

**Статичні характеристики послідовного та паралельного КРП-ПНС при
зміні параметрів резонансного контуру та навантаження**

Шифр: *Трансвольт*

АНОТАЦІЯ

Актуальність теми. Сучасний етап розвитку електроніки диктує жорсткі вимоги до розроблюваних пристроїв. У зв'язку зі зменшенням розміру електронних компонентів та збільшенням їх потужності виникає потреба в нових, більш ефективних методах перетворення електроенергії. Квазірезонансні імпульсні перетворювачі (КРІП) здатні забезпечувати високу ефективність перетворення електроенергії, що робить їх особливо привабливими для використання в різних пристроях. У даній науковій роботі будуть розглянуті різні топології перетворювачів, а також надано оцінку впливу резонансного контуру та навантаження на статичні характеристики КРІП.

Мета роботи – дослідження впливу параметрів резонансного контуру та навантаження на статичні характеристики КРІП.

Об'єкт дослідження – квазірезонансні імпульсні перетворювачі електроенергії.

Предметом дослідження є статичні характеристики імпульсних квазірезонансних перетворювачів.

Методи дослідження – моделювання квазірезонансних перетворювачів.

Ключові слова: квазірезонансні перетворювачі, перемикання при нульовому струмі, коефіцієнт перетворення напруги, імпульси керування, характеристичний опір, постійна часу.

ЗМІСТ

1	ВСТУП	3
2	ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ	7
3	МОДЕЛЮВАННЯ КРІП-ПНС	9
4	РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ ПОНИЖУЮЧОГО КРІП-ПНС	14
5	РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ ПІДВИЩУЮЧОГО КРІП-ПНС	22
6	ВИСНОВКИ	26
	СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	27

1 ВСТУП

У сучасному світі зростаючі вимоги до забезпечення енергоефективності та сталого розвитку вимагають розробки нових технологій перетворення електроенергії.

Перетворювачі напруги є важливими елементами сучасних електричних та електронних систем, які необхідні для ряду застосувань – енергетика, промисловість, відновлювальна енергетика та інше. Вони відіграють визначальну роль у забезпеченні ефективного перетворення електричної енергії з однієї форми в іншу.

Понижуючі перетворювачі безтрансформаторних імпульсних джерел живлення широко використовуються як джерела вторинного живлення в сучасних побутових, промислових, спеціалізованих як стаціонарних, так і бортових пристроях і системах.

Для перетворювачів важливими характеристиками є [1-3]:

- 1) енергетична ефективність – відношення вихідної потужності до споживаної;
- 2) коефіцієнт потужності – відношення активної потужності до суми активної та реактивної складових потужності;
- 3) масогабаритні параметри – відношення вихідної потужності до геометричного об'єму пристрою;
- 4) електромагнітна сумісність – вплив електронного пристрою на мережу живлення та інші пристрої під час його роботи;
- 5) рівень електромагнітних перешкод – небажані випромінювання через розподіл електромагнітного поля.

Вищенаведені характеристики можна покращити аналітично, шляхом оптимізації процесів циркулювання енергії всередині перетворювача;

конструктивно, застосовуючи нові рішення в компоновці, топології; технологічно – використовуючи сучасну елементну базу.

Значного покращення характеристик можна досягнути, використовуючи квазірезонансні імпульсні перетворювачі (КРІП), де перемикання силових транзисторів відбувається при нульовому струмі (ПНС) або при нульовій напрузі (ПНН)[4-8].

У порівнянні зі звичайними перетворювачами на основі широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), КРІП має більш високу робочу частоту, кращі масогабаритні параметри, менші втрати потужності в транзисторах і, нарешті, більш вузький спектр з нижчим рівнем гармонік випромінюваних електромагнітних перешкод. в мережу постачання та навколишнє середовище [1, 3, 9].

У той же час КРІП мають ряд важливих недоліків:

- 1) складність керування – необхідно налаштувати керуючий сигнал, щоб гарантувати відключення транзистора при нульовому струмі або нульовій напрузі[10-14];
- 2) діапазон регулювання напруги - максимальна частота роботи перетворювача, а отже і максимальний коефіцієнт перетворення напруги, обмежений тривалістю інтервалу ненульової провідності транзистора[3, 15-16];
- 3) діапазон зміни імпедансу навантаження – мінімальне значення обмежене характеристичним опором резонансного контуру, який встановлює межу між ПНС і не-ПНС режимами[16].

Для досягнення сформульованої мети даної роботи (яка наведена в анотації) необхідно вирішити наступні задачі:

- провести детальний огляд літератури, присвяченій проблематиці квазірезонансних імпульсних перетворювачів;

- виконати моделювання понижуючих квазірезонансних перетворювачів, що перемикаються при нульовому струмі (КРІП-ПНС);
- виконати моделювання підвищуючих квазірезонансних перетворювачів, що перемикаються при нульовому струмі (КРІП-ПНС);
- дослідити вплив параметрів резонансного контуру в діапазоні перетворення напруги з різним опором навантаження на статичні характеристики перетворювачів;
- проаналізувати вплив параметрів резонансного контуру та опору навантаження на режими роботи перетворювача (ПНС або без ПНС);
- отримати поверхні, що описують зв'язок між параметрами резонансного контуру, а також імпедансом навантаження та всіма описаними нижче характеристиками;
- порівняти вплив параметрів контуру та навантаження на підвищуючі та понижуючі КРІП-ПНС.

Наукова новизна – проведено порівняння впливу параметрів резонансного контуру та навантаження на характеристики КРІП для понижуючих і підвищуючих перетворювачів.

Практичне значення отриманих результатів:

- 1) отримані залежності будуть використані для заповнення пошукових таблиць у надійній замкнутій системі керування, що дозволяє лінеаризувати поведінку регулювання за великих збурень;
- 2) можна використовувати для успішного вибору потужних компонентів перетворювача відповідно до спостережуваних електричних характеристик і визначених струмів і напруг;
- 3) дана робота виконувалася в рамках науково-дослідної роботи «Системи електроприводів з покращеними енергетичними та

динамічними характеристиками спеціального застосування» (держ. рег. номер *Трансвольт*) та «Автономні системи електроживлення з високою ефективністю, покращеними характеристиками питомої потужності та підвищеною надійністю для спеціальних застосувань» (держ. рег. номер *Трансвольт*).

Апробація роботи.

- 1) IEEE 41st International Conference of Electronics and Nanotechnology 2022. 10-14 жовтня 2022 р. м. Київ, КПІ ім. Ігоря Сікорського.

Публікації.

- 1) *Трансвольт*,
- 2) *Трансвольт*,
- 3) *Трансвольт*,
- 4) *Трансвольт*,
- 5) *Трансвольт*.

2 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

Більшість публікацій, що присвячені квазірезонансним імпульсним перетворювачам (КРІП) фокусуються на проблематиці їх топологій та застосуванні [3-4, 17-20], проведено чимало досліджень, які порівнюють КРІП із іншими імпульсними перетворювачами [21], або описують основні принципи їх керування [22-24]. При цьому не розглянуто вплив силових компонентів на характеристики перетворювача, не надані рекомендації по їх підбору, а в роботах наведено лише кінцеві варіанти роботи перетворювачів. В цих роботах представлено лише розрахунок або моделювання електромагнітних процесів і кінцеві результати роботи перетворювачів.

В частині робіт [25-26] виконано чисельне моделювання понижуючого КРІП-ПНС, але процедура розрахунку параметрів компонентів та оцінка їх впливу на роботу не проводилася, внаслідок чого складно передбачити поведінку перетворювача при зміні умов роботи.

У [27] параметри резонансного контуру розраховані на основі циркулюючої енергії. При цьому на часових діаграмах показано, що транзистор не перемикається при нульовому струмі, тобто перетворювач працює в неоптимальному режимі. У [28] розглядається вплив співвідношення між резонансною індуктивністю та ємністю на максимальний струм транзистора, а також на кількість енергії, що передається навантаженню, але тільки це співвідношення.

Існує багато досліджень КРІП, як складових різних пристроїв. У роботі [29] проведено аналіз роботи підвищуючого КРІП-ПНС у системі фотоелектричного перетворення. Система балансування батареї на основі КРІП-ПНС представлена в [4]. Наведені вище документи спрямовані на вивчення продуктивності пристроїв у цілому, а не на КРІП.

У [21] проведено порівняння коректорів коефіцієнту потужності (ККП) на основі широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) та КРІП-ПНС, їх ефективність та спектри вхідних струмів. У [30] проаналізовано роботу різних топологій КРІП, наведено їх часові діаграми та залежність коефіцієнту корисної дії (ККД) від потужності навантаження. У [31] було розраховано енергоефективність традиційного підвищувального перетворювача з ШІМ і КРІП і показано, що КРІП має значно менші втрати енергії в транзисторному комутаторі та більший загальний ККД.

У роботі [15] показано, що параметри резонансного контуру мають визначальний вплив на динамічні характеристики підвищуючого КРІП-ПНС.

У роботах [32, 16] показано, що параметри резонансного контуру мають вирішальний вплив на динамічні характеристики та характеристики керування понижуючого КРІП-ПНС. Тим не менш, залежності максимального діапазону регулювання перетворювача в ПНС-режимі та прийняттого діапазону зміни опору навантаження, що дозволяє досягти заданого значення коефіцієнта передачі напруги при зміні параметрів резонансного контуру, ще не отримано.

Для успішного синтезу надійної системи керування, яка підтримуватиме широкі діапазони перетворення та керування разом із повнофункціональним набором швидких захистів, необхідно визначити та врахувати всі статичні нелінійності (особливо, для коефіцієнтів перетворення та параметрів керуючого сигналу), викликані наявністю резонансного контуру, що працює разом із силовими реактивними компонентами [16].

3 МОДЕЛЮВАННЯ КРІП-ПНС

Розглянемо модель напівхвильового КРІП-ПНС, пасивні та активні компоненти якого мають паразитні параметри (Рисунок 1). Ця модель дозволяє отримати часові діаграми будь-яких напруг і струмів, що циркулюють всередині перетворювача.

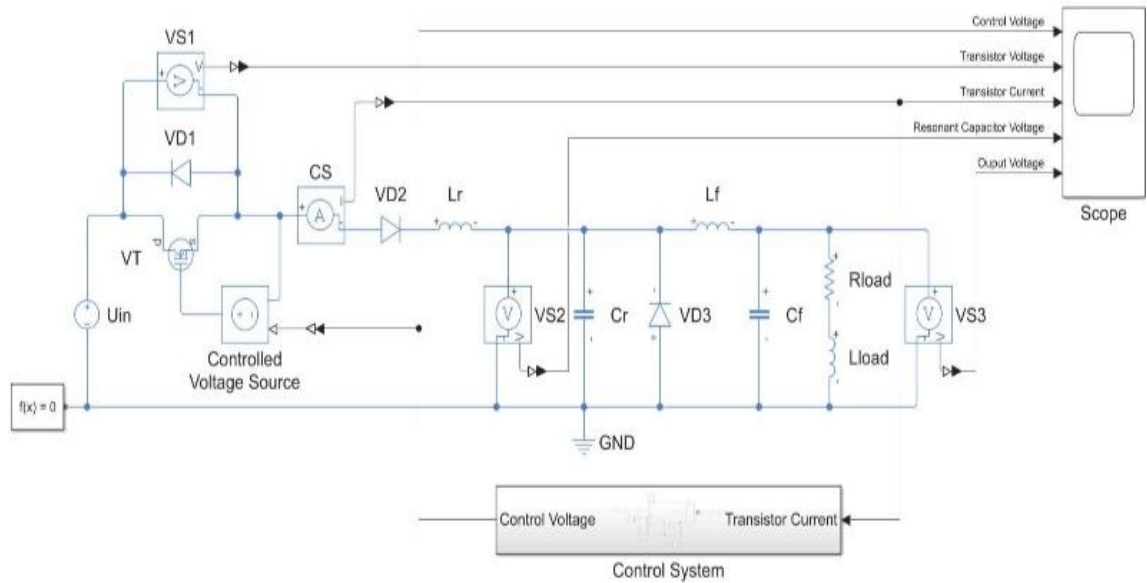


Рисунок 1 - Модель напівхвильового понижуючого КРІП-ПНС, складена в Matlab/Simulink

Для поточних дослідницьких цілей фіксованими параметрами є: вхідна напруга; значення індуктивності та ємності вихідного фільтра; і паразитні параметри транзистора. Номінальні значення параметрів перетворювачів вибрано на основі попередніх досліджень [9, 32-34]. Позначення компонентів понижуючого перетворювача з фіксованими параметрами разом з їх номінальними значеннями наведено в Таблиця 1.

У процесі моделювання понижуючого КРІП-ПНС змінюються наступні параметри: резонансна індуктивність та ємність, робоча частота системи керування та опір навантаження. Їх позначення, номінальні значення, паразитні параметри разом з діапазонами варіації наведені в Таблиця 2.

Діапазони зміни значень резонансної індуктивності та ємності, у свою чергу, були розраховані за такими двома параметрами резонансного контуру:

- постійна часу резонансного контуру:

$$\tau_r = \sqrt{L_r \cdot C_r}$$

- характеристичний імпеданс:

$$z_r = \sqrt{L_r / C_r}$$

Аналогічним є вплив резонансної індуктивності та ємності на тривалість відкритого стану транзистора та ненульових інтервалів провідності [32]. Тому під час цього дослідження в якості основного уніфікованого параметра вибрано постійну часу.

Баланс між значеннями опору навантаження та імпедансом обмежує максимальний коефіцієнт перетворення [33]. Отже, імпеданс є вторинним уніфікованим параметром, який дозволяє визначити значення резонансної індуктивності та резонансної ємності.

Значення робочої частоти перетворювача вибрано з розрахунку досягнення максимального коефіцієнта перетворення, але зберігається режим комутації при нульовому струмі.

Таблиця 1 - Символи та номінальні значення фіксованих параметрів використані в моделі понижуючого КРП-ПНС

Параметр	Символ	Значення
Вхідна напруга	U_{in}	30 В
Індуктивність фільтра	L_f	50 мкГн
Опір індуктора	R_{L_f}	20 мОм
Ємність фільтра	C_f	220 нФ
Провідність конденсатора	G_{C_f}	100 мкс
Опір транзистора	R_{VT}	1,5 Ом
Ємність «витік-витік» транзистора	C_{VT}	150 пФ

Таблиця 2 - Символи, номінальні значення та діапазони варіації змінних параметрів використані в моделі понижуючого КРП-ПНС

Параметр	Символ	Номінальн е значення	Діапазон варіації
Частота роботи	f_{OP}	1 МГц	0,1 ... 3,5 МГц
Постійна часу	τ	100 нс	30 ... 150 нс
Характеристичний опір	z_r	15 Ом	3 ... 24 Ом
Резонансна індуктивність	L_r	1,5 мкГн	0,7 ... 2 мкГн
Опір індуктора	R_{Lr}	10 мОм	-
Резонансна ємність	C_r	6,67 нФ	3 ... 9,5 нФ
Провідність конденсатора	G_{Cr}	200 мкс	-
Опір навантажень	R_{load}	15 Ом	3 ... 24 Ом
Індуктивність навантаження	L_{load}	1 мкГн	0 ... 1 мГн

Розглянемо модель напівхвильового підвищуючого КРП-ПНС (Рисунок 2). Вона побудована за тими ж принципами, які наведені вище.

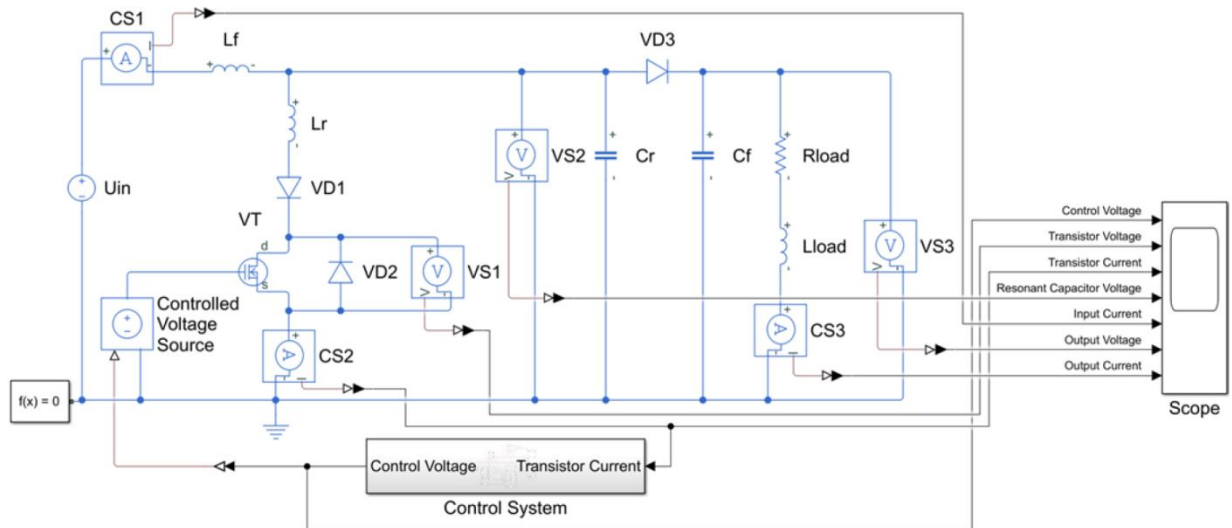


Рисунок 2 - Модель напівхвильового підвищуючого КРПН-ПНС, складена в MatlabSimulink

Номінальні значення параметрів підвищуючого перетворювача були обрані на основі попередніх досліджень [31, 15]. Для моделі підвищуючого КРПН-ПНС фіксованими параметрами є: вхідна напруга; значення індуктивності та ємності вихідного фільтра; і паразитні параметри транзистора. Значення фіксованих параметрів для підвищуючого перетворювача наведені Таблиця3, а змінних параметрів - Таблиця4.

Таблиця3 - Символи та номінальні значення фіксованих параметрів використані в моделі підвищуючого КРПН-ПНС

Параметр	Символ	Значення
Вхідна напруга	U_{in}	30 В
Індуктивність фільтра	L_f	1 мГн
Опір індуктора	R_{L_f}	100 мОм
Ємність фільтра	C_f	22 мкФ
Провідність конденсатора	G_{C_f}	100 нс
Опір транзистора	R_{VT}	1,5 Ом
Ємність транзистора «витік-витік»	C_{VT}	150 пФ

Таблиця 4 - Символи, номінальні значення та діапазони варіації змінних параметрів використані в моделі підвищуючого КРПП-ПНС

Параметр	Символ	Номінальн е значення	Діапазон варіації
Частота роботи	f_{OP}	0,1 МГц	0,1 ... 3,5 МГц
Постійна часу	τ	250нс	50 ... 500нс
Характеристичний опір	z_r	20Ом	5 ... 40Ом
Резонансна індуктивність	L_r	5 мкГн	0,5 ... 10мкГн
Опір індуктора	R_{Lr}	10 мОм	-
Резонансна ємність	C_r	30нФ	5 ... 50нФ
Провідність конденсатора	G_{Cr}	200 мкс	-
Опір навантажень	R_{load}	20Ом	5 ... 40Ом
Індуктивність навантаження	L_{load}	1 мкГн	0 ... 1 мГн

Значення робочої частоти перетворювача було обрано таким чином, як і для моделі понижуючого КРПП-ПНС.

4 РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ ПОНИЖУЮЧОГО КРІП-ПНС

Найважливішою статичною характеристикою імпульсного перетворювача є навантажувальна характеристика, тобто залежність коефіцієнта перетворення перетворювача від зміни імпедансу навантаження.

При виконанні двофакторного моделювання понижуючого КРІП-ПНС були досліджені наступні статичні характеристики: максимальне значення коефіцієнта перетворення напруги; відношення пікового значення струму транзистора до середньоквадратичного значення струму навантаження. Також додатково було досліджено такі характеристики: тривалість імпульсів керування; значення робочої частоти.

Для візуалізації залежності навантажувальної характеристики при зміні резонансного контуру та параметрів навантаження бажано отримати 3D-поверхні, коли поведінка спостережуваного параметра залежить від зміни двох інших.

Для цілей масштабованості системи керування на основі таблиці перегляду (LUT – Look-Up Table) залежить від області застосування перетворювача, також необхідно скласти аналітичні рівняння, що описують чисельно отримані 3D-поверхні.

Канонічна алгебраїчна структура рівняння, що описує деяку поверхню всередині LUT, є лінійною комбінацією експоненціальних, поліноміальних, тригонометричних та/або гіперболічних функцій, помножених на постійні коефіцієнти. Переважно коефіцієнти розраховуються на основі номінальних і паразитних значень RLC-компонентів перетворювача.

Для визначення нелінійного закону сформованої залежності виконується процедура апроксимації чисельно отриманих точок даних. Метою апроксимації є знаходження такого набору невизначених коефіцієнтів обраного апроксимуючого рівняння з відомою алгебраїчною структурою,

щоб аналітично описана поверхня збігалася з чисельно отриманою матрицею точок поверхні із заданою точністю.

Через їхнє наближення до нескінченності деякі тригонометричні та гіперболічні функції потребують апроксимації поліноміальною функцією непарного порядку для тангенса та гіперболічного синуса через властивість їхньої симетрії в початковій точці та поліноміальною функцією парного порядку для її властивості симетрії осі Y відповідно.

На рисунку 3 представлені поверхні, які описують поведінку статичних характеристик перетворювача при зміні постійної часу і повного навантаження з фіксованим значенням імпедансу.

Канонічна алгебраїчна структура рівняння, що описує поверхню коефіцієнта перетворення напруги з рисунку 3а, може бути складена як лінійна комбінація поліноміальних, експоненціальних і гіперболічних функцій наступним чином:

$$K_U = C_1 P_{11}(\tau_r, z_{load}) \cdot \exp(Q_{-1}(\tau_r)) \cdot \sinh(V_{-1} + (\tau_r)) + C_2 T_{11}(\tau_r, z_{load}) \cdot \exp(S_{-1}(\tau_r)) \cdot \cosh(W_{-1}(z_{load})) + \frac{R_{11}(\tau_r, z_{load})}{U_{11}(\tau_r, z_{load})} \quad (1)$$

Гіперболічні компоненти необхідно апроксимувати поліноміальною функцією у відповідному діапазоні аргументів. Крім того, поверхня повинна бути розбита на дві робочі зони: де комплексне навантаження вище, ніж імпеданс і ПНС-умова підтримує повний діапазон регулювання напруги (ПДРН); комплексне навантаження менше, ніж імпеданс і ПНС-режим можливий в обмеженому діапазоні регулювання напруги (ОДРН). Отримані коефіцієнти і навіть ступінь впливу окремих функцій для цих двох зон будуть різними. Наближене рівняння для зони ПДРН, отримане за допомогою MATLAB *fit()* алгоритму:

$$\begin{aligned} \hat{K}_U = & -1,946 \cdot 10^{-7} \cdot \frac{0,0191}{\tau_r} \cdot (10^6 \cdot \tau_r \cdot z_{load} + 10^8 \cdot \tau_r - 0,0277 \cdot z_{load} + \\ & 0,1496) \cdot \exp\left(\frac{6,534 \cdot 10^{-9}}{\tau_r}\right) + 3,732 \cdot 10^4 \cdot \tau_r \cdot z_{load} \cdot \exp\left(\frac{3,204 \cdot 10^{-9}}{\tau_r}\right) + \\ & \frac{10^6 \cdot \tau_r \cdot z_{load} + 10^8 \cdot \tau_r + 0,1131 \cdot z_{load} - 0,2698}{10^6 \cdot \tau_r \cdot z_{load} + 10^8 \cdot \tau_r + 0,1164 \cdot z_{load} - 0,489} \end{aligned} \quad (2)$$

Наближене рівняння для зони ОДРН, отримане за допомогою MATLAB *fit()* алгоритму:

$$\begin{aligned} \tilde{K}_U = & 10^{-9} \cdot \left(\frac{8,72 \cdot z_{load}}{\tau_r} - \frac{47,51}{\tau_r} + 0,29 \right) \cdot \exp\left(\frac{-1,47 \cdot 10^{-7}}{\tau_r}\right) + \\ & + \frac{10^7 \cdot \tau_r \cdot z_{load} + 10^8 \cdot \tau_r + 1,19 \cdot z_{load} - 1,59}{10^7 \cdot \tau_r \cdot z_{load} + 10^8 \cdot \tau_r - 0,71 \cdot z_{load} + 61,7} \end{aligned} \quad (3)$$

Як видно з рисунку3а та рівнянь, наведених вище, максимальне значення коефіцієнта перетворення напруги лінійно спадає разом із комплексним навантаженням в зоні ОДРН. Це пов'язано з тим, що для витримування ПНС-режиму необхідно зменшити коефіцієнт перетворення напруги [33].

При цьому максимальний коефіцієнт перетворення напруги практично не залежить від комплексного навантаження і залежить тільки від постійної часу в зоні ПДРН. Крім того, максимальне значення коефіцієнта перетворення напруги зростає разом із постійною часу всередині зони ПДРН.

Підсумовуючи вищесказане, для отримання більшого значення коефіцієнта перетворення напруги для конкретного перетворювача необхідно підібрати параметри РС для отримання більшого значення постійної часу. Водночас це збільшить тривалість керуючих імпульсів (рисунок3с) і, у свою чергу, обмежить частоту роботи перетворювача (рисунок3д).

На рисунку3в зона ОДРН – там, де коефіцієнт перетворення струму K_I зменшується, щоб зберегти умову ПНС.

Канонічна алгебраїчна структура для зазначеної вище залежності може бути записана так:

$$K_I = C_1 P_{11}(\tau_r, z_{load}) \cdot \exp(Q_{-1}(\tau_r)) \cdot \sinh(V_{-1} + (\tau_r)) + C_2 T_{11}(\tau_r, z_{load}) \cdot \exp(S_{-1}(\tau_r)) \cdot \cosh(W_{-1}(z_{load})) \quad (4)$$

Наближене рівняння для коефіцієнта перетворення струму, отримане за допомогою MATLAB *fit()* алгоритм:

$$K_I = 10^{-9} \cdot \left(\frac{1,77 \cdot z_{load}}{\tau_r} - \frac{35,35}{\tau_r} \right) \cdot \exp\left(\frac{-3,057 \cdot 10^{-8}}{\tau_r}\right) + z_{load} \cdot (-2,04 \cdot 10^{-3} \cdot z_{load} + 0,15) \cdot \exp\left(\frac{8,413 \cdot 10^{-9}}{\tau_r}\right) \quad (5)$$

Як видно з рисунку3b і рівняння (5), значення K_I лінійно зростає з z_{load} і гіперболічно зменшується разом з постійною часу у зоні ПДРН. Межу між зонами ПДРН та ОДРН для ідеального перетворювача можна знайти з рівняння:

$$K_I = 2 \quad (6)$$

Для реального перетворювача це значення може коливатися між 2.2 та 2.5.

З рисунку3c видно, що тривалість керуючих імпульсів лінійно залежить від постійної часу у всьому діапазоні варіації z_{load} . Як видно з рисунку3d, залежність робочої частоти є близькою до гіперболічної при варіації постійної часу, також можна виділити межу між двома робочими зонами.

На рисунку4 представлені поверхні, що описують поведінку статичних характеристик перетворювача при зміні імпедансу та опору навантаження з фіксованим значенням постійної часу.

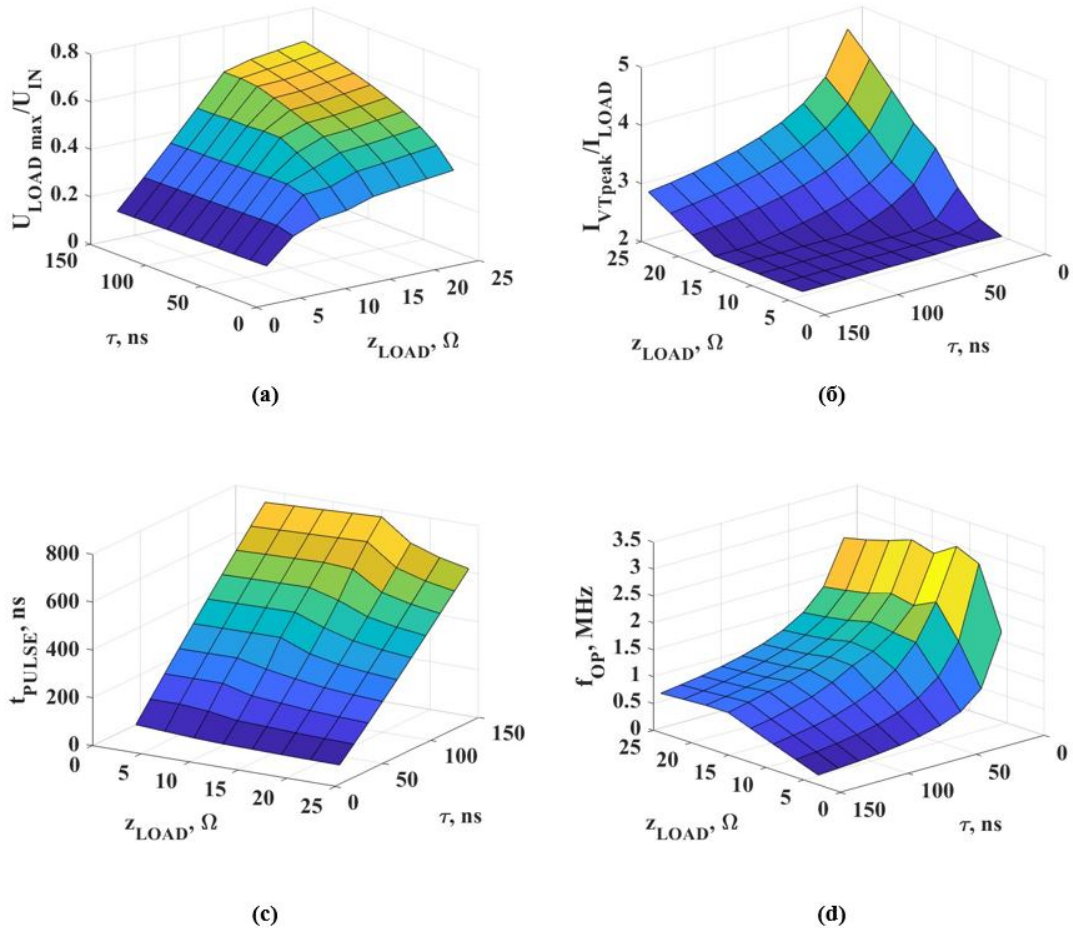


Рисунок 3 - Поверхні для максимального коефіцієнта перетворення напруги (а), пікового значення струму транзистора до відношення струму навантаження (б), тривалості імпульсів керування (с) і робочої частоти перетворювача (д) при зміні постійної часу резонансного контуру та опору навантаження перетворювача.

В першу чергу, з рисунку 4а видно, що максимальне значення коефіцієнта перетворення напруги різко зменшується в зоні низьких значень імпедансу. У цій зоні форма хвилі струму транзистора змінює свою поведінку з коливальної на аперіодичну, що унеможлиблює вимикання транзистора при нульовому струмі. З цієї причини система керування зменшує тривалість імпульсів керування, що, у свою чергу, зменшує коефіцієнт перетворення напруги. Це неробоча зона, тому її аналізувати далі не будемо.

Подібно до попереднього випадку, канонічна алгебраїчна структура рівняння, що описує поверхню коефіцієнта перетворення напруги з

рисунку4а можна описати як лінійну комбінацію поліноміальних, експоненціальних і гіперболічних функцій наступним чином:

$$K_U = C_1 P_{11}(z_r, z_{load}) \cdot \exp(Q_{-1}(z_r)) \cdot \sinh(V_{-1} + (\tau_r)) + C_2 T_{-11}(z_r, z_{load}) \cdot \exp(S_{-1}(z_r)) \cdot \cosh(W_{-1}(z_{load})) + \frac{R_{11}(z_r, z_{load})}{U_{11}(z_r, z_{load})} \quad (7)$$

Як і раніше, поверхня повинна бути розділена на зони ПДРН і ОДРН. Наближене рівняння для зони ПДРН, отримане за допомогою MATLABfit() алгоритму:

$$\hat{K}_U = -1,013 \cdot z_r^2 \cdot z_{load} \cdot \exp\left(-\frac{100,1}{z_r}\right) + \frac{1565}{z_r} \times (-9,043 \cdot 10^{-4} \cdot z_{load} + 9,146 \cdot 10^{-2}) \cdot \exp\left(-\frac{100,1}{z_r}\right) + \frac{-1,689 \cdot 10^{-3} \cdot z_r \cdot z_{load} - 0,207 \cdot z_r + 0,041 \cdot z_{load} + 4,967}{2,965 \cdot 10^{-3} \cdot z_r \cdot z_{load} - 0,562 \cdot z_r - 0,071 \cdot z_{load} + 13,84} \quad (8)$$

Наближене рівняння для зони ОДРН, отримане за допомогою MATLABfit() алгоритму:

$$\tilde{K}_u = -4,7 \cdot (1,28 \cdot z_{load} - 4,67) (-3,31 \cdot 10^{-3} \cdot z_r^2 + 4,8) \cdot \exp\left(\frac{-100,2}{z_r}\right) + \frac{10^4}{z_r} \cdot (8,89 \cdot 10^{-2} \cdot z_{load} - 0,332) \cdot \exp\left(\frac{-99,4}{z_r}\right) + \frac{5,191 \cdot z_{load} - 9,698}{9,494 \cdot z_{load}} \quad (9)$$

Як видно з рисунку4а та рівняння (7), максимальне значення коефіцієнта перетворення напруги лінійно зменшується разом зі значенням співвідношення комплексного навантаження до характеристичного імпедансу в зоні ОДРН. Це пояснюється зменшенням коефіцієнта перетворення напруги для утримання в ПНС-режимі.

При цьому максимум K_u є майже постійним у зоні ПДРН, оскільки значення постійної часу (на відміну від значення імпедансу) не змінювалося протягом цієї частини моделювання.

Підсумовуючи вищесказане, для отримання режиму роботи ПНС для конкретного перетворювача необхідно підібрати параметри RC таким чином,

щоб отримати значення імпедансу нижче ніж мінімальне значення комплексного навантаження. При цьому це значення не повинно бути занадто малим, інакше перетворювач перейде в неробочий режим.

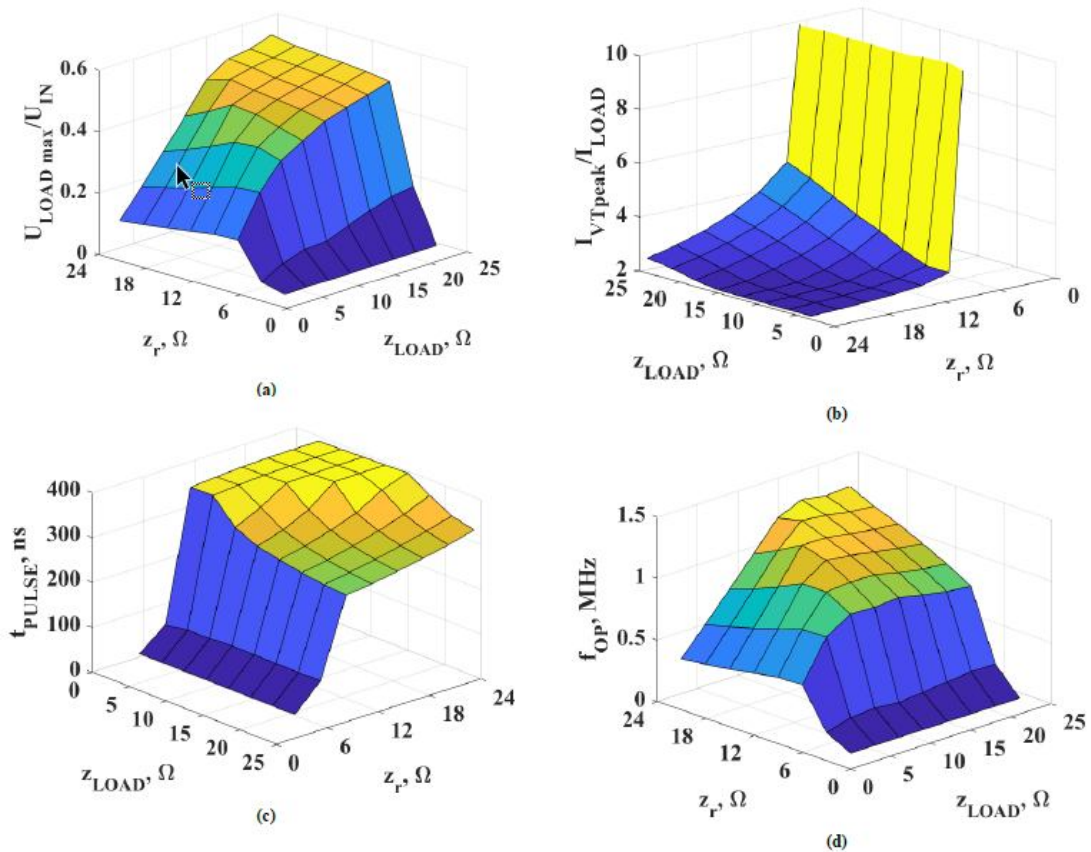


Рисунок 4 - Поверхні для максимального коефіцієнта перетворення напруги (а), пікового значення струму транзистора до відношення струму навантаження (b), тривалості імпульсів керування (c) і робочої частоти перетворювача (d) при зміні характеристичного опору резонансного контуру та імпедансу навантаження перетворювача

На рисунку 4b, співвідношення між піковим значенням струму транзистора та середньоквадратичним значенням струму навантаження різко зростає при низьких значеннях імпедансу, тому що струм транзистора зберігає свою величину, але значення струму навантаження значно зменшується. Також можна виділити межу між ОДРН і ПДРН, що відповідає умові (6).

Канонічна алгебраїчна структура цієї залежності може бути записана так:

$$K_I = C_1 P_{-11}(z_r, z_{load}) \cdot \exp(Q_{-1}(z_r)) \cdot \sinh(V_{-1}(z_r)) + C_2 T_{-11}(z_r, z_{load}) \cdot \exp(S_{-1}(z_r)) \cdot \cosh(W_{-1}(z_{load})) \quad (10)$$

Наближене рівняння для коефіцієнта перетворення струму, отримане за допомогою MATLAB *fit()* алгоритму:

$$K_I = 2.207 \cdot 10^{-4} \cdot \left(1,542 \cdot z_{load} + \frac{485.3}{z_r} \right) \times \\ \times (0,248 \cdot z_r - 2,337) \cdot \exp\left(\frac{13,09}{z_r}\right) + \\ + 0,186 \cdot z_{load} \cdot (1,296 \cdot z_{load} - 62,79) \cdot \exp\left(\frac{-58,48}{z_r}\right) \quad (11)$$

Ці значення майже лінійно зростає зі збільшенням Z_{load} і зменшується зі зростанням імпедансу. Відповідно, поточний коефіцієнт перетворення зростає зі збільшенням значення співвідношення Z_{load} до імпедансу.

Як видно з рисунку 4с тривалість керуючих імпульсів постійна в зоні ОДРН. У зоні ПДРН вона також не залежить від значення імпедансу, але зменшується експоненціально з Z_{load} . Крім того, виходячи з аналізу рисунку3d, максимальне значення робочої частоти знаходиться на межі зон ОДРН і ПДРН, де Z_{load} дорівнює імпедансу. Нарешті, в обох зонах робоча частота лінійно зменшується із значеннями імпедансу від цієї межі.

5 РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ ПІДВИЩУЮЧОГО КРІП-ПНС

Для візуалізації залежності навантажувальної характеристики при зміні параметрів резонансного контуру переважно отримати 3D-поверхні, коли поведінка спостережуваного параметра залежить від зміни двох інших.

Під час виконання двофакторного моделювання будуть досліджені такі статичні характеристики:

- максимальне значення коефіцієнта перетворення напруги;
- відношення пікового значення струму транзистора до середньоквадратичного значення вхідного струму.

Також будуть досліджені такі додаткові характеристики:

- тривалість імпульсів керування;
- значення робочої частоти.

На рисунку 5 представлені поверхні, що описують поведінку статичних характеристик перетворювача при зміні постійної часу резонансного контуру та опору навантаження при фіксованому значенні характеристичного опору резонансного контуру.

На рисунку 5а ми можемо побачити дві робочі зони, розділені такою умовою:

$$Z_{load} = Z_r \quad (12)$$

Якщо повний опір навантаження нижче характеристичного опору резонансного контуру, перехідна характеристика струму транзистора стає аперіодичною і перемикання при нульовому струмі неможливо – зона неробочого стану.

Якщо імпеданс навантаження більший за характеристичний опір, перехідна характеристика стає коливальною і досягається перемикання при

нульовому струмі – робоча зона. У цьому випадку можливість ПНС обмежена нерівністю:

$$I_{VT\ MAX} > 2I_N \quad (13)$$

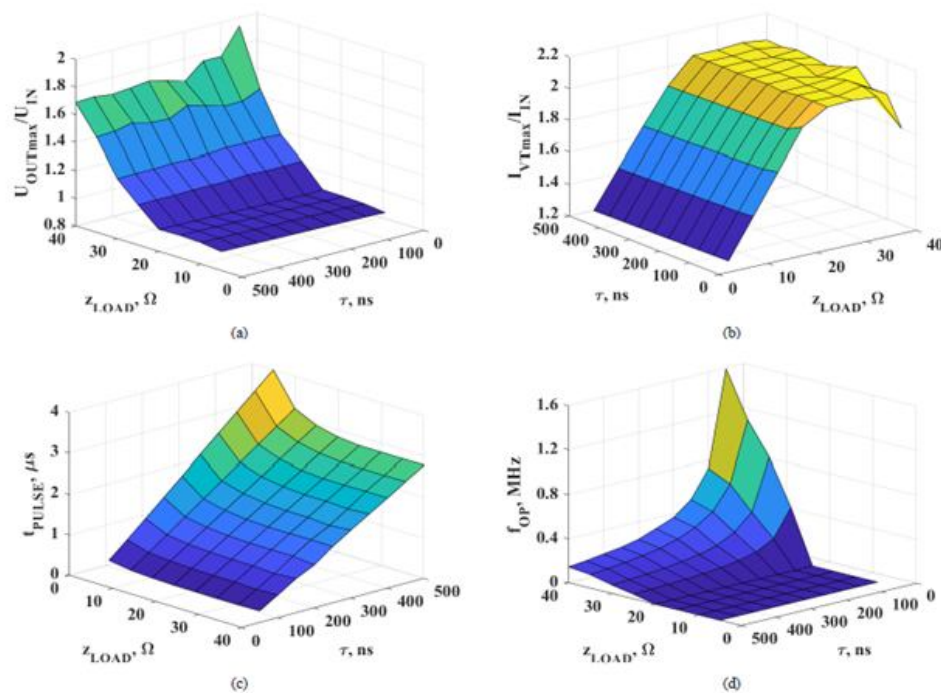


Рисунок 5 - Максимальний коефіцієнт перетворення напруги (а), пікове значення струму транзистора до співвідношення струму навантаження (б) і тривалість імпульсів керування (с) і робоча частота перетворювача (д) при зміні постійної часу резонансного контуру та імпедансу навантаження

З рисунку 5а видно, що максимальне значення коефіцієнта перетворення напруги зростає лінійно з опором навантаження і майже не залежить від постійної часу резонансного контуру. А в неробочій зоні коефіцієнт перетворення напруги приблизно дорівнює 1.

На рисунку 5b, як видно, умова (13) виконується лише в робочій зоні. У неробочій зоні співвідношення струмів лінійно залежить від опору навантаження і не залежить від постійної часу.

Тривалість імпульсів керування (рисунок 5с) лінійно зростає з постійною часу. Вона змінюється з опором навантаження тільки в неробочій зоні, яка нас не цікавить.

Робоча частота (рисунок 5d) експоненціально зменшується з постійною часу і квадратично зростає з опором навантаження. У неробочій зоні вона дорівнює мінімальному значенню.

На рисунку 6 представлені поверхні, що описують поведінку статичних характеристик перетворювача при зміні характеристичного опору резонансного контуру та опору навантаження з фіксованим значенням постійної часу резонансного контуру.

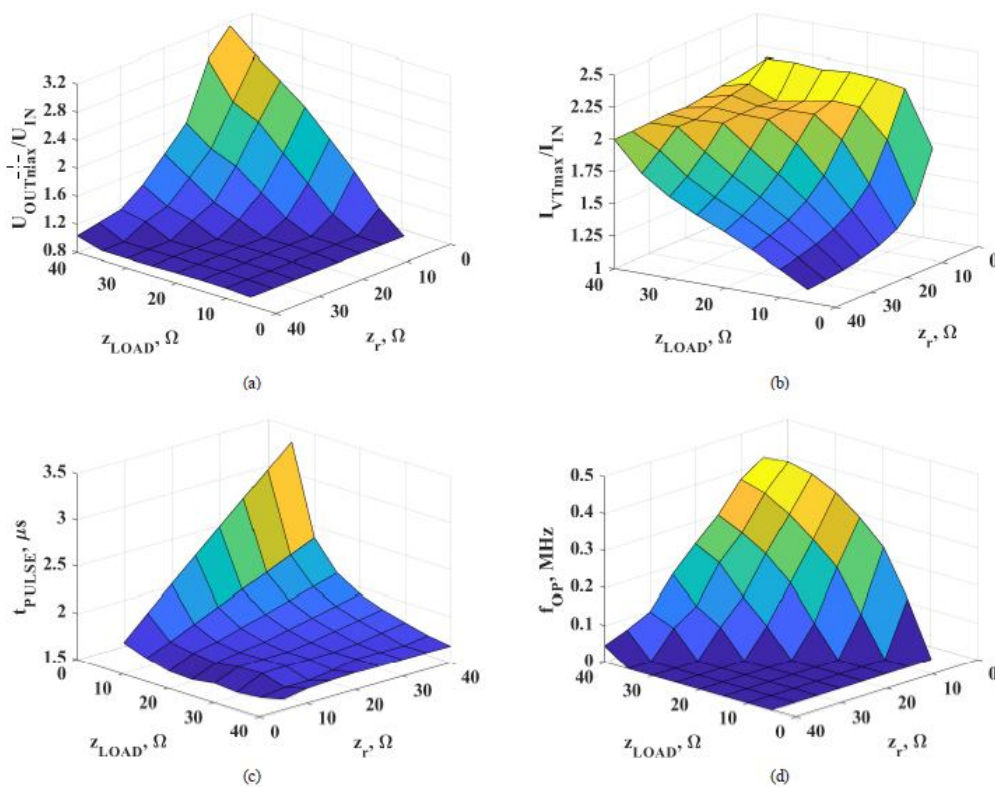


Рисунок 6 - Максимальний коефіцієнт перетворення напруги (а), пікове значення струму транзистора до співвідношення струму навантаження (б) і тривалість імпульсів керування (с) і робоча частота перетворювача (д) при зміні опору характеристики резонансного контуру та опору навантаження

На всіх поверхнях також чітко видно межу між робочою та неробочою зонами, що відповідає умові (12). У неробочій зоні маємо коефіцієнт перетворення напруги (рисунок 6а), який дорівнює 1. У робочій зоні максимальне значення коефіцієнта перетворення напруги зростає зі зростанням відношення опору навантаження до характеристичного опору.

Відношення максимального значення струму транзистора до середньоквадратичного значення вхідного струму (рисунок 6b) відповідає умові (13) в робочій зоні і становить трохи більше 2. У неробочій зоні це значення зменшується з пропорційно до значення імпедансу.

Тривалість імпульсів керування (рисунок 6c) суттєво змінюється в неробочій зоні, і майже не залежить від величини імпедансу у робочій зоні, оскільки постійна часу при цьому не змінюється.

Робоча частота (рисунок 6d) зростає пропорційно до опору у робочій зоні і має мінімальне значення в неробочій зоні.

Усі ці поверхні є важливими для успішного синтезу надійної системи керування, яка підтримуватиме широкі діапазони перетворення та керування разом із повнофункціональним набором швидкісних заходів. Під час синтезу необхідно визначити та врахувати всі статичні нелінійності (особливо для коефіцієнтів перетворення та параметрів керуючого сигналу), спричинені наявністю резонансного контуру, який працює разом із силовими реактивними компонентами.

Використання підходу на основі таблиці перегляду (LUT) для системи керування дає хороші результати та дозволяє спростити структуру ПД-регулятора (компонента динамічного керування) за рахунок компенсації всіх статичних нелінійностей об'єкта керування. Це дозволяє сформулювати пряму модель об'єкта керування, яка представлена як набір LUT, що зберігається у постійній пам'яті. Крім того, цей підхід містить вбудоване виявлення аномальних режимів роботи шляхом перевищення меж LUT під час процедури пошуку, наприклад, поза умовою ПНС.

6 ВИСНОВКИ

Методом числового моделювання вперше досліджено статичні характеристики напівхвильового понижуючого та підвищуючого перетворювачів КРІП-ПНС, залежні від параметрів резонансного контуру та зміни імпедансу навантаження.

Отримано поверхні, що описують поведінку коефіцієнтів перетворення напруги перетворювачів при зміні постійної часу резонансного контуру, характеристичного опору резонансного контуру та опору навантаження для понижуючого перетворювача. Також отримано поверхні параметрів імпульсів керування, необхідних для забезпечення обраного режиму роботи перетворювача.

Складено канонічні алгебраїчні структури рівнянь, які аналітично описують зазначені статичні характеристики. Апроксимовані рівняння для коефіцієнтів перетворення напруги та струму залежно від аргументів, змінених під час числового моделювання, також були отримані за допомогою MATLAB *fit()* алгоритму.

Усі отримані залежності будуть використані для заповнення пошукових таблиць у надійній замкнутій системі керування, що дозволяє лінеаризувати поведінку регулювання за великих збурень.

Частина отриманих залежностей буде використана як частина коригувальних таблиць у надійній замкнутій системі керування, для визначення поведінки регулювання за великих збурень, а також для успішного вибору потужних компонентів перетворювача відповідно до спостережуваних електричних характеристик і визначених струмів і напруг.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- 1) Zhu, G., Ioinovici, A. Steady-state characteristics of switched-capacitor electronic converters. *Journal of Circuits, Systems, and Computers*, 1997, vol. 7, no. 2, pp. 69-91.
- 2) Yamnenko, Y.S., Tereshchenko, T.O., Fedin, I.S., Klepach, L.E. The influence of electrical energy quality to economic characteristics of isolated microgrid. *Tekhnichna elektrodynamika*, 2020, vol. 4, pp. 76-79.
- 3) Firmansyah, E., Tomioka, S., Abe, S., Shoyama, M., Ninomiya, T. Steady State Characteristics of Active-Clamped Full-Wave Zero-Current-Switched Quasi-Resonant Boost Converters. In 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, May 2009, pp. 556-560.
- 4) Yu.-Sh. Lee and G.-T. Chengee, "Quasi-Resonant Zero-Current Switching Bidirectional Converter for Battery Equalization Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 5, pp. 1213-1224, 2006.
- 5) H. Sugimura, S.P. Mun, S.K. Kwon, T. Mishima, and M. Nakaoka, "High-frequency resonant matrix converter using one-chip reverse blocking IGBT-based bidirectional switches for induction heating," in 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 3960-3966, IEEE, June 2008.
- 6) G. Mauromicale, A. Raciti, S.A. Rizzo, G. Susinni, F. Fusillo, A. Palermo, F. Scrimizzi, and R. Scollo, "Si and GaN Devices in Quasi Resonant Flyback Converters for Wall Charger Applications," in 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 3253-3258, IEEE, 2019.

- 7) K.N. Rao and V.C.V. Reddy, "Input Parallel Output Series QRC Fed DC Servo Drive," *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, vol. 10, pp. 127-133, 2005.
- 8) Sh.-M. Chen, Ts.-J. Liang, and K.-R. Hu, "Design, Analysis, and Implementation of Solar Power Optimizer for DC Distribution System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1764-1772, 2013.
- 9) Yu.O. Denisov, *Трансвольт*, V.V. Gordienko, L. Vershniak, and A.V. Dymerecs, "Estimation of parameters and characteristics of the factor correction factor based on pulsed and quasi-resonant power converters", *Tekhnichna elektrodynamika*, vol. 6, pp. 38-41, 2018.
- 10) S. Arulsevi, U. Govindarajan, and V. Saminath, "Development of Simple Fuzzy Logic Controller (SFLC) for ZVS Quasi-Resonant Converter: Design, Simulation, and Experimentation," *Journal of the Indian Institute of Science*, vol. 86, no. 3, p. 215, 2006.
- 11) I. Cervantes, D. García, and D. Noriega, "Linear Multiloop Control of Quasi-Resonant Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 5, pp. 1194-1201, August 2003.
- 12) M.A. Ayubirad, S.A. Siavoshani, and M.J. Yazdanpanah, "A Robust Passivity Based Control Strategy for Quasi-Resonant Converters," *IET Power Electronics*, 2021.
- 13) V.P. Voytenko, "Adaptive Quasi-Optimal Control in Pulse Converters with Artificial Neural Network Model of Power Part," *Tech. Electrodynamics*, no. 5, pp. 26-28, 2016.
- 14) *Трансвольт*, and A.V. Dymerecs. "Transistor Switches Quasi Control in Quasi-Resonant Pulse Converters." 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), 2019, pp. 789-792.
- 15) Dymerecs, A.V., *Трансвольт*., Yershov, R.D., Denisov, Yu.O., Roslik, O., Tryputen, M.M. Dynamic Characteristics of Zero-Current-

- Switching Quasi-Resonant Boost Converter under Variation of Resonant Circuit and Load Parameters. In 2020 IEEE 7th International Conference on Energy Smart Systems (ESS), 2020, pp. 283-288.
- 16) Dymerecs, A.V., Yershov, R.D., *Трансвольт*, Revko, A.S., Denisov, Yu.O. Control Characteristics of Zero-Current-Switching Quasi-Resonant Buck Converter under Variation of Resonant Circuit and Load Parameters. In 2021 IEEE 19th International Conference on Smart Technologies (EUROCON), 2021, pp. 443-448.
 - 17) Sugimura, H., Mun, S. P., Kwon, S. K., Mishima, T., &Nakaoka, M. (2008). High-frequency resonant matrix converter using one-chip reverse blocking IGBT-based bidirectional switches for induction heating. In 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference (pp. 3960-3966). IEEE.
 - 18) Mauromicale, G., Raciti, A., Rizzo, S. A., Susinni, G., Fusillo, F., Palermo, A., Scrimizzi, F., &Scollo, R. (2019). Siand GaN Devicesin Quasi Resonant Flyback Converters for Wall Charger Applications. In 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) (pp. 3253-3258). IEEE.
 - 19) Rao, K. N., &Reddy, V. C. V. (2005). Input parallel outputseries QRC fed DC servodrive. Journal of Theoretical and Applied Information Technology, 10, pp. 127-133.
 - 20) Chen, Sh.-M., Liang, Ts.-J., &Hu, K.-R. (2013). Design, Analysis, and Implementation of Solar Power Optimizer for DC Distribution System. IEEE Transactions on Power Electronics, 28(4), pp. 1764-1772.
 - 21) Denisov, Yu.O., *Трансвольт*, Gordienko, V.V., Vershniak, L., &Dymerecs, A.V. (2018). Estimation of parameters and characteristics of the factor correction factor based on pulsed and quasi-resonant power converters. Tekhnichna elektrodynamika, 6, pp. 38-41.
 - 22) Arulselvi, S., Govindarajan, U., &Saminath, V. (2006). Development of simple fuzzy logic controller (SFLC) for ZVS quasi-resonant

- converter: Design, simulation and experimentation. *Journal of the Indian Institute of Science*, 86(3), 215.
- 23) Cervantes, I., García, D., & Noriega, D. (2003). Linear multiloop control of quasi-resonant converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(5), 1194-1201.
 - 24) Ayubirad, M. A., Siavoshani, S. A., & Yazdanpanah, M. J. (2021). A robust passivity based control strategy for quasi-resonant converters. *IET Power Electronics*, 14(7), 1360-1370.
 - 25) E. Chu, X. Hou, H. Zhang, M. Wu, and X. Liu, "Novel Zero-Voltage and Zero-Current Switching (ZVZCS) PWM Three-Level DC/DC Converter Using Output Coupled Inductor," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1082-1093, 2014
 - 26) M.V. Sudarsan, ChSaiBabu, S. Satyanarayana, L. Suresh, "Design and Analysis of Zero Current Switching Based DC to DC Buck Converter," in *Journal of Automation & Systems Engineering*, vol. 8, no. 2, pp. 108-121, 2014.
 - 27) D. Farrakhov, K. Barabanov, A. Podguzov, I. Yamalov and R. Urazbakhtin, "Quasi-resonant buck converter for high power application," in *2020 International Conference on Electrotechnical Complexes and Systems (ICOECS)*, pp. 1-4. IEEE, October 2020.
 - 28) Himmelstoss, F.A. and Jungmayer, M., "Zero-Current-Switching Buck Converter," in *2019 International Conference on Electrical Drives & Power Electronics (EDPE)*, pp. 36-41. IEEE, September 2019.
 - 29) Bellini, A., & Bifaretti, S. (2007). A quasi-resonant ZCS Boost DC-DC Converter for Photovoltaic Applications. In *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics* (pp. 815-820). IEEE.
 - 30) L.H.S.C. Barreto, E.A.A. Coelho, V.J. Farias, J.C. deOliveira, L.C. deFreitas, J.B. Vieira "A Quasi-Resonant Quadratic Boost Converter Using a Single Resonant Network," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 2, pp. 552-557. IEEE, 2005.

- 31) Y.O. Denisov, V.V. Gordienko, *Трансвольт*, S.A. Stepenko, R.D. Yershov, A.O. Prokhorova, and O.A. Kostyrieva. "Power losses in MOSFET switch of quasi-resonant pulse converter with series resonant circuit." 2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), 2016, pp. 1-6
- 32) A.V. Dumerets, R.D. Yershov, *Трансвольт*, Yu.O. Denisov, S. Boiko, and V. Kuznetsov, "Dynamic Characteristics of Zero- Current-Switching Quasi-Resonant Buck Converter under Variation of Resonant Circuit and Load Parameters," in 2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), pp. 848-853. IEEE, April 2020.
- 33) A.V. Dumerets, R.D. Yershov, *Трансвольт*, A.S. Revko, Yu.O. Denisov, "Control Characteristics of Zero-Current-Switching Quasi-Resonant Buck Converter under Variation of Resonant Circuit and Load Parameters," in 2021 IEEE 19th International Conference on Smart Technologies (EUROCON), pp. 443-448. IEEE, July 2021.
- 34) *Трансвольт*, and A.V. Dumerets. "Transistor Switches Quasi-Control in Quasi-Resonant Pulse Converters," in 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), pp. 789-792. IEEE, April 2019