Національна академія наук України
Інститут електродинаміки

ТИТЕЛЬМАЄР КОСТЯНТИН ОЛЕКСАНДРОВИЧ

УДК 621.314.1:621.383.51

ВИСОКОЕФЕКТИВНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НАПРУГИ ДЛЯ ПОРТАТИВНИХ ФОТОЕЛЕКТРИЧНИХ СИСТЕМ

Спеціальність 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії

Автореферат
дисертації на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Київ – 2020

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана в Національному університеті «Чернігівська політехніка» МОН України (м. Чернігів).

Науковий керівник − кандидат технічних наук, доцент
Велігорський Олександр Анатолійович,
Національний університет «Чернігівська політехніка» МОН України,
завідувач кафедри біомедичних радіоелектронних апаратів та систем (м. Чернігів).

Офіційні опоненти: − доктор технічних наук, старший науковий співробітник
Новський Володимир Олександрович,
Інститут електродинаміки НАН України,
провідний науковий співробітник відділу стабілізації параметрів електромагнітної енергії (м. Київ);

– кандидат технічних наук, доцент
Бондаренко Олександр Федорович,
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» МОН України,
доцент кафедри промислової електроніки (м. Київ).

Захист дисертації відбудеться ″____″ _____ 2020 р. об ____ годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 26.187.01 в Інституті електродинаміки НАН України за адресою: 03057, Київ–57, проспект Перемоги, 56. Тел.: 366-26-45.

З дисертацією можна ознайомитися в бібліотеці Інституту електродинаміки НАН України за вищевказаною адресою.

Автореферат розісланий ″___″ _____ 2020 р.

Вчений секретар
спеціалізованої вченої ради Ю.М. Гориславець

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Обґрунтування вибору теми досліджень. Дисертаційна робота присвячена вирішенню важливого наукового завдання підвищення ефективності перетворення електричної енергії, отриманої з сонячного випромінювання, у складі портативних джерел живлення шляхом обґрунтування доцільного вибору топології напівпровідникового перетворювача з урахуванням комплексу основних показників його якості. Джерела живлення постійної напруги на базі відновлюваних джерел (таких як фотоелектричні перетворювачі – ФЕП) відіграють важливу роль у забезпеченні безперервної та автономної роботи малопотужних споживачів (живлення рацій, мобільних телефонів та іншої радіоелектронної апаратури). Напівпровідникові перетворювачі електричної енергії постійного струму є основною складовою таких джерел живлення, яка забезпечує досягнення в них високих техніко-економічних показників (ефективності, масо-габаритних показників, вартості).

Значний внесок у вивчення та практичне застосування таких перетворювачів напруги внесли відомі закордонні науковці: J. Kolar, F. Blaabjerg, X. Huang, S. Waffler, X. Zhang, A. Lidow, J. Zhang, а також вітчизняні вчені – Жуйков В.Я., Волков І.В., Сокол Є.І., Замаруєв В.В., Івахно В.В. та інші. Ними визначені основні схемні рішення, розрахункові співвідношення та обмеження найбільш розповсюджених топологій.

В той же час, багато питань щодо застосування ФЕП у складі джерел живлення ще не є до кінця вирішеними. Як добре відомо, вольт-амперна характеристика ФЕП є суттєво нелінійною і має один максимум, так звану точку максимуму потужності (ТМП). Кількість фотоелектричних перетворювачів у складі портативної фотоелектричної системи може варіюватися від 1 і до кількох десятків, що призводить до того, що в залежності від схеми підключення ФЕП (послідовне, паралельне, комбіноване) та освітленості кожної панелі, вольт-амперна характеристика всієї фотоелектричної системи може мати декілька максимумів потужності, серед яких лише один буде глобальним. Для ефективного відбору електроенергії з ФЕП, а також роботи в точці максимальної потужності, використовують так звані системи слідкування за ТМП (СТМП), а також оптимізатори потужності. Загалом існує багато типів систем розподіленої фотоелектричної генерації, які можна класифікувати за взаємним з’єднанням панелей та наявністю окремих перетворювачів потужності. Одним з основних недоліків існуючих систем СТМП є використання мікроконтролерів в системі керування, а також підвищені втрати потужності, пов’язані з використанням датчиків струму. Усунення зазначених недоліків може бути реалізовано за рахунок використання бездатчикових схем та схем з гістерезисним керуванням, які на даний момент не до кінця досліджені та потребують особливої уваги.

Процес розробки високоефективних джерел живлення включає в себе рішення ряду складних питань для забезпечення високих питомих характеристик та високого коефіцієнта корисної дії в широкому діапазоні навантажень. Враховуючи те, що до більшості портативних джерел живлення на базі ФЕП входить акумуляторна батарея для збереження електричної енергії та живлення навантаження в той час, коли сонячне освітлення недостатнє або відсутнє, двонаправлені перетворювачі постійної

напруги (ДППН) в таких джерелах живлення виступають в якості основного функційного елемента, що забезпечує двонаправлений потік енергії. Відповідно, однією з найважливіших задач, яка вирішується в процесі розробки, є вибір доцільної топології ДППН між накопичувачем (акумулятором) та загальною шиною напруги, яка повинна забезпечувати високу ефективність роботи в широкому діапазоні напруг на виході ФЕП. Суттєво ускладнює задачу той факт, що ефективна передача енергії повинна здійснюватися в двох напрямах – від ФЕП до акумуляторної батареї та/або навантаження, та від акумуляторної батареї до навантаження. У відомих джерелах за даною тематикою відсутні чіткі методи та критерії вибору топології, яка була б доцільною для конкретного застосування.

Забезпечення високої ефективності перетворювача напруги, а відповідно, і всього джерела живлення, можливе декількома шляхами. Перший полягає у використанні резонансних схем або схем з м’якою комутацією, що дозволяє зменшити динамічні втрати в силових ключах напівпровідникового перетворювача під час комутації. Однак, керування силовими ключами в таких схемах є суттєво складнішим, крім того, на відміну від класичних топологій перетворювачів напруги, схеми з м’якою комутацією вимагають тривалого налаштування, а також суттєво збільшують вартість та зменшують питому потужність. Іншим шляхом покращення показників напівпровідникового перетворювача є підвищення частоти комутації силових транзисторів, що дозволяє зменшити масо-габаритні показники. Використання нових типів GaN/AlGaN напівпровідників дозволяє збільшити частоти до 1-2 МГц, що, в свою чергу, веде до суттєвого зменшення об’єму пасивних компонентів. Унікальні властивості таких напівпровідників (широка заборонена зона, високі значення рухливості носіїв заряду та швидкості насичення, високий коефіцієнт теплопровідності та ін.) призвели до появи пристроїв, які мають рекордні значення пікових значень питомої потужності. Крім того, транзистори на основі GaN мають дуже низькі значення опору відкритого каналу та вхідної ємності. В той же час, на даний момент значна кількість наукових задач щодо використання таких напівпровідників не є до кінця вирішеними, зокрема, відсутні адекватні моделі, які б дозволили проводити моделювання перетворювачів на базі таких транзисторів.

Слід окремо відмітити, що використання сучасних напівпровідникових елементів та відповідне підвищення частоти комутації викликає ситуацію, коли частота квантування АЦП мікроконтролера стає порівняною або навіть нижчою від частоти комутації силових ключів. В такому випадку гостро постає питання стабільності та доцільності використання класичних алгоритмів та систем керування. Поява нового покоління мікроконтролерів (МК) та програмованих логічних інтегральних схем (ПЛІС) відкриває нові можливості для ефективної реалізації алгоритмів керування як на базі класичних законів управління, так і на базі нових алгоритмів та методів, таких як управління на основі передбачення по моделі, що дозволяє досягти вищих показників точності та швидкодії. При цьому, без відповіді залишаються питання порівняння ефективності та складності реалізації класичних алгоритмів управління та сучасних, таких як методи передбачення по моделі.

Таким чином, враховуючи роль, яку відіграють напівпровідникові перетворювачі електроенергії у складі портативних джерел живлення на базі фотоелектричних перетворювачів, подальше удосконалення їх технічно-

економічних характеристик є актуальним. Серед всіх параметрів таких джерел найбільш важливими є ефективність перетворення електричної енергії та масо-габаритні показники, тому дослідження, спрямовані на розробку нових методів підвищення ефективності, а також на розробку нових топологій напівпровідникових перетворювачів з покращеною ефективністю, є пріоритетними.

Реалізація результатів цих досліджень в практичних розробках портативних джерел живлення на базі відновлювальних джерел дозволить досягти вищих показників коефіцієнту корисної дії та питомої потужності відповідного обладнання та сприятиме їх більш широкому використанню.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами, грантами. Дисертаційна робота виконана в Чернігівському національному технологічному університеті за пріоритетним напрямком розвитку науки і техніки України «Енергетика та енергоефективність» в рамках науково-дослідної теми «Портативні високоефективні фотоелектричні джерела живлення для військових застосувань» №0116U004695 згідно з наказом Міністерства освіти і науки України від 09.02.16 р. №105.

Мета і завдання дослідження. Мета дисертаційного дослідження полягає у підвищенні ефективності перетворення електричної енергії, отриманої з сонячного випромінювання, у складі портативних джерел живлення шляхом обґрунтування доцільного вибору топології напівпровідникового перетворювача з урахуванням комплексу основних показників його якості.

Вирішення наукового завдання, поставленого в дисертації, включає в себе вирішення наступного комплексу задач:

1. Огляд існуючих та вибір доцільної топології двонаправленого перетворювача, яка забезпечуватиме мінімальні статичні втрати, масо-габаритні показники пасивних компонентів та перевантаження силових напівпровідникових компонентів по напрузі.
2. Розробка нової спрощеної топології перетворювача для слідкування за точкою максимуму відбору потужності (СТМП).
3. Розробка, математичне моделювання та порівняльний аналіз алгоритмів керування джерелом живлення для досягнення мінімального перерегулювання та статичної похибки.
4. Розробка та перевірка експериментального зразка покращеного портативного фотоелектричного джерела живлення з накопичувачем електроенергії.

Об'єктом дослідження є напівпровідникові перетворювачі електричної енергії у складі портативного фотоелектричного джерела живлення з накопичувачем електроенергії.

Предметом досліджень є комплекс показників якості напівпровідникових перетворювачів електричної енергії, отриманої з сонячного випромінювання у складі портативного фотоелектричного джерела живлення з накопичувачем електроенергії.

Методи дослідження. При рішенні поставлених в дисертації задач використовувалися теорія електричних кіл, положення фундаментальної теорії лінійних та нелінійних імпульсних систем, метод усереднення за допомогою простору станів, математичне моделювання, фізичний експеримент.

Математичне моделювання та розрахунки процесів у фотоелектричному джерелі живлення проводилось з використанням пакетів програм MATLAB та PSIM

(в рамках договору про співпрацю з Таллінньским технічним університетом); розробка програмного забезпечення в середовищі Keil uVision 5. Проектування друкованих плат виконувалось у вільному програмному забезпеченні – CircuitMaker. Для оцінки коефіцієнта корисної дії розробленого двонаправленого напівпровідникового перетворювача електроенергії для портативного фотоелектричного джерела живлення використовувався надточний аналізатор потужності Yokogawa WT1800, а для досліджень ефективності запропонованого оптимізатору потужності – емулятор ФЕП Chroma 62150H-1000S з відповідним ліцензійним програмним забезпеченням.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Вперше запропоновано обґрунтування доцільного вибору топології напівпровідникового перетворювача з урахуванням комплексу основних показників його якості, який включає в себе статичні втрати, перенапругу на напівпровідникових компонентах і масо-габаритні показники пасивних компонентів, та дозволяє порівняти топології напівпровідникових перетворювачів з однаковими заданими параметрами.
2. Вперше запропоновано аналітичний метод розрахунку оптимального коефіцієнта магнітозчеплення парної кількості індуктивностей для двонаправленого перетворювача напруги з чередуванням фаз, що дозволяє розрахувати магнітозчеплену індуктивність з мінімальними розмірами при заданому коефіцієнті пульсацій струму.
3. Вперше запропоновано новий гістерезисний оптимізатор відбору потужності для використання в системах пошуку точки максимуму потужності (СТМП) фотоелектричного перетворювача, який на відміну від існуючих СТМП має спрощену структуру і дозволяє не використовувати мікроконтролер в якості елементу керування.
4. Вперше запропоновано систему керування двонаправленим перетворювачем напруги у складі портативного фотоелектричного джерела живлення, яка відрізняється від існуючих тим, що використовує керування на основі методу передбачення по моделі (Model Predictive Control, MPC) та дозволяє зменшити статичну похибку та перерегулювання при зміні навантаження у порівнянні з регулятором на основі ПІД контролера.

Практичне значення отриманих результатів:

1. Розроблено допоміжне фотоелектричне джерело живлення на базі гнучких ФЕП з накопичувачем електроенергії та покращеними ефективністю і масо-габаритними показниками, яке рекомендовано для використання в розробках ТОВ «П’єзосенсор» та ПАТ «Чезара».
2. Розроблено та експериментально перевірено високоефективний двонаправлений перетворювач напруги з чередуванням фаз з ефективністю до 96.0 % в режимі передачі енергії з підвищенням напруги (розряд акумулятора) і до 97.6 % в режимі з пониженням напруги (заряд акумулятора).
3. Розроблено та експериментально перевірено гістерезисний оптимізатор потужності, який забезпечує ефективність слідкування за точкою максимуму потужності ФЕП 90-97 % в широкому діапазоні навантажень.
4. Розроблені та перевірені математичні моделі системи керування двонаправленим перетворювачем електроенергії на базі класичних (ПІ- та ПІД) регуляторів та з використанням керування з передбаченням по моделі.

Особистий вклад здобувача. Наукові положення, теоретичні та практичні результати, викладені в дисертації, отримані здобувачем особисто.

В друкованих працях, які були опубліковані у співавторстві, особисто здобувачу належить: у [1] – розробка методу розрахунку та вибору оптимального коефіцієнта магнітозчеплення парної кількості індуктивностей, в [2] і [8] – огляд існуючих топологій неізольованих ДППН; в [3] – порівняння методів керування двофазним ДППН з чередуванням фаз; в [4] – порівняння класичних та квазі-імпедансних топологій за допомогою комплексу показників якості; в [5] – огляд ДППН для застосувань з накопичувачами енергії з низькою напругою; в [6] – розробка, теоретичний аналіз та тестування макета нового гістерезисного оптимізатора потужності; в [7] – розробка методу та порівняння топологій ДППН за комплексом показників якості; в [9] – дослідження двофазного ДППН з чередуванням фаз методом простору станів, розробка системи керування на базі ПІ, ПІД регуляторів, експерименти з макетом; в [10] – розробка системи керування двофазного ДППН з чередуванням фаз на основі методу передбачення по моделі.

Апробація результатів дисертації. Основні положення дисертаційної роботи доповідались і обговорювались на 2 міжнародних науково-технічних конференціях та 1 міжнародному симпозіумі, а саме:

1. Міжнародній науково-технічній конференції «II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF-2016)» (Харків, 2016).
2. Міжнародній науково-технічній конференції «IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)» (Київ, 2017).
3. Міжнародному симпозіумі «17th International Symposium “Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering” and “Doctoral School of Energy and Geotechnology III”» (Kuressaare, Estonia, 2018).

Публікації. За темою дисертації опубліковано 10 наукових робіт, у тому числі 3 статті у наукових фахових виданнях України, 3 статті у закордонних періодичних наукових виданнях, 3 публікації в тезах доповідей міжнародних конференцій та 1 розділ книги. Загалом 5 публікацій внесено до наукометричної бази Web of Sciences Core Collection та 3 публікації – до міжнародної наукометричної бази Scopus.

Обсяг і структура дисертації. Дисертація складається із вступу, п’яти розділів, висновків, списку використаних джерел з 195 найменувань та 3 додатків. Загальний обсяг роботи становить 177 сторінок, в тому числі 131 сторінка основного змісту, 47 рисунків, 13 таблиць.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У вступі обґрунтовано доцільність та актуальність роботи, сформульована мета та задачі досліджень, відображено наукову новизну, практичне значення і реалізацію результатів дисертаційного дослідження, зазначено особистий внесок здобувача в опублікованих у співавторстві працях, приведені данні про апробацію результатів роботи, публікації, структуру та обсяг дисертації.

У першому розділі проведено огляд основних тенденцій розвитку портативних відновлювальних джерел. Виявлено, що найбільш широковживаними та економічно вигідними є портативні системи на базі гнучких фотоелектричних перетворювачів. За результатами аналізу наукових публікацій та рекомендацій

виробників елементної бази встановлено, що найбільш доцільними з точки зору підвищення ефективності та зменшення масо-габаритних показників портативних фотоелектричних систем є неізольовані топології ДППН. Встановлено, що підвищення частоти комутації силових транзисторів разом з використанням нових типів широкозонних GaN напівпровідникових елементів дозволяє значно збільшити питому потужність перетворювачів.

У результаті проведеного огляду та аналізу вимог до портативних фотоелектричних перетворювачів електричної енергії на базі гнучких панелей ФЕП, розроблено структуру портативного джерела живлення, яка є найбільш перспективним варіантом для забезпечення живлення в польових умовах (рис. 1). Зображена система складається з гнучких панелей ФЕП, оптимізатора для відбору максимальної потужності, ДППН, накопичувача енергії та загальної шини постійної напруги (струму).

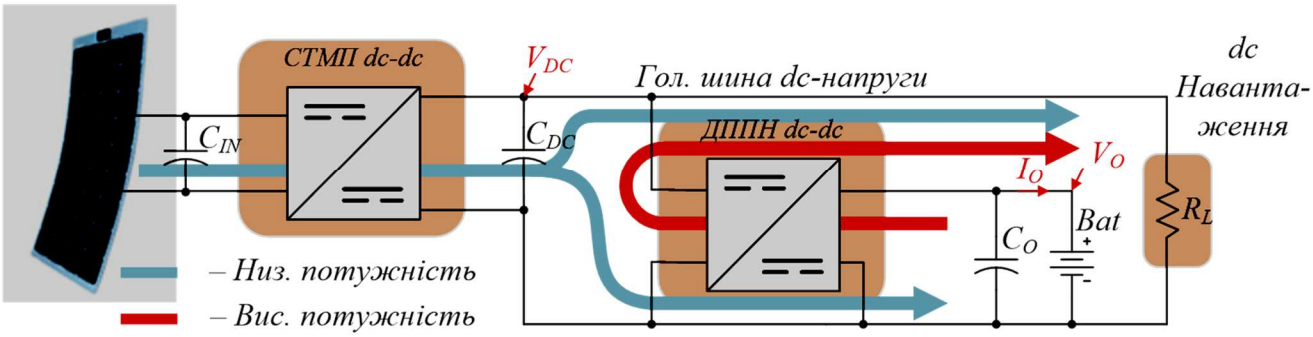

Рис. 1. Структурна схема портативного джерела живлення на базі ФЕП

У другому розділі проведено порівняльний аналіз та обґрунтування доцільного вибору топології двонаправленого перетворювача малої потужності з урахуванням комплексу основних показників його якості.

Проведено огляд, виділені особливості роботи, переваги та недоліки основних типів неізольованих двонаправлених перетворювачів постійної напруги, з яких виділені дві найбільш перспективні схеми для подальшого порівняння: двофазний dc-dc перетворювач з чередуванням фаз (рис. 2*а*) та каскадний перетворювач (рис. 2*б*). Для об’єктивного та коректного порівняння топологій, а також враховуючи вимоги до ДППН, наведені в розділі 1, було запропоновано обґрунтування вибору топології напівпровідникового перетворювача за комплексом показників його якості, який включає в себе статичні втрати, перенапругу на напівпровідникових компонентах, масо-габаритні показники пасивних елементів (пропорційні максимальній енергії що зберігається в конденсаторах та індуктивностях), що дозволяє порівняти топології напівпровідникових перетворювачів з однаковими вхідними параметрами. Для врахування масо-габаритних показників реактивних елементів зроблено припущення, що відносний розмір (об’єм) індуктивностей та конденсаторів пропорційний накопиченій в них енергії E_{LW} та E_{CW}, відповідно. Було запропоновано наступні параметричні вирази для розрахунку вкладу кожного з показників якості:

$$T_W = \sum_{i=1}^{N_T} V_{Ti}, \quad P_{CL} = \sum_{i=1}^{N_T} I_{RMSi}^2 R_{DSoni}, \quad E_{LW} = \sum_{i=1}^{N_L} \frac{L_i I_{AVi}^2}{2}, \quad E_{CW} = \frac{C V_{AV}^2}{2},$$
$$T_W^* = \frac{T_W}{T_{W,MAX}}, \quad P_{CL}^* = \frac{P_{CL}}{P_{CL,MAX}}, \quad E_{LW}^* = \frac{E_{LW}}{E_{LW,MAX}}, \quad E_{CW}^* = \frac{E_{CW}}{E_{CW,MAX}}, \tag{1}$$

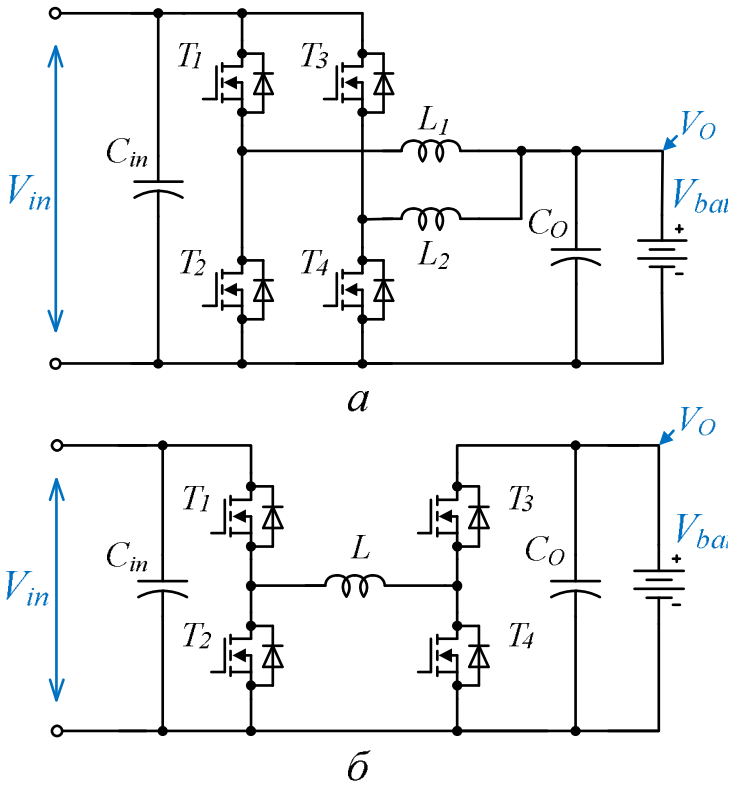

Рис. 2. Топології, запропоновані для порівняння за комплексом показників

де T_W – значення загальної напруги на транзисторах, N_T – кількість транзисторів, V_{Ti} – напруга на транзисторі Ti; P_{CL} – статичні втрати в напівпровідниках, I_{RMSi} – середньоквадратичний струм через транзистор, R_{DSoni} – опір відкритого каналу транзистора; L_i – номінал i-ї індуктивності, I_{AVi} – середній струм через i-ту індуктивність, V_{AV} – середня напруга на конденсаторі, C – ємність конденсатора; $T_{W,MAX}$, $P_{CL,MAX}$, $E_{C,MAX}$, $E_{L,MAX}$ – максимальні значення відповідних показників; T_W^*, P_{CL}^*, E_{CW}^*, E_{LW}^* – нормовані значення відповідних показників.

Отримані нормовані значення показників якості для кожної з топологій розміщуються на «павуковій» діаграмі по чотирьох осях, після чого суміжні значення показників з'єднуються, утворюючи чотирикутники, площа яких S_q відповідатиме доцільності використання конкретної топології – чим менша площа, тим вищою буде доцільність використання даної топології:

$$S_q = \frac{(P_{CL}^* + E_{CW}^*) \cdot (T_W^* + E_{LW}^*)}{2}, \text{ (в.о.)} \tag{2}$$

де S_q – площа фігури, яку утворюють показники. В роботі також було проведено аналіз впливу послідовності відкладення показників по осях на значення площі фігури. Показано, що для досліджуваного випадку зміна розташування осей впливає на абсолютні значення розрахованих площ і не впливає на результат відносного порівняння топологій між собою.

Розраховані параметричні вирази показників, отримані за методом аналізу режимів роботи схеми на одному робочому періоді для кожної топології, представлено в таблиці. Слід зазначити, що розрахунок аналітичних виразів E_{LW} та E_{CW} для всіх топологій містить відносні одиниці індуктивності L та ємності C, які розраховувалися при фіксованій вихідній напрузі $V_O=V_{in}/8$, а самі значення показників справедливі для будь-якого співвідношення напруг V_O та V_{in}.

Порівняння топологій проводилося при R_{DSon}=8 мОм, P_O=100 Вт, T_{SW}=500 кГц, V_{in}=24 В для трьох різних випадків (рис. 3): $V_O=0.1V_{in}$, $V_O=0.2V_{in}$, $V_O=0.4V_{in}$. Враховуючи те, що експериментальне дослідження портативного джерела живлення в розділі 5 дисертаційного дослідження проводилося для значення V_{in}=12 В та двох послідовно включених АКБ з номінальною напругою 3.3 В кожна, порівняння також було проведено при зазначеній вище вхідній напрузі та вихідних напругах V_O=4.0 В (повністю розряджені АКБ), V_O=6.6 В (номінальна напруга на АКБ), та V_O=7.2 В (повністю заряджені АКБ).

Таблиця

Показник	Топологія	
	ДППН з чередуванням фаз	Каскадний ДППН
T_W	$T_W = 4V_{in}$	$T_W = 2V_{in} + V_O$
P_{CL}	$P_{CL} = 2\left(I_{L_1}^2 + \frac{\Delta I_{L_1}^2}{12}\right)R_{DSon}$	$P_{CL} = 2\left(I_{L_o}^2 + \frac{\Delta I_{L_o}^2}{12}\right)R_{DSon}$
E_{LW}	$E_{LW} = L\frac{128P_O^2(V_{in}-V_O)}{7V_{in}^3}$	$E_{LW} = L\frac{256P_O^2(V_{in}-V_O)}{7V_{in}^3}$
E_{CW}	$E_{CW} = 2C\frac{\left(1-2\frac{V_O}{V_{in}}\right)V_O^2}{3}$	$E_{CW} = C\frac{4\left(1-\frac{V_O}{V_{in}}\right)V_O^2}{7}$

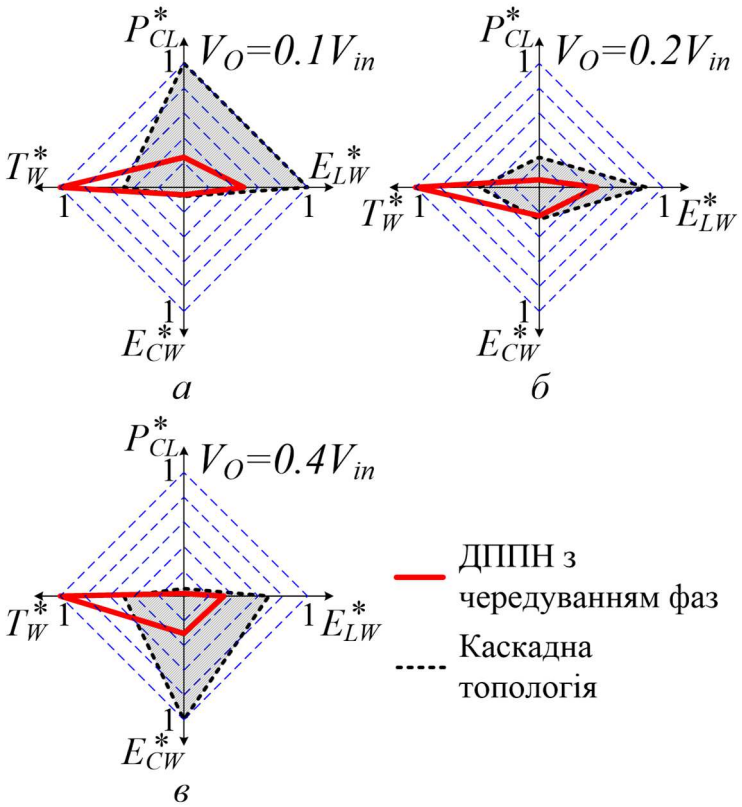

Рис. 3. Порівняльний аналіз з точки зору запропонованих критеріїв при постійній вихідній потужності для: $V_O = 0.1 \cdot V_{in}$ (а); $V_O = 0.2 \cdot V_{in}$ (б); для $V_O = 0.4 \cdot V_{in}$ (в)

Кращою з точки зору обраних критеріїв буде та топологія, яка має меншу площу фігури, показаній на діаграмі рис. 3. Порівняльний аналіз показав, що характеристики статичних втрат, об'єм індуктивних компонентів та конденсаторів для каскадного перетворювача є гіршими, ніж для топології з чередуванням фаз у всіх випадках розглянутих співвідношень між V_{in} та V_O. Каскадна топологія виграє лише по критерію сумарної напруги на всіх транзисторах. Відповідно, в роботі в подальшому розглядалася топологія двонаправленого перетворювача з чередуванням фаз.

Методи розрахунку окремих елементів такої схеми вже відомі, так як кожна з фаз являє собою класичний синхронний перетворювач, що може підвищувати (при розгляді схеми з одного боку) або

знижувати напругу (при розгляді з іншого боку). Однак, невирішеним на даний момент питанням є метод розрахунку індуктивностей, які можуть бути магнітозчепленими (з різним коефіцієнтом взаємоіндуктивності), або ж незалежними. Для цього було складено модель магнітозчепленої індуктивності, яка входить до складу двофазного ДППН з чередуванням фаз (рис. 4*а*). Інверсно магнітозчеплені індуктивності замінено на еквівалентну схему з індуктивностями витоку L_{lk1} та L_{lk2} та ідеальним трансформатором разом з однією індуктивністю намагнічення L_m. В розрахунках прийнято, що індуктивності однакові: $L_1=L_2=L_s$ та $L_{lk1}=L_{lk2}=L_{lk}$. Таку модель можна назвати "фізичною моделлю", оскільки кожен її елемент відповідає фізичній структурі. Ідеальний трансформатор у нашому випадку має співвідношення витків 1:1. У результаті розрахунків, проведених методом аналізу амплітуди струму на кожному із чотирьох режимів роботи, пульсації вихідного струму можна виразити як:

$$\Delta i_{L_o} = \frac{V_O}{L_{lk}}(1-2D)T_{SW}, \tag{3}$$

де D – коефіцієнт заповнення імпульсів керування, T_{SW} – період комутації силових ключів перетворювача. З цієї формули можна побачити, що коефіцієнт магнітозчеплення k не впливає на пульсації вихідного струму. Якщо L_{lk} дорівнює значенню індуктивності L_s, у випадку відсутності магнітозчеплення, пульсації вихідного струму у випадку відсутності зв`язку та з ним – рівні. Аналізуючи отримані результати в режимах роботи, можна побачити, що пульсації струму в індуктивності залежать від значень D і k. Якщо k збільшити до 1 (повне магнітозчеплення), струм обох індуктивностей стає рівним за фазою. Таким чином, коефіцієнт магнітозчеплення k має значний вплив на пульсації струму індуктивностей, хоча і не впливає на пульсації вихідного струму перетворювача.

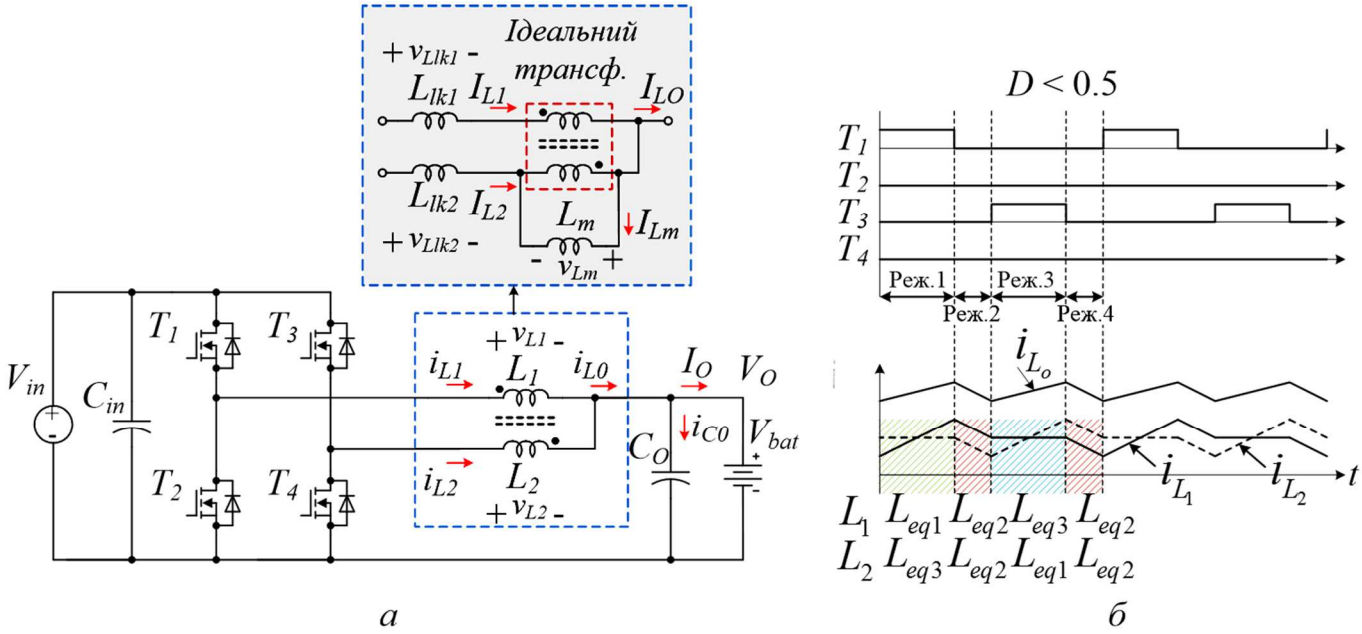

Рис. 4. Двонаправлений двофазний dc-dc перетворювач з чередуванням фаз та зустрічно магнітозчепленими індуктивностями (а), діаграми його роботи в режимі зниження напруги (б)

Пульсації струму в кожній фазі залежать від еквівалентної індуктивності. За результатами розрахунків встановлено, що еквівалентну індуктивність можна виразити наступним чином у режимі пониження напруги (заряду акумулятора, $D<0.5$) та в режимі підвищення напруги (розряду акумулятора, $D>0.5$):

$$\frac{L_{eq1}}{L_s}=\frac{1-k^2}{1-k\dfrac{D}{1-D}}\ (\text{для } D\le 0.5),\qquad \frac{L_{eq1}}{L_s}=\frac{1-k^2}{1-k\dfrac{1-D}{D}}\ (\text{для } D\ge 0.5). \tag{4}$$

Враховуючи відношення L_{eq1}/L_s для всього діапазону значень D, необхідно приділяти особливу увагу при виборі k для різноманітних застосувань перетворювачів. Для того, щоб зменшити пульсації струму, еквівалентна індуктивність індукторів L_1 та L_2 повинна бути максимальною. За результатами використання запропонованого аналітичного методу розрахунку оптимального магнітозчеплення парної кількості індуктивностей для перетворювача з чередуванням фаз визначено оптимальний коефіцієнт магнітозчеплення, що дорівнює 0.4, для портативної фотоелектричної системи з зустрічним включенням індуктивностей, напругою загальної шини 12 В та напругою акумуляторної батареї від 4 до 7.2 В.

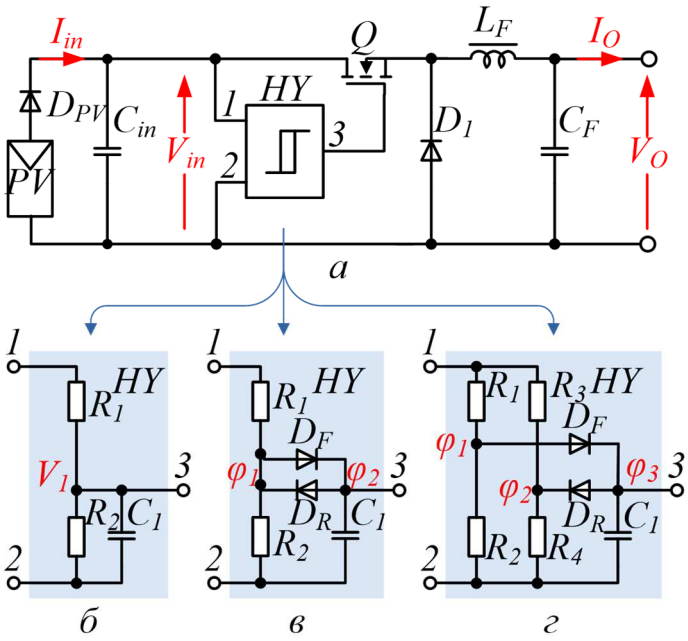

Рис. 5. Функціональна схема запропонованого оптимізатора потужності (а), способи реалізації гістерезисного елемента HY (б)-(г)

У третьому розділі розглянуто особливості реалізації топології нового бездатчикового оптимізатора потужності. На рис. 5 представлена функціональна схема запропонованого гістерезисного оптимізатора потужності, який складається з вхідного буферного конденсатора (C_{in}), гістерезисного елемента (HY), транзистора (Q), діода (D_1), фільтра низьких частот (L_F, C_F). Три запропоновані схеми реалізації гістерезисного елемента показано на рис. 5*б-г*. Нижній рівень порогової напруги (V_{TL}) та верхній рівень порогової напруги (V_{TH}) вибираються відповідно до бажаної ширини і положення смуги гістерезису відносно ФЕП $P=f(V)$ та максимальної потужності, напруги та струму (P_{MPP} , V_{MPP} та I_{MPP}, відповідно). Наприклад, на рис. 6 показана робота оптимізатора в гістерезисній смузі, яка відповідає потужності, отриманій з ФЕП, меншій, ніж $0.9P_{MPPT}$. У цьому випадку порогове значення вихідної потужності буде рівним $0.9P_{MPPT}$. Використовуючи значення графіків P-V та I-V для V_{TH}, V_{TL}, можна знайти значення струмів верхнього та нижнього порогів (I_{TH}, I_{TL}) для панелі ФЕП.

Для постійного навантаження запропонований оптимізатор може працювати в трьох різних режимах в залежності від співвідношення між параметрами навантаження та панелі (Рис. 6*а-в*): поза діапазоном, прямий і гістерезисний режими.

Запропонована гістерезисна схема має ряд переваг. Перш за все, схема включає в себе пасивні і лише один активний (*Q*) елемент і може працювати в прямому режимі без втрат перемикання (рис. 6*б*) у випадку певного навантаження, що дозволяє отримати високий коефіцієнт корисної дії. Запропонована схема не має будь-яких датчиків струму; положення гістерезисної смуги можна легко регулювати шляхом налаштування резисторів R_1 і R_2.

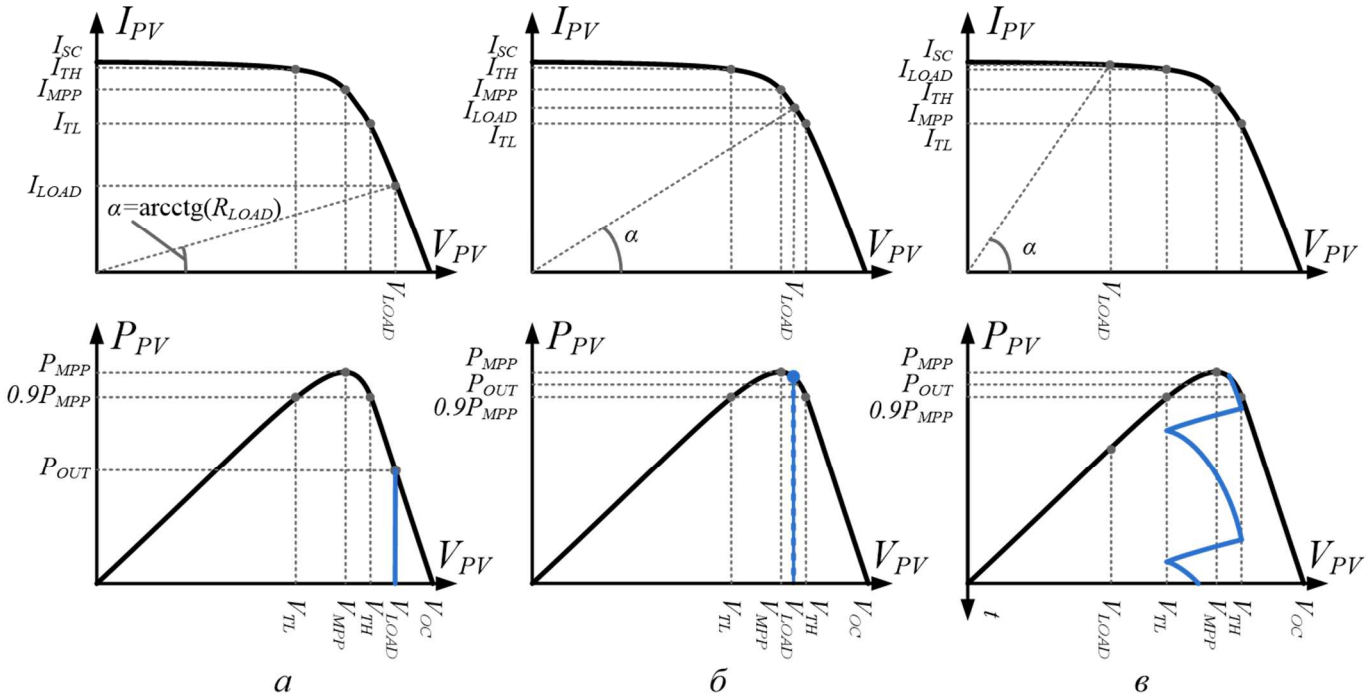

Рис. 6. Режими роботи оптимізатора: режим за межами робочої точки (OR режим) (а); постійний режим (DIR режим) (б); гістерезисний режим (HYS режим) (в)

У четвертому розділі запропоновано системи керування для малопотужного портативного фотоелектричного джерела живлення: класичну з використанням ПІД регулятора, та систему керування на основі передбачення по моделі (КПМ, або Model Predictive Control, MPC). Повна модель запропонованої топології двонаправленого перетворювача була проаналізована за допомогою методу усереднення малосигнальної лінеаризованої моделі в просторі станів в безперервному режимі та в режимі граничної провідності. Будь-яка усереднена модель в просторі станів може бути представлена в матричній формі:

$$\begin{aligned} x^T(t) &= [i_2 \quad i_{LM} \quad V_{CDC}] \\ u^T(t) &= [i_{DC} \quad V_B] \\ y^T(t) &= [i_2 \quad i_B \quad V_{DC}] \end{aligned}, \qquad \begin{cases} K\dfrac{dx(t)}{dt} = A_i x(t) + B_i u(t) \\ y(t) = C_i x(t) + E_i u(t) \end{cases}, \tag{5}$$

де K, A_i, B_i, C_i, E_i – коефіцієнти матриць на i-ому інтервалі; $x(t)$ – сталий вектор; $u(t)$ – вектор вхідних змінних; $y(t)$ – вектор вихідних змінних.

Застосувавши перетворення Лапласа та враховуючи, що вхідні вектори на початку рівні нулю, передавальна функція для малосигнальної моделі в загальному випадку матиме вигляд:

$$\begin{bmatrix} G_{i2}(s) \\ G_{iB}(s) \\ G_{VDC}(s) \end{bmatrix}_{\tilde{u}(s)=0} = C \cdot (s \cdot I - A)^{-1} \cdot M. \qquad (6)$$

У першому наближенні структура системи керування представлена на рис. 7 – замкнена система керування з ПІД регулятором. У цьому випадку не контролюється струм розряду акумулятора, але вимірюється він лише для оцінки стану заряду батареї (State of charge, SOC).

Представлена система керування двонаправленим перетворювачем була налаштована за допомогою програми Matlab SISOtool. Основними критеріями були мінімальне перерегулювання і мінімальна статична похибка. Система не може бути налаштована на бажані параметри лише з ПІ регулятором, тому використовувався ПІД регулятор.

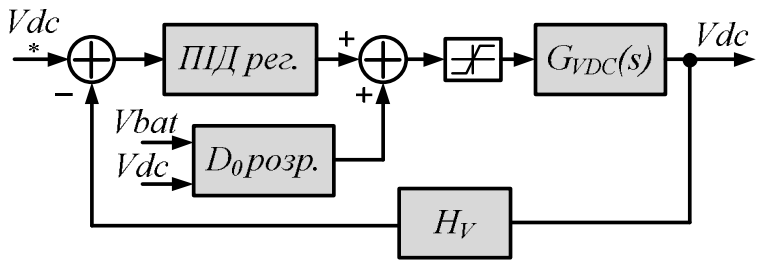

Рис. 7. Структура системи керування з ПІД

Запропонований алгоритм КПМ може бути описаний наступним чином. Вимірюються основні параметри системи (напруга постійного струму, напруга і струм акумулятора) та один параметр (струм навантаження). Ці дані подаються на вхід моделі дискретного часу, модель прогнозує напругу постійного струму для різних значень робочого циклу, після чого застосовується функція витрат та обмеження. Виведення функції витрат є предметом мінімізації, функція, яка дає мінімальне значення, визначає робочий цикл керуючого сигналу. Нарешті, ШІМ сигнал генерується та розподіляється серед силових транзисторів перетворювача. Структура запропонованої системи керування показана на рис. 8.

Алгоритм КПМ використовує стратегію відхилення горизонту для обчислення робочого циклу для поточного етапу вибірки. Для того, щоб отримати довготривалий прогноз без надмірного обчислювального навантаження, була використана екстраполяційна стратегія. Обчислювальна складність однієї контрольної ступені КПМ була знайдена з наступної формули:

$$N_{comp} = \sum_{i=0}^{N_S-1} N_q^{(N_S-i)} + N_q^{N_S} N_e, \qquad (7)$$

де N_{comp} – загальна кількість вимірів V_{DC} для однієї контрольної ступені алгоритму КПМ, N_q – кількість рівнів квантування робочого циклу.

Враховуючи всі особливості реалізації алгоритму КПМ, а також беручи до уваги обмежені обчислювальні можливості мікроконтролера, функція вартості була обрана таким чином, що показує еволюцію помилки за кінцевим прогнозним горизонтом із сумою абсолютних значень:

$$J(k)=\sum_{i=k}^{k+N_p-1}\left(p_a\left\|v_{ref}-v_{DC}(i+1|k)\right\|+p_b\left\|D_s(i-1)-D_s(i)\right\|\right), \quad (8)$$

де p_a – масова помилка виходу напруги та p_b зміна ваги робочого циклу.

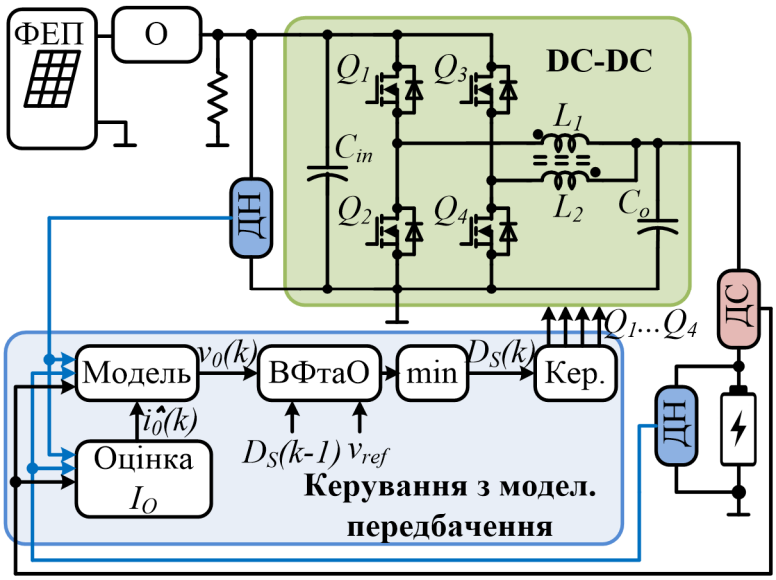

Рис. 8. Структурна схема запропонованої системи керування на основі КПМ для ДППН

Запропонований алгоритм КПМ був реалізований у Matlab Simulink. Використовуючи модель Matlab, була досліджена ефективність алгоритму керування при наступних параметрах двонаправленого перетворювача постійної напруги: L_1=L_2=3.5 мкГн з коефіцієнтом магнітозчеплення k=-0.4, C_{in}=1100 мкФ, опір кожного індуктора сумарно з опором відкритого каналу MOSFET становить R=0.11 Ом. Акумулятор має номінальну напругу 6.6 В та ємність 1.5 А·год, а початковий стан заряду складає 50%. Період вибірки T_{SW}=20 мкс. Максимальне навантаження перетворювача P=100 Вт, опорна напруга v_{ref}=12 В. Для роботи КПМ горизонтом прогнозування обрано N_p=4 (з N_s=2 та N_e=2), а також вагові коефіцієнти p_a=1 і p_b=0.5.

В роботі було перевірено старт перетворювача з 50% від максимального навантаження. Як видно з рис. 9*а*, напруга постійного струму досягає контрольного значення менше, ніж через 1,5 мс без значного перерегулювання.

Короткочасний імпульс струму акумулятора на початку перехідного періоду (рис. 9*б*) може пояснюватися великою ємністю вихідного конденсатора ланцюга оптимізатора фотоелектричних панелей, що розглядається алгоритмом КПМ як навантаження. Для цього навантаження було змінено з 10% до 100% його максимальної величини за один крок. З рис. 9*в* можна побачити, що великі зміни навантаження практично не впливають на вихідну напругу (зміна напруги постійного струму становить лише 0,3 В, або 2,5 % від опорної напруги). На рис. 9*г* показано додатковий ріст струму акумулятора через падіння напруги на внутрішньому опорі акумулятора.

Моделювання системи для різних умов навантаження показує, що напруга на шині постійної напруги має пульсації біля 150 мВ (для аналогічної системи з ПІД регулятором – 200 мВ), а статична похибка складає близько 60 мВ (для ПІД регулятора – 70 мВ). Наявність статичної похибки пояснюється тим, що алгоритм КПМ не має інтегральної компоненти, а напруга прогнозування відрізняється від виміряної через спрощену модель перетворювача, що використовується в процедурі прогнозування.

У п'ятому розділі на основі теоретичних досліджень, моделювання оптимізатора потужності та двонаправленого двофазного перетворювача з різними

системами керування розглянуто розроблені експериментальні макети. Наведено результати експериментальних досліджень та вимірів ККД оптимізатора та двофазного перетворювача з чередуванням фаз на основі GaN транзисторів.

Експериментальний прототип оптимізатора потужності показано на рис. 10*а*. Було проаналізовано ефективність запропонованого оптимізатора потужності для різних навантажень та рівня випромінювання S=1000 Вт/м^2 та температури T=25, 35 та 50 °С, використовуючи PV-симулятор як джерело енергії. V_{OC} та I_{SC} були встановлені на PV-симуляторі відповідно до технічних характеристик використаних гнучких ФЕП. Термозображення показано на рис. 10*б*. Як видно, головним джерелом втрат є діод D_1 та індуктивність L_F. Оптимізація цих компонентів може зменшити загальні втрати та додатково підвищити ефективність запропонованого оптимізатора потужності.

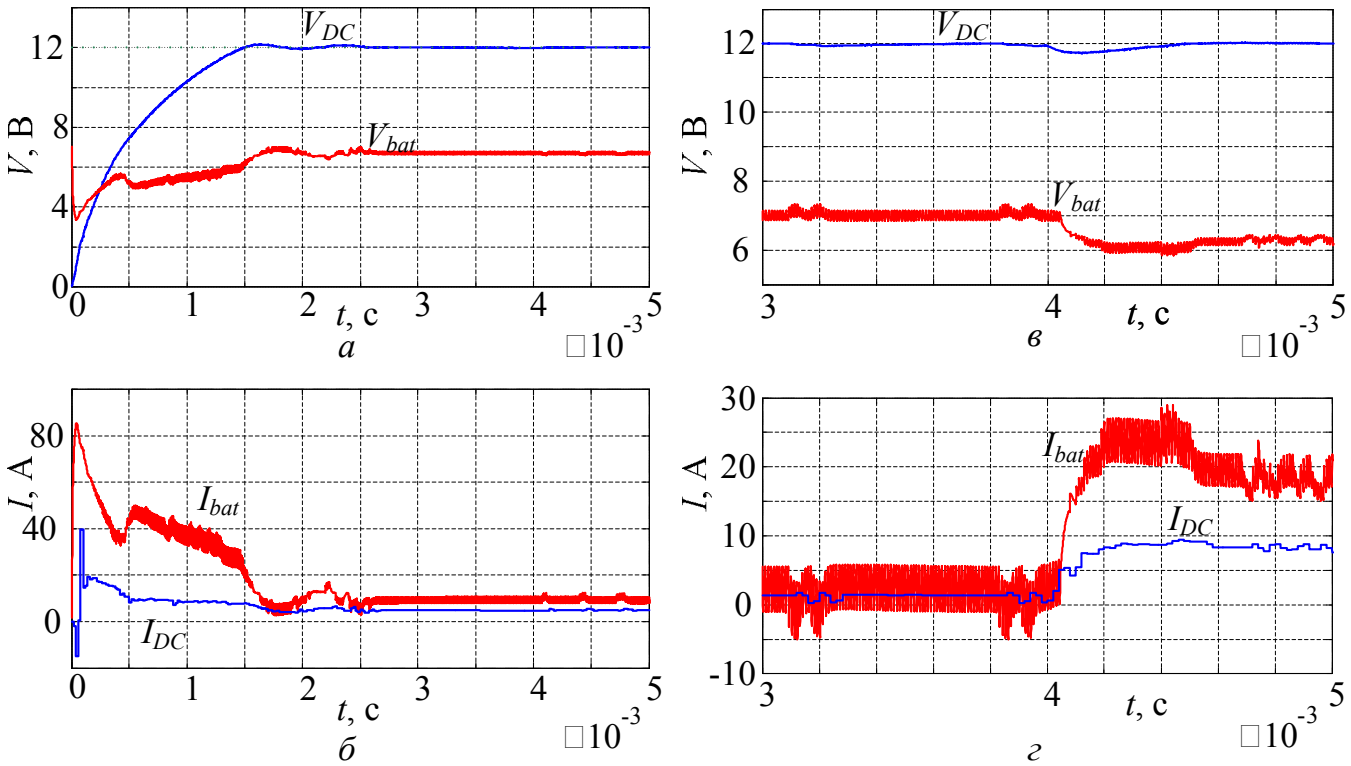

Рис. 9. Процес запуску перетворювача та зміни струму навантаження

ККД графіків відстеження ТМП для запропонованого оптимізатора в умовах V_{mdl}=18.5 В, V_{TL}=16.5 В, V_{TH}=18.7 В, S=1000 Вт/м^2 та зміни активного навантаження R_L в діапазоні 4...15 Ом, у випадках T=25 °С, 35 °С і 50 °С (криві 1, 2, 3, відповідно) зображено на рис. 10*в*. Часові діаграми роботи експериментального прототипу оптимізатора потужності для двох опорів навантаження показані на рис. 10*г*. Як видно, у випадку меншого R_L схема працює в режимі гістерезису, сигнал на затворі MOSFET включає і виключає понижуючий перетворювач. Вище навантаження (R_L=26 Ом) переводить схему у прямий режим, коли MOSFET майже постійно відкритий і енергія перетікає до виходу без модуляції в перетворювачі. У випадку подальшого збільшення опору навантаження схема буде працювати в позадіапазонному режимі, який не відображений на експериментальних часових діаграмах. У цьому випадку MOSFET транзистор також буде відкритий весь час.

На рис. 11*а* показано теплові зображення та розроблений прототип потужністю 100 Вт (вихідна напруга, V_O = 4..7.2 В; вхідна напруга, V_{in} = 12 В; максимальний

вихідний струм, I_O = 15 А; максимальна вихідна потужність, P_{Omax} = 100 Вт; частота комутації, f_{SW} = 500 кГц), який побудований на GaN транзисторах GS61008P. В якості накопичувача було обрано 2 акумулятори $LiFePO_4$ 18650 компанії A123 Systems, з'єднані послідовно, з робочою напругою від 2 В до 3.6 В та номінальною напругою 3.3 В.

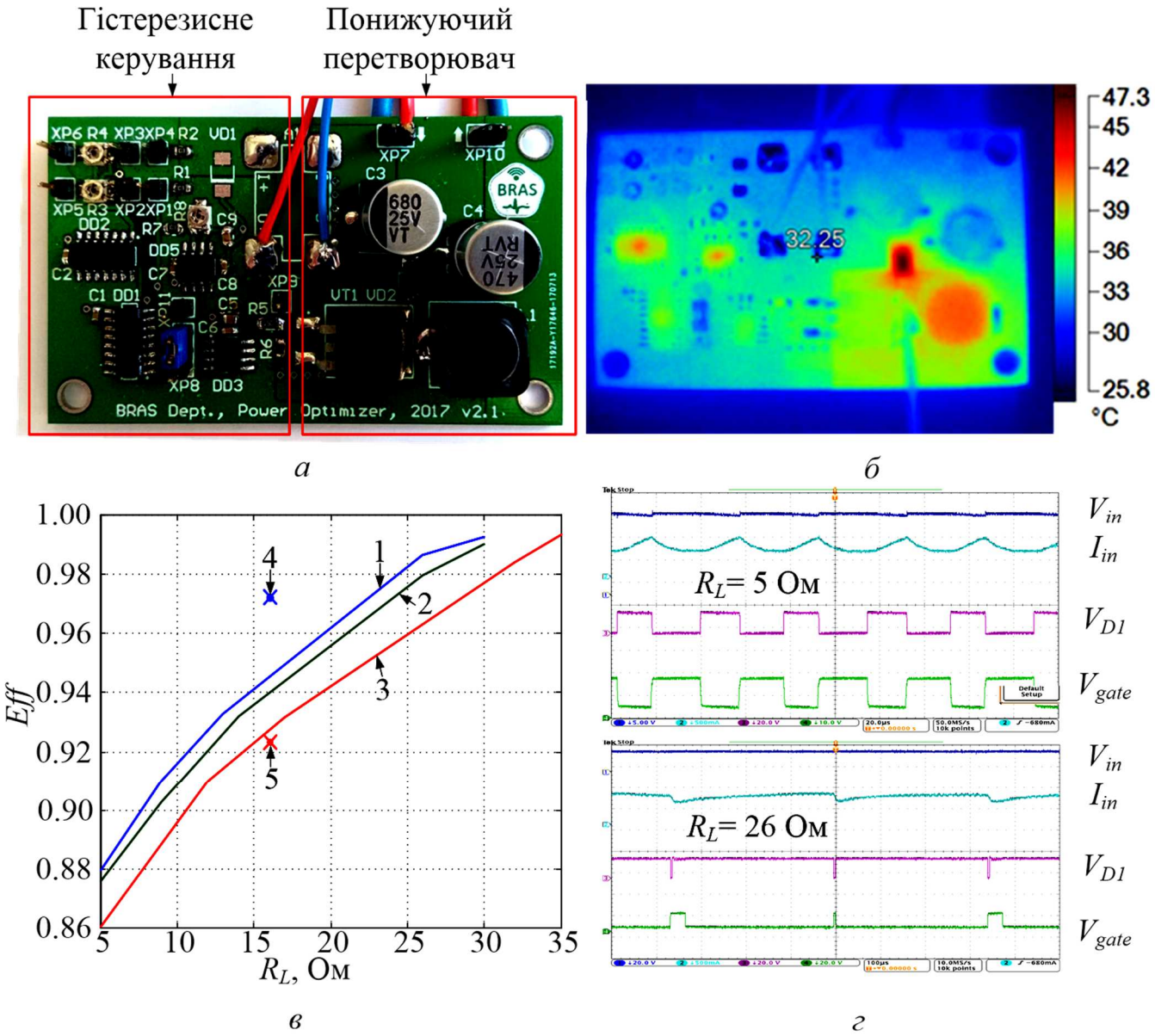

Рис. 10. Експериментальний прототип оптимізатора потужності (а); термозображення для S=1000 Вт/м^2, R_L=5 Ом, T=25 °C (б); графіки ККД для V_{mdl}=18.5 В, V_{TL}=16.5 В, V_{TH}=18.7 В, де 1-3 – експериментальна ефективність відстеження ТМП, 4-5 – розрахунки відстеження ТМП, для випадків: 1,4 – T=25 °C, 2 – T=35 °C, 3, 5 – T=50 °C (в), експериментальні діаграми для R_L=5 і 26 Ом (г)

Для оцінки сумарних втрат потужності в перетворювачі та достовірності правильного вибору топології коефіцієнт корисної дії вимірювався надточним аналізатором потужності Yokogawa WT1800 (рис. 12*а*). Загальний розподіл втрат у перетворювачі при максимальному навантаженні показано на рис. 12*б*. Слід зазначити, що зазначений ККД не включає в себе втрати в системі керування, які становлять близько 0.54 Вт. Статичні втрати було розраховано, використовуючи

виміряний струм, робочий цикл, опір відкритого стану транзистора. Аналогічним чином було виміряно втрати на резистивному датчику струму, який використовувався для вимірювання струму акумулятора.

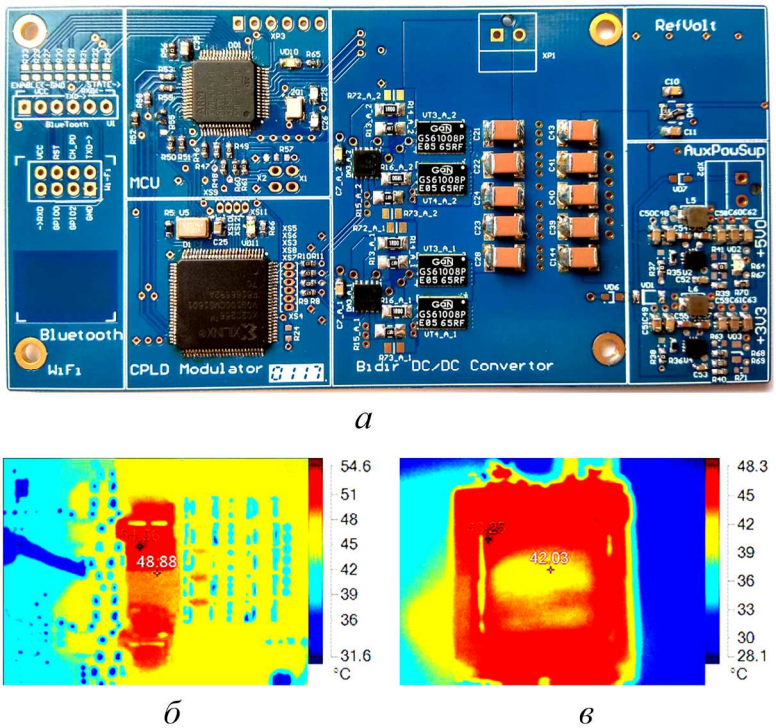

Рис. 11. Розроблений прототип двонаправленого перетворювача з чередуванням фаз потужністю 100 Вт (вид зверху) (а), теплові зображення: при повному навантаженні транзисторів (б), індуктора (с)

Розрахунок динамічних втрат на перемикання транзистора було виконано з використанням параметрів транзистора та осцилографу Tektronix MSO 4043B з пасивними зондами та струмовим щупом Tektronix TCP0030A з пропускною здатністю не менше 100 МГц. Втрати у індукторі були розраховані шляхом віднімання статичних втрат, втрат в транзисторах та датчику струму від загальних втрат. Отримані результати були перевірені за допомогою аналізу термальних зображень, виміряних тепловізорною камерою Fluke Ti10 (рис. 11*б*, рис. 11*в*). Теоретично отримані результати показують гарну кореляцію з термічним аналізом.

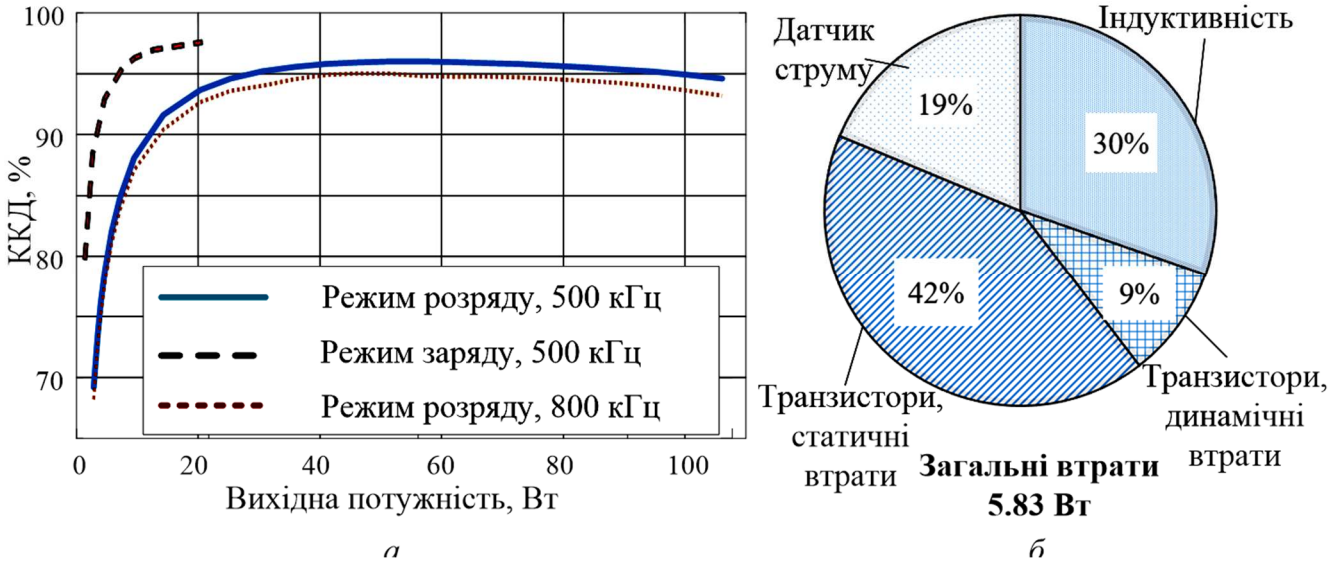

Рис. 12. Загальний коефіцієнт корисної дії двофазного двонаправленого перетворювача з чередуванням фаз (без врахування втрат системи керування) (а), розподіл втрат в перетворювачі при максимальному навантаженні 100 Вт (б)

Таким чином, експериментально підтверджено можливість досягнення високої ефективності перетворення електричної енергії для низьковольтних перетворювачів напруги на базі GaN транзисторів у складі портативних фотоелектричних систем. ККД розробленого двонаправленого перетворювача напруги на базі двофазної топології з чередуванням фаз складає до 97.6 % у режимі зарядки акумуляторів від фотоелектричних панелей та до 96.0 % у режимі живлення навантаження від АКБ.

У **додатках** представлено список опублікованих праць за темою дисертації, акт впровадження результатів дисертаційної роботи в учбовий процес, а також акт проведення польових досліджень тестового зразка двонаправленого перетворювача.

ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі вирішено актуальне наукове завдання підвищення ефективності перетворювачів напруги у складі портативних джерел живлення шляхом оптимізації напівпровідникових перетворювачів за комплексом показників якості. Отримані нові науково підтверджені теоретичні та практичні результати, які є важливими для подальшого розвитку теорії та практики фотоелектричних систем малої потужності. Дані результати дозволили створити нові перетворювачі для портативних систем живлення на основі фотоелектричних елементів, які відрізняються від відомих перетворювачів більш високими значенням ККД та питомої потужності, а також системою керування з високою швидкодією та точністю керування.

При цьому, отримано наступні наукові та практичні результати:

1. Розглянуто основні напрями розвитку портативних перетворювачів на основі відновлювальних джерел, показана доцільність та перспективність використання гнучких фотоелектричних панелей в якості джерела енергії. Встановлено, що для портативних джерел живлення малої потужності на основі ФЕП доцільно використовувати неізольовані топології, які забезпечують мінімальні статичні втрати потужності та мінімальні масо-габаритні показники пасивних компонентів.

2. Вперше запропоновано обґрунтування доцільного вибору топології напівпровідникового перетворювача з урахуванням комплексу основних показників його якості, який включає в себе статичні втрати, перенапругу на напівпровідникових компонентах та масо-габаритні показники пасивних компонентів, та дозволяє порівняти топології напівпровідникових перетворювачів з однаковими заданими параметрами. Встановлено, що за результатами запропонованого методу порівняння топологій перетворювачів, серед запропонованих топологій двонаправлена двофазна топологія перетворювача з чередуванням фаз та інверсно-магнітозчепленими індуктивностями, завдяки меншому коефіцієнту пульсацій струму і, як наслідок, меншим статичним втратам, є найбільш доцільною у порівнянні з іншими та відповідає потрібному діапазону регулювання напруги батареї.

3. Розроблено аналітичний метод розрахунку оптимального коефіцієнта магнітозчеплення парної кількості індуктивностей для двонаправленого перетворювача напруги з чередуванням фаз, що дозволяє розрахувати магнітозчеплену індуктивність з мінімальними розмірами при заданому коефіцієнті пульсацій струму.

4. Розроблено спрощену бездатчикову топологію перетворювача на основі гістерезису для слідкування за точкою максимуму відбору потужності. Показано, що такий оптимізатор потужності має високий ККД (90-97%) в широкому діапазоні

навантажень та спроможний значно зменшити розміри та вартість малопотужних фотоелектричних систем.

5. Встановлено, що система керування двонаправленим перетворювачем напруги в складі портативного фотоелектричного джерела живлення, яка побудована на основі методу передбачення по моделі, має більш високу швидкодію (1.5 мс), меншу статичну похибку (60 мВ) та менше перерегулювання при зміні навантаження (0.3 В) у порівнянні з класичними ПІ- та ПІД-регуляторами (2 мс, 70 мВ та 0.45 В відповідно). В той же час, використання системи керування на основі методів передбачення по моделі вимагає значних математичних розрахунків, що ускладнює її практичну реалізацію та призводить до збільшення обчислювальних затрат на керування, що варто враховувати при проектуванні портативних систем малої потужності.

6. На основі теоретичних досліджень розроблено експериментальний зразок портативної фотоелектричної системи живлення, яка складається з фотоелектричних перетворювачів, акумуляторних батарей, гістерезисного оптимізатору потужності, двонаправленого перетворювача напруги на базі GaN транзисторів, двофазної топології з чередуванням фаз та інверсним магнітозчепленням індуктивностей, який рекомендовано до впровадження в нових розробках ПАТ «ЧеЗаРа» та ТОВ «П'єзосенсор». Теоретичні та практичні результати дисертаційної роботи впроваджено в учбовий процес Чернігівського національного технологічного університету.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

1. Tytelmaier K., Husev O., Veligorskyi O., Khomenko M., Maladyka D. Optimal Coupling Coefficient Calculation for Inductances in Interleaved Bidirectional DC-DC Converters. *Технічна електродинаміка*. 2018. №. 4. P. 41-46.

2. Тительмаєр К., Гусев О., Велігорський О. Огляд неізольованих двонаправлених топологій перетворювачів для портативних застосувань на базі відновлювальних джерел електроенергії. *Технічні науки та технології*. 2018. №2(12). С. 176-189.

3. Тительмаєр К., Хоменко М. Порівняння методів керування двофазним двонаправленим перетворювачем постійної напруги з чередуванням фаз. *Технічні науки та технології*. 2018. №3(13). С. 196-209.

4. Matiushkin O., Husev O., Tytelmaier K., Kroics K., Veligorskyi O., Zakis J. Comparative Analysis of qZS-Based Bidirectional DC-DC Converter for Storage Energy Application. *Technological Innovation for Smart Systems. IFIP Advances in Information and Communication Technology*. 2017. Vol. 499. P. 409-418.

5. Kroics K., Husev O., Tytelmaier K., Zakis J., Veligorskyi O. An overview of bidirectional AC-DC grid connected converter topologies for low voltage battery integration. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*. 2018. Vol. 9(3). P. 1223-1239.

6. Veligorskyi O., Husev O., Shevchenko V., Tytelmaier K., Yershov R., Kosenko R., Vinnikov D. A novel hysteresis power point optimizer for distributed solar power generation. *Electrical, Control and Communication Engineering*. 2018. Vol. 14(1). P. 12-22.

7. Tytelmaier K., Husev O., Veligorskyi O., Khomenko M., Vinnikov D., Zakis J. Comparative Analysis of High Power Density Bidirectional DC-DC Converters for Portable Energy Storage Application. *Elektronika ir Elektrotechnika*. 2018. Vol. 24(5). P. 33-41.

Наукові праці апробаційного характеру:

8. Tytelmaier K., Husev O., Veligorskyi O., Yershov R. A Review of Non-Isolated Bidirectional DC-DC Converters for Energy Storage Systems. *Proc. of II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF-2016)*. 2016. P. 22-28. Kharkiv, 10-14 October 2016.

9. Tytelmaier K., Husev O., Veligorskyi O., Khomenko M., Khomenko O. Controller Design for Interleaved Bidirectional DC-DC Converter with Coupled Inductors. *in proc. of IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. 2017. P. 570-573. Kyiv, 29 May-2 June 2017.

10. Khomenko M., Veligorskyi O., Husev O., Tytelmaier K., Yershov R. Model Predictive Control of Photovoltaic Bidirectional DC-DC Converter with Coupled Inductors. *in proc. of IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. 2017. P. 578-583. Kyiv, 29 May-2 June 2017.

АНОТАЦІЇ

Тительмаєр К.О. Високоефективні перетворювачі напруги для портативних фотоелектричних систем. – На правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеню кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії. – Інститут електродинаміки Національної академії наук України, Київ, 2020.

Дисертаційна робота присвячена вирішенню важливого наукового завдання підвищення ефективності перетворення електричної енергії, отриманої з сонячного випромінювання у складі портативних джерел живлення шляхом оптимізації напівпровідникових перетворювачів за комплексом показників якості.

Запропоновано метод вибору топології напівпровідникового перетворювача за комплексом показників, який включає в себе статичні втрати, перенапругу на напівпровідникових компонентах, масо-габаритні показники пасивних елементів (пропорційні максимальній енергії що зберігається в конденсаторах та індуктивностях) та діапазон регулювання, що дозволяє порівняти топології напівпровідникових перетворювачів з однаковими вхідними параметрами. Для врахування масо-габаритних показників реактивних елементів, було зроблено припущення, що відносний розмір (об’єм) індуктивностей та конденсаторів пропорційний накопиченій в них енергії.

Вперше запропоновано новий гістерезисний оптимізатор відбору потужності для використання в системах пошуку точки максимуму потужності (СТМП) фотоелектричного перетворювача, який на відміну від існуючих СТМП має спрощену структуру, дозволяє не використовувати мікроконтролер в якості елементу керування, та не має в своєму складі датчиків струму. Експериментальні дослідження показали, що ККД запропонованого оптимізатора в широкому діапазоні інтенсивностей сонячного випромінювання та значень вихідного навантаження, складає 90-97 %.

Вперше запропоновано систему керування двонаправленим перетворювачем напруги у складі портативного фотоелектричного джерела живлення, яка відрізняється від існуючих тим, що використовує керування на основі методу передбачення по моделі (Model Predictive Control, MPC), та дозволяє зменшити статичну похибку та перерегулювання при зміні навантаження у порівнянні з регулятором на основі ПІД контролера.

Розроблено та експериментально досліджено експериментальний зразок портативної фотоелектричної системи живлення з коефіцієнтом корисної дії до 97.6 %, який складається з фотоелектричних перетворювачів, акумуляторних батарей, запропонованого гістерезисного оптимізатору потужності та двонаправленого перетворювача напруги на базі двофазної топології з чередуванням фаз. Проведені експериментальні дослідження підтвердили висновки, отримані за результатами теоретичних розрахунків та математичного моделювання.

Ключові слова: *двонаправлені перетворювачі електроенергії, GaN транзистори, слідкування за точкою максимуму потужності, фотоелектричні перетворювачі, керування з передбаченням по моделі.*

Tytelmaier K.O. High efficient dc-dc converters for portable photovoltaic applications. – The manuscript.

Dissertation for the degree of candidate of technical science in specialty 05.09.12 – semiconductor converters of electric energy. Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, 2020.

The dissertation is devoted to the solution of an important scientific task of increasing the conversion efficiency of electric energy obtained from solar radiation in the composition of portable power sources by optimization of semiconductor converters by complex indicators of quality.

For the objective and correct comparison of topologies, and also considering the voltages to voltage converters given in section 1, a method of choosing the topology of a semiconductor converter by a set of indicators was proposed, which includes static losses, overvoltage on semiconductor components, mass - overall dimensions of the passive elements (proportional to the maximum energy stored in the capacitors and inductors) and the adjustment range, which allows to compare the topologies of semiconductor converters with the same input parameters to take into account weight and overall performance of reactive elements, was assumed that the relative size (volume) inductances and condensing-tori proportional savings in their energy.

A new hysteresis power optimizer is proposed for use in the system for maximum power point tracking (MPPT) of a photovoltaic converter, which unlike existing MPPT has simplified structure, allows not to use MCU as a control element and does not have current sensors. An experimental study has shown that the efficiency of the proposed optimizer in the wide range of intensity of solar radiation and values of the output load is 90-97 %.

An advanced control system for bi-directional dc-dc converter for a portable photovoltaic power source was proposed, that differs from the existing by use Model Predictive Control (MPC), and reduces static error and overshoot during load change, comparing with conventional PID controller.

An experimental sample of a photovoltaic power supply system, consisting of photovoltaic converters, battery packs, a proposed hysteresis power optimizer and a bi-directional voltage converter based on two-phase interleaved topology, was developed and experimentally studied. The maximum efficiency was 97.6 %. The conducted experimental researches confirmed the obtained conclusions on the results of theoretical calculations and mathematical modeling.

Keywords: *bidirectional power converters, GaN transistors, maximum power point tracking, photovoltaic modules, model prediction control.*