

Тимофій Віталійович Якушкін¹, Роман Дмитрович Єршов²

¹здобувач ступеня доктора філософії, молодший науковий співробітник кафедри електричної інженерії та інформаційно-вимірвальних технологій

Національний університет «Чернігівська політехніка» (Чернігів, Україна)

E-mail: yakushkintima@gmail.com. ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-3432-9237>. SCOPUS Author ID: 57282689600

²науковий співробітник, старший викладач кафедри електроніки, автоматичної, робототехніки та мехатроніки

Національний університет «Чернігівська політехніка» (Чернігів, Україна)

E-mail: roman.d.yershov@gmail.com. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-0267-2906>

ResearcherID: [H-1432-2016](https://orcid.org/0000-0002-0267-2906). SCOPUS Author ID: 57188719994

ОГЛЯД ДВОНАПРАВЛЕНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ З ШИРОКИМИ ДІАПАЗОНАМИ ВХІДНИХ ТА ВИХІДНИХ НАПРУГ ДЛЯ АВТОНОМНИХ СИСТЕМ ГЕНЕРАЦІЇ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ НА ОСНОВІ ФОТОЕЛЕКТРИЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

У роботі виконано аналітичний огляд та класифікацію напівпровідникових двонаправлених перетворювачів постійної напруги, які є важливою складовою частиною автономних систем генерації електричної енергії на основі фотоелектричних перетворювачів. Розглянуто основні топології силової частини двонаправлених перетворювачів без гальванічної розв'язки між сторонами обміну енергією та з гальванічною розв'язкою за допомогою височастотного силового трансформатора. Сформульовано оригінальний підхід до вибору схеми резонансної ланки в складі резонансних ізольованих двонаправлених перетворювачів. Розглянуто принципи та алгоритми, що лежать в основі побудови систем автоматичного керування двонаправленими перетворювачами, узагальнено переваги та недоліки основних підходів до керування та область їх застосування. Висвітлені базові засади побудови багатонаправлених/багатопортових перетворювачів, а також специфічні прийоми з'єднання елементів силової частини та керування для них. Особливу увагу приділено питанням підвищення вхідної та вихідної напруги, циркулюючого струму та розширення діапазону перетворення шляхом застосування методів каскадування, а також процесу реверсування двонаправлених перетворювачів.

Ключові слова: автономні електричні мережі; автономні системи генерації; двонаправлені перетворювачі; напівпровідникові перетворювачі; перетворювачі постійної напруги; порівняльний аналіз; топології перетворювачів; реверсування перетворювача; системи автоматичного керування; фотоелектричні панелі.

Рис.: 18. Бібл.: 50.

Актуальність теми дослідження. Вже як кілька років, внаслідок терористичних дій рф проти мирного населення, Україна стикається з проблемою забезпечення громадян стабільним електроживленням. Наявність такої гострої проблеми спонукає розвивати альтернативну енергетику та шукати шляхи її швидкої інтеграції в пошкоджену електричну мережу країни. Дослідження та розвиток автономних систем генерації електричної енергії (АСГ-ЕЕ) може вирішити питання з відновленням енергетичної мережі країни, використовуючи енергію відновлюваних джерел енергії (ДжЕ) – сонця, потоків вітру та води.

На рис. 1 зображено архітектуру АСГ-ЕЕ [1; 2] на основі масиву фотоелектричних перетворювачів (ФЕП) або, простіше, – сонячних панелей (англ. *Photovoltaic array*) у ролі основного відновлювального (альтернативного) ДжЕ. Масив акумуляторних батарей (М-АКБ, англ. *Battery array*) дозволяє забезпечити споживача електричною енергією у разі відсутності живлення від зовнішньої мережі та несприятливих погодних умов для її генерації. Перетворювач постійної напруги (англ. *DC/DC*), безпосередньо підключений до масиву ФЕП (М-ФЕП), відбирає з нього максимальну енергію завдяки алгоритму відстеження точки максимальної потужності ФЕП (англ. *MPPT*) [3] та забезпечує необхідним значенням напруги загальну ланку постійного струму (ЛПС, англ. *DC link bus*). Енергія із ЛПС використовується для живлення навантажень, що працюють як від постійної напруги – за допомогою перетворювача постійної напруги (*DC/DC Converter*), так і від змінної – за допомогою інвертора (*DC/AC Inverter*). Якщо запасена в ЛПС енергія зменшується, то напруга її просідає, в такому разі її поповнюють накопиченою в М-АКБ енергією, а у протилежному випадку – коли ЛПС має достатній рівень напруги, а М-АКБ ні, – то відбувається заряджання М-АКБ. Обидві ці функції покладені на проміжну ланку

між М-АКБ та ЛПС, спеціальний різновид перетворювача постійної напруги – двонаправлений перетворювач напруги (*Bidirectional DC/DC*), який і буде темою дослідження, описаного в цій роботі.

Ступінь автономності АСГ-ЕЕ визначається енергетичною ємністю (у Джоулях) її проміжного накопичувача енергії у вигляді М-АКБ, а також можливістю його швидкого та ефективного заряджання/розряджання від різних сторін обміну. До таких сторін обміну належать: М-ФЕП, ЛПС, інші накопичувачі енергії (АКБ, іоністори), зовнішня мережа змінного струму, дизель-генератор, а також DC- та AC-навантаження. У ідеалізованому випадку для взаємодії між кожною можливою парою сторін обміну застосовується напівпровідниковий двонаправлений перетворювач (ДНП), який забезпечує як заряджання, так і розряджання проміжного накопичувача енергії.

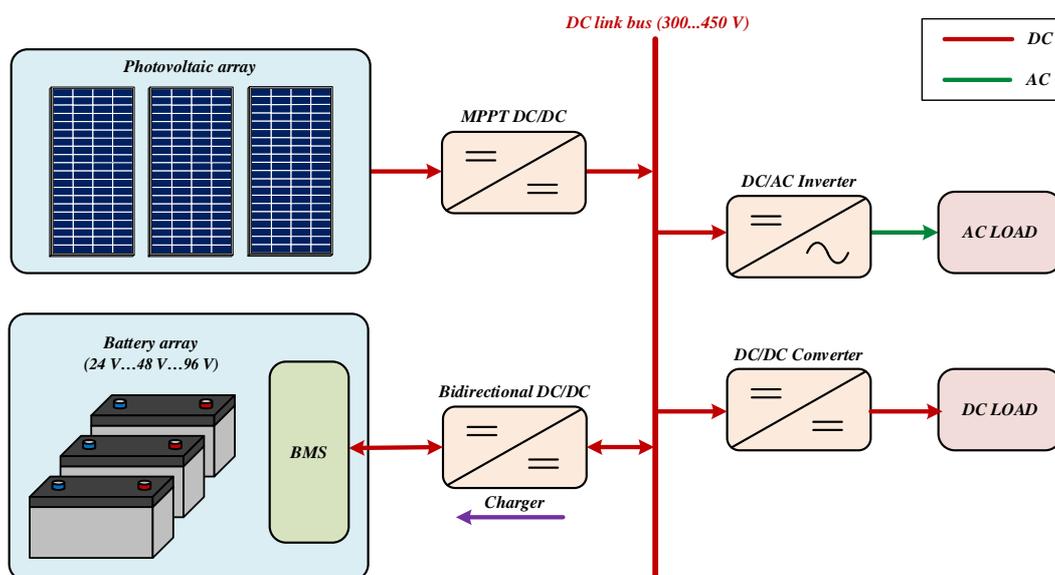


Рис. 1. Спрощена архітектура АСГ-ЕЕ на основі ФЕП

Джерело: розроблено авторами.

За наявності інтенсивного, але нестабільного потоку енергії та специфічних режимів роботи (наприклад, зарядка М-АКБ енергією, яка генерується М-ФЕП, та передача надлишку енергії в навантаження або мережу) доцільно використовувати багатонаправленні перетворювачі (БНП), які забезпечують енергетичний обмін між трьома або більше сторонами. Ці сторони можуть виступати як джерелами/накопичувачами, так і споживачами електричної енергії з різним характером струму (постійний/змінний). Варто зауважити, що ДНП не потрібно використовувати між тими сторонами обміну, що мають необоротний характер перетворення, очевидно, це М-ФЕП та дизель-генератори. Залежно від характеру протікання струму на сторонах обміну в АСГ-ЕЕ можуть бути встановлені наступні типи ДНП/БНП: AC-DC, DC-AC, DC-DC та AC-AC.

Виділення недосліджених частин загальної проблеми. Оскільки розглядається АСГ-ЕЕ (рис. 1), у якій однією зі сторін обміну є М-АКБ з різною можливою кількістю послідовно каскадованих елементів (24 В...48 В...96 В) постійного струму, а іншою стороною обміну є ЛПС (300 В...450 В), сформована різною кількістю послідовно ввімкнених ФЕП, то постає задача в дослідженні особливостей та виборі оптимального рішення саме для ДНП типу DC-DC з широким діапазоном напруг перетворення.

Мета статті. В даній роботі буде проведено аналіз топологій напівпровідникових ДНП постійної напруги (ДНП-ПН) з широкими діапазонами вхідних та вихідних напруг. Результати аналізу допоможуть визначити архітектуру (топологію силової частини та

стратегію керування нею) ДНП-ПН, яка буде оптимальною між М-АКБ (48 В...96 В) та ЛПС (300 В...450 В) у складі автономної системи генерації електричної енергії на основі ФЕП потужністю до 5 кВт.

Виклад основного матеріалу.

1. Принцип роботи ДНП-ПН

Основна функція ДНП-ПН полягає в забезпеченні двосторонньої передачі енергії між сторонами обміну, якими в розглянутому випадку будуть М-АКБ та ЛПС, їхня напруга ніколи не змінює свій знак, лише амплітуду. ДНП-ПН можуть працювати в режимах як підвищення, так і пониження напруги, забезпечуючи тим самим заряджання та розряджання накопичувачів енергії, та стабілізацію напруги ЛПС. Далі буде розглянуто структурні схеми силових частин (СЧ) ДНП-ПН та визначено особливості їх роботи, а саме, за рахунок яких компонентів СЧ відбувається двонаправлене перетворення. Також буде визначено особливості роботи цих компонентів системи. Способи взаємного розташування компонентів СЧ (топології) ДНП-ПН на верхньому рівні доцільно класифікувати за критерієм наявності гальванічної розв'язки: *не ізолювані* та *ізолювані*.

2. Не ізолювані ДНП-ПН

Далі будуть розглянуті основні топології не ізолюваних ДНП-ПН. Буде визначено, в який спосіб топології ДНП-ПН отримуються з однонаправлених перетворювачів (ОНП) та як організовується та гарантується протікання струму в обидві сторони (від ЛПС до М-АКБ та від М-АКБ до ЛПС). Також буде зазначено, які переваги та недоліки має кожна топологія та їх типові застосування.

2.1. Каскадований понижуючий-підвищуючий ДНП-ПН

Найпростіші DC-DC перетворювачі, такі як понижуючий (англ. *Buck*), підвищуючий (англ. *Boost*) та понижуючий-підвищуючий (англ. *Buck-Boost*), не мають властивостей двонаправленого перетворення енергії через наявність напівпровідникових діодів в складі їх СЧ, які не дозволяють струму протікати в напрямку, зворотному до штатного напрямку перетворення [4]. Тим не менш, майже всі топології ОНП можна перетворити на двонаправлені. Розглянемо, в який спосіб можна отримати одну із поширених топологій не ізолюваних ДНП-ПН – понижуючо-підвищуючу мостову схему (рис. 2, д).

Спочатку треба отримати двонаправлені схеми з однонаправлених – понижуючої (рис. 2, а) та підвищуючої (рис. 2, б) схем. Принцип наступний: діод заміщується на транзисторний ключ, отримується синхронний понижуючий (рис. 2, в) та синхронний підвищуючий (рис. 2, г) ДНП-ПН. Такі схеми ще називають півмостовими. Обидва перетворювачі мають властивості підвищення та пониження напруги, але змінити прив'язку коефіцієнта перетворення до сторони перетворення неможливо. Як видно з рис. 2, в, режим пониження напруги можливий лише в напрямку від ЛПС до М-АКБ, а режим підвищення лише від М-АКБ до ЛПС, тобто, ДНП працюватиме лише за умови $V_{bus} > V_{bat}$. У випадку на рис. 2, г напруга з ЛПС підвищується до напруги на М-АКБ, а пониження відбувається тільки у зворотному напрямку, тобто ДНП працюватиме лише за умови $V_{bus} < V_{bat}$.

Вирішенням вищеописаної проблеми може стати каскадування синхронних півмостових понижуючого та підвищуючого ДНП-ПН на спільній накопичуючій індуктивності L , внаслідок чого формується схема мостового неінвертуючого понижуючо-підвищуючого ДНП-ПН (рис. 2, д), який за рахунок чотирьох ключів Q_1-Q_4 забезпечує не тільки двонаправлене протікання струму у схемі, а зберігає властивості як підвищення, так і пониження напруги для обох сторін.

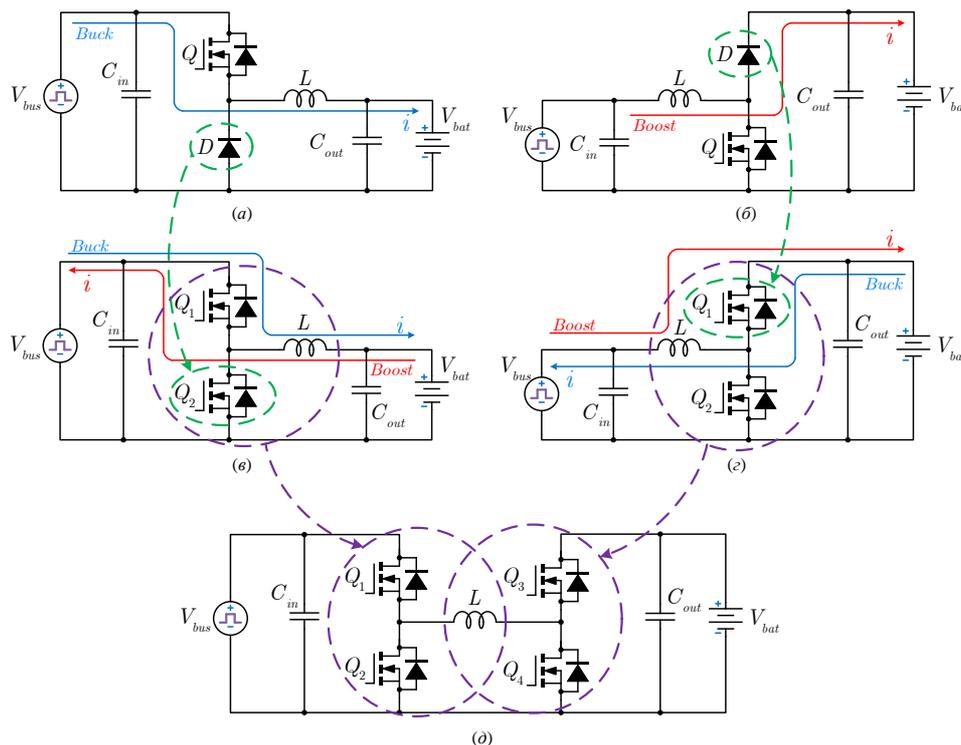


Рис. 2. Спосіб перетворення однонаправлених DC-DC перетворювачів у двонаправлені:
 а – понижуючий ОНП-ПН; б – підвищуючий ОНП-ПН;
 в – синхронний понижуючий ДНП-ПН; г – синхронний підвищуючий ДНП-ПН;
 д – понижуючий-підвищуючий мостовий ДНП-ПН із чотирма ключами
 Джерело: розроблено авторами.

Індуктивність L виконує роль накопичувача енергії та визначає динаміку зміни струму. Попри гнучкість та універсальність, головним недоліком схеми є наявність чотирьох ключів, два верхні з яких керуються відносно плаваючого рівня напруги, що значно ускладнює схемотехніку та алгоритм керування з жорстко визначеними комбінаціями керуючих сигналів для уникнення випадків короткого замикання. Наявність у ключах внутрішніх діодів збільшує втрати енергії від паразитних опорів та ємностей.

2.2. Інвертуючий понижуючий-підвищуючий ДНП-ПН

Інвертуючий понижуючий-підвищуючий ДНП-ПН (англ. *Buck-Boost Inverting*) (рис. 3) отримується з відповідного ОНП-ПН, шляхом заміщення діода D на транзисторний ключ Q_2 . У такій схемі, за рахунок керування двома ключами, з'являється можливість для протікання струму як з ЛПС до М-АКБ, так і у зворотному напрямку. Для протікання струму в напрямку від ЛПС до М-АКБ ключ Q_1 керується ШІМ-сигналом, а ключ Q_2 відкритий та пропускає струм далі для накопичення енергії в М-АКБ. У такому режимі схема працює як понижуючий ОНП, тобто, напруга з ЛПС знижується до необхідного значення напруги М-АКБ [5].

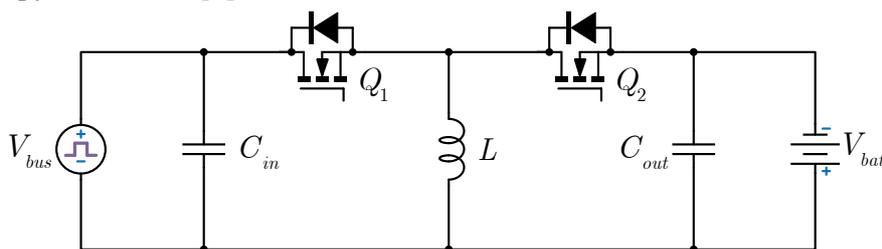


Рис. 3. Схема інвертуючого понижуючий-підвищуючий ДНП-ПН
 Джерело: розроблено авторами.

Якщо оперувати ключами зворотнім чином: ключ Q_1 – відкритий, а ключ Q_2 – керується ШІМ-сигналом, то М-АКБ стає ДжЕ і струм протікає в бік ЛПС. За такого режиму комутації схема працює як підвищуючий ОНП, напруга з М-АКБ підвищується до необхідного значення напруги ЛПС. Через паралельний спосіб включення індуктивності L схема має інвертований вихід (полярність вихідної напруги протилежна до вхідної), що призводить до її обмеженого використання. Тим не менш, така особливість схеми корисна у системах балансування заряду окремих комірок АКБ шляхом перекачування енергії між ними.

2.3. Сук ДНП-ПН (рис. 4).

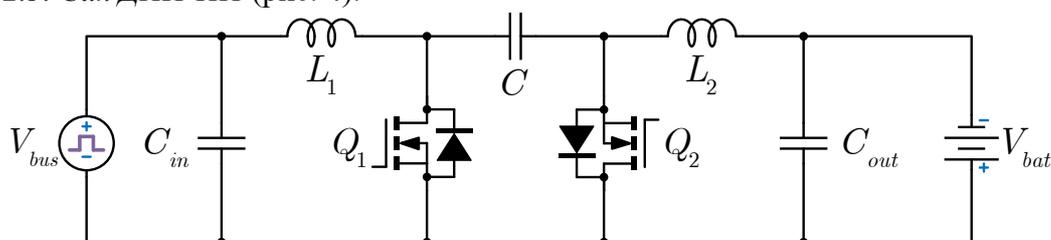


Рис. 4. Схема Сук ДНП-ПН

Джерело: розроблено авторами

Як можна побачити з рис. 4, це ще одна топологія, яка має інвертований вихід. Сук ДНП-ПН являє собою комбінацію послідовно з'єднаних підвищуючого та понижуючого перетворювачів з тією важливою особливістю, що розділяючий конденсатор C є накопичувачем енергії. Наявність розділяючого конденсатора призводить до того, що немає прямого шляху передачі енергії, передача відбувається тільки через перезарядження конденсатора C , що зменшує ефективність передачі енергії. Вихідна напруга може бути як вищою, так і нижчою за вхідну в обох напрямках перетворення. Вхідна та вихідна індуктивності у схемі L_1 та L_2 забезпечують режим неперервного струму та зменшують його пульсації. Індуктивності додатково можуть бути виконаними магнітно-зв'язаними для забезпечення менших вхідних та вихідних пульсацій струму. Через низький рівень пульсацій вихідного струму даний перетворювач порівняно з двома попередніми (інвертуючим та понижуючо-підвищуючим ДНП-ПН) є кращим варіантом для АСГ-ЕЕ, які містять іоністори як накопичувачі [7]. Незважаючи на те, що схема має інвертований вихід та не здатна до пропускання великих потужностей, все ж вона знаходить своє використання як балансер заряду комірок АКБ, у схемах для іоністорних батарей та для підтримки працездатності накопичувачів енергії [5].

Схема має три режими роботи: режим прямої передачі, режим зворотної передачі та змінний режим роботи. У випадку прямої передачі ключ Q_1 керується сигналом ШІМ, а ключ Q_2 відкритий і його діод працює як основний. В режимі зворотної передачі ключ Q_1 відкритий, а ключ Q_2 керується ШІМ-сигналом. В змінному режимі роботи ключ живлення та діод по черзі проводять струм під час циклу перемикавання, а результуючий напрямок передачі енергії залежить від середнього значення струмів на індуктивностях L_1 і L_2 [6]. Якщо середнє значення додатне, напрямком передачі здійснюється з боку V_{in} до боку V_{bat} , і навпаки.

2.4. SEPIC/ZETA ДНП-ПН

Для того, щоб вирішити проблему з інвертованим виходом в Сук ДНП-ПН, було створено SEPIC/ZETA ДНП-ПН шляхом обміну місцями елементів L_2 та Q_2 (рис. 5), що дозволило двічі інвертувати знак напруги й отримати не інвертований вихід. При прямому протіканні струму від ЛПС до М-АКБ перетворювач працює як SEPIC, у зворотному напрямку як ZETA. Як і в Сук ДНП-ПН, вихідна напруга може бути як вищою, так і нижчою за вхідну в обох напрямках перетворення.

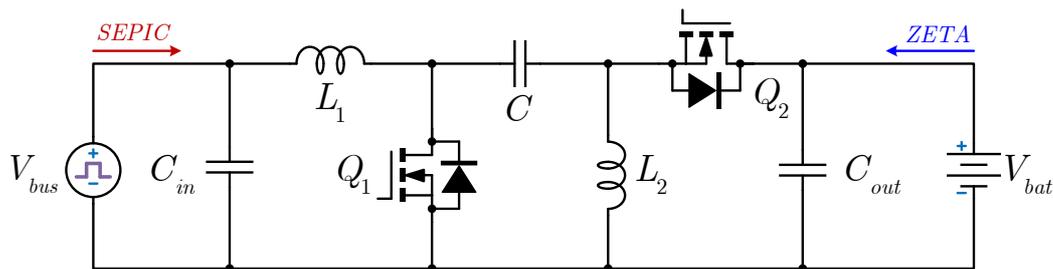


Рис. 5. Схема SEPIC/ZETA ДНП-ПН

Джерело: розроблено авторами.

Під час прямого режиму роботи SEPIC перетворювач працює як понижуюча схема: ключ Q_1 керується ШІМ, ключ Q_2 відкритий на час заряджання М-АКБ. У зворотному напрямку ZETA перетворювач працює на підвищення напруги: ключ Q_2 керується ШІМ, ключ Q_1 відкритий на час розряджання М-АКБ. Індуктивності L_1 та L_2 можуть бути виконаними магнітно-зв’язаними для зменшення пульсацій вхідного та вихідного струму.

2.5. ДНП-ПН з комутованою ємністю

ДНП-ПН по схемі з комутованою ємністю (англ. *Switched Capacitor*) знаходить своє використання у випадку, коли необхідно вбудувати перетворювач напруги в інтегральну мікросхему (ІМС), цьому сприяє відсутність індуктивностей та магнітних елементів. Структурно даний різновид ДНП-ПН побудований з конденсаторів та транзисторних ключів (рис. 6). Передача енергії здійснюється за рахунок циклічного перемикання груп конденсаторів між послідовним та паралельним з’єднанням між собою, а двонаправленість забезпечується зміною черговості перемикання ключів. Своєю чергою ІМС з таким ДНП-ПН мають значні проблеми такі, як: високі пульсації вхідного та вихідного струмів (через відсутність індуктивностей), що призводить до зростання рівня електромагнітних завад; обмежений топологією коефіцієнт перетворення напруги (визначається лише співвідношенням конфігурацій конденсаторів); слабка здатність до регулювання роботи схеми (складно балансувати напругу на конденсаторах). Більшість з цих проблем можна вирішити додавши схеми контролю за струмом та напругою, але це збільшить складність схеми та витрати. Даний перетворювач може бути використаний у складі ІМС для створення логічних рівнів інтерфейсів, балансування заряду комірок АКБ, живлення сенсорних вузлів, портативної електроніки.

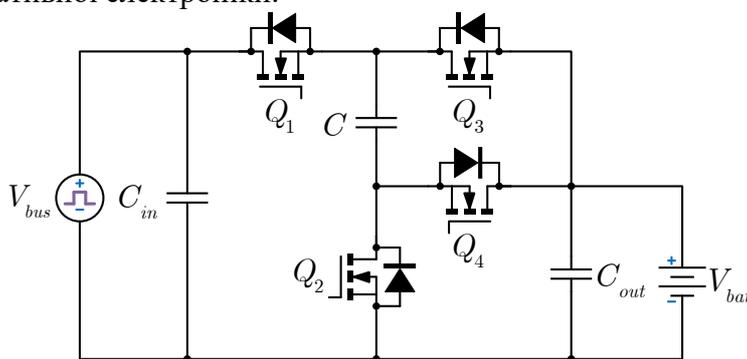


Рис. 6. Схема ДНП-ПН з комутованою ємністю

Джерело: розроблено авторами

2.6. ДНП-ПН з чергуванням фаз

Структура ДНП-ПН з чергуванням фаз (англ. *Interleaved*) передбачає паралельне поєднання двох або більше однотипних перетворювачів шляхом паралельного з’єднання їх накопичувальних індуктивностей. Наявність відносного фазового зсуву між сигналами

керування ($360^\circ/n$, де n – кількість паралельно з'єднаних перетворювачів) дозволяє зменшити сумарні пульсації струму, струмові навантаження на комутаційні елементи перетворювачів за допомогою різних методів шунтування (розділення струму I/n) [6]. До переваг можна віднести й вищий ККД, вищу масштабованість потужності та кращі теплові характеристики (менше втрат під час перемикання ключів). На рис. 7 зображено двофазний ДНП-ПН з чергуванням фаз. Як і у попередніх ДНП-ПН, які мали дві індуктивності у своєму складі, L_1 та L_2 можна виконати магнітно-зв'язаними, що дозволить реалізувати техніку «м'якого перемикання». Втім, з переваг випливають і недоліки, такі як складність керування (необхідно забезпечувати фазову синхронізацію перемикання ключів), з більшою кількістю фаз зростає і кількість компонентів [8], необхідність модифікації схеми для досягнення високого коефіцієнта перетворення у випадку зв'язаних індуктивностей [9]. Такі перетворювачі знаходять своє використання в електротранспорті, гібридних системах накопичення енергії (HESS), гібридних інверторах.

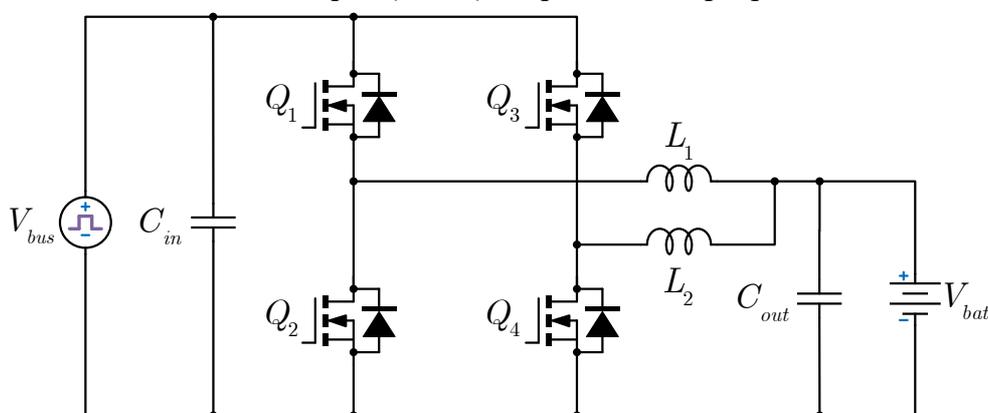


Рис. 7. Схема півмостового ДНП-ПН з паралельним чергуванням двох фаз.

Джерело: розроблено авторами.

3. Ізольовані ДНП

Принциповою відмінністю ізольованих (І-) ДНП-ПН є те, що СЧ розділена на дві сторони, – умовно “високовольтну” (англ. **High-voltage side**) та умовно “низьковольтну” (англ. **Low-voltage side**), які гальванічно розв’язані між собою за допомогою високочастотного силового трансформатора (ВЧ-СТр) (англ. **HF Power Transformer**). Таким чином, кожна зі сторін І-ДНП має свою окрему «землю», між якими може бути плаваюча різниця потенціалів (обмежена зверху напругою пробоя між обмотками ВЧ-СТр), що підвищує електробезпеку як окремих складових АСГ-ЕЕ, так і людини.

На рис. 8 зображено узагальнену функціональну схему І-ДНП-ПН, яка ілюструє основний принцип його роботи. Перетворення складається з кількох послідовних етапів, але проміжним завжди буде високочастотне перетворення напруги змінного струму на ВЧ-СТр. Спочатку вхідна напруга постійного струму V_{bus} перетворюється в високочастотну змінну напругу (ВЧ-ЗН) за допомогою перетворювача (англ. **DC/AC Converter**), яким найчастіше виступає напівмостовий або мостовий інвертор. Далі ВЧ-ЗН, часто проходячи перетворення на пасивних реактивних ланках, збуджує первинну обмотку ВЧ-СТр, де її амплітуда змінюється відповідно до коефіцієнта трансформації. На вторинній обмотці ВЧ-СТр наводиться трансформована ВЧ-ЗН та випрямляється за допомогою випрямляча (англ. **AC/DC Rectifier**), який може бути як пасивним, так і активним випрямлячем (АВ), і перетворюється у вихідну напругу постійного струму V_{bat} .

Розглянемо різновиди І-ДНП-ПН від базових топологій – зворотньоходової, двотактною та півмостової, в яких не забезпечується повне використання енергії ЛПС, до вдосконалених – подвійних мостових та сімейства резонансних.

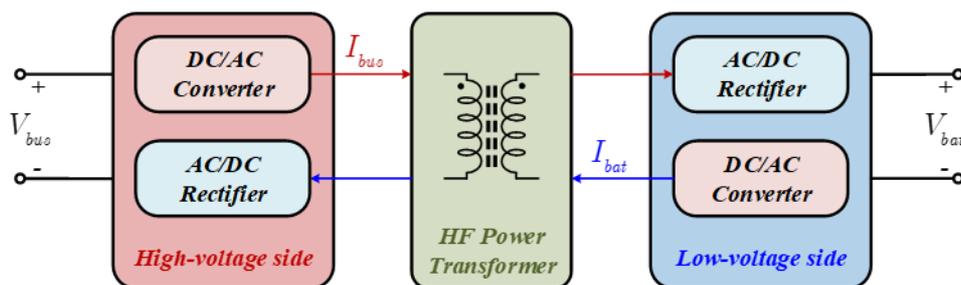


Рис. 8. Узагальнена функціональна схема ізолюваного ДНП

Джерело: розроблено авторами.

3.1. Зворотногоходовий ізолюваний ДНП-ПН

Перший різновид І-ДНП-ПН, який буде розглянуто, це зворотногоходовий (ЗХ-) І-ДНП-ПН (англ. *Flyback*) (рис. 9). Він формується з інвертуючого понижуючо-підвищуючого ДНП-ПН шляхом заміщення котушки індуктивності на ВЧ-СТр, обмотки якого включені зустрічно, що усуває інвертування виходу відносно входу. Коефіцієнт перетворення по напрузі ЗХ-І-ДНП-ПН за обраного напрямку перетворення визначається шляхом застосування вольт-секундного та заряд-секундного балансу, і відповідає коефіцієнту перетворення по напрузі однонаправленого ЗХ-перетворювача [7].

Для прямого потоку енергії ключ Q_2 працює в режимі АВ, а ключ Q_1 керується ШІМ. У такому випадку коли ключ Q_1 закритий, енергія з ЛПС накопичується в первинній обмотці ВЧ-СТр, при відкриванні ключа Q_1 накопичена енергія передається у вторинну обмотку ВЧ-СТр, і струм протікає до М-АКБ. Для реалізації зворотного потоку енергії ключ Q_1 працює в режимі АВ, а ключ Q_2 керується ШІМ. При перемиканні напрямку перетворення необхідно забезпечити безпечний активний скид магнітного потоку з ВЧ-СТр, що реалізується методикою розрахунку ВЧ-СТр та обов'язковим додаванням демпфера напруги для контролю струму витoku паразитної індуктивності розсіювання [7]. Без демпфірування (англ. *Active/Passive Clamp*) ВЧ-СТр у випадку великої магнітної індукції та імпульсних струмів може викликати великі завади та надвисокі імпульсні напруги закривання ключів. Схеми обмеження напруги для усунення проблем від паразитної індуктивності запропоновані у [11], [12], [13]. Вихідна напруга може бути як вищою, так і нижчою за вхідну, що грубо задається співвідношенням числа витків обмоток ВЧ-СТр, а плавно – режимом керування ключами.

З очевидних переваг зворотногоходового ДНП-ПН: проста будова з невеликою кількістю елементів, що має наслідком дешевизну; просте керування – лише два ключі, кожний відносно власної землі. З недоліків головними є: низька щільність потужності, при великих потужностях падає ККД перетворення, також наявні великі високочастотні пульсації струму. Зазвичай такий різновид ДНП-ПН знаходить своє використання у зарядних пристроях малої-середньої потужності (до 150-200 Вт), ізолювані блоки живлення побутової техніки з функцією заряджання АКБ.

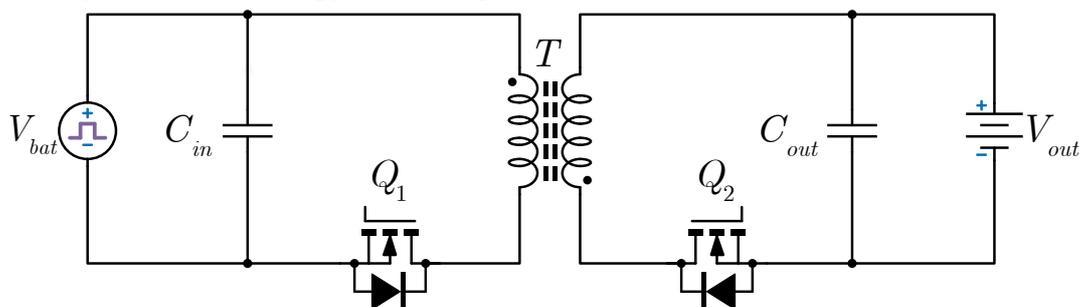


Рис. 9. Схема Flyback ДНП

Джерело: розроблено авторами.

3.2 Двотактний ізолюваний ДНП-ПН

Двотактний (ДТ-) І-ДНП-ПН (англ. *Push-Pull*) (рис. 10) отримується з двотактного ОНП шляхом заміни напівпровідникових діодів на вторинній обмотці на транзисторні ключі, що дозволяє отримати симетричний відносно ВЧ-СТр перетворювач та прокачувати енергію в обох напрямках застосовуючи один і той самий алгоритм комутації ключів.

Даний різновид ДНП-ПН дозволяє отримати режим неперервного струму на обох сторонах обміну (оскільки один з ключів завжди відкритий і струм протікає через обмотку ВЧ-СТр), а зменшити його пульсації допомагає дросель L_f та конденсатори C_{in} та C_f . Також топологія ДТ-І-ДНП-ПН має значно вищий коефіцієнт використання ВЧ-СТр та може працювати з більшими потужностями, ніж ЗХ-І-ДНП-ПН, а неконтрольованому зростанню переданої енергії запобігає насичення ВЧ-СТр. Базовий коефіцієнт перетворення по напрузі визначається співвідношенням між кількістю витків первинної та вторинної обмотки ВЧ-СТр, за зміни напрямку перетворення коефіцієнт стає оберненим до себе числом.

Наявність паразитної індуктивності розсіювання в ВЧ-СТр спричиняє підвищення стресу по струму та напрузі на ключах, що обмежує використання цієї топології для високовольтних застосувань. Індуктивність L введена для згладжування пульсацій струму. Використовується ДТ-І-ДНП-ПН в перетворювачах ЕЕ середньої потужності (до 1000 Вт).

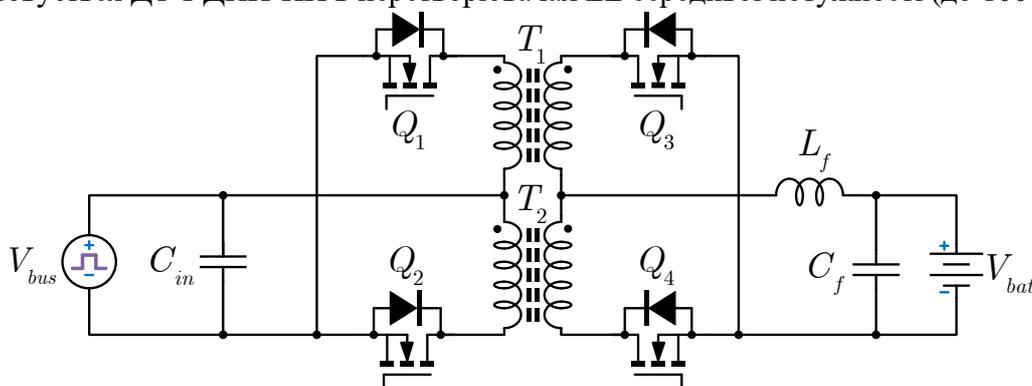


Рис. 10. Схема двотактного ізолюваного ДНП-ПН

Джерело: розроблено авторами.

3.3. Напівмостовий ізолюваний ДНП-ПН

Схема напівмостового (ПМ-) І-ДНП-ПН (англ. *Half-Bridge*) містить дві напівмостові схеми, які розв'язані ВЧ-СТр між собою (рис. 11). Напівмостова схема на стороні ЛПС є умовно «високовольтною», а схема на стороні М-АКБ – умовно «низьковольтною». Катушка індуктивності L зазвичай розташовується на «низьковольтній» стороні. Як видно з рис. 11, кожен з ключів $Q_1 - Q_4$ має не тільки паралельний діод, але і невелику ємність C_r для забезпечення «м'якого перемикавання». Кількість переданої енергії визначається зсувом фаз між напругами змінного струму на первинній та вторинній обмотці ВЧ-СТр. Пари конденсаторів C_1, C_2 та C_3, C_4 формують ємнісні ділянки напруги шляхом підключення контакту первинної та вторинної обмотки ВЧ-СТр до середньої точки ємнісних ділянок. У цій топології стреси по напрузі на ключах є вдвічі більшим за вхідну напругу ($V_{hv-stress} = 2V_{bus}$, $V_{lv-stress} = 2V_{bat}$), а стрес по струму не перевищує струм навантаження I_{ac} [19].

Звідси сумарна електрична потужність (TDR – total device rating) буде дорівнювати $TDR_{hb} = (2V_{dc}) \times I_{ac} \times 2(\text{ключів}) = 4 \times P_o$. Ця топологія І-ДНП-ПН знаходить своє використання у АСГ-ЕЕ середньої потужності, оскільки забезпечує компроміс між ефективністю, вартістю та складністю керування. Головним недоліком цієї схеми є те, що піковий струм навантаження протікає через конденсатори в ємнісних ділянках напруги [20].

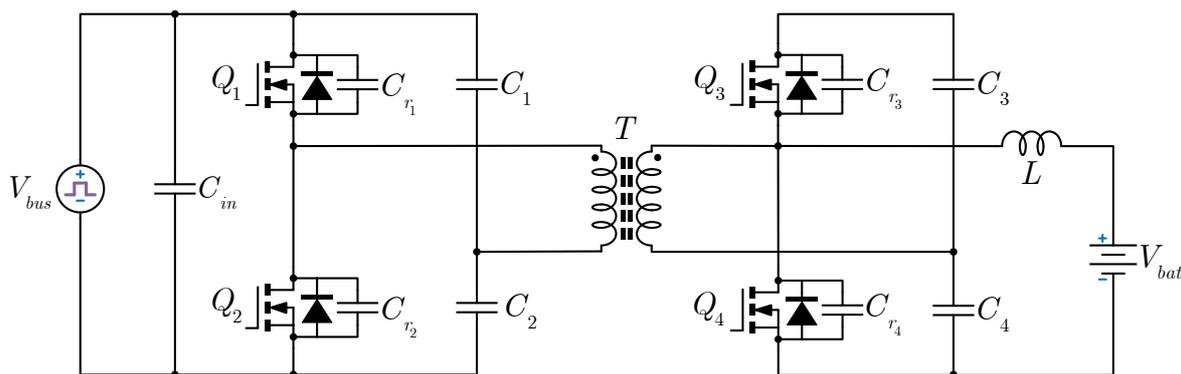


Рис. 11. Схема напівмостового ізолюваного ДНП-ПН з «м'яким перемиканням»
Джерело: розроблено авторами.

3.4. Dual Active Bridge ДНП-ПН

Одна з найбільш використовуваних топологій ізолюваних ДНП, – подвійний активний мостовий (ПАМ)-І-ДНП-ПН (англ. *Dual Active (Full-)Bridge, DAB*), – має лаконічну та просту структуру, яка зображена на рис. 12. Силова частина ПАМ-І-ДНП-ПН включає дві повномостових інверторних схеми, які розв'язані між собою ВЧ-СТр. Наявність з обох сторін перетворення чотирьох ключів та повного керування ними дозволяє прикладати до обох обмоток ВЧ-СТр повну напругу ЛПС або М-АКБ та інвертувати її знак, що має наслідком протікання струму в обох напрямках.

Напрямок передачі енергії залежить від кута зсуву фаз напруги між первинною та вторинною обмотками ВЧ-СТр. Коли напруга на первинній обмотці випереджає по фазі напругу на вторинній, енергія передається від мосту Q_1-Q_4 до мосту Q_5-Q_8 [17]. Якщо ж на первинній обмотці напруга затримується по фазі відносно вторинної, то струм протікає у зворотному напрямі. Очевидно, що на відміну від ПМ-І-ДНП-ПН, ПАМ-І-ДНП-ПН має в половину менший стрес по напрузі на ключах ($V_{hv-stress} = V_{bus}$, $V_{lv-stress} = V_{bat}$), а стрес по струму дорівнює струму навантаження I_{ac} . Тоді TDR для ПАМ-ДНП-ПН буде мати таке значення $TDR_{fb} = V_{dc} \times I_{ac} \times 4(\text{ключів}) = 4 \times P_o$.

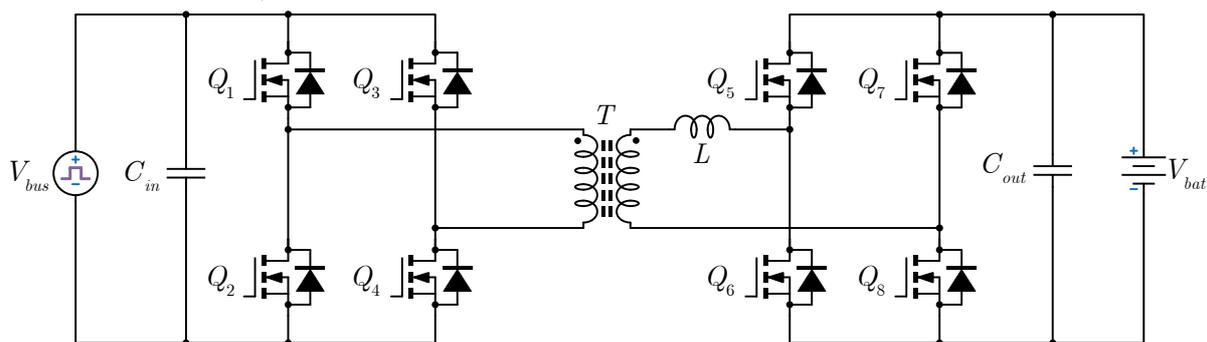


Рис. 12. Схема ПАМ-І-ДНП-ПН

Джерело: розроблено авторами.

При передачі енергії в напрямку від ЛПС до М-АКБ на стороні первинної обмотки ВЧ-СТр маємо міст Q_1-Q_4 , який у режимі інвертора забезпечує протікання струму через первинну обмотку. На стороні вторинної обмотки генерується змінна напруга, яку міст Q_5-Q_8 , працюючи в режимі активного випрямляча (АВ) та регулятора, приводить до напруги постійного струму для заряджання М-АКБ. Аналогічно забезпечується зворотне протікання струму від М-АКБ до ЛПС, зі зміною режимів роботи мостів Q_5-Q_8 – інвертор, Q_1-Q_4 – активний випрямляч. Ключі керуються за допомогою фазового зсуву з «м'яким перемиканням».

Котушка L відіграє важливу роль у схемі, її можуть розташовувати як на стороні моста “низької напруги”, так і “високої”, або з обох боків у високоефективних версіях [18]. Але частіше її встановлюють на стороні “низької напруги” через крашу динаміку керування при зміні кута фазового зсуву (φ). Дана індуктивність виконує наступні функції: обмежує імпульсні струми при зміні фази керування; забезпечує «м'яке перемикавання» при нульовій напрузі (англ. *Zero Voltage Switch, ZVS*); визначає кут фазового зсуву φ між двома змінними напругами, що регулює передану потужність; у системах з М-АКБ дозволяє зменшити втрати при частих циклах заряду-розряду. Кут фазового зсуву φ є ключовим параметром для визначення напрямку та кількості енергії, що передається між сторонами обміну постійного струму [7], [14].

Ключовими перевагами ПАМ-І-ДНП-ПН є мінімальне використання пасивних компонентів; можливість організації різних умов «м'якого перемикавання» – *ZVS* та перемикавання при нульовому струмі (англ. *Zero Current Switch, ZCS*), що дозволяє зменшити втрати на ключах; широкий діапазон перетворюваних напруг; висока щільність потужності (добре підходить для застосувань у високовольтних системах). Окремо зазначимо, що здатність до реалізації умови комутації *ZVS* відкриває можливість для застосування вдосконалених технік модуляції [15]. До недоліків варто віднести наступні: виникнення значних RMS-струмів як у вхідному, так і вихідному конденсаторі; неможливість досягнути «м'якого перемикавання» у випадку прокачки малої потужності, що значно зменшує ККД ненавантаженого ПАМ-І-ДНП-ПН; наявність великої кількості ключів ускладнює керування (потрібно точно і синхронно перемикати), а також окремо жити верхні ключі; лімітований діапазон *ZVS* та наявність *циркулюючих струмів* [16].

3.5 Резонансні ізольовані ДНП-ПН

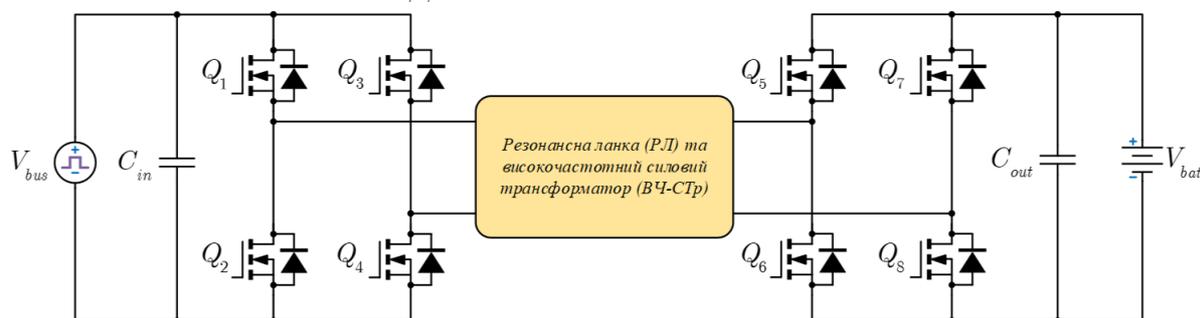


Рис. 14. Узагальнена схема резонансного ізольованого ДНП-ПН

Джерело: розроблено авторами.

Різновид резонансних ізольованих (PI-) ДНП-ПН включає в себе сімейство схем із різними топологіями резонансних ланок, а загальна схема такого перетворювача зображена на рис. 14. В даному дослідженні резонансна ланка (РЛ) – сукупність реактивних елементів, що утворює один або більше резонансних контурів (РК) між каскадом ключів та ВЧ-СТр на розділі сторін перетворення в PI-ДНП-ПН. Важливою особливістю всіх PI-ДНП-ПН є здатність до високоефективного двостороннього перетворення енергії з низьким рівнем електромагнітних завад та втрат на ключах [10].

Враховуючи значну кількість варіацій РЛ (рис. 15), далі будемо аналізувати роботу PI-ДНП-ПН саме в розрізі впливу схем РЛ на їх роботу, бо інші компоненти схеми будуть незмінними. Поклавши за основу для огляду класифікацію РЛ за критерієм кількості елементів в ній, взято по дві схеми для кожного різновиду РЛ (рис. 15) [23]. Для двоелементної РЛ маємо послідовну резонансну ланку (*ПосРЛ*) (рис. 15, а) та паралельну резонансну ланку (*ПарРЛ*) (рис. 15, б). Для трьохелементної РЛ отримаємо *LCC РЛ* (рис. 15, в) та *LLC РЛ* (рис. 15, г), багатоелементні РЛ – *CLLC РЛ* (рис. 15, д) та *CLLLC РЛ*

(рис. 15, е). Загалом, ускладнення схем РЛ шляхом збільшення кількості реактивних компонентів зумовлене тим, щоб: нівелювати недоліки більш простих РЛ та покращити їх характеристики за специфічних режимів роботи та характеру навантаження, підвищити ККД перетворення, розширити діапазон робочих напруг, а також для можливості роботи в складі систем середньої та великої потужності.

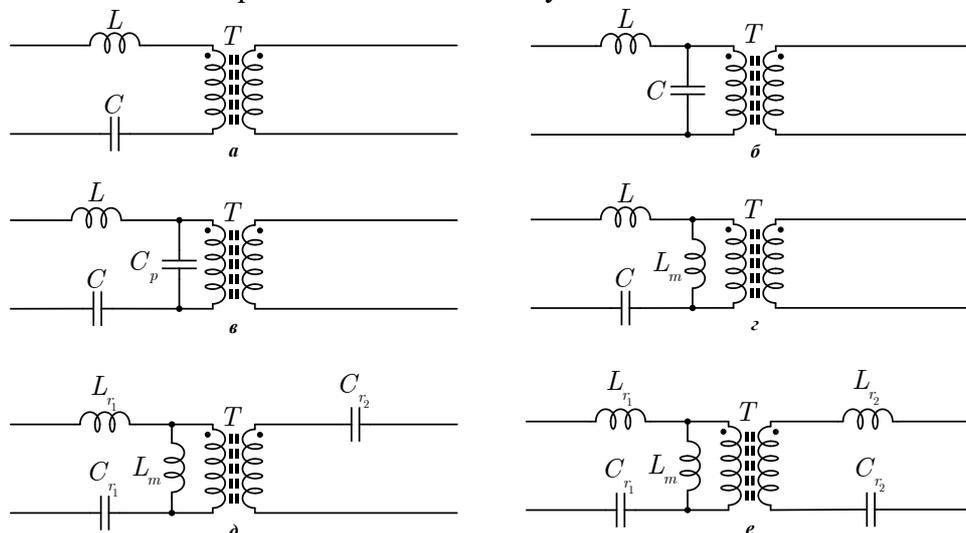


Рис. 15. Варіанти РЛ для PI-ДНП-ПН:

а – ПосРЛ; б – ПарРЛ; в – LCC РЛ; г – LLC РЛ; д – CLLC РЛ; е – CLLLC РЛ

Джерело: розроблено авторами

Розглянемо перший різновид – ПосРЛ, яка сформована послідовним LC-контуром (рис. 15, а). У спрощеному виконанні така РЛ може бути з'єднана з вихідною схемою через випрямляч (без використання трансформатора). У такому випадку на резонансній частоті за низького навантаження, імпеданс цього навантаження стане дуже великим відносно імпедансу РЛ, отже (за законом дільника напруги), вся вхідна напруга прикладеться до навантаження, що зробить майже неможливим процес регулювання виходу [21]. Якщо ключі перетворювача працюють на частоті меншій за частоту резонансу РЛ, то перетворювач буде оперувати в умовах ZCS як підвищуючий. Якщо частота перемикавання ключів більша за частоту резонансу РЛ, то перетворювач буде оперувати в режимі ZVS як понижуючий. Таким чином, коефіцієнт перетворення залежить від співвідношення між частотою комутації ключів та частотою резонансу РЛ, що обмежує діапазон вхідних напруг. Тому використання високочастотного трансформатора дозволяє нівелювати перераховані обмеження, забезпечити ширший діапазон ZVS та збільшити коефіцієнт перетворення вихідної напруги [22], а конденсатор РЛ стає розділюючим – забезпечує збудження трансформатора лише змінною напругою. Порівняно з більш складними РЛ для PI-ДНП-ПН (CLLC, CLLLC), в схемі з ПосРЛ діапазон «м'якого перемикавання» є доволі вузьким. До переваг можна віднести низький рівень стресу за струмом ключів, та відносно просту САК.

ПарРЛ сформована паралельним LC-контуром (рис. 15, б), що робить перетворювач здатним до регулювання вихідної напруги за низького навантаження або взагалі його відсутності, що вирішує проблему ПосРЛ, а також зменшує пульсації вихідного струму. Одночасно ця топологія має і свої недоліки у вигляді стрімкого зростання величини циркулюючого (такого, що перезаряджає реактивні компоненти) струму разом зі збільшенням вхідної напруги [23], що своєю чергою підвищує втрати на ключах та зменшує ККД перетворювача. Другою неочевидною проблемою є відсутність розділюючого кон-

денсатора між ключами та трансформатором, що може спричинити появу постійної складової струму трансформатора і його підмагнічування. Дана РЛ забезпечує режим ZVS за частоти комутації вищої за резонансну та з діапазоном налаштування «м'якого перемикавання» ширшим, ніж у ПосРЛ. У випадку пульсацій вихідної напруги можна додатково підняти частоту комутації ключів.

Для усунення головних недоліків ПосРЛ та ПарРЛ та об'єднання їх переваг до двоелементних схем додають третій елемент – котушку або конденсатор. Таким чином, утворена LLC РЛ складається з комбінацій двох котушок та одного конденсатора, а CCL РЛ складається з двох конденсаторів та котушки. Кількість можливих комбінацій розташування компонентів у триелементних РЛ становить 36, але до роботи в резонансі здатні тільки 26 з них [23]. Представлені на рис. 15 варіанти схем LLC РЛ та CCL РЛ є найпоширенішими в проаналізованих роботах.

На рис. 15, в представлено послідовно-паралельну РЛ, або – CCL РЛ, адже з боку первинної обмотки ВЧ-СТр вона поєднує властивості ПосРЛ та ПарРЛ. Дана РЛ вирішує проблему ПосРЛ – дозволяє регулювати вихідну напругу за низького навантаження і при цьому, на відміну від ПарРЛ, відсутні великі *циркулюючі струми*. Це досягається шляхом правильного розрахунку реактивних компонентів. Наприклад, для регулювання вихідної напруги за відсутності навантаження необхідно, щоб номінал конденсатора C_p був більшим за мінімально розрахований [23], також розраховуються і номінали елементів для забезпечення перемикавання за умов ZVS та ZCS, що зменшує стреси на ключах [25]. Цікавим є підхід, за якого у *високовольтних* РІ-ДНП-ПН за деякі елементи CCL РЛ беруть паразитну індуктивність та ємність самого ВЧ-СТр, які в таких застосуваннях є габаритними пристроями та мають велику кількість витків в обмотках, у яких виникають значні паразитні складові, що утворюють паралельний LC-контур [24]. Тому для формування CCL РЛ у такому випадку достатньо розрахувати та додати до габаритного ВЧ-СТр лише послідовну ємність, що зменшить кількість компонентів в схемі. До недоліків даної РЛ відносять те, що у випадку розриву на частоті, близькій до резонансної частоти ПосРЛ, та у випадку короткого замикання на частоті, близькій до частоти ПарРЛ [7] створюється аварійний та руйнівний режим роботи.

Аналізуючи роботи, у яких використовується LLC РЛ (рис. 15, з), впливає, що вона має аналогічний до CCL РЛ недолік, а саме – небезпечний стан схеми у випадку розриву або короткого замикання в РЛ. Інший недолік – виникнення великої кількості гармонік струму у випадку, коли частота перемикавання ключів відхиляється від резонансної частоти [26]. Але найбільшим недоліком такої РЛ є те, що вона не симетрична і зворотний режим роботи відрізняється від прямого режиму. У прямому режимі, залежно від співвідношення частоти комутації до частоти резонансу, коефіцієнт перетворення має як підвищуючі, так і понижуючі значення, а в зворотному режимі – тільки понижуючі. Це робить схему складною для регулювання. До переваг можна віднести те, що РІ-ДНП-ПН з даною РЛ може регулювати вихідну напругу від нуля до номінального максимуму з відносно невеликим кроком зміни частоти комутації ключів, для будь-якої величини навантаження, включаючи його відсутність [23], а також має низькі *циркулюючі струми*, та малі втрати на ключах за рахунок режимів ZVS та ZCS.

Схема з CLLC РЛ (рис. 15, д) частково вирішує проблеми притаманні для LLC РЛ і покращує регулювання напруги та проблеми з «м'яким перемикаванням», що виникають при зворотному режимі роботи. Така топологія РЛ дозволяє реалізувати «м'яке перемикавання» для широкого діапазону навантаження з точним регулюванням напруги незалежно від напрямку перетворення. Втім, несиметричність схеми РЛ відносно трансформатора призводить до складнощів в керуванні залежно від напрямку перетворення [10], оскільки характеристики (криві) резонансу та коефіцієнту перетворення мають різний вигляд. Всіх вищеописаних недоліків позбавлена наступна схема РЛ, яка є симетричною.

Схема з CLLC РЛ (рис. 15, *e*), як було зазначено вище, є симетричною і завдяки цьому для застосування у складі ДНП незалежно від напрямку перетворення має схожі характеристики резонансної частоти та коефіцієнта перетворення (може підвищувати та знижувати напругу в обидві сторони) [28]. У випадку роботи в режимі підвищення напруги використовується керування шляхом зміни частоти, а коефіцієнт перетворення визначається співвідношенням частоти комутації до частоти резонансу. Коли необхідно забезпечити режим пониження напруги, то використовується керування шляхом фазового зсуву, а коефіцієнт перетворення визначається кутом цього фазового зсуву [27]. Все це дозволяє вдало реалізувати умови для ZVS та ZCS і значно зменшити комутаційні втрати. Недоліком є те, що дана схема потребує більш складного алгоритму керування та більшу кількість компонентів, що призводить до збільшення масогабаритних показників та здорожчання виробу.

3.6. Методика вибору РЛ для РІ-ДНП-ПН

Критерії вибору топології РЛ для РІ-ДНП-ПН можна сформулювати таким чином:

1) *Залежно від типу ДжЕ (або, з урахуванням двонаправленості, споживача) з того боку, де встановлюватимуть резонансну ланку.*

За цим критерієм ДжЕ може вважатись або джерелом напруги (ДжН, англ. *Voltage Source*), якщо його номінальна напруга підтримується сталою в межах певного діапазону споживаних струмів, або джерелом струму (ДжС, англ. *Current Source*), якщо його номінальний струм підтримується сталим шляхом генерації напруг у межах певного діапазону. До ДжН відноситься більшість хімічних накопичувачів енергії (АКБ) та механіко-електричні ДжЕ (генератори). А от до ДжС відносяться ФЕП (на більшій частині ділянки ВАХ, за низькоомного навантаження) та термоелектричні ДжЕ (елементи Пельтьє). Відповідно до визначеного типу ДжЕ РІ-ДНП-ПН можуть бути сконфігурованими як такі, що живляться (ведені) джерелом напруги або як такі, що живляться (ведені) джерелом струму, при цьому елементи РЛ розміщуються таким чином [23], щоб:

- **для веденого джерелом напруги** – вилучення всіх індуктивностей та закорочування всіх ємностей в РЛ призводить до її перетворення *на розрив*;
- **для веденого джерелом струму** – вилучення всіх індуктивностей та закорочування всіх ємностей в РЛ призводить до її перетворення *на закоротку*.

2) *Залежно від топології розміщення елементів РЛ, що впливають на форму АЧХ РЛ.*

За представлення РЛ у вигляді чотириполосника, елементи РЛ утворюють між входом та виходом з'єднання за топологією Г-типу, П-типу або Т-типу. При цьому кожна з гілок зазначених топологій може містити як один окремих реактивний елемент, так і послідовний РК або паралельний РК. В результаті цього РЛ починає функціонувати в режимі одного зі стандартних фільтрів: нижніх частот, верхніх частот, смугопрopusкаючого або смугоподавляючого.

3) *Залежно від кількості реактивних елементів РЛ.*

Введення додаткових реактивних елементів до складу існуючої РЛ може змінювати як форму АЧХ, додаючи нові точки перегину і тим самим підвищуючи складність поведінки РЛ стосовно системи керування, або ж не змінювати існуючу форму АЧХ, а лише підвищувати її крутизну, тим самим покращуючи частотно-селективні властивості РЛ (підвищуючи добротність). Саме другий варіант нарощування порядку РЛ частіше використовується на практиці через його відносну простоту опису та передбачуваність результату.

Не зважаючи на вищезазначені рекомендації, після синтезу РЛ для з'ясування її фактичних характеристик та особливостей роботи необхідно виконати моделювання її АЧХ та ФЧХ як по напрузі, так і по струму. Це пов'язано з тим, що фундаментально до схеми прикладається напруга і АЧХ описує закон зміни її амплітуди залежно від частоти, а от зв'язок між амплітудою прикладеної напруги та амплітудою протікаючого струму описується законом Ома і залежить від імпедансу як джерела живлення, так і приведенного навантаження, а також від способу включення РЛ та навантаження між собою.

4. Багатонаправлені (багатоportові) ДНП-ПН

У випадках, коли АЕМ складається з декількох ДЖЕ (вітряки, гібридні ФЕП, М-ФЕП, паливний елемент), накопичувачі (АКБ, іоністори) можуть використовуватися кілька перетворювачів напруги для кожного з цих компонентів, що призводить до збільшення вартості системи, зниженню ККД всієї системи через збільшення числа стадій перетворення. Багатонаправлені (інша поширена назва “багатоportові”) перетворювачі (БНП) мають здатність керувати величинами і напрямками потоків енергії між декількома сторонами (портами) обміну, кожна з яких може бути як ДЖЕ, так і накопичувачем або навантаженням. БНП-ПН забезпечують меншу вартість системи, більшу щільність потужності та більш компактні розміри, а також вищий ККД перетворення.

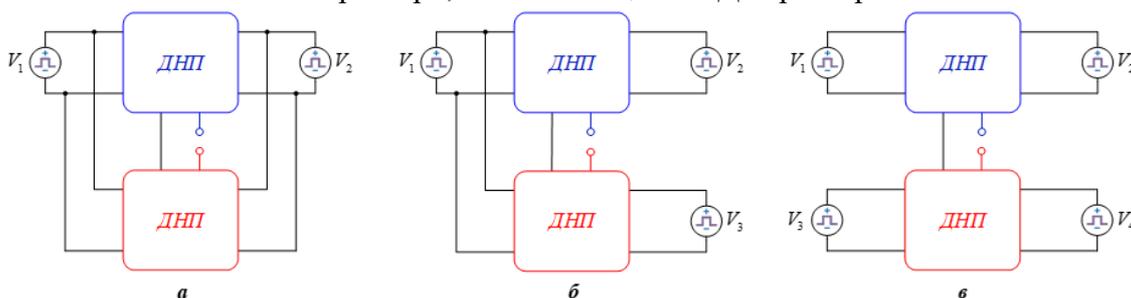


Рис. 16. Варіанти з’єднання двох ДНП-ПН:

а – паралельне з’єднання; *б* – спільний один із портів; *в* – спільний термінал Джерело: розроблено авторами.

Найпростішим варіантом реалізації БНП-ПН є поєднання двох не ізольованих ДНП-ПН між собою [29]: паралельним з’єднанням для обох портів (рис. 16, *а*); спільним з’єднанням одним портом – трипортний БНП-ПН (рис. 16, *б*); одним спільним терміналом між двома ДНП-ПН – чотирипортний БНП-ПН (рис. 16, *в*). Якщо кожен порт на рис. 16 прийняти як ДЖЕ, а по одному вільному терміналу підключити до середньої точки (або фази) півмоста ізольованого перетворювача, у такому випадку це плечі ПАМ-І-ДНП-ПН, утворюється схема *гібридного* БНП, яка реалізує неізольоване двонаправлене перетворення між всіма портами ДЖЕ та ізольоване двонаправлене перетворення для порту на вторинній обмотці ВЧ-СТр з активним навантаженням. На основі ПАМ-І-ДНП-ПН, на рис. 17 зображено приклад реалізації гібридних не ізольованих – трипортного (рис. 17, *а*), чотирипортного (рис. 17, *б*) та п’ятипортного БНП-ПН (рис. 17, *в*).

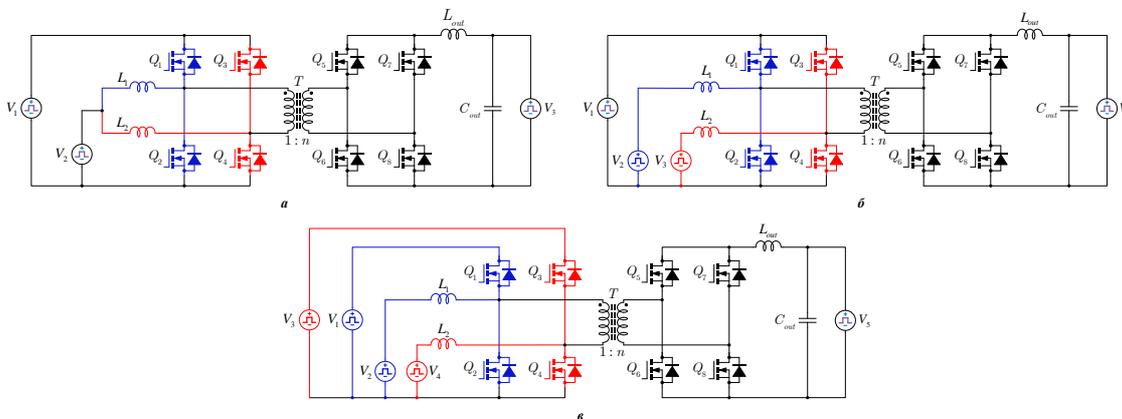


Рис. 17. Багатоportові гібридні не ізольовані ДНП-ПН:

а – три порти; *б* – чотири порти; *в* – п’ять портів Джерело: розроблено авторами.

Наступний варіант синтезу БНП-ПН полягає у використанні в складі існуючих топологій І-ДНП-ПН “розщепленого” ВЧ-СТр – такого, що має більше двох обмоток. В результаті отримується ізольоване двонаправлене перетворення між усіма портами, зберігаючи при цьому всі переваги І-ДНП-ПН [30]. В більшості проаналізованих робіт такі БНП синтезують на основі ПМ-І-ДНП-ПН, ПАМ-І-ДНП-ПН або ж РІ-ДНП-ПН. На рис. 18 представлено трипортовий ПМ-І-БНП-ПН (рис. 18, а) та трипортовий РІ-БНП-ПН з *ПосРЛ* на 2 сторонах з 3 (рис. 18, б).

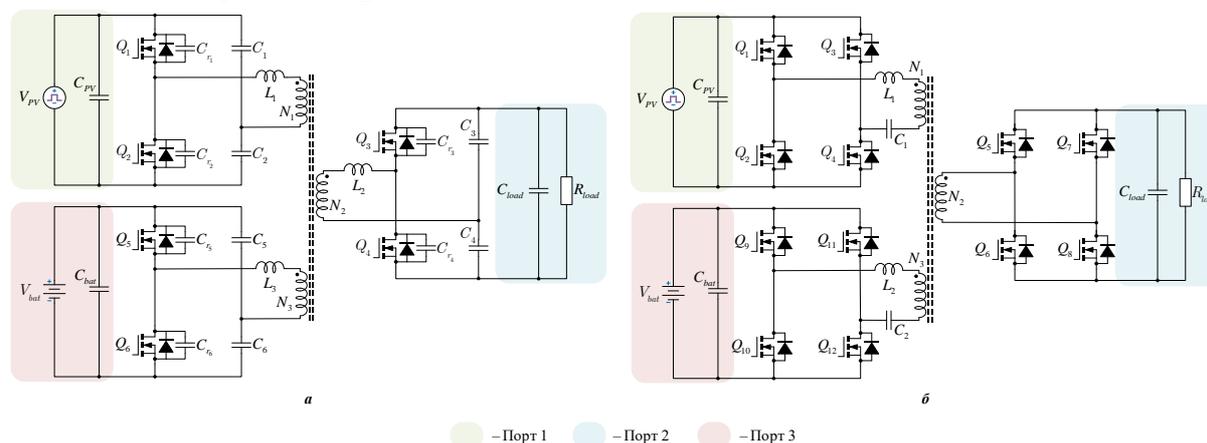


Рис. 18. Трипортові ізольовані БНП з розщепленим трансформатором:
а – півмостовий БНП; б – резонансний мостовий БНП

Джерело: розроблено авторами.

До переваг І-БНП-ПН з розщепленим трансформатором можна віднести гальванічну ізольованість та двонаправленість перетворення між усіма парами портів, а також широкі можливості для реалізації «м’якого перемикаччя» (ZVC або ZVS). Всі недоліки, які притаманні І-ДНП-ПН нівелюються їх перевагами у випадку розширення до І-БНП-ПН, хоч і за рахунок складнішого керування та більш габаритної схеми, але роз’язка між собою трьох або більше сторін обміну в АСГ-ЕЕ стає вищим пріоритетом для надійності та безпеки.

5. Способи підвищення обсягів передаваної енергії в ДНП-ПН

Питання збільшення обсягів передаваної енергії в ДНП-ПН є важливим в контексті АСГ-ЕЕ, які з часом вимагають масштабування зі збереженням високого ККД та стабільності вхідних/вихідних напруг. Збільшення прокачуваної потужності досягається за рахунок підвищення протікаючого струму, або робочої вхідної, або робочої вихідної напруг. Разом з підвищенням хоч одного з параметрів ЕЕ зростає й стрес по струму та/або напрузі на компонентах СЧ перетворювача, що збільшує втрати на перетворення та габарити цих компонентів. Тому, основним методом досягнення підвищеної потужності є *розпаралелювання потоків енергії*, яке дозволяє зменшити напруженість на компонентах, зберігаючи при цьому високий ККД. Розпаралелювання потоків енергії відбувається за рахунок багатоканальних схем з чергуванням фаз та/або магніто-зв’язаних індуктивностей, а також відповідних алгоритмів чергування фаз. Далі розглянемо вищеописані підходи окремо по черзі.

5.1. Підвищення протікаючого струму

З попередніх розділів, в яких розглядалися топології ДНП, великі протікаючі струми могли виникати у деяких із них через ефекти циркуляції, що визначалося як недолік через збільшення стресу по струму та його пульсацій на компонентах схеми. Наразі буде розглянуто, яким чином можна досягти цього підвищення, нівелюючи пов’язані з цим недоліки, та зберегти високий ККД перетворення.

Багатосекційність – найпростіше рішення для збільшення загальної потужності шляхом каскадування менш потужних перетворювачів за принципом “паралельний вхід – паралельний вихід” (англ. *Parallel Input – Parallel Output, PIPO*). У такому разі у визначеному режимі перетворення входи паралельних секцій мають спільне джерело, енергія якого перетворюється у кожному модулі окремо, а паралельні виходи сумують між собою струми, що дозволяє отримати вище значення вихідного струму, ніж може видати один модуль. Важливим аспектом є стійкість керування багатосекційної системи, за відсутності якої виникнуть субгармонійні коливання виходу. Для уникнення цього сигнали керування повинні бути взаємно синхронізовані між окремими модулями, або встановлено спеціальні розв'язуючі фільтри. Варто зазначити, що багатосекційний перетворювач за принципом PIPO має високу надійність: у випадку виходу з ладу одного модуля, інші будуть працювати далі. Під час огляду не ізольованих ДНП було розглянуто схему з чергуванням фаз (рис. 7), що і є одним із варіантів підвищення протікаючого струму шляхом рівномірного розподілення його між декількома секціями перетворення, що працюють в одному періоді почергово зсувом фаз [33]. Додатково чергування фаз дозволяє зменшити пульсації вхідного/вихідного струму, що в свою чергу зменшує й номінали елементів вихідного фільтра.

Топології ДНП-ПН (СUK, SEPIC, ZETA), які мають дві або більше індуктивності, як також зазначалось вище, вдосконалюють використанням магнітно-зв'язаних індуктивностей замість окремих елементів. Обмотки котушок СЧ певним чином (синфазно або протифазно) намотуються на спільне феромагнітне осердя. Це дозволяє додатково покращити характеристики перетворювача в контексті зниження пульсацій струму та покращити характеристики (підмагнічування, насичення) окремо виконаних індуктивностей [31; 33].

5.2. Підвищення робочої вхідної напруги

Високої потужності можна досягти за рахунок підвищення вхідної напруги, при цьому робочий струм лишається невеликим. Здатність ДНП оперувати з високовольтними ЛПС (ВВ-ЛПС) є важливим критерієм для побудови АСГ-ЕЕ. Маючи ВВ-ЛПС, наприклад 450В...800В, необхідно розуміти те, що такий рівень напруги може звужити номенклатуру використаних напівпровідникових ключів та призвести до стрімкого зростання динамічних втрат, що погіршить ККД перетворювача.

Найбільш ефективним методом роботи з ВВ-ЛПС це використання багаторівневих топологій інверторів (3-, 4-, n-рівневі). Наприклад, до 3-рівневих відносять інвертор з зафіксованою нейтраллю (англ. *Neutral Point Clamped, NPC*), інвертори з Т-подібною топологією (англ. *T-type Inverter*), до 4-рівневих – повномостові каскадовані топології (англ. *Cascaded H-Bridge, CHB*). Суть всіх багаторівневих топологій полягає в рівномірному розподілі високої вхідної напруги між кількома послідовно з'єднаними (у дільник напруги) ключами, що дає змогу підвищити робочу напругу ЛПС, при цьому не підвищуючи стрес по напрузі окремого ключа. Це в свою чергу дозволяє використовувати транзистори з меншою номінальною напругою стік-витік, які відповідно мають значно менший опір відкритого каналу $R_{DS(on)}$ та швидкодію по затвору – заряд Q_g та ємність C_{GS} . Зменшується й швидкість наростання напруги (dv/dt), що в свою чергу зменшує рівні завад. Також послідовно з'єднуються й конденсатори ЛПС, при цьому урівнювання напруги між ними може відбуватись пасивно, або активно – за допомогою балансувальних ключів, або шляхом включення ємностей у середні точки між послідовно з'єднаними ключами (англ. *Floating Capacitor, FC*).

Наступний з методів – використання декількох послідовних каскадів перетворення, між якими будуть розподілятися напруги та струми. Кожний із каскадів оптимізований під певний режим роботи (наприклад, стабілізація напруг у середніх точках ємнісних

дільників або напруги проміжної ЛПС) та виконує свою задачу (наприклад, підвищуючий або понижуючий стабілізатор, інвертор гальванічної розв'язки, або проміжна ЛПС між низьковольтним джерелом та ВВ-ЛПС).

В обох вищеописаних групах методів можна використовувати магнітно-зв'язані індуктивності, які не тільки допоможуть покращити характеристики струму, але й мінімізують напругу на ключах за високої вхідної напруги [32].

Використовуючи принцип з'єднання “послідовний вхід – паралельний вихід” (англ. *Series Input – Parallel Output, SIPO*) можна синтезувати багатосекційну топологію. У такому випадку вхідна висока напруга розподіляється між усіма модулями рівномірно ($V_{IN,m} = V_{IN}/n$, n – кількість модулів) [35], а паралельний вихід дозволяє отримати більший струм за рахунок складання вихідних струмів кожного модуля.

5.3. Підвищення робочої вихідної напруги

Способи підвищення вихідної напруги схожі до тих, що розглядалися для підвищення вхідної. Тут вихідна напруга формується як сума вихідних напруг за допомогою різних методів (каскадування або багатосекційність з послідовно з'єднаними виходами).

У випадку каскадування типовою є наступна архітектура: перший каскад – підвищуючий, або підвищуючий із чергуванням фаз, вихід якого формує проміжну ЛПС; другий каскад – багаторівневий інвертор. В такому разі отримуємо каскадований, але не ізольований ДНП-ПН. За потреби у гальванічній розв'язці в якості другого каскаду варто обрати ПАМ-І-ДНП-ПН, який має і гальванічно розв'язаний вихід і ВЧ-СТр у високовольтному виконанні забезпечуватиме додаткове остаточне підвищення напруги на виході.

У випадку багатосекційної топології, використовується принцип з'єднання “паралельний вхід – послідовний вихід” (англ. *Parallel Input – Series Output, PISO*), де загальна вихідна напруга перетворювача являє собою суму вихідних напруг кожної окремої секції [34]. Магнітно-зв'язані індуктивності за допомогою послідовного з'єднання вторинних обмоток індукторів з виходом перетворювача або з іншими фазами дозволяють складати напруги, що генеруються на обмотках, з вхідною напругою, що в результаті дає приріст вихідної напруги.

6. Способи розширення діапазону перетворення

Діапазон перетворення ДНП-ПН та діапазони робочої вхідної/вихідної напруги ДНП – це споріднені, але не тотожні поняття. Діапазон вхідної/вихідної напруги характеризує мінімальне та максимальне значення робочої напруги для однієї зі сторін перетворення, за фіксованої іншої. Діапазон перетворення характеризується коефіцієнтом перетворення ДНП-ПН, а саме – співвідношенням вихідної напруги до вхідної не зважаючи на самі значення цих напруг. Найпростішим підходом для розширення діапазону є каскадування декількох перетворювачів, але він призводить або до зниження ККД (послідовне), або до надлишковості (паралельне).

Способи розширення верхніх меж напруг/струмів буди описані вище, тому далі будуть наведені способи, що призводять саме до розширення діапазону перетворення ДНП-ПН:

1. Імпедансні (англ. *Impedance-Source Network*) або квазі-імпедансні (англ. *Quasi-Z-Source Network*) ланцюги в складі вхідних секцій каскадованого ДНП-ПН – дозволяють оперувати не тільки з ДжН, а й з ДжС на вході, по виходу можуть працювати як ДжН або ДжС, не чутливі до станів джерела/навантаження близьких до короткого замикання (і навіть використовують це на користь), а також дозволяють отримати більші коефіцієнти трансформації за меншої шпаруватості сигналів керування, що призводить до менших стресів на ключах [38].

2. Схеми з чергуванням фаз та магніто-зв'язаними індуктивностями (англ. *Interleaved with Magnetically-Coupled Inductors*) дозволяють отримати високий коефіцієнт перетворення без застосування критичних значень шпаруватості ШІМ завдяки розрахунку необхідного коефіцієнта магнітного зв'язку, коефіцієнта трансформації, а також способу включення зв'язаних обмоток. Це не лише зменшує пульсації струму, а й розширює нижню межу робочої вхідної напруги. Різновидом будуть й підходи, що використовують індуктивності, – індуктивністю додатковими відгалуженнями (англ. *Tapped Inductor*) та з комутованою індуктивністю (англ. *Switched-Inductor*).

3. Вдосконалені алгоритми комутації ключів в САК та відповідні до них техніки модуляції – самостійно не використовуються, лише в поєднанні з топологіями СЧ ДНП-ПН, які дозволяють досягти спеціальних режимів перетворення енергії в СЧ перетворювача. До таких алгоритмів відносять спеціальні режими наскрізної провідності, зміна модуляцій з ШІМ на ЧІМ та ФІМ та навпаки за зміни характеру навантаження, адаптивні алгоритми зміни часу непровідності та інші.

7. Підходи до побудови САК ДНП-ПН

Далі наведено короткий опис принципів регулювання, особливостей структури, а також переваги та недоліки використання систем автоматичного керування (САК) для ДНП-ПН, які викладені нижче за зростанням складності архітектури.

7.1. Керування за напругою

Задачею САК ДНП-ПН з керуванням за напругою (англ. *Voltage-Mode Control, VMC*) є підтримка на заданому рівні напруги ЛПС та заданих опорних значень напруг на сторонах перетворення, а за відсутності виокремленої ЛПС – лише заданих опорних значень напруги на сторонах перетворення. Контури регулювання по напрузі формуються на основі ланок зі статичною передавальною функцією перетворювача, компенсуючих/форсуючих ланок другого порядку та/або ПІ- або ПІД-регуляторів по динамічній складовій. Керування може здійснюватися для кожної зі сторін перетворення як окремо, так і спільно, в обох випадках регуляторами формується адитивне упередження до статичного коефіцієнта перетворення.

Контроль за напрямком протікання струму не виконується, тому зміна напрямку передачі енергії відбувається неявно, а стверджувати про нього можна лише опосередковано – за знаком помилки регулювання по напрузі на кожній зі сторін перетворення. Стверджувати про обсяг енергії, що прокачується через перетворювач, взагалі не можливо [39, 40]. Внаслідок цього система керування повинна бути обладнана додатковими ланками (нечутливості або гістерезису), що розділяють допустимі та недопустимі межі відхилення вимірних напруг від заданих, а також – додатковим зовнішнім логічним контуром керування, який визначатиме перемикання напрямку, прийнявши одну зі сторін перетворення за пріоритетну.

Перевагою даного різновиду САК є простота його реалізації та налаштування, а недоліком – відсутність контролю за напрямком та величиною струму, що може спричинити як перехід до режиму переривчастого струму за відсутності динамічних збурень та високого опору навантаження, так і до режимів, близьких до короткого замикання через необмеженість наростання струму, що трапляється за наявності перехідних процесів або зменшення опору навантаження хоча б на одній зі сторін перетворення. В чистому вигляді використовується лише для малопотужних двопортових ДНП з жорсткими рівнями напруг на сторонах перетворення.

7.2. Керування за струмом

На відміну від попереднього різновиду, САК ДНП-ПН з керуванням за струмом (англ. *Current-Mode Control, CMC*) має засоби для вимірювання хоча б одного струму перетворювача (найчастіше – струму землі), що надає ряд переваг у регулюванні, а саме:

1) у структуру САК вводиться додатковий внутрішній контур регулювання струму, що для кожної зі сторін обміну дозволяє обмежити по амплітуді та по швидкості перехідні процеси по струму й уникнути його неконтрольованого наростання або ж режиму переривчастого струму;

2) для зовнішнього логічного контуру керування дозволяє однозначно визначити реальний напрямок передачі енергії та на основі його ухвалити рішення про тимчасову зупинку перетворення однієї зі сторін, коригування задаючих значень або зміну напрямку протікання енергії.

Перевагою даного різновиду САК є можливість прямого повністю визначеного керування за зворотним зв'язком [39, 40], а недоліком є можливість реалізації лише двоportsових ДНП для ОК 1-го та 2-го порядків таких, як інтерфейси до М-АКБ, та електроприводи з функцією рекуперації для електродвигунів, що працюють в генераторному режимі (наприклад – мотор-колеса).

7.3. Керування за потужністю

САК ДНП-ПН з керуванням за потужністю (англ. *Power-Based Control*, **PBC**) є логічним розвитком двох попередніх підходів, і полягає в надбудові додаткового зовнішнього контуру регулювання потужності, що прокачується між сторонами перетворення. При цьому в САК можуть лишитись як обидва підпорядковані контури – струму та напруги, так і лише один з них. Таке вдосконалення дозволяє керувати напрямком та обсягом енергії, що передається між сторонами обміну, враховувати активні, реактивні та викривлені складові повної потужності.

Головною перевагою даного різновиду САК (в доповнення до існуючих переваг **СМС**) є те, що він дозволяє будувати багатопортові двонаправлені перетворювачі, оскільки враховує закон балансу потужностей. Це дозволяє використовувати ДНП, керовані даними САК, в складі систем класу SMARTGrid та MICROgrid [41, 42], в яких присутні декілька одночасно працюючих різнорідних джерел енергії та навантажень. Головним недоліком даного різновиду САК є відсутність механізмів для врахування нелінійностей: силової частини, джерел енергії та навантаження, а також їх суперпозиції. Наслідком є звуження діапазону керування та низька робастність.

7.4. Керування з ковзанням по поверхні

САК ДНП-ПН по схемі з ковзанням по поверхні керування (англ. *Sliding-Mode Control*, **SMC**) застосовуються у випадках, коли моделі СЧ ДНП або ОК містять значні нелінійності, які не можна описати аналітично через складність або функціональну невідповідність. Для врахування нелінійностей до складу САК вводять одну або декілька поверхонь керування чисельно заданих у вигляді таблиць, що описують закони взаємодії основних фізичних величин (характеристики) СЧ ДНП та ОК. Вищезгадані поверхні керування отримуються шляхом або багатопараметричного чисельного моделювання системи, або багатопараметричного натурального експерименту [43, 44].

У працюючій САК отримані вимірювання вектора зворотного зв'язку пропускаються через каскадно поєднані таблиці, у ході чого виконуються зворотні перетворення і шукаються керуючі впливи, необхідні для підтримки заданого режиму роботи ДНП-ПН, при цьому автоматично виконується компенсація нелінійностей (лінеаризація) властивих системі. Тому базово такі системи потребують лише П-регулятора, що утворює один контур. Втім, для компенсації неврахованої в таблицях відповідності динаміки збурень встановлюється стандартний ПД-регулятор у включенні паралельному до табличного контуру.

Зміна напрямку перемикавання відбувається природним чином шляхом зміни знаку амплітуди на поверхні керування, а обмеження по напрузі та струму вводяться або довизначенням поверхонь керування біля їх країв, або ж алгоритмом ковзання, що в разі виходів за межі визначеної поверхні утримує останнє визначене значення (екстраполятор нульового порядку) [43].

До особливостей даного різновиду САК варто віднести вузьку спеціалізованість (залежна не лише від топології ДНП, а й від номіналів силових реактивних компонентів та порядку передаваних потужностей) та проблемно-орієнтованість (під конкретний тип імпедансу навантаження). Це робить САК з ковзанням по поверхні керування застосованою для конкретної моделі перетворювача, але дозволяє організувати надійне керування для широкого діапазону навантажень, вхідних напруг та коефіцієнтів перетворення, а також врахувати всі нелінійності як ОК так і СЧ ДНП [44].

До недоліків даного різновиду САК відносять: значні стреси по напрузі та струму на ключах СЧ ДНП, стрибкоподібні відхилення керуючих змінних через прямі табличні перетворення не великої роздільної здатності. Останній недолік усувається застосуванням додаткових технік згладжування (інтерполяції) по сусідніх чарунках таблиць кривими 2-го порядку і вище, або ж сплайнами.

7.5. Робастне керування

Даний різновид САК ДНП-ПН (англ. *Robust Control*, **RBC**) використовує оптимальне керування за законом з фіксованою (після налаштування алгоритму) структурою, синтезованим для лінійної (або, точніше кажучи, – лінеаризованої в деякій робочій точці) моделі СЧ ДНП та ОК. Для забезпечення адекватності керування за умов широкого діапазону зовнішніх збурень до складу САК вводяться явно задані стохастичні моделі невизначеності системи та зовнішніх збурень. Це дозволяє створити САК не для конкретного ОК, а для їх множини з невизначеною динамікою, й не для одного збурення, а для їх множини в межах варіювання описаних параметрів невизначеності [46].

Робастна САК синтезується та функціонує в частотній області, а реалізується за допомогою векторно-матричних операцій в просторі станів, що має наслідком багатоконтурну структуру САК. До її структурних компонентів входять такі специфічні блоки: лінеаризована модель СЧ ДНП та ОК в просторі станів; блоки опису невизначеності параметрів – для збурень та динаміки, для СЧ ДНП та ОК; блоки зваженого оцінювання – для коефіцієнтів регулювання, якості керування та надійності.

У застосуванні до ДНП робастна САК актуальна тим, що вона забезпечує гарантовану стабільність в таких режимах як: широкі межі робочого діапазону регулювання в режимах заряду-розряду М-АКБ, суттєвої невизначеності параметрів (внутрішній паразитний опір і його температурний дрейф, залежна від напрямку передачі динаміка, а також збурення в навантаженні або джерелі). Особливістю робастного підходу у застосуванні до ДНП є те, що механізм зміни напрямку передачі енергії реалізується окремим контуром керування, а робастність в обох режимах (квадрантах) гарантується окремими розрахованими наборами матриць для кожного з режимів. Окремими алгоритмами необхідно й передбачати обмеження по напрузі та струму. До недоліків робастного підходу відносять обмежену швидкодію, складність налаштування вагових коефіцієнтів в блоках оцінювання, що робить його менш інтуїтивно зрозумілим для інженерів-експлуатаційників.

Робастна САК може бути синтезована за двома основними критеріями – H_∞ та H_2 [45]. Критерій H_∞ застосовують за умови невизначеності меж зміни імпедансу навантаження та непередбачуваного дрейфу параметрів СЧ ДНП, у тому числі й унаслідок збурень. Критерій H_2 застосовують у випадку, якщо необхідно придушити завади (викиди енергії), що спричиняються як роботою самого перетворювача, так і дією збурень, супутньо досягаючи оптимальності керування за критерієм енергетичної ефективності. Слід зазначити, що критерії H_∞ та H_2 не впливають на структуру САК, а на її мету роботи: H_∞ мінімізує найгірше можливе збурення (гарантує абсолютну стійкість за будь-яких невизначених за розподілом, але обмежених по амплітуді збурень), а H_2 мінімізує усереднену енергію збурення (гарантує придушення широкого спектра завад з визначеним розподілом за моделлю “білого” чи “кольорового” шуму, а також високу продуктивність).

7.6. Керування з прогнозуванням на основі моделі

Керування з прогнозуванням на основі моделі ОК (англ. *Model-Predictive control, MPC*) – це концепція САК, заснована на поєднанні “прямої” математичної моделі ОК (яка описує динаміку як ОК, так і СЧ ДНП) та оптимізації деякої цільової функції з заданими обмеженнями, за рахунок чого стає можливим прогнозувати (передбачати) поведінку ОК та виробляти оптимальний упереджуючий керуючий вплив на нього.

Як цільова функція може бути складена така, що містить всі змінні вектору стану системи (як правило, напруги на конденсаторах та струми в котушках) і мінімізує суму квадратів відхилень реально вимірених значень цих змінних від заданих (розрахованих по моделі ОК) для обраної робочої точки, використовуючи класичні методи оптимізації. Закон керування коригується та оновлюється після кожного кроку оновлення вимірювань вектора стану та ітеративної оптимізації цільової функції [47].

До переваг даного різновиду САК відносять: 1) швидкий відгук на широкий діапазон збурень; 2) структурна підтримка векторного (багатовимірного) керування без підпорядкованих контурів; 3) адаптивність закону керування; 4) зменшення/кінцевість горизонту передбачення (застосовує лише найближчу ітерацію прогнозування), що забезпечує стійкість САК; 5) не тільки стабілізація заданого режиму роботи, а й мінімізація пульсацій напруг та струмів в перетворювачі.

До недоліків даного різновиду САК варто віднести: велику обчислювальну складність (яка іноді потребує виділення окремого ядра сигнального процесора), необхідність у точному описі моделі відповідно до реального ОК (за неточності опису прогнозування стає короткочасним та неточним), а також – складнощі налаштування, які полягають в нетривіальному алгоритмі підбору вагових коефіцієнтів (закон керування не вдосконалюється, а деградує).

Існує багато різновидів САК ДНП на основі MPC, але найбільшого поширення набула САК на основі **Finite Control Set MPC** – не потребує ШІМ, а виконує перемикання СЧ ДНП в один зі станів наперед визначеного простору на розрахований відрізок часу, що робить її схожою на просторово-векторну модуляцію з її високою динамікою. Реалізація САК на основі підходу **Continuous-Control Set MPC** хоч і дає менші пульсації та кращу точність, але потребує значних обчислювальних витрат за рахунок використання квадратичних або градієнтних алгоритмів оптимізації.

7.7. Керування фазовим зсувом

Керування фазовим зсувом в САК ДНП-ПН (англ. *Phase-Shift Control, PSC*) використовується для мостових РІ-ДНП як базова стратегія керування, на основі якої будується більшість вдосконалених САК. Основні засади керування полягають в наступному: шпаруватість сигналу керування фіксована, регулювання кількості переданої енергії відбувається за рахунок кута зсуву фаз між початками періоду керування ключами в мостах на різних сторонах перетворення. Такий підхід робить перемикання напрямку передачі енергії вбудованим в розрахунок кута зсуву фаз, а за допомогою введення послідовної компенсуючої ланки обмеження швидкості наростання можна зробити дане перемикання «м'яким» [48; 49].

Тим не менш, даний алгоритм не може забезпечити дотримання ефективної комутації ключів за низьких навантажень, а також коригувати моменти часу відкриття/закриття транзисторних ключів під дією різного роду збурень, особливо, значних змінах імпедансу навантаження або рівня вхідної напруги на одній зі сторін перетворення.

З метою підвищення ефективності перетворення та гнучкості керування, розроблені модифікації базового алгоритму фазового зсуву між мостами – змішаний, подвійний та потрійний фазовий зсув. При цьому додаткові фазові зсуви формуються в межах одного

мостового інвертора і призначені для підтримки режиму перемикачів при нульовій напрузі або нульовому струмі, а також для керування ступенем наближення до стану насичення додаткової індуктивності в складі РЛ РІ-ДНП.

7.8. Керування за просіданням напруги

Підхід в САК, заснований на керуванні за просіданням напруги (англ. *Droop Control, DRC*) є базовим для побудови багатопортових ДНП і є децентралізованою стратегією керування, що дозволяє без зв'язку між сторонами перетворення, – керуючись лише відхиленням напруги ЛПС, а також величиною та напрямком протікання струму, – приймати рішення про перерозподіл енергії (реверсування, перебалансування) одночасно між декількома сторонами перетворення [49].

Контур керування за просіданням добувається як зовнішній над вже існуючими контурами (струму, напруги, потужності), що виконують стабілізацію кожної зі сторін перетворення. Тому даний підхід не замінює існуючі алгоритми, а лише доповнює та координує їх роботу для багатопортового випадку ДНП. САК безпосередньо не керує напругою чи струмом на жодній зі сторін перетворення, єдиним способом взаємодії зовнішнього контуру з підпорядкованими є зміна опорної напруги, що подається на САК кожної зі сторін перетворення [50].

Контрольованим параметром є величина напруги ЛПС, за просіданням якої слідкує САК. При цьому відхилення напруги ЛПС у будь-яку сторону приймається як деяка функція, залежна від струму, що протікає через ЛПС, величину і знак струму вимірює САК як зворотній зв'язок. За відхиленням реального значення напруги ЛПС від заданого номінального значення, знаючи величину і напрям струму, що протікає в цей час, стає можливим встановити так званий "коефіцієнт просідання" напруги, що має фізичний зміст (еквівалентний) приведенню опорного навантаження. Керуваною величиною є номінальне значення задаючої напруги ЛПС для кожної зі сторін обміну, що може відрізнитись від реально необхідного, але підлаштовується таким чином, щоб керувати напрямом перетворення та обсягом переданої енергії відповідної сторони перетворення.

Налаштовуваним параметром в контурі керування кожної опорної напруги є так званий "віртуальний опір" пропорційний до коефіцієнту просідання, який добирається таким чином що враховує електричну ємність ЛПС та сторін перетворення, постійну часу внутрішніх контурів САК, а також дві емпіричні умови: "надмірне просідання напруги → недостатній вплив коефіцієнту", "недостатнє просідання напруги → поганий розподіл енергії".

Збільшення споживання енергії на одній зі сторін перетворення призводить до просідання напруги ЛПС і зростання відтікання струму, тому для всіх сторін добирається такий рівень опорної напруги, щоб вони перемкнулись в режим накачки напруги ЛПС від енергії, запасеної на своїх сторонах обміну, що автоматично підлаштовує напрямки та обсяги переданої енергії.

До недоліків методики керування за "просіданням напруги" варто віднести те, що її принцип полягає в навмисному погіршенні стабілізації напруги ЛПС і створення "зони допустимого відхилення", а також низьку точність оцінки розподілу енергії, яка чутлива до відхилення імпедансів навантажень сторін перетворення від номінальних, а також до вдалості налаштування коефіцієнта просідання.

8. Реверсування ДНП-ПН

Реверсуванням ДНП-ПН називають процес зміни напрямку (режиму) протікання енергії між портами перетворювача. Наприклад, для розглянутої в межах даного дослідження АСГ-ЕЕ (рис. 1) за допомогою процесу реверсування відбувається зміна режимів заряджання та розряджання М-АКБ. Головна проблема, яка виникає під час реалізації реверсування, – забезпечення плавного переходу між режимами з метою уникнення

стрибків/переривання струму або просідань напруги на портах. Процес реверсування забезпечується САК ДНП-ПН. Визначимо параметри, що характеризують стан та момент в системі, коли необхідно виконати реверсування, і за якими САК повинна слідкувати:

1. Значення напруги на сторонах перетворення (V_{bus} , V_{bat}) – базово необхідне для оцінки переходу порту між режимами споживання та генерації, і навпаки. Порівнюється з опорними (заданими) значеннями. Наприклад, якщо напруга ЛПС V_{bus} почне знижуватися, тоді необхідно перемкнути ДНП-ПН в режим розрядження М-АКБ;

2. Знак протікаючого струму та його зміна – зручно вимірювати струм через індуктивність, оскільки він не може змінюватись стрибком. За зміни режиму ДЖЕ або споживача на одній зі сторін обміну, струм змінює свій знак з “+” на “-” з переходом через “0”. Наближення значення струму до 0 сигналізує про необхідність реверсування з боку САК;

3. Швидкість зміни струму di/dt – дозволяє прогнозувати момент реверсування та забезпечити неперервність струму за нестационарних режимів роботи;

4. Стан накопичувача енергії: опосередковані відомості про активність захисту від критичного розряду та захисту від надлишкового заряду;

5. Захисне реверсування, що використовується в разі: зростання температури ключів або індуктивностей; зростання втрат і викидів при комутації ключів; перевищення RMS-струмів.

Розглянемо, яким чином САК здійснює реверсування передачі енергії в ДНП-ПН:

1. В деяких І-ДНП-ПН, що керуються через зсув фаз, напрямок протікання струму визначається значенням кута зсуву φ фаз між інверторами на сторонах перетворення. Сторона обміну, на якій фаза напруги інвертуючого каскаду випереджає фазу напруги на інвертуючому каскаді іншої сторони (з урахуванням проходження процесів в ВЧ-СТр), і буде джерелом енергії. Рівність $\varphi = 0$ означає, що енергія не передається;

2. В РІ-ДНП-ПН співвідношення частоти перемикання до частоти резонансу визначає напрямок передачі енергії та визначають режим підвищення/пониження між сторонами обміну. Якщо $f_{sw} < f_{res}$, перетворювач буде оперувати в умовах ZCS як підвищуючий, а якщо $f_{sw} > f_{res}$, то перетворювач працює в режимі ZVS як понижуючий;

3. У більшості не ізольованих ДНП-ПН – за співвідношенням значення шпаруватості до вхідної та вихідної напруги. Якщо значення шпаруватості встановити таким, яке задовольняє умову $D \times V_{bus} > V_{bat}$, то енергія передається від ЛПС до М-АКБ. Встановивши D таким, що $D \times V_{bus} < V_{bat}$, енергія буде передаватись в зворотному напрямку – від М-АКБ до ЛПС. У ДНП, які контролюються лише двома ключами, напрямком передачі енергії визначається їх сукупним станом.

Методи запобігання (зменшення впливу) просіданню напруги під час реверсування:

1. Керування з випередженням (англ. Feed-Forward Control) – дозволяє реагувати на зміни вхідної напруги або вихідного струму в навантаженні ще до того, як вони вплинуть на вихідну напругу завдяки наявності спрощеної прямої моделі ОК. На основі поточних вимірних значень вхідної напруги та вихідного струму, пропускаючи через модель ОК, упереджено коригується шпаруватість керуючих сигналів, опорний струм та/або кут фазового зсуву. Вдосконаленим (за горизонтом прогнозування) варіантом керування з випередженням в задачах реверсування можна вважати керування з прогнозуванням за моделлю ОК (МРС), а врахування обмежень струму та напруги в реальному часі та адаптація закону керування зводить просідання напруги до теоретичного мінімуму [37];

2. Конденсаторний буфер (КБ) – додатковий проміжний накопичувач у системі дозволяє підтримувати рівень напруги, виграючи час, необхідний САК для реакції. Такі буфери віддають енергію при короткочасному дефіциті та накопичують надлишок. Використання “активних” КБ, в яких допоміжний малопотужний перетворювач регулює

напругу на КБ, дозволяє використовувати його ємність на 80-90 %. У результаті під час реверсування стабілізується напруга, внаслідок чого зменшуються вимоги до швидкодії регулятора САК, а також знижуються гармонійні складові;

Алгоритми компенсації часу непровідності (англ. Dead-Time Compensation) – базово необхідний для захисту ключів в одному півмості перетворювача під час їх перемикання, аби запобігти комбінації одночасно відкритих ключів, що призведе до короткого замикання. Задля цього після закривання одного з ключів і перед початком відкривання іншого вставляється стан, коли обидва ключі закриті. Разом з цим, використання вставки з часом непровідності призводить до появи додаткових втрат, падіння напруги, виникнення фазової похибки струму. Алгоритм компенсації динамічно змінює тривалість керуючих сигналів залежно від дійсної полярності струму. Це дозволяє відновити ефективне значення напруги та запобігти її просіданню, особливо, за режимів низької потужності або при зміні напрямку енергії. Приклад алгоритму для ПАМ-І-ДНП-ПН запропоновано в [36].

Висновки. Не ізольовані ДНП-ПН є ефективними для використання у системах з низьким енергоспоживанням завдяки простоті керування, низькому рівню завад (для систем з низькими напругами та у випадку зв'язаних індуктивностей), високому ККД (за низьких напруг) та малим габаритам. У АСГ-ЕЕ, яка розглядається в даній роботі, ЛПС є високовольтною (300 В...450 В), тому використання не ізольованих ДНП-ПН в безпечовому плані є недоречним.

Наявність гальванічної ізоляції у вигляді трансформатора дозволяє оперувати з високими рівнями напруг та потужностей, забезпечує високий коефіцієнт перетворення (має широкий діапазон, який визначається співвідношенням витків трансформатора) та високий ККД. Але в свою чергу збільшує габарити системи, ускладнюється керування, зростає рівень електромагнітних завад, що потребує доповнення базової топології схемами демпфірування, снаберами тощо. Це в свою чергу збільшує кількість компонентів.

Таким чином, для АСГ-ЕЕ малої та середньої потужності з заявленими номіналами напруг ЛПС та М-АКБ доцільно обрати топологію СЧ по схемі *подвійного активного мостового ізольованого* ДНП-ПН, тобто, ПАМ-І-ДНП-ПН, без резонансної ланки, але з можливістю її включення до складу схеми після експериментальних досліджень.

В промислових зразках ДНП набули поширення САК, побудовані на основі алгоритмів СМС, РМС та РРС через можливість їх аналітичного синтезу та детермінованість роботи, що добре підпадає під умови сертифікаційних випробувань, у той час як більшість алгоритмів на основі МРС та алгоритмів ШІ задовольняють дослідницькі потреби, проте, погано піддаються сертифікації. Для керування мостовими і резонансними ДНП, а також багатопортними ДНП-ПН використовуються підходи, відмінні від усіх, згаданих вище, які, тим не менш, можуть з ними поєднуватись.

Також варто зазначити, що САК на основі СМС доцільно використовувати в складі систем, які мають значні принципово неусувні нелінійності ОК та/або СЧ ДНП-ПН, а також широкий діапазон зміни вхідної напруги та/або імпедансу навантаження. САК на основі RBC застосовуються в системах з критичними вимогами щодо безпеки та надійності роботи, в яких гарантовані запаси стійкості повинні перекривати максимальні значення динамічних характеристик. Таким чином, в якості алгоритму САК для обраної топології ДНП-ПН доцільно протестувати та порівняти алгоритми на основі МРС та RBC, і за результатами порівняння вже визначити більш придатний.

Список використаних джерел

1. Yakushkin, T., Yershov, R., & Stepenko, S. (2023). Comparative analysis of topologies and algorithms for maximum power point trackers in photovoltaic systems. *Technical Sciences and Technologies*, (2(32)), 321–339. [https://doi.org/10.25140/2411-5363-2023-2\(32\)-321-339](https://doi.org/10.25140/2411-5363-2023-2(32)-321-339).

2. Fesenko, A., Yershov, R., & Stepenko, S. (2017). Overview and reasoning of storage batteries selection for autonomous power supply system based on photovoltaic converters. *Technical Sciences and Technologies*, (1(7)), 177–186. [https://doi.org/10.25140/2411-5363-2017-1\(7\)-177-186](https://doi.org/10.25140/2411-5363-2017-1(7)-177-186).
3. Veligorskyi, O., Husev, O., Shevchenko, V., Tytelmaier, K., Yershov, R., Kosenko, R., & Vinnikov, D. (2018). A novel hysteresis power point optimizer for distributed solar power generation. *Electrical, Control and Communication Engineering*, 14(1), 12–22. <https://doi.org/10.2478/ecce-2018-0002>.
4. Karshenas, H. R., Daneshpajoo, H., Safaee, A., Jain, P., & Bakhshai, A. (2011). Bidirectional dc-dc converters for energy storage systems. *Energy Storage in the Emerging Era of Smart Grids*, 161–178. <https://doi.org/10.5772/23494>.
5. Tytelmaier K., Husev O., Veligorskyi O., & Yershov R. (2016). A review of non-isolated bidirectional dc-dc converters for energy storage systems *2016 II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF)*, 22–28. <https://doi.org/10.1109/YSF.2016.7753752>.
6. Tuluhong, A., Xu, Z., Chang, Q., & Song, T. (2025). Recent developments in bidirectional dc-dc converter topologies, control strategies, and applications in photovoltaic power generation systems: a comparative review and analysis. *Electronics*, 14(2), 389. <https://doi.org/10.3390/electronics14020389>.
7. Alatai, S., Salem, M., Ishak, D., Das, H. S., Alhuyi Nazari, M., Bughneda, A., & Kamarol, M. (2021). A review on state-of-the-art power converters: bidirectional, resonant, multilevel converters and their derivatives. *Applied Sciences*, 11(21), 10172. <https://doi.org/10.3390/app112110172>.
8. Singh, K. A., Prajapati, A., & Chaudhary, K. (2021). High gain compact interleaved boost converter with reduced voltage stress for PV application. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 1. <https://doi.org/10.1109/jestpe.2021.3120802>.
9. Alghaythi, M. L., O'Connell, R. M., Islam, N. E., Khan, M. M. S., & Guerrero, J. M. (2020). A high step-up interleaved dc-dc converter with voltage multiplier and coupled inductors for renewable energy systems. *IEEE Access*, 8, 123165–123174. <https://doi.org/10.1109/access.2020.3007137>.
10. Wang, Z., Su, X., Zeng, N., & Jiang, J. (2024). Overview of isolated bidirectional dc-dc converter topology and switching strategies for electric vehicle applications. *Energies*, 17(10), 2434. <https://doi.org/10.3390/en17102434>.
11. Junming Zhang, Xiucheng Huang, Xinke Wu & Zhaoming Qian. (2010). A high efficiency flyback converter with new active clamp technique. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(7), 1775–1785. <https://doi.org/10.1109/tpel.2010.2042302>.
12. Konar, S., & Saha, S. S. (2020). Efficient energy recovery and boosting the voltage gain of a soft-switched flyback converter. *Y 2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/pedes49360.2020.9379458>.
13. Lagap, T., Dimopoulos, E., & Munk-Nielsen, S. (2015). An RCDD snubber for a bidirectional flyback converter. *Y 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/epe.2015.7309439>.
14. Kheraluwala, M. N., Gascoigne, R. W., Divan, D. M., & Baumann, E. D. (1992). Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(6), 1294–1301. <https://doi.org/10.1109/28.175280>.
15. Muhammetoglu, B., & Jamil, M. (2024). Dual active bridge converter with interleaved and parallel operation for electric vehicle charging. *Energies*, 17(17), 4258. <https://doi.org/10.3390/en17174258>.
16. Huiqing Wen. (2013). Determination of the optimal sub-mode for bidirectional dual-active-bridge DC-DC converter with multi-phase-shift control. *Y 2013 IEEE ECCE Asia Downunder (ECCE Asia 2013)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/ecce-asia.2013.6579159>.
17. Iqbal, M. T., Maswood, A. I., Dehghani Tafti, H., Tariq, M., & Bingchen, Z. (2020). Explicit discrete modelling of bidirectional dual active bridge dc-dc converter using multi-time scale mixed system model. *IET Power Electronics*, 13(18), 4252–4260. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2020.0293>.
18. Kwak, B., Kim, M., & Kim, J. (2020). Inrush current reduction technology of DAB converter for low-voltage battery systems and DC bus connections in DC microgrids. *IET Power Electronics*, 13(8), 1528–1536. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2019.0506>.

19. Peng, F. Z., Li, H., Su, G. J., & Lawler, J. S. (2004). A New ZVS Bidirectional DC–DC Converter for Fuel Cell and Battery Application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(1), 54–65. <https://doi.org/10.1109/tpel.2003.820550>.
20. Zupan, I., Lasic, A., Kruselj, D., Sunde, V., & Ban, Z. (2019). Power converter circuits for recuperation of the regenerative braking energy in rail vehicles. *Y 2019 42nd International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO)*. IEEE. <https://doi.org/10.23919/mipro.2019.8757124>.
21. Salem, M., Jusoh, A., Idris, N. R. N., & Alhamrouni, I. (2015). A Review of an Inductive Power Transfer System for EV Battery Charger. *European Journal of Scientific Research*, 134(1), 41–56.
22. Salem, M., Jusoh, A., Nik Idris, N. R., Sutikno, T., & Buswig, Y. M. Y. (2017). Phase-shifted Series Resonant Converter with Zero Voltage Switching Turn-on and Variable Frequency Control. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 8(3), 1184. <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v8.i3.pp1184-1192>.
23. Deshmukh (Gore), S., Iqbal, A., Islam, S., Khan, I., Marzband, M., Rahman, S., & Al-Wahedi, A. M. A. B. (2022). Review on classification of resonant converters for electric vehicle application. *Energy Reports*, 8, 1091–1113. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2021.12.013>.
24. Liu, J., Sheng, L., Shi, J., Zhang, Z., & He, X. (2009). LCC Resonant Converter Operating under Discontinuous Resonant Current Mode in High Voltage, High Power and High Frequency Applications. *Y 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/apec.2009.4802862>.
25. Jain, A., & Massimiani, I. C. (2021). LCC Resonant Converter Design and Transfer Function Computation Using FHA Analysis. *Y 2021 4th Biennial International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/icnte51185.2021.9487672>.
26. Geddam, K. K., & Devaraj, E. (2022). Real Time Hardware-in-Loop Implementation of LLC Resonant Converter at Worst Operating Point Based on Time Domain Analysis. *Energies*, 15(10), 3634. <https://doi.org/10.3390/en15103634>.
27. Jin, N.-Z., Feng, Y., Chen, Z.-Y., & Wu, X.-G. (2023). Bidirectional CLLC Resonant Converter Based on Frequency-Conversion and Phase-Shift Hybrid Control. *Electronics*, 12(7), 1605. <https://doi.org/10.3390/electronics12071605>.
28. Li, B., Lee, F. C., Li, Q., & Liu, Z. (2017). Bi-directional on-board charger architecture and control for achieving ultra-high efficiency with wide battery voltage range. *Y 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/apec.2017.7931228>.
29. Wu, H., Xu, P., Hu, H., Zhou, Z., & Xing, Y. (2014). Multiport Converters Based on Integration of Full-Bridge and Bidirectional DC–DC Topologies for Renewable Generation Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(2), 856–869. <https://doi.org/10.1109/tie.2013.2254096>.
30. Venmathi, M., & Ramaprabha, R. (2013). A comprehensive survey on multi-port bidirectional dc-dc converters for renewable energy systems. *ARNP Journal of Engineering and Applied Sciences*, 8(5), 348–356.
31. Lee, J.-P., Cha, H., Shin, D., Lee, K.-J., Yoo, D.-W., & Yoo, J.-Y. (2013). Analysis and Design of Coupled Inductors for Two-Phase Interleaved DC-DC Converters. *Journal of Power Electronics*, 13(3), 339–348. <https://doi.org/10.6113/jpe.2013.13.3.339>.
32. Zhao, Y., Li, W., Deng, Y., & He, X. (2011). High step-up boost converter with passive lossless clamp circuit for non-isolated high step-up applications. *IET Power Electronics*, 4(8), 851. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2010.0232>.
33. Mayer, R., Kattel, M. B. E., & Oliveira, S. V. G. (2021). Multiphase Interleaved Bidirectional DC/DC Converter With Coupled Inductor for Electrified-Vehicle Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(3), 2533–2547. <https://doi.org/10.1109/tpel.2020.3015390>.
34. Goel, M., Joshi, D., & Mulenga, J. (2024). Performance Analysis of Input Parallel Output Series Full Bridge Converter Considering Parasitic Effects. *Y 2024 IEEE Region 10 Symposium (TENSYP)* (c. 1–6). IEEE. <https://doi.org/10.1109/tensymp61132.2024.10752111>.
35. Xinbo Ruan, Wu Chen, Lulu Cheng, Tse, C. K., Hong Yan & Tao Zhang. (2009). Control Strategy for Input-Series–Output-Parallel Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(4), 1174–1185. <https://doi.org/10.1109/tie.2008.2007980>.

36. Kawauchi, K., Higa, H., Kusaka, K., & Itoh, J.-i. (2018). Dead-time Compensation Method for Dual Active Bridge Converter with Three-level Operation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 138(12), 944–945. <https://doi.org/10.1541/ieejias.138.944>.
37. Pawar, D. N., & Singh, N. M. (2017). MPC based controller for dual active bidirectional DC-DC converter driving inverter using dynamic phasor approach. *Y 2017 IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/icpcsi.2017.8391795>.
38. Yakushkin, T. V., Yershov, R. D., & Gordienko, V. V. (2025). Analytical Model of Quasi-Z-Source DC-DC Converter Using Nodal Admittance Matrix in Laplace-Domain. *Y Lecture Notes in Networks and Systems* (c. 408–433). Springer Nature Switzerland. https://doi.org/10.1007/978-3-031-90735-7_31.
39. Figueres, E., Garcera, G., Benavent, J. M., Pascual, M., & Martinez, J. A. (2006). Adaptive two-loop Voltage-mode control of DC-DC switching converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(1), 239–253. <https://doi.org/10.1109/tie.2005.862254>.
40. Truntic, M., Rodic, M., & Milanovic, M. (2013). Voltage and current-mode control for a multiphase bi-directional DC-DC converter. *Y 2013 International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/cpe.2013.6601144>.
41. Jin, C., Wang, P., Xiao, J., Tang, Y., & Choo, F. H. (2014). Implementation of Hierarchical Control in DC Microgrids. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(8), 4032–4042. <https://doi.org/10.1109/tie.2013.2286563>.
42. Dragicevic, T., Lu, X., Vasquez, J., & Guerrero, J. (2015). DC Microgrids—Part I: A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1. <https://doi.org/10.1109/tpel.2015.2478859>
43. Agarwal, A., Deekshitha, K., Singh, S., & Fulwani, D. (2015). Sliding mode control of a bidirectional DC/DC converter with constant power load. *Y 2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/icdem.2015.7152056>.
44. Wu, L., Liu, J., Vazquez, S., & Mazumder, S. K. (2022). Sliding Mode Control in Power Converters and Drives: A Review. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 9(3), 392–406. <https://doi.org/10.1109/jas.2021.1004380>.
45. Postlethwaite, I., & Skogestad, S. (1993). Robust Multivariable Control Using H_∞ Methods: Analysis, Design and Industrial Applications. *Y Essays on Control* (c. 269–337). Birkhäuser Boston. https://doi.org/10.1007/978-1-4612-0313-1_9.
46. Kemin, Z. (1998). *Essentials of robust control* (D. J. Comstock, Ed.). Prentice Hall.
47. Khomenko, M., Veligorskyi, O., Husev, O., Tytelmaier, K., & Yershov, R. (2017). Model predictive control of photovoltaic bidirectional DC-DC converter with coupled inductors. *Y 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/ukrcon.2017.8100308>.
48. Wu, F., Fan, S., & Luo, S. (2020). Small-Signal Modeling and Closed-loop Control of Bidirectional Buck-Boost Current-Fed Isolated DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1. <https://doi.org/10.1109/tie.2020.2984448>.
49. Biswas, I., Kastha, D., & Bajpai, P. (2021). Small Signal Modeling and Decoupled Controller Design for a Triple Active Bridge Multiport DC–DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(2), 1856–1869. <https://doi.org/10.1109/tpel.2020.3006782>.
50. Guerrero, J. M., Vasquez, J. C., Matas, J., de Vicuna, L. G., & Castilla, M. (2011). Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1), 158–172. <https://doi.org/10.1109/tie.2010.2066534>.

References

1. Yakushkin, T., Yershov, R., & Stepenko, S. (2023). Comparative analysis of topologies and algorithms for maximum power point trackers in photovoltaic systems. *Technical Sciences and Technologies*, (2(32)), 321–339. [https://doi.org/10.25140/2411-5363-2023-2\(32\)-321-339](https://doi.org/10.25140/2411-5363-2023-2(32)-321-339).

2. Fesenko, A., Yershov, R., & Stepenko, S. (2017). Overview and reasoning of storage batteries selection for autonomous power supply system based on photovoltaic converters. *Technical Sciences and Technologies*, (1(7)), 177–186. [https://doi.org/10.25140/2411-5363-2017-1\(7\)-177-186](https://doi.org/10.25140/2411-5363-2017-1(7)-177-186).
3. Veligorskyi, O., Husev, O., Shevchenko, V., Tytelmaier, K., Yershov, R., Kosenko, R., & Vinnikov, D. (2018). A novel hysteresis power point optimizer for distributed solar power generation. *Electrical, Control and Communication Engineering*, 14(1), 12–22. <https://doi.org/10.2478/ecce-2018-0002>.
4. Karshenas, H. R., Daneshpajoo, H., Safaei, A., Jain, P., & Bakhshai, A. (2011). Bidirectional dc-dc converters for energy storage systems. *Energy Storage in the Emerging Era of Smart Grids*, 161–178. <https://doi.org/10.5772/23494>.
5. Tytelmaier K., Husev O., Veligorskyi O., & Yershov R. (2016). A review of non-isolated bidirectional dc-dc converters for energy storage systems *2016 II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF)*, 22–28. <https://doi.org/10.1109/YSF.2016.7753752>.
6. Tuluhong, A., Xu, Z., Chang, Q., & Song, T. (2025). Recent developments in bidirectional dc-dc converter topologies, control strategies, and applications in photovoltaic power generation systems: a comparative review and analysis. *Electronics*, 14(2), 389. <https://doi.org/10.3390/electronics14020389>.
7. Alatai, S., Salem, M., Ishak, D., Das, H. S., Alhuyi Nazari, M., Bughneda, A., & Kamarol, M. (2021). A review on state-of-the-art power converters: bidirectional, resonant, multilevel converters and their derivatives. *Applied Sciences*, 11(21), 10172. <https://doi.org/10.3390/app112110172>.
8. Singh, K. A., Prajapati, A., & Chaudhary, K. (2021). High gain compact interleaved boost converter with reduced voltage stress for PV application. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 1. <https://doi.org/10.1109/jestpe.2021.3120802>.
9. Alghaythi, M. L., O'Connell, R. M., Islam, N. E., Khan, M. M. S., & Guerrero, J. M. (2020). A high step-up interleaved dc-dc converter with voltage multiplier and coupled inductors for renewable energy systems. *IEEE Access*, 8, 123165–123174. <https://doi.org/10.1109/access.2020.3007137>.
10. Wang, Z., Su, X., Zeng, N., & Jiang, J. (2024). Overview of isolated bidirectional dc-dc converter topology and switching strategies for electric vehicle applications. *Energies*, 17(10), 2434. <https://doi.org/10.3390/en17102434>.
11. Junming Zhang, Xiucheng Huang, Xinke Wu & Zhaoming Qian. (2010). A high efficiency flyback converter with new active clamp technique. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(7), 1775–1785. <https://doi.org/10.1109/tpel.2010.2042302>.
12. Konar, S., & Saha, S. S. (2020). Efficient energy recovery and boosting the voltage gain of a soft-switched flyback converter. *Y 2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/pedes49360.2020.9379458>.
13. Lagap, T., Dimopoulos, E., & Munk-Nielsen, S. (2015). An RCDD snubber for a bidirectional flyback converter. *Y 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/epe.2015.7309439>.
14. Kheraluwala, M. N., Gascoigne, R. W., Divan, D. M., & Baumann, E. D. (1992). Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(6), 1294–1301. <https://doi.org/10.1109/28.175280>.
15. Muhammetoglu, B., & Jamil, M. (2024). Dual active bridge converter with interleaved and parallel operation for electric vehicle charging. *Energies*, 17(17), 4258. <https://doi.org/10.3390/en17174258>.
16. Huiqing Wen. (2013). Determination of the optimal sub-mode for bidirectional dual-active-bridge DC-DC converter with multi-phase-shift control. *Y 2013 IEEE ECCE Asia Downunder (ECCE Asia 2013)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/ecce-asia.2013.6579159>.
17. Iqbal, M. T., Maswood, A. I., Dehghani Tafti, H., Tariq, M., & Bingchen, Z. (2020). Explicit discrete modelling of bidirectional dual active bridge dc-dc converter using multi-time scale mixed system model. *IET Power Electronics*, 13(18), 4252–4260. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2020.0293>.
18. Kwak, B., Kim, M., & Kim, J. (2020). Inrush current reduction technology of DAB converter for low-voltage battery systems and DC bus connections in DC microgrids. *IET Power Electronics*, 13(8), 1528–1536. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2019.0506>.

19. Peng, F. Z., Li, H., Su, G. J., & Lawler, J. S. (2004). A New ZVS Bidirectional DC–DC Converter for Fuel Cell and Battery Application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(1), 54–65. <https://doi.org/10.1109/tpel.2003.820550>.
20. Zupan, I., Lasic, A., Kruselj, D., Sunde, V., & Ban, Z. (2019). Power converter circuits for recuperation of the regenerative braking energy in rail vehicles. *Y 2019 42nd International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO)*. IEEE. <https://doi.org/10.23919/mipro.2019.8757124>.
21. Salem, M., Jusoh, A., Idris, N. R. N., & Alhamrouni, I. (2015). A Review of an Inductive Power Transfer System for EV Battery Charger. *European Journal of Scientific Research*, 134(1), 41–56.
22. Salem, M., Jusoh, A., Nik Idris, N. R., Sutikno, T., & Buswig, Y. M. Y. (2017). Phase-shifted Series Resonant Converter with Zero Voltage Switching Turn-on and Variable Frequency Control. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 8(3), 1184. <https://doi.org/10.11591/ijped.v8.i3.pp1184-1192>.
23. Deshmukh (Gore), S., Iqbal, A., Islam, S., Khan, I., Marzband, M., Rahman, S., & Al-Wahedi, A. M. A. B. (2022). Review on classification of resonant converters for electric vehicle application. *Energy Reports*, 8, 1091–1113. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2021.12.013>.
24. Liu, J., Sheng, L., Shi, J., Zhang, Z., & He, X. (2009). LCC Resonant Converter Operating under Discontinuous Resonant Current Mode in High Voltage, High Power and High Frequency Applications. *Y 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/apec.2009.4802862>.
25. Jain, A., & Massimiani, I. C. (2021). LCC Resonant Converter Design and Transfer Function Computation Using FHA Analysis. *Y 2021 4th Biennial International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/icnte51185.2021.9487672>.
26. Geddam, K. K., & Devaraj, E. (2022). Real Time Hardware-in-Loop Implementation of LLC Resonant Converter at Worst Operating Point Based on Time Domain Analysis. *Energies*, 15(10), 3634. <https://doi.org/10.3390/en15103634>.
27. Jin, N.-Z., Feng, Y., Chen, Z.-Y., & Wu, X.-G. (2023). Bidirectional CLLC Resonant Converter Based on Frequency-Conversion and Phase-Shift Hybrid Control. *Electronics*, 12(7), 1605. <https://doi.org/10.3390/electronics12071605>.
28. Li, B., Lee, F. C., Li, Q., & Liu, Z. (2017). Bi-directional on-board charger architecture and control for achieving ultra-high efficiency with wide battery voltage range. *Y 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/apec.2017.7931228>.
29. Wu, H., Xu, P., Hu, H., Zhou, Z., & Xing, Y. (2014). Multiport Converters Based on Integration of Full-Bridge and Bidirectional DC–DC Topologies for Renewable Generation Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(2), 856–869. <https://doi.org/10.1109/tie.2013.2254096>.
30. Venmathi, M., & Ramaprabha, R. (2013). A comprehensive survey on multi-port bidirectional dc-dc converters for renewable energy systems. *ARNP Journal of Engineering and Applied Sciences*, 8(5), 348–356.
31. Lee, J.-P., Cha, H., Shin, D., Lee, K.-J., Yoo, D.-W., & Yoo, J.-Y. (2013). Analysis and Design of Coupled Inductors for Two-Phase Interleaved DC-DC Converters. *Journal of Power Electronics*, 13(3), 339–348. <https://doi.org/10.6113/jpe.2013.13.3.339>.
32. Zhao, Y., Li, W., Deng, Y., & He, X. (2011). High step-up boost converter with passive lossless clamp circuit for non-isolated high step-up applications. *IET Power Electronics*, 4(8), 851. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2010.0232>.
33. Mayer, R., Kattel, M. B. E., & Oliveira, S. V. G. (2021). Multiphase Interleaved Bidirectional DC/DC Converter With Coupled Inductor for Electrified-Vehicle Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(3), 2533–2547. <https://doi.org/10.1109/tpel.2020.3015390>.
34. Goel, M., Joshi, D., & Mulenga, J. (2024). Performance Analysis of Input Parallel Output Series Full Bridge Converter Considering Parasitic Effects. *Y 2024 IEEE Region 10 Symposium (TENSYP)* (c. 1–6). IEEE. <https://doi.org/10.1109/tensymp61132.2024.10752111>.
35. Xinbo Ruan, Wu Chen, Lulu Cheng, Tse, C. K., Hong Yan & Tao Zhang. (2009). Control Strategy for Input-Series–Output-Parallel Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(4), 1174–1185. <https://doi.org/10.1109/tie.2008.2007980>.

36. Kawauchi, K., Higa, H., Kusaka, K., & Itoh, J.-i. (2018). Dead-time Compensation Method for Dual Active Bridge Converter with Three-level Operation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 138(12), 944–945. <https://doi.org/10.1541/ieejias.138.944>.
37. Pawar, D. N., & Singh, N. M. (2017). MPC based controller for dual active bidirectional DC-DC converter driving inverter using dynamic phasor approach. *Y 2017 IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/icpcsi.2017.8391795>.
38. Yakushkin, T. V., Yershov, R. D., & Gordienko, V. V. (2025). Analytical Model of Quasi-Z-Source DC-DC Converter Using Nodal Admittance Matrix in Laplace-Domain. *Y Lecture Notes in Networks and Systems* (c. 408–433). Springer Nature Switzerland. https://doi.org/10.1007/978-3-031-90735-7_31.
39. Figueres, E., Garcera, G., Benavent, J. M., Pascual, M., & Martinez, J. A. (2006). Adaptive two-loop Voltage-mode control of DC-DC switching converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(1), 239–253. <https://doi.org/10.1109/tie.2005.862254>.
40. Truntic, M., Rodic, M., & Milanovic, M. (2013). Voltage and current-mode control for a multiphase bi-directional DC-DC converter. *Y 2013 International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/cpe.2013.6601144>.
41. Jin, C., Wang, P., Xiao, J., Tang, Y., & Choo, F. H. (2014). Implementation of Hierarchical Control in DC Microgrids. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(8), 4032–4042. <https://doi.org/10.1109/tie.2013.2286563>.
42. Dragicevic, T., Lu, X., Vasquez, J., & Guerrero, J. (2015). DC Microgrids—Part I: A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1. <https://doi.org/10.1109/tpel.2015.2478859>
43. Agarwal, A., Deekshitha, K., Singh, S., & Fulwani, D. (2015). Sliding mode control of a bidirectional DC/DC converter with constant power load. *Y 2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/icdcm.2015.7152056>.
44. Wu, L., Liu, J., Vazquez, S., & Mazumder, S. K. (2022). Sliding Mode Control in Power Converters and Drives: A Review. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 9(3), 392–406. <https://doi.org/10.1109/jas.2021.1004380>.
45. Postlethwaite, I., & Skogestad, S. (1993). Robust Multivariable Control Using H_∞ Methods: Analysis, Design and Industrial Applications. *Y Essays on Control* (c. 269–337). Birkhäuser Boston. https://doi.org/10.1007/978-1-4612-0313-1_9.
46. Kemin, Z. (1998). *Essentials of robust control* (D. J. Comstock, Ed.). Prentice Hall.
47. Khomenko, M., Veligorskyi, O., Husev, O., Tytelmaier, K., & Yershov, R. (2017). Model predictive control of photovoltaic bidirectional DC-DC converter with coupled inductors. *Y 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/ukrcon.2017.8100308>.
48. Wu, F., Fan, S., & Luo, S. (2020). Small-Signal Modeling and Closed-loop Control of Bidirectional Buck-Boost Current-Fed Isolated DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1. <https://doi.org/10.1109/tie.2020.2984448>.
49. Biswas, I., Kasta, D., & Bajpai, P. (2021). Small Signal Modeling and Decoupled Controller Design for a Triple Active Bridge Multiport DC–DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(2), 1856–1869. <https://doi.org/10.1109/tpel.2020.3006782>.
50. Guerrero, J. M., Vasquez, J. C., Matas, J., de Vicuna, L. G., & Castilla, M. (2011). Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1), 158–172. <https://doi.org/10.1109/tie.2010.2066534>.

Дата першого надходження статті до видання: 24.11.2025
Дата прийняття статті до друку після рецензування: 07.12.2025

Tymofii Yakushkin¹, Roman Yershov²

¹PhD Student, Junior Scientific Researcher at
Electrical Engineering, Information and Measurement Technologies Department
Chernihiv Polytechnic National University (Chernihiv, Ukraine)

E-mail: yakushkintima@gmail.com. **ORCID:** <https://orcid.org/0000-0003-3432-9237>. **SCOPUS Author ID:** [57282689600](https://orcid.org/0000-0003-3432-9237)

²Senior Lecturer at Electronics, Automation, Robotics and Mechatronics Department
Chernihiv Polytechnic National University (Chernihiv, Ukraine)

E-mail: roman.d.yershov@gmail.com. **ORCID:** <https://orcid.org/0000-0002-0267-2906>
ResearcherID: [H-1432-2016](https://orcid.org/0000-0002-0267-2906). **SCOPUS Author ID:** [57188719994](https://orcid.org/0000-0002-0267-2906)

REVIEW OF BIDIRECTIONAL DC-DC CONVERTERS WITH WIDE INPUT AND OUTPUT VOLTAGE RANGES FOR AUTONOMOUS ELECTRIC POWER GENERATION SYSTEMS BASED ON PHOTOVOLTAIC CONVERTERS

Under unstable operation of Ukraine power infrastructure caused by numerous damages, the development of autonomous electric power generation systems based on renewable energy sources, in particular photovoltaic (PV) converters, has become increasingly relevant. These systems allow achieving uninterrupted power supply to consumers under conditions of limited or completely unavailable access to a centralized low-voltage residential distribution network.

A key functional component of autonomous electric power generation systems are bidirectional dc-dc converters, which ensure efficient bidirectional energy exchange between the battery storage system, the DC link, and other system components. The fundamental difference of bidirectional converters from other types of semiconductor power converters lies in their capability to reverse the direction of power flow, as well as in the specific structure of the power stage and the applied control algorithms that support this feature.

This paper presents an analytical review and classification of semiconductor bidirectional dc-dc converters. In particular, the main power-stage topologies without galvanic isolation between energy exchange sides and those with galvanic isolation implemented by means of a high-frequency power transformer are considered. An original approach to the selection of a resonant tank topology within resonant isolated bidirectional converters is formulated. Furthermore, the principles and algorithms underlying the design of automatic control systems for bidirectional converters are analyzed, and the advantages, limitations, and application domains of the main control strategies are generalized.

The fundamental principles of designing multidirectional and multiport converters are highlighted, along with specific techniques for interconnecting power-stage components and implementing their control. Special attention is paid to methods for increasing input and output voltage levels, handling higher current ratings, and extending the conversion range through the application of cascading techniques, as well as to the process of power flow reversal in bidirectional converters.

Based on the obtained results, for bidirectional dc-dc converters operating under wide input and output voltage variation ranges, the dual active bridge (DAB) topology is recommended as a baseline solution for the power stage, with the remained possibility for integrating a resonant tank. Regarding to the control strategy, the use of model predictive control or one of the robust control algorithm embodiments is considered the most appropriate choice for such converters.

Keywords: *autonomous electric grids; autonomous generation systems; bidirectional converters; semiconductor power converters; dc-dc converters; comparative analysis; photovoltaic panels; converter topologies; power flow reversal; automatic control systems.*

Fig.: 18. References: 50.