

Інститут електродинаміки
Національна академія наук України

Інститут електродинаміки
Національна академія наук України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Мартинов Дмитро В'ячеславович

УДК 621.314

ДИСЕРТАЦІЯ


**Двонаправлені напівпровідникові перетворювачі для систем
накопичення електроенергії з підвищеною якістю вихідної напруги**

141 – електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

14 «Електрична інженерія»

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

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


Д.В. Мартинов

Науковий керівник Юрченко Олег Миколайович, доктор технічних наук,
професор

Київ – 2025

АНОТАЦІЯ

Мартинів Д.В. Двонаправлені напівпровідникові перетворювачі для систем накопичення електроенергії з підвищеною якістю вихідної напруги. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 141 – електроенергетика, електротехніка та електромеханіка. – Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ, 2025.

Дисертаційна робота присвячена вирішенню важливого наукового завдання – підвищення ефективності двонаправлених напівпровідникових перетворювачів для систем накопичення електроенергії за рахунок розробки нових схемотехнічних рішень та математичних моделей, що описують електромагнітні процеси в них.

Актуальність теми обумовлена стрімким розвитком технологій накопичення енергії, зростанням частки поновлюваних джерел у світовій генерації та потребою в оптимізації процесів перетворення енергії. Сучасні енергетичні системи потребують пристроїв, які забезпечують не лише ефективне двостороннє передавання енергії, але й задовольняють вимоги до якості напруги відповідно до стандартів, мають високу надійність і мінімальні втрати при перетворенні електроенергії.

Двонаправлені перетворювачі набули широкого поширення в системах накопичення електроенергії, які забезпечують підтримку якості напруги та необхідного рівня енергії в мережах з високою часткою генерації з відновлюваних джерел. Крім того, вони активно використовуються в електротранспорті, зокрема в системах накопичення рекуперативної енергії гальмування. А також, для впровадження сучасної концепції V2G (Vehicle-to-Grid), що передбачає технологічний підхід, за якого електромобілі не лише споживають електроенергію з мережі для заряджання, а й можуть повертати її назад до мережі, функціонуючи як мобільні накопичувачі енергії.

При розробці двонаправлених перетворювачів постають важливі задачі як– зменшення енергетичних втрат при перетворенні, які можна вирішити завдяки усуненню наскрізних струмів в транзисторах при перемиканні; зменшення масогабаритних характеристик перетворювачів, рішення в підвищені частоти перемикання; покращення якості вхідних та вихідних характеристик напруги та струму, рішення в застосуванні якісно підібраних вихідних фільтрах та алгоритмах керування; швидкість та вартість впровадження нових пристроїв, рішення в використанні більш простих розрахункових та аналітичних моделях перетворювачів.

Для вирішення задач, пов'язаних з енергетичними втратами, та зменшенням масогабаритних характеристик у роботі запропоновано топологію асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями та додатковим дроселем, та доведено, що така структура дозволяє ефективно пригнічувати циркуляційні струми, які є одним з джерел втрат енергії, не впроваджувати паузи між перемиканнями транзисторів, що дозволяє працювати з високою частотою перемикання і зберігати якісні вихідні характеристики перетворювача. В свою чергу висока частота перемикань забезпечує зменшення масогабаритних характеристик.

Для оцінки якості вихідної напруги розроблена аналітична модель, що пов'язує коефіцієнт гармонік із модуляційною похибкою ШІМ-сигналу. Це дозволяє швидко оцінити якість напруги без складного спектрального аналізу та оптимізувати параметри LC-фільтра. Оскільки система керування інвертором є імпульсною, з дискретними подіями, у роботі реалізовано підхід до аналізу її стійкості на основі модифікованого частотного критерію Найквіста. Це дозволяє визначати граничні параметри стійкої роботи залежно від частоти комутації та коефіцієнта підсилення. Для забезпечення можливості швидкої адаптації розроблених рішень до реальних систем, у роботі створено аналітичні моделі перетворювачів, які дають змогу на етапі попереднього проектування визначити оптимальні параметри без повномасштабного моделювання.

У першому розділі дисертаційної роботи представлено загальну характеристику систем накопичення електроенергії та визначено їхнє місце в сучасних енергетичних структурах із високою часткою генерації з відновлюваних джерел. Проведено аналіз структурних схем двонаправлених напівпровідникових перетворювачів DC-DC, DC-AC, наведено порівняльний аналіз за критеріями ефективності, складності керування, та якості вихідних параметрів. Проаналізовано умови виникнення циркуляційних струмів в двонаправлених перетворювачах, їх вплив на втрати потужності та стійкість роботи перетворювача. Таким чином, перший розділ сформував теоретичну базу для постановки задач дослідження та обґрунтовує доцільність пошуку нових схемотехнічних рішень і рішень з керування для підвищення ефективності двонаправлених перетворювачів.

У другому розділі розроблено та досліджено двонаправлений перетворювач з використанням топології асиметричного інвертора, здатного працювати як у режимі DC-DC, так і DC-AC перетворення. Особливістю запропонованої схеми є використання лише двох силових ключів без послідовного з'єднання транзисторів у фазних плечах, що повністю усуває наскрізні струми, циркулюючи струми та знижує втрати на зворотне відновлення завдяки застосуванню зовнішніх швидкодіючих діодів. Побудовано аналітичну модель перетворювача з магнітозв'язаними дроселями, на основі якої запропоновано методику розрахунку параметрів для забезпечення ефективної роботи пристрою в системах накопичення енергії. Встановлено умови, за яких циркуляційні струми у схемі відсутні — зокрема, при співвідношенні напруги джерел живлення та оптимальному з'єднанні обмоток дроселів.

Окремо досліджено вплив додаткового дроселя на обмеження циркуляційних струмів і зменшення статичних втрат, а також виведено співвідношення між рівнем напруги, індуктивністю дроселя і параметрами дроселів. Показано, що чим більше різниця між високовольтним і низьковольтним джерелом, тим більша індуктивність додаткового дроселя потрібна для компенсації небажаних струмів. Крім того, доведено можливість роботи даного перетворювача в режимі

переривчастої провідності незалежно від рівня магнітного зв'язку, що сприяє зменшенню динамічних втрат і дозволяє підвищити ефективність роботи на високих частотах.

У третьому розділі проведено аналіз впливу параметрів керування та вихідного LC-фільтра на якість напруги, що формується двонаправленим перетворювачем DC-AC в режимі інвертора, зокрема на рівень гармонічних спотворень. Запропоновано аналітичну модель, яка дозволяє оцінювати коефіцієнт гармонік не через класичний спектральний аналіз, а на основі модуляційної похибки керуючих сигналів. Це дає змогу значно спростити процедуру розрахунку параметрів фільтра вже на стадії проектування. Інвертор розглянуто як дискретну імпульсну нелінійну систему, для якої розроблено модифікований частотний критерій Найквіста, що дозволяє визначити умови абсолютної стійкості системи керування залежно від коефіцієнта підсилення та частоти перемикавання. Установлено граничні значення цих параметрів, при яких зберігається стійкість навіть при динамічній зміні навантаження. Крім того, проведено порівняльний аналіз фільтрації в режимах неперервної та переривчастої провідності, що дозволило визначити вплив режиму роботи на спектральні спотворення та структуру модуляційних гармонік.

У четвертому розділі виконано експериментальну перевірку розроблених схемотехнічних і теоретичних рішень на макеті двонаправленого асиметричного інвертора потужністю 6 кВт. Наведені осцилограми струмів, які підтверджують зменшення втрат на перемикавання, ефективне пригнічення циркуляційних струмів та відповідність спектру вихідної напруги теоретичним оцінкам.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Удосконалено принцип побудови асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями, який, на відміну від існуючих, передбачає введення додаткового дроселя, що дозволяє значно зменшити циркуляційні струми і пов'язані з ними втрати потужності в двонаправленому перетворювачі.

2. Розроблено нові аналітичні моделі асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями для систем накопичення енергії, які, на відміну від існуючих, дозволяють розрахувати параметри інвертора на етапі проектування з урахуванням запобігання виникненню циркуляційних струмів.

3. Вперше розроблено модель мережевого інвертора з ШІМ на основі представлення його, як нелінійної імпульсної системи з дискретним керуванням, в якій, на відміну від класичних підходів, застосовано частотний критерій стійкості (модифікований Найквіст) до імпульсного інвертора з LC-фільтром другого порядку, що дозволяє визначити граничні значення коефіцієнта підсилення та відносної частоти перемикавання, при яких забезпечується абсолютна стійкість, що суттєво підвищує точність проектування систем керування інверторів.

4. Розроблено нове аналітичне співвідношення, що пов'язує глибину модуляції та відносну похибку від модуляційних спотворень із коефіцієнтом гармонік у вихідній напрузі інвертора з LC-фільтром і на відміну від існуючих підходів, які передбачають спектральний розклад ШІМ-сигналу в ряд Фур'є, за умови малих гармонік та ефективного фільтрування, коли відносна похибка практично дорівнює коефіцієнту гармонік, — дозволяє кількісно оцінити спектральні спотворення на основі параметрів ШІМ без розкладу в ряд Фур'є і забезпечити аналітичне обґрунтування критеріїв при проектуванні фільтрів згідно з обмеженням допустимого коефіцієнта гармонічних спотворень.

Практичне значення:

1. З використанням розроблених математичних моделей та методик розрахунку статичних та динамічних характеристик та коефіцієнта гармонік у вихідній напрузі мережевого інвертора з використанням структури асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями, створено ряд експериментальних систем електроживлення для системами накопичення енергії які забезпечують потрібну швидкодію та задану якість вихідної напруги.

2. Розроблено аналітичні співвідношення та методики розрахунку параметрів перетворювача з використанням структури асиметричного інвертора з

магнітозв'язаними дроселями, які забезпечують його здатність працювати в режимі переривчастої провідності. Такі режими сприяють зменшенню динамічних втрат в перетворювачі, що призводить до збільшення потужності асиметричного інвертора через скорочення втрат на перемикання.

3. Розроблено та експериментально перевірено двонаправлений прототип імпульсного асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями потужністю 6 кВт та ККД понад 97%, що здатен працювати в системі накопичення енергії постійного та змінного струму.

4. Результати дослідження експериментального зразка двонаправленого асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями для DC-DC та DC-AC мереж добре узгоджуються з отриманими теоретичними залежностями під час аналізу електромагнітних процесів в асиметричному перетворювачі з магнітопов'язаним дроселем.

Ключові слова: двонаправлені перетворювачі електроенергії, асиметричний інвертор з магнітозв'язаними дроселями, циркуляційні струми, частотний критерій стійкості, акумулятор, енергетичне обладнання.

Список публікацій здобувача

1. Мартинов Д.В., Руденко Ю.В., Мартинов В.В. Дослідження двонаправленого перетворювача з використанням асиметричного інвертора з магнітозв'язаним двообмотковим дроселем в системах накопичення енергії. *Технічна електродинаміка*. 2025. №3. С.015. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.03.015>. Фахове видання категорії А. Index in SCOPUS. SCImago Journal and Country Rank – Q3. (Особистий внесок – провів схематичне моделювання роботи двонаправленого асиметричного перетворювача з магнітозв'язаним двообмотковим дроселем, в режимі переривчастих струмів, та довів за допомогою моделювання відсутність циркуляційних струмів при використанні додаткового дроселя обраного за допомогою рівнянь визначених в роботі).

2. Руденко Ю.В., Мартинов Д.В. Розрахунок інвертуючого перетворювача постійної напруги з урахуванням режимів роботи методом усереднення. *Праці ІЕД НАН України*. 2025. Вип.70. С.058. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.058>. Фахове видання категорії Б. (Особистий внесок – провів комп'ютерне схематичне моделювання перетворювача, та отримав вирази розрахунку вихідної напруги).

3. Юрченко О.М., Мартинов Д.В., Мартинов В.В. Дослідження двонаправного перетворювача постійної напруги для застосування в системах накопичення енергії. *Праці ІЕД НАН України*. 2025. Вип.65. С.121. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2023.65.121>. Фахове видання категорії Б. (Особистий внесок – провів комп'ютерне математичне моделювання роботи двонаправленого перетворювача постійної напруги та отримав графіки перехідних процесів при зміні напрямку перетворення енергії. Провів експериментальні вимірювання, які підтвердили працездатність приладу та можливість здійснення енергетичних перетворень із коефіцієнтом корисної дії до 94 %).

4. Yurchenko O., Martynov V., Martynov D. Stability of the Equilibrium Position in Pulse Stabilizers with Pulse Width Modulation. *2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. 2021. P.272–277. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9570082> .

5. Novskiy V., Martynov V., Martynov D. Selection of the basic parameters of the grid-tied inverter with PWM in the mode of tracking the reference signal, *2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. 2020. P.323–327. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250102>.

6. Мартинов В.В., Мартинов Д.В. Дослідження електромагнітних процесів в мікроінверторі для фотоелектричних застосувань на основі зворотньоходових джерел струму. *Електротехніка і електромеханіка*. 2016. №4 (1). С.52–56.

ANNOTATION

Martynov D.V. Bidirectional semiconductor converters for energy storage systems with enhanced output voltage quality. – Qualified scientific work with the manuscript copyright.

Thesis for the degree of Philosophy Doctor, in specialty 141 – electric power engineering, electrical engineering and electromechanics. – Institute of Electrodynamics, National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, 2025.

The dissertation is dedicated to addressing an important scientific challenge – improving the efficiency of bidirectional semiconductor converters for energy storage systems through the development of novel circuit design solutions and mathematical models that describe the electromagnetic processes within them.

The relevance of the topic is driven by the rapid development of energy storage technologies, the increasing share of renewable sources in global energy generation, and the need to optimize energy conversion processes. Modern power systems require devices that not only enable efficient bidirectional energy transfer but also meet voltage quality standards, ensure high reliability, and minimize energy conversion losses.

Bidirectional converters have become widely used in energy storage systems that help maintain voltage quality and the required energy level in power grids with a high share of renewable energy generation. In addition, they are actively applied in electric transport, particularly in regenerative braking energy storage systems. They also play a key role in implementing the modern Vehicle-to-Grid (V2G) concept, which involves a technological approach where electric vehicles not only draw power from the grid for charging but can also feed energy back into the grid, functioning as mobile energy storage units.

In the development of bidirectional converters, several critical challenges arise, such as reducing energy losses during conversion, which can be addressed by eliminating shoot-through currents in transistors during switching; minimizing the size and weight of converters, which can be achieved by increasing the switching frequency; improving

the quality of input and output voltage and current characteristics, which requires the use of well-designed output filters and advanced control algorithms; and accelerating and lowering the cost of deploying new devices, which can be facilitated by employing simplified analytical and computational models of the converters.

To address the challenges related to energy losses and the reduction of size and weight, this work proposes a topology of an asymmetric inverter with magnetically coupled inductors and an additional choke. It is demonstrated that such a structure effectively suppresses circulating currents—one of the sources of energy losses—without the need for dead-time between transistor switching, thereby enabling operation at high switching frequencies while maintaining high-quality output characteristics. In turn, high switching frequency contributes to the reduction of the converter's size and weight. To evaluate the output voltage quality, an analytical model is developed that relates the harmonic distortion factor to the modulation error of the PWM signal. This enables a fast estimation of voltage quality without complex spectral analysis and facilitates optimization of LC filter parameters. Since the inverter control system operates in a pulsed mode with discrete events, the study introduces, for the first time, an approach to stability analysis based on a modified Nyquist frequency criterion. This allows for the determination of boundary conditions for stable operation depending on switching frequency and gain factor. To ensure rapid adaptation of the developed solutions to real-world systems, analytical models of the converters have been created. These models enable the determination of optimal parameters during the preliminary design stage without the need for full-scale simulation.

The first chapter of the dissertation presents a general overview of energy storage systems and defines their role within modern power infrastructures characterized by a high share of renewable energy generation. A comprehensive analysis of the structural topologies of bidirectional semiconductor converters—both DC-DC and DC-AC—is provided, along with a comparative evaluation based on criteria such as efficiency, control complexity, and output parameter quality. The conditions for the emergence of circulating currents in bidirectional converters are examined, as well as their impact on

power losses and converter stability. Thus, the first chapter establishes the theoretical foundation for formulating the research objectives and substantiates the relevance of developing new circuit and control solutions to enhance the performance of bidirectional converters.

In the second chapter, a bidirectional converter based on an asymmetric inverter topology is developed and analyzed. This topology is capable of operating in both DC-DC and DC-AC conversion modes. A key feature of the proposed design is the use of only two power switches without series-connected transistors in the phase legs, which eliminates shoot-through, circulation currents and reduces reverse recovery losses by employing fast external diodes. An analytical model of the converter with magnetically coupled inductors is constructed, and based on this model, a parameter calculation methodology is proposed to ensure efficient operation in energy storage systems. The conditions under which circulating currents are eliminated are established—specifically, when the supply voltage ratio and the optimal winding configuration of the inductors are satisfied. The influence of an additional choke on limiting circulating currents and reducing static losses is separately investigated, and the relationship between voltage levels, choke inductance, and inductor parameters is derived. It is shown that the greater the voltage difference between the high-voltage and low-voltage sources, the higher the inductance of the additional choke required to compensate for undesired currents. Furthermore, it is proven that the analyzed converter can operate in discontinuous conduction mode regardless of the magnetic coupling level, which helps reduce dynamic losses and enables higher efficiency at elevated switching frequencies.

In the third chapter, an analysis is conducted on the influence of control parameters and the output LC filter on the voltage quality generated by the bidirectional DC-AC converter operating in inverter mode, particularly focusing on harmonic distortion levels. An analytical model is proposed that enables the evaluation of the total harmonic distortion not through classical spectral analysis but based on the modulation error of the control signals. This significantly simplifies the procedure for calculating filter parameters already at the design stage. The inverter is considered as a discrete, pulsed,

nonlinear system, for which a modified Nyquist frequency criterion is developed. This criterion allows the determination of absolute stability conditions for the control system depending on the gain factor and switching frequency. The threshold values of these parameters are established, ensuring system stability even under dynamic load changes. Additionally, a comparative analysis of filtering performance in continuous and discontinuous conduction modes is carried out, allowing the identification of the impact of operating mode on spectral distortion and the structure of modulation harmonics.

In the fourth chapter, the developed circuit and theoretical solutions are experimentally verified using a 6kW prototype of the bidirectional asymmetric inverter. Current waveforms are presented, confirming the reduction of switching losses, effective suppression of circulating currents, and the correspondence of the output voltage spectrum to the theoretical predictions.

Scientific novelty of obtained results:

1. An improved design principle of an asymmetric inverter with magnetically coupled inductors has been proposed, which, in contrast to existing solutions, includes the introduction of an additional inductor that significantly reduces circulating currents and the associated power losses in the bidirectional converter.
2. New analytical models of an asymmetric inverter with magnetically coupled inductors for energy storage systems have been developed, which, in contrast to existing ones, enable the calculation of inverter parameters at the design stage while taking into account the prevention of circulating currents.
3. For the first time, a model of a grid-tied inverter with PWM has been developed based on its representation as a nonlinear impulsive system with discrete control, in which, in contrast to classical approaches, a frequency-domain stability criterion (modified Nyquist) is applied to a second-order LC-filtered inverter, enabling the determination of critical values of the gain and the relative switching frequency that

ensure absolute stability and thereby significantly improve the accuracy of inverter control system design.

4. A new analytical relation has been developed that links the modulation depth and the relative error caused by modulation distortions to the harmonic distortion coefficient in the output voltage of an inverter with an LC filter, which, in contrast to existing approaches based on the Fourier series decomposition of the PWM signal, allows for a quantitative estimation of spectral distortions based on PWM parameters without applying the Fourier transform and provides an analytical foundation for filter design in accordance with the specified limits of the permissible harmonic distortion coefficient.

Practical importance:

1. Using the developed mathematical models and calculation methods for evaluating the static and dynamic characteristics as well as the harmonic distortion factor in the output voltage of a grid-connected inverter based on the asymmetric inverter structure with magnetically coupled inductors, a number of experimental power supply systems for energy storage applications have been created. These systems ensure the required dynamic performance and specified output voltage quality.

2. Analytical relationships and calculation methods for determining the parameters of the converter based on the asymmetric inverter structure with magnetically coupled inductors have been developed. These ensure its ability to operate in discontinuous conduction mode. Such modes contribute to the reduction of dynamic losses in the converter, leading to increased output power of the asymmetric inverter by minimizing switching losses.

3. A bidirectional prototype of a pulsed asymmetric inverter with magnetically coupled inductors rated at 6 kW and with an efficiency exceeding 97% has been developed and experimentally validated. It is capable of operating in both DC and AC energy storage systems.

4. The experimental results of the bidirectional asymmetric inverter with magnetically coupled inductors for DC-DC and DC-AC networks show good agreement with the theoretical dependencies obtained during the analysis of

electromagnetic processes in the asymmetric converter with magnetically coupled inductors.

Keywords: bidirectional power converters, asymmetric inverter with magnetically coupled inductors, circulating currents, frequency-based stability criterion, battery, energy equipment.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	17	
ВСТУП	18	
РОЗДІЛ 1	ДВОНАПРАВЛЕНІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТОРЮВАЧІ В СИСТЕМАХ НАКОПИЧЕННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ	27
1.1	Системи накопичення електроенергії.	27
1.2	Двонаправлені напівпровідникові перетворювачі огляд топологій.	35
1.3	Огляд топологій не ізольованих двонаправлених перетворювачів DC-DC.	40
1.4	Огляд топологій ізольованих двонаправлених перетворювачів DC-DC.	51
1.5	Огляд топологій двонаправлених перетворювачів DC-AC.	54
1.6	Висновки до розділу 1.	61
РОЗДІЛ 2	АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ В ДВОНАПРАВЛЕНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ З НЕСИМЕТРИЧНИМ ІНВЕРТОРОМ	62
2.1	Аналіз динамічних характеристик двонаправлених DC-DC перетворювачів з несиметричним інвертором з магнітопов'язаним дроселем.	62
2.2	Математична модель двонапрявленого DC-DC асиметричного перетворювача з магнітозв'язаними дроселями та визначення на її основі умов підвищення енергетичної ефективності.	67
2.3	Математична модель двонаправленого DC-AC асиметричного перетворювача з магнітозв'язаними	78

	дроселями та визначення умов відсутності циркуляційних струмів.	
	2.4 Висновки до розділу 2.	88
РОЗДІЛ 3	ВИЗНАЧЕННЯ ОСНОВНИХ ПЕРЕМЕТРІВ ДВОНАПРАВЛЕНОГО DC-AC ПЕРЕТВОРЮВАЧА В РЕЖИМІ РОБОТИ НА МЕРЕЖУ ЗМІННОГО СТРУМУ	91
	3.1 Вибір параметрів LC-фільтра двонаправленого DC-AC перетворювача з ШІМ та синусоїдальною вихідною напругою	91
	3.2 Аналіз стійкості положення рівноваги у ШІМ-інверторах із синусоїдальним вихідним сигналом.	102
	3.3 Висновки до розділу 3.	113
РОЗДІЛ 4	ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ТА ЕКСПЕРЕМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ	115
	4.1 Прототип двонаправленого зарядного пристрою для електромобіля.	115
	4.2 Висновки до розділу 4	125
	ВИСНОВКИ-	126
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	129
ДОДАТОК А	Список публікацій здобувача	144
ДОДАТОК Б	Акт впровадження результатів дисертаційної роботи	147

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ІСН – імпульсний стабілізатор напруги;

ККД – коефіцієнт корисної дії;

ПЛІС – програмована логічна інтегральна схема;

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція;

АС – alternating current, змінний струм;

BEES – battery energy storage system, система накопичення енергії на базі акумуляторних батарей;

ССМ – continuous conduction mode, режим неперервної провідності;

DC – direct current, постійний струм;

DFMA – design for manufacturing and assembly, проектування з урахуванням технологічності виготовлення та складання;

ESS – energy storage system, система накопичення енергії;

THD – total harmonic distortion, повний коефіцієнт гармонічних спотворень;

PFC – power factor correction, корекція коефіцієнта потужності;

PWM – pulse-width modulation, широтно-імпульсна модуляція;

ZCS – zero current switching, перемикання при нульовому струмі;

ZVS – zero volt switching, перемикання при нульовій напрузі.

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження.

У сучасному світі електрична енергія відіграє ключову роль у житті та розвитку людства. Збільшується виробництво та споживання електроенергії, так наприклад, в 2012 році в порівнянні з 2021 виробництво збільшилось на 19.8% з 22.818ПВтч до 28.466ПВтч [1]. Продовжують збільшуватися виробництво електроенергії відновлювальними джерелами в 2018 році загалом в світі було вироблено 2.468ПВтч, а в 2021 році вже вироблено 3.6572ПВтч [1].

З іншої сторони збільшення кількості електроенергії, що виробляється відновлюваними джерелами, ставить нові виклики для електричних мереж, які вже працюють в умовах підвищених навантажень. Сучасні системи електропостачання повинні вміти балансувати попит і пропозицію енергії в будь-який момент, володіти більш гнучким керуванням і забезпечувати максимальну ефективність використання електроенергії [2]. Складність полягає в тому, що пропозиція електроенергії в будь-який момент часу має бути рівна попиту, а у нових поновлюваних джерел електроенергії, таких як енергія вітру та сонячного випромінювання, дуже великі коливання в генерації. Некерована генерація знижує гнучкість енергосистеми, створюючи проблеми для балансування системи у реальному часі. Зберігання енергії є ключовим джерелом гнучкості, яке може допомогти вирішити деякі проблеми, пов'язані з розширеним використанням низьковуглецевих генерацій в електроенергетиці..

Технологічним способом вирішення цієї складної проблеми є масове застосування накопичувачів електроенергії, що дозволяє будувати енергосистеми за принципом: одночасне та синхронне виробництво та споживання електроенергії. Розвиток систем накопичення призведе до збільшення двонаправлених потоків електроенергії, тоді як нині потоки розподіляються переважно однонаправлено по ієрархічній гілці «магістральні мережі — розподільні мережі — споживач».

Загалом накопичувачі електроенергії — це одні з ключових елементів нової моделі «розумної» енергетики – смарт мережі [3].

Електрична енергія виробляється, передається, споживається, зберігається та перетворюється для задоволення потреб споживача. На кожному з перерахованих етапів, через недосконалість технологій, відбуваються енергетичні втрати, і кінцевий споживач отримує лише частину виробленої енергії. Одним із головних завдань є створення рішень, які мінімізуватимуть втрати енергії та забезпечуватимуть максимально ефективну роботу з мінімальною втратою електроенергії.

Так, наприклад, в дослідженнях домашніх систем електрогенерації [4], в яких задіяні фотоелектростанції, акумуляторні системи зберігання електроенергії та перетворювачі ефективність системи складає 81.9% – 94.1%, при цьому основні втрати електроенергії припадають на етап перетворення від 53% – 87% від загального об'єму втрат.

Згідно з дослідженнями [5] загальний об'єм акумуляторних накопичувачів в світі на 2023 рік складає 110-140ГВт, а за прогнозами до 2030 року буде складати 520-700ГВт. Таким чином збільшення ефективності перетворювачів які задіяні в системах акумуляторних накопичувачів хоча б на 1% дозволить економити мінімально до 30Мвт встановлених потужностей електроенергії в світовому масштабі.

Для сучасних систем накопичення енергії, особливо в умовах смарт-мереж, інтеграції поновлюваних джерел електроенергії, електротранспорту та двостороннього енергетичного обміну, двонаправлені напівпровідникові перетворювачі є пріоритетним рішенням завдяки своїй гнучкості, енергоефективності [6] та універсальності [7]. Однонаправлені рішення залишаються актуальними для простих, недорогих або вузькоспеціалізованих задач, де напрямок потоку енергії фіксований [8].

Розробка сучасних двонаправлених перетворювачів електроенергії вимагає урахування низки ключових вимог, зумовлених як особливостями енергетичних процесів у системах накопичення, так і вимогами до інтеграції в мережі. До основних вимог належать: забезпечення двостороннього керованого потоку енергії; висока енергоефективність при мінімальних втратах на перемикання; широкий діапазон регулювання напруги та струму; стабільність роботи в умовах динамічних змін навантаження; низький рівень електромагнітних завад; гнучкість топологічних рішень та можливість масштабування, розміри та вартість. Таким чином дослідження нових топологій двонаправлених напівпровідникових перетворювачів, рішень по збільшенню енергоефективності, швидкості зміни двостороннього потоку, якості вихідної напруги, розмірів та вартості є актуальними задачами.

Дослідженню двонаправлених перетворювачів з високою енергоефективністю, ефективним керуванням потоком потужності присвячено багато робіт. Також досліджувалися різні стратегії керування для покращення якості електроенергії. Так, наприклад, для зменшення втрат енергії в процесі зворотного відновлення діода додають паузи в інтервали перемикання, але такі рішення можуть обмежувати частоту перемикання, що в свою чергу – впливає на розміри та вартість перетворювачів. Або для запобігання виникненню циркуляційних струмів, що призводять до втрати потужності, та перегріву компонентів, обмежують швидкість зміни напрямку потоку, що в свою чергу призводить до обмеження використання двонаправлених перетворювачів в динамічних системах, таких як системи рекуперативного гальмування в автотранспорті. Багато рішень, що пропонуються вимагають складних процесів розрахунків, та вимагають універсальної топології як б підходила до різних задач – двонаправлене перетворення в мережах постійного струму DC-DC, в мережі змінного струму DC-AC, в рішеннях які вимагають швидкої зміни напрямку енергетичного потоку. Універсальність технічних рішень, що дозволяє їх застосування в різних продуктах, є ключовим чинником підвищення економічної

ефективності виробництва, та можливості швидкого рішення потреб споживача новими продуктами. Це відповідає: сучасним стандартам Lean-виробництва, яке спрямоване на усунення втрат і оптимізацію процесів; методології Six Sigma, яка фокусується на зменшенні варіацій і дефектів у процесах, також підтримує ідею універсальності; концепції DFMA (Design for Manufacture and Assembly) яка акцентується на спрощенні конструкції продукту з метою полегшення виробництва та збирання – універсальність компонентів та модульні підходи дозволяють зменшити кількість унікальних частин, що сприяє зниженню витрат на виготовлення та складання, а також скорочує час розробки нових продуктів.

Таким чином, задача знаходження універсальної топології двонаправленого перетворювача з відповідними математичними моделями, які дозволяють ефективно та швидко проводити розрахунки для зменшення енергетичних втрат та забезпечення якісної вихідної напруги, що відповідає стандартам, є актуальною.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами та темами

Тема дисертаційної роботи відповідає науково дослідним роботам відділу транзисторних перетворювачів Інституту електродинаміки НАН України відповідно до державних галузевих програм науково-технічних досліджень: НДР: «Розвиток теорії та принципів побудови енергоефективних високочастотних напівпровідникових перетворювачів модульної структури для потужних систем живлення електротехнологічного обладнання з нестационарним навантаженням» "Джерело-4", №ДР 0124U000393 (КПКВК 6541030.; НДР: «Розробити методи та засоби підвищення ефективності та надійності індукційних установок електротермічної обробки металевих розплавів і деталей складної форми» («Елінд П », №ДР 0122U000534.).

Мета і завдання дослідження

Метою дисертаційної роботи є підвищення ефективності перетворення енергії та поліпшення якості вихідної напруги в напівпровідникових високочастотних двонаправлених перетворювачах для систем накопичення

електроенергії за рахунок удосконалення схемотехнічних рішень та розробки нових аналітичних виразів для аналізу електромагнітних процесів в таких перетворювачах.

Для досягнення поставленої мети, в роботі вирішуються наступний комплекс задач:

1. Аналіз сучасного стану та розвитку тенденцій в побудові напівпровідникових двонаправлених перетворювачів для систем накопичення електричної енергії та структуризація задач, які ставляться до перетворювачів в залежності від застосування в різних реалізаціях систем накопичення електричної енергії.

2. Математичне моделювання електромагнітних процесів в високочастотних напівпровідникових двонаправлених перетворювачах, побудованих за топологією несиметричного інвертора. Визначення умов при яких відсутні циркуляційні струми – зменшуються втрати, але зберігається швидкодія при зміні напрямків потоків перетворення.

3. Розробка та математичне моделювання системи керування двонаправленими перетворювачами DC-AC, яка забезпечить побудову швидкодіючих перетворювачів з динамічним навантаженням та підвищеною якістю вихідної напруги.

4. Розробка та дослідження експериментального зразка двонаправленого перетворювача, побудованого на основі отриманих результатів у цій роботі.

Об'єкт дослідження – напівпровідникові двонаправлені перетворювачі для систем накопичення електричної енергії в мережах змінного та постійного струму.

Предмет дослідження – електромагнітні процеси в напівпровідникових двонаправлених перетворювачах асиметричної структури з магнітозв'язаними дроселями, що застосовуються у системах збереження енергії.

Методи дослідження

Для вирішення поставлених задач в науковій роботі використовувалися методи з використанням теорії електричних кіл і автоматичного керування, метода усереднення в просторі станів за теоремою Лагранжа, безперервного перетворення Лапласа, Z- і W- перетворень, математичне моделювання за допомогою комп'ютерних систем аналітично-математичного моделювання, розрахунок процесів, фізичні експерименти.

Наукова новизна отриманих результатів

1. Удосконалено принцип побудови асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями, який, на відміну від існуючих, передбачає введення додаткового дроселя, що дозволяє значно зменшити циркуляційні струми і пов'язані з ними втрати потужності в двонаправленому перетворювачі.

2. Розроблено нові аналітичні моделі асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями для систем накопичення енергії, які, на відміну від існуючих, дозволяють розрахувати параметри інвертора на етапі проектування з урахуванням запобігання виникненню циркуляційних струмів.

3. Вперше розроблено модель мережевого інвертора з ШІМ на основі представлення його, як нелінійної імпульсної системи з дискретним керуванням, в якій, на відміну від класичних підходів, застосовано частотний критерій стійкості (модифікований Найквіст) до імпульсного інвертора з LC-фільтром другого порядку, що дозволяє визначити граничні значення коефіцієнта підсилення та відносної частоти перемикавання, при яких забезпечується абсолютна стійкість, що суттєво підвищує точність проектування систем керування інверторів.

4. Розроблено нове аналітичне співвідношення, що пов'язує глибину модуляції та відносну похибку від модуляційних спотворень із коефіцієнтом гармонік у вихідній напрузі інвертора з LC-фільтром і на відміну від існуючих підходів, які передбачають спектральний розклад ШІМ-сигналу в ряд Фур'є, за умови малих гармонік та ефективного фільтрування, коли відносна похибка практично дорівнює

коефіцієнту гармонік, — дозволяє кількісно оцінити спектральні спотворення на основі параметрів ШІМ без розкладу в ряд Фур'є і забезпечити аналітичне обґрунтування критеріїв при проектуванні фільтрів згідно з обмеженням допустимого коефіцієнта гармонічних спотворень.

Практичне значення отриманих результатів

1. З використанням розроблених математичних моделей та методик розрахунку статичних та динамічних характеристик та коефіцієнта гармонік у вихідній напрузі мережевого інвертора з використанням структури асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями, створено ряд експериментальних систем електроживлення для систем накопичення енергії, які забезпечують потрібну швидкодію та задану якість вихідної напруги.

2. Розроблено аналітичні співвідношення та методики розрахунку параметрів перетворювача з використанням структури асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями, які забезпечують його здатність працювати в режимі переривчастої провідності. Такі режими сприяють зменшенню динамічних втрат в перетворювачі, що призводить до збільшення потужності асиметричного інвертора через скорочення втрат на перемикання.

3. Розроблено та експериментально перевірено двонаправлений прототип імпульсного асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями потужністю 6 кВт та ККД понад 97%, що здатен працювати в системах накопичення енергії постійного та змінного струму.

4. Результати дослідження експериментального зразка двонаправленого асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями для DC-DC та DC-AC мереж добре узгоджуються з отриманими теоретичними залежностями під час аналізу електромагнітних процесів в асиметричному перетворювачі з магнітопов'язаним дроселем.

Особистий внесок здобувача

Безпосередньо автором здійснено:

- виконано аналітичний огляд існуючих рішень двонаправлених перетворювачів з визначенням напрямів удосконалення якості вихідної напруги;
- проведено комп'ютерне моделювання електромагнітних процесів в двонаправленому перетворювачі з асиметричною топологією та магнітозв'язаними дроселями з введенням додаткового дроселя, та дроселями без магнітного зв'язку;
- розроблені аналітичні співвідношення та моделі двонаправленого перетворювача з топологією асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями, які дозволяють розраховувати необхідну індуктивність додаткового дроселя для запобігання циркуляційних струмів;
- проведено комп'ютерне моделювання електромагнітних процесів в мережевому інверторі з ШІМ та проведено аналіз впливу відносної частоти перемикання та коефіцієнту підсилення на якість вихідної напруги;
- розроблена модель мережевого інвертора з ШІМ та LC-фільтром другого порядку, до якої застосовано частотний критерій стійкості, що дозволило визначити залежності між коефіцієнтом підсилення та відносною частотою перемикання, за яких забезпечується абсолютна стійкість вихідної напруги;
- розроблений метод кількісної оцінки спектрального спотворення вихідного сигналу мережевого інвертора з LC-фільтром на основі параметрів ШІМ-сигналу без застосування спектрального аналізу на основі розкладання ШІМ-сигналу в ряд Фур'є;
- виконано експериментальні дослідження та вимірювання параметрів двонаправленого перетворювача, реалізованого за топологією асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями та додатковим дроселем, розрахованого за допомогою розробленої моделі мережевого інвертора.

Наукові роботи опубліковані у співавторстві з О.М. Юрченко, В.В. Мартиновим, Ю.В. Руденко, В. О. Новський.

Співавторами наукових праць є науковий керівник та дослідники, з якими спільно проводились відповідні дослідження. У наукових працях, опублікованих у співавторстві, дисертанту належить фактичний матеріал і основний творчий доробок.

Постановка мети та завдань, обговорення результатів проведені разом з науковим керівником.

Апробація результатів дисертації

Основні положення роботи викладено та обговорено на науково-практичних конференціях різного рівня:

- Міжнародна науково-технічна конференція "ЕНЕРГЕТИКА УКРАЇНИ: ВІДНОВЛЕННЯ ТА МОДЕРНІЗАЦІЯ" (м. Київ, 6–8 червня 2023 р.).
- 2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology, міжнародна наукова конференція з енергетики, електроніки та сучасних технологій. (м.Харків, 13–17 вересня, 2021 р.).
- 2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology, міжнародна наукова конференція з енергетики, електроніки та сучасних технологій. (м.Харків, 05–10 жовтня, 2020р.).
- XXII Міжнародної науково-технічної конференції «Силова електроніка та енергоефективність». (м.Одеса, 05-09 вересня, 2016р.).

Основні положення дисертаційної роботи і результати досліджень доповідались та обговорювались на: наукових семінарах відділу транзисторних перетворювачів Інституту електродинаміки НАН України.

Структура та обсяг дисертації

Дисертаційна робота викладена на 147 сторінках машинописного тексту, складається зі вступу, 4 розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та 2 додатків. Обсяг основного тексту дисертації складає 129 сторінок друкованого тексту. Робота ілюстрована 3 таблицями, 55 рисунками. Список використаних джерел містить 126 найменувань, з них 34 кирилицею та 91 латиницею.

РОЗДІЛ 1

ДВОНАПРАВЛЕНІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТОРІЮВАЧІ В СИСТЕМАХ НАКОПИЧЕННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

1.1 Системи накопичення електроенергії.

Прогрес людства вимагає більшого використання електроенергії, а кліматичні зміни на землі ставлять нові виклики до стандартів сучасної генерації електроенергії, надаючи більшого пріоритету відновлювальним джерелам. Генерація електроенергії з відновлюваних джерел характеризується нерівномірністю та складністю прогнозування обсягів виробленої енергії в конкретний момент часу. Споживачі електроенергії стають, не тільки більш потужними, але і не прив'язаними до часу споживання та місця споживання електроенергії, наприклад електротранспорт, та підвищують вимоги до якості електропостачання, все це створює нові виклики до систем генерації та постачання електроенергії. Частина викликів було сформовано, ще на початку 21 століття [9], що згодом трансформувалось у концепцію інтелектуальних мереж ("Smart Grid") для різних держав, виходячи з стану систем постачання та генерації електроенергії в кожній з них, але є виклики, які є загальними для кожних держав, які прагнуть сучасного, технологічного розвитку:

- можливість для споживача отримувати необхідну електричну потужність у будь-який момент часу та в будь-якому географічному місці без обмежень;
- покращення якості напруги в розподільчих мережах;
- збільшення можливостей резервного електроживлення;
- збільшення питомої ваги відновлювальних джерел енергії;
- зменшення протяжності високовольтних ліній, і як наслідок зменшення інфраструктурних витрат.

Одним із ключових інструментів для вирішення зазначених викликів є використання систем накопичення електроенергії (ESS), які покликані забезпечити баланс між генерацією та споживанням електроенергії. Оскільки виробництво

електроенергії часто не збігається в часі зі споживанням, системи ESS повинні гарантувати надання споживачам необхідної кількості енергії в будь-який момент часу для задоволення змінного попиту. Порушення балансу між генерацією та споживанням електроенергії негативно впливає на стабільність енергосистеми та якість електропостачання, зокрема спричиняє відхилення напруги і частоти. Генерація електроенергії зазвичай знаходяться на віддаленні від споживачів, тому в умовах потужних споживачів, які можуть змінювати час та місце споживання електроенергії, може виникнути великий потік електроенергії в окремій лінії передач, що спричинить перевантаження та аварію [10].

Основними системами накопичення електроенергії, які активно розвиваються та є найпоширенішими згідно з даними Королівської шведської академії інженерних наук [11], є:

1. Гідроаккумулятори (Pumped Hydro Storage) – за допомогою потужних насосів енергія закачується в гідрохранилища під час профіциту електроенергії, а під час дефіциту вода через турбіни генерує електроенергію в мережу. Так, наприклад, в 2014 році 99% всіх ESS на землі були реалізовані за цим принципом.
2. Акумуляторні системи накопичення електроенергії (BESS).
3. Акумулятори зжатого повітря (Compressed Air Energy Storage) – енергія зберігається шляхом стиснення повітря компресорами і зберігання його в сховищі. Коли мережа потребує електроенергії стиснене повітря потрапляє на турбіни які виробляють електроенергію.
4. Акумулятори кінетичної енергії (Flywheel Energy Storage System) – енергія зберігається, використовуючи механічну інерцію обертового маховика. Маховики зберігають кінетичну енергію, використовуючи електричну енергію для розгону обертання маховика, за допомогою реверсивного двигуна (генератора). При потребі повернення енергії в мережу генератор завдяки обертанню маховика генерує енергію в зворотному напрямку.

В останні роки, у зв'язку з розвитком електричних акумуляторів, економічною доцільністю їх використання та необхідністю зменшення негативного впливу енергетичних технологій на довкілля, акумуляторні батареї набувають все більшої популярності як основний інструмент зберігання електроенергії в системах ESS [12].

У порівнянні з іншими типами накопичувачів, батареї мають кілька суттєвих переваг — зокрема, швидку реакцію, легкість керування та відсутність географічних обмежень [11]. BESS можуть бути інтегровані на всіх рівнях енергетичної інфраструктури — від виробництва електроенергії до її передавання, розподілу і кінцевого споживання в побуті або в будівлях. Залежно від рівня застосування, потужність таких систем може варіюватися від великих промислових до малих побутових масштабів. На етапі генерації батареї дозволяють накопичувати надлишкову енергію з відновлюваних джерел, що інакше не була б використана через обмеження мережі. Завдяки цьому нестабільні джерела стають більш передбачуваними та здатні забезпечити постійну потужність, що має ринкову цінність. Крім того, батареї знижують негативний вплив коливань генерації на стабільність енергосистеми. У мережах передачі й розподілу батарейні системи виконують роль допоміжних сервісів: вони сприяють балансуванню енергії, зменшують навантаження, підвищують надійність роботи мережі та її адаптивність до змін. Швидка здатність до зарядки та розрядки дозволяє батареям ефективно регулювати частоту та підтримувати стабільність в окремих зонах [13]. Також, вони можуть виступати як резервні джерела потужності, замінюючи традиційні обертові генератори. Для кінцевих споживачів — домогосподарств і малих підприємств — батареї зазвичай працюють у зв'язці з сонячними або вітровими електростанціями. Це дозволяє максимально використовувати власну генерацію, підвищити рівень енергонезалежності та заощадити на споживанні з мережі. Крім того, такі користувачі можуть надавати послуги енергосистемі, а також використовувати батареї як резервне джерело живлення під час аварійних відключень.

Один із прикладів використання BESS зазначений на Рис. 1.1, коли нестача електричної енергії в мережі призводить до зменшення частоти в мережі, BESS вводить електроенергію з акумуляторів до мережі для відновлення необхідної частоти, а в моменти коли в мережі надлишок електроенергії, що призводить до підвищення частоти – BESS зберігає її в акумуляторах.

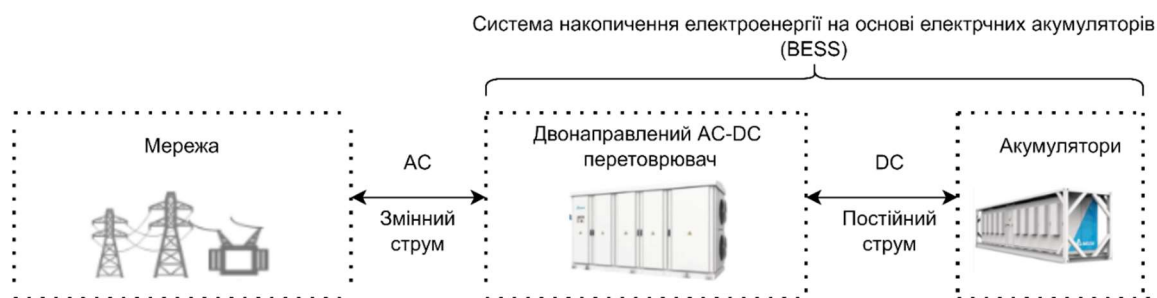


Рис. 1.1 Структура роботи системи накопичення електроенергії для підтримки якості мережі змінного струму

На Рис. 1.2 [14] зображено розрахунковий порівняльний аналіз вихідної частоти сонячної електростанції Лікупанг в Індонезії (15МВт) яка під'єднана до мережі 510МВт, червона крива реальна частота, синя – розрахункова частота з використанням моделі BESS на 10МВт (5МВтч).

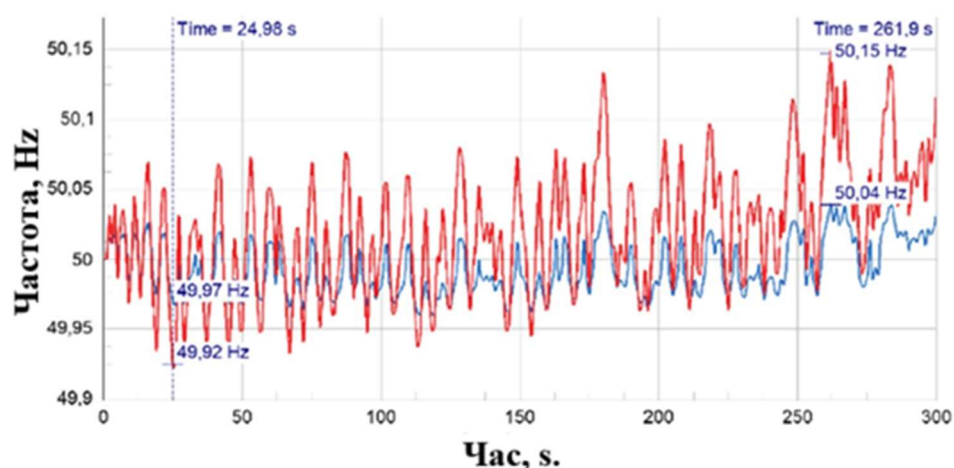


Рис. 1.2 Частотна характеристика вихідної напруги без використання BESS та з використанням

Акумуляторні батареї працюють із постійним струмом, тоді як електрогенерація зазвичай здійснюється у вигляді змінного струму, який також є

основною формою електроспоживання. Для забезпечення заряду акумуляторів в системах BESS постійним струмом та передачі накопиченої електроенергії в мережі змінного струму використовуються двонаправлені напівпровідникові перетворювачі DC-AC, задача яких забезпечити максимальні можливості використання систем накопичення електроенергії для вирішення вище зазначених викликів до систем генерації та постачання електроенергії. Слід зазначити, що на теперішній час все більше доводів на використання постійного струму в замкнених системах генерації, накопичення та споживання, тому в таких системах знаходять своє використання двонаправлені перетворювачі DC-DC постійного струму, Рис.1.3.

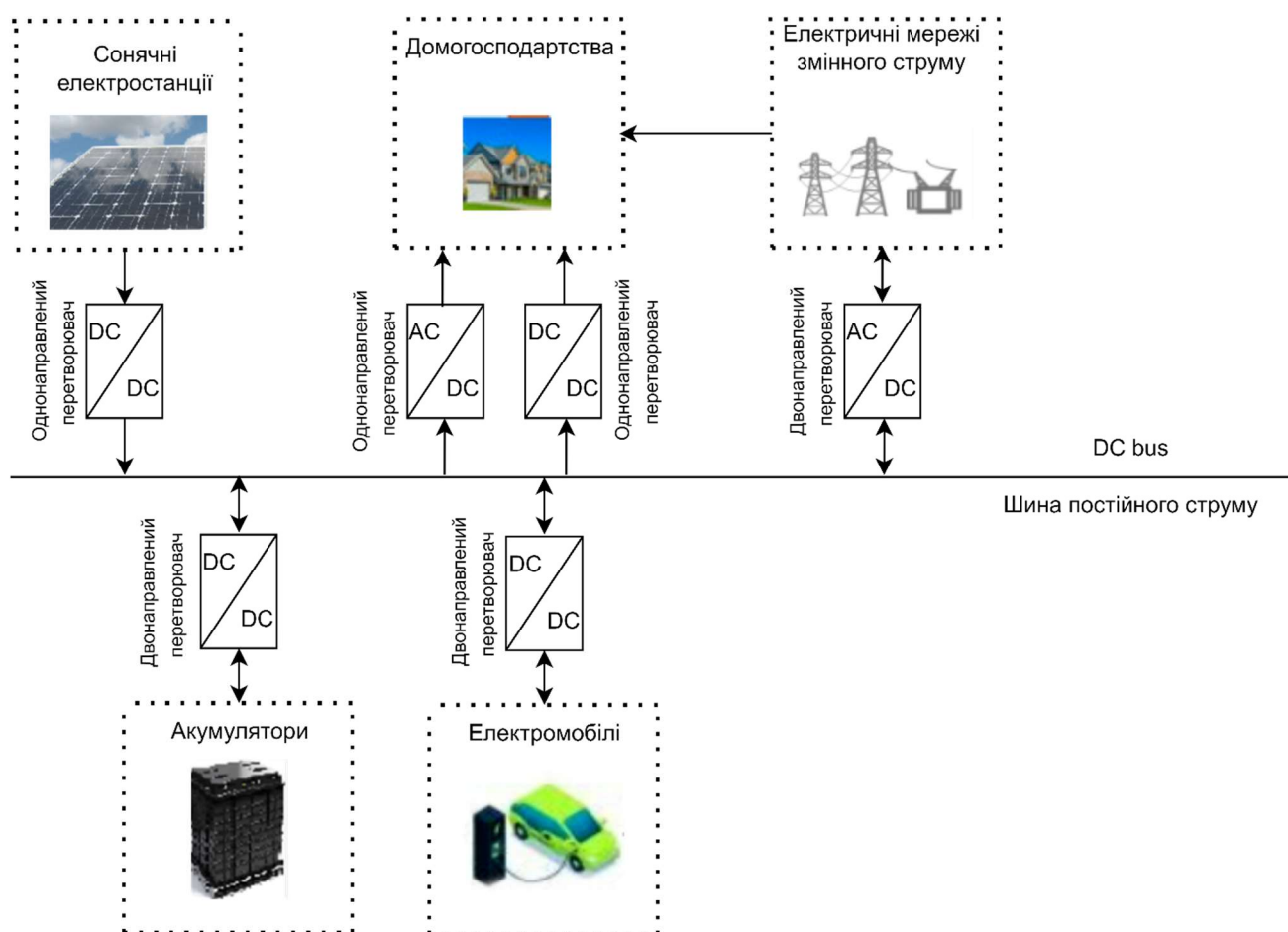


Рис. 1.3 Приклад використання двонаправлених перетворювачів DC-DC, DC- AC в замкнутій системі домогосподарства

Таким чином двонаправлені перетворювачі на сьогоднішній час набули широкого використання в задачах для забезпечення потоку енергії двох напрямках.

Основні напрямки використання системи зберігання електроенергії, безперебійні джерела живлення [15], електричні або гібридні електромобілі [16-18], системи відновлювальної електрогенерації [19].

Окремо треба зазначити використання двонаправлених перетворювачів в електротранспорті. Функціонування двонаправлених перетворювачів постійного струму в системах електричного або гібридного транспорту слугує прикладом, що дозволяє пояснити основні принципи їх роботи та переваги використання в енергетичних системах з динамічним потоком енергії. Гібридна система накопичення енергії «паливний елемент - батарея» все більше використовується в автомобілях. У гібридних електромобілях системи розподілу електричної потужності працюють на різних рівнях напруги із-за наявності акумулятора. Необхідність як заряду, так і розряду акумулятора під час роботи генератора, з'єданого з двигуном внутрішнього згоряння, або в режимі рекуперативного гальмування зумовлює потребу у двонаправленому перетворенні енергії [20,21]. Двонаправлені перетворювачі постійного струму з широким діапазоном перетворення напруги необхідні для узгодження напруги та розв'язки потужності між батареєю і шиною автомобіля. Динаміка руху автомобіля включає швидкі прискорення, які потребують великі потужності від енергосистеми автомобіля [22], та при гальмуванні автомобіля завдяки використанню системи рекуперації з'являються надлишки енергії, які потрібно зберегти в акумуляторі для збільшення запасу енергії, що призведе до збільшення можливої дальності руху автомобіля або в суперконденсаторі, який використовується для швидкої зміни динаміки руху (прискорення) автомобіля [23]. Так в роботі [22] був одержаний аналітичний графік динаміки руху автомобіля в міському циклі, Рис. 1.4, при середньому споживанні електроенергії з акумулятора 4кВт, пікові навантаження при прискорення доходять до 34кВт, та при гальмуванні до 29 кВт електроенергії яку потрібно акумулювати, наприклад в суперконденсатор.

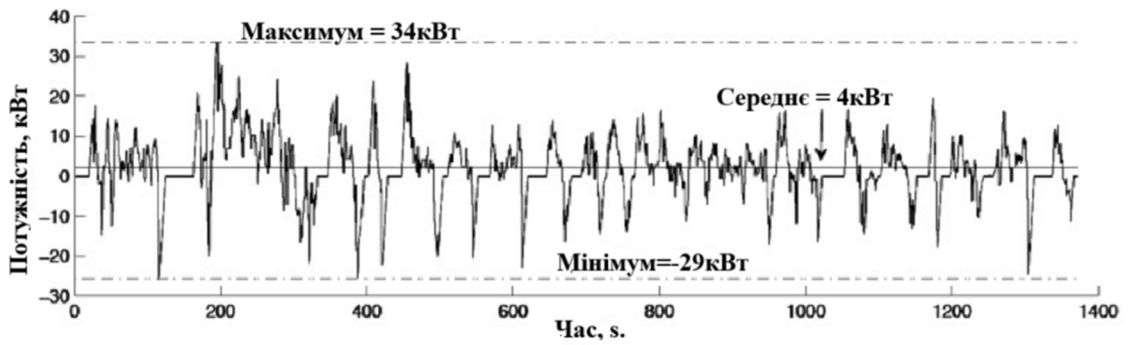


Рис. 1.4 Графік споживання електроенергії автомобілем в міському циклі їзди

На Рис. 1.5 зображена структура системи перетворення та зберігання електроенергії в електромобілі.

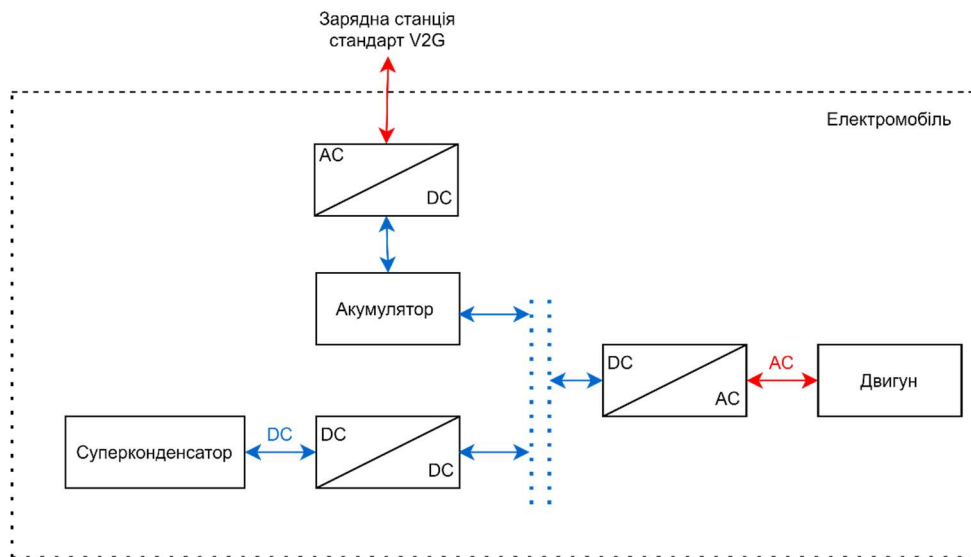


Рис. 1.5 Структура системи перетворення та зберігання електроенергії в електромобілі

Структури в різних автомобілях – різні, але концепція – використання акумуляторних батарей, суперконденсаторів, та двонаправлених перетворювачів зберігається.

Доцільність використання двонаправлених перетворювачів в порівнянні з використанням двох однонаправлених перетворювачів в системах BESS розглядається в багатьох роботах [24-26]. У порівнянні з комбінацією двох односторонніх перетворювачів, двонаправлені топології дозволяють реалізувати більш компактні за розміром рішення [27], енергоефективніше та швидше

адаптивне рішення, що є критичним у високодинамічних енергетичних системах таких як електромобілі, накопичувачі енергії, системи з рекуперацією.

У сучасних системах ESS, які функціонують як проміжна ланка між джерелами генерації, наприклад, сонячними батареями, вітроенергетичними установками чи мережею змінного струму та споживачами, особливу актуальність набуває завдання забезпечення двостороннього енергетичного обміну з акумуляторними батареями. Вибір між реалізацією такого обміну за допомогою одного двонаправленого DC-DC перетворювача або двох окремих однонаправлених перетворювачів, кожного оптимізованого під відповідний напрямок потоку енергії, суттєво впливає на ефективність, надійність, вартість і габаритно-масові характеристики силового блоку системи.

Двонаправлені перетворювачі, зокрема на основі топологій Buck-Boost, Full-Bridge або Phase-Shifted Bridge, дозволяють реалізувати компактну, конструктивно єдину силову частину з меншою кількістю силових елементів і магнітних компонентів. Це позитивно впливає на щільність потужності та загальну вартість пристрою. Крім того, такі рішення добре підходять для застосувань, де передбачається симетричне використання обох напрямків енергопотуку.

Водночас, двонаправлені перетворювачі характеризуються підвищеною складністю в частині системи керування: необхідною є реалізація алгоритмів перемикання режимів, синхронізація фаз, захист від зустрічних струмів, а також дотримання вимог до м'якої комутації – комутації при нульовій напрузі (ZVS) або комутації при нульовому струмі (ZCS), що суттєво ускладнює розробку та потребує високої обчислювальної потужності мікроконтролера або ПЛІС.

Натомість, конфігурація на основі двох окремих однонаправлених перетворювачів забезпечує можливість повної оптимізації кожного каскаду відповідно до специфіки режиму (заряд або розряд), зокрема — вибору частоти, топології, алгоритму керування та захисту. Подібне рішення забезпечує високу функціональну гнучкість, особливо у випадках, коли режими заряджання й

розряджання суттєво відрізняються за енергетичними характеристиками. Додатковою перевагою є спрощення захисних механізмів та підвищення відмовостійкості завдяки апаратній ізоляції напрямків.

Таким чином, доцільність застосування тієї чи іншої конфігурації визначається конкретними умовами експлуатації, включаючи допустимі габаритно-масові параметри, вимоги до ефективності, рівень захисту, бюджет системи та характер режимів роботи. З урахуванням цього, в мобільних або вбудованих системах із обмеженим простором і симетричними режимами доцільніше застосовувати один двонаправлений перетворювач [28], тоді як у стаціонарних або високопотужних системах, де важливими є масштабованість, розділення функціональності та надійність, в деяких випадках доцільно реалізовувати два незалежні однонаправлені каскади.

1.2 Двонаправлені напівпровідникові перетворювачі огляд топологій.

Основна ідея використання двонаправлених перетворювачів полягає в тому щоб забезпечити єдину топологію та елементи - набір ключів та пасивних елементів для передачі енергії в різні напрямки – від системи накопичення до мережі змінного струму – DC-AC перетворювачі або постійного струму – DC-DC перетворювачі, в момент коли мережа потребує енергію, і забезпечити зворотню передачу електроенергії до накопичувача енергії коли в мережу надходить енергія від інших джерел.

На сьогоднішній час існує багато схемотехнічних рішень для побудови двонаправлених напівпровідникових перетворювачів, використання тих чи інших залежить від поставлених задач. Багато наукових робіт присвячено класифікації двонаправлених перетворювачів залежно від їх топології, наявності ізоляції між вхідною та вихідною стороною та підходом до керування [29-37]. На Рис.1.6 зображена класифікація в якій розділені двонаправлені перетворювачі за топологією та задачами використання.

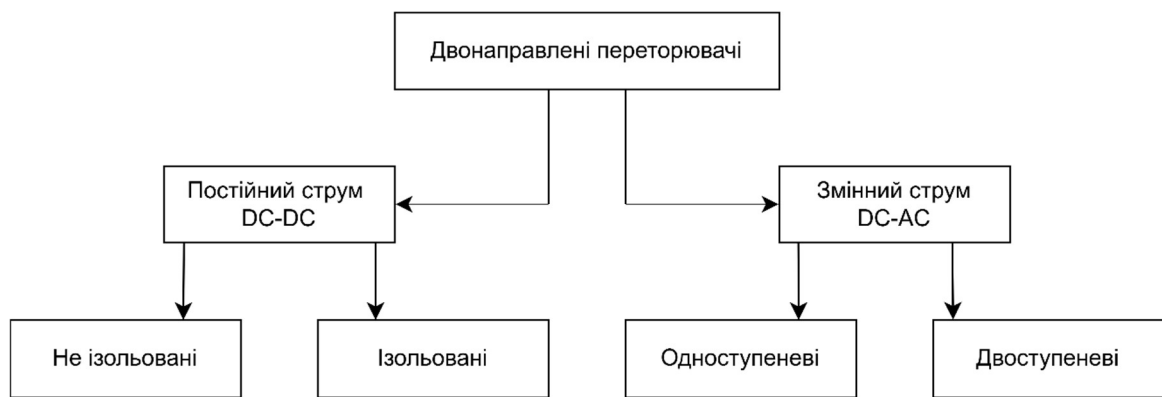


Рис. 1.6 Класифікація двонаправлених перетворювачів розділених за топологією та задачами застосування

Двонаправлені перетворювачі постійного струму DC-DC можна поділити на дві основні групи – ізолювані (гальванічна розв’язка) та неізолювані [29]. Неізолювані перетворювачі передають енергію без використання трансформаторів, які в тому числі використовуються як елемент магнітної ізоляції, тому вони мають переваги за рахунок зменшення розміру, ваги, більш простої топології, та не мають проблем з магнітними завадами. З іншої сторони ізолювані перетворювачі знаходять впровадження в задачах де є потреба в високих коефіцієнтах зміни рівня вхідної та вихідної напруги, або де основним критерієм є безпека та гальванічна розв’язка між вхідною та вихідною стороною перетворювача, що відбувається завдяки використанню високочастотних трансформаторів, але це потребує додатково використовувати в топології елементи перетворення постійної напруги в змінну з подальшим випрямленням, що збільшує кількість елементів розміри та вагу перетворювачів з магнітною ізоляцією, та потребує зусиль для проектування трансформатора та мінімізування ефекту індуктивного струму витoku [31].

Для задач обміну енергій між BESS та мережею змінного струму, використовуються двонаправлені перетворювачі з постійного в змінний струм DC-AC, приклад наведений на Рис. 1.1. Основною відмінністю таких перетворювачів є здатність працювати в обох напрямках – інвертувати DC→AC та випрямляти AC→DC електроенергію в залежності від напрямку потоку енергії. Двонаправлені

перетворювачі є ключовим елементом в сучасних енергетичних системах, де передбачено обмін енергією між джерелами постійного струму, акумулятори та мережею або навантаженням змінного струму. Інтеграція систем BESS до мережі змінного струму стає все більш поширеною через потребу в оптимізації використання відновлюваних джерел енергії, а з врахуванням необхідності скорочення вартості та розмірів перетворювачів – двонаправлені перетворювачі стають незамінною альтернативою за рахунок використання одних елементів для передачі енергії в обох напрямках.

Також, DC-AC двонаправлені перетворювачі використовуються в електромобілях Рис.1.5 де передається енергія від акумулятора, шини постійної напруги, до двигуна і в режимі рекуперації енергія з двигуна надходить до шини постійної напруги [32].

Топологію таких перетворювачів розділяють на два типи – одноступеневі та двоступеневі, в залежності від кількості ступеней, кроків трансформації струму від джерела до навантаження і в зворотному напрямку, в свою чергу DC-AC топології по аналогії з DC-DC можуть бути побудовані на ізольованих та не ізольованих рішеннях.

Одноступеневі перетворювачі змінного струму в постійний не мають проміжного накопичувача постійного струму. Завдяки тільки одній стадії перетворення досягається відносно простий метод керування, менша кількість активних та пасивних компонентів, а як наслідок, більша ефективність і менші витрати на побудову системи.

Двоступеневий DC-AC двонаправлений перетворювач складається з двонаправленого перетворювача постійного струму DC-DC та двонаправленого перетворювача змінного струму DC-AC, який може мати функціональність коректора коефіцієнта потужності (PFC). Перетворювач DC-DC регулює постійну напругу до необхідного рівня, рівня шини DC, щоб перетворювач DC-AC був спроможним підключитися до мережі або навантаження змінного струму з

максимальною ефективністю. Перетворювач AC-DC виконує випрямлення змінної напруги в постійну напругу та регулює якість електроенергії мережі. Двоступеневі перетворювачі мають ряд переваг:

- Можливість погодження широкого діапазону напруги на стороні джерела/накопичувача (DC) з вихідною змінною напругою (AC).
- Два окремі ступені дозволяють реалізовувати більш точні алгоритми керування напругою, струмом, фазою, частотою.
- Розділення функцій (перетворення напруги та формування синусоїди) знижує стрес на компоненти, спрощує охолодження і зменшує електромагнітні перешкоди (EMI).

Одним із ключових завдань, яке необхідно вирішити при плануванні розробки та впровадження перетворювачів, є узгодження рівнів напруги між стороною постійного струму (DC) та змінного струму (AC). Іншими словами, потрібно досягти балансу між енергетичною ефективністю обраної топології та різницею напруг на вході й виході системи.

Кожна топологія має межі оптимальної різниці напруги для досягнення найефективнішого перетворення, наприклад, в традиційних неізольованих топологіях, різниця між вхідною напругою, DC шиною та вихідною напругою, батареї повинна бути меншою ніж 4:1 для збереження високого коефіцієнта корисної дії [33], тому такі топології не ефективно використовувати якщо батарея або DC шина працює на 12-48VDC – найбільш поширені побутові батареї, з однієї сторони, а з іншої традиційна однофазна мережа змінного струму в 230VAC. З іншої сторони використовуються батареї високої напруги 150-800VDC, і такі батареї мають більшу енергетичну щільність, потенційно вищу швидкість розряду/заряду, зменшення вартості інсталяції за рахунок зменшення площі перетину кабелів при передачі однакової потужності в порівнянні з низьковольтними батареями. В свою чергу, такі батареї коштують дорожче, за рахунок більшої технологічності, послідовне з'єднання батарей для досягнення вищої напруги має обмеження – більша кількість послідовно з'єднаних елементів

призводить до швидшого старіння батареї, а отже, генерує більше витрат [34], тому зменшення впливу послідовного з'єднання окремих елементів вимагає більше витрат при виробництві. Окрім зазначеного, високовольтні батареї, вимагають більше затрат на впровадження систем безпеки [35]. В Таб.1.1. зазначено приклад застосування батарей різної напруги в різних автомобілях.

Таблиця.1.1

Перелік електромобілей з різними типами батарей

Категорія електромобілей	Напруга батареї, В.	Приклади моделей
Mild hybrid (MHEV)	48	Audi A6 48V, Mercedes E-class MHEV
Conventional hybrid (HEV)	100–300	Toyota Prius (200V), Honda Insight
Plug-in hybrid (PHEV)	300–400	Mitsubishi Outlander PHEV, BMW 330e
Battery electric vehicle (BEV)	400–800	Tesla Model 3/Y (350–400V), Hyundai Ioniq 5 (800V), Porsche Taycan (800V)

Спираючись на викладену вище інформацію можна сформулювати основні завдання які потрібно вирішити при розробці двонаправлених перетворювачів:

1. Зменшення енергетичних витрат при перетворенні, високий ККД в обох напрямках: Підвищення ефективності перетворювача є критично важливим для зменшення витрат енергії та підвищення загальної продуктивності системи.
2. Зменшення ваги та розмірів: Компактні та легкі перетворювачі спрощують інтеграцію в системи з обмеженим простором і знижують матеріальні витрати[27,37].
3. Збільшення щільності потужності: Підвищення щільності потужності дозволяє перетворювачам обробляти більші потужності без збільшення розмірів, що важливо для високопродуктивних застосувань.
4. Покращення якості вхідних та вихідних характеристик: Забезпечення стабільності напруги та струму на вході та виході є необхідною вимогою для надійної роботи електронних пристроїв [38]. Низький рівень гармонік та відповідність стандартам EN 50160, IEEE 519-2014, IEC 61000.

5. Зниження вартості: Економічно ефективні рішення сприяють широкому впровадженню технології та зменшують загальні витрати на систему.
6. Підвищення швидкості зміни напрямку потоку енергії: Швидке перемикання між режимами зарядки та розрядки є важливим для динамічних енергетичних систем, таких як електромобілі та системи збереження енергії [39].

Для визначення можливостей вирішення поставлених задач були розглянуті найбільш відомі топології з класифікації зазначеної на Рис.1.6.

1.3 Огляд топологій не ізолюваних двонаправлених перетворювачів DC-DC.

Неізолювані двонаправлені DC-DC перетворювачі забезпечують передачу енергії в обох напрямках без гальванічного розділення між входом і виходом, та широко застосовуються в акумуляторних системах, електротранспорті та локальних DC-шинах. Перевагою є висока ефективність, компактність та простота реалізації, однак їх не можна використовувати там, де потрібна електрична ізоляція наприклад, для безпеки або розділення потенціалів. Також неізолювані двонаправлені перетворювачі зберігають високе ККД тільки при умові невеликої різниці між рівнем напруги на вході та виході.

Двоноправлений напівмостовий перетворювач (buck, boost) топологія зображена на Рис.1.7.

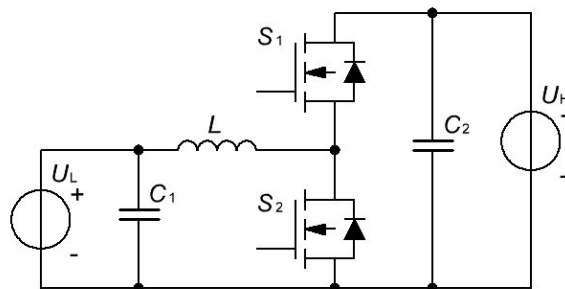


Рис. 1.7 Двоноправлений напівмостовий (buck, boost) перетворювач

Представлена схема реалізує класичну неізолювану двонаправлену DC-DC топологію з одним дроселем L , двома керованими напівпровідниковими ключами

S_1 та S_2 , і відповідними згладжуючими конденсаторами C_1 і C_2 . Дана топологія дозволяє здійснювати передачу енергії в обох напрямках між джерелом нижчої напруги U_L , наприклад акумуляторною батареєю, та навантаженням або шиною вищої напруги U_H , забезпечуючи як режим пониження, так і підвищення напруги, залежно від режиму роботи. Основними елементами топології є два керовані силові ключі S_1 та S_2 , дросель L , а також згладжувальні конденсатори C_1 і C_2 . У режимі підвищення напруги (Boost) енергія передається від U_L до U_H , при цьому S_1 комутує струм через індуктивність, яка згодом розряджається у навантаження через відкритий діод S_2 . У зворотному напрямку (Buck) S_2 накопичує енергію в дроселі, яка потім передається до U_L через S_1 .

Основна особливість наведеної топології – вона асиметрична і передбачає, що з однієї сторони завжди напруга повинна бути нижчою ніж з іншої [40]. Одним з недоліків цієї топології є висока пульсація вхідного/вихідного струму тому що для передачі енергії використовується індуктивність L яка в кожний момент часу або заряджається або розряджається, що призводить до великих імпульсів струмів на навантаженні. Для подолання цього недоліка збільшують значення дроселя фільтра. Збільшення розміру дроселя призводить до більш низьких пульсацій струму, що є перевагою в деяких застосуваннях, але і суттєво погіршує динаміку перехідних процесів, що є суттєвим недоліком, наприклад, для гібридної енергосистеми автомобіля, де важлива швидка динаміка зміни напрямку струму.

Величина індуктивності може бути значно зменшена, коли схема працює в режимі переривчастої провідності, і це призводить до швидшого відгуку. Робота в режимі переривчастої провідності також забезпечує зменшення втрати при комутації перемикачів за рахунок зворотного відновлення в діоді. Оскільки внутрішні діоди вимикаються при нульовій нарузі, втрати зворотного відновлення зменшуються.

Як приклад, на Рис.1.8б наведено результати одного з варіантів розрахунків струму дроселя $I_L(t)$ під час роботи двонаправленого напівмостового перетворювача роботу якого було змодельовано Рис.1.8а, для інтервалу часу від

включення понижуючого перетворювача до моменту часу 0.0004s , коли перетворювач перейшов в режим передачі енергії від батареї U_L до джерела U_H , при значеннях індуктивності дроселя $L=200\text{ мкГн}$ та частоти ШІМ 30 кГц . Як слідує з Рис.1.8а, струм $I_1(t)$ спочатку повинен впасти до нуля, а потім тільки почнеться передача енергії до джерела високої напруги U_H . Час Δt зменшення струму до нуля, залежить тільки від значень індуктивності дроселя та напруги батареї. При цьому цей час визначається всього лише зазначеними вище параметрами, згідно з наведеною на Рис.1.8а схемою, і ідентично як для переходу від режиму підвищуючого перетворювача в режим понижуючого і навпаки.

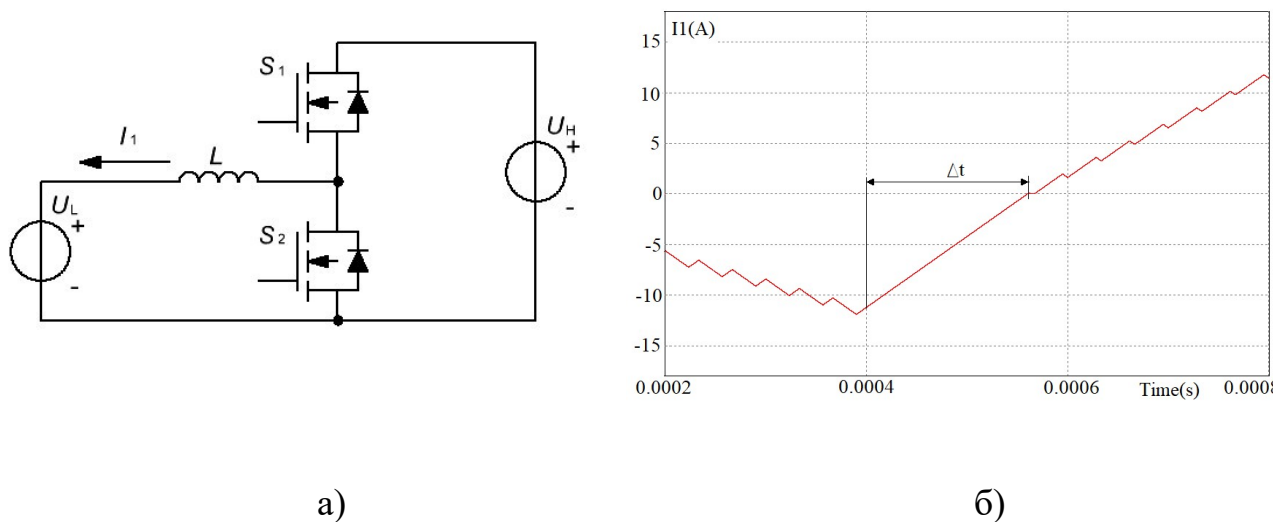


Рис. 1.8 Результат розрахунку струму через дросель L в напівмостовому двонаправленому перетворювачі: схема що моделюється (а); графік струму через дросель L (б)

Також необхідно звернути увагу, що через наявність акумуляторів, більшість систем накопичення та розподілу електричної потужності працюють на різних рівнях напруги, а топологія зазначена на Рис.1.7 працює ефективно якщо між сторонами перетворювача рівень напруги незначний, до 1:2. Але за рахунок простоти топології та алгоритмів керування, це рішення знаходить використання в системах BESS для балансування потоків потужності між шинами з незначним рівням напруги.

Двонаправлений інвертуючий понижувально-підвищувальний перетворювач (buck-boost), топологія має вольтореверсивну топологію Рис. 1.9, у деяких джерелах ця топологія зазначається як неізолюваний зворотньоходовий двонаправлений перетворювач, здатний як знижувати, так і підвищувати напругу на виході відносно вхідної, таким чином зазначена топологія відрізняється симетричністю від топології Рис. 1.7. Також схема інверсує знак напруги виходу до входу формула (1.1).

$$V_{out} = -V_{in} * \frac{D}{D - 1}, \quad (1.1)$$

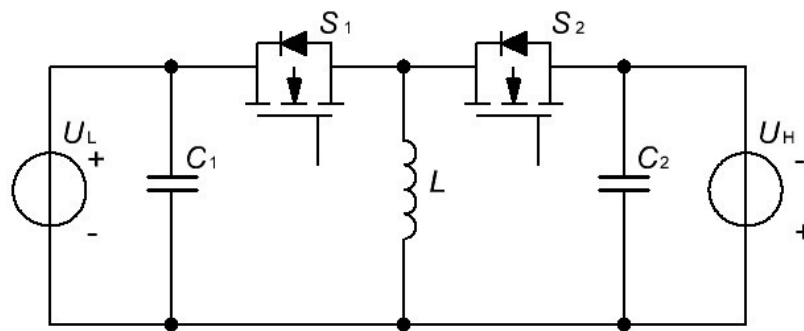


Рис. 1.9 Топологія двонаправленого неізолюваного інвертуючого понижувально-підвищувальний перетворювач

Схема двонаправленого перетворювача містить два керовані ключі S_1 та S_2 , індуктивність L , яка є спільною для обох напрямків передачі енергії, та два фільтрувальні конденсатори C_1 і C_2 , що стабілізують напругу відповідно на вході та виході, відіграють роль локальних енергетичних буферів для кожної шини. Така топологія забезпечує можливість передачі енергії в обох напрямках — від джерела до навантаження або у зворотному напрямку, наприклад, для рекуперації. Така структура дозволяє реалізувати обмін енергією через дросель незалежно від поточних рівнів напруги на обох шинах. У режимі прямої передачі енергії від джерела з напругою U_L до навантаження з напругою U_H , перетворювач працює у два чергуванні такти. У першому такті відкривається ключ S_1 , і струм протікає від джерела через індуктивність до землі, накопичуючи енергію в магнітному полі L . У другому такті S_1 закривається, відкривається ключ S_2 , і накопичена енергія

індуктивності передається через S_2 на вихід у сторону U_H , заряджаючи конденсатор C_2 та живлячи навантаження. У режимі зворотного потоку енергії (від навантаження до джерела), послідовність дій дзеркально відображає попередню. Спочатку відкривається ключ S_2 , індуктивність накопичує енергію за рахунок струму з боку U_H . Далі, при відкритті ключа S_1 , накопичена енергія передається через L у сторону джерела U_L , забезпечуючи рекуперацію енергії або зворотне живлення. Керування ключами здійснюється за допомогою широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), із обов'язковим дотриманням «мертвого часу» між переключенням, що запобігає одночасному ввімкненню S_1 і S_2 . Залежно від співвідношення між вхідною і вихідною напругою, перетворювач працює в режимі пониження або підвищення, з можливістю плавного переходу між ними. Завдяки простій структурі, високій ефективності та здатності працювати в обох напрямках, дана топологія знаходить широке застосування в системах керування акумуляторними батареями, пристроях зберігання енергії, електротранспорті та джерелах живлення з двостороннім обміном енергії.

Але при певних перевагах топологія має і недоліки висока пульсація – спричинена принципом передачі енергії через дросель L , як і в топології Рис. 1.7. Цей недолік створює проблеми при використанні даної топології особливо в електромобілях та BESS так як ці застосування потребують струмів з малими пульсаціями [41]. Тому важливо використовувати дану топологію в режимі провідності постійного струму (Continuous Conduction Mode) на дроселі, щоб струм, не падав до нуля, але в будь-якому випадку на навантаженні зберігається режим переривчастої провідності (Discontinuous Conduction Mode). Значення пульсації вихідної напруги в ідеальному режимі визначається формулою (1.2).

$$\Delta I_{\text{out}} = \frac{D * V_{\text{in}}}{L * f_s}, \quad (1.2)$$

де D – коефіцієнт заповнення, час відкритого стану ключа під час передачі енергії, V_{in} – вхідна напруга, L – значення індуктивності дроселя, f_s – частота роботи транзисторів.

Також для багатьох застосувань не підходить інверсивність – різниця напруги за знаком на вході і виході перетворювача.

При додаванні до топології Рис. 1.9 двох ключів вирішується проблема інверсивності та перетворювач працює в чотироквadrантному режимі – може підвищувати та понижувати напругу в обох напрямках. Така топологія відноситься до каскадних перетворювачів. Двонаправлений не ізольований каскадний перетворювач зображений на Рис.1.10.

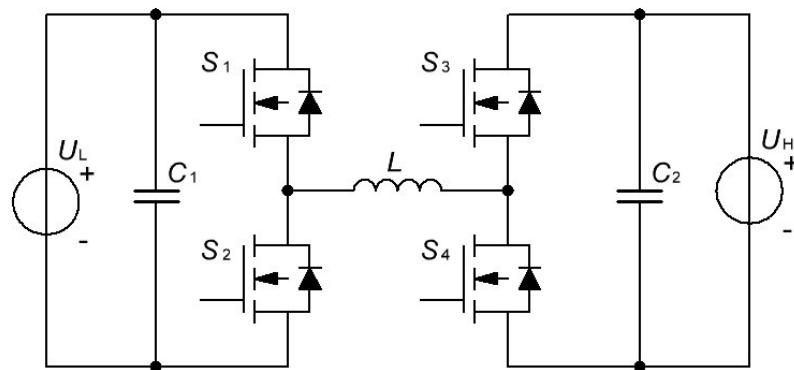


Рис. 1.10 Топологія двонаправленого не ізольованого каскадного перетворювача

Під час передачі енергії зі сторони U_L до U_H працюють ключі S_1 та S_4 , в зворотному напрямку – ключі S_2 , S_3 . Ця топологія вважається одною з самих гнучких в використанні, і на відміну від топології Рис.1.9, встановлена потужність на ключах в 1.5-2 рази менша, але ключів в два рази більше – 4.

SEPIC та Zeta двонаправлений перетворювач, топологія зображена на Рис.1.11. Даний перетворювач поєднує SEPIC-режим (у прямому напрямку) та Zeta-режим (у зворотному), що дозволяє стабільну та симетричну передачу енергії з можливістю як підвищення, так і зниження напруги у будь-якому з напрямків.

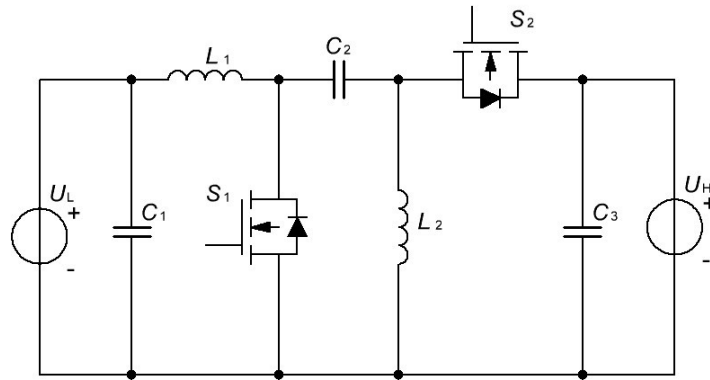


Рис. 1.11 SEPIC Zeta двонаправлений не ізольований перетворювач

Наведена топологія забезпечує можливість керованого обміну енергією між двома джерелами постійної напруги U_L та U_H у будь-якому напрямку, із можливістю як підвищення, так і зниження рівня напруги в обох режимах. До складу перетворювача входять два індуктивні елементи L_1 , L_2 , зв'язуючий конденсатор C_2 , фільтрувальні конденсатори C_1 , C_3 , а також два активних ключі — S_1 та S_2 , що відповідають за комутацію енергетичних потоків у прямому та зворотному напрямках відповідно. У прямому режимі передача енергії від U_L до U_H активується ключ S_1 , при цьому S_2 знаходиться у вимкненому стані. Енергія з джерела U_L передається через дросель L_1 , накопичуючись у його магнітному полі під час включення ключа. Частина енергії при цьому заряджає зв'язуючий конденсатор C_2 . Після виключення ключа S_1 , накопичена енергія з дроселя та C_2 передається до дроселя L_2 і далі — на вихід U_H через фільтрувальний конденсатор C_3 . Таким чином реалізується принцип роботи класичної SEPIC-топології. У зворотному режимі енергетичний потік від U_H до U_L , активується ключ S_2 , тоді як S_1 залишається вимкненим. У цьому випадку струм протікає з джерела U_H через дросель L_2 , далі заряджає конденсатор C_2 , який тепер виконує роль зв'язуючого буфера у зворотному напрямку. Після цього енергія через дросель L_1 передається на сторону U_L , забезпечуючи стабілізовану зворотну передачу. Такий режим відповідає принципу роботи Zeta-конвертора.

Обидва ключі працюють у режимі широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), що дозволяє плавне регулювання переданої потужності та динамічне переключення

між режимами. Завдяки наявності окремих дроселів та зв'язуючого конденсатора, в обох напрямках забезпечується плавна зміна струму, що суттєво зменшує електромагнітні завади та втрати на перемикання. Топологія є симетричною щодо напрямку потоку енергії, забезпечуючи однакові динамічні властивості як у режимі заряджання, так і розряджання. Незважаючи на більшу кількість компонентів, топологія забезпечує можливість істотного зниження пульсацій струму завдяки використанню дроселів з обох боків, що дозволяє реалізувати режим безперервної провідності струму.

Напівмостовий з чередуванням фаз (interleaved back-boost) двонаправлений перетворювач – топологія, зображена на Рис.1.12 дає змогу значно знизити пульсації струму як на вхідній, так і на вихідній стороні, а також покращити загальну ефективність енергетичної передачі за рахунок рівномірного розподілу навантаження між двома індуктивними каналами за рахунок розчеплення фази на n кількість з сувом фаз на $360^0/n$ градусів, в порівнянні з топологіями мостовими однофазними (без розчеплення) зазначених Рис. 1.7.

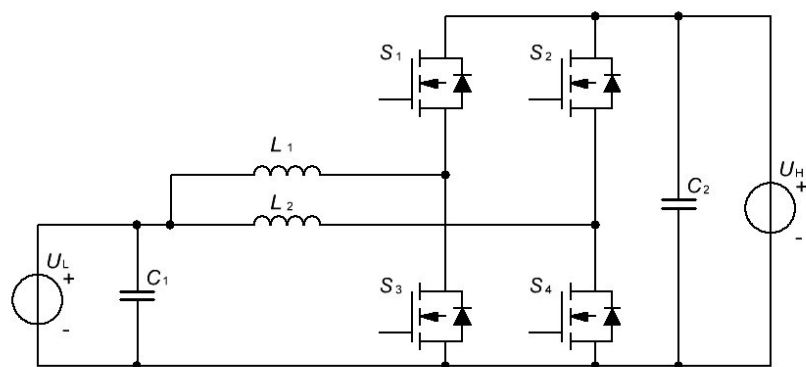


Рис. 1.12 Напівмостовий з чередуванням фаз двонаправлений не ізолюваний перетворювач

У представленій топології енергія передається між низьковольтною шиною U_L та високовольтною U_H через два індуктивні елементи L_1 і L_2 , які працюють у зміщенні фази. Це дозволяє зменшити загальні пульсації струму та покращити динаміку перетворення. У режимі підвищення напруги (Buck-Boost), дроселі накопичують енергію під час ввімкнення відповідних пар ключів наприклад, S_3 – S_4 ,

а потім, при їх вимкненні та увімкненні S_1 – S_2 , енергія передається до високовольтної шини через конденсатор C_2 . У зворотному режимі розряд з високої до низької напруги, напрямок комутації змінюється: мостова структура комутує S_1 – S_2 для накопичення енергії у дроселях, а потім S_3 – S_4 для розрядки в шину U_L . Режим керування ґрунтується на ШІМ, а зміщення дозволяє працювати з меншими дроселями без втрати ефективності. В результаті досягається висока щільність потужності при зниженні пульсацій і теплових втрат.

Особливістю даної архітектури є можливість масштабування потужності — додавання нових фаз дозволяє пропорційно зменшити струмові навантаження на кожен окрему фазу, збільшити загальну пропускну здатність системи, а також покращити тепловий розподіл між силовими компонентами. Таким чином в топологіях з чередуванням фаз може бути більше кількість фаз ніж 2, 4, 6, 8, але збільшення фаз призводить до збільшення кількості компонентів, та масогабаритних показників, тому потрібно зберігати баланс.

Крім того, дана топологія відзначається високою динамікою регулювання напруги та струму, що робить її придатною для роботи в умовах змінного навантаження та регенеративного гальмування.

Індуктивності кожної фази можуть бути як незалежними, так і магнітно пов'язаними, що додатково покращує співвідношення між динамікою та ефективністю системи за рахунок перенесення енергії через спільний магнітний потік. Роботи по покращенню даної топології наведено [42].

Двонаправлений перетворювач з топологію Чука (Ćuk)-перетворювач постійної напруги, названа на честь автора Слободана Чука, наведений на Рис.1.13. Перетворювач має невеликі пульсації вхідного та вихідного струму в порівнянні з іншими топологіями, та представляє собою послідовно з'єднаний через конденсатор C_2 підвищувальний та понижувальний перетворювач, та не залежить ефективність перетворення від сторони прикладання більшого рівня напруги.

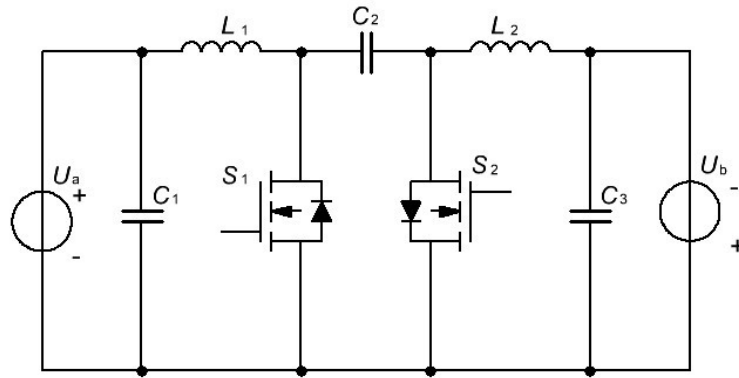


Рис. 1.13 Двонаправлений не ізолюваний перетворювач з топологією Чука

Цей перетворювач реалізує симетричну двонаправлену конфігурацію, що дозволяє здійснювати як заряджання, так і розряджання енергетичного накопичувача, підтримуючи високий ступінь стабілізації вихідної напруги та низький рівень пульсацій струму. Структурно схема містить два комутаційні ключі S_1 і S_2 , два індуктивні елементи L_1 та L_2 , зв'язуючий конденсатор C_2 , а також фільтрувальні конденсатори C_1 та C_3 , які забезпечують згладжування вхідної та вихідної напруги відповідно. У прямому режимі передачі енергії від U_a до U_b активується ключ S_1 , тоді як S_2 залишається вимкненим. Під час провідного стану S_1 дросель L_1 накопичує енергію від джерела U_a , а зв'язуючий конденсатор C_2 заряджається. Після вимкнення S_1 , накопичена енергія передається через C_2 до дроселя L_2 , звідки надходить до навантаження через фільтрувальний конденсатор C_3 . У зворотному режимі роботи від U_b до U_a вмикається ключ S_2 , а S_1 залишається закритим. Струм протікає з боку U_b через дросель L_2 , заряджаючи конденсатор C_2 . Після цього, у фазі вимкнення S_2 , енергія передається від C_2 через L_1 до джерела U_a .

Завдяки наявності окремих індуктивностей для кожного напрямку, перетворювач забезпечує безперервність струму на обох виходах, що є важливою перевагою при живленні чутливих електронних пристроїв або заряджанні акумуляторних систем. Зв'язуючий конденсатор C_2 виконує функцію енергетичного буфера, забезпечуючи тимчасове накопичення та передачу енергії

між фазами комутації ключів. Керування здійснюється шляхом ШІМ, при цьому чергування фаз включення S_1 та S_2 виключає одночасну провідність обох ключів, що унеможливорює коротке замикання через шину живлення. Для зменшення пульсацій вхідного та вихідного струмів індуктивності L_1 та L_2 можуть бути магнітозчеплені. Залежно від співвідношення напруги U_a та U_b , перетворювач може працювати як у режимі зниження, так і у режимі підвищення напруги в обох напрямках енергетичного потоку.

Розглянувши вище не ізолювані двонаправлені топології була складена порівняльна таблиця Таб.1.2., з визначенням кількості ключів, дроселів, конденсаторів, та співвідношення вхідної-вихідної напруги в залежності від коефіцієнту заповнення керуючого сигналу D .

Таблиця.1.2

Порівняльні характеристики неізолюваних двонаправлених перетворювачів постійного струму

Топологія двонаправлених не ізолюваних перетворювачів	К-сть ключів	К-сть дроселів	К-сть конденсаторів	Перетворення напруги V_H/V_L
Напівмостовий понижувально, підвищувальний	2	1	2	$\frac{1}{D-1}$
Інвертуючий понижувально-підвищувальний	2	1	2	$\frac{-1}{D-1}$
Каскадна	4	1	2	$\frac{1}{D-1}$
SEPIC та Zeta	2	2	3	$\frac{D}{D-1}$
Напівмостовий з чередуванням фаз	4	2	2	$\frac{1}{1-D}$
Перетворювач Чука	2	2	3	$\frac{-D}{1-D}$

Топології мають власні властивості, так топології Рис.1.9 та Рис.1.13 мають властивості інвертувати вхідний відносно вихідного сигналу, топології Рис.1.7, Рис.1.11 асиметрична, що вимагає з однієї з сторін рівень напруги вище за іншу сторону, також топологія Рис.1.11 не забезпечує безперервність струму зі сторони акумуляторної батареї в навантаження [43]. Розглянувши топології можна зробити висновок що типова структура неізовованого двонаправленого перетворювача постійного струму полягає в об'єднанні понижуючого перетворювача і підвищуючого перетворювача в напівмостову [43-45] конфігурацію.

Слід зазначити декілька недоліків напівмостових топологій при використанні в якості двонаправленого перетворювача. По-перше - це надмірні втрати енергії в процесі зворотного відновлення діода, або при аварійному відкритті обох ключів, що може привести до аварії пристрою. Традиційне вирішення цієї проблеми складається в додаванні паузи в інтервал перемикання. Проте, такий крок може приводити до втрат тривалості робочого циклу, а також обмежує частоту перемикання. По-друге, спільне використання індуктивності, яка використовується для згладжування пульсацій струму, призводить до погіршення динаміки перехідних процесів при зміні напрямку протікання електроенергії, що є суттєвим недоліком для гібридної системи електроживлення [44]. Це пов'язано із зменшенням частки збереженої енергії, наприклад, при переході в режим рекуперативного гальмування в системах живлення електротранспортних засобів.

1.4 Огляд топологій ізовованих двонаправлених перетворювачів DC-DC.

Ізововані двонаправлені перетворювачі DC-DC дають гарну можливість вирішувати задачі де є потреба в великій зміні рівня напруги між джерелом живлення та навантаженням, та дають можливість ізовувати вхідну та вихідну частину, забезпечуючи навантаження захистом від несправностей та електромагнітних завад з вхідної сторони. Складність ізовованих двонаправлених

перетворювачів пов'язана з тим фактом, що ланка змінного струму має бути присутня в їх структурі, щоб забезпечити передачу потужності через магнітоізолююче середовище, тобто трансформатор. Таким чином принцип топології таких перетворювачів базується на перетворенні вхідного постійного струму на змінний, передачі через трансформатор, а потім випрямлення. Майже всі топології ізольованих двонаправлених перетворювачів DC-DC при зміні керування можуть використовуватися як ланка перетворення постійного в змінний струм в DC-AC для вирішення задач двонаправлених перетворень. Були розглянуті декілька широковідомих топологій.

Зворотньоходовий ізольований двонаправлений DC-DC перетворювач, топологія зображена на Рис.1.14. Одна із найпростіших ізольованих топологій, яка працює на принципі накопичення енергії в магнітному полі трансформатора під час провідного стану ключа і передачі її в навантаження під час його виключення. Перетворювач базується на трансформаторі з повітряним зазором, для уникнення магнітного насичення, який фактично працює як з'єднання двох дроселів. У класичному (однонаправленому) режимі він накопичує енергію у магнітному полі трансформатора під час провідного стану ключа і передає її до навантаження під час його вимкнення. У двонаправленому режимі і на первинній, і на вторинній стороні встановлюються активні ключі, які дозволяють як заряджати, так і розряджати систему зберігання енергії (акумулятор).

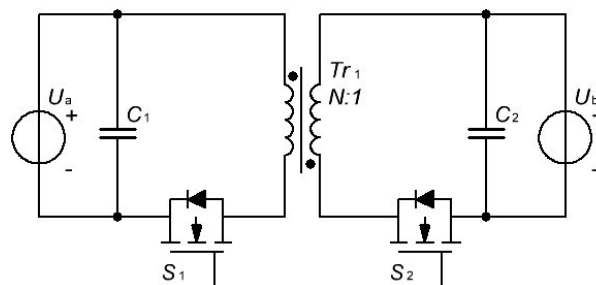


Рис. 1.14 Зворотньоходовий ізольований двонаправлений DC-DC перетворювач

Ключова перевага цієї топології становлять в простоті, та мінімальній кількості ключів [46], але при цьому основний недолік в високих пульсаціях струму

в ключах в момент комутації, деякі роботи присвячені подоланню цих недоліків. Наприклад, запропоновано використання додаткового трансформатора для зменшення силових навантажень на ключі за рахунок рециркуляції енергії витоку [47].

Push-Pull ізольований двонаправлений DC-DC перетворювач, топологія зображена на Рис.1.15.

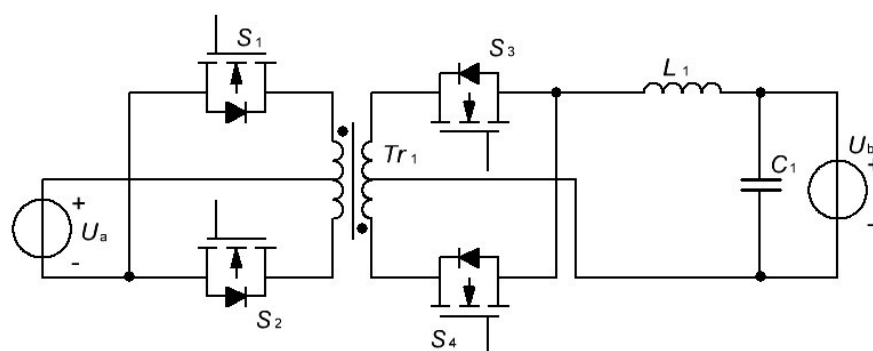


Рис. 1.15 Push-Pull ізольований двонаправлений DC-DC перетворювач

Топологія Push-Pull складається з двох перемикаючих ключів, які по черзі комутують живлення на центрально-виведену первинну обмотку трансформатора. Такий режим створює симетричну напругу на трансформаторі, що генерує змінну магнітну напругу, яка потім випрямлюється на вторинній стороні. У двонаправленій топології обидві сторони мають два активних ключа, ключі на вихідній стороні працюють в режимі синхронного випрямляча. Невелика кількість ключів та легкість топології, а також семирічна робота трансформатора, що приводить до зменшення його розмірів дозволяє використовувати таку топологію в задачах більшої потужності ніж топології прямоходового та зворотньоходовий перетворювача [48].

Ключовою особливістю цієї топології є безперервний характер струму в обидвох напрямках — як у режимі зарядки, так і в режимі розрядки. Це забезпечується наявністю паралельного конденсатора, розташованого між сторонами джерела та навантаження, а також синхронною роботою пари ключів, підключених симетрично до первинної обмотки трансформатора. Завдяки цій симетрії, струм

протікає в бік виходу як під час ввімкнення, так і під час вимкнення кожного з ключів, що значно знижує рівень електромагнітних завад (ЕМІ) на вхідній лінії.

Мостовий (bridge) ізольований двонаправлений DC-DC перетворювач, одна з найпоширеніших топологій Рис.1.16. На рисунку представлено базову структуру яка складається з двох мостових перетворювачів поєднаних через високочастотний трансформатор. В залежності від необхідного напрямку передачі енергії, кожна сторона може працювати як інвертор або синхронний випрямляч. Індуктивність в ланцюгу передачі енергії – зменшує пульсацію струму, дозволяє реалізувати ZVS/ZCS, фільтруючий конденсатор згладжує напругу на вході/виході. Енергія передається за рахунок фазового зсуву між сигналами керування мостів.

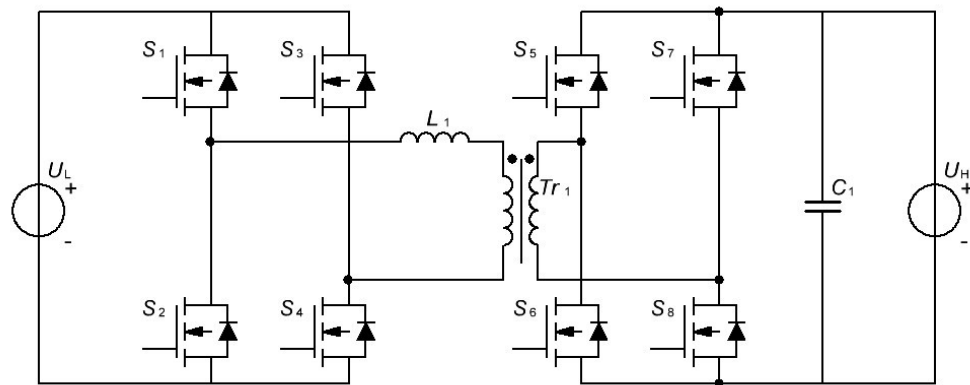


Рис. 1.16 Мостовий ізольований двонаправлений DC-DC перетворювач

Топологія має переваги як висока щільність потужності, проста реалізація двосторонньої передачі енергії. Подібні структури знайшли використання в високопотужних застосуваннях з великим коефіцієнтом перетворення [49-51].

1.5 Огляд топологій двонаправлених перетворювачів DC-AC.

Двонаправлені перетворювачі DC-AC — це силові електронні пристрої, що забезпечує перетворення постійної напруги у змінну з можливістю реверсивного енергетичного потоку, тобто передачі енергії як від джерела постійного струму до

мережі змінного струму, так і в зворотному напрямку. Такий тип перетворювача об'єднує функції інвертора та випрямляча з активним керуванням у обох режимах.

Як було показано на Рис.1.6, двонаправлені DC-AC перетворювачі можуть бути реалізовані за одноступеневою (sing-stage) або двоступеневою схемою (two-stage) перетворення. У деяких дослідженнях автори додатково класифікують DC-AC двонаправлені перетворювачі на ізолювані та неізолювані [52], за аналогією до DC-DC перетворювачів. Однак у цій роботі автор не застосовує таку класифікацію, враховуючи, що для DC-DC перетворювачів наявність трансформатора передбачає обов'язкову проміжну ланку змінного струму, тоді як у DC-AC перетворювачах ланка змінного струму є присутньою за визначенням, незалежно від наявності гальванічної розв'язки у вигляді трансформатора.

Одноступеневі перетворювачі виконують перетворення енергії від постійної напруги до змінної та навпаки в єдиному каскаді без додаткових проміжних перетворень напруги. Завдяки тільки одній стадії перетворення можна зменшити кількість напівпровідникових перемикачів, потенційно підвищити ефективність, зменшити габарити, вагу і вартість перетворювача. Двонаправлені ізолювані одноступінчасті перетворювачі використовуються не так часто, як двоступінчасті або багатоступінчасті топології через складні оптимізаційні процеси та алгоритми керування для підтримки необхідної якості електроенергії [53]. Основною перевагою є зменшена кількість напівпровідників та об'єму магнітних компонентів. Деякі топології демонструють високу ефективність, є багато можливостей підвищення ККД, включаючи можливість використання нових напівпровідникових технологій SiC, GaN. Також, важним викликом постає підвищення коефіцієнту потужності та утримання коефіцієнту гармонічних спотворень в межах визначених норм.

У двоступневих топологіях перетворення DC-AC відбувається через проміжну ланку з регульованою напругою постійного струму. Зазвичай спочатку виконується DC-DC перетворення з формуванням проміжної DC-шини та використовуються двонаправлені топології DC-DC, а потім DC-AC перетворення

через інвертор, який може виконувати функцію коректора коефіцієнта потужності (PFC). В електричних мережах регулярно фіксуються спотворення напруги: стрибки, шуми, провали та імпульсні перенапруги. Ці збурення часто генеруються самими перетворювачами, підключеними до мережі. Тому використання режиму PFC у перетворювачах, що працюють у складі мережі, а також зменшення гармонічних спотворень на вході та виході стають дедалі важливішими властивостями систем накопичення електроенергії постійного і змінного струму, з метою запобігання та компенсації внесених і створених спотворень, реалізувати режим PFC можливо тільки в перетворювачах з багатоступеневим перетворенням.

Двоступеневі перетворювачі мають ряд переваг:

1. Зменшена напруга на елементах комутації.
2. Зменшення витрат при низькій частоті комутації.
3. Зменшення гармонік в вхідній мережі змінного струму.
4. Можливість регулювання напруги постійного струму без пульсацій при динамічній зміні навантаження.

Для реалізації двонаправлених інверторів запропоновано широкий спектр схемних рішень із різними топологічними особливостями [54-56]. Для однофазного двонаправленого перетворювача невеликої потужності, широкого розповсюдження отримала топологія Рис.1.17, основана на зворотньоходовій топології, яка проста в своїй реалізації. Схема заснована на інтеграції двох зворотньоходових перетворювачах, що забезпечує двонаправлене перетворення енергії. Кожний зворотньоходовий перетворювач має різну полярність, що дозволяє енергії протікати в обох напрямках. В режимі роботи на акумулятор ККД склало 86%, в режимі роботи на мережу – 88,9 % [57].

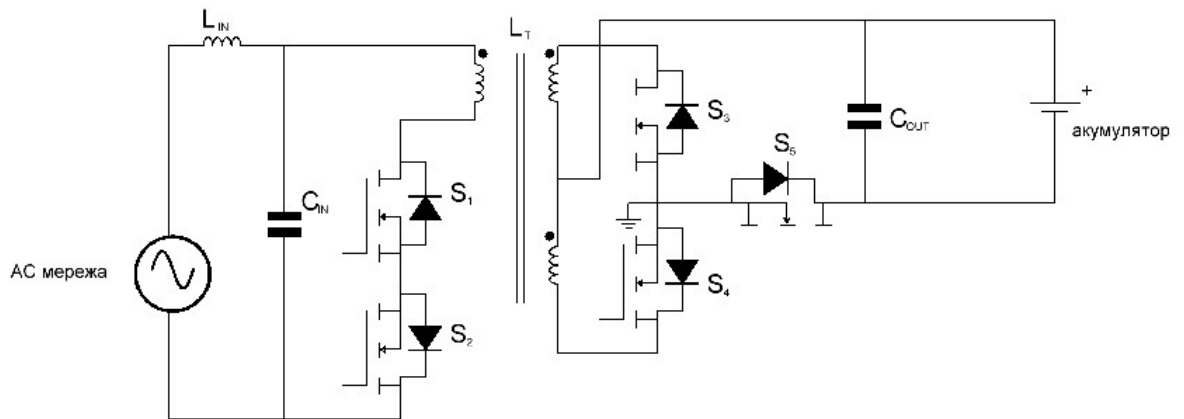


Рис. 1.17 Двонаправлений DC-AC зворотньоходовий перетворювач

В роботі [58], автором, були проведені дослідження роботи зворотньоходового інвертора з розімкненим та замкненим зворотнім зв'язком. Та зроблений висновок, що при незмінній напрузі живлення інвертора та величинні опору навантаження, якість вихідної напруги інвертора, який працює з замкненим зворотнім зв'язком, не залежить від коефіцієнта підсилення в контурі регулювання. Якість вихідної напруги при сталій роботі інвертора, в більшості випадків, визначається відносною частотою переривання та глибиною модуляції.

Для потужних застосувань була розглянута мостова одноступеневу двонаправлену топологію яка складається з чотирьох комутуючих елементів Рис. 1.18, які попарно утворюють два напівмостові перетворювачі. Перетворювач працює як випрямляч, коли енергія передається від мережі змінного струму до джерела постійного струму. У протилежному випадку, перетворювач працює як інвертор, коли енергія передається від джерела постійного струму в мережу змінного струму. Він також може підтримувати потік реактивної енергії.

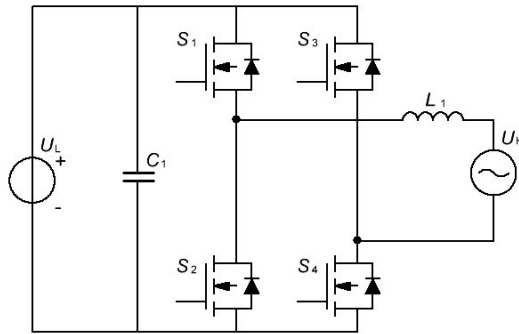


Рис. 1.18 Двонаправлений DC-AC мостовий перетворювач

Напівмости з вихідними фільтрами Рис.1.18– це широко відома топологія яка використовується в потужних високочастотних імпульсних перетворювачах.

Топологія містить чотири керовані напівпровідникові ключі S_1 – S_4 , які утворюють два плеча мосту. Джерело постійного струму U_L підключене до діагоналі мосту через накопичувальний конденсатор C_1 , що забезпечує фільтрацію пульсацій та стабілізацію напруги. Навантаження, представлене у вигляді індуктивності L_1 та змінної напруги U_H , підключено між середніми точками обох плечей.

Такий перетворювач здатен функціонувати як в режимі інвертування DC→AC, так і в режимі випрямлення AC→DC, що забезпечує повноцінний двонаправлений обмін енергією між постійним і змінним джерелами. При класичних підходах в режимі інвертування реалізується ШІМ з формуванням змінного струму синусоїдальної форми, узгодженого з мережею або навантаженням. У режимі випрямлення перетворювач здатен заряджати накопичувач енергії, забезпечуючи контроль за напрямком потоку енергії та коефіцієнтом потужності.

Перевагами даної топології є висока ефективність, здатність до роботи в обох напрямках енергетичного потоку, гнучкість в керуванні активною та реактивною потужністю, а також придатність до інтеграції в сучасні енергетичні системи з відновлюваними джерелами енергії.

У повномостових перетворювачах циркулюючі струми, що виникають внаслідок асиметрії керування ключами або паразитних параметрів силових ланцюгів, можуть істотно впливати на ефективність роботи пристрою. Їх наявність зумовлює додаткові комутаційні втрати, зростання температури ключів та погіршення якості вихідної напруги. Одна з стратегій – ретельне узгодження пауз в перемиканнях транзисторів (dead time), між вимкненням транзистора і включенням протилежного транзистора. Пауза має бути досить великою, щоб гарантувати, що ніколи не буде перекриття провідності обох ключів. Під час паузи вихідна напруга залежить від струму навантаження та пульсацій струму в дроселі фільтра, що призводить до додаткових гармонічних спотворень у вихідній напрузі та струмі [59]. На Рис.1.19 наведено залежність максимальної можливої паузи від частоти ШІМ при умові, що спотворення не перевищать 5%, для розрахунку використовувався вираз (1.3) наведений в роботі [59].

$$D = 20 \log \left(\frac{2\Delta}{T} \right), \quad (1.3)$$

де D – рівень спотворень в Дб, Δ – час паузи в перемиканнях транзисторів, T – період ШІМ сигналу.

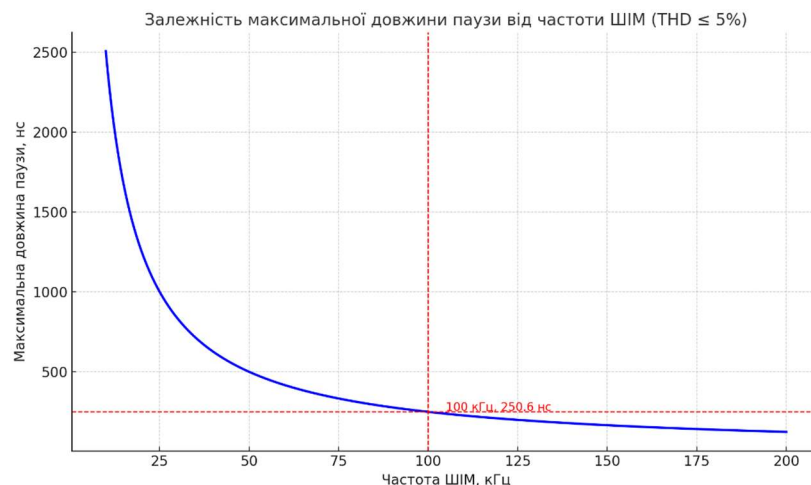


Рис. 1.19 Залежність максимально допустимої паузи для дотримання умов збереження коефіцієнта спотворення вихідної напруги менше 5% від частоти роботи ШІМ

Як видно з Рис.1.19 при частоті роботи 100кГц максимальна пауза повинна бути не більше 250.6 нс, теоретично досягти такої роботи можна за допомогою сучасних транзисторів, які мають малий час зворотного відновлення внутрішнього діоду транзистора але дуже складно підтримувати задану паузу з збільшенням температури, та за умов паразитних параметрів, що виникають при проектуванні плати, та використанні реальних компонентів. Існують роботи [60-63] в яких для усунення негативних ефектів довгих пауз описуються методи подолання за рахунок додаткових стратегій керування, але вони вимагають додаткових компонентів або обчислювальні потужності, веде до здороження, та збільшення часу розробки перетворювача.

Також під час рекуперативної роботи або зміни напрямку струму можуть виникати надмірні енергетичні втрати внаслідок зворотного відновлення внутрішніх діодів силових транзисторів Рис.1.18. Ці втрати пов'язані з наскрізними струмами, що виникають при накладенні провідного стану діода на відкриття сусіднього ключа, і можуть призводити до локального перегріву та потенційного аварійного пошкодження елементів перетворювача. Сучасні технології виготовлення напівпровідникових приладів дозволяють створювати високовольтні транзистори з досить хорошими статичними та динамічними характеристиками, проте внутрішній діод, на жаль, має гірші динамічні та статичні характеристики ніж окремих дискретний діод [64], хоча ця проблема описана і є багато стратегій вирішення її але це потребує додаткових компонентів або ускладнення систем керування [65,66].

Проведений аналіз існуючих двонаправлених перетворювачів для систем накопичення енергії підтверджує необхідність підвищення ефективності перетворення енергії та поліпшення якості вихідної напруги таких пристроїв. Саме цьому і присвячені подальші дослідження в роботі.

1.6 Висновки до розділу 1.

1. Для покращення якості напруги в розподільчих мережах, підвищення можливостей резервного електроживлення, збільшення частки відновлюваних джерел енергії та, як наслідок, зменшення інфраструктурних витрат доцільним є впровадження акумуляторних систем накопичення електроенергії. Вони вирішують ключову задачу: забезпечення одночасної генерації та споживання електроенергії.

2. У системах накопичення енергії широко застосовуються напівпровідникові системи перетворення напрямку потоку електроенергії – двонаправлені перетворювачі, з використанням різноманітних схемотехнічних та структурних рішень. При проектуванні двонаправленого перетворювача, основна задача зменшити втрати енергії при перетворенні, підвищити якість вхідної та вихідної напруги, забезпечити швидкість у зміні напрямку потоку енергії, при цьому оптимізувати розміри під обмеження в застосуванні.

3. З метою зменшення втрат у транзисторах високочастотних перетворювачів традиційно використовується формування траєкторії перемикачів із введенням паузи між перемикачними. Це рішення дозволяє знижувати струмові навантаження та забезпечувати безпечно відновлення стаціонарного стану напівпровідникових ключів, однак водночас обмежує частоту перемикачів, ускладнює оптимізацію габаритів перетворювачів та звужує діапазон регулювання. Таким чином необхідний пошук рішень, що функціонально не обмежені по частоті перемикачів завдяки відсутності наскрізних струмів, що дозволяє забезпечити ширший діапазон регулювання струму чи напруги без необхідності введення паузи між перемикачними. Це, своєю чергою, сприяє зниженню енергетичних втрат та підвищенню швидкодії при зміні напрямку потоку енергії.

Посилання [1-66] див. список використаних джерел стор. 129-137.

РОЗДІЛ 2

АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ В ДВОНАПРАВЛЕНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ З НЕСИМЕТРИЧНИМ ІНВЕРТОРОМ

2.1 Аналіз динамічних характеристик двонаправлених DC-DC перетворювачів з несиметричним інвертором з магнітопов'язаним дроселем.

Як було показано в розділі 1, двонаправлені перетворювачі постійної напруги DC-DC є одними із ключових елементів у системах збереження електроенергії. Вони забезпечують гнучкість керування потоком енергії між пристроєм збереження енергії – акумуляторною батареєю та іншими вузлами системи.

Одними з основних викликів, які ставляться при розробці двонаправлених перетворювачів DC-DC це зменшення циркуляційних струмів, збільшення динаміки – швидкості зміни напрямку потоку енергії, та поліпшення вихідних характеристик, наприклад, зменшення пульсацій струму.

Як альтернативу традиційній топології двонаправленого неізолюваного DC-DC перетворювача були представлені нові перетворювачі на основі асиметричного інвертора з магнітозв'язаним дроселем [44,67-69], Рис.2.1.

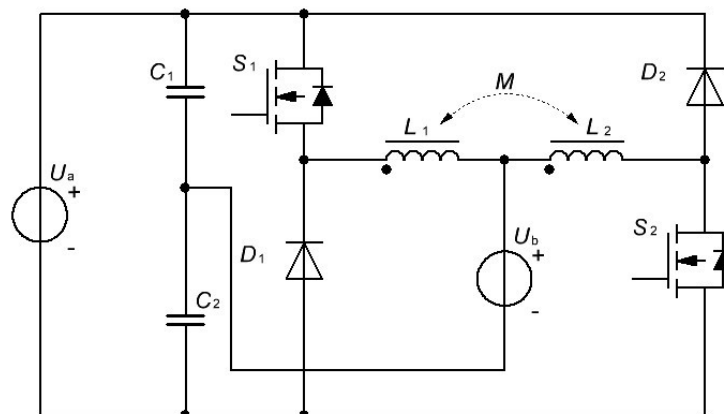


Рис. 2.1 Схема двонаправленого неізолюваного перетворювача з топологією асиметричного інвертора з магнітозв'язаним дроселем

Ця топологія знайшла застосування в різних додатках через відсутність проблем при короткому замиканні та низькі втрати при зворотному відновленні діодів. Ця унікальна особливість можлива завдяки наявності магнітозв'язаного дроселя та структури асиметричного інвертора (the dual buck inverter, the split phase PWM inverter). Даний перетворювач проявляє дві певні переваги: по-перше, усуваються наскрізні струми тому, що ніякі активні силові ключі не підключені послідовно в кожному фазному плечі; по-друге, розсіювання енергії в процесі зворотного відновлення силового ключа значно скорочується, оскільки можна використовувати дискретні діоди, які мають набагато кращі динамічні властивості, ніж внутрішній діод силових ключів [64].

Для подальшого розрахунку та дослідження було використано пакет схемотехнічного моделювання Psim та розроблену імітаційну модель Рис.2.2.

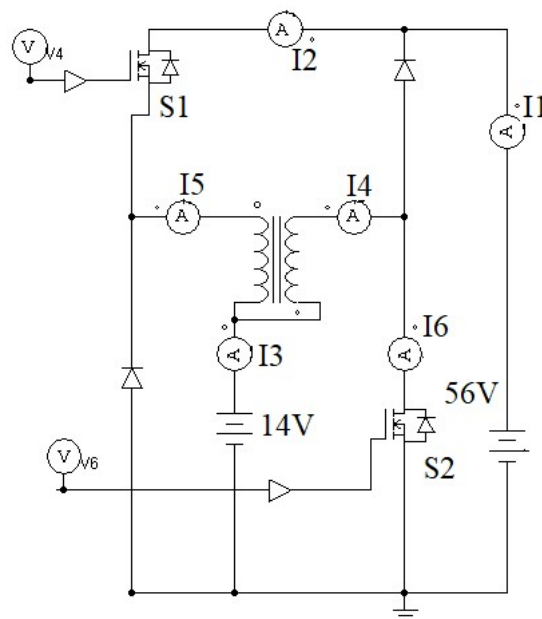


Рис. 2.2 Імітаційна модель двонаправленого неізолюваного перетворювача з топологією асиметричного інвертора з магнітозв'язаним дроселем

При моделюванні використовувалась система керування силовими перемикачами S_1 та S_2 , яка побудована на основі пропорційно-інтегрального регулятора та імпульсного модулятора з ШІМ.

Результати розрахунків перехідних процесів при зміні напрямлення струму з батареї до високовольтного джерела приведені на Рис.2.3.

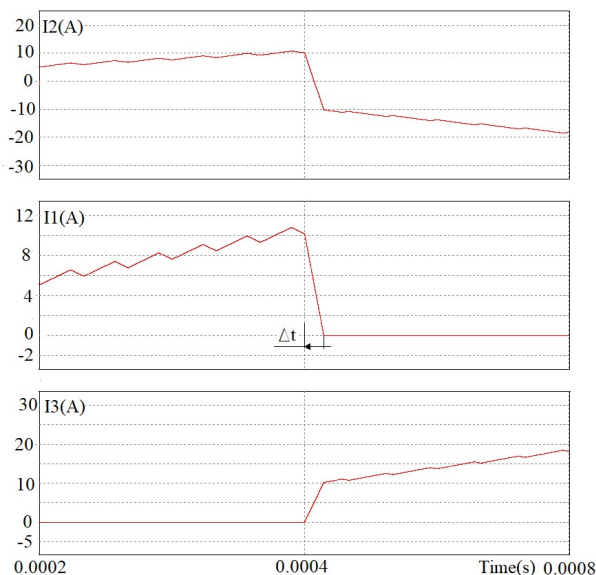


Рис. 2.3 Розрахунок перехідних процесів в моделі двонаправленого неізольованого перетворювача з топологією асиметричного інвертора з магнітозв'язаним дроселем

Параметри схеми були обрані для режиму безперервної провідності (CCM). У зв'язку з тим, що індуктивність дроселя одночасно входить до складу понижуючого регулятора та підвищуючого, вона розраховується за умовами забезпечення безперервного режиму для підвищуючого регулятора в точці екстремуму функції:

$$L_{min} = \frac{D \cdot (1 - D^2) \cdot R_{max}}{2 \cdot f} = \frac{0,3849 \cdot R_{max}}{2 \cdot f}, \quad (2.1)$$

де L_{min} - мінімальна індуктивність дроселя, яка необхідна для роботи в безперервному режимі, R_{max} – максимальне навантаження; D - відносна тривалість імпульсу; f - частота широтно-імпульсного модулятора.

На Рис. 2.3 наведено результати розрахунків струму дроселя $I_1(t)$ під час роботи двонаправленого перетворювача для інтервалу часу від включення понижуючого перетворювача до моменту часу 0.0004s, коли перетворювач перейшов в режим передачі енергії від батареї U_L до джерела U_H , при значеннях

індуктивності дроселя $L=200$ мкГн та частоти ШІМ $f=30$ кГц, всі ці параметри аналогічні розглянутим раніше на Рис. 1.8а двонаправленому перетворювачу. Як слідує з Рис.2.3, струм $I_2(t)$ після припинення роботи понижуючого регулятора падає до нуля, за цей же час струм $I_3(t)$ піднімається до значення якого досяг струм $I_2(t)$, таким чином, завдяки магнітному зв'язку між обмотками дроселя струм $I_1(t)$, за цей же час переходить з позитивного напрямлення до негативного. Як впливає з розгляду схеми Рис. 2.2 і результатів моделювання Рис. 2.3 тривалість перехідного процесу визначається лише індуктивністю розсіювання і не залежить від величини індуктивності дроселя.

Проведеними дослідженнями імітаційної моделі асиметричного інвертора з магнітозв'язаним дроселем Рис.2.2 встановлено [70], що двонапрямлений DC-DC перетворювач постійного струму з магнітозв'язаним дроселем при співвідношенні напруги на батареї та шині постійного струму рівного двом можна розглядати як дві незалежні структури: структура понижуючого перетворювача, та структура підвищуючого перетворювача. Результати моделювання перехідних процесів при зміні напрямлення струму з батареї до високовольтного джерела приведені на Рис. 2.4.

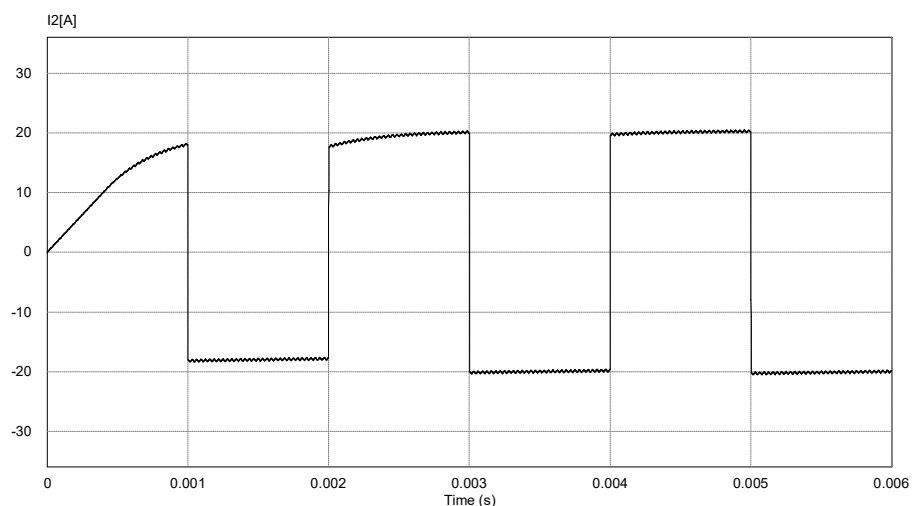


Рис. 2.4 Результати моделювання струму джерела живлення U_L під час роботи двонаправленого перетворювача в динамічному режимі

У базовому варіанті застосування двонаправленого перетворювача, напівмостового типу Рис.1.7, час перехідного процесу пропорційний індуктивності основного дроселя. При використанні магнітозв'язаного дроселя з послідовним включенням обмоток, час перехідного процесу пропорційний індуктивності розсіювання між обмотками. Використання магнітозв'язаного дроселя усуває дві проблеми: протікання наскрізних струмів, оскільки параметри окремого діода краще вбудованого в транзистор антипаралельного, так і застосування магнітозв'язаного дроселя призводить до більш швидких відгуків при зміні напрямку струму. Але електромагнітні процеси в несиметричному інверторі з магнітозв'язаним дроселем досить складні.

На Рис.2.5 наведено моделювання перехідних процесів при співвідношенні напруги на батареї та шині постійного струму $U_H/U_L \neq 2$ та з магнітозв'язаним дроселем.

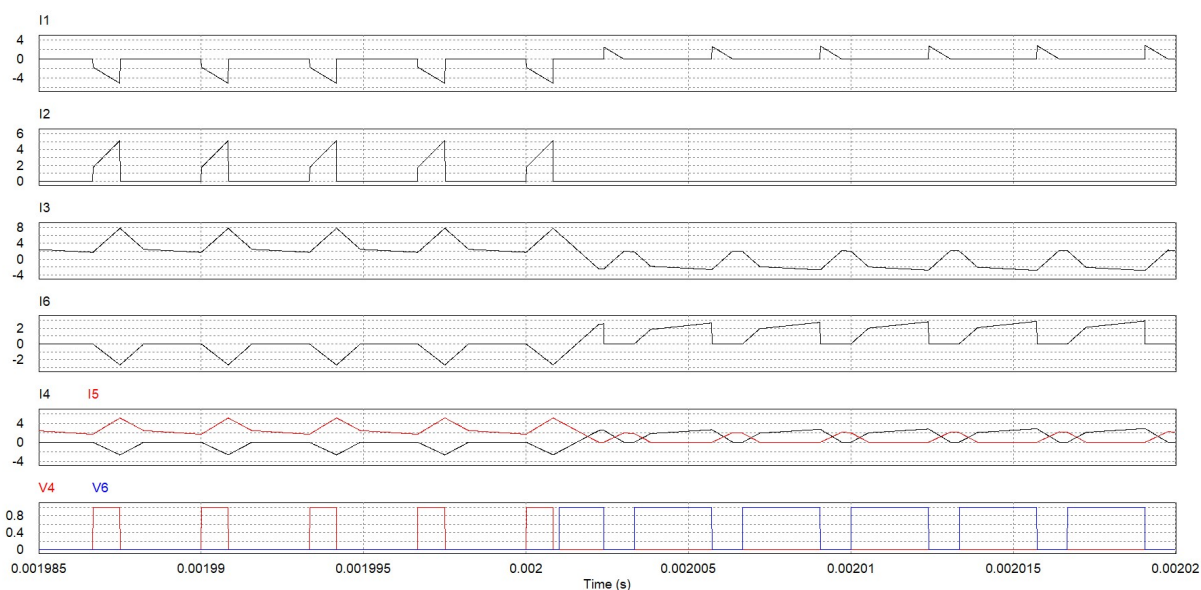


Рис. 2.5 Результати моделювання перехідних процесів роботи двонаправленого перетворювача з магнітозв'язаним дроселем при $U_H/U_L \neq 2$

Як слідує з Рис. 2.5, струми $I_4(t)$ та $I_5(t)$ існують одночасно, незалежно від напрямку передачі енергії, що свідчить про прояв негативної властивості асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями, наявність циркуляційних струмів.

На Рис.2.6 наведено розрахунки перехідних процесів при співвідношенні напруги на батареї та шині постійного струму $U_H/U_L \neq 2$, але без магнітного зв'язку між двома дроселями.

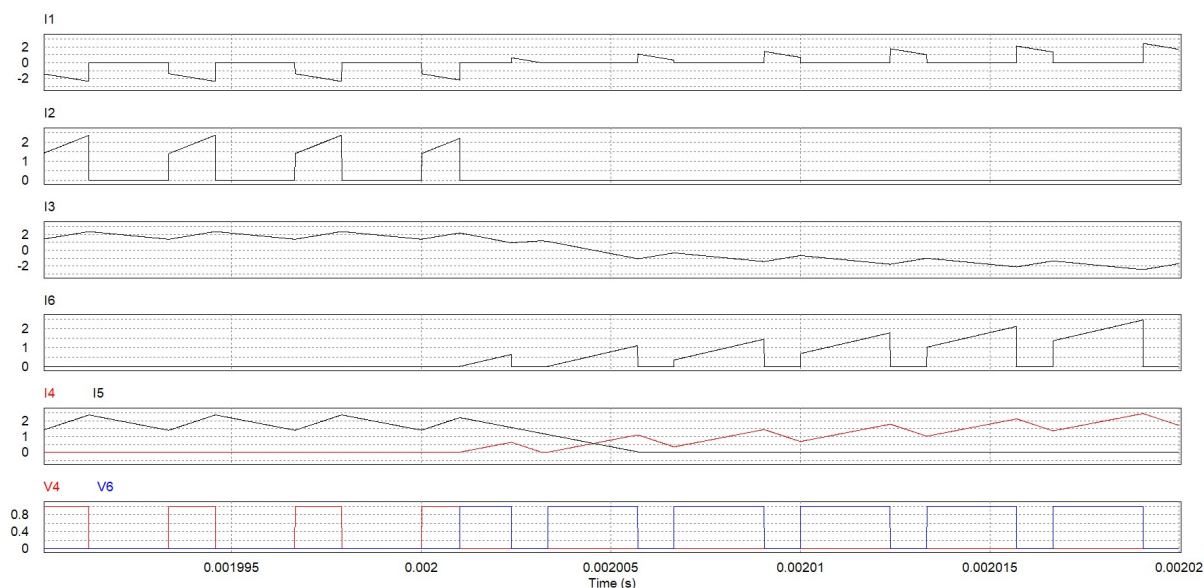


Рис. 2.6 Результати моделювання перехідних процесів роботи двонаправленого перетворювача без магнітного зв'язку між дроселями при $U_H/U_L \neq 2$

В розглянутому випадку Рис.2.6, як випливає з результатів моделювання, циркуляційні струми відсутній. Однак швидкодія асиметричного двонаправленого інвертора без магнітозв'язаних дроселів у перехідних режимах, аналогічно базовій схемі напівмостового інвертора Рис.1.7.

2.2 Математична модель двонаправленого DC-DC асиметричного перетворювача з магнітозв'язаними дроселями та визначення на її основі умов підвищення енергетичної ефективності.

В попередній главі було розглянуто моделювання перехідних процесів в двонаправленому DC-DC асиметричному перетворювачі як з магнітозв'язаним дроселем Рис.2.5 так і без Рис.2.6. Незважаючи на перелічені вище переваги, асиметричний інвертор має і недоліки, якщо використовуються магнітозв'язані дроселі, особливо якщо напруги джерел живлення по низьковольтній і високовольтній стороні істотно відрізняються один від одного. В цьому випадку в

деяких режимах функціонування перетворювача можуть бути циркуляційні струми Рис.2.5, що призводить до деякої втрати потужності.

Як показують дослідження, наявність циркуляційних струмів обумовлює підвищення статичних втрат енергії в інверторі. З іншої сторони, ефективність інвертора залежить також від динамічних втрат енергії. Зменшенню динамічних втрат енергії сприяє його функціонування у режимі переривчастих струмів, що забезпечує перемикання транзисторів інвертора при нульових струмах.

До теперішнього часу дослідження, які проводилися щодо зменшення циркуляційних струмів, покращення якості перехідних процесів та підвищення енергоефективності направлені в основному на корекцію структури асиметричного інвертора або запровадження нових методів керування [68, 71-73]. Хоча корекція в структурі перетворювача або використання нових стратегій керування може також дещо сприяти вирішенню вказаних проблем в інверторі, але це має свої недоліки, наприклад - збільшення кількості елементів, розмірності схеми та втрат енергії. Використання нових методів контролю обумовлює складність системи керування. Так, виходячи з аналізу процесів, у інверторних перетворювачах використання не магнітозв'язаних дроселів хоча і запобігає появі циркуляційних струмів, але при цьому втрачається одна з переваг асиметричного інвертора, а саме динаміка переходу від режиму накопичення енергії до режиму віддачі [68, 71]. Використання зустрічного включення обмоток дроселів також не дають переваги через складні системи додаткових фільтрів [73]. Відомо, що в асиметричному інверторі з не магнітозв'язаними дроселями, циркуляційний струм відсутній, але це призводить до повільних перехідних процесів при зміні напрямку потоку електроенергії. Асиметричний інвертор з магнітозв'язаними дроселями забезпечує хорошу швидкодію, проте при деяких співвідношеннях параметрів джерел живлення на низьковольтній та високовольтній стороні [44] можуть виникати циркуляційні струми [73]. Таким чином слідує, що хороший магнітний зв'язок в дроселях призводить до циркуляції струмів, відсутність магнітного зв'язку запобігає циркуляції струмів. В згаданих дослідженнях не розглянутий зв'язок між параметрами асиметричного

інвертора його магнітозв'язаних дроселів та параметрами додаткових індуктивних фільтрів, додаткова індуктивність, при яких може мінімізуватися циркуляційний струм.

Таким чином було розглянуто усунення деяких недоліків асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями та додатковим дроселем Рис. 2.7, шляхом розробки аналітичних співвідношень для розрахунку та обґрунтованого вибору ефективних параметрів при його використанні у двонаправленому DC-DC перетворювачі для систем накопичення енергії [74]. Розв'язання вказаних проблем повинно сприяти підвищенню загальної енергоефективності асиметричного інвертора. Використання аналітичних розрахункових співвідношень при цьому спростить розробку та проектування асиметричного інвертора для систем накопичення енергії.

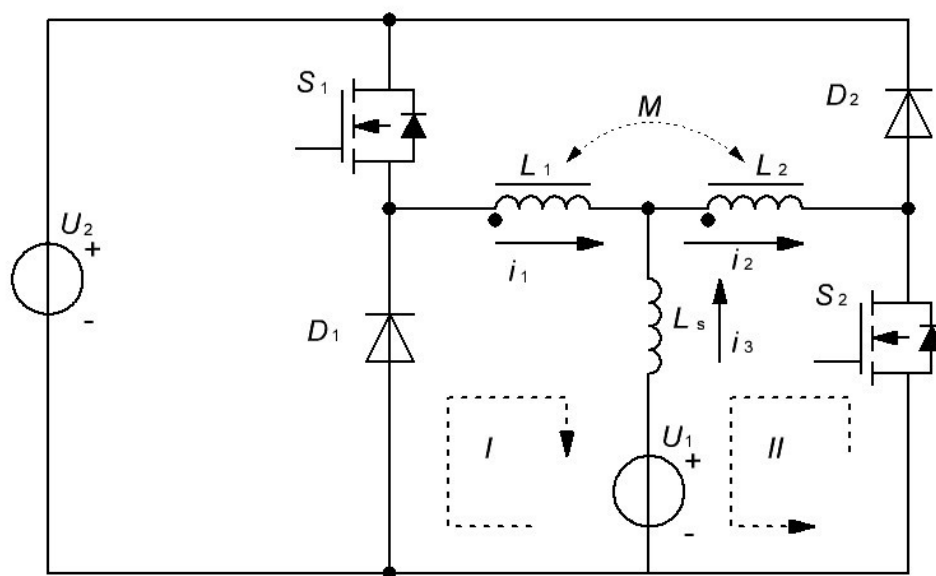


Рис. 2.7 Схема двонаправленого перетворювача на топології асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями

Пристрій містить чотири вентиля, причому вентиля S_1 і S_2 – керовані. Ця топологія перетворювача до-зволяє працювати як в режимі пониження напруги, так і в режимі підвищення, в обох напрямках потоку енергії. При передачі енергії від джерела U_2 до U_1 , ключ S_1 є керованими, а S_2 – вимкнений, при передачі енергії у зворотному напрямку, від джерела U_1 до U_2 , навпаки, керованим є ключ S_2 .

Дослідження асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями здійснювалися шляхом аналізу робочих режимів перетворювача в програмному пакеті схемотехнічного моделювання PSIM на основі розробленої імітаційної моделі Рис. 2.7, яка включала магнітозв'язані дроселі $L_1=L_2=30$ мкГн з додатковим дроселем $L_s=6$ мкГн, призначеним для блокування небажаного циркуляційного струму. Передбачалося, що комутація перемикаючих елементів перетворювача відбувається миттєво, активний опір у відкритому стані дорівнює нулю, а активний опір обмотки дроселів також дорівнює нулю. У схемі на Рис.2.7 напруга джерела живлення $U_2 > 2U_1$.

На Рис.2.8 наведено результати розрахунку струмів $i_1(t)$ струм через дросель L_1 , $i_2(t)$ струм через дросель L_2 , $i_3(t)$ струм через дросель L_s в схемі Рис.2.7 (стрілками i_1, i_2, i_3 зазначено напрямок виміру струму), при роботі двонаправленого перетворювача в режимі переривчастих струмів.

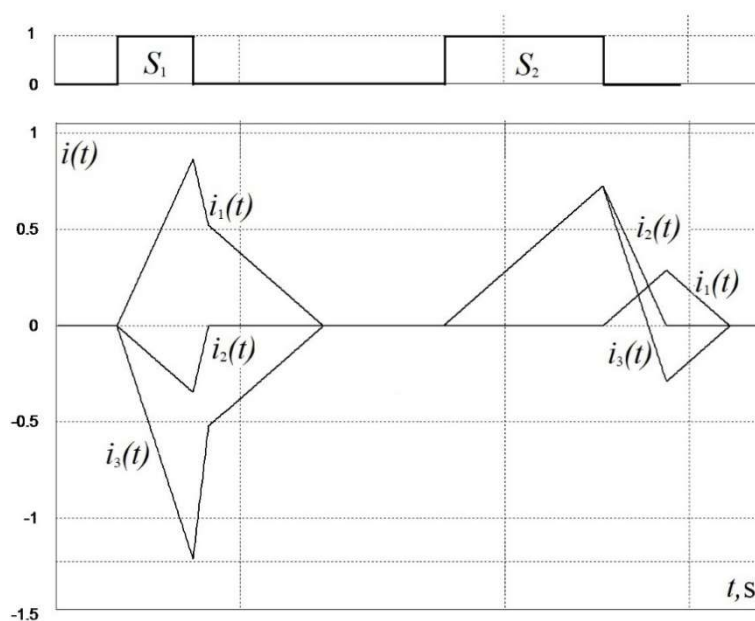


Рис. 2.8 Графік результатів розрахунку струмів при роботі двонаправленого перетворювача в переривчастому режимі

При передачі енергії від джерела U_2 до U_1 схема функціонує як понижуючий регулятор з активним транзистором S_1 . Під час накопичення енергії при відкритому транзисторі S_1 на дроселі $L_1=L_2$ подається напруга U_2 . Через магнітний зв'язок обмоток напруга на L_2 в точці підключення дроселя L_s перевищує U_1 , що призводить до виникнення циркуляційного струму через діод транзистора S_2 та обмотку дроселя

L_2 . Це збільшує статичні втрати через струми, що протікає через антипаралельний діод транзистора S_2 . При вимкненні транзистора циркуляційний струм відсутній Рис. 2.8. З цього видно, що блокування антипаралельного діода в транзисторі S_2 дозволяє уникнути циркуляційного струму, але це спричинить додаткові статичні втрати у перетворювачі. Шлях протікання складової циркуляційного струму в режимі активного транзистора S_1 показано на Рис.2.7 пунктирним контуром II .

При передачі енергії від джерела U_1 до джерела U_2 схема функціонує як підвищувальний регулятор з транзистором S_2 . Під час відкриття транзистора S_2 до дроселя L_2 прикладається напруга U_1 , за умов, коли напруга U_1 менша за U_2 , циркуляційний струм відсутній. При закритті транзистора S_2 Рис.2.9, з'являється циркуляційний струм через діод D_1 і обмотку L_1 дроселя, оскільки на обмотці дроселя L_1 індукуються напруга $U_2/2 > U_1$.

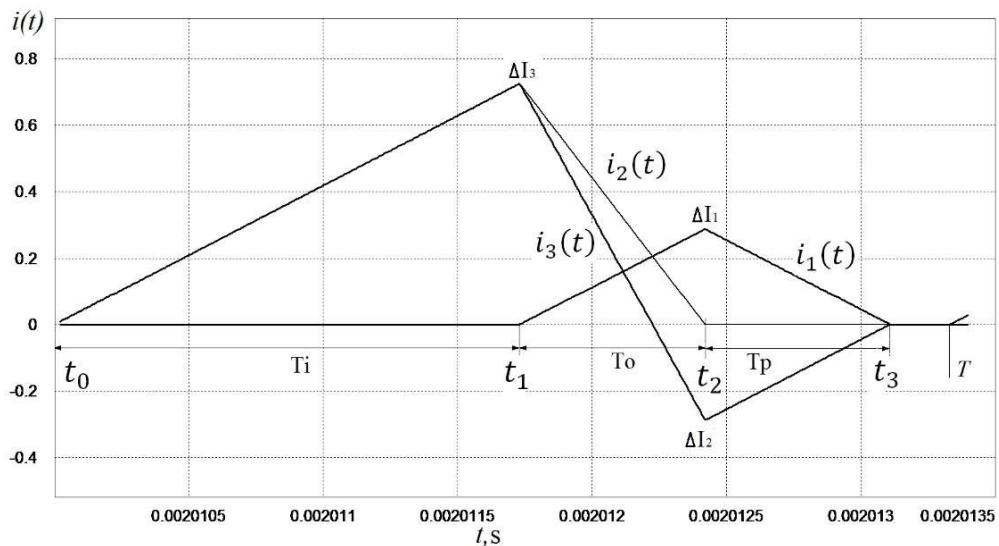


Рис. 2.9 Розрахункові графічні залежності струмів в індуктивностях асиметричного інвертора у переривчастому режимі на періоді передачі енергії від низьковольтного джерела до високовольтного

Поява циркуляційного струму $i_1(t)$ Рис.2.8 призводить до того, що частина енергії від джерела U_1 , накопичена в дроселі L_2 під час відкритого стану транзистора S_2 , не надходить у джерело U_2 . Шлях протікання складової циркуляційного струму в режимі активного транзистора S_2 показано на Рис.2.7 пунктирним контуром I .

Розглянуті процеси в інверторі у режимі активного транзистора S_2 , як показують

розрахунки згідно Рис.2.9, у процесі роботи інвертора у режимі підвищувального перетворювача з переривчастими струмами дроселя, можна виділити чотири сталих інтервали роботи схеми Рис.2.7: перший, коли відкрито транзистор S_2 перетворювача на інтервалі часу $T_i(t_0-t_1)$, а всі інші ключі вимкнено, другий інтервал $T_0(t_1-t_2)$ під час паузи в роботі транзистора S_2 , третій $T_p(t_2-t_3)$ на протязі часу зменшення струмів дроселів до нуля, та четвертий інтервал (t_3-T) – відсікання, коли всі ключі перетворювача закриті.

Наявність перших трьох інтервалів під час паузи в керуванні транзисторами обумовлюється впливом магнітозв'язаних дроселів та співвідношенням напруги на джерелах живлення. Аналіз часових діаграм Рис.2.9 свідчить, що форма функцій змінних стану перетворювача – струми i_1, i_2, i_3 – мають багатоступінчастий характер з декількома послідовними етапами наростання і спаду, а для струму i_2 – навіть знакозмінний характер.

Конфігурації схем заміщення на цікавих для нас інтервалах часу T_i, T_0 і T_p Рис.2.9 наведені на Рис.2.10а, коли транзистор S_2 включений, Рис.2.10б, на відрізку часу T_0 , після вимкнення транзистора S_2 , коли струм $i_3(t)$ спадає до нуля і Рис. 2.10в, коли енергія накопичена в дроселі за рахунок циркуляційного струму повертається в джерело живлення U_1 .

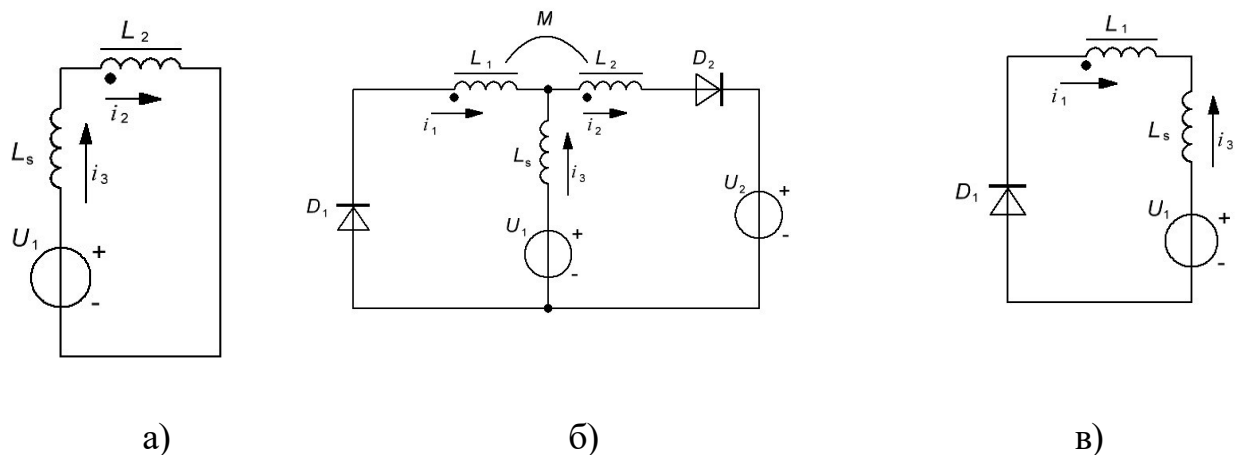


Рис. 2.10 Конфігурація схем заміщення: схема заміщення в інтервалі часу T_i (а); схема заміщення в інтервалі часу T_0 (б); схема заміщення в інтервалі часу T_p (в)

Визначимо параметри схем заміщення, за яких циркуляційні струми не суттєві. Для аналізу процесів скористаємося моделлю перетворювача, отриманою за допомогою способу усереднення, розробленого в [75]. Відповідно до нього, визначимо систему диференціальних рівнянь для трьох інтервалів комутації:

$$\begin{cases} L_2 \frac{di_2}{dt} + L_s \frac{di_2}{dt} = U_1 \\ -L_2 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} - L_s \frac{di_3}{dt} = U_1 \\ U_1 + L_s \frac{di_3}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} - M \frac{di_1}{dt} = U_2 \\ L_1 \frac{di_1}{dt} + L_s \frac{di_1}{dt} = U_1 \end{cases}, \quad (2.2)$$

Перейдемо до системи алгебраїчних рівнянь з усередненими змінними відносно струмів i_1, i_2, i_3 напруги з урахуванням знаку приросту функцій змінних станів на інтервалах комутації перетворювача. Використовуючи метод усереднення в просторі станів на основі теорем Лагранжа [75] до виразу (2.2), напишемо систему алгебраїчних рівнянь:

$$\begin{cases} L_2 \frac{\Delta I_2}{T_i} + L_s \frac{\Delta I_2}{T_i} = U_1 \\ -L_1 \frac{\Delta I_1}{T_0} + M \frac{\Delta I_2}{T_0} - L_s \frac{\Delta I_3}{T_0} = U_1 \\ U_1 + L_s \frac{\Delta I_3}{T_0} + L_2 \frac{\Delta I_2}{T_0} - M \frac{\Delta I_1}{T_0} = U_2 \\ L_1 \frac{\Delta I_1}{T_p} + L_s \frac{\Delta I_1}{T_p} = U_1 \\ \Delta I_1 + \Delta I_2 = \Delta I_3 \end{cases} \quad (2.3)$$

де $\Delta I_1, \Delta I_2, \Delta I_3$ – прирости відповідних функцій змінних станів на інтервалах комутації перетворювача, що дорівнюють пульсаціям цих функцій; $M=K_{\text{cop}}\sqrt{L_1L_2}$ - величина взаємної індуктивності між витками дроселя, K_{cop} - коефіцієнт магнітного зв'язку між витками, T_i – задана тривалість імпульсу керування; T_0 – тривалість другого інтервалу, T_p – тривалість третього інтервалу комутації.

Для подальшого аналізу процесів у перетворювачі необхідним є розв'язання отриманої системи алгебраїчних рівнянь (2.3) відносно незалежних змінних. Розв'язком цієї системи є наступні вирази:

$$\Delta I_1 = T_i \frac{U_1}{(L_2 + L_s)} \cdot \frac{(M + L_2)U_1 + (L_s - M)U_2}{(M + L_1)U_1 - (L_s + L_1)U_2}, \quad (2.4)$$

$$\Delta I_2 = T_i \frac{U_1}{L_2 + L_s}, \quad (2.5)$$

$$\Delta I_3 = T_i \frac{U_1}{(L_2 + L_s)} \cdot \frac{(2M + L_1 + L_2)U_1 - (L_1 - M)U_2}{(M + L_1)U_1 - (L_s + L_1)U_2}, \quad (2.6)$$

$$T_0 = T_i \frac{U_1}{(L_2 + L_s)} \cdot \frac{(L_2 L_1 + L_s L_2 + L_1 L_s + 2M L_s - M^2)}{(L_s + L_1)U_2 - (M + L_1)U_1}, \quad (2.7)$$

$$T_p = T_i \frac{(L_1 + L_s)}{(L_2 + L_s)} \cdot \frac{(M + L_2)U_1 + (L_s - M)U_2}{(M + L_1)U_1 - (L_s + L_1)U_2}, \quad (2.8)$$

Розглядаючи випадок, близький до ідеального магнітного зв'язку між дроселями $M \sim L_1 = L_2 = L$, було знайдено співвідношення параметрів при яких приріст струму ΔI_1 Рис.2.9 буде прямувати до нуля на другому інтервалі, використовуючи вираз (2.4) у спрощеному вигляді:

$$\Delta I_1 = T_i \frac{U_1}{(L + L_s)} \cdot \frac{2LU_1 + (L_s - L)U_2}{2LU_1 - (L_s + L)U_2}, \quad (2.9)$$

Прирівнявши вираз (2.9) нулю, знайдемо величину додаткової індуктивності L_s , при якій приріст циркуляційного струму прямує до нуля:

$$L_s = L \frac{U_2 - 2U_1}{U_2}, \quad (2.10)$$

Введемо позначення $k = U_2/U_1$ і перетворимо вираз (2.10) до вигляду:

$$\frac{L_s}{L} = 1 - \frac{2}{k}, \quad (2.11)$$

Згідно отриманого виразу (2.11), чим більше відмінності між джерелами

живлення $U_2 \gg U_1$ тим більшу додаткову індуктивність потрібно вводити, щоб запобігти циркуляції струмів в асиметричному інверторі.

На Рис.2.11 наведено графічне відображення рівняння (2.11).

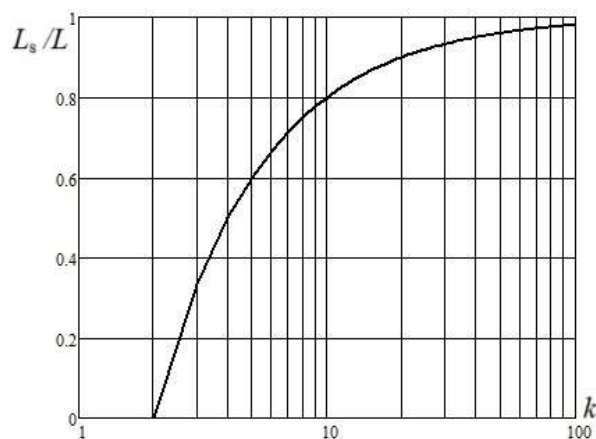


Рис. 2.11 Графічна інтерпретація залежностей додаткової індуктивності від співвідношення напруги джерел живлення

З аналізу графіка Рис.2.11 слід, якщо джерело U_2 вдвічі перевищує джерело U_1 , то додаткову індуктивність L_s , для зменшення циркуляції струму в асиметричному інверторі, можна не встановлювати. Якщо джерело напруги U_2 істотно перевищує величину напруги джерела U_1 , величина додаткової індуктивності прямує до значення індуктивності магнітопов'язаних дроселів $L_s=L_1=L_2=L$.

Для досягнення високої щільності потужності, у двонаправленому потужному перетворювачі постійного струму часто використовується так званий режим переривчастої провідності, при цьому дроселі можна звести до мінімальних габаритів. Пульсації струму, пов'язані з цим режимом, можна звести до мінімуму або використовуючи багатофазність при побудові системи електроживлення, або використовуючи великі енергетичні накопичувачі. Зокрема, у гібридних системах електроживлення автомобілів, системи зберігання енергії виконані на різних акумуляторах, супер-конденсаторах та або з використанням великих ємнісних накопичувачів. Ще однією важливою перевагою роботи в режимі переривчастої провідності є нульові втрати при включенні і, отже, низькі втрати при зворотному відновленні діода.

Умовою існування режиму переривчастої провідності перетворювача є виконання умови, коли сума тривалості інтервалів його комутації є меншою за тривалість періоду комутації. Граничним значенням є рівність суми тривалості інтервалів періоду комутації T , тобто має виконуватися наступне рівняння:

$$T_i + T_0 + T_p = T, \quad (2.12)$$

Використовуючи значення параметрів із виразів (2.4–2.8), отримаємо величину суми тривалості інтервалів комутації у вигляді:

$$T_i + T_0 + T_p = \frac{L_2 + M}{L_2 + L_s} T_i, \quad (2.13)$$

а також умову існування режиму переривчастої провідності перетворювача:

$$\frac{L_2 + M}{L_2 + L_s} T_i < T, \quad (2.14)$$

Врахуємо далі співвідношення $\gamma = T_i/T$, $M = L_1 \times (K_{cop}/K_{tr})$, $L_2 = L_1/K_{tr}^2$, γ – коефіцієнт заповнення імпульсів керування перетворювача, K_{tr} – коефіцієнт трансформації між витками дроселя. В такому разі отримаємо умову існування режиму переривчастої провідності в наступному вигляді:

$$\frac{L_1(1 + K_{tr}K_{cop})}{L_1 + K_{tr}^2 L_s} \gamma < 1, \quad (2.15)$$

Позначаючи співвідношення між індуктивностями L_1 та L_s через параметр $\alpha = L_1/L_s$, з виразу (2.15) отримаємо наступну формулу у відносних одиницях відносно даного параметра:

$$\alpha < \frac{K_{tr}^2}{(1 + K_{tr}K_{cop})\gamma - 1}, \quad (2.16)$$

Отриманий вираз (2.16) визначає множину співвідношень величин індуктивностей L_1 та L_s у всьому діапазоні комутації перетворювача, які обумовлюють режим переривчастої провідності.

В графічному зображенні отримана умова (2.16) відповідає області значень, що знаходяться зліва та нижче граничних значень, показаних на Рис.2.12.

На Рис.2.12 зображено граничні значення при $K_{tr}=1$, а також при декількох

значеннях коефіцієнта магнітного зв'язку між дроселями. Як видно з аналізу формули (2.15) та графіків Рис.2.12, в режимах комутації при $\gamma < 0,5$ у перетворювачі зберігається режим переривчастої провідності незалежно від коефіцієнта магнітного зв'язку та співвідношення між індуктивностями L_1 та L_s . Де $L_1 = L$, а L була описана вище для використання в рівняннях (2.9–2.11).

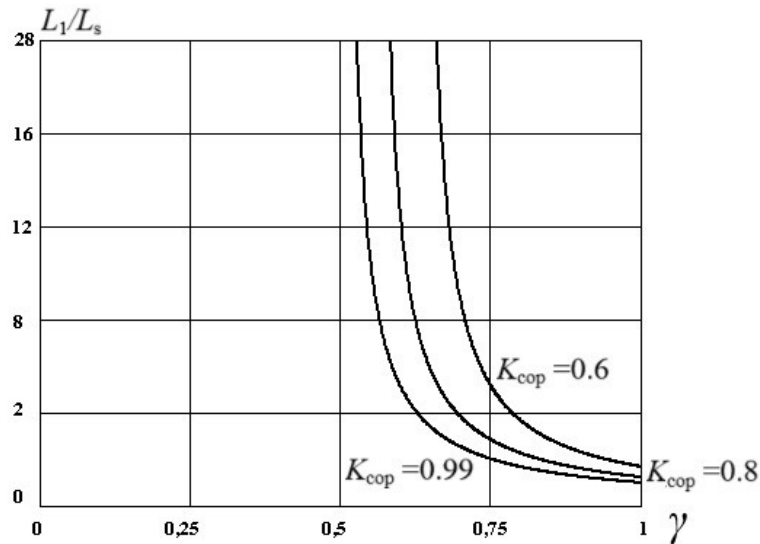


Рис. 2.12 Межі області переривчастого режиму в залежності від коефіцієнта заповнення імпульсів керування перетворювачем при різних значеннях коефіцієнта магнітного зв'язку між дроселями

На Рис.2.13 наведено результати моделювання двонаправленого перетворювача на основі схеми асиметричного інвертора при наступних параметрах: $L_1=L_2=15\text{мкГн}$, частота ШІМ модуляції 300кГц , джерела живлення $U_1=14\text{В}$, $U_2=56\text{В}$. Згідно з виразом (2.8) при цьому величина додаткової індуктивності дорівнює $L_s=8.57\text{мкГн}$. Як видно з наведених результатів моделювання, циркуляційні струми відсутні. При цьому, незважаючи на введену додаткову індуктивність, зберігається висока швидкодія при зміні напрямку передачі енергії.

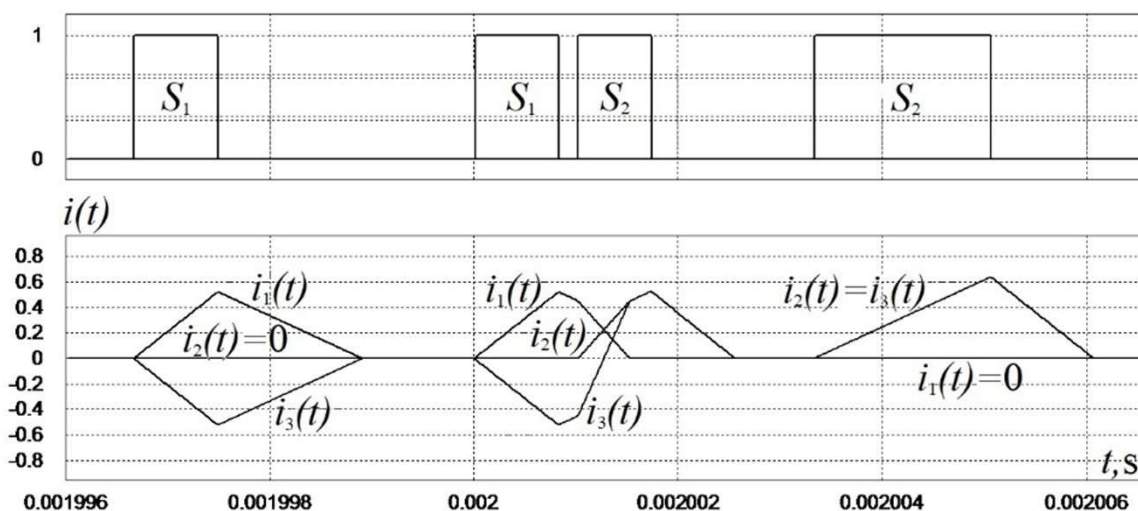


Рис. 2.13 Результати розрахунку струмів при роботі двонаправленого перетворювача з додатковою індуктивністю

Таким чином, проведені дослідження дозволили визначити співвідношення основних параметрів асиметричного перетворювача з додатковою індуктивністю для запобігання циркуляції струмів в ідеальному магнітозв'язаному дроселі з двома обмотками.

2.3 Математична модель двонаправленого DC-AC асиметричного перетворювача з магнітозв'язаними дроселями та визначення умов відсутності циркуляційних струмів.

У сучасних електричних мережах систематично спостерігаються порушення якості напруги, зокрема імпульсні перенапруги, електромагнітні завади, короткочасні провали та викиди напруги. Значна частина таких збурень зумовлена роботою силових електронних пристроїв, підключених безпосередньо до мережі, зокрема некоректно скомпенсованих перетворювачів електроенергії.

Одним із ефективних засобів зменшення негативного впливу таких збурень у системах накопичення електроенергії постійного та змінного струму є застосування двонаправлених перетворювачів. Завдяки їхній структурній

гнучкості та можливості керування у двох напрямках енергетичного потоку, ці пристрої дозволяють здійснювати як заряд, так і розряд накопичувачів із забезпеченням передачі синусоїдального струму до мережі з контрольованим коефіцієнтом потужності.

Це дає змогу не лише точно регулювати активну потужність, але й ефективно управляти реактивною складовою, що особливо важливо для підвищення якості електроенергії, зниження рівня гармонік та підтримання стабільності параметрів мережі.

Як було розглянуто в розділі 1, існує багато топологій DC-AC двонаправлених перетворювачів, одним із універсальних рішень вважається топологія двонаправленого мостового перетворювача Рис.1.18, але він має недоліки, які можуть бути вирішені при використанні топології асиметричного інвертора [76-78] Рис.2.14. Високоєфективний двонаправлений перетворювач DC-AC запозичує структуру інвертора з напівмостом [76], він складається з двох понижуючих (dual-back) перетворювачів. Ця топологія знайшла застосування в різних додатках завдяки певним перевагам: по-перше, усуваються наскрізні струми тому, що жодні активні силові ключі не підключені послідовно в кожному фазному плечі, наскрізний струм не може бути проблемою навіть якщо всі ключі включені одночасно; по-друге, розсіювання енергії в процесі зворотного відновлення силового ключа значно скорочується, оскільки не існує контуру протікання струму через внутрішній діод силових ключів; по-третє, інвертор може працювати без мертвого часу, при широтно-імпульсній модуляції (ШІМ), оскільки відсутні проблеми пов'язані з наскрізним струмом, що дозволяє суттєво підняти частоту перетворення; четверте, швидка динаміка при переході з режиму заряду в режим розряду, це дозволяє більш економніше використовувати енергію, наприклад, при переході в режим рекуперативного гальмування в системах живлення електротранспортних засобів. В роботі [79,80] за результатами моделювання було показано, що топологія яка розглядається, може реалізувати одноступеневу двонаправлену передачу енергії з високою якістю форми вихідного струму при

роботі на мережу, та низкочастотну пульсацію струму батареї при відносній простоті реалізації топології.

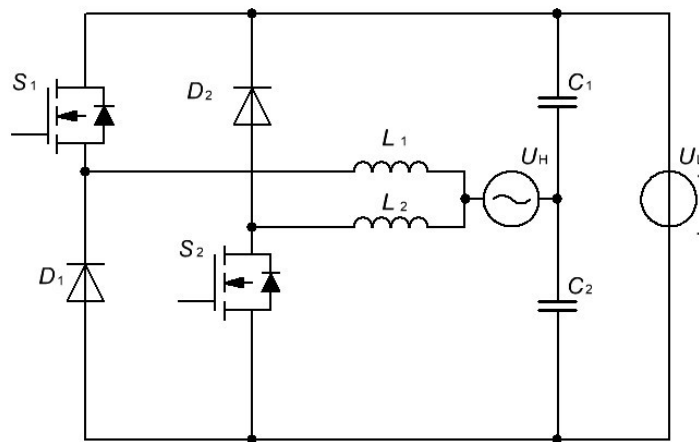


Рис. 2.14 Двонаправлений асиметричний DC-AC перетворювач

Однак, якщо використовується магнітопов'язаний індуктор, як показано в багатьох дослідженнях [44,68,73,78,81,82], в несиметричному перетворювачу можливе виникнення циркуляційних струмів, що приводить до додаткового навантаження на перемикаючі елементи та деякою втратою потужності.

Аналогічно як і двонаправлені DC-DC перетворювачі на базі асиметричного інвертора, так і DC-AC двонаправлені перетворювачі з використанням структури асиметричного інвертора, для зменшення циркуляційних струмів, потрібно доопрацьовувати структуру інвертора [83-86].

Дослідження DC-AC двонаправленого перетворювачі з використанням структури асиметричного інвертора з магнітозв'язаним дроселем здійснювалися шляхом аналізу робочих режимів перетворювача в програмному пакеті схемотехнічного моделювання PSIM на основі розробленої імітаційної моделі Рис.2.15, яка включала магнітозв'язаний дросель $L_1=L_2=L=2\text{мГн}$ з додатковим дроселем L_s . Вважатимемо, що комутація перемикаючих елементів перетворювача відбувається миттєво, їх активні опори у відкритому стані дорівнюють нулю, також активний опір обмотки дроселів дорівнює нулю. У схемі Рис.2.15 амплітуда джерела живлення $U_1=220\text{В}$; напруги на конденсаторах $C_1=C_2=U_2/2$, причому

$U_2=500\text{В}$. Для кращого сприйняття результатів моделювання частота мережевої напруги обрана рівною 500 Гц, а частота широтно-імпульсної модуляції 20 кГц.

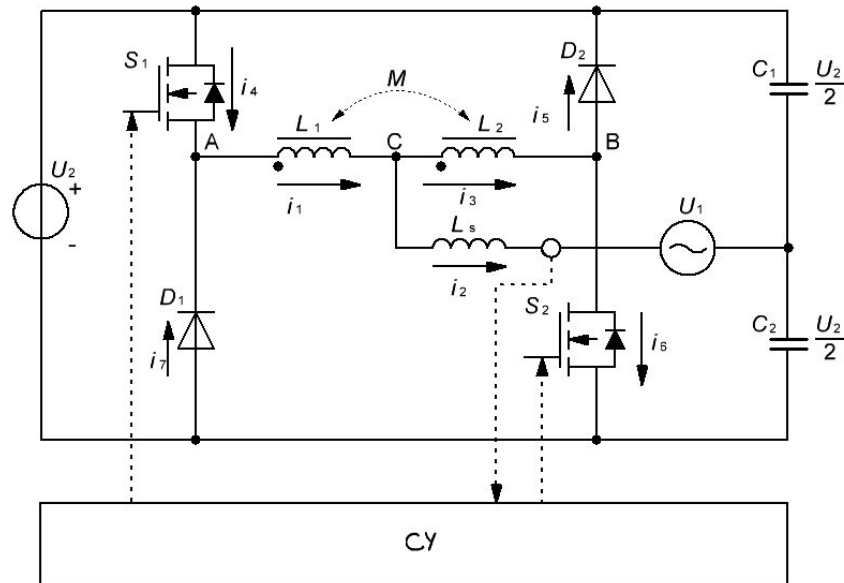


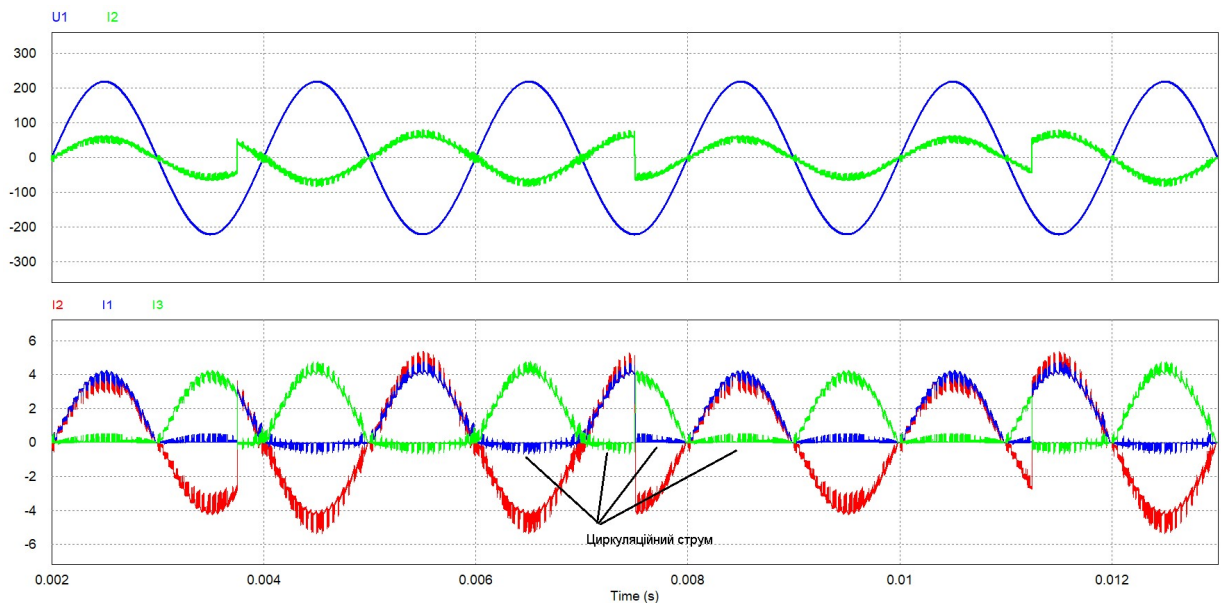
Рис. 2.15 Імітаційна модель двонаправленого асиметричного DC-AC перетворювача

Дроселі L_1 та L_2 забезпечують обмеження наскрізного струму на інтервалах, коли можуть бути одночасно включені верхній та нижній ключі, а також виконують функцію індуктивного фільтра. Котушка індуктивності L_s між L_1 і L_2 додатково обмежує струм i_2 в колі навантаження. M – це взаємна індуктивність між L_1 та L_2 .

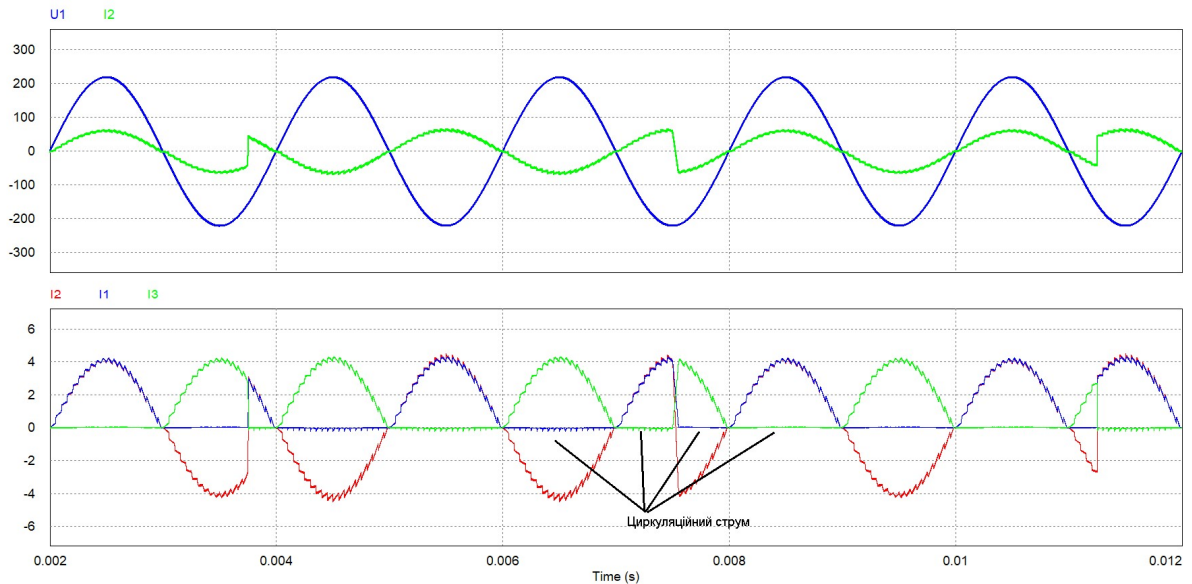
У двонаправленому DC-AC перетворювачі можна виділити кілька режимів роботи: в першому режимі перетворювач виконує функцію перетворення енергії постійного струму, отриману від накопичувача електроенергії, в енергію змінного струму для передачі її в мережу, при цьому напруга мережі та вихідний струм інвертора є синфазними; в другому режимі перетворювач функціонує як активний випрямляч, який формує струм заряду накопичувача електроенергії з близьким до нуля коефіцієнтом несинусоїдальності, при цьому напруга мережі та вхідний струм інвертора знаходяться у протифазі з кутом 180° ; у більш універсальних застосуваннях DC-AC перетворювачі використовуються і для покриття дефіциту реактивної потужності [87].

Для режиму випрямляча з активним споживанням енергії Рис. 2.15, у позитивному напівперіоді працює ключ S_1 та діод D_1 . У негативному напівперіоді працює ключ S_2 та діод D_2 . Для режиму інвертора з передачею чисто активної енергії всі процеси протікають аналогічно режиму випрямляча, за винятком того, що струм і напруга знаходяться у фазі, тому енергія передається з джерел постійного струму до мережі змінного струму.

На Рис.2.16а представлені результати моделювання інверторного та випрямного режиму асиметричного інвертора, коли додаткова індуктивність L_s дорівнює нулю. Як видно з результатів моделювання, існує циркуляційний струм. На Рис.2.16б представлені результати моделювання за $L_s = 200\text{мкГн}$. Як видно з результатів моделювання, циркуляційні струми зменшуються, тобто введення додаткової індуктивності сприяє, аналогічно як і в DC-DC перетворювачах Рис.2.7, зменшенню циркуляційного струму.



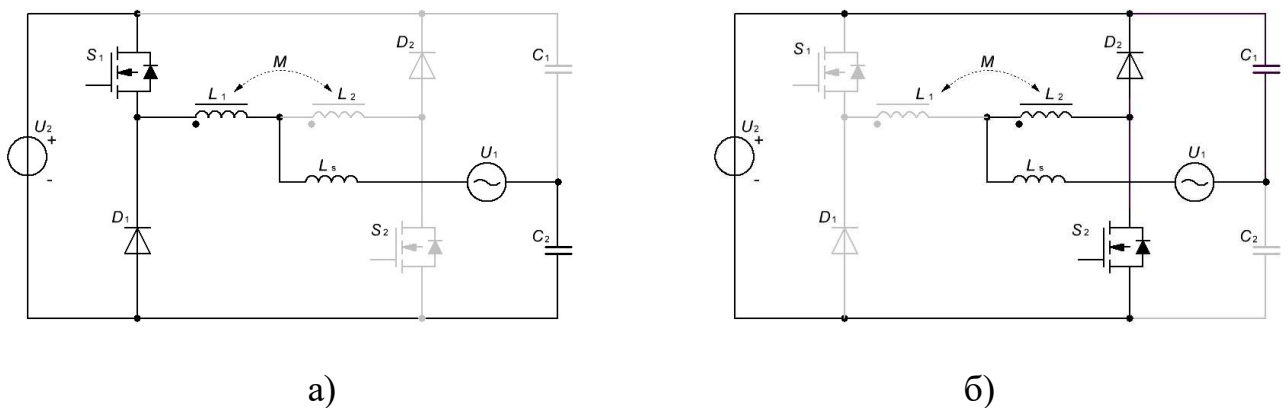
а)



б)

Рис. 2.16 Графік результатів моделювання двонаправленого DC-AC асиметричного перетворювача: $L_s=0$ (а); $L_s=200\mu\text{Гн}$ (б)

Протягом періоду, коли змінний струм позитивний, незалежно від того, напруга змінного струму позитивна чи негативна, активна схема складається з перемикача S_1 , діода D_1 , котушки індуктивності L_1 та L_s Рис.2.17а.



а)

б)

Рис. 2.17 Робота топології двонаправленого DC-AC асиметричного перетворювача: струм позитивний (а); струм негативний (б)

Подібним чином протягом періоду, коли змінний струм негативний Рис.2.17б, незалежно від того, напруга змінного струму позитивна чи негативна, схема складається з перемикача S_2 , діода D_2 , котушки індуктивності L_2 і L_s , яка проводить струм, тоді як елементи схеми з перемикачем S_1 , діода D_1 , котушки індуктивності L_1 не повинні проводити струм. При активному ключі S_1 всі процеси протікають

аналогічно і струм через індуктивність L_2 не повинен протікати.

Однією з проблем асиметричного інвертора з магнітозв'язаним дроселем є те, що завдяки магнітозв'язаним дроселям у колі дроселів існує циркулюючий струм, що призводить до часткової втрати потужності. Циркуляційний струм, це струм який одночасно протікає через два магнітозв'язаних дроселя L_1 і L_2 . Як показали дослідження, циркуляційний струм може протікати через діод D_1 чи D_2 , або через антипаралельні діоди ключів S_1 або S_2 . Для початку потрібно визначити, які параметри або співвідношення між параметрами перетворювача повинні бути, щоб циркуляційний струм був істотно зменшений, розглянемо формування позитивної напівхвилі напруги мережі, коли активний ключ S_1 .

У роботі [79] показано, що при формуванні позитивної напівхвилі синусоїди, при прийнятих нами обмеженнях при відкритому транзисторі S_1 , циркуляційний струм через діод D_2 не може існувати. Циркуляційний струм може існувати лише через внутрішній діод ключа S_2 . Для визначення умов, при яких циркуляційний струм при включеному транзисторі S_1 прагне до нуля, складемо схему заміщення асиметричного інвертора Рис.2.18.

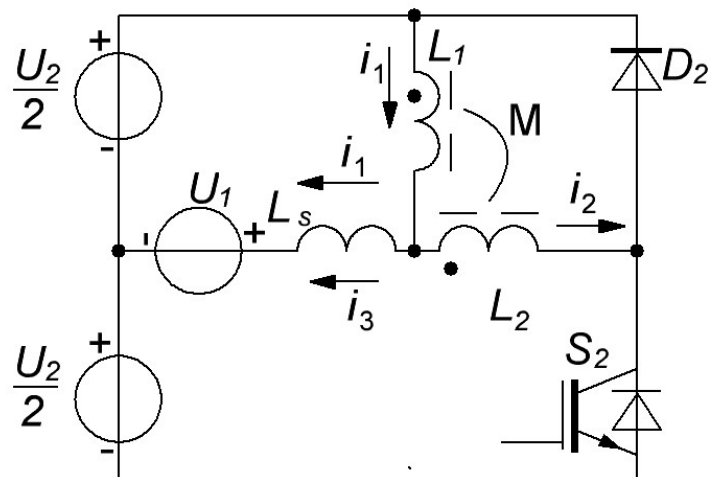


Рис. 2.18 Схема заміщення двонаправленого DC-AC асиметричного перетворювача

Для аналізу процесів була використана модель перетворювача, отриманого за допомогою способу усереднення, розробленого в [85,88], та використана процедура розв'язування магнітозв'язаних кіл. Відповідно до цього, була написана система рівнянь (2.17) у припущеннях для інтервалу коли ключ S_1 відкритий, згідно зі схемою заміщення Рис. 2.18.

$$\begin{cases} \frac{\Delta I_1}{T_i}(L_1 + M) + \frac{\Delta I_3}{T_i}(L_s - M) = \frac{U_2}{2} - U_1 \\ \frac{\Delta I_3}{T_i}(L_s - M) - \frac{\Delta I_2}{T_i}(L_2 + M) = -U_1 - \frac{U_2}{2} \\ \Delta I_2 + \Delta I_3 = \Delta I_1 \end{cases} \quad (2.19)$$

де T_i – тривалість інтервалу імпульсу керування; $M=K_{зв}\sqrt{L_1L_2}$ – величина взаємної індуктивності між обмотками дроселя, $K_{зв}$ - коефіцієнт магнітного зв'язку.

Вирішуючи систему рівнянь (2.17) щодо приросту струмів та тривалості другого інтервалу отримаємо:

$$\Delta I_1 = \frac{T_i}{2} \cdot \frac{U_2L_2 - 2U_1M - 2U_1L_2 + 2L_sU_2 - U_2M}{L_1L_s + 2L_sM - M^2 + L_1L_2 + L_sL_2}, \quad (2.18)$$

$$\Delta I_2 = \frac{T_i}{2} \cdot \frac{2L_sU_2 - U_2M + U_1M + 2L_1U_1 + L_1U_2}{L_1L_s + 2L_sM - M^2 + L_1L_2 + L_sL_2}, \quad (2.19)$$

$$\Delta I_3 = \frac{T_i}{2} \cdot \frac{U_2L_2 - 2L_1U_1 - L_1U_2 - 4U_1M - 2U_1L_2}{L_1L_s + 2L_sM - M^2 + L_1L_2 + L_sL_2}, \quad (2.20)$$

Розглядаючи випадок, близький до ідеального магнітного зв'язку між напівобмотками дроселя $M \sim L_1=L_2=L$, знайдемо співвідношення параметрів при яких приріст струму буде прямувати до нуля на цьому інтервалі, запишемо вираз (2.19) у спрощеному вигляді:

$$\Delta I_2 = \frac{1}{4}T \frac{L_3U_2 + 2LU_0}{LL_3} \quad (2.21)$$

Прирівнявши вираз (2.21) нулю, при цьому скоригувавши знак за направленням струму, була знайдена величина додаткової індуктивності L_s , при якій приріст циркуляційного струму прямує до нуля:

$$L_s = 2L \frac{U_1}{U_2}, \quad (2.22)$$

Згідно з отриманим виразом (2.22), чим ближче подвоєне значення амплітуди напруги до величини напруги джерела постійного струму, тим більше повинна бути величина додаткової індуктивності. У межах, якщо подвоєна величина амплітуди напруги мережі дорівнює величині напруги джерела постійного струму, додаткова індуктивність повинна дорівнювати величині індуктивності обмотки магнітозв'язаного дроселя. Тобто, при такому співвідношенні параметрів двонаправленого DC-AC асиметричного перетворювача, щоб мінімізувати циркуляційний струм, магнітний зв'язок повинен бути відсутнім.

Як впливає із структури та результатом моделювання асиметричного інвертора при активному ключі S_2 діод D_1 проводити струм теж не буде. Тому, при виконанні умови (2.22), циркуляційні струми в інверторі будуть відсутні.

Змоделюємо отриманий результат – для передачі чисто активної енергії використовуються два режими: режим інвертора, в якому напруга та струм є симфазними, та випрямляючий режим, у якому напруга та струм знаходяться у протифазі Рис.2.19, при моделюванні виконувалася умова (2.22).

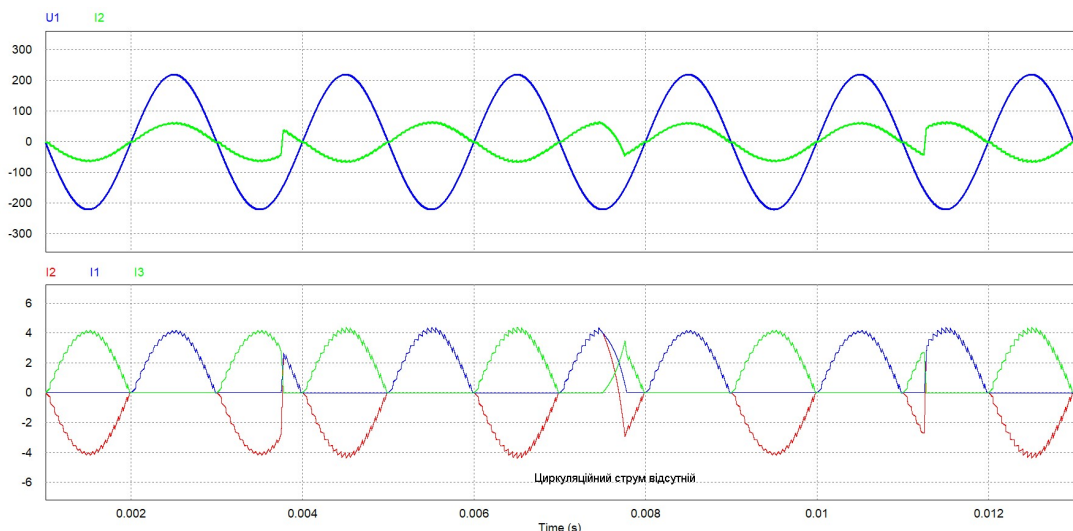
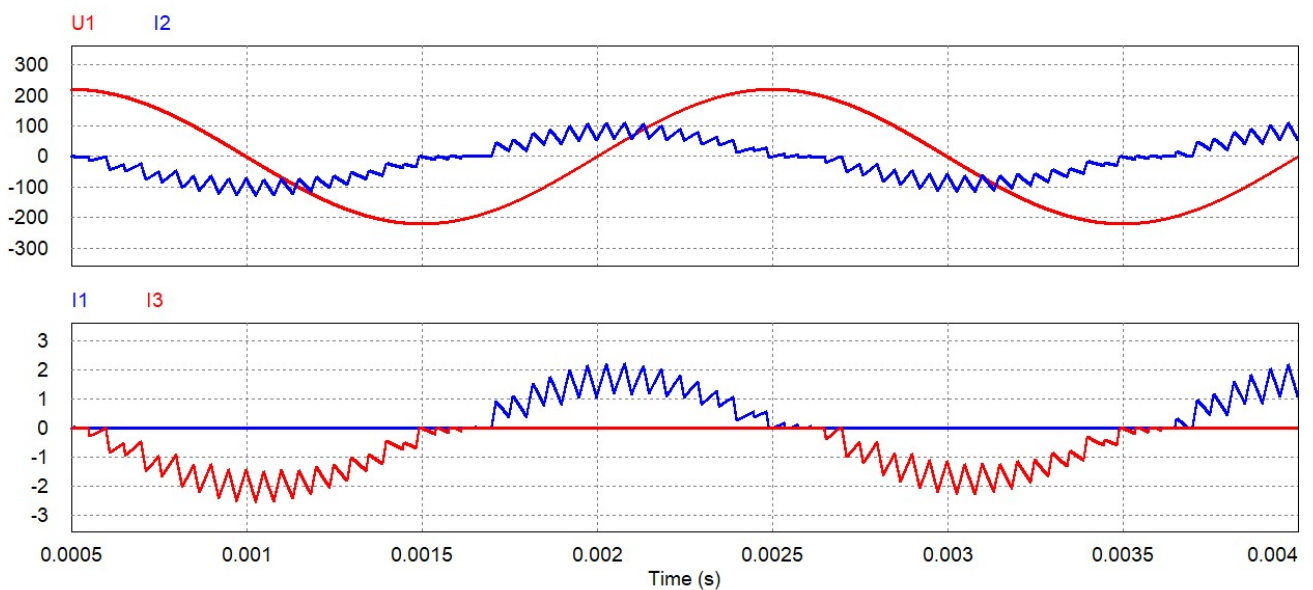


Рис. 2.19 Результатів моделювання роботи двонаправленого DC-AC асиметричного перетворювача

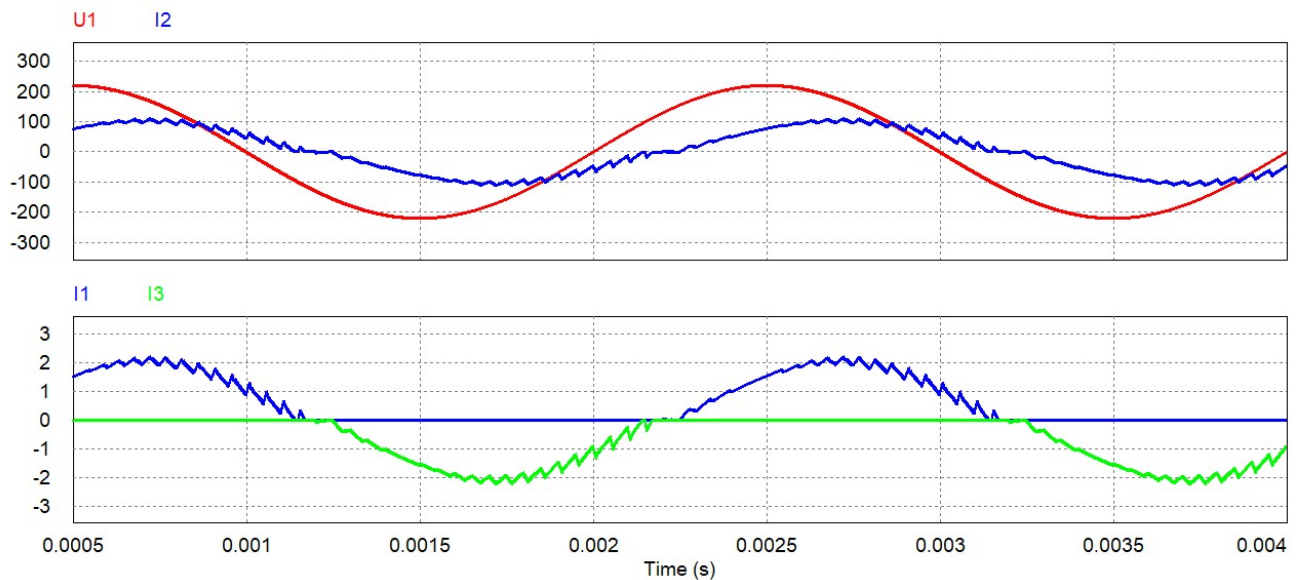
На Рис.2.19 представлені результати моделювання інверторного та випрямного режиму асиметричного інвертора, коли додаткова індуктивність $L_s=L_1=L_2=2\text{мГн}$. Як видно з результатів моделювання, циркуляційний відсутній.

Для передачі реактивної енергії між мережею змінного струму та джерелам постійного струму робота схеми стає дещо складніше, виходячи з вищевикладеного, ґрунтуючись на напрямі змінного струму та напруги, можна зробити висновок. Плече, що складається з S_1 і D_1 проводить позитивний струм, а плече, що складається з S_2 і D_2 , проводить негативний струм, тоді як напруга може бути як позитивна так і негативна.

Для передачі реактивної енергії різниця фазового кута між струмом і напругою має бути в межах від нуля до 180° . На Рис.2.20 змодельовано два приклади для випадку передачі реактивної енергії в ємнісному режимі роботи Рис.2.20а та індуктивному Рис.2.20б.



a)



б)

Рис. 2.20 Моделювання режимів роботи двонаправленого DC-AC асиметричного перетворювача при передачі реактивної енергії: ємнісний режим (а); індуктивний режим (б)

Як випливає з результатів моделювання, при виконанні умови (2.22), циркуляційні струми в інверторі будуть відсутні у всіх можливих режимах функціонування системи накопичення енергії з використанням структури асиметричного інвертора.

2.4 Висновки до розділу 2.

1. Запропонована топологія двонаправленого асиметричного перетворювача, яка дозволяє реалізовувати як DC-DC, так і DC-AC перетворення. Топологія використовує всього 2 транзистора та має дві певні переваги: по-перше, усуваються наскрізні струми тому, що ніякі активні силові ключі не підключені послідовно в кожному фазному плечі; по-друге, розсіювання енергії в процесі зворотного відновлення силового ключа значно скорочується, оскільки можна використовувати дискретні діоди, які

мають набагато кращі динамічні властивості, ніж внутрішній діод силових ключів

2. Встановлено, що в асиметричному двонаправленому DC-DC перетворювачі з магнітозв'язаним дроселем та погодженим послідовним включенням обмоток дроселя, циркуляційний струм відсутній якщо напруга на шині постійного струму удвічі вища за середню напругу акумуляторної батареї.

3. Розроблено нову аналітичну модель асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями для систем накопичення енергії та методику розрахунків його параметрів. Отримані аналітичні співвідношення дозволяють розрахувати параметри інвертора на стадії проектування, що забезпечують підвищення його ефективності.

4. Запропоновано шлях вдосконалення структури асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями за допомогою додаткового дроселя, який зменшує небажані циркуляційні струми у перетворювачі, що призводять до втрат потужності. Визначено схемотехнічну реалізацію з'єднання дроселів, взаємозв'язок між їх індуктивністю та співвідношенням між джерелами живлення, при яких циркуляційні струми в асиметричному інверторі відсутні, що зменшує статичні втрати енергії у пристрої. Встановлено, що чим більш високовольтне джерело живлення перевищує низьковольтне, тим більшу додаткову індуктивність потрібно вводити, щоб запобігти циркуляції струмів в асиметричному інверторі з магнітозв'язаними дроселями.

5. Розроблено аналітичні співвідношення та методику розрахунку параметрів перетворювача, які забезпечують його здатність працювати в режимі переривчастої провідності. Такі режими сприяють зменшенню динамічних втрат в перетворювачі, що призводить до збільшення потужності асиметричного інвертора через скорочення втрат на перемикання. Встановлено, що в асиметричному перетворювачі зберігається режим переривчастої провідності незалежно від коефіцієнта магнітного зв'язку k

співвідношенням між індуктивністю дроселів і додатковою індуктивністю при відносній тривалості керуючих імпульсів менше 0,5.

Посилання: [44,64, 67–88] див. список використаних джерел стор.134,137–140.

РОЗДІЛ 3

ВИЗНАЧЕННЯ ОСНОВНИХ ПЕРЕМЕТРІВ ДВОНАПРАВЛЕНОГО DC-AC ПЕРЕТВОРЮВАЧА В РЕЖИМІ РОБОТИ НА МЕРЕЖУ ЗМІННОГО СТРУМУ

3.1 Вибір параметрів LC-фільтра двонаправленого DC-AC перетворювача з ШІМ та синусоїдальною вихідною напругою.

Як зазначалось в розділі 1 якість вихідного енергії з двохнаправлених перетворювачів, які підключені до мережі змінного струму є однією з критичних задач, вирішення якої надає можливість ефективно підтримувати балансу генерованої і споживаної потужності, згладжуванні піків в графіках навантаження, забезпеченні безперебійного енергопостачання в аварійних режимах. Виходячи з вимог [89], потрібно забезпечувати мінімальне значення сумарного коефіцієнта гармонічних спотворень (менше 3%) струмів і напруг в точці загального підключення перетворювача до мережі (1кВ-69кВ).

Сучасні мережеві інвертори, двонаправлені перетворювачі, які працюють в режимі інвертора, будуються із застосуванням високочастотних імпульсних перетворювачів, що дозволяє за допомогою системи керування регулювати напругу, частоту вихідного сигналу, а також його форму. Найбільшого поширення для побудови потужних мережевих інверторів отримали структури перетворювачів напівмостового та мостового типу [20,90,91], які формують як однофазні так і багатофазні напруги.

У цих перетворювачах постійну напругу живлення інверторів перетворюють в ШІМ послідовність, яку модулюють для формування синусоїдальної вихідної напруги. В інверторах з ШІМ мають місце складні процеси, які не піддаються точному аналітичному опису, особливо в системах зі зворотним зв'язком по миттєвим значенням форми і амплітуди еталонного впливу. Напруги і струми в колах стабілізуючого інвертора, крім складових основної частоти, містять

пульсації складної форми, що ускладнюють точний розрахунок. Виділення основної гармоніки вихідної напруги з імпульсної послідовності, що формується інвертором, здійснює низькочастотний LC вихідний фільтр. Питанням розрахунку фільтра низької частоти ШІМ-інвертора присвячено багато робіт, наприклад [89-93]. З причини складності аналітичного розрахунку, вибір параметрів фільтра зазвичай проводиться за спрощеними методиками або шляхом імітаційного моделювання.

Імпульсні мережеві інвертори в режимі відстеження еталонного (різницевого) сигналу належать до класу систем, у яких здійснюється дискретизація безперервного керуючого сигналу за часом. У результаті цього безперервний керуючий сигнал замінюється послідовністю вибірок [94]. Зазначені дискретні значення модулюють певну послідовність імпульсів. Квантовація за часом та модуляція реалізуються імпульсним модулятором, вхідною величиною якого є безперервний сигнал, а вихідною — модульована імпульсна послідовність. Таким чином, напруга на виході інвертора з широтно-імпульсною модуляцією визначається не самим безперервним вхідним сигналом, а його дискретизованим представленням – решітчастою функцією. Отже, залежність вихідного сигналу від вхідного існує лише в одній точці кожного інтервалу дискретизації [95].

Зазвичай для живлення навантаження інверторів використовується не безпосередньо сама послідовність ШІМ сигналів, а виділена з цієї послідовності безперервна складова, яка з певною точністю відповідає вхідному еталонному сигналу. Виділення безперервної складової з послідовності широтно-імпульсно модульованої напруги здійснюється демодулятором, роль якого, на виході автономного інвертора, як правило, виконує одноланковий LC-фільтр Рис.3.1. Таким чином, у подібних системах досягнення необхідної якості вихідної напруги забезпечується завдяки поєднанню вимог до стабільності її амплітуди та мінімізації спотворень. Отже, одне з основних завдань при формуванні та стабілізації вихідної напруги синусоїдальної форми полягає у передаванні

модуляційного сигналу через імпульсну систему з мінімально можливими спотвореннями.

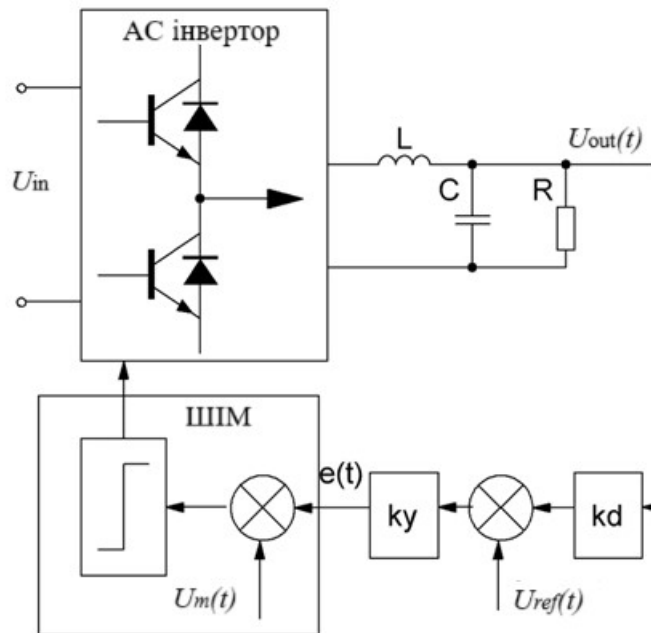


Рис. 3.1 Структурна схема керування мережевого інвертора

Задача визначення спотворень у вихідній напрузі зводиться до аналізу її спектрального складу. Знаючи амплітуди гармонічних складових, можна розрахувати коефіцієнт гармонік у вихідній напрузі. Допустимий рівень гармонічних спотворень, що задається споживачами напруги синусоїдальної форми, є одним із обмежувальних факторів при виборі основних параметрів мережевого інвертора, що працює в режимі відстеження еталонної синусоїдальної напруги.

Для інверторів із синусоїдальною ШІМ, не охоплених контуром зворотного зв'язку, існують різноманітні аналітичні методи визначення частотного спектра вихідної напруги [90,91,96]. Ці методи ґрунтуються на тому, що в розімкнених системах моменти комутації є відомими наперед, тобто можливо апріорно визначити широтно-модульовану імпульсну послідовність. У слідкуючих імпульсних інвертори із ШІМ такі моменти комутації заздалегідь невідомі; крім того, у таких стабілізаторах моменти перемикання залежать від коефіцієнта

підсилення, що значно ускладнює аналітичне визначення спектрального складу вихідної напруги в слідкуючих мережевих інверторах.

Точна кількісна оцінка процесу відтворення задаючого сигналу та рівня його спотворення може бути отримана в конкретних схемах із заданими фільтрами шляхом розрахунку частотного спектра на основі миттєвих значень сигналу [99]. На сьогодні відомо низку методів визначення спектра ШІМ сигналу, що ґрунтуються на розкладанні часової функції в тригонометричний ряд Фур'є [97-100]. Найпростішим випадком для визначення спектрального складу імпульсної послідовності в усталеному режимі є той, коли відношення періоду модуляційного сигналу $x(t)$ до періоду імпульсної послідовності $F(t) = U_m(t)$ є цілим раціональним числом N Рис.3.1. У цьому випадку необхідно визначити моменти перемикання широтно-імпульсного модулятора, який порівнює модуляційний сигнал із синхронізуючим сигналом $U_m(t)$, що, загалом, може мати довільну форму.

$$U_m(t) - k_y[U_{ref}(t) - k_d U_{out}(t)] = 0, \quad (3.1)$$

де $U_m(t)$ – напруга пілообразної форми на вході ШІМ; $U_{ref}(t)$ – еталона напруга; k_y – коефіцієнт посилення сигналу похибки (розузгодження) в контурі, охопленому зворотнім зв'язком; k_d – коефіцієнт поділу, погоджує амплітуду вихідної напруги $U_{out}(t)$ з $U_{ref}(t)$.

Визначення частотного спектра вихідного сигналу в інверторах, охоплених контуром зворотного зв'язку, здійснюється чисельними методами розв'язання замкненого рівняння (3.1). Знайдена періодична (або квазіперіодична) функція $F_m(t)$, містить N імпульсів послідовності та може бути розкладена в тригонометричний ряд Фур'є [96,98]. У цьому випадку задача визначення частотного спектра послідовності $F_m(t)$, що складається з ШІМ-імпульсів на виході фільтра слідкувального інвертора, розв'язується шляхом підсумовування частотних спектрів усіх N імпульсів. Таким чином, коефіцієнти ряду Фур'є, згідно з [98], можуть бути визначені наступним чином:

$$a_n = \frac{1}{n\pi} \sum_{k=0}^{2N} E_k \left(\sin \frac{2\pi n T_{k+1}}{NT} - \sin \frac{2\pi n T_k}{NT} \right), \quad (3.2)$$

$$b_n = \frac{1}{n\pi} \sum_{k=0}^{2N} E_k \left(\cos \frac{2\pi n T_k}{NT} - \cos \frac{2\pi n T_{k+1}}{NT} \right), \quad (3.3)$$

де T_k – момент комутації широтно-імпульсного модулятора; E_k – амплітуда ШІМ сигналу на інтервалі часу (T_k, T_{k+1}) ; n – номер гармонік; $N = x(t) / F(t)$ – кратність відношення частот моделюючої функції та несучого сигналу.

При використанні одноланкового LC-фільтра на виході інвертора, його коефіцієнт передачі гармоніки з номером n , згідно з передаточною функцією одноланкового фільтра [99], визначається наступним чином:

$$|H(\omega_n)| = \left(\sqrt{(1 - \Omega_n^2)^2 + 4\xi\Omega_n^2} \right)^{-1}, \quad (3.4)$$

де $\Omega = \frac{2n\pi}{NT} \sqrt{LC}$ – безрозмірна частота.

Використовуючи вирази (3.2–3.4), можна визначити амплітуди гармонік на виході фільтра при дії на нього послідовності $F_m(t)$ ШІМ-імпульсів, тобто спектральний склад вихідної напруги інвертора.

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} |H(\omega_n)|, \quad (3.5)$$

Таким чином, якість вихідної напруги, тобто наближення форми вихідної напруги до синусоїдальної, що характеризується коефіцієнтом гармонік, визначимо наступним чином:

$$K_r = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (a_n^2 + b_n^2) (|H(\omega_n)|)^2}}{\sqrt{a_1^2 + b_1^2} |H(\omega_1)|}, \quad (3.6)$$

На Рис.3.2 наведено результати розрахунків спектрального складу послідовності $F_m(t)$ ШІМ-імпульсів для інверторів із розімкненим та замкненим контуром зворотного зв'язку, отримані з використанням виразів (3.1–3.5).

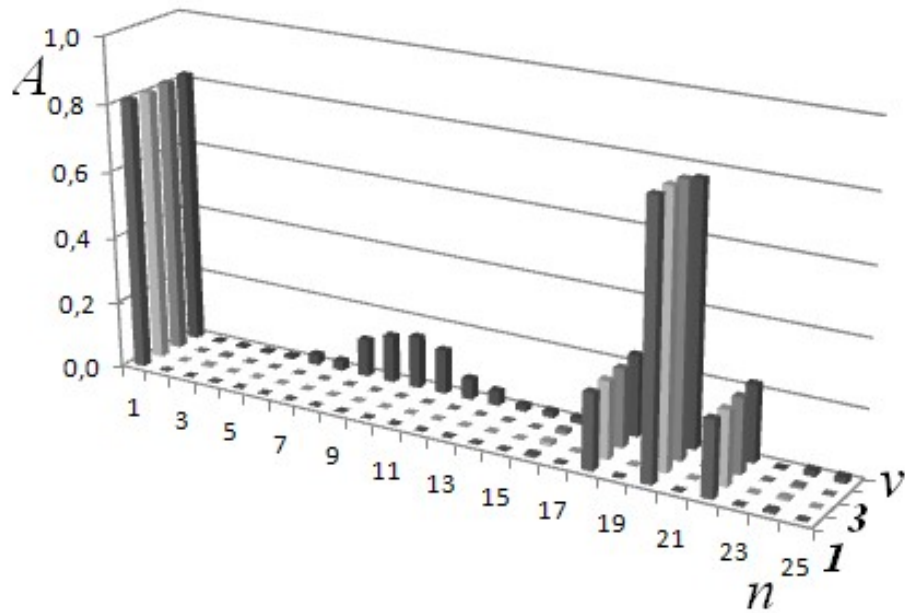


Рис. 3.2 Розрахунок спектрального складу послідовності $F_m(t)$

Результати представлені на Рис.3.2 отримані при наступних параметрах перетворювача: частота вхідної еталонної напруги $f_{ref}=1$ кГц; частота зрізу вихідного фільтру $f_{filt}=1.8$ кГц ($L=2$ мГн, $C=4$ мкФ) при $\zeta=0.46$. На Рис.3.2 наведені значення гармонічних складових, відносно величини постійної напруги E , Рис.3.1, кратності несучої та моделюючої частоти $N=20$, при глибині модуляції $M=0.8$ та різних коефіцієнтах підсилення в колі зворотного зв'язку. На Рис.3.2 позначено: A – відносна амплітуда гармонічних складових в ШІМ послідовності; n – номер гармоніки; v – порядковий номер експериментальних даних. При цьому v_1 – спектральний склад імпульсної послідовності в перетворювачі не охопленому зворотнім зв'язком; v_2 – спектральний склад послідовності $F_m(t)$ в перетворювачі з зворотнім зв'язком при коефіцієнті підсилення $K_{oc} = 25$; v_3 – спектральний склад послідовності $F_m(t)$ в перетворювачі з зворотнім зв'язком при коефіцієнті підсилення $K_{oc} = 30$; v_4 – спектральний склад послідовності $F_m(t)$ в перетворювачі з зворотнім зв'язком при коефіцієнті підсилення $K_{oc} = 35$; В спектрі v_4 присутні гармонічні складові, які кратні половині модулюємої частоти, що свідчить о порушенні стійкості системи керування перетворювача в інверторному режимі. Коефіцієнт гармонік, враховуючий 64 гармонічні складові, має наступні значення: $K_{rv1}=0.743$, $K_{rv2}=0.775$, $K_{rv3}=0.764$, $K_{rv4}=1.413$.

З аналізу спектрального складу послідовності $F_m(t)$ та коефіцієнта гармонік випливає, що зі збільшенням кратності N покращується гармонічний склад напруги на виході LC-фільтра як в інверторі з розімкненим контуром зворотного зв'язку, так і в інверторі із замкненим контуром. Коефіцієнт гармонік зменшується зі зростанням N . За однакової глибини модуляції, коефіцієнт гармонік у вихідній напрузі інвертора практично не залежить від коефіцієнта підсилення в контурі зворотного зв'язку при його збільшенні до граничного значення. З точністю, достатньою для практичних цілей, можна вважати, що коефіцієнт несинусоїдальності напруги на виході LC-фільтра в інверторі із зворотним зв'язком дорівнює коефіцієнту гармонік у відповідному режимі інвертора без зворотного зв'язку.

Спектральний склад послідовності $F_m(t)$ ШІМ-імпульсів в інверторі без зворотного зв'язку дещо відрізняється від спектрального складу відповідної послідовності в інверторі із зворотним зв'язком. Найбільш помітними ці відмінності є для гармонік із номерами $n < N$. Чим вищий коефіцієнт підсилення в контурі зворотного зв'язку, тим більш вираженою є різниця в амплітудах гармонік з номерами $n < N$. Проте ці відмінності не чинять суттєвого впливу на значення коефіцієнта гармонік K_r , оскільки самі ці гармоніки мають набагато менші амплітуди порівняно з іншими складовими, що справляють основний вплив на величину K_r .

При зміні опору навантаження істотно погіршується рівномірність смуги пропускання фільтра, що призводить до виникнення додаткової похибки у вихідній напрузі [95,97]. Завдяки дії негативного зворотного зв'язку ця нерівномірність зменшується у $(1+K)$ разів. Це дозволяє значно ефективніше використовувати смугу пропускання фільтра в інверторах із зворотним зв'язком порівняно з інверторами, не охопленими ним. В інверторі без зворотного зв'язку, при зміні опору навантаження, коефіцієнт використання смуги пропускання фільтра $\eta = (\omega_{гр}) / (\omega_{max})$ необхідно вибирати з запасом, тобто $\eta > 7$ [95], де $\omega_{гр}$ —

гранична (частота зрізу) фільтра; ω_{\max} – максимальна частота в спектрі вихідного сигналу.

Аналізуючи спотворення напруги на виході одноланкового LC-фільтра в інверторі із зворотним зв'язком, встановлено, що коефіцієнт запасу можна обирати в межах $\eta > 1 \div 3$, залежно від коефіцієнтів підсилення в контурі регулювання. Це природно позначається і на енергетичних характеристиках інвертора із зворотним зв'язком, оскільки гармонічний склад вихідної напруги є пропорційним до відношення $(\omega_m)/(\omega_{гр})$, де ω_m – основна частота роботи. Відповідно, при зміні навантаження в широких межах однакової якості вихідної напруги в інверторах із зворотним зв'язком можна досягти за використання нижчої частоти ω_m , ніж в інверторах без зворотного зв'язку.

З викладеного вище можна зробити висновок, що за незмінної напруги живлення інвертора та постійного значення опору навантаження, якість вихідної напруги інвертора, охопленого зворотним зв'язком, не залежить від коефіцієнта підсилення в контурі регулювання. Якість вихідної напруги за умови стійкої роботи інвертора, в основному, визначається вибором відносної частоти переривання (комутації) β та глибиною модуляції M .

На підставі проведених досліджень і зроблених висновків можна запропонувати прості оціночні співвідношення для вибору основних параметрів слідкувальних імпульсних мережевих інверторів із ШІМ, виходячи з допустимого значення коефіцієнта гармонік K_r та точності відтворення еталонного сигналу. У роботі [95] показано, що дисперсія похибки, спричинена модуляційною завадою широтно-імпульсного сигналу, приблизно дорівнює потужності завади, зумовленої немодульованою імпульсною послідовністю (під немодульованою послідовністю мається на увазі послідовність прямокутних імпульсів $F_m(t)$ з однаковою тривалістю позитивної та негативної напруги), незалежно від типу енергетичного спектра вихідного сигналу, його дисперсії, характеру закону розподілу ймовірності та типу фільтра. Це співвідношення виконується з вищою

точністю за умови, що в межах смуги пропускання фільтра корисна складова сигналу спотворюється незначно (ця вимога, в системах із зворотним зв'язком, виконується прямо до значення $\eta=1$).

Виходячи з наведеного, визначимо амплітуду першої гармоніки немодульованої імпульсної послідовності у вигляді:

$$A_N = \frac{4E}{\pi} |H(\omega_N)|, \quad (3.7)$$

де $|H(\omega_N)|$ – коефіцієнт передачі фільтра на частоті модулятора (3.4).

Тоді відносну похибку від модуляційних спотворень можна визначити як:

$$\delta_M = \frac{A_N}{A_1} = \frac{4}{\pi M} |H(\omega_N)|, \quad (3.8)$$

де $M = E/A_1$ – глибина модуляції; A_1 – амплітуда вихідної синусоїдальної напруги.

Нескладно показати, що величина δ_M є досить близькою до значення коефіцієнта гармонік K_r , причому чим меншою є глибина модуляції, тим точніше оцінка δ_M відповідає значенню K_r , залишаючись при цьому дещо завищеною — у середньому не більш ніж на 30 %. Тому, з точністю, достатньою для практичних застосувань, можна вважати, що $\delta_M \approx K_r$.

Виходячи з викладеного вище, методика вибору параметрів ШІМ-сигналів в інверторах з одноланковим LC-фільтром, охоплених зворотним зв'язком, зводиться до такого. Глибину модуляції M слід обирати максимально можливою з урахуванням допустимих відхилень вхідної напруги таким чином, щоб при мінімальному рівні живлення, з урахуванням падіння напруги на елементах інвертора, фільтра та змін еталонного впливу, завжди виконувалась нерівність $M < 1$. За заданим значенням коефіцієнта гармонік, з виразу (3.8) з урахуванням (3.4), визначаємо величину відносної частоти переривання, вважаючи, що відносна похибка від модуляційних завад становить $\delta_M \approx K_r$.

$$\beta = \sqrt{\frac{4M\delta_M \left(M\delta_M\pi^4(1 - 2\xi) - 2\sqrt{M^2\xi\delta_M^2\pi^8(\xi - 1) + 4\pi^6} \right)}{(\pi^2M^2\delta_M^2 - 16)}}, \quad (3.9)$$

де $\beta = T/T_0$ – відносна частота переривання; $T_0 = \sqrt{LC}$ – постійна часу фільтра; $\xi = (1/2R)(\sqrt{LC})$ – коефіцієнт загасання фільтра; T – період роботи ШІМ.

На Рис.3.3 наведено криві, розраховані за виразом (3.9) для різних значень коефіцієнтів загасання та глибини модуляції.

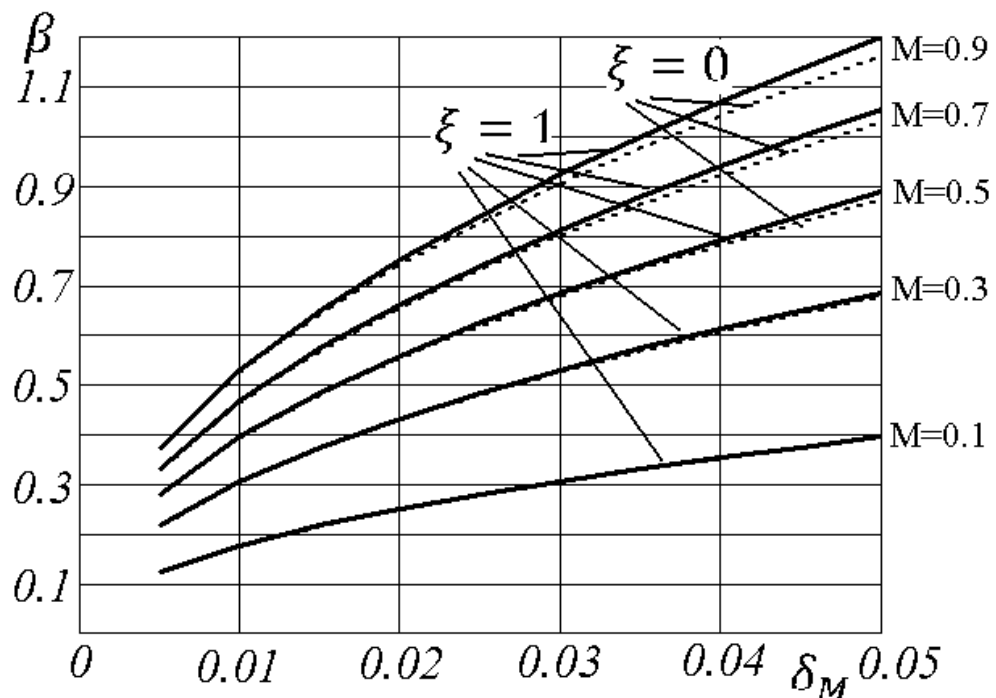


Рис. 3.3 Відносна частота переривання

З виразу (3.9) та Рис. 3.3 випливає, що зміна коефіцієнта загасання фільтра від нуля до одиниці не суттєво впливає на результати розрахунків необхідної відносної частоти переривання. Тому спростимо вираз (3.9), прийнявши $\xi=0$, і отримаємо більш просту формулу для визначення відносної частоти переривання:

$$\beta = 2(\sqrt{\pi})^3 \sqrt{\frac{M\delta_M}{\pi M\delta_M + 4}}, \quad (3.10)$$

Порівнюючи результати розрахунків, зокрема на Рис.3.2, з кривими, наведеними на Рис.3.3, можна зробити висновок, що використання виразів (3.9) та (3.10) дає цілком задовільний результат при виборі параметрів інвертора з ШІМ і з одноланковим LC-фільтром, охопленого зворотним зв'язком за вихідною напругою.

Застосування лише виразу (3.8) є обґрунтованим для інверторів, що використовуються для електроживлення апаратури, тобто працюють в автономному режимі, від еталонного джерела синусоїдальної стабілізованої напруги, основним завданням яких є підтримання стабільної за амплітудою вихідної напруги з мінімальними спотвореннями форми сигналу за наявності різноманітних дестабілізуючих чинників, таких як зміна напруги живлення, струму навантаження тощо. У слідкуючих, мережевих інверторах, які відтворюють вхідний сигнал, поряд із похибкою демодуляції δ_m , необхідно враховувати також похибку δ_a , що виникає внаслідок заміни безперервного сигналу його вибірками (дискретами). Згідно з [102], похибку такої заміни в інверторах із ШІМ можна оцінити наступним чином:

$$\delta_a = \frac{(\pi\omega_M)^2}{3\omega^2}, \quad (3.11)$$

де ω_M – найбільша частота в спектрі вхідного сигналу, яку необхідно передати з визначеною похибкою від дискретизації; ω – частота роботи ШІМ.

Для передавання вхідного сигналу через імпульсну систему із заданою точністю, на основі виразу (3.11) визначимо необхідну кратність N_n між частотою модуляційного сигналу та частотою несучої (моделюючого сигналу):

$$N_n = \frac{\pi}{\sqrt{3\delta_a}}, \quad (3.12)$$

З виразу (3.12) випливає, що для відтворення вхідного сигналу з похибкою, що не перевищує 1 %, частота дискретизації повинна перевищувати максимальну частоту у спектрі вхідного сигналу у 18 разів.

Таким чином, вибір основних параметрів мережевого інвертора зводиться до визначення відносної частоти комутації за виразом (3.9) та необхідної кратності частот згідно з виразом (3.12), ці виводи були представлені в докладі[103].

3.2 Аналіз стійкості положення рівноваги у ШІМ-інверторах із синусоїдальним вихідним сигналом.

Положення рівноваги в інверторі, який формує синусоїдальну напругу за допомогою ШІМ, — це періодичний режим усталеної роботи, в якому вихідна напруга відтворює еталонний синусоїдальний сигнал. Стійкість цього режиму визначає, як система реагує на збурення: чи повертається до заданого режиму, чи переходить у граничні цикли або втрачає стабільність. У контексті мережевих інверторів зі зворотним зв'язком аналіз стійкості є критично важливим, адже від нього залежить здатність системи підтримувати якість вихідної напруги за наявності змін у навантаженні або вхідній напрузі. Для забезпечення експоненційної стійкості необхідне узгодження параметрів фільтра, частоти комутації, глибини модуляції та структури зворотного зв'язку, зокрема його коефіцієнта підсилення і фазових характеристик.

Для подальшого аналізу було використано схему керування мережевого інвертора з LC фільтром Рис.3.1. На Рис.3.4 наведена осцилограма напруги у різних точках виміру ШІМ інвертора Рис.3.1. У інверторах зі зворотним зв'язком по миттєвих значеннях відтворюваного сигналу протікають складні нелінійні процеси, опис яких аналітичними методами є обмеженим або потребує значних спрощень. У таких системах напруги та струми, крім основної гармоніки, містять високочастотні пульсації складної форми, які ускладнюють як спектральний аналіз, так і розрахунок режимів. Для спрощення аналізу динамічних характеристик мостових і напівмостових інверторів, особливо за умов сталої

вихідної частоти, часто використовується еквівалентування системи моделлю понижуючого (buck) імпульсного стабілізатора напруги (ІСН) [104], що дає змогу виконати спрощене оцінювання динамічної поведінки та впливу параметрів керування.

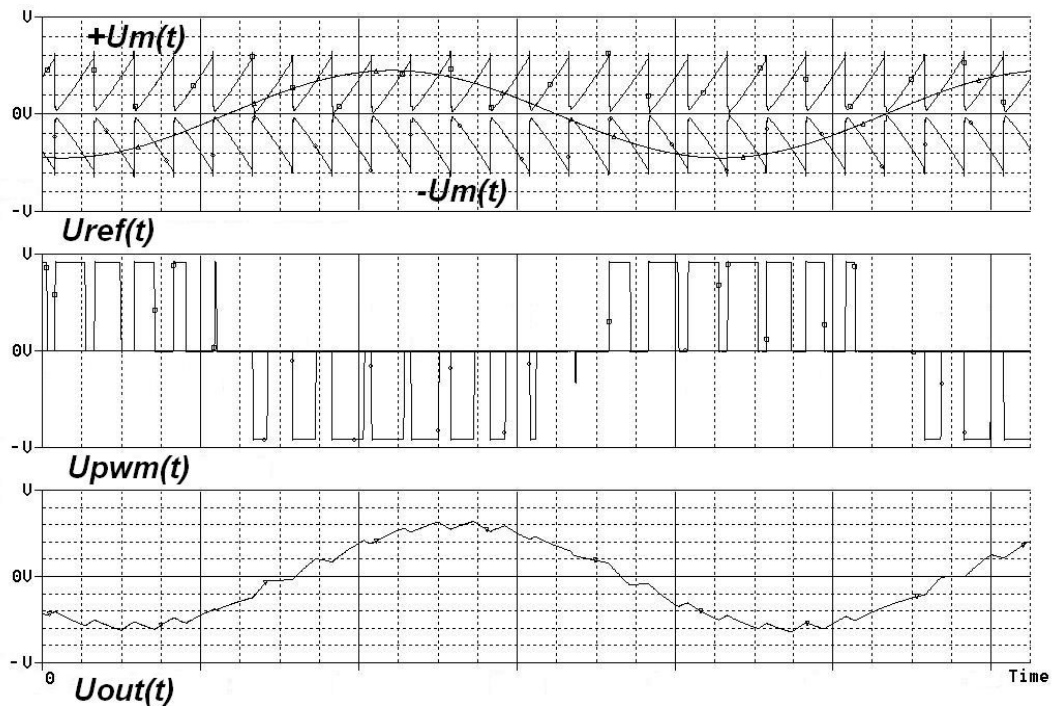


Рис. 3.4 Осцилограма напруги у різних точках виміру ШІМ інвертора

Система керування, по відхиленню, формує безперервний сигнал помилки як різницю між вихідним сигналом і сигналом завдання. На вході ШІМ, цей сигнал помилки порівнюється з синхронізуючою пилкоподібною напругою, рівняння (3.1).

Рівняння замикання ключа (3.1) є точною математичною моделлю ІСН з ШІМ. Складність аналізу ІСН з ШІМ полягає в тому що нелінійність системи в рівнянні (3.1) задана в неявному вигляді. Відомі методи аналізу, які засновані на заміні імпульсних стабілізаторів з ШІМ лінійно імпульсними моделями. За допомогою цих моделей досліджується стійкість в малому [105,106], тобто усталеного режиму. Реальні ІСН практично ніколи не працюють в режимі, які можуть характеризуватися точкою рівноваги, в системі завжди існує якийсь рух.

Тому, необхідно розглядати не тільки стійкість положення рівноваги, в малому, а й стійкість руху, при великих відхиленнях від точки рівноваги. Наприклад, при відстеженні мережевим інвертором еталонної синусоїдальної напруги, при цьому відносна тривалість модульованих імпульсів змінюється в широких межах.

Імпульсні стабілізатори з ШІМ, як відомо, відносяться до нелінійних імпульсним системам з багатьма нелінійностями [107,108], аналітичних методів вирішення рівнянь, що описують поведінку таких систем, в загальному вигляді немає [107,108]. На зараз для аналізу і проектування ІСН з ШІМ широко застосовується метод усереднення простору станів [109-113]. Цей метод, при малих відхиленнях від стаціонарного режиму, дозволяє звести нелінійну дискретну систему, якої є ІСН, до деякої безперервної системі, що дозволяє використовувати добре розвинені і наочні математичні апарати, наприклад, передавальних функцій. В основі цього методу лежить допущення, що смуга пропускання каналу зворотного зв'язку істотно менше частоти перемикавання силових ключів. Іншими словами, в системі відсутні пульсації на частоті перемикавання силових ключів, але це допущення справедливо тільки в обмеженій області зміни параметрів системи. В переважній більшості практичних випадків використання імпульсних систем з ШІМ, при такій фільтрації імпульсної складової, система стає повільною і реалізувати вимоги по динаміці керування стає практично неможливим. Тому, в реальній системі із замкнутим зворотним зв'язком, вихідні пульсації потрапляють на вхід імпульсного модулятора [113]. В [105-107] показано, що основна нелінійність ІСН з ШІМ при лінійних елементах і ідеальних ключах, пов'язана з нелінійністю широтно-імпульсного модулятора, яка проявляється тільки в замкнутій системі, або властива, тільки замкнутій системі. Нелінійність модулятора, на модуляційному ділянці без зон насичення, обумовлена наявністю високочастотної складової на його вході, що приводить до зміни коефіцієнта посилення в замкнутій системі регулювання [107, 114].

Визначимо середнє значення напруги на виході ШІМ на періоді дискретизації T , за умови, що струм в індуктивності фільтру не стає рівним нулю. Вважаємо -

амплітуда вихідної напруги ШІМ змінюється від 1, при включеному перемикаючому елементі, до нуля - при вимкненому.

$$\overline{\gamma(t)} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{ti} 1 \cdot dt + \int_{ti}^T 0 \cdot dt \right) = \frac{ti}{T} = \gamma, \quad (3.13)$$

де $\gamma = ti/T$ – відносна тривалість імпульсів; ti - тривалість імпульсу.

Як слід з (3.13), ШІМ перетворить безперервний сигнал керування, або його середнє значення в дискретні значення відносної тривалості імпульсів $\gamma = ti/T$, які визначають моменти комутації перемикаючих елементів імпульсних регуляторів. Іншими словами, вхідний безперервний сигнал керування ШІМ перетворюється на безперервне значення відносної тривалості імпульсів, яка дискретно міняється в моменти спрацьовування ШІМ модулятора [115].

Як впливає з Рис.3.1, залежно від положення комутаційних елементів (транзисторів) на інтервалі комутації T , еквівалентну схему інвертора, згідно з процедурою методу усереднення, можна представити у вигляді двох еквівалентних схем. Якщо на вихідний фільтр інвертора подається напруга Рис. 3.1, то процеси у силовій частині ІСН на позитивному півперіоді вихідної напруги описуються диференціальними рівняннями.

$$\begin{cases} L \frac{di_l}{dt} = U_{in} - U_c \\ C \frac{dU_c}{dt} = i_l - \frac{U_c}{R} \end{cases} \quad (3.14)$$

А на етапі, коли вхід фільтра зашунтован перемикаючим елементом, стадія – віддачі, рівняннями:

$$\begin{cases} L \frac{di_l}{dt} = -U_c \\ C \frac{dU_c}{dt} = i_l - \frac{U_c}{R} \end{cases} \quad (3.15)$$

де $U_c = U_{out}$, напруга на ємкості; i_l – струм в індуктивності.

Відповідно до процедури методу усереднювання, підсумовуємо рівняння (3.14) та (3.15) на інтервалі включеного і вимкненого стану ключа, з урахуванням відносної тривалості існування відповідних режимів в ІСН. Для напруги на індуктивності:

$$L \frac{di_l}{dt} = \gamma U_{in} - U_c, \quad (3.16)$$

Для струму ємкiсть:

$$C \frac{dU_c}{dt} = -\frac{-i_l R + U_c}{R}, \quad (3.17)$$

Вирішуючи рівняння (3.16) і (3.17) щодо вхідної і вихідної напруги, визначимо, передавальну функцію інвертора:

$$W(p) = \frac{U_c}{U_{in}} = \gamma \frac{1}{Lp^2 C + \frac{Lp}{R} + 1}, \quad (3.18)$$

Вираз (3.18) можна інтерпретувати як послідовне з'єднання фільтра та підсилювача [103]. Таким чином, згідно з (3.18), ІСН зі ШІМ на основі понижуючого типу складається з неперервної лінійної частини з передаточною функцією фільтра другого порядку та підсилювача з коефіцієнтом підсилення, що дорівнює відносній тривалості імпульсу. Цей коефіцієнт є неперервною величиною, яка змінюється лише в дискретні моменти часу. Отже, після застосування до дискретної системи, зображеної на Рис. 3.1 та описаної рівняннями (3.14) і (3.15) у межах методу усереднення, вона перетворюється на лінійну імпульсну систему [117] Рис.3.5, оскільки в її структурі залишається лише квантування за часом [103,118], а сама ШІМ структура замінюється найпростішим імпульсним елементом:

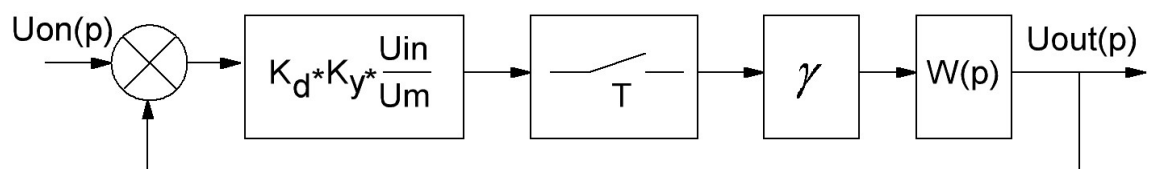


Рис. 3.5 Лінійна імпульсна модель ІСН з ШІМ, отримана методом усереднення

На Рис. 3.5 приведений коефіцієнт посилення розімкненої системи:

$$K = K_d \cdot K_y \cdot \frac{U_{in}}{U_m}, \quad (3.19)$$

де K_d - коефіцієнт передачі дільника вихідної напруги; K_y - коефіцієнт посилення різницевого сигналу; U_{in} - вхідна напруга ІСН; U_m - амплітуда пилоподібної напруги несиметричної форми на вході широтно-імпульсного модулятора.

Для урахування впливу пульсацій в [105-108,115] запропоновано в еквівалентну структурну схему лінійно імпульсної системи послідовно з найпростішим імпульсним елементом вводити додаткову ланку, коефіцієнт передачі якої є функцією похідною сигналу помилки діючої на вході релейного елемента, який порівнює пилоподібну напругу з сигналом помилки в замкнутій системі керування, в моменти його спрацювання.

$$F = \left(1 + T \left[\frac{dx(t)}{dt} \right]_{t=nT-0} \right)^{-1}, \quad (3.20)$$

Одна з основних переваг методу усереднення, це приведення нелінійно-імпульсних систем з незмінною або змінною структурою до лінійно-імпульсної системи з незмінною структурою лінійної частини. Враховуючи фактор пульсацій і імпульсних характер системи, згідно з Рис.3.5, запишемо передавальну функцію розімкнутої імпульсної системи ІСН з ШІМ у вигляді:

$$W_{ol}(z) = F \cdot K \cdot \gamma \cdot \bar{W}(z), \quad (3.21)$$

В режимі безперервного струму дроселя фільтра з рівняння (3.18) отримаємо:

$$\bar{W}(z) = T \cdot Z\{W(p)\} = \frac{z \cdot A}{z^2 - z \cdot N + d^2}, \quad (3.22)$$

де $A = \frac{\beta \cdot d \cdot \sin(\sqrt{1-\xi^2} \cdot \beta)}{\sqrt{1-\xi^2}}$; $N = 2 \cdot d \cdot \cos(\sqrt{1-\xi^2} \cdot \beta)$; $d = e^{-\xi \cdot \beta}$; $\beta = T/T_0$ - відносна частота преривання; T - період дискретизації; $T_0 = \sqrt{LC}$ - постійна часу фільтра; $\xi = (1/2R)\sqrt{L/C}$ - коефіцієнт затухання.

За ідеальної лінійності пилообразної напруги на вході широтно-імпульсного модулятора, на ділянках її монотонної зміни коефіцієнт передачі визначається наступним чином [106,111,116]:

$$F = \left(1 + K \cdot T \cdot \sum_{i=1}^n \frac{e^{p_i \cdot T_K} - e^{p_i \cdot T}}{1 - e^{p_i \cdot T}} \right)^{-1}, \quad (3.23)$$

де p_i – полюси $W(p)$; n – число полюсів;

$$T_K = \begin{cases} \gamma \cdot T - \text{при модуляції зрізу імпульсів} \\ (1 - \gamma) \cdot T - \text{при модуляції фронту імпульсів} \end{cases}$$

Розглядаючи вирази (3.19), (3.22), (3.23), що описують передаточні характеристики та коефіцієнти ланок імпульсної моделі імпульсного стабілізатора напруги з ШІМ, приходимо до висновку: при зміні відносної тривалості імпульсів змінюється приведений коефіцієнт підсилення лінійно-імпульсної моделі, який з урахуванням виразу (3.23) дорівнює:

$$Kp = K \cdot F = \frac{K \cdot V}{V + K \cdot \beta \cdot M}, \quad (3.24)$$

де $V = \sqrt{(1 - \xi^2)} \cdot (1 - 2 \cdot d \cdot \cos(\beta \cdot \sqrt{(1 - \xi^2)}) + d^2)$; $M = J + Q - d \cdot \sin(\beta \cdot \sqrt{(1 - \xi^2)})$; $J = e^{-\xi \cdot \beta \cdot \varepsilon} \cdot (\sin(\beta \cdot \varepsilon \cdot \sqrt{(1 - \xi^2)}))$; $Q = e^{-\xi \cdot \beta \cdot \varepsilon} \cdot (d \cdot \sin(\beta \cdot (1 - \varepsilon) \cdot \sqrt{(1 - \xi^2)}))$; $\varepsilon = \begin{cases} \gamma - \text{при модуляції зрізу імпульсів} \\ 1 - \gamma - \text{при модуляції фронту імпульсів} \end{cases}$

На Рис.3.6 крива 1 наведено графік зміни приведенного коефіцієнта підсилення при зміні відносної тривалості імпульсів. Крива 2 на Рис.3.6 відповідає загальному коефіцієнту підсилення в системі яка розглядається. Зміна приведенного коефіцієнта підсилення залежно від відносної тривалості імпульсів ще раз підтверджує відоме положення: імпульсний стабілізатор напруги з ШІМ є нелінійною імпульсною системою. Як впливає з наведеного прикладу, таку систему можна вважати лінійно-імпульсною лише у випадку, коли відносна тривалість імпульсів наближається до нуля або одиниці. Надійно оцінювати стійкість таких систем можливо лише з урахуванням притаманної їм нелінійності [105-108,116].

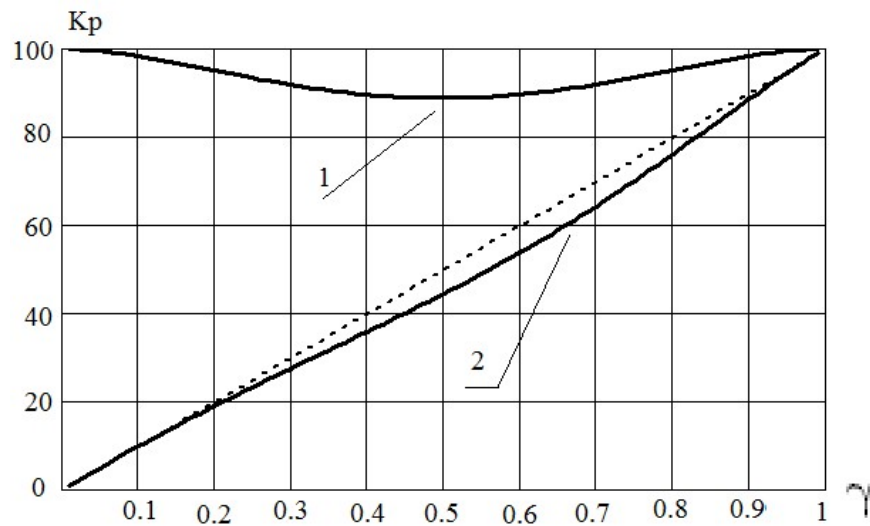


Рис. 3.6 Залежність зміни коефіцієнта підсилення $K_p - 1$; залежність загального коефіцієнта підсилення $\Psi(\gamma) - 2$

Як відомо [106,116,119,120], ІСН з ШІМ належать до класу релейних синхронізованих систем. У таких системах під стійкістю усталеного режиму розуміють здатність системи зберігати нав'язаний ззовні синхронний режим роботи. При цьому система характеризується певною частотою повторення імпульсів однакової тривалості. В іншому випадку система вважається нестійкою — спостерігається зміна тривалості імпульсів або періоду їх слідування у вихідній імпульсній послідовності. Несталість цих параметрів в усталеному режимі свідчить про нестійкий режим роботи ІСН з ШІМ.

Структурну схему нелінійно-імпульсної моделі у випадку односторонньої модуляції фронту або спаду імпульсів, отриману з використанням методу усереднення, наведено на Рис.3.7.

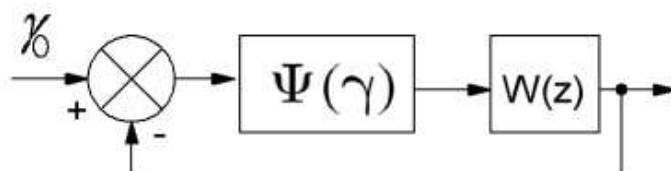


Рис. 3.7 Нелінійно-імпульсна модель імпульсного регулятора з ШІМ

Розглянемо питання абсолютної стійкості положення рівноваги в ІСН з ШІМ при зміні відносної тривалості імпульсів у межах від 0 до 1. Частотний критерій абсолютної стійкості положення рівноваги нелінійної імпульсної системи [116] після модифікації за допомогою ω -перетворення [111,120,121] набуває такого вигляду:

$$\operatorname{Re} \left(\frac{W(j\lambda)}{1 + r \cdot W(j\lambda)} \right) + \frac{1}{k - r} > 0, \quad (3.25)$$

При цьому на нелінійну функцію накладається обмеження:

$$r \leq \frac{\Psi(\gamma)}{\gamma} \leq k, \quad (3.26)$$

Сектор (r, k) обмежен мінімальним (r) та максимальним (k) статичним коефіцієнтом підсилення нелінійного підсилювача. Після переходу к ω - площині, шляхом підстановки в (3.22) $z = \frac{1+j\cdot\lambda}{1-j\cdot\lambda}$ та виділення дійсної частини, критерій (3.25) зводиться к рівносильному нерівності:

$$\frac{r \cdot kr \cdot A^2 \cdot (1 + \lambda^2)^2 + a \cdot kr + b}{kr \cdot b} = P(\lambda^2) > 0, \quad (3.27)$$

де $a = A \cdot (1 + \lambda^2) \cdot (h - \vartheta \cdot \lambda^2)$; $\vartheta = 1 + N + d^2$; $m = 2 \cdot (1 - d^2)$;
 $c = (h - \vartheta \cdot \lambda^2)^2 + \lambda^2 \cdot m^2$; $b = c + 2 \cdot a \cdot r + r^2 \cdot A^2 \cdot (1 + \lambda^2)^2$; $kr = (k - r)$;
 $h = 1 - N + d^2$; $m = 2 \cdot (1 - d^2)$.

У роботі [108] показано, що поліном $P(\lambda^2)$ буде строго додатним, якщо рівняння $P(\lambda^2) = 0$ не має дійсних додатних коренів. Додатність коефіцієнтів при старшому та вільному членах полінома є необхідною умовою його строгої додатності [109]. Розв'язуючи рівняння (3.27) відносно λ , отримаємо:

$$P(\lambda^2) = \lambda^4 \cdot a_0 + \lambda^2 \cdot a_1 + a_2 = 0, \quad (3.28)$$

де $a_0 = \vartheta^2 - \vartheta \cdot A \cdot (k + r) + r \cdot k \cdot A^2$;

$a_1 = (k + r) \cdot A \cdot (h - \vartheta) + 2 \cdot r \cdot k \cdot A^2 + (m^2 - 2 \cdot h \cdot \vartheta)$;

$a_2 = h^2 + r \cdot k \cdot A^2 + (k + r) \cdot A \cdot h$.

Умови строгої додатності полінома (3.28), зводяться до чотирьох нерівностей [111]:

$$a_0 > 0, \quad (3.29)$$

$$a_1 < 0, \quad (3.30)$$

$$a_2 > 0, \quad (3.31)$$

$$a_1^2 < 4 \cdot a_0 \cdot a_2, \quad (3.32)$$

Аналіз нерівностей (3.29–3.32) показав, що визначаюча є нерівність (3.32). Максимальне значення статичного коефіцієнта підсилення, як впливає з виразів (3.29-3.32) та (3.33), а також з Рис.3.6(крива 1), досягається в точках $\gamma = 0$ та $\gamma = 1$. Підставивши в (3.29-3.32) одне з цих значень, отримаємо:

$$k = K, \quad (3.33)$$

Досліджуючи вираз (3.24) з достатньою точністю можна рахувати, що статичний коефіцієнт підсилення, в випадку $W(p)$, стає мінімальним при $\gamma = 0.5$. Підставляючи це значення γ в (3.24) отримаємо:

$$r = \frac{K \cdot V}{V + K \cdot \beta \cdot G}, \quad (3.34)$$

де $G = G1 + G2$; $G1 = -d \cdot \sin(\beta \cdot \sqrt{1 - \xi^2})$;

$G2 = e^{-0.5 \cdot \xi \cdot \beta} \cdot \sin(0.5 \cdot \beta \cdot \sqrt{1 - \xi^2}) \cdot (1 + e^{-\xi \cdot \beta})$.

Розв'язуючи одночасно рівняння (3.24), (3.36) та (3.27), визначимо граничне значення коефіцієнта підсилення K . У зв'язку з тим, що нерівність (3.24) з урахуванням (3.28) щодо K вище другого порядку, систему нерівностей розв'язуємо чисельно.

Результати чисельного розв'язання нерівностей (3.29-3.32) для різних значень β при зміні ξ наведено на Рис.3.8. Як видно на Рис. 3.8, що зі зменшенням відносної частоти переривання β допустиме значення коефіцієнта підсилення K в замкненій системі регулювання зростає. При незмінному значенні β зменшення

коефіцієнта загасання фільтра ζ призводить до істотного зниження величини коефіцієнта підсилення K .

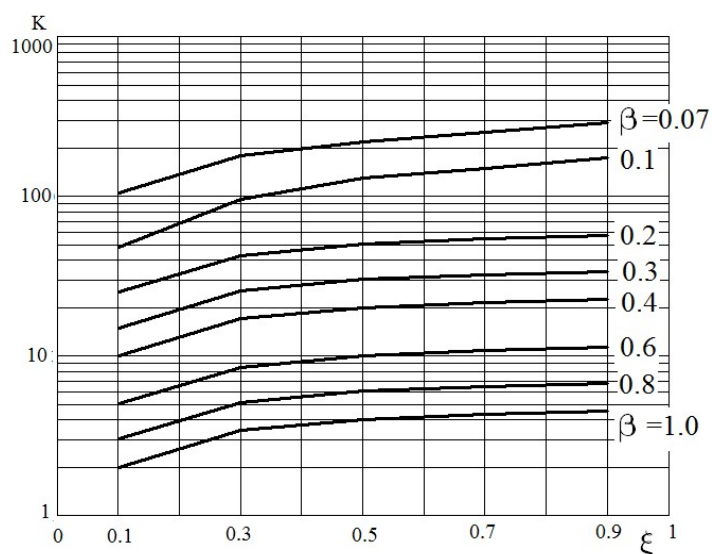


Рис. 3.8 Значення допустимого коефіцієнта підсилення залежно від відносної частоти переривання при різних значеннях коефіцієнтів загасання фільтра

Аналіз виразу (3.34) показав [122], що при $\beta \rightarrow 0$, що відповідає значному зменшенню періоду T зовнішньої синхронізуючої напруги порівняно з сталою часу фільтра, амплітуда змінної складової у вихідній напрузі прямує до нуля. При цьому мінімальне значення статичного коефіцієнта підсилення r нелінійного підсилювача зростає до величини k . При $r = k$, критерій (3.25) абсолютної стійкості положення рівноваги вироджується до критерію Найквіста [101]. З виразу (3.25) при $r = k$ отримуємо умови стійкості лінійної імпульсної системи:

$$K_{li} = \frac{N + 2 \cdot d}{A}, \quad (3.35)$$

Умова $r = k$ свідчить про відсутність нелінійності в системі що досліджується.

Експериментальна перевірка результатів проведених досліджень здійснювалася на макеті ІСН з ШІМ при частоті модуляції 10 кГц. Порушення стійкості стабілізатора проявлялося у зміні тривалості імпульсу на виході ШІМ з періодом $2T$. Результати експериментальних досліджень з високою точністю узгоджуються з розрахованими межами стійкості положення рівноваги за

нелінійно-імпульсною моделлю. Порівняння граничних значень коефіцієнта підсилення, визначених за виразами (3.25) і (3.35), показало: урахування нестационарної нелінійності, притаманної замкненій системі в ІСН із ШІМ, призводить до звуження області стійкості. Значення допустимого коефіцієнта підсилення K істотно залежить від коефіцієнта загасання фільтра.

3.3 Висновки до розділу 3.

1. Встановлено, що коефіцієнт гармонік у вихідній напрузі мережевого інвертора із синусоїдальною вихідною напругою, який працює в режимі однопольної ШІМ, не залежить від значення коефіцієнта підсилення в контурі зворотного зв'язку в межах області стійкості. Також встановлено, що амплітуди спектральних складових у послідовності широтно-модульованих імпульсів з номерами гармонік менше N у мережевому інверторі, не охопленому зворотним зв'язком, є дещо меншими за відповідні складові у випадку інвертора зі зворотним зв'язком. Проте ці гармоніки в межах області стійкості не справляють істотного впливу на коефіцієнт гармонік через свою незначну амплітуду. Отримано прості вирази, що дозволяють за заданим коефіцієнтом гармонік та відомою глибиною модуляції визначати основні параметри мережевих імпульсних інверторів із ШІМ.

2. Показано, що умови стійкості в малому для імпульсного стабілізатора з ШІМ і LC-фільтром другого порядку збігаються з умовами стійкості в великому лише за умови, що коефіцієнт загасання неперервної частини перевищує одиницю.

3. Показано, що область абсолютної стійкості положення рівноваги імпульсного стабілізатора з ШІМ суттєво залежить від коефіцієнта загасання фільтра. Чим меншим є коефіцієнт загасання та струм навантаження, тим вузькою є область стійкості.

4. Результати дослідження макета імпульсного стабілізатора добре узгоджуються з теоретичними залежностями, отриманими під час аналізу імпульсних стабілізаторів з ШІМ за нелінійною імпульсною моделлю.

Посилання: [20,89–122] див. список використаних джерел стор.131,140–143.

РОЗДІЛ 4

ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ТА ЕКСПЕРЕМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

4.1 Прототип двонаправленого зарядного пристрою для електромобіля.

Концепція Vehicle-to-Grid (V2G) передбачає використання акумулятора електромобіля не лише як джерела живлення для транспортного засобу, а і як активного елементу електроенергетичної системи, здатного здійснювати двонаправлений обмін енергією з мережею. У цьому підході електромобіль може не лише споживати енергію з мережі, а й повертати надлишкову енергію назад, залежно від поточного стану мережі та потреб оператора.

Відповідно до [123], V2G може виконувати низку критичних функцій у енергосистемах нового покоління, зокрема:

- балансування попиту і пропозиції електроенергії;
- регулювання частоти та напруги;
- згладжування пікових навантажень (peak shaving);
- інтеграція змінної генерації з ВДЕ (сонячна та вітрова енергія);
- підвищення надійності та стійкості локальних мікромереж.

У роботі [124] акцентується, що при широкому впровадженні, V2G може перетворити електромобілі з пасивних споживачів енергії у гнучкі енергетичні ресурси (flexible assets). Згідно з аналітичними моделями, навіть часткове залучення парку електромобілів до V2G здатне значно знизити необхідність у додаткових акумуляторних системах або пікових електростанціях.

Дослідження [125] підкреслює, що з технічної точки зору V2G базується на вже існуючих технологіях двонаправлених перетворювачів, стандартів комунікації,

наприклад, ISO 15118, та протоколів керування заряджанням, та координації роботи зарядної інфраструктури з системами керування енергоспоживанням.

Таким чином, концепція V2G є стратегічно доцільною у контексті розвитку розумних мереж (Smart Grid), підвищення ефективності використання акумуляторів, інтеграції електромобілів до мережевого регулювання, а також у створенні гнучких енергосистем з високою часткою ВДЕ.

Розділ 1 цієї роботи присвячено огляду топологій двонаправлених силових перетворювачів. У розділі 2 запропоновано реалізацію двонаправленого DC-DC та DC-AC перетворювача на основі асиметричної напівмостової структури, яка розглядається як ефективна альтернатива традиційним схемотехнічним рішенням.

В електромобілях, а особливо в гібридних транспортних засобах, системи розподілу електроенергії функціонують на різних рівнях напруги. Відповідно, двонаправлений перетворювач повинен забезпечувати узгодження між напругою тягової батареї та напругою шини постійного струму, до якої підключено електропривід транспортного засобу. Зважаючи на те, що ці рівні напруги можуть суттєво відрізнятися, найбільш перспективною архітектурою вважається двоступенева топологія перетворювача [126]. Такі двоступеневі системи зазвичай складаються з:

- двонаправленого перетворювача постійного струму (DC-DC), який забезпечує керування зарядом/розрядом акумулятора та стабілізує рівень напруги на шині постійного струму;
- двонаправленого перетворювача змінного струму (DC-AC), що здійснює інвертування або випрямлення та, за потреби, виконує функції корекції коефіцієнта потужності (PFC).

DC-DC перетворювач забезпечує стабільну напругу на шині постійного струму, що є необхідною умовою для ефективної роботи DC-AC інвертора, зокрема у режимі підключення до змінного навантаження або мережі. У свою чергу, DC-AC перетворювач може як перетворювати енергію в змінну напругу, так і

працювати в режимі активного фільтра, впливаючи на якість електроенергії в мережі.

Експериментальні дослідження проводились за допомогою розробленого макету двонаправленого зарядного пристрою схема якого наведена на Рис.4.1.

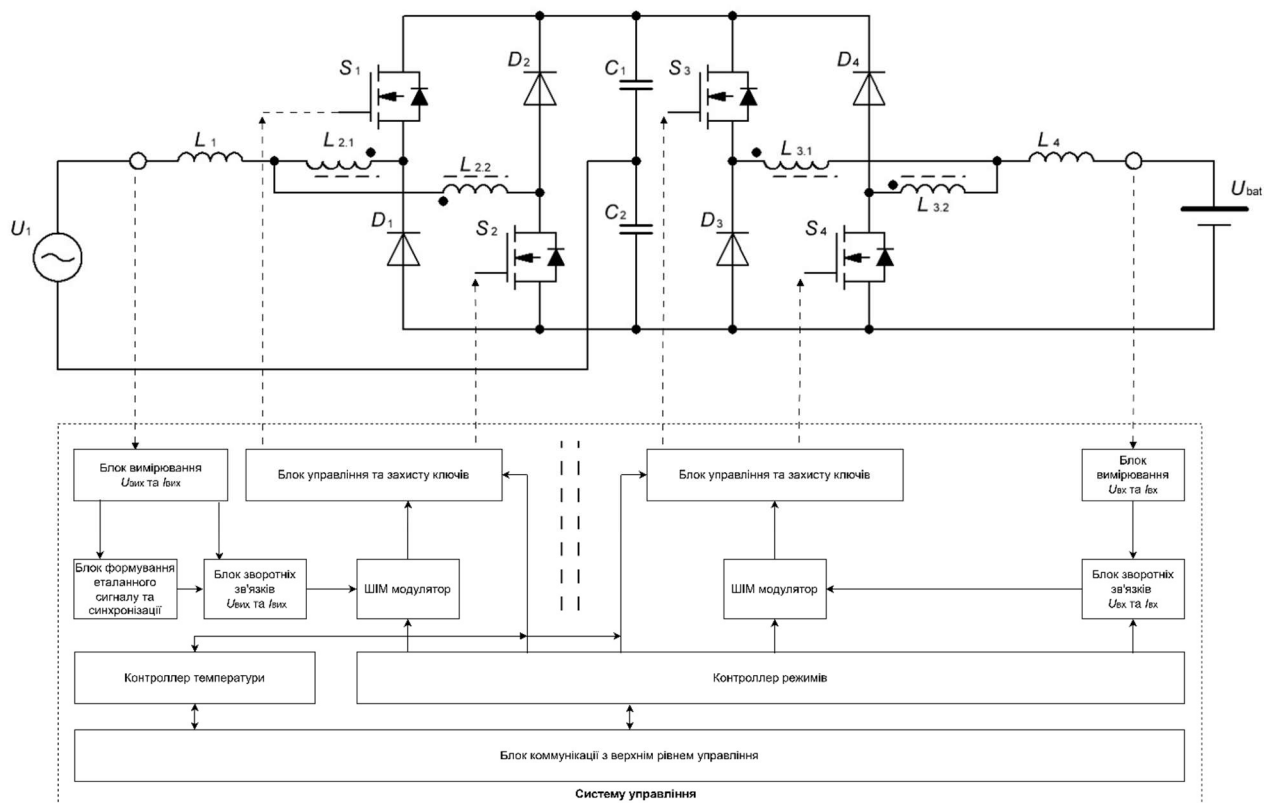


Рис. 4.1. Схема двонаправленого зарядного пристрою

В залежності від стратегії керування асиметричний DC-AC перетворювач, виконаний на транзисторах S_1, S_2 , магнітозв'язаному дроселі L_2 та додатковому дроселі L_1 , працює як випрямляч, коли енергія передається від мережі змінного струму до шини постійного струму (C_1, C_2). У протилежному випадку, перетворювач працює як інвертор, коли енергія передається від шини постійного струму в мережу змінного струму. DC-DC перетворювач, виконаний на транзисторах S_3, S_4 , магнітозв'язаному дроселі L_3 та додатковому дроселі L_4 , узгоджує напругу шини постійного струму з напругою акумуляторної батареї, виконуючи функцію заряджання батареї, коли енергія передається від мережі

змінного струму, та в зворотному напрямку, коли енергія передається в мережу змінного струму.

Прототип силової частини зарядного пристрою Рис.4.2, та плата керування Рис.4.3.

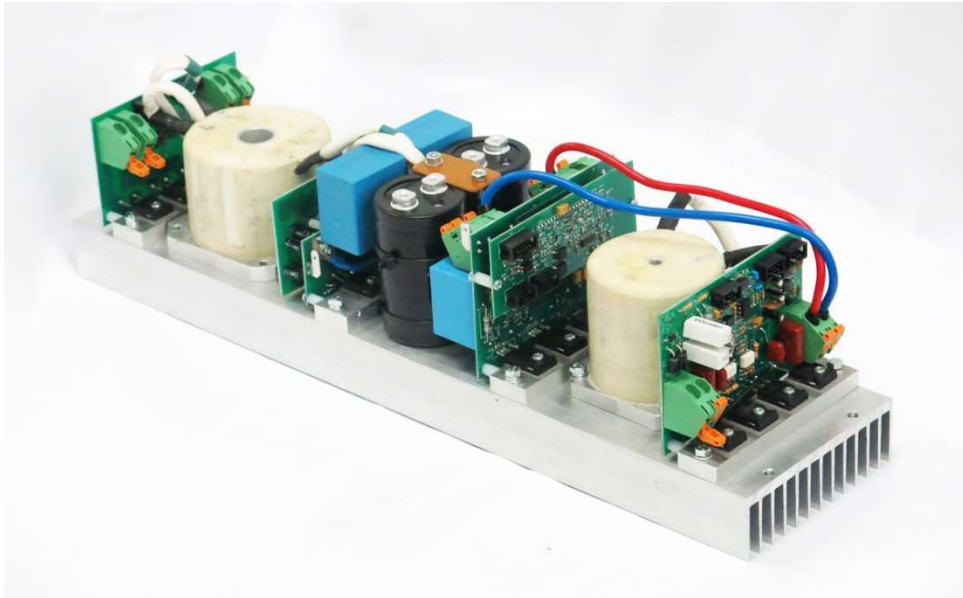


Рис. 4.2 Прототип двонаправленого зарядного пристрою 6кВт, силова частина

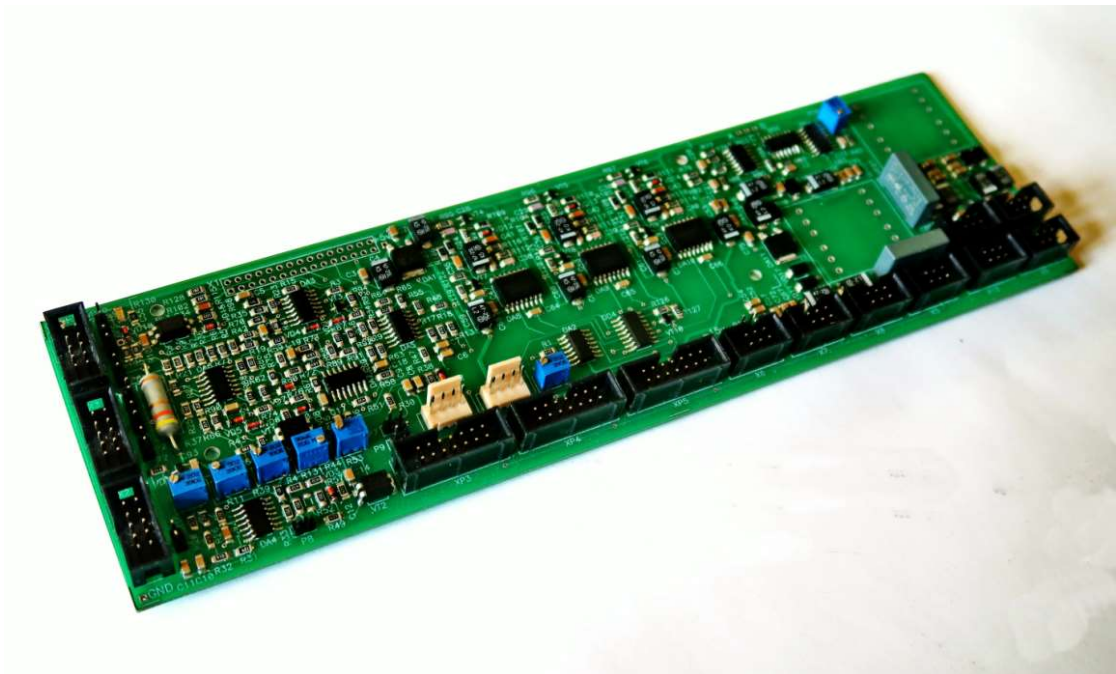


Рис. 4.3 Плата керування двонаправленим зарядним пристроєм

Створений прототип двонаправленого зарядного пристрою базується на результатах теоретичних і експериментальних досліджень електромагнітних

процесів в двонаправленому асиметричному перетворювачі отриманих в розділах 2 та 3.

Основні технічні характеристики прототипу двонаправленого перетворювача зарядного пристрою наведені у Таб.4.1.

Таблиця 4.1

Основні параметри двонаправленого перетворювача

Характеристики	Значення
Вхідна напруга змінного струму	110-260 В+10%-15%
Номінальна напруга змінного струму	220 В
Максимальна неперервна вхідна потужність	6 кВт
Потужність буде обмежена, якщо вхідна напруга буде нижче	200 В
Діапазон вихідної напруги DC (шина постійного струму)	700 В
Частота перемикання DC-AC	100 кГц
Коефіцієнт гармонічних спотворень	<5%
ККД при номінальному навантаженні	≥97 %
Коефіцієнт потужності вихідного кола	≥0,99
Діапазон вихідної напруги постійного струму (напруга акумулятора)	250 В-450 В
Частота перемикання DC-DC	200 кГц
Сумарний коефіцієнт гармонічних спотворень	≤ 3%
Максимальна неперервна вихідна потужність	5 кВт
Частота вихідної напруги	50 Гц +3%/-5%
Навантаження	Розподільна мережа
Діапазон вихідної напруги змінного струму (Автономний режим)	220 В
Примусове повітряне охолодження для загального радіатора	так

У зв'язку з тим, що асиметричний перетворювач із магнітозв'язаним дроселем в режимі роботи на мереж (надалі інвертор) здатний працювати в трьох режимах — як коректор коефіцієнта потужності, мережевий інвертор та автономний інвертор — проектування його силової частини та системи керування здійснюється, виходячи з найскладнішого режиму експлуатації, а саме автономної роботи.

У цьому режимі інвертор не має підтримки з боку зовнішнього джерела напруги (мережі) і повинен самостійно формувати синусоїдальну вихідну напругу з фіксованими параметрами частоти, амплітуди та гармонічного складу, відповідно до встановлених нормативів якості електроенергії. Це вимагає високої точності регулювання та швидкодіючої системи керування.

У режимах PFC і мережевої синхронізації інвертор функціонує у присутності стабільного джерела напруги, яким є мережа, що виконує роль опорного сигналу. У таких умовах основне завдання системи — не порушувати якість наявної електроенергії, зокрема не вносити небажаних гармонік або реактивної потужності, а також забезпечити високий коефіцієнт потужності та мінімальні втрати при передачі енергії до та з мережі.

Для розрахунку вихідного фільтра інвертора, що розглядається, загальна схема приводиться до схеми наведеної на Рис. 4.4 [58] і містить дросель, конденсатор та навантаження.

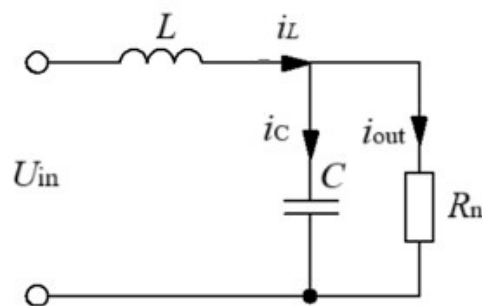


Рис. 4.4 Вихідне коло DC-AC інвертора

Якість вихідної напруги за умови стійкої роботи інвертора, в основному, визначається вибором відносної частоти переривання β та глибиною модуляції M [103].

$$M = \frac{U_m}{U_{in_max}}, \quad (4.1)$$

де U_m – амплітудне значення вихідної напруги; U_{in_max} – максимальне значення напруги живлення інвертора.

Розглядаємо один фазний мережевий асиметричний інвертор підключений до шини постійного струму з напругою 700 В, тому з огляду на те, що структурно асиметричний інвертор це напівміст, була визначена глибина модуляції.

$$M = \frac{U_m}{U_{in_max}} = \frac{310}{700/2} \approx 0.89, \quad (4.2)$$

Для визначення величини відносної частоти переривання, був використаний вираз (3.10), враховуючи, що відносна похибка від модуляційних завад не повинна перевищувати 3%, а частота перемикавання транзисторів становить 100 кГц, було знайдено:

$$\beta = \frac{T_{pwm}}{\sqrt{LC}} = 2(\sqrt{\pi})^3 \sqrt{\frac{M\delta_M}{\pi M\delta_M + 4}} = 2(\sqrt{\pi})^3 \sqrt{\frac{0.89 * 0.03}{\pi * 0.89 * 0.03 + 4}} = 0.9, \quad (4.3)$$

де $f=1/T_{pwm}$ – частота роботи широтно-імпульсного модулятора.

З виразу (4.3) було знайдено значення:

$$\sqrt{LC} = \frac{1}{2\pi^{\frac{3}{2}}} \frac{T_{pwm}}{\sqrt{M \frac{\delta}{\pi M \delta + 4}}} = \frac{1}{2\pi^{\frac{3}{2}}} \frac{(1/100000)}{\sqrt{0.89 \frac{0.03}{\pi * 0.89 * 0.03 + 4}}} = 1.1105 \times 10^{-5}, \quad (4.4)$$

Для забезпечення не коливальних перехідних процесів визначимо загасання фільтра величиною більше одиниці з (4.3) визначимо:

$$C = 2.4664 \times 10^{-7} \approx 250 * 10^{-9} [\text{Ф}]$$

$$L = 500 * 10^{-6} [\text{Гн}]$$

При потужності інвертора 6 кВт еквівалент навантаження був визначений наступним чином:

$$R_n = \frac{U^2}{P} = \frac{220^2}{6000} \approx 8.0, \quad (4.5)$$

Звідки був отримано коефіцієнт загасання фільтра:

$$\xi = \frac{1}{2R_n} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2 * 8} \sqrt{\frac{500 * 10^{-6}}{250 * 10^{-9}}} = 2.7951$$

На Рис.4.5 наведено результати розрахунків вихідних струмів інвертора для значень індуктивності високочастотних дроселів $L_1=L_2=L_3=L_4=500$ мкГн та частоти імпульсної модуляції 100кГц при діючому значенні вихідної фазної напруги інвертора 210В в режимі передачі енергії з акумуляторної батареї до мережі.

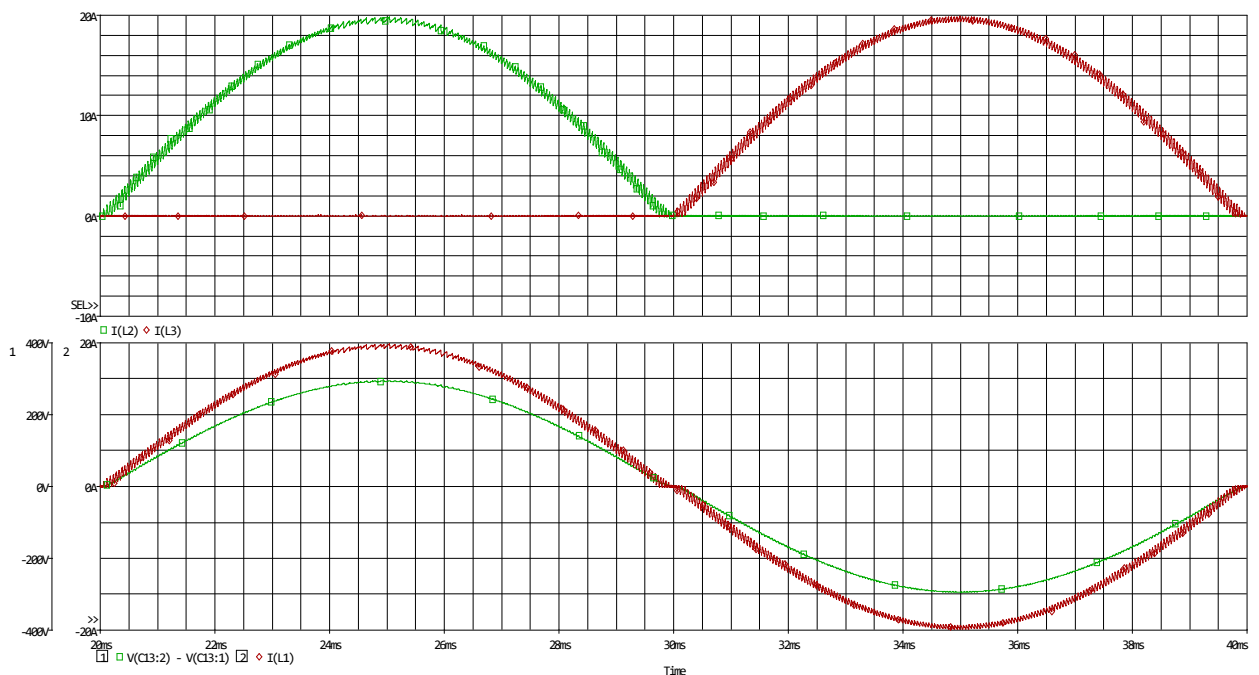


Рис. 4.5. Струми високочастотних дроселів в режимі передачі енергії до мережі

Як видно з Рис. 4.5, на виході інвертора формуються струми практично синусоїдальної форми. При вказаних параметрах максимальне значення вихідного струму на виході інвертора становлять 20А. Значення гармонічних спотворень становить 2,5%, що є відносно низьким. При цьому, як видно з осцилограм струмів

обмоток Рис.4.5 магнітозв'язаного дроселя ($I_{L2.1}$ та $I_{L2.2}$) циркуляційні струми відсутні.

На Рис. 4.6 наведено результати розрахунків для значень індуктивностей високочастотних дроселів у 500 мкГн, діючого значення напруги мережі 210В і частоти імпульсної модуляції 50кГц в режимі передачі енергії до акумулятора з мережі (струм знаходиться у протифазі з напругою мережі, що відповідає передачі енергії від акумулятора через інвертор до мережі, при діючому значенні фазної напруги – 210 В і діючому значенні струму 34А).

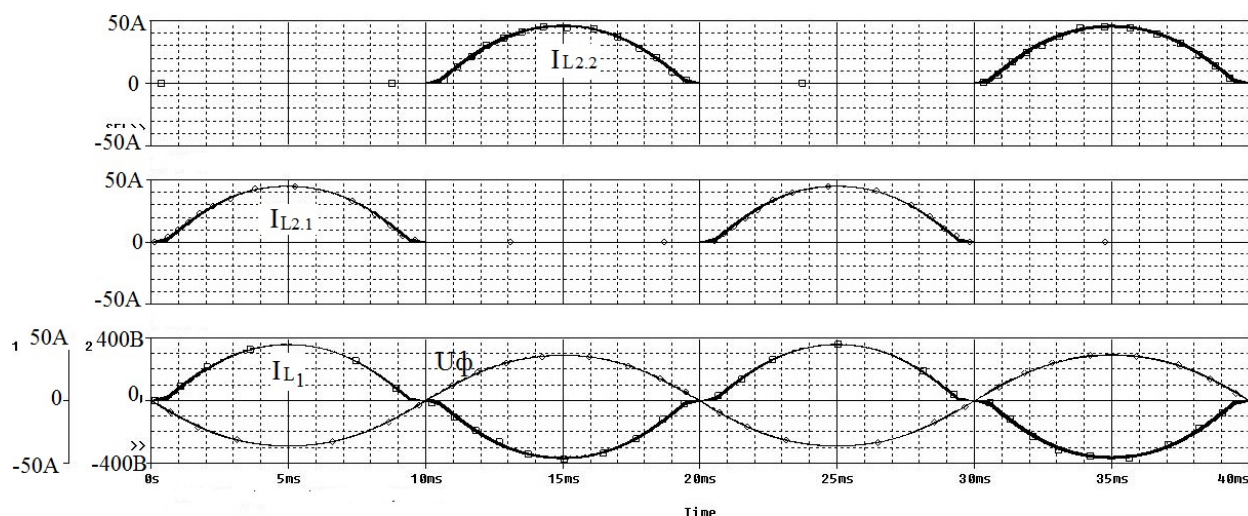


Рис. 4.6. Струми високочастотних дроселів в режимі передачі енергії з мережі до шини постійного струму

Як видно з Рис. 4.6, на стороні мережі у двонапрявленому асиметричному інверторі, що працює в режимі PFC формуються також струми синусоїдальної форми. При вказаних параметрах максимальне значення струму високочастотних дроселів становлять 48А. Значення гармонічних спотворень струму дроселів становить 2,05%.

На Рис.4.7 наведено осцилограма струму дроселя L_1 , в режимі передачі енергії від шини постійного струму через інвертор до мережі, при максимальному значенні струму 25А, при частоті широтно-імпульсної модуляції 100 кГц.

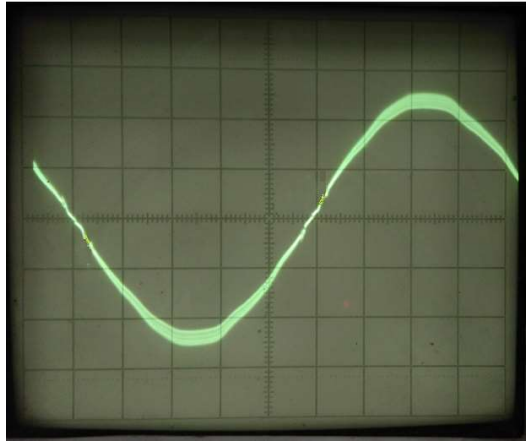


Рис. 4.7. Струм дроселя L_1

На Рис.4.8 – фотографія змонтованих 3-х модулів асиметричного двонаправленого перетворювача, які можуть з'єднуватись паралельно або на базі яких можна організувати трифазне підключення до мережі. Як показали проведені дослідження, використання несиметричного перетворювача в системах накопичення електроенергії дозволяє підвищити надійність і ефективність перетворення електроенергії.



Рис. 4.8 Паралельне з'єднання трьох 6кВт двонаправлених перетворювачів

4.2 Висновки до розділу 4.

1. Для перевірки результатів теоретичних досліджень було розроблено та побудовано макет (Прототип) модуля двонаправленого зарядного пристрою потужністю 6 кВт на основі асиметричного інвертора по двоступеневої топології з використанням проміжної стабілізованої шини постійного струму.

2. Для двоступеневої топології розроблено та побудовано два двонаправлених перетворювача, один DC-DC другий DC-AC з використанням транзисторів SiC, які мають досить високу швидкодію порівняно з іншими рішеннями.

3. Розроблено та експериментально перевірено двонаправлений прототип імпульсного асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями потужністю 6 кВт та ККД понад 97%, що здатен працювати в системах накопичення енергії постійного та змінного струму.

4. Результати експериментальних досліджень побудованого макета двонаправленого асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями для DC-DC та DC-AC мереж добре узгоджуються з отриманими в роботі теоретичними залежностями під час аналізу електромагнітних процесів.

Посилання: [58,103,115,122–126] див. список використаних джерел стор.136,141–143.

ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі вирішено актуальне наукове завдання вдосконалення структури двонаправленого перетворювача для систем накопичення електроенергії, за рахунок використання вдосконаленої топології асиметричного перетворювача з зменшеними втратами енергії, та запропоновані нові математичні моделі для розрахунків параметрів двонаправлених перетворювачів, результати застосування яких дають можливість збільшити частоту роботи перетворювачів, та підтримувати якість вихідної напруги.

За результатами виконання роботи можна зробити наступні висновки:

1. Удосконалено принцип побудови асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями, який, на відміну від існуючих, передбачає введення додаткового дроселя, що дозволяє значно зменшити циркуляційні струми і пов'язані з ними втрати потужності в двонаправленому перетворювачі.

2. Розроблено нові аналітичні моделі асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями для систем накопичення енергії, які, на відміну від існуючих, дозволяють розрахувати параметри інвертора на етапі проектування з урахуванням запобігання виникненню циркуляційних струмів.

3. Встановлено, що в асиметричному двонаправленому DC-DC перетворювачі з магнітозв'язаним дроселем та погодженим послідовним включенням обмоток дроселя, циркуляційний струм відсутній за умови, що напруга на шині постійного струму вдвічі перевищує середню напругу акумуляторної батареї.

4. Встановлено, що зі зростанням різниці між напругою високовольтного джерела живлення та низьковольтного зростає необхідна величина додаткової індуктивності для запобігання циркуляції струмів в асиметричному інверторі з магнітозв'язаними дроселями.

5. Встановлено, що в асиметричному інверторі зберігається режим переривчастої провідності незалежно від коефіцієнта магнітного зв'язку і співвідношенням між індуктивністю дроселів і додатковою індуктивністю при відносній тривалості керуючих імпульсів менше 0,5.

6. Встановлено, що коефіцієнт гармонік у вихідній напрузі мережевого інвертора із синусоїдальною вихідною напругою, який працює в режимі однократної ШІМ, не залежить від значення коефіцієнта підсилення в контурі зворотного зв'язку в межах області стійкості.

7. Встановлено, що амплітуди спектральних складових у послідовності широтно-модульованих імпульсів з номерами гармонік менше N у мережевому інверторі, не охопленому зворотним зв'язком, є дещо меншими за відповідні складові у випадку інвертора зі зворотним зв'язком. Проте ці гармоніки в межах області стійкості не справляють істотного впливу на коефіцієнт гармонік через свою незначну амплітуду. Отримано прості аналітичні залежності, що дозволяють за заданим коефіцієнтом гармонік та відомою глибиною модуляції визначати основні параметри мережевих імпульсних інверторів із ШІМ.

8. Доведено, що умови стійкості в малому для імпульсного стабілізатора з ШІМ і LC-фільтром другого порядку збігаються з умовами стійкості в великому лише за умови, що коефіцієнт загасання неперервної частини перевищує одиницю.

9. Доведено, що область абсолютної стійкості положення рівноваги імпульсного стабілізатора з ШІМ суттєво залежить від коефіцієнта загасання фільтра. Чим меншим є коефіцієнт загасання та струм навантаження, тим вужчою є область стійкості.

10. На основі розроблених аналітичних співвідношень *і методик розрахунку статичних та динамічних характеристик, а також гармонічного складу вихідної напруги мережевого інвертора зі структурою асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями, створено низку експериментальних

систем електроживлення для систем накопичення енергії. Запропоновані системи забезпечують необхідну швидкодію та задану якість вихідної напруги

11. Розроблено та експериментально перевірено двонаправлений прототип імпульсного асиметричного інвертора з магнітозв'язаними дроселями потужністю 6 кВт та ККД понад 97%, що здатен працювати в системах накопичення енергії постійного та змінного струму.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Yolcan O.O. World energy outlook and state of renewable energy: 10-Year evaluation. *Innovation and Green Development*. 2023. Vol.2. Is.4. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.igd.2023.100070>
2. Жаркін А.Ф., Пазєєв А.Г., Новський В.О. Дослідження двонапрявленого перетворювача постійної напруги уніфікованого інверторного модуля для застосування в системах накопичення енергії. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 5. С.31 – 34. DOI: <https://10.15407/techned2018.05.031>
3. Жаркін А.Ф., Новський В.О., Мартинов В.В., Пазєєв А.Г., Забезпечення якісного електропостачання в електричних мережах систем розподілу з відновлювальними джерелами енергії. *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії*. – Харків: НТУ «ХПІ». 2019. Вип.20(1345). С.414. DOI: <https://doi.org/10.20998/2409-9295.2019.20.01>
4. Munzke N., Schwarz B., Büchle F., Hiller M. Evaluation of the efficiency and resulting electrical and economic losses of photovoltaic home storage systems. *Journal of Energy Storage*. 2021. Vol.33. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.est.2020.101724>
5. Jarbratt G., Sparre E., Jautelat S., van de Rijt A., Linder M., Han Wong Q. Enabling renewable energy with battery energy storage systems. *Industrials & Electronics Practice. McKinsey&Company*. 2023. URL: <https://www.mckinsey.com/industries/automotive-and-assembly/our-insights/enabling-renewable-energy-with-battery-energy-storage-systems#/>
6. Xie D., Wang L., Zhang Z., Wang S., Kang L., Yao J. Photovoltaic Energy Storage System Based on Bidirectional LLC Resonant Converter Control Technology. *Energies*. 2022. 15(17). DOI: <https://doi.org/10.3390/en15176436>
7. Vijayan M., Udumal R., Mahto T., Eswar R. A novel multi-port high-gain bidirectional DC–DC converter for energy storage system integration with DC

microgrids. *Journal of Energy Storage*. 2024. Vol.87. 111431. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.est.2024.111431>

8. Bhaskar M., Ramachandaramurthy V., Padmanaban S., Blaabjerg F., Ionel D., Mitolo M., Almakhlles D. Survey of DC-DC Non-Isolated Topologies for Unidirectional Power Flow in Fuel Cell Vehicles. *Power and Energy Institute of Kentucky Faculty Publications*. 2020. 53. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3027041>

9. Smart Grid Working Group. Challenge and opportunity: charting a new energy future. *Energy Future Coalition*. 2003. P.17–33. URL: http://www.energyfuturecoalition.org/files/webfmuploads/EFC_Report/EFCReport.pdf

10. IEC. Electrical Energy Storage. *White paper*. 2011. P.10-17. URL: <https://www.iec.ch/basecamp/electrical-energy-storage>

11. Berg A., Deter E. Implementation of Battery Energy Storage Systems in Residential Buildings: A case study of a multifamily building in southern Sweden, exploring profitability, self-sufficiency and environmental performance. *M.Sc. Energy - Environment – Management. Linköping University*. 2021. URL: <https://urn.kb.se/resolve?urn=urn%3Anbn%3Ase%3Aliu%3Adiva-176780>

12. Yang Y., Bremner S., Menictas C., Kay M. Battery energy storage system size determination in renewable energy systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2018. Vol.91. P.109–125. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.03.047>

13. Datta U, Kalam A, Shi J. A review of key functionalities of battery energy storage system in renewable energy integrated power systems. *Energy Storage*. 2021. Vol.3. Is.5. E224. DOI: <https://doi.org/10.1002/est2.224>

14. Mudakir M., Aripriharta A., Wibawa A. Analysis of battery energy storage system (BESS) performance in reducing the impact of variable renewable energy generation intermittency on the electricity system. *Mechatronics Electrical Power and Vehicular Technology*. 2024. Vol.15(2). P.158–176. DOI: <http://dx.doi.org/10.55981/j.mev.2024.1032>

15. Naden N., Bax R. Generator with DC boost and split bus bidirectional DC-to-DC converter for uninterruptible power supply system or for enhanced load pickup. US20040155526A1. App. 02.07.2003. Pub.12.08.2024.
16. Onar O.C., Kobayashi J., Erb D.C., Khaligh A. A bidirectional high-power-quality grid interface with a novel bidirectional noninverted buck-boost converter for PHEVs. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2012. Vol.61. Is.5. P.2018–2032. DOI: <http://doi.org/10.1109/TVT.2012.2192459>
17. Hein K., Xu Y., Wilson G., Gupta A. K. Coordinated Optimal Voyage Planning and Energy Management of All-Electric Ship With Hybrid Energy Storage System. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2021. Vol. 36. No.3, P. 2355–2365. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2020.3029331>
18. Fonseca de Freitas C. A., Bartholomeus P., Margueron X., Le Moigne P. Partial Power Converter for Electric Vehicle Hybrid Energy Storage System Using a Controlled Current Source Cascade Architecture. *IEEE Access*. 2024. Vol.12. P. 150898–150913. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3477935>
19. Жаркін А.Ф., Новський В.О., Мартинов В.В., Пазєєв А.Г., Забезпечення якісного електропостачання в електричних мережах систем розподілу з відновлюваними джерелами енергії. *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії*. – Харків: НТУ «ХПІ». 2019. Вип.20(1345). С.4–14. DOI: <https://doi.org/10.20998/2409-9295.2019.20.01>
20. Zharkin A., Novskyi V., Martynov V. Powerful Unified Inverter Modules for Energy Storage Systems. *IEEE 6th International Conference on ENERGY SMART SYSTEMS (IEEE ESS)*. 2019. P.144–149. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/ESS.2019.8764177>
21. Жаркін А.Ф., Новський В.О., Мартинов В.В. [та ін.] Системи накопичення енергії на основі застосування потужних двонапрямлених перетворювачів *Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Сер. : Нові рішення в сучасних технологіях*. - Харків: НТУ «ХПІ». 2018. № 26 (1302). Т. 1. С. 25–33.

22. Santiago J., Oliveira J. G., Lundin J., Abrahamsson J., Larsson A., Bernhoff H. Design parameters calculation of a novel driveline for electric vehicles. *World Electric Vehicle Journal*. 2009. Vol. 3(1). DOI: <http://dx.doi.org/10.3390/wevj3020225>
23. Yi F., Lu D., Wang X., Pan C., Tao Y., Zhou J., Zhao C. Energy Management Strategy for Hybrid Energy Storage Electric Vehicles Based on Pontryagin's Minimum Principle Considering Battery Degradation. *Sustainability*. 2022. Vol.14. No.3:1214. DOI: <https://doi.org/10.3390/su14031214>
24. Kumari R.G., Sravni P. Analysis Of Uni-directional and Bi-directional LLC Resonant Converter For Battery Charger Application In Electric Vehicle. *J. Phys.: Conf. Ser.* 2019. Vol.1172. DOI: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1172/1/012098>
25. Tiwari N., Tiwari A.N. Performance Analysis of Unidirectional and Bidirectional Buck-Boost Converter Using PID Controller. *2nd International Conference on Electronics, Materials Engineering & Nano-Technology (IEMENTech)*. 2018. P.1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEMENTECH.2018.8465229>
26. Santos E.C. Dual-output dc–dc buck converters with bidirectional and unidirectional characteristics. *ET Power Electronics*, 2013, Vol.6. Iss.5. Pp.999–1009. doi. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2012.0731>
27. Tuluhong A., Xu Z., Chang Q., Song T. Recent Developments in Bidirectional DC-DC Converter Topologies, Control Strategies, and Applications in Photovoltaic Power Generation Systems: A Comparative Review and Analysis. *Electronics*. 2025. Vol.14. No.2. P.389. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics14020389>
28. Тительмаєр К., Гусєв О., Велігорський О. Огляд неізолюваних двонаправлених топологій перетворювачів для портативних застосувань на базі відновлювальних джерел електроенергії. *Технічні науки та технології*. 2018. №2(12). С. 176–189. DOI: [http://dx.doi.org/10.25140/2411-5363-2018-2\(12\)-176-188](http://dx.doi.org/10.25140/2411-5363-2018-2(12)-176-188)
29. Sharma P., Palwalia D.K., Sharma A.K. A REVIEW: BI-DIRECTIONAL DC-DC. *International Journal of Technical Research & Science*. 2024. Vol.9. P.27–35. DOI: <http://dx.doi.org/10.30780/specialissue-ISET-2024/029>

30. CONVERTER TOPOLOGIES. *International Journal of Technical Research & Science*. 2024. Vol.9. P.27–35. DOI: <http://dx.doi.org/10.30780/specialissue-ISET-2024/029>
31. Gorji S. A., Sahebi H.G., Ektesabi M. Rad A. B. Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC-DC Power Converters: An Overview. *IEEE Access*. 2019. Vol.7. P. 117997–118019. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2937239>
32. Singh A.K., Mishra A.K., Gupta K.K., Siwakoti Y.P. High Voltage Gain Bidirectional DC-DC Converters for Supercapacitor Assisted Electric Vehicles: A Review. *CPSS TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS*. 2022. Vol.7. No.4. P.386–398. DOI: <https://doi.org/10.24295/CPSSTPEA.2022.00035>
33. Kroics K., Husev O., Tytelmaier K., Zakis J., Veligorskyi O. An Overview of Bidirectional AC-DC Grid Connected Converter Topologies for Low Voltage Battery Integration. *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*. 2018. Vol.9. No.3. P.1223–1239. DOI. <http://doi.org/10.11591/ijped.v9.i3.pp1223-1239>
34. Angenendt G., Ashrafinia B., Zurmuhlen S., Jacque K., Badeda J., Sauer D.U. Influence of the Battery Voltage Level on the Efficiency and Cost of a PV Battery Energy Storage System. *32. Symposium Photovoltaische Solarenergie*. 2017. URL: [http://refhub.elsevier.com/S2352-152X\(23\)00696-5/rf202303291055075856](http://refhub.elsevier.com/S2352-152X(23)00696-5/rf202303291055075856)
35. HV vs. LV Solar Batteries: Choosing the Right Energy Storage Solution. *DeyeESS*. 2024. URL <https://deyeess.com/high-voltage-vs-low-voltage-solar-battery/>
36. Madawala U.K., Thrimawithana D.J. A Bidirectional Inductive Power Interface for Electric Vehicles in V2G Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2011. Vol.58. Iss.10. P.4789–4796. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2114312>
37. Alatai S., Salam M., Ishak D., Sherhar Das H. A Review on State-of-the-Art Power Converters: Bidirectional, Resonant, Multilevel Converters and Their Derivatives. *Appl. Sci*. 2021. Vol.11. No.21. 10172. DOI: <http://dx.doi.org/10.3390/app112110172>

38. William Christopher I., Dominic Savio A., Balaji C., Ramakrishnan V., Moldrik P., Gono R., Bernat P., Naravanamoorthi R. A bidirectional DC/DC converter for renewable energy source-fed EV charging stations with enhanced DC link voltage and ripple frequency management. *Results in Engineering*. 2024. Vol.24. Art.103469. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rineng.2024.103469>
39. Burlaka V., Gulakov S., Podnebennaya S., Kudinova E., Savenko O. Bidirectional single stage isolated DC-AC converter. *2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. 2020. P.343–346. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250107>
40. Руденко Ю.В., Мартинов В.В. Двонаправлений каскадний перетворювач постійної напруги для потужної системи енергонакопичення в мережах електропостачання Smart Grid. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*. 2023. Вип.60. С.116. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2023.65.116>
41. Samavatian V., Radan A. A novel low-ripple interleaved buck–boost converter with high efficiency and low oscillation for fuel-cell applications. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 2014. Vol.63. P.446–454. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2014.06.020>
42. Wang F., Luo Y., Li H., Xu X. Switching Characteristics Optimization of Two-Phase Interleaved Bidirectional DC/DC for Electric Vehicles. *Energies*. 2019. Vol.12. No.3. 378. DOI: <https://doi.org/10.3390/en12030378>
43. Тительмаєр К.О. Високоєфективні перетворювачі напруги для портативних фотоелектричних систем: дис. ... канд. тех. наук: 05.09.12. Чернігів, 2020. 176 с.
44. Yurchenko O.M., Martynov D.V., Martynov V.V. Research of a bidirectional voltage converter for application in energy storage system. *Proceedings of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine*. 2023. vol. 65. P.121. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2023.65.121>
45. Meng Z., Wang Y.-F., Yang L., Li W. High Frequency Dual-Buck Full-Bridge Inverter Utilizing a Dual-Core MCU and Parallel Algorithm for Renewable

Energy Applications. *Energies*. 2017. Vol.10. No.3. Art.no.402. DOI: <https://doi.org/10.3390/en10030402>

46. Kim H.-W., Park J.-H. Isolated bidirectional switched-capacitor flyback converter. *International Power Electronics and Application Conference and Exposition*. 2014. P. 279–284. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEAC.2014.7037868>

47. Lu Yi-Ju, Liang T.-J., Lin Ci-H., Chen K.-H. Design and implementation of a bidirectional dc-dc forward/flyback converter with leakage energy recycled. *Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT)*. 2017. P.1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACEPT.2017.8168572>

48. Wang Z., Su X., Zeng N., Jiang J. Overview of Isolated Bidirectional DC–DC Converter Topology and Switching Strategies for Electric Vehicle Applications. *Energies*. 2024. 17. No.10:2434. DOI: <https://doi.org/10.3390/en17102434>

49. Krismer F., Kolar J.W., Accurate power loss model derivation of a high-current dual active bridge converter for an automotive application. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2010. Vol. 57. No.3. P. 881–891. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2025284>

50. Zhao B., Qiang S., Liu W., Sun Y. Overview of dual-active bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system. *IEEE Trans. Power Electron.* 2014. Vol.29. No.8. Pp.4091–4106. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2013.2289913>

51. Spiazzi G., Rossetto L., Mattavelli P., Gallo E., Cvjic F. An Isolated Bidirectional Soft-Switching DC-DC Converter for Wide Input/Output Voltage Range. *Energies*.2024. Vol. 17(23). 6121. DOI: <https://doi.org/10.3390/en17236121>

52. Karshenas H.R., Daneshpajoo H., Safae A., K Jain P., Bakhshai A. Bidirectional DC - DC Converters for Energy Storage Systems. *Energy Storage in the Emerging Era of Smart Grids*. 2011. DOI: <https://doi.org/10.5772/23494>

53. Kroics K., Husev O., Tytelmaier K., Zakis J., Veligorskyi O. An Overview of Bidirectional AC-DC Grid Connected Converter Topologies for Low Voltage Battery Integration. *International Journal of Power Electronics and Drive System*. 2018. Vol.9. No.3. P.1223-1239. DOI: <http://doi.org/10.11591/ijpeds.v9.i3.pp1223-1239>

54. Jih-Sheng Lai, Nelson, D.J. Energy Management Power Converters in Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles. *Proceedings of the IEEE*. 2007. Vol.95. No.4. P.766–777.
55. Zhou H., Khambadkone A. M. Hybrid Modulation for Dual-Active-Bridge Bidirectional Converter With Extended Power Range for Ultracapacitor Application. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2009. Vol. 45. No.4. P. 1434–1442. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2009.2023493>
56. Panchanathan S., Vishnuram P., Rajamanickam N., Bajat M., Blazek V., Prokop L., Misak S. A Comprehensive Review of the Bidirectional Converter Topologies for the Vehicle-to-Grid System. *Energies*. 2023. Vol.16(5). 2503. DOI: <https://doi.org/10.3390/en16052503>
57. De Melo M. F., Kirsten A. L., Costa M. A. D., Garcia J., Quintana P. J. Bidirectional Flyback converter connected to the grid and applied to a distributed microgeneration and street lighting system. *IEEE Industry Application Society Annual Meeting*. 2014. P.1–6.
58. Мартынов Д.В, Мартынов В.В. Исследование электромагнитных процессов в микроинверторе для фотоэлектрических приложений на основе обратноходовых источников тока. *Електротехніка і Електромеханіка*. 2016. №4(1). С.52–56.
59. Chierchie F., Paolini E.E., Oliva A., Stefanazzi L. Frequency Analysis of PWM Inverters With Dead-Time for Arbitrary Modulating Signals. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2014. Vol.29. No.6. P.2850–2860. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2276098>
60. Chierchie F., Paolini E.E., Stefanazzi L. Dead-Time Distortion Shaping. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2019. Vol.34. No.1. P.53–63. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2825218>
61. Xie X., Luo D., Wang J., Wu X., Chen T. Dead-Time Effect and Compensation Technology for an Isolated Dual Active Bridge Converter. *Distributed Generation & Alternative Energy Journal*. 2023. Vol.38. Iss.5. P.1357–1382. DOI: <https://doi.org/10.13052/dgaej2156-3306.3851>

62. Choi H-J., Ahn J-H., Jung J-H., Song S-G. Practical Dead-Time Control Methodology of a Three-Phase Dual Active Bridge Converter for a DC Grid System. *Energies*. 2023. Vol.16(22). 7679. DOI: <https://doi.org/10.3390/en16227679>
63. Bidirectional, Dual Active Bridge Reference Design for Level 3 Electric Vehicle Charging Stations. *Design Guide: TIDA-010054*. 2024. URL: <https://www.ti.com/lit/ug/tidues0/tidues0.pdf>
64. Bououd M., Lai Y., Voldoire A., Hoang E. Bethoux O. Mitigating reverse recovery power losses in MOSFET switching cell using extra Schottky diodes—Application to voltage source inverter. *Power Electronic Devices and Components*. 2024. Vol.8. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.pedc.2024.100066>
65. Lozada-Smith N. Mitigate reverse recovery overshoot in MOSFET body diodes. *Power Electronics Tips*. 2024. URL: <https://www.powerelectronicstips.com/mitigate-reverse-recovery-overshoot-in-mosfet-body-diode/>
66. Mohammadi M.R. A Lossless Turn-on Snubber for Reducing Diode Reverse Recovery Losses in Bidirectional Buck/Boost Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2020. Vol.67. No.2. P.1396–1399. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2901642>
67. Akbar, F., Khan U. A., Khan A. A., Ahmed H. F., Elkhateb, A., Cha H., Park J.-W. Dual-Buck Three-Switch Leg Converters With Reduced Number of Passive Components. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2022. vol. 37, no. 11. pp. 13484 - 13498. doi. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3183834>
68. Patarroyo-Gutierrez L. D., Hernández Gómez O. M., Jiménez López F. R. El inversor dual buck de inductor simple: control de voltaje y procedimiento para obtener su modelo matemático. *Revista EIA*. 2024. Vol.21. No. 41. Art.no.4117. P.1–21. DOI: <https://doi.org/10.24050/reia.v21i41.1692>
69. Мартинов В.В., Руденко Ю.В. Нагрузочные характеристики асимметричного инвертора с магнитосвязанным дросселем. *ВісникНТУ «ХПІ», За мат. XXIII Міжнародної науково-технічної конференції «Силова електроніка та енергоефективність», Одеса, 13-15 вересня 2017р.* 2017. Вип.27. С.234–237.

70. Юрченко О.М., Мартинов Д.В., Мартинов В.В. Дослідження двонаправного перетворювача постійної напруги для застосування в системах накопичення енергії. *Праці ІЕД НАН України*. 2023. Вип.65. С.121. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2023.65.121>
71. Bui D-V., Cha H., Nguyen V-C. Asymmetrical PWM Scheme Balancing Voltages Dual-outputs Interleaved Four-switch Buck-Boost DC-DC Converter. *2022 IEEE Ninth International Conference on Communications and Electronics (ICCE)*. 2022. P. 482–487. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICCE55644.2022.9852055>
72. Mirza A. B., Emon A. I., Vala S. S., Luo F. A Comprehensive Analysis of Current Spikes in a Split-Phase Inverter. *2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2022. P.1580–1585. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC43599.2022.9773407>
73. Guo S., Huang A. Q. Control and analysis of the high efficiency split phase PWM inverter. *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*. 2014. P. 2415–2420. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2014.6803641>
74. Мартинов Д.В., Руденко Ю.В., Мартинов В.В. Дослідження двонаправленого перетворювача з використанням асиметричного інвертора з магнітозв'язаним двообмотковим дроселем в системах накопичення енергії. *Технічна електродинаміка*. 2025. №3, 015. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.03.015>
75. Rudenko Y. Analysis of DC-DC Converters by Averaging Method based on Lagrange Theorems. *2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. 2021. P. 367–370. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9570089>
76. Stanley G.R., Bradshaw K.M. Precision DC-to-AC power conversion by optimization of the output current waveform-the half-bridge revisited. *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*. 1997. Vol.2. P.993–999. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1997.616848>

77. Stanley G.R., Bradshaw K.M. Precision DC-to-AC power conversion by optimization of the output current waveform-the half-bridge revisited. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1999. Vol.14. No.2. P.372–380. DOI: <https://doi.org/10.1109/63.750191>
78. Quin H. A High-Efficiency Grid-Tie Battery Energy Storage System. 2011. URL: https://vtechworks.lib.vt.edu/bitstream/10919/29008/1/Qian_H_D_2011_Revised4.pdf
79. Zhang Y., Chen Y., Wei L., Jiang J. Asymmetric Full Bridge Bidirectional DC-AC Converter Based on V2G Platform. *2021 IEEE 2nd China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE), Chengdu, China*. 2021. P.1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/CIYCEE53554.2021.9676941>
80. Chen Y., Jiang Z., Wei L., Zhang Y., Jiang J. An Asymmetric Full-Bridge Bidirectional DC–AC Converter With Power Decoupling and Common-Mode Current Suppression for V2G Application. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2024. Vol.12. No.3. P.2870–2881. DOI: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2024.3367436>
81. Salmon J., Ewanchuk J., Knight A. PWM Inverters Using Split-Wound Coupled Inductors. *2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Edmonton, AB, Canada*. 2008. P.1-8. DOI: <https://doi.org/10.1109/08IAS.2008.299>
82. Gu B., Dominic J., Chen B., Lai J.-S. A high-efficiency single-phase bidirectional AC-DC converter with minimized common mode voltages for battery energy storage systems. *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Denver, CO, USA*. 2013. P.5145–5149. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2013.6647396>
83. Lee J.-Y., Cho Y. Synchronous reference frame repetitive control of a single-phase three-level dual-buck photovoltaic inverter. *Electronics*. 2018. Vol.7. No. 10. P.226. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics7100226>
84. Qian H., Lai J.-S., Yu W. Novel bidirectional AC-DC MOSFET converter for energy storage system applications. *Proc. IEEE ECCE*. 2011. P.3466–3471. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2011.6064237>

85. Sun P. W., Liu C., Lai J.-S., Chen C.-L. Cascade dual buck inverter with phase-shift control. *IEEE Trans. Power Electron.* 2012. Vol.27. No.4. P.2067–2077, DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2169282>
86. Hong F., Liu J., Ji B., Zhou Y., Wang J., Wang C. Interleaved dual buck full-bridge three-level inverter. *IEEE Trans. Power Electron.* 2016. Vol.31. No.2. P. 964–974. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2015.2421295>
87. Qian H., Lai J. -S., Zhang J., Yu W. High-efficiency bidirectional AC-DC converter for energy storage systems. *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, USA.* 2010. P.3224–3229. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/ECCE.2010.5618283>
88. Khan A. A., Cha H., Lai J. Cascaded dual-buck inverter with reduced number of inductors. *IEEE Trans. Power Electron.* 2018. Vol.33. No.4. P.2847–2856. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2701400>
89. IEEE 519-2022. IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems. 2022.
90. Моін В. С. Стабілізовані транзисторні перетворювачі. М.: *Енергоатоміздат*, 1986. (Рус.).
91. Руденко В. С., Сенько В. І., Чіженко І. М. Основи перетворювальної техніки. М.: *Вища школа*, 1980. (Рус.).
92. Климов В. Частотно-энергетические параметры ШИМ-инверторов систем бесперебойного питания. *Силовая электроника*, 2009, № 4 с.66-71.(Рус.).
93. Захаров А. Расчет выходного фильтра ШИМ-инвертора. *Силовая электроника*. 2005. № 1. с.46-49. (Рус.).
94. Yugendra Rao K.N. Design and Simulation of Low Pass Filter for Single phase full bridge Inverter employing SPWM Unipolar volatge switching. *Journal of Engineering Reaserch and Application.* 2015. Vol.5. Iss.9. P.73–83.
95. Kim H., Sul S.-K. A Novel Filter Design for Output LC Filters of PWM Inverters. *Journal of Power Electronics.* 2011. Vol.11. No.1. DOI: <http://dx.doi.org/10.6113/JPE.2011.11.1.074>

96. Ципкін Я.З. Основи теорії автоматичних систем. М.: Наука, 1974. – 560с. (Рус.).
97. Слепов Н.Н., Дроздов Б.В. Широотно-імпульсна модуляція. М.: Енергія, 1978. – 192с. (Рус.).
98. Гречко Е.Н., Тонкаль В.Е. Автономні інвертори модуляційного типу. К.: Наукова Думка, 1980. – 304с. (Рус.).
99. Кобзев О.В. Многозонна імпульсна модуляція. Н.: Наука, 1979. – 304с. (Рус.).
100. Корн Г., Корн Т. Довідник з математики (для наукових співробітників та інженерів). М.: Наука, 1977. – 832с. (Рус.).
101. Бессекерский В. А., Попов Е. П. Теорія систем автоматичного регулювання. М.: Наука, 1975. – 768с. (Рус.).
102. Карпов Р. Г., Карпов Н. Р. Перетворення та математична обробка широтно-імпульсних сигналів. М.: Машинобудування, 1977. – 165с. (Рус.).
103. Novskyi V., Martynov V., Martynov D. Selection of the basic parameters of the grid-tied inverter with PWM in the mode of tracking the reference signal, 2020 *IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. 2020. P.323–327. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250102>
104. Gragger J. V., Haumer A., Einhorn M. Averaged Model of a Buck Converter for Efficiency Analysis. *Engineering Letters*. 2010. Vol.18(1).
105. Денісов Ю.А. Вплив автономного інвертора напруги з сінусоїдальним широтно-імпульсною модуляцією на стійкість системи електропривода. *Технічна електродинаміка*. 2012. №1. С. 38–45.
106. Белов Г, Серебрянников А., Павлова А.. Структурные динамические модели и частотный метод синтеза двухконтурных систем управления импульсными преобразователями. *Силовая Электроника*. 2008. №3. С.98–106.
107. Шипилло, В.П., Зинин Ю.С. Фактор пульсаций в системах регулирования с вентильными преобразователями. *Электричество*. 1977. №3, С.86–89.

108. Шипилло В.П., Чикотило И.И. Устойчивость замкнутой системы с широтно-импульсным преобразователем. *Электричество*. 1978. №1. С.50–53.
109. Middlebrook R.D., Cuk S. A general unified approach to modelling switching converter power stages. *IEEE PESC Record*. 1976. P.18–34.
110. Sanders S.R., Verghese G.C. Synthesis of averaged circuit models for switched power converters. *IEEE Trans. Circuits Syst*. 1991. Vol.38. No.8. P. 905–915.
111. Серков В. И., Целигоров Н.А. Анализ абсолютной устойчивости нелинейных импульсных автоматических систем аналитическими методами. *Автоматика и телемеханика*. 1975. №9. С. 60–66.
112. Слепов Н.Н., Дроздов Б.В. Широтно-импульсная модуляция. М.: *Энергия*. 1978. С.192.
113. Руденко Ю.В., Мартинов Д.В., Розраунок інвертуючого перетворювача постійної напруги з урахуванням режимів роботи методом усереднення. *Праці ІЕД НАН України*. 2025. Вип.70. С.058. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.058>
114. Hui L., Lan B., Lijing L., Shuling H, Xiujuan F., Chunxi Z. Tracking algorithm for the gain of the phase modulator in closed-loop optical voltage sensors. *Optics & Laser Technology*. 2013. Vol.47. P.214–220. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.optlastec.2012.08.027>
115. Щербак Я.В. Фактор пульсаций многоконтурных дискретных систем автоматического регулирования. *Технічна електродинаміка*. 1998. №4. С.41–43.
116. Щерба А.А., Мартинов В.В. Високовольтні багатозазні напівпровідникові перетворювачі зі зменшеним накопиченням енергії для газорозрядних установок. *Технічна електродинаміка*. 2018. №4. С.65–69.
117. Ципкин Я.З., Попов Ю.С. Теория нелинейных импульсных систем. М.: *Наука*. 1973. С.416.
118. Shcherba A., Martynov V. Vysokovol'tni bahatofazni napivprovodnykovi peretvoryuvachi zi zmenshenym nakopychennyam enerhiyi dlya hazorozryadnykh ustanovok. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2018. №4. P. 65-69.

119. Зиновьев Г.С., Коновалов А.И. Исследование устойчивости «в малом» широтно-импульсных систем. *Техническая электродинамика*. 1981. №3. С.47–54.
120. Ципкин Я.З. Релейные автоматическме системы. М.: Наука. 1974. – С.576.
121. Смоляков В. Н. Исследование абсолютной устойчивости нелинейных импульсных автоматических систем аналитическим методом. *Электромеханика*. 1981. №4. С.395–399.
122. Yurchenko O., Martynov V., Martynov D. Stability of the Equilibrium Position in Pulse Stabilizers with Pulse Width Modulation. *2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. 2021. P.272–277. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9570082>
123. Mojumder M.R.H., Ahmed Antara F., Hasanuzzaman M., Alamri B., Alsharif M. Electric Vehicle-to-Grid (V2G) Technologies: Impact on the Power Grid and Battery. *Sustainability*. 2022. Vol.14. 13856. DOI: <https://doi.org/10.3390/su142113856>
124. Rao S.P., Olusegun T. S., Ranganathan P., Kose U., Goveas N. Vehicle-to-Grid technology: Opportunities, challenges, and future prospects for sustainable transportation. *Journal of Energy Storage*. 2025. Vol.110. 114927. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.est.2024.114927>
125. Sovacool B.K., Axsen J., Kempton W. The Future Promise of Vehicle-to-Grid (V2G) Integration: A Sociotechnical Review and Research Agenda. *Annual Review of Environment and Resources*. 2017. Vol.42. P.377–406. DOI: <https://doi.org/10.1146/annurev-environ-030117-020220>
126. Ekici E., Koroglu T., Celik O. Design and analysis of two-stage bidirectional power converter for vehicle-to-grid technology with fuel cell-battery electric vehicle. *Journal of Energy Storage*. 2025. Vol.106. 114792. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.est.2024.114792>

Додаток А

Список публікацій здобувача

1. Мартинов Д.В., Руденко Ю.В., Мартинов В.В. Дослідження двонаправленого перетворювача з використанням асиметричного інвертора з магнітозв'язаним двообмотковим дроселем в системах накопичення енергії. *Технічна електродинаміка*. 2025. №3. С.015. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.03.015> (Особистий внесок – провів схематичне моделювання роботи двонаправленого асиметричного перетворювача з магнітозв'язаним двообмотковим дроселем при роботі в режимі переривчастих струмів, та довів за допомогою моделювання відсутність циркуляційних струмів при використанні додаткового дроселя обраного за допомогою рівнянь визначених в роботі).

2. Руденко Ю.В., Мартинов Д.В., Розрахунок інвертуючого перетворювача постійної напруги з урахуванням режимів роботи методом усереднення. *Праці ІЕД НАН України*. 2025. Вип.70. С.058. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.058> (Особистий внесок – провів комп'ютерне схематичне моделювання перетворювача, та отримав вирази розрахунку вихідної напруги).

3. Юрченко О.М., Мартинов Д.В., Мартинов В.В. Дослідження двонаправного перетворювача постійної напруги для застосування в системах накопичення енергії. *Праці ІЕД НАН України*. 2023. Вип.65. С.121. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2023.65.121> (Особистий внесок – провів комп'ютерне математичне моделювання роботи двонаправленого перетворювача постійної напруги та отримав графіки перехідних процесів при зміні напрямку перетворення енергії. Провів експериментальні вимірювання, які підтвердили працездатність приладу та можливість здійснення енергетичних перетворень із коефіцієнтом корисної дії до 94 %).

4. Yurchenko O., Martynov V., Martynov D. Stability of the Equilibrium Position in Pulse Stabilizers with Pulse Width Modulation. *2021 IEEE*

2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek). 2021. P.272–277. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9570082> (Особистий внесок – провів моделювання для отримання залежностей коефіцієнтів підсилення від відносної частоти перемикавання при різних значеннях коефіцієнтів загасання фільтра інвертора. За допомогою ω -перетворення отримав частотний критерій абсолютної стійкості стану рівноваги нелінійної імпульсної системи для досліджуваної моделі).

5. Novskyi V., Martynov V., Martynov D. Selection of the basic parameters of the grid-tied inverter with PWM in the mode of tracking the reference signal, *2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. 2020. P. 323–327. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250102> (Особистий внесок – провів розрахунок спектрального складу частотного спектра послідовності ШІМ-імпульсів для інверторів із розімкненим та замкненим контуром зворотного зв'язку).

6. Мартинов В.В., Мартинов Д.В. Дослідження електромагнітних процесів в мікроінверторі для фотоелектричних застосувань на основі зворотньоходових джерел струму. *Електротехніка і електромеханіка*. 2016. №4 (1). С. 52–56. (Особистий внесок – провів моделювання роботи інвертора з зворотньоходовою топологією в режимі роботи на мережу. Провів виміри на дослідницькому виробі, довів коректність запропонованої математичної моделі, яка використовується для розрахунку параметрів інвертора).

ПРОДОВЖ. ДОД. А

АПРОБАЦІЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ

Апробація результатів дисертації. Основні положення роботи викладено та обговорено на науково-практичних конференціях різного рівня:

1. Міжнародна науково-технічна конференція "ЕНЕРГЕТИКА УКРАЇНИ: ВІДНОВЛЕННЯ ТА МОДЕРНІЗАЦІЯ" (м. Київ, 6–8 червня 2023 р. Форма участі – публікація тез).
2. International conference *2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. (Kharkiv, 13–17 Sept. 2021. Форма участі – усна доповідь, публікація тез).
3. International conference *2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. (Kharkiv, 5–10 Oct. 2020. Форма участі – усна доповідь, публікація тез).
4. «XXII Міжнародної науково-технічної конференції «Силова електроніка та енергоефективність»» (Одеса, 5–9 вересня 2016 р. Форма участі – усна доповідь, публікація тез).

Додаток Б

Акт впровадження результатів дисертаційної роботи

ЕЛЕКТРОТЕХІМПУЛЬС
системи електроживлення

Вих. № 5 від «17» 03 2023р.
На № _____ від « » _____р.

ДОВІДКА про впровадження результатів науково-дослідної роботи

Дана довідка засвідчує, що наукові розробки та практичні рекомендації, викладені в дисертаційній роботі «Двонаправлені напівпровідникові перетворювачі для систем накопичення електроенергії з підвищеною якістю вихідної напруги» аспіранта Інституту електродинаміки НАН України Мартинова Д.В., були використані під час проектування двонаправленої зарядної станції для електромобілів типу С350Е.

Зарядна станція С350Е має номінальну потужність 50 кВА та призначена для заряджання електромобілів відповідно до стандартів CHAdeMO та CCS, а також для живлення побутових електромереж напругою 230 В змінного струму з максимальною потужністю 6 кВА за рахунок енергії акумуляторної батареї електромобіля.

Під час розробки станції було використано запропоновану Мартиновим Д.В. асиметричну топологію двонаправленого перетворювача з магнітозв'язаним дроселем, опис якої та її переваги наведені у дисертаційній роботі. Крім того, при проектуванні були застосовані методики розрахунку силових індуктивних елементів та вихідного фільтра інвертора, побудовані на основі аналітичних рекомендацій і математичних моделей, представлених у дисертаційному дослідженні.

Якість технічних рішень, запропонованих Мартиновим Д.В., підтверджена успішним проходженням випробувань зарядної станції С350Е на відповідність вимогам чинних стандартів та технічного завдання.

Усі роботи, пов'язані з проектуванням, макетуванням, виготовленням та проведенням випробувань, були виконані за рахунок коштів ТОВ «Електротехімпульс». Компанія ТОВ «Електротехімпульс» надає дозвіл Мартинову Д.В. безоплатно використовувати у своїх наукових публікаціях та дисертаційній роботі результати випробувань, фотоматеріали пристроїв, а також технічні висновки, отримані в ході реалізації проекту.

Цей лист не може бути використаний у якості підстави для вирішення будь-яких господарських, фінансових або юридичних спорів, претензій чи позовів між ТОВ «Електротехімпульс», Мартиновим Д.В. або третіми особами — як фізичними, так і юридичними.

Технічний директор
ТОВ «Електротехімпульс»



С.В.Ханенко

ТОВ «Електротехімпульс»
ЄДРПОУ 37098848
03061, Україна, м.Київ,
пр.Відрадиний, 95-г, оф.311
тел./факс +38 (044) 222 69 92