 10]. Проте усі ці дослідження проводять, як правило, електротехніки, які й спрямовують свої зусилля на підвищення ефективності саме електротехнічної частини СУПВ, забуваючи, що другим після ФЕМ критичним щодо енергетичної ефективності перетворювачем потужності є сама помпа. Так, найбільш поширена ВП в реальній гідравлічній системі помпування води має номінальний ККД на рівні 0,5 – 0,6, а зі зниження частоти обертання помпи він стрімко знижується. В розглянутій традиційній конфігурації СУПВ прямого привода за зниження інтенсивності падаючої сонячної радіації неодмінно знижуватиметься й частота обертання та потужність помпи, що призводить до стрімкого зниження ККД помпи та обмеження її роботоздатності вже за досить високих значень G [8]. Величина G змінюється в широких межах протягом року, часу дня, а також з погодними умовами. Все це значно знижує загальну ефективність СУПВ прямого привода.

Деякого покращення роботи помпи в ширшому діапазоні зміни інсоляції можна досягнути шляхом застосування двох чи більше помп зі своїми електроприводами, які при цьому працюють в різних комбінаціях [148], проте це підвищує вартість СУПВ та ускладнює її роботу.

1.6 Висновки до розділу та формування напрямку досліджень

Проведений аналіз літератури дає змогу зробити такі висновки.

1. Стрімкий розвиток науки і техніки знаходить все нові застосування для ЕТС. Вони охоплюють нові сфери, розширюються процеси, до яких їх доцільно застосовувати. Це призводить до ускладнення їх структур та керування. Багато процесів є мультифізичними, і врахування всіх особливостей процесу, а також його підсистем подекуди вимагає використання різних методів синтезу, аналізу та моделювання.

2. Одними з найперспективніших, особливо для мультифізичних систем, підходів до синтезу, аналізу та моделювання є енергетичні підходи. Вони полягають у розгляді систем з точки зору накопичення та перетворення енергії, що дає можливість уніфікувати підхід до систем різної природи і працювати з повним комплексом, а не частиною підсистем. Як і енергетичні закони природи, сучасні енергетичні підходи до синтезу, аналізу та моделювання є універсальними та некритичними до нелінійних систем.

3. До енергетичних підходів в теорії автоматичного керування належить енергоформуюче керування. СЕФК формують енергетичну функцію системи та дають змогу вводити додаткові взаємозв'язки та демпфування. Завдяки цьому СЕФК є простими у синтезі, зрозумілими у налаштуванні та забезпечують асимптотичну стійкість нелінійних систем. Проте зі зростанням складності досліджуваних систем постає проблема зі структурним і параметричним синтезом СЕФК, яка потребує пошуку нових підходів до свого вирішення.

4. До енергетичних підходів в оптимізації енергетичної ефективності роботи систем слід також віднести лінійну ТДНП, яка дає змогу описати складні, в тому числі й нелінійні усталені процеси роботи різноманітних систем за універсальним принципом лінеаризації взаємозв'язку між вхідними та вихідними координатами потужності в конкретних робочих точках. Це дає

змогу успішно вирішувати складні задачі, зокрема енергетичної оптимізації. Проте вказаний підхід наштовхується на проблеми у випадку моделювання нелінійних систем, що потребує його подальшого розвитку.

5. До перспективних енергетичних підходів у математичному і комп'ютерному моделюванні належить макроенергетичне представлення – EMR, яке побудоване на принципах причинності, взаємодії та інверсії. EMR дає змогу просто моделювати системи різних доменів за енергетичним підходом та синтезувати керування ними за принципом інверсії. Проте, для низки випадків таке математичне моделювання та керування окремими підсистемами є занадто спрощеним, що приводить до суттєвих похибок в симулюванні. Для усунення цієї проблеми, EMR може бути поєднане з іншими підходами, наприклад, з моделюванням об'єктів як ПГС та енегроформуючим керуванням ними.

Таким чином, розроблення сучасних ЕТС, в яких поєднуються підсистеми різної природи, доцільно проводити на енергетичній основі. Сюди відноситься їх математичний опис у вигляді ПГС, синтез систем керування у вигляді СЕФК для забезпечення заданої динаміки в перехідних режимах роботи, оптимізація енергоефективних координат в усталених режимах роботи на основі інструментарію лінійної ТДНП, що служить завданням для формування СЕМ під час синтезу СЕФК, а також застосування цих підходів для удосконалення метематичного моделювання та комп'ютерного симулювання за методом EMR під час розроблення і дослідження ЕТС. Усе це разом складає один перспективний новий напрям дослідження сучасних ЕТС на енергетичній основі, розвиткові якого і присвячена дана дисертаційна робота.

РОЗДІЛ 2 РОЗВИТОК МЕТОДІВ СТРУКТУРНОГО ТА ПАРАМЕТРИЧНОГО СИНТЕЗУ СИСТЕМ ЕНЕРГОФОРМУЮЧОГО КЕРУВАННЯ

У розділі представлено результати досліджень в напрямку удосконалення процедури структурного та параметричного синтезу систем енергоформуючого керування (СЕФК). Зокрема, запропоновано внесення корекції сигналів завдання, що не порушує IDA-PBC процедури синтезу системи керування, зберігає основні властивості пасивної порт-гамільтонової системи і суттєво розширює регулювальні можливості СЕФК. Запропоновано параметричний синтез нелінійних СЕФК та базі класичної теорії оптимального керування для знаходження структури та значень матриць додаткових взаємозв'язків та демпфування. Представлені результати досліджень опубліковано в наукових статтях [478, 201, 200, 454, 315].

2.1 Структурне представлення систем керування на основі енергетичних підходів з можливими розширеннями

З урахуванням новизни та різної кількості напрямів розвитку енергетичних методів синтезу систем керування, доречно порівняти системи керування, одержані за цими методами, на прикладі відомого нелінійного об'єкта керування, як СМПМ.

Синтез системи керування зручно пороводити на основі моделі СМПМ в обертових *d-q* координатах, що зв'язані з ротором [43]

$$\begin{cases} L_{d} \frac{\mathrm{d}i_{d}}{\mathrm{d}t} = -R_{\mathrm{s}}i_{d} + p\omega L_{q}i_{q} + u_{d} \\ L_{q} \frac{\mathrm{d}i_{q}}{\mathrm{d}t} = -R_{\mathrm{s}}i_{q} - p\omega L_{d}i_{d} - p\omega\Phi + u_{q} \\ J_{\mathrm{m}} \frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} = \frac{3}{2}p\Big[\Big(L_{d} - L_{q}\Big)i_{d}i_{q} + \Phi i_{q}\Big] - M_{\mathrm{L}} \end{cases}$$

$$(2.1)$$

де L_d і L_q – індуктивності обмотки статора по осях d і q, відповідно; R_s – активний опір фазної обмотки якоря; p – кількість пар полюсів; ω – кутова швидкість машини; Φ – потокозчеплення обмотки якоря з парою полюсів ротора; J_m – момент інерції привода; M_L – момент статичного навантаження.

В загальному привід на базі СМПМ з САК показаний на рис. 2.1. САК виходячи з сигналів завдання на швидкість та сигналів зі зворотних зв'язків (з енкодера Е та давачів струму ДС), формує завдання на напруги фаз інвертора, що живить СМПМ і під'єднаний до мережі через випрямляч [478]. Враховуючи що керування синтезується виходячи з математичної моделі СМПМ в обертовій системі координат d-q, то і керуючі впливи формуються в цих координатах згідно синтезованих виразів системи керування.



Рис. 2.1. Функціональна схема електропривода на базі СМПМ з СЕФК

Відповідно до [281], формувач керуючих впливів (ФКВ) САК з використанням лише пасивації для СМПМ, що розглядається як портгамільтонова система (ПГС), має наступний вигляд:

$$\begin{cases} u_{d}^{*} = -p_{p}L_{q}i_{q0}\omega_{0} \\ u_{q}^{*} = (L_{d}i_{d0} + \Phi)\omega_{0} , \\ M_{eM}^{*} = M_{L} \end{cases}$$
(2.2)

де u_d^* і u_q^* – сигнали завдання вектора напруги за проекціями по осях d і q; i_{d0} – сигнал завдання за струмом по осі d, що формується відповідно до

прийнятого закону керування векторного керування; i_{q0} – сигнал завдання на струм по осі q, що відповідає моментові статичного навантаження та i_{d0} ; ω_0 – сигнал завдання на кутову швидкість машини; M_{eM}^* – сигнал завдання на електромагнітний момент СМПМ.

ФКВ (2.2) – є лінійним регулятором, що здійснює керування нелінійною системою, що за допомогою накопичення енергії об'єкту та її подальше розсіювання через зворотні зв'язки для регулювання бажаних координат системи. САК з ФКВ (2.2) неможе враховувати втрати в обмотках та нелінійності в об'єкті коли формує бажану точку рівновагу. В ній відсутні додаткові регулювальні можливості для форсування/сповільнення перехідного процесу.

Запропонований у літературі [271] підхід для поєднання ФКВ (2.2) з класичними регуляторами виглядає наступним чином:

$$\begin{cases} u_{d}^{*} = -L_{q}i_{q}\omega + u_{d1} \\ u_{q}^{*} = (\Phi + L_{d}i_{d})\omega + u_{q1} , \\ M_{em}^{*} = M_{L} \end{cases}$$
(2.3)

де u_{d1} та u_{q1} – додатково введені керуючі впливи, сформовані класичними регуляторами (наприклад, ПІ або ПІД).

Однак дана САК втрачає основну перевагу систем керування на основі енергетичних підходів – фізичну інтерпретацію. Конфігурація системи керування немає процедури параметричного синтезу і зводиться до підбору параметрів регуляторів. Результуюча система керування не має пропонованого апарату для дослідження замкненої САК на стійкість [478].

Рівняння ФКВ відповідно до методу енергетичного балансування САК електроприводу з СМПМ буде настуною [270]:

$$\begin{cases} u_{d}^{*} = \left(\frac{L_{0}}{L_{q}} - \frac{P_{p}}{J_{m}}\right) L_{q} i_{q} J_{m} \omega - R_{s} \alpha_{1} L_{d} i_{d} - R_{s} \frac{\gamma L_{q}^{2}}{2\Phi} (i_{q}^{2} - i_{q0}^{2}) + L_{0} J_{m} \omega \left(\frac{\gamma}{\Phi} L_{q} i_{q} L_{d} i_{d} - \omega i_{q0}\right) \\ u_{q}^{*} = -\left(\frac{L_{0}}{L_{d}} - \frac{P_{p}}{J_{m}} + L_{0} \alpha_{1}\right) L_{d} i_{d} J_{m} \omega + \Phi \left(\frac{P_{p}}{J_{m}} J_{m} \omega_{0} - \alpha_{2} (\omega - \omega_{0})\right) - \\ - L_{0} J_{m} \omega \frac{\gamma L_{q}^{2}}{2\Phi} (i_{q}^{2} - i_{q0}^{2}) - R_{s} \left(\frac{\gamma}{\Phi} L_{q} i_{q} L_{d} i_{d} - \omega i_{q0}\right) \\ M_{e_{M}}^{*} = M_{L} \end{cases}$$

$$(2.4)$$

де γ , L_0 , α_1 і α_2 – параметри системи керування, що не входять до матриці демпфування.

Отримана САК (2.4) компенсує нелінійності у об'єкті керування, а також забезпечує асимптотичну стійкість замкненої САК. Даний метод, як і (2.3), також передбачає можливість поєднання з класичними регуляторами. Процедура налаштування в даному ФКВ суттєво ускладнена великою кількістю налаштувань і відсутністістю чіткої структури параметричного синтезу.

Для СЕФК що побудовані за принципом IDA-PBC, вигляд виразів ФКВ безпосередньо залежить від сформованих взаємозв'язків та демпфування. Найбільш відомий – використовує електричне демпфування та коефіцієнт перехресних зв'язків [446]:

$$\begin{cases} u_{d}^{*} = -r_{1}(i_{d} - i_{d0}) - k(i_{q} - i_{q0}) + R_{s}i_{d0} - p_{p}L_{d}i_{q0}(\omega - \omega_{0}) - p_{p}L_{q}i_{q}\omega_{0} \\ u_{q}^{*} = -r_{2}(i_{q} - i_{q0}) + k(i_{d} - i_{d0}) + R_{s}i_{q0} + p_{p}L_{q}i_{d0}(\omega - \omega_{0}) + p_{p}(\Phi + L_{d}i_{d})\omega_{0}, \quad (2.5) \\ M_{em}^{*} = M_{L} \end{cases}$$

де r_1 та r_2 – демпфуючі коефіцієнти, що відображають електричне демпфування системою керування по осях d-q; k – коректуючий коефіцієнт, що відображає компенсацію перехресних взаємозвзв'язків між каналами керування напругою за осями d і q.

Поширеним є використання ФКВ (2.5) при $r_1 = r_2 = r$, а k = 0, однак така система керування має два значні недоліки: по-перше, регулювання у даній

системі здійснюється лише одним коефіцієнтом – r, а отже, система має малі можливості для налаштування; по-друге, цей коефіцієнт здійснює керування одночасно контурами струму по осях d і q, тому на r накладаються додаткові обмеження.

З метою адаптації до цифрових систем, СЕФК було розширено шляхом коректуючими елементами [158]. Коректування бажаної доповнення енергетичної функції виконується для усунення похибок, пов'язаних з роботою системі. Наявність такої великої кількості цифровій комплексних V елементів системі ше більше коректуючих y ускладнює процедуру налаштування, і, водночас, позбавляє асимптотичної стійкості систему, що притаманна всім СЕФК. Додатковим недоліком даної системи є те, що вона не забезпечує оптимальне формування бажаної точки рівноваги [478].

З точки зору забезпечення динамічних і статичних характеристик, до найбільш вдалих відносять СЕФК що поєднує ФКВ (2.4) за підходом демпфування збурень L2-ланкою [427]:

$$\begin{cases} u_{d}^{*} = -r_{1}i_{d} + k\left(i_{q} - \frac{M_{e_{M}}^{*}}{p_{p}\Phi}\right) + R_{s}i_{d0} - \frac{M_{e_{M}}^{*}L_{d}}{p_{p}\Phi}(\omega - \omega_{0}) - p_{p}L_{q}i_{q}\omega_{0} - \frac{1}{2}\left(1 + \frac{1}{\gamma^{2}}\right)i_{d} \\ u_{q}^{*} = -r_{2}\left(i_{q} - \frac{M_{e_{M}}^{*}}{p_{p}\Phi}\right) + ki_{d} + \frac{M_{e_{M}}^{*}R_{s}}{p_{p}\Phi} + p_{p}L_{q}i_{d0}(\omega - \omega_{0}) + p_{p}(\Phi + L_{d}i_{d})\omega_{0} - \\ -\frac{1}{2}\left(1 + \frac{1}{\gamma^{2}}\right)\left(i_{q} - \frac{M_{e_{M}}^{*}}{p_{p}\Phi}\right) \\ M_{e_{M}}^{*} = M_{L} - \frac{1}{2}\left(1 + \frac{1}{\gamma^{2}}\right)(\omega - \omega_{0}) \end{cases}$$

$$(2.6)$$

де γ – дисипативна нерівність, що як параметр системи керування.

Параметр γ одночасно впливає на керування і механічними процесами, і електричними, що є суттєвим недоліком. Це унеможливлює розділення керувань перехідними процесами механічною та електричною частиною по осі d і по осі q, а також накладає обмеження на використання даного параметра

регулювання. Введення такого демпфування у СЕФК, як і у випадку (2.3), не відноситься до енергетичних підходів.

Результати комплексного порівняльного дослідження роботи СЕФК з представленими ФКВ показані на рис. 2.2. Дослідження проведено за допомогою Matlab/Simulink для СМПМ з такими параметрами: $R_s = 0,25$ Ом, $\phi = 0,4$ В·с, $J_m = 4$ кг·м², p = 8 при розміщення магнітів всередині ротора $(L_d = L_q = 2 \text{ мГн})$. Номінальні параметри СМПМ: $n_{\rm H} = 500$ об/хв, $M_{\rm H} = 500$ Н·м. Керування здійснювалося транзисторним інвертором напруги з синусоїдальною ШІМ за сигналами багатоточкового давача положення ротора відповідно до стратегії керування – "максимальний момент на одиницю струму" (МТРА) [43]. У початковий момент часу на СЕФК (рис. 2.1) подається сигнал завдання кутової швидкості $\omega_0 = 5$ рад/с, а навантаження становить $M_L = 50$ Н·м. При проходженні часу t = 0,25 с відбувається накидання навантаження до $M_L = 500$ Н·м. Налаштування проводилось при малій зміні сигналу завдання на перерегулювання – до 5%.

Результати порівняльних комп'ютерних досліджень показали наступне:

• відсутність додаткових елементів форсування у системі з РВС (2.2) зумовлюють низьку швидкодію САК;

• система з енергетичним балансуванням (2.7) забезпечує високу швидкодію САК, однак, окрім складності налаштування, до недоліків такої системи можна віднести наявність похибки у формуванні бажаної точки рівноваги, а також чутливість до параметричних змін керованого об'єкту;

• СЕФК тільки з IDA-PBC забезпечує високі як статичні, так і динамічні показники, водночас є менш чутливою до параметричних змін та забезпечує асимптотичну стійкість системи;

• СЕФК на основі IDA-PBC з L2-ланкою (2.6) забезпечує суттєве форсування перехідних процесів та зменшення статичної похибки за відсутності інформації про момент, однак є високочутливою до зміни сигналу

завдання, що призводить до переходу системи керування в зону обмеження і, як наслідок, система стає некерованою (було враховано при проведенні досліджень).



Рис. 2.2. Часові діаграми роботи СЕФК електропривода на базі СМПМ як ПГС при розгоні та накиданні навантаження:

а) кутова швидкість СМПМ – ω ; б) складова струму якоря по осі $q - I_q$

Крім формування різних взаємозв'язків та демпфування, а також поєднання з іншими підходами до синтезу систем керування, метод IDA-PBC розвинуто раніше автором в напрямку формування опосередкованих впливів на поведінку системи. За таким підходом для СМПМ запропоновано внесення механічного демпфування, що здійснюватиме демпфування перехідних процесів основної регульованої координати системи – кутової швидкості [305]. Для забезпечення механічного демпфування СЕФК повинна формувати певний додатковий момент на вхід механічної частини електроприводу. Таке формування додаткового моменту може бути виконане лише зміною електромагнітного моменту машини, що, у свою чергу, здійснюється шляхом регулювання струмів СМПМ, тобто електричним способом. Однак такий новий метод потребує подальшого теоретичного обґрунтування.

2.2 Системи енергоформуючого керування ЕТС з непрямоконтрольованими координатами

Незважаючи на багато переваг, пропоновані в літературі чисті IDA-PBC можуть мати гірші динамічні та статичні характеристики порівняно з класичними САК. Це пов'язано як з простими формами ФКВ, так і з обмеженими можливостями регулювання, оскільки регулювання може здійснюватися тільки безпосередньо керованими координатами (наприклад, для двигуна – це струм, але не швидкість).

Як описано в п.5.1.2 результатами синтезу є елементи матриці системи керування J_a і R_a , які знаходяться з рівняння синтезу СЕФК [329]. Протягом синтезу деякі елементами матриць регулятора можуть бути «вільними» [329], і зазвичай їх значення вибираються вручну. Однак, не всі ці елементи є простими у реалізації. Деякі з них відображають додаткові регулювання для непідконтрольних кіл, і тому повинні бути знехтуваними. Без цих елементів СЕФК мають обмежені можливості регулювання і у багатьох випадках поступаються системам, синтезованим згідно класичних методів, за якістю регулювання.

Проілюструємо це на прикладі. Проведемо синтез СЕФК для простої лінійної системи, а саме – електропривода постійного струму напівпровідниковий перетворювач (НП) - двигун постійного струму (ДПС) незалежного збудження (НЗ)), функціональна схема якої зображена на рис. 2.3 (СЅ – це СЕФК, Controlled rectifier – НП, а DC motor – ДПС НЗ).



Рис. 2.3. Функціональна схема СЕФК системи НП-ДПС

Нехтуючи малою сталою часу НП, математична модель системи НП-ДПС набуде наступного вигляду:

$$\begin{cases} L_{\rm a} \, \mathrm{d}i_{\rm a} / \mathrm{d}t = u_{\rm c} k_{\rm PC} - C\omega - R_{\rm a}i_{\rm a} \\ J \, \mathrm{d}\omega / \mathrm{d}t = Ci_{\rm a} - Ci_{\rm L} \end{cases}, \tag{2.7}$$

де L_a і R_a – відповідно індуктивність та активний опір обмотки якоря; u_c – напруга керування; k_{PC} – передавальний коефіцієнт НП; $C = K\Phi$ – стала ДПС; i_a – струм якоря; J – сумарний момент інерції приводу, $i_L = T_L / C$ і T_L – статичні навантаження за струмом та моментом, відповідно.

Прийнявши об'єкт (2.7) записаним як ПГС (1.10), отримаємо наступні її елементи:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} L_{a}i_{a} \\ J\omega \end{bmatrix} = \mathbf{D} \begin{bmatrix} i_{a} \\ \omega \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_{c}k_{PC} \\ -Ci_{L} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_{a} \\ \omega \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} L_{a} & 0\\ 0 & J \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -C\\ C & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{a} & 0\\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$
(2.9)

Виразимо САК у вигляді наступних матриць:

$$\mathbf{J}_{\mathrm{a}} = \begin{bmatrix} 0 & J_{12} \\ -J_{12} & 0 \end{bmatrix}, \qquad \mathbf{R}_{\mathrm{a}} = \begin{bmatrix} r_{1} & 0 \\ 0 & r_{2} \end{bmatrix}, \qquad (2.10)$$

де $J_{12}J_{12}$, r_1 і r_2 є параметрами ФКВ СЕФК.

Підставивши матриці (2.8), (2.9) і (2.10) у рівняння (1.13), а також прийнявши $\partial H / \partial \mathbf{x} = \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x}$, отримаємо рівняння для знаходження ФКВ:

$$\begin{cases} u_{c}^{*}k_{PC} - \omega C - R_{a}i_{a0} = -(i_{a} - i_{a0})r_{1} + (\omega - \omega_{0})J_{12} + (\omega_{0} - \omega)C\\ Ci_{a} - T_{L} = C(i_{a} - i_{a0}) - (i_{a} - i_{a0})J_{12} - (\omega - \omega_{0})r_{2} \end{cases}.$$
(2.11)

Згідно цих рівнянь, ФКВ можуть формувати додаткові впливи на електричне коло – $(i_a - i_{a0}) r_1$ і $(\varpi - \varpi_0) J_{12}$, а також і на механічне коло – $(i_a - i_{a0}) J_{12}$ і $(\varpi - \varpi_0) r_2$. Коефіцієнт взаємозв'язку J_{12} , що відповідає за можливі корекції для врахування нелінійностей системи, для простої лінійної системи ДПС буде знехтуваний, тобто $J_{12} = 0$. Загалом регулювання може виконуватися лише безпосереднью керованими координатами (наприклад, для двигуна це може бути струм, але не швидкість). У зв'язку з відсутністю можливості безпосереднього впливу на механічну частину, додатковими регулюючими впливами на цю частину треба знехтувати, тому також задаємо $r_2 = 0$. Тоді ФКВ для СЕФК матимуть таку форму:

$$\begin{cases} u_{c}^{*}k_{PC} = -(i_{a} - i_{a0})r_{1} + \omega_{0}C + R_{a}i_{a0} \\ i_{a0} = T_{L}/C \end{cases}.$$
(2.12)

СЕФК з ФКВ (2.12) можуть регулюватися за допомогою лише одного коефіцієнта, а саме коефіцієнта електричного демпфування *r*₁, який відповідає за форсування струму. Отож, регулювання в такій системі відбувається лише за струмом, а не за швидкістю, яку, зазвичай, визначають як мету керування.

2.2.1 Розширення СЕФК шляхом поєднання з класичними регуляторами

З метою покращення можливостей регулювання СЕФК, його ФКВ, зазвичай, поєднують із іншими підходами. Одним із способів досягнення цього є доповнення ФКВ класичним регулятором [271]. Згідно цього підходу, вихід САК для системи ПН-ДПС буде визначатися наступним чином:

$$u_{c}^{*}k_{PC} = -(i_{a} - i_{a0})r_{1} + \omega_{0}C + R_{a}i_{a0} + u_{c}, \qquad (2.13)$$

де *u*_c є виходом одного із класичних регуляторів (П, І, ПІ, ПІД, нечіткої логіки і т.п.).

Результуюча САК з таким регулятором не може вважатися СЕФК. Вона повністю втрачає свою оригінальну будову та фундаментальні властивості, такі як асимптотична стійкість та прозорість синтезу, набуваючи натомість форми симбіозу класичних САК та енергоформуючих підходів. Як вже згадувалося, чітко визначених механізмів структурного та параметричного синтезу, а також аналізу та налаштування для систем такого виду не існує.

2.2.2 Форсування керуючих впливів до непрямоконтрольованих контурів

Для того, щоб застосувати знехтувані керуючі впливи на не керовані безпосередньо частини об'єкта керування, забезпечити широкі можливості регулювання САК і водночас зберегти бажану структуру та властивості замкнутої ПГС, пропонується передавати відповідні керуючі впливи через контрольовані кола керування. Ці дії повинні бути частиною потоку енергії у передавальному каналі (контрольовані кола, що використовуються для передачі керуючих впливів), як показано на рис. 2.4. Для цього потрібно перетворити добре відому структуру замкнутої ПГС:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \left[\mathbf{J}_{d}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_{d}(\mathbf{x})\right] d(H_{d} - H)/d\mathbf{x}.$$
(2.14)

Енергія кожного *i*-го кола системи (2.14) виражається енергетичною змінною *y_i*, яка, згідно (1.10), виражає стан *x_i* відповідного кола:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{G}^{\mathsf{T}}(\mathbf{x}) \, \mathrm{d} H / \mathrm{d} \, \mathbf{x} = \mathbf{G}^{\mathsf{T}}(\mathbf{x}) \mathbf{D}^{-1} \, \mathbf{x}(t) \,. \tag{2.15}$$

Зі зворотного боку можна сказати, що $\mathbf{x}_i = f(\mathbf{y}_i)$. Для замкнутого контуру з переходом керуючого впливу до наступного контуру його новий стан визначається як:



Рис. 2.4. Структурна схема СЕФК електроприводом з дією на непрямоконтрольовані контури

$$\mathbf{x}_{i_{new}} = f\left(\mathbf{y}_{i}, J_{i+1,1..n}, R_{i+1,1..n}\right) = \mathbf{x}_{i} + f\left(J_{i+1,1..n}, R_{i+1,1..n}\right) = \mathbf{x}_{i} + \mathbf{x}_{i}', \qquad (2.16)$$

де $J_{i+1,1..n}$ і $R_{i+1,1..n}$ – елементи матриці взаємозв'язків J_a та матриці демпфування \mathbf{R}_a СЕФК, відповідно, з кількістю *i*+1 рядків; n – кількістю стовпців.

Враховуючи (2.11) і новий вектор змінних стану **х**_{new}, нова замкнена ПГС матиме вигляд:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\text{new}}(t) = \dot{\mathbf{x}}(t) + \dot{\mathbf{x}}'(t) = \left[\mathbf{J}_{d}(\mathbf{x}_{\text{new}}) - \mathbf{R}_{d}(\mathbf{x}_{\text{new}})\right] \frac{\partial(H_{d} - H)}{\partial \mathbf{x}_{\text{new}}}.$$
(2.17)

Оскільки основною метою керування є забезпечення стабільної роботи системи у бажаній точці рівноваги **x**₀, рівняння синтезу ФКВ для нової СЕФК з керуючими впливами крізь керовані контури матиме вигляд:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{J}_{d}(\mathbf{x}_{new}) - \mathbf{R}_{d}(\mathbf{x}_{new}) \end{bmatrix} \partial (H_{d} - H) / \partial \mathbf{x}_{new} - \dot{\mathbf{x}}'(t) = \\ = \begin{bmatrix} \mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x}) \end{bmatrix} \partial H / \partial \mathbf{x} + \mathbf{G}(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{b}(t)$$
(2.18)

2.2.3 Синтез СЕФК з форсуванням керуючих впливів на прикладі привода ДПС

Спираючись на запропонований підхід, для того, щоб покращити можливості керування СЕФК ДПС, можемо синтезувати нову систему з СЕФК, яка використовує механічне демпфування (коефіцієнт *r*₂).

Для виокремлення керуючого впливу, який необхідно передати, бажану модель ПГС (1.11) слід записати таким чином:

$$\begin{cases} s L_{a} i_{a} = -(i_{a} - i_{a0})r_{1} + C(\omega_{0} - \omega) \\ s J \omega = C(i_{a} - i_{a0}) - (\omega - \omega_{0})r_{2} \end{cases},$$
(2.19)

де *s* – оператор Лапласа; ($\omega - \omega_0$) r_2 – вплив механічного демпфування.

Керуючий вплив механічного демпфування повинен бути переданим через електричне коло. Для цього, на основі (2.8), (2.9) і (2.19), можемо записати новий вектор змінних стану:

$$\mathbf{x}_{\text{new}} = \mathbf{D} \begin{bmatrix} \left(i_{\text{a}} + r_2 \frac{\omega - \omega_0}{C} \right) \\ \omega \end{bmatrix} = \mathbf{x} + \mathbf{D} \begin{bmatrix} \left(r_2 \frac{\omega - \omega_0}{C} \right) \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{x} + \mathbf{x}'. \quad (2.20)$$

Замінивши (2.8), (2.9), (2.10) і (2.20) на рівняння (2.18), можемо знайти нову систему СЕФК з наступним ФКВ:

$$\begin{cases} u_{c}^{*}k_{PC} = -(i_{a} - i_{a0})r_{1} + \omega_{0}C + R_{a}i_{a0} - r_{2}\frac{\omega - \omega_{0}}{C}(r_{1} + R_{a} + sL_{a}), \\ i_{a0} = T_{L}/C \end{cases}$$
(2.21)

Цей ФКВ забезпечує збереження структури замкненої системи з усіма її властивостями, з можливістю використовувати електричне і механічне демпфування, а також можливість застосування запропонованого підходу параметричного синтезу для СЕФК ПГС [305], який полягає у формуванні бажаного характеристичного поліному передавальної функції замкненої системи [305].

2.2.4 Модифікація синтезу СЕФК шляхом корекції бажаного стану рівноваги

Передаючи керуючі впливи через певне коло, запропонований вище підхід виконує компенсацію його інерції через форсування. Наявність форсуючих процесів у системі є небажаною і супроводжується ризиком виникнення коливального процесу. Також у випадку складних нелінійних систем ця процедура може бути суттєво утруднена. Тому пропонується передавати керуючі впливи через контрольовані кола шляхом корекції сигналів завдання для відповідних кіл [478]. Тоді бажана точка рівноваги буде наступною:

$$\mathbf{x}_{0\,i_{\text{new}}} = \mathbf{x}_{0\,i} + f\left(J_{i+1,1..n}, R_{i+1,1..n}\right) = \mathbf{x}_{0\,i} + \mathbf{x}'_{0\,i}, \qquad (2.22)$$

де **х**'_{0 i} є елементом корекції для вибраного сигналу.

Таким чином, при визначенні бажаної точки рівноваги системи буде наявна динамічна компонента \mathbf{x}'_0 , котра приводитиме до прискорення перехідного процесу і буде зменшуватися при наближенні до первинної бажаної точки \mathbf{x}_0 . Це дасть змогу зберегти структуру пасивної системи та її асимптотичну стійкість.

Згідно цього підходу, механічне демпфування може бути втіленим у систему шляхом корекції значення струму завдання:

$$i_{a0_new} = i_{a0} - (\omega - \omega_0) r_2 / C.$$
 (2.23)

Остаточний вигляд ФКВ для такої модифікованої СЕФК (СЕФКм) буде наступним:

$$\begin{cases} u_{c}^{*}k_{PC} = -(i_{a} - i_{a0_new}) r_{1} + \omega_{0} C + R_{a} i_{a0_new} \\ i_{a0_new} = [T_{L} - (\omega - \omega_{0}) r_{2}]/C \end{cases}.$$
(2.24)

У ФКВ (2.24) сигнал задання струму коректується механічним демпфуванням. Друге рівняння у системі (2.24) також може бути безпосередньо знайденим із другого рівняння системи (2.11). СЕФКм з (2.24) мають різні можливості регулювання та можуть забезпечити хороші статичні та динамічні характеристики. Щоправда, ФКВ, які були синтезовані за таким методом, забезпечують неповну відповідність бажаній структурі замкненої ПГС, проте за умови, якщо \mathbf{R}_a і \mathbf{I}_a відповідатимуть усім вимогам, а отримані системи збережуть відповідні характеристики та асимптотичну стійкість.

2.2.5 Результати математичного моделювання

Для того, щоб проаналізувати синтезовані СЕФК, проведено низку порівняльних досліджень СЕФК із ФКВ згідно (2.12), (2.13), (2.21) та (2.24). Ці дослідження було виконано у комп'ютерному середовищі МАТLAB/Simulink. ДПС мав наступні задані параметри: $P_n = 1$ кВт, $n_n = 3000$ об/хв, $U_n = 220$ В, I_n = 6 А, $R_a = 3,29$ Ом, p = 1, J = 0,048 кг·м², C = 0,4 Вб та $L_a = 0,07$ Гн. Передавальний коефіцієнт НП мав величину $k_{PC} = 22$. Досліджені СЕФК були налаштовані таким чином, щоб забезпечити найкраще регулювання з такими обмеженнями: перерегулювання за швидкістю $\Delta \varpi < 4,33\%$, і за струмом відповідно $I_a < 3I_n$. Для СЕФК із класичним регулятором було використано ПІрегулятор із K_p – пропорційною складовою та T_i – сталою часу інтегрування. Для СЕФК із механічним демпфуванням достатньо використовувати лише механічну складову демпфера, і задати $r_1 = 0$. Роботу СЕФК було досліджено за наступних налаштувань ФКВ:

- 1. ESCS_{r1}: $r_1 = 2,23$;
- 2. ESCS_{r1}+PI: r_1 = -2,35; K_p = 5; T_i = 0,1c⁻¹;
- 3. ESCS_{r2}: $r_2 = 0,99$;
- 4. ESCSm_{r2}: $r_2 = 0,99$.

Моделювання було проведено за наступним алгоритмом: у початковий момент часу було стрибкоподібно подано завдання кутової швидкості двигуна до $\omega = 0.05 \omega_n$ без прикладеного навантаження, і після виходу на сталі показники у t = 0.8 с було подано моменту навантаження номінальної величини $T_L = T_n$ (рис. 2.5).

Доповнення СЕФК класичними регуляторами прискорює перехідні процеси порівняно з існуючою СЕФК з r_1 . Результати моделювання підтвердили ефективність внесення впливів на контури, які є основною метою регулювання (у випадку ДПС – кутової швидкості). Демпфування r_2 дає змогу суттєво покращити динамічні і статичні показники системи. СЕФК, отримана за



Рис. 2.5. Часові залежності кутової швидкості (а) та струму (б) для СЕФК під час розгону та накиду навантаження в дослідній системі електропривода
модифікованим підходом, забезпечує кращі показники системи, тому запропонований підхід буде використано в подальших дослідженнях.

З метою подальшого використання модифікованого підходу до синтезу СЕФК розроблено програму в математичному пакеті Mathcad, яка його реалізує. Програма дає змогу задавати модель будь якої системи, динамічно змінювати структуру матриць ФКВ та одержувати відповідні рівняння ФКВ. Така автоматизація процедури синтезу ФКВ спрощує та прискорює як розробку так і аналіз СЕФК новими об'єктами. Приклади застосування програми показано у [478] та додатку В.

2.3 Оптимальне керування в ПГС

Основними труднощами синтезу СЕФК, як зазначається в [478], є як вибір структури матриць взаємозв'язків між підсистемами та демпфування (структурний синтез), так і синтез параметрів цих матриць (параметричний синтез).

Раніше автором була запропонована методика структурнополягає формуванні бажаного параметричного синтезу, яка V характеристичного поліному передавальної функції замкненої системи [305], однак вона має обмеження – необхідність повної відповідності бажаній замкненій ПГС, зокрема для нелінійних систем, що при корекції сигналів завдання для впливу на непрямоконтрольовані контури є не завжди відповідним. В [374] для лінійної системи показано зв'язок між теорією оптимального керування та СЕФК і сформульовано проблеми, які потребують вирішення. В роботі [268] для синтезу керуючого впливу пропонується застосовувати рівняння Ріккаті для окремої точки в просторі станів і формувати керування як комбінацію керуючих впливів, отриманих в окремих точках. Постановка задачі синтезу енергоформуючого керування на основі теорії оптимального керування для лінійної системи викликана насамперед тим, що нелінійна теорія оптимального керування для синтезу керуючого впливу вимагає розв'язання рівняння Гамільтона-Якобі-Беллмана [68], що також є досить складним, особливо в комплексах ЕТС. Лінійна теорія оптимального керування дає змогу отримати розв'язок задачі у вигляді матриці зворотних зв'язків за змінними стану, що відповідає принципам енергоформуючого керування. В той же час, застосування теорії нечітких множин дає змогу розглядати певні класи нелінійних систем, в тому числі електромеханічні системи, як сімейство динамічних лінійних систем і синтезувати нечіткий регулятор на основі методів класичної теорії керування [198]. Таким чином, синтез IDA-PBC за допомогою лінійної теорії оптимального керування та її

поширення на нелінійні системи є актуальною задачею, оскільки дасть змогу розширити структурно-параметричний синтез СЕФК.

2.3.1 Синтез системи оптимального керування лінійною системою

Відомий вигляд лінійної системи у вигляді простору станів є наступний:

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}\,,\tag{2.25}$$

і при переході до бажаного стану перетворюється на

$$\mathbf{A}\mathbf{x}_{z} + \mathbf{B}\mathbf{u}_{z} = 0, \qquad (2.26)$$

де \mathbf{x}_z – бажаний вектор стану, а \mathbf{u}_z – бажаний вектор входу .

У цьому випадку для інтегрального критерію якості отримано наступний вираз:

$$\Im = \int_{0}^{t_{1}} \begin{bmatrix} (\mathbf{x} - \mathbf{x}_{z})^{T} \mathbf{R}_{1} (\mathbf{x} - \mathbf{x}_{z}) + (\mathbf{u} - \mathbf{u}_{z})^{T} \mathbf{R}_{2} (\mathbf{u} - \mathbf{u}_{z}) - \\ -\lambda(t) (\mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} - \dot{\mathbf{x}} - \mathbf{A}\mathbf{x}_{z} - \mathbf{B}\mathbf{u}_{z}) \end{bmatrix} dt, \qquad (2.27)$$

де \mathbf{R}_1 і \mathbf{R}_2 є додатно визначеними матрицями; $\lambda(t)$ – невизначений множник Лагранжа.

Приймаючи, що $\mathbf{x}^* = \mathbf{x} - \mathbf{x}_z$ і $\mathbf{u}^* = \mathbf{u} - \mathbf{u}_z$, а також враховуючи, що $d\mathbf{x}_z(t)/dt = 0$, сформований критерій (2.27) можна записати наступним чином:

$$\Im = \int_{0}^{t_{1}} \left[\mathbf{x}^{*T} \mathbf{R}_{1} \mathbf{x}^{*} + \mathbf{u}^{*T} \mathbf{R}_{2} \mathbf{u}^{*} - \lambda(t) (\mathbf{A} \mathbf{x}^{*} + \mathbf{B} \mathbf{u}^{*} - \dot{\mathbf{x}}^{*}) \right] dt.$$
(2.28)

При $t_1 \rightarrow \infty$ оптимальне керування об'єктом можна сформулювати у вигляді лінійного закону $\mathbf{u}^* = -\mathbf{K}\mathbf{x}^*$, де матриця коефіцієнтів зворотного зв'язку визначається за формулою $\mathbf{K} = \mathbf{R}_2^{(-1)}\mathbf{B}^T\mathbf{P}$, де \mathbf{P} – єдиний невід'ємний симетричний розв'язок рівняння Ріккаті:

$$\mathbf{A}^{T}\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A} + \mathbf{R}_{1} - \mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{R}_{2}^{-1}\mathbf{B}^{T}\mathbf{P} = 0.$$
(2.29)

$$\begin{bmatrix} \mathbf{D}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{J} - \mathbf{R} \end{bmatrix} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{D}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{J} - \mathbf{R} \end{bmatrix} + \mathbf{R}_{1} - \mathbf{P} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{G} \mathbf{R}_{2}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{G} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \mathbf{P} = 0 \operatorname{Tog}_{1} \mathbf{I}$$

оптимальне керування, яке переводить систему з будь-якого довільного стану у бажаний, визначається наступним чином:

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_{z} - \mathbf{K}\mathbf{x} + \mathbf{K}\mathbf{x}_{z}.$$
 (2.30)

Даний підхід можна проілюструвати як рис. 2.6.



Рис. 2.6. Структурна схема системи оптимального керування

На противагу (2.25), ПГС у загальному описі має вигляд (1.10). Проте змінні стану є енергетичними імпульсами і необов'язково дорівнюють змінним стану (2.25). Позначимо їх в даному розділі як **х1**. Тоді модель бажаної асимптотично стійкої замкненої гамільтонової системи можна описати наступним рівнянням:

$$\mathbf{x}\mathbf{1} = \left[\mathbf{J}_{d} - \mathbf{R}_{d}\right] \frac{\partial H_{d}}{\partial \mathbf{x}\mathbf{1}},$$
(2.31)

де $H_{\rm d} = 1/2 \mathbf{x} \mathbf{1}_0^{\mathrm{T}} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x} \mathbf{1}_0 + 1/2 (\mathbf{x} \mathbf{1} - \mathbf{x} \mathbf{1}_0)^{\mathrm{T}} \mathbf{D}^{-1} (\mathbf{x} \mathbf{1} - \mathbf{x} \mathbf{1}_0)$ – енергетична функція бажаної замкненої системи для точки рівноваги $\mathbf{x} \mathbf{1}_0$.

Оскільки $\mathbf{x1} = \mathbf{D}\mathbf{x}$ та $\mathbf{x1}_0 = \mathbf{D}\mathbf{x}_z$, а $\partial H / \partial \mathbf{x1} = \mathbf{x}$ та $\partial H_d / \partial \mathbf{x1} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_z$, отримаємо:

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \mathbf{J} - \mathbf{R} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \mathbf{G}\mathbf{u} ,$$

або

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{D}^{-1} [\mathbf{J} - \mathbf{R}] \mathbf{x} + \mathbf{D}^{-1} \mathbf{G} \mathbf{u} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u}, \qquad (2.32)$$

i

$$\mathbf{G}\mathbf{u} = \left[\left(\mathbf{J} + \mathbf{J}_{a} \right) - \left(\mathbf{R} + \mathbf{R}_{a} \right) \right] \left(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{z} \right) - \left[\mathbf{J} - \mathbf{R} \right] \mathbf{x} = \left[\mathbf{J}_{a} - \mathbf{R}_{a} \right] \left(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{z} \right) - \left[\mathbf{J} - \mathbf{R} \right] \mathbf{x}_{z}$$
(2.33)

СЕФК можна проілюструвати наступною схемою рис. 2.7.



Рис. 2.7. Структурна схема СЕФК

Помножимо вираз (2.33) на \mathbf{D}^{-1} , щоб вивести керування згідно енергоформуючого підходу:

$$\mathbf{D}^{-1}\mathbf{G}\mathbf{u} = \mathbf{D}^{-1} \big[\mathbf{J}_{a} - \mathbf{R}_{a} \big] \big(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{z} \big) - \mathbf{D}^{-1} \big[\mathbf{J} - \mathbf{R} \big] \mathbf{x}_{z}$$

або

$$\mathbf{u} = \mathbf{G}^{-1} \left[\mathbf{J}_{a} - \mathbf{R}_{a} \right] \left(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{z} \right) - \mathbf{B}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{x}_{z}.$$
(2.34)

Враховуючи, що $\mathbf{u}_z = -\mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}_z$, аналогічно як для систем оптимального керування, керуючий вплив, який переводить систему з довільного стану в бажаний, можна записати як

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_{z} - \mathbf{K}\mathbf{1}(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{z}), \qquad (2.35)$$

де $K1 = -G^{-1}[J_a - R_a].$

Стан системи для систем оптимального керування та енергоформуючого керування виражається різними векторами стану: для перших – у вигляді координат стану, а інших – у вигляді енергетичних імпульсів. З огляду на це, зв'язок між векторами енергетичних імпульсів та координатами стану можна описати $\mathbf{K} = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{K}\mathbf{1}$. Тоді

$$\mathbf{K} = \mathbf{R}_2^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} = -\mathbf{D}^{-1} \mathbf{G}^{-1} [\mathbf{J}_a - \mathbf{R}_a].$$
(2.36)

Нехай $\mathbf{W} = \mathbf{J}_{a} - \mathbf{R}_{a} = -\mathbf{G}\mathbf{D}\mathbf{R}_{2}^{-1}\mathbf{B}^{T}\mathbf{P}$. Тоді, враховуючи що $\mathbf{J}_{a} = -\mathbf{J}_{a}^{T} - \epsilon$ кососиметричною матрицею, а $\mathbf{R}_{a} = \mathbf{R}_{a}^{T} \ge 0$ – симетричною, отримаємо:

$$\begin{cases} \mathbf{J}_{a} = \frac{1}{2} \left(\mathbf{W} - \mathbf{W}^{\mathsf{T}} \right) = -\frac{1}{2} \left(\mathbf{G} \mathbf{D} \mathbf{R}_{2}^{-1} \mathbf{B}^{\mathsf{T}} \mathbf{P} - \left(\mathbf{G} \mathbf{D} \mathbf{R}_{2}^{-1} \mathbf{B}^{\mathsf{T}} \mathbf{P} \right)^{\mathsf{T}} \right) \\ \mathbf{R}_{a} = -\frac{1}{2} \left(\mathbf{W} + \mathbf{W}^{\mathsf{T}} \right) = \frac{1}{2} \left(\mathbf{G} \mathbf{D} \mathbf{R}_{2}^{-1} \mathbf{B}^{\mathsf{T}} \mathbf{P} + \left(\mathbf{G} \mathbf{D} \mathbf{R}_{2}^{-1} \mathbf{B}^{\mathsf{T}} \mathbf{P} \right)^{\mathsf{T}} \right).$$
(2.37)

$$\begin{bmatrix} \mathbf{D}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{J} - \mathbf{R} \end{bmatrix} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{D}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{J} - \mathbf{R} \end{bmatrix} + \mathbf{R}_{1} - \mathbf{P} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{G} \mathbf{R}_{2}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{G} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \mathbf{P} = \mathbf{0} \prod \mathbf{p} \mathbf{H}$$

енергоформуючому керуванні матриця \mathbf{J}_{a} формує потоки енергії між окремими підсистемами. Для лінійних систем, прийнявши $\mathbf{J}_{a} = 0$, матрицю демпфування можна виразити наступним чином:

$$\mathbf{R}_{a} = \mathbf{G}\mathbf{D}\mathbf{R}_{2}^{-1}\mathbf{B}^{\mathsf{T}}\mathbf{P} = \mathbf{G}\mathbf{D}\mathbf{R}_{2}^{-1}\left(\mathbf{D}^{-1}\mathbf{G}\right)^{\mathsf{T}}\mathbf{P}.$$
 (2.38)

Таким чином, енергоформуюче керування забезпечує формування впливів для оптимального керування, і для випадків з лінійними системами може бути синтезована на основі теорії оптимального керування. 2.3.2 Дослідження ефективності синтезованого оптимального керування для двомасової ПГС

Розглянемо застосування пропонованого підходу для синтезу систем керування підсистемою електромобіля як системою з двома масами. Традиційна модель двомасової системи виглядає наступним чином [329]:

$$\begin{cases} J_1 \frac{\mathrm{d}\omega_1}{\mathrm{d}t} = M - M_{c1} - b_1 \omega_1 - c\Delta \phi - \beta \left(\omega_1 - \omega_2\right) \\ J_2 \frac{\mathrm{d}\omega_2}{\mathrm{d}t} = c\Delta \phi + \beta \left(\omega_1 - \omega_2\right) - M_{c2} - b_2 \omega_2 \quad , \qquad (2.39) \\ c\frac{\mathrm{d}\Delta \phi}{\mathrm{d}t} = c \left(\omega_1 - \omega_2\right) \end{cases}$$

де J_1 і J_2 – відповідні моменти інерції ротора двигуна і механізму; ω_1 і ω_2 – відповідні кутові швидкості двигуна і механізму; M – крутний момент механізму приводу (електромагнітний момент двигуна); M_{c1} і M_{c2} – статичні моменти, що окремо діють відповідно на двигун і механізм; b_1 і b_2 – коефіцієнти в'язкого тертя відповідно для двигуна і механізму; c – коефіцієнт жорсткості передачі; $\Delta \phi$ – кут закручування; β – коефіцієнт внутрішнього в'язкого тертя.

Систему рівнянь (2.39) можна зобразити ще точніше, використовуючи оператор Капуто-Фабріціо, де пружний момент формується наступним чином:

$$M_{12} = c\Delta\varphi = c\int (\omega_1 - \omega_2) dt. \qquad (2.40)$$

Тоді

$$sM_{12} = \frac{c}{\alpha} (\omega_1 - \omega_2) - \frac{1 - \alpha}{\alpha} M_{12}.$$
 (2.41)

З іншого боку, ця система не є позиційною, що згідно [199] дає змогу застосувати для даних потреб традиційне представлення двомасової системи (2.39). Отже, у векторно-матричній формі (2.25), модель двомасової системи (2.39) набуде такого вигляду:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\omega_{1}\\\omega_{2}\\\Delta\varphi\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\frac{-b_{1}-\beta}{J_{1}} & \frac{\beta}{J_{1}} & \frac{-c}{J_{1}}\\\frac{\beta}{J_{2}} & \frac{-b_{2}-\beta}{J_{2}} & \frac{c}{J_{2}}\\1 & -1 & 0\end{bmatrix} \begin{bmatrix}\omega_{1}\\\omega_{2}\\\Delta\varphi\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\frac{1}{J_{1}} & \frac{-1}{J_{1}} & 0\\0 & 0 & \frac{-1}{J_{2}}\\0 & 0 & 0\end{bmatrix} \begin{bmatrix}M\\M_{c1}\\M_{c2}\end{bmatrix}.$$
(2.42)

Записуючи об'єкт керування як ПГС (2.31), модель системи виглядатиме

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{x}\mathbf{l}}{dt} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} J_{1}\omega_{1} \\ J_{2}\omega_{2} \\ c\Delta\varphi \end{bmatrix} = D\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_{1} \\ \omega_{2} \\ \Delta\varphi \end{bmatrix} = \begin{cases} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -c \\ 0 & 0 & c \\ c & -c & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} b_{1} + \beta & -\beta & 0 \\ -\beta & b_{2} + \beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M - M_{c1} \\ -M_{c2} \\ 0 \end{bmatrix} \\ y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}\mathbf{1}} \end{cases}$$
(2.43)

де $\mathbf{D} = \operatorname{diag} \begin{bmatrix} J_1 & J_2 & c \end{bmatrix}$.

як:

Гамільтоніан системи буде наступним:

$$H(\mathbf{x1}) = \frac{1}{2}\mathbf{x1}^{\mathrm{T}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{x1} = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{J_{1}}xl_{1}^{2} + \frac{1}{J_{2}}xl_{2}^{2} + \frac{1}{c}xl_{3}^{2}\right).$$
 (2.44)

Тоді, маючи $\frac{\partial H}{\partial \mathbf{x} \mathbf{1}} = \begin{bmatrix} \omega_1 & \omega_2 & \Delta \varphi \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$, отримуємо $\mathbf{D} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ \Delta \varphi \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} 0 & 0 & -c \\ 0 & 0 & c \\ c & -c & 0 \end{bmatrix}^{-} \begin{bmatrix} b_1 + \beta & -\beta & 0 \\ -\beta & b_2 + \beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ \Delta \varphi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M - M_{c1} \\ -M_{c2} \\ 0 \end{bmatrix}$. (2.45)

і відповідно, виходячи з(2.32), можна знайти наступні матриці:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} J_1 & 0 & 0 \\ 0 & J_2 & 0 \\ 0 & 0 & c \end{bmatrix}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} 0 & 0 & -c \\ 0 & 0 & c \\ c & -c & 0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} b_1 + \beta & -\beta & 0 \\ -\beta & b_2 + \beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} \frac{-b_1 - \beta}{J_1} & \frac{\beta}{J_1} & \frac{-c}{J_1} \\ \frac{\beta}{J_2} & \frac{-b_2 - \beta}{J_2} & \frac{c}{J_2} \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix}; (2.46)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} J_1 & 0 & 0 \\ 0 & J_2 & 0 \\ 0 & 0 & c \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{J_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{c} \end{bmatrix} \neq \begin{bmatrix} \frac{1}{J_1} & \frac{-1}{J_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J_2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$
(2.47)

Таким чином, матриця керуючих впливів (2.39), отримана з моделі у вигляді ПГС, відрізняється від традиційної, яку отримують з представлення системи у вигляді простору станів. А наявність умовного керуючого впливу $\frac{1}{c} \cdot 0$ дає змогу, на відміну від запису системи у вигляді простору станів, знайти u_z як розв'язок системи $\mathbf{A}\mathbf{x}_z + \mathbf{B}\mathbf{u}_z = 0$. Також варто зазначити, що в енергоформуючому підході керуючий вплив формується як сума всіх впливів, які діють в даній точці системи з урахуванням знаку. З огляду на написане вище, модель системи (2.39) можна записати у формі змінних стану

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \omega_{1} \\ \omega_{2} \\ \Delta \varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-b_{1} - \beta}{J_{1}} & \frac{\beta}{J_{1}} & \frac{-c}{J_{1}} \\ \frac{\beta}{J_{2}} & \frac{-b_{2} - \beta}{J_{2}} & \frac{c}{J_{2}} \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{1} \\ \omega_{2} \\ \Delta \varphi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{J_{1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{J_{2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M - M_{c1} \\ -M_{c2} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.48)$$

або, розділяючи керуючі впливи та збурення, які традиційно використовуються при синтезі систем керування, можна зобразити систему як

108
$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\omega_{1}\\\omega_{2}\\\Delta\varphi\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\frac{-b_{1}-\beta}{J_{1}} & \frac{\beta}{J_{1}} & \frac{-c}{J_{1}}\\\frac{\beta}{J_{2}} & \frac{-b_{2}-\beta}{J_{2}} & \frac{c}{J_{2}}\\1 & -1 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\omega_{1}\\\omega_{2}\\\Delta\varphi\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\frac{1}{J_{1}} & 0 & 0\\0 & \frac{1}{J_{2}} & 0\\0 & 0 & \frac{1}{c}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}M\\0\\0\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\frac{1}{J_{1}} & 0 & 0\\0 & \frac{1}{J_{2}} & 0\\0 & 0 & \frac{1}{c}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}-M_{c1}\\-M_{c2}\\0\end{bmatrix}, (2.49)$$

або

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\omega_{1}\\\omega_{2}\\\Delta\varphi\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\frac{-b_{1}-\beta}{J_{1}} & \frac{\beta}{J_{1}} & \frac{-c}{J_{1}}\\\frac{\beta}{J_{2}} & \frac{-b_{2}-\beta}{J_{2}} & \frac{c}{J_{2}}\\1 & -1 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\omega_{1}\\\omega_{2}\\\Delta\varphi\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\frac{1}{J_{1}} & 0 & 0\\0 & 0 & 0\\0 & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}M\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\frac{1}{J_{1}} & 0 & 0\\0 & \frac{1}{J_{2}} & 0\\0 & 0 & \frac{1}{c}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}-M_{c1}\\-M_{c2}\\0\end{bmatrix}. (2.50)$$

Оскільки система має лише один керуючий вплив, заданий середньоквадратичний критерій якості (2.28) набуде вигляду:

$$\mathfrak{I} = \int_{0}^{\infty} \left[\left(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{z} \right)^{\mathrm{T}} \mathbf{R}_{1} \left(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{z} \right) + \alpha \left(\mathbf{u} - \mathbf{u}_{z} \right)^{2} \right] \mathrm{d}t \,.$$
(2.51)

Приймемо, що **R**₁ – одинична матриця. Тоді рівняння Ріккаті (2.29) набуде вигляду

$$\begin{bmatrix} \frac{-b_{1}-\beta}{J_{1}} & \frac{\beta}{J_{2}} & 1\\ \frac{\beta}{J_{1}} & \frac{-b_{2}-\beta}{J_{2}} & -1\\ \frac{-c}{J_{1}} & \frac{c}{J_{2}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13}\\ p_{21} & p_{22} & p_{23}\\ p_{31} & p_{32} & p_{33} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13}\\ p_{21} & p_{22} & p_{23}\\ p_{31} & p_{32} & p_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{-b_{1}-\beta}{J_{1}} & \frac{\beta}{J_{1}} & \frac{-c}{J_{1}}\\ \frac{\beta}{J_{2}} & \frac{-b_{2}-\beta}{J_{2}} & \frac{c}{J_{2}}\\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} - (2.52)$$
$$-\alpha^{-1} \cdot \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13}\\ p_{21} & p_{22} & p_{23}\\ p_{31} & p_{32} & p_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{J_{1}} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{J_{1}} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13}\\ p_{21} & p_{22} & p_{23}\\ p_{31} & p_{32} & p_{33} \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Матриця коефіцієнтів зворотного зв'язку, виходячи з (2.36), набуде вигляду:

$$\mathbf{K} = \alpha^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{J_{1}} & 0 & 0\\ J_{1} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13}\\ p_{21} & p_{22} & p_{23}\\ p_{31} & p_{32} & p_{33} \end{bmatrix} = \alpha^{-1} \begin{bmatrix} \frac{p_{11}}{J_{1}} & \frac{p_{12}}{J_{1}} & \frac{p_{13}}{J_{1}}\\ 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$
(2.53)

Як приклад, нехай досліджувана двомасова система має параметри [304]: $J_1 = 1 \text{ кг} \cdot \text{m}^2$, $J_2 = 3 \text{ кг} \cdot \text{m}^2$, $c = 20000 \text{ H} \cdot \text{m}$, $b_1 = 0,25 \text{ H} \cdot \text{m} \cdot \text{c}$, $b_2 = 0,25 \text{ H} \cdot \text{m} \cdot \text{c}$, $\beta = 10 \text{ H} \cdot \text{m} \cdot \text{c}$. Тоді, ґрунтуючись на (2.52), матриця **Р** для $\alpha = 0,5$ буде

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0,3320866 & 0,9039824 & -0,081817 \\ 0,9039824 & 2,804211 & -0,2455256 \\ -0,081817 & -0,2455256 & 615,1483 \end{bmatrix},$$
(2.54)

а матриця синтезованих коефіцієнтів на основі змінних стану (2.53) буде

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0,6641732 & 1,807965 & -0,1636339 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$
 (2.55)

Враховуючи, що $\mathbf{x}_z = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{u}_z$, синтезований керуючий вплив дорівнюватиме

$$\mathbf{u} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B})\mathbf{u}_{z} - \mathbf{K}\mathbf{x} = \begin{bmatrix} 5,944u_{z} - 0,6642\omega_{1} - 1,808\omega_{2} + 0,1636\,\Delta\varphi \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$
 (2.56)

На рис. 2.8 (а,б) і 2.9 зображено зміни координат стану системи для $u_z = 10$ і синтезовані коефіцієнти САК на основі змінних стану системи за допомогою класичної теорії оптимального керування. Поведінка синтезованої САК відповідає мінімізації середньоквадратичного критерію якості (2.51) та безпосередньо залежить від обраних вагових коефіцієнтів **R**₁ та α .

У випадку енергоформуючого керування, виходячи з (2.37), ми отримано наступні матриці СЕФК:



Рис. 2.8. Часові залежності зміни кутових швидкостей першої (зображено зеленим) та другої (фіолетовим) мас під час прискорення при оптимальному керуванні (а,б) та СЕФК (в,г): а,в) розгін до заданого значення; б,г) динаміка початку процесу прискорення



Рис. 2.9. Часова залежність зміни кута закручення $\Delta \varphi$ протягом тривалості процесу прискорення

$$\mathbf{R}_{a} = \begin{bmatrix} 0,6641732 & 0,9039824 & -0,08181695 \\ 0,9039824 & 0 & 0 \\ -0,08181695 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$
 (2.58)

Загальна система керування, синтезована з використанням загального підходу СЕФК [306] з вибраною структурою матриць **J**_a і **R**_a, набуде вигляду

$$u = \begin{bmatrix} R_{a11}(\omega_{01} - \omega_{1}) + 2J_{a12}(\omega_{02} - \omega_{2}) + 2J_{a13}(\Delta\varphi_{0} - \Delta\varphi) + M_{c1} + M_{c2} + b_{1}\omega_{01} + b_{2}\omega_{02} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. (2.59)$$

Отримане енергоформуюче керування (2.59) забезпечує ідентичну поведінку системи, як показано на рис. 2.8. Часові залежності на на рис. 2.8 (в, г) повністю відповідають залежностям на рис. 2.8 (а, б). Отже синтезовані за запропонованим підходом значення параметрів ФКВ також забезпечують мінімізацію заданого критерія якості (2.51), як і оптимальне керування. Це і було метою параметричного синтезу.

2.3.3 Синтез оптимального керування на основі рівняння Ріккаті, записаного згідно умов енергоформуючого керування

Основні проблеми при синтезі оптимального керування пов'язані з вибором матриць \mathbf{R}_1 і \mathbf{R}_2 та подальшого розв'язку алгебричного рівняння Ріккаті – знаходження матриці **Р**. У випадку СЕФК, алгебричне рівняння Ріккаті для знаходження матриці **Р** можна зобразити наступним чином:

$$\left[\mathbf{D}^{-1}\left[\mathbf{J}-\mathbf{R}\right]\right]^{\mathrm{T}}\mathbf{P}+\mathbf{P}\mathbf{D}^{-1}\left[\mathbf{J}-\mathbf{R}\right]+\mathbf{R}_{1}-\mathbf{P}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{G}\mathbf{R}_{2}^{-1}\left[\mathbf{D}^{-1}\mathbf{G}\right]^{\mathrm{T}}\mathbf{P}=0$$
(2.60)

Враховуючи транспозиційні властивості матриць, рівняння Ріккаті можна записати як

$$\left[\mathbf{J}-\mathbf{R}\right]^{\mathrm{T}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{P}+\mathbf{P}\mathbf{D}^{-1}\left[\mathbf{J}-\mathbf{R}\right]+\mathbf{R}_{1}-\mathbf{P}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{G}\mathbf{R}_{2}^{-1}\mathbf{G}^{\mathrm{T}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{P}=0.$$
 (2.61)

Якщо розглянути як частковий випадок $\mathbf{P} = \gamma \cdot \mathbf{D}$, то рівняння Ріккаті набуде вигляду

113

$$-2\gamma \mathbf{R} + \mathbf{R}_1 - \gamma^2 \mathbf{G} \mathbf{R}_2^{-1} \mathbf{G}^{\mathrm{T}} = 0, \qquad (2.62)$$

і, відповідно,

$$\mathbf{R}_{1} = \gamma^{2} \mathbf{G} \mathbf{R}_{2}^{-1} \mathbf{G}^{\mathrm{T}} + 2\gamma \mathbf{R} \,. \tag{2.63}$$

Водночас можна записати

$$\begin{cases} \mathbf{J}_{a} = -\frac{1}{2} \left(\mathbf{G} \mathbf{D} \mathbf{R}_{2}^{-1} \left(\mathbf{D}^{-1} \mathbf{G} \right)^{\mathrm{T}} \gamma \mathbf{D} - \left(\mathbf{G} \mathbf{D} \mathbf{R}_{2}^{-1} \left(\mathbf{D}^{-1} \mathbf{G} \right)^{\mathrm{T}} \gamma \mathbf{D} \right)^{\mathrm{T}} \right) = \\ = -\frac{1}{2} \gamma \left(\mathbf{G} \mathbf{D} \mathbf{R}_{2}^{-1} \mathbf{G}^{\mathrm{T}} - \left(\mathbf{G} \mathbf{D} \mathbf{R}_{2}^{-1} \mathbf{G}^{\mathrm{T}} \right)^{\mathrm{T}} \right) \\ \mathbf{R}_{a} = \frac{1}{2} \left(\mathbf{G} \mathbf{D} \mathbf{R}_{2}^{-1} \left(\mathbf{D}^{-1} \mathbf{G} \right)^{\mathrm{T}} \gamma \mathbf{D} + \left(\mathbf{G} \mathbf{D} \mathbf{R}_{2}^{-1} \left(\mathbf{D}^{-1} \mathbf{G} \right)^{\mathrm{T}} \gamma \mathbf{D} \right)^{\mathrm{T}} \right) = \\ = \frac{1}{2} \gamma \left(\mathbf{G} \mathbf{D} \mathbf{R}_{2}^{-1} \mathbf{G}^{\mathrm{T}} + \left(\mathbf{G} \mathbf{D} \mathbf{R}_{2}^{-1} \mathbf{G}^{\mathrm{T}} \right)^{\mathrm{T}} \right) \end{cases}$$
(2.64)

і, згідно цього,

$$\mathbf{K} = \mathbf{R}_2^{-1} \mathbf{G}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{\gamma}. \tag{2.65}$$

Врахувавши, що керуючий сигнал подається лише на один порт, виразимо це як

$$\mathbf{G} \mathbf{U} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$
 (2.66)

Нехай R_2 – одинична матриця, а R_1 – для досліджуваної системи з двома масами матиме такий вигляд:

$$\mathbf{R}_{1} = \gamma^{2} \mathbf{G} \mathbf{R}_{2}^{-1} \mathbf{G}^{\mathrm{T}} + 2\gamma \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \gamma^{2} + 2\gamma (b_{1} + \beta) & -2\gamma\beta & 0\\ -2\gamma\beta & \gamma^{2} + 2\gamma (b_{1} + \beta) & 0\\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$
 (2.67)

Тоді розв'язок алгебраїчного рівняння Ріккаті має вигляд:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \gamma J_1 & 0 & 0 \\ 0 & \gamma J_2 & 0 \\ 0 & 0 & \gamma c \end{bmatrix}.$$
 (2.68)

У випадку енергоформуючого керування елемент матриці нового внутрішнього енергетичного взаємозв'язку $J_2 = 0$, а матриця сформованого демпфування дорівнює

$$\mathbf{R}_{a} = \begin{bmatrix} \gamma J_{1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$
 (2.69)

У цьому випадку ФКВ енергоформуючого керування (2.59) перетворюється на

$$u = \begin{bmatrix} \gamma J_1(\omega_{01} - \omega_1) + M_{c1} + M_{c2} + b_1 \omega_{01} + b_2 \omega_{02} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$
 (2.70)

Для традиційної системи оптимального керування матриця зворотного зв'язку на основі змінних стану буде наступною:

$$\mathbf{K} = \mathbf{R}_{2}^{-1} \mathbf{G}^{\mathrm{T}} \gamma = \begin{bmatrix} \gamma & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$
 (2.71)

На рис. 2.10, 2.11, 2.12, 2.13 зображено зміну координат стану для досліджуваної системи при $u_z=10$ та коефіцієнтів зворотного зв'язку для кутової швидкості першої маси, синтезованих для різних значень γ . Таким чином задавшись різними припущеннями щодо матриці **Р** можна впливати на результуючу структуру системи керування та ФКВ.



Рис. 2.10. Часові залежності зміни кутових швидкостей першої (зображено зеленим) та другої (фіолетовим) мас під час прискорення для γ = 0,5:
а) розгін до заданого значення; б) динаміка початку процесу прискорення.



Рис. 2.11. Часова залежність зміни кута закручування $\Delta \varphi$ протягом тривалості процесу прискорення для $\gamma = 0,5$



Рис. 2.12. Часові залежності зміни швидкостей першої (зображено зеленим) та другої (фіолетовим) мас під час прискорення для $\gamma = 2$:

а) розгін до заданого значення; б) динаміка початку процесу прискорення

115



Рис. 2.13. Часова залежність зміни кута закручування $\Delta \varphi$ протягом тривалості процесу прискорення для $\gamma = 2$

Проведені дослідження підтвердили гіпотезу, що системи, отримані на основі обох підходів, оптимального керування та енергоформуючого керування, забезпечують однакову поведінку керованого об'єкта. І підхід оптимального керування може бути використаний для параметричного синтезу

СЕФК. Поєднання запропонованого модифікованого рівняння Ріккаті у гамільтоновому представленні (2.61) та знаходження матриць СЕФК (2.37) дає змогу безпосередньо отримати оптимальні значення параметрів ФКВ, без необхідності використання класичного представлення у векторно-матричному вигляді простору станів. Задання матриці **Р** впливає на одержану структуру системи і дає змогу спростити процедуру параметричного синтезу, а також впливати на формування критерію оптимальності, що є непростою задачею.

2.3.4 Синтез параметрів СЕФК у випадку нелінійної електромеханічної системи

У випадку нелінійності системи, її модель можна задати у наступному вигляді:

$$\dot{x} = f\left(x(t), u(t), t\right) \quad \text{afo} \quad \dot{x} = f\left(x\right) + g\left(x\right)u. \tag{2.72}$$

Оптимальне керування ґрунтується на розв'язку рівняння Гамільтона-Якобі-Беллмана, яке за умови, що функція Ляпунова **V** = **V**^т, має такий вигляд:

$$\frac{\partial y}{\partial x}\frac{\partial \mathbf{V}(x,t)}{\partial t} + \min_{u} \left(\frac{\partial \mathbf{V}(x,t)}{\partial x}f(x,u) + \int_{0}^{t_{1}} \mathbf{S}_{1}(x(t),u(t))dt\right)$$
(2.73)

для умови $\mathbf{V}(x,T) = \mathbf{S}_2(x)$, де \mathbf{S}_1 і \mathbf{S}_2 – сформовані функції завдання.

Розв'язок рівняння Гамільтона-Якобі-Беллмана (2.73) є складними у зв'язку з його нелінійною природою. У випадку ж лінійної системи вказане рівняння перетворюється на добре відоме рівняння Ріккаті (2.29).

При використанні СЕФК, нелінійну систему можна також зобразити як ПГС (1.10). Кососиметрична матриця $J(x_1)=-J^T(x_1)$ у випадку електромеханічної системи може містити як елементи, що залежать від змінних стану, так і ті, які від них не залежать і можуть бути записані як $J(x_1)=J^*+J^{**}(x_1)$. Так само можна розкласти і симетричну матрицю $\mathbf{R}(x_1)=\mathbf{R}^*+\mathbf{R}^{**}(x_1)$. Якщо матриця **G** не залежить від змінних стану, то модель нелінійної системи (1.10) можна записати наступним чином:

$$\begin{cases} \mathbf{x}\mathbf{1} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}^* - \mathbf{R}^* \end{bmatrix} \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}\mathbf{1}} + \mathbf{G} \left(\mathbf{u} + \mathbf{G}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{J}^{**}(\mathbf{x}1) - \mathbf{R}^{**}(\mathbf{x}1) \end{bmatrix} \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}\mathbf{1}} \right) = \\ = \begin{bmatrix} \mathbf{J}^* - \mathbf{R}^* \end{bmatrix} \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}\mathbf{1}} + \mathbf{G}\mathbf{u}^* \\ \mathbf{y} = \mathbf{G}^{\mathrm{T}} \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}\mathbf{1}} \end{cases}$$
(2.74)

Врахувавши бажану точку рівноваги, модель бажаної асимптотично стійкої замкненої ПГС (2.31) можна записати як:

$$\mathbf{x}\mathbf{l} = \left[\mathbf{J}_{d}^{*} - \mathbf{R}_{d}^{*}\right] \frac{\partial H_{d}}{\partial \mathbf{x}\mathbf{1}},$$
(2.75)

де $\mathbf{J}_{d}^{*} = \mathbf{J}_{d}(\mathbf{x}\mathbf{1}_{0})$ і $\mathbf{R}_{d}^{*} = \mathbf{R}_{d}(\mathbf{x}\mathbf{1}_{0})$ – значення відповідних матриць у точці простору станів, яка виражається вектором стану системи $\mathbf{x}\mathbf{1}_{0}$.

Маючи такі форми рівнянь (2.74) і (2.75), приходимо до синтезу оптимального керування для лінійних систем. Синтезований керуючий вплив **u**^{*}

для енергоформуючого керування, як показано вище, дорівнює $\mathbf{u}^* = \mathbf{u}_z - \mathbf{K} \mathbf{1} (\mathbf{x} - \mathbf{x}_z)$.

Тоді

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_{z} + \mathbf{G}^{-1} [\mathbf{J}_{a} - \mathbf{R}_{a}] (\mathbf{x} - \mathbf{x}_{z}) - \mathbf{G}^{-1} [\mathbf{J}^{**} (\mathbf{x}1) - \mathbf{R}^{**} (\mathbf{x}1)] \mathbf{x} =$$

= $\mathbf{u}_{z} - \mathbf{G}^{-1} [\mathbf{J}_{a} - \mathbf{R}_{a}] \mathbf{x}_{z} + \mathbf{G}^{-1} [(\mathbf{J}_{a} - \mathbf{J}^{**} (\mathbf{x}1)) - (\mathbf{R}_{a} - \mathbf{R}^{**} (\mathbf{x}1))] \mathbf{x}$. (2.76)

У випадку керування на основі повного вектора стану системи отримуємо

$$\mathbf{u} = \left(\mathbf{D}^{-1} - \mathbf{K}\left(\mathbf{D}^{-1}\left[\mathbf{J}^{*} - \mathbf{R}^{*}\right]\right)^{-1} \cdot \mathbf{D}^{-1} \cdot \mathbf{G}\right) \cdot \mathbf{u}_{z} + \mathbf{D}^{-1}\mathbf{G}^{-1}\left[\mathbf{J}_{a} - \mathbf{R}_{a}\right]\mathbf{x} - \mathbf{G}^{-1}\left[\mathbf{J}^{**}\left(\mathbf{x}1\right) - \mathbf{R}^{**}\left(\mathbf{x}1\right)\right] \cdot \mathbf{x} = \left(\mathbf{D}^{-1} - \mathbf{K}\left(\mathbf{D}^{-1}\left[\mathbf{J}^{*} - \mathbf{R}^{*}\right]\right)^{-1}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{G}\right)\mathbf{u}_{z} - \left(\mathbf{K} - \mathbf{K}^{*}\left(\mathbf{x}1\right)\right)\mathbf{x}$$
(2.77)

де $\mathbf{K}^{*}\left(\mathbf{x}1\right) = -\mathbf{G}^{-1}\left[\mathbf{J}^{**}\left(\mathbf{x}1\right) - \mathbf{R}^{**}\left(\mathbf{x}1\right)\right] -$ вплив, який компенсує нелінійності ЕТС.

2.3.5 Дослідження ефективності запропонованого підходу на прикладі системи керування СМПМ

Розглянемо систему керування СМПМ як приклад застосування вищенаведеного підходу. Математична модель СМПМ в *dq* координатах:

$$\begin{cases} L_{d} \frac{di_{d}}{dt} = u_{d} - R_{s}i_{d} + p_{p}\omega L_{q}i_{q} \\ L_{q} \frac{di_{q}}{dt} = u_{q} - R_{s}i_{q} - p_{p}\omega L_{d}i_{d} - p_{p}\omega\Phi , \\ J_{m} \frac{d\omega}{dt} = \frac{3}{2}p_{p}\left(\left(L_{d} - L_{q}\right)i_{d}i_{q} + \Phi i_{q}\right) - M_{L} - b\omega \end{cases}$$

$$(2.78)$$

де *b* – коефіцієнти зовнішнього в'язкого тертя.

При енергоформуючому керуванні вектор стану має вигляд $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} L_d i_d & L_q i_q & \frac{2}{3} J_m \omega \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$, і з врахуванням наступних рівнянь

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}1) = \mathbf{J}^{*} + \mathbf{J}^{**}(\mathbf{x}1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p\Phi \\ 0 & p\Phi & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & pL_{q}i_{q} \\ 0 & 0 & -pL_{d}i_{d} \\ -pL_{q}i_{q} & pL_{d}i_{d} & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.79)$$

$$\mathbf{R}(\mathbf{x}1) = \mathbf{R}^* + \mathbf{R}^{**}(\mathbf{x}1) = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0\\ 0 & R_s & 0\\ 0 & 0 & \frac{2}{3}b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ tra } \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.80)$$

модель системи виглядатиме так:

$$\begin{bmatrix} L_{d} & 0 & 0 \\ 0 & L_{q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{3}J_{m} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d} \\ i_{q} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p\Phi \\ 0 & p\Phi & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{s} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{3}b \end{bmatrix} \frac{dH(\mathbf{x1})}{d\mathbf{x1}} + \left[\frac{1}{d\mathbf{x1}} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d} \\ u_{q} \\ -M_{L} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & pL_{q}i_{q} \\ 0 & 0 & -pL_{d}i_{d} \\ -pL_{q}i_{q} & pL_{d}i_{d} & 0 \end{bmatrix} \frac{dH(\mathbf{x1})}{d\mathbf{x1}} \right]$$

$$= H(\mathbf{x1}) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} L_{d}i_{d} & L_{q}i_{q} & \frac{2}{3}J_{m}\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{d} & 0 & 0 \\ 0 & L_{q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{3}J_{m} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} L_{d}i_{d} \\ L_{q}i_{q} \\ \frac{2}{3}J_{m}\omega \end{bmatrix}$$

$$= Fami \pi triangle = Fami \pi triangle =$$

системи.

Розділивши керуючі та збурюючі впливи і прийнявши, що

$$\mathbf{G}\mathbf{u}^{*} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d}^{*} \\ u_{q}^{*} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d}^{*} \\ u_{q}^{*} \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{G}^{*}\mathbf{u}^{*}, \qquad (2.82)$$

отримаємо

119

$$\mathbf{K} = \mathbf{R}_{2}^{-1} \left(\mathbf{D}^{-1} \mathbf{G}^{*} \right)^{\mathrm{T}} \mathbf{P}, \qquad (2.83)$$

де **Р** – рішення рівняння Ріккаті

$$[\mathbf{D}^{-1}[\mathbf{J}^* - \mathbf{R}^*]]^{\mathrm{T}}\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{D}^{-1}[\mathbf{J}^* - \mathbf{R}^*] + \mathbf{R}_1 - \mathbf{P}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{G}^*\mathbf{R}_2^{-1}[\mathbf{D}^{-1}\mathbf{G}^*]^{\mathrm{T}}\mathbf{P} = 0.$$
(2.84)

У результаті розв'язання рівняння Ріккаті (2.84), отримана матриця **К** має наступний вигляд:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_{11} & 0 & 0\\ 0 & k_{22} & k_{23}\\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$
(2.85)

$$\begin{aligned} \text{de } k_{11} &= \sqrt{R_s^2 + 1} - R_s; \\ k_{22} &= \frac{\sqrt{J_m^2 \left(1 + R_s^2\right) + L_q^2 b^2 + J_m L_q \sqrt{F} - 3J_m L_q \Phi^2 p^2}}{J_m} - R_s - \frac{L_q b}{J_m}; \\ k_{23} &= \frac{\sqrt{F}}{3p\Phi} - p\Phi - \frac{2b\sqrt{J_m^2 \left(1 + R_s^2\right) + L_q^2 b^2 + J_m L_q \sqrt{F} - 3J_m L_q \Phi^2 p^2}}{3p\Phi J_m} + \frac{2L_q b^2}{3p\Phi J_m}; \end{aligned}$$

$$F = 9(p\Phi)^{4} + 12(p\Phi)^{2}R_{s}b + 9(p\Phi) + 4R_{s}^{2}b^{2} + 4b^{2}$$
 - введений коефіцієнт.

Шукані матриці взаємозв'язків та демпфування в цьому випадку матимуть вигляд:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{J}_{a} - \mathbf{J}^{**}(\mathbf{x1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -pL_{q}i_{q} \\ 0 & 0 & pL_{d}i_{d} - \frac{L_{q}k_{23}}{2} \\ pL_{q}i_{q} & \frac{L_{q}k_{23}}{2} - pL_{d}i_{d} & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{a} - \mathbf{R}^{**}(\mathbf{x1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{d}k_{11} & 0 & 0 \\ 0 & L_{q}k_{22} & \frac{L_{q}k_{23}}{2} \\ 0 & \frac{L_{q}k_{23}}{2} & 0 \end{bmatrix}.$$

Для системи керування на основі повного вектора стану отримаємо

$$\begin{bmatrix} u_{d} \\ u_{q} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{2bk_{22} + 3p\Phi k_{23}}{3(p\Phi)^{2} + 2bR_{s}} + 1\right)u_{d}^{0} - k_{22}i_{q} - k_{23}\omega + pL_{d}i_{d}\omega \\ p(L_{q} - L_{d})i_{q}i_{d}, npu \quad L_{q} = L_{d} \quad ompumaemo \ 0 \end{bmatrix}.$$
 (2.86)

Керуючий вплив $p(L_q - L_d)i_qi_d$ повинен компенсувати коливання електромагнітного моменту при $L_q \neq L_d$. Щоправда, це не видається можливим втілити на практиці у реальних системах.

Після підстановки синтезованих керуючих впливів (2.86) у модель СМПМ, отримаємо

$$\begin{cases} L_{d} \frac{\mathrm{d}i_{d}}{\mathrm{d}t} = \left(\frac{k_{11}}{R_{s}} + 1\right)u_{d}^{0} - R_{s}i_{d} - k_{11}i_{d} \\ L_{q} \frac{\mathrm{d}i_{q}}{\mathrm{d}t} = \left(\frac{2bk_{22} + 3p\Phi k_{23}}{3(p\Phi)^{2} + 2bR_{s}} + 1\right)u_{q}^{0} - R_{s}i_{q} - k_{22}i_{q} - k_{23}\omega - \omega p\Phi. \qquad (2.87) \\ J_{m} \frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} = \frac{3}{2}p\left(\left(L_{d} - L_{q}\right)i_{d}i_{q} + \Phi i_{q}\right) - M_{L} - b\omega \end{cases}$$

Поєднавши цей підхід з енергоформуючим керуванням, отриманий ФКВ для заданого критерію якості виглядатиме так:

$$\begin{bmatrix} u_{d} \\ u_{q} \\ M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s}i_{d0} - J_{a11}(i_{d} - i_{d0}) - p\omega L_{q}i_{q} \\ R_{s}i_{q0} - R_{a22}(i_{q} - i_{q0}) - 2R_{a23}(\omega - \omega_{0}) + p\Phi\omega_{0} + p\omega L_{d}i_{d} \\ \frac{2}{3}b\omega_{0} - p\Phi i_{q0} - p(L_{q} - L_{d})i_{q}i_{d} \end{bmatrix}, \quad (2.88)$$

що, в свою чергу, призводитиме до ідентичних керуючих впливів.

_

Для СЕФК СМПМ з постійними магнітами, розміщеними на поверхні ротора, і з наступними параметрами системи $n_{\rm H} = 500$ об/хв, $M_{\rm H} = 500$ H·м, $R_{\rm s} =$

0,25 Ом, $\Phi = 0,4$ В·с, $J_m = 4$ кг·м², p = 8, $L_d = L_q = 2$ мГн, b = 0,1, чисельний розв'язок рівняння Ріккаті (2.84) та матриця керування (2.85) виглядатимуть так:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0,001562 & 0 & 0 \\ 0 & 0,001562 & 0,0002986 \\ 0 & 0,0002986 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0,781 & 0 & 0 \\ 0 & 0,781 & 0,149 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$
(2.89)

Синтезовані матриці взаємозв'язків та демпфування ФКВ СЕФК (2.88)дорівнюють

$$\begin{bmatrix} \mathbf{J}_{a} - \mathbf{J}^{**}(\mathbf{x1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -0,016i_{q} \\ 0 & 0 & 0.016i_{d} - 0,0001493 \\ 0,016i_{q} & 0,0001493 - 0,016i_{d} & 0 \end{bmatrix}; \quad (2.90)$$
$$\begin{bmatrix} \mathbf{R}_{a} - \mathbf{R}^{**}(\mathbf{x1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,001562 & 0 & 0 \\ 0 & 0,001562 & 0,0001493 \\ 0 & 0,0001493 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.91)$$

На рис. 2.14 представлено результати комп'ютерного симулювання, зокрема отримані залежності зміни кутової швидкості та проекції струму статора на вісь *q*.



Рис. 2.14. Часові залежності зміни струму *i*_q (синій колір) та кутової швидкості (червоний колір) в синтезованій системі керування СМПМ

Для підтвердження коректності запропонованого підходу були проведені дослідження на симуляційній моделі та експериментальній установці (рис. 2.15), яка описана в [329]. Вона складається з комп'ютерної системи керування 1, СМПМ 2 та машини постійного струму як навантаження 3, які з'єднані ремінною передачею 4. Для забезпечення контуру зворотного зв'язку за швидкістю використовувався абсолютний 12-розрядний енкодер Kübler 5862, котрий після обробки сигналу в Grey-code дає змогу обчислювати кутову швидкість двигуна. Для реалізації зворотного зв'язку за струмом використовувалися давачі струму на ефекті Холла фірми ABB типу EH050AP.



Рис. 2.15. Дослідна установка: 1 – комп'ютерна система керування, 2 – СМПМ, 3 – навантажувальна машина постійного струму, 4 – ремінна передача, 5 – енкодер

Параметри дослідної СМПМ були наступними: $n_{\rm H} = 80$ об/хв, $M_{\rm H} = 80$ Н·м, $R_{\rm s} = 1,7143$ Ом, $\Phi = 0,1825$ В·с, $J_{\rm m} = 2,43$ кг·м², p = 38, $L_d = 6,228$ мГн, $L_q = 6,468$ мГн, b = 0,1. Синтезовану матрицю керування (2.85) отримано у вигляді

$$K = \begin{bmatrix} 0,27 & 0 & 0 \\ 0 & 0,271 & 0,072 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$
 (2.92)

Синтезовані відповідні матриці взаємозв'язків та демпфування ФКВ СЕФК (2.88)дорівнюють

$$\begin{bmatrix} \mathbf{J}_{a} - \mathbf{J}^{**}(\mathbf{x1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -245i_{q} \\ 0 & 0 & 238i_{d} - 0, 23 \\ 245i_{q} & 0, 23 - 238i_{d} & 0 \end{bmatrix},$$
(2.93)

$$\begin{bmatrix} \mathbf{R}_{a} - \mathbf{R}^{**}(\mathbf{x1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,7 & 0 & 0\\ 0 & 1,75 & 0,23\\ 0 & 0,23 & 0 \end{bmatrix}.$$
 (2.94)

Отримані залежності зміни кутової швидкості та проекції струму якоря на вісь *q* СЕФК досліджуваної СМПМ наведено на рис. 2.16.



Рис. 2.16. Часові залежності зміни складової струму *i*_q (...) та кутової швидкості ω (___) у математичному моделюванні та фізичній дослідній установці

Як видно з рис. 2.16, отримані експериментально результати добре узгоджуються з результатами комп'ютерного симулювання. Проте, у зв'язку з обмеженнями дослідної установки, зокрема обмеженнями джерела живлення, більшість дослідів було виконано на низькій частоті обертання, що привело до значних коливань, які і можна побачити на рис. 2.16. Таким чином, можна зробити висновок, що запропонований підхід до параметричного синтезу шляхом формування оптимального енергоформуючого керування є дієвий, що підтверджено симуляційними і експериментальними дослідженнями.

2.4 Висновки до розділу

1. На даний час розроблено декілька методів на основі енергетичних підходів, які дають змогу синтезувати СЕФК для СМПМ, зокрема ті, що розглядають керований об'єкт як ПГС. Пропоновані СЕФК мають свої переваги та недоліки. Серед таких систем виділяється СЕФК, синтезовані на основі методу IDA-PBC, які набули найбільшого розвитку та забезпечують високі статичні і динамічні показники, а також асимптотичну стійкість системи і низьку чутливість до параметричних змін.

2. Запропоновано процедури синтезу СЕФК, які дають змогу передавати керуючі впливи на бажані координати стану через контрольовані контури системи, і, таким чином, розширити можливості керування в СЕФК. Результати синтезу успішно випробувано на прикладі ДПС. Доведена можливість втілення механічного демпфування для СЕФК ДПС уможливила синтез СЕФК із кращими статичними та динамічними характеристиками, ніж СЕФК із виключно електричним демпфуванням.

3. Синтезовані СЕФК із форсуючим підсиленням дають змогу незначно покращити характеристики роботи САК порівняно з СЕФК із класичним ПІ-регулятором, проте забезпечують повну відповідність до структури замкнених ПГС, включаючи збереження усіх притаманних їм властивостей, зокрема, асимптотичної стійкості. Це також дає змогу використовувати параметричний синтез для визначення оптимальних налаштувань [305].

4. Запропонована процедура синтезу модифікованих СЕФК є перспективною для складних систем і, попри неповну їх відповідність замкненим ПГС, дає змогу синтезувати СЕФК із широкими можливостями регулювання, високими статичними і динамічними характеристиками, стабільною роботою керованих систем для широкого діапазону завдань робочих координат стану та простою імплементацією.

5. Застосування класичної теорії оптимального керування забезпечує можливість синтезу параметрів матриці демпфування та матриці взаємозв'язків між підсистемами енергоформуючого керування як для лінійних, так і для нелінійних ЕТС. Це підтверджують результати виконаних досліджень.

6. Поєднання запропонованого модифікованого рівняння Ріккаті у гамільтоновому представленні та знаходження матриць СЕФК встановлює безпосередній зв'язок між критерієм оптимальності та ФКВ, і, відповідно, дає змогу сформувати критерій оптимальності та спростити процедуру синтезу оптимальних значень параметрів ФКВ.

РОЗДІЛ З АНАЛІЗ РОБОТИ ТА СИНТЕЗ КООРДИНАТ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИМИ СИСТЕМАМИ НА ОСНОВІ ЛІНІЙНОЇ ТЕРМОДИНАМІКИ НЕРІВНОВАЖНИХ ПРОЦЕСІВ

У розділі представлено результати досліджень в новому напрямку математичного моделювання усталених режимів роботи електротехнічних об'єктів та їх систем (ЕТС) на основі положень лінійної ТДНП. Зокрема, з підходу універсального опису закономірностей роботи використанням складних нелінійних ETC множинно лінеаризованих достатньо як перетворювачів потужності (ПП) проведено дослідження щодо ефективності перетворення енергії в них та визначенні оптимальних з точки зору максимальної енергетичної ефективності координати їх роботи. Представлені результати досліджень опубліковано в наукових статтях [316, 324, 451].

3.1 Аналіз ефективності та синтез оптимальних координат роботи СМПМ

3.1.1 Математичний опис динаміки та статики IPMSM з врахуванням втрат в сталі

Математична модель IPMSM традиційно представляється в обертовій з ротором ортогональній системі координат d-q, в якій вісь d спрямована за вектором потокозчеплення, зумовленого ПМ. Приймемо допущення про відсутність насичення магнітного кола та незалежність індуктивностей обмотки якоря двигуна від положення ротора. За таких умов схема заміщення IPMSM з врахування втрат у сталі набуде вигляду показаного на рис. 3.1 [410, 330], де v_d , v_q – проекції на осі d і q вектора напруги, прикладеної до обмоток якоря; R – активний опір обмотки якоря; R_c – активний опір, що моделює втрати в сталі; L_d , L_q – індуктивності обмоток якоря відносно осей d і q; p_p – кількість пар полюсів ротора IPMSM; ω – кутова швидкість ротора двигуна; ψ_{pm} – амплітуда потокозчеплення, що створюється одним полюсом ПМ.



а) стосовно координати d, б) стосовно координати q

На підставі заступної схеми, представленої на рис. 3.1, рівняння електричної рівноваги IPMSM в обертовій системі координат, орієнтованій за полем ротора, можна описати системами рівнянь

$$\begin{cases} i_{d} = i_{d0} + \frac{1}{R_{c}} \left(L_{d} \frac{d}{dt} i_{d0} - p_{p} \omega L_{q} i_{q0} \right) \\ i_{q} = i_{q0} + \frac{1}{R_{c}} \left(L_{q} \frac{d}{dt} i_{q0} + p_{p} \omega L_{d} i_{d0} + p_{p} \omega \psi_{pm} \right); \end{cases}$$
(3.1)

$$\begin{cases} v_{d} = i_{d}R + L_{d}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_{d0} - p_{\mathrm{p}}\omega L_{q}i_{q0} \\ v_{q} = i_{q}R + L_{q}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_{q0} + p_{\mathrm{p}}\omega L_{d}i_{d0} + p_{\mathrm{p}}\omega\psi_{\mathrm{pm}} \end{cases}.$$

$$(3.2)$$

Підставивши (3.1) в (3.2), отримуємо

$$\begin{cases} L_{d} \frac{d}{dt} i_{d0} = -L_{d} i_{d0} \frac{R}{L_{d}A} + p_{p} \omega L_{q} i_{q0} + \frac{1}{A} v_{d} \\ L_{q} \frac{d}{dt} i_{q0} = -L_{q} i_{q0} \frac{R}{L_{q}A} - p_{p} \omega (L_{d} i_{d0} + \psi_{pm}) + \frac{1}{A} v_{q} \end{cases}$$
(3.3)

де

$$A = 1 + \frac{R}{R_{\rm c}} \,. \tag{3.4}$$

Крім системи рівнянь електромагнітної рівноваги (3.3), математична модель IPMSM включає в себе також диференціальне рівняння рівноваги моментів на валі двигуна

$$J_{\rm m} \frac{\rm d}{{\rm d}t} \omega = T - T_{\rm L}, \qquad (3.5)$$

де $J_{\rm m}$ – момент інерції привода, приведений до валу двигуна, T – електромагнітний момент двигуна, $T_{\rm L}$ – момент статичного навантаження на валі двигуна.

Електромагнітний момент IPMSM описується рівнянням [194, 380]

$$T = \frac{3}{2} p_{\rm p} \Big[\psi_{\rm pm} i_{q0} + (L_d - L_q) i_{d0} i_{q0} \Big].$$
(3.6)

Таким чином, повна динамічна математична модель IPMSM з врахуванням втрат в сталі має наступний вигляд

$$\begin{cases} L_{d} \frac{d}{dt} i_{d0} = -i_{d0} \frac{R}{A} + p_{p} \omega L_{d} i_{q0} + \frac{1}{A} v_{d} \\ L_{q} \frac{d}{dt} i_{q0} = -i_{q0} \frac{R}{A} - p_{p} \omega (L_{d} i_{d0} + \psi_{pm}) + \frac{1}{A} v_{q} \\ J_{m} \frac{d}{dt} \omega = \frac{3}{2} p_{p} \left[\psi_{pm} i_{q0} + (L_{d} - L_{q}) i_{d0} i_{q0} \right] - T_{L} \end{cases}$$
(3.7)

Для математичного опису усталеного режиму роботи IPMSM з врахуванням втрат в сталі систему (3.7) перетворено до вигляду

$$\begin{cases} v_{d} = Ri_{d0} - Ap_{p}\omega L_{q}i_{q0} \\ v_{q} = Ri_{q0} + Ap_{p}\omega (L_{d}i_{d0} + \psi_{pm}) \\ T_{L} = \frac{3}{2}p_{p} \left[\psi_{pm}i_{q0} + (L_{d} - L_{q})i_{d0}i_{q0} \right] \end{cases}$$
(3.8)

Корисні залежності між струмами в усталеному режимі роботи IPMSM з врахуванням втрат в сталі можна отримати з вихідних систем рівнянь (3.1) і (3.2). Визначивши $L_d \frac{d}{dt} i_{d0}$ з першого рівняння системи (3.1) та підставивши в перше рівняння системи (3.2), а також визначивши $L_q \frac{d}{dt} i_{q0}$ з другого рівняння системи (3.1) та підставивши в друге рівняння системи (3.2), після перетворень отримуємо

$$\begin{cases} i_{d} = \frac{1}{A}i_{d0} + \frac{1}{R_{c}A}v_{d} \\ i_{q} = \frac{1}{A}i_{q0} + \frac{1}{R_{c}A}v_{q} \end{cases}$$
(3.9)

3.1.2 Параметри дослідної машини

Для подальших досліджень взято дослідну IPMSM з параметрами, наведеними в табл. 3.1.

Таблиця 3.1

Parameters	Value
Rated power, P_n (kW)	10
Rated DC voltage, $V_{DC.n}$ (V)	150
Rated angular velocity, ω_n (s ⁻¹)	100
Rated torque, $T_{G.n}$ (Nm)	100
Rated rms phase current, i_n (A)	63
Number of pole pairs, $p_{\rm p}$	2
PM flux linkage, ψ_{pm} (Vs)	0.35
Winding resistance, $R(\Omega)$	0.1
<i>d</i> -axis winding inductance, L_d (mH)	1
q-axis winding inductance, L_q (mH)	3
Rated equivalent iron loss resistance, $R_{c.n}(\Omega)$	14.1

Параметри дослідної IPMSM

Окремою важливою для даного дослідження задачею є моделювання втрат у сталі IPMSM, які особливо проявляються за високих кутових швидкостей машини. При моделюванні втрат у сталі приймається допущення, що магнітний потік в осерді якоря має синусоїдальний характер.

Знайдемо з наближенням значення опору R_c , який моделює втрати в сталі, задавшись величиною відносних втрат потужності в сталі в номінальному

режимі роботи машини на рівні $\delta_{\text{Fe}} = 0,05$. Із заступної схеми IPMSM, показаної на рис. 3.1, цю відносну потужність можна наближено записати у вигляді

$$\delta_{\rm Fe} = \frac{\left(1.2 p_{\rm p} \omega_{\rm n} \psi_{\rm pm}\right)^2}{R_{\rm c,n} P_{\rm n}},\tag{3.10}$$

де $R_{c.n}$ – значення опору R_c в номінальному режимі роботи IPMSM; коефіцієнт 1,2 дає змогу приблизно оцінити вплив потокозчеплення реакції якоря на рівні 20% від потокозчеплення від ПМ.

Для дослідного IPMSM з параметрами, наведеними в табл. 3.1, значення R_c , обчислене за (3.10), становить 14,1 Ом. Оскільки втрати потужності на гістерезис та вихрові струми, які разом складають втрати в сталі, по різному залежать від кутової швидкості машини, то зі зниженням кутової швидкості значення опору R_c зменшується. Як показано в [100], таку тенденцію можна змоделювати наступним рівнянням:

$$R_{\rm c} = R_{\rm c.n} \frac{\frac{K_{\rm f}}{K_{\rm h}} + 1}{\frac{K_{\rm f}}{K_{\rm h}} + \frac{1}{\omega^*}},$$
(3.11)

де $K_{\rm h}$ і $K_{\rm f}$ – коефіцієнти, що характеризують відповідно втрати на гістерезис та вихрові струми при номінальних значеннях магнітного потоку і частоти; ω^* – відносне значення кутової швидкості машини, рівне одиниці за її номінального значення.

За експериментальними даними [100] прийнято $K_{\rm f}/K_{\rm h} = 0,5694.$

3.1.3 СМПМ як лінійний ПП

Як ПП, СМПМ здійснює перетворення електричної потужності на вході обмотки якоря в механічну потужність на валі двигуна. На вході цього ПП діє сила у вигляді вектора напруги якоря $X_i = \vec{v}_a$, яка зумовлює вхідний потік у вигляді вектор струму якоря $J_i = \vec{i}_a$. На виході ПП сила у вигляді кутової швидкості СМПМ $X_o = \omega$ зумовлює електромагнітний момент двигуна, який в усталеному режимі рівний гальмівному моментові навантаження двигуна $J_{o} = T_{L}$. Потужність на виході ПП рівна $-P_{o} = \omega T_{L}$, а активна потужність на його вході становить скалярний добуток векторів напруги і струму якоря $P_{i} = (\vec{v}_{a} \cdot \vec{i}_{a})$. Остання має такий вигляд:

$$P_{i} = \left(\vec{v}_{a} \cdot \vec{i}_{a}\right) = \frac{3}{2} \left(v_{d} \, i_{d} + v_{q} \, i_{q}\right), \qquad (3.12)$$

де множник 3/2 зумовлений перетворенням двофазної системи координат до трифазної.

Скалярний добуток векторів напруги і струму якоря, з метою розділення напруги та струму, можна також представити у вигляді

$$P_{\rm i} = \left(\vec{v}_{\rm a} \cdot \vec{i}_{\rm a}\right) = \left|\vec{v}_{\rm a}\right| \left|\vec{i}_{\rm a}\right| \cos\varphi = \frac{3}{2} \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \cos\left(\tan\frac{v_d}{v_q} - \tan\frac{i_d}{i_q}\right), \qquad (3.13)$$

де φ – кут між векторами напруги та струму якоря.

3 (3.13) вхідні сила та потік ПП можна вибрати такими:

$$X_{i} = \sqrt{\frac{3}{2}}\sqrt{v_{d}^{2} + v_{q}^{2}} \qquad J_{i} = \sqrt{\frac{3}{2}}\sqrt{i_{d}^{2} + i_{q}^{2}}\cos\left(\operatorname{atan}\frac{v_{d}}{v_{q}} - \operatorname{atan}\frac{i_{d}}{i_{q}}\right), \tag{3.14}$$

Аналогічно (3.10), система лінійних рівнянь, яка описує роботу PMSM як лінійного ПП буде мати вигляд

$$\begin{cases} \sqrt{\frac{3}{2}}\sqrt{i_{d}^{2}+i_{q}^{2}}\cos\left(\operatorname{atan}\frac{v_{d}}{v_{q}}-\operatorname{atan}\frac{i_{d}}{i_{q}}\right) = L_{\mathrm{oi}}\left(\sqrt{\frac{3}{2}}\sqrt{v_{d}^{2}+v_{q}^{2}}\right) + L_{\mathrm{oo}}\omega \\ -T = L_{\mathrm{ii}}\left(\sqrt{\frac{3}{2}}\sqrt{v_{d}^{2}+v_{q}^{2}}\right) + L_{\mathrm{io}}\omega \end{cases}$$
(3.15)

Керування електромагнітним моментом СМПМ здійснюється, найчастіше, векторним способом за допомогою транзисторного IH, що реалізується шляхом формування ним вектора струму якоря відповідно вектора ЕРС за відповідним законом. Цей закон залежить від типу СМПМ і зони регулювання її кутової швидкості та безпосередньо впливає на ефективність роботи машини.

3.1.4 Оптимізація енергетичної ефективності роботи SPMSM нижче від номінальної швидкості

У SPMSM магніти закріплені на поверхні ротора, тому, зважаючи на те, що магнітна проникність постійних магнітів близька до магнітної проникності повітря, індуктивності по осях d і q мають однакове значення: $L_d = L_q = 2$ мГн. Це зумовлює наявність лише активної складової в електромагнітному моменті (3.6):

$$T = \frac{3}{2} p_{\rm p} \psi_{\rm pm} i_{q0}. \tag{3.16}$$

У зв'язку з цим, енергоефективною стратегією векторного керування SPMSM є умова $i_d = 0$ [368]. За такої умови вхідна активна потужність (3.12) набуде вигляду

$$P_{\rm i} = \left(\sqrt{\frac{3}{2}}v_q\right) \left(\sqrt{\frac{3}{2}}i_q\right). \tag{3.17}$$

На підставі (3.16) вхідні сила та потік ПП будуть рівними $X_i = \sqrt{\frac{3}{2}}u_q$, $J_i = \sqrt{\frac{3}{2}}i_q$, а система лінійних рівнянь, яка описує роботу SPMSM як ПП матиме

вигляд

$$\begin{cases} \left(\sqrt{\frac{3}{2}}i_{q}\right) = L_{\rm ii}\left(\sqrt{\frac{3}{2}}v_{q}\right) + L_{\rm io}\omega \\ -T_{\rm L} = L_{\rm oi}\left(\sqrt{\frac{3}{2}}v_{q}\right) + L_{\rm oo}\omega \end{cases}$$
(3.18)

Визначимо кінетичні коефіцієнти в системі рівнянь (3.18), використовуючи математичну модель усталеного режиму роботи СМПМ (3.8) і (3.9).

За умови $i_d = 0$ з першого рівняння системи (3.9) отримуємо

$$i_{\rm d0} = \frac{1}{R_{\rm c}} v_d$$
 (3.19)

Підставивши (3.19) в перше рівняння системи (3.9), отримуємо

$$v_d = -p_p \omega L_q i_{q0}. \tag{3.20}$$

Підставивши (3.20) в (3.19), а далі отриманий вираз *i*_{d0} – в друге рівняння системи (3.8), після перетворень отримуємо

$$i_{q0}\left(1+A\left(\frac{p_{\rm p}\omega}{R}\right)^2 L_d L_q\right) = -\frac{1}{R}v_q - \frac{A}{R}p_{\rm p}\psi_{\rm pm}\omega.$$
(3.21)

Другим доданком в дужках при *i*_{q0} можна знехтувати через його малість. Підставивши отримане значення *i*_{q0} в друге рівняння системи (3.9), а також в третє рівняння системи (3.9), відповідно отримуємо

$$i_q = \frac{1}{R} v_q - \frac{p_p \psi_{pm}}{R} \omega, \qquad (3.22)$$

$$T_{\rm L} = \frac{3}{2} \frac{p_{\rm p} \psi_{\rm pm}}{R} v_q - \frac{3}{2} \frac{A \left(p_{\rm p} \psi_{\rm pm} \right)^2}{R} \omega.$$
(3.23)

Рівняння (3.22) і (3.23) приводяться до вигляду системи рівнянь (3.18):

$$\begin{cases} \left(\sqrt{\frac{3}{2}}i_{q}\right) = \frac{1}{R}\left(\sqrt{\frac{3}{2}}v_{q}\right) - \sqrt{\frac{3}{2}}\frac{p_{p}\psi_{pm}}{R}\omega \\ -T_{L} = -\sqrt{\frac{3}{2}}\frac{p_{p}\psi_{pm}}{R}\left(\sqrt{\frac{3}{2}}v_{q}\right) + \frac{3}{2}\frac{A\left(p_{p}\psi_{pm}\right)^{2}}{R}\omega \end{cases}$$
(3.24)

З рівнянь системи (3.24) отримуємо вирази для кінетичних коефіцієнтів ПП, що описує роботу векторно керованої SPMSM:

$$L_{\rm ii} = \frac{1}{R}, \qquad L_{\rm io} = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{p_{\rm p} \psi_{\rm pm}}{R}, \qquad L_{\rm oo} = \frac{3}{2} \cdot \frac{A}{R} \left(p_{\rm p} \psi_{\rm pm} \right)^2. \tag{3.25}$$

На підставі кінетичних коефіцієнтів (3.25) можна отримати за (3.12), (3.13), (3.14) вирази для основних безрозмірних параметрів цього ПП:

$$q = -(A)^{-0.5}, \quad Z = \sqrt{\frac{3}{2}A} p_{\rm p} \psi_{\rm pm}, \quad \chi = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\omega}{v_q}, \quad Z \chi = \sqrt{A} p_{\rm p} \psi_{\rm pm} \frac{\omega}{v_q}.$$
 (3.26)

Як видно з отриманих результатів (3.26), коефіцієнт спряженості q ПП, що моделює SPMSM, векторно керованої за методом $i_d = 0$, для випадку без врахування втрат в сталі рівний -1 і не залежить від режимних параметрів машини. У цьому випадку SPMSM моделюється лише одною заступною схемою, зумовленою координатою q, але без опору R_c (рис. 3.1,б). Отож, струм *i*_q повністю формує електромагнітний момент, тобто безпосередньо зв'язаний з вихідним потоком. Для випадку з врахування втрат в сталі в заступній схемі появляється опір R_c, через який замикається частина вхідного струму. Таким чином має місце вже неповна спряженість між входом і виходом ПП, і коефіцієнт спряженості визначається через величину А відповідно до (3.26). За зниження кутової швидкості машини А зменшується, оскільки зменшується, відповідно до (3.11), величина опору R_c. Для досліджуваної машини при зниженні відносної кутової швидкості ω^* від 1 до 0,25 значення q змінюється від -0,9965 до -0,9898. Максимальна енергетична ефективність η_{\max} такої машини, відповідно до (3.17), теж знижується від 0,845 до 0,751 (рис. 3.2). Зменшується також значення Z_{χopt} від 0,919 до 0,867.



Рис. 3.2. Залежності $\eta(Z\chi)$, отримані для дослідної SPMSM з врахуванням втрат в сталі: а) в усьому діапазоні зміни $Z\chi$, б) збільшений фрагмент в зоні максимальних значень η

Відносне значення робочої точки SPMSM $Z\chi$, в свою чергу, залежить від величин двох основних змінних – кутової швидкості машини ω та моменту навантаження T_L , які безпосередньо впливають на величину v_q . Значення останньої розраховувалося з рівнянь (3.6), (3.8) і (3.9) за умови $i_d = 0$ в такому порядку:

$$i_{q0} = \frac{2T_{\rm L}}{3p_{\rm p}\psi_{\rm pm}i_{q0}}, \quad v_d = -p_{\rm p}\,\omega L_q i_{q0}, \quad \dot{i}_{d0} = -\frac{V_d}{R_{\rm c}}, \quad v_q = R\,i_{q0} + A\,p_{\rm p}\omega \Big(L_d i_{d0} + \psi_{\rm pm}\Big). \quad (3.27)$$

На рис. 3.3 показано, як залежить безрозмірний показник $Z\chi$ режиму роботи дослідної машини від фіксованих значень величин основних змінних ω і $T_{\rm L}$. Як видно з цього рисунку, оптимальне значення $Z\chi_{\rm opt}$, а значить, і максимальна ефективність роботи машини досягаються лише за певної комбінації величин ω і $T_{\rm L}$, залежність між якими показана на рис. 3.4.

На рис. 3.3 $Z_{\chi_{opt}}$ в залежності від ω і T_L відображено суцільними кривими лініями. Як вище, так і нижче показаних кривих енергетична ефективність роботи SPMSM знижується, причому нижча частина відповідає лівій по відношенню до точок максимумів стороні характеристик $\eta(Z_{\chi})$, показаних на рис. 3.2, а верхня частина – правій стороні характеристик $\eta(Z_{\chi})$. Як видно з



Рис. 3.3. Залежність параметра режиму роботи $Z\chi$ від основних робочих координат дослідної машини: а) від кутової швидкості ω за сталих значень відносного моменту навантаження T_L^* , б) від моменту навантаження T_L за сталих значень відносної кутової швидкості ω^*



Рис. 3.4. Оптимальна залежність між параметрами ω та T_L , за якої досліджувана SPMSM з врахуванням втрат в сталі працює в точках максимальної енергетичної ефективності

рис.3.3, найбільше відхилення отриманих залежностей $Z_{\chi}(\omega)$ та $Z_{\chi}(T_L)$ від відповідних оптимальних кривих $Z_{\chi_{opt}}$ спостерігається за низьких значень як ω , так і T_L , а найкраще наближення вказаних залежностей до $Z_{\chi_{opt}}$ має місце для середніх значень ω і T_L . Отриману закономірність можна чітко побачити з карти енергетичної ефективності, яка побудована з використанням отриманих вище залежностей для експериментального SPMSM на рис. 3.5.



Рис. 3.5. Карта енергетичної ефективності дослідної SPMSM

Отож, енергетична ефективність роботи SPMSM з врахуванням втрат в сталі відповідно до критерію $i_d = 0$ безпосередньо залежить від робочих параметрів привода – кутової швидкості та моменту статичного навантаження. Тільки за вказаних комбінацій цих параметрів можливе досягнення максимально можливої ефективності. Іншим способів її підвищення в даному випадку немає.

3.1.5 Оптимізація енергетичної ефективності роботи IPMSM нижче від номінальної кутової швидкості

Як видно з нелінійної математичної моделі IPMSM для її усталеного режиму роботи – систем рівнянь (3.8) і (3.9), а також зі складних виразів для вхідної сили і потоку (3.14), отримати аналітичні вирази для кінетичних коефіцієнтів ПП, що описує роботу цієї машини, є неможливо. Тому методом дослідження для цього випадку залишається лише числовий. Оскільки система є явно нелінійною, то параметри ПП змінюватимуться в залежності від робочої машини – заданих значень кутової швидкості ω_0 та моменту точки $T_{1.0}$. Для заданої пари значень змінних необхідно навантаження ЦИХ лінеаризувати систему і отримати параметри ПП.

Як відомо [80], вже в першій зоні регулювання кутової швидкості IPMSM енергетична ефективність її роботи залежить також від значення складової струму якоря *i*_d. Навіть для класичного випадку – без врахування втрат в сталі –

не можливо отримати аналітичні вирази для залежностей оптимальних значень складових струму якоря i_d та i_q від величини лише моменту статичного навантаження – крива МТРА [247]. За врахування ще й втрат в сталі, навіть за допомогою такої простої моделі, яку використано в цій роботі, таких аналітичних залежностей тим більше отримати не вдасться. Тому з метою чисельної енергетичної оптимізації ІРМЅМ з врахуванням втрат в сталі необхідно ввести ще одну варіативну змінну. Як показав аналіз, як таку найпростіше вибрати складову струму якоря i_{d0} , яка визначає реактивну складову електромагнітного моменту. Отож, подальші розрахунки слід проводити у функції від цієї змінної.

Отож, математичну модель IPMSM з врахуванням втрат в сталі для послідовних чисельних розрахунків доцільно побудувати на основі систем рівнянь (3.8), (3.9) і виразів (3.14) в такому вигляді:

$$i_{q0}(i_{d0}) = \frac{2T_{\rm L}}{3p_{\rm p}\left[\psi_{\rm pm} + (L_d - L_q)i_{d0}\right]}; \qquad (3.28)$$

$$v_d(i_{d0}) = Ri_{d0} - A p_p \omega L_q i_{q0}(i_{d0}); \qquad (3.29)$$

$$v_{q}(i_{d0}) = Ri_{q0} + A p_{p}\omega(L_{d}i_{d0} + \psi_{pm}); \qquad (3.30)$$

$$i_{d}(i_{d0}) = \frac{1}{A}i_{d0} + \frac{1}{R_{c}A}v_{d}(i_{d0}); \qquad (3.31)$$

$$i_{q}(i_{d0}) = \frac{1}{A}i_{q0}(i_{d0}) + \frac{1}{R_{c}A}v_{q}(i_{d0}); \qquad (3.32)$$

$$v_{\rm a}(i_{d0}) = \sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{v_d^2(i_{d0}) + v_q^2(i_{d0})}; \qquad (3.33)$$

$$i_{a}(i_{d0}) = \sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{i_{d}^{2} + i_{q}^{2}} \cos\left(\operatorname{atan} \frac{v_{d}(i_{d0})}{v_{q}(i_{d0})} - \operatorname{atan} \frac{i_{d}(i_{d0})}{i_{q}(i_{d0})}\right).$$
(3.34)

Задавши параметри робочої точки машини $\omega = \omega_0$ та $T_{\rm L} = T_{\rm L0}$, в результаті циклічних розрахунків за виразами (3.28) – (3.34) для точок в діапазоні $_{i_{d0}} = 0...-100$ А отримуються кінцеві залежності $v_{a}(i_{d0})$ та $i_{a}(i_{d0})$, які характеризують вхідну потужність ПП в залежності від величини складової струму якоря $_{i_{d0}}$ за заданої вихідної потужності $_{P_o = \omega_0 T_{L0}}$. Таким чином, для кожного значення $_{i_{dO}}$ є пара вхідних та вихідних координат ПП – потоку X та сили Ј. Однак цих значень недостатньо для визначення трьох кінетичних коефіцієнтів з двох рівнянь у системі (3.29). Для отримання ще однієї точки лінійного ПП, необхідно лінеаризувати отримані залежності вхідної сили $v_{\rm a}(i_{d\,0})$ та вхідного потоку $i_{\rm a}(i_{d\,0})$ ПП від вихідних координат сили ω і потоку $T_{
m L}$ в заданій точці (ω_0 , T_{L0}). Для отримання таких лінійних залежностей проводилися аналогічні розрахунки за виразами (3.28) - (3.34), але для точок рівновіддалених зліва та справа від заданої точки на деякі незначні віддалі: раз на величину $\pm \Delta \omega$ від ω_0 за $T_{\rm L} = T_{\rm L0}$, а другий раз на величину $\pm \Delta T_{\rm L0}$ від $T_{\rm L0}$ за $\omega = \omega_0$. За отриманими в цих точках парами значень $v_{a}(i_{d0})$ та $i_{a}(i_{d0})$ знаходилися чотири лінійні залежності вхідних потоку і сили від вихідних потоку і сили в заданій точці (ω_0 , T_{L0}), причому в залежності від i_{do} . Спроби застосувати точки з отриманих лінійних залежностей для визначення кінетичних коефіцієнтів показав, що якщо брати навіть дві точки з різних залежностей, то визначені з двох рівнянь системи (3.15) значення кінетичних коефіцієнтів L_{io} та L_{oi} будуть різними. Тому було взято лише одну лінеаризовану залежність $-v_a(i_{d0})$ в функції ω , яка найменше з усіх отриманих відрізняється від лінійного характеру, що призводить до найменшої похибки обчислень. З цієї залежності визначалася одна точка – значення напруги $v_{a}(i_{d0})$ за $\omega = 0$:

$$v_{a,\omega=0}(i_{d0}) = v_{a0}(i_{d0}) - k_{v(\omega)}(i_{d0}) \omega_0, \qquad (3.35)$$

(a a =

де $k_{v(\omega)}(i_{d0})$ - знайдені для різних значень i_{d0} кутові коефіцієнти лінійних залежностей v_a від ω .

Значення кінетичних коефіцієнтів проводилося в такому порядку.

З другого рівняння системи (3.15) за $\omega = 0$ отримано

$$L_{\rm oi}(i_{d0}) = \frac{-T_{\rm L0}}{v_{\rm a.\omega=0}(i_{d0})}.$$
(3.36)

З першого рівняння системи (29) для робочої точки ПП знаходимо

$$L_{\rm ii}(i_{d0}) = \frac{i_{\rm a0}(i_{d0}) - L_{\rm oi}(i_{d0})\omega_0}{v_{\rm a0}(i_{d0})}.$$
(3.37)

З другого рівняння системи (3.15) для робочої точки ПП знаходимо

$$L_{\rm oo}(i_{d0}) = \frac{-T_{\rm L0} - L_{\rm oi}(i_{d0})v_{a0}(i_{d0})}{\omega_0}.$$
(3.38)

З використанням кінетичних коефіцієнтів (3.36), (3.37), (3.38) за виразами (1.15), (1.16), (1.17) отримано залежності від i_{d0} основних параметрів ПП та показника енергетичної ефективності роботи дослідної IPMSM з врахуванням втрат в сталі: $q(i_{d0})$, $Z_{\chi}(i_{d0})$ та $\eta(i_{d0})$.

За описаним алгоритмом в середовищі Mathcad складено програму, яка дає змогу розраховувати вказані параметри і показники роботи ПП, що моделює роботу дослідної IPMSM з врахуванням втрат в сталі для різних робочих точок машини в залежності від складової струму якоря i_{d0} .

Для перевірки правильності роботи складеного алгоритму, перший обчислювальний експеримент проведено для варіанту, результати якого можна визначити аналітично – для IPMSM без врахування втрат в сталі. Задавши в моделі на три порядки вище від реального значення R_c , отримано результати для номінальної кутової швидкості машини для значень моменту статичного навантаження $0,25T_n$, $0,5T_n$, $0,75T_n$ та $1,0T_n$, які показано на рис. 3.6.



Рис. 3.6. Залежності коефіцієнта спряженості ПП q (а), параметра робочої точки
 Zχ (б) та енергетичної ефективності η (в) роботи IPMSM без врахуванням втрат
 в сталі від значення складової струму якоря i_{d0} за номінальної кутової
 швидкості машини для низки значень моменту статичного навантаження

Із залежностей $\eta(Z\chi)$, показаних на рис. 3.6,в визначено значення складової струму i_{d0} , за яких досягається максимальна енергетична ефективність, які занесено в табл. 3.2. Оскільки у випадку без врахування втрат в сталі $i_{d0} = i_d$, то ці значення повинні відповідати значенням кривої МТРА. В [140] наведено залежність у відносних одиницях між електромагнітним моментом та складовою струму якоря i_d для IPMSM в точках кривої МТРА:

$$T^* = 1.5\sqrt{-i_d^* \left(1 - i_d^*\right)^3} \,. \tag{3.39}$$

де відносні величини нормуються на відповідні базові значення $T_{\rm b} = p_{\rm p} \psi_{\rm pm} i_{\rm b}$, $i_{\rm b} = \psi_{\rm pm} / (L_q - L_d)$.

Для обчислення і з виразу (4.39) в [24] отримано чисельну залежність

$$i_d^* = 0.01T^{*2} - 0.298T^* + 0.0481.$$
(3.40)

Таблиця 3.2

$T_{\rm L}$, Nm	25	50	75	100
i_{d0}, A	-3.0	-11.5	-21.5	-31.5
T^*	0.2041	0.4082	0.6122	0.8163
i [*]	-0.0123	-0.0719	-0.1306	-0.1885
i_d , A	-2.15	-12.58	-22.86	-32.99

Порівняння оптимальних значень складової струму *i*_d, отриманих за розробленим алгоритмом, від відповідних значень, отриманих аналітично

Обчислені з використанням виразів (3.39) і (3.40) для дослідної IPMSM значення i_d з кривої МТРА наведено в табл. табл. 3.2. Відхилення отриманих за розробленим алгоритмом від відповідних значень, отриманих аналітично, не перевищує 1,5 А за середніх і високих навантажень, що становить менше 10% за середніх навантажень та менше 5% за номінального моменту навантаження двигуна. Це є допустимим результатом для даних досліджень і свідчить про адекватність запропонованого методу дослідження та алгоритму розрахунку параметрів і показників роботи IPMSM і з врахуванням втрат в сталі.

З рис. 3.6,а видно, що навіть без врахування втрат в сталі IPMSM коефіцієнт спряженості зменшується. q = -1, тобто повна спряженість для кожного з навантажень має місце лише за одного значення i_{d0} , тобто за певного оптимального співвідношення між складовими струму якоря i_{d0} та i_{q0} . За інших співвідношень між цими складовим, які також забезпечують потрібний електромагнітний момент машини, спряження між входом і виходом вже буде неповним. Це можна пояснити різним вкладом складових струму якоря в продукування електромагнітного моменту відповідно до (3.6) та двома колами заступної схеми, які працюють у цьому випадку (рис. 3.1,а і 3.1,б). За відмінних від оптимального співвідношень між складовими струму якоря має місце «проковзування» потужності в якомусь з кіл чи у двох колах разом.

На рис. 3.7 наведено аналогічні до показаних на рис. 3.6 залежності отримані за розробленою програмою розрахунків для дослідного IPMSM з врахуванням втрат в сталі.



Рис. 3.7. Залежності ступеня спряженості ПП q (а), параметра робочої точки $Z\chi$ (б) та енергетичної ефективності η (в) роботи IPMSM з врахуванням втрат в сталі від значення складової струму якоря i_{d0} за номінальної кутової швидкості машини для низки значень моменту статичного навантаження

Порівняння результатів, наведених на рис. 3.7, з аналогічними, показаними на рис. 3.6, дає змогу зробити наступні висновки. Врахування втрат в сталі приводить до зниження модуля коефіцієнта спряженості ПП, що моделює роботу машини, (рис. 3.7,а) та зміщення його максимуму в сторону більших значень складової струму i_{d0} . Значення максимальної енергетичної ефективності за середніх та великих навантажень привода ($T_L^* = 0,5 - 1,0$) знижуються через врахування втрат в сталі на 5-9% в порівнянні з варіантом без врахування цих втрат (рис. 3.7,в). У випадку малого навантаження привода ($T_L^* = 0,25$) η зменшується аж на 17%, що пояснюється відносним збільшенням впливу на η втрат у сталі в порівнянні зі зменшеними втратами в міді. Точки максимальної енергетичної ефективності теж зміщуються в сторону зілочки значень складової струму i_{d0} , які є дуже близькими до аналогічних значень цього струму, за яких забезпечується максимальне значення коефіцієнта
спряженості. Подібні закономірності мають місце і за інших значень кутової швидкості IPMSM.

На рис. 3.8 представлена карта енергетичної ефективності, отримана для експериментального IPMSM з урахуванням втрат в сталі, який працює в точках максимальної енергоефективності при оптимальних значеннях складової струму $i_{d0.opt}$. Карта розраховується за допомогою тієї ж створеної програми, однак $i_{d0.opt}$ потрібний на кожному кроці розрахунків для поточних значень кутової швидкості та крутного моменту машини. Такі значення були отримані в програмі шляхом інтерполяції із залежності $i_{d0.opt}(\omega,T_L)$, попередньо отриманої з експериментів, подібних тим, що показані на рис. 3.7, проведених для низки кутових швидкостей дослідної машини. Оскільки наведена залежність плавна, похибка інтерполяції не перевищувала 2%. Порівняння отриманої карти ефективності для IPMSM з картою ефективності для SPMSM (рис. 3.5) показує переваги першої над другою, які полягають у здатності забезпечити великий пусковий момент і більш широку зону максимальної енергоефективності – більше ніж 0,8.



Рис. 3.8. Карта енергетичної ефективності, отримана для дослідного IPMSM

Таким чином, наявність ще однієї варіативної координати – складової струму i_{d0} – дає змогу забезпечити роботу IPMSM з врахуванням втрат в сталі в точках максимальної енергетичної ефективності. Розроблена методика дає

можливість отримати оптимальні значення *i*_{d0.opt} для кожної пари значень робочої точки привода – кутової швидкості та моменту навантаження.

На основі наведених результатів досліду роботи IPMSM з різними навантаженнями за номінальної кутової швидкості можна легко обчислити на основі (1.33) і (1.34) складові втрат потужності, зумовлені нерівноважністю процесу перетворення потужності $\Delta P_{\rm R}$ та неповною спряженістю ПП $\Delta P_{\rm q}$. Порядок розрахунку є наступним. З рис. 3.7,в отримано оптимальні з точки зору максимальної ефективності значення складової струму $i_{d0.opt}$ для кожного навантаження. Для кожного з $i_{d0.opt}$ з рис. 3.7,а та 3.7,6 визначено значення q та $Z\chi$, за якими знайдено за (1.33) і (1.34) складові втрат потужності у відносних одиницях. Для кожного з навантажень з програми визначено значення вхідної сили $X_i = v_s(i_{d0.opt})$ та кінетичного коефіцієнта $L_{ii}(i_{d0.opt})$. На підставі отриманих даних за тими ж виразами (1.33) і (1.34) знайдено абсолютні значення складові втрат потужності. Їх залежність від навантаження IPMSM показано на рис. 3.9.



Рис. 3.9. Залежності складових втрат потужності IPMSM з врахуванням втрат в сталі від моменту навантаження за номінальної кутової швидкості двигуна

Як видно з отриманих результатів, втрати від неповного спряження ΔP_q , які викликані, перш за все, втратами в сталі, за постійної кутової швидкості двигуна дуже мало залежать від навантаження привода, в той час як втрати від нерівноважності процесу ΔP_R , якими є втрати на нагрівання обмотки якоря, стрімко зростають зі збільшенням моменту навантаження привода.

3.1.6 Оптимізація енергетичної ефективності роботи IPMSM вище від номінальної кутової швидкості

Розроблений із застосуванням лінійної ТДНП алгоритм числового моделювання роботи IPMSM з врахуванням втрат в сталі є цілком придатним і для моделювання їх роботи і в другій зоні регулювання кутової швидкості — вище номінальної. Відмінністю роботи IPMSM в другій зоні в порівнянні з першою є наявність обмеження за напругою якоря, що зумовлено величиною DC напруги $V_{\rm DC}$ живлення IH, а також обмеження за струмом якоря в тривалому режимі роботи, що зумовлено нагріванням двигуна. Ці обмеження описуються наступними нерівностями [34]:

$$\sqrt{v_d^2 + v_q^2} \le v_{s.max};$$
 (3.41)

$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \le i_{\text{s.max}}, \qquad (3.42)$$

де *v*_{s.max} – максимальне значення амплітуди напруги якоря в двофазній системі координат; *i*_{s.max} – максимальне значення амплітуди струму якоря в двофазній системі координат в тривалому режимі роботи двигуна.

Значення *v*_{s.max} зв'язане з *V*_{DC} такою залежністю:

$$V_{\rm DC} = \sqrt{3} v_{\rm s.max} \,.$$
 (3.43)

Із застосуванням розробленої програми обчислень в середовищі Mathcad проводилося моделювання роботи в другій зоні дослідної IPMSM з врахуванням втрат в сталі, аналогічно як це робилося і для першої зони.

На початку для номінального режиму роботи машини – номінальних значень кутової швидкості та моменту навантаження – визначалася за (3.41) і (3.42) величини $v_{s.max}$ та $i_{s.max}$. Отримано такі значення: $v_{s.max} = 87$ В та $i_{s.max} = 93,5$ А. Відповідно до (3.43), необхідне для цього значення $V_{DC} = 150$ В.

Далі дослідження проводилися для відносної кутової швидкості IPMSM, рівної $\omega^* = 1,5$. Методика дослідження полягала в зменшенні моменту статичного навантаження двигуна до такої величини, щоб напруга v_s знизилася до $v_{s.max}$. У результаті отримано допустиме з точки зору обмеження за струмом значення моменту статичного навантаження $T_L = 38$ Н м (рис. 3.10). При цьому оптимальне для забезпечення вказаного максимального моменту значення i_{d0} становило -90А. Залежності основних параметрів та характеристик ПП, що моделює роботу дослідної IPMSM, від значення складової струму якоря i_{d0} за роботи машини в другій зоні з кутовою швидкістю 150 с⁻¹ для максимального значення моменту статичного навантаження 38 Н м наведено на рис. 3.11. Як видно з рисунку, в робочій точці ступінь спряженості ставить q = -0,9923, а енергетична ефективність роботи IPMSM дорівнює $\eta = 0,750$. В той же час, для оптимального значення $i_{d0} = -23$ А для даного навантаження $\eta = 0,828$. Проте для такого режиму потрібна величина v_s становить 107 В, що суттєво більше за номінальне значення (рис. 3.10,а).



Рис. 3.10. Залежності амплітуд векторів напруги (а) та струму (б) якоря IPMSM від значення складової струму якоря *i*_{d0} за кутової швидкості машини 150 с⁻¹ для максимального значення моменту статичного навантаження 38 Н[·]м

Аналізуючи залежності, представлені рис. 3.11, можна зробити висновок, що робота IPMSM у другій зоні регулювання кутової швидкості характеризується значним зміщенням робочої точки від точки максимальної енергетичної ефективності. Це пояснюється необхідністю завдання такого значення складової струму якоря *i*_{d0}, яке б забезпечило завдання підвищеної



Рис. 3.11. Залежності коефіцієнта спряженості ПП q (а), параметра робочої точки $Z\chi$ (б) та енергетичної ефективності η (в) роботи IPMSM з врахуванням втрат в сталі від значення складової струму якоря i_{d0} за кутової швидкості машини 150 с⁻¹ для максимального значення моменту статичного навантаження 38 Н[·]м

кутової швидкості за обмеження значення напруги якоря на номінальному рівні. При збільшенні кутової швидкості напруга якоря залишається незмінною, проте зростає струм якоря (рис. 3.10,6), що призводить до зниження енергетичної ефективності. І чим вища задана кутова швидкість, тим буде більше за модулем значення i_{d0} і тим менша буде енергетична ефективність. Тобто під час роботи в другій зоні до величини i_{d0} ставиться інше завдання, ніж енергетична оптимізація, як це було в першій зоні. Звідси, відповідно, і зниження енергетичної ефективності роботи машини. При зменшенні моменту навантаження нижче допустимого для даної кутової швидкості значення 38 Н[·]м енергетична ефективність ще більше знижується. Так, при тій же кутовій швидкості машини 150 с⁻¹ зниження T_L до 18 Н[·]м призводить до зменшення i_{d0} до -70 A, проте η знижується вже до 0,657.

Для аналізу енергетичних закономірностей роботи IPMSM у другій зоні регулювання кутової швидкості, для останнього досліду розраховані за алгоритмом, описаним у параграфі 3.1.5, складові втрат потужності від нерівноважності процесу $\Delta P_{\rm R}$ та неповної спряженості ПП $\Delta P_{\rm q}$ від навантаження привода $T_{\rm L}$ (рис. 3.12). Останнє змінювалося від 5 Н[·]м до

максимально допустимого для заданої кутової швидкості 150 с⁻¹ значення 38 Н[·]м.



Рис. 3.12. Залежності складових втрат потужності IPMSM з врахуванням втрат в сталі від моменту навантаження за відносної кутової швидкості двигуна $\omega^* = 1.5$

Отриманий на рис. 3.12 характер складових втрат потужності в IPMSM під час її роботи в другій зоні регулювання кутової швидкості кардинально відрізняється від характеру цих втрат в першій зоні, показаному на рис. 3.9. Хоча загальна кількість втрат потужності за максимального навантаження привода відрізняється незначно, проте у другій зоні втрати в сталі явно переважають страти в міді. Як і в попередньому випадку, втрати в сталі незначно залежать від навантаження привода, оскільки кутова швидкість двигуна незмінна, проте в другій зоні ці втрати приблизно в два рази більші, ніж в першій. Втрати в міді теж вищі в другій зоні, ніж в першій за того ж значення моменту навантаження. Це пояснюється значною величиною складової струму i_{d0} , на рівні (-65) – (-90) А, в порівнянні з цією складовою в діапазоні (-13) – (-43) А в першій зоні. В результаті значних втрат та низького значення електромагнітного моменту двигуна, не зважаючи на його вищу кутову швидкість, енергетична ефективність IPMSM у другій зоні знижується (від 0,365 до 0,745 в обчислювальному експерименті) в порівнянні з першою зоною (від 0,795 до 0,845).

3.2 Аналіз енергетичної ефективності роботи вітроелектроустановки

Відновлювана енергетика, яка поєднує в собі системи різної природи, між якими відбуваються енергообмін та енергоперетворення, останнім часом теж стає об'єктом дослідження термодинаміки. Це стосується й вітроенергетики [334], де енергія потоку вітру (аеродинамічна підсистема) перетворюється в механічну енергію вітротурбіни (WT), а далі шляхом електромеханічного перетворення в генераторі та електричного перетворення в силовій електронній системі керування його роботою – в електричну енергію. Можливі теж подальші перетворення енергії в системах її нагромадження, наприклад, у вигляді потенціальної енергії стиснутого повітря [441] чи отриманні водню або аміаку [167]. Основні дослідження останніх років стосуються аналізу енергії та ексергії у системах відновлюваної енергетики [398], в тому числі й вітрового потоку [289]. У роботі [163] досліджувалася ефективність WT для різних умов навколишнього середовища, таких як швидкість вітру та величезна висота вежі. цьому для термодинамічного аналізу вводиться При енергетична та ексергетична термінологія. Порівняння впливу на ефективність WT чотирьох метеорологічних змінних, таких як швидкість вітру, тиск, температура та співвідношення вологості досліджено в роботі [137], в результаті чого показано, що хоча швидкість вітру домінує над ефективністю турбіни, інші метеорологічні змінні також відіграють важливу роль.

Вказані дослідження аналізують потік енергії чи ексергії та його перетворення в абстрактних підсистемах самої вітрової турбіни, мультиплікатора, генератора, проте не визначають шляхів підвищення енергоефективності всієї вітрової системи перетворення енергії (wind energy conversion system – WECS). Для виявлення останніх необхідний більш детальний аналіз, який базується на математичному описі процесів у складових WECS. Проте детальний опис взаємозв'язаних процесів різної фізичної природи, які мають місце в складових WECS – аеродинамічних, механічних, електромагнітних, ускладнює розуміння та не розкриває усіх проблем,

пов'язаних зі зниженням енергоефективності. Дієвим підходом для вирішення задачі підвищення ефективності WECS може бути застосування методів лінійної ТДНП, яка дала змогу успішно вирішити багато складних задач, особливо зі спряженими ефектами.

3.2.1 Математичний опис аеромеханічних закономірностей роботи WT як лінійного ПП

Як ПП WT здійснює перетворення потужності вітрового потоку в потужність обертового руху на валі WT. На вході цього ПП діє сила у вигляді швидкості вітрового потоку $X_i = V_w$, яка зумовлює вхідний потік у вигляді сили, що діє на вітроколесо $J_i = F$. На виході ПЕ сила у вигляді кутової швидкості зумовлює момент обертання на валі WT: $X_o = \omega$, $J_o = T_{wT}$. Потужності на вході та виході ПП відповідно рівні $P_i = V_w F$ та $P_o = \omega T_{wT}$.

Аналогічно (1.17), система лінійних рівнянь, яка описує роботу WT як ПП буде мати вигляд

$$\begin{cases} F = L_{ii}V_{w} + L_{io}\omega \\ -T_{wT} = L_{oi}V_{w} + L_{oo}\omega \end{cases}$$
(3.44)

Як видно з математичного опису (1.35) - (1.39), математична модель процесів у WT є суттєво нелінійною, тому система лінійних рівнянь (3.44) справедлива лише в околі якоїсь заданої робочої точки. На рис. 3.13 показана типова залежність $T_{wT}(\omega)$ з точкою оптимальної роботи $T_{WT.opt}(\omega_{opt})$, у якій забезпечується максимальне значення потужності WT (maximum power point – MPP) $P_{WT.max}$. Показана на рис. 3.13 дотична 1 до цієї точки описується другим рівнянням системи (3.26), якщо ця система буде призначена для моделювання роботи WT в MPP. Визначимо вирази для кінетичних коефіцієнтів у системі рівнянь (3.26) на прикладі роботи WT саме в цій точці.



Рис. 3.13. Вигляд характеристики $T_{wT}(\omega)$ з її лінеаризацією в точці оптимальної роботи WT

Рівняння показаної на рис. 3.13 дотичної має вигляд

$$T_{\rm WT} = k\omega + b, \qquad (3.45)$$

де

$$k = \frac{\mathrm{d}T_{\mathrm{WT}}}{\mathrm{d}\omega}\Big|_{\omega=\omega_{\mathrm{opt}}} = 0.5\,\rho\,S\,r\,V_{\mathrm{w}}^{2}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\omega}\left(\frac{C_{\mathrm{P}}(\lambda)}{\lambda}\right)\Big|_{\omega=\omega_{\mathrm{opt}}} = 0.5\,\rho\,S\,r\,V_{\mathrm{w}}^{2}\left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\lambda}\left(\frac{C_{\mathrm{P}}(\lambda)}{\lambda}\right)\cdot\frac{\mathrm{d}\lambda}{\mathrm{d}\omega}\right]\Big|_{\omega=\omega_{\mathrm{opt}}},(3.46)$$

$$b = T_{\rm WT.opt} + k\omega_{\rm opt}.$$
(3.47)

Враховуючи (1.36) та ввівши позначення $B = 0.5 \rho S r^2 V_w$, рівняння (3.46) матиме вигляд

$$k = B \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\lambda} \left(\frac{C_{\mathrm{P}}(\lambda)}{\lambda} \right) \bigg|_{\lambda = \lambda_{\mathrm{opt}}}, \qquad (3.48)$$

Для $\omega = 0$, з другого рівняння системи (3.44) отримуємо

$$L_{\rm oi} = -\frac{T_{\rm WT}}{V_{\rm w}} = -\frac{b}{V_{\rm w}},$$
(3.49)

Для $T_{wr} = 0$, з рівняння (3.45) випливає $\omega = -b/k$. Тоді з другого рівняння системи (3.44) отримуємо

$$L_{\rm oo} = -L_{\rm oi} \frac{V_{\rm w}}{\omega} = \frac{b}{\omega} = -k .$$
(3.50)

Для розрахункової оптимальної робочої точки з першого рівняння системи (3.44) отримуємо

$$L_{\rm ii} = \frac{F - L_{\rm io}\omega_{\rm opt}}{V_{\rm w}},\tag{3.51}$$

де $F = 0.5 \rho A V_w^2$ - значення сили тиску вітрового потоку на вітроколесо за швидкості вітру V_w .

3.2.2 Основні показники ефективності роботи дослідної WT

Для дослідження взято WT з вертикальною віссю обертання (vertical axis WT – VAWT), аеромеханічна характеристика якої показана на рис. 3.14 та описується наступним поліномом

$$C_{\rm p}(\lambda) = \sum_{i=0}^{n} a_i \lambda^i = 0.046977 - 0.128468\lambda + 0.19596\lambda^2 - 0.05705\lambda^3 + 0.00621\lambda^4 - 0.000236\lambda^5$$
(3.52)



Рис. 3.14. Залежність коефіцієнта ефективності перетворення енергії вітру C_P від TSR для дослідної VAWT

Основні параметри дослідної VAWT наведено в табл. 3.3.

154

155

ΠΑΡΑΜΕΤΡ	Величина
RATED POWER, $P_{WT.N}$ (KW)	10
Rated wind speed, $V_{ m w}$ (m/s)	12
MAXIMUM OF POWER COEFFICIENT, $C_{P,MAX}$	0,3661
OPTIMUM VALUE OF TSR, Λ_{OPT}	3,873
ROTOR RADIUS, $R(M)$	2,65
ROTOR HIGH, $H(M)$	4,78
AIR DENSITY, $P(KG/M^3)$	1,25

Параметри дослідної VAWT

На рис. 3.15 показані залежності моменту дослідної VAWT від його кутової швидкості для трьох значень швидкості вітру – 8 м/с, 10 м/с та 12 м/с. Аналогічно до показаного на рис. 3.13, в точках оптимальної потужності VAWT $T_{WT.opt}(\omega_{opt})$ показані залежності $T_{WT}(\omega)$ лінеаризовано прямими 1, 2 і 3, відповідно.



Рис. 3.15. Залежності моменту на валі VAWT від її кутової швидкості за різних значень швидкості вітру

Як видно з рис. 3.15, в околах вибраних точок отримані прямі мають невеликі відхилення від лінеаризованих кривих, а параметри k і b цих прямих є різними. Це підтверджують результати розрахунків за виразами (3.48) і (3.49). Проте, не зважаючи на це, розрахунки за виразами (3.50), (3.51), (3.52)

приводять до однакових результатів щодо основних параметрів VAWT як лінійного ПП для лінеаризованих характеристик в точках оптимальної роботи дослідної WT за різних швидкостей вітру: ступінь спряженості q=-0.9192, приведене відношення сил Залежності термодинамічної $(Z\chi) = 0,4602.$ ефективності та нормованого значення вихідної потужності, отримані відповідно за виразами (1.27) та (1.28) для цих параметрів, показані на рис. 3.16. Як видно з рисунку, значення $(Z\chi) = 0,4602$ є оптимальним для нормованого значення вихідної потужності, при якому досягається максимальне її значення *p*_{max} = 0.2112 відповідно до (1.28). Це відповідає оптимальному режимові роботи VAWT, розрахованому на отримання максимального значення потужності від вітру за будь-якої його швидкості (в діапазоні неповної потужності VAWT – від стартової до номінальної швидкості вітру). В той же час, за отриманого значення $(Z\chi) = 0,4602$ термодинамічна ефективність перетворення потужності вітру в механічну потужність ротора WT не є максимальною.



Рис. 3.16. Залежності $p(Z\chi)$ та $\eta(Z\chi)$, отримані для дослідної VAWT як ПП, лінеаризованого в точці оптимальної роботи VAWT

На рис. 3.17 наведено залежності абсолютних значень потужності дослідної VAWT від її кутової швидкості (криві 1), отримані на основі (1.18) для трьох значень швидкості вітру за таким виразом:

$$P_{\text{WT.opt}}(\omega) = L_{\text{ii}}(V_{\text{w}}, \omega_{\text{opt}}) F(V_{\text{w}})^{2} \Big[(Z_{\text{opt}}\chi(\omega)) + q_{\text{opt}} \Big] \cdot (Z_{\text{opt}}\chi(\omega)), \qquad (3.53)$$

де індексом opt позначені відповідні параметри, визначені для точок оптимальної роботи дослідної VAWT, в котрих забезпечується максимальне значення вихідної потужності за конкретної швидкості вітру.



Рис. 3.17. Залежності вихідної потужності дослідної VAWT від її кутової швидкості за різних швидкостей вітру

Як і очікувалося, за оптимальних значень кутової швидкості вихідна потужність дослідної VAWT досягає максимального значення. Проте, як видно з рис. 3.15, за відхилення кутової швидкості від оптимальної реальний момент WT зменшується в порівнянні з лінеаризованими значеннями, що відповідають прямій 1. Тобто за відхилення від точки оптимальної роботи точність моделювання VAWT лінійним ПП знижується. В подальшому, після розгляду всієї WECS, оптимізація її роботи забезпечуватиметься виходячи з системного критерію – максимуму отримуваної на виході генератора електричної потужності. Це, переважно, призводитиме до деякого відхилення робочої точки VAWT від її оптимального режиму. Тому, з метою підвищення точності математичного опису, доцільно моделювати VAWT не одним лінійним ПП, як це було зроблено вище, а цілою низкою ПП з дещо різними параметрами, отриманими для поточної кутової швидкості VAWT шляхом лінеаризації характеристики $T_{wt}(\omega)$ у цій точці. З цією метою в середовищі Маthcad розроблено спеціальну програму, яка визначає залежності усіх параметрів та змінних від кутової швидкості VAWT у заданому околі її МРР, тобто здійснює множинну лінеаризацію характеристик $T_{wT}(\omega)$ для заданих швидкостей вітру 8 м/с, 10 м/с та 12 м/с. У результаті такого моделювання кінетичні коефіцієнти системи рівнянь (3.44), визначені для кожної швидкості вітру, залежатимуть і від кутової швидкості VAWT. Це, відповідно, приведе й до залежності від кутової швидкості основних параметрів VAWT як ПП – ступеня спряженості q_{WT} та нормалізованого відношення сил $(Z_{\chi})_{wT}$. У результаті проведеного дослідження такі залежності вказаних параметрів для дослідної VAWT при трьох вказаних швидкостях вітру представлено на рис. 3.18. Як видно з приведених залежностей, тенденції їх зміни перебувають у протиріччі: зі збільшенням кутової швидкості q_{WT} зменшується за модулем, а $(Z_{\chi})_{wT}$



Рис. 3.18. Залежності основних параметрів ПП, що моделюють роботу дослідної VAWT за різних швидкостей вітру від кутової швидкості VAWT: a) ступеня спряженості q, б) приведеного відношення сил _(Zx)

зменшується. В обох випадках це приведе до відхилення від точок оптимальної роботи, відмічених на рисунках. Як доказ, на рис. 3.17 цифрами 2 позначено залежності вихідної потужності дослідної VAWT від її кутової швидкості за різних швидкостей вітру, аналогічні позначеним цифрами 1 і отриманим лише для MPP роботи дослідної VAWT. Як видно, за відхилень від MPP для кривих 2 характерне стрімкіше зниження вихідної потужності VAWT, ніж для кривих 1.

3.2.3 Термодинамічний аналіз ефективності перетворення енергії в синхронному генераторі з ПМ (PMSG)

Як генератор в дослідженні вибрано синхронний генератор з ПМ (PMSG), який найчастіше використовується в малопотужних VAWT завдяки високій енергетичній ефективності та можливості прямого привода від вітроротора шляхом правильного вибору кількості пар полюсів. Оскільки генератор працює лише в першій зоні регулювання його кутової швидкості, доцільно застосувати його найпростішу конструкцію — з розміщеними на поверхні ротора ПМ. У такому випадку застосовується стратегія векторного керування $i_d = 0$ [210].

Опис керованої за стратегією векторного керування $i_d = 0$ SPMSM з врахуванням втрат в сталі як лінійного ПП було вже здійснено в параграфі 3.1.4. Єдина відмінність між проведеними в цьому параграфі та даним дослідженнями полягає в режимі роботи SPMSM як PMSG. Тому за аналогією з (3.18) система лінійних рівнянь, яка описує роботу PMSG як ПП буде мати вигляд

$$\begin{cases} T_{\rm G} = L_{\rm ii}\omega + L_{\rm io}\left(\sqrt{\frac{3}{2}}v_q\right) \\ -\left(\sqrt{\frac{3}{2}}i_q\right) = L_{\rm oi}\omega + L_{\rm oo}\left(\sqrt{\frac{3}{2}}v_q\right), \end{cases}$$
(3.54)

а кінетичні коефіцієнти, за аналогією з (3.25) будуть рівними

$$L_{\rm ii} = \frac{3}{2} \cdot \frac{A}{R} \left(p_{\rm p} \psi_{\rm pm} \right)^2, \qquad L_{\rm io} = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{p_{\rm p} \psi_{\rm pm}}{R}, \qquad L_{\rm oo} = \frac{1}{R}.$$
(3.55)

З використанням кінетичних коефіцієнтів (3.55), вирази для основних безрозмірних параметрів цього ПП будуть такими:

$$q_{\rm G} = -(A)^{-0.5}, \quad Z_{\rm G} = \left(\sqrt{\frac{3}{2}A} \, p_{\rm p} \psi_{\rm pm}\right)^{-1}, \quad \chi_{\rm G} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{v_q}{\omega}, \quad (Z\chi)_{\rm G} = \left(\sqrt{A} \, p_{\rm p} \psi_{\rm pm}\right)^{-1} \frac{v_q}{\omega}. \quad (3.56)$$

Знайдемо з розумним наближенням вирази для визначення основних параметрів генератора, виходячи із заданих його енергетичних показників – відносних втрат енергії в міді δ_{Cu} та в сталі δ_{Fe} .

У випадку PMSG із заданими його номінальними вхідними параметрами (моментом T_n та кутовою швидкістю ω_n) такі його параметри як p_p та ψ_{pm} визначають рівень вихідних параметрів – номінальних значень напруги та струму якоря, які в даному дослідженні не мають принципового значення. Тому p_p та ψ_{pm} можна вибрати довільними, звичайно, в межах реальних значень.

Для визначення значення активного опору якоря генератора, знехтуємо втратами в сталі — приймемо $R_c = \infty$. Тоді відносні втрати енергії в міді у випадку векторно керованого за стратегією $i_d = 0$ PMSG у номінальному режимі будуть рівними

$$\delta_{\rm Cu} = \frac{\Delta P_{\rm Cu}}{P_{\rm mech} + \Delta P_{\rm Cu}} = \frac{3/2 \cdot i_{\rm q0.n}^2 R}{3/2 \cdot p_{\rm p} \psi_{\rm pm} i_{\rm q0.n} \omega_{\rm n} + 3/2 \cdot i_{\rm q0.n}^2 R} = \left(\frac{p_{\rm p} \omega_{\rm n} \psi_{\rm pm}}{i_{\rm q0.n} R} + 1\right)^{-1}, \quad (3.57)$$

де ΔP_{Cu} – абсолютні втрати потужності в міді; P_{mech} – механічна потужність PMSG; $i_{q0.n}$ – номінальне значення проекції струму якоря на вісь q.

З (3.54) отримуємо

$$R = \frac{p_{\rm p}\omega_{\rm n}\psi_{\rm pm}}{i_{\rm q0.n}\left(\delta_{\rm Cu}^{-1} - 1\right)}.$$
(3.58)

Індуктивність обмотки якоря PMSG разом з іншими параметрами впливає на величину кута зсуву φ між векторами напруги \vec{v} та струму \vec{i} якоря. З векторної діаграми (рис. 3.19) для номінального режиму синхронної машини з ПМ, розміщеними на поверхні ротора, враховуючи, що її струм якоря $i = i_{qo.n}$, а EPC $e = p_p \omega_n \psi_{pm}$, можна записати

161

$$tg\varphi = \frac{p_{p}\omega_{n}Li_{q0.n}}{p_{p}\omega_{n}\psi_{pm} + i_{q0.n}R},$$
(3.59)

звідки отримуємо

$$L = \left(\frac{\psi_{\rm pm}}{i_{\rm q0.n}} + \frac{R}{p_{\rm p}\omega_{\rm n}}\right) tg\varphi.$$
(3.60)



Рис. 3.19. Векторна діаграма векторно керованої СМПМ

Прийняті та обчислені за виразами (3.58), (3.59), (3.60) параметри дослідного СГПМ приведено в табл. 3.4.

Таблиця 3.4

TT	•		
LIONOMOTOR		(`I	1 I N /I
	лослиного	V	
	A		

Параметр	Величина
Rated power, $P_{G.n}$ (kW)	10
Rated angular velocity, $\omega_{G.n}$ (s-1)	17,54
Rated torque, $T_{G.n}$ (Nm)	570,2
Number of pole pairs, $p_{\rm p}$	24
PM flux linkage, ψ_{pm} (Wb)	0,41
Relative losses in copper, δ_{Cu}	0,07
Relative losses in steel, $\delta_{\rm Fe}$	0,03
Angle of shift between armature voltage and current, φ (deg)	30
Winding resistance, $R(\Omega)$	0,286
Winding inductance, L (mH)	6,1
Rated equivalent iron loss resistance, $R_{c.n}(\Omega)$	84,4

Для оцінки показників дослідного СГПМ, проведемо наступний обчислювальний експеримент. Генератор приводиться в рух зовнішнім рушієм з таким моментом, щоб забезпечити задану його кутову швидкість незалежно від електричного навантаження генератора. Обчислимо за отриманими виразами (3.55) і (3.56) залежності основних показників генератора як ПП від заданої кутової швидкості за таких трьох величин електричного навантаження генератора, які формують його електромагнітний момент на рівні $0,25T_{G.n}$, $0,5T_{G.n}$ та $1,0T_{G.n}$. Відповідно до (3.16), ці значення моменту забезпечуються такими значеннями проекції струму якоря i_{q0} : 10,5 A, 21,0 A та 42,0 A. Результати обчислень представлено на рис. 3.20.



Рис. 3.20. Залежності основних параметрів РМSG як ПП від його кутової швидкості: а) ступеня спряженості $q_{\rm G}$, б) параметра робочої точки $(Z\chi)_{\rm G}$, в) енергетичної ефективності $\eta_{\rm G}$

Як видно з рис. 3.20,а, а також з виразу для $q_{\rm G}$ (4.60), коефіцієнт спряження залежить від відношення опорів $R/R_{\rm c}$ та не залежить від електричного навантаження генератора. З підвищенням кутової швидкості останнього зростає опір $R_{\rm c}$ відповідно до (3.11), тому й зростає $q_{\rm G}$. Залежність $(Z\chi)_{\rm G}$, відповідно до (3.56), є складнішою, що й відображає рис. 3.20,6. За оптимальної залежності $(Z\chi)_{\rm G.opt}(\omega)$, показаної на рис. 3.20,6 пунктирною лінією, забезпечуються максимально можливі для конкретного $q_{\rm G}(\omega)$ значення ефективності генератора $\eta_{\rm G}(\omega)$, які показані на рис. 3.20, в. Проте зі зміною електричного навантаження генератора, як видно з рис. 3.20,6, мають місце відхилення $(Z\chi)_{G}$ в одну та іншу сторони від оптимального значення, що відповідно, призводить до зниження $\eta_{\rm G}(\omega)$, як видно з рис. 3.20,в. Як видно з цього рисунку, найвищі значення ефективності отримуються для 0,5T_{G.n}, оскільки для відповідного цьому моменту електричного навантаження (*Z* χ)₆ максимально наближені значення генератора до оптимальних (рис. 3.20,б). А найнижчі значення ефективності спостерігаються за перевищення $(Z_{\mathcal{X}})_{G}$ оптимальних значень, що видно з кривої для $0,25T_{G.n}$ та кривих $\eta_{\rm G}(\omega)$, показаних на рис. 3.20,в. Варто зауважити, що найбільше зниження ефективності відбувається через зменшення спряженості та відхилення від оптимальної для даного спряження точки роботи, а не через величину навантаження. $i_d = 0$

3.2.4 Термодинамічний аналіз ефективності перетворення енергії в комплексі «VAWT – PMSG»

Якщо з'єднати вал дослідної VAWT, параметри якої наведено в табл. 3.3, з дослідним PMSG, параметри якого наведено в табл. 3.4, то усталені режими роботи WECS за швидкостей вітру 8 м/с, 10 м/с та 12 м/с забезпечаться за векторного керування проекціями струму якоря генератора на вісь *q*, залежності яких від спільної кутової швидкості комплексу VAWT та СГПМ показані на рис. 3.21.

За таких умов для генератора залежність $q_{\rm G}(\omega)$ залишається такою ж, як показано на рис. 3.20,а, а залежності $(Z\chi)_{\rm G}$ та $\eta_{\rm G}(\omega)$, на відміну від показаних на рис. 3.20,б і 3.20,в, матимуть вигляд, показаний на рис. 3.22.



Рис. 3.21. Залежності проекцій струму якоря PMSG від кутової швидкості VAWT з генератором за різних значень швидкості вітру



Рис. 3.22. Залежності параметра робочої точки (а) та енергетичної ефективності (б) PMSG, що приводиться дослідною VAWT від кутової швидкості

Як видно з отриманих залежностей, для кожної швидкості вітру існує деякий діапазон зміни кутової швидкості VAWT з PMSG, у якому ефективність генератора є дуже близькою до максимально можливої. Це забезпечується тим, що посередині цих діапазонів має місце рівність $(Z\chi)_{\rm G} = (Z\chi)_{\rm G.opt}$ (див. рис. 3.22,а).

Досліджені вище два ПП – VAWT та PMSG – з'єднані в один комплекс – WECS каскадним способом, про що свідчать отримані лінійні системи рівнянь (3.44) та (3.54), що описують усталений режим роботи цих складових ПП. У цих системах рівнянь справджуються необхідні для каскадного з'єднання двох

досліджених ПП умови: $X_1^{\circ} = X_2^{i} = \omega$, $J_1^{\circ} = J_2^{i} = T_{WT} = T_G$ (див. п. 1.4). Отриманий шляхом каскадного з'єднання двох досліджених вище ПП новий комплексний ПП характеризується низкою показників, залежності яких від спільної двох ПП кутової швидкості комплексу ω показано на рис. 3.23.



Рис. 3.23. Залежності основних показників дослідної WECS як каскадного ПП від кутової швидкості VAWT з СГПМ за різних швидкостей вітру: а) коефіцієнта з'єднання між двома ПП; б) сумарного ступеня спряженості; в) нормалізованого відношення сил; г) енергетичної ефективності

З точки зору ступеня спряженості комплексного ПП, який найбільше впливає на ефективність комплексу, якість каскадного з'єднання характеризується коефіцієнтом з'єднання у. Обчислені за виразом (1.31) залежності $\gamma(\omega)$ від кутової швидкості комплексу для трьох досліджуваних швидкостей вітру представлено на рис. 3.23,а. На цьому ж рисунку показані обчислені за виразом (1.32) залежності від кутової швидкості за тих же значень швидкості вітру оптимальних коефіцієнтів з'єднання $\gamma_{opt}(\omega)$ складових ПП з конкретними залежностями від кутової швидкості комплексу їхніх ступенів спряженості, які показано, відповідно, на рис. 3.18,а та 3.20,а. Як видно з рис. 3.23,а, відповідні пари $\gamma(\omega)$ та $\gamma_{opt}(\omega)$ для кожної зі швидкостей вітру різняться між собою, але поступово наближаються одна до одної зі збільшення кутової швидкості комплексу. Це свідчить про неоптимальність каскадного з'єднання складових ПП в комплекс, що видно із залежностей для досліджуваних швидкостей вітру ступенів спряження комплексного ПП $q_{\Sigma}(\omega)$, обчислених за виразом (1.30), (1.31), які є нижчими за відповідні максимально можливі значення $q_{\Sigma,max}(\omega)$, обчислені за (1.33) – рис. 3.23,б.

Крім ступеня спряження комплексного ПП, на ефективність його роботи також впливає точка режиму роботи, яка характеризується нормалізованим відношенням сил комплексу $(Z\chi)_{\Sigma}$. Залежності $(Z\chi)_{\Sigma}(\omega)$ для трьох досліджуваних швидкостей вітру, обчислені за виразом (1.30), показані на рис. 3.23, в. На цьому ж рисунку показані обчислені за виразом (1.34) залежності від кутової швидкості за тих же значень швидкості вітру оптимальних значень нормалізованих відношень сил комплексу $(Z\chi)_{\Sigma.opt}(\omega)$, що відповідають роботи комплексного ПП оптимальним режимам 3 оптимальними коефіцієнтами з'єднання у_{орt}(ω) двох складових ПП, обчисленими за (1.32). Оскільки на вході комплексного ПП включено джерело з безплатною енергією - VAWT, що живиться від енергії вітру, то критерієм ефективності роботи комплексного ПП доцільно взяти максимальну вихідну потужність (1.28). Оптимальні нормалізовані відношення сил для такого ПП обчислюються за виразом (1.30) і для отриманого комплексного ПП представлені на рис. 3.23,в кривими $(Z\chi)_{\Sigma,P_{max}}(\omega)$. У точках перетину відповідних кривих $(Z\chi)_{\Sigma}(\omega)$ та $(Z\chi)_{\Sigma.opt}(\omega)$ з $(Z\chi)_{\Sigma.Pmax}(\omega)$ отримуються оптимальні значення кутової швидкості комплексу ω_{opt} , відповідно для реального та ідеального з'єднання двох складових ПП.

На рис. 3.23, г представлено залежності ефективності перетворення потужності вітру $\eta_{\Sigma}(\omega)$ комплексним ПП – дослідною WECS – від кутової швидкості комплексу за різних швидкостей вітру, обчислені за виразом (1.27) для реальних отриманих залежностей $q_{\Sigma}(\omega)$ та $(Z\chi)_{\Sigma}(\omega)$. Оскільки за кожної зі швидкостей вітру потужність вітрового потоку, що охоплює вітроротор, є сталою, то в точках максимуму кривих $\eta_{\Sigma}(\omega)$ забезпечуються й максимальні значення вихідних потужностей за кожної зі швидкостей вітру. На рис. 3.23,г показані також максимально можливі залежності від кутової швидкості комплексу $\eta_{\Sigma,\max}(\omega)$ за досліджуваних швидкостей вітру, обчислені за виразом (1.27) для максимальних значень ступеня спряження $q_{\Sigma,\max}(\omega)$ та оптимальних нормалізованих відношень значень сил комплексу $(Z\chi)_{\Sigma out}(\omega),$ ЩО відповідають оптимальним режимам роботи комплексного ПП з оптимальними коефіцієнтами з'єднання $\gamma_{opt}(\omega)$. Як видно з отриманих залежностей, оптимальне з'єднання двох складових ПП – VAWT та PMSG – забезпечить суттєве збільшення ефективності, особливо за малих швидкостей вітру. Так, за $V_{\rm w} = 8$ м/с ефективність може зрости на 9,2%.

На рис. 3.23,г відмічено також оптимальні значення кутової швидкості комплексу ω_{opt} для швидкостей вітру 8 м/с та 12 м/с – відповідно 11,35 с⁻¹ та 17,75 с⁻¹ (у Mathcad передбачена можливість показу лише двох маркерів на одній осі). Ці ж значення ω_{opt} показані також на усіх решті рис. 3.23,а,б,в. Як видно з рис. 3.23,в, за ω_{opt} відбувається перетин кривих $(Z\chi)_{\Sigma,opt}(\omega)$ з кривими $(Z\chi)_{\Sigma,Pmax}(\omega)$, що, як зазначалося вище, відповідає ідеальному з'єднанню двох складових ПП. Для точок перетину реальних кривих $(Z\chi)_{\Sigma}(\omega)$ з кривими

 $(Z\chi)_{\Sigma.P_{\max}}(\omega)$ отримані значення ω_{opt} є дещо вищими, проте ці відхилення не є великими.

3.2.5 Дослідження напрямків підвищення ефективності WECS

Отримані в параграфах 3.2.2 - 3.2.4 результати моделювання дають змогу визначити оптимальні точки роботи, відповідно, дослідних VAWT та PMSG, а також максимальні показники ефективності їх роботи. Останні зумовлені заданими параметрами цих пристроїв: для VAWT – характеристикою $C_p(\lambda)$, а для PMSG – відносними втратами потужності в міді і сталі (табл. 3.4). Проте, за каскадного з'єднання дослідних VAWT та PMSG, як показали результати, отримані в параграфі 3.2.4, максимальні значення ефективності роботи дослідної WECS отримуються як деякий компроміс між ефективностями цих пристроїв, в основному, через неідеальність їх каскадного з'єднання, що видно із залежностей, показаних на рис. 3.23. При цьому наявні резерви щодо підвищення ефективності дослідної WECS, як видно з рис. 3.23,г. У цьому параграфі досліджуються шляхи реалізації цих резервів.

Із виразу (1.31) для коефіцієнта з'єднання γ видно, що його відхилення від оптимального значення (1.32) залежить від відношення власних кінетичних коефіцієнтів – вихідного L_{00} для VAWT та вхідного L_{ii} для PMSG, причому це відношення є явно більшим від оптимального значення γ_{opt} (рис. 3.23,а).

Як видно з (3.50), величину L_{00} для VAWT із заданою характеристикою $C_{P}(\lambda)$ можна змінювати лише, змінюючи потужність турбіни. Проте, при цьому відповідно зростає і потужність генератора, з якої визначається опір його обмотки якоря відповідно до (3.58). Як показали дослідження, усі ці зміни приводять до незмінності співвідношення між γ та γ_{opt} для оптимальних кутових швидкостей VAWT ω_{opt} при різних швидкостях вітру, проте зі збільшення потужності VAWT ω_{opt} знижуються. Отож, резервами зміни параметрів VAWT для оптимізації її з'єднання з PMSG залишається хіба що вибір WT з іншою характеристикою $C_{P}(\lambda)$, що може бути предметом окремого дослідження.

Щодо зміни L_{ii} для PMSG, то, як видно з (3.55), варіативними можуть бути такі параметри генератора: p, ψ_{pm}, R, R_{cn} та L. Як показали дослідження, значення R та R_{cn} за заданих відносних втратах потужності в міді та сталі повністю залежать від p_p та ψ_{pm} , які є незалежними параметрами PMSG. Проте, враховуючи залежності (3.58) та (3.60), зміна в широких межах p_p та ψ_{pm} абсолютно не впливає на величину L_{ii} для PMSG, отриману з (3.55), що легко показати аналітично. Величина індуктивності обмотки якоря PMSG L, відповідно до (3.60), теж залежить від параметрів p_p та ψ_{pm} . Проте це, як було показано вище, не призводить до зміни L_{ii}. Однак в (3.60) фігурує ще один незалежний параметр – кут зсуву φ між векторами напруги та струму якоря генератора за номінальної його кутової швидкості та номінального Проведені дослідження показали суттєвий навантаження. вплив цього параметра на якість з'єднання дослідних VAWT та PMSG, що видно з рис. 3.24, де показано, як змінюють максимальні значення загальної ефективності дослідної WECS в залежності від заданого значення номінального кута зсуву φ між векторами напруги та струму якоря PMSG за різних швидкостей вітру (аналогічні максимумам кривих, показаних на рис. 3.23,г).



Рис. 3.24. Залежності загальної ефективності дослідної WECS від заданого значення номінального кута зсуву *φ* між векторами напруги та струму якоря PMSG за різних швидкостей вітру

Аналіз результатів, приведених на рис. 3.24, дає змогу вибрати як компромісний варіант значення $\varphi = 40^{\circ}$. Залежності основних показників

дослідної WECS, отриманих для цього кута наведено на рис. 3.25. Як видно з рис. 3.25,а, за оптимальних для кожної з дослідних швидкостей вітру кутових швидкостей VAWT (які дещо відмінні від тих, що отримані на рис. 3.23), значення $\gamma \in ближчими до \gamma_{opt}$, ніж на рис. 3.23,а, що й забезпечує близькість загальної ефективності дослідної WECS до свого максимального значення (рис. 3.25,б). Це майже ідеально за $V_w = 12$ м/с, трохи гірше за $V_w = 10$ м/с, а для $V_w =$ 8 м/с – ще гірше. Проте, це кращий варіант для дослідного СГПМ. Ще ближчого варіанту до оптимального можна шукати, взявши складніший тип СГПМ, наприклад, з гібридним магнітоелектричним та електромагнітним збудженням [114], у якому можна змінювати параметри в залежності від швидкості вітру, що може бути предметом подальших досліджень.



Рис. 3.25. Залежності основних показників дослідної WECS від кутової швидкості комплексу VAWT - СГПМ з оптимально вибраним номінальним значенням кута φ за різних швидкостей вітру: а) коефіцієнта з'єднання між двома ПП; б) енергетичної ефективності

3.3 Аналіз ефективності роботи циркуляційної помпи в сонячній водопомповій установці

До технологій малої відновлюваної енергетики, яка включає в себе й нагромадження енергії у вигляді запасу води, можна віднести низку конфігурацій фотоелектричних сонячних установок для помпування води (СУПВ) [113].

СУПВ є мережеві та автономні [347]. Мережеві СУПВ, в першу чергу, зменшують споживання електроенергії на помпування води, що впливає на декарбонізацію енергетики, а також вирішують деякі інші задачі, зокрема: забезпечення живлення інших побутових споживачів, віддавання надлишкової енергії в мережу, тощо [332, 218, 177]. Основне призначення автономних СУПВ – забезпечувати водою людей, а також окремі технологічні процеси і сільськогосподарські роботи в місцях відсутності або віддаленості від електричних мереж. Проте останнім часом завдяки зниженню вартості панелей $(\Phi E\Pi)$ автономні СУПВ сонячних фотоелектричних почали застосовувати і в електрифікованих місцях з економічною та екологічною метою [113, 347].

В автономних СУПВ прямого привода найчастіше застосовують відцентрову помпу (ВП), що приводиться в рух електричним двигуном, асинхронним двигуном (АД) чи безщітковим двигуном постійного струму (БДПС) [235, 222]. Цей двигун живиться від ФЕП через проміжний DC-DC перетворювач, який виконує функцію пошуку точки максимальної потужності (МРРТ) ФЕП [113] рис. 3.13. Це забезпечує роботу ФЕП в точці максимальної потужності з максимальним ККД за зміни основних факторів, що впливають на робочу точку ФЕП – рівня інтенсивності падаючої сонячної радіації G і температури ФЕП в [113, 347]. ФЕП є найслабшою ланкою щодо ефективності перетворення енергії, оскільки ефективність сучасних зразків досягає 0,21. Більш ефективні ФЕП третьої генерації на основі multy-junction solar cells, ККД яких сягає 45% [154], на даний час ще перебувають на стадії досліджень.



Рис. 3.26. Найпоширеніша конфігурація автономної СУПВ прямого привода з проміжним DC-DC перетворювачем

Другим після ФЕП критичним щодо енергетичної ефективності перетворювачем потужності є сама ВП. Так, найбільш поширена ВП в реальній гідравлічній системі помпування води має номінальний ККД на рівні 0,5 – 0,6, а зі зниження частоти обертання помпи він стрімко знижується. За зниження інтенсивності падаючої сонячної радіації неодмінно знижуватиметься й частота обертання та потужність ВП, що призводить до стрімкого зниження ККД помпи до величини 0,3 та обмеження її роботоздатності вже за досить високих значень G, порядку 500 Вт/м2 [480]. А величина G змінюється в широких межах протягом року, часу дня, а також з погодними умовами. Все це значно знижує загальну ефективність СУПВ прямого привода.

Метою цього підрозділу є математичний опис роботи ВП як лінійного ПП на основі підходів лінійної ТДНП та обґрунтування раціональних параметрів цієї помпи для автономної СВПУ прямого привода з метою підвищення її загальної енергетичної ефективності.

3.3.1 Математичний опис гідромеханічних закономірностей роботи ВП як лінійного ПП

Як відомо, продуктивність помпи залежить від її типу, а також від її робочої кутової швидкості. Продуктивність помпи в залежності від її частоти обертання *n* можна змоделювати, застосовуючи закони спорідненості, які проявляються в наступних рівняннях [347]:

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{Q_1}{Q_2} = \zeta; (3.61)$$

$$\frac{H_1}{H_2} = \frac{Q_1^2}{Q_2^2} = \zeta^2; \qquad (3.62)$$

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{Q_1^3}{Q_2^3} = \left(\frac{H_1}{H_2}\right)^{3/2} = \zeta^3, \qquad (3.63)$$

де Q – гідравлічна продуктивність помпи (м³/с); H – висота стовпа води, яка пропорційна тиску, створюваному помпою, (м); P – гідравлічна потужність на виході помпи, число, що виражає відношення двох частот обертання помпи, позначених індексами 1 і 2.

Роботу будь-якої помпи, в тому числі й ВП, можна описати залежностями створюваної висоти стовпа води на виході від її продуктивності (H - Q характеристика) та механічної потужності на її вхідному валі від продуктивності ($P_m - Q$ характеристика) [113, 347]. Такі характеристики у вигляді експериментально отриманих кривих подають виробники помп, як правило, для номінальної частоти обертання помпи, що й буде використано в даній роботі. Ці криві можуть бути добре апроксимовані поліноміальними функціями другого ступеня та показані в наступних рівняннях:

$$H(Q) = c_1 + c_2 Q + c_3 Q^2, \qquad (3.64)$$

$$P_{\rm m}(Q) = a_1 + a_2 Q + a_3 Q^2, \qquad (3.65)$$

де *с* і *а* – коефіцієнти апроксимації.

На основі законів спорідненості (3.61), (3.62), (3.63) залежності (3.64) та (3.65) можна поширити й на інші частоти обертання помпи, як це зроблено в [226]. Якщо позначити відносну порівняно з номінальною кутову швидкість помпи ω_* , то отримаємо такі корисні залежності:

$$H(Q, \omega_{*}) = c_{1}\omega_{*}^{2} + c_{2}\omega_{*}Q + c_{3}Q^{2}, \qquad (3.66)$$

$$P_{\rm m}(Q,\omega_*) = a_1 \omega_*^2 + a_2 \omega_* Q + a_3 Q^2.$$
(3.67)

На рис. 3.27 криві 1, 2 і 3 показують характер типових залежностей (3.67) для ВП за зниження її кутової швидкості.



Рис. 3.27. Типові робочі характеристики гідравлічної системи з ВП

Для отримання робочих точок ВП необхідно побудувати навантажувальну характеристику, яку чинить конкретна гідравлічна мережа, підключена до ВП. Типовий вигляд такої характеристики показаний на рис. 3.27 кривою 4. Точки A, B і C будуть робочими з координатами (Q_{op} , H_{op}) для навантаженої ВП при зміні її кутової швидкості.

Якщо провести дотичні до кривих $H(Q, \omega_*)$ в їх робочих точках, як показано на рис. 3.27, то вони характеризуватимуть лінеаризовану роботу гідравлічної системи в околі цих точок. Лінеаризувавши в цих точках також вхідну характеристику (3.67), отримуємо лінійний механо-гідравлічний ПП, характеристики якого мінятимуться зі зміною кутової швидкості ВП. На вході цього ПП діє сила у вигляді кутової швидкості валу ВП $X_i = \omega$, яка зумовлює вхідний потік у вигляді моменту обертання валу $J_i = T$. На виході ПП сила у вигляді створюваного ВП тиску p, прямо пропорційного до $H (p = \rho g H, де \rho$ густина води, g – прискорення вільного падіння) зумовлює об'ємну швидкість потоку води, тобто продуктивність помпи Q: $X_o = p$, $J_o = Q$. Потужності на вході та виході ПП відповідно рівні $P_i = \omega T$ та $P_o = p Q$.

Аналогічно (3.44), система лінійних рівнянь, яка описує роботу механогідравлічного ПП, буде мати вигляд

$$\begin{cases} T = L_{ii}\omega + L_{io}p \\ -Q = L_{oi}\omega + L_{oo}p \end{cases}.$$
 (3.68)

$$p = kQ + b, \qquad (3.69)$$

де

$$k = \frac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}Q}\Big|_{Q=Q_{\mathrm{op}}} = \rho g \frac{\mathrm{d}H}{\mathrm{d}Q}\Big|_{Q=Q_{\mathrm{op}}} = \rho g \left(a_2 \omega_* + 2a_3 Q_{\mathrm{op}}\right), \tag{3.70}$$

$$b = \rho g H_{\rm op} - k Q_{\rm op}. \tag{3.71}$$

Для p = 0, з другого рівняння системи (3.68) отримуємо

$$L_{\rm oi} = -\frac{Q\big|_{p=0}}{\omega},\tag{3.72}$$

а з рівняння (3.69) за цієї умови випливає, що

$$Q\big|_{p=0} = -\frac{b}{k}.$$
 (3.73)

Підставляючи (3.73) в (3.72), отримуємо

$$L_{\rm oi} = \frac{b}{k \,\omega}.\tag{3.74}$$

Для Q = 0 з рівняння (3.69) випливає що p = b. Тоді з другого рівняння системи (3.68) з врахуванням (3.74) отримуємо

$$L_{\rm oo} = -L_{\rm oi} \frac{\omega}{p} = -k \,. \tag{3.75}$$

Для розрахункової робочої точки з першого рівняння системи (3.68) отримуємо

$$L_{\rm ii} = \frac{T_{\rm op} - L_{\rm io} p_{\rm op}}{\omega} = \frac{T_{\rm op} - L_{\rm io} \rho g H_{\rm op}}{\omega}, \qquad (3.76)$$

де *T*_{ор} – значення моменту на валі ВП в робочій точці.

 $T_{\rm op}$ можна визначити з характеристики ВП (3.67):

$$T_{\rm op} = \frac{P_{\rm m}(Q_{\rm op}, \omega_*)}{\omega} = \frac{a_1}{\omega}\omega_*^2 + \frac{a_2}{\omega}\omega_*Q_{\rm op} + \frac{a_3}{\omega}Q_{\rm op}^2.$$
(3.77)

3.3.2 Основні показники енергетичної ефективності роботи дослідної ВП

Для дослідження була взята водопомпова установка, яка повинна подавати воду зі свердловини у збірник з продуктивністю $Q = 12 \text{ м}^3/\text{год.}$ Перепад висот від водозабору до збірника становить h = 20 м. Для виконання цього завдання було вибрано водопомпову установки CDX 200/20 фірми EBARA з ВП [230]. Ця установка може комплектуватися однофазним чи трифазним асинхронним двигуном, який живиться від промислової електромережі. Основні параметри вибраної ВП представлено в табл. 3.5.

Таблиця 3.5

1 1			
Параметр	Величина		
Потужність двигуна, Р _М (кВт)	1,5		
Частота обертання, <i>n</i> (об/хв)	2800		
Гідравлічна продуктивність, Q (м 3 /год)	12		
Висота стовпа води, Н (м)	20		
Діаметр труби, <i>d</i> (дюйм)	1,5		

Номінальні параметри ВП CDX 200/20

З наведених в [222] експериментальних характеристик даної ВП шляхом

їх апроксимації отримано аналогічні (3.64) та (3.65) поліноміальні залежності

$$H(Q) = 33,91 - 0,5528Q - 0,6944 \cdot 10^{-3}Q^{2}, \qquad (3.78)$$

$$P_{\rm m}(Q) = 797,5 + 66,58Q - 0,02861Q^2, \qquad (3.79)$$

де змінні мають такі розмірності: $H(M), Q(M^3/год), P_m(BT).$

Гідравлічне навантаження досліджуваної водопомпової системи складає статичний перепад висот h та динамічний перепад $h_{\rm f}$, зумовлений гідравлічним тертям води в трубі [222]:

$$H_{\rm L} = h + h_{\rm f} \,.$$
 (3.80)

Параметр $h_{\rm f}$ описується таким виразом [222]:

$$h_{\rm f} = k_{\rm f} \frac{8L\,Q^2}{\pi^2 g\,d^5},\tag{3.81}$$

де $k_{\rm f}$ – фактор гідравлічного тертя; L та d – довжина та діаметр подаючої воду труби, відповідно.

Для досліджуваної гідравлічної системи прийнято L = 20 м та d = 1.5" (рекомендовано для даної ВП в [113]). Значення $k_f = 0.02$ визначено з діаграми Moody [216] для сучасної труби із вказаними параметрами за значень числа Рейнольдса до 120000, що характеризують турбулентний потік води із заданою продуктивністю. В результаті отримано таку навантажувальну характеристику в досліджуваній гідравлічній системі:

$$H_{\rm L}(Q) = 20 + 0.0318Q^2$$
. (3.82)

На рис. 3.28 наведено розрахункові характеристики досліджуваної гідравлічної системи, побудовані за залежностями (3.78), (3.79) для п'яти значень відносної кутової швидкості ВП ω_* (0,80, 0,85, 0,90, 0,95, 1,0) та навантажувальної характеристики (3.82). У точках перетину робочих характеристик з навантажувальною характеристикою, які позначено на рис. 3.28 точками, ВП працюватиме в усталених режимах роботи за вказаних кутових швидкостей. Подальше зниження кутової швидкості ВП недоцільне, оскільки дана помпа вже буде нездатна помпувати воду на потрібну висоту. Розрахункова залежність для моменту обертання на валі ВП, отримана за (3.77), для досліджуваної механо-гідравлічної системи має такий вигляд:

$$T_{\rm op} = 2,7\omega_*^2 + 0,2271\omega_*Q_{\rm op} - 1,626 \cdot 10^{-3}Q_{\rm op}^2.$$
(3.83)



Рис. 3.28. Розрахункові характеристики досліджуваної гідравлічної системи

Як видно з рис. 3.28, в околах робочих точок характеристики H(Q) мають невеликі відхилення від прямих ліній, тому застосування підходу ЛТДНП до аналізу процесу перетворення потужності в досліджуваній гідравлічній системі є допустимим та достатньо точним. З метою проведення подальших однотипних числових досліджень, в середовищі Mathcad розроблено програму, яка проводить циклічні розрахунки за вищенаведеними виразами (3.74), (3.75), (3.76) та (1.20), (1.21), (1.22) і (1.25). У табл. 3.6 зібрано розраховані з допомогою цієї програми основні параметри, що характеризують роботу досліджуваного механо-гідравлічного ПП в п'яти робочих точках за різних значень відносної кутової швидкості ВП ω_* .

З наведених в табл. 3.6 результатів обчислень видно як змінюються основні вхідні та вихідні параметри ВП (Q_{op} , H_{op} та T_{op}) під час зміни відносної кутової швидкості помпи. Це приводить до порівняно невеликих змін величин кінетичних коефіцієнтів L_{ii} та L_{io} , в той час як значення L_{oo} зазнає значніших змін. У кінцевому розрахунку залежності основних безрозмірних параметрів

Основні параметри досліджуваного механо-гідравлічного ПП в п'яти робочих

<i>W</i> *	$Q_{ m op}$	$H_{ m op}$	T _{op}	$L_{ m ii}$	L _{oo}	$L_{ m io}$	q	Ζχ	η
-	м ³ /с	Па	Н. м	Н'м'с	м ⁵ /(Н [·] с)	M ³	-	-	-
1,0	12,64	25,08	5,31	0,0517	3,35 .10-8	-4,01 .10-5	-0,9627	0,6751	0,555
0,95	10,81	23,71	4,58	0,0509	3,65 .10-8	-4,13 ·10-5	-0,9573	0,7073	0,546
0,90	8,75	22,43	3,85	0,0504	4,05 .10-8	-4,29 ·10-5	-0,9510	0,7470	0,526
0,85	6,18	21,21	3,08	0,0503	4,62 .10-8	-4,55 ·10-5	-0,9429	0,8000	0,465
0,80	3,13	20,31	2,28	0,0523	5,50 .10-8	-5,05 .10-5	-0,9379	0,8691	0,323

точках за різних кутових швидкостей ВП

досліджуваного ПП від відносної кутової швидкості ВП прослідковується чітка закономірність: за зниження ω_* ступінь спряження q знижується, приведене відношення сил $Z\chi$, яке визначає робочу точку ПП, зростає, а термодинамічна ефективність падає. Усе це добре видно на побудованих на за виразом (1.25) залежностях $\eta[q,(Z\chi)]$, які показано на рис. 3.29, де позначено робочі точки ПП на відповідних кривих $\eta(Z\chi)$. З отриманого видно, що зі зниженням кутової швидкості ВП робочі точки зміщуються з лівої спадаючої частини свої кривих для $\omega_* = 1,0$ та $\omega_* = 0,95$ на праву їх частину для $\omega_* = 0,85$ та $\omega_* = 0,80$, і тільки для $\omega_* = 0,90$ робоча точка є дуже близькою до максимального значення термодинамічної ефективності. Також видно, що за $\omega_* = 0,80$ тенденція зниження η стрімко зростає, що зумовлює недоцільність роботи ВП вже навіть на цій кутовій швидкості.

Проведені дослідження також показали, що якщо розширити досліджуваний механо-гідравлічний ПП, додавши до нього ще й електричний двигун разом зі своїм напівпровідниковим перетворювачем, то в отриманому електро-гідравлічному ПП отримані закономірності перетворення потужності збережуться. Це пояснюється тим, що втрати потужності в механо-гідравлічній системі значно перевищують втрати потужності в електромеханічній системі.



Рис. 3.29. Залежності та $\eta(Z_{\chi})$, отримані для досліджуваної механогідравлічної системи як ПП, лінеаризованого в точках роботи ВП з різними значеннями відносної кутової швидкості

3.3.3 Дослідження впливу параметрів та режимів роботи ЦП на її енергетичну ефективність

особливість Отримані результати важливу вище показають досліджуваного механо-гідравлічного ПП: як ступінь його спряження q, так і робоча точка Zx, які безпосередньо визначають термодинамічну ефективність ПП, одночасно залежать від параметрів вибраної ВП та умов її роботи. Тому єдиним способом підвищення енергетичної ефективності роботи ВΠ В автономній СВПУ ВΠ прямого привода є обґрунтування вибору 3 заданої задачі параметрами. Для цього необхідно раціональними для встановити вплив таких параметрів на енергетичну ефективність роботи ВП в гідравлічній системі. Для цього скористаємося досліджуваною в даній роботі ВП і дослідимо за допомогою представленої вище методики, в гідравлічній системі з якими параметрами її доцільно застосувати.

Як показує аналіз, основним параметром гідравлічної системи, в якій повинна працювати досліджувана ВП із заданою водяною продуктивністю, є гідравлічне навантаження системи (3.80). На нього впливають два параметри – статичний *h* та динамічний *h*_f перепади висот підйому води. Останній
зумовлений, перш за все, гідравлічним тертям води в трубі. Отож, є два варіативні параметри гідравлічної системи: статичний перепади висот h та діаметр труби d. З використанням створеної програми проведено дослідження впливу цих двох параметрів гідравлічної системи на енергетичну ефективність роботи досліджуваної ВП. Як базовий варіант (base) використано отримані вище результати роботи цієї помпи в гідравлічній системи за h = 20 м та d = 1,5". Отримані результати показано на рис. 3.30.



Рис. 3.30. Залежність енергетичної ефективності роботи досліджуваної ВП від її відносної кутової швидкості в гідравлічній системі з різними параметрами:

а) за зміни статичного перепаду висот h, б) за зміни діаметра труби d

Як і слід було очікувати, на енергетичну ефективність роботи ВП позитивно впливає як зменшення висоти підйому води, так збільшення діаметра труби, проте ці впливи досить різняться між собою. Як видно з рис. 3.30,а, зменшення підйому води не лише забезпечує підвищення енергетичної ефективності помпи, але й розширює діапазон робочих швидкостей ВП за заданого мінімального значення цієї ефективності. Так, для досить високого мінімального значення $\eta_{\min} = 0.4$ для h = 23 м отримуємо $\omega_{*\min} = 0.89$, для h = 20 м $\omega_{*\min} = 0.825$, а для h = 17 м $\omega_{*\min} = 0.76$. Для останнього випадку можна очікувати на розширення роботи автономної СВПУ прямого привода до значень інтенсивності падаючої сонячної радіації порядку 300-350 Вт/м². Збільшення діаметра труби для подачі води не є таким дієвим, як зменшення

висоти подачі. Як видно з рис. 3.30,6, рекомендоване в паспорті для даної ВП [100] значення d = 1,5" є доцільним, оскільки його збільшення до величини 1,75" вже не є достатньо дієвим в порівнянні зі зменшенням до величини 1,25".

3.4 Поєднання термодинамічного та енергоформуючого підходів

СЕФК, що розглядаються в багатьох дослідженнях, в тому числі й у цій роботі, застосовуються до систем, що характеризуються, як правило, складною нелінійною динамікою. Вона описується системою диференціальних рівнянь, порядок якої визначається кількістю елементів ПГС системи, в яких має місце нагромадження енергії [261]. Стан кожного з цих елементів описується своєю змінною стану, що входить до вектора стану х. Не дивлячись на цей відносно високий порядок системи диференціальних рівнянь, кількість входів та виходів системи (її портів) є, як правило, значно меншою. Багато з досліджуваних систем відзначається одним входом та одним виходом (single input single output - SISO systems). Енергетична ефективність роботи таких систем в усталеному режимі характеризується їх ККД. Тому для математичного моделювання SISO систем в усталених режимах їх роботи доцільно застосувати розглянутий вище метод опису систем як універсальних ПП на основі лінійної ТДНП. Такий підхід дасть змогу оцінити енергетичну якість ПГС систем, а також синтезувати оптимальні з енергетичної точки зору координати їх роботи в усталених режимах. Ці координати служитимуть завданням керування, яке визначається вектором усталених значень координат стану я під час синтезу СЕФК за методом IDA-PBC.

У системі один вхід та один вихід вектори вхідних та вихідних змінних мають лише по два ненульові елементи, причому ці елементи є спряженими змінними (conjugated variables), добуток яких є потужністю.

В усталеному режимі роботи ПГС система (1.10) матиме вигляд

$$\begin{cases} 0 = \left[\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x}) \right] \nabla H(\mathbf{x}) + \mathbf{G}(\mathbf{x}) \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{G}^{\mathrm{T}}(\mathbf{x}) \nabla H(\mathbf{x}) \end{cases}$$
(3.84)

Визначивши вектор похідних Гамільтоніана $\nabla H(\mathbf{x})$ з першого рівняння системи (3.84) та підставивши його в друге рівняння цієї системи, отримаємо

$$\mathbf{y}(t) = -\mathbf{G}^{\mathsf{T}}(\mathbf{x}) \left[\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x}) \right]^{-1} \mathbf{G}(\mathbf{x}) \mathbf{u}(t)$$
(3.85)

Оскільки матриця портів G(x) є діагональною, то $G^{T}(x) = G(x)$. Тоді рівняння (3.85) можна записати у вигляді

$$\mathbf{y}(t) = -\left[\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})\right]^{-1} \mathbf{G}^{2}(\mathbf{x}) \mathbf{u}(t)$$
(3.86)

Використання рівняння (3.86) пов'язано з необхідністю знаходження оберненої матриці, що може привести до ускладнення отриманого виразу. Тому простішим виходом може бути обернений підхід – визначення вектора $\nabla H(\mathbf{x})$ з другого рівняння системи (3.84) та підставлення його в перше рівняння цієї системи. В результаті отримаємо простіше рівняння:

$$\left[\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})\right] \left(\mathbf{G}^{\mathsf{T}}(\mathbf{x})\right)^{-1} \mathbf{y}(t) + \mathbf{G}(\mathbf{x}) \mathbf{u}(t) = 0.$$
(3.87)

Отримані в загальному випадку нелінійні алгебричні матричні рівняння (3.86) і (3.87) описують залежність вихідних змінних від вхідних в системі один вхід та один вихід в усталеному режимі роботи. Задача керування досліджуваним об'єктом часто полягає в знаходженні таких оптимальних значень вектора змінних стану $\overline{\mathbf{x}}$, які відповідають поставленому критерію. Найчастіше таким критерієм є максимальна енергетична ефективність роботи системи. Для системи один вхід та один вихід дієвим методом знаходження таких оптимальних точок роботи є представлення досліджуваної системи як лінеаризованого ПП відповідно до лінійної ТДНП.

3.5 Висновки до розділу

1. Підхід лінійної ТДНП, зокрема метод універсального опису об'єктів як ПП, є перспективним для аналізу енергетичних процесів в об'єктах електротехніки та покращення ефективності різних електротехнічних систем чи

систем різної природи із застосуванням електротехнічних підсистем. Цей підхід дає змогу оцінити енергетичну якість систем з однієї універсальної точки зору без заглиблення у фізичні, хімічні чи інші особливості процесів.

2. Для IPMSM з врахуванням втрат в сталі розроблено алгоритм і програму досліджень, відповідно до яких можна отримати для кожної робочої точки машини показники універсального ПП в залежності від значень складової струму якоря *i*_d. Для роботи машини нижче номінальної кутової швидкості отримано оптимальні з точки зору максимальної енергетичної ефективності значення d і q складових струму якоря для реалізації стратегії МТРА в кожній робочій точці. Для другої зони регулювання кутової швидкості IPMSM значення складової струму якоря *i*_d забезпечує роботу машини на кривій обмеження за напругою якоря, де і забезпечується оптимальна стосовно енергетичної ефективності робота. Запропонований метод дає також можливість легко визначити складові втрат потужності від нерівноважності процесу, якими є втрати в міді, та від неповної спряженості між входом та виходом ПП, якими в даному випадку є втрати в сталі.

3. Застосування підходу лінійної ТДНП до аналізу ефективності перетворення енергії у WECS, яка складається з двох каскадно з'єднаних пристроїв – VAWT та PMSG, дало змогу виявити нові аспекти енергетики цієї системи та накреслити шляхи щодо підвищення ефективності всього комплексу. При цьому VAWT та PMSG вперше було математично описано як лінійні ПП з можливістю лінеаризації їх у точках роботи в заданому діапазоні спільної кутової швидкості.

4. Аналіз якості з'єднання дослідних VAWT та PMSG показав, що є резерви в підвищення ефективності побудованої на їх основі дослідної WECS. Зокрема, дослідження впливу на якість цього з'єднання заданого кута зсуву між векторами напруги та струму генератора в номінальному режимі дало змогу обґрунтувати оптимальне кута, 40° , значення цього рівне за якого забезпечується найкраще наближення ЛО оптимального з'єднання досліджуваних ПЕ в усьому діапазоні швидкостей вітру, а особливо за середніх та високих вітрів.

5. Розроблена на основі лінійної ТДНП методика математичного моделювання роботи ВП як універсального ПП, що працює в заданій гідравлічній системі, дала змогу побачити робочу точку ПП та оцінити можливості пілвишення енергетичної ефективності. його Проведенні дослідження показали, що найбільш дієвим параметром робочого режиму ВП є висота підйому води. Тому для заданої водяної продуктивності доцільно вибирати ВП, розраховану на вищу порівняно з номінальним значенням висоту підйому води. Це не лише безпосередньо збільшить енергетичну ефективність роботи ВП, а й розширить діапазон робочих її швидкостей за неминучого сезонного, добового та погодного зниження інтенсивності сонячної радіації. Все це разом забезпечить значне збільшення річної водяної продуктивності автономних СУПВ прямого привода.

6. Для SISO систем зі складною нелінійною динамікою, до яких застосовується PBC, доцільно також застосовати представлений у цій роботі метод опису систем як універсальних ПП на основі лінійної ТДНП. Такий підхід дасть змогу оцінити енергетичну якість PBC систем, а також синтезувати оптимальні з енергетичної точки зору координати їх роботи в усталених режимах. Ці координати служитимуть завданням керування, яке визначається вектором усталених значень координат стану ї під час синтезу систем енергоформуючого керування за методом IDA-PBC.

РОЗДІЛ 4 СИНТЕЗ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИМИ ОБ'ЄКТАМИ НА ОСНОВІ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ПІДХОДІВ

У розділі представлено результати досліджень в напрямку застосування запропонованих енергетичних підходів до різних ЕТС актуальних на сьогодні. Досліджено можливості синтезу СЕФК нелінійними MISO та MIMO системами, а саме двозонним електроприводом на базі ДПС НЗ, гібридними СНЕ енергоустановок та ТЗ, DC-DC перетворювачем та сонячною установкою для помпування води (СУПВ), а також реалізації ними заданих стратегій керування. Запропоновано нову конструкцію СУПВ прямого привода з проміжним СКМ нагромаджувачем енергії. Представлені результати досліджень опубліковано в наукових статтях [478, 313, 316, 201, 323, 322, 311, 456, 477, 454, 455, 307, 306, 308, 309, 35, 180, 36, 38].

4.1 СЕФК двозонного регулювання кутової швидкості електропривода на базі ДПС

З метою дослідження ефективності використання енергетичних підходів, доцільно синтезувати СЕФК об'єктом з ускладненою моделлю, наприклад, з нелінійних особливостей кола врахуванням збудження. Як об'єкт 13 загальновідомим принципом роботи та гнучкістю регулювання обрано ДПС. Таким чином, сформовано завдання розробки системи двозонного керування нелінійними електроприводами на базі ДПС НЗ, з врахуванням кривої намагнічування та можливістю одночасного ефективного керування колами якоря та обмотки збудження (O3). Це дало змогу водночас розширити можливості використання енергетичних підходів, також підвищити a ефективність роботи в установках, які використовують цей тип машин.

Для синтезу СЕФК взято лінеаризовану математичну модель ДПС НЗ з врахуванням кола збудження, яка має наступний вигляд:

$$\begin{cases} L_{a} \frac{di_{a}}{dt} = k_{PC}u_{c} - K\Phi\omega - R_{a}i_{a} \\ J \frac{d\omega}{dt} = K\Phi i_{a} - T_{L} \\ L_{f} \frac{di_{f}}{dt} = k_{f}u_{f} - R_{f}i_{f} \end{cases}$$

$$(4.1)$$

де L_r і R_r – індуктивність і активний опір обмотки збудження (O3); u_r – напруга живлення O3; $\Phi = i_r L_r$ – магнітний потік; i_r – струм збудження.

На основі моделі об'єкту (4.1) отримано ПГС. Задавшись матрицями системи керування, отримано загальне рівняння для синтезу ФКВ (1.13):

$$\begin{pmatrix} -R_{a} & -i_{f}L_{f}K & 0 \\ i_{f}L_{f}K & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_{f} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_{a} & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & L_{f} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} i_{a}L_{a} \\ \omega J \\ i_{f}L_{f} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_{PC}u_{c} \\ -T_{L} \\ k_{PC}u_{3\delta} \end{pmatrix} = \\ = \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} -R_{a} & -(i_{f}L_{f}K) & 0 \\ i_{f}L_{f}K & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_{f} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -j_{ra11} & j_{ra12} & j_{ra13} \\ -j_{ra12} & -j_{ra23} & j_{ra23} \\ -j_{ra13} & -j_{ra23} & -j_{ra33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_{a} & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & L_{f} \end{pmatrix}^{-1} \cdot , \quad (4.2) \\ \cdot \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{a0}L_{a} \\ \omega J \\ i_{f}L_{f} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} i_{a0}L_{a} \\ \omega_{0}J \\ i_{f0}L_{f} \end{pmatrix} \end{pmatrix}$$

де $j_{r_{a11}}...j_{r_{a33}}$ – елементи матриць $\mathbf{J}_{a}(\mathbf{x})$ і $\mathbf{R}_{a}(\mathbf{x})$ систем керування.

Як і для спрощеної моделі (2.7), коефіцієнт j_{ra12} прирівняно до нуля, виходячи з відсутності нелінійного зв'язку між колом якоря та механічною частиною системи. Щодо коефіцієнтів j_{ra13} і j_{ra23} , то їх виведено, виходячи з умов статики системи, в результаті чого вони набули вигляду

$$j_{ra13} = -KL_f \omega_0$$
 Ta $j_{ra23} = KL_f i_{a0}$. (4.3)

У результаті структурного синтезу рівняння ФКВ СЕФК для ДПС НЗ набули наступного вигляду:

 $(1 \circ 1)$

$$\begin{cases} k_{\rm PC} u_{\rm k} = i_{s0} R_{\rm a} + (i_{s0} - i_{\rm a}) j_{\rm ral1} + K i_{\rm f0} \omega_0 L_{\rm f} \\ k_{\rm PC} u_{\rm f} = i_{\rm f0} R_{\rm f} + (i_{\rm a} \omega_0 - i_{s0} \omega) (K L_{\rm f}) + (i_{\rm f0} - i_{\rm f}) j_{\rm ra33} . \\ i_{\rm a0} = \left[T_{\rm L} - (\omega - \omega_0) j_{\rm ra22} \right] / K i_{\rm f0} L_{\rm f} \end{cases}$$

$$(4.4)$$

Дослідження даної СЕФК при керуванні ДПС з нелінійностями показали, що отримана система не може ефективно працювати в реальній системі, оскільки в моделі (4.4) не враховано присутні в керованому об'єкті нелінійність характеристики намагнічування машини, а також зміна сталої часу ОЗ. Врахування їх в моделі (4.4) призводить до суттєвого ускладнення як процедури синтезу СЕФК так і отриманих рівнянь ФКВ.

З метою покращення характеристик систем керування на основі енергетичних підходів відомі випадки поєднання таких систем з класичними [14]. Для синтезу працездатної і простої СЕФК нелінійним ДПС запропоновано синтезувати СЕФК спрощеною моделлю (4.4), а тоді використати даний підхід і доповнити її адаптуючим коректором вихідного сигналу.

Для того, щоб мати певний потік у двигуні, потрібно надати йому відповідний струм в ОЗ. На основі характеристики намагнічування можна побудувати ампер-веберну характеристику, котра є оберненою до намагнічувальної і відповідає значенню необхідного струму завдання для досягнення бажаного потоку. Таким чином, синтезувавши систему керування лінійним об'єктом (4.4), її вихідний сигнал завдання $_{k_{\rm PC}u_{\rm f}}$ слід подати на адаптуючий коректор

$$k_{\rm PC} u_{\rm f}^{*} = f \left(k_{\rm PC} u_{\rm f} / R_{\rm f} \right) R_{\rm f} \,. \tag{4.5}$$

Це дасть змогу адаптувати роботу системи керування, синтезованої для лінійної систем, до роботи в умовах реальних нелінійностей, тобто статика системи знову стає придатною для розрахунку за лінійними фізичними законами. Однак, запропонований підхід введення адаптуючого коректора має низку недоліків, зокрема: він не дає змоги врахувати зміну сталої часу ОЗ, а

також частково втрачає природні властивості гамільтонових систем, зокрема асимптотичну стійкість.

Для перевірки роботи отриманої СЕФК з адаптуючим коректором було проведено порівняльні дослідження за роботи системи в першій (рис. 4.1, *a*) та другій (рис. 4.1, *б*) зонах регулювання кутової швидкості за різних налаштувань, зокрема:

- 1) без внесення додаткового демпфування,
- 2) з демпфуванням у колі збудження ($j_{ra33} = 10,8$)
- 3) з демпфуванням у колі збудження (*j*_{га33} = 10,8) та електричним (*j*_{га11} = 0,16)
- 4) з демпфуванням у колі збудження (*j*_{га33} = 10,8) та механічним (*j*_{га22} = 4,15).

Параметри досліджуваної машини були наступними: $P_n = 4,4$ кВт, $n_n = 2000$ об/хв, $U_n = 220$ В, $I_n = 18,7$ А, $R_a = 0,34$ Ом, $J_m = 3$ кг·м², p = 1, $L_a = 0,015$ мГн, $R_f = 110$ Ом, $L_f = 100$ мГн. Налаштування виконано виходячи з отримання максимальної швидкодії при відпрацюванні зміни сигналу завдання на 5% n_n . Дослідження проводились в обох зонах наступним чином: двигун працював з навантаженням 5% T_n , в певний момент часу (t = 40с для першої зони та t = 120с для другої) відбувалося збільшення сигналу завдання на 5% n_n , а далі, після певного часу (t = 60с для першої зони та t = 160с для другої), відбувався накид навантаження до номінального. При роботі в першій зоні $i_{ro} = 0, 2$ А, а в другій – розраховувався відповідно до бажаної швидкості $i_{f_0} = f(\omega_0)$, що є залежністю, оберненою до швидкості.

Відповідно до одержаних результатів можна зробити наступні висновки:

- СЕФК з адаптуючим коректором забезпечують високі статичні і динамічні показники систем;

- ведення електричного та механічного демпфувань дає змогу покращити динаміку системи;



- наявність механічного демпфування забезпечує лінійність динаміки СЕФК.

Рис. 4.1. Часові залежності кутової швидкості та струмів (якоря $i_{\rm s}$ та збудження $i_{\rm s}$) у порівняльних дослідженнях СЕФК з адаптуючим коректором $k_{\rm PC}u_{\rm f}^* = f\left(k_{\rm PC}u_{\rm f}\right)$ за різних налаштувань: а) в першій зоні; б) в другій зоні

З метою покращення одержаних результатів, а також збереження властивостей гамільтонових систем, за умови використання спрощеної моделі системи (4.1), відповідно до пункту 2.2, запропоновано враховувати нелінійність системи на етапі формування сигналу завдання на струм. У цьому випадку залежність $i_{f0} = f(\omega_0)$ стає нелінійною і формується, відштовхуючись від згаданої ампер-веберної характеристики. При такій корекції сигналу i_{f0} структура СЕФК (система керування + керований об'єкт) залишається незмінною і відповідає бажаній гамільтоновій. Отримані за даним підходом СЕФК було досліджено (рис. 4.2) за наступних налаштувань: 1) $j_{ra11} = j_{ra22} = j_{ra33} = 0$; 2) $j_{ra33} = 100$; 3) $j_{ra33} = 100$, $j_{ra11} = 0,17$; 4) $j_{ra33} = 100$, $j_{ra22} = 3,6$.



Рис. 4.2. Часові залежності кутової швидкості та струмів (якоря *i*_я та збудження *i*₃) у порівняльних дослідженнях СЕФК з адаптивним сигналом завдання при різними налаштуваннях: а) в першій зоні; б) в другій зоні

Таким чином, врахування всіх нелінійностей у моделі складної ЕМС призводить до ускладнення процедури синтезу і кінцевих рівнянь ФКВ, однак, запропонована процедура синтезу СЕФК дає змогу їх врахувати іншими

способами. Дослідження показали, що запропоновані підходи: синтез адаптуючого коректора, що здійснюватиме корекцію вихідного сигналу ФКВ, та корекція сигналу завдання, що враховуватиме нелінійність, дають змогу одержати САК з високими статичними і динамічними показниками, а наявність додаткового демпфування забезпечує лінійність динаміки. Коректування сигналу завдання не тільки зберігає властивості бажаної гамільтонової системи, а й забезпечує вищу швидкодію всієї системи.

4.2 Синтез та аналіз СЕФК гібридними енергоустановками

4.2.1 Керування ГСНЕ автономних сонячних енергоустановок

Наступним об'єктом дослідження є ГСНЕ автономних сонячних електростанцій. ГСНЕ є нелінійними, оскільки майже всі їх компоненти є нелінійними: вольт-амперні характеристики АБ та СК, вхідні/вихідні характеристики DC-DC перетворювачів. Крім того, ці динамічні системи є системами з множинними входами і виходами (МІМО) з двома каналами керування – вектор керування **µ**.

У сонячних фотоелектричних станціях (ФЕС) стрічки з послідовно з'єднаних ФЕП підключаються до DC шини, як правило, через підвищувальний однонапрямлений DC-DC перетворювач, який виконує функцію MPPT при зміні інсоляції та температури панелей. Найчастіше ГСНЕ підключаються до спільної DC шини паралельно, хоча існують каскадні схеми включення ГСНЕ між сонячними панелями і DC шиною [130]. До останньої підключається безпосередньо навантаження постійного струму або навантаження змінного струму через інвертор напруги. Навантаження буде змодельовано за допомогою регульованої ЕРС E_l з внутрішнім активним опором R_l та індуктивністю L_l (рис. 4.3).

Математичний опис роботи ФЕС з ГСНЕ базується на рівняннях балансу координат в процесі автоматичного керування основних складових напруг в електричних колах системи та струмів у її вузлах. Перетворювачі DC-DC, які

входять у ФЕС, працюють в імпульсному режимі. Однак у випадку неперервних струмів в котушці індуктивності та напруг на конденсаторі, як [335]. достатньою точністю допускається показано В 3 використання перетворювачів, ввійвши усередненої моделі DC-DC поняття функції коефіцієнта завантаження µ, яка в дійсності поступає ззовнішні як керуючий вхід усередненої ШІМ-моделі DC-DC перетворювача. Оскільки коефіцієнт підсилення напруги в підвищувальному DC-DC перетворювачі дорівнює $(1 - \mu)^{-1}$ 1, то коефіцієнт перетворення вихідної напруги на вхід такого перетворювача буде дорівнювати (1 - μ). Такий самий коефіцієнт використовується для перетворення вхідного струму підвищувального DC-DC перетворювача у вихідний. Враховуючи це, для ФЕС з АБ-СК ГСНЕ активної конфігурації можна записати наступні рівняння струмів в колах АБ і СКМ:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_{b} = \frac{1}{L_{b}} \Big[V_{b} - (1 - \mu_{1})v_{dc} \Big];$$
(4.6)

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_{sc} = \frac{1}{L_{sc}} \Big[v_{sc} - (1 - \mu_2) v_{dc} \Big], \tag{4.7}$$

де μ_1 і μ_2 коефіцієнти завантаження відповідно першого (АБ) та другого (СКМ) DC-DC перетворювачів, вони формують вектор керування $\mu = [\mu_1 \ \mu_2].$



Рис. 4.3. Структури фотоелектричних станцій з АБ-СКМ ГСНЕ активних (а) та напівактивних (б) конфігурацій

Баланс керованих напруг описаних систем можна описати такими рівняннями:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}u_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \Big[I_{pv} + (1 - \mu_1)i_b + (1 - \mu_2)i_{sc} - i_l \Big];$$
(4.8)

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}v_{sc} = -\frac{1}{C_{sc}}i_{sc},\tag{4.9}$$

де *I*_{*pv*} – струм, який надходить від фотоелектричної підсистеми.

Струм, що споживається з DC шини навантаженням, становить

$$\frac{d}{dt}i_{l} = \frac{1}{L_{l}} \left(v_{dc} - E_{l} - R_{l}i_{l} \right).$$
(4.10)

Для енергоустановки з напівактивною АБ-СК ГСНЕ рівняння (4.6), (4.7), (4.8) дещо зміняться, враховуючи, що $\mu_1 = 0$, а рівняння (4.9) і (4.10) залишаться незмінними.

ГСНЕ у вигляді ПГС

Аналізуючи отримані системи рівнянь, отримано наступний вигляд систему у вигляді ПГС:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_b \\ v_{ds} \\ i_{sc} \\ v_{sc} \\ i_l \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} V_b \\ I_{pv} \\ 0 \\ 0 \\ -E_l \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_b \\ v_{dc} \\ 0 \\ 0 \\ i_l \end{bmatrix}, \quad (4.11)$$

$$\mathbf{D} = \operatorname{diag} \begin{bmatrix} L_b & C_{dc} & L_{sc} & C_{sc} & L_l \end{bmatrix} .$$
(4.12)

Тоді повна енергія (Гамільтоніан) системи дорівнює

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2}\mathbf{x}^{\mathrm{T}}\mathbf{D}\mathbf{x} = \frac{1}{2} \left(L_{b} i_{b}^{2} + C_{dc} v_{dc}^{2} + L_{sc} i_{sc}^{2} + C_{sc} v_{sc}^{2} + L_{l} i_{l}^{2} \right), \qquad (4.13)$$

а її частинні похідні за елементами вектора стану утворюють вектор

$$\nabla H(\mathbf{x}) = \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} L_b i_b & C_{dc} v_{dc} & L_{sc} i_{sc} & C_{sc} v_{sc} & L_l i_l \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}.$$
 (4.14)

Як наслідок, матриці математичної моделі у вигляді ПГС (1.10), побудованої на основі (4.11), (4.12), (4.13), (4.14), матимуть вигляд

$$\mathbf{J}(\mathbf{\mu}) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-\mu_1}{L_b C_{dc}} & 0 & 0 & 0\\ \frac{1-\mu_1}{L_b C_{dc}} & 0 & \frac{1-\mu_2}{L_{sc} C_{dc}} & 0 & -\frac{1}{L_l C_{dc}} \\ 0 & -\frac{1-\mu_2}{L_{sc} C_{dc}} & 0 & \frac{1}{L_{sc} C_{sc}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_{sc} C_{sc}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_l C_{dc}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.15)$$

Формування стратегії енергетичного менеджменту

Компоненти вектора \bar{x} будуть відповідати усталеному режиму роботи системи, який визначається вихідною напругою АБ V_b , що залежить від струму його заряду та розряду, значенням струму, що генерується фотоелектричною підсистемою, а також навантаження ЕРС E_l . Для визначення значень елементів вектора \bar{x} сформулюємо стратегію СЕМ у вигляді наступної постановки задач:

- задане значення напруги на DC шині в усталеному режимі рівне V_{bus}^* ;

- задане значення напруги СКМ рівне V_{sc}^* , що забезпечить можливість подальшого нагромадження, а також споживання електроенергії значної

потужності під час зміни навантаження (припущення, що навантаження може бути активним); це значення підтримується за рахунок обміну енергією між СКМ та АБ;

- АБ повинна забезпечувати живлення навантаження (тривале безперервне навантаження), однак зміни струмів навантаження повинні бути повільними, що зменшить навантаження на батарею і збільшить термін її служби; забезпечення перехідних режимів при швидкій зміні навантаження на DC шині бере на себе CKM.

Змінні стану ГСНЕ у стаціонарному режимі матимуть такі значення:

$$\overline{\mathbf{x}} = \left[\left(-I_{pv} + \frac{V_{bus}^* - E_l}{R_l} \right) \frac{V_{bus}^*}{V_b} \quad V_{bus}^* \quad V_{sc}^* \quad 0 \quad \frac{V_{bus}^* - E_l}{R_l} \right].$$
(4.17)

Синтез ФКВ

З використанням запропонованої процедури структурного синтезу СЕФК, за допомогою програми в написаної у Mathcad, було отримано низку структур ФКВ, які можуть бути реалізовані у вигляді СЕФК, керованих за СЕМ.

ФКВ 1 отримано для всіх нульових елементів керуючих матриць J_a та \mathbf{R}_a . В результаті отримано закон керування у вигляді

$$\mu_1 = 1 - \frac{V_b}{V_{bus}^*}; \qquad \mu_2 = 1 - \frac{V_{sc}^*}{V_{bus}^*}. \tag{4.18}$$

Закон керування (4.18) реалізується за допомогою лише одного давача напруги АБ. З (4.17) видно, що СЕФК буде забезпечувати заданий прийнятою СЕМ вектор, але демпфування в системі, тобто ступінь її зміни в перехідних процесах, буде залежати виключно від параметрів системи (значень її елементів L і C). У такій СЕФК відсутні важелі впливу на динаміку системи.

ФКВ 2. Цей закон отримано для всіх нульових елементів матриці J_a та одного ненульового елемента r_{33} матриці демпфування \mathbf{R}_a . В результаті отримано наступний закон керування:

$$\mu_1 = 1 - \frac{V_b}{V_{bus}^*}; \qquad \mu_2 = 1 - \frac{V_{sc}^* + r_{33} i_{sc}}{V_{bus}^*}.$$
(4.19)

Змінні стану ГСНЕ в усталеному режимі матимуть ті ж значення, що і в (4.17), а матриця демпфування в цьому випадку матиме вигляд

Введення коефіцієнта демпфування *r*₃₃ через додатковий контур регулювання забезпечує таку ж поведінку системи, як і введення активного опору в коло модуля СК, але при цьому не супроводжується додатковими резистивними втратами енергії. Підбираючи значення коефіцієнта демпфування *r*₃₃, можна регулювати динамічні параметри системи, а новий закон керування (4.19) легко реалізується практично за допомогою другого зворотного зв'язку – за струмом СКМ.

ФКВ 3. Цей закон отримано для ненульових елементів j_{12} і j_{23} матриці \mathbf{J}_a і одного ненульового елемента r_{33} матриці демпфування \mathbf{R}_a . В результаті отримано наступний закон керування:

$$\mu_{1} = 1 - \frac{V_{b} + j_{12} \left(v_{dc} - V_{bus}^{*} \right)}{V_{bus}^{*}}; \qquad (4.21)$$

$$\mu_2 = 1 - \frac{V_{sc}^* + j_{23} \left(v_{dc} - V_{bus}^* \right) + r_{33} i_{sc}}{V_{bus}^*}.$$
(4.22)

Змінні ГСНЕ в усталеному режимі матимуть значення, як у (4.17), а матриця демпфування матиме вигляд (4.20). Для реалізації закону керування (4.21), (4.22) потрібен ще один давач – для вимірювання напруги на DC шині.

Теоретично можна отримати інші закони керування, вводячи інші комбінації взаємозв'язків у матриці J_a та демпфування у матриці \mathbf{R}_a , але реалізація отриманих законів керування може бути невиправдано складнішою.

Для ФЕС з напівактивною АБ-СК ГСНЕ, оскільки $\mu_1 = 0$, в елементах вектора \bar{x} (4.17) потрібно взяти $V_{bus}^* = V_b$. Тоді закони керування ФКВ 1, 2 і 3 матимуть лише частину з μ_2 .

Результати комп'ютерного симулювання

З метою аналізу синтезованих СЕФК проведено серію порівняльних досліджень ФЕС з напівактивними та активними структурами АБ-СК ГСНЕ. Ці дослідження були проведені шляхом комп'ютерного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink 2017, де є деталізовані підсистеми ФЕП, АБ, СК та DC-DC перетворювача. Були обрані наступні параметри цих пристроїв:

- **ФЕП**: модуль 1Soltech 1STH-215-Р, максимальна потужність 213,15 Вт, напруга неробочого ходу 36,3 В, струм короткого замикання 7,84 А; з'єднання ФЕП 1S2P;

-*АБ*: тип – свинцево-кислотна; в напівактивній ГЕЗС номінальна напруга 48 В, номінальна ємність 20 А⁻год; в активній ГЕЗС номінальна напруга 24 В, номінальна ємність 40 А⁻год;

- *СК:* тип Maxwell BCAP3000; номінальна напруга 2,7 В; електрична ємність 3000 Ф; еквівалентний послідовний опір постійному струму 0,29 мОм; з'єднання СК 14S1P; модель СК – Stern;

- DC-DC перетворювачі: усереднена модель.

Інші елементи системи мали такі параметри: $L_b = L_l = 1,0$ мГн, $L_{sc} = 0,5$ мГн, $C_{dc} = 5$ мк Φ , $R_l = 1,0$ Ом. Задані системні параметри: $V_{bus}^* = 48$ B, $V_{sc}^* = 30$ B.

Як показали імітаційні дослідження (рис. 4.4), для дослідної ФЕС з активною АБ-СК ГСНЕ отриманий ФКВ 2 (оптимальне налаштування $r_{33} =$ 0,0005) повністю задовольняє задане СЕМ завдання. У випадку напівактивної АБ-СК ГСНЕ найкращі результати дає ФКВ 3 (оптимальні налаштування $r_{33} =$ 0,001, $j_{23} = 0,1$). Зокрема, введення в закон керування (4.22) коефіцієнта j_{23} дає змогу забезпечити плавний характер зміни струму АБ при значному зменшенні індуктивності *L*_b (з 30 мГн до 2 мГн).



Рис. 4.4. Часові залежності симулювання роботи ФЕС з активною (суцільна) та напівактивною (пунктирна) конфігураціями АБ-СКМ ГСНЕ: а) струм СКМ, б) струм навантаження, в) струм АБ, г) напруга DC шини

На рис. 4.4 представлено результати комп'ютерного симулювання, а для порівняння наведено часові залежності (рис. 4.4,б-д) для обох досліджуваних конфігурацій ГСНЕ. Моделювання роботи ФЕС проводилося протягом 35

секунд. Протягом 7 с ФЕП працювали з максимальною інтенсивністю сонячного опромінення, а протягом 12 с – з їх затіненням хмарою (рис. 4.4,а). Електричне навантаження системи регулювалося стрибкоподібною зміною навантаження ЕРС E_l через кожні 5 с. Струм навантаження для обох систем відрізнявся незначно (рис. 4.4,б). Кращу стабілізацію напруги DC шини забезпечила активна конфігурація ГСНЕ, оскільки в напівактивній конфігурації ця напруга безпосередньо пов'язана з напругою АБ (рис. 4.4,в). Завдяки роботі СКМ в динамічних режимах (рис. 4.4,г), струм АБ різко не змінювався (рис. 4.4,д), що позитивно впливає на термін служби батареї.

Таким чином, на основі розробленого методу запропоновано кілька варіантів ФКВ. Результати моделювання показали, що обидві конфігурації АБ-СКМ ГСНЕ забезпечують задану стратегію керування з використанням двох (активна ГСНЕ) або трьох (напівактивна ГСНЕ) давачів: напруги АБ, напруги DC шини та струму СКМ. Завдяки нижчій вартості напівактивних АБ-СКМ ГСНЕ вони можуть бути перспективнішими для використання в ФЕС.

4.2.2 Експериментальні дослідження роботи напівактивної АБ-СК гібридної системи нагромадження енергії

З метою верифікації отриманих результатів досліджень, створено макетний взірець АБ-СК ГСНЕ напівактивної конфігурації відповідно до принципової схеми, приведеної на рис. 4.5. Гібридна СНЕ складна з двох послідовно з'єднаних АБ В1 та В2 типу Ultracell UC 7-12 ($V_{AB1} = 12$ В, $C_{AB1} = 7$ А·год) та СКМ, який складається з шести послідовно з'єднаних СК серії GW ємністю $C_{CK1} = 500$ Ф та напругою $V_{CK1} = 2,8$ В. Таким чином, напруга отриманої АБ рівна $V_{AB} = 2$ $V_{AB1} = 24$ В, а напруга СКМ $V_{CKM} = 6$ $V_{CK1} = 16,8$ В. Результуюча ємність СКМ становить $C_{CKM} = V_{CK1} / 6 = 83,3$ Ф. АБ та СКМ вмикаються в роботу своїми перемикачами S1 та S3, відповідно. До DC мережі, яка формується на електролітичному конденсаторі C1 ємністю 2200 мкФ, АБ підключена через дросель L1 індуктивністю 42 мГн, а СКМ – через двонапрямлений DC-DC перетворювач, що складається з пари транзисторів

VT1 і VT2 з діодами VD1 і VD2 (транзистори MOSFET типу IRF3205) та індуктивністю 1 мГн. Керування дроселя L2 транзисторами DC-DC перетворювача здійснюється через інтегральний драйвер DD1 на мікросхемі IR2104. Живлення напругою 12 В драйвер отримує від однієї батареї В1. Перемикач S5 виконує функцію включення драйвера в роботу. Навантаження підключається до DC-DC перетворювача через резистор R3 трипозиційним перемикачем S4 у вигляді емуляторів ЕРС, створюваних АБ В3 та В4. Останні складено з Li-Ion елементів фірми Westinghouse ємністю 4500 мА год, з'єднаних за схемою 3S3Р. Напруги АБ підібрано такими: $V_{AB3} = 24$ В та $V_{AB4} =$ 12 В. При перемиканні S4 до DC мережі підключаються EPC з напругами 12 В та 36 В. У першому випадку це імітує споживання енергії від ГСНЕ, а в другому – її передавання до ГСНЕ. Оскільки напруга досліджуваної АБ становить приблизно 24 В, то за перемикання S4 в крайні положення струми споживання від ГСНЕ та передавання до ГСНЕ будуть приблизно рівними за величиною та протилежними за знаком. Для запису цих струмів цифровим осцилографом служить резистор R4, який відіграє роль вимірювального шунта. Величина та напрям струму навантаження DC-DC перетворювача індексуються амперметром А. Для отримання гальванічно розв'язаних значень струмів дослідних АБ та СКМ використано давачі струму на ефекті Холла ВА1 та ВА2 типу LA-55 фірми LEM, які отримують живлення ±15 В від блока живлення БЖ. Величина напруги АБ (В1 та В2) вимірюється дільником напруги на резисторах R1 та R2.

роботою ГСНЕ Функцію макетного взірця керування виконує мікроконтролер DD2 типу ATmega8(L), який отримує живлення +12 В від АБ В2 після ввімкнення перемикача S2. При цьому інтегральний стабілізатор напруги А1 типу 7105 понижує напругу з +12 В до напруги живлення мікроконтролера +5 В. Ця Ж напруга застосовується для живлення потенціометра R16, яким регулюється завдане значення напруги СКМ. Несуча частота мікроконтролера становить 32 кГц.



Рис. 4.5. Принципова електрична схема макетного взірця гібридної СНЕ напівактивної конфігурації АБ/СК

У результаті проведених досліджень зі структурного синтезу СЕФК АБ-СК ГСНЕ за розробленою в розділі 2 методикою як одна з ефективних структур ФКВ для такої системи отримано наступну:

$$\mu = 1 - \frac{V_{\rm sc}^* + r_{\rm 11} i_{\rm b} + r_{\rm 33} i_{\rm sc}}{v_{\rm b}}$$
(4.23)

На підставі (4.23) шпаруватість для ШІМ сигналу керування транзисторами VT1 та VT2 можна записати у вигляді

$$D = \frac{V_{\rm sc}^* + r_{11}i_{\rm b} + r_{33}i_{\rm sc}}{v_{\rm b}} = \frac{1}{v_{\rm b}} \left(V_{\rm sc}^* + r_{11}i_{\rm b} + r_{33}i_{\rm sc} \right)$$
(4.24)

Давачі струмів ВА1 та ВА2 видають двополярні вихідні напруги відповідно до виміряних струмів АБ та СКМ в різних режимах. На вхід ікроконтролера ATmega8(L) подається додатна напруга, зокрема і на входи аналого-цифрових перетворювачів (АЦП), тому розрахунок відповідно до виразу (4.24) доречно реалізувати аналоговою електронікою. Це особливо доречно з урахуванням двополярного живлення, що використовується для LEM давачів струму. Розрахунок відповідно до (4.24) виконано 4-ма інтегральними операційними підсилювачами (ОП), на мікросхемі LM324, як показано на принциповій схемі на рис. 4.5. На ОП DA1.1 та DA1.2 реалізовано обчислення другого і третього доданків з виразу в дужках (4.24), на ОП DA1.3 – суматор трьох доданків з виразу в дужках (4.24), а на ОП DA1.4 – інвертор напруги, оскільки на виході DA1.3 отримується від'ємна напруга. Потенціометри R9 та R12 дають змогу підбирати значення коефіцієнтів r₁₁ та r₃₃ під час налаштування СЕФК, а потенціометром R15 можна задавати бажане значення напруги СКМ. Подана на АЦП мікроконтролера (вхід 13) напруга в мікроконтролері ділиться, відповідно до (5.3), на поточне значення напруги АБ, виміряне значення якої поступає на АЦП мікроконтролера (вхід 1). Отримане в результаті значення шпаруватості з виходу мікроконтролер перетворює на сигнал ШІМ, який з виводу 4 мікроконтролера подається на вхід IN драйвера DC-DC перетворювача.

Фото експериментального стенда з макетним взірцем АБ-СК ГСНЕ показано на рис. 4.6. Крім вже описаних елементів, на фото також видно вимірювальні прилади: 4-канальний цифровий осцилограф Tektronix TDS 2004С для запису осцилограм та два цифрові мультиметри для контролю напруг та струмів у схемі.



Рис. 4.6. Експериментальний стенд з макетним взірцем АБ-СКМ ГСНЕ

Налаштування роботи стенду проводилося в такому порядку.

Спочатку необхідно зарядити СКМ до заданої напруги, що здійснювалося за допомогою блока живлення, якому можна задавати значення сталого струму та напруги. Далі перемикачем S2 подавалося живлення на драйвер транзисторів DC-DC перетворювача. При цьому перемикач S5 блокував роботу драйвера. Після встановлення перемикача S4 в нейтральне положення (вимкнене навантаження) підключалися АБ та СКМ перемикачами S1 та S3, відповідно. Потенціометри R9 та R12 встановлювалися в нульове положення, а потенціометр R15 – в середнє. Далі вмикався перемикач S5, який давав дозвіл роботу транзисторів DC-DC перетворювача. Застосований драйвер на забезпечує роботу двох транзисторів пів моста під ШІМ в інверсному режимі. Отож, потенціометр R15 можна встановити в таке положення, що напруги з обох боків DC-DC перетворювача будуть рівними відповідно напругам АБ та СКМ. За такого балансу напруг струми DC-DC перетворювача будуть рівні нулеві. Після підключення перемикачем S4 навантаження будь-якого знаку через АБ протікатиме струм, що розбалансує DC-DC перетворювач, і, відповідно, частина струму також протікатиме через СКМ. Тоді параметричне налаштування СЕФК полягає в підборі коефіцієнтів демпфувань r_{11} та r_{33} . Потенціометром R9 необхідно задати таке значення r_{11} , щоб усталеному режимі струм протікав лише через АБ, а через СКМ – дорівнював нулеві, а потенціометром R12 знайти таке значення r_{33} , яке максимально форсує струм в перехідних режимах. Все це забезпечує виконання завдання СЕМ щодо розділення функцій АБ та СКМ в ГСНЕ.

У середовищі Matlab/Simulink розроблено комп'ютерну модель дослідної АБ-СКМ ГСНЕ з наведеними вище параметрами макетного взірця. У результаті комп'ютерного симулювання отримано часові діаграми струмів в основних колах – навантаження, АБ та СКМ – під час роботи ГСНЕ як в режимі віддачі, так і в режимі споживання електричної енергії (рис. 4.7).



Рис. 4.7. Часові залежності струмів в основних колах досліджуваної АБ-СКМ ГСНЕ, отримані під час комп'ютерного симулювання: зверху вниз – струм навантаження, струм АБ та струм СКМ

Як видно з отриманих часових діаграм, стрімкі зміни струму навантаження бере на себе СКМ, а АБ забезпечує тривалі значення струмів живлення чи споживання з плавними перехідними процесами. У цьому і полягало завдання АБ-СК ГСНЕ. Аналогічно до симуляційних досліджень, проведено також експериментальні дослідження на створеному макетному взірці АБ-СК ГСНЕ. Результати у вигляді записаних на цифровому осцилографі осцилограм струмів навантаження, АБ та СКМ наведено на рис. 4.8.

Порівняння результатів комп'ютерного симулювання (рис. 4.7) з аналогічними результатами експериментальних досліджень (рис. 4.8) показує їх добре сходження, що свідчить про відповідність проведених математичного моделювання та комп'ютерного симулювання.



Рис. 4.8. Осцилограми струмів в колах досліджуваної АБ-СКМ ГСНЕ

4.3 Синтез та аналіз CTAR електротехнічними системами

4.3.1 СЕФК гібридної АБ-СК системи з обмеженням струму

Структура ГСНЕ для автономної системи електроживлення

У малопотужній відновлюваній енергетиці СНЕ є невід'ємною частиною автономних установок генерування електроенергії. Проте найбільшу кількість вимог, зазвичай суперечливих, ставлять СНЕ в автономних транспортних засобах. Це стосується і ЕМ що вже випускаються массово [336]. Наразі основним пристроєм у СНЕ електромобілів є АБ, хоча показники їх роботи ще далекі від бажаних. Покращити показники роботи АБ можна, застосувавши АБ-СКМ ГСНЕ. У випадку активної конфігурації такої системи (рис. 5.3,а) синтез стійкої та ефективної підсистеми керування ускладнюється через необхідність обмеження струму АБ з метою подовження терміну її служби.

З метою уточнення моделі, ГСНЕ, показану на рис. 4.3,а, доповнено активними опорами R_{Lb} і R_{Lsc} , що відповідатимуть за додаткові втрати у системі. Враховуючи це, можна записати наступні рівняння струмів у колах АБ та СКМ:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_{b} = \frac{1}{L_{b}} \Big[V_{b} - i_{b}R_{Lb} - (1 - \mu_{1})v_{bus} \Big]; \qquad (4.25)$$

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_{sc} = \frac{1}{L_{sc}} \Big[v_{sc} - i_{sc}R_{Lsc} - (1 - \mu_2)v_{bus} \Big].$$
(4.26)

Відповідно зміниться і матриця демпфування ПГС:

$$\mathbf{R} = \operatorname{diag} \begin{bmatrix} R_{Lb} / L_b^2 & 0 & R_{Lsc} / L_{sc}^2 & 0 & R_l / L_l^2 \end{bmatrix}.$$
(4.27)

Стратегія енергетичного менеджменту

Компоненти вектора $\bar{\mathbf{x}}$ – точки рівноваги системи – відповідають усталеному режимові роботи системи, що визначається вихідною напругою АБ V_b , залежною від його струмів заряду та розряду, величиною генерованого ФЕС струму I_g , а також ЕРС навантаження E_l . Для визначення значень елементів вектора сформульовано нову СЕМ, доповнивши СЕМ з параграфу 5.2.1 додатковою задачею:

- якщо внаслідок збільшення потужності навантаження струм АБ досягає заданого граничного значення (заряджання або розряджання), його слід обмежити на цьому рівні, а обмін електричною енергією з навантаженням перебере на себе СКМ; після зменшення потужності навантаження струм АБ повинен вийти з обмеження.

Значення компонентів вектора **x** ГСНЕ в усталеному режимі відповідають (4.17).

Синтез ФКВ для малого навантаження

Для випадку низького навантаження застосовано вже отриманий найкращий розв'язок (4.19).

Матриця демпфування в цьому випадку має вигляд

$$\mathbf{R}_{d} = \operatorname{diag} \left[R_{Lb} / L_{b}^{2} \quad 0 \quad R_{Lsc} / L_{sc}^{2} + r_{33} V_{bus}^{*} / L_{sc}^{2} \quad 0 \quad R_{l} / L_{l}^{2} \right].$$
(4.28)

Синтез ФКВ для великого навантаження

Для того, щоб обмежити струм АБ під час високих навантажень, необхідно забезпечити автоматичне регулювання цього струму. У досліджуваній ГСНЕ це можна просто зробити за допомогою DC-DC 1, реалізувавши замкнений контур регулювання струму АБ за допомогою ПІрегулятора струму

$$\mu_{1} = K_{P,b} \left(i_{b}^{*} - i_{b} \right) + K_{I,b} \int_{0}^{t} \left(i_{b}^{*} - i_{b} \right) \mathrm{d}t , \qquad (4.29)$$

де $K_{P,b}$ і $K_{I,b}$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора, відповідно; i_b^* – бажане значення струму АБ.

3 рівнянь (4.25) і (4.29), що описують роботу контуру регулювання струму, видно, що після закінчення перехідного процесу відпрацювання матимемо $i_b^* - i_b = 0$ та $di_b/dt = 0$. В результаті отримаємо

$$\mu_{1} = K_{I.b} \int_{0}^{t} \left(\dot{i}_{b}^{*} - \dot{i}_{b} \right) \mathrm{d}t = \frac{v_{b}}{v_{bus}}.$$
(4.30)

Враховуючи високу швидкість відпрацювання бажаного значення струму АБ, в диференціальному рівнянні (4.8), яке описує регулювання напруги на DC шині, можна замінити фактичне значення струму i_b на його бажане значення i_b^* , а керуючий сигнал μ_1 – на його значенням в кінці перехідного процесу (4.30):

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}v_{bus} = \frac{1}{C_{bus}} \left[I_g + \frac{v_b}{v_{bus}} i_b^* + (1 - \mu_2) i_{sc} - i_l \right].$$
(4.31)

Рівняння (4.31) разом з рівняннями (4.9), (4.10), (4.25), (4.26), описують роботу нової структури динаміки системи електроживлення у випадку обмеження струму АБ під час великих навантажень в системі. Для цієї структури вектора **x** та $\nabla H(\mathbf{x})$ у виразах (4.11) і (4.14) забрано перші елементи, а у матриці взаємозв'язків (4.15) і демпфування (4.27) – перші рядки і перші стовпці.

Застосування розробленого методу до нової ПГС системи дало можливість вибрати серед множини можливих ФКВ ті, які мають одночасно просту структуру і виконують завдання обмеження струму АБ. Дослідження показали, що цій умові найкраще відповідає структура ФКВ з ненульовим елементом j_{13} . Закон керування в цьому випадку має вигляд, подібний до (4.19):

$$\mu_2 = \frac{V_{sc}^*}{V_{bus}^*}.$$
(4.32)

Детальні дослідження різних структур ФКВ, впливи їх параметрів на поведінку системи а також рекомендації щодо налаштувань показано у Додатку D.

Значення струмів АБ модулів СКМ, які забезпечують бажану структуру ПГС системи (1.11), описуються наступними рівняннями:

$$i_{b}^{*} = \frac{v_{bus}}{V_{b}} \left[A \frac{V_{sc}^{*}}{V_{bus}^{*}} v_{bus} - \left(i_{l} - I_{g} + A v_{sc} \right) \right],$$
(4.33)

$$\overline{i}_{sc} = A(v_{bus} - \overline{v}_{bus}), \qquad (4.34)$$

де $A = j_{13}C_{dc}C_{sc}$.

У випадку необхідності демпфування можна додати до структури регулятора (4.32) коефіцієнт *r*₂₂. Тоді закон керування набуває вигляду

$$\mu_{2} = \frac{V_{sc}^{*} + r_{22}L_{sc}^{2} \left[A\left(V_{bus}^{*} - v_{bus}\right) + i_{sc}\right]}{V_{bus}^{*}}.$$
(4.35)

Реалізація режиму обмеження струму

Як показали імітаційні дослідження, перехід до режиму обмеження струму АБ, а особливо вихід з нього, супроводжуються значними коливаннями в досліджуваній динамічній системі. З метою виключення цих коливань було прийнято рішення здійснювати обмеження струму АБ шляхом реалізації режиму ковзання по траєкторії бажаного значення обмеження струму *i*^{*}_{*b* lim}:

$$s = i_b - i_{b.\text{lim}}^*$$
 (4.36)

Ковзний режим (4.36) реалізовано шляхом перемикання керуючого сигналу μ_1 для перетворювача DC-DC 1 між законами (4.19), що відповідає малому навантаженню, і (4.29), який безпосередньо забезпечує обмеження струму. При цьому керуючий сигнал μ_2 для перетворювача DC-DC 2 в обох режимах залишається постійним і дорівнює (4.32), що відповідає (4.19) без демпфування. Якщо потрібне додаткове демпфування, то воно може бути виконане за законом μ_2 (4.19), який є частиною закону (4.35) і реалізується простішим способом – за допомогою одного зворотного зв'язку за струмом СКМ.

Результати комп'ютерного симулювання

З метою аналізу синтезованих СЕФК було проведено дослідження системи електроживлення з АБ-СКМ ГСНЕ активної конфігурації за різного навантаження. Ці дослідження були проведені за допомогою комп'ютерного моделювання в MATLAB/Simulink. Було обрано наступні параметри основних пристроїв:

-*АБ*: тип свинцево-кислотний, номінальна напруга 24 В, номінальна ємність 100 А год; блок Battery;

-*СК*: тип Maxwell BCAP650К04, номінальна напруга 2,7 В, номінальна ємність 650 Ф, еквівалентний послідовний опір постійного струму 0,8 мОм, з'єднання СК 14S1P;

- DC-DC перетворювачі: усереднена модель.

Інші елементи системи мали такі параметри: $L_b = 3 \text{ мГн}, R_{Lb} = 0,1 \text{ Ом},$ $L_{sc} = 0,5 \text{ мГн}, R_{Lsc} = 0,03 \text{ Ом}, L_l = 1 \text{ мГн}, R_l = 0,25 \text{ Ом}, C_{bus} = 10 \text{ мк}\Phi$. Задані системні параметри: $V_{bus}^* = 48 \text{ B}, V_{sc}^* = 30 \text{ B}, i_{b,\text{lim}}^* = 20 \text{ A}.$

На рис. 4.9 представлено результати комп'ютерного симулювання системи електроживлення з активною АБ-СК ГСНЕ, яке проводилося протягом 40 секунд. Електричне навантаження системи регулювалося стрибкоподібною зміною ЕРС навантаження E_l через кожні 5 с (рис. 4.9,а). Відповідно змінювався і струм навантаження (рис. 4.9,б). У проміжку часу від 18 до 30 с в системі імітувалася генерація електроенергії, наприклад, за допомогою ФЕМ зі струмом $I_g = 15$ А (рис. 4.9,в). Напруга DC шини підтримувалася на бажаному рівні 48 В (рис. 4.9,г), але дещо відхилялася від цього значення під час обмеження струму АБ. Останнє відбувалося на бажаному рівні ±20 А на інтервалах 15-18,5 с та 26,5-29 с (рис. 4.9,д).

На рис. 4.10 показано ковзний режим сигналу керування перетворювача DC-DC1 при обмеженні струму АБ. У цих режимах СКМ (рис. 4.9,е) забезпечував частину навантаження. Після зменшення навантаження струм АБ явно виходив з режиму обмеження, але струм через СКМ утримувався на певному фіксованому значенні при відхиленні напруги СКМ від бажаного рівня 30 В (рис. 4.9, ϵ). Завдяки роботі СКМ в динамічних режимах струм АБ не зазнавав стрибкоподібних змін, що позитивно вплине на термін служби АБ.

Таким чином, на основі запропонованого методу синтезу СЕФК розроблено дві системи керування різної структури для низьких та високих навантажень системи електроживлення. Для неколивального входу в режим обмеження струму та виходу з нього було реалізовано ковзний режим роботи двох регуляторів, для яких знайдено відповідні структури. Результати моделювання показали, що запропонований підхід до керування системою електроживлення з АБ-СК ГСНЕ забезпечує реалізацію заданих стратегій керування з використанням від одного до трьох давачів: напруги АБ, струму СКМ та напруги DC шини.



Рис. 4.9. Часові діаграми, отримані під час комп'ютерного симулювання роботи системи електрозабезпечення з АБ-СКМ ГСНЕ активної конфігурації



Рис. 4.10. Сигнали керування DC-DC перетворювачами

4.3.2 СЕФК ГСНЕ зі спільною АБ та багаторівневим СКМ, інтегрованим з каскадним DC-DC перетворювачем

Через відсутність ідеального накопичувача енергії, існують різні їх комбінації, в яких одні доповнюють інші, наприклад, АБ-СК. І АБ, і СК є низьковольтними пристроями, тому для отримання робочої напруги необхідно з'єднати велику кількість цих пристроїв послідовно. Таке з'єднання може викликати дисбаланс напруг і зарядів через різницю між елементами, що вимагає застосування спеціальних систем для вирівнювання напруги. Істотно спростити проблему вирівнювання напруг і зарядів великої кількості послідовно з'єднаних низьковольтних елементів можна завдяки використанню спеціальних силових електронних перетворювачів, особливо модульного і каскадного типу, які останнім часом активно розробляються [272, 32, 390, 120]. Вони дають змогу формувати мережу постійного струму середньої або високої напруги шляхом об'єднання невеликих груп низьковольтних ГСНЕ за допомогою DC-DC перетворювачів різних типів, з'єднаних за певною топологією. Оскільки АБ-СК ГСНЕ використовуються переважно В топологія рекуперативних системах, модульна та каскадна повинна забезпечувати двонапрямлений потік електричної енергії [223, 321]. На такі ГСНЕ покласти i додаткові функції, можна наприклад, керування електроприводом, що живиться від цієї системи.

У [102] запропоновано нову топологію двонапрямленого багаторівневого DC-DC перетворювача (modular multi-level converter – MMC) трикутної структури. Ця топологія відзначається високою швидкодією і в той же час є досить простою завдяки неізольованій конфігурації. На рис. 4.11 показано, наприклад, трирівневий DC-DC перетворювач, який забезпечує багатоступеневі вхідні та вихідні з'єднання постійного струму з високим коефіцієнтом підсилення та надлишковістю для керування живленням [264]. Як видно з поданої схеми, її особливістю є ввімкнення ланцюга конденсаторів C_1 - C_3 як зі сторони входу, так і зі сторони виходу підвищувальних перетворювачів DC-DC1 - DC-DC3. При цьому один конденсатор, наприклад C_3 , знаходиться на вхідній стороні, а два послідовно з'єднаних конденсатори C_3 і C_2 – на вихідній стороні перетворювача DC-DC2. Крім того, верхній з вихідних конденсаторів C_2 одночасно знаходиться на вході наступного перетворювача DC-DC1. Порівняно з традиційним каскадним підвищувальним перетворювачем така топологія має вищий коефіцієнт передачі напруги при аналогічному робочому циклі з меншою напругою на верхніх ключах перетворювачів та на вихідних конденсаторах [264]. Нами запропоновано застосувати цю топологію ММС для ГСНЕ, замінивши конденсатори C_1 - C_3 на пакети СК.

Розробка нового модульного багаторівневого DC-DC перетворювача зумовлює складність його системи керування. В роботі [264] автори використали для кожного перетворювача по два контури керування з ПІнелінійність регуляторами. Однак. через значну та взаємозв'язок DC-DC перетворювачів, якісне підвищувальних регулювання такого трирівневого DC-DC перетворювача в системі електропривода не є можливою, що видно з наведених у статті імітаційних досліджень.

Низку робіт [231, 232, 187] присвячено проблемі стійкості та керування каскадними DC-DC перетворювачами на основі ГСНЕ. У роботах [231] та [232] каскадний DC-DC перетворювач інтегрує різні типи АБ у ГСНЕ. У роботі [231] показано, що каскадний підхід з ПІ-контуром керування не може гарантувати

стабільності системи в усіх режимах роботи. У наступній статті [232] пропонується новий метод керування на основі функцій Ляпунова для усунення проблеми стійкості в каскадних перетворювачах через відносні коливання параметрів АБ. У роботі [187] зроблено огляд методів аналізу стійкості каскадної системи перетворення енергії і вперше застосовано теорію Флоке для аналізу стійкості каскадних DC-DC перетворювачах.



Рис. 4.11. Схема досліджуваної ГСНЕ зі спільною АБ та багаторівневим СКМ, інтегрованим з каскадним DC-DC перетворювачем

Структура ГСНЕ зі спільною АБ та багаторівневим СКМ, інтегрованим з каскадним DC-DC перетворювачем

Структура запропонованої АБ-СК ГСНЕ, показаної на рис. 4.11, складається із загальної батареї В та трьох СКМ $C_1 - C_3$. Останні з'єднуються з АБ через трирівневий каскадний перетворювач, що складається з трьох DC-DC перетворювачів. Вони є двонапрямлені понижувально-підвищувального типу і скомпоновані відповідно до підходу, запропонованого в [102]. Однак, оскільки в запропонованій структурі замість конденсаторів, як в [102], використовуються СКМ, вихідна шина постійної напруги не повинна включати АБ, а складатися тільки з послідовно з'єднаних СКМ. Таким чином, напруга на DC шині може бути записана як

$$v_{bus} = v_{C1} + v_{C2} + v_{C3}, \tag{4.37}$$

де v_{Ci} є напруги СКМ (i = 1, 2, 3).

У цьому дослідженні електричне навантаження змодельовано як регульована ЕРС E_l з додатковими активним опором R_l та індуктивністю L_l .

АБ з напругою V_b є первинним джерелом напруги в системі. Вона забезпечує електричною енергією СК, а також може одержувати та накопичувати електричну енергію від СК у випадку, зокрема при рекуперативному гальмуванні, якщо ГСНЕ використовується як джерело енергії для електромобіля. Оскільки АБ вмикається як на вході, так і на виході перетворювача DC-DC3, для зменшення імпульсів струму АБ рекомендується підключати її через L-C фільтр.

Математична модель ГСНЕ

Аналогічно як i В попередніх випадках, математичний опис досліджуваної АБ-СК ГСНЕ складається з рівнянь балансу напруг в контурах з дроселями та балансу струмів у вузлах, до яких під'єднані конденсатори з урахуванням також процесів автоматичного регулювання. DC-DC перетворювачі, які складаються з транзисторів VTi.1-VTi.2 та дроселів з індуктивностями L_i з їх опорами R_i, працюють в режимі ШІМ. Для ГСНЕ на рис. 4.11 отримано наступні рівняння балансів напруг у вхідних колах трьох DC-DC перетворювачів:
$$\begin{cases} \frac{d}{dt}i_{L1} = \frac{1}{L_{1}} \Big[v_{C2} - i_{L1}R_{1} - (v_{C1} + v_{C2})\mu_{1} \Big] \\ \frac{d}{dt}i_{L2} = \frac{1}{L_{2}} \Big[v_{C3} - i_{L2}R_{2} - (v_{C2} + v_{C3})\mu_{2} \Big], \\ \frac{d}{dt}i_{L3} = \frac{1}{L_{3}} \Big[V_{b} - i_{L3}R_{3} - (v_{C3} + V_{b})\mu_{3} \Big] \end{cases}$$
(4.38)

де i_{Li} струми в дроселях; μ_i – коефіцієнти завантаження відповідних DC-DC перетворювачів, які формують вектор керування $\mu = [\mu_1 \ \mu_2 \ \mu_3]$.

На основі балансу струмів у вузлах 1, 2 та 3 (див. рис. 4.11) отримано систему наступних рівнянь

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} v_{C1} = \frac{1}{C_1} [i_{L1} \mu_1 - i_l] \\ \frac{d}{dt} v_{C2} = \frac{1}{C_2} [i_{L2} \mu_2 - i_{L1} (1 - \mu_1) - i_l] \\ \frac{d}{dt} v_{C3} = \frac{1}{C_3} [i_{L3} \mu_3 - i_{L2} (1 - \mu_2) - i_{L1} (1 - \mu_1) - i_l] \end{cases}$$
(4.39)

де i_l – струм навантаження.

Струм навантаження DC шини описується як

$$\frac{d}{dt}i_{l} = \frac{1}{L_{l}} (v_{bus} - E_{l} - R_{l}i_{l}).$$
(4.40)

Досліджувана ГСНЕ у представленні ПГС

Аналізуючи (4.37), (4.38), (4.39), (4.40), для представлення досліджуваної системи у вигляді ПГС було отримано наступні результати:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{L1} & i_{L2} & i_{L3} & v_{C1} & v_{C2} & v_{C3} & i_l \end{bmatrix}^{\mathrm{T}},$$
(4.41)

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & V_b & 0 & 0 & 0 & -E_l \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}, \tag{4.42}$$

$$\mathbf{D} = \operatorname{diag} \begin{bmatrix} L_1 & L_2 & L_3 & C_1 & C_2 & C_3 & L_1 \end{bmatrix}.$$
(4.43)

Виходячи з цього, повну енергію (Гамільтоніан) системи можна визначити наступним чином:

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2}\mathbf{x}^{\mathsf{T}}\mathbf{D}\mathbf{x} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} L_{1}i_{L1}^{2} + L_{2}i_{L2}^{2} + L_{3}i_{L3}^{2} + C_{1}v_{C1}^{2} + \\ C_{2}v_{C2}^{2} + C_{3}v_{C3}^{2} + L_{l}i_{l}^{2} \end{pmatrix}.$$
 (4.44)

Вектор часткових похідних Гамільтоніана за змінними стану буде

$$\nabla H(\mathbf{x}) = \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} =$$

$$= \begin{bmatrix} L_1 i_{L1} & L_2 i_{L2} & L_3 i_{L3} & C_1 v_{C1} & C_2 v_{C2} & C_3 v_{C3} & L_l i_l \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}.$$
(4.45)

Виходячи з (4.40), (4.41), (4.42), (4.43), (4.44), (4.45), матриці структури системи у вигляді ПГС матимуть наступний вигляд:

$$\mathbf{J}(\mathbf{\mu}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\mu_1 & 1-\mu_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\mu_2 & 1-\mu_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\mu_3 & 0 \\ \mu_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ -(1-\mu_1) & \mu_2 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -(1-\mu_2) & \mu_3 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$
(4.46)

 $\mathbf{R} = \operatorname{diag} \begin{bmatrix} R_1 & R_2 & R_3 & 0 & 0 & R_1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \mathbf{I}.$ (4.47)

Стратегія енергетичного менеджменту

СЕМ необхідно формувати, виходячи з вимог до роботи досліджуваної системи електроживлення ГСНЕ як в усталеному, так і в перехідному режимах. В усталеному режимі повинні бути задані значення компонент вектора $\overline{\mathbf{x}}$, що відповідають вихідній напрузі батареї V_b та ЕРС навантаження E_l . В перехідному режимі необхідно сформувати основні вимоги до системи керування, виходячи з принципу роботи досліджуваної системи електроживлення. Таким чином, СЕМ сформовано у вигляді наступної постановки задач:

- напруга на DC шині повинна дорівнювати значенню завдання $V_{bus}^* = V_{C1}^* + V_{C2}^* + V_{C3}^*$, де V_{C1}^* є напруги завдання для CKM;

- система керування повинна підтримувати бажані значення напруг СКМ *V*^{*}_G, які підтримуються за рахунок обміну енергією між СКМ та АБ;

- система керування повинна забезпечувати повільну зміну струму АБ, що зменшує навантаження на неї та збільшує термін її служби; СКМ забезпечують перехідні режими швидкої зміни навантаження.

На основі завдань СЕМ були отримані наступні значення змінних досліджуваної HEES в усталеному режимі:

$$\overline{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} I_{L10} & I_{L20} & I_{L30} & V_{C1}^* & V_{C2}^* & V_{C3}^* & \frac{V_{bus}^* - E_l}{R_l} \end{bmatrix},$$
(4.48)

де I_{Li0} – струми дроселів в усталеному режимі.

Синтез СЕФК для двонапрямленого обміну енергією

Розроблена програма в Mathcad, на основі описаного в розділі 2 підходу, дає символьний розв'язок рівняння (1.13) у вигляді бажаних керуючих впливів ФКВ (для даного випадку – вирази матриць μ та $\overline{\mathbf{x}}$).

Підставивши всі матриці в (1.13), для всіх нульових елементів керуючих матриць $J_a = 0$ і $\mathbf{R}_a = 0$, отримано наступну систему рівнянь:

$$\begin{cases} V_{C2}^{*} - I_{L10}R_{1} - (V_{C1}^{*} + V_{C2}^{*})\mu_{1} = 0 \\ V_{C3}^{*} - I_{L20}R_{2} - (V_{C1}^{*} + V_{C3}^{*})\mu_{2} = 0 \\ V_{b} - I_{L30}R_{3} - (V_{C3}^{*} + V_{b})\mu_{3} = 0 \\ I_{L10}\mu_{1} - I_{l0} = 0 , \\ I_{L20}\mu_{2} - I_{L10}(1 - \mu_{1}) - I_{l0} = 0 \\ I_{L30}\mu_{3} - I_{L20}(1 - \mu_{2}) - I_{L10}(1 - \mu_{1}) - I_{l0} = 0 \\ V_{C1}^{*} + V_{C2}^{*} + V_{C3}^{*} - E_{l0} - R_{l}I_{l0} = 0 \end{cases}$$

$$(4.49)$$

де $I_{l0} = \frac{V_{C1}^* + V_{C2}^* + V_{C3}^* - E_{l0}}{R_l}.$

Розв'язавши ці рівняння за допомогою розробленої програми, отримано перший закон керування:

$$\begin{cases} \mu_{1} = 1 - \frac{V_{C2}^{*}}{V_{C1}^{*} + V_{C2}^{*}} \\ \mu_{2} = 1 - \frac{V_{C3}^{*}}{V_{C2}^{*} + V_{C3}^{*}} \\ \mu_{3} = 1 - \frac{V_{b}}{V_{C3}^{*} + V_{b}} \end{cases}$$
(4.50)

В усталеному режимі відповідно до закону керування (4.50) струми замкненої системи, отримані з (4.49), матимуть наступні значення:

$$I_{L10} = \frac{I_{10}}{\mu_1}, \quad I_{L20} = \frac{I_{10}}{\mu_1 \,\mu_2}, \quad I_{L30} = \frac{I_{10}}{\mu_1 \,\mu_2 \,\mu_3}.$$
(4.51)

Такий самий результат можна отримати з системи (4.39) в усталеному режимі. Струм АБ в цьому режимі становить

$$I_{b} = I_{L30} \left(1 - \mu_{3} \right) = \frac{I_{l0} \left(1 - \mu_{3} \right)}{\mu_{1} \ \mu_{2} \ \mu_{3}}.$$
(4.52)

Проведені дослідження з використанням розробленої програми з метою аналізу потенційно оптимальної комбінації параметрів керування, як одні з найкращих, дали змогу отримати наступні структури матриць системи керування:

де *j*_{1,4}, *j*_{2,5} і *j*_{3,6} – параметри додаткових взаємозв'язків, які використовуються як налаштування.

У цьому випадку система рівнянь (1.13) є складнішою і отриманий другий закон керування має наступний вигляд

$$\mu_{1} = 1 - \frac{V_{C2}^{*} - j_{1,4} \left(v_{C1} - V_{C1}^{*}\right)}{v_{C1}^{*} + v_{C2}^{*}}$$

$$\mu_{2} = 1 - \frac{V_{C3}^{*} - j_{2,5} \left(v_{C2} - V_{C2}^{*}\right)}{v_{C2}^{*} + v_{C3}^{*}}.$$

$$\mu_{3} = 1 - \frac{V_{b} - j_{3,6} \left(v_{C3} - V_{C3}^{*}\right)}{V_{C3}^{*} + V_{b}}$$

$$(4.54)$$

Вирази для струмів в усталеному стані замкненої системи з другим законом керування (4.54) не були отримані з (4.49) через їх значну складність. Але значення цих струмів можуть бути близькими до (4.51) і (4.52).

Результати комп'ютерного симулювання

З метою вивчення закономірностей роботи досліджуваної системи електроживлення з АБ-СК ГСНЕ та оцінки ефективності отриманих законів керування (4.50) і (4.54) було проведено комп'ютерне моделювання в середовищі MATLAB/Simulink (рис. 4.12). Моделювання при зміні навантаження показало, що завдяки швидкій реакції DC-DC перетворювачів напруга на DC шині може бути близькою до бажаного значення при малих ємностях СКМ. У досліджуваній системі лише останній з них C_3 виконує функцію захисту АБ від швидких змін її струму. Тому ємність цього модуля повинна бути великою.

Параметри основних пристроїв системи:

-*АБ*: тип свинцево-кислотний, номінальна напруга 36 В, номінальна ємність 100 А-год;

- *СКМ 1 і 2*: СК типу Green-Cap DS5, номінальна напруга 2,7 В, номінальна ємність 5 Ф, еквівалентний послідовний опір постійному струму 50 мОм, з'єднання 20S1P;

-*СКV* 3: СК типу Maxwell BCAP650К04, номінальна напруга 2,7 В, номінальна ємність 650 Ф, еквівалентний послідовний опір постійного струму 0,8 мОм, з'єднання 20S1P;



Рис. 4.12. Часові залежності координат досліджуваної системи електроживлення з АБ-СКМ ГСНЕ (1 - C_1 , 2 - C_2 , 3 - C_3 , 4 - B)

Параметри інших елементів системи: $L_i = 2$ мГн, $R_i = 0,02$ Ом, $L_b = 0,5$ мГн, $R_b = 0,01$ Ом, $C_b = 4,7$ мкФ, $L_l = 1$ мГн, $R_l = 0,25$ Ом,.

Завдання системи: $V_{C1}^* = V_{C2}^* = V_{C3}^* = 45$ В, $V_{bus}^* = 45-3 = 135$ В.

Проведене моделювання показує, що перший, базовий, закон керування (4.50) не дає швидкої реакції системи регулювання, але другий закон керування (4.54) забезпечує якісне керування струмами та напругами системи. На рис. 4.12 представлено результати комп'ютерного симулювання досліджуваної системи АБ-СК ГСНЕ з другим законом керування. Симулювання проводилося 20 секунд. Електричне навантаження системи регулювалося протягом ЕРС навантаження E_l (рис. ступінчастою зміною 4.12,a). Відповідно змінювалися струм навантаження та потужність навантаження (рис. 4.12,6 та рис. 4.12,в). Напруга на DC шині підтримувалася на базовому рівні 135 В (рис. 4.12, г) завдяки регулюванню напруг СКМ (рис. 4.12, г). На рис. 4.12, е показано коефіцієнти завантаження трьох DC-DC перетворювачів. Часові залежності ступеня заряду (state of charge – SOC) СКМ (див. рис. 4.12,е) показують, що їхні ємності вибрано добре. Струми дроселів (рис. 4.12, є) в усталеному режимі відповідають отриманим залежностям (4.51). Струми першого і другого СКМ швидко реагують і повертаються до нуля, тоді як струм третього СКМ змінюється повільно (рис. 4.12,ж). Завдяки такій роботі секцій у перехідних режимах струм АБ змінюється не так швидко, що сприяє збільшенню терміну служби АБ. Як видно з рис. 4.12,ж, чим вищий рівень модуля модульного багаторівневого DC-DC перетворювача (від 1 до 3), тим більший струм дроселя і, відповідно, потужність DC-DC перетворювача цього модуля.

4.4 СЕФК швидкого регулювання вихідної напруги неідеального підвищувального DC-DC перетворювача

Підвищувальний DC-DC перетворювач – широко розповсюджений електронний пристрій, який став особливо актуальним у зв'язку з розвитком

відновлюваної енергетики та ЕТЗ. Проте, щодо керування цей перетворювач є досить складним об'єктом [130, 272, 24, 370, 307]. Незважаючи на простоту підвищувальний DC-DC перетворювач демонструє топології, нелінійну динамічну поведінку і явище немінімальної фази по відношенню до вихідної керованої напруги [63, 127]. Тому пряме регулювання цієї напруги є недосяжним, і проблема керування була вирішена за допомогою непрямого керування струмом вхідної індуктивності. Для цього використовується каскадна двоконтурна структура керування з внутрішнім контуром керування вхідним струмом і зовнішнім контуром керування напругою [4, 345]. Також зростають вимоги до характеристик керування підвищувальним DC-DC перетворювачем. Це пов'язано з його сучасними застосуваннями, які вимагають хорошої динаміки і регулювання вихідної напруги при значній зміні вихідного навантаження і значному зниженні вхідної напруги джерела, наприклад, СНЕ в електромобілях [345], системи корекції коефіцієнта потужності (PFC) [71], фотоелектричні системи з динамічною інсоляцією [293] і т.д. Крім цих основних збурень, існують інші, які впливають на стійкість керування: невизначеності параметрів та паразитні елементи. Це також обумовлює неідеальність моделі перетворювача.

Для забезпечення високих показників керування в зазначених умовах у підвищувальних DC-DC перетворювачах застосовують багато нелінійних стратегій, таких як ковзне керування (SMC), зворотне керування (backsteping control), керування з лінеаризацією зворотного зв'язку, адаптивне керування, прогнозне керування, плоске керування (flatnees control – FC), керування на основі пасивності (PBC), нечітко-логічне керування тощо [378, 126, 131, 435 392]. Для керування підвищувальним DC-DC перетворювачем пасивне керування вперше було використано в роботі [335], де перетворювач був представлений у вигляді системи Ейлера-Лагранжа. Кращі результати були отримані в роботі [286], де об'єкт керування описується як ПГС, а синтез асимптотично стійкої системи здійснюється формування взаємозв'язків і демпфування [260]. Однак, отриманий статичний нелінійний вихідний зворотний зв'язок виявився чутливим до параметрів об'єкта. Для отримання керування з нульовою помилкою в усталеному режимі пасивне керування часто комбінують з класичними ПІ- або ПІД-регуляторами [341]. Зважаючи на це в даному підрозділі енергоформуюче керування набуло подальшого розвитку, зокрема синтезовано нові ФКВ для неідеального DC-DC перетворювача.

Усереднена модель неідеального підвищувального DC-DC перетворювача

На рис. 4.13 представлена принципова схема DC-DC перетворювача, який підвищує вхідну напругу джерела e до вихідної напруги v_{bus} за допомогою імпульсної роботи транзисторного ключа S. Передача енергії від входу до виходу здійснюється шляхом періодичного накопичення порції енергії в магнітному полі котушки індуктивності L і передачі її через діод D на конденсатор C. Резистори R_1 і R_2 є паразитними активними опорами вхідного і вихідного кіл [126].



Рис. 4.13. Принципова електрична схема підвищувального DC-DC перетворювача

Для синтезу нелінійної системи керування математичні моделі DC-DC перетворювачів здебільшого представляють у вигляді усередненої моделі, в якій імпульсний сигнал керування *и* замінюється неперервним сигналом коефіцієнта завантаження *µ* [335]. Усереднена модель неідеального підвищувального DC-DC перетворювача, показаного на рис. 4.13, має вигляд

$$\frac{d}{dt}i_{L} = \frac{1}{L} \Big[e - i_{L}R_{1} - (1 - \mu)v_{bus} \Big], \qquad (4.55)$$

$$\frac{d}{dt}v_{bus} = \frac{1}{C} \left[(1-\mu)i_L - \frac{v_{bus}}{R+R_2} \right].$$
(4.56)

Каскадна структура FC-FC керування

Як базові стратегії керування, для порівняння з розробленими стратегіями СЕФК, було прийнято дві каскадні структури керування на основі FC, що теж належить до енергетичних підходів.

Нелінійна диференційна теорія площинності дала змогу створити альтернативне представлення системи, в якому планування траєкторії та нелінійний дизайн регулятора є чіткими [467]. Перевага диференційного підходу полягає в тому, що траєкторії системи оцінюються прямолінійно за траєкторіями плоского виходу та його похідних без інтегрування будь-якого диференціального рівняння. Якщо об'єкт описується в енергетичній концепції, отримані диференційні рівняння зазвичай є диференційно плоскими. Тоді плоский вихід у та його похідна дають альтернативне представлення динаміки системи на основі всіх станів системи та відповідних входів. Ця властивість використовується для обчислення траєкторій плоских виходів, які потім зіставляються з входами.

В обох базових структурах зовнішній FC контур генерує бажану потужність на вході перетворювача, яка є еталоном для внутрішнього контуру керування.

Як і в [467], плоский вихід – це електростатична енергія, накопичена в конденсаторі С:

$$w_c = 0.5 C v_{bus}^2. ag{4.57}$$

Таким чином, для зовнішнього контуру керування визначаємо плоский вихід $y_o = w_c$, керуючу змінну – опорне значення вхідної потужності $u_o = p_{in}^*$, та змінну стану – вихідну напругу DC-DC перетворювача $x_o = v_{bus}$. З балансу потужностей можна отримати

$$p_{in}^* = \dot{w}_C - p_{Load}, \qquad (4.58)$$

де $p_{Load} = v_{bus}$ i_s — потужність навантаження, яку забезпечує DC-DC перетворювач.

Бажане значення плоского виходу представлене у вигляді y_o^* . Лінеаризуючий закон керування зі зворотним зв'язком, що забезпечує експоненціальне асимптотичне відстежування траєкторії, задається виразом [467]

$$\left(\dot{y}_{o}^{*}-\dot{y}_{o}\right)+K_{1.o}\left(y_{o}^{*}-y_{o}\right)+K_{2.o}\int_{0}^{t}\left(y_{o}^{*}-y_{o}\right)d\tau=0, \qquad (4.59)$$

де *К*_{1.0} та *К*_{2.0} коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора.

Враховуючи, що для цієї системи $\dot{y}_o^* = 0$, з (4.57), потужність конденсатора *С* можна записати як

$$\dot{y}_{o} = \dot{w}_{C} = K_{1.o} \left(y_{o}^{*} - y_{o} \right) + K_{2.o} \int_{0}^{t} \left(y_{o}^{*} - y_{o} \right) d\tau .$$
(4.60)

Після підстановки (4.60) в (4.58) отримаємо опорну потужність на вході перетворювача p_{in}^* .

На рис. 4.14 показано розроблену двоконтурну структуру системи керування підвищувальним DC-DC перетворювачем, де внутрішній регулятор представлено у вигляді коробки Inner Loop Controller. Структура регулятора у зовнішньому контурі керування базується на рівняннях (4.57), (4.58), (4.59), (4.60). Орієнтиром цієї системи є розрахункове значення вихідної напруги v_{bus}^* . Після перетворення напруги в енергію еталонне значення енергії конденсатора *C* надходить до Outer Loop Flatness Controller, де порівнюється з реальним значенням w_c^* , розрахованим за вихідною напругою v_c . Визначене в цій підсистемі еталонне значення вхідної потужності перетворювача p_{in}^* надходить на внутрішній контур керування. У внутрішньому контурі керування плоский вихід повинен дорівнювати керуючій змінній зовнішнього контуру керування, тобто вхідній потужності DC-DC перетворювача $y_i = p_{in}$. Керуючою змінною є шпаруватість перетворювача $u_i = \mu$, а змінною стану – вхідний струм DC-DC перетворювача $x_i = i_L$.

3 енергетичного балансу можна вивести [468]

$$\dot{p}_{in} = \frac{\mathrm{d}(e \cdot i_L)}{\mathrm{d}t} = i_L \frac{\mathrm{d}e}{\mathrm{d}t} + e \frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = e \frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} \bigg|_{e=\mathrm{const}}.$$
(4.61)



Рис. 4.14. Двоконтурна структура системи керування підвищувальним DC-DC перетворювачем з плоским керування у зовнішньому контурі

Аналогічно до (4.59) та (4.60), для внутрішнього контуру керування, можна отримати

$$\dot{y}_{i} = \dot{p}_{in} = K_{1,i} \left(y_{i}^{*} - y_{i} \right) + K_{2,i} \int_{0}^{t} \left(y_{i}^{*} - y_{i} \right) d\tau.$$
(4.62)

З (4.55), враховуючи (4.61), вихідна керуюча змінна має вигляд

$$\mu = 1 + \left(\frac{L}{e}\dot{y}_{i} + R_{1}\dot{i}_{L} - e\right)\frac{1}{v_{bus}}.$$
(4.63)

На рис. 4.15,а показано розроблену структуру плоского регулятора у внутрішньому контурі регулювання, яка базується на рівняннях (4.62) і (4.63).

Для цієї системи керування розроблена структура, показана на рис. 4.14, залишається такою ж, але структура регулятора у внутрішньому контурі керування повинна бути як ковзний регулятор струму дроселя DC-DC перетворювача. З різних методів побудови ковзного керування [378] було обрано класичний:

$$u = \begin{cases} 1 & \text{for } S < 0 \\ 0 & \text{for } S > 0 \end{cases}$$
(4.64)



Рис. 4.15. Структури регуляторів внутрішнього контуру підвищувального DC-DC перетворювача: а) плоский, б) ковзний

Поверхня ковзання S в (4.64) виражає похибку між реальним і еталонним значеннями струму дроселя $S = i_L - i_L^*$. Тоді ковзний регулятор має вигляд

$$u = 0,5(1 + \operatorname{sign} S). \tag{4.65}$$

На рис. 4.14,6 показано розроблену структуру ковзного регулятора у внутрішньому контурі керування підвищувального DC-DC перетворювача, яка базується на (4.65). Бажаний струм дроселя визначено з опорної потужності: $i_L^* = p_{in}^* / v_{bus}$.

Неідеальний підвищувальний DC-DC перетворювач як ПГС

Проаналізувавши системи рівнянь (4.55) та (4.56), з метою представлення DC-DC перетворювача у вигляді системи ПГС (1.10) отримаємо:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_L L & v_{bus} C \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}; \tag{4.66}$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} e & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}, \quad \mathbf{D} = \mathrm{diag} \begin{bmatrix} L & C \end{bmatrix}.$$
(4.67)

Матриця G має вигляд одиничної матриці 2х2.

Повна енергія (Гамільтоніан) системи дорівнює

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^{\mathrm{T}} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x} = \frac{1}{2} \left(L i_{l}^{2} + C v_{bus}^{2} \right), \qquad (4.68)$$

а її частинні похідні за елементами вектора стану утворюють вектор

$$\nabla H(\mathbf{x}) = \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} Li_L & Cv_{bus} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}.$$
(4.69)

Тоді матриці математичної моделі у вигляді системи ПГС (1.10), побудованої на основі (4.61), (4.62), (4.63), (4.64), (4.65), матимуть вигляд

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -\mu \\ \mu & 0 \end{bmatrix}; \qquad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & \left(R^{-1} + R_2^{-1}\right)^{-1} \end{bmatrix}.$$
(4.70)

Статична конструкція ФКВ

Вибравши **J**_a і **R**_a як нульові матриці і використовуючи описаний підхід до синтезу (1.13), можна синтезувати просту систему зі статичним зворотним зв'язком, без будь-яких додаткових взаємозв'язків і демпфування:

$$\begin{cases} \mu = (e - I_L R_1) / V_{bus} \\ I_L = (e - A_1) / (2R_1) \end{cases},$$
(4.71)

де $A_1 = \pm \sqrt{e^2 - 4V_{bus}^2 \cdot R_1/R'}$; R' – еквівалентний опір паралельного з'єднання R_1 і R_2 ; V_{bus} – опорне значення вихідної напруги; I_L – опорний струм входу. Для отримання стабільної та фізично реалізованої системи будемо використовувати коефіцієнт A_1 зі знаком "плюс".

З метою аналізу синтезованого ФКВ, а також базових регуляторів, було проведено серію досліджень підвищувального DC-DC перетворювача за різних роботи комп'ютерного моделювання VMOB шляхом В середовищі MATLAB/Simulink. Ці дослідження проводилися в два етапи: підлаштування вихідної напруги (рис. 4.16,а), а також вхідної напруги та збурень на вихідному навантаженні (рис. 4.16,б). Початкові значення вхідних і вихідних змінних становили: e = 30 B, $V_{bus} = 70$ B, R = 20 Ом. У момент часу t = 0,2 с опорне значення V_{bus} збільшилося до 75 В, а через 0,1 с зменшилося назад (рис. 4.16,а). Далі, працюючи з V_{bus} = 70 В, коли час досяг 0,5 с, вхідна напруга зменшилася до e = 25 B, а потім у момент часу t = 0.6 с – збільшено навантаження системи, змінивши R до 12 Ом (рис. 4.16,6). Були обрані наступні параметри DC-DC перетворювача: L = 1 мГн, C = 5 мФ, $R_1 = 0,1$ Ом, $R_2 = 1000$ Ом. Порівнювалися регулятори: 1) каскадний плоский-плоский; 2) каскадний плоский-ковзний; 3) каскадний плоский-плоский з виключенням R₁ з процедури синтезу; 4) ФКВ (4.71) та 5) ФКВ з виключенням R_1 та R_2 з процедури синтезу.

Як видно з рис. 4.16, статичний ФКВ показав більше перерегулювання порівняно з базовими регуляторами, а також більшу статичну похибку, якщо виключити з процедури синтезу такі важко вимірювані параметри, як R_1 та R_2 . Крім того, такий регулятор не має налаштувань для конфігурації.

Синтез динамічного ФКВ для підвищуючого DC-DC перетворювача

Для того, щоб синтезувати більш надійну та гнучку систему, було запропоновано наступні корективи: спростити модель керованого об'єкта, виключивши з синтезу R_1 та R_2 (вибрати $R_1 = 0$ та $R_2 = \infty$); ведення додаткового демпфування та взаємозв'язків:



Рис. 4.16. Основні змінні СЕФК підвищувального DC-DC перетворювача зі статичними зворотними зв'язками у порівнянні з каскадними регуляторами

плоский-плоский та плоский-ковзний у випадках регулювання вихідної напруги (а), вхідної напруги та збурень вихідного навантаження (б)

$$\mathbf{J}_{a} = \begin{bmatrix} 0 & j_{12} \\ -j_{12} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_{a} = \begin{bmatrix} r_{11} & 0 \\ 0 & r_{22} \end{bmatrix}$$
(4.72)

де j_{12} – додатковий зв'язок від системи керування, що відповідає за обмін енергією між вхідним та вихідним контурами; r_{11} та r_{22} – додаткове демпфування для вхідного та вихідного контурів, відповідно.

У цьому випадку можна синтезувати систему з динамічним зворотним зв'язком, яка дає змогу переносити керування вихідним контуром на вхідний контур і динамічно формувати сигнал завдання вхідного струму *i*_{L0}:

$$\begin{cases} \mu = \left[e + r_{11} \left(i_L - i_{L0} \right) - j_{12} \left(v_{bus} - V_{bus} \right) \right] / V_{bus} \\ i_{L0} = \left(e - A_2 + r_{11} i_L - j_{12} v_{bus} \right) / 2r_{11} \end{cases},$$
(4.73)

де

$$A_{2} = \pm \sqrt{\frac{r_{11} \left[r_{22} \cdot 4V_{bus} \left(v_{bus} - V_{bus} \right) - j_{12} \cdot 2i_{L} \left(v_{bus} - 2V_{bus} \right) - 4V_{bus}^{2} / R \right]} - e^{2} + \left(e + r_{11}i_{L} \right)^{2} + \left(e - j_{12}v_{bus} \right)^{2}}$$

Як і в попередньому випадку, було використано додатне значення коефіцієнта A_2 . Отриманий ФКВ (4.73) з динамічним зворотним зв'язком містить три параметри, які можуть бути використані для гнучкого налаштування або можуть бути прийняті рівними нулю для спрощення структури регулятора. Система керування з такою структурою дає змогу реалізувати обмеження вхідного струму i_L шляхом обмеження його сигналу завдання i_{L0} .

На рис. 4.17 представлено порівняльні дослідження підвищувального DC-DC перетворювача з базовими регуляторами та запропонованими ФКВ з динамічним зворотним зв'язком, які були проведені так само, як і в попередньому випадку. Початкові дослідження показали, що r_{11} демпфує систему, r_{22} форсує систему, а j_{12} може демпфувати і форсувати в залежності від його знаку (плюс – демпфує, мінус – форсує). Враховуючи природні динамічні властивості системи, використання r_{22} саме по собі лише збільшить коливання в системі, а використання r_{11} або j_{12} , а також r_{22} і j_{12} забезпечить майже таку ж



Рис. 4.17. Основні змінні СЕФК підвищувального DC-DC перетворювача з динамічними зворотними зв'язками у порівнянні з каскадними плоский-

плоский та плоский-ковзний у випадках регулювання вихідної напруги (a), вхідної напруги та збурень вихідного навантаження (б)

поведінку, як і плоский-плоский регулятор. Тому як найкращі було обрано три комбінації ненульових параметрів регулятора (4.73) для порівняння (рис. 4.17): 6) $r_{11} = 0,9$ та $r_{22} = 3,3,7$) $r_{11} = 10,5$ та $j_{12} = -5,5,8$) $r_{11} = 10,5, r_{22} = 3$ та $j_{12} = -3,2$.

Запропоновані регулятори динамічного зворотного зв'язку ФКВ з налаштуваннями 6), 7) і 8) забезпечують надійне керування підвищувальним DC-DC перетворювачем зі статичною похибкою, меншою, ніж у регулятора FL-FL, і кращими динамічними властивостями, ніж у регуляторів FC-FC і FC-SMC. Найкращим, але і найскладнішим є регулятор 8).

Проведені дослідження дають змогу визначити дію демпфуючих та зв'язуючих елементів та знайти найкращі їх комбінації. Зокрема, введення взаємозв'язку j_{12} дає змогу отримати кращі результати швидкодії вихідної напруги в перехідному процесі та її похибки в усталеному режимі, ніж тільки демпфуючі дії. Порівняно з базовими системами керування – каскадними плоский-плоский структурами та плоский-ковзний отримані ФКВ демонструють значно більшу стійкість до неідеальності системи, що не було враховано під час синтезу регулятора. Крім того, оскільки сигнал коефіцієнта передачі формується за допомогою отриманого динамічного сигналу струму дроселя, з'являється можливість насичення останнього, що і було реалізовано в розроблених ФКВ. Всі ці результати були підтверджені моделюванням у випадках використання усередненої та деталізованої (імпульсної) моделей підвищувального DC-DC перетворювача. Однак в останньому випадку робастність системи керування є дещо гіршою.

4.5 Аналіз та синтез систем керування сонячними водопомповими установками

4.5.1 Енергоформуюче керування СУПВ з акумуляторною СНЕ.

Конфігурація системи

Конфігурація запропонованої фотоелектричної сонячної установки для помпування води (СУПВ) представлена на рис. 4.18. Джерелом живлення в системі виступає а фотоелектричний модуль (ΦEM) PVA напругою v_{pv} . Функція MPPT ΦΕΜ забезпечується підвищувальним (boost) DC-DC для перетворювачем DC-DC 1, на виході якого формується напруга проміжної DC шини v_{int}. До цієї DC шини підключені усі інші пристрої: 1) безщітковий двигун постійного струму (БДПС) BLDCM через інвертор напруги (ІН), складений з шести транзисторних ключів S1 – S6, які здійснюють електронну комутацію обмоток якоря машини, 2) акумуляторна батарея В з напругою v_b через двонапрямлений DC-DC перетворювач DC-DC 2, 3) зовнішнє DC навантаження через понижувальний (buck) DC-DC перетворювач DC-DC 3. На виході останнього формується напруга вихідної DC шини v_{dc}, яка може живити також споживачів змінного струму (AC) через додатковий DC-AC перетворювач (на схемі не показано). Водяна відцентрова помпа (ВП) СР з'єднана з ротором BLDCM.

Перевагою запропонованої конфігурації СУПВ є те, що, завдяки підвищувальному типові перетворювачів DC-DC 1 та DC-DC 2, напруги PVA та В можуть бути значно нижчими, ніж напруга проміжної DC шини, яка необхідна для живлення БДПС досить високої потужності. Це дає змогу вмикати меншу кількість послідовно з'єднаних PV панелей та комірок батарей, що підвищує безпеку обслуговування PVA і B, а також спрощує систему енергетичного менеджменту батарей (battery management system – BMS). Напруга вихідної DC шини повинна відповідати напрузі DC споживачів, або вхідній напрузі безтрансформаторного IH для AC споживачів. Для однофазних споживачів змінного струму з діючим значенням напруги 230 В, DC напруга живлення повинна бути не нижчою як 320 В. Отож, для даної конфігурації СУПВ справедливі наступні умови:

Конденсатори в ланках проміжної та вихідної DC шин, C_{int} і C_{dc} відповідно, зменшують пульсації напруг у цих мережах, які породжуються імпульсною роботою DC-DC перетворювачів та IH.



Рис. 4.18. Конфігурація запропонованої PVWPS

$$v_{\rm pv} < v_{\rm dc}, \quad v_{\rm b} < v_{\rm dc}, \quad v_{\rm dc} < v_{\rm int}.$$
 (4.74)

Математичне моделювання роботи основних компонентів системи Моделювання PVA

Найбільш поширена математична модель PVMA отримується із еквівалентного електричного кола для PV комірки (фотоелемента), показаного на рис. 4.19. У цій заступній схемі I_c – це фотострум, який генерує фотоелектрична сонячна комірка, а R_s і R_{sh} – послідовний і паралельний внутрішній опори комірки.



Рис. 4.19. Еквівалентне електричне коло для моделювання фотоелектричної комірки

Використовуючи еквівалентну схему на рис. 4.19, нелінійна воль-амперна характеристика фотоелектричної сонячної комірки має вигляд [89]:

$$I_{pv} = I_{c} - I_{0} \left[\exp\left(\frac{q\left(V_{pv} + R_{s}I_{pv}\right)}{kT}\right) - 1 \right] - \frac{V_{pv} + R_{s}I_{pv}}{R_{sh}}, \qquad (4.75)$$

де I_0 – зворотний струм насичення діода; q – заряд електрона; k – постійна Больцмана; T – робоча температура комірки в Кельвінах.

Оскільки напруга фотоелектричної сонячної комірки становить близько 0,5 В, щоб досягти більшої напруги та потужності в PV панелі, кілька десятків фотоелектричних сонячних комірок з'єднані послідовно. Щоб скласти PVA, декілька PV панелей з'єднують послідовно, утворюючи фотоелектричну лінію, а також декілька фотоелектричних ліній можуть бути з'єднані паралельно.

Моделювання DC-DC перетворювача

Перетворювачі DC-DC1, DC-DC2 і DC-DC3, які використовуються в запропонованій СУПВ (див. рис. 4.18), працюють в імпульсному режимі. Однак у випадку безперервних струмів в котушках індуктивності та напруг в конденсаторах, як показано в [261], можна з достатньою точністю використовувати усереднену модель DC-DC перетворювачів. У таких умовах використовується коефіцієнт шпаруватості D, який є зовнішнім вхідним керуючим сигналом для ШІМ-перетворювача. З урахуванням того, що коефіцієнт посилення напруги в підвищуючому DC-DC перетворювачі становить $(1 - D)^{-1}$, то коефіцієнт перетворення вихідної напруги до вхідної такого перетворювача буде (1 - D). Цей самий коефіцієнт використовується для перетворення вхідного струму підвищувального перетворювача DC-DC на його вихід. Враховуючи це, ми можемо записати рівняння балансу напруги на вході кожного з трьох DC-DC перетворювачів, з яких можна записати наступні

рівняння динаміки струмів у колах PVA, батареї та зовнішнього навантаження у вигляді

$$\frac{d}{dt}i_{i} = \frac{1}{L_{i}} \Big[v_{i} - (1 - D_{i})v_{int} \Big], \qquad (4.76)$$

де індекс *i* відображає відношення до PVA, батареї чи зовнішнього навантаження.

Оскільки перетворювачі DC-DC1, DC-DC2 і DC-DC3 спільно з'єднані з боку вищої напруги, ми можемо скласти рівняння балансу струму для проміжної шини постійного струму, з якого динаміку напруги *v*_{int} можна описати наступним рівнянням:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}v_{\mathrm{int}} = \frac{1}{C_{\mathrm{int}}} \Big[(1 - D_1)i_{\mathrm{pv}} + (1 - D_2)i_{\mathrm{b}} - (1 - D_3)i_{\mathrm{load}} - i_{\mathrm{m}} \Big], \qquad (4.77)$$

де D_1 , D_2 та D_3 – коефіцієнти шпаруватості перетворювачів DC-DC1, DC-DC2 і DC-DC3, відповідно; i_{pv} , i_b та i_{load} – струми PVA, батареї та зовнішнього навантаження, відповідно.

Моделювання БДПС

У математичній моделі приймемо такі допущення: обмотка якоря є симетричною, активний опір обмотки якоря має сталу величину, фазні ЕРС мають трапецевидну форму з шириною максимальної величини 120° ел., втратами в сталі та магнітним насиченням нехтуємо. Тоді рівновага напруг в трьох фазних колах обмотки якоря опишеться таким векторно-матричним рівнянням:

$$\vec{v} = \mathbf{R}\vec{i} + \mathbf{L}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\vec{i} + \vec{e}, \qquad (4.78)$$

де \vec{v} , \vec{i} , \vec{e} – вектори-стовпці фазних напруг, струмів та ЕРС, відповідно; **R** – діагональна матриця з трьох однакових активних опорів *R* фазних обмоток; **L** – матриця, складена по діагоналі із власних індуктивностей фазних обмоток, та заповнена у решті комірках взаємними міжфазними індуктивностями *M*. З врахуванням того, що сума струмів у трьох з'єднаних у зірку фазах машини рівна нулеві, з (4.76) рівняння динаміки BLDCM можна записати у матричній формі [260]:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad (4.79)$$

Електромагнітний момент двигуна описується виразом

$$T_e = \frac{\left(\vec{e} \cdot \vec{i}\right)}{\omega},\tag{4.80}$$

де $(\vec{e} \cdot \vec{i})$ – скалярний добуток векторів ЕРС та струму якоря; ω – кутова швидкість двигуна.

Для одномасової механічної системи приводу з приведеним до валу двигуна моментом інерції J_{Σ} рівняння руху має вигляд

$$J_{\Sigma} \frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} = T_{\mathrm{e}} - T_{\mathrm{L}} - B\omega, \qquad (4.81)$$

де T_L – момент навантаження привода; *В* – коефіцієнт в'язкого тертя в опорах. *Моделювання ВП*

ВП можна охарактеризувати як гідродинамічне навантаження для двигуна [8, 174, 89, 301]. Тоді момент навантаження і потужність описуються такими рівняннями:

$$P_{\rm CP} = k_{\rm o} \,\omega^3, \qquad T_{\rm CP} = k_{\rm o} \,\omega^2, \qquad (4.82)$$

де k_{ω} – константа помпового навантаження.

Обґрунтування параметрів елементів СУПВ.

Розроблення методології обґрунтування параметрів

Нехтуючи втратами в DC-DC перетворювачах, можемо описати наступне загальне рівняння балансу потужності в системі:

$$p_{\rm pv} - p_{\rm VSI} \pm p_{\rm b} + p_{\rm load} = 0,$$
 (4.83)

де p_{pv} – генерована потужність PVA; p_{VSI} – потужність на вході VSI; p_b – потужність заряду або розряду батареї; p_{load} – потужність зовнішнього навантаження. У різних режимах роботи будь-яка з потужностей в (4.83) може мати нульове значення.

У рівнянні (4.83) p_{pv} та p_{load} є зовнішніми випадковими збуреннями потужності, p_{VSI} – нерегульоване споживання потужності БДПС з помпою, а p_b здійснює балансування потужності. Балансове рівняння (4.83) є базовим для обґрунтування параметрів СУПВ запропонованої конфігурації. Пропонуємо наступну методику такого обґрунтування, яка базується на системних параметрах у в. о.

Для максимальної величини у в. о. генерованої РVА потужності $p_{*PV,max} =$ 1, максимальна величина у в. о. напруги проміжної DC шини $v_{*int} =$ 1. Номінальні параметри БДПС мають бути рівні цій потужності і напрузі. Для потужності зовнішнього навантаження необхідно прийняти рішення про частину максимальної генерованої PVA потужності k_{load} , яка може бути спрямована від проміжної DC шини до зовнішнього навантаження. При цьому решта (1 – k_{load}) потужності споживатиметься ВП. Оскільки кутова швидкість БДПС прямо пропорційна DC напрузі його живлення, тобто v_{int} , а потужність помпи пропорційна кубові її кутової швидкості (4.82), то для умов максимальної сонячної опроміненості і максимальної потужності зовнішньо споживання електроенергії напруга проміжної DC шини у в. о. буде рівною

$$v_{*int} = \left(1 - k_{load}\right)^{1/3}.$$
(4.84)

Отримане з (4.84) значення v_{*int} доцільно прийняти як завдання для системи регулювання напруги проміжної DC шини V_{int}^{*} , яке підтримуватиметься за допомогою convertor DC-DC2. Тоді в балансі потужностей (4.83) p_{VSI} = const і визначається напругою V_{int}^{*} . При зменшенні зовнішнього електричного споживання та високому рівні сонячного

опромінення решта генерованої PVA потужності піде на заряджання батареї, а у випадку зменшення рівня опроміненості та великого зовнішнього навантаження батарея забезпечуватиме зовнішньому споживачу бракуючу потужність. З метою зменшення втрат енергії в перетворювачі DC-DC3, доцільно, щоб в режимі роботи з батареєю він був повністю включений, тобто $D_3 = 1$. Тоді $v_{*dc} = v_{*int}$.

У випадку високого рівня сонячного опромінення та повністю зарядженої батареї, convertor DC-DC2 повинен відключитися і в (4.83) $p_{\rm B} = 0$. При цьому напруга проміжної DC шини вже автоматично не регулюватиметься та зростатиме до такої величини, яка забезпечуватиме баланс між генеруванням потужності $p_{\rm pv}$ та її споживанням $p_{\rm VSI} + p_{\rm load}$. Оскільки $v_{\rm *int}$ буде більшою $V_{\rm *int}$, то convertor DC-DC3 повинен працювати в режимі регулювання напруги зовнішньої DC шини на рівні $V_{\rm dc}^* = V_{\rm int}^*$.

Виходячи із викладеного вище, послідовність визначення параметрів СУПВ запропонованої конфігурації повинна бути такою:

1) задати потрібне значення k_{load} та визначити за (4.84) $V_{\text{*int}}$, яке відповідатиме також $V_{\text{*dc}}$,

2) задати потрібне абсолютне значення $V_{\rm dc}$ та визначити абсолютне значення $V_{\rm int.max} = V_{\rm dc} / V_{\rm *dc},$

3) для заданих номінальних параметрів ВП (потужності P_{CP} та кутової швидкості ω_{CP}), а також отриманої номінальної DC напруги інвертора $V_{DC.VSI.n} = V_{int.max}$, підібрати або спроектувати відповідний БДПС,

4) знайти номінальні параметри PVA — номінальну напругу вибрати з діапазону $V_{\text{PVA.n}} = (0.30 - 0.35)V_{\text{int.max}}$, а номінальну потужність $P_{\text{PVA.n}} = (1.15 - 1.20)P_{\text{CP}}$,

5) сформувати PVA з PV панелей вибраного типу, визначивши потрібну кількість послідовно ввімкнених панелей у гілці та кількість паралельно з'єднаних гілок,

6) знайти номінальні параметри батареї – напругу вибрати з діапазону $V_{\text{B.n}} = (0.25 - 0.35)V_{\text{int.max}}$; потрібна ємність батареї залежить від таких факторів як середньорічний рівень інсоляції та задані показники ймовірності дефіциту водопостачання.

Запропоновану методику було застосовано для визначення параметрів дослідної СУПВ запропонованої конфігурації. Деталі подано в Додатку Е

На основі вибраних параметрів основного обладнання для побудови СУПВ запропонованої конфігурації розраховано необхідні параметри пасивних елементів (дроселів та конденсаторів). Цей розрахунок наведено в Додатку F.

Алгоритми керування основними підсистемами

МРРТ алгоритм

У цій роботі для реалізації МРРТ з метою роботи PVA в його оптимальній робочій точці використовується алгоритм IC (incremental conductance), детальний опис якого наведений в Додатку F.

Електронний комутатор БДПС

БДПС керується трифазним VSI з послідовністю з шестикроковою комутацією, що детальніше наведено у Додатку F.

Стратегія енергетичного менеджменту (СЕМ)

Виходячи з особливостей роботи дослідної СУПВ запропонованої структури, висвітлених в підрозділі 4.5.1, розроблено алгоритм СЕМ показаний на рис. 4.20. Вхідною інформацією для СЕМ є поточні виміряні значення проміжної напруги *v*_{int} і стан заряду (state of charge – SOC) батареї SOC_B. SOC_B обчислюється контролером на основі сигналів від давачів АБ за допомогою спеціальної програми, яка побудована на відомих алгоритмах та у даній роботі не розглядається. Алгоритм СЕМ працює таким чином.

Якщо АБ ще не повністю заряджена (Y у блоці 2) і не повністю розряджена (Y у блоці 4), тоді виконуються завдання, показані в блоці 5, і потоки потужності в СУПВ будуть такими, як зображені на рис. 4.21,а,б. Зокрема, двонапрямлений перетворювач DC-DC2 забезпечує ШІМ-

регулювання напруги проміжної DC шини на заданому рівні $V_{int}^* = 320$ B, спрямовуючи надлишкову потужність генерованої PVA електроенергії до AБ (рис. 4.21,а) або подаючи недостатню потужність в проміжну DC шину від AБ (рис. 4.21,б). При цьому перетворювач DC-DC3 увімкнено, а $V_{dc}^* = V_{int}^* = 320$ B.

Якщо АБ вже повністю заряджена (N у блоці 2), у блоці 3 v_{int} порівнюється з опорною напругою шини постійного струму для зовнішнього джерела живлення V^*_{dc} . Результат цього порівняння дає інтегральну інформацію про поточний рівень опромінення (генерована PVA потужність) та значення зовнішнього споживання електроенергії. Якщо генерована потужність висока, а зовнішнє енергоспоживання низьке, то v_{int} буде високим (Y у блоці 3), і завдання, показані в блоці 6, виконуються. Потоки потужності в СУПВ зображені на рис. 4.21, в. Зокрема, перетворювач DC-DC2 вимкнено, а проміжна напруга шини постійного струму, залежно від рівня сонячного опромінення та зовнішнього енергоспоживання, буде в діапазоні від $V^*_{int} = 320$ В до $v_{int,max} = 380$ В. Понижуючий перетворювач DC-DC3 забезпечує ШІМ-регулювання напруги зовнішньої шини постійного струму на заданому рівні $V^*_{dc} = 320$ В.



Рис. 4.20. Алгоритм СЕМ для дослідної СУПВ запропонованої структури

У цих двох випадках VSI може бути увімкнено, якщо є запит на живлення

ВП від БДПС.

Якщо АБ вже повністю розряджена (N у блоці 4), тоді виконуються завдання, показані в блоці 7, а потоки потужності в СУПВ зображені на рис. 4.21,г. Зокрема, відключаються обидва споживачі виробленої електроенергії: VSI відключає БДПС з ВП та перетворювач DC-DC3 – зовнішній споживач. Потім двонапрямлений перетворювач DC-DC2 забезпечує ШІМ-регулювання проміжної напруги шини постійного струму на заданому рівні $V^*_{int.min} = v_{*int} \cdot v_{int.max} = 0,1^{1/3} \cdot 380 = 0,464 \cdot 380 = 176$ В, що відповідає мінімальному рівню сонячної радіації ($p_{*pv} = 0,1$). У цьому випадку вся згенерована потужність PVA буде використана для зарядки акумулятора.



Рис. 4.21. Режими роботи СУПВ, що забезпечуються блоком 5, коли батарея заряджається (а) і коли батарея розряджається (б); блоком 6 (в); блоком 7 (г)

Якщо генерована потужність є низькою та/чи зовнішнє споживання енергії високим (N in block 2), то не залежно, чи батарея повністю заряджена, чи лише частково, повторюється частина алгоритму, що відповідає неповній зарядженості батареї (блоки 4 – 6). Це зумовлено тим, що за таких умов батарея завжди вмикається на режим розряджання.

Як видно із описаного алгоритму СЕМ, у дослідній СУПВ запропонованої структури у кожний момент часу лише один із DC-DC перетворювачів працює в режимі ШІМ регулювання, а інший є або On, або Off. Це забезпечує зниження комутаційних втрат енергії в перетворювачах, сприяючи підвищенню енергетичної ефективності всієї СУПВ.

Енергоформуюче керування СУПВ запропонованої структури

СУПВ як ПГС

Відповідно до структури системи, показаної на рис. 4.18, електричну принципову схему СУПВ запропонованої структури представлено на рис. 4.22.



Рис. 4.22. Принципова електрична схема СУПВ запропонованої структури

На підставі рівнянь (4.76), (4.77), (4.78) можна створити наступну систему диференціальних рівнянь, яка описує роботу даної СУПВ:

$$\begin{cases} C_{\text{int}} \frac{d}{dt} v_{\text{int}} = i_{\text{b}} (1 - D_{2}) + i'_{\text{pv}} - i_{\text{m}} + i_{\text{L}} (1 - D_{3}) \\ L_{\text{m}} \frac{d}{dt} i_{\text{m}} = v_{\text{int}} - i_{\text{m}} R_{\text{m}} - E_{\text{m}} \\ L_{2} \frac{d}{dt} i_{\text{b}} = v_{\text{b}} - v_{\text{int}} (1 - D_{2}) , \qquad (4.85) \\ L_{3} \frac{d}{dt} i_{\text{L}} = v_{\text{dc}} - v_{\text{int}} (1 - D_{3}) \\ C_{\text{dc}} \frac{d}{dt} v_{\text{dc}} = -i_{\text{L}} - i_{\text{hoad}} \end{cases}$$

Отож, вектори стану та вхідних змінних можна вибрати такими:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{\text{int}} v_{\text{int}} \\ L_{\text{m}} i_{\text{m}} \\ L_2 i_b \\ L_3 i_L \\ C_{\text{dc}} v_{\text{dc}} \end{bmatrix} = \mathbf{D} \begin{bmatrix} v_{\text{int}} \\ i_{\text{m}} \\ i_b \\ i_L \\ v_{\text{dc}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} i'_{\text{pv}} \\ -e_{\text{m}} \\ v_b \\ 0 \\ i_{\text{load}} \end{bmatrix}, \quad (4.86)$$

Загальна енергії (Гамільтоніан), що нагромаджується в СУПВ, є такою:

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^{\mathrm{T}} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x} = \frac{1}{2} \left(C_{\mathrm{int}} V_{\mathrm{int}}^{2} + L_{\mathrm{m}} i_{\mathrm{m}}^{2} + L_{2} i_{\mathrm{b}}^{2} + L_{3} i_{\mathrm{L}}^{2} + C_{\mathrm{dc}} V_{\mathrm{dc}}^{2} \right)$$
(4.87)

Тоді вектор часткових похідних Гамільтоніана по елементах вектора стану буде мати вигляд

$$\nabla H(\mathbf{x}) = \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \left[C_{\text{int}} V_{\text{int}} + L_{\text{m}} i_{\text{m}} + L_2 i_{\text{b}} + L_3 i_{\text{L}} + C_{\text{dc}} V_{\text{dc}} \right]^{\text{T}}.$$
(4.88)

На основі (4.85), (4.86), матриці структури СУПВ (взаємозв'язків та демпфування) в даній РСН системі виглядатимуть так:

$$\mathbf{J}(D) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & (1-D_2) & (1-D_3) & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -(1-D_2) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -(1-D_3) & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix};$$
(4.89)

$$\mathbf{R} = \text{diag} \begin{bmatrix} 0 & R_{\text{m}} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$
(4.90)

Матриця портів СУПВ у формі РСН системи є $\mathbf{G} = \mathbf{I}$, де \mathbf{I} – діагональна одинична матриця.

Синтез системи енергоформуючого керування СУПВ здійснювався за методом IDA-PBC відповідно до описаної вище методу з використанням символьних розрахунків у середовищі Mathcad. На основі цього методу було синтезовано дві СЕФК, що відповідають роботі запропонованого СУПВ в режимах, представлених блоками 5 і 7 з алгоритму СЕМ (див. рис. 4.30). Надалі ці системи будуть – СЕФК 1 для режиму 5 і СЕФК 2 для режиму 7.

Синтез СЕФК 1

У випадку режиму 5 DC-DC3 є завжди "On", що означає $D_3 = 0$ в (4.85), і можливість керування забезпечує лише D_2 . Загальна структура системи залишиться, єдина зміна форми PCH – це $j_{14} = 1$ and $j_{41} = -1$. Наступним кроком є синтез ФКВ для СЕФК 1. Взявши всі нульові елементи матриць керування $J_a = 0$ та $\mathbf{R}_a = 0$, відповідно до запропонованої процедури, отримуємо наступну систему рівнянь:

$$\begin{cases} I_{b0} (1 - D_{2}) + i'_{pv} - I_{m0} + I_{L0} = 0 \\ V_{int}^{*} - I_{m0}R_{m} - E_{m} = 0 \\ v_{b} - V_{int}^{*} (1 - D_{2}) = 0 \\ V_{dc}^{*} - V_{int}^{*} = 0 \\ -I_{L0} - i_{load} = 0 \end{cases}$$
(4.91)

де $I_{b0} = \frac{I_{VP} - K \cdot V_{int}^{*2} + I_{L0}}{1 - D_2}$, $I_{m0} = K \cdot V_{int}^{*2}$, $V_{dc}^* = V_{int}^*$, $I_{L0} = -i_{load}$ i K = const.

Розв'язавши (4.91) за допомогою створеної програми, одержано найпростіший закон керування ФКВ5.0:

$$U_2 = D_2 = 1 - \frac{v_b}{V_{\text{int}}^*} \quad . \tag{4.92}$$

Замість $J_a = 0$ та $\mathbf{R}_a = 0$ можна вибрати різні ненульові параметри матриць керування, що приведе до різних структур ФКВ з різними можливостями. Як одні з найкращих отримано наступні структури матриць керування:

де *j*₁₃ та *r*₃₃ введені додаткові параметри взаємозв'язків та демпфування.

У цьому випадку система рівнянь (4.91) є дещо складнішою і для структури (4.93) отримано ФКВ5.1 у вигляді

$$U_{2} = D_{2} = 1 - \frac{v_{b}}{V_{\text{int}}^{*}} + j_{13} \left(1 - \frac{v_{\text{int}}}{V_{\text{int}}^{*}} \right) - r_{33} \frac{\dot{i}_{b}}{V_{\text{int}}^{*}}$$
(4.94)

Синтез СЕФК 2

У випадку режиму 7 DC-DC2 є завжди "Off", що означає $D_2 = 1$ в (4.85), і керування може здійснюватися лише завдяки D_3 . У цьому випадку можна повністю знехтувати третім рівнянням в системі (4.85). За нульових елементів матриць керування $J_a = 0$ and $\mathbf{R}_a = 0$, відповідно до описаної процедури синтезу, підставивши всі матриці в матричне рівняння в результаті перетворень отримано наступну систему рівнянь

$$\begin{cases} i'_{\rm pv} - I_{\rm m0} + I_{\rm L0} (1 - D_3) = 0 \\ V_{\rm int}^* - I_{\rm m0} R_{\rm m} - E_{\rm m} = 0 \\ V_{\rm dc}^* - V_{\rm int}^* (1 - D_3) = 0 \\ - I_{\rm L0} - i_{\rm load} = 0 \end{cases},$$
(4.95)

де $I_{m0} = K \cdot V_{int}^2$; $V_{int}^* = V_{int}$; $I_{L0} = -i_{load}$.

Розв'язавши (4.95) за допомогою розробленої програми, отримано найпростіший закон керування ФКВ7.0:

$$U_3 = D_3 = 1 - \frac{V_{\rm DC}^*}{v_{\rm int}} \ . \tag{4.96}$$

Підставляючи ненульові елементи в матриці керування, отримано різні структури ФКВ з різними властивостями. Після проведення низки їх досліджень як найкращу вибрано таку структуру матриць керування:

Для структури (4.97)отримано закон керування – ФКВ7.1 у вигляді

$$U_{3} = D_{3} = 1 - \frac{V_{\rm DC}^{*}}{v_{\rm int}} + j_{34} \left(\frac{V_{\rm DC}^{*} - v_{\rm DC}}{v_{\rm int}}\right) - r_{33} \frac{i_{\rm load}}{v_{\rm int}} \quad .$$
(4.98)

Результати комп'ютерного симулювання

З метою дослідження закономірностей роботи досліджуваної структури СУПВ та оцінки ефективності отриманих законів керування (4.92), (4.94) та (4.96), (4.98) було проведено комп'ютерне моделювання в MATLAB/Simulink синтезованих СЕФК при зміні сонячного опромінення та електричного навантаження.

На рис. 4.23 представлена створена комп'ютерна модель досліджуваної системи, в якій максимально використано наявні в бібліотеці Simscape віртуальні блоки, зокрема: PV Array, Battery, Permanent Magnet Synchronous Machine, DC-DC Converter, Universal Bridge, PWM Generator (DC- DC), Decoder, Gates тощо. Для моделювання роботи всіх трьох DC-DC перетворювачів використовується детальна модель, яка найбільш точно описує імпульсну роботу реального перетворювача. Функції керування покладені на блок MATLAB Function, де записана програма алгоритму IC MPPT, і на Subsystem EMS, де реалізований алгоритм CEM.

Проведене моделювання показує, що найпростіші закони керування, реалізовані ФКВ5.0 (4.92) для керування перетворювачем DC-DC2 та ФКВ7.0 (4.96) для керування перетворювачем DC-DC3, загалом добре справляються із завданнями, поставленими перед ними. Проте в режимах збурення динаміка системи є некерованою, що проявляється в надмірних коливаннях основних змінних системи. Введення коефіцієнта демпфування r₃₃ в ФКВ5.1 (4.94) і в СІГ7.1 (4.98) забезпечує гарне демпфування цих коливань. Однак, чим більше введене демпфування, тим більша статична похибка регульованої координати, а саме v_{int} для ФКВ5.1 і v_{dc} для ФКВ7.1. Завдання компенсації цих статичних похибок виконується за допомогою других доповнень у правих частинах цих ФКВ, які зумовлені введенням коефіцієнтів взаємозв'язку, а саме *j*₁₃ у СЕФК 1 та јз4 у СЕФК 2. Для отримання компромісу між статикою та динамікою в синтезованих СЕФК необхідно підібрати оптимальні співвідношення між значеннями введеного взаємозв'язку та коефіцієнтів демпфування для кожної із систем. За результатами досліджень обрано такі оптимальні значення цих коефіцієнтів: $j_{13} = 5$, $j_{34} = 5$, $r_{33} = 1$.



Рис. 4.23. Комп'ютерна модель досліджуваної СУПВ із синтезованими СЕФК

Симулювання роботи СЕФК 1

Як показано вище, СЕФК 1 працює з частково зарядженим акумулятором. У цьому випадку обмін електроенергією між проміжною DC шиною та батареєю забезпечує стабілізацію напруги *v*_{int} шляхом керування перетворювачем DC-DC2 (див. рис. 4.21,а,б). Осцилограми на рис. 4.24, отримані в результаті комп'ютерного моделювання, ілюструють роботу досліджуваної СУПВ у цьому режимі.

Основні збурення моделюються як зміна сонячного випромінювання з реальною швидкістю 100 Вт/м²/с (рис. 4.24,а) і як різка зміна струму навантаження, що споживається з шини постійного струму (рис. 4.24,б). Рис. 4.24,в демонструє задовільну продуктивність ІС МРРТ. Робота СЕФК 1 ілюструється сигналами на рис. 4.24,г і 4.24,д. Регулюючи струм батареї як в режимі заряджання (рис. 4.24,а), так і в режимі розряджання (рис. 4.24,б), контролер DC-DC2 підтримує напругу v_{int} на еталонному рівні 320 В з похибкою не більше 1% в статичних режимах і близько 3% в динамічних режимах. На DC шині динамічна похибка досягає 10% (рис. 4.24,е). Це пов'язано з чисто активним навантаженням цієї мережі, яка не обмежує швидкість зміни струму навантаження. Механічна потужність, що передається від БДПС до ВП, також змінюється дуже мало, оскільки двигун живиться від майже постійної напруги v_{int} (рис. 4.24,є).




Рис. 4.24. Результати симулювання досліджуваної СУПВ з СЕФК 1

Симулювання роботи СЕФК 2

СЕФК 2 працює від повністю зарядженої та відключеної батареї, як показано на рис. 4.21,в. Сонячне опромінення має бути достатньо високим, а навантаження на DC шині достатньо низьким, щоб напруга на проміжна DC шині не знижувалась нижче 320 В. Такі умови були змодельовані відповідними зовнішніми впливами, показаними на рис. 4.25,а та 4.25,6, і отриману форму сигналу v_{int} за цих умов показано на рис. 4.25,в. Перетворювач DC-DC3 знижує напругу v_{int} і стабілізує напругу DC шини v_{dc} на рівні 320 В практично без статичної похибки і з динамічною похибкою, що не перевищує 2% (рис. 4.25,г). Потужність, що передається на ВП, коливається відповідно до змін v_{int} (рис. 4.25,д).





Рис. 4.25. Результати симулювання досліджуваної СУПВ з СЕФК 2

Перемикання роботи між СЕФК 1 та СЕФК 2

2 Якщо під час роботи досліджуваної СУПВ з СЕФК сонячне опромінення зменшується, та/або навантаження на DC шину зростає до такого рівня, що напруга на проміжній DC шині падає нижче 320 B, то згідно з алгоритмом СЕМ як показано на рис. 4.20, система СЕФК 1 повинна перейти в режим роботи замість СЕФК 2. Часові залежності основних змінних у досліджуваній СУПВ для таких перемикань між режимом СЕФК 1, який проілюстровано на рис. 6,6, та режимом СЕФК 2, який проілюстровано на рис. 4.21, в, показані на рис. 4.26. Осцилограми основних збурень для цього випадку такі ж, як на рис. 4.24,а та 4.24,б. РVА генерує електроенергію, як показано на рис. 4.24, в, а струм, що надходить від перетворювача DC-DC1 до проміжної DC шини, має часову залежність, показану на рис. 4.26,а. З осцилограми напруги проміжної DC шини (рис. 4.26,б) видно, що в інтервалах часу 1,35 - 2,1 с, коли сонячне опромінення значно зменшується, і 3 - 4 с, коли навантаження на DC шину збільшується, відбулося перемикання з режиму СЕФК 2 на режим СЕФК 1. У цей час повністю заряджена батарея розряджається, що добре видно з форми струму батареї (рис. 4.26,в). Залежно від режиму роботи вихідна



Рис. 4.26. Результати моделювання досліджуваної СУПВ з повністю зарядженою АБ та змінами в широкому діапазоні збурюючих факторів а) струм PVA, б) напруга проміжної ланки постійного струму, в) струм АБ, г) напруга DC навантаження

напруга DC шини стабілізується на заданому рівні 320 В перетворювачем DC-DC3 в режимі СЕФК 2 або DC-DC2 в режимі СЕФК 1 (рис. 4.26,г).

4.5.2 Автономна СУПВ прямого привода з проміжним суперконденсаторним нагромаджувачем електроенерії та імпульсною роботою помпи.

Обґрунтування параметрів та характеристик основних елементів дослідної автономної СУПВ

Параметри та характеристики дослідної гідравлічної системи

Для побудови дослідної гідравлічної системи було взято ВП CDX 200/20, параметри якої наведено в табл. 3.5. Її робота відбуватиметься в тій ж гідравлічній системі з робочими характеристиками, показаними на рис. 3.28.

Розрахунок параметрів та вибір ФЕМ

Номінальну потужність ФЕМ визначена, виходячи з номінальної механічної потужності ВП з врахуванням основних можливих втрат потужності в проміжних ланках перетворення енергії:

$$P_{\rm PVM.n} = \frac{P_{\rm M.n}}{\eta_{\rm M.n} \eta_{\rm VI.n} \eta_{\rm DC-DC.n}} = \frac{1500}{0,90 \cdot 0,92 \cdot 0,92} = 1960 \,\rm Br\,, \tag{4.99}$$

де η_{M.n} – номінальний ККД двигуна, η_{VI.n} – номінальний ККД інвертора напруги, η_{DC-DC.n} – номінальний ККД DC-DC перетворювача.

Для забезпечення такої потужності ФЕМ достатньо взяти чотири сучасні монокристалічні ФЕП, наприклад, Risen RSM150-8-500M, основні параметри якої наведено в табл. 4.1. З метою отримання достатньо безпечного рівня DC напруги, прийнята 2S2P конфігурація ФЕМ. Тоді $V_{DC} = 2.42,45 = 84,9$ B.

Таблиця 4.1

Специфікація ФЕП Risen RSM150-8-500М [338]

Параметр	Величина
Максимальна потужність (Вт)	500
Напруга неробочого ходу (В)	51,0
Струм короткого замикання (А)	12,5
Напруга при МРР (В)	42,45
Струм при МРР (А)	11,8
Коефіцієнт корисної дії (%)	20,3
Робоча площа (м ²)	2,466
Температурний коефіцієнт потужності (%/град.С)	-0,37
Температурний коефіцієнт напруги неробочого	-0,29
ходу (%/град.С)	
Температурний коефіцієнт струму короткого	0,05
замикання (%/град. С)	

Розрахунок параметрів та вибір БДПС

Для побудови малопотужної автономної СУПВ прямого привода із заданими параметрами гідравлічної системи не доцільно застосовувати для приводу помпи асинхронний двигун, розрахований на напругу промислової мережі, через три основні причини: 1) необхідність досить дорогого інвертора напруги, 2) проблему з узгодження напруги асинхронного двигуна з напругою ФЕМ, яка для заданої потужності значно нижча від DC напруги інвертора, 3) зниження ККД асинхронного двигуна зі зменшенням його навантаження, зумовленого зменшенням інсоляції. Зважаючи на такі суттєві переваги як високі енергетичні показники, простоту керування та надійність, для досліджуваної автономної СУПВ застосовано БДПС, як і в багатьох інших роботах [332, 177, 97]. Номінальну DC напругу живлення БДПС вибрано відповідною до напруги модуля ФЕМ.

Для привода ВП з параметрами, наведеними в табл. 4.2, та $V_{DC} = 85$ В розраховано за математичною моделлю [260] необхідні параметри трифазного БДПС з трапецевидною ЕРС обертання та 120-градусною комутацією обмоток якоря, які наведено в табл. 4.2.

Таблиця 4.2

Параметр	Величина
Номінальна напруга постійного струму (В)	85
Номінальна потужність (кВт)	1,5
Номінальна кутова швидкість (об/хв)	2800
Номінальний крутний момент (Нм)	5,12
Максимальний крутний момент (Нм)	21
Кількість пар полюсів	1
Опір фазної обмотки (Ом)	0,10
Індуктивність обмотки (мГн)	1,0
Потокощеплення постійних магнітів (Wb)	0,1
Коефіцієнт корисної дії (%)	90

Параметри БДПС

Подальші дослідження ефективності роботи різних конфігурацій автономної СУПВ з вибраними основними елементами було здійснено шляхом комп'ютерного симулювання в середовищі Matlab/Simulink.

Аналіз ефективності перетворення потужності в традиційній автономній СУПВ прямого привода

На рис. 4.27 представлено функціональну схему традиційної автономної СУПВ прямого привода, у якій каскадно з'єднані між собою ФЕМ (PVM), DC-DC перетворювач, БДПС та ВП (CP). DC-DC перетворювач виконує функцію MPPT ФЕМ, регулюючи свою вхідну напругу та, відповідно, забезпечуючи оптимальне для конкретних метеорологічних умов навантаження ФЕМ. Оскільки потік генерованої ФЕМ енергії проходить через усі з'єднані каскадно пристрої, то на виході DC-DC перетворювача встановлюється таке значення напруги, яке забезпечує відповідну кутову швидкість БДПС з ВП, за якої підтримуватиметься баланс потужності в усій системі з врахуванням відповідних втрат. При цьому інвертор напруги в БДПС працює з низькочастотною комутацією ключів за положенням ротора двигуна без ШІМ, що забезпечує мінімальні втрати енергії в приводі ВП.



Рис. 4.27. Функціональна схема базової автономної СУПВ прямого привода

Комп'ютерна модель базової СУПВ (рис. 4.28) складається з чотирьох основних підсистем – PV Array, DC-DC Converter, Electric Drive Subsystem and Pump Subsystem.



Рис. 4.28. Комп'ютерна модель базової автономної СУПВ прямого привода

Підсистема PV Array взята із підрозділу Specialized Power Systems бібліотеки SimScape пакету Matlab/Simulink. ФЕМ сформовано з чотирьох фотоелектричних панелей Risen RSM150-8-500M, вибраних як user-defined PV module та включених між собою послідовно, тобто вибрана конфігурація ФЕМ 4S1P. Усі необхідні параметри отриманого ФЕМ відповідають однодіодній заступній схемі [89] та визначено підсистемою PV Array на підставі основних параметрів застосованої ФЕП, приведених в табл. 4.1.

DC-DC перетворювач взято понижувального типу, який реалізовано на ключі Mosfet and Diode. З вибраною схемою включення ФЕП такий перетворювач працюватиме з середніми значеннями його шпаруватості. Імпульсне керування ключем DC-DC перетворювача здійснює MPPT Subsystem, комп'ютерна модель якої показана на рис. 4.29. Основним її елементом є MPPT Controller, що реалізує пошуковий алгоритм Perturbe & Observe (P&O) з використанням програми, записаної в блоці МАТLAВ Function. Алгоритм P&O є найбільш поширеним серед інших алгоритмів МРРТ та наводиться в численних працях, наприклад. На вхід програмного блока поступають поточні значення напруги та струму з виходу ФЕМ, а також задаються основні параметри, серед яких крайні значення вихідної напруги ФЕМ та крок для її зміни під час пошуку МРР. У результаті пошуку на виході D програмного блоку формується оптимальне значення вихідної напруги ФЕМ,

за якого поточна потужність на виході ФЕМ має максимальне значення V_{PVM.opt}. На основі цього значення формується величина шпаруватості DC-DC перетворювача

$$D = \frac{V_{\text{DC-DC.out}}}{V_{\text{PVM.opt}}},$$
(4.100)

де V_{DC-DC.out} – напруга на виході DC-DC перетворювача, яка вимірюється відповідним давачем напруги.

Отримане поточне значення шпаруватості *D* подається на вхід формувача ШІМ-сигналу з несучою частотою 3 кГц, що реалізований за допомогою блоку PWM Generator.



Рис. 4.29. Комп'ютерна модель підсистеми MPPT Subsystem



Рис. 4.30. Комп'ютерна модель підсистеми Electric Drive Subsystem

Комп'ютерну модель підсистеми Electric Drive Subsystem наведено на рис. 4.30. Permanent Magnet Synchronous Machine з трапецевидною формою EPC та параметрами, наведеними в табл. 4.2, комутується шестиключовим мостовим

інвертором напруги Universal Brige. Потрібні сигнали для 120-градусної провідності ключів інвертора формуються блоком Gates на основі перетворених блоком Decoder сигналів про положення ротора двигуна, що поступають від давачів Холла.

Комп'ютерну модель підсистеми Pump Subsystem наведено на рис. 4.31. 3 метою максимальної точності моделювання застосованої ВП, її модель побудована на основі блоків з підрозділів Hydraulic та Fluids бібліотеки SimScape. Основним в моделі є блок, що моделює роботу самої ВП за умови ізотермічності перекачуваної рідини (IL) Centrifugal Pump (IL). Еталонна характеристика помпи базується на залежностях напору та гальмівної потужності як функції витрати помпи під час його нормальної роботи, тобто H(Q) та $P_{\rm m}(Q)$. Зв'язок між номінальними характеристиками помпи взято відповідно до виразів, (4.82) і (4.83), а їх залежності від швидкості помпи визначено за законами спорідненості (4.75) та (4.76). Ці залежності задано у вигляді 2D табличних даних як основні параметри ВП. Нормальна робота помпи відповідає потоку від порту А до порту В і посиленню тиску від порту А до порту В. Робота помпи поза нормальним діапазоном не визначена та може бути неточною. Гідравлічне навантаження ВП змодельовано відповідно до виразу (4.85), причому статичний перепад висот h = 20 м моделює блок Pressure Source (IL), а динамічний перепад $h_{\rm f}$, зумовлений гідравлічним тертям води в трубі з реальними довжиною та діаметром моделює блок Ріре (IL). Вода перекачується помпою з нижнього резервуару Bottom Reservoir (IL) до верхнього резервуару Тор Reservoir (IL), які перебувають при атмосферному тиску. Реальні параметри самої води як ізотермічної рідини задано в блоці Isotermal Liquid Properties (IL). Для отримання часових залежностей основних змінних, що описують роботу ВП, в моделі використано давачі кутової швидкості помпи Ideal Motor Motion Sensor, манометричного (gauge) тиску Pressure Sensor (IL), потоку рідини Flou Rate Sensor (IL) та моменту навантаження, яке створюється ВП на її валі Ideal Torque Sensor.



Рис. 4.31. Комп'ютерна модель підсистеми Pump Subsystem

Зв'язок цієї гідравлічної моделі з електричною моделлю СУПВ здійснюється через сигнал частоти обертання БДПС, який підключається через відповідний перетворювач сигналу Simulink-PS Converter. Аналогічні зворотні перетворювачі PS-Simulink Converter дають змогу вивести в загальну модель сигнали від усіх гідравлічних давачів координат. З їх використанням в загальній моделі (див. рис. 4.28) обчислюються вхідна Ріп та вихідна Pout потужності ВП, а також її ефективність. Отриманий сигнал гідравлічного моменту навантаження ВП Тт поступає в Electric Drive Subsystem як момент статичного навантаження БДПС.

Отримані в процесі симулювання часові залежності основних змінних досліджуваної СУПВ виводяться у відповідні підсистеми PVM, BLDCM, CP для запису, які розміщено в нижній частині комп'ютерної моделі на рис. 4.28. Поряд також виводиться часова залежність сумарної ефективності роботи всієї СУПВ, що обчислена відповідно до виразу

$$\eta_{\Sigma} = \frac{P_{\rm CP}}{G A_{\rm PVM}},\tag{4.101}$$

де *А*_{РVM} – сумарна площа поверхні ФЕМ.

У дослідженні базової автономної СУПВ прямого привода нас цікавили два питання – робочий діапазон інтенсивності сонячної радіації G (Вт/м²), в межах якого можливе перекачування води, та ефективність роботи ВП в цьому діапазоні. Для цього в моделі задавалися спадаючі рівні G від максимального значення 1000 Вт/м² вниз, як показано на рис. рис. 4.32,а. Робоча температура ФЕП вибрана рівною $\theta = 40$ °С. Часові залежності основних змінних, отримані в процесі симулювання, об'єднано в чотири групи відповідно до трьох основних складових досліджуваної СУПВ – ФЕМ, BLDCM, CP and загальної ефективності, як показано на рис. 4.32,а,б,в,г.

Як видно з рис. 4.32,а, зі зниженням інтенсивності падаючої на ФЕМ сонячної радіації зменшується і генерована нею потужність. Ефективність роботи ФЕМ визначалася за виразом

$$\eta_{\rm PVM} = \frac{V_{\rm PVM} I_{\rm PVM}}{G A_{\rm PVM}},\tag{4.102}$$

де $V_{\rm PVM}$, $I_{\rm PVM}$ – напруга та струм на виході ФЕМ.

Рис. 4.32, а показує, що ефективність роботи ФЕМ в усьому діапазоні зміни інтенсивності сонячної радіації залишається на максимальному для заданої температури ФЕМ рівні $\eta_{\text{PVM}} = 0,192$, що свідчить про якісну роботу системи МРРТ.



Рис. 4.32. Часові залежності основних координат підсистем базової автономної СУПВ прямого привода: а) РVM, б) СР, в) BLDCM, г) загальної ефективності

Рис. 4.32, в відображає криві кутової швидкості, електромагнітного моменту та ефективності роботи електропривода, а рис. 4.32, б представляє криві витрати води, тиску в досліджуваній гідравлічній системі, створюваного ВП моменту гідравлічного навантаження на валі двигуна та ефективності роботи самої ВП η_{BLDCM} . З отриманої часової залежності ефективності роботи

ВП видно, що найнижчим кратним 50 Вт/м² рівнем інтенсивності падаючої сонячної радіації, за якого ще можлива робота досліджуваної базової СУПВ, є значення G = 450 Вт/м². При цьому для ВП η_{CP} знижується до рівня 0,17.

З отриманої часової залежності η_{Σ} (рис. 4.32,г) видно, що при зниженні G від 1000 Вт/м² до 450 Вт/м² сумарна ефективність роботи СУПВ спадає від 0,0895 до 0,0257. При цьому найнижчими значеннями ефективності з трьох, що входять до виразу (4.102), як видно з рис. 4.32, характеризується η_{PVM} та η_{CP} , причому за рівнів G < 500 Вт/м² ефективність ВП стає навіть меншою від ефективності ФЕМ. Тому актуальними є дослідження, які б забезпечили підвищення ефективності роботи ВП в широкому діапазоні зміни інтенсивності падаючої сонячної радіації.

Розроблення енергоефективної автономної СУПВ з пульсуючим характером роботи та проміжним СК нагромаджувачем енергії

Зважаючи на нагромаджувальний характер роботи автономної СУПВ (разом з накопичувальним баком), прямого привода для підвищення енергетичної ефективності її роботи, а також розширення діапазону робочих значень інтенсивності падаючої сонячної радіації, пропонується застосувати імпульсну роботу автономної ВП, ввівши в канал перетворення енергії проміжний СК нагромаджувач енергії. Для цього можна піти шляхом застосування проміжного нагромаджувача генерованої ФЕМ електричної енергії, про що було вже сказано в розділі 1. Проте в даній роботі пропонується не застосовувати електрохімічну батарею з усіма її проблемами, і навіть не батарейно-суперконденсаторну гібридну систему нагромадження електроенергії. Якщо взяти до уваги, що сам процес помпування води є нагромадженням енергії, то тоді значного ефекту можна досягнути, замінивши неперервний процес генерування та нагромадження енергії з регулюванням його потужності за рівнем основного керуючого сигналу (в даному випадку напруги DC-bus) на низькочастотний імпульсний процес роботи самої помпи з регулюванням його усередненої потужності шляхом зміни шпаруватості

імпульсів. При цьому потужність сигналу в межах одного імпульсу залишатиметься номінальному рівні, забезпечуючи максимальну на енергетичну ефективність процесу перекачування води за будь-якого рівня інтенсивності падаючої сонячної радіації, а зi зміною останньої змінюватиметься лише частота ввімкнення помпи.

Конфігурація автономної СУПВ прямого привода з проміжним СК нагромаджувачем енергії та обґрунтування параметрів останнього

На рис. 4.33 представлено функціональну схему автономної СУПВ з проміжним СК нагромаджувачем енергії. У ній СК-модуль (СКМ) включений в основний канал перетворення енергії. DC-DC перетворювач DC-DC 1, як і в традиційній системі, показаній на рис. 4.27, виконує функцію МРРТ, забезпечуючи максимально можливу електричну потужність генерування ФЕМ. Ця потужність спрямована безпосередньо і постійно на заряджання СКМ, а також періодично на приведення в рух БДПС з ВП. Остання функція здійснюється DC-DC перетворювачем DC-DC 2, який вмикається і вимикається відповідно в моменти досягнення напругою СКМ свого максимального $V_{\text{SCM.max}}$ та мінімального $V_{\text{SCM.min}}$ значень. При цьому вихідна напруга DC-DC 2 автоматично підтримується на номінальному для БДПС рівні $V_{\text{BLDCM.n}}$, забезпечуючи тим самим номінальну частоту обертання двигуна з ВП і номінальну високу ефективність останньої.



Рис. 4.33. Функціональна схема автономної СУПВ прямого привода з проміжним СК нагромаджувачем енергії

Необхідні параметри СКМ можна обґрунтувати таким чином. Номінальну напругу СКМ (вона ж максимальна) доцільно вибрати рівною номінальній DC напрузі БДПС V_{SCM.n} = V_{SCM.max} = V_{BLDCM.n}, а мінімальну робочу, як часто

приймається [177], — у два рази меншою $V_{\text{SCM,min}} = 0.5 V_{\text{SCM,max}}$, що забезпечить реальні параметри перетворювача DC-DC 2. Необхідна електрична ємність СКМ С_{SCM} визначається енергією одного імпульсу включення системи електропривода ВП, яка рівна добутку номінальної потужності системи електропривода ВП $P_{BLDC,n}$ на тривалість цього імпульсу t_{pulse} . При цьому, з метою уникнення занадто частих включень ВП, доцільно обмежити мінімальне значення імпульсу $t_{pulse.min}$. Проте на величину t_{pulse} та частоту включень ВП впливатиме, в першу чергу, інтенсивність падаючої сонячної радіації G. Так, зі зменшенням G час заряджання СКМ збільшуватиметься, а час розряджання СКМ зменшуватиметься. Останнє зумовлено тим, що при підключенні до СКМ БДПС з помпою двигун живиться не лише енергією, що споживає від СКМ, але й ΦEM. необхідна енергією, ЩО генерується Тому ємність СКМ визначатиметься виходячи з умови забезпечення заданого значення t_{pulse.min} для мінімального робочого значення G.

Для приблизної оцінки закономірностей заряджання та розряджання СКМ в даній СУПВ, приймемо наступні допущення: 1) залежністю показників генерування електроенергії ФЕМ від температури панелей знехтуємо і враховуватимемо вплив на них лише інтенсивності падаючої сонячної радіації G, 2) значення потужності ФЕМ вважатимемо рівним за її роботи в МРР – $P_{\rm PVM.MPP}$.

Під час заряджання СКМ помпа відключена, тому зарядний струм СКМ пропорційний потужності ФЕМ в МРР *Р*_{РVM.МРР}, а також, згідно (4.100), і *G*:

$$I_{\text{SCM.charge}} = \frac{\eta_{\text{DC-DC}} P_{\text{PVM.MPP}}}{V_{\text{SCM}}}, \qquad (4.103)$$

де $\eta_{\text{DC-DC}}$ – ККД DC-DC перетворювача, що працює з ШІМ (прийнято $\eta_{\text{DC-DC}} = 0.92$).

Під час розряджання СКМ БДПС з помпою живиться також і струмом від ФЕМ, а саме $I_{\text{SCM.charge}}$ (4.103). Тому розрядний струм СКМ рівний $I_{\text{SCM.discharge}} = I_{\text{BLDC.n}} - I_{\text{SCM.charge}}$.

$$I_{\text{SCM.discharge}} = \frac{P_{\text{BLDC.n}}}{\eta_{\text{DC-DC}} V_{\text{SCM}}} - I_{\text{SCM.charge}}, \qquad (4.104)$$

де *Р*_{BLDCM.n} – номінальна електрична потужність на вході інвертора БДПСМ.

З врахуванням (4.103) і (4.104) тривалості заряджання (pause) та розряджання (pulse) СКМ можна виразити таким чином:

$$t_{\text{pause}} = C_{\text{SCM}} \int_{V_{\text{SCM,min}}}^{V_{\text{SCM,max}}} \frac{dV_{\text{SCM}}}{I_{\text{SCM,charge}}} = \frac{0.375C_{\text{SCM}}V_{\text{SCM,n}}^2}{\eta_{\text{DC-DC}}P_{\text{PVM,MPP}}},$$
(4.105)

$$t_{\text{pulse}} = C_{\text{SCM}} \int_{V_{\text{SCM,min}}}^{V_{\text{SCM,min}}} \frac{dV_{\text{SCM}}}{-I_{\text{SCM,discharge}}} = \frac{0.375C_{\text{SCM}}V_{\text{SCM,n}}^2}{P_{\text{BLDCM,n}}/\eta_{\text{DC-DC}} - \eta_{\text{DC-DC}}P_{\text{PVM,MPP}}}, \quad (4.106)$$

де *C*_{SCM} – електрична ємність СКМ.

Прийнявши $t_{pulse.min} = 40$ с за $G_{min} = 200$ Вт/м² та враховуючи, що $P_{SCM.MPP} = P_{SCM.n} G/G_n$, з (4.95) отримано $C_{SCM} = 21,4$ Ф. Необхідна кількість послідовно ввімкнених SC становить $n_{SC} = V_{SCM.n} / V_{SC} = 85/2.7 = 32$. Тоді потрібна ємність одного CK рівна $C_{SC} = C_{SCM'}n_{SC} = 21,4\cdot32 = 684,8$ Ф. Отож, для формування CKM необхідно взяти 32 послідовно ввімкнених CK ємністю 650 Ф типу ВСАР650 фірми Махwell. Тоді ємність CKM становитиме $C_{SCM} = 20,3$ Ф. 3 використанням отриманого значення за виразами (4.94) та (4.95) обчислено залежності періодичності включення БДПМ з ВП в залежності від рівня G, які показано на рис. 4.34. З отриманих залежностей видно, що залежності $t_{pause}(G)$, а також їх сума — період імпульсної роботи є близькими до симетричності відносно середнього рівня G = 500 Вт/м². За низького рівня G = 100 Вт/м² помпа включається зрідка, з періодом 333 с, на час роботи 34 с, а за високих значень G = 900 - 1000 Вт/м² помпа практично переходить до безперервної роботи. Проте за всіх включень ВП ефективність її роботи буде максимальною – на рівні $\eta_{CP} = 0,56$.

Якщо проаналізувати конфігурацію автономної СУПВ з проміжним СК нагромаджувачем енергії (рис. 4.33) то можна зауважити, що висока

ефективність роботи ВП досягається досить високою ціною. Це не лише СКМ, а й два додаткові DC-DC перетворювачі. При цьому, задля зменшення встановленої енергії СКМ завдяки ефективному його використанню в широкому діапазоні SOC_{SCM} = 0,25 – 1,0, встановлені потужності DC-DC перетворювачів мають бути у два рази більшими від потужність ФЕМ (біля 4



Рис. 4.34. Залежності періодичності включення БДПМ з ВП в залежності від рівня інтенсивності сонячної радіації

кВт). Це зумовлено їх струмами подвійної величини при $V_{SCM.min}$ в порівнянні з цими струмами при $V_{SCM.n}$. Крім того, перетворювач DC-DC 2 має бути понижувально-підвищувального типу (buck-boost) з метою плавного підвищення DC-напруги БДПСМ при його запуску в роботу для уникнення гідравлічного удару в ВП. Усе це значно підвищує складність розглянутої автономної СУПВ, збільшує її вартість, а також дещо знижує загальну ефективність через кількакратне перетворення параметрів електричної енергії в каналі її передачі від ФЕМ до ВП.

Конфігурації автономної СУПВ прямого привода з проміжним СК нагромаджувачем енергії, що паралельно виконує функцію МРРТ

Для усунення вказаних недоліків представленої вище конфігурації автономної СУПВ з проміжним СК нагромаджувачем енергії, доцільно скористатися ефективним способом, представленим в роботі [295]. У ній запропоновано контролювати процес нагромадження в СКМ енергії, генерованої від ФЕМ, шляхом періодичного включення компресора, який стискав повітря в балонах – compressed air energy storage system (CAES). При цьому напруга СКМ в його зарядно-розрядних циклах змінювалася таким чином, щоб забезпечувати МРРТ ФЕМ таким простим і водночас ефективним способом.

На рис. 4.35 представлено функціональну схему автономної СУПВ з проміжним СК нагромаджувачем енергії, буфером, в якій СКМ підключено безпосередньо паралельно до ФЕМ. У процесі роботи СУПВ СКМ постійно заряджається від ФЕМ і періодично розряджається через напівпровідниковий ключ S на БДПС, що приводить в рух ВП. При цьому максимальна напруга СКМ Von, за якої відбувається включення ключа S, та мінімальна напруга СКМ $V_{\rm off}$, за якої відбувається його виключення, вибираються, відповідно, більшою та меншою від напруги точки максимальної потужності ФЕМ V_{PVM.opt}, як показано на рис. 4.39. З метою незначного відхилення від МРР ФЕМ, значення Von та Voff доцільно вибрати рівними відповідним напругам ФЕМ, за яких значення потужності ФЕМ знижується, наприклад, на 5% від максимального значення $P_{\text{PVM.max}}$ ($\Delta P = 0.05 P_{\text{PVM.max}}$), як показано на рис. 4.36. При цьому СКМ працюватиме у вузькому діапазоні свого SOC, що потребуватиме більшої встановленої енергії СКМ в порівнянні з конфігурацією, показаною на рис. 4.33. Проте з даної СУПВ виключено два потужні DC-DC перетворювачі та спрощено керування системою. Для плавного включення ВП (СР) ключ S теж повинен короткочасно працювати під ШІМ, проте практично весь час він працює в режимі on aбо off. Це теж підвищує загальну ефективність системи.

Оскільки $P_{\text{PVM.max}}$ залежить від двох основних факторів – інтенсивності падаючої на ФЕМ сонячної радіації G і температури ФЕМ θ , то для організації роботи СУПВ даної конфігурації необхідно мати залежності $V_{\text{on}}(G, \theta)$ та $V_{\text{off}}(G, \theta)$.



Рис. 4.35. Функціональна схема автономної СУПВ прямого привода з проміжним СК нагромаджувачем енергії, безпосередньо підключеним до ФЕМ



Рис. 4.36. Характеристики та параметри, що пояснюють роботу системи МРРТ, яка реалізується СКМ

Необхідні параметри СКМ можна знайти таким чином. Номінальна напруга СКМ повинна бути не нижчою за максимальне значення $V_{\text{SCM.on}}(G, \theta)$, яке досягається за максимального рівня $G = 1000 \text{ Bt/m}^2$ та мінімальної робочої температури ФЕМ, яку можна взяти не меншою за -10°С, що може мати місце в морозний сонячний день. Необхідна електрична ємність СКМ $F_{\rm SCM}$ визначається енергією одного імпульсу включення системи електропривода ВП, яка рівна добутку номінальної потужності системи електропривода СП $P_{\text{BLDC.n}}$ на тривалість цього імпульсу t_{pulse} . При цьому, з метою уникнення занадто частих включень ВП, доцільно задати мінімальне значення t_{pulse.min}. На та частоту включень ВП впливатиме, в першу чергу, величину t_{pulse} інтенсивність падаючої сонячної радіації G, подібно як це було в попередній конфігурації автономної СУПВ з проміжним ВП нагромаджувачем енергії. Проте закономірності визначення C_{SCM} , а також t_{pulse} і t_{pause} тут будуть дещо іншими, ніж (4.103), (4.104), (4.105), (4.106).

Для приблизної оцінки закономірностей заряджання та розряджання СКМ в даній конфігурації СУПВ, приймемо низку наступних допущень: 1) залежністю показників генерування електроенергії ФЕМ від температури панелей знехтуємо і враховуватимемо вплив на них лише інтенсивності падаючої сонячної радіації, 2) значення струму ФЕМ вважатимемо рівним за роботи ФЕМ в МРР - $I_{\text{PVM.MPP.}}$, 3) напругу ФЕМ в МРР приймемо сталою і рівною номінальному значенню $V_{\text{PVM.opt}}$ – при G =1000 Вт/м² і θ = 40°C, 4) різницю між напругами включення та виключення ключа Mosfet вважатимемо сталою $\Delta V = V_{\text{on}}(G, \theta) - V_{\text{off}}(G, \theta) = \text{const.}$

Під час заряджання СКМ помпа відключена, тому зарядний струм СКМ рівний струму ФЕМ *I*_{PVM.MPP} і пропорційний потужності ФЕМ в МРР *P*_{PVM.MPP}:

$$I_{\text{SCM.charge}} = I_{\text{PVM.MPP}} = \frac{P_{\text{PVM.MPP}}}{V_{\text{PVM.opt}}}.$$
(4.107)

Під час розряджання СКМ помпа живиться також і струмом ФЕМ. Тому струм розряджання СКМ рівний $I_{SCM.discharge} = I_{BLDC.n} - I_{PVM.MPP}$. Тоді необхідна електрична ємність СКМ становитиме

$$C_{\rm SCM} = \frac{t_{\rm pulse.min} \left(I_{\rm BLDC.n} - I_{\rm PVM.MPP.min} \right)}{\Delta V_{\rm SCM}}.$$
(4.108)

На основі (4.107) і (4.108) можна записати вирази для наближеного обчислення тривалостей імпульсу і паузи в роботі БДПС з ВП за різних значень інтенсивності падаючої сонячної радіації *G*:

$$t_{\rm pulse} = \frac{C_{\rm SCM} \,\Delta V_{\rm SCM}}{I_{\rm SCM, discharge}} = \frac{C_{\rm SCM} \,\Delta V_{\rm SCM}}{I_{\rm BLDC,n} - P_{\rm PVM, MPP} / V_{\rm PVM, opt}};$$
(4.109)

$$t_{\text{pause}} = \frac{C_{\text{SCM}} \Delta V_{\text{SCM}}}{I_{\text{SCM.charge}}} = \frac{C_{\text{SCM}} \Delta V_{\text{SCM}} V_{\text{PVM.opt}}}{V_{\text{PVM.MPP}}}.$$
(4.110)

Визначення параметрів імпульсної роботи автономної дослідної СУПВ з проміжним СК нагромаджувачем енергії, що паралельно виконує функцію МРРТ

Розрахунок значень $V_{on}(G, \theta)$ та $V_{off}(G, \theta)$ розпочинається з математичної моделі ФЕМ. На основі однодіодної моделі фотоелектричної комірки [145], рівняння, що зв'язує між собою струм і напругу ФЕМ, має вигляд

$$I_{PVM} = I_{ph} n_{par} - I_{s} n_{par} \left[exp \left(\frac{V_{PVM} + I_{PVM} R_{s}}{V_{\theta} n_{ser}} \right) - 1 \right] - \frac{(V_{PVM} + I_{PVM} R_{s}) n_{par}}{R_{sh} n_{ser} G / G_{n}} - \frac{0.05 (V_{PVM} + I_{PVM} R_{s})}{R_{sh}} , \qquad (4.111)$$

де $I_{\rm ph}$ – фотострум ФЕП; $n_{\rm par}$ – кількість паралельно з'єднаних ФЕП в модулі; $I_{\rm S}$ - струм насичення діода ФЕП; $R_{\rm s}$ – послідовний опір ФЕП; V_{θ} – так звана термічна напруга фотоелемента; $R_{\rm sh}$ – паралельний опір ФЕП; $n_{\rm ser}$ – кількість паралельно з'єднаних ФЕП в модулі; $G_{\rm n}$ – номінальне значення сонячної опроміненості.

Рівняння для фотоструму ФЕП має вигляд:

$$I_{\rm ph} = \left[I_{\rm sc} + I_{\rm sc} \, k_{\rm i} \left(\theta - \theta_{\rm n} \right) \right] G \,/\, G_{\rm n} \,, \qquad (4.112)$$

де *I*_{SC} – струм короткого замикання ΦΕΠ; *k*_i – температурний струмовий коефіцієнт ΦΕΠ; *θ*_n – номінальна робоча температура ΦΕΠ.

Струм насичення діода ФЕП можна виразити як

$$I_{\rm s} = I_{\rm s.n} \left(\frac{T}{T_{\rm n}}\right)^3 \exp\left[\frac{q E_{\rm g}}{nk} \left(\frac{1}{T_{\rm n}} - \frac{1}{T}\right)\right],\tag{4.113}$$

де $I_{s.n}$ - номінальне значення струму насичення діода; T і T_n – поточне і номінальне значення абсолютної температури ФЕП, відповідно; E_g – енергія забороненого шару напівпровідника; q – заряд електрона; n – ступінь ідеальності діода; k – стала Больцмана.

Енергію забороненого шару напівпровідника можна знайти як

$$E_{\rm g} = E_{\rm g.n} \Big[1 + k_{\rm Eg} \left(T - T_{\rm n} \right) \Big], \qquad (4.114)$$

де k_{Eg} – температурний коефіцієнт енергії забороненого шару напівпровідника.

Термічна напруга фотоелемента рівна

$$V_{\theta} = \frac{nkT_{\rm PVP}}{q}N_{\rm cell}, \qquad (4.115)$$

де N_{cell} – кількість послідовно з'єднаних фотоелементів в ФЕП.

Необхідні для виразів (4.111), (4.112), (4.113), (4.114), (4.115) параметри вибраної ФЕП наведено в табл. 4.3.

На основі описаної математичної моделі (4.111), (4.112), (4.113), (4.114), (4.115), в середовищі МАТLAВ складено програму розрахунку значень $V_{on}(G, \theta)$ та $V_{off}(G, \theta)$ для $P_{PVM} = 0.95P_{PVM,max}$ (рис. 4.39) та різних значень сонячної опроміненості G_i і температури θ_j . Загальний алгоритм розрахунку показано на рис. рис. 4.37. Відповідно до нього, було проведено низку циклів однотипних розрахунків для восьми значень інтенсивності падаючої на ФЕМ

Таблиця 4.3

Параметр	Величина
Опір шунта, <i>R</i> _{sh} (Ом)	85
Послідовний опір, <i>R</i> _s (Ом)	0,22536
Номінальний струм насичення діода, <i>I</i> _{с.n} (А)	2,7657 [.] 10 ⁻¹¹
Температурний коефіцієнт, k _i (%/град)	5.10-4
Струм короткого замикання, I _{sc} (А)	12,53
Коефіцієнт ідеальності діода, п	0,61671
Заряд електронів, q (Кл)	1,602 [.] 10 ⁻¹⁹
Стала Больцмана, <i>k</i> (Дж/К)	1,38 ⁻ 10 ⁻²³
Номінальне випромінювання, G _n (Вт/м2)	1000
Кількість послідовно з'єднаних комірок, N _{cell}	120
Напруга холостого ходу, $V_{\rm oc}$ (В)	51

Параметри досліджуваної ФЕП

Температурний коефіцієнт енергії забороненої зони k _{Eg} (%/K)	2,677.10-2
Номінальна енергія забороненої зони напівпровідника, <i>E</i> _{g.n} (eB)	1,121
Номінальна теплова напруга елемента, V _{TREF} (В)	1,901
Кількість паралельно з'єднаних ФЕП в РVM, n _{par}	2
Кількість послідовно з'єднаних ФЕП в ФЕП, n _{ser}	2

сонячної радіації (від 300 Вт/м² до 1000 Вт/м² з кроком 100 Вт/м²) та восьми значень температури ФЕМ (від -10 °С до 60 °С з кроком 10 °С) (блок 1). Для кожної пари G_i and θ_j почергово задавалися значення напруги ФЕМ $V_{PVM k}$ від 60 В до 110 В з кроком 0,1 В, які підставлялися в рівняння (4.107). У результаті чисельного інтегрування цього рівняння за допомогою МАТLAB function Solve у блоці 2 отримувалися відповідні значення струмів $I_{PVM ijk}$, а в блоці 3 – потужностей на виході ФЕМ $P_{PVM ijk}$. У блоці 4 для кожної кривої $P_{PVM}(V_{PVM})$ знаходилися максимальне значення потужності ФЕМ в МРР $P_{PVM.max ij}$ та відповідне їй значення напруги на виході ФЕМ $V_{PVM.opt ij}$. Задавшись на 5% меншим від максимального значення напруги ФЕМ по обидві сторони від $V_{PVM.opt}$ ij, тобто знаходилися значення напруг перемикань $V_{on}(G_i, \theta_j)$ та $V_{off}(G_i, \theta_j)$.

Отримані за описаним алгоритмом 3D-залежності $V_{on}(G_i, \theta_j)$ та $V_{off}(G_i, \theta_j)$ було апроксимовано з використанням програми John D'Errico – polyfitn з MATLAB external library наступними поліноміальними функціями:

$$V_{\text{on}}(G,\theta) = 93.33 + 1.505 \cdot 10^{-2} G - 0.3322 \theta + 3.716 \cdot 10^{-5} G \theta + 2.255 \cdot 10^{-8} G \theta^{2} - 1.220 \cdot 10^{-8} G^{2} \theta - 1.746 \cdot 10^{-5} G^{2} - 4.311 \cdot 10^{-5} \theta^{2} + 6.510 \cdot 10^{-9} G^{3} + 4.945 \cdot 10^{-7} \theta^{3},$$
(4.116)

$$V_{\text{off}}(G,\theta) = 81.77 + 1.289 \cdot 10^{-2}G - 0.3267\theta + 4.322 \cdot 10^{-5}G\theta - 5.514 \cdot 10^{-8}G\theta^2 - 1.726 \cdot 10^{-8}G^2\theta - 1.528 \cdot 10^{-5}G^2 + 7.877 \cdot 10^{-5}\theta^2 + 5.528 \cdot 10^{-9}G^3 + 2.946 \cdot 10^{-7}\theta^3$$
(4.117)

За отриманими виразами (4.116), (4.117) на рис. 4.38, як приклад, побудовано залежності, які відображають положення напруг перемикання на

відповідних кривих $P_{\text{PVM}}(V_{\text{PVM}})$ за $\theta = 40$ °C та різних значень G для досліджуваного ФЕМ.



Рис. 4.37. Узагальнений алгоритм визначення напруг включення та виключення ВП



Рис. 4.38. Отримані залежності напруг перемикання дослідної ФЕМ від *G* для температури 40 °C

З метою реалізації отриманих результатів у мікроконтролері, до залежностей (32) і (33) було застосовано Mathcad Minerr function, яка дала змогу за методом Levenberg-Marquardt наступні спрощені залежності:

$$V_{\rm on}(G,\theta) = 96,48 - 0,328\theta + 1,204 \cdot 10^{-3}G + 2,22 \cdot 10^{-5}\theta G, \qquad (4.118)$$

$$V_{\rm off}(G,\theta) = 84,64 - 0,316\theta + 5,267 \cdot 10^{-4} \,G + 1,857 \cdot 10^{-5} \,\theta \,G \,. \tag{4.119}$$

Така апроксимація виразів (4.116), (4.117) спрощеними функціями (4.118), (4.119) дає похибку в моделюванні напруг перемикання до 0.5%. Це видно з рис. 4.39, на якому суцільними лініями показано криві, побудовані за виразом (4.116), а відповідними пунктирними лініями – криві, побудовані за виразом (4.118).

Аналіз отриманих значень напруг ФЕМ, що відповідають ввімкненню та вимкненню ключа Mosfet за різних значень *G* і θ показує, що з достатньою для попередньої оцінки точністю можна прийняти різницю цих напруг на рівні $\Delta V_{SCM} = 12$ В. Це значення і було використане для обґрунтування потрібної ємності ФЕМ за виразом (4.108). На основі номінальних параметрів ФЕМ та



Рис. 4.39. Залежності $V_{\text{on}}(G_i, \theta_j)$, побудовані за (32) — суцільні лінії та (34) — пунктирні лінії

БДПС, наведених в табл. 4.1, 4.2, та з врахуванням конфігурації ФЕМ 2S2P за мінімального робочого рівня інтенсивності падаючої сонячної радіації $G_{\min} = 200 \text{ Bt/m}^2$ значення струмів, які входять в (4.108), рівні

$$I_{\rm BLDC.n} = \frac{P_{\rm BLDCM.n}}{V_{\rm PVM} \eta_{\rm BLDCM} \eta_{\rm VI}} = \frac{1500}{2 \cdot 42,45 \cdot 0,9 \cdot 0,95} = 20,5 \,\rm A\,, \tag{4.120}$$

$$I_{\text{PVM.MPP.min}} = I_{\text{PVM.MPP}} \frac{G_{\text{min}}}{G_{\text{n}}} = 2 \cdot 11, 8 \frac{200}{1000} = 4,72 \text{ A},$$
 (4.121)

де $\eta_{VI} = 0,95 - KKД$ інвертора напруги, який комутує з низькою частотою обмотки якоря БДПС (без ШІМ).

Прийнявши мінімальну тривалість імпульсу включення БДПС з ВП на рівні $t_{tpulse.min} = 25$ с, з (4.108) отримано $C_{SCM} = 32,9$ Ф. Необхідна кількість послідовно ввімкнених СК становить $n_{SC} = V_{on.max}/V_{SC} = 100/2,7 = 37$. Тоді потрібна ємність одного СК рівна $C_{SC} = C_{SCM} \cdot n_{SC} = 32,9 \cdot 37 = 1217$ Ф. Отож, для формування СКМ взято 37 послідовно ввімкнених СК ємністю 1200 Ф типу ВСАР1200 фірми Махwell [307]. Еквівалентний послідовний опір такого СК становить ESR = 0,58 мОм. Основні параметри отриманого СКМ є такими: C_{SCM} = 32,4 Ф, ESR_{SCM} = 21,5 мОм.

Для отриманого СКМ за виразами (4.109), (4.110) наближено пораховані тривалості імпульсу і паузи в роботі БДПС з ВП за різних значень інтенсивності падаючої сонячної радіації G. Результати цих розрахунків показані графічно точками на рис. 4.40. З отриманих залежностей добре видно закономірності імпульсної роботи досліджуваної СУПВ з проміжним ВП нагромаджувачем енергії: за низьких значень G тривалість імпульсу мала, а паузи — велика, і, навпаки, за високих значень G тривалість імпульсу велика, а паузи — мала; за середньої інтенсивності сонячної роботи досліджуваної СУПВ, то він залежить від G незначно, дещо збільшуючись за крайніх високих та низьких значень інтенсивності сонячної роботи досліджуваної СУПВ,



Рис. 4.40. Залежності тривалостей імпульсу та паузи під час роботи досліджуваної СУПВ з проміжним СК нагромаджувачем енергії, що паралельно виконує функцію МРРТ, від інтенсивності падаючаї сонячної радіації

Дослідження роботи автономної СУПВ з проміжним СК нагромаджувачем енергії, що паралельно виконує функцію МРРТ

У комп'ютерній моделі автономної СУПВ з проміжним СК нагромаджувачем енергії (рис. 4.41) визначені вище параметри СКМ внесено у блок Supercapacitor з бібліотеки SimScape. Buck DC-DC перетворювач, складений з транзистора Mosfet, діода Diode та дроселя L2, призначений для плавного запуску БДПС під час його підключення до СКМ з метою уникнення гідроудару в ВП. Фільтр L1 – C1 захищає СКМ від імпульсних струмів під час роботи DC-DC перетворювача.



Рис. 4.41. Комп'ютерна модель дослідної автономної СУПВ прямого привода з проміжним СК нагромаджувачем енергії

Керування імпульсною роботою ВП у даній СУПВ виконує підсистема SC MPPT Subsystem, комп'ютерна модель якої показана на рис. рис. 4.42. У блоках Von та Voff обчислюються потрібні для поточних значень інтенсивності падаючої на ФЕМ сонячної радіації і температури ФЕП значення напруг ФЕМ з СКМ для включення та виключення БДПС відповідно до виразів (4.118), (4.119). Після порівняння цих значень з вихідною напругою ФЕМ формуються відповідно S та R сигнали на входах тригера S-R Flip-Flop. Блоки Rate Limiter i Transfer Fcn разом з ключем Switch виконують функцію плавного наростання протягом кількох секунд вхідного сигналу шпаруватості на вході блока PWM Generator (DC-DC). Після досягнення одиничного сигналу на вході цього блока транзистор Mosfet буде повністю відкритим, і до БДПС безпосередньо прикладатиметься напруга СКМ.



Рис. 4.42. Комп'ютерна модель підсистеми SC MPPT Subsystem

Як приклад роботи СУПВ з проміжним СК нагромаджувачем енергії, на рис. 4.43 представлено результати комп'ютерного симулювання за рівня інтенсивності сонячної радіації G = 300 Вт/м² та при $\theta = 40$ °C.

Як видно з рис. 4.43,а, перемикання ключа Mosfet, яке здійснюється при $V_{\text{on}} = 84,3$ В та $V_{\text{off}} = 72,9$ В, приводить до періодичного коливання генерованої ФЕМ потужності, відповідно, від 536 Вт через максимальний рівень 563 Вт до 526 Вт. При цьому найбільше відхилення від максимального рівня потужності становить 6,6%, що зумовлено додатковими похибками в обчислення значень $V_{\text{on}}(G, \theta)$ та $V_{\text{off}}(G, \theta)$ за спрощеними виразами (4.114), (4.115). Значення ККД ФЕП коливається в діапазоні 0,178 – 0,190. Під час паузи в помпуванні води, яка тривала 50,6 с, СКМ заряджається від ФЕМ струмом, що зменшується від

7,4 А до 6,3 А, а під час імпульсу роботи помпи тривалістю 30,1 с СКМ розряджається струмом в діапазоні від 15,6 до 11,3 А (рис. 4.43,г). Під час включення БДПС завдяки роботі ключа Mosfer під ШІМ з плавним наростанням шпаруватості від 0 до 1 протягом 4,5 с кутова швидкість двигуна теж наростає плавно, як видно з рис. 4.43,в. Оскільки напруга живлення БДПС протягом тривалості імпульсу знижується, відповідно знижується і частота обертання двигуна з 2800 об/хв до 2540 об/хв. Однак ККД БДПС протягом імпульсу живлення залишається на майже сталому рівні 0,86. Гідравлічні змінні під час роботи ВП в імпульсі (рис. 4.43,6) повністю відповідають імпульсу кутової швидкості БДПС. При цьому ККД ВП в імпульсі її роботи залишається на високому рівні -0,56 - 0,47.

Загальна енергетична ефективність роботи СУПВ з проміжним СК нагромаджувачем енергії, на відміну від традиційних систем без проміжного нагромадження енергії (4.102), визначалася за значеннями енергій на вході та виході за час одного періоду роботи системи:





д)

Рис. 4.43. Результати комп'ютерного симулювання роботи СУПВ з проміжним СК нагромаджувачем енергії за рівня *G* = 300 Вт/м²: а) РVM, б) СКМ, в) БДПС, г) СР, д) загальної енергетичної ефективності

$$\eta_{\Sigma} = \frac{\int_{t_{\text{on},i+1}}^{t_{\text{on},i+1}} P_{\text{CP}}(t) dt}{\int_{t_{\text{on},i}}^{t_{\text{on},i+1}} P_{\text{PVM}}(t) dt},$$
(4.122)

де *t*_{on.*i*} та *t*_{on.*i*+1} – два сусідні моменти часу включення ВП.

Комп'ютерну модель підсистеми Efficiency Subsystem, яка побудована на основі виразу (4.122), наведено на рис. 4.44. У ній використано J-K Flip-Flop для відрахування тривалості періоду імпульсної роботи досліджуваної СУПВ.



Рис. 4.44. Комп'ютерна модель підсистеми Efficiency Subsystem

Як видно з рис. 4.43,д, в момент часу 101,5 с, коли ВП починає помпувати воду в наступному циклі, значення сумарного ККД становило 0,0781.

Аналіз результатів дослідження

На створених комп'ютерних моделях проведено дослідження, аналогічні представленим вище, роботи двох досліджуваних СУПВ, традиційної та запропонованої з проміжним СК нагромаджувачем енергії, за різних рівнів інтенсивності падаючої на ФЕМ сонячної радіації *G*. Основною метою цих досліджень була оцінка ефективності використання енергії сонця в різних системах. Результати цих досліджень представлено графічно на рис. 4.45.

Як видно з отриманих результатів, традиційна конфігурація автономної СУПВ прямого привода характеризується високими значеннями сумарної енергетичної ефективності η_{Σ} лише за високих рівнів G, від 800 до 1000 Вт/м². Зі зниженням G значення η_{Σ} стрімко падає. При цьому система МРРТ забезпечує підтримання високого рівня ефективності ФЕМ в усьому діапазоні



Рис. 4.45. Залежності сумарної енергетичної ефективності від інтенсивності падаючої на ФЕМ сонячної радіації для традиційної та запропонованої досліджуваних автономних СУПВ прямого привода

G (рис. 4.32,а), проте через стрімкий спад ефективності ВП робочий діапазон традиційної СУПВ обмежується нижнім рівнем інтенсивності падаючої сонячної радіації G = 450 Вт/м². Основною проблемою зниження сумарної енергетичної ефективності СУПВ традиційної конфігурації та її вузьким робочим діапазоном інсоляції є кубічна залежність потужності ВП від її кутової швидкості, а остання прямо пропорційна DC напрузі живлення БДПС, яка, в свою чергу, прямо пропорційна G.

У запропонованій СУПВ з проміжним СК нагромаджувачем енергії завдяки останньому забезпечується розділення в часі процесів нагромадження генерованої ФЕМ енергії та її споживання ВП. Це дає змогу завжди споживати від ФЕМ системою електропривода близьку до номінального рівня потужність та підтримувати під час періоду роботи ВП близьку до номінальної її кутову швидкість, забезпечуючи високу енергетичну ефективність роботи СУПВ практично в усьому діапазоні зміни інтенсивності падаючої на ФЕМ сонячної радіації. Як видно з кривої на рис. 4.45, значення сумарної ефективності роботи системи тримається на постійному високому рівні біля 0,08 за зниження G аж до 300 Вт/м². За ще нижчих рівнів G система продовжує працювати, проте з деяким зниженням ефективності, що пов'язано зі зростанням похибки напруг включення та виключення ключа Mosfet, які визначалися для діапазону від 1000 до 300 Вт/м² за спрощеними виразами. За високих значень G сумарна ефективність роботи СУПВ з проміжним СК нагромаджувачем енергії залишається на тому ж приблизно рівні, що й для традиційних систем, що показує високу ефективність роботи застосованого простого способу МРРТ. Високому значению сумарної ефективності роботи системи сприяє також робота інвертора напруги БДПС лише з низькочастотною комутацією ключів за положенням ротора двигуна, а також висока ефективність перезаряджання

СКМ. Крім цього, останній також характеризується дуже великою кількістю зарядно-розрядних циклів роботи.

Проте, основним показником ефективності роботи СУПВ є кількість перепомпованої води за певний час. Найкраще це оцінити як її денну продуктивність [196]. З метою порівняння двох досліджуваних автономних СУПВ, досліджено продуктивність їх роботи протягом сонячного дня в липні умовах України (45° північної широти, кут нахилу ФЕП до горизонту рівний 30°). На рис. 4.46 показані середньогодинні рівні інтенсивності падаючої на поверхню ФЕП сонячної радіації для цих умов [75].



Рис. 4.46. Середня інтенсивність повної сонячної радіації, що падає в липні на ФЕП, встановлену під кутом 30° (Україна, 45° північної широти) [75]

Для досліджуваної автономної СУПВ традиційної конфігурації значення об'ємної швидкості помпування води Q в конкретні години дня отримано шляхом комп'ютерного симулювання роботи цієї системи за заданих на рис. 4.45 значень інтенсивності падаючої на ФЕМ сонячної радіації. Отримані результати представлено у вигляді залежностей Q(G) на рис. 4.47. Для порівняння цих результатів із аналогічними для запропонованої СУПВ з проміжним СК нагромаджувачем енергії, аналогічну залежність Q(G)обчислено на основі вже отриманих раніше результатів роботи цієї системи. З 4.43, б видно, що значення Q за час імпульсу роботи ВП знижується від 3,55[·]10[·] ³ м³/с до 2,45[·]10⁻³ м³/с. Як показали дослідження, ці крайні значення Q зберігаються незалежно від тривалості імпульсу, оскільки вони визначаються значеннями напруг включення V_{on} та V_{off} виключення ключа Mosfet. Враховуючи заданий час плавного наростання кутової швидкості ВП та злегка вгнуту тенденцію зниження Q за час імпульсу роботи ВП, взято середнє в імпульсі значення об'ємної швидкості помпування води на рівні $Q_{av.pulse} = 2,9 \cdot 10^{-3}$ м³/с. Тоді середнє за період роботи ВП значення Q для конкретного рівня G можна визначити наступним чином:

$$Q_{\text{av.perid}} = Q_{\text{av.pulse}} \delta = Q_{\text{av.pulse}} \frac{t_{\text{pulse}}}{t_{\text{pulse}} + t_{\text{pause}}}, \qquad (4.123)$$

де δ – шпаруватість роботи ВП в пульсуючому режимі.

Значення t_{pulse} і t_{pause} для конкретних середньогодинних значень G отримано з рис. 4.43 (симуляційні дані). Обчислені за (4.123) результати $Q_{av.period}(G)$ показано на рис. 4.47. Оскільки вони є середніми за період роботи ВП, то фактично моделюють неперервну роботу ВП і їх можна порівнювати з такими ж результатами, отриманими для автономної СУПВ традиційної конфігурації. Як видно з отриманих залежностей, об'ємна швидкість перекачування води в запропонованій СУПВ явно вища від швидкостей в традиційній СУПВ за тих же значень G. Це досягається за рахунок пульсуючої роботи ВП з максимальною ефективністю.



Рис. 4.47. Залежності об'ємної швидкості помпування води від інтенсивності сонячної радіації для досліджуваних СУПВ традиційної і запропонованої конфігурацій

На підставі представлених на рис. 4.47 залежностей розраховано добові продуктивності з перекачування води двома досліджуваними автономними СУПВ прямого привода, які наведені в табл. 4.4.

Таблиця 4.4

тезультати денног продуктивності досліджуваних с у пів			
	ШІМ-МРРТ-БДПС-ВП	ШІМ-СК-БДПС-ВП	
Денний об'єм перекачаної води, м ³	52,78	86,58	
Приріст, %	-	64,0	

Результати денної продуктивності досліджуваних СУПВ

4.6 Висновки до розділу

1. Керування, побудоване на енергетичній основі, зокрема, енергоформуючий метод керування, є ефективним у випадку складних, як правило, нелінійних MISO та MIMO систем. Також СЕФК дає можливість ефективно реалізовувати необхідні стратегії керування такими об'єктами.

2. Хоча деякі нелінійності у моделі складної ЕМС можуть ускладнити як процедуру синтезу, так і кінцеві рівняння ФКВ, однак вони можуть бути враховані шляхом адаптації на виході ФКВ або корекцією сигналу завдання. Дослідження показали, що запропоновані підходи, дають змогу одержати СЕФК з високими статичними і динамічними показниками, а введення додаткового демпфування у ЕМС на базі ДПС НЗ забезпечує лінійність динаміки. Коректування сигналу завдання не тільки зберігає властивості бажаної гамільтонової системи, а й забезпечує вищу швидкодію.

3. На основі розробленого методу запропоновано та досліджено декілька варіантів ФКВ для ГСНЕ сонячної енергоустановки. Результати моделювання показали, що СЕФК обидвох конфігурації АБ-СК ГСНЕ забезпечують задану стратегію керування з використанням двох (активна ГСНЕ) або трьох (напівактивна ГСНЕ) давачів: напруги АБ, напруги DC шини та струму СКМ. Завдяки нижчій вартості напівактивних АБ-СК ГСНЕ вони можуть бути кращими для використання у ФЕС, а завдяки введенню в ФКВ коефіцієнта *j*₂₃ який дає змогу забезпечити плавний характер зміни струму АБ, – також значно зменшити індуктивність дроселя в колі АБ. Результати симуляційних досліджень підтверджуються результатами експерименту.

4. Розроблено СЕФК електроживлення на базі АБ-СК ГСНЕ що може працювати в широкому діапазоні навантажень і дає змогу обмежувати струм АБ, забезпечує подовження її терміну експлуатації. Ковзний режим дає змогу гладко переходити між синтезованими ФКВ, які мають різну структуру, відповідно до потреби обмеження струму. Результати моделювання показали, що запропонований СЕФК забезпечує реалізацію заданих стратегій керування з використанням від одного до трьох давачів: напруги АБ, струму СКМ та напруги DC шини.

5. Розроблена методика структурного синтезу СЕФК дає змогу швидко отримати розв'язок у символьному вигляді складного векторно-матричного рівняння та а також усіх можливі варіанти ФКВ для АБ-СК ГСНЕ. Дослідження яких дало змогу проаналізувати роль параметрів СЕФК та сформувати варіанти ФКВ з найкращою комбінацією взаємозв'язків та демпфувань, що дають змогу стабілізувати напруги DC шини і СКМ та обмежити максимального значення струму АБ.

6. Вперше розроблено СФЕК для АБ-СК ГСНЕ з багаторівневим СКМ, інтегрованим з каскадним DC-DC перетворювачем, що дає змогу реалізувати стратегії енергетичного менеджменту і водночас потребує у вісім разів менше параметрів для налаштування порівняно з існуючими системами, побудованими за класичними підходами.

7. Розроблено СЕФК для підвищувального DC-DC перетворювача що враховують взаємозв'язок між вхідним та вихідним контурами і демонструють
значно більшу стійкість до неідеальностей системи, які не було враховано під час синтезу регуляторів. Всі ці результати були підтверджені моделюванням у випадках використання усередненої та деталізованої (комутаційної) моделей підвищувального DC-DC перетворювача.

8. У досліджуваній СУПВ з додатковими функціями накопичення виробленої електроенергії в АБ та живлення зовнішніх споживачів розроблена СЕФК з урахуванням енергозбереження, включаючи необхідність роботи з ШІМ лише одного з DC-DC перетворювачів у всіх режимах. Розроблена методика розрахунку параметрів усіх пристроїв, що входять до складу СУПВ запропонованої конфігурації, чітко узгоджується із завданнями СЕМ. Для цього застосовано дві СЕФК, які перемикаються залежно від рівня заряду АБ та поточних рівнів двох основних збурень – інтенсивності сонячного опромінювання та потужності споживання електроенергії.

9. Для підвищення загальної ефективності автономних СУПВ прямого привода, у роботі запропоновано пульсуючий режим роботи помпи завдяки введенню потоку енергії проміжного суперконденсаторного В канал накопичувача енергії, що забезпечує максимальну ефективність під час робочого імпульсу. У окремому досліджуваному випадку розроблена система показала на 64% вищу добову продуктивність порівняно з СУПВ прямого привода традиційної конфігурації. Все це було досягнуто як за рахунок забезпечення роботи помпи з ККД, близьким до номінального, так і для його роботи у всьому діапазоні інтенсивності сонячного опромінювання 1 температурних умов.

10. Використання СКМ як проміжного накопичувача енергії є дуже вдалим рішенням для СУПВ, враховуючи необхідну низьку енергоємність, але достатньо високу потужність. Такі відмінні якості СК, як величезна кількість циклів заряд-розряд, висока ефективність заряд-розряд, низька чутливість до перепадів температури, просте керування енергією та відсутність обслуговування лише підсилюють аргументи на користь такого застосування.

Крім того, у запропонованій конфігурації автономної СУПВ прямого привода функція МРРТ також покладена СКМ, що реалізується простим і ефективним керуванням одним транзисторним ключем. Це ж управління одночасно забезпечує пульсуючу роботу помпи. Таке додаткове використання СКМ потребує збільшення його встановленої електричної ємності, але це компенсується простотою та надійністю керування всією СУПВ.

РОЗДІЛ 5 МОДЕЛЮВАННЯ ЕНЕРГОФОРМУЮЧИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ 3 МАКРОЕНЕРГЕТИЧНИМ ПРЕДСТАВЛЕННЯМ

У розділі представлено результати досліджень в напрямку математичного моделювання складних нелінійних систем на енергетичній основі. Запропоновано новий метод математичного моделювання, який полягає у поєднанні методу EMR та СЕФК. Досліджено можливість застосування запропонованого підходу до електроприводів на основі різних типів СМПМ, а розроблено EMR САК також дводвигунним передньопривідним електромобілем з електронним диференціалом. Представлені результати досліджень опубліковано в наукових статтях.[319, 310]

5.1 Поєднання енергоформуючих систем керування з макроенергетичним представленням

Керування сучасними електротехнічними системами, зокрема такими як електричні транспортні засоби, робототехніка, вітрові турбіни, перетворювачі енергії та ін., є складним завданням, що обумовлено їх нелінійностями, багатодоменною взаємодією та динамікою. Для вирішення цих завдань дедалі більшої популярності набувають енергетичні підходи до моделювання та керування. Зокрема, пропонована комбінація EMR та енергоформуючого керування є перспективним підходом, адже об'єднує переваги обох методологій і забезпечує комплексну основу для моделювання, аналізу та керування.

ЕМR є графічним методом моделювання, який підкреслює енергетичні обміни всередині системи, представляючи фізичні компоненти та їх взаємозв'язки через енергетичні потоки. ЕМR дає змогу інтуїтивно й структуровано репрезентувати причинно-наслідкові зв'язки між компонентами, що спрощує моделювання багатодоменних систем і забезпечує розуміння енергетичного розподілу та втрат у системі [77]. Цей підхід є особливо корисним для складних систем, де різні фізичні домейни (електричні, механічні, та ін.) динамічно взаємодіють, адже це полегшує аналіз системи,

моделювання, а також визначення керуючих впливів та розробку стратегій керування, що формуються на основі енергетичних потоків [95].

Зі свого боку, СЕФК також використовують поняття енергії для формування стійкого і водночає гнучкого керування складними системами з нелінійностями, невизначеностями та збуреннями [478].

Синергія між EMR та СЕФК виникає завдяки їх взаємодоповнюючим ролям у процесі розробки нелінійних систем. ЕМК дає змогу розділити систему на підсистеми з відповідними обмінами енергії, що є важливим для синтезу керування, а також виконати моделювання. Запис у представленні ПГС дає змогу визначити енергетичні перетворення в системі, а також виділити нероздільні елементи та скоригувати EMR модель, за необхідності. Синтезована стійка СЕФК забезпечує керування системою з високими статичними і динамічними показниками. Синтез може виконуватися як для всієї системи так і для її частин. Стратегія керування для СЕФК може бути сформована на основі ЛТНП. Таким чином отримана EMR модель СЕФК дає змогу з необхідною точністю аналізувати роботу комплексних систем САК гібридної природи на великих проміжках часу.

5.2 Система енергоформуючого керування СМПМ з макроенергетичним представленням

Запропоновано синтезувати СЕФК в ЕМR системі з багатьма входами з нелінійною зв'язаною динамікою. Це може забезпечити ефективне керування для систем, де класичне IK не може бути безпосередньо застосоване. Поєднання EMR і енергоформуючого керування є цілком логічним, оскільки обидва підходи ґрунтуються на моделюванні енергетичної картини у системі. В обох методах кожна дія описується однією і тією ж парою змінних, а добуток цих змінних представляє потужність. Ефективність запропонованого підходу продемонстровано на прикладі його застосування до векторно-керованої СМПМ, яка є представником нелінійних електромеханічних систем.

5.2.1 EMR енергоефективного векторного керування СМПМ

Математичний опис СМПМ

Математична модель електромагнітної частини СМПМ в ортогональній синхронній системі відліку *d-q*, що обертається з ротором, де вісь *d* орієнтована вздовж вектора потоку ПМ ротора, має вигляд [372]:

$$\begin{cases} v_d = Ri_d + \frac{d}{dt}\psi_d - \omega\psi_q \\ v_q = Ri_q + \frac{d}{dt}\psi_q + \omega\psi_d \end{cases},$$
(5.1)

де v_i , i_i , ψ_i – компоненти d і q векторів прикладеної напруги, струму якоря і повного потокозчеплення відповідно, i = (d, q); R – активний опір обмотки якоря; L_d і L_q – індуктивності обмоток якоря відносно осей d і q; ω – колова частота.

У (5.1) компоненти потокозчеплення ψ_d , ψ_q рівні:

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_{\rm pm}, \quad \Psi_q = L_q i_q, \tag{5.2}$$

де ψ_{pm} – потокозчеплення, зумовлене ПМ.

Електромагнітний момент і рівняння механічної рівноваги на валу машини описуються рівняннями відповідно:

$$T_{\rm m} = \frac{3}{2} p \left(\psi_d i_q - \psi_q i_d \right) = \frac{3}{2} p \left[\psi_{\rm pm} i_q + \left(L_d - L_q \right) i_d i_q \right], \tag{5.3}$$

$$J\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\omega_{\mathrm{r}} = T_{\mathrm{m}} - T_{\mathrm{L}},\tag{5.4}$$

де p – кількість пар полюсів; $\omega_r = \omega/p$ – кутова швидкість ротора СМПМ; J – сумарний момент інерції приводної системи; T_L – момент навантаження.

EMR потоку енергії в електроприводі на основі СМПМ

ЕМК приводу СМПМ представлена в різних роботах, проте таке представлення є занадто спрощеним і просто замінює роботу реальної СМПМ еквівалентною роботою ДПС. Для низки досліджень, наприклад, для оцінки

-

енергоефективності ЕМ в конкретних умовах транспортного циклу, цього достатньо [78, 320]. Але для інших досліджень, для яких, наприклад, важлива динаміка приводу, такий підхід не відображає специфіку машини і не дає змогу врахувати її особливості, такі як нелінійності за рахунок насичення, робота в області постійної потужності тощо. В роботі [384] була використана більш точна модель СМПМ, представлена в координатах *d-q*, яка фактично має 2 входи і 2 виходи, як показано на рис. 5.1. Вона дає змогу окремо формувати, за принципом ІК, поточні складові i_d та i_q відповідно до прийнятої стратегії керування. Модель враховує нелінійну зв'язану динаміку за рахунок останніх доданків у рівняннях (5.1), включаючи їх до сумарних ЕРС e_d і e_q . У цьому випадку електромагнітна частина СМПМ фактично розпадається на дві, на перший погляд, незалежні частини в координатах *d-q*, які описуються аналогічно ДПС такими рівняннями:

$$\begin{cases} v_d = Ri_d + L_d \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_d + e_d \\ v_q = Ri_q + L_q \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_q + e_q \end{cases}, \tag{5.5}$$

де компоненти ЕРС

$$e_d = -\omega L_q i_q, \quad e_q = \omega \left(L_d i_d + \psi_{\rm pm} \right). \tag{5.6}$$

Однак, розглядаючи (5.6), видно, що рівняння (5.5) пов'язані між собою. Але в САК, побудованій за принципом ІК, (5.6) використовується для роз'єднання перехресних зв'язків між каналами d i q, як це традиційно робиться в методі керування полем (Field Oriented Control, FOC) для СМПМ [372]. Таким чином, завдяки зазначеному роз'єднанню також усувається нелінійна динаміка, яка проявляється добутком керованих змінних у (5.6).

Блок «Inverter» на рис. 5.1 моделює без втрат роботу трифазного інвертора напруги, підключеного до джерела постійного струму з напругою *v*_{DC.} Роботу інвертора напруги зручно описувати у двофазній стаціонарній системі

координат *α-β*. Компоненти вектора вихідної напруги будуть визначатися відповідними значеннями коефіцієнтів модуляції *m*_{αβ}:



Рис. 5.1. EMR для СМПМ [384]

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{\alpha} \\ m_{\beta} \end{bmatrix} v_{\rm DC} \,. \tag{5.7}$$

Струм джерела постійної напруги буде дорівнювати

$$\dot{i}_{\rm DC} = \frac{3}{2} \left(m_{\alpha} \dot{i}_{\alpha} + m_{\beta} \dot{i}_{\beta} \right). \tag{5.8}$$

Блок " $\alpha\beta$ -dq transformation" виконує пряме для напруг та інверсне для струмів перетворення системи стаціонарних координат α - β в обертові координати d-q відповідно до кута повороту ротора СМПМ в електричних градусах θ_e :

$$v_{dq} = \mathbf{P}(\theta_{e}) v_{\alpha\beta}, \quad \dot{i}_{\alpha\beta} = \mathbf{P}(\theta_{e}) i_{dq}, \qquad (5.9)$$

де **Р**(θ_e) - матриця прямого перетворення Парка [372]:

$$\mathbf{P}(\theta_{e}) = \begin{bmatrix} \cos\theta_{e} & \sin\theta_{e} \\ \sin\theta_{e} & -\cos\theta_{e} \end{bmatrix}.$$
(5.10)

Для врахування реально існуючої малої інерційності роботи інвертора напруги, яка має вплив на динаміку системи, формування вихідних напруг v_{dq} інвертора здійснюється через аперіодичну ланку з малою сталою часу 5 мс.

Блок «*Mechanical part*» моделює взаємодію СМПМ з об'єктом привода згідно з рівнянням (5.4). Навантажувальний момент T_L формується блоком «*Environment*».

У випадках, коли СМПМ враховує більш складні реальні процеси, наприклад, насичення [328], через нелінійну зв'язану динаміку СМПМ неможливо розділити його електромагнітну та електромеханічну частини, як це робиться для ДПС з незалежним збудженням. Тому на рис. 5.2 вгорі показано більш загальну EMR приводу СМПМ у вигляді взаємопов'язаних блоків накопичення магнітної енергії та перетворення електромагнітної енергії.





Енергоефективне векторне керування СМПМ

Згідно зі стратегією FOC, керування складовими вектора струму якоря здійснюється В замкнутих контурах керування шляхом регулювання відповідних складових вектора напруги якоря [372]. Далі, згідно з (5.3) і (5.4), здійснюється формування електромагнітного моменту машини та її кутової швидкості. Для заданої кутової швидкості та маючи певний момент навантаження на валу, можна забезпечити бажану якість приводу відповідно до сформувавши відповідне співвідношення різних i завдань, між VMOB складовими струму якоря i_d та i_q . Наприклад, такими завданнями можуть бути: діапазони регулювання швидкості двигуна (області регулювання з постійним моментом та постійної потужністю), енергоефективність (мінімізація втрат в міді та сталі) [328], отримання високих динамічних показників керування в умовах параметричної невизначеності [265], а також розв'язання задач багатокритеріальної оптимізації в електромеханічних системах [179]. У загальному вигляді стратегію формування заданих значень складових струму якоря за заданим електромагнітним моментом *T*^{*} при реальній кутовій швидкості СМПМ *ω*_г можна представити виразом:

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{d}^{*} \\ \boldsymbol{i}_{q}^{*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{1}(T_{m}^{*}, \boldsymbol{\omega}_{r}) \\ f_{2}(T_{m}^{*}, \boldsymbol{\omega}_{r}) \end{bmatrix}.$$
(5.11)

Стратегії формування складових струму якоря i_d^* and i_q^* є різними для двох принципово різних типів СМПМ, які відрізняються розміщенням ПМ в роторі і, відповідно, процесом формування електромагнітного моменту. Для випадку розміщення ПМ на поверхні ротора (SPMSM) $L_d = L_q$. Тому електромагнітний момент має тільки синхронну складову, яка описується першим членом в (5.3). У цьому випадку для енергоефективного керування в області постійного моменту складові бажаного струму (5.11) мають такий вигляд:

$$i_d^* = 0, \qquad i_q^* = \frac{2T_m^*}{3\psi_{\rm pm}}.$$
 (5.12)

Для СМПМ з ПМ, розташованими всередині магнітопроводу ротора (IPMSM), $L_d < L_q$, і у виразі для електромагнітного моменту (5.3) з'являється друга складова, яка описує його реактивну складову. При цьому для області постійного моменту основною стратегією керування є МТРА (максимальний момент на ампер) [426]. Використання цієї стратегії забезпечує отримання заданого електромагнітного моменту з мінімальним значенням струму якоря і, відповідно, з мінімальними втратами в міді машини. Враховуючи лінійність кривої намагнічування машини, співвідношення між складовими струму якоря i_d та i_q для стратегії МТРА має вигляд [372]:

$$i_{d} = \frac{\Psi_{\rm pm} - \sqrt{\Psi_{\rm pm}^{2} + 4(L_{q} - L_{d})^{2} i_{q}^{2}}}{2(L_{q} - L_{d})}.$$
(5.13)

Проблема інверсного векторного керування СМПМ

Відповідно до принципу інверсії, структура САК розглядається як інверсія основної модельованої системи: керування визначає вхідні величини, які надходять в систему в залежності від бажаних вихідних значень [78]. В ЕМЯ СМПМ на рис. 5.2, відповідно до ІК, створюються наступні блоки САК.

- "*Closed-loop mechanical inversion*". Оскільки у відповідному блоці перетворення енергії "*Mechanical part*" відбувається накопичення енергії у вигляді кінетичної енергії обертального руху (5.5), то блок САК реалізується як регулятор кутової швидкості замкненої системи у вигляді

$$T_{\rm m}^* = K_{\omega} \left(\omega_{\rm r}^* - \omega_{\rm r} \right) + T_{\rm L}, \qquad (5.14)$$

де К_ю – коефіцієнт підсилення П-регулятора швидкості.

- "dq- $\alpha\beta$ transformation"

$$\boldsymbol{v}_{\alpha\beta}^* = \mathbf{P}^{-1}(\boldsymbol{\theta}_{e}) \, \boldsymbol{v}_{dq}^*. \tag{5.15}$$

- "PWM"

$$\begin{bmatrix} m_{\alpha} \\ m_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha}^{*} \\ v_{\beta}^{*} \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{v_{\rm DC}}.$$
(5.16)

Блок «Control Strategy» реалізує зазначену стратегію формування складових струму якоря відповідно до (5.11). У даному випадку для SPMSM використовується стратегія $i_d^* = 0$ (5.12), а для IPMSM – стратегія МТРА. Для останнього випадку, оскільки важко визначити бажані значення для обох складових струму якоря i_d^* та i_q^* в залежності від бажаного електромагнітного моменту T^* на виході регулятора швидкості, задано наступне рішення для блоку «Control Strategy». Початкове значення i_q^* визначається як для SPMSM (5.12), а відповідне значення i_d^* розраховується за формулою (5.13). У цьому випадку замкнений контур швидкості САК підлаштовує необхідні значення i_d^* and i_q^* для забезпечення рівності $T_m = T_L$ в усталеному режимі. В EMR СМПМ на рис. 5.1 [384] блок системи керування, обернений до блоку *«Electromagnetic part»*, реалізовано за принципом ІК для основних рівнянь (5.5) у вигляді

$$\begin{cases} v_{d}^{*} = K_{i} \left(i_{d}^{*} - i_{d} \right) + e_{d} \\ v_{q}^{*} = K_{i} \left(i_{q}^{*} - i_{q} \right) + e_{q} \end{cases},$$
(5.17)

де *K*_i - коефіцієнт підсилення поточних П-регуляторів.

Безпосередньо до комплексного блоку *«Electromechanical multi-input system with non-linear coupled dynamics»* СМПМ (рис. 5.2) застосувати IK неможливо. Через накопичення енергії в магнітному полі машини в САК також необхідно використовувати регулятори струму. Однак у цьому більш складному випадку цього недостатньо. Тому для точного моделювання роботи електромеханічної системи СМПМ з векторним керуванням доцільно використати інший підхід – СЕФК.

5.2.2 СЕФК для енергоефективного векторного керування СМПМ

Представлення СМПМ як ПГС

Оскільки накопичувачами енергії в електромагнітній системі СМПМ є обмотки двигуна (L_d і L_q), то енергетичними імпульсами в ній є $L_d i_d$ and $L_q i_q$. Тоді вектори стану та вхідних змінних обираються як у [426]:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d i_d \\ L_q i_q \end{bmatrix} = \mathbf{D} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q - \omega \psi_{\text{pm}} \end{bmatrix}, \quad (5.18)$$

де **D** = diag $\begin{bmatrix} L_d & L_q \end{bmatrix}$.

Гамільтоніан досліджуваної системи з вектором стану **х** (5.18) є наступним:

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^{\mathrm{T}} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{L_d} x_1^2 + \frac{1}{L_q} x_2^2 \right).$$
(5.19)

Часткова похідна Гамільтоніана за елементами вектора стану буде такою:

$$\nabla H\left(\mathbf{x}\right) = \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}}\left(\mathbf{x}\right) = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}.$$
(5.20)

Тоді матриці математичної моделі у вигляді системи ПГС (1.10) на основі (5.1) і (5.2) матимуть вигляд:

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & \omega L_q \\ -\omega L_d & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$
(5.21)

Як видно з (5.21), матриця $J(\mathbf{x})$ буде кососиметричною лише у випадку $L_d = L_q$, що характерно для SPMSM. Для IPMSM $L_d < L_q$, тому кососиметричніть матриці $J(\mathbf{x})$ не забезпечується. Тому неможливо описати лише електромагнітну частину власне IPMSM як ПГС без урахування законів механічної системи (додавання третього рівняння на основі (5.3) і (5.4)).

Синтез СЕФК

У цьому випадку бажана точка рівноваги системи відповідатиме завданням на складові струму якоря

$$\overline{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \overline{x}_1 \\ \overline{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d i_d^* \\ L_q i_q^* \end{bmatrix} = \mathbf{D} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix}.$$
(5.22)

У результаті описаної раніше процедури синтезу СЕФК розроблено низку ФКВ.

Для синтезу СЕФК SPMSM застосовано спеціальну розроблену програму в середовищі Mathcad, де можна задати будь-яку комбінацію матричних елементів J_a і R_a системи керування та отримати символьний розв'язок матричного рівняння (1.12) у вигляді виразів матриць **u** та $\bar{\mathbf{x}}$. Розроблена програма дає можливість швидко оцінити всі можливі структури ФКВ і вибрати найкращу. В результаті проведених досліджень розроблено ряд рішень, які можуть бути реалізовані у вигляді ФКВ для різних елементів матриць СЕФК:

$$\mathbf{J}_{\mathbf{a}} = \begin{bmatrix} 0 & j_{12} \\ -j_{12} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_{\mathbf{a}} = \begin{bmatrix} r_{11} & 0 \\ 0 & r_{22} \end{bmatrix}.$$
(5.23)

Одержана наступна структура СЕФК:

$$v_{d}^{*} = Ri_{d}^{*} - L_{q}i_{q}\omega + r_{1}\left(i_{d}^{*} - i_{d}\right) + j_{12}\left(i_{q}^{*} - i_{q}\right).$$

$$v_{q}^{*} = Ri_{q}^{*} + \left(\psi_{pm} + L_{d}i_{d}\right)\omega + r_{2}\left(i_{q}^{*} - i_{q}\right) - j_{12}\left(i_{d}^{*} - i_{d}\right)$$
(5.24)

У законах керування (5.24) розділено керуючі впливи в координатах d і q на дві групи – компенсатори і регулятори. Як видно з (5.24), компенсатори, крім ЕРС (5.6), яка використовувалася для роз'єднання перехресних зв'язків, також компенсують падіння напруги на активному опорі обмотки якоря. Регулятори в (5.24), крім струмових П-регуляторів з коефіцієнтами r_1 і r_2 , як у (5.17), доповнені регуляторами перехресних струмів з коефіцієнтом j_{12} .

Для IPMSM пропонується замість кососиметричної матриці системи керування (5.23) ввести таку матрицю взаємозв'язку СЕФК **J**_a, яка б компенсувала відхилення від кососиметричності машинної матриці **J** (5.21) і забезпечила кососиметричніть проектованої матриці взаємозв'язку **J**_d замкненої СЕФК згідно з рівнянням

$$\mathbf{J}_{\mathbf{d}} = \mathbf{J} + \mathbf{J}_{\mathbf{a}} = \begin{bmatrix} 0 & \omega L_q \\ -\omega L_d & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_q + j_{12} \\ \omega L_d - j_{12} & 0 \end{bmatrix}.$$
 (5.25)

Символьний розв'язок матричного рівняння (1.12) для J_a з (5.25) і R_a з (5.23), зроблений за допомогою створеної програми, дав для IPMSM таку ж структуру СЕФК, як і для SPMSM (5.24).

Блок «*Control Strategy*» реалізує зазначену стратегію формування бажаних складових струму якоря на вхід ФКВ (5.24). Даний блок також може містити стратегію максимальної енергетичної ефективності, яка розглядалася в підрозділі 3.1. Вона мінімізує сумарні втрати в міді і сталі і дає можливість точніше відобразити процеси в машині, зокрема, як першій, так і в другій зоні регулювання її кутової швидкості. Розраховані з використанням методу моделювання, зо базується на лінійній ТДНП, карти енергетичної ефективності машини дають змогу сформувати стратегії керування для обох типів СМПМ – IPMSM та SPMSM.

Аналогічно проводиться процедура синтезу СЕФК і для механічної частини. Оскільки рівняння одне, то отриманий вираз ФКВ співпадатиме з виразом П-регулятора (5.14).

5.2.3 Результати комп'ютерного симулювання

За схемами EMR, наведеними на рис. 5.1 та 5.2, побудовано дві моделі в програмному середовищі Matlab/Simulink. У першій моделі САК (5.17) електромагнітної підсистеми СМПМ побудовано за принципом ІК, що відповідає методу FOC, а в другій моделі – СЕФК (5.24). Номінальні параметри досліджуваної СМПМ такі: $V_{DC} = 500$ B, $\omega_n = 50$ с⁻¹, $T_n = 500$ H·м, p = 8, $\psi_{pm} = 0.4$ B·c, J = 5 кг·м², R = 0.25 Ом. Для SPMSM $L_d = L_q = 2$ мГн, а для IPMSM $L_d = 1.5$ мГн, $L_q = 2.5$ мГн. Для обидвох досліджуваних систем привода коефіцієнт підсилення П-регулятора швидкості становив $K_{\omega} = 200$.

На рис. 5.3 показано часові залежності бажаної кутової швидкості та моменту навантаження СМПМ за час випробування 2,2 с. Спочатку двигун запускався до кутової швидкості 48 с⁻¹, а в 0,7 с розганявся до 50 с⁻¹, щоб оцінити динаміку системи в різних діапазонах кутової швидкості. В інтервалі часу 1,0-1,5 с імітується раптове прикладання номінального моменту навантаження, щоб оцінити статичні характеристики системи.

На рис. 5.4 наведено однакові часові діаграми досліджуваної SPMSM на тестовому часовому інтервалі відповідно для двох порівнюваних варіантів EMR та систем керування - EMR-IK та EMR-CEФK. Для EMR-IK (див. рис. 5.4,а) значення коефіцієнта підсилення П-регулятора струму (5.17) було обрано максимально можливим, щоб не викликати суттєвих перерегулювань компонентів вектора струму ($K_i = 1,0$). При цьому складова струму i_d та електромагнітний момент T мають значні статичні похибки, що зумовлює похибку кутової швидкості ω 1,2% при прикладанні номінального моменту навантаження. Для EMR-CEФK (див. рис. 5.4,6) введення коефіцієнта

взаємозв'язку j_{12} дає можливість демпфувати коливання складових струму. Для аналогічних коливань струму були отримані такі значення: $r_{11} = r_{22} = 1,0, j_{12} = 0,5$. У цьому випадку статичні похибки i_q , T, та ω відсутні.



Рис. 5.3. Часові залежності бажаної кутової швидкості СМПМ (а) і моменту навантаження (б) під час симулювання

На рис. 5.5 показано подібні до попереднього випадку часові діаграми для досліджуваних IPMSM для варіантів EMR-IK та EMR-CEФK, відповідно, за тих самих налаштувань CAK, що й для SPMSM. Отриманий результат подібний до попереднього. Похибка електромагнітного моменту при зміні кутової швидкості під час пуску двигуна пояснюється тим, що CAK швидкості відкрита і на виході регулятора швидкості встановлюється максимальне значення $T^* = 1000$ H·м. Бажані значення i^*_d , i^*_q відпрацьовуються CEФK без похибок так само, як і електромагнітний момент.



СЕФК

Підхід ЕМР дає змогу моделювати складні системи, в яких поєднуються підсистеми різної фізичної природи. Використовуючи принцип «дія-реакція», ЕМР дає можливість представити систему у вигляді взаємопов'язаних блоків з вхідними та вихідними енергетичними характеристиками, а також реалізувати структуру управління на основі принципу інверсії. Однак для випадків більш складних підсистем, для їх точного моделювання, необхідно залучати інший метод математичного опису та синтезу САК. Запропоновано застосувати інший енергетичний підхід – СЕФК. Для цього складна підсистема описується як ПГС, яка керується СЕФК.



СЕФК

Такий підхід застосовано до СМПМ, електромагнітна частина якої є підсистема з багатьма входами з нелінійною зв'язаною динамікою. Відповідно до методу IDA-PBC розроблено спеціальну програму в середовищі Mathcad, яка дозволяє швидко оцінити всі можливі структури СЕФК і вибрати потрібну складність. Проведено порівняння керуючих впливів отриманих СК з такими методами як FOC в EMR електропривода на основі як SPMSM, так і IPMSM.

Проведене моделювання в середовищі Matlab/Simulink показало, що запропонований метод поєднання EMR та СЕФК для СМПМ забезпечує вищу статичну точність регулювання складових струму, електромагнітного моменту та кутової швидкості, а також має ширші можливості для формування бажаних динамічних характеристик.

Перевіримо можливості використання EMR до складніших систем.

5.3 Система керування дводвигунним передньопривідним електромобілем з електронним диференціалом з макроенергетичним представленням

Конфігурація ЕМ, де обидва привідних колеса приведен в дію окремими двома тяговими електродвигунами через відповідні редуктори і вали або двома мотор-колесами, має важливу перевагу у безпосередньому формуванні крутного моменту на кожному робочому колесі [424, 303]. Завдяки заданні різних значень електромагнітних моментів коліс можна змінювати їх кутові швидкості в поворотах ЕМ без застосування механічного диференціала. Така реалізація, названа електронним диференціалом, значно спрощує механічну трансмісію та підвищує надійність транспортного засобу [379]. У випадку дводвигунної конфігурації передньопривідного ЕМ на системи керування електромагнітними моментами коліс покладається також функція кермового керування. При цьому доцільно виключити традиційний кермовий механізм з гідравлічним чи електричним підсиленням керма і здійснювати кермове керування фактично по проводах, так зване steer-by-wire control, керуючи електромагнітними моментами приводних двигунів коліс [375]. Крім цього, на передні ведучі колеса може покладається функція забезпечення курсової стійкості ЕМ в поворотах шляхом відповідного автоматичного зниження швидкості руху у випадку заносу в повороті, так зване yaw moment control [136]. Як видно, дводвигунна передньопривідна конфігурація ЕМ має широкі можливості щодо забезпечення керованості та безпечності руху ЕМ, проте це вимагає створення досить складних систем керування, чому присвячено низку досліджень.

Таким чином, мета полягає у розробленні математичної моделі роботи ЕМ за методом ЕМР, яка включає в себе досить складну підсистему дводвигунної передньопривідної електричної тяги з електронним диференціалом, що виконує функцію steer-by-wire, а також застосуванні створеної моделі для дослідження роботи ЕМ.

5.3.1 Закономірності роботи електронного диференціала

Математична модель руху машини, вимагає опису кінематичних закономірностей під час її повороту [470]. З цією метою можна використати геометрію Ackermann-Jeantaud (рис. 5.6), що є базою при побудові систем кермового керування автомобілів [423, 303]. Якщо машина рухається зі швидкістю *v*, що визначається відносно його центра мас GC, а також одночасно виконує лівий поворот на кут кермового керування δ , то радіуси руху правого R_r та лівого R_1 коліс будуть різні. Для зменшення ковзання шин, і кути повороту коліс будуть різні – внутрішнє колесо відносно повороту повертатиметься на більший кут: $\delta_1 > \delta_r$. Відповідно (рис. 5.6), їх значення описується наступними рівняннями [303]:

$$\delta_{\rm r} = \operatorname{arctg} \frac{L}{L/\operatorname{tg} \delta + d/2}; \quad \delta_{\rm l} = \operatorname{arctg} \frac{L}{L/\operatorname{tg} \delta - d/2}, \quad (5.26)$$

де *L* – колісна база машини.



Рис. 5.6. Геометрія Ackermann-Jeantaud

Радіуси руху коліс рівні [303]

$$R_{\rm r} = \frac{L}{\sin \delta_{\rm r}}; \qquad R_{\rm l} = \frac{L}{\sin \delta_{\rm l}}. \tag{5.27}$$

Співвідношення лінійних швидкостей коліс (*v*_r i *v*_l) є прямо пропорційним радіусам повороту [303]:

$$\frac{v_{\rm r}}{R_{\rm r}} = \frac{v_{\rm l}}{R_{\rm l}} = \frac{v_{\rm m}}{R_{\rm m}} = \frac{v}{R},$$
(5.28)

де $R_{\rm m}$ – радіус повороту середини передньої осі; R – радіус повороту центра мас GC (рис. 5.6).

Значення вказаних радіусів відповідно до рис. 5.6 рівне

$$R_{\rm m} = \frac{L}{\sin\delta}, \qquad R = \sqrt{\left(\frac{L}{\mathrm{tg}\,\delta}\right)^2 + l_{\rm GC}^2} = L\sqrt{\mathrm{tg}^{-2}\,\delta + \left(l_{\rm GC}^*\right)^2}\,,\tag{5.29}$$

де $l^*_{GC} = l_{GC}/L$ - відносне розміщення центра мас GC стосовно задньої осі EM.

5.3.2 Розроблення системи керування ЕМ

i3 закономірностей Виходячи отриманих роботи електронного диференціала, розроблено загальну функціональну схему системи електричної тяги дводвигунного передньопривідного ЕМ (рис. 5.7). Водій, здійснюючи функції керування ЕМ, задає бажані значення швидкості руху v^{*} та кута повороту δ^{*}, які поступають на розподілювач швидкості SD. Він розраховує задані значення швидкостей руху правого v_r^* та лівого v_l^* коліс EM, які є завданнями для відповідних регуляторів швидкості коліс SR_r та SR_l. На виході регуляторів формуються завдання для електромагнітних моментів приводів правого T_r^* та лівого T_l^* коліс ЕМ. Системи приводу правого та лівого коліс відпрацьовують задані їм значення моментів та формують відповідні тягові зусилля коліс

$$F_{\rm r} = T_{\rm r} i/r_{\rm w}; \qquad F_{\rm 1} = T_{\rm 1} i/r_{\rm w}, \qquad (5.30)$$

де r_w – радіус колеса; *i* – передавальне число редуктора, через який двигун обертає колесо.

(= **a** a)



Рис. 5.7. Функціональна схема запропонованої дводвигунної передньопривідної тягової системи ЕМ з електронним диференціалом

З достатньою точністю можна припустити, що зусилля опору рухові ЕМ у вигляді опору кочення $F_{\rm roll}$ та аеродинамічного опору $F_{\rm drag}$ рівномірно розподіляються між правим та лівим привідними колесами. Тоді рівняння балансів сил, які діють у місцях зчеплення правого та лівого коліс з дорогою, матимуть вигляд

$$0.5M_{\rm eq}\frac{\mathrm{d}v_{\rm r}}{\mathrm{d}t} = F_{\rm r} - 0.5\left(F_{\rm roll} + F_{\rm drag}\right); \qquad 0.5M_{\rm eq}\frac{\mathrm{d}v_{\rm l}}{\mathrm{d}t} = F_{\rm l} - 0.5\left(F_{\rm roll} + F_{\rm drag}\right), \quad (5.31)$$

де M_{eq} – еквівалентна інерційна маса ЕМ, яка враховує його загальну масу M_{EV} та інерцію обертових частин, в першу чергу коліс з моментами інерції J_w :

$$M_{\rm eq} = M_{\rm EV} + 4J_{\rm w}r_{\rm w}^{-2}.$$
 (5.32)

Сили *F*_{roll} та *F*_{drag} обчислюються за відомими виразами

$$F_{\rm roll} = M_{\rm EV \ g \ k_r}; \quad F_{\rm drag} = 0.5 \,\rho A_{\rm f} \,C_{\rm d} \,v^2,$$
 (5.33)

де k_r – коефіцієнт опору кочення; ρ – густина повітря; A_f – фронтальна площа ЕМ; C_d – коефіцієнт аеродинамічного опору кузова ЕМ.

Відповідно до сформованих приводами коліс тягових зусиль (5.30) та рівнянь руху (5.31), праве та ліве колеса ЕМ у поворотах мають різні лінійні швидкості v_r and v_l . При цьому лінійна швидкість середини передньої осі, а також лінійна швидкість центра мас на основі (5.28) будуть рівними

$$v_{\rm m} = \frac{R_{\rm m}}{R_{\rm r}} v_{\rm r} = \frac{R_{\rm m}}{R_{\rm l}} v_{\rm l}; \qquad v = \frac{R}{R_{\rm r}} v_{\rm r} = \frac{R}{R_{\rm l}} v_{\rm l}.$$
 (5.34)

Оскільки усі радіуси, що входять у (5.34), відповідно залежать від кута повороту ЕМ δ , то для визначення швидкостей v та v_m необхідно отримувати on-line значення δ . У системах приводів коліс ЕМ завжди є давачі кутових швидкостей правого ω_r and лівого ω_l коліс, тому значення δ можна обчислювати естиматором кута AE на основі сигналів від цих давачів. Використовуючи (5.26), (5.27), (5.28), отримано таку залежність

$$\frac{\omega_{\rm r}}{\omega_{\rm l}} = \frac{v_{\rm r}}{v_{\rm l}} = \frac{R_{\rm r}}{R_{\rm l}} = \frac{\sin\left[\arctan\left({\rm tg}^{-1}\delta - d/(2L)\right)^{-1}\right]}{\sin\left[\arctan\left({\rm tg}^{-1}\delta + d/(2L)\right)^{-1}\right]}.$$
(5.35)

Потрібну залежність $\hat{\delta}(\omega_r, \omega_l)$ можна отримати з (5.35) чисельним способом та представити у табличному вигляді. У випадку пробуксовування одного з коліс, звичайно, АЕ видаватиме хибне значення \hat{s} , проте така ситуація не є штатною, і її виправлення покладається на іншу систему – забезпечення курсової стійкості, що не є предметом даного дослідження.

5.3.3 Побудова ЕМР моделі

ЕМР модель досліджуваної дводвигунної передньопривідної тягової системи ЕМ з електронним диференціалом (рис. 5.8) побудована за базовими принципами ЕМР підходу та відповідно до функціональної схеми, показаної на рис. 5.7.

В блоці "*DC source*" використана батарея, яка формує бортову мережу живлення напругою V_B. У комплексних дослідженнях роботу батареї можна з достатньою точністю описати таким рівнянням:

$$V_{\rm B} = E_{\rm B} - I_{\rm B} R_{\rm B}, \qquad (5.36)$$

де *E*_B – ЕРС батареї; *I*_B – струм батареї; *R*_B – внутрішній опір батареї.



Рис. 5.8. ЕМР модель дводвигунної передньопривідної тягової системи ЕМ з електронним диференціалом

Від напруги батареї живляться системи електроприводів правого та лівого коліс. У моделі це відображено блоком "*Current distribution*", який розподіляє $V_{\rm B}$ на два канали живлення DC-DC перетворювачів приводів правого та лівого коліс, струми яких в батареї сумуються: $I_{\rm B} = I_{\rm DC-DC.r} + I_{\rm DC-DC.l}$.

Для приводу сучасних ЕМ, як правило, застосовуються приводи змінного струму, які працюють в режимі регулювання електромагнітного моменту. При цьому застосовують векторні способи керування, які за якістю керування наближаються до якості керування напругою ДПС. Тому в даному дослідженні роботу реальної системи електропривода замінено еквівалентною роботою системи "*DC-DC converter – DC motor*". Блок "*DC-DC converter*", який понижує напругу, змодельовано як безінерційний безвтратний регулятор напруги, що працює за законом

$$V_{\rm a.r(l)} = m_{\rm r(l)} V_{\rm B}; \qquad I_{\rm DC-DC.r(l)} = m_{\rm r(l)} I_{\rm a.r(l)}, \qquad (5.37)$$

де $V_{a.r(l)}$ та $I_{a.r(l)}$ – напруги і струми правого та лівого ДПС, відповідно; $m_{r(l)}$ – коефіцієнти передачі за напругою перетворювачів "*DC-DC converters*" приводів правого та лівого коліс.

Блоки "*DC motors*" складаються з двох пов'язаних підсистем. Перша підсистема це елемент накопичення енергії, що є обмотка якоря двигуна та описується наступним рівнянням балансу напруг:

$$L_{\rm a} \frac{{\rm d}I_{\rm a.r(l)}}{{\rm d}t} = V_{\rm a.r(l)} - E_{\rm a.r(l)} - I_{\rm a.r(l)} R_{\rm a}, \qquad (5.38)$$

де L_a and R_a – індуктивність та активний опір якірної обмотки; $E_{a.r(l)}$ – електрорушійні сили обмоток якоря правого та лівого ДПС.

Другою підсистемою є мультифізичний елемент перетворення енергії. Його робота описується відомими рівняннями електромеханічного перетворення в ДПС:

$$T_{\rm r(l)} = k\Phi I_{\rm a.r(l)}; \qquad E_{\rm a.r(l)} = k\Phi \,\omega_{\rm r(l)}, \tag{5.39}$$

де $T_{r(l)}$ і $\omega_{r(l)}$ – моменти та кутові швидкості правого та лівого ДПС, відповідно; $k\Phi$ – стала ДПС за регулювання його кутової швидкості напругою якоря, рівна добутку конструкційної сталої машини на потік збудження.

Блоки перетворення параметрів механічної енергії "*Gearboxes*" відображають закономірності ідеальної механічної передачі моментів *T* та кутових швидкостей ω від ДПС до коліс ЕМ:

$$T_{w.r(l)} = i T_{r(l)}; \qquad \omega_{r(l)} = i \omega_{w.r(l)}.$$
 (5.40)

Блоки "Wheels" відображають закономірності перетворення обертового руху коліс ЕМ в поступальний їх рух відповідно до рівнянь

$$F_{\rm r(l)} = T_{\rm w.r(l)} / r_{\rm w}$$
; $\omega_{\rm w.r(l)} = v_{\rm r(l)} / r_{\rm w}$. (5.41)

В ЕМР блоки "*Chassis*" розглядають як елементи половини ЕМ, які можуть накопичувати енергію, оскільки враховують такий параметр як маса ЕМ. На вхід цих підсистем подаються тягові зусилля коліс, які повинні забезпечити потрібні їх кутові швидкості. Фактичні значення цих швидкостей за принципом причинності будуть виходами блоків, що не можуть наростати або спадати миттєво. На других виходах будуть ті ж значення швидкостей, а на

.

других входах – сили, що протидіють рухові. Робота цих блоків описується рівняннями (5.31).

Блок "Environment" формує сили опору рухові F_{roll} and F_{drag} згідно рівнянь (5.33) та рівномірно розподіляє їх поміж двома колесами EM: $F_{env}=0,5(F_{roll} + F_{drag})$.

Блоки системи керування позначені світло-синім кольором та розміщені паралельно до відповідних блоків модельованої системи. Усі блоки керування без контролерів побудовані за чітко інверсними, оберненими до свої блоків модельованої системи, математичними виразами. Наприклад, для блоків керування "*Gearboxes inversion*", інверсних до блоків "*Gearboxes*" замість рівнянь (5.40) отримуємо їх інверсні вирази

$$T_{\rm r(l)}^* = i^{-1} T_{\rm w.r(l)}^*, \qquad \omega_{\rm r(l)}^* = i^{-1} \omega_{\rm w.r(l)}^*.$$
(5.42)

Завдання для системи керування формується окремою підсистемою (на рис. 5.8 не показана), де задаються часові залежності швидкості руху EM $v^*(t)$ та кута повороту $\delta^*(t)$. Блок "Speed distribution" забезпечує розподіл завдання швидкостей між приводами коліс відповідно до рівнянь (5.26), (5.27) і (5.28), які поступають на блоки "Closed-loop chassis inversion". Оскільки в блоках "Chassis" має місце накопичення енергії, реалізувати їх пряму інверсію неможливо. Для таких підсистем потрібно реалізувати окремі замкнені контури. В даному випадку це будуть регулятори швидкості правого та лівого коліс EM, які будуються за виразами

$$F_{\rm r(l)}^* = K_{\rm p.V} \left[v_{\rm r(l)}^* \left(t \right) - v_{\rm r(l)} \left(t \right) \right] + F_{\rm env} \left(t \right), \tag{5.43}$$

де *К*_{р.V} – коефіцієнт підсилення регуляторів швидкості.

На виходах блоків "*Closed-loop chassis inversion*" формуються завдання на тягові зусилля коліс $F^*_{r(l)}$, які приводи мають розвинути для досягнення заданих швидкостей коліс.

За аналогічним принципом будуються замкнені системи регулювання струмів якорів ДПС, оскільки в обмотках якорів відбувається нагромадження

енергії магнітного поля. Отож в блоках "*Closed-loop motors inversion*" реалізовано регулятори струмів ДПС відповідно до рівнянь

$$V_{\text{DC-DC.r(l)}}^{*} = K_{\text{p.I}} \Big[I_{\text{a.r(l)}}^{*}(t) - I_{\text{r(l)}}(t) \Big] + E_{\text{a.r(l)}}(t), \qquad (5.44)$$

де *К*_{р.I} – коефіцієнт підсилення регуляторів струмів.

Сформовані на виходах блоків "Closed-loop motors inversion" завдання на вихідні напруги "DC-DC converters" $V^*_{DC-DC.r(l)}$ використовуються блоками системи керування "DC-DC converters inversion" для формування потрібних значень коефіцієнтів передачі за напругою "DC-DC converters":

$$m_{\rm r(l)} = V_{\rm DC-DC.r(l)}^{*} / V_{\rm B}$$
 (5.45)

Блоки оцінки "Steering angle estimation" та "Speed estimation" здійснюють розрахунок, відповідно, отриманого значення кута повороту δ та швидкості v ЕМ, як показано на функціональній схемі на рис. 5.8.

5.3.4 Результати комп'ютерного симулювання

Для дослідження було вибрано ЕМ, реалізований на базі шасі автомобіля Audi A2. В табл. 5.1 приведені основні параметри цього транспортного засобу, необхідні його які для моделювання роботи. Прийнято, що після переобладнання цього автомобіля в дводвигунний передньопривідний ЕМ з електронним диференціалом споряджена маса ЕМ зросте до 1200 кг за рахунок маси АБ. Споживчі параметри ЕМ було вибрано такими: максимальне прискорення 2,78 м/с² (розгін до 100 км/год за 10 с), максимальна швидкість руху 140 км/год. Для двозонного регулювання швидкості електродвигунів їх номінальну кутову швидкість вибрано такою, що відповідає швидкості руху ЕМ 60 км/год. За такої умови, як показали розрахунки, номінальні потужності допускають 2,5 двигунів, ЩО кратне перевантаження за моментом, становитимуть 14,3 кВт. Виходячи з цього, а також прийнявши, що двигуни з'єднані з колесами через планетарні редуктори з передавальним числом i = 3, 6, визначено інші параметри привідних ДПС, які наведено в табл. 5.2. Напругу бортової мережі постійного струму, а, значить, і номінальну напругу АБ прийнято рівною V_B = 350 B.

Таблиця 5.1

Параметр	Величина	Параметр	Величина
Maca EM $M_{\rm EV}$ (кг)	1200	Передавальне	3,6
Фронтальна колія <i>d</i> (м)	1,47	число і	
Колісна база <i>L</i> (м)	2,405	Радіус шини $r_{\rm w}$ (м)	0,293
Розташування GC l^*_{GC}	0,55	Момент інерції	
Φ ронтальна площа $A_{ m f}$ (м ²)	2,05	колеса $J_{ m w}$ (кг м 2)	1,8
Аеродинамічний	0,3	Коефіцієнт опору	
коефіцієнт опору $C_{ m d}$		кочення $k_{\rm r}$	0,015

Параметри ЕМ

Таблиця 5.2

Параметри електродвигуна постійного струму

Параметр	Величина
Номінальна потужність <i>P</i> _n (кВт)	14,3
Номінальна частота обертання n _n (об/хв)	1977
Номінальний момент T _n (Нм)	68,9
Номінальна напруга V _{а.п} (В)	300
Номінальний струм I _{a.n} (А)	57,3
Номінальний коефіцієнт корисної дії η _n	0,92
Активний опір обмотки якоря <i>R</i> _a (Ом)	0,42
Індуктивність обмотки якоря L_{a} (Гн)	0,0105
Стала зворотної ЕРС $k\Phi_n$ (В с)	1,33
Момент інерції $J(\kappa \Gamma \cdot m^2)$	0,023

Комп'ютерну модель досліджуваного ЕМ побудовано в середовищі Matlab/Simulink у чіткій відповідності до ЕМР моделі, показаної на рис. 5.8. При цьому кожен блок представлено як підсистему, зображену аналогічно блокові, в якому реалізовані описані вище математичні моделі. У моделях підсистем з нагромадженням енергії застосовано передавальні функції об'єктів, отримані з диференціальних рівнянь (5.31) та (5.38). У відповідних їм підсистемах керування, що описуються рівняннями (5.43) і (5.44), застосовано П-регулятори з такими параметрами: для швидкостей $K_{p.V} = 10000$ та для струмів $K_{p.I} = 20$.

Окремого пояснення вимагають підсистеми "Speed distribution" та "Speed estimation".

У підсистемі "*Speed distribution*" обчислення завдання швидкостей коліс ЕМ здійснювалося за такими виразами, отриманими з (5.26), (5.27) та (5.28):

$$v_{\rm r}^* = \sin^{-1} \left[\arctan\left({\rm tg}^{-1} \delta - d/(2L) \right)^{-1} \right] \cdot \left[{\rm tg}^{-2} \delta + \left(l_{\rm GC}^* \right)^2 \right]^{-0.5} v^*;$$
(5.46)

$$v_{1}^{*} = \sin^{-1} \left[\arctan\left(tg^{-1}\delta + d/(2L) \right)^{-1} \right] \cdot \left[tg^{-2} \delta + \left(l_{GC}^{*} \right)^{2} \right]^{-0.5} v^{*}.$$
(5.47)

Слід зазначити, що рівняння (5.46) та (5.47) справедливі лише для лівого повороту ЕМ, як показано на рис. 5.6. У правому повороту вирази для v_r^* та v_1^* (5.46) та (5.47) необхідно поміняти між собою та не враховувати знаку кута повороту δ. За прямолінійного руху ($\delta = 0$) вирази (5.46) та (5.47) втрачають визначеність. Тому в моделі за умови $\delta < 1^\circ$ приймається $v_r^* = v_1^* = v^*$.

У підсистемі "Speed estimation" на основі виміряних реальних значень v_r та v_1 спочатку обчислюється кут повороту δ за виразом (5.35). Для цього застосовано попередньо протабульовану з використанням параметрів дослідного ЕМ функцію $\hat{\delta}(v_r/v_1)$, яка представлена в моделі блоком "Look-up-Table". Далі обчислюється швидкість ЕМ за одним із виразів, аналогічних до (5.46) чи (5.47). За правого повороту в (5.35) необхідно поміняти місцями чисельник і знаменник та вважати кут повороту від'ємним, а в (5.46) та (5.47) вирази теж необхідно поміняти між собою та використати в них значення модуля кута повороту.



На рис. 5.9 представлено результати комп'ютерного симулювання.

Рис. 5.9. Часові залежності: а) завдання швидкості ЕМ і її відпрацювання, б) кута повороту керма і його відпрацювання, в) завдання швидкостей правого і лівого коліс і їх реальні значення, г) тягові зусилля правого та лівого коліс, д) струми електродвигунів правого та лівого коліс,

е) напруги електродвигунів правого та лівого коліс

Як видно з рис. 5.9,а і рис. 5.9,6, система керування електродвигунами працює точно і величини швидкості v і кута керування δ ЕМ є практично такими ж, як їх задані величини. Для перевірки керованості ЕМ в тестовому фрагменті руху йому задавалися такі повороти: на 30° вліво за швидкості руху 30 км/год, на 10° вправо за швидкості руху 55 км/год, і на 15° вліво перед початком і в процесі гальмування (див. рис. 5.9,6). Підсистема розподілу

швидкостей коліс, відповідно до (5.46) і (5.47), задає завдання v_r^* та v_1^* приводам коліс, які чітко відпрацьовуються системами керування (див. рис. 5.9,в). Часові залежності на рис. 5.9,г, 5.9,д і 5.9,е демонструють відповідно тягові зусилля правого та лівого коліс, струми двигунів, що формують ці зусилля, та напруги якорів двигунів у процесі формування струмів.

5.4 EMR електроприводу ЕТЗ з СЕФК та стратегією на основі ТДНП

комплексний підхід Запропонований до синтезу ETC поєднує моделювання системи як гамільтонової та EMR, синтез СЕФК, а також аналіз енергоефективності з формуванням стартегії керування (та проєктування) на основі інстурументів лінійно ТДНП. З метою демонстрації його ефективності, проведено дослідження електропривода ЕТЗ на базі IPMSM з врахуванням втрат в сталі. Для цього математичний опис об'єкта виконано у вигляді ПГС та застосовано розроблений метод синтезу СЕФК, як показано в п. 5.2. Для побудови СЕМ використано результати оптимізації енергоефективності електричної машини на основі ТДНП з множинною лінеаризацією в п.3.1, які являють собою априксимаційну поверхню $i_{d0.opt}(\omega, T_L)$. Загальна схема EMR відповідає описаній в п.5.2.2 (наведена на рис. 5.2) і на її основі побудовано програмному середовищі Matlab/Simulink модель В рис.5.10. Модель електромагнітної частини СМПМ приведена у ввідповідність до рівнянь що враховують втрати в сталі (3.7). Номінальні параметри досліджуваної СМПМ такі: $V_{\rm DC} = 500$ B, $\omega_{\rm n} = 50$ с⁻¹, $T_{\rm n} = 500$ Н·м, p = 8, $\psi_{\rm pm} = 0.35$ В·с, J = 7 кг·м², R =0.1 Ом, $L_d = 1$ мГн, $L_q = 3$ мГн. Параметри СЕФК (5.24) $r_1 = 0.2, r_2 = 5, K_{\omega} = 200,$ k = 1 вибрано з умови максимальної швидкодії без перерегулювань. Аналогічно парамери IK – $K_{iq} = 1.11$, $K_{id} = 16$, $K_{\omega} = 1.3$. Розроблена EMR модель симулює роботу ЕТЗ на основі стандартного транспортного циклу ЕСЕ 15 + EUDC без рекуперації (рис. 5.11 а, б). Дослідження проводилися для порівняння ефективності стратегії керування а також її поєднання з СЕФК.

У першому випадку порівнювалася робота СЕФК ЕТЗ з керуванням МТРА та з розробленою СЕМ на основі ТДНП. Уточнене моделювання роботи векторно керованої IPMSM з СЕФК та ТДНП оптимізацією енергоефективності за врахуванням втрат в сталі показало зменшення сумарних за транспортний цикл втрати енергії в машині на 5,5% (рис. 5.11 в). У дургому випадку робота СЕФК з розробленою СЕМ порівнювалася відносно ІК з МТРА керуванням (рис. 5.11 а, б). У такому випадку спостерігаєтсяь погіршення статичних режимів роботи, особливо при велких навантаженнях, а також зменшення сумарних за транспортний цикл втрати енергії в машині на 2,6%. Змешення відсотку обумовлене неповним відпрацюванням сигналу завдання.



Рис. 5.10. EMR модель привода ET3 на базі IPMSM з врахуванням втрат в сталі



Рис. 5.11. Часові залежності протягом транспортного циклу: а) швидкості ЕТЗ з ІК та СЕФК; б) навантаження ЕТЗ з ІК та СЕФК; в) енергії втрат в СЕФК ЕТЗ з МТРА та стратегією керування на основі ТДНП

5.5 Висновки до розділу

1. Підхід ЕМР дає змогу моделювати складні системи, в яких поєднуються підсистеми різної фізичної природи. Однак для випадків більш складних підсистем, для їх точного моделювання, необхідно доповнювати іншим методом математичного опису та синтезу САК. Для цього запропоновано застосувати інший енергетичний підхід – СЕФК. При цьому складна підсистема описується як ПГС, яка керується СЕФК.

2. Запропонована СЕФК електроприводом на базі СМПМ в ЕМR, де електромагнітна частина СМПМ є підсистема з багатьма входами з нелінійною зв'язаною динамікою. Порівняння отриманих результатів роботи відомої САК з СЕФК в ЕМР електропривода на основі як SPMSM, так і IPMSM, які працюють за методом FOC, підтвердили що запропонований метод забезпечує вищу статичну точність регулювання складових струму, електромагнітного моменту та кутової швидкості, а також має ширші можливості для формування бажаних динамічних характеристик.

3. Присутність електронного диференціала в системі суттєво спрощує механічну конструкцію автомобіля, підвищує надійність та зменшує масу. Він дає можливість імплементовувати різні системи активної безпеки, зокрема електронні системи гальм та курсову стійкість.

4. Побудована на основі геометрії Ackermann-Jeantaud система керування приводами коліс забезпечує високу точність формування крутного моменту на кожному з коліс та відповідно їх швидкість, забезпечуючи повороти ЕМ без ковзання коліс, що забезпечує безпеку руху та покращує зносостійкість шин.

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішено актуальну науково-технічну проблему розвитку методів синтезу керування нелінійними електротехнічними системами на енергетичній основі, що охоплює математичне моделювання систем, їх динамічний синтез, оптимізацію енергоперетворення в усталених режимах, а також комп'ютерне симулювання. Зокрема, для динамічного синтезу систем керування (СЕФК) об'єкти енергоформуючого змодельовані ЯК портгамільтонові системи (ПГС), а для енергетичної оптимізації їх роботи в усталених режимах вони змодельовані як множинно лінеаризовані універсальні перетворювачі потужності (ПП) відповідно до лінійної термодинаміки нерівноважних процесів (ТДНП). При цьому отримані оптимальні координати усталених режимів служать завданням в стратегії енергетичного менеджменту (СЕМ) під час синтезу СЕФК.

Отримані в роботі результати дають можливість зробити такі загальні висновки.

1. Серед систем керування на основі енергетичних підходів позитивно виділяються СЕФК, синтезовані на основі методу IDA-PBC, які набули найбільшого розвитку та забезпечують високі статичні і динамічні показники роботи динамічних систем, асимптотичну їх стійкість і низьку чутливість до параметричних змін.

2. Підхід лінійної ТДНП, зокрема метод універсального опису об'єктів як ПП, дає змогу оцінити енергетичну якість систем з однієї універсальної точки зору без заглиблення у фізичні, хімічні чи інші особливості процесів.

3. Комп'ютерне моделювання за методом EMR є найбільш ефективним для симулювання складних ETC, оскільки в ньому використовується енергетичний підхід за принципом дія – реакція, що дає змогу представити ETC у вигляді взаємопов'язаних блоків з вхідними та вихідними енергетичними змінними, а структуру системи керування просто реалізувати на основі методу інверсії. 4. Запропонований метод структурного синтезу нелінійних СЕФК шляхом внесення додаткових природніх керуючих впливів на непрямоконтрольовані координати дає змогу суттєво розширити регулювальні можливості енергоформуючого керування та реалізовувати необхідні стратегії керування.

5. Метод параметричного синтезу СЕФК, оптимальних за заданим критерієм якості, завдяки формуванню бажаних взаємозв'язків і демпфування в рівнянні Ріккаті дає змогу задавати бажану структуру системи та отримати систему з бажаними показниками якості перехідних процесів.

6. Запропонований підхід до аналізу нелінійних SISO систем на основі лінійної ТДНП дає змогу оцінити ефективність енергоперетворення в системах, а також синтезувати оптимальні з енергетичної точки зору координати їх роботи в усталених режимах, що слугуватимуть завданням для СЕМ під час синтезу СЕФК.

7. Отримані за розробленим на основі лінійної ТДНП методом оптимальні з точки зору максимальної енергетичної ефективності значення *d* і *q* складових струму якоря для SPMSM та IPMSM з врахуванням втрат в сталі в усьому діапазоні їх кутових швидкостей дають змогу визначити оптимальні координати керування машини та побудувати необхідну стратегію керування.

8. Дослідження впливу на якість з'єднання двох ПП – VAWT та PMSG – заданого кута зсуву між векторами напруги та струму синхронного генератора в номінальному режимі дало змогу обґрунтувати на основі підходу лінійної ТДНП оптимальне значення цього кута, рівне 40°, за якого забезпечується найкраще наближення до оптимального з'єднання досліджуваних ПП в усьому діапазоні швидкостей вітру, а особливо за середніх та високих вітрів, коли має місце основна генерація електроенергії.

9. Запропонований імпульсний спосіб роботи сонячної автономної водопомпової установки прямого привода дає змогу забезпечити помпування води з максимальною енергетичною ефективністю незалежно від інтенсивності

падаючої на фотоелектричні панелі сонячної радіації, що порівняно з аналогічними системами традиційної конфігурації забезпечує на географічній широті Львова збільшення на 64% кількості напомпованої за рік води.

10. Досліджені структури ФКВ для СЕФК гібридними акумуляторносуперконденсаторними системами накопичення енергії дають змогу підібрати оптимальну структуру системи в залежності від поставлених задач та можливостей реалізації.

11. Запропонований метод математичного моделювання на енергетичній основі складних систем, який полягає у поєднанні методу енергетичного макропредставлення та енергоформуючого керування, дає змогу підвищити точність моделювання динамічних процесів в ЕТС з об'єктами різної природи.

12. Отримані результати роботи впроваджено у навчальний процес кафедри ЕКС Національного університету "Львівська політехніка", а розроблені методи синтезу систем керування ЕТС в динамічних та усталених режимах їх роботи використовуються у науково-дослідних роботах НДЛ «СКБ електромеханічних систем» кафедри ЕКС Львівської політехніки, а також в практиці низки підприємств регіону.

ЛІТЕРАТУРА

1. 1Soltech 1CTH-350-WH PV module. *Documentation*. Retrieved from http://www.solarhub.com/product-catalog/pv-modules/24996-1STH-350-WH-1Soltech

2. Achour, A. Y., Mendil, B., Bacha, S., & Munteanu, I. (2009). Passivity-based current controller design for a permanent-magnet synchronous motor. *ISA Transactions*, *48*, 336–346.

3. Adel, Z., Hamou, A.A., & Abdellatif, S. (2018). Design of real-time PID tracking controller using Arduino Mega 2560 for a permanent magnet DC motor under real disturbances. In: *2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*; 2018. p. 1–5. https://doi.org/10.1109/CISTEM.2018.8613560.

4. Ahmad, F., Rasool, A., Ozsoy, E. E., Sabanoviç, A., & Elitas, M. (2017). A robust cascaded controller for DC-DC boost and Cuk converters. *World Journal of Engineering*, *14*(5), 459–466.

5. Ahmad, M., Khan, A., Raza, M.A., & Ullah, S. (2018). A study of state feedback controllers for pole placement. In: *2018 5th International Multi-Topic ICT Conference (IMTIC)*; 2018. p. 1–6. https://doi.org/10.1109/IMTIC.2018.8467276.

6. Akar, F., Tavlasoglu, Y., & Vural, B. (2017). An energy management strategy for a concept battery/ultracapacitor electric vehicle with improved battery life. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, *3*(1), 191–200.

7. Akmeliawati, R., & Mareels, I. (2002). Nonlinear energy-based control method for landing autopilot. *IFAC Proceedings*, *35*(1), 169–174.

8. Aliyua, M., Hassana, G., Saida, S. A., Siddiquic, M. U., Alawamid, A. T., & Elamin, I. M. (2018). A review of solar-powered water pumping systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 87, 61–76.

9. Allouhi, A., Buker, M. S., El-houari, H., Boharb, A., Benzakour Amine, M., Kousksou, T., Jamil, A. (2019). PV water pumping systems for domestic uses in
remote areas: Sizing process, simulation, and economic evaluation. *Renewable Energy*, *132*, 798–812. https://doi.org/10.1016/j.renene.2018.08.019

 Altimania, M. R., Elsonbaty, N. A., Enany, M. A., Gamil, M. M., Alzahrani, S., Alraddadi, M. H., Alsulami, R., Alhartomi, M., Alghuson, M., Alatawi, F., Mosaad, M. I. (2023). Optimal performance of photovoltaic-powered water pumping system. *Mathematics*, *11*(3), 731. https://doi.org/10.3390/math11030731.

11. Andwari, A. M., Pesiridis, A., Rajoo, S., Martinez-Botas, R., & Esfahanian, V. (2017). A review of battery electric vehicle technology and readiness levels. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 78, 414–430.

12. Anun, M. M., Ordonez, M., & Oggier, G. (2014). Bidirectional power flow with constant power load in electric vehicles: A non-linear strategy for Buck+Boost cascade converters. *Proceedings of the 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2014)*, Fort Worth, TX, USA, March 2014, 1697–1703

13. Araake, K., Sakaino, S., & Tsuji, T. (2019). Design of resonance ratio control with relative position information for two-inertia system. In *Proceedings of the 2019 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)* (pp. 648–653). Hong Kong, China.

14. Aranovskiy, S., Ortega, R., & Cisneros, R. (2015). Robust PI passivity-based control of nonlinear systems: Application to port-Hamiltonian systems and temperature regulation. In *Proceedings of the American Control Conference* (pp. 434–439). Chicago, USA.

15. Asensio, M., Magallán, G., Amaya, G., & De Angelo, C. (2018). Efficiency and performance analysis of battery-ultracapacitor-based semi-active hybrid energy systems for electric vehicles. *IEEE Latin America Transactions*, *16*(10), 2581–2590. https://doi.org/10.1109/TLA.2018.8795138.

16. Awada, A., Younes, R., & Ilinca, A. (2021). Review of vibration control methods for wind turbines. *Energies*, *14*(3058).

17. Ba, X., Gong, Z., Guo, Y., Zhang, C., & Zhu, J. (2022). Development of equivalent circuit models of permanent magnet synchronous motors considering core loss. *Energies*, *15*(1995). https://doi.org/10.3390/en15061995

Barrade, P., Delalay, S., & Rufer, A. (2012). Direct connection of supercapacitors to photovoltaic panels with on–off maximum power point tracking. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 3(2), 283–294. https://doi.org/10.1109/TSTE.2011.2174261.

19. Battista, H., Mantz, R. J., & Christiansen, C. F. (2003). Energy-based approach to the output feedback control of wind energy systems. *International Journal of Control*, *76*(3), 299–308.

20. Battle, C., & Doria, A. (2005). Modeling and control of electromechanical systems. *Lectures for the II EURON/GEOPLEX Summer School on Modeling and Control of Complex Dynamical Systems*, 7(3), 40–41.

21. Becherif, M., Ayad, M. Y., Henni, A., & Aboubou, A. (2010). Hybridization of solar panel and batteries for street lighting by passivity-based control. *Proceedings of the 2010 IEEE International Energy Conference*, 664–669.

22. Belabbas, M. (2009). Networks of Hamiltonian systems and feedback. *Systems*& Control Letters, 58, 217–224.

23. Belabbes, B., Lousdad, A., Meroufel, A., & Larbaoui, A. (2013). Simulation and modelling of passivity-based control of PMSM under controlled voltage. *Journal of Electrical Engineering*, *64*(5), 298–304.

24. Belkaid, A., Colak, I., & Kayisli, K. (2017). A comprehensive study of different photovoltaic peak power tracking methods. In *Proceedings of the 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications* (pp. 5-8).

25. Benaouadj, M., Aboubou, A., Ayad, M. Y., & Becherif, M. (2014). Nonlinear flatness control applied to supercapacitor contribution in hybrid power systems using photovoltaic source and batteries. *Energy Procedia*, *50*, 333–341.

26. Benenti, S. (2011). Hamiltonian structures and generating families. Springer.

27. Benmouna, A., Becherif, M., Depature, C., Boulon, L., & Depernet, D. (2018). Experimental study of energy management of FC/SC hybrid system using the Passivity-Based Control. *International Journal of Hydrogen Energy*, *43*(25), 11583–11592. https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2018.03.191

28. Benmouna, A., Becherif, M., Depernet, C., & Ebrahim, M. A. (2018). Novel energy management technique for hybrid electric vehicle via interconnection and damping assignment passivity-based control. *Renewable Energy*, *119*, 116–128. https://doi.org/10.1016/j.renene.2017.11.051

Benzaouia, M., Bekkay, H., Rabhi, A., Mellit, A., Anas, B., & Migan-Dubois, A. (2020). Energy management strategy for an optimum control of a standalone photovoltaic-batteries water pumping system for agriculture applications. In *Proceedings of the 2nd International Conference on Electronic Engineering and Renewable Energy Systems, ICEERE 2020*, Saidia, Morocco (pp. 855–868). Springer. 30. Bernat, J., & Stepien, S. (2015). Multi-modelling as new estimation schema for high-gain observers. *International Journal of Control, 88*, 1209–1222.

31. Bernat, J., Kolota, J., Superczynska, P., & Stepien, S. (2017). Multi-layer observer as new structure for state estimation in linear systems. *Archives of Electrical Engineering*, 66, 507–521.

32. Beshta, A., Aziukovskyi, O., Balakhontsev, A., & Shestakov, A. (2017). Combined power electronic converter for simultaneous operation of several renewable energy sources. In *Proceedings of the International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES 2017)* (pp. 236-239). Kremenchuk, Ukraine, Nov. 15-17.

33. Bianchi, F. D., Battista, H. D., & Mantz, R. J. (2007). Wind turbine control systems: Principles, modelling, and gain scheduling design. Springer.

34. Bianchi, N., Carlet, P. G., Cinti, L., & Ortombina, L. (2022). A review about flux-weakening operating limits and control techniques for synchronous motor drives. *Energies*, *15*(1930). https://doi.org/10.3390/en15051930

35. Biletskyi, R., & Biletskyi, Y. (2016). Control systems for DC motor as portcontrolled Hamiltonian system. *Litteris et Artibus: VI International Youth Science Forum*, 197–198.

36. Biletskyi, R., & Biletskyi, Y. (2017). Nonlinearity compensation for two-zone energy-shaping control systems of DC drive. *Litteris et Artibus: VII International Youth Science Forum*, 164–166.

37. Biletskyi, R., Lozynskyy, O., Biletskyi, Y., & Tsyapa, V. (2021). Analysis of Lyapunov matrices' application methods for optimization of stationary dynamic systems. *Електроенергетичні та електромеханічні системи, 3*(1), 1–7.

38. Biletskyi, Y. (2015). Control systems of permanent magnet synchronous machine as port-controlled Hamiltonian system. *Litteris et Artibus: V International Youth Science Forum*, 194–195.

39. Biletskyi, Y., Shchur, I., & Shcherbovskyh, S. (2013). Mechanical damping in energy-shaping control system of permanent magnet synchronous motor. In *Proceedings of the 4th International Conference of Young Scientists EPECS-2013* (p. 76–77). Lviv.

40. Bista, D. (2016). Understanding and design of an Arduino-based GRNN algorithm.

41. Blankenstein, G. (2005). Power balancing for a new class of non-linear systems and stabilization of RLC circuits. *International Journal of Control*, 78(3), 159–171.

42. Bortnowski, P., Gładysiewicz, L., Król, R., & Ozdoba, M. (2021). Models of transverse vibration in conveyor belts—Investigation and analysis. *Energies*, *14*(4153). https://doi.org/10.3390/en14144153

43. Bose, B. K. (2002). Modern Power Electronics and AC Drives. Prentice-Hall.

44. Boukhezzar, B., & Siguerdidjane, H. (2005). Nonlinear control of variable speed wind turbines without wind speed measurement. In *Proceedings of the European Control Conference*, Seville, 3456–3461.

45. Bourgeot, J.-M., Leclerre, R., & Delaleau, E. (2024). Comparison of several energy-efficient control laws using energetic macroscopic representation for electric vehicles. *Energies*, *17*(19), 4945. https://doi.org/10.3390/en17194945

46. BYD Battery-BOX LV LOW VOLTAGE BATTERY STORAGE. (2019).Documentation.Retrievedfrom

https://www.solahart.com.au/media/5374/ih0113_byd_battery-box-l-35-140_june-2019.pdf [CrossRef]

47. Cabrane, Z., Ouassaid, M., & Maaroufi, M. (2016). Analysis and evaluation of battery-supercapacitor hybrid energy storage system for photovoltaic installation. *International Journal of Hydrogen Energy*, *41*, 20897–20907. https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2016.06.141

48. Cabrane, Z., Ouassaid, M., & Maaroufi, M. (2016). Analysis and evaluation of battery-supercapacitor hybrid energy storage system for photovoltaic installation. *International Journal of Hydrogen Energy*, *41*, 20897–20907.

49. Cao, J., & Emadi, A. (2012). A new battery/ultracapacitor hybrid energy storage system for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(1), 122–132.

50. Castaings, A., Lhomme, W., Trigui, R., & Bouscayrol, A. (2016). Comparation of energy management strategies of a battery/supercapacitors system for electric vehicles under real-time constraints. *Applied Energy*, *163*, 190–200.

51. Castaños, F., Ortega, R., van der Schaft, A., & Astolfi, A. (2009). Asymptotic stabilization via control by interconnection of port-Hamiltonian systems. *Automatica*, *45*(7), 1611–1618.

52. Centrifugal Pumps CDX, *Pumps catalog and characteristics*. Retrieved from http://ebara-pumpsonline.com/CDX.pdf (accessed March 3, 2024).

53. Cesáreo, J., & Álvarez, R. (2002). Port Controller Hamiltonian Synthesis Using Evolution Strategies. In *Lecture Notes in Control and Information Sciences*, 273, 159–172.

54. Chandel, S. S., Naik, M. N., & Chandel, R. (2017). Review of performance studies of direct coupled photovoltaic water pumping systems and case study. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 76, 163–175. https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.03.019.

55. Chandrasekaran, V., Jose, B., Muralidharan, A. K., Mohan, N., & Basu, K. (2022). Offline Model Based MTPA Methodology for Optimum Performance of Interior Permanent Magnet Machines over Full Range of Speed and Torque. In *Proceedings of the 2022 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, Anaheim, CA, USA, 15–17 June 2022, 383–390. https://doi.org/10.1109/ITEC53557.2022.9814060

56. Chang, R.-I., Lee, C.-Y., & Hung, Y.-H. (2021). Cloud-Based Analytics Module for Predictive Maintenance of the Textile Manufacturing Process. *Applied Sciences*, *11*, 9945.

57. Chaouch, S., et al. (2018). DC-motor control using Arduino-Uno board for wirefeed system. In: 2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM); 2018. p. 1–6. https://doi.org/10.1109/CISTEM.2018.8613492.

58. Chellaswamy, C., & Ramesh, R. (2014). An intelligent energy management and control system for electric vehicles. In *Proceedings of the 2014 IEEE International Conference on Advanced Communications, Control and Computing Technologies*, 180–184. [CrossRef]

59. Chen, C., Wei, R., Wang, X., & Ge, Q. (2016). Passivity-based control of PMLSM under EL equation. In *Proceedings of the 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Chiba, Japan, 13–16 Nov. 2016, 4 pages. 60. Chen, K., Bouscayrol, A., & Lhomme, W. (2008). Energetic Macroscopic Representation and Inversion-based Control: Application to an Electric Vehicle with an Electrical Differential. Journal of Asian Electric Vehicles, 6(1), 234–239. https://doi.org/10.4130/jaev.6.109

61. Chen, K., Bouscayrol, A., Berthon, A., Delarue, P., Hissel, D., & Trigui, R. (2008). Global Modeling of Different Vehicles Using Energetic Macroscopic Representation. In *Proceedings of the IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 3–5 Sept. 2008, Harbin, China, 533–539. https://doi.org/10.1109/VPPC.2008.4677728

62. Chen, W., Lan, W., & Li, X. (2022). Research on a control method of DC speed regulating electric energy vehicle based on neural network. In *2022 3rd International Conference on Computer Vision, Image and Deep Learning & International Conference on Computer Engineering and Applications (CVIDL & ICCEA)* (pp. 80–85). https://doi.org/10.1109/CVIDLICCEA56201.2022.9824655

63. Chen, Z., Gao, W., Hu, J., & Ye, X. (2011). Closed-loop analysis and cascade control of a nonminimum phase boost converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(4), 1017–1025.

64. Cheng, D., Astolfi, A., & Ortega, R. (2005). On feedback equivalence to port controlled Hamiltonian systems. *Systems & Control Letters*, *54*(9), 911–917.

65. Cheng, K. W. E. (2009). Recent development on electric vehicles. In *Proceedings of the 3rd International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*, 1–5. [CrossRef]

66. Cheon, K., Kim, J., Hamadache, M., & Lee, D. (2015). On replacing PID controller with deep learning controller for DC motor system. *Journal of Automation and Control Engineering*, 3(6), 452–456. https://doi.org/10.12720/joace.3.6.452-456

67. Chiang, H., Chu, C., & Cauley, G. (1995). Direct Stability Analysis of Electric Power Systems Using Energy Functions: Theory, Applications, and Perspective. *Proceedings of the IEEE*, *83*(11), 1497–1529.

68. Chilan, C. M., & Conway, B. A. (2020). Optimal nonlinear control using Hamilton-Jacobi-Bellman viscosity solutions on unstructured grids. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 43*(1), 30–38.

69. Chinamalli, P. K. S., Naveen, T. S., & Shankar, C. B. (2012). Power loss minimization of permanent magnet synchronous generator using particle swarm

optimization. International Journal of Modern Engineering Research, 2(6), 4069–4076.

70. Christen, T. (2018). *Efficiency and Power in Energy Conversion and Storage: Basic Physical Concepts*. CRC Press. Taylor & Francis Group: Boca Raton, USA, 178 p. https://doi.org/10.1201/9780429454288.

71. Cimini, G., Ippoliti, G., Orlando, G., & Pirro, M. (2013). Current sensorless solutions for PFC of boost converters with passivity-based and sliding mode control. *Proc. 4th Int. Conf. Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 1175–1180, May.

72. Cirtea, M. N., Dinu, A., Khor, J. G., & McCormick. (2002). *Neural and Fuzzy Logic Control of Drives and Power Systems*. Newnes, 399 p.

73. Cisneros, R., Mancilla-David, F., & Ortega, R. (2013). Passivity-based control of a grid-connected small-scale windmill with limited control authority. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 1(4), 247–259.

74. Das, M., & Mandal, R. (2018). A comparative performance analysis of direct, battery, supercapacitor, and battery-supercapacitor enabled photovoltaic water pumping systems using centrifugal pump. *Solar Energy*, *171*, 302–309. https://doi.org/10.1016/j.solener.2018.06.069.

75. de Souza Mendes, P. R. (2024). A note on the Moody diagram. *Fluids*, *9*(4), 98. https://doi.org/10.3390/fluids9040098.

76. Demirel, Y. (2007). *Nonequilibrium Thermodynamics: Transport and Rate Processes in Physical, Chemical and Biological Systems, 2nd ed.* Elsevier Science & Technology Books: Amsterdam, Netherlands, 754 p.

77. Departure, C., Bouscayrol, A., Lhomme, W., Boulon, L., & Sicard, P. (2015). IBC and backstepping control of an electric vehicle. In *Summer School EMR'15 "Energetic Macroscopic Representation"*, Lille, June 2015, 23 pages.

78. Departure, C., Lhomme, W., & Bouscayrol, A. (2013). Teaching electric vehicle drive control using energetic macroscopic representation. In *Proceedings of the 2013*

World Electric Vehicle Symposium and Exhibition, Barcelona, Spain, 17–20 Nov. 2013, 6 pages. https://doi.org/10.1109/EVS.2013.6914831

79. Derugo, P., & Żychlewicz, M. (2020). Reproduction of the control plane as a method of selection of settings for an adaptive fuzzy controller with Petri layer. *Archives of Electrical Engineering*, *69*, 609–624.

80. Dianov, A., Tinazzi, F., Calligaro, S., & Bolognani, S. (2022). Review and classification of MTPA control algorithms for synchronous motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 37, 3990–4007. https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3123062

81. Diarra, B., Zungeru, A. M., Ravi, S., Chuma, J., Basutli, B., & Zibani, I. (2019). Design of a photovoltaic system with ultracapacitor energy buffer. *Procedia Manufacturing*, *33*, 216–223. https://doi.org/10.1016/j.promfg.2019.04.026

82. Dirksz, D. A., Scherpen, J. M. A., & Ortega, R. (2008). Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control for Port-Hamiltonian mechanical systems with only position measurements. *Proceedings of the 47th IEEE Conference on Decision and Control*, Cancun, 4957–4962.

83. Donaire, A., & Junco, S. (2009). Derivation of Input-State-Output Port-Hamiltonian Systems from bond graphs. *Simulation Modelling Practice and Theory*, *17*, 137–151.

84. Donaire, A., & Junco, S. (2009). Energy shaping, interconnection and damping assignment, and integral control in the bond graph domain. *Simulation Modelling Practice and Theory*, *17*, 152–174.

85. Donaire, A., & Junco, S. (2009). On the addition of integral action to portcontrolled Hamiltonian systems. *Automatica*, *49*, 1910–1916.

86. Donaire, A., Perez, T., & Teo, Y. (2012). Robust speed tracking control of synchronous motors using immersion and invariance. *IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 1482–1487, Singapore.

87. Dong, W., et al. (2024). Neural network with cloud-based training for MTPA, flux-weakening, and MTPV control of IPM motors and drives. *IEEE Transactions on*

 Transportation
 Electrification,
 10,
 1012–1030.

 https://doi.org/10.1109/TTE.2023.3272314
 10,
 1012–1030.

88. Dörfler, F., Johnsen, J., & Allgöwer, F. (2009). An introduction to interconnection and damping assignment passivity-based control in process engineering. *Journal of Process Control, 19*, 1413–1426.

89. Durgaprasad, R., Guruvulunaidu, P., & Prasad, C. (2018). Solar PV array-fed water pumping system using zeta converter based closed-loop control of BLDC motor drive. *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, 7(5), 389–397.

90. Dursun, E.H., Levent, M.L., Durdu, A., & Aydogdu, O. (2017). Speed control of a variable loaded DC motor by using sliding mode and iterative learning control. *Int J ElectrEnergy*, 5(1), 22–28. https://doi.org/10.18178/ijoee.5.1.22-28.

91. Eberard, D., Maschke, B. M., & van der Schaft, A. J. (2006). Energy-conserving formulation of RLC-circuits with linear resistors. *17th International Symposium on Mathematical Theory of Networks and Systems*, Kyoto, 71–76.

92. Eisenhut, C., Krug, F., Schram, C., & Klöckl, B. (2007). Wind-turbine model for system simulations near cut-in wind speed. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22(2), 414–420.

93. Ekinci, S., & Hekimoglu, B. (2019). Improved kidney-inspired algorithm approach for tuning of PID controller in AVR system. *IEEE Access*, 7, 39935–39947. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2906980.

94. El Ouanjli, N., Motahhir, S., Derouich, A., El Ghzizal, A., Chebabhi, A., & Taoussi, M. (2019). Improved DTC strategy of doubly fed induction motor using fuzzy logic controller. *Energy Reports*, 5, 271–279.

95. EMR Website. (2019). *Energetic macroscopic representation*. Retrieved from http://www.emrwebsite.org/energetic-macroscopic-representation.html

96. Erenturk, K. (2010). Gray-fuzzy control of a nonlinear two-mass system. *Journal of the Franklin Institute*, *347*, 1171–1185.

97. Errouha, M., Derouich, A., Nahid-Mobarakeh, B., Motahhir, S., & El Ghzizal,
A. (2019). Improvement control of photovoltaic-based water pumping system without energy storage. *Solar Energy*, *190*, 319–328. https://doi.org/10.1016/j.solener.2019.08.024.

98. Evstatiev, B. I., Codreanu, N. D., & Gabrovska-Evstatieva, K. G. (2020). Virtual investigations of a stand-alone photovoltaic system with supercapacitor bank used to power an irrigation system. In *Proceedings of the 2020 IEEE 26th International Symposium on Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME)* (pp. 421–425). https://doi.org/10.1109/SIITME50350.2020.9292212.

99. Farahani, G., & Rahmani, K. (2019). Speed control of a separately excited DC motor using new proposed fuzzy neural algorithm based on FOPID controller. *J. Control. Autom. Electr. Syst.*, 30, 728–740.

100. Fernández-Bernal, F., García-Cerrada, A., & Faure, R. (2001). Determination of parameters in interior permanent-magnet synchronous motors with iron losses without torque measurement. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *37*(5), 1265–1272. https://doi.org/10.1109/28.952501

101. Fiaz, S., Zonetti, D., Ortega, R., Scherpen, J. M. A., & van der Schaft, A. J. (2013). A port-Hamiltonian approach to power network modeling and analysis. *European Journal of Control, 19*, 477–485.

102. Filsoof, K., & Lehn, P.W. (2015). A bidirectional modular multilevel DC-DC converter of triangular structure. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *30*, 54-64.
103. Fitzgerald, A.E., Kingsley, C., & Umans, S.D. (2003). *Electric Machinery*. McGraw-Hill: Boston, MA, USA.

104. Fujimoto, K., Horiuchi, T., & Sugie, T. (2003). Optimal control of Hamiltonian systems with input constraints via iterative learning. *42nd IEEE International Conference on Decision and Control, Maui, HI, Vol. 5*, 4387–4392.

105. Fujimoto, K., Sakari, S., & Sugie, T. (2012). Passivity-based control of a class of Hamiltonian systems with nonholonomic constraints. *Automatica*, *48*, 3054–3063.

106. Fujimoto, K., Sakurama, K., & Sugie, T. (2003). Trajectory tracking control of port-controlled Hamiltonian systems via generalized canonical transformations. *Automatica*, *39*, 2059–2069.

107. Galaz, M., Ortega, R., Bazanella, A., & Stankovic, A. (2001). An energyshaping approach to excitation control of synchronous generators. *American Control Conference*, Arlington, VA.

108. García-Canseco, E., Jeltsema, D., Ortega, R., & Scherpen, J. (2010). Powerbased control of physical systems. *Automatica*, *46*, 127–132.

109. Gasparesc, G. (2016). PID control of a DC motor using Labview interface for embedded platforms. In: 2016 12th IEEE International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC); 2016. p. 145–148. https://doi.org/10.1109/ISETC.2016.7781078.

110. Gasque, M., González-Altozano, P., Gutiérrez-Colomer, R. P., & García-Marí, E. (2020). Optimisation of the distribution of power from a photovoltaic generator between two pumps working in parallel. *Solar Energy*, *98*, 324–334. https://doi.org/10.1016/j.solener.2020.01.013.

111. Gauthier, J., Hubert, A., Abadi, J., Chaillet, N., & Lexcellent, C. (2008). Nonlinear Hamiltonian modelling of magnetic shape memory alloy-based actuators. *Sensors and Actuators A: Physical, 141*, 536–547.

112. Gevorkov, L., & Smidl, V. (2020). Simulation model for efficiency estimationof photovoltaic water pumping system. Proceedings of the 19th InternationalSymposiumINFOTEH-JAHORINAhttps://doi.org/10.1109/infoteh48170.2020.9066335.

113. Gevorkov, L., Domínguez-García, J.L., & Romero, L.T. (2023). Review on solar photovoltaic-powered pumping systems. *Energies*, *16*, 94. https://doi.org/10.3390/en16010094.

114. Golovko, V.M., Ostroverkhov, M.Y., Kovalenko, M.A., Kovalenko, I.Y., & Tsyplenkov, D.V. (2022). Mathematical simulation of autonomous wind electric

installation with magnetoelectric generator. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu, No.* 5, 74–79.

115. Guo, Y., & Mohamed, M.E.A. (2020). Speed control of direct current motor using ANFIS-based Hybrid P-I-D configuration controller. *IEEE Access*, 8, 125638–125647. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3007615.

116. Guo, Y., Zhang, D., Zhang, X., Wang, S., & Ma, W. (2020). Experimental study on the nonlinear dynamic characteristics of wire rope under periodic excitation in a friction hoist. *Shock and Vibration, 2020,* 8506016. https://doi.org/10.1155/2020/8506016

117. Gupta, N., Bhaskar, M. S., Kumar, S., Almakhles, D. J., Panwar, T., Banyal, A., Sharma, A., & Nadda, A. (2024). Review on classical and emerging maximum power point tracking algorithms for solar photovoltaic systems. *Journal of Renewable Energy and Environment (JREE), 11*(2), 18–29. https://doi.org/10.30501/jree.2024.407775.1650.

118. Haddad, W., Chellaboina, V., Hui, Q., & Nersesov, S. (2005). Thermodynamic stabilization via energy dissipating hybrid controllers. *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference*, 4879–4884.

119. Haddada, W., Nersesova, S., & Chellaboina, V. (2003). Energy-based control for hybrid port-controlled Hamiltonian systems. *Automatica*, *39*, 1425–1435.

120. Hafez, A. A. A. (2015). Multi-level cascaded DC/DC converters for PV applications. *Alexandria Engineering Journal*, *54*, 1135–1146.

121. Haisheng, Y., Jun, H., & Yong, W. (2007). Maximum output power control of permanent magnet synchronous motor based on energy-shaping principle. Qingdao University, 5 p.

122. Hameed, W.I., Kadhim, A.S., & Al-Thuwaynee, A.A.K. (2016). Field Weakening Control of a Separately Excited DC Motor Using Neural Network Optimized by Social Spider Algorithm. *Engineering*, 8(1). https://doi.org/10.4236/eng.2016.81001 123. Hameed, W.I., Sawadi, B.A., & Muayed, A. (2018). Voltage tracking control of DC-DC boost converter using fuzzy neural network. *Int. J. Power Electron. Drive Syst.*, 9, 1657–1665.

124. Hamroun B. Control by Interconnection and Energy-Shaping Methods of Port Hamiltonian Models. Application to the Shallow Water Equations / B. Hamroun, A. Dimofte, L. Lefèvre, E. Mendes // European Journal of Control. - 2010. - 5. - P.545– 563.

125. Harsh, K., Pandey, K., Kumar, R., & Jangir, A.K. (2020). BLDC motor driven water pump fed by solar photovoltaic array using boost converter. *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, *9*(6), 635–639.

126. He, Q., Long, L., & Zhao, J. (2012). Comparative analysis of three nonlinear controllers for boost converters and switching design. *Proceedings of the 31st Chinese Control Conference*, July 2012.

127. He, W., Li, S., Yang, J., & Wang, Z. (2018). Incremental passivity-based control for DC-DC boost converters under time-varying disturbances via a generalized proportional integral observer. *Journal of Power Electronics*, *18*(1), 147-159.

128. Heikkinen, J.E., Ghalamchi, B., Viitala, R., Sopanen, J., Juhanko, J., Mikkola, A., & Kuosmanen, P. (2018). Vibration analysis of paper machine's asymmetric tube roll supported by spherical roller bearings. *Mechanical Systems and Signal Processing*, *104*, 688–704.

129. Hekimoglu, B. (2019). Optimal tuning of fractional order PID controller for DC motor speed control via chaotic atom search optimization algorithm. *IEEE Access*, 7, 38100–38114. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2905961.

130. Hemmati, R., & Saboori, H. (2016). Emergence of hybrid energy storage systems in renewable energy and transport applications – A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 65, 11–23.

131. Hernandez-Gomez, M., Ortega, R., Lamnabhi-Lagarrigue, F., & Escobar, G. (2010). Adaptive PI stabilization of switched power converters. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, *18*(3), 688–698.

132. Hilairet, M., Ghanes, M., Béthoux, O., Tanasa, V., Barbot, J.-P., & Normand-Cyrot, D. (2013). A passivity-based controller for coordination of converters in a fuel cell system. *Control Engineering Practice*, *21*, 1097–1109.

133. Hilali, A., El Ouanjli, N., Mahfoud, S., Al-Sumaiti, A. S., & Mossa, M. A. (2022). Optimization of a solar water pumping system in varying weather conditions by a new hybrid method based on fuzzy logic and incremental conductance. *Energies*, *15*(22), 8518. https://doi.org/10.3390/en15228518

134. Höffner, K. (2011). *Geometric Aspects of Interconnection and Damping Assignment - Passivity-Based Control.* A thesis submitted to the Department of Chemical Engineering in conformity for the degree of Doctor of Philosophy, 104– 113.

135. Hu, D., Hu, L., & Yan, Y. (2018). Optimization methodology for control strategy of parallel hybrid electric vehicle based on chaos prediction. *AIP Advances*, 8(11).

136. Hu, J.-S., Lin, X.-C., & Hu, F.-R. (2014). Direct yaw-moment control for inwheel motor electric vehicles. *Proc. IEEE/SICE Int. Symp. System Integration*, 13-15 Dec., 475–479. https://doi.org/10.1109/SII.2014.7028085

137. Hu, W., Liu, Z., & Tan, J. (2019). Thermodynamic analysis of wind energy systems. In *IntechOpen*, 85067. https://doi.org/10.5772/intechopen.85067.

138. Hua, Y., Wang, S., Li, B., Bai, G., & Zhang, P. (2021). Dynamic modeling and anti-disturbing control of an electromagnetic MEMS torsional micromirror considering external vibrations in vehicular LiDAR. *Micromachines*, *12*, 69.

139. Huang, C., Lei, F., Han, X., & Zhang, Z. (2019). Determination of modeling parameters for a brushless DC motor that satisfies the power performance of an electric vehicle. *Meas Control*, 52(7–8), 765–774. https://doi.org/10.1177/0020294019842607.

140. Huang, Sh., Chen, Z., Huang, K., & Gao, J. (2010). Maximum torque per ampere and flux-weakening control for PMSM based on curve fitting. *Proceedings of*

the 2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Lille, France, 1–5. https://doi.org/10.1109/VPPC.2010.5729024.

141. Hussein, M.M., Orabi, M., Ahmed, M.E., & Hamada, M.M. (2010). Simple direct sensorless control of permanent magnet synchronous generator wind turbine. *Int. Mid. East. Power Systems Conf. (MEPCON)*, Cairo University, 652–656.

142. Isidori, A. (1995). Nonlinear Control Systems (p. 550). Springer-Verlag.

143. Islam, H., Mekhilef, S., Shah, N.B.M., Soon, T.K., Seyedmahmousian, M., Horan, B., & Stojcevski, A. (2018). Performance evaluation of maximum power point tracking approaches and photovoltaic systems. *Energies*, *11*, 365.

144. Jastrzębski, M., Kabziński, J., & Mosiołek, P. (2024). Adaptive position control for two-mass drives with nonlinear flexible joints. *Energies*, *17*(2), 425. https://doi.org/10.3390/en17020425

145. Jazayeri, M., Uysal, S., & Jazayeri, K. (2013). A simple MATLAB/Simulink simulation for PV modules based on one-diode model. 2013 High Capacity Optical Networks and Emerging/Enabling Technologies, 44–50. https://doi.org/10.1109/HONET.2013.6729755.

146. Jegha A., D. G., Subathra, M. S. P., Kumar, N. M., & Ghosh, A. (2020). Optimally tuned interleaved Luo converter for PV array fed BLDC motor driven centrifugal pumps using whale optimization algorithm – A resilient solution for powering agricultural loads. *Electronics*, 9(9), 1445. https://doi.org/10.3390/electronics9091445

147. Jeltsema, D. (2008). Lagrangian and Hamiltonian formulation of transmission line systems with boundary energy flow. *Reports on Mathematical Physics*, 63(1), 55-74.

148. Jeltsema, D., Ortega, R., & Scherpen, J. (2004). An energy-balancing perspective of interconnection and damping assignment control of nonlinear systems. *Automatica*, *40*, 1643-1646.

149. Jing, W., Lai, C.H., Wong, S.H., & Wong, M.L. (2018). A comprehensive study of battery-supercapacitor hybrid energy storage system for standalone PV power

system in rural electrification. *Applied Energy*, 224, 340–356. https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2018.04.10.

150. Jongschaap, R., & Öttinger, H. (2004). The mathematical representation of driven thermodynamic systems. *Journal of Non-Newtonian Fluid Mechanics*, 120, 3-9.

151. K2 Ultracapacitors - 2.7V Series, Datasheet. Retrieved from https://www.aepint.nl/wp-content/uploads/2018/11/BCAP3000-P270-K04-K05.pdf (accessed March 3, 2024).

152. Kabziński, J., & Mosiołek, P. (2022). Observer-based, robust position tracking in two-mass drive system. *Energies*, *15*, 9093.

153. Kama, V., & Biradar, S.K. (2017). A new control strategy for hybrid energy storage system with a bidirectional DC-DC converter for EV application. *International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering (IJIREEICE)*, 5(2), 32-37.

154. Kant, N., & Singh, P. (2021). Review of next generation photovoltaic solar cell technology and comparative materialistic development. *Materials Today Proceedings*, *56*(6), 3460–3470. https://doi.org/10.1016/j.matpr.2021.11.116.

155. Kazmierkowski, M., Krishnan, R., & Blaabjerg, F. (2002). *Control in Power Electronics: Selected Problems* (518 pages). Amsterdam: Academic Press.

156. Khalid, M. (2019). A review on the selected applications of batterysupercapacitor hybrid energy storage systems for microgrids. *Energies*, *12*(23), 1–34. https://doi.org/10.3390/en12234559.

157. Khalil, H.K. (2002). Nonlinear Systems. Prentice Hall, New York, 768 pages.

158. Khanchoul, M., Hilairet, M., & Normand-Cyrot, D. (2014). A passivity-based controller under low sampling for speed control of PMSM. *Control Engineering Practice*, *26*, 20–27.

159. Khiareddine, A., Salah, C.B., & Mimouni, M.F. (2015). Power management of a photovoltaic/battery pumping system in an agricultural experiment station. *Solar Energy*, *112*, 319–338. [CrossRef]

160. Kim, T., Lee, U.-K., Kim, S.W., Lim, H., Kim, C.-W., Cho, H., & Kang, K.-I. (2018). Flexible double-cage hoist for high operational efficiency in tall building construction. *Automation in Construction*, *96*, 280–291

161. Kleidon, A. (2022). Working at the limit: A review of thermodynamics and optimality of the Earth system. *Preprint*. Discussion started: August 22, 2022. https://doi.org/10.5194/esd-2022-38.

162. Kobayashi, H., Katsura, S., & Ohnishi, K. (2007). An analysis of parameter variations of disturbance observer for motion control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *54*(6), 3413–3421.

163. Kocer, A. A., Yuksel, Y. E., & Ozturk, M. (2010). Thermodynamic and environmental assessment of a wind turbine system. *The 5th International Symposium on Sustainable Development* (pp. 219–228).

164. Kollimalla, S.K., Mishra, M.K., & Narasamma, N.L. (2014). Design and analysis of a novel control strategy for battery and supercapacitor storage systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, *5*(4), 1137–1144. https://doi.org/10.1109/TSTE.2014.2336896.

165. Kondepudi, D., & Prigogine, I. (2015). *Modern Thermodynamics: From Heat Engines to Dissipative Structures* (2nd ed.). John Wiley & Sons: NY, USA. 560 p. https://doi.org/10.1002/9781118698723.fmatter

166. Korchemny, M., Fedoreyko, V., & Shcherban, V. (2001). *Energy Conservation in the Agro-Industrial Complex*. Textbooks and manuals, Ternopil, Ukraine (in Ukrainian).

167. Koschwitz, P., Bellotti, D., Cámara Sanz, M., Alcaide-Moreno, A., Liang, C., & Epple, B. (2023). Dynamic parameter simulations for a novel small-scale power-to-ammonia concept. *Processes*, *11*(3), 680. https://doi.org/10.3390/pr11030680.

168. Kotyczka, P. (2013). Local linear dynamics assignment in IDA-PBC. *Automatica*, 49, 1037–1044.

169. Kotyczka, P., & Sarras, I. (2013). On the equivalence of two nonlinear control approaches: Immersion and invariance and IDA-PBC. *European Journal of Control, 19*, 445–453.

170. Kouchachvili, L., Yaïci, W., & Entchev, E. (2018). Hybrid battery/supercapacitor energy storage system for electric vehicles. *Journal of Power Sources*, *374*, 237–248. https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2017.11.040.

171. Kuczmann, M. (2024). Review of DC Motor Modeling and Linear Control: Theory with Laboratory Tests. *Electronics*, 13(11), 2225. https://doi.org/10.3390/electronics13112225

172. Kumar Mishra, A., & Singh, B. (2017). Control of SRM drive for photovoltaic powered water pumping system. *IET Electric Power Applications*, *11*(6), 1055–1066. 173. Kumar, L., & Jain, S. (2014). Electric propulsion system for electric vehicular technology: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, *29*, 924–940. http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2013.09.014

174. Kumar, R., & Singh, B. (2014). Solar PV array fed water pumping system using SEPIC converter-based BLDC motor drive. Proceedings of the 2014 Eighteenth National Power Systems Conference (NPSC), Guwahati, India, 18–20 Dec. 2014, 1–5.

175. Kumar, R., & Singh, B. (2016). BLDC motor-driven solar PV array-fed water pumping system employing Zeta converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *52*(3), 2315–2322.

176. Kumar, R., & Singh, B. (2017). Single-stage solar PV fed brushless DC motor driven water pump. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 5(3), 1377–1385. https://doi.org/10.1109/JESTPE.2017.2699918

177. Kumar, R., & Singh, B. (2018). Brushless DC motor-driven grid-interfaced solar water pumping system. *IET Power Electronics*, *11*(12), 1875–1885. https://doi.org/10.1049/iet-pel.2017.0812.

178. Kumar, R., Singh, B., Chandra, A., & Al-Haddad, K. (2015). Solar PV array fed water pumping using BLDC motor drive with boost-buck converter. Proceedings of

the 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, Canada, 20–24 Sept. 2015, 5741–5748.

179. Kuznetsov, B. I., Nikitina, T. B., & Bovdui, I. V. (2019). Robust electromechanical servo system parametric synthesis as multi-criteria game decision based on particles multi swarm optimization. In *Proceedings of the 5th International Conference on Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Development (APUAVD-2019)* (pp. 206–209). Kyiv, Ukraine.

180. Kuzyk, R., & Biletskyi, Y. (2019). Energy-shaping control of the wind-solar power plant with a hybrid energy storage system. Proceedings of the 9th International Youth Science Forum "Litteris et Artibus," 80–85.

181. Lahyani, A., Sari, A., Lahbib, I., & Venet, P. (2016). Optimal hybridization and amortized cost study of battery/supercapacitors system under pulsed loads. *Journal of Energy Storage*, *6*, 222–231.

182. Laila, D., & Astolfi, A. (2006). Construction of discrete-time models for portcontrolled Hamiltonian systems with applications. *Systems & Control Letters*, *55*, 673–680.

183. Lakshmiprabha, K.E., & Govindaraju, C. (2020). An integrated isolated inverter-fed BLDC motor for photovoltaic agricultural pumping systems. *Microprocessors and Microsystems*, 79(5), 103276.

184. Lascu, C., Jafarzadeh, S., Fadali, S., & Blaabjerg, F. (2017). Direct torque control with feedback linearization for induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *32*(3), 2072–2080.

185. Lee, S. (2010). Performance improvement of PI controller with nonlinear error shaping function: IDA-PBC approach. *Applied Mathematics and Computation*, *215*, 3620–3630.

186. Lemaire-Semail, B., Lhomme, W., Bouscayrol, A., & Barrade, P. (2014).
Energetic macroscopic representation. Seminar, Sept. 2014.
http://www.emrwebsite.org/uploads/Fichiers/EPFL-2014/3-EMR.pdf

187. Li, H., Shang, J., You, X., Zheng, T., Zhang, B., & Lü, J. (2015). A novel stability analysis method based on Floquet theory for cascaded DC-DC converters system. *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, 2679–2683.

188. Li, J., Liu, Y., Wu, H., & Chu, B. (2013). Passivity-based robust control of permanent magnet synchronous motors. *Journal of Computational Information Systems*, *12*(9), 4965–4972.

189. Li, W., & Chen, L. (2022). Study on modeling and degradation law of transmission efficiency for harmonic reducer. *J. Fail. Anal. Prev.*, 22, 1943–1953.

190. Li, Y., Zheng, Y., Zhao, S., Feng, F., Li, J., Wang, N., & Bai, R. (2017). A review on aerodynamic characteristics of straight-bladed vertical axis wind turbines. *Acta Aerodynamica Sinica*, *35*(3), 368–382.

191. Li, Z., Huang, X., Ma, J., Chen, Z., Liu, A., & Peretti, L. (2024). Hybrid analytical model for predicting the electromagnetic losses in surface-mounted permanent-magnet motors. *IEEE Trans. Transp. Electr.*, 10, 1388–1397. https://doi.org/10.1109/TTE.2023.3289869

192. Li, Z., O'Donnell, D., Li, W., Song, P., Balamurali, A., & Kar, N.C. (2020). A comprehensive review of state-of-the-art maximum torque per ampere strategies for permanent magnet synchronous motors. Proceedings of the 2020 10th International Electric Drives Production Conference (EDPC), Ludwigsburg, Germany, 08–09 Dec. 2020, 1–8. https://doi.org/10.1109/EDPC51184.2020.9388199

193. Liu, H., Zhang, X., Chen, Y., Taha, M., & Xu, H. (2019). Active damping of driveline vibration in power-split hybrid vehicles based on model reference control. *Control Engineering Practice*, *91*, 104085.

194. Liu, X., Chen, H., Zhao, J., & Belahcen, A. (2016). Research on the performances and parameters of interior PMSM used for electric vehicles. *IEEE Trans. Ind. Electr.*, 63, 3533–3545. https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2524415

195. Liu, X., Hua, M., Shafie, S., Radzi, M. A. Mohd, Azis, N. (2024). SPICE modelling-assisted evaluation of dynamic on-resistance characterization in Schottky

p-GaN HEMTs amid synchronous buck transient instabilities. *Computers and Electrical Engineering, 118*(A), 109410. https://doi.org/10.1016/j.compeleceng.2024.109410

196. Liu, X., Zhang, H., Lv, L., Peng, F., & Cai, G. (2018). Vibration control of a membrane antenna structure using cable actuators. *J. Frankl. Inst., 355*, 2424–2435 197. Loganayaki, A., & Kumar, R.B. (2019). Permanent magnet synchronous motor for electric vehicle applications. Proceedings of the 2019 5th International Conference on Advanced Computing & Communication Systems (ICACCS), Coimbatore, India, 15-16 March 2019, 1064–1069. https://doi.org/10.1109/ICACCS.2019.8728442

198. Lozynskyy, A., & Demkiv, L. (2016). Application of dynamic systems family for synthesis of fuzzy control for electromechanical systems. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, *14*(5), 543–550.

199. Lozynskyy, A., Chaban, A., Perzyński, T., Szafraniec, A., & Kasha, L. (2021). Application of fractional-order calculus to improve the mathematical model of a twomass system with a long shaft. *Energies*, *14*(7), 1854.

200. Lozynskyy, A., Demkiv, L., Lozynskyy, O., & Biletskyi, Y. (2020). Optimization of the electromechanical system by formation of a feedback matrix based on state variables. *Електроенергетичні та електромеханічні системи*, 2(1s), 18–26.

201. Lozynskyy, A., Perzynski, T., Kozyra, J., Biletskyi, Y., & Kasha, L. (2021). The interconnection and damping assignment passivity-based control synthesis via the optimal control method for electric vehicle subsystems. *Energies*, *14*(12).

202. Lozynskyy, O., Biletskyi, Y., Lozynskyy, A., Moroz, V., & Kasha, L. (2020). Construction of open-loop electromechanical system fundamental matrix and its application for calculation of state variables transients. *Енергетика та системи керування, 6*(2), 110–119. 203. Lozynskyy, O., Moroz, V., Biletskyi, R., & Biletskyi, Y. (2019). Analytical design of dynamic system regulators taking into account the effect of disturbing factors. *Computational Problems of Electrical Engineering*, *9*(1), 21–26.

204. Lu, G., Zhou, J., Cai, G., Lv, L., & Fang, G. (2021). Active vibration control of a large space antenna structure using cable actuator. *AIAA J.*, *59*, 1457–1468

205. Luchko, M., & Biletskyi, Y. (2018). Comparative analysis of different types of dynamic solar tracking systems. *VIII Міжнародний молодіжний науковий форум* "Litteris et Artibus" & 13-та Міжнародна конференція "Молоді вчені до викликів сучасної технології", 115–116.

206. Ma, T., Yang, H., & Lu, L. (2015). Development of hybrid battery– supercapacitor energy storage for remote area renewable energy systems. *Applied Energy*, 153, 56–62. https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2014.12.008.

207. Ma, Y., Yang, R., Yang, H., Liu, G., & Yao, S. (2024). Electromagnetic resistance model based maximum efficiency control for IPMSM with reduced experimental cost. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, *10*, 6989–7002. https://doi.org/10.1109/TTE.2023.3342287

208. Ma'arif, A., & Setiawan, N.R. (2021). Control of DC motor using integral state feedback and comparison with PID: simulation and Arduino implementation. *J Robot Control*, 2(5), 456–461. https://doi.org/10.18196/jrc.25122.

209. Madichetty, S., Pullaguram, D., Mishra, S. (2019). A standalone BLDC-based solar air cooler with MPP tracking for improved efficiency. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, *5*(1), 111–119.

210. Majout, B., El Alami, H., Salime, H., Laabidine, N. Z., El Mourabit, Y., Motahhir, S., Bouderbala, M., Karim, M., Bossoufi, B. (2022). A review on popular control applications in wind energy conversion system based on permanent magnet generator PMSG. *Energies*, *15*(17), 6238. https://doi.org/10.3390/en15176238.

211. Malarczyk, M., Zychlewicz, M., Stanislawski, R., & Kaminski, M. (2022). Speed control based on state vector applied for electrical drive with elastic connection. *Automation*, *3*, 337–363.

212. Mane, S. M., Ghule, R., Doddi, S., Kazi, F., Singh, N. M., & Agarwal, V. (2015). Passivity-based control of complex switched mode FC-UC hybrid structure with BM modeling. *IFAC-PapersOnLine*, *48*(30), 345–350.

213. Manjarekar, N. S., Banavar, R. N., & Ortega, R. (2010). Application of interconnection and damping assignment to the stabilization of a synchronous generator with a controllable series capacitor. *Electrical Power and Energy Systems*, *32*, 63–70.

214. Maschke, B., Ortega, R., & van der Schaft, A. J. (2000). Energy-based Lyapunov functions for forced Hamiltonian systems with dissipation. *IEEE Transactions on Automatic Control*, *45*, 1498–1502.

215. Matam, M., Barry, V. R., & Govind, A. R. (2018). Optimized reconfigurable PV array-based photovoltaic water-pumping system. *Solar Energy*, *170*, 1063–1073. https://doi.org/10.1016/j.solener.2018.05.046.

216. Mendes, P. R. de Souza. (2024). A note on the Moody diagram. *Fluids*, *9*(4), 98. https://doi.org/10.3390/fluids9040098

217. Mendis, N., Muttaqi, K. M., & Perera, S. (2014). Management of batterysupercapacitor hybrid energy storage and synchronous condenser for isolated operation of PMSG based variable-speed wind turbine generating systems. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 5(2), 944–953.

218. Mishra, A. K., & Singh, B. (2020). Grid interactive single-stage solar powered water pumping system utilizing improved control technique. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, *11*(1), 304–314. https://doi.org/10.1109/TSTE.2018.2890670.

219. Mishra, R. N., & Mohanty, K. B. (2020). Development and implementation of induction motor drive using sliding-mode based simplified neuro-fuzzy control. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, *91*, 103593.

220. Mohanraj, D., Aruldavid, R., Verma, R., Sathiyasekar, K., Barnawi, A. B., Chokkaling, B., Mihet-Popa, L. (2022). A review of BLDC motor: state of the art, advanced control techniques, and applications. *IEEE Access*, *10*, 54833–54869. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3175011

221. Monajemi, R., & Krishnan, R. (2002). Comparison of torque control strategies based on the constant power loss control system for PMSM. In *Control in Power Electronics: Selected Problems* (pp. 225–250). Academic Press.

222. Monís, J.I., López-Luque, R., Reca, J., & Martínez, J. (2020). Multistage bounded evolutionary algorithm to optimize the design of sustainable photovoltaic (PV) pumping irrigation systems with storage. *Sustainability*, *12*(3), 1026. https://doi.org/10.3390/su12031026.

223. Montesinos-Miracle, D., Massot-Campos, M., Bergas-Jané, J., Galceran-Arellano, S., & Rufer, A. (2013). Design and control of a modular multilevel DC/DC converter for regenerative applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(8).

224. Morawiec, M., Strankowski, P., Lewicki, A., Guziński, J., & Wilczyński, F. (2019). Feedback control of multiphase induction machines with backstepping technique. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67, 4305–4314.

225. Morimoto, S., Nakayama, H., & Sanada, M. (2005). Sensorless output maximization control for variable-speed wind generation system using IPMSG. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *41*(1), 60–67.

226. Moubarak, A., El-Saady, G., & Ibrahim, E. N. A. (2017). Variable speed photovoltaic water pumping using affinity laws. *Journal of Power and Energy Engineering*, 5(11), 50–71. https://doi.org/10.4236/jpee.2017.511005.

227. Mozaffari Niapour, S. A. K. H., Shokri Garjan, G. H., Shafiei, M., Feyzi, M. R., Danyali, S., & Bahrami Kouhshahi, M. (2014). Review of permanent-magnet brushless DC motor basic drives based on analysis and simulation study. *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*, 9(5), 930–957.

228. Muhammad Hilal Mthboob, Haider TH. Salim ALRikabi, Ibtisam A., Aljazaery, A. (2023). Concepts and techniques related to the DC motor speed control system design: Systematic Review. *Wasit Journal of Computer and Mathematic Science*, 2(1), 93-11. https://doi.org/10.31185/wjcm.121

229. Muhammad, H. R. (2011). *Power Electronics Handbook: Devices, Circuits, and Applications Handbook* (3rd ed.). Academic Press: London, UK, 1389.

230. Mujawar, S., Tamboli, T., Patel, D., & Kute, S. (2020). Solar panel fed BLDC motor for water pumping. *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, *5*, 5987–5994. URL: www.irjet.net.

231. Mukherjee, N., & Strickland, D. (2016). Control of cascaded DC–DC converterbased hybrid battery energy storage systems—Part I: Stability issue. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(4), 2340–2349.

232. Mukherjee, N., & Strickland, D. (2016). Control of cascaded DC–DC converterbased hybrid battery energy storage systems—Part II: Lyapunov approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(5), 3050–3959.

233. Munadi, M.A.A., Naniwa, T., & Taniai, Y. (2016). Model reference adaptive control for DC motor based on Simulink. In: 2016 6th International Annual Engineering Seminar (InAES); 2016. p. 101–106. https://doi.org/10.1109/INAES.2016.7821915.

234. Muñoz-Aguilar, R., Dòria-Cerezo, A., & Puleston, P. (2013). Direct synchronous-asynchronous conversion system for hybrid electrical vehicle applications: An energy-based modeling approach. *Electrical Power and Energy Systems*, *47*, 264–279.

235. Muralidhar, K., & Rajasekar, N. (2021). A review of various components of solar water-pumping systems: Configuration, characteristics, and performance. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, *31*(9), e13002. https://doi.org/10.1002/2050-7038.13002.

236. Muralidharan, V., Ravichandran, M. T., & Mahindrakar, A. D. (2009). Extending interconnection and damping assignment passivity-based control (IDA-PBC) to underactuated mechanical systems with nonholonomic Pfaffian constraints: The mobile inverted pendulum robot. *Joint 48th IEEE Conference on Decision and Control and 28th Chinese Control Conference*, Shanghai, 6305–6310.

237. Muteanu, I., Bratcu, A. I., Cutululis, N. A., & Ceangă, E. (2008). *Optimal Control of Wind Energy Systems*. London: Springer.

238. Nanos, K., & Papadopoulos, E. G. (2015). On the dynamics and control of flexible joint space manipulators. *Control Engineering Practice*, *45*, 230–243

239. Naseri, F., Farjah, E., & Ghanbari, T. (2017). An efficient regenerative braking system based on battery/supercapacitor for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles with BLDC motor. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 66(5), 3724–3738

240. Naseri, F., Farjah, E., Ghanbari, T., Kazemi, Z., Schaltz, E., & Schanen, J. (2020). Online parameter estimation for supercapacitor state-of-energy and state-of-health determination in vehicular applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(9), 7963–7972.

241. Nazarova, O. S., Osadchyy, V. V., & Brylystyi, V. V. (2020). Computer simulation of electric vehicle acceleration processes with different positions of the mass center. *Applied Aspects of Information Technology*, *3*(3), 154–164. DOI: 10.15276/aait.01.2020.4.

242. Nelson Luis Manuel, Nihat İnanç, Murat Lüy (2023). Control and performance analyses of a DC motor using optimized PIDs and fuzzy logic controller. *Results in Control and Optimization*, 13, 100306. https://doi.org/10.1016/j.rico.2023.100306.

243. Ngo, K. B., & Mahony, R. (2005). Passivity-based control of robot manipulators subject to constraints. *Australasian Conference on Robotics and Automation (ACRA 2005)*, 1–7.

244. Nguyen, A. T., Lauber, J., & Dambrine, M. (2014). Optimal control based algorithms for energy management of automotive power systems with battery/supercapacitor storage devices. *Energy Conversion and Management*, *87*, 410–420.

245. Nguyen, L. V., & Thu, N. T. (2020). Fréchet analysis and sensitivity relations for the optimal time problem. *IEEE Access*, *8*, 46596–46604.

246. Ni, R., Xu, D., Wang, G., Ding, L., Zhang, G., & Qu, L. (2015). Maximum efficiency per ampere control of permanent-magnet synchronous machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62, 2135–2143. https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2354238

247. Nicola, M., Nicola, C.-I., Prejbeanu, R., & Popescu, M. (2024). IPMSM control system based on maximum torque per ampere strategy. *Proceedings of the 2024 6th Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)*, Budapest, Hungary, June 4–7, 132–137. https://doi.org/10.1109/GPECOM61896.2024.10582674

248. Norddin, N., et al. (2023). Performance comparison of different electron transport layers for Perovskite Solar Cells with NiO as hole transport layer using SCAPS 1D. 2023 IEEE 8th International Conference on Recent Advances and Innovations in Engineering (ICRAIE), 1–6. https://doi.org/10.1109/ICRAIE59459.2023.10468532.

249. Olarescu, N. V., Weinmann, M., Zeh, S., & Musuroi, S. (2009). Novel flux weakening control algorithm for PMSMs. *Proceedings of the 2009 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, Lisbon, Portugal, March 18–20, 123–127. https://doi.org/10.1109/POWERENG.2009.4915216

250. Ongaro, F., Saggini, S., & Mattavelli, P. (2012). Li-ion battery-supercapacitor hybrid storage system for a long lifetime, photovoltaic-based wireless sensor network. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(9), 3944–3952.

251. Orlowska-Kowalska, T., & Szabat, K. (2007). Control of the drive system with stiff and elastic couplings using adaptive neuro-fuzzy approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *54*, 228–240.

252. Ortega, R. (1999). Energy-shaping of port-controlled Hamiltonian systems by interconnection. *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*, Phoenix, AZ, 1999.

253. Ortega, R. (2000). A robustly stable output feedback saturated controller for the boost DC-to-DC converter. *Systems & Control Letters, 40*, 1–8.

254. Ortega, R. (2008). Control by interconnection and standard passivity-based control of port-Hamiltonian systems. *IEEE Control Systems Technology*, *53*(11), 2527–2542.

255. Ortega, R., & Borja, L. P. (2015). New results on control by interconnection and energy-balancing passivity-based control of port-Hamiltonian systems. *IEEE Conference on Decision and Control*, Los Angeles, 2346–2351.

256. Ortega, R., & García-Canseco, E. (2004). Interconnection and damping assignment passivity-based control: A survey. *European Journal of Control*, *10*(5), 432–450.

257. Ortega, R., Astolfi, A., Bastin, G., & Rodríguez, H. (1999). Output-feedback regulation of mass-balance systems. *Springer-Verlag*.

258. Ortega, R., Loria, A., Nicklasson, P. J., & Sira-Ramirez, H. (1998). Passivitybased control of Euler-Lagrange systems. *Springer-Verlag*.

259. Ortega, R., van der Schaft, A. J., Castanos, F., & Astolfi, A. (2008). Control by interconnection and standard passivity-based control of port-Hamiltonian systems. *IEEE Control Systems Technology*, *53*(11), 2527–2542.

260. Ortega, R., van der Schaft, A., Escobar, G., & Maschke, B. (2002). Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled Hamiltonian systems. *Automatica*, *38*, 585–596.

261. Ortega, R., van der Schaft, A., Mareels, I., & Maschke, B. (2001). Putting energy back in control. *IEEE Control Systems Magazine*, 21(2), 18–33.

262. Ortiz, P., & Espinosa-Pérez, G. (2003). Observer-based IDA control of synchronous generators. *Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control*, Maui, 344–349.

263. Oshurbekov, S., Kazakbaev, V., Prakht, V., Dmitrievskii, V., & Gevorkov, L. (2020). Energy consumption comparison of a single variable-speed pump and a system of two pumps: variable-speed and fixed-speed. *Applied Sciences*, *10*(24), 8820. https://doi.org/10.3390/app10248820.

264. Osman, I., Xiao, D., & Rahman, M.F. (2016). Analysis of a cascaded high-boost non-isolated DC-DC converter with bidirectional power flow. *Proc. IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, Dec. 5-8, 1–6

265. Ostroverkhov, M., & Buryk, M. (2019). Control of permanent magnet synchronous motor under conditions of parametric uncertainty. *Proceedings of the IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES 2019)*, 98–101, 23-25 Sept. 2019.

266. Pajchrowski, T., Siwek, P., & Wójcik, A. (2020). Adaptive controller design for electric drive with variable parameters by Reinforcement Learning method. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences, 68*, 1019–1030.

267. Park, J., Cho, H. -J., Yun, J., & Sul, S. -K. (2023). Online MTPA tracking of IPMSM based on min-max optimization. *Proceedings of the 2023 11th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2023 - ECCE Asia)*, Jeju Island, Korea, 199–204. https://doi.org/10.23919/ICPE2023-ECCEAsia54778.2023.10213954

268. Pei, W., & Zhang, C. (2017). Port-controlled Hamiltonian optimal control and its application on electric vehicle drives. *Chinese Automation Congress (CAC)*, Jinan, 1831–1837.

269. Peng, Y., Cui, J., Sun, J., & Zhang, M. (2021). Torsional vibration for rolling mill with the drive system shaft axis deviations. *Arabian Journal of Science and Engineering*, *46*, 12165–12177. https://doi.org/10.1007/s13369-021-05684-7

270. Petrovic, V., Ortega, R., & Stankovic, A. (1999). A globally convergent energybased controller for PM synchronous motors. *Proceedings of the 1999 CDC*, Phoenix, AZ, 7–10.

271. Petrovic, V., Ortega, R., & Stankovic, A. M. (2001). Interconnection and damping assignment approach to control of PM synchronous motors. *IEEE Control Systems Technology*, 9(6), 811–820.

272. Pires, V. F., Romero-Cadaval, E., Vinnikov, D., Roasto, I., & Martins, J. F. (2014). Power converter interfaces for electrochemical energy storage systems – A review. *Energy Conversion and Management*, 86, 453–475.

273. Poompavai, T., & Kowsalya, M. (2020). Investigation of standalone solar photovoltaic water pumping system with reduced switch multilevel inverter. *Frontiers of Energy Research*, 8(9). https://doi.org/10.3389/fenrg.2020.00009

274. Prathibanandhi, K., & Ramesh, R. (2018). Hybrid control technique for minimizing the torque ripple of brushless direct current motor. *Meas Control*, 51(7–8), 321–335. https://doi.org/10.1177/0020294018786753.

275. Prokop, J. (2010). Nowe równania modeli obwodowych maszyn elektrycznych z magnesami trwałymi. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2.

276. Pyrhönen, J., Hrabovcová, V., & Semken, R.S. (2016). *Electrical Machine Drives Control—An Introduction*. John Wiley and Sons: Hoboken, NJ, USA.

277. Pyrhönen, J., Jokinen, T., & Hrabovcová, V. (2008). *Design of Rotating Electrical Machines*. John Wiley and Sons: Hoboken, NJ, USA.

278. Ramirez, H., Maschke, B., & Sbarbaro, D. (2013). Irreversible port-Hamiltonian systems: A general formulation of irreversible processes with application to the CSTR. *Chemical Engineering Science*, *89*, 223–234.

279. Ramirez, H., Maschke, B., & Sbarbaro, D. (2013). Modelling and control of multi-energy systems: An irreversible port-Hamiltonian approach. *European Journal of Control, 19*, 513–520.

280. Ramírez, H., Sbarbaro, D., & Ortega, R. (2009). On the control of non-linear processes: An IDA–PBC approach. *Journal of Process Control, 19*, 405–414.

281. Ramírez-Leyva, F., Peralta-Sánchez, E., Vásquez-Sanjuan, J. J., & Trujillo-Romero. (2013). Passivity-Based Speed Control for Permanent Magnet Motors. *Procedia Technology*, 7, 215–222.

282. Ramsebner, B., & Rieger, K. (2009). Energy based control of a hydromechanical system. *Robotics and Autonomous Systems*, 57, 1006–1011.

283. Reddy, K.J., & Natarajan, S. (2018). Energy sources and multi-input DC-DC converters used in hybrid electric vehicle applications: A review. *International Journal of Hydrogen Energy*, *43*(36), 17387-17408

284. Riane, R., Doghmane, M. Z., Kidouche, M., & Djezzar, S. (2022). Observer-Based H ∞ Controller Design for High Frequency Stick-Slip Vibrations Mitigation in Drill-String of Rotary Drilling Systems. *Vibration*, *5*, 264–289.

285. Rodriguez, H., Ortega, R., & Mareels, I. (2000). Nonlinear control of magnetic levitation systems via energy balancing. *Proceedings of the American Control Conference, Chicago*.

286. Rodriguez, H., Ortega, R., Escobar, G., & Barabanov, N. (2000). A robustly stable output feedback saturated controller for the boost DC-to-DC converter. *Systems and Control Letters*, 40, 1–8.

287. Ronanki, D., & Parthiban, P. (2012). PV-battery powered direct torque controlled switched reluctance motor drive. *Proceedings of the 2012 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, Shanghai, China, 27-29 March 2012*, 1–4.

288. Ruban, O. D. (2019). Volterra Neural Network Construction in the Nonlinear Dynamic Systems Modeling Problem. *Applied Aspects of Information Technology*, 2(1), 24–28. https://doi.org/10.15276/hait.01.2019.2.

289. Sahin, A. D., Dincer, I., & Rosen, M. A. (2006). Thermodynamic analysis of wind energy. *International Journal of Energy Research*, *30*, 553–566.

290. Sarada, S., Ganesh, C., & Aparna, K. (2017). Brushless DC (BLDC) motor drive for solar photovoltaic (SPV) array fed water pumping system by using fuzzy logic controller. *International Journal of Electrical Engineering*, *10*(3), 289–305.

291. Sarang, S.A., Raza, M.A., Panhwar, M., et al. (2024). Maximizing solar power generation through conventional and digital MPPT techniques: a comparative analysis. *Sci Rep*, 14, 8944. https://doi.org/10.1038/s41598-024-59776-z

292. Sardhalia, M., Baru, S., Gupta, S., & Shukla, A. (2022). Comparative performance study of different controllers for speed regulation of DC motor. In *2022*

IEEE 10th Power India International Conference (PIICON) (pp. 1–6). https://doi.org/10.1109/PIICON56320.2022.10045232

293. Sarigiannidis, A. G., Stathis, S. A., & Kladas, A. G. (2015). Performance evaluation of MPPT techniques for PV array incorporated into electric vehicle roof. In *Proceedings of the 4th International Conference on Renewable Energy Research and Applications* (pp. 1069-1073). Palenno.

294. Scherpen, J. M. A., & van der Schaft, A. J. (2008). A structure preserving minimal representation of a nonlinear port-Hamiltonian system. *Proceedings of the* 47th IEEE Conference on Decision and Control, Cancun, 4885–4890.

295. Sena, S. D. W., Torres, P. F., Brito, A. U., Manito, A. R., Pinto Filho, G. F., Monteiro, W. L., & Macedo, W. N. (2021). A novel method to determine the optimal operating point for centrifugal pumps applied in photovoltaic pumping systems. *Solar Energy*, *221*, 46–59. https://doi.org/10.1016/j.solener.2021.04.005.

296. Serkies, P. (2018). A novel predictive fuzzy adaptive controller for a two-mass drive system. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences, 66*, 37–47.

297. Serkies, P. (2019). Estimation of state variables of the drive system with elastic joint using moving horizon estimation (MHE). *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, 67, 5.

298. Serkies, P., & Gorla, A. (2021). Implementation of PI and MPC-Based Speed Controllers for a Drive with Elastic Coupling on a PLC Controller. *Electronics*, *10*, 3139.

299. Serra, F., De Angelo, C., & Forchetti, D. (2014). Interconnection and damping assignment control of a three-phase front end converter. *Electrical Power and Energy Systems*, *60*, 317–324.

300. Shankara Murthy, H.M., Hegde, R.N., Gaonkar, R.U., & Rai, N. (2023). A critical assessment of significant developments in wind turbine performance. *International Journal of Ambient Energy*, 45(1). https://doi.org/10.1080/01430750.2023.2267568

301. Sharma, V., Hossain, M. J., Nawazish Ali, S. M., & Kashif, M. (2020). A photovoltaic-fed Z-source inverter motor drive with fault-tolerant capability for rural irrigation. *Energies*, *13*(4630), 1–19.

302. Shchur, I. (2014). Energy-shaping optimal load control of PMSG in a standalone wind turbine as a port-controlled Hamiltonian system. *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, 5, 50–55.

303. Shchur, I. (2019). Active steering system in the electronic differential of the electric vehicle with the individual drive of the two front wheels. Bulletin of the National Technical University "KhPI". Series: Problems of Automated Electric Drive. Theory and Practice, (16), 99–104. https://doi.org/10.20998/2079-8024.2019.16.18

304. Shchur, I., & Biletskyi, Y. (2012). Energy-shaping control of two-mass electromechanical system in Hamilton representation. In *Problems of automatic electric drives. Theory and Application*, Kremenchuk, Ukraine, 435–438. (in Ukrainian).

305. Shchur, I., & Biletskyi, Y. (2013). Optimization of energy-shaping control of port-controlled Hamiltonian system. *Computational Problems of Electrical Engineering*, *3*(2), 101–106. Lviv: Lviv Polytechnic Publishing House.

306. Shchur, I., & Biletskyi, Y. (2018). Battery currents limitation in passivity-based controlled battery/supercapacitor hybrid energy storage system. *Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*: Proceedings of the 38th IEEE International Conference, 504–510. https://doi.org/10.1109/ELNANO.2018.8477477.

307. Shchur, I., & Biletskyi, Y. (2018). Interconnection and damping assignment passivity-based control of semi-active and active battery-supercapacitor hybrid energy storage systems for stand-alone photovoltaic installations. 2018 14th IEEE Int. Conf. on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET-2018), 20-24 Feb., Lviv - Slavske, Ukraine, 324-329. 308. Shchur, I., & Biletskyi, Y. (2018). Robust passivity-based controllers for fast output voltage regulated, non-ideal DC-DC boost converter in Hamiltonian

representation. 2018 3rd IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems: Proceedings, 310–315.

309. Shchur, I., & Biletskyi, Y. (2019). Passivity-based control of hybrid energy storage system with common battery and modular multilevel DC-DC converter-based supercapacitor packs. *Computational Problems of Electrical Engineering*: 20th International Conference, September 15–18, Slavske–Lviv, Ukraine.

310. Shchur, I., & Biletskyi, Y. (2020). Energetic microscopic representation (EMR) and passivity-based control of multi-input systems with non-linear coupled dynamics (PMSM control example). *Proceedings of the 25th IEEE International Conference on Problems of Automated Electrodrive: Theory and Practice (PAEP)*, 1–6.

311. Shchur, I., & Biletskyi, Y. (2020). Improved structure of passivity-based control of battery-supercapacitor hybrid energy storage system. Прикладні аспекти інформаційних технологій, 3(4), 232–245.

312. Shchur, I., & Biletskyi, Y. (2020). Improved structure of passivity-based control of battery-supercapacitor hybrid energy storage system. *Applied Aspects of Information Technology*, *3*, 232–245.

313. Biletskyi, Y. Shchur, I. (2025). Efficiency improvement in standalone solar PV water pumping system by pulsating pump operation based on intermediate supercapacitor buffer. 2025. *e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy.* 11, 100913. https://doi.org/10.1016/j.prime.2025.100913

314. Shchur, I., & Turkovskyi, V. (2020). Multilevel DC Link Inverter Fed BLDC Motor Drive with Modular Battery/Supercapacitor HESS for Electric Vehicle. *Proceedings of the 25th IEEE International Conference on Problems of Automated Electric Drive. Theory and Practice (PAEP'20)*, Kremenchuk, Ukraine, 1–6. https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240871.

315. Shchur, I., Biletskyi, Y., & Holovach, I. (2017). Improving of IDA-PBC systems by forming additional regulatory actions on directly uncontrollable system loops. *First IEEE Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering UKRCON-*2017: Proceedings, 504–507.

316. Shchur, I., Biletskyi, Y., & Kopchak, B. (2024). Efficiency Analysis and Optimization of Two-Speed-Region Operation of Permanent Magnet Synchronous Motor Taking into Account Iron Loss Based on Linear Non-Equilibrium Thermodynamics. *Machines*, 12(11), 826. https://doi.org/10.3390/machines12110826.

317. Shchur, I., Biletskyi, Y., & Shchur, V. (2017). Energy efficient and simple control of stand-alone combine heat-power generation small wind turbine. *First IEEE Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering UKRCON-2017*: Proceedings, 483–488.

318. Shchur, I., Bilyakovskyy, I., & Turkovskyi, V. (in press). Improvement of Switched Structure Semi-Active Battery/Supercapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric Vehicles. *IET Electrical Systems in Transportation*.

319. Shchur, I., Havdo, I., & Biletskyi, Y. (2020). Modeling of two-motor frontwheel drive control for electric vehicle with electronic differential based on energetic macroscopic representation. *Енергетика та системи керування*, *6*(1), 51–60.

320. Shchur, I., Kasha, L., & Bukavyn, M. (2020). Efficiency Evaluation of Single and Modular Cascade Machines Operation in Electric Vehicle. *Proceedings of the 15th IEEE International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET-2020)*, 25–29 Feb., 2020, Lviv - Slavske, Ukraine, 6 p.

321. Shchur, I., Kulwas, D., & Wielgosz, R. (2018). Combination of distributed MPPT and distributed supercapacitor energy storage based on cascaded converter in photovoltaic installation. *Proc. IEEE 3rd Int. Conf. Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, 10-14 Sept., Kharkiv, Ukraine, 139-144.

322. Shchur, I., Kuzyk, R., & Biletskyi, Y. (2021). Passivity-based control system for stand-alone hybrid electrogenerating complex. Прикладні аспекти інформаційних *технологій*, 4(2), 140–152.
323. Shchur, I., Lis, M., & Biletskyi, Y. (2021). Passivity-based control of water pumping system using BLDC motor drive fed by solar PV array with battery storage system. *Energies*, *14*(23), 8184. https://doi.org/10.3390/en14238184.

324. Shchur, I., Lis, M., & Biletskyi, Y. (2023). A non-equilibrium thermodynamic approach for analysis of power conversion efficiency in the wind energy system. *Energies*, *16*(13). https://doi.org/10.3390/en16135234

325. Shchur, I., Lozinskyi, A., Kopchak, B., Biletskyi, Y., & Shchur, V. (2018). Passive stall control systems of power limitation modes for vertical axis wind turbines (VAWT). *Lecture Notes in Electrical Engineering*, *452*, 131–159.

326. Shchur, I., Rusek, A. (2012). An onboard power feeding system for electric vehicles using ultracapacitor. *Electromechanical and Energy Saving Systems*, *3*, 278–282.

327. Shchur, I., Rusek, A., & Lis, M. (2011). Optimal frequency control of the induction electric drive based on the thermodynamics of irreversible processes. *Electromechanical and Computerized Systems, 3*(79), 377–380. https://eltecs.op.edu.ua/index.php/journal/article/view/751

328. Shchur, I., Rusek, A., & Mandzyuk, M. (2015). Power effective work of PMSM in electric vehicles at the account of magnetic saturation and iron losses. *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, 1, 199-202.

329. Shchur, I., Rusek, A., Biletskyi, Y. (2014). Energy-shaping optimal load control of PMSG in a stand-alone wind turbine as a port-controlled Hamiltonian system. *Przegląd elektrotechniczny (Electrical review)*, *5*, 50–55.

330. Shchur, I., Rusek, A., Mandzyuk, M. (2015). Power effective work of PMSM in electric vehicles at the account of magnetic saturation and iron losses. *Przegląd Elektrotechniczny* (*Electrical Review*), 1, 199–202. https://doi.org/10.15199/48.2015.01.45

331. Shen, Y., Zhou, B., Yuan, X., & Zhang, X. (2023). Efficiency Optimization Control of PMSM in Electric Vehicle—A Comparative Study. *Proceedings of the* 2023 7th CAA International Conference on Vehicular Control and Intelligence (*CVCI*), Changsha, China, 27-29 Oct. 2023, 1-6. https://doi.org/10.1109/CVCI59596.2023.10397390

332. Shukla, T., & Nikolovski, S. (2023). A solar photovoltaic array and grid sourcefed brushless DC motor drive for water-pumping applications. *Energies*, *16*, 6133. https://doi.org/10.3390/en16176133

333. Singh, B., & Kumar, R. (2016). Solar photovoltaic array fed water pump driven by brushless DC motor using Landsman converter. *IET Renewable Power Generation*, 10(4), 474-484.

334. Sinhara, M. H. D., Perera, G., Putrus, G., Conlon, M., Narayana, M., & Sunderland, K. (2022). Wind energy harvesting and conversion systems: A technical review. *Energies*, *15*, 9299. https://doi.org/10.3390/en15249299

335. Sira-Ramires, H., Peres-Moreno, R.A., Ortega, R., & Garcia-Esteban, M. (1997). Passivity-based controllers for the stabilization of DC-to-DC power converters. *Automatica*, *33*(4), 499–512.

336. Skouras, T. A., Gkonis, P. K., Ilias, C. N., Trakadas, P. T., Tsampasis, E. G., & Zahariadis, T. V. (2020). Electrical vehicles: current state of the art, future challenges, and perspectives. *Clean Technologies*, *2*, 1–16.

337. Soenen, C., Reinbold, V., Meunier, S., Cherni, J.A., Darga, A., Dessante, P., & Quéval, L. (2021). Comparison of tank and battery storages for photovoltaic water pumping. *Energies*, *14*(2483). https://doi.org/10.3390/en14092483

338. Solar panel Risen RSM150-8-500M, Solar panel characteristics. Retrieved from https://sun-energy.com.ua/solar-power/solar-panels/risen-150c-500w-mono (accessed 3 March 2024).

339. Solomon, Y., Rao, P. N., & Tadesse, T. (2021). A review on solar photovoltaic powered water pumping system for off-grid rural areas for domestic use and irrigation purpose. *International Journal of Engineering Research & Technology* (*IJERT*), *10*, 258-269.

340. Somwanshi, D., Bundele, M., Kumar, G., & Parashar, G. (2019). Comparison of fuzzy-PID and PID controller for speed control of DC motor using LabVIEW.

 Procedia
 Computer
 Science,
 152,
 252–260.

 https://doi.org/10.1016/j.procs.2019.05.019
 152,
 252–260.

341. Son, Y. I., & Kim, I. H. (2012). Complementary PID controller to passivitybased nonlinear control of boost converters with inductor resistance. *IEEE Transactions on Control System Technology*, 20(3), 826–834.

342. Song, H., Duan, D., Yan, Y., Li, X., & Xie, M. (2023). Fractional-order extremum seeking method for maximum torque per ampere control of permanent magnet synchronous motor. *Fractal Fract*, 7, 858. https://doi.org/10.3390/fractalfract7120858

343. Song, Z., Hofmann, H., Li, J., Han, X., Zhang, X., & Ouyang, M. (2015). A comparison study of different semi-active hybrid energy storage system topologies for electric vehicles. *Journal of Power Sources*, 274, 400-411.

344. Song, Z., Hofmann, H., Li, J., Hou, J., Han, X., & Ouyang, M. (2014). Energy management strategies comparison for electric vehicles with hybrid energy storage system. *Applied Energy*, *134*, 321-331.

345. Song, Z., Hou, J., Hofman, H., Li, J., & Ouyang, M. (2017). Sliding-mode and Lyapunov function-based control for battery/supercapacitor hybrid energy storage system used in electric vehicles. *Energy*, *122*, 601–612. https://doi.org/10.1016/j.energy.2017.01.098.

346. Song, Z., Li, J., Han, X., Xu, L., Lu, L., & Ouyang, M. (2014). Multi-objective optimization of a semi-active battery/supercapacitor energy storage system for electric vehicles. *Applied Energy*, *135*, 212–224. https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2014.06.087.

347. Sontake, V. C., & Kalamkar, V. R. (2016). Solar photovoltaic water pumping system – A comprehensive review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, *59*, 1038–1067. http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2016.01.021

348. Sorcia-Vázquez, F. D. J., Garcia-Beltran, C. D., Valencia-Palomo, G., Brizuela-Mendoza, J. A., & Rumbo-Morales, J. Y. (2020). Decentralized robust tube-based model predictive control: Application to a four-tank-system. Revista Mexicana de Ingeniería Química, 19, 1135-1151.

349. Sridhar, S., & Salkuti, S. R. (2022). Development and future scope of renewable energy and energy storage systems. *Smart Cities*, *5*, 668–699. https://doi.org/10.3390/smartcities5020035.

350. Stippich, A., van der Broeck, C. H., Sewergin, A., & Wienhausen, A. H. (2017). Key components of modular propulsion systems for next generation electric vehicles. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 2(4), 249-258. https://doi.org/10.24295/CPSSTPEA.2017.00023

351. Struwe, M. (2008). *Variational Methods: Applications to Nonlinear*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg. 320 p.

352. Sun, L., Guo, J., Kawaguchi, T., Hashimoto, S., & Jiang, W. (2023). Online MTPA control of IPM motor using NN-based perturb and observe algorithm. *IEEE Access*, *11*, 122458-122469. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3329166

353. Syam, F. A., & Arafa, O. M. (2023). Selection process of photovoltaic standalone pumping systems. *Sustainable Energy Research*, *10*(22). https://doi.org/10.1186/s40807-023-00094-9

354. Szabat, K., Tran-Van, T., & Kamiński, M. (2015). A modified fuzzy Luenberger observer for a two-mass drive system. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, *11*, 531-539.

355. Szabat, K., Wróbel, K., & Katsura, S. (2022). Application of multilayer Kalman filter to a flexible drive system. *IEEJ Journal of Industrial Applications*, *11*, 483-493.
356. Szabat, K., Wróbel, K., Dróżdż, K., Janiszewski, D., Pajchrowski, T., & Wójcik, A. (2020). A fuzzy unscented Kalman filter in the adaptive control system of a drive system with a flexible joint. *Energies*, *13*, 2056.

357. Tabuada, P., & Pappas, G. (2003). Abstractions of Hamiltonian control systems. *Automatica*, *39*, 2025-2033.

358. Takagi, T., & Sugeno, M. (1985). Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, *15*(1), 116-132.

359. Tang, Y., Yu, H., & Zou, Z. (2008). Hamiltonian modeling and energy-shaping control of three-phase AC/DC voltage-source converters. In *International Conference on Automation and Logistics* (pp. 591-595), Qingdao, China.

360. Thomsen, S., Hoffmann, N., & Fuchs, F. W. (2011). PI control, PI-based statespace control, and model-based predictive control for drive systems with elastically coupled loads—a comparative study. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58, 3647–3657.

361. Thounthong, P., & Pierfederici, S. (2010). A new control law based on the differential flatness principle for multiphase interleaved DC-DC converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, *57*(11), 903–908.

362. Thounthong, P., Chunkag, V., Sethakula, P., Sikkabut, S., Pierfederici, S., & Davat, B. (2011). Energy management of fuel cell/solar cell/supercapacitor hybrid power source. *Journal of Power Sources, 196*, 313–324.

363. Thounthong, P., Luksanasakul, A., Koseeyaporn, P., & Davat, B. (2013). Intelligent model-based control of a standalone photovoltaic/fuel cell power plant with supercapacitor energy storage. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, *4*(1), 240–249. https://doi.org/10.1109/TSTE.2012.2214794.

364. Thounthong, P., Tricoli, P., & Davat, B. (2014). Performance investigation of linear and nonlinear controls for a fuel cell/supercapacitor hybrid power plant. *Electrical Power and Energy Systems*, *54*, 454–464.

365. Tian, T., Vaezi, T., Kestelyn, X., & Thomas, O. (2016). Normal form theory and EMR for nonlinear modal control. *Summer School EMR'16 "Energetic Macroscopic Representation"*, UdeS – Longueuil, June 2016, 13 p.

366. Tie, S. F., & Tan, C. W. (2013). A review of energy sources and energy management systems in electric vehicles. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 20, 82–102.

367. Tijani, B., Akmeliawati, R., Legowo, A., Iwan, M., & Muthalif, A.G.A. (2011). Robust H-infinity controller synthesis using multi-objective differential evolution algorithm (MODE) for two-mass-spring system. In *Proceedings of the 2011 Fourth International Conference on Modeling, Simulation and Applied Optimization* (pp. 1– 7), Kuala Lumpur, Malaysia.

368. Tinazzi, F., Bolognani, S., Calligaro, S., Kumar, P., Petrella, R., & Zigliotto, M. (2019). Classification and review of MTPA algorithms for synchronous reluctance and interior permanent magnet motor drives. In *Proceedings of the 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Genova, Italy, 03-05 Sept. 2019, 1-10. https://doi.org/10.23919/EPE.2019.8915144

369. Tiwari, A., & Jaga, O. P. (2017). Component selection for an electric vehicle: A review. In *International Conference on Computation of Power, Energy Information and Communication (ICCPEIC)*, Melmaruvathur, India, 492-499.

370. Tofighi, A., & Kalantar, M. (2010). Applying passivity-based control for the DC/DC converter of PEM fuel cell. In *Proceedings of the 1st Power Electronic & Drive Systems & Technologies Conference* (pp. 439–444).

371. Tofighi, A., & Kalantar, M. (2011). Power management of PV/battery hybrid power source via passivity-based control. *Renewable Energy*, *36*, 2440-2450.

372. Tolochko, O. (2019). Energy efficient speed control of interior permanent magnet synchronous motor. *Open Access Peer-Reviewed Chapter*, February 13, 22 p. DOI: 10.5772/intechopen.80424

373. Torres Cantero, C. A., Pérez Zúñiga, R., Martínez García, M., Ramos Cabral, S., Calixto-Rodriguez, M., Valdez Martínez, J. S., & Rumbo Morales, J. Y. (2022). Design and control applied to an extractive distillation column with salt for the production of bioethanol. *Processes*, *10*, 1792.

374. Trang Vu, N. M., & Lefèvre, L. (2018). A connection between optimal control and IDA-PBC design. *IFAC-PapersOnLine*, *51*(3), 205-210.

375. Tumari, M. Z. M., Saealal, M. S., Abd Rashid, W. N., Saat, S., & Mohd Nasir, M. A. (2017). The vehicle steer-by-wire control system by implementing PID controller. *Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering*, *9*(3-2), 43-47.

376. Turns, S. R., & Pauley, L. L. (2020). *Thermodynamics: Concepts and Applications* (2nd ed.). Cambridge University Press. 854 p.

377. U.S. Environmental Protection Agency. (2020). Dynamometer drive schedules.Retrievedfromhttps://www.epa.gov/vehicle-and-fuel-emissions-testing/dynamometer-drive-schedules

378. Utkin, V. (2013). Sliding mode control of DC-DC converters. *Journal of the Franklin Institute*, 350(8), 2146-2165.

379. Uysal, A., & Emel Soylu, E. (2017). Embedded system design and implementation of an intelligent electronic differential system for electric vehicles. *International Journal of Advanced Computer Science and Applications (IJACSA),* 8(9), 129-134. http://dx.doi.org/10.14569/IJACSA.2017.080918

380. Vaclavek, P., & Blaha, P. (2008). Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Field Weakening Control Strategy – The Analytical Solution. *Proceedings* of the SICE Annual Conference 2008, 753-757. https://doi.org/10.1109/SICE.2008.4654756

381. Valentin, C., Magos, M., & Maschke, B. (2003). Hamiltonian formulation of physical switching systems with varying constraints. *Automatica*, *47*, 1125-1133.

382. Valenzuela, M. A., Bentley, J. M., & Lorenz, R. D. (2005). Evaluation of torsional oscillations in paper machine sections. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *41*, 493-501

383. van der Schaft, A. (2008). Balancing of lossless and passive systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 53(9), 2153-2157.

384. Van Hung, N., An, D. N., Thanh, H. T., & Minh, T. C. (2018). EMR and control of IPM machines for electric vehicles. *Joint Summer School EMR'18 "Energetic Macroscopic Representation"*, Hanoi (Vietnam), 23 p.

385. Vantsevich, V., Lozynskyy, A., & Demkiv, L. (2017). A wheel rotational velocity control strategy for an open-link locomotion module. *19th International and 14th European-African Regional Conference of the ISTVS*, Budapest, Hungary, 25-27 September 2017, 1-18.

386. Veltman, A. (2016). *Fundamentals of Electrical Drives*. Springer International Publishing AG: Cham, Switzerland.

387. Venkatraman, A., & van der Schaft, A. (2010). Energy shaping of port-Hamiltonian systems by using alternate passive input-output pairs. *European Journal of Control, 16*(6), 665–677.

388. Veysi, M., Aghaei, J., Shasadeghi, M., Razzaghi, R., Bahrani, B., & Ryan, D. J. (2020). Energy-efficient speed control of electric vehicles: Linear matrix inequality approach. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, *69*(10), 10469–1048.

389. Victoria, M., et al. (2021). Solar photovoltaics is ready to power a sustainable future. *Joule*, *5*(5), 1041–1056. <u>https://doi.org/10.1016/j.joule.2021.03.005</u>.

390. Vidal, R., Soto, D., Andrade, I., Riedemann, J., Pesce, C., Belenguer, E., Peña, R., & Blasco-Gimenez, R. (2017). A multilevel modular DC–DC converter topology. *Mathematics and Computers in Simulation*, *131*, 128–141.

391. Vosough, A., & Vosough, S. (2011). Different kinds of renewable energy and the exergy concept. *International Journal of Multidisciplinary Sciences and Engineering*, 2(9), 1–7.

392. Wang, B., & Ma, Y. (2010). Research on the passivity-based control strategy of buck-boost converters with a wide input power supply range. In *Proceedings of the 2nd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems* (pp. 304–308).

393. Wang, B., Xu, J., Cao, B., & Zhou, X. (2015). A novel multimode hybrid energy storage system and its energy management strategy for electric vehicles. *Journal of Power Sources*, *281*, 432–443.

394. Wang, B., Xu, J., Xu, D., & Yan, Z. (2017). Implementation of an estimatorbased adaptive sliding mode control strategy for a boost converter-based battery/supercapacitor hybrid energy storage system in electric vehicles. *Energy Conversion* and *Management*, 151, 562–572. https://doi.org/10.1016/j.enconman.2017.09.007.

395. Wang, C., Liu, J., Xin, L., Li, G., & Pan, J. (2022). Design of full-order state observer for two-mass joint servo system based on the fixed gain filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *37*, 10466–10475.

396. Wang, C., Yang, M., Zheng, W., Long, J., & Xu, D. (2015). Vibration suppression with shaft torque limitation using explicit MPC-PI switching control in elastic drive systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *62*, 6855–6867.

397. Wang, H., & Leng, J. (2018). Summary on development of permanent magnet synchronous motor. *Proceedings of the 2018 Chinese Control and Decision Conference (CCDC)*, 689–693. https://doi.org/10.1109/CCDC.2018.8407219

398. Wang, J., & Yin, H. (2011). Passivity-based controller design based on EL and PCHD model. *Procedia Engineering*, *15*, 33–37.

399. Wang, J., Yin, H., & Xu, S. (2012). New control strategy of three-phase voltage source PWM rectifiers. *Physics Procedia*, *24*, 997–1005.

400. Wang, Q., Jiang, B., Li, B., & Yan, Y. (2016). A critical review of thermal management models and solutions of lithium-ion batteries for the development of pure electric vehicles. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 64, 106–128

401. Wang, Y., Cheng, D., & Ge, S. (2007). Approximate dissipative Hamiltonian realization and construction of local Lyapunov functions. *Systems & Control Letters*, *56*, 141–149.

402. Wang, Y., Feng, G., & Cheng, D. (2007). Simultaneous stabilization of a set of nonlinear port-controlled Hamiltonian systems. *Automatica*, *43*, 403–415.

403. Wang, Y., Li, C., & Cheng, D. (2003). Generalized Hamiltonian realization of time-invariant nonlinear systems. *Automatica*, *39*, 1437–1443.

404. Wang, Z., & Goldsmith, P. (2008). Modified energy-balancing-based control for the tracking problem. *IET Control Theory & Applications*, *2*(4), 310–322.

405. Wen, C., & Ydstie, B. E. (2009). Passivity-based control of drum boiler. *American Control Conference*, 2009, 1586–1591.

406. Wen-hui, P., Cheng-hui, Z., & Yan-jun, M. (2013). Feedback Hamilton realization and control of induction motor for electric vehicles. *Proceedings of the 32nd Chinese Control Conference*, 718–722.

407. Westerhoff, H. V., & van Dam, K. (1987). *Thermodynamics and Control of Biological Free-Energy Transduction*. Elsevier: Amsterdam, The Netherlands. https://doi.org/10.15490/fairdomhub.1.datafile.4954.1.

408. Westover, A. S., Share, K., Carter, R., Cohn, A. P., Oakes, L., & Pint, C. L. (2014). Direct integration of a supercapacitor into the backside of a silicon photovoltaic device. *Applied Physics Letters*, *104*, 213905.

409. Wicaksono, A., & Prihatmanto, A. S. (2015). Optimal control system design for electric vehicle. 2015 4th International Conference on Interactive Digital Media (ICIDM), 1–6.

410. Windisch, T., & Hofmann, W. (2018). A novel approach to MTPA tracking control of AC drives in vehicle propulsion systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 67, 9294–9302. https://doi.org/10.1109/TVT.2018.2861083

411. Wróbel, K., Śleszycki, K., Kahsay, A. H., Szabat, K., & Katsura, S. (2023). Robust speed control of uncertain two-mass system. *Energies*, *16*(17), 6231. https://doi.org/10.3390/en16176231

412. Wróbel, K., Śleszycki, K., Szabat, K., & Katsura, S. (2021). Application of multilayer observer for a drive system with flexibility. *Energies*, *14*, 8479.

413. Wu, T., Cheng, Z., Zhang, J., & He, Z. (2018). A PCH strong tracking control strategy for power coordinated allocation of Li-SC HESS. *Microelectronics Reliability*, 88–90, 1261–1267.

414. Wu, Z., Tian, D., & Liu, H. (2024). Research on MTPA control of IPMSM for electric vehicle. *Proceedings of the 2024 IEEE 7th International Electrical and Energy Conference* (*CIEEC*), 837–842. https://doi.org/10.1109/CIEEC60922.2024.10583149 415. Xu, K., Guo, Y., Lei, G., & Zhu, J. (2023). Estimation of iron loss in permanent magnet synchronous motors based on particle swarm optimization and a recurrent neural network. *Magnetism*, *3*, 327–342. https://doi.org/10.3390/magnetism3040025

416. Yadav, K., Kumar, A., Sastry, O.S., & Wandhare, R. (2019). Solar photovoltaic pumps operating head selection for optimum efficiency. *Renewable Energy*, *134*, 169–177. https://doi.org/10.1016/j.renene.2018.11.013.

417. Yager, R., & Filev, D. (1995). *Podstawy modelowania i sterowania rozmytego*. WNT: Warszawa.

418. Yang, B., Wang, J., Zhang, X., Wang, J., Shu, H., Li, Sh., He, T., Lan, Ch., & Yu, T. (2020). Applications of battery/supercapacitor hybrid energy storage systems for electric vehicles using perturbation observer-based robust control. *Journal of Power Sources, 448*. https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2019.227444.

419. Yang, G. (2023). Asymptotic tracking with novel integral robust schemes for mismatched uncertain nonlinear systems. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, *33*, 1988–2002.

420. Yang, G., Yao, J., & Dong, Z. (2022). Neuroadaptive learning algorithm for constrained nonlinear systems with disturbance rejection. *International Journal of Robust and Nonlinear Control, 32*, 6127–6147.

421. Yang, H., Wang, Z., Zhang, T., & Du, F. (2020). A review on vibration analysis and control of machine tool feed drive systems. *International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, *107*, 503–525.

422. Yang, M., Wang, C., Xu, D., Zheng, W., & Lang, X. (2016). Shaft torque limiting control using shaft torque compensator for two-inertia elastic system with backlash. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, *21*, 2902–2911.

423. Yildirim, M., Oksuztepe, E., Tanyeri, B., & Kurum, H. (2015). Electronic differential system for an electric vehicle with in-wheel motor. *Proceedings of the 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, 1048–1052. https://doi.org/10.1109/ELECO.2015.7394567

424. Yildirim, M., Polat, M., & Kurum, H. (2014). Survey on comparison of electric motor types and drives used for electric vehicles. *Proceedings of the IEEE 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC)*, 218–223. https://doi.org/10.1109/EPEPEMC.2014.6980715

425. Yin, C., Wu, H., Locment, F., & Sechilariu, M. (2017). Energy management of DC microgrid based on photovoltaic combined with diesel generator and supercapacitor. *Energy Conversion and Management*, *132*, 14–27.

426. Yu, H., Liu, X., Yu, J., & Song, Q. (2011). Position tracking control of PMSM based on state error PCH and MTPA principle. 2011 IEEE 5th International Conference on Robotics, Automation and Mechatronics (RAM), 17-19 Sept. 2011, Qingdao, China, 6 p.

427. Yu, H., Yu, S., Liu, J., & Yu, J. (2010). L2 gain disturbance attenuation of PMSM based on Hamiltonian systems control theory. *Proceedings of the 8th World Congress on Intelligent Control and Automation*, 2502–2506.

428. Yu, H., Zou, Z., & Yu, S. (2009). Speed regulation of PMSM based on portcontrolled Hamiltonian systems and PI control principle. *IEEE International Conference on Automation and Logistics*, Shenyang, 647–651.

429. Yu, J., Lin, C., Fu, L., & Liu, T. (2011). Passivity-based adaptive sliding-mode speed control for IPMSM drive systems. *American Control Conference*, San Francisco, 2945–2950.

430. Yun, J., et al. (2022). Self-adjusting force/bit blending control based on quantitative factor-scale factor fuzzy-PID bit control. *Alex Eng J*, 61(6), 4389–4397. https://doi.org/10.1016/j.aej.2021.09.067.

431. Zahab, E. E. A., Zaki, A. M., & El-Sotouhy, M. M. (2017). Design and control of a standalone PV water pumping system. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, *4*, 322–337. https://doi.org/10.1016/j.jesit.2017.06.003.

432. Zakaria, H., Hamid, M., Abdellatif, E. M., & Imane, A. (2019). Recent advancements and developments for electric vehicle technology. 2019 International

Conference of Computer Science and Renewable Energies (ICCSRE), 1–6. https://doi.org/10.1109/ICCSRE.2019.8672505.

433. Zaky, A. A., Ibrahim, M. N., Rezk, H., Christopoulos, E., El Sehiemy, R. A., Hristoforou, E., Kladas, A., Sergeant, P., & Falaras, P. (2020). Energy efficiency improvement of water pumping system using synchronous reluctance motor fed by perovskite solar cells. *International Journal of Energy Research*, *44*(14). https://doi.org/10.1002/er.5788.

434. Zanasi, R., Geitner, G. H., Bouscayrol, A., & Lhomme, B. W. (n.d.). Different energetic techniques for modelling traction drives. Retrieved from https://docplayer.net/10327672

435. Zandi, M., Gavagsaz Ghoachani, R., Phattanasak, M., Martin, J.-P., Nahidmobarakeh, B., Pierfederici, S., Davat, B., & Payman, A. (2011). Flatness-based control of a non-ideal DC/DC boost converter. IEEE.

436. Zhang, H., Li, H., Wu, Y., Wang, L., & Xue, Y. (2024). Model based flux weakening control strategy of permanent magnet synchronous motor with voltage feedback compensation. *Proceedings of the 2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, Chengdu, China, 933–939. https://doi.org/10.1109/IPEMC-ECCEAsia60879.2024.10567249

437. Zhang, L., Hu, X., Wang, Z., Sun, F., & Dorrell, D. G. (2018). A review of supercapacitor modeling estimation and applications: A control/management perspective. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, *81*, 1868–1878

438. Zhang, L., Xia, X., & Barzegar, F. (2017). Control of a battery/supercapacitor hybrid energy storage system for electric vehicles. *Proceedings of the 36th Chinese Control Conference*, Dalian, China, 9560–9565. https://doi.org/10.23919/ChiCC.2017.8028883.

439. Zhang, M., Ortega, R., Liu, Z., & Su, H. (2017). A new family of interconnection and damping assignment passivity-based controllers. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 27(1), 50–65.

440. Zhang, X., Liu, H., Zhan, Z., Wu, Y., Zhang, W., Taha, M., & Yan, P. (2020). Modelling and active damping of engine torque ripple in a power-split hybrid electric

vehicle.ControlEngineeringPractice,104,104634.https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2020.104634.

441. Zhang, Y., Yang, K., Li, X., & Xu, J. (2014). Thermodynamic analysis of energy conversion and transfer in a hybrid system consisting of wind turbine and advanced adiabatic compressed air energy storage. *Energy*, *77*, 460–477.

442. Zhang, Y., Zhang, M., Fan, C., & Li, F. (2022). A finite-time trajectory-tracking method for state-constrained flexible manipulators based on improved back-stepping control. *Actuators*, *11*, 139. https://doi.org/10.3390/act11060139.

443. Zheng, X., Agarwal, V., Liu, X., & Balachandran, B. (2020). Nonlinear instabilities and control of drill-string stick-slip vibrations with consideration of statedependent delay. *Journal of Sound and Vibration, 473*, 115235. https://doi.org/10.1016/j.jsv.2019.115235

444. Zhu, Y. (2012). A novel maximum power point tracking control for permanent magnet direct drive wind energy conversion systems. *Energies*, *5*, 1398–1412. https://doi.org/10.3390/en5041398.

445. Zhuoyong, W., Xiaodong, Y., Jiakang, L., Liangxu, X., Hui, T., & Ke, L. (2022). Research on IPMSM control based on MTPA. *Procedia Computer Science*, 208, 635–641. https://doi.org/10.1016/j.procs.2022.10.087

446. Zou, Z., Yu, H., & Tang, Y. (2008). Maximum output power of PMSM based on energy-shaping and PWM control principle. IEEE International Conference on Automation and Logistics, Qingdao, China, 1556–1560.

447. Zuo, K., Wang, F., Li, Z., Ke, D., Kennel, R., & Heldwein, M. L. (2024). A robust unified strategy for maximum torque per ampere and field weakening in permanent magnet synchronous motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *39*, 5286–5297. https://doi.org/10.1109/TPEL.2024.3362869

448. Zuo, Z.L., Luo, F.L., & Rashid, M.H. (2000). High performance nonlinear MIMO field weakening controller of a separately excited DC motor. *Electric Power Systems Research*, 55(3), 157–164. https://doi.org/10.1016/S0378-7796(00)00081-X. 449. Акимов, Л. В., Долбня, В. Т., Клепиков, В. Б., & Пирожок, В. Б. (2002). *Синтез упрощённых структур двухмассовых электроприводов с нелинейной нагрузкой*. Харків: НТУ "ХПИ", 160 с.

450. Акимов, Л. В., Колотило, В. І., & Марков, В. С. (2000). Динаміка двомасових систем з нетрадиційними регуляторами швидкості і спостерігачами стану. Харків, 93 с.

451. Білецький Ю. (2024). Ефективність роботи сонячної водопомпової установки на основі термодинамічного аналізу перетворення енергії у відцентровій помпі. *Electrical Power and Electromechanical Systems*, В. 6, № 1, 11-24. https://doi.org/10.23939/sepes2024.01.011

452. Білецький, Ю. О. (2012). Структури системи енергоформуючого керування синхронною машиною з постійними магнітами як Гамільтоновою системою. Збірник математичної конференції «Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації», Кременчук: КрНУ, 104–105.

453. Білецький, Ю. О. (2013). Енергоформуюче оптимальне керування синхронним генератором з постійними магнітами у складі вітроелектроустановки без давача швидкості вітру. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*, № 36, 403–407.

454. Білецький, Ю. О. (2017). Системи енергоформуючого керування синхронною машиною з постійними магнітами як гамільтоновою системою з керованими портами. Вісник Національного університету «Львівська політехніка». Серія: Електроенергетичні та електромеханічні системи, 840, 3–9.

455. Білецький, Ю. О., & Білецький, Р. О. (2017). Енергоформуюче керування нелінійними системами на прикладі двозонного електроприводу постійного

струму. Вісник Національного університету «Львівська політехніка». Серія: Електроенергетичні та електромеханічні системи, 870, 9–16.

456. Білецький, Ю. О., Кузик, Р. В., & Ломпарт, Ю. В. (2020). Синтез та аналіз системи енергоформуючого керування вітросонячною енергоустановкою з гібридною системою накопичення енергії. *Електроенергетичні та* електромеханічні системи, 2(1), 8–17.

457. Добронравов, В. В. (1976). Основы аналитической механики: Учеб. пос. – М.: Высш. шк., 264 с.

458. Електронний ресурс: Основи теорії автоматичного керування: Лекція 19: Нелінійні системи. Статичні та динамічні нелінійності. http://moodle.udec.ntukpi.kiev.ua/moodle/mod/resource/view.php?id=9058

459. Електронний ресурс: Розв'язок задач теоретичних основ електротехніки: синхронні двигуни з постійними магнітами. http://www.toehelp.com/theory/electromach/contents.html

460. Євстіфєєв, В. О. (2005). Теорія автоматичного керування. Частина перша. Лінійні безперервні та нелінійні системи. Навчальний посібник. Кременчук: КДПУ, 244 с.

461. Корендій, В. М., Білецький, Ю. О., Дмитерко, П. Р., & Фурдас, Ю. В. (2016). Обґрунтування розвитку та аналіз конструктивних особливостей горизонтально-осьових вітроустановок з лопатями вітрильного типу. Вісник Національного університету «Львівська політехніка». Серія "Динаміка, міцність та проектування машин і приладів, 838, 37–48.

462. Лозинський, А. (2002). Синтез системи керування нелінійним об'єктом. *Респ. міжв. наук.-техн. зб. "Електромашинобудування та електрообладнання"*, Київ: Техніка, Вип. 59, 3–10.

463. Ломпарт Ю., Білецький Ю., Маляр М. (2024). Синтез та аналіз систем енергоформуючого керування енергетично-тяговими системами електромобіля на базі BLDC двигуна. *Electrical Power and Electromechanical Systems*, В. 6, № 1, 25-35. https://doi.org/10.23939/sepes2024.01.025

464. Марущак, Я. Ю. (2005). Синтез електромеханічних систем з послідовним та паралельним коригуванням: Навч. посіб. для студ. вищ. навч. закл. Л.: Видво Нац. ун-ту "Львівська політехніка", 207 с.

465. Марущак, Я. Ю. (2011). Динаміка двомасових систем стабілізації режиму в електродугових печах: монографія. Львів, 224 с.

466. Мовчан, А. П. (2011). Адаптивні та параметрично-оптимальні системи управління: Навч. посіб. К.: НТУУ «КПІ», 108 с.

467. Попович, М. Г., & Ковальчук, О. В. (1997). *Теорія автоматичного керування: Підручник*. Київ: Либідь, 544 с.

468. Попович, М. Г., Лозинський, О. Ю., Кленіков, В. Б., та ін. (2005). Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи: Навч. посібник. Київ: Либідь, 680 с.

469. Щур, І. (2005). Термодинамічний аналіз нерівноважних процесів енергоперетворення – новий напрям у підвищенні енергоощадності. Матеріали ІІ Міжнародної науково-технічної конференції, приуроченої 160-річчю видатного українського фізика, піонера в галузі світлотехніки і електротехніки професора Івана Пулюя, 27–38.

470. Щур, І. (2019). Система активного рульового керування в електронному диференціалі електромобіля з індивідуальним приводом двох передніх коліс. Вісник Націон. техн. ун-ту «ХПІ». Серія: Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика, 16, 99-104. https://doi.org/10.20998/2079-8024.2019.16.18

471. Щур, І. З. & Щур, В. І. (2012). Оптимальне керування вітроустановками різної потужності в умовах турбулентних вітрів. Вісник Націон. ун-ту "Львівська політехніка": «Електроенергетичні та електромеханічні системи», № 736, 146-152.

472. Щур, І. З., & Білецький, Ю. О. (2011). Застосування принципів пасивного керування до синхронної машини з постійними магнітами як Гамільтонової системи з керованими входами/виходами. *Електротехнічні та комп'ютерні*

системи. Тем. випуск: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика, К.: Техніка, 77-79.

473. Щур, І. З., & Білецький, Ю. О. (2012). Енергетичні підходи в керуванні нелінійними системами (на прикладі синхронної машини з постійними магнітами). Вісник Національного університету «Львівська політехніка»: «Електроенергетичні та електромеханічні системи», 736, 139-145.

474. Щур, І. З., & Білецький, Ю. О. (2012). Енергоформуюче керування двомасовою електромеханічною системою у гамільтоновому представленні. *Електромеханічні та енергозберігаючі системи, тем. вип. "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика"*, Кременчук: КрНУ, 36, 403-407.

475. Щур, І. З., & Білецький, Ю. О. (2013). Енергоформуюче оптимальне керування навантаженням вітроелектроустановки з синхронним генератором на постійних магнітах. *Наук. пр. Донецьк. націон. тех. ун-ту. Серія* "Електротехніка і енергетика", Д.: ДВНЗ «ДонНТУ», 280-286.

476. Щур, І. З., & Білецький, Ю. О. (2013). Поліфункціональне енергоформуюче керування роботою вітроелектроустановки. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*, 2(26), 79–82.

477. Щур, І. З., & Білецький, Ю. О. (2018). Енергоефективне пряме керування моментом у двозонному електроприводі електромобіля на базі синхронної машини з постійними магнітами. Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Серія: Електроенергетичні та електромеханічні системи, 900, 57–66.

478. Щур, І. З., & Білецький, Ю. О. (2018). Енергоформуюче керування нелінійними електромеханічними системами з синхронними машинами на постійних магнітах: монографія. Львів: Видавництво Тараса Сороки.

479. Щур, І. З., & Турленко, О. Р. (2008). Багатофункціональне керування активним випрямлячем в локальній вітроенергетичній системі з вертикальною

віссю обертання. Вестн. Национ. ун-та «Харьк. политехн. ин-т»: Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика, 30, 418-420.

додатки

ДОДАТОК А.Список опублікованих праць за темою дисертації

Статті у наукових виданнях, що входять у наукометричну базу даних SCOPUS

1. Biletskyi, Y., & Shchur, I. (2025). Efficiency improvement in standalone solar PV water pumping system by pulsating pump operation based on intermediate supercapacitor buffer. *e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, 11, 100913.

Здобувачем запропоновано, змодельовано та досліджено особливості роботи різних структур та конфігурацій сонячних водопомпових систем.

2. Shchur, I., Biletskyi, Y., & Kopchak, B. (2024). Efficiency Analysis and Optimization of Two-Speed-Region Operation of Permanent Magnet Synchronous Motor Taking into Account Iron Loss Based on Linear Non-Equilibrium Thermodynamics. *Machines*, 12(11), 826.

Здобувачем досліджено особливості роботи синхронного двигуна з постійними магнітами під час роботи на різних швидкостях з використанням підходу лінійної нерівноважної термодинаміки.

3. Shchur, I., Lis, M., & Biletskyi, Y. (2023). A non-equilibrium thermodynamic approach for analysis of power conversion efficiency in the wind energy system. *Energies*, 16(13).

Здобувачем досліджено особливості роботи вітроенергоустановки як комплескної системи, що складається з перетворювачів потужності, за допомогою підходу лінійної нерівноважної термодинаміки.

4. Lozynskyy, A., Perzynski, T., Kozyra, J., Biletskyi, Y., & Kasha, L. (2021). The interconnection and damping assignment passivity-based control synthesis via the optimal control method for electric vehicle subsystems. *Energies*, 14(12).

Здобувачем запропоновано та досліджено метод параметричного синтезу оптимальних систем енергоформуючого керування лінійними та нелінійними об'єктами.

5. Shchur, I., & Biletskyi, Y. (2021). Passivity-based control of water pumping system using BLDC motor drive fed by solar PV array with battery storage system. *Energies*, 14(23).

Здобувачем розроблено систему енергоформуючого керування сонячною водопомповою установкою з системою енергетичного менеджменту.

Статті у наукових фахових виданнях України

6. Білецький, Ю. (2024). Ефективності роботи сонячної водопомпової установки на основі термодинамічного аналізу перетворення енергії у відцентровій помпі. Electrical Power and Electromechanical Systems, 1(6), 11-24. Здобувачем досліджено характеристики роботи автономної сонячної установки для помпування води як комплексної системи, що складається з перетворювачів потужності, за допомогою підходу лінійної нерівноважної термодинаміки.

7. Biletskyi, R., Lozynskyy, O., Biletskyi, Y., & Tsyapa, V. (2021). Analysis of Lyapunov matrices' application methods for optimization of stationary dynamic systems. *Електроенергетичні та електромеханічні системи*, 3(1), 1–7.

Здобувачем синтезовано оптимальні системи керування динамічними об'єктами шляхом формування матриці Ляпунова.

8. Shchur, I., Kuzyk, R., & Biletskyi, Y. (2021). Passivity-based control system for stand-alone hybrid electrogenerating complex. *Applied Aspects of Information Technologies*, 4(2), 140–152.

Здобувачем проведено математичне моделювання та дослідження гібридного енергогенеруючого комплексу як гамільтонової системи з керованими портами.

9. Lozynskyy, A., Demkiv, L., Lozynskyy, O., & Biletskyi, Y. (2020). Optimization of the electromechanical system by formation of a feedback matrix based on state variables. *Електроенергетичні та електромеханічні системи*, 2(1s), 18–26.

Здобувачем синтезовано оптимальні системи керування електромеханічними об'єктами шляхом розв'язку рівнянь Ріккаті.

10. Lozynskyy, O., Biletskyi, Y., Lozynskyy, A., Moroz, V., & Kasha, L. (2020). Construction of open-loop electromechanical system fundamental matrix and its application for calculation of state variables transients. *Energy Engineering and Control Systems*, 6(2), 110–119.

Здобувачем досліджено метод аналізу електромеханічних систем шляхом формування фундаментальної матриці.

11. Shchur, I., & Biletskyi, Y. (2020). Improved structure of passivity-based control of battery-supercapacitor hybrid energy storage system. *Applied Aspects of Information Technologies*, 3(4), 232–245.

Здобувачем запропоновано та досліджено нові структури формувачів керуючих впливів енергоформуючих систем керування гібридними акумуляторно-суперконденсаторними системами накопичення енергії.

12. Білецький, Ю. О., Кузик, Р. В., & Ломпарт, Ю. В. (2020). Синтез та аналіз системи енергоформуючого керування вітросонячною енергоустановкою з гібридною системою накопиченя енергії. *Електроенергетичні та* електромеханічні системи, 2(1), 8–17.

Здобувачем проведено математичне моделювання та синтез системи керування вітросонячною енергогенеруючою установкою з гібридною системою накопичення як гамільтонової системи з керованими портами

13. Shchur, I., Havdo, I., & Biletskyi, Y. (2020). Modeling of two-motor frontwheel drive control for electric vehicle with electronic differential based on energetic macroscopic representation. *Energy Engineering and Control Systems*, 6(1), 51–60.

Здобувачем проведено математичне моделювання та синтез системи керування електромеханічною системою передньопривідного електромобіля за допомогою макроенергетичного представлення

14. Lozynskyy, O., Moroz, V., Biletskyi, R., & Biletskyi, Y. (2019). Analytical design of dynamic system regulators taking into account the effect of disturbing factors. *Computational Problems of Electrical Engineering*, 9(1), 21–26.

Здобувачем синтезовано оптимальну систему керування динамічним об'єктом, що враховує зовнішні збурення.

15. Щур, І. З., & Білецький, Ю. О. (2018). Енергоефективне пряме керування моментом у двозонному електроприводі електромобіля на базі синхронної машини з постійними магнітами. Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Серія: Електроенергетичні та електромеханічні системи, 900, 57–66.

Здобувачем синтезовано та досліджено енергоефективне пряме керування моментом двозонного електроприводу електромобіля на базі синхронної машини.

16. Білецький, Ю. О., & Білецький, Р. О. (2017). Енергоформуюче керування нелінійними системами на прикладі двозонного електроприводу постійного струму. Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Серія: Електроенергетичні та електромеханічні системи, 870, 9–16.

Здобувачем синтезовано та досліджено двозонні енергоформуючі системи керування електроприводу постійного струму.

17. Корендій, В. М., Білецький, Ю. О., Дмитерко, П. Р., & Фурдас, Ю. В. (2016). Обґрунтування розвитку та аналіз конструктивних особливостей горизонтально-осьових вітроустановок з лопатями вітрильного типу. Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Серія "Динаміка, міцність та проектування машин і приладів, 838, 37–48.

Здобувачем синтезовано та досліджено енергоформуючі системи керування електроприводу на базі синхронної машини з постійними магнітами.

18. Білецький, Ю. О. (2016). Системи енергоформуючого керування синхронною машиною з постійними магнітами як гамільтоновою системою з керованими портами. Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Серія: Електроенергетичні та електромеханічні системи, 840, 3–9.

Здобувачем проведено аналіз особливостей систем вітроустановок та можливостей керування ними.

Монографія

19. Щур, І. З., & Білецький, Ю. О. (2018). Енергоформуюче керування нелінійними електромеханічними системами з синхронними машинами на постійних магнітах: монографія. Львів: Видавництво Тараса Сороки, 172 с.

Здобувачем проведено порівняльний аналіз енергоформуючих систем керування, розширено наявні підходи формування взаємоз'вязків та демпфування до лінійних та нелінійних систем.

Розділ у колективних монографії

20. Shchur, I., Lozinskyi, A., Kopchak, B., Biletskyi, Y., & Shchur, V. (2018). Passive stall control systems of power limitation modes for vertical axis wind turbines (VAWT). *Lecture Notes in Electrical Engineering*, 452, 131–159.

Здобувачем розроблено систему енергоформуючого керування вітроенергоустановкою з оптимальною швикодією та адаптацією до високих

швидкостей вітру.

Наукові праці, які свідчать про апробацію матеріалів дисертації

21. Shchur, I., & Biletskyi, Y. (2020). Energetic microscopic representation (EMR) and passivity-based control of multi-input systems with non-linear coupled dynamics (PMSM control example). *Proceedings of the 25th IEEE International Conference on Problems of Automated Electrodrive: Theory and Practice* (PAEP), 1–6.

22. Kuzyk, R., & Biletskyi, Y. (2019). Energy-shaping control of the wind-solar power plant with a hybrid energy storage system. *Proceedings of the 9th International Youth Science Forum "Litteris et Artibus"*, 80–85.

23. Shchur, I., & Biletskyi, Y. (2019). Passivity-based control of hybrid energy storage system with common battery and modular multilevel DC-DC converter-based supercapacitor packs. *Computational Problems of Electrical Engineering: 20th International Conference*, September 15–18, Slavske–Lviv, Ukraine.

24. Shchur, I., & Biletskyi, Y. (2018). Interconnection and damping assignment passivity-based control of semi-active and active battery/supercapacitor hybrid energy storage systems for stand-alone photovoltaic installations. *Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering: Proceedings of the 14th International Conference*, 210–214.

25. Lompart, Y., & Biletskyi, Y. (2018). Analysis of the feasibility of using an AC motor with new winding type for building electric vehicle. VIII Міжнародний молодіжний науковий форум "Litteris et Artibus" & 13-та Міжнародна конференція "Молоді вчені до викликів сучасної технології", 117–119.

26. Shchur, I., & Biletskyi, Y. (2018). Battery currents limitation in passivitybased controlled battery/supercapacitor hybrid energy storage system. *Electronics and Nanotechnology (ELNANO): Proceedings of the 2018 IEEE 38th International Conference*, 504–510.

27. Shchur, I., & Biletskyi, Y. (2018). Robust passivity-based controllers for fast output voltage regulated, non-ideal DC-DC boost converter in Hamiltonian representation. 2018 3rd IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems: Proceedings, 310–315.

28. Luchko, M., & Biletskyi, Y. (2018). Comparative analysis of different types of dynamic solar tracking systems. VIII Міжнародний молодіжний науковий форум "Litteris et Artibus" & 13-та Міжнародна конференція "Молоді вчені до викликів сучасної технології", 115–116.

29. Shchur, I., & Biletskyi, Y., Holovach, I. (2017). Improving of IDA-PBC systems by forming additional regulatory actions on directly uncontrollable system loops. *First IEEE Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering UKRCON-2017: Proceedings*, 504–507.

30. Biletskyi, R., & Biletskyi, Y. (2017). Nonlinearity compensation for two-zone energy-shaping control systems of DC drive. *Litteris et Artibus: VII International Youth Science Forum*, 164–166.

31. Shchur, I., Biletskyi, Y., & Shchur, V. (2017). Energy efficient and simple

control of stand-alone combine heat-power generation small wind turbine. *First IEEE Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering UKRCON-2017: Proceedings*, 483–488.

32. Biletskyi, R., & Biletskyi, Y. (2016). Control systems for DC motor as portcontrolled Hamiltonian system. *Litteris et Artibus: VI International Youth Science Forum*, 197–198.

33. Biletskyi, Y. (2015). Control systems of permanent magnet synchronous machine as port-controlled Hamiltonian system. *Litteris et Artibus: V International Youth Science Forum*, 194–195.

ДОДАТОК В.Програма структурного синтезу сефк приводом постійного струму, виконана у системі комп'ютерної алгебри mathcad

опис

Модель гамільтонової системи з керованими портами:

$$s \cdot X = (J - R) \cdot \frac{dH}{dX} + G \cdot U \qquad JR = J - R$$
$$s \cdot X = JR \cdot (D^{-1} \cdot X) + G \cdot U$$
$$Y = G \cdot \frac{dH}{dX} \qquad \qquad \frac{dH}{dX} = D^{-1} \cdot X \qquad \qquad Y = G \cdot (D^{-1} \cdot X)$$

Модель керованого об'єкту:

$$\begin{aligned} s \cdot I_{\mathbf{A}} \cdot L_{\mathbf{A}} &= \mathbf{e}_{\mathbf{TT}} - \mathbf{C} \Phi \cdot \omega - \mathbf{R}_{\mathbf{A}} \cdot I_{\mathbf{A}} \\ s \cdot \omega \cdot \mathbf{J} &= \mathbf{C} \Phi \cdot \mathbf{I}_{\mathbf{A}} - \mathbf{M}_{\mathbf{C}} \end{aligned}$$
$$\mathbf{X} := \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{\mathbf{A}} \cdot \mathbf{L}_{\mathbf{A}} \\ \omega \cdot \mathbf{J} \end{pmatrix} \quad \mathbf{U} := \begin{pmatrix} \mathbf{e}_{\mathbf{TT}} \\ -\mathbf{M}_{\mathbf{C}} \end{pmatrix} \quad \mathbf{Y} := \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{\mathbf{A}} \\ \omega \end{pmatrix} \qquad \mathbf{D} := \begin{pmatrix} \mathbf{L}_{\mathbf{A}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{J} \end{pmatrix} \underset{\mathsf{C}^{\mathsf{W}}}{\mathsf{G}^{\mathsf{W}}} := \begin{pmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{pmatrix} \end{aligned}$$
$$\mathbf{J}_{\mathbf{PCH}} := \begin{pmatrix} \mathbf{0} & -\mathbf{C} \Phi \\ \mathbf{C} \Phi & \mathbf{0} \end{pmatrix} \qquad \mathbf{R}_{\mathbf{PCH}} := \begin{pmatrix} \mathbf{R}_{\mathbf{A}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix} \qquad \mathbf{JR} := \mathbf{J}_{\mathbf{PCH}} - \mathbf{R}_{\mathbf{PCH}} \end{aligned}$$
$$\mathbf{JR} \cdot \left(\mathbf{D}^{-1} \cdot \mathbf{X}\right) + \mathbf{G} \cdot \mathbf{U} \text{ simplify } \rightarrow \begin{pmatrix} \mathbf{e}_{\mathbf{TT}} - \omega \cdot \mathbf{C} \Phi - \mathbf{R}_{\mathbf{A}} \cdot \mathbf{I}_{\mathbf{A}} \\ \mathbf{C} \Phi \cdot \mathbf{I}_{\mathbf{A}} - \mathbf{M}_{\mathbf{C}} \end{pmatrix}$$

Модель, бажаної асимптотично стійкої гамільтонової системи з керованими портами:

$$\begin{vmatrix} s \cdot X = (J_d - R_d) \cdot \frac{dHd}{dX} & JR_d = J_d - R_d \\ Y = G \cdot \frac{dH}{dX} & \frac{dHd}{dX} = D^{-1} \cdot (X - X_0) \\ X_0 := \begin{pmatrix} I_{\pi 0} \cdot L_{\pi} \\ \omega_0 \cdot J \end{pmatrix} \quad Y_0 := \begin{pmatrix} I_{\pi 0} \\ \omega_0 \end{pmatrix} & JR_d = JR + JR_a = \begin{pmatrix} -jr_{d11} & jr_{d12} \\ -jr_{d12} & -jr_{d22} \end{pmatrix} \end{vmatrix}$$

Приймаємо параметр та формуємо стурктуру СЕФК.

$$JR_{\mathbf{d}} := (JR + JR_{\mathbf{a}}) \qquad JR_{\mathbf{d}} \text{ simplify } \rightarrow \begin{pmatrix} -\mathbf{r}_{a11} - \mathbf{R}_{\mathbf{a}} & \mathbf{j}_{a12} - \mathbf{r}_{a12} - \mathbf{C}\Phi \\ \mathbf{C}\Phi - \mathbf{r}_{a12} - \mathbf{j}_{a12} & -\mathbf{r}_{a22} \end{pmatrix}$$

СТРУКТУРНИЙ СИНТЕЗ

Прирівнювання моделей бажаної замкненої гамільтонової системи та об'єкта керування:

$$s \cdot X = (J - R) \cdot \frac{dH}{dX} + G \cdot U = (J_d - R_d) \cdot \frac{dHd}{dX}$$

$$s \cdot X = JR \cdot D^{-1} \cdot X + G \cdot U = JR_d \cdot D^{-1} \cdot (X - X_0)$$

$$\frac{3haxodxenhn piennh \Phi KB \partial nn CE\Phi K}{Given JR \cdot D^{-1} \cdot X + G \cdot U = JR_d \cdot D^{-1} \cdot (X - X_0)$$

$$Find(e_{rm}, I_{\pi 0}) = \begin{bmatrix} \left(\frac{\omega - \omega_0}{j_{a12} + r_{a12} - C\Phi} \cdot r_{a22} + \frac{j_{a12} \cdot I_{\pi} - M_c + r_{a12} \cdot I_{\pi}}{j_{a12} + r_{a12} - C\Phi}\right) \cdot R_{\pi} + \left(\frac{\omega - \omega_0}{j_{a12} + r_{a12} - C\Phi} \cdot r_{a22} - \frac{M_c - C\Phi \cdot I_{\pi}}{j_{a12} + r_{a12} - C\Phi}\right) \cdot r_{a11} + j_{a12} \cdot (\omega - \omega_0) + C\Phi \cdot \omega_0$$

$$\frac{\omega - \omega_0}{j_{a12} + r_{a12} - C\Phi} \cdot r_{a22} + \frac{j_{a12} \cdot I_{\pi} - M_c + r_{a12} \cdot I_{\pi}}{j_{a12} + r_{a12} - C\Phi} \cdot r_{a22} + \frac{j_{a12} \cdot I_{\pi} - M_c + r_{a12} \cdot I_{\pi}}{j_{a12} + r_{a12} - C\Phi} \end{bmatrix}$$

Для спрощення представлення розіб'ємо матрицеве рівняння на два звичайних

$$\begin{split} \mathrm{JR} \cdot \mathrm{D}^{-1} \cdot \mathrm{X} + \mathrm{G} \cdot \mathrm{U} &\to \begin{pmatrix} \mathrm{e}_{\mathbf{TT}} - \omega \cdot \mathrm{C}\Phi - \mathrm{R}_{\mathbf{R}} \cdot \mathrm{I}_{\mathbf{R}} \\ \mathrm{C}\Phi \cdot \mathrm{I}_{\mathbf{R}} - \mathrm{M}_{\mathbf{C}} \end{pmatrix} \\ \mathrm{JR}_{\mathbf{d}} \cdot \mathrm{D}^{-1} \cdot (\mathrm{X} - \mathrm{X}_{\mathbf{0}}) &\to \begin{bmatrix} (\mathrm{I}_{\mathbf{R}0} - \mathrm{I}_{\mathbf{A}}) \cdot \mathrm{R}_{\mathbf{R}} + (\mathrm{I}_{\mathbf{R}0} - \mathrm{I}_{\mathbf{A}}) \cdot \mathrm{r}_{\mathbf{a}\mathbf{1}\mathbf{1}} + (\omega_{\mathbf{0}} - \omega) \cdot \mathrm{r}_{\mathbf{a}\mathbf{1}\mathbf{2}} + (\omega - \omega_{\mathbf{0}}) \cdot \mathrm{j}_{\mathbf{a}\mathbf{1}\mathbf{2}} + (\omega_{\mathbf{0}} - \omega) \cdot \mathrm{C}\Phi \\ & (\mathrm{I}_{\mathbf{R}0} - \mathrm{I}_{\mathbf{A}}) \cdot \mathrm{r}_{\mathbf{a}\mathbf{1}\mathbf{2}} + (\omega_{\mathbf{0}} - \omega) \cdot \mathrm{r}_{\mathbf{a}\mathbf{2}\mathbf{2}} + (\mathrm{I}_{\mathbf{R}0} - \mathrm{I}_{\mathbf{A}}) \cdot \mathrm{j}_{\mathbf{a}\mathbf{1}\mathbf{2}} + (\mathrm{I}_{\mathbf{R}} - \mathrm{I}_{\mathbf{R}}) \cdot \mathrm{C}\Phi \end{bmatrix} \end{split}$$

$$\begin{split} \text{Given} \qquad & \textbf{e}_{\textbf{TT}} - \boldsymbol{\omega} \cdot \textbf{C} \Phi - \textbf{R}_{\textbf{x}} \cdot \textbf{I}_{\textbf{x}} = \left(\textbf{I}_{\textbf{x}0} - \textbf{I}_{\textbf{x}}\right) \cdot \textbf{R}_{\textbf{x}} + \left(\textbf{I}_{\textbf{x}0} - \textbf{I}_{\textbf{x}}\right) \cdot \textbf{r}_{\textbf{a}11} + \left(\boldsymbol{\omega}_0 - \boldsymbol{\omega}\right) \cdot \textbf{r}_{\textbf{a}12} + \left(\boldsymbol{\omega}_0 - \boldsymbol{\omega}_0\right) \cdot \textbf{j}_{\textbf{a}12} + \left(\boldsymbol{\omega}_0 - \boldsymbol{\omega}\right) \cdot \textbf{C} \Phi \\ & \textbf{C} \Phi \cdot \textbf{I}_{\textbf{x}} - \textbf{M}_{\textbf{c}} = \left(\textbf{I}_{\textbf{x}00} - \textbf{I}_{\textbf{x}}\right) \cdot \textbf{r}_{\textbf{a}12} + \left(\boldsymbol{\omega}_0 - \boldsymbol{\omega}\right) \cdot \textbf{r}_{\textbf{a}22} + \left(\textbf{I}_{\textbf{x}00} - \textbf{I}_{\textbf{x}}\right) \cdot \textbf{j}_{\textbf{a}12} + \left(\textbf{I}_{\textbf{x}} - \textbf{I}_{\textbf{x}00}\right) \cdot \textbf{C} \Phi \end{split}$$

$$\operatorname{Find}(\mathbf{e_{rrr}}, \mathbf{I_{g00}}) = \begin{bmatrix} \mathbf{I_{g0}} \cdot \mathbf{R_g} + (\mathbf{I_{g0}} - \mathbf{I_g}) \cdot \mathbf{r_{a11}} + (\omega_0 - \omega) \cdot \mathbf{r_{a12}} + (\omega - \omega_0) \cdot \mathbf{j_{a12}} + C\Phi \cdot \omega_0 \\ \\ \frac{\omega - \omega_0}{\mathbf{j_{a12}} + \mathbf{r_{a12}} - C\Phi} \cdot \mathbf{r_{a22}} + \frac{\mathbf{j_{a12}} \cdot \mathbf{I_g} - \mathbf{M_c} + \mathbf{r_{a12}} \cdot \mathbf{I_g}}{\mathbf{j_{a12}} + \mathbf{r_{a12}} - C\Phi} \end{bmatrix}$$

Таким чином одержуємо ФКВ, записаний у двох рівняннях, де друге рівняння відображає корегування сигналу завдання на струм ${\rm I}_{\rm x0}$

Даний ФКВ дає змогу здійснювати форсування по механічній координаті, зберігаючи властивості пасивації СЕФК та простоту її структури.

Оскільки система лінійна і не потребує корекції взаємозвязків, можна залишити тільки демпфування відповідних кіл - електричного та механічного:

 $\mathbf{j}_{a12} := \mathbf{0} \quad \mathbf{r}_{a11} := \mathbf{0}^{\bullet} \quad \mathbf{r}_{a12} := \mathbf{0} \quad \mathbf{r}_{a22} := \mathbf{0}^{\bullet}$

$$\begin{split} \text{Given} \qquad & e_{\text{trt}} - \omega \cdot C\Phi - R_{\text{x}} \cdot I_{\text{x}} = \left(I_{\text{x}0} - I_{\text{x}}\right) \cdot R_{\text{x}} + \left(I_{\text{x}0} - I_{\text{x}}\right) \cdot r_{a11} + \left(\omega_0 - \omega\right) \cdot r_{a12} + \left(\omega - \omega_0\right) \cdot j_{a12} + \left(\omega_0 - \omega\right) \cdot C\Phi \\ & C\Phi \cdot I_{\text{x}} - M_{\text{c}} = \left(I_{\text{x}00} - I_{\text{x}}\right) \cdot r_{a12} + \left(\omega_0 - \omega\right) \cdot r_{a22} + \left(I_{\text{x}00} - I_{\text{x}}\right) \cdot j_{a12} + \left(I_{\text{x}} - I_{\text{x}00}\right) \cdot C\Phi \end{split}$$

 $Find \Big(e_{\mathbf{TT}}, I_{\mathbf{X}00} \Big) = \begin{bmatrix} I_{\mathbf{X}0} \cdot R_{\mathbf{X}} + \left(I_{\mathbf{X}0} - I_{\mathbf{X}} \right) \cdot r_{\mathbf{a}11} + C \Phi \cdot \omega_0 \\ \\ \left(-\frac{\omega - \omega_0}{C\Phi} \right) \cdot r_{\mathbf{a}22} + \frac{M_c}{C\Phi} \end{bmatrix}$

ДОДАТОК С. Розрахунок параметрів пасивних елементів для побудови СУПВ

На основі [83, 155, 431], визначено параметри пасивних елементів – індуктивності дроселів та ємності конденсаторів, які входять до складу трьох DC-DC перетворювачів (рис. 4.18). Розрахунки проведено режиму максимальної потужності. Величину частоти РWM вибрано f = 20 кГц.

• Для перетворювача підвищувального типу DC-DC1

Коефіцієнт шпаруватості перетворювача DC-DC1:

$$D_1 = 1 - \frac{V_{\text{PVA.n}}}{V_{\text{int}}} = 1 - \frac{129}{320} = 0,597.$$
 (C.1)

Індуктивність вхідного дроселя L1 за умови пульсації струму бІ на рівні 10% становить

$$L_{\rm I} = \frac{v_{\rm PVA.n} D_{\rm I}}{f I_{\rm PVA.n} \delta I} = \frac{129 \cdot 0,597}{20 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 8,13 \cdot 0,1} = 1,57 \cdot 10^{-3} \,\Gamma {\rm H} \,. \tag{C.2}$$

Смність вихідного конденсатора С1 за умови пульсації напруги δV на рівні 1% становить

$$C_{1} = \frac{i_{\text{lout.max}}D_{1}}{f v_{\text{PVA.n}}\delta V} = \frac{9,84 \cdot 0,597}{20 \cdot 10^{3} \cdot 320 \cdot 0,01} = 50.2 \cdot 10^{-6} \,\Phi\,, \tag{C.3}$$

де $i_{1\text{out.max}} = P_{\text{PVA.n}} / V_{\text{int}} = 3150/320 = 9,84 \text{ A} - вихідний струм перетворювача DC-DC1 за максимальної сонячної опроміненості.$

Однак, крім DC-DC1, на пульсації напруги в проміжній DC шині, до якої підключений конденсатор C1, також впливає силовий комутатор BLDCM. Базова кутова частота BLDCM дорівнює $\omega_n = \omega_{BLDCM,n} P_p = 314.2 = 624$ рад/с, де P_p – кількість пар полюсів машини.

Необхідна величина ємності конденсатора C1 для зниження пульсації напруги δV на рівні 10%, зумовлених роботою of the BLDCM з шестикроковою комутацією обмотки якоря повинна бути не менше

$$C_{1} = \frac{i_{\text{VSI.max}}}{6\omega_{n}v_{\text{int.max}}}\delta V = \frac{7,89}{6\cdot628\cdot380\cdot0,01} = 551\cdot10^{-6}\,\Phi\,,\tag{C.4}$$

де $i_{\text{VSI.max}} = P_{\text{VSI.n}}$ / $v_{\text{int.max}} = 3000$ / 380 = 7,89 A – струм на вході VSI за максимальної опроміненості.

• Для перетворювача понижувального типу DC-DC3

Коефіцієнт шпаруватості перетворювача DC-DC3:

$$D_3 = \frac{V_{\rm dc}}{V_{\rm int.max}} = \frac{320}{380} = 0,842.$$
(C.5)

Індуктивність вхідного дроселя L3 за умови пульсації струму δ*I* на рівні 10% становить

$$L_{3} = \frac{v_{\text{int.max}} \left(1 - D_{3}\right) D_{3}}{f \, i_{\text{dc.max}} \delta I} = \frac{380 \cdot \left(1 - 0.842\right) 0.842}{20 \cdot 10^{3} \cdot 3.75 \cdot 0.1} = 6.72 \cdot 10^{-3} \, \Gamma \text{H} \,, \tag{C.6}$$

де $i_{dc.max} = k_{load} P_{VSI.n} / V_{int}^* = 0,4.3000/320 = 3,75 A - максимальне значення струму зовнішнього навантаження.$

Смність вихідного конденсатора C3 за умови пульсації напруги бV на рівні 1% становить

$$C_3 = \frac{1 - D_3}{8f^2 \delta V L_3} = \frac{1 - 0.842}{8 \cdot 20000^2 \cdot 0.01 \cdot 6.72 \cdot 10^{-3}} = 14.7 \cdot 10^{-6} \,\Phi \,. \tag{C.7}$$

• Для двонапрямленого (buck-boost) перетворювача DC-DC2

Коефіцієнт шпаруватості перетворювача DC-DC2:

$$D_2 = \frac{V_{\rm B}}{V_{\rm int}^*} = \frac{96}{320} = 0,30.$$
(C.8)

Індуктивність вхідного дроселя L2 за умови пульсації струму δ*I* на рівні 10% становить

$$L_{2} = \frac{V_{\text{int}}^{*} (1 - D_{2}) D_{2}}{f i_{\text{B,max}} \delta I} = \frac{320 \cdot (1 - 0, 3) 0, 3}{20 \cdot 10^{3} \cdot 12, 4 \cdot 0, 1} = 4,30 \cdot 10^{-3} \,\Gamma\text{H}\,, \tag{C.9}$$

де $i_{B.max} = i_{dc.max} / D_3 = 3,72/0,3 = 12,4$ А – максимальне значення струму батареї у випадку максимальної сонячної радіації та відключення зовнішнього електричного споживання.

Ємність вихідного конденсатора C2 за умови пульсації напруги δV на рівні 1% становить

$$C_2 = \frac{1 - D_2}{8f^2 \delta V L_2} = \frac{1 - 0.3}{8 \cdot 20000^2 \cdot 0.01 \cdot 4.3 \cdot 10^{-3}} = 5.09 \cdot 10^{-6} \, \Phi \,. \tag{C.10}$$

За результатами розрахунків (С.1), (С.2), (С.3), (С.4), (С.5), (С.6), (С.7), (С.8), (С.9), (С.10) вибрані параметри дроселів та конденсаторів для DC-DC перетворювачів досліджуваної PVWPS, які наведено в табл. С.1.

Таблиця С.1.

DC-DC1	DC-DC2	DC-DC3
$L_1 = 1,6$ мГн	<i>L</i> ₂ = 4,5 мГн	$L_3 = 6,8$ мГн
$C_1 = 600$ мкФ	$C_2 = 10$ мк Φ	$C_3 = 20$ мк Φ

Вибрані параметри дроселів та конденсаторів для DC-DC перетворювачів

ДОДАТОК D. Дослідження можливих стурктур ФКВ для ГСНЕ

Розроблена методика дає змогу переглянути вже отримані результати СЕФК АБ-СК ГСНЕ в напрямку удосконалення стратегії керування цим об'єктом. Подальшою метою є удосконалення структури системи пасивного керування повністю активної конфігурації АБ-СК ГСНЕ для кращого, в порівнянні з існуючими системами, забезпечення вимог стратегій енергетичного менеджменту.

Для досягнення цієї мети необхідно вирішити такі завдання:

• розробити методику визначення структур керуючих впливів для системи пасивного керування повністю активною конфігурацією АБ-СК ГСНЕ,

• отримати усі можливі структури керуючих впливів та відібрати варіанти, придатні для практичної реалізації,

• дослідити дієвість окремих елементів, що входять в отримані структури керуючих впливів, та визначити ефективні їх комбінації,

• розробити методику послідовності налаштування параметрів ефективних комбінації елементів керуючих впливів,

• підтвердити ефективність отриманих рішень шляхом комп'ютерного симулювання роботи конкретної АБ-СК ГСНЕ.

Математичний опис АБ-СК ГСНЕ активної конфігурації

На рис. 4.3 зображена принципова схема силової частини АБ-СК ГСНЕ активної конфігурації [15]. В п. 5.2.1.1. були обрані змінні стану і відповідні матриці в Гамільтоновому представленні.

Відповідно до іншого підходу, змінними стану слід вибирати енергетичні імпульси в системі, такі як iL та vC [478]. У такому випадку, після аналізу системи матриці розглядуваної ГСНЕ у гамільтоновому представленні набудуть наступного вигляду:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_b L_b & v_{bus} C_{bus} & i_{sc} L_{sc} & v_{sc} C_{sc} & i_l L_l \end{bmatrix}^{\mathrm{T}};$$
(D.1)

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} V_b & 0 & 0 & -E_l \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}; \tag{D.2}$$

$$\mathbf{D} = \operatorname{diag} \begin{bmatrix} L_b & C_{bus} & L_{sc} & C_{sc} & L_l \end{bmatrix} .$$
 (D.3)

У результаті функція повної енергії системи, яка обчислюється за дещо іншим виразом, приводить до того ж результату (4.13), а елементами вектора її часткових похідних є основні змінні системи:

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^{\mathrm{T}} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x} = \frac{1}{2} \left(L_{b} i_{b}^{2} + C_{bus} v_{bus}^{2} + L_{sc} i_{sc}^{2} + C_{sc} v_{sc}^{2} + L_{l} i_{l}^{2} \right)$$
(D.4)

$$\nabla H(\mathbf{x}) = \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_b & v_{bus} & i_{sc} & v_{sc} & i_l \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}.$$
 (D.5)

Також іншого вигляду набудуть матриці взаємозв'язків, демфування та портів:

$$\mathbf{J}(\mathbf{\mu}) = \begin{bmatrix} 0 & \mu_1 & 0 & 0 & 0 \\ -\mu_1 & 0 & -\mu_2 & 0 & -1 \\ 0 & \mu_2 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$
(D.6)

 $\mathbf{R} = \operatorname{diag} \begin{bmatrix} R_{Lb} & 0 & R_{Lsc} & 0 & R_{l} \end{bmatrix}; \qquad (D.7)$

$$\mathbf{G} = \text{diag} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$
(D.8)

З метою подальшого порівняння підходів до вибору змінних стану, проведемо синтез PBC систем на основі матриць, одержаних для обох випадків.

Стратегія енергетичного менеджменту

3 метою формування бажаної точки рівноваги та особливостей даної АБ-СК ГСНЕ, доцільно сформувати стратегію її енергетичного менеджменту (СЕМ):

- РВС система повинна підтримувати задане значення напруги DC-мережі
 V^{*}_{bus};
- для забезпечення випадкових можливостей поглинання та видачі енергії при значних змінах навантаження, система керування повинна утримувати задане значення напруги СК-блоку V_{sc}^{*};
- АБ повинна забезпечувати обмін енергією з навантаженням (протягом тривалого навантаження) до заданої величини струму *I*^{*}_{b.max}, проте зміна струму повинна бути повільною (що дасть змогу збільшити термін експлуатації АБ), покладаючи відпрацювання швидких перехідних процесів зміни навантаження на СК-блок;
- у випадку зростання потужності на навантаженні та досягненню струмом АБ при розряді/заряді максимального значення ±I^{*}_{b.max}, потрібно утримувати це значення на заданому рівні, а решту потужності навантаження повинен відпрацювати СК-блок; після зменшення потужності на навантаженні, система повинна вийти з обмеження.

Таким чином, відповідно до сформованої СЕМ, можна задати наступні значення змінних стану у бажаній точці рівноваги:

$$\overline{\mathbf{x}} = \left[\left(\frac{V_{bus}^* - E_l}{R_l} \cdot \frac{V_{bus}^*}{v_b} \right) \quad V_{bus}^* \quad 0 \quad V_{sc}^* \quad \frac{V_{bus}^* - E_l}{R_l} \right].$$
(D.9)

Синтез структур ФКВ

Для синтезу системи керування необхідно задатись бажаними елементами в структурі ФКВ. У загальному випадку матриці з елементами ФКВ, що і визначають структуру, можуть мати наступний вигляд:

$$\mathbf{J}_{a}(\mathbf{\mu}) = \begin{bmatrix} 0 & -j_{12} & -j_{13} & -j_{14} & -j_{15} \\ j_{12} & 0 & -j_{23} & -j_{24} & -j_{25} \\ j_{13} & j_{23} & 0 & -j_{34} & -j_{35} \\ j_{14} & j_{24} & j_{34} & 0 & -j_{45} \\ j_{15} & j_{25} & j_{35} & j_{45} & 0 \end{bmatrix};$$
(D.10)

$$\mathbf{R}_{a} = \operatorname{diag} \begin{bmatrix} r_{11} & r_{22} & r_{33} & r_{44} & r_{55} \end{bmatrix} .$$
 (D.11)

Задаючи тим чи іншим елементам матриць J_a та \mathbf{R}_a нульові значення, будемо змінювати структуру ФКВ РВС системи.

Для прикладу, задамося структурою, коли не нульовими елементами матриць є тільки j_{23} та r_{33} , і синтезуємо структуру ФКВ, розв'язавши в символьному вигляді за допомогою створеної в MathCad програми векторноматричне рівняння (1.13). У результаті синтезу, розглянувши обидва випадки вибору змінних стану, одержимо наступні структури ФКВ:

- I) коли змінні стану i або v:

$$\begin{cases} U_{1} = 1 - \mu_{1} = \frac{v_{b}}{V_{bus}^{*}} \\ U_{2} = 1 - \mu_{2} = \frac{V_{sc}^{*} + j_{23}L_{sc}C_{sc}(v_{bus} - V_{bus}^{*}) + r_{33}i_{sc}L_{sc}^{2}}{V_{bus}^{*}}; \end{cases}$$
(D.12)

- II) коли змінні стану iL або vC

$$\begin{cases} U_1 = 1 - \mu_1 = \frac{v_b}{V_{bus}^*} \\ U_2 = 1 - \mu_2 = \frac{V_{sc}^* + j_{23} (v_{bus} - V_{bus}^*) + r_{33} i_{sc}}{V_{bus}^*} \end{cases}$$
(D.13)

Як видно, в результаті синтезу СЕФК одержано прості вирази ФКВ. Для різних випадків вибору змінних стану одержано схожі вирази (D.12) і (D.13), які відрізняються тільки наявністю сталих параметрів при коефіцієнтах елементів ФКВ, що відповідно враховуватиметься за їх параметричного обґрунтування.

Для СЕФК системи АБ-СК ГСНЕ були досліджені почергово за допомогою розробленої програми усі елементи матриць J_a та \mathbf{R}_a та отримані структури ФКВ, які зведені в табл. D.1. За своєю структурою табл. D.1

Таблиця D.1.

Отримані структури ФКВ для усіх елементів матриць J_a та R_a

			4	-
	2	3	4	5
1	$U_{1} = \frac{v_{b}}{V_{bus}^{*}} + j_{12} \frac{\left(v_{bus} - V_{bus}^{*}\right)}{V_{bus}^{*}}$ $U_{2} = \frac{V_{sc}^{*}}{V_{bus}^{*}} (D.14)$	складна реалізація	$U_{1} = \frac{v_{b}}{V_{bus}^{*}} + j_{14} \frac{\left(v_{sc} - V_{sc}^{*}\right)}{V_{bus}^{*}}$ $U_{2} = \frac{V_{sc}^{*}}{V_{bus}^{*}} \text{ (D.15)}$	не існує
2	$U_1 = \frac{V_b}{V_{bus}^*} \qquad (D.16)$ $U_2 = \frac{V_{sc}^*}{V_{bus}^*}$	$U_{1} = \frac{v_{b}}{V_{bus}^{*}} $ (D.17) $U_{2} = \frac{V_{sc}^{*}}{V_{bus}^{*}} + j_{23} \frac{\left(v_{bus} - V_{bus}^{*}\right)}{V_{bus}^{*}}$	$U_1 = \frac{V_b}{V_{bus}^*}$ $U_2 = \frac{V_{sc}^*}{V_{bus}^*}$	$U_1 = \frac{v_b}{V_{bus}^*}$ $U_2 = \frac{V_{sc}^*}{V_{bus}^*}$
3		$U_{1} = \frac{V_{b}}{V_{bus}^{*}} $ (D.18) $U_{2} = \frac{V_{sc}^{*}}{V_{bus}^{*}} + \frac{r_{33} i_{sc}}{V_{bus}^{*}}$	$U_{1} = \frac{V_{b}}{V_{bus}^{*}} (D.19)$ $U_{2} = \frac{V_{sc}^{*}}{V_{bus}^{*}} + j_{34} \frac{(v_{sc} - V_{sc}^{*})}{V_{bus}^{*}}$	складна реалізація
4			$U_{1} = \frac{V_{b}}{V_{bus}^{*}}$ $U_{2} = \frac{V_{sc}^{*}}{V_{bus}^{*}}$	$U_1 = \frac{V_b}{V_{bus}^*}$ $U_2 = \frac{V_{sc}^*}{V_{bus}^*}$
5				$U_1 = \frac{v_b}{V_{bus}^*}$ $U_2 = \frac{V_{sc}^*}{V_{bus}^*}$

Дослідження отриманих структур ФКВ шляхом ком'ютерного симулювання Для дослідження отриманих структур ФКВ та знаходження раціональних параметрів їх елементів, було створено комп'ютерну модель АБ-СК ГСНЕ в середовищі Matlab/Simulink (рис. D.1). Для побудови моделі були використані наявні в останніх версіях бібліотеки SimScape підсистеми електрохімічної АБ Battery AB, СК-блока Supercapacitor SC та DC-DC-перетворювачів DC-DC 1 та DC-DC 2. Параметри дослідної АБ-СК ГСНЕ було вибрано такими.

- *Акумулятор:* тип свинцево-кислотний, номінальна напруга 24 В, номінальна ємність 100 Аг; Battery;
- Суперконденсатор: тип Maxwell BCAP650K04, номінальна напруга 2,7 В, номінальна ємність 650 Ф, еквівалентний послідовний опір постійного струму 0,8 мОм, послідовно з'єднані конденсатори в SC модулі 14;



Рис. D.1. Комп'ютерна модель АБ-СК ГСНЕ

Інші елементи в моделі мали такі параметри: $L_b = 1.0$ мГн, $R_b = 0.02$ Ом, $L_{sc} = 1.0$ мГн, $R_{sc} = 0.02$ Ом, $L_l = 1.0$ мГн, $R_l = 0.25$ Ом, $C_{bus} = 4.7$ мФ. Сигнали завдання: $V_{bus}^* = 48$ B, $V_{sc}^* = 30$ B, $I_{b.max}^* = 40$ A.

У підсистему Control Subsystem розташовані досліджувані варіанти ФКВ, які формують керуючі сигнали U_1 і U_2 для першого DC-DC 1 та другого DC-DC 2 DC-DC-перетворювачів, отримуючи сигнали від давачі струму і напруги.
Підсистема Battery Current Saturation Subsystem виконує функцію обмеження максимального струму АБ на рівні $\pm I_{b.max}^*$ (рис. 4). Це досягається за допомогою двох ПІ-регуляторів струму РІ reg1 та РІ reg2, відповідно для обох напрямків струму, перемикання керування для яких здійснюється ключем Switch3. Переключення в режим обмеження струму здійснюється двома ключами Switch1 і Switch2 в ковзному режимі, який формується для обох напрямків струму релейними регуляторами Relay1 та Relay2 відповідно для обох напрямків струму. Перехід системи в режим обмеження струму АБ фактично зменшує на одиницю порядок системи PBC (з 5 до 4) [306].



Рис. D.2. Комп'ютерна підсистеми Battery Current Saturation Subsystem

Аналіз отриманих структур ФКВ, представлених в табл. D.1, показує, що тільки невелика їх частина є дієвими, тобто вносить додаткову дію порівняно з базовою ФКВ (D.16). Це ФКВ із взаємозв'язками j_{12} (D.14), j_{14} (D.15), j_{23} (D.17), j_{34} (D.19) та демпфуванням r_{33} (D.18). ФКВ з іншими взаємозв'язками та демпфуваннями або є недієвими, тобто мають базову структуру (D.16), або не існують, або їх структура є складною і недоцільною для практичної реалізації (потребують багато давачів координат). Якщо порівняти зі структурою взаємозв'язків об'єкта (4.15) і (D.6), то реальні взаємозв'язків ФКВ j_{12} , j_{23} і j_{34} відповідають вже наявним в об'єкті, тобто можуть коректувати їх дію. І лише взаємозв'язок j_{14} є новим, якого немає в об'єкті.

Для забезпечення сформованої стратегії керування, необхідно дослідити на створеній комп'ютерній моделі, яку дію на АБ-СК ГСНЕ чинять окремі дієві елементи ФКВ, а потім вибрати їх найкращу комбінацію. Оскільки ці елементи формують додаткову дію до базового ФКВ (D.16), то за основу для порівняння



Рис. D.3. Часові діаграми основних координат під час роботи дослідної АБ-СК ГСНЕ з базовою ФКВ (D.16)

будемо брати результати роботи дослідної АБ-СК ГСНЕ з базовим ФКВ, які представлено на рис. D.3 (за вимкненого обмеження струму АБ). Як видно з отриманих часових діаграм, за дії тестового навантаження (рис. D.3,а), яке стрімко змінюється кожних 10 с, досліджувана система підтримує напруги DC-мережі та СК-блока на заданих рівнях відповідно 48 В та 30 В з великими статичними похибками (рис. D.36 і D.3д). Швидкі зміни струму навантаження (рис. D.3,е) бере на себе СК-блок (рис. D.3г), тоді як струм АБ змінюється плавно, проте на початку кожного перехідного процесу має стрибок, рівний приблизно половині усталеного значення (рис. D.3в).

Таким чином, базовий ФКВ в основному виконує усі функції, передбачені сформованою СЕМ, проте мають місце вказані вище недоліки в перехідних та усталених режимах роботи. Крім того, за базового ФКВ немає змоги вплинути на розподіл навантаження між АБ та СК-блоком в усталеному режимі, а також змінити динаміку перехідних процесів, в першу чергу, час наростання чи спадання струму АБ, що є важливою умовою ощадної для неї роботи. Ці завдання спробуємо вирішити за допомогою інших варіантів отриманих дієвих ФКВ.

Взаємозв'язок ј₁₂ зв'язує між собою координати струму АБ та напруги DC-мережі. На рис. D.4 представлено часові діаграми деяких змінних за ФКВ (D.14), який реалізовано за допомогою зворотного зв'язку за напругою DC-мережі, де $j_{12} = -0.35$. Якщо порівняти отримані результати з відповідними для базового ФКВ, то видно, що взаємозв'язок j_{12} забезпечує деяке сповільнення перехідних процесів, зниження струму АБ в усталених режимах, а також зменшує початковий скачок цього струму за рахунок збільшення початкового скачка струму СК-блока, що є позитивним результатом. Проте, це супроводжується і негативним результатом – збільшенням похибок напруги DC-мережі та СК-блока в усталених режимах.



Рис. D.4. Вибрані часові діаграми основних координат під час роботи дослідної АБ-СК ГСНЕ з ФКВ із взаємозв'язком *j*₁₂

Взаємозв'язок ј₁₄ зв'язує між собою координати струму АБ та напруги СК-блока і реалізується за допомогою зворотного зв'язку за напругою СК-блока. Як показали отримані результати комп'ютерного симулювання для ФКВ (D.15) з $j_{14} = -0.5$, взаємозв'язок j_{14} забезпечує прискорення перехідних процесів та збільшує відносну величину скачка цього струму АБ на початку перехідних процесів. Проте він зменшує похибки напруг DC-мережі та СК-блока в усталених режимах. Тобто дія цього взаємозв'язку є протилежною до взаємозв'язку j_{12} .

Взаємозв'язок j_{23} зв'язує між собою координати струму СК-блока та напруги DC-мережі. На рис. D.5 представлено часові діаграми деяких змінних за ФКВ (37) з $j_{23} = 0.5$, який реалізовано за допомогою зворотного зв'язку за напругою DC-мережі. Якщо порівняти отримані результати з відповідними для базового ФКВ, то видно, що взаємозв'язок j_{23} розтягує перехідний процес зміни струму АБ (перемикання навантаження на рис. 7 здійснюється що кожних 20 с), проте не впливає на його величину, як і на похибку напруги DC-мережі. Він також не впливає на початкові скачки струму СК-блока, проте значно збільшує похибки напруги СК-блока в усталених режимах.



Рис. D.5. Вибрані часові діаграми основних координат під час роботи дослідної АБ-СК ГСНЕ з ФКВ із взаємозв'язком *j*₂₃

Взаємозв'язок јз4 зв'язує між собою координати струму та напруги СКблока і реалізується за допомогою зворотного зв'язку за напругою СК-блока. Як показали результати комп'ютерного симулювання для ФКВ (D.19) з $j_{34} = 0.6$, взаємозв'язок j_{34} забезпечує деяке сповільнення перехідних процесів, практично не впливає на струм АБ в усталених і перехідних режимах, а також на напругу DC-мережі. Проте, він забезпечує збільшення початкового скачка струму СК-блока, що супроводжується збільшенням похибки напруги СКблока в усталених режимах.

Демпфування r₃₃ зв'язує між собою координати струму та напруги СКблока. На рис. 8 представлено часові діаграми деяких змінних за ФКВ (D.18), який реалізовано за допомогою зворотного зв'язку за струмом СК-блока, де r_{33} = - 0.03. Якщо порівняти отримані результати з відповідними для базового ФКВ, то видно, що взаємозв'язок j_{34} такої полярності форсує перехідні процеси в усій системі за рахунок збільшення початкових скачків струму СК-блока. На похибки напруг DC-мережі та СК-блока в усталених режимах він практично не впливає.



Рис. D.6. Вибрані часові діаграми основних координат під час роботи дослідної АБ-СК ГСНЕ з ФКВ із демпфуванням *r*₃₃

Аналіз результатів проведених досліджень отриманих ФКВ показує, що для виконання завдань сформованої СЕМ найбільше підходять за своєю дією взаємозв'язки j_{12} , j_{23} , j_{34} і демпфування r_{33} , в той час як взаємоз'язок j_{14} показує суперечливий результат — покращує одне за рахунок іншого. Оскільки основною функцією в системі керування взаємозв'язків j_{23} та j_{34} є сповільнення перехідних процесів зміни струму в АБ, то для отримання остаточного ФКВ використаємо суперпозицію ФКВ із взаємозв'язками j_{12} та j_{23} , які реалізуються за допомогою спільного зворотного зв'язку за напругою DC-мережі, а також демпфуванням r_{33} :

$$\begin{cases} U_{1} = \frac{v_{b}}{V_{bus}^{*}} + j_{12} \frac{\left(v_{bus} - V_{bus}^{*}\right)}{V_{bus}^{*}} \\ U_{2} = \frac{V_{sc}^{*}}{V_{bus}^{*}} + j_{23} \frac{\left(v_{bus} - V_{bus}^{*}\right)}{V_{bus}^{*}} + \frac{r_{33} i_{sc}}{V_{bus}^{*}} \end{cases}.$$
(D.20)

Синтез кінцевого ФКВ та результати симулювання досліджуваної АБ-СК ГСНЕ

Як показали комп'ютерні експерименти, налаштування параметрів ФКВ доцільно проводити у такій послідовності.

1. Задавши в ФКВ (D.20) $j_{23} = 0$ та $r_{33} = 0$, підібрати таке значення коефіцієнта взаємозв'язку j_{12} , яке забезпечить потрібне значення струму АБ за заданого струму навантаження.

2. Для отриманого значення *j*₁₂ підібрати таке значення *r*₃₃, яке зніме початкові скачки струму АБ.

3. Для отриманих значень j_{12} та r_{33} підібрати таке значення j_{23} , яке забезпечить потрібну тривалість перехідних процесів, тобто плавність наростання струму АБ.



Рис. D.7. Комп'ютерна підсистеми Control Subsystem з остаточним ФКВ (D.20)

Для дослідної АБ-СК ГСНЕ за такою методикою отримано наступні налаштування ФКВ (D.20): $j_{12} = -0.35$, $j_{23} = 1.0$ та $r_{33} = -0.035$. Результати симулювання роботи ГСНЕ продемонстрували, що СЕФК забезпечує потрібну плавність зміни струму АБ та його знижені значення за рахунок роботи СКблока. Проте мають місце значні похибки заданих значень напруги DC-мережі та напруги СК-блока. Для їх зменшення доцільно ввести в систему керування інтегральні складові. Перевірка низки варіантів їх включення показала, що достатньо ввести лише одну інтегральну складову в канал зворотного зв'язку за напругою DC-мережі паралельно до взаємозв'язку *j*₁₂, як це видно з комп'ютерної моделі кінцевого ФКВ нарис. D.7. Експерименти показали, що інтегральної складової достатньо коефіцієнта 0.02. Результати ДЛЯ симулювання роботи АБ-СК ГСНЕ з остаточною ФКВ (D.20) протягом дослідного періоду приведено на рис. D.8. Тестування проводилось за тих же

змін ЕРС навантаження (рис. D.8a), проте зі значно більшим кроком його зміни – 60 с, оскільки синтезована РВС система забезпечує потрібну плавність зміни струму АБ.



Рис. D.8. Часові діаграми основних координат під час роботи дослідної АБ-СК ГСНЕ з остаточною ФКВ (D.20)

В інтервалі часу 84...141 с система обмежує струм батареї на заданому рівні 40 А (рис. D.8в). Відповідно обмежується і струм, що поступає з виходу

перетворювача DC-DC1 до навантаження. При цьому решту струму навантаження забезпечує СК-блок (рис. D.8г), напруга якого при цьому залишається на рівні 29 В (рис. D.8д). Після закінчення обмеження струму АБ напруга СК-блока поступово відновлюєтся до заданого рівня 30 В за рахунок його заряджання від АБ через DC-мережу.

З отриманих часових діаграм видно, що СЕФК забезпечує усі вимоги, сформовані СЕМ, в тому числі й потрібну точність підтримання заданих значень напруги DC-мережі (рис. D.8б) та напруги СК-блока (рис. D.8д).

Розроблена методика структурного синтезу СЕФК показала свою ефективність, оскільки забезпечила швидкий розв'язок у символьному вигляді складного векторно-матричного рівняння та отримання усіх можливих варіантів ФКВ. Дослідження останніх шляхом комп'ютерного симулювання дало змогу сформувати за принципом суперпозиції варіант ФКВ з найкращою комбінацією взаємозв'язків та демпфувань. Додатково також успішно вирішено завдання стабілізації напруг DC-мережі і СК-блока та обмеження максимального значення струму АБ.

Результати комп'ютерного моделювання роботи дослідної АБ-СК ГСНЕ показали, що запропонований підхід дав змогу суттєво покращити виконання системою пасивного керування комплексу завдань, які були закладені в стратегії енергетичного менеджменту. При цьому для реалізації СЕФК необхідно застосувати три давачі координат: напруги АБ, струму модуля СКблока та напруги шини DC-мережі.

ДОДАТОК Е. Розроблення дослідної СУПВ для п.4.5.1

Послідовність визначення параметрів СУПВ запропонованої конфігурації повинна бути такою:

1) задати потрібне значення k_{load} та визначити за (4.84) $V_{*\text{int}}$, яке відповідатиме також $V_{*\text{dc}}$,

2) задати потрібне абсолютне значення $V_{\rm dc}$ та визначити абсолютне значення $V_{\rm int.max} = V_{\rm dc} / V_{\rm *dc},$

3) для заданих номінальних параметрів ВП (потужності P_{CP} та кутової швидкості ω_{CP}), а також отриманої номінальної DC напруги інвертора $V_{DC.VSI.n} = V_{int.max}$, підібрати або спроектувати відповідний БДПС,

4) знайти номінальні параметри PVA — номінальну напругу вибрати з діапазону $V_{\text{PVA.n}} = (0.30 - 0.35)V_{\text{int.max}}$, а номінальну потужність $P_{\text{PVA.n}} = (1.15 - 1.20) P_{\text{CP}}$,

5) сформувати PVA з PV панелей вибраного типу, визначивши потрібну кількість послідовно ввімкнених панелей у гілці та кількість паралельно з'єднаних гілок,

6) знайти номінальні параметри батареї – напругу вибрати з діапазону $V_{\text{B.n}} = (0.25 - 0.35)V_{\text{int.max}}$; потрібна ємність батареї залежить від таких факторів як середньорічний рівень інсоляції та задані показники ймовірності дефіциту водопостачання.

Застосуємо запропоновану методику для визначення параметрів дослідної СУПВ запропонованої конфігурації. Для даного дослідження приймемо $k_{\text{load}} = 0,4$ і визначимо з (4.84) $V_{*\text{int}} = V_{*dc} = 0,843$. Прийнявши $V_{dc} = 320$ В, отримано $V_{\text{int.max}} = 379,6$ В. Номінальні параметри ВП у дослідної СУПВ прийняті такими: $P_{\text{CP.n}} = 2.7$ кВт, $\omega_{\text{CP.n}} = 314 \text{ c}^{-1}$. Відповідно до (4.82), для такої помпи $k_{\omega} = 8.72 \cdot 10^{-5}$ ⁵ Вт·с³. Для таких механічних параметрів об'єкта привода та $V_{\text{DC.VSI.n}} = 380$ В спроектовано БДПС, параметри якого наведено і табл. Е.1.

	D
ПАРАМЕТР	ВЕЛИЧИНА
RATED DC VOLTAGE (V)	380
RATED POWER (KW)	2,7
RATED ANGULAR VELOCITY (RPM)	3000
RATED TORQUE (NM)	8,6
MAXIMUM TORQUE (NM)	21
EFFICIENCY (%)	90
Phase winding resistance (Ω)	1,25
WINDING INDUCTANCE (MH)	3,5
NUMBER OF POLE PAIRS	2

Параметри БДПС

Відповідно до п.4 запропонованої вище методики, номінальні параметри РVА повинні знаходитися в таких межах: $V_{PVA,n} = (114 - 133)$ В, $P_{PVA,n} = (3,105 - 100)$ 3,24) кВт. Результати аналізу параметрів пропонованих на ринку РV панелей показали, що PVA із вказаними параметрами можна добре скласти з PV панелей 1Soltech 1CTH-350-WH, параметри яких наведено в табл. Е.2. Дослідний PVA повинен складатися з 9 вказаних PV панелей – 3 паралельно включених гілки, в кожній з яких послідовно з'єднані З РV панеді. Номінальні параметри PVA, скомпонованого таким чином, складають $V_{PVA,n} = 129$ B, $P_{PVA,n}$ = 3,15 кВт. У середовищі Matlab/Simulink розроблено віртуальну модель PVA, яку можна скласти із заданої кількості конкретних PV панелей, роботу кожної з яких змодельовано відповідно до еквівалентного кола PV комірки, показаного на рис. 4.19. На рис. Е.1 показано отримані з Matlab/Simulink залежності струму та потужності досліджуваного PVA від його напруги в різних умовах, для кількох рівнів сонячного опромінення при одній температурі та кількох температурних рівнях за одному сонячному опроміненні. Робота РVА в точках максимальної потужності (МРР) досягається за допомогою регулювання навантаження PVA перетворювачем керування МРРТ DC-DC1.

Таблиця Е.1.

Параметр	Величина
Maximum power (W)	350
Open circuit voltage (V)	51,5
Short-circuit current (A)	9,4
Voltage at MMP (V)	43
Current at MPP (A)	8,13
Shunt resistance (ohms)	47,97
Series resistance (ohms)	0,2283
Open circuit voltage temperature coefficient (%/deg.C)	-0,36
Short-circuit current temperature coefficient (%/deg.C)	0,09

Специфікація сонячних PV панелей 1Soltech 1CTH-350-WH [335]



Рис. Е.1. Залежності струму та потужності досліджуваного PVA від його напруги за різних умов: а) для кількох рівнів сонячного опромінення при температурі панелей 25°С; б) для кількох температурних рівнів при опромінененості 1000 Вт/м²

Відповідно до п. 6 запропонованої вище методики, номінальна напруга батареї повинна перебувати в діапазоні V_{B.n} = (95 – 133) В. Недорогу батарею

такою напругою можна скласти з двох послідовно включених блоків Li-Ion батарей BYD Battery-Box LV напругою 48 В та енергетичною ємністю 3,5 кВт год кожен [227]. Кулонометрична ємність такої батареї складає близько 73 А год, що може цілком забезпечити енергетичні потреби дослідної СУПВ.

ДОДАТОК F. Опис алгоритмів СУПВ для п.4.5.1

МРРТ алгоритм.

У цій роботі для реалізації МРРТ з метою роботи РVA в його оптимальній робочій точці використовується алгоритм IC (incremental conductance), як і в переважній більшості інших робіт [138, 169, 174, 167, 90, 333, 431]. Цей метод безпосередньо використовує коефіцієнт навантаження як контрольний параметр. Збурення прямого коефіцієнта заповнення забезпечує дуже хороші характеристики стабільності та високу ефективність використання енергії завдяки низькому впливу шуму та відсутності коливань [339]. Крім того, можна використовувати вищі швидкості збурень аж до швидкості ШІМ без втрати глобальної стабільності системи [333].

Алгоритм IC MPPT використовує напругу та струм як зворотний зв'язок від PVA та генерує оптимальне значення коефіцієнта заповнення. Крім того, він генерує фактичний імпульс перемикання шляхом порівняння робочого циклу з високочастотною несучою хвилею. Напрямок збурення, заснований на нахилі dP_{pv}/dV_{pv} кривої $P_{pv}-V_{pv}$, як показано на рис. F.1. Нахил дорівнює нулю при MPP, додатний ліворуч і від'ємний праворуч від MPP. Таким чином, алгоритм IC MPPT визначає поточне значення нахилу і за його знаком виставляє завдання на зміну коефіцієнта завантаження.



Рис. F.1. Ілюстрація роботи алгоритму IC MPPT з характеристикою $P_{pv}-V_{pv}$ PVA

Для визначення знаку нахилу кривої в алгоритмі IC МРРТ не використовується потужність, а лише прирости ΔV , ΔI та абсолютні значення напруги $V_{\rm PV}$ та струму $I_{\rm PV}$ робочої точки PVA відповідно до наступних залежностей [333, 230]:

$$\begin{cases} y \text{ MPP:} \qquad \left(\frac{\mathrm{d}P_{\mathrm{pv}}}{\mathrm{d}V_{\mathrm{pv}}} = 0\right) \Rightarrow \frac{\Delta I_{\mathrm{pv}}}{\Delta V_{\mathrm{pv}}} = \frac{-I_{\mathrm{pv}}}{V_{\mathrm{pv}}} \Rightarrow D = D \\ 3\pi i \varepsilon a \varepsilon i \partial \text{ MPP:} \qquad \left(\frac{\mathrm{d}P_{\mathrm{pv}}}{\mathrm{d}V_{\mathrm{pv}}} > 0\right) \Rightarrow \frac{\Delta I_{\mathrm{pv}}}{\Delta V_{\mathrm{pv}}} > \frac{-I_{\mathrm{pv}}}{V_{\mathrm{pv}}} \Rightarrow D = D - \Delta D . \quad (F.1) \\ cnpa \varepsilon a \varepsilon i \partial \text{ MPP:} \qquad \left(\frac{\mathrm{d}P_{\mathrm{pv}}}{\mathrm{d}V_{\mathrm{pv}}} < 0\right) \Rightarrow \frac{\Delta I_{\mathrm{pv}}}{\Delta V_{\mathrm{pv}}} < \frac{-I_{\mathrm{pv}}}{V_{\mathrm{pv}}} \Rightarrow D = D + \Delta D \end{cases}$$

Після визначення поточної робочої точки PVA згідно з нерівностями (12) мале значення кроку збурення коефіцієнта заповнення ΔD додається або віднімається від поточного значення коефіцієнта заповнення D, як видно з правої частини (12). В ідеалі збурення припиняється, коли робоча точка досягає MPP. Однак на практиці робоча точка коливається навколо MPP. Оскільки розмір збурення зменшується, контролеру потрібно більше часу для відстеження MPP PVA. У даній роботі обрано оптимальне значення кроку збурення коефіцієнта заповнення коефіцієнта заповнення кроку мPP.

Електронний комутатор БДПС.

БДПС керується трифазним VSI з послідовністю комутації з шести кроків. Три логічні сигнали h_1 , h_2 і h_3 генеруються трьома вбудованими недорогими датчиками Холла відповідно до положення ротора, а потім за допомогою схеми декодера перетворюються в шість імпульсів $S_1 - S_6$ для роботи VSI, як показано в табл. F.1 [333,413]. Перемикачі VSI комутуються кожні 60 гр. ел., а кожен ключ є провідним протягом 120° ел., і лише два ключі проводять одночасно, що зменшує втрати провідності. Для ще більшого зменшення втрат у VSI та двигуні електронна комутація БДПС здійснюється на основній частоті, що визначається кутовою швидкістю ротора та кількістю пар полюсів машини. У цьому випадку кутова швидкість електродвигуна буде прямо пропорційна проміжній DC напрузі *v*_{int}.

Таблиця F.1.

	Сигнали давачів			Стани провідності					
	Холла					клю	очів		
Θ, град. ел.	h_3	h_2	h_1	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
NA	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0-60	1	0	1	1	0	0	1	0	0
60-120	0	0	1	1	0	0	0	0	1
120-180	0	1	1	0	0	1	0	0	1
180-240	0	1	0	0	1	1	0	0	0
240-300	1	1	0	0	1	0	0	1	0
300-360	1	0	0	0	0	0	1	1	0
NA	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Стани перемикання ключів електронного комутатора БДПС



вул. Промислова, 4, м. Калуш, 77305, Івано-Франківська обл., факс (03472) 60425, тел. (03472) 60148 Е-mail: mail@knh.com.ua, www.knh.com.ua ЗАТВЕРДЖУЮ Перший заступник генерального головний інженер директора Н Оленюк В.Я. 2024p.

ТОВ «КАРПАТНАФТОХІМ»

АКТ ВИКОРИСТАННЯ результатів дисертаційної роботи Білецького Юрія Олеговича «Розвиток методів синтезу нелінійних електротехнічних систем на енергетичній основі»

Цей акт про те, що отримані автором Білецьким Юрієм Олеговичем результати дисертаційної роботи «Розвиток методів синтезу нелінійних електротехнічних систем на енергетичній основі» були використані у процесі модернізації установок з виготовлення поліетилену та систем очисних станцій ТОВ «КАРПАТНАФТОХІМ». Запропоновані структури формувачів керуючих впливів систем енергоформуючого керування електроприводами дали змогу покращити експлуатаційні характеристики установки з виготовлення поліетилену. Отримані енергетичні характеристики водопомпових систем були використані для оптимізації систем керування насосами очисних станцій та підвищили їх енергетичні показники.

Головний енергетик

Заступник головного енергетика

Начальник цеху електропостачання

В.М. Козир

А.А. Гоц

Ю.Б. Олійник

Reo

Директор технічний ТОВ БІЕОЕНЕРДЖІ» к.т.н. Андрій КОВАЛЬЧУК

12 mygree 2024 p.

АКТ ВИКОРИСТАННЯ результатів дисертаційної роботи Білецького Юрія Олеговича

«Розвиток методів синтезу нелінійних електротехнічних систем на енергетичній основі»

Цей акт про те, що отримані автором Білецьким Юрієм Олеговичем результати дисертаційної роботи «Розвиток методів синтезу нелінійних електротехнічних систем на енергетичній основі» були використані у процесі розробки систем керування енергогенеруючим устаткуванням ТОВ «ЛЕОЕНЕРДЖІ». Розроблені структури формувачів керуючих впливів систем енергоформуючого керування сонячними енергоустановками, знайдені характеристики коефіціснтів енергоефективності, а також запропоновані стратегії енергетичного менеджменту дають змогу підвищити рівень нагромадженої ецергії сонячними енергоустановками. Запропоновані структури та системи керування акумуляторносуперконденсаторними гібридними систем нагромадження енергії покращують експлуатаційні характеристики об'єктів та дають змогу зменшити їх собівартість.

Директор технічний ТОВ «ЛЕОЕНЕРДЖІ»

к.т.н. Ковальчук А.І. 4285869

Creat the infinity

Затверджую иректор ТОВ «ДІА-Н» Володимир КОЗІЙ 11.12 2024 p.

АКТ ВИКОРИСТАННЯ

результатів дисертаційної роботи Білецького Юрія Олеговича «Розвиток методів синтезу нелінійних електротехнічних систем на енергетичній основі»

Цей акт про те, що отримані автором Білецьким Юрієм Олеговичем результати дисертаційної роботи «Розвиток методів синтезу нелінійних електротехнічних систем на енергетичній основі» були використані у процесі виготовлення підсистем транспортних засобів ТОВ «ДІА-Н». Розроблені структури формувачів керуючих впливів систем енергоформуючого керування акумуляторно-суперконденсаторними гібридними систем нагромадження енергії в транспортних засобах подовжують термін експлуатації батареї та дають змогу здешевити конструкцію. Запропоновані варіації структур регуляторів підходять до мобільних систем різного призначення. Розроблені комп'ютерні моделі систем автоматичного керування підсистемами транспортних засобів дають змогу дослідити енергетику підсистем протягом транспортних циклів.

Директор ТОВ «ДІА-Н»



Володимир КОЗІЙ

УКРАЇНА ТОВАРИСТВО З ОБМЕЖЕНОЮ ВІДПОВІДАЛЬНІСТЮ «Ред Тег Інк.»

Код ЄДРПОУ 43434276 79024, м. Львів, вул. Богдяна Хмельницького, буд. 106

> Затверджую Директор ТОВ «РЕД ТЕГ ІНК» Ишентин 26.12.2024 р.

АКТ ВИКОРИСТАННЯ результатів дисертаційної роботи Білецького Юрія Олеговича «Розвиток методів синтезу нелінійних електротехнічних систем на енергетичній основі»

Цей акт про те, що отримані автором Білецьким Юрієм Олеговичем результати дисертаційної роботи «Розвиток методів синтезу нелінійних електротехнічних систем на енергетичній основі» були використані у процесі розробки систем керування пристроями ТОВ «РЕД ТЕГ ІНК». Розроблені структури формувачів керуючих впливів систем енергоформуючого керування неідеальними DC-DC перетворювачами дали змогу оптимізувати використання енергії у давачевих системах розроблених ІОТ-рішень та подовжити їх термін експлуатації, а математичні моделі були використані в процесі розробки та налагодження устаткування.

Директор ТОВ «РЕД В В В Я Шиелия	Назар МИКИТИН
провідний інженер	Орест НАЗАР
A DAMA	

"ЗАТВЕРДЖУЮ" ор з науково- педагогічної роботи иверситету "Львівська політехніка" Олег ДАВИДЧАК /2 2024 p. про використания результатив дисертаційної роботи Білецького Юрія Олеговича на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук на тему

на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук на тему "Розвиток методів синтезу нелінійних електротехнічних систем на енергетичній основі"

Комісія у складі голови – директора інституту енергетики та систем керування Національного університету "Львівська політехніка" А. О. Лозинського та членів комісії – професора кафедри електромехатроніки та комп'ютеризованих електромеханічних систем (ЕКС) А.С. Куцика та доцента кафедри ЕКС М.Б. Семенюка склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи використовуються в навчальному процесі на кафедрі ЕКС під час викладання дисциплін «Методи синтезу та аналізу САК», «Спецкурс з наукових досліджень спеціальності, частипа 1», «Математичне моделювання елементів та систем повних і гібридних електромобілів та міського електротранспорту», «Системи електроприводів електромобілів» для бакалаврів та магістрів спеціальності 141 – Електроенергетика, електротехніка га електромеханіка.

У теоретичній частині навчальних дисциплін «Методи синтезу та аналізу САК», «Спецкурс з наукових досліджень спеціальності, частина 1» використовуються навчальнометодичні матеріали щодо результатів застосування підходів до структорного та параметричного синтезу систем енергоформуючого керування порт-гамільтоновими системами, зокрема, складними електротехнічними комплексами.

У теоретичній частині навчальної дисципліни «Математичне моделювання елементів та систем новних і гібридних електромобілів та міського електротранспорту» використовуються навчально-методичні матеріали щодо результатів застосування макроенергетичного представлення до моделювання підсистем транспортних засобів.

У практичній частині курсу «Системи слектроприводів електромобілів» здійснюється аналіз та моделювання запропонованих систем керування підсистемами транспортних засобів.

Голова комісії:

Директор інституту енергегики га систем керування д.т.н., проф.



Андрій ЛОЗИНСЬКИЙ

Члени комісії:

Професор кафедри електромехатроніки та комп'ютнрезованих електромеханічних систем д.т.н., проф.

Доцент кафедри електромехатроніки та комп'ютирезованих електромеханічних систем к.т.н., доц.

Андрій КУЦИК

Микола СЕМЕНЮК



АКТ ВИКОРИСТАННЯ

результатів дисертаційної роботи

Білецького Юрія Олеговича

«Розвиток методів синтезу нелінійних електротехнічних систем на енергетичній основі»

Комісія у складі: голова – нач. НДЧ Львівської політехніки, д.т.н., ст.досл. Р.В. Небесний та члени: науковий керівник, зав. каф. ЕКС, д.т.н., проф. І.З. Щур. відповідальний виконавець, к.т.н., доц. Л.В. Каша та в.о. заст. зав. планово-фінансовим відділом НДЧ І.І. Фаст склала цей акт про те, що отримані автором результати були використані у процесі виконання держбюджетної НДР "Розвиток модульного інтегрованого підходу до конфігурування та керування бортових систем електроприводу та електричного живлення автономних транспортних засобів " (2020–2023 рр., держреєстрація №0120U102206) на каф. ЕКС Львівської політехніки, а саме:

 структури формувачів керуючих впливів енергоформуючих систем керування електротехнічними системами акумуляторно-суперконденсаторних гібридних систем нагромадження енергії – під час розроблення систем керування акумуляторно-суперконденсаторними гібридними систем нагромадження енергії в транспортних засобах, що дало змогу врахувати особливості перетоків енергії в керованому об'єкті, зменшити навантаження на батареї, а також здешевити конструкцію;

2) розроблені комп'ютерні моделі систем автоматичного керування підсистемами транспортних засобів – для проведення комплексних досліджень нових алгоритмів керування підсистемами транспортних засобів, зокрема протягом тривалого часу.

Голова комісії: нач. НДЧ Роман НЕБЕСНИЙ члени: науковий керівник Ігор ЩУР відповідальний виконавець Лідія КАША в.о. заст. зав. ПФВ Ірина ФАСТ