

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
«ХАРКІВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»  
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

**Васечко Євген Вікторович**

УДК 621.314.58

**ДИСЕРТАЦІЯ**  
**ДВОСТУПЕНЕВІ DC/AC ПЕРЕТВОРЮВАЧІ**  
**ПІДВИЩЕНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ**

Спеціальність 171 – Електроніка  
Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

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

 Є. В. Васечко

Науковий керівник  
Сокол Євген Іванович  
доктор технічних наук, професор

Харків – 2024

## АНОТАЦІЯ

*Васечко Є. В.* Двоступеневі DC/AC перетворювачі підвищеної ефективності. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії (PhD) за спеціальністю 171 – Електроніка (17 – Електроніка та телекомунікації). – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», Харків, 2024.

Дисертаційна робота присвячена вирішенню актуальної науково-прикладної задачі, пов'язаної з розробкою нових та удосконаленням існуючих схемотехнічних рішень і алгоритмів керування у DC-DC ступені перетворення та використання у DC-AC ступені спеціальних несинусоїдальних форм напруги.

*Мета роботи* – поліпшення енергетичних та якісних характеристик двоступеневих перетворювачів напруги, а саме:

- зменшення потужності статичних втрат в активних елементах DC-DC перетворювача;
- компенсації пульсацій вхідного струму;
- зменшення маси та габаритів перетворювача;
- зменшення потужності динамічних втрат в активних елементах DC-AC перетворювача за рахунок використання несинусоїдальних форм напруг;
- зменшення коефіцієнта гармонік вихідної квазісинусоїдальної напруги при використанні несинусоїдальних форм при одно і трифазному виконанні DC-AC ступені перетворення.

*Об'єктом дослідження* є процес перетворення енергії у двоступеневих DC/AC перетворювачах напруги.

*Предметом дослідження* є схемотехнічні рішення, алгоритми роботи, несинусоїдальні форми напруг у двоступеневих DC/AC перетворювачах.

У *вступі* обґрунтовано актуальність теми дисертації, визначені задачі дослідження, показано зв'язок роботи з науковими програмами, планами,

темами, наведено дані про наукову новизну, практичне значення, апробацію результатів та публікації.

У *першому розділі* проведено порівняльний аналіз властивостей та особливостей використання Voltage fed та Current fed топологій у ізольованих DC-DC перетворювачах. Показані переваги використання Current fed перетворювачів напруги, у тому числі багатофазні варіації, які дозволяють значно зменшити високочастотні пульсації вхідного струму та потужність втрат у ключових елементах, забезпечити сталу робочу напругу для ключових елементів та випрямних діодів в умовах діапазонної зміни вхідної напруги. Досліджені причини появи низькочастотної складової пульсацій вхідного струму у двоступеневих DC/AC перетворювачах напруги. Ці пульсації мають негативний вплив на джерела постійного струму, від яких здійснюється електроживлення, що вимагає використання спеціальних заходів для зменшення цих пульсацій.

У DC-AC ступені перетворення проведено порівняльний аналіз алгоритмів комутації в напівмостових перетворювачів. Показані переваги використання несинусоїдальних форм при формуванні вихідної напруги інвертора, завдяки яким є можливість зменшення динамічних втрат потужності в ключових елементах, а також досягнення більших значень коефіцієнта використання постійної напруги живлення. При цьому можливо отримати значення коефіцієнта спотворення синусоїдальності вихідної напруги, що не перевищує рівня, допустимого стандартом.

У *другому розділі* проведено аналіз найбільш розповсюджених ізольованих Current fed DC-DC топологій, у тому числі багатофазні варіації. Для порівняння їх енергоефективності запропоновано метод еквівалентного елемента, де група активних елементів у схемах з різною їх кількістю приводиться до одного узагальнюючого елементу. Це забезпечує рівнозначність схем при їх порівнянні, які побудовані з використанням різної схемотехніки і мають різне число фаз комутації. Отримані аналітичні вирази коефіцієнтів форми струмів, а також аналітичні та графічні залежності

відносної потужності втрат у транзисторах і діодах при фіксованій і змінній напрузі живлення. Порівняльна оцінка потужності статичних втрат в елементах показала, що найкращу енергоефективність мають топології Push-Pull і Half-Bridge в трифазному виконанні в умовах двократної зміни вхідної напруги.

Запропоновано нове схмотехнічне рішення 3-х фазного перетворювача, яке дозволяє зменшити кількість силових магнітних елементів за рахунок об'єднання в одному конструктивному елементі накопичувального дроселя та силового трансформатора. Показано, що нова схмотехніка зберігає переваги класичного багатофазного перетворювача, а саме: малі пульсації струму споживання, фіксована робоча напруга активних елементів та обмоток трансформатора відносно вихідної напруги, безперервна передача енергії через трансформатор. Теоретичним аналізом визначено, що порівняно з класичним перетворювачем трьохфазної топології Half-Bridge, запропонована топологія дозволяє знизити масогабаритний показник магнітних елементів на 43,5% в умовах двократної зміни вхідної напруги.

Запропоновано модель DC-DC перетворювача, яка описує процес виникнення низькочастотних пульсацій струму, на основі якої отримано залежності впливу параметрів моделі на рівень пульсацій та додаткову потужність втрат в DC-DC ступені, обумовлену їх наявністю. На її основі розроблено компенсаційний метод зниження низькочастотних пульсацій вхідного струму в одноконтурній системі стабілізації напруги на проміжному конденсаторі. Показаний механізм компенсації пульсацій, дія якого полягає у збільшенні вихідного опору DC-DC ступеня при введенні у створену модель компенсуючої напруги.

У *третьому розділі*, для DC-AC ступеня перетворення, запропоновано спосіб формування квазисинусоїдальної вихідної напруги у мостовому інверторі з трапецеїдальною формою напруг з лінійними та синусоїдальними фронтами у напівмостових перетворювачах, які зсунуті між собою на кут  $2\pi/3$ . Спосіб дозволяє формувати однофазну та трифазну напруги, і характеризується хорошим використанням напруги живлення, відповідністю вимог до якості

електроенергії по спектральному складу. Проведено аналіз характеристик якості вихідної напруги, визначені робоча область та оптимальні значення відносної тривалості фронтів, значення зниження відносної потужності динамічних втрат в елементах комутації в однофазному (відносно однополярної модуляції) та трифазному (відносно двополярної модуляції) виконаннях в залежності від інтервалів комутації. Розрахунки показують можливість зниження відносної потужності динамічних втрат до 0,148 (в 6,76 разів) у трифазному виконанні при коефіцієнті гармонік вихідної напруги 3,61%. Досліджена можливість зниження рівня вищих гармонік у спектрі та покращення форми вихідної квазисинусоїдальної напруги в мостовому інверторі шляхом деформації кривої формування фронтів трапецеїдальної напруги напівмостових перетворювачів. Визначено оптимальне поєднання значень параметра деформації та тривалості фронтів трапецеїдальної напруги, що дозволяє досягти у вихідній напрузі інвертора повного придушення вищих гармонік. При цьому зниження відносної потужності динамічних втрат складає 0,412 (зменшення в 2,4 рази) у трифазному виконанні.

Запропоновано спосіб формування синусоїдальної напруги в однофазному мостовому інверторі з комплементарними формами несинусоїдальної напівмостової напруги при комбінованому вигляді модуляції. Показано вплив співвідношення складових комбінованого виду модуляції на рівень синфазної завади та визначено умови досягнення найменшої її значення. Здійснено розрахунок відносної потужності динамічних втрат в елементах комутації та зниження габаритів дроселя у вихідному фільтрі від тривалості інтервалів комутації.

У *четвертому розділі* наведені експериментальні результати теоретичних досліджень DC-DC та DC-AC перетворювачів. DC-DC ступень перетворення реалізована на запропонованій топології 3-х фазного Current Fed DC-DC перетворювача з суміщеними магнітними елементами з вихідною потужністю 5кВт та вхідною напругою у діапазоні 80...160В. Отримані наступні результати:

- зменшення потужності втрат, які сягають різниці у 25Вт, порівняно з класичним Half-Bridge-3ph перетворювачем, у нижній частині вхідного діапазону напруги;

- зменшення маси використовуємих магнітних елементів у перетворювачі з 3,12кг до 2,45кг. При загальній вазі DC-DC ступеня перетворення виконаного за топологією Half-Bridge-3ph - 4,465кг, отримано зменшення маси до 3,79кг, або на 15%;

- використання компенсаційного методу знижує розмах низькочастотних пульсацій вхідного струму з 76А до 12,5А (у 6 разів) при вхідній напрузі 100В. Це дозволило знизити потужність втрат у DC-DC перетворювачі з 305Вт до 250Вт (зменшення на 55Вт) у нижній частині вхідного діапазону напруги живлення.

Експериментальна перевірка DC-AC ступеня перетворення проведена на макеті однофазного мостового перетворювача з вихідною потужністю 3кВт, яка дала наступні результати:

- найменшу потужність втрат має спосіб формування вихідної напруги з трапецеїдальними формами напівмостових напруг зі зсувом  $2\pi/3$  та лінійними формами фронтів. При вихідній потужності 3кВт потужність втрат складає 67Вт (при оптимальній тривалості формування фронтів  $\pi/5$ ), тоді як при синусоїдальній однополярній модуляції – 75Вт, тобто на 8Вт менше. Також при цьому способі формування вміст вищих гармонік у спектрі вихідної напруги має найбільше значення серед досліджених форм і має коефіцієнт гармонік вихідної напруги 4,5%;

- запропонований спосіб формування вихідної напруги з використанням несинусоїдальних комплементарних форм у напівмостових перетворювачах має на 1-2Вт більшу потужність втрат, ніж при використанні синусоїдальної однополярної модуляції. Але цей спосіб має можливість зниження масо-габаритного показника DC-AC ступеня перетворення за рахунок зменшення розмірів фільтра у каналі формування трапецеїдальної напруги напівмостового перетворювача (згідно з дослідженням у розділі 3.3).

У висновках наведено основні результати наукової роботи щодо вирішення поставлених наукових задач дослідження.

За результатами дослідження отримано такі *наукові результати*:

1. *Вперше* запропоновано метод еквівалентного елемента для порівняння потужності статичних втрат у активних елементах DC-DC перетворювачів (MOSFET ключі, випрямні діоди) із принципово різною їх кількістю та робочими напругами у топологіях, який дозволяє забезпечити рівнозначність елементів і наблизити до реальних результати порівняльних оцінок.

2. *Вперше* проведено порівняльний аналіз потужності статичних втрат в активних елементах ізолюваних DC-DC перетворювачів різних топологій, у тому числі з різним числом фаз комутації, в умовах діапазонної зміни вхідної напруги і з використанням метода еквівалентного елемента, що забезпечує адекватність порівняння топологій з різною кількістю активних елементів.

3. *Вперше* запропоновано та досліджено компенсаційний метод зниження низькочастотних пульсацій вхідного струму в одноконтурній системі стабілізації напруги у DC-DC перетворювачі у складі двоступеневої топології. Метод дозволяє простим алгоритмічним шляхом збільшити у перетворювачі вихідний опір на змінному струмі і цим зменшити низькочастотні пульсації вхідного струму та втрати потужності у DC-DC ступені перетворення.

4. *Отримані* залежності рівня вищих гармонік у спектрі вихідної напруги мостового інвертора від тривалості інтервалів комутації трапецеїдальної напруги у напівмостових перетворювачах з лінійною та синусоїдальною формою фронтів. Ці залежності дозволяють обрати оптимальну тривалість інтервалів комутації для отримання мінімального значення коефіцієнта гармонік вихідної напруги при одночасному зменшенні потужності динамічних втрат у IGBT ключах при формуванні однофазної і трифазної квазісинусоїдальної напруги.

*Запропоновано* нову аналітичну функцію спеціальної форми фронтів трапецеїдальної напруги, при застосуванні якої досягається повне придушення вищих гармонік і формується синусоїдальна напруга при одночасному

зниженні потужності динамічних втрат.

5. *Вперше* запропоновано використання у однофазному мостовому DC-AC перетворювачі комплементарних форм з не синусоїдальними напругами у напівмостових перетворювачах при комбінованій модуляції, що дозволяє зменшити масогабаритні показники дроселя у вихідному фільтрі. Досліджені умови досягнення мінімального рівня динамічних втрат в елементах комутації при допустимому рівні синфазної завади.

*Практичне значення отриманих результатів у галузі електроніки* полягає в наступному:

- сформульовані практичні рекомендації для вибору топології DC-DC перетворювача в умовах діапазонної зміни вхідної напруги;

- розроблено нову топологію ізольованого 3-х фазного DC-DC ступеня перетворення із суміщенням у єдиному конструктивному магнітному елементі вхідного дроселя та силового трансформатора, що покращує масогабаритні показники перетворювача;

- запропоновано схемотехнічне рішення енергоефективного активного обмежувача напруги зі зниженою потужністю статичних втрат у елементах комутації;

- сформульовані рекомендації для вибору форми фронтів та їх тривалості при використанні трапецеїдальної напруги у напівмостових перетворювачах DC-AC ступеня перетворення, які дозволяють суттєво знизити потужності динамічних втрат в елементах комутації при допустимому рівні коефіцієнта гармонік, або отримати повне придушення вищих гармонік у вихідній напрузі і формування ідеальної синусоїдальної форми.

Результати дисертаційної роботи використані на НВП «Імпульс» (м. Запоріжжя) при розробці та виробництві двоступеневих DC/AC перетворювачів напруги з потужністю 1-10 кВт (акт про використання матеріалів дисертаційної роботи при виробництві перетворювачів від 21.02.2024 р., представлений у додатку дисертаційної роботи).

*Ключові слова:* перетворювач, інвертор, широтно-імпульсна модуляція,

енергоефективність, статична і динамічна потужність втрат, трапецеїдальна напруга, комплементарна не синусоїдальна форма, гармонійні спотворення.

### *Список публікацій здобувача*

*Наукові праці, які відображають основні наукові результати дисертації:*

1. Васечко Е.В. Снижение низкочастотных пульсаций входного тока DC-DC преобразователей в составе инверторов / Колосов В.И., Васечко Е.В. // *Енергозбереження. Енергетика. Енергоаудит*. Харків, 2013. Т.1, №8 СВ. С.130-137.

2. Васечко Е.В. Формирование квазисинусоидального напряжения в мостовых инверторах / Колосов В.И., Васечко Е.В. // *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Харків, 2017. Вип. 27 (1249). С.318-323.

3. Васечко Є.В. Підвищення якості вихідної квазисинусоїдальної напруги в мостовому інверторі / Колосов В.І., Васечко Є.В. // *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Серія: *Нові рішення в сучасних технологіях*. Харків, 2018. Т.1, № 26 (1302). С. 95-102. DOI: <https://doi.org/10.20998/2413-4295.2018.26.14>.

4. Vasechko E.V. Selection an Effective Implementation of a Multiphase Isolated DC-DC Converter / Kolosov V.I., Vasechko E.V. // *IEEE 4th International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)* (м. Стамбул, Туреччина, 7–11 вересня 2020 р.). Istanbul, Turkey, 2020. – P. 20-26. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS51250.2020.9263109>.

5. Vasechko Y. Selection Types of Topologies of Isolated Boost DC-DC Converters / Kolosov V., Sokol Y., Vasechko Y. // *IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)* (м. Харків, 13–17 вересня 2021 р.). Kharkiv, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 2021. – P. 255-261. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9570057>.

6. Vasechko E. V. Estimation of the characteristics of a bridge inverter with complementary forms of non-sinusoidal half-bridge voltages / Kolosov V.I., Vasechko E.V. // *IEEE 3rd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*

(м. Харків, 03–07 жовтня 2022 р.). Kharkiv, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 2022. – P. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek57572.2022.9916430>.

7. Vasechko Y. Multiphase Isolated DC-DC Converter With Combined Magnetic Elements / Vasechko Y. // *IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)* (м. Харків, 02-06 жовтня 2023 р.). Kharkiv, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 2023. – P. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312960>.

*Наукові роботи, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:*

8. Vasechko E. New active clamp circuit for current-fed galvanically isolated DC/DC converters / Zakis J., Vinnikov D., Kolosov V., Vasechko E. // *IEEE International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE)* (м. Любляна, Словенія, 5–7 червня 2013 р.). Ljubljana, Slovenia, 2013. – P. 353-358. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPE.2013.6601183>.

*Патенти України на корисну модель:*

9. Патент UA 145573, МПК H02M 7/527 (2006.01). Спосіб формування вихідної напруги у мостовому інверторі / Е.В. Васечко, В.І. Колосов // Опубл. 28.12.2020, Бюл. №24. 9 с.

10. Патент UA 149775, МПК H02M 3/355 (2006.01). Багатофазний ізольований перетворювач постійного струму / В.І. Колосов, Е.В. Васечко // Опубл. 01.12.2021, Бюл. №48. 12 с.

## ABSTRACT

*Vasechko E. V.* Two-stage DC/AC converters of the increased efficiency. – Qualifying scientific work on the rights of the manuscript.

Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy in specialty 171 – Electronics (17 – Electronics and telecommunications). – National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Kharkiv, 2024.

The dissertation is devoted to the solution of an actual scientific and applied problem related to the development of new and improvement of existing circuit solutions and control algorithms in the DC-DC conversion stage and the use of special non-sinusoidal voltage forms in the DC-AC stage.

The purpose of the work is to improve the energy and quality characteristics of two-stage voltage converters, namely:

- reducing the power of static losses in the active elements of the DC-DC converter;
- compensation of input current pulsations;
- reducing the mass and dimensions of the converter;
- reducing the power of dynamic losses in the active elements of the DC-AC converter due to the use of non-sinusoidal voltage forms;
- reduction of the coefficient of harmonics of the output quasi-sinusoidal voltage when using non-sinusoidal forms in single-phase and three-phase execution of the DC-AC conversion stage.

*The object of the study* is the process of energy conversion in two-stage DC/AC voltage converters.

*The subject of the study* is circuit engineering solutions, work algorithms, non-sinusoidal forms of voltages in two-stage DC/AC converters.

*The introduction* substantiates the relevance of the topic of the dissertation, defines the tasks of the research, shows the connection of the work with scientific programs, plans, topics, provides data on scientific novelty, practical significance, approbation of results and publications.

In *the first chapter*, a comparative analysis of the properties and features of using Voltage fed and Current fed topologies in isolated DC-DC converters is carried out. The advantages of using Current fed voltage converters are shown, including multi-phase variations, which allow to significantly reduce high-frequency pulsations of the input current and power losses in key elements, to ensure a constant operating voltage for key elements and rectifier diodes in the conditions of a range of input voltage changes. The reasons for the appearance of the LF component of input current pulsations in two-stage DC/AC voltage converters are investigated. These ripples have a negative effect on the sources of direct current from which power is supplied, which requires the use of special measures to reduce these ripples.

In the DC-AC conversion stage, a comparative analysis of switching algorithms in half-bridge converters was carried out. The advantages of using non-sinusoidal forms when forming the output voltage of the inverter are shown, thanks to which it is possible to reduce dynamic power losses in key elements, as well as to achieve higher values of the coefficient of use of constant supply voltage. At the same time, it is possible to obtain a value of the distortion coefficient of the sinusoidality of the output voltage, which does not exceed the level allowed by the standard.

*The second chapter* analyzes the most common isolated Current fed DC-DC topologies, including multiphase variations. To compare their energy efficiency, the equivalent element method is proposed, where a group of active elements in circuits with different numbers is reduced to one generalizing element. This ensures the equivalence of circuits when comparing them, which are built using different circuitry and have a different number of switching phases. Analytical expressions of current shape coefficients, as well as analytical and graphical dependences of the relative power losses in transistors and diodes at fixed and variable supply voltage are obtained. A comparative assessment of the power of static losses in the elements showed that the Push-Pull and Half-Bridge topologies in the three-phase version have the best energy efficiency under the conditions of a two-fold change in the input voltage.

A new schematic solution of the 3-phase converter is proposed, which allows to reduce the number of power magnetic elements due to the combination of the storage inductor and the power transformer in one structural element. It is shown that the new circuitry preserves the advantages of the classic multiphase converter, namely: small pulsations of the consumption current, fixed operating voltage of the active elements and the transformer winding relative to the output voltage, continuous energy transfer through the transformer. The theoretical analysis determined that compared to the classical converter of the three-phase Half-Bridge topology, the proposed topology allows reducing the mass-size index of the magnetic elements by 43.5% under the conditions of a two-fold change in the input voltage.

A model of the DC-DC converter is proposed, which describes the process of low-frequency current pulsations, based on which the dependences of the model parameters on the level of pulsations and additional power losses in the DC-DC stage due to their presence are obtained. On its basis, a compensatory method of reducing low-frequency pulsations of the input current in a single-circuit voltage stabilization system on an intermediate capacitor was developed. The pulsation compensation mechanism is shown, the effect of which is to increase the output resistance of the DC-DC stage when a compensating voltage is introduced into the created model.

In *the third chapter*, for the DC-AC stage of conversion, a method of forming a quasi-sinusoidal output voltage in a bridge inverter with a trapezoidal form of voltages with linear and sinusoidal fronts in half-bridge converters, which are offset by an angle of  $2\pi/3$ , is proposed. The method allows for the formation of single-phase and three-phase voltages, and is characterized by a good use of the supply voltage, compliance with the requirements for the quality of electricity in terms of spectral composition. An analysis of the characteristics of the quality of the output voltage was performed, the working area and optimal values of the relative duration of the fronts, the value of the reduction of the relative power of dynamic losses in the switching elements in single-phase (relative to unipolar modulation) and three-phase (relative to bipolar modulation) versions depending on the switching intervals were determined. Calculations show the possibility of reducing the relative power of

dynamic losses to 0.148 (by 6.76 times) in three-phase execution with a coefficient of harmonics of the output voltage of 3.61%. The possibility of reducing the level of higher harmonics in the spectrum and improving the shape of the output quasi-sinusoidal voltage in the bridge inverter by deforming the curve of the formation of the fronts of the trapezoidal voltage of half-bridge converters was investigated. The optimal combination of the values of the deformation parameter and the duration of the trapezoidal voltage fronts was determined, which allows to achieve complete suppression of higher harmonics in the output voltage of the inverter. At the same time, the decrease in the relative power of dynamic losses is 0.412 (a 2.4-fold decrease) in the three-phase version.

A method of generating sinusoidal voltage in a single-phase bridge inverter with complementary forms of non-sinusoidal half-bridge voltage with a combined form of modulation is proposed. The influence of the ratio of the components of the combined type of modulation on the level of in-phase interference is shown, and the conditions for achieving its smallest value are determined. The calculation of the relative power of dynamic losses in the switching elements and the reduction of the dimensions of the inductor in the output filter from the duration of the switching intervals was carried out.

*The fourth chapter* presents the experimental results of theoretical studies of DC-DC and DC-AC converters. The DC-DC conversion stage is implemented on the proposed topology of a 3-phase Current Fed DC-DC converter with combined magnetic elements with an output power of 5kW and an input voltage in the range of 80...160V. The following results were obtained:

- reduction of power losses, which reach a difference of 25W, compared to the classic Half-Bridge-3ph converter, in the lower part of the input voltage range;
- reduction of the mass of the used magnetic elements in the converter from 3.12 kg to 2.45 kg. With the total weight of the DC-DC conversion stage performed according to the Half-Bridge-3ph topology - 4.465 kg, a weight reduction of 3.79 kg or 15% was obtained;
- the use of the compensation method reduces the range of LF pulsations of the

input current from 76A to 12.5A (by 6 times) at an input voltage of 100V. This made it possible to reduce the power losses in the DC-DC converter from 305W to 250W (a reduction of 55W) in the lower part of the input voltage range.

An experimental test of the DC-AC conversion rate was carried out on a model of a single-phase bridge converter with an output power of 3kW, which gave the following results:

- the method of forming the output voltage with trapezoidal forms of half-bridge voltages with a shift of  $2\pi/3$  and linear forms of fronts has the lowest power losses. With an output power of 3 kW, the power loss is 67 W (at the optimal duration of the formation of fronts  $\pi/5$ ), while with sinusoidal unipolar modulation it is 75 W, i.e. 8 W less. Also, with this method of formation, the content of higher harmonics in the spectrum of the output voltage has the greatest value among the studied forms and has a coefficient of harmonics of the output voltage of 4.5%;

- the proposed method of forming the output voltage using non-sinusoidal complementary forms in half-bridge converters has 1-2W more power losses than when using sinusoidal unipolar modulation. But this method has the possibility of reducing the mass-size index of the DC-AC stage of conversion due to the reduction of the size of the filter in the trapezoidal voltage generation channel of the half-bridge converter (according to the research in section 3.3).

In *the conclusions*, the main results of the scientific work regarding the solution of the set scientific problems of the research are given.

Scientific novelty of the results:

1. For the first time, the method of an equivalent element is proposed for comparing the power of static losses in active elements of DC-DC converters (MOSFET keys, rectifier diodes) with fundamentally different numbers and operating voltages in topologies, which allows to ensure the equivalence of elements and bring the results of comparative evaluations closer to real ones.

2. For the first time, a comparative analysis of the power of static losses in the active elements of isolated DC-DC converters of different topologies, including with different number of switching phases, under the conditions of a range of input voltage

changes and using the equivalent element method, which ensures the adequacy of the comparison of topologies with different numbers of active elements, was carried out.

3. For the first time, a compensatory method for reducing low-frequency pulsations of the input current in a single-circuit voltage stabilization system in a DC-DC converter in a two-stage topology was proposed and investigated. The method makes it possible to increase the output resistance of the alternating current in the converter in a simple algorithmic way and thereby reduce the low-frequency pulsation of the input current and power losses in the DC-DC conversion stage.

4. The obtained dependences of the level of higher harmonics in the output voltage spectrum of the bridge inverter on the duration of the trapezoidal voltage switching intervals in half-bridge converters with linear and sinusoidal fronts. These dependencies make it possible to choose the optimal duration of the switching intervals to obtain the minimum value of the output voltage harmonics coefficient while simultaneously reducing the power of dynamic losses in IGBT switches during the formation of single-phase and three-phase quasi-sinusoidal voltage.

A new analytical function of a special form of trapezoidal voltage fronts is proposed, when using which complete suppression of higher harmonics is achieved and a sinusoidal voltage is formed while simultaneously reducing the power of dynamic losses.

5. For the first time, the use of complementary forms with non-sinusoidal voltages in half-bridge converters with combined modulation was proposed in a single-phase bridge DC-AC converter, which allows reducing the mass and dimensions of the inductor in the output filter. The studied conditions for achieving the minimum level of dynamic losses in switching elements at an acceptable level of common-phase interference.

The practical significance of the results obtained in the field of electronics is as follows:

- formulated practical recommendations for choosing the topology of a DC-DC converter in the conditions of a range of input voltage changes;

- a new topology of the isolated 3-phase DC-DC conversion stage was developed with an input inductor and a power transformer combined in a single constructive magnetic element, which improves the converter's weight and size index;
- a circuit-technical solution of an energy-efficient active voltage limiter with reduced power of static losses in switching elements is proposed;
- formulated recommendations for choosing the shape of the fronts and their duration when using a trapezoidal voltage in half-bridge DC-AC converters of the degree of conversion, which allow to significantly reduce the power of dynamic losses in the switching elements at an acceptable level of the harmonic coefficient, or to obtain complete suppression of higher harmonics in the output voltage and formation perfect sinusoidal shape.

The results of the dissertation work were used at the scientific production enterprise «Impuls» (Zaporizhia) in the development and production of two-stage DC/AC voltage converters with a capacity of 1-10 kW (the act on the use of the materials of the dissertation work in the production of converters dated February 21, 2024, presented in the appendix).

*Key words:* converter, inverter, energy efficiency, compensation of current ripples, static and dynamic power loss, trapezoidal voltage, complementary non-sinusoidal form, harmonic distortion.

### *List of the applicant's publications*

#### *Scientific works in which the main scientific results are published:*

1. Vasechko Y.V. Snizhenie nizkochastotnikh pulsatsii vkhodnogo toka DC-DC preobrazovatelei v sostave invertorov [Reduction of low-frequency input current ripple of DC-DC converters in inverters] / Kolosov V.I., Vasechko Y.V. // *Enerhozberezhennia. Enerhetyka. Enerhoaudyt* [Energy saving. Power engineering. Energy audit]. Kharkiv, 2013. T.1, №8 SV. P. 130-137.
2. Vasechko Y.V. Formirovanie kvazisinusoidalnogo napryazheniya v mostovikh invertorakh [Formation of quasi-sinusoidal voltage in bridge inverters] / Kolosov V.I., Vasechko Y.V. // *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu*

«*KhPI*» [Bulletin of the National Technical University «KhPI»]. Kharkiv, 2017. Vol. 27 (1249). P. 318-323.

3. Vasechko Y.V. Pidvyshchennia yakosti vykhidnoi kvazisynusoidalnoi napruhy v mostovomu invertori [Improving the quality of the output quasi-sinusoidal voltage in a bridge inverter] / Kolosov V.I., Vasechko Y.V. // *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu «KhPI». Serii: Novi rishennia v suchasnykh tekhnolohiiakh* [Bulletin of the National Technical University «KhPI» Series: New solutions in modern technologies]. Kharkiv, 2018. T.1, № 26 (1302). P. 95-102. DOI: <https://doi.org/10.20998/2413-4295.2018.26.14>.

4. Vasechko E.V. Selection an Effective Implementation of a Multiphase Isolated DC-DC Converter / Kolosov V.I., Vasechko E.V. // *IEEE 4th International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Istanbul, Turkey, 2020. – P. 20-26. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS51250.2020.9263109>.

5. Vasechko Y. Selection Types of Topologies of Isolated Boost DC-DC Converters / Kolosov V., Sokol Y., Vasechko Y. // *IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. Kharkiv, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 2021. – P. 255-261. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9570057>.

6. Vasechko E. V. Estimation of the characteristics of a bridge inverter with complementary forms of non-sinusoidal half-bridge voltages / Kolosov V.I., Vasechko E.V. // *IEEE 3rd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. Kharkiv, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 2022. – P. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek57572.2022.9916430>.

7. Vasechko Y. Multiphase Isolated DC-DC Converter With Combined Magnetic Elements / Vasechko Y. // *IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. Kharkiv, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 2023. – P. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312960>.

*Proceeding and materials of conferences (Approbation):*

8. Vasechko E. New active clamp circuit for current-fed galvanically isolated DC/DC converters / Zakis J., Vinnikov D., Kolosov V., Vasechko E. // *IEEE International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE)*. Ljubljana, Slovenia, 2013. – P. 353-358. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPE.2013.6601183>.

*Patents of Ukraine for a utility model:*

9. Patent UA 145573, IPC H02M 7/527 (2006.01). *Sposib formuvannia vykhidnoi napruhy u mostovomu invertori* [Method of generating output voltage in a bridge inverter] / E.V. Vasechko, V.I. Kolosov // Published 28.12.2020, Bulletin No. 24. 9 p.

10. Patent UA 149775, IPC H02M 3/355 (2006.01). *Bahatofaznyi izolovanyi peretvoriuvach postiinoho strumu* [Multiphase isolated DC converter] / V.I. Kolosov, E.V. Vasechko // Published 01.12.2021, Bulletin No. 48. 12 p.

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ .....	5
ВСТУП .....	6
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ СУЧАСНИХ СХЕМОТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ DC-DC ТА DC-AC СТУПЕНІВ ПЕРЕТВОРЕННЯ.....	13
1.1 Сучасний стан активної елементної бази перетворювачів напруги .....	13
1.2 Схемотехніка DC-DC ступеня перетворення.....	15
1.2.1 Перетворювачі напруги Voltage Fed .....	16
1.2.2 Перетворювачі напруги Current Fed .....	19
1.2.3 Перетворювачі напруги з дроселем змінного струму.....	28
1.2.4 Перетворювачі напруги з суміщеними магнітними елементами.....	29
1.3 Методи компенсацій пульсацій вхідного струму .....	30
1.4 Схемотехніка DC-AC ступеня перетворення.....	34
1.5 Висновки до розділу 1.....	46
РОЗДІЛ 2. ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ ІЗОЛЬОВАНОГО DC-DC СТУПЕНЯ ПЕРЕТВОРЕННЯ .....	48
2.1 Порівняльний аналіз потужності втрат у Push-Pull, Half-Bridge і Full Bridge топологіях перетворювачів.....	48
2.1.1 Часові діаграми та комутаційні процеси у перетворювачах.....	51
2.1.2 Умови порівняння потужності втрат в елементах схеми.....	53
2.1.3 Розрахунок потужності втрат у ключах MOSFET.....	55
2.1.4 Розрахунок потужності втрат у випрямних діодах.....	59
2.2 Порівняльний аналіз n-фазних DC-DC перетворювачів напруги .....	62
2.2.1 Комутаційні процеси у багатофазній схемі .....	62
2.2.2 Розрахунок потужності втрат у ключах MOSFET .....	65
2.2.3 Розрахунок потужності втрат у випрямних діодах.....	70
2.3 3-х фазний ізольований DC-DC перетворювачів напруги із суміщеними магнітними елементами .....	74
2.3.1 Опис роботи 3-х фазного DC-DC перетворювача .....	74

2.3.2 Оцінка габаритної потужності магнітних елементів.....	79
2.4 Зниження низькочастотних пульсацій вхідного струму DC-DC перетворювачів напруги.....	82
2.4.1 Аналіз процесів виникнення НЧ пульсацій вхідного струму.....	83
2.4.2 Визначення впливу НЧ пульсацій вхідного струму на додаткові втрати потужності .....	89
2.4.3 Компенсаційний метод зниження пульсацій вхідного струму.....	91
2.5 Висновки до розділу 2.....	92
РОЗДІЛ 3. ВИКОРИСТАННЯ НЕСИНУСОЇДАЛЬНИХ ФОРМ ПРИ ФОРМУВАННІ СИНУСОЇДАЛЬНОЇ НАПРУГИ У МОСТОВИХ DC-AC ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ.....	95
3.1 Фактори, що зумовлюють використання несинусоїдальних форм напруги.....	95
3.2 Спосіб формування квазісинусоїдальної напруги з використанням симетричних трапецеїдальних форм .....	95
3.2.1 Оцінка коефіцієнта гармонік вихідної напруги.....	97
3.2.2 Оцінка коефіцієнта використання напруги живлення .....	103
3.3 Підвищення якості вихідної квазісинусоїдальної напруги з симетричними трапецеїдальними формами .....	104
3.3.1 Пошук функції оптимально деформованої форми фронтів.....	105
3.3.2 Оцінка впливу тривалості фронтів на спектральний склад вихідної напруги.....	109
3.4 Використання комплементарних несинусоїдальних форм у мостових перетворювачах .....	113
3.4.1 Спосіб формування синусоїдальної напруги з використанням комплементарних несинусоїдальних форм .....	114
3.4.2 Оцінка впливу тривалості фронтів на рівень синфазної завади .....	119
3.4.3 Оцінка потужності циркуляції енергії .....	120
3.5 Вплив тривалості формування фронтів на потужність динамічних втрат в елементах комутації.....	122
3.5.1 Оцінка потужності динамічних втрат при формуванні однофазної	

вихідної напруги.....	123
3.5.2 Оцінка потужності динамічних втрат при формуванні трифазної вихідної напруги.....	132
3.6 Висновки за розділом 3.....	137
РОЗДІЛ 4. ЕКСПЕРЕМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ДВОСТУПЕНЕВИХ DC/AC ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НАПРУГИ .....	139
4.1 Дослідження потужності втрат у DC-DC ступені перетворення.....	139
4.2 Дослідження потужності втрат у DC-AC ступені перетворення.....	149
4.3 Висновки до розділу 4 .....	154
ВИСНОВКИ .....	156
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ .....	160
ДОДАТОК А .....	174
ДОДАТОК Б .....	175

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АОН	- активний обмежувач напруги
ВЧ	- висока частота
ККД	- коефіцієнт корисної дії
НЧ	- низька частота
ПДВ	- потужність динамічних втрат
СМЕ	- суміщені магнітні елементи
ЦОС	- цифрова обробка сигналів
ШІМ	- широтно-імпульсна модуляція
ССМ	- режим безперервного струму
CS	- датчика струму
DCM	- режим переривчастого струму
DC-AC	- вихідна ступінь (інвертор) двоступеневого перетворювача
DC-DC	- вхідна ступінь двоступеневого перетворювача
DC/AC	- двоступеневий перетворювач напруги
IGBT	- біполярний транзистор з ізольованим затвором
MOSFET	- польовий транзистор з ізольованим затвором
Push-Pull	- пуш-пул перетворювач
Half-Bridge	- навівмостовий перетворювач
Full-Bridge	- мостовий перетворювач

## ВСТУП

На сьогоднішній день проблема енергозбереження гостро стоїть не тільки в Україні, але й у цілому світі. Це обумовлено скороченням мирових запасів викопного палива та поступовим їх подорожчанням. На тлі загальносвітового тренду підвищення обсягів енергоспоживання, відбувається постійне підвищення вартості електроенергії. Для зменшення залежності від регулярного підвищення вартості електроенергії, останній час активно використовується енергія з відновлювальних джерел енергії, таких як вітроелектростанції, сонячні панелі [1-4]. Особливої популярності набуває використання сонячних панелей не тільки у промислових масштабах, але й у побуті, з перетворенням виробленої енергії у напругу змінного струму [5-7].

Для перетворення енергії до необхідної форми, напруги, частоти, виникає необхідність використання DC/AC перетворювачів напруги. А на фоні боротьби виробників сонячних панелей за підвищення їх ККД за кожен відсоток, актуальним питанням стає і підвищення ККД перетворювачів напруги.

### **Актуальність теми.**

Найпоширеним видом DC/AC перетворювачів напруги є двоступенева структура, яка складається з двох окремих перетворювачів DC-DC та DC-AC [8-10]. Задачею DC-DC ступеня перетворення є трансформація вхідної постійної напруги низького рівня, яка може змінюватися у досить широкому діапазоні, до стабільної постійної високої напруги (зазвичай 350...400В). Існує достатньо велика кількість схемотехнічних рішень для реалізації цієї задачі. Але питання порівняння потужності втрат у активних елементах схем (MOSFET транзистори, випрямні діоди) між собою, з урахуванням того факта, що у різних схемотехнічних рішеннях може використовуватися принципово різна кількість ключових елементів, які працюють при різних робочих напругах, потребує додаткового вивчення [11].

Шлях зменшення потужності втрат у DC-AC ступені перетворення (інвертори) можна поділити на три окремі напрями: схемотехнічні виконання,

алгоритми керування та форми вихідної напруги. Схемотехнічні виконання достатньо широко представлено у наукових публікаціях [12-17]. Алгоритми керування, тобто види широтно-імпульсної модуляції, теж добре вивчені [18, 19]. Доведено, що однополярна модуляція, на прикладі мостового перетворювача, має менші значення потужності динамічних втрат за рахунок меншої кількості перемикачів силових ключів на періоді вихідної напруги. Але разом з тим, це призводить до збільшення або синфазної завади у вихідній напрузі, або збільшення маси та розмірів вихідного фільтра (при використанні різних модифікацій однополярної модуляції).

Використання не синусоїдальних форм напруги у напівмостових перетворювачах при формуванні квазісинусоїдальної напруги у мостовому перетворювачі теж дозволяє зменшити потужність динамічних втрат у силових елементах (зазвичай IGBT транзистори) [22-26]. Але сучасні запропоновані форми фронтів напруги напівмостових перетворювачів не дозволяють отримати малі значення коефіцієнта спотворення синусоїдальності вихідної напруги при малих значеннях тривалості формування фронтів. Тому видається актуальним дослідження нових не синусоїдальних форм напруг та алгоритмів керування, при одночасному зменшенні коефіцієнта спотворення синусоїдальності вихідної напруги.

#### **Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.**

Дисертаційна робота виконана на кафедрі промислової і біомедичної електроніки НТУ «ХПІ», відповідає пріоритетному напрямку розвитку науки і техніки відповідно закону України про пріоритетні напрями розвитку науки і техніки від 11.07.2001 № 2623-III (зі змінами, внесеними згідно із законами № 1162-IX від 29.01.2021, № 2031-IX від 01.02.2022, № 2859-IX від 12.01.2023) (Ст.3 п.3 енергетика та енергоефективність).

**Мета і завдання дослідження.** *Завданням дисертаційної роботи є розробка нових та удосконалення існуючих схемотехнічних рішень і алгоритмів керування у DC-DC ступені перетворення та використання у DC-AC ступені спеціальних несинусоїдальних форм напруги.*

*Мета роботи* – поліпшення енергетичних та якісних характеристик двоступеневих перетворювачів напруги, а саме:

- зменшення потужності статичних втрат в активних елементах DC-DC перетворювача;
- компенсації пульсацій вхідного струму;
- зменшення маси та габаритів перетворювача;
- зменшення потужності динамічних втрат в активних елементах DC-AC перетворювача за рахунок використання несинусоїдальних форм напруг;
- зменшення коефіцієнта гармонік вихідної квазісинусоїдальної напруги при використанні несинусоїдальних форм при одно і трифазному виконанні DC-AC ступені перетворення.

*Об'єктом дослідження* є процес перетворення енергії у двоступеневих DC/AC перетворювачах напруги.

*Предметом дослідження* є схемотехнічні рішення, алгоритми роботи, не синусоїдальні форми напруг у двоступеневих DC/AC перетворювачах.

### **Методи дослідження.**

При вирішенні поставлених задач використовувалися: методи рішення систем алгебраїчних рівнянь, теорія електричних кіл, елементи інтегрального числення, метод гармонійного аналізу і рядів Фур'є. Основні теоретичні результати перевірені моделюванням характеристик перетворювачів за допомогою комп'ютерної програми *Mahtcad*, а також експериментально.

### **Наукова новизна одержаних результатів:**

1. Вперше запропоновано метод еквівалентного елемента для порівняння потужності статичних втрат у активних елементах DC-DC перетворювачів (MOSFET ключі, випрямні діоди) із принципово різною їх кількістю та робочими напругами у топологіях, який дозволяє забезпечити рівнозначність елементів і наблизити до реальних результати порівняльних оцінок.

2. Вперше проведено порівняльний аналіз потужності статичних втрат в активних елементах ізольованих DC-DC перетворювачів різних топологій, у тому числі з різним числом фаз комутації, в умовах діапазонної зміни вхідної

напруги і з використанням метода еквівалентного елемента, що забезпечує адекватність порівняння топологій з різною кількістю активних елементів.

3. Вперше запропоновано та досліджено компенсаційний метод зниження низькочастотних пульсацій вхідного струму в одноконтурній системі стабілізації напруги у DC-DC перетворювачі у складі двоступеневої топології. Метод дозволяє простим алгоритмічним шляхом збільшити у перетворювачі вихідний опір на змінному струмі і цим зменшити низькочастотні пульсації вхідного струму та втрати потужності у DC-DC ступені перетворення.

4. Отримані залежності рівня вищих гармонік у спектрі вихідної напруги мостового інвертора від тривалості інтервалів комутації трапецеїдальної напруги у напівмостових перетворювачах з лінійною та синусоїдальною формою фронтів. Ці залежності дозволяють обрати оптимальну тривалість інтервалів комутації для отримання мінімального значення коефіцієнта гармонік вихідної напруги при одночасному зменшенні потужності динамічних втрат у IGBT ключах при формуванні однофазної і трифазної квазісинусоїдальної напруги.

Запропоновано нову аналітичну функцію спеціальної форми фронтів трапецеїдальної напруги, при застосуванні якої досягається повне придушення вищих гармонік і формується синусоїдальна напруга при одночасному зниженні потужності динамічних втрат.

5. Вперше запропоновано використання у однофазному мостовому DC-AC перетворювачі комплементарних форм з не синусоїдальними напругами у напівмостових перетворювачах при комбінованій модуляції, що дозволяє зменшити масогабаритні показники дроселя у вихідному фільтрі. Досліджені умови досягнення мінімального рівня динамічних втрат в елементах комутації при допустимому рівні синфазної завади.

**Практичне значення отриманих результатів** полягає в наступному:

- сформульовані практичні рекомендації для вибору топології DC-DC перетворювача в умовах діапазонної зміни вхідної напруги;
- розроблено нову топологію ізольованого 3-х фазного DC-DC ступеня

перетворення із суміщеним у єдиному конструктивному магнітному елементі вхідного дроселя та силового трансформатора, що покращує масогабаритні показники перетворювача;

- запропоновано схемотехнічне рішення енергоефективного активного обмежувача напруги зі зниженою потужністю статичних втрат у елементах комутації;

- сформульовані рекомендації для вибору форми фронтів та їх тривалості при використанні трапецеїдальної напруги у напівмостових перетворювачах DC-AC ступеня перетворення, які дозволяють суттєво знизити потужності динамічних втрат в елементах комутації при допустимому рівні коефіцієнта гармонік, або отримати повне придушення вищих гармонік у вихідній напрузі і формування ідеальної синусоїдальної форми.

Результати дисертаційної роботи використані на науково-виробничому підприємстві «Імпульс» (м. Запоріжжя) при розробці та виробництві двоступеневих DC/AC перетворювачів напруги з потужністю 1-10 кВт, які широко застосовується у джерелах безперебійного живлення побутового та промислового призначення, для живлення телекомунікаційного обладнання, а також побутової техніки (холодильники, кондиционери, мікрохвильові печі та інше) на рухомому транспорті Укрзалізниці.

**Особистий внесок здобувача** основних наукових досягнень (Додаток Б), які виносяться на захист: запропоновано компенсаційний метод зниження НЧ пульсацій вхідного струму у DC-DC перетворювачі, розроблена схемотехніка та проведено дослідження впливу розміру пульсацій вхідного струму на рівень потужності статичних втрат [1], проведено теоретичну оцінку зниження потужності динамічних втрат у ключових елементах мостового інвертора з запропонованими формами фронтів трапецеїдальної напруги [2], проведено аналіз впливу тривалості фронтів трапецеїдальної напруги на коефіцієнт гармонік вихідної напруги в умовах варіації параметра деформації форми фронтів [3], розглянуті комутаційні процеси в активних елементах на інтервалах робочих значень коефіцієнта заповнення імпульсів керування у

діапазоні чотириразової зміни напруги живлення [4], отримані аналітичні вирази коефіцієнта форми струму у ключах MOSFET у порівнювальних топологіях в умовах зміни вхідної напруги [5], виконані розробка алгоритму комутації при використанні комплементарних несинусоїдальних форм напруги у мостовому DC-AC перетворювачі та аналіз впливу тривалості формування фронтів на рівень потужності динамічних втрат у елементах комутації [6], досліджено особливості роботи запропонованого 3-х фазного перетворювача з суміщеними магнітними елементами, проведено порівняння масогабаритного показника магнітних елементів [7], проведено дослідження зміни функції передачі перетворювача при використанні запропонованого активного обмежувача напруги [8], запропоновано алгоритм комутації при використанні комплементарних несинусоїдальних форм напруги у мостовому DC-AC перетворювачі [9], запропонована нова топологія ізольованого 3-х фазного DC-DC ступеня перетворення з мінімальною кількістю активних та силових магнітних елементів [10].

**Апробація результатів дисертації.** Основні положення дисертації доповідалися й обговорювалися на Міжнародних науково-практичних і науково-технічних конференціях: «Силова електроніка та енергоефективність» (2012, 2013 – Алушта, НТУ «ХПІ»; 2017, 2018, 2019 – Харків, НТУ «ХПІ»), IEEE KhPI Week on Advanced Technology (2020, 2021, 2022, 2023 - Харків, НТУ «ХПІ»).

**Публікації.** Основні положення і результати дисертаційних досліджень, які виносяться на захист, опубліковані у 10 наукових працях: 3 статі у наукових періодичних фахових виданнях України, 5 у матеріалах конференцій, що входять до науково-метричної бази Scopus та 2 патенти України на корисну модель.

**Структура й обсяг дисертації.** Дисертаційна робота складається з анотації двома мовами, вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел та двох додатків. Загальний обсяг дисертації становить 177 сторінок машинописного тексту. Дисертація містить 102 рисунка по тексту,

21 рисунок на 8 сторінках; 16 таблиць по тексту, 1 таблиця на окремій сторінці; список використаних джерел інформації з 124 найменувань на 14 сторінках; 2 додатки на 4 сторінках. Обсяг основного тексту дисертації складається із 150 сторінок.

## РОЗДІЛ 1

### АНАЛІЗ СУЧАСНИХ СХЕМОТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ DC-DC ТА DC-AC СТУПЕНІВ ПЕРЕТВОРЕННЯ

#### 1.1 Сучасний стан активної елементної бази перетворювачів напруги

Останнє десятиліття спостерігається активний розвиток та розповсюдження відновлюваних джерел енергії. Щорічно приріст потужностей, що вводяться в експлуатацію, становить приблизно 40-50%. Особливо активно розвиваються фотоелектричні системи, генерація із використанням вітряних турбін, паливні елементи [1-4]. За останні п'ятнадцять років тільки частка сонячної електрики у світовій енергетиці перевищила позначку в 5%. Кожна з цих видів джерел виробляє енергію з різною величиною напруги та струму. У більшості випадків ця енергія повинна бути перетворена до параметрів мережі змінного струму (або як побутове автономне джерело змінної напруги, або для передачі виробленої енергії в мережу змінного струму, частіше в промислових масштабах). Відповідно виникає потреба у перетворювачах напруги, які повинні перетворювати енергію у визначену напругу з заданим значенням частоти та коефіцієнтом спотворення синусоїдальності напруги, який не перевершує показники нормативного документа [5, 6].

Разом з розвитком відновлюваних джерел енергії також відбувається розвиток електронних компонентів, що використовуються у перетворювачах напруги. В даний час у системах силової електроніки активно використовуються транзистори на основі технологій MOSFET і IGBT. Але, у зв'язку з розвитком технологій з виробництва напівпровідникових компонентів з широкою забороненою зоною, спостерігається черговий етап у розвитку перетворювачів силової електроніки [27-29]. Дані пристрої, що виготовляються на базі карбіду кремнію (SiC) і нітриду галію (GaN), що відрізняються істотно вищими робочими частотами перемикання, порівняно з MOSFET та IGBT транзисторами, та мають більш високу ефективність перетворення енергії й високими значеннями робочих температур. SiC-транзистори розраховані для

роботи на напругах у кілька кіловольт, як і IGBT транзистори, але володіють частотою перемикання, що суттєво перевищує частоту перемикання MOSFET транзисторів. Транзистори на основі GaN підходять для застосування у складі низьковольтної апаратури при комутації струмів у кілька десятків ампер на частотах до кількох десятків мегагерц. Крім низького опору відкритого каналу та низьких значень вихідної ємності, до переваг даних типів транзисторів варто віднести нульовий час зворотного відновлення антипаралельного (зворотного) діода через особливості структури кристала [30, 31]. Це саме стосується й окремих випрямних силових діодів, які виконані на основі SiC, що дозволяє працювати їм на більш високих частотах без збільшення динамічних втрат, ніж діоди виконані на основі кремнію. На рисунку 1.1 наведено розподіл напівпровідникових структур за рівнями потужності та робочими частотами, актуальне для застосування в системах перетворення електроенергії [32].

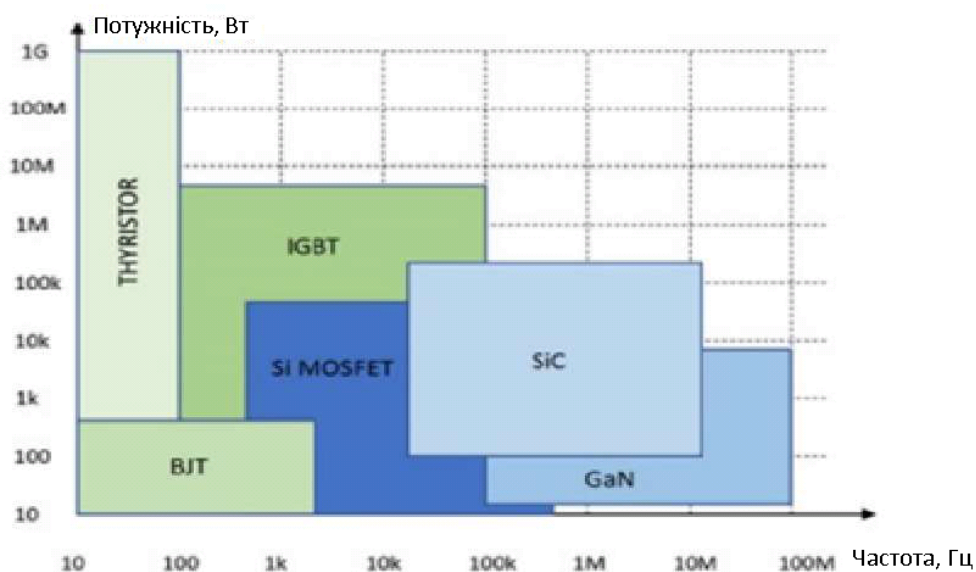


Рисунок 1.1 - Розподіл напівпровідникових структур за рівнями потужності та робочим частотам

В останні роки було проведено багато досліджень, спрямованих на вивчення перетворювачів напруги, які розроблені з використанням даних типів транзисторів. У роботах [33-37] показано, що при використанні SiC транзисторів у складі комутаційних елементів спостерігається суттєве підвищення ефективності перетворення енергії.

Окрім застосування останніх розробок силових комутаційних елементів, у перетворювачах напруги продовжується перехід на цифрову обробку сигналів (ЦОС) та керування транзисторами за допомогою мікроконтроллеров [38-40]. Стимулом розвитку ЦОС та керування є те, що вартість цифрової обробки даних менше аналогової та продовжує знижуватися, а продуктивність обчислювальних операцій безперервно зростає. Крім того, ці системи можуть бути доповнені новими функціями шляхом перепрограмування без зміни обладнання.

Цифрова обробка сигналів має такі переваги:

- гарантовану точність, яка визначається лише розрядністю цифрових пристроїв, задіяних під час реалізації цифрових алгоритмів;
- досконалу відтворюваність, яка дозволяє ідентично відтворити кожен перетворювач напруги, оскільки відсутні відхилення, зумовлені стійкістю окремих процесів або елементів;
- відсутність спотворень, притаманних при зміні параметрів аналогових пристроїв, внаслідок зміни температури чи процесів старіння елементів;
- високу гнучкість, тому що системи ЦОС можна запрограмувати і перепрограмувати на виконання різних функцій без зміни апаратури пристроїв ЦОС та керування;
- при використанні мікроконтроллеров можна використовувати алгоритми обробки та керування будь-якої складності, які неможливо виконати при аналоговій обробці.

## **1.2 Схемотехніка DC-DC ступення перетворення**

Усі схемотехнічні рішення ізольованих DC-DC перетворювачів можна поділити на дві великі категорії реалізації: однотактні і двотактні [41]. При потужностях навантаження більше 1кВт абсолютна більшість перетворювачів використовує двотактну топологію. Серед таких топологій найбільше розповсюдження отримали Voltage fed перетворювачі (з накопичувальним

дроселем у вихідному ланцюзі) та Current fed перетворювачі (з накопичувальним дроселем у вхідному ланцюзі).

### **1.2.1 Перетворювачі напруги Voltage Fed**

Найбільшого розповсюдження серед Voltage fed ізольованих топологій DC-DC перетворювачів знаходить наступна схемотехніка:

- пуш-пул (Push-Pull);
- навівмостовий перетворювач (Half-Bridge);
- мостовий перетворювач (Full-Bridge).

Властивості, характеристики, особливості роботи, порівняльний аналіз цих загально відомих топологій, зображених на рисунках 1.2-1.4, добре описані у публікаціях [41-45].

Але окремо необхідно зазначити загальні негативні риси роботи цих схемотехнічних рішень. По перше, регулювання вихідної напруги шляхом змінення коефіцієнта заповнення імпульсів керування ключовими елементами потребує обов'язкової присутності примусової паузи між провідними станами ключів. У зв'язку із наявністю та залежністю часу відновлення антипаралельного діода у ключовому елементі від рівня комутованих струмів, який може перевищувати час паузи, можливе замикання джерела живлення крізь одночасний провідний стан ключів. В наслідок цього відбувається не контрольоване лавиноподібне зростання струму крізь ключові елементи та вихід їх з ладу.

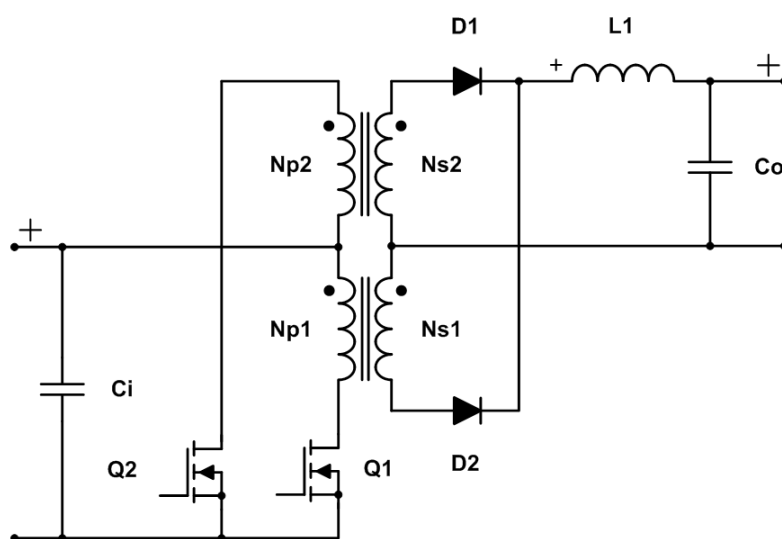


Рисунок 1.2 - Схема перетворювача пуш-пул (Push-Pull)

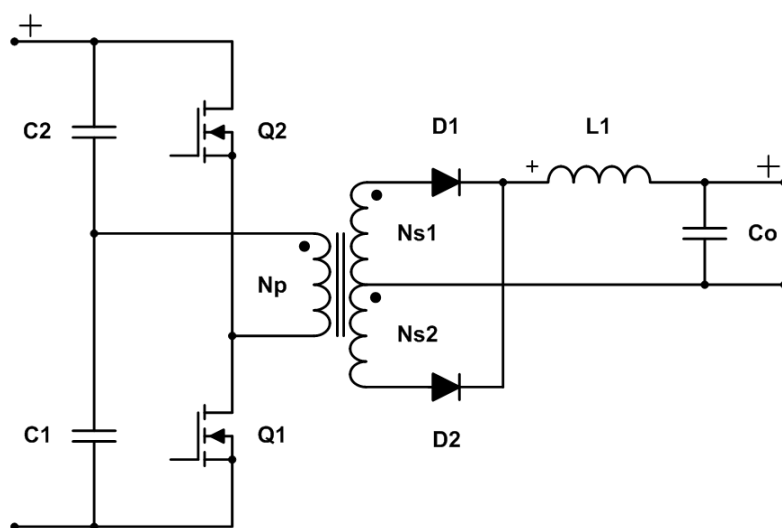


Рисунок 1.3 - Схема навівмостового перетворювача (Half-Bridge)

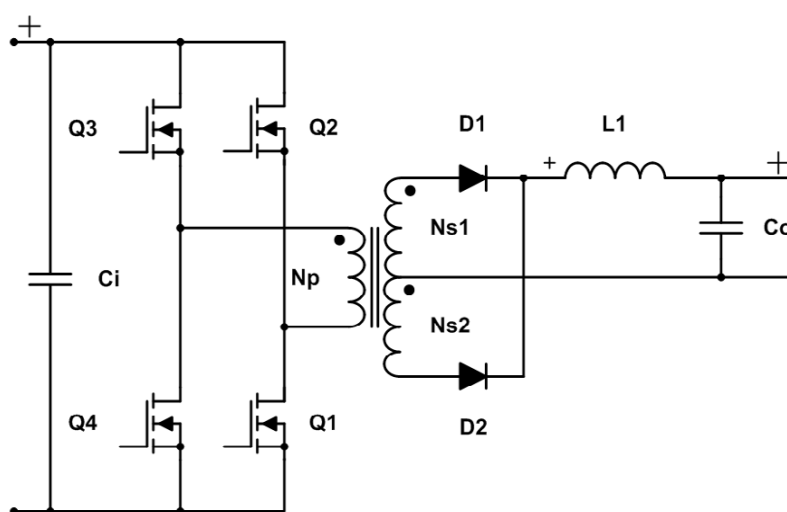


Рисунок 1.4 - Схема мостового перетворювача (Full-Bridge)

По друге, споживання вхідного струму у цих топологіях відбувається лише на інтервалах часу ввімкненого стану ключових елементів. Тому струм, що споживається перетворювачем, має переривчасту форму [41, 42]. У випадку великих потужностей перетворювача і при малих вхідних напругах джерела живлення (наприклад водневі паливні елементи) пульсації вхідного струму можуть сягати значень сотень ампер. З огляду на те, що гостро стоїть питання впливу пульсацій вхідного струму на джерело живлення, необхідно застосовувати заходи щодо їх зменшення. Одним з можливих способів зменшення пульсацій струму є використання у вхідних ланцюгах перетворювачів фільтруючі електролітичні конденсатори великої ємності. Уся змінна складова вхідного струму повинна протікати крізь ці конденсатори, що призводить до їх нагріву і, у свою чергу, скорочує термін їх служби.

Крім того, амплітуда струму, що споживається перетворювачем, має більше значення, ніж його середнє. При збільшенні діапазону зміни вхідної напруги в напрямку верхнього значення також збільшується і відношення між амплітудним і середнім значенням вхідного струму. Тож комутація ключовими елементами збільшених амплітудних значень вхідного струму у Voltage fed перетворювачах призводить до збільшення як динамічних, так і статичних втрат потужності.

По третє, під час перехідних процесів в перетворювачі, виникає ситуація, коли час ввімкненого стану ключів на одному напівперіоді може відрізнитися від часу на іншому на півперіоді. Це призводить до появи постійної складової в струмі трансформатора та збільшення його струму намагнічення на той частині напівперіода, яка має більший час ввімкненого стану (зсув центра петлі гістерезису відносно початку координат). Якщо така ситуація буде повторюватися протягом декількох періодів комутації поспіль, то струм намагнічення буде неконтрольовано зростати та може привести осердя трансформатора в режим насичення та виходу з ладу ключових елементів [46].

Також до недоліків Voltage fed перетворювачів слід віднести роботу вихідних вирямних діодів в умовах діапазону зміни робочої напруги, яка

дорівнює діапазону зміни вхідної напруги. Це примушує до використання діодів зі збільшеними значеннями зворотної напруги, які, зазвичай, мають більші значення напруги у провідному стані та зворотнього часу відновлення, що призводить до збільшення статичних і динамічних втрат потужності у випрямних діодах.

### **1.2.2 Перетворювачі напруги Current Fed**

Для усунення недоліків Voltage fed перетворювачів, використовують схемотехнічні рішення, у яких накопичувальний дросель переміщується з вихідного ланцюга, як наведено у рис.1.2 - 1.4, (Voltage fed converter) у вхідний (Current fed converter) [41, 42, 47-51]. З огляду на те, що у більшості випадків відносно низьку напругу джерела живлення необхідно підвищувати до рівня 400В, а перетворювач напруги з дроселем у вхідному колі є за своєю суттю підвищуючим перетворювачем, використання Current fed перетворювачі є більш бажаним. Аналогічна, наведеним у рис.1.2 - 1.4 Voltage fed перетворювачам, схемна реалізація Current fed перетворювачів для різноманітних топологій буде детально розглянута у розділі 2 (рис. 2.1...2.3).

Ізольовані Current fed перетворювачі різних топологій мають ряд позитивних властивостей: гладка форма і малі пульсації струму споживання, знижені статичні втрати потужності, фіксована робоча напруга активних елементів і обмоток трансформатора відносно вихідної напруги. Але вони мають деякі особливості роботи.

В наслідок того, що у будь-який проміжок часу на періоді комутації ключових елементів необхідно забезпечити шлях протікання струму вхідного дроселя, мінімально можливий коефіцієнт заповнення імпульсів керування у двотактному режимі складає 0,5. Тому мінімальна вихідна напруга перетворювача розраховується як добуток вхідної напруги та коефіцієнта трансформації трансформатора. Це накладає деякі обмеження при використанні перетворювачів цього типу, як в звичайному підвищуючому (Boost) перетворювачі, у якому вихідна напруга не може бути нижчою, ніж вхідна.

Також у перетворювачах типу Current fed, через наявність у силового трансформатора індуктивності розсіювання первинної обмотки ( $L_s$ ), виникають короточасні викиди напруги на силових ключах у моменти їх вимикання, що можуть вивести їх з ладу. Тому, для їх захисту, необхідно використовувати спеціальні схемотехнічні та конструктивні рішення, що їх обмежують [51-53].

Найбільш простою схемою подавлення викидів напруги є звичайний RDC ланцюг. Але при потужностях перетворювача у кіловат та більше, потужність, що розсіюється на резисторі R, стає досить великою, що значно знижує загальний ККД перетворювача. Особливо цей ефект виявляється при низьких напругах джерела живлення, коли необхідно виготовляти трансформатор з високим значенням коефіцієнта трансформації (для підвищення напруги до рівня 400В), у якого індуктивність розсіювання значно більше, ніж у трансформатора з коефіцієнтом трансформації 1:1. Слід зазначити, чим менше значення індуктивності розсіювання, тим менша енергія циркулює крізь допоміжні елементи, що обмежують напругу на ключових елементах, і тим менші втрати потужності в елементах схеми, які безпосередньо не беруть участь у перетворенні енергії.

Найбільш розповсюджена схемотехніка з активним обмежувачем напруги (АОН-1) зображена на рис 1.5 [53-56].

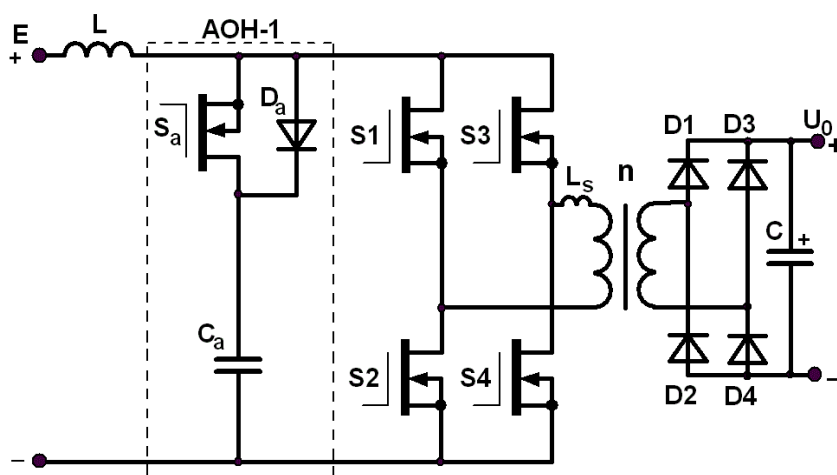


Рисунок 1.5 - Current fed перетворювач з активним обмежувачем напруги

Обмеження напруги здійснюється шляхом передачі енергії вхідного дросселя  $L$  в конденсатор  $C_a$  через діод  $D_a$  у моменти часу, коли відбувається зміна напруги на обмотці трансформатора. При цьому, через наявність індуктивності розсіювання  $L_s$ , неможливо миттєво наростити струм у обмотці. Виведення цієї енергії відбувається на цьому ж такті через ключ  $S_a$  в трансформатор і далі через випрямляч до навантаження.

Недолік цієї топології полягає в тому, що на етапах передачі струму вхідного дроселя  $L$  через відкриті діагональні силові ключі  $S1, S4$  ( $S2, S3$ ) розрядний процес конденсатора  $C_a$  відбувається через відносно малу індуктивність  $L_s$  на вихідний конденсатор  $C$  за короткий проміжок часу з великим амплітудним значенням пілкоподібного струму. Це призводить до збільшення потужності втрат у силових ключах, та вихідних діодах через підвищене значення коефіцієнта форми, характерного для пілкоподібного струму. З цієї причини підвищені втрати потужності має і елемент АОН - ключ  $S_a$ .

В роботах [57, 58] здобувачем запропонована модернізована схема активного обмежувача напруги (рис. 1.6).

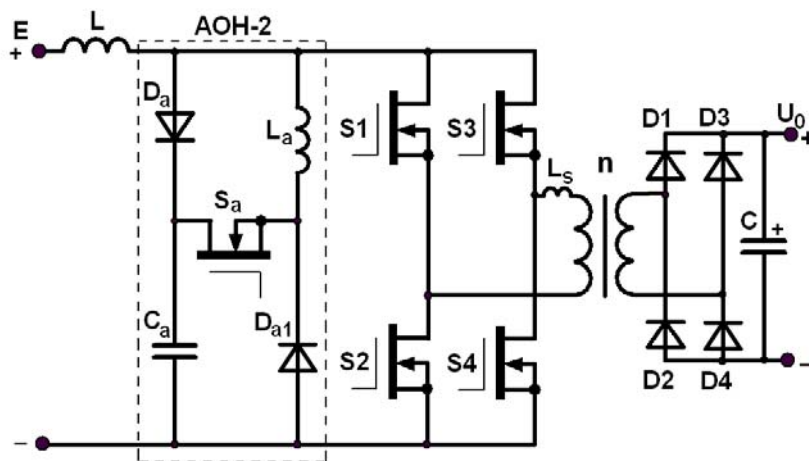


Рисунок 1.6 - Current fed перетворювач з модернізованим активним обмежувачем напруги

Тут виведення енергії з конденсатора  $C_a$  відбувається крізь додаткову індуктивність  $L_a$ , яка значно знижує амплітудні значення струмів розряду та діючих значень струмів крізь усі ключі зі зменшенням в них потужності втрат.

В роботі [57] показано підвищення загального ККД на базі мостового Current fed перетворювача з модернізованим активним обмежувачем напруги до 1,5% в діапазоні двократної зміни вхідної напруги.

Як було зазначено вище, у Current fed перетворювачах існує мінімальне значення коефіцієнта заповнення силових ключів для збереження шляху протікання струму вхідного дроселя. Це означає складність організації плавного заряду вихідного конденсатора до робочих значень напруги. В роботах [59 - 61] проаналізована схемотехніка, що дозволяє працювати Current fed перетворювачу з коефіцієнтами заповнення імпульсів керування менш ніж 0,5. На рис.1.7 наведена схемотехніка запропонованого перетворювача.

Тут можливість роботи перетворювача при малих значеннях коефіцієнтах заповнення ( $D < 0,5$ ) реалізована за рахунок додаткової обмотки на вхідному дроселі. У моменти часу, коли вимкнені усі силові ключі ( $S1 \dots S4$ ), накопичена енергія вхідного дроселя виводиться крізь діод  $D_f$  у вихідний конденсатор  $C_o$ . В цьому режимі Current fed топологія працює як типовий зворотньоходовий перетворювач, що дозволяє організувати плавний заряд вихідного конденсатора без ризику виходу з ладу силових ключів.

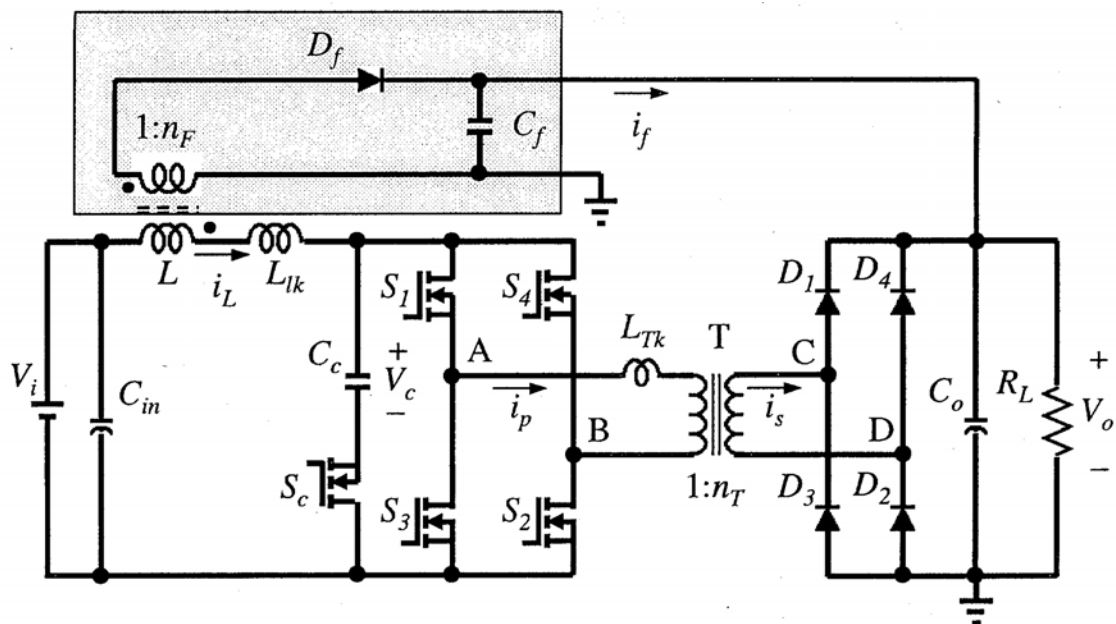


Рисунок 1.7 - Current fed перетворювач з модернізованим активним обмежувачем напруги

У випадку низкої вхідної напруги та великих вхідних струмах конструктивно досить складно реалізувати DC-DC у вигляді одного каналу перетворювання, де необхідно забезпечити великий переріз усіх силових струмоведучих елементів, як активних, так і пасивних. Особливо це стосується силових ключів. Виникає необхідність робити паралельні канали для зменшення струму, що протікає крізь один канал перетворення. При цьому необхідно забезпечити рівномірність розподілу вхідного струму між каналами. У роботі [62] проведено дослідження варіантів реалізацій паралельних каналів та розподілів струмів між ними. На рисунку 1.8 наведена схема на прикладі двоканального мостового перетворювача з додатковим симетруючим елементом у вигляді трансформатора.

Слід зазначити, що шляхом каскадного з'єднання симетруючих трансформаторів теоретично можливо реалізувати будь-якої кількості паралельного з'єднання каналів. Як видно з наведеної схеми, первинні обмотки силових трансформаторів T1, T2, з'єднанні паралельно відносно джерела живлення, а вторинні – послідовно.

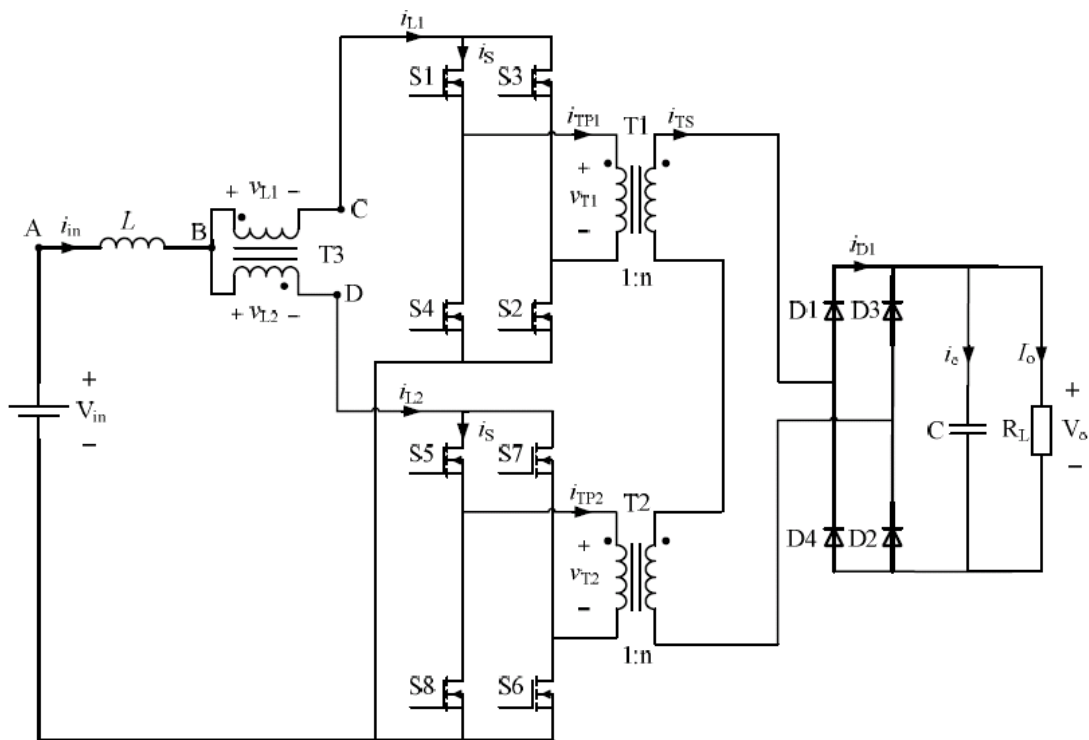


Рисунок 1.8 - Паралельне з'єднання Current fed перетворювачів з розподілом струму між ними

Це дозволяє знизити у 2 рази коефіцієнт трансформації кожного трансформатора та зменшити індуктивність розсіювання. При чому, існує можливість шляхом реалізації необхідної кількості паралельних каналів у вхідному ланцюзі та послідовного з'єднання всіх вторинних обмоток зробити коефіцієнт трансформації трансформатора близько до 1.

В роботі [63] проведено порівняльний аналіз втрат в активних елементах у Voltage fed та Current fed перетворювачах на прикладі Full-bridge. Показано, що при використанні перетворювача типу Current fed, при інших рівних умовах, тільки за рахунок зменшення статичних й динамічних втрат в транзисторах та діодах, ККД перетворювача зростає на 1% при малих вхідних струмах, та сягає різниці 2% при великих вхідних струмах (рис. 1.9).

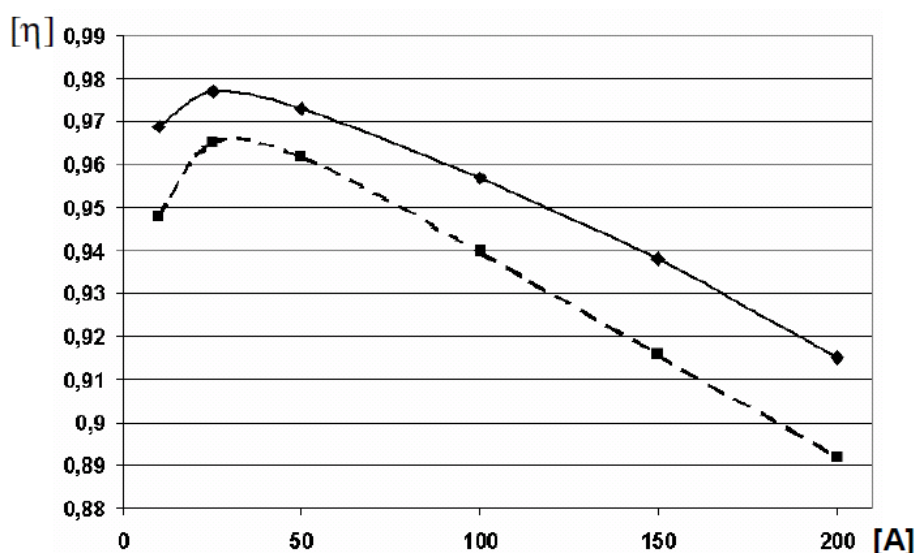


Рисунок 1.9 - Залежність ККД Voltage fed перетворювача (переривчаста крива) та Current fed перетворювача (суцільна крива)

Ізольовані Current fed перетворювачі достатньо широко представлені у публікаціях у вигляді топологій двофазного виконання Push-Pull [48, 49, 64 - 66], Half-Bridge [65, 67] та Full Bridge [50, 51, 62, 63, 65, 68].

Наступний крок у розвитку схемотехніки перетворювачів відбувається у напрямку збільшення кількості числа фаз у вхідному колі [69 - 79]. Це дозволяє досягти наступні позитивні явища, порівнянно з двофазним виконанням:

- зменшення пульсацій вхідного струму на частоті комутації;

- зменшення робочих напруг на ключових елементах;
- зменшення потужності статичних втрат ключових елементах.

Зменшення пульсацій вхідного струму відбувається за рахунок зсуву фаз комутації ключових елементів на кут  $2\pi/n$ , де  $n$  – число фаз. В результаті алгебраїчної суми миттєвих значень вхідних струмів кожної фази, коли в будь-який момент часу в різних фазах йде процес або накопичення енергії в вхідному дроселі (збільшення струму), або вивід енергії з дроселя (зменшення струму), відбувається часткова компенсація змінної складової вхідного струму. При цьому, чим більше число фаз, тим більший ефект зменшення пульсацій вхідного струму.

Багатофазні структури дозволяють знизити робочі напруги на ключових елементах. Відбувається це за рахунок зменшення робочих значень коефіцієнтів заповнення імпульсів керування силовими елементами. Поточне  $E$  і максимальне  $E_{max}$  значення напруги пов'язані рівністю функції підвищуючого перетворювача, відповідно, при поточному  $D$  і мінімальному  $D_{min}=1/n$  значеннях коефіцієнта заповнення в наступному вигляді [80]

$$\frac{E}{1-D} = \frac{E_{max}}{1-D_{min}} = \frac{n}{n-1} \cdot E_{max} . \quad (1.1)$$

Виходячи з функції перетворення, робоча напруга  $U_s$  на ключах схеми залежить від кількості сформованих фаз  $n$  і перевищує  $E_{max}$  згідно співвідношенню

$$\frac{U_s}{E_{max}} = \frac{n}{n-1} . \quad (1.2)$$

На рис.1.10 наведена залежність, з якої видно, що перевищення робочої напруги на ключах  $U_s$  відносно  $E_{max}$  становить 2,0 - для двофазної реалізації; 1,5 - для трифазної реалізації; 1,33 - для чотирифазної реалізації і т.д.

Слід зазначити, що разом зі зменшенням робочих напруг, відбувається і зменшення опору провідного стану MOSFET ключів [80] (синя лінія на рис.1.10), на прикладі лінійці транзисторів IRFP4368 - IRFP4868, що також дозволяє знизити потужність статичних втрат.

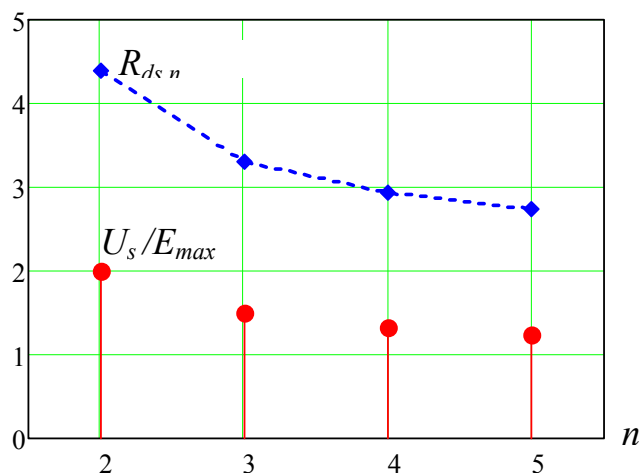


Рисунок 1.10 - Відносні значення робочої напруги (стовпчики) та опору у провідному стані (лінія) MOSFET ключів у схемах з різним числом фаз

Ізольовані перетворювачі напруги у трифазному виконанні широко представлені у публікаціях: Push-Pull [69 - 72], Half-Bridge [73 - 76], Full Bridge [77 - 79].

Окремо слід розглянути випадок у трифазному виконанні, де існує можливість з'єднання обмоток силових трансформаторів трикутником ( $\Delta$ ), зіркою (Y), або їх комбінація, як показано на рис. 1.11.

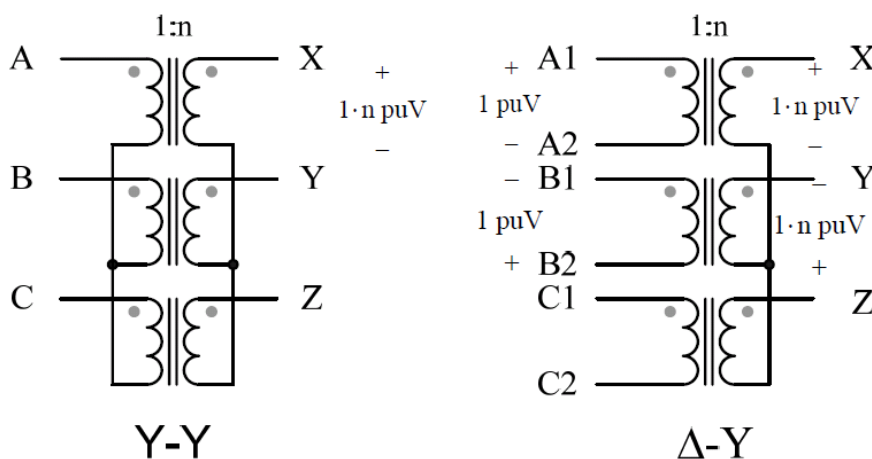


Рисунок 1.11 - Варіанти з'єднання обмоток трансформатора.

В роботі [45] показано, що при з'єднанні обмоток трансформатора у вигляді  $\Delta$ -Y, вихідна напруга перетворювача буде у 2 рази більше ніж у випадку  $\Delta$ - $\Delta$  або Y-Y. Це означає, що для отримання необхідної напруги, за інших рівних умов, коефіцієнт трансформації можна зробити у 2 рази меншим та наблизити його до ідеального (з коефіцієнтом трансформації 1:1).

В результаті вивчення властивостей Voltage fed та Current fed перетворювачів, здобувачем було складено порівняльну таблицю наведених топологій, при перетворенні низьковольтного джерела живлення до напруги 400В, в умовах 2-х кратної зміни вхідної напруги.

Таблиця 1.1 - Порівняння властивостей перетворювачів

№	Властивість	Voltage fed перетворювач	Current fed перетворювач
1	Значення напруги на ключах при 2-х кратній зміні вхідної напруги	Від $E$ до $2 \cdot E$ в залежності від схеми	Постійна, залежить від числа фаз у вхідному колі перетворювача
2	Значення напруги на випрямних діодах при 2-х кратній зміні вхідної напруги	Змінна, від $U_{вих}$ до $2 \cdot U_{вих}$	Постійна, дорівнює $U_{вих}$
3	Статичні втрати в силових ключах та випрямних діодах	Великі	Зменшені
4	Динамічні втрати в силових ключах та випрямних діодах	Великі	Зменшені
5	Пульсації вхідного струму	Великі	Малі
6	Необхідність АОН на ключових елементах	Ні	Так
7	Необхідність обмежувача напруги на випрямних діодах	Так	Ні
8	Коефіцієнт трансформації трансформатора	Великий	Зменшений
9	Можливість насичення трансформатора	Можливо	Малоймовірно
10	Можливість зниження значення робочих напруг на ключових елементах	Ні	Можливо, при збільшенні числа фаз у вхідному колі перетворювача

### 1.2.3 Перетворювачі напруги з дроселем змінного струму

У всіх розглянутих вище типів перетворювачів (Voltage fed, Current fed) накопичувальний дросель стоїть у ланцюзі постійного струму. Існує група перетворювачів, у яких накопичувальний дросель стоїть у ланцюзі змінного струму, який працює без постійної складової магнітного потоку [81 - 83]. При чому, дросель може стояти як у ланцюзі первинної обмотки (рис. 1.12), так і в ланцюзі вторинної обмотки (рис. 1.13).

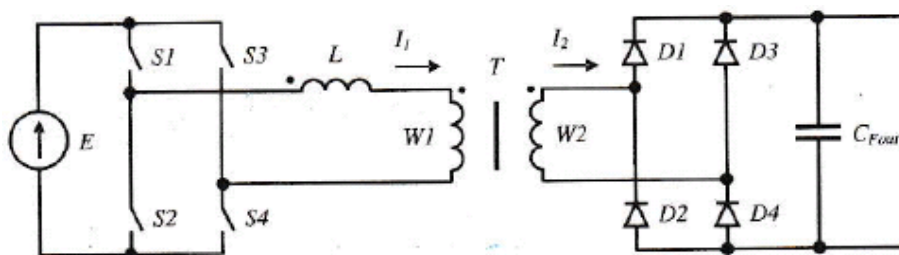


Рисунок 1.12 – Перетворювач напруги з дроселем змінного струму у ланцюзі первинної обмотки

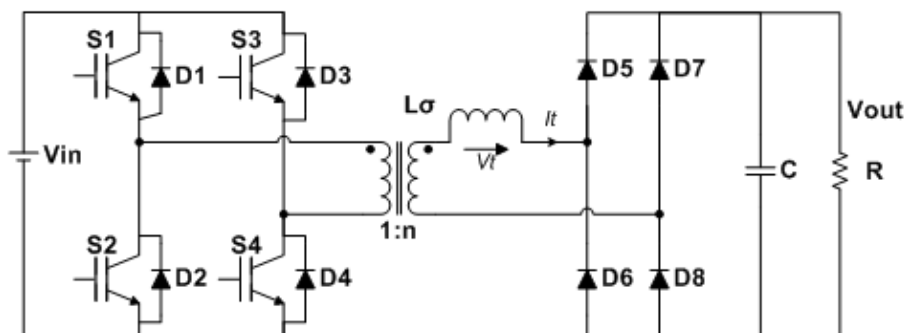


Рисунок 1.13 – Перетворювач напруги з дроселем змінного струму у ланцюзі вторинної обмотки

Дана топологія має ряд корисних якостей та можливостей, таких як:

- вмикання транзистора відбувається при нульовій напрузі на ньому, що означає відсутність динамічних втрат на випрямних діодах. Це пов'язано з тим, що струм дроселя має форму, близьку до трикутної;
  - відсутня проблема імпульсних перешкод, що виникають у моменти переходу випрямних діодів зі стану провідності у протилежний стан;
  - гранично мала інерційність процесу регулювання вихідної потужності.
- Це обумовлено тим, що енергія, яка в кожному такті накопичується в дроселі, у

межах цього ж такту, або на початку наступного за ним, повністю виводиться із нього. Як наслідок, затримка реакції силової частини схеми на зміну тривалості імпульсів, що управляють, не перевищує один такт.

- топологія толерантна до короткого замикання на навантаженні, навіть без зворотного зв'язку по струму;
- можливість регулювання вихідною напругою як за допомогою ШІМ, так і ЧІМ.

Але існує один суттєвий недолік: велике амплітудне значення струму у ключових елементах за рахунок трикутної форми (збільшує рівень діючого значення струму), що значно підвищує статичні втрати потужності. Тому ця схемотехніка має обмежену область використання, наприклад у зварювальних апаратах, де важлива властивість працювати в умовах короткого замикання.

#### 1.2.4 Перетворювачі напруги з суміщеними магнітними елементами

У роботах [84 - 88] представлений ще один різновид перетворювачів напруги. Головна відмінність від наведених раніше, полягає у суміщенні у одному конструктивному елементі вхідного накопичувального дроселя та трансформатора напруги (рис. 1.14).

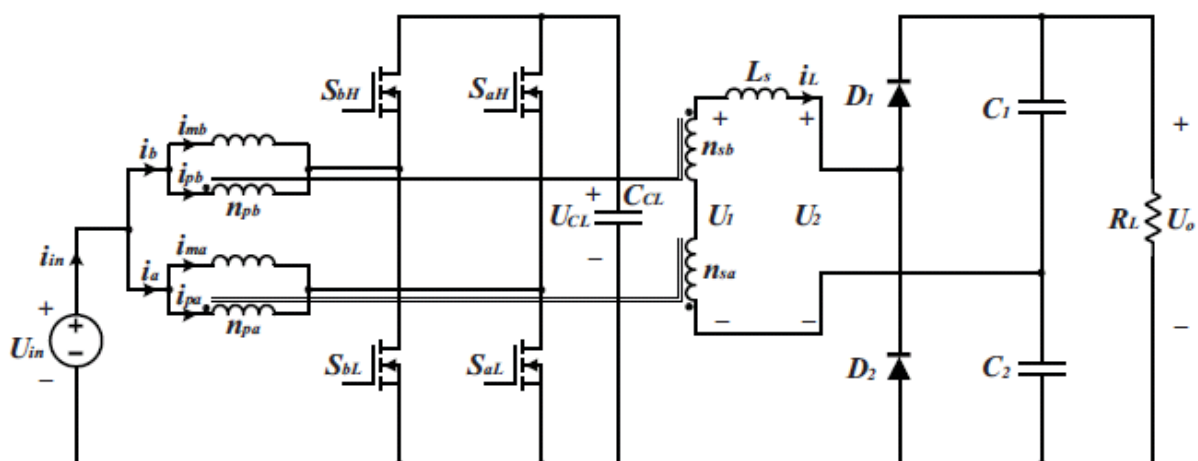


Рисунок 1.14 – Перетворювач напруги з суміщенням вхідного накопичувального дроселя та трансформатора напруги

Даний тип перетворювачів називається прямо-зворотньоходовий (Flyback-forward converter). Його робота подібна до 2-х фазного Current Fed перетворювача, але є деякі відмінності. Ключовою відзнакою є включення вторинних обмоток трансформаторів послідовно та зустрічно. Під час ввімкненого стану першого силового ключа ( $S_{aL}$ ) відбувається не лише накопичення енергії у суміщеному дроселі-трансформаторі, але і одночасна трансформація напруги на вторину обмотку трансформатора. Якщо у цей момент часу другий силовий ключ ( $S_{bL}$ ) вимкнений, відбувається перередача накопиченої енергії у навантаження крізь послідовно з'єднані обмотки трансформаторів. При чому перший трансформатор виконує функцію джерела напруги (аналог прямоходового перетворювача), а другий – джерела струму (аналог зворотньоходового перетворювача).

Дана топологія має наступні переваги:

- рівномірний розподіл вхідних струмів між двома каналами;
- вхідний струм має безперервну форму, а завдяки зсуву імпульсів керування на кут  $\pi/2$  відбувається часткова компенсація пульсацій вхідного струму;
- завдяки використанню схеми активного обмежувача напруги можливе забезпечення режиму ZVS при вмиканні силових ключів;
- зменшення маси та габаритів магнітних елементів перетворювача.

### 1.3 Методи компенсацій пульсацій вхідного струму

Синусоїдальна форма вихідного струму інверторів низької промислової частоти (50/60Гц) є першопричиною того, що струм, що споживається DC-AC ступенем, має пульсуючу синусоїдальну форму, яка викликає появу в DC-DC ступені небажаних низькочастотних пульсацій з подвоєною частотою (100/120Гц), (рис. 1.15). Ці НЧ пульсації, присутні як складова вхідного струму інвертора, негативно впливають на джерела постійного струму, від яких здійснюється електроживлення.

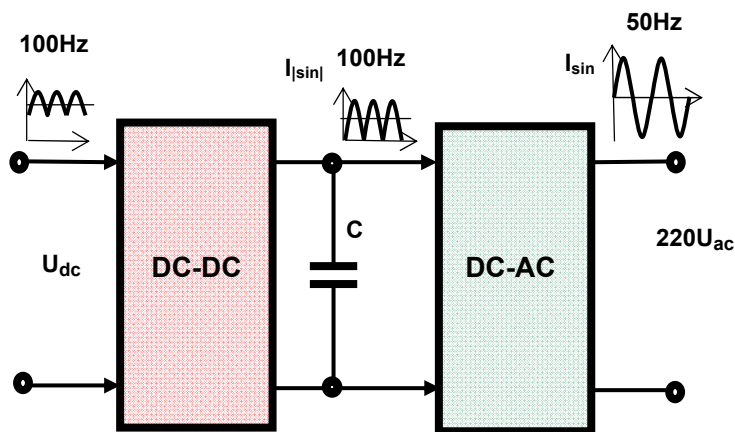


Рисунок 1.15 - Шлях появи НЧ пульсацій струму

Так, підвищений рівень пульсацій вхідного струму призводить до додаткового розігріву та навантаження електродів акумуляторів та водневих паливних елементів та, як наслідок, до скорочення терміну служби та ефективності їх роботи [44, 89, 90]. Тому у водневих паливних елементів рекомендується [91, 92] обмежувати відносне значення НЧ пульсацій струму на рівні до 10%. Крім того, пульсуюча форма струму обумовлює збільшення його діючого значення і викликає додаткову потужність втрат в DC-DC ступені перетворювача напруги. У разі використання фотоелектричної панелі як джерела енергії, пульсації вхідного струму DC-DC ступеня відсувають робочу точку фотоелектричної панелі від точки максимального відбору потужності, що знижує її ефективність.

Широко відомий спосіб зниження НЧ пульсацій вхідного струму є організація двоконтурної системи керування [92, 93], в якій внутрішній контур стабілізує вхідний струм DC-DC перетворювача, а зовнішній - напругу на вихідному конденсаторі (рис. 1.16). Сигнал неузгодженості зовнішнього контуру є сигналом опорного струму, з яким порівнюється значення вхідного струму у внутрішньому контурі. У зв'язку з тим, що напруга на вихідному конденсаторі містить НЧ пульсації, а у сигналі опорного струму вони повинні бути відсутніми, зовнішній контур по напрузі виконується з низькою швидкодією і має вузьку смугу пропускання 1...2Гц [92].

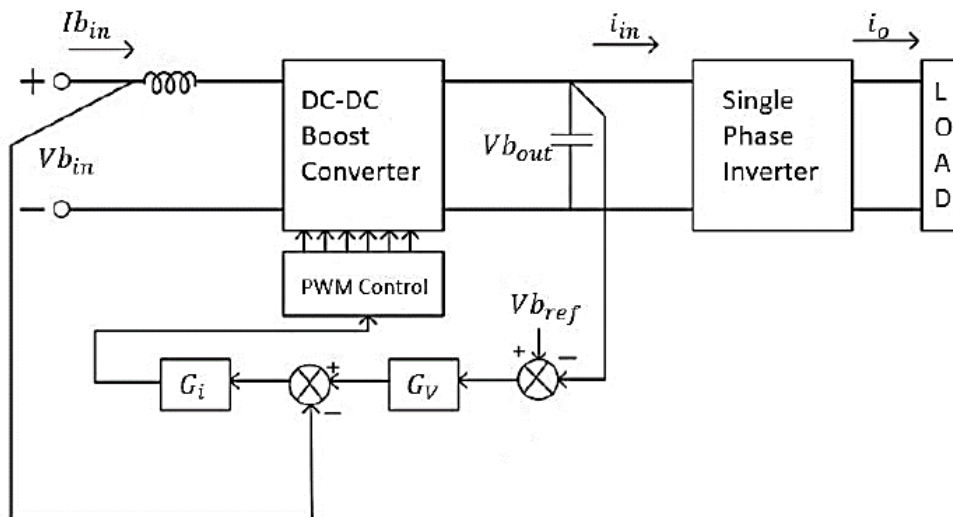


Рисунок 1.16 - Структурна схема DC-AC перетворювачем із двоконтурною системою керування

Експериментальна перевірка здобувачем такої системи керування показала, що при накиданні навантаження на виході інвертора, повільний зовнішній контур стабілізації напруги виявляється нездатним до швидкого відновлення напруги на конденсаторі. З цієї причини у вихідній напрузі інвертора виникають небажані провали, які можуть привести до нестабільної роботи обладнання, що живиться. Для мінімізації цього ефекту необхідно використовувати електролітичні конденсатори великої ємності, що призводить до збільшення маси, габаритів та вартості перетворювача.

Останнім часом з'явилося кілька нових топологій DC-AC перетворювачів, які використовують плівковий конденсатор ємністю десятки мікрофард замість електролітичного ємністю десятків тисяч мікрофард [94]. Запропонована топологія заснована на DC/AC перетворювачі з двома ступенями перетворення з додаванням третього ступеня у ланці постійного струму для придушення пульсацій вхідного струму (ripple-port).

На рис. 1.17 показана структурна схема запропонованої топології, в якій придушення пульсацій струму реалізовано шляхом додавання третього ступеня перетворення "ripple-port" у ланці постійного струму двоступінчастого інвертора. Ця топологія значно знижує вимоги до мінімально необхідної ємності конденсатора  $C_{dc}$ , а також дозволяє використовувати цю концепцію з будь-якою топологією ізольованого DC-DC перетворювача.

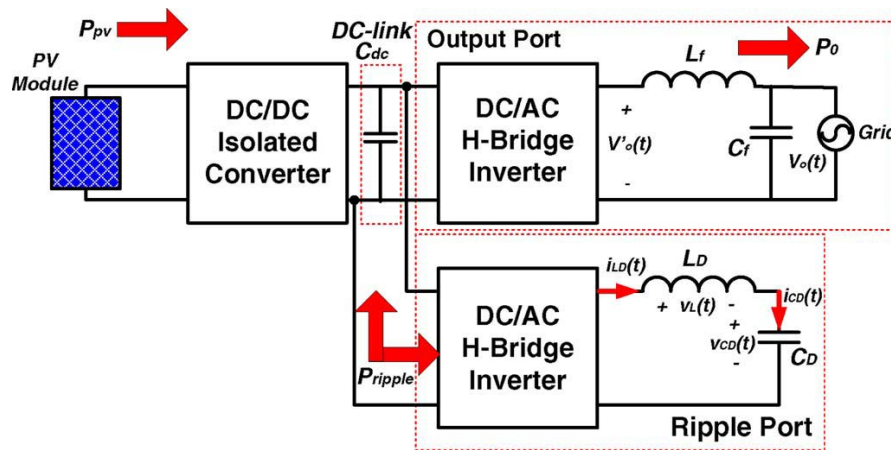


Рисунок 1.17 – Структурна схема перетворювача з додаванням ступеня перетворення "ripple-port"

Роль "ripple-port" полягає у компенсації змінної складової потужності на внутрішній високовольтній шині постійного струму, для повного придушення пульсацій струму на вході перетворювача.

Основою процесу придушення пульсацій з використанням запропонованого методу "ripple-port" є керування напругою на конденсаторі  $C_D$ . Завданням цього конденсатора, підключеного крізь "ripple-port" до конденсатора  $C_{dc}$ , є накопичення надлишку енергії щоразу, коли вхідна постійна потужність  $P_{PV}$  вища, ніж миттєва вихідна потужність  $P_0$  і повертати її на назад, коли вхідна потужність нижче вихідної потужності (рис. 1.18).

Запропонована топологія може бути реалізована двома способами, а саме: інтегрована та з допоміжною обмоткою.

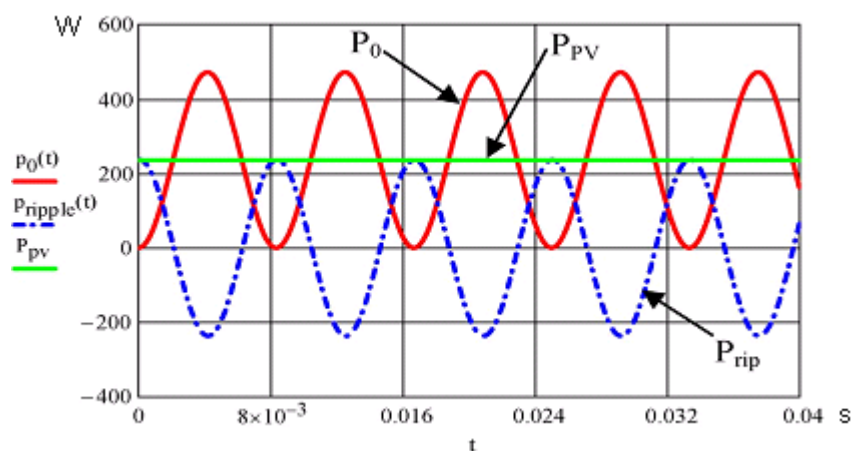


Рисунок 1.18 – Осцилограми миттєвих значень потужностей:  
 $P_{PV}$  – вхідна постійна потужність;  $P_0$  – вихідна миттєва потужність;  
 $P_{rip}$  – миттєва потужність крізь "ripple-port"

При реалізації інтегрованого варіанта, "ripple-port" підключений безпосередньо до внутрішньої високовольтної шини постійного струму. Отже, пікова напруга компенсуючого конденсатора порту пульсацій  $C_{dc}$  обмежена напругою ланкою постійного струму. Для прикладу, для інвертора потужністю 235Вт із шиною постійного струму 200В та глибиною модуляції 0,95 для DC-AC ступеня перетворення потрібна ємність конденсатора  $C_{dc}$  36 мкФ.

При реалізації із додатковою обмоткою, "ripple-port" підключається крізь окрему обмотку трансформатора. У цьому випадку пікова напруга компенсуючого конденсатора  $C_{dc}$  не обмежена напругою внутрішньої шини постійного струму. Отже, ємність конденсатора може бути мінімізована за рахунок використання вищої напруги на ньому. Для тієї ж потужності перетворювача 235Вт, але зі збільшеною напругою на конденсаторі  $C_{dc}$  550В необхідна ємність конденсатора зменшується до 4,6 мкФ. Однак, цей додатковий ступінь свободи тягне за собою деяке ускладнення схемотехніки і збільшення кількості компонентів, а також керування ними.

#### 1.4 Схемотехніка DC-AC ступення перетворення

Завданням DC-AC ступеня є перетворення постійної напруги (зазвичай 350 ... 400В) у змінну стабілізовану напругу заданої частоти з мінімальними значеннями коефіцієнта гармонік і втратами потужності в елементах перетворювача.

З точки зору факторів впливу на втрати потужності, у DC-AC перетворювачах напруги, напрямки дослідження можливо поділити на три окремі напрями (рис. 1.19):

- схемотехнічне виконання;
- алгоритми керування;
- форми вихідної напруги.

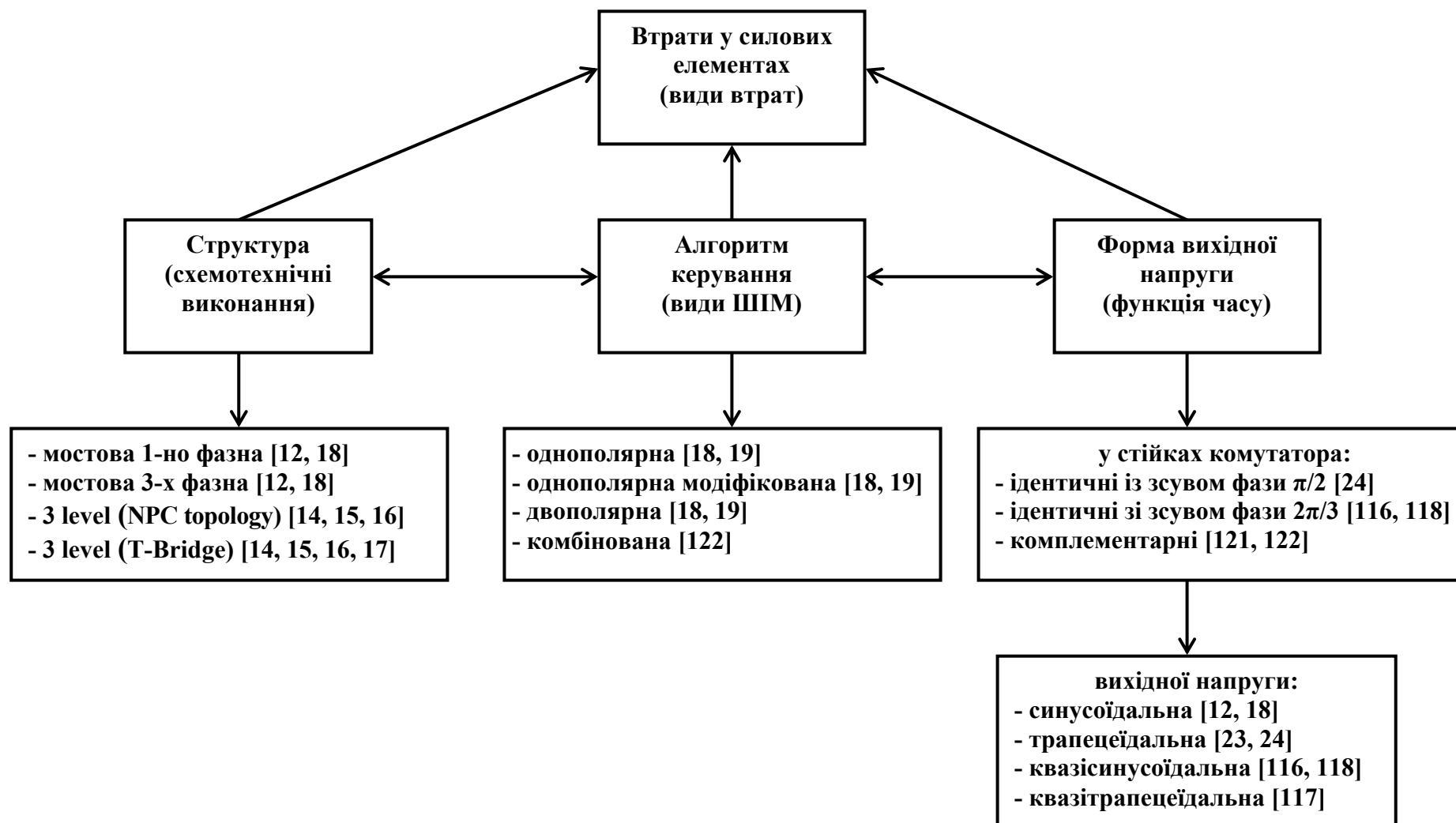


Рисунок 1.19 - Класифікація DC/AC перетворювачів за факторами впливу на втрати потужності

Класична та широко розповсюджена схема DC-AC ступеня перетворення [12, 13, 18, 19] для однофазного та 3-х фазного виконання представлена на рисунку 1.20 (H-міст).

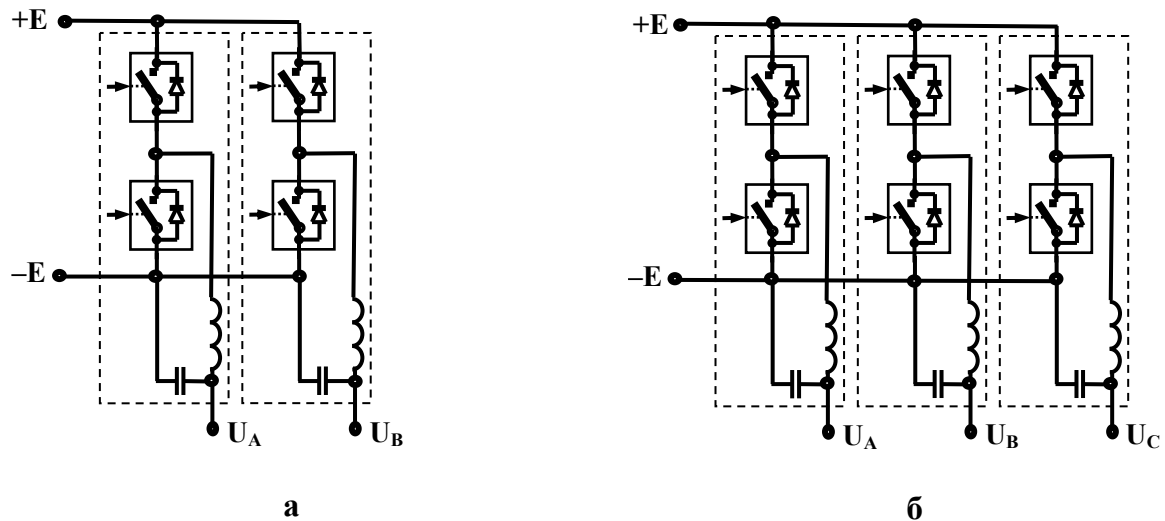


Рисунок 1.20 - Схема мостового перетворювача: а однофазного; б - трифазного.

Класичний спосіб формування вихідної напруги мостового перетворювача (у однофазному варіанті) полягає у створенні двох змінних напруг, які отримають шляхом перетворення постійної напруги живлення в двох керованих напівмостових комутаторах у двополярні широтно-імпульсно-модульовані послідовності [18]. Ці послідовності модулюють сигналами керування за синусоїдальним законом із зсувом один відносно другого на половину періоду, тобто на кут  $\pi$  радіан, і за допомогою фільтрів виділяють напруги огинаючих модульованих послідовностей. Вихідна напруга мостового інвертора формується як різниця цих двох напруг. Слід зазначити, при цьому виді комутації є можливість конструктивного виконання дроселя у вихідному фільтру на одному магнітопроводу з двома обмотками. Цей алгоритм комутації відомий як двополярна модуляція. Форма вихідної напруги на виході дроселя та перед ним зображені на рисунку 1.21.

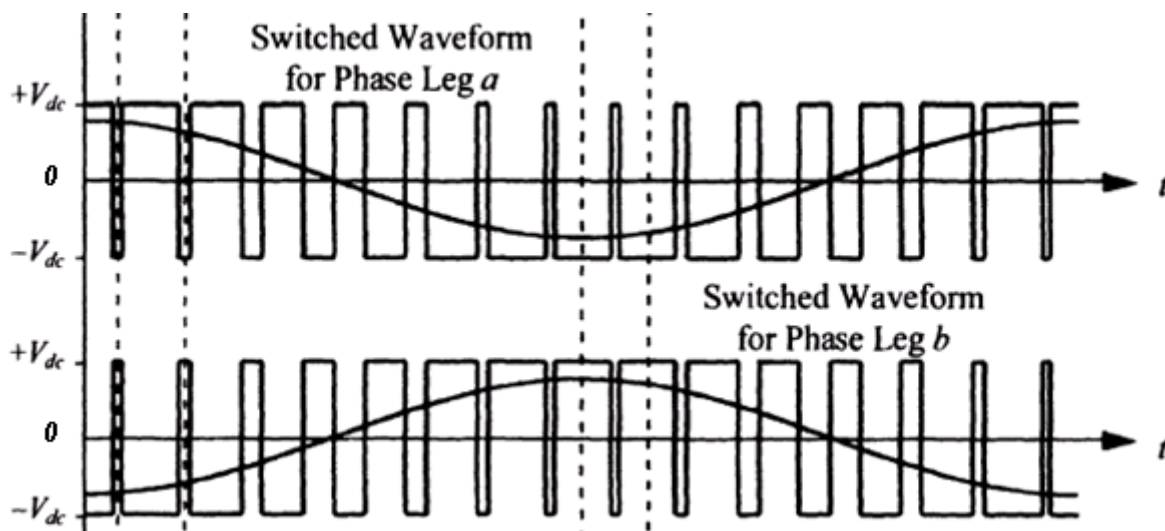


Рисунок 1.21 - Осцилограми напруг при двополярній модуляції

Недоліком цього способу комутації є великі значення потужності динамічних втрати в ключах, тому що комутація струму відбувається в обох напівмостових комутаторів на протязі всього інтервалу формування синусоїдальної форми, а також великі пульсації струму на вихідному фільтрі.

Існує інший алгоритм комутації - однополярна модуляція, також відома як трирівнева модуляція, при якій на одній напівхвилі вихідної напруги комутація виконується лише на одному напівмостовому комутаторі за законом модуляції синусоїдальної напівхвилі. Інший напівмостовий комутатор на цьому проміжку часу стоїть в статичному стані з увімкнутим одним ключем [18]. Форма вихідної напруги на виході дроселя та перед ним зображені на рисунку 1.22.

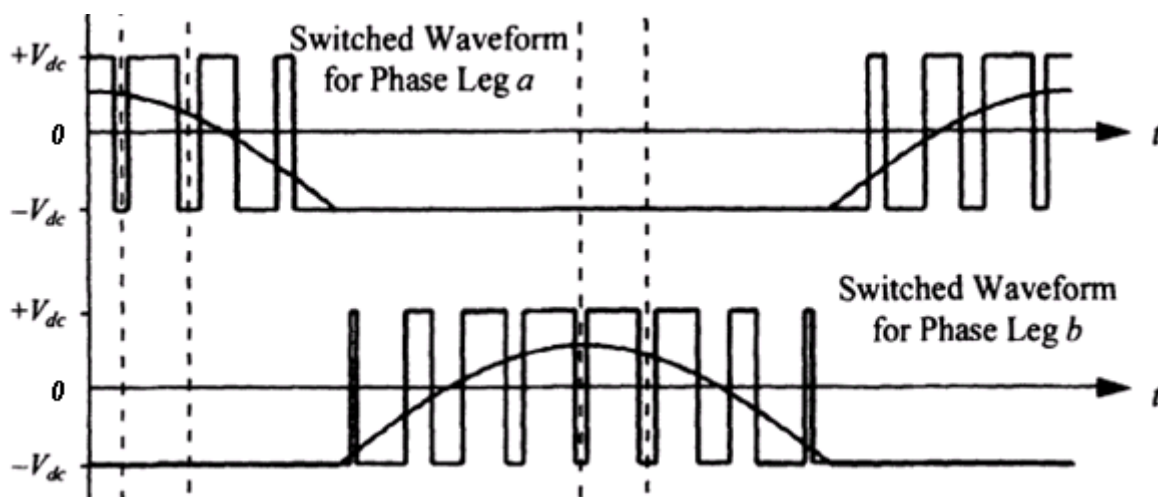


Рисунок 1.22 - Осцилограми напруг при однополярній модуляції

Однополярна модуляція має такі переваги, як менші ВЧ пульсації вихідного струму, розмір фільтра і втрати в ньому, менші динамічні втрати в ключах, так як у будь-який момент часу комутація виконується лише на одному напівмостовому комутаторі. Однак при даному виді модуляції в вихідній напрузі виникає велика синфазна високочастотна складова напруги відносно шини постійного струму, якщо у вихідному фільтрі використовується один дросель з двома обмотками, або необхідно використовувати окремі дроселі на кожному з виходів напівмостових перетворювачів. При цьому відбувається спотворення форми вихідної напруги. Це обумовлено тим, що на фільтруючому дроселі напівмостового комутатора, який знаходиться у статичному стані, з'являється напруга у формі спадаючого п'єдесталу, яка не прогнозовано віднімається з вихідної напруги. Цей ефект стає суттєвим при збільшенні індуктивності дроселів з метою обмеження рівня імпульсних струмів у напівмостових комутаторах і втрат потужності в елементах комутації. Для виключення цього ефекту необхідно вводити додаткові ключові елементи, які шунтують ці дроселі, що призводить до збільшення вартості перетворювача та ускладнення керування.

Також відомий інший спосіб модуляції при формування вихідної напруги, як різновид однополярної модуляції (модифікована одно полярна модуляція), [18, 19]. У ньому перший напівмостовий перетворювач формує меандр з частотою вихідної напруги і амплітудою постійної напруги живлення, а другий - перетворює постійну напругу живлення у ШІМ послідовність шляхом комутації керованих ключів. Цю ШІМ послідовність модулюють на першій половині періоду вихідної напруги за синусоїдальним законом, а на другій – за законом інверсної синусоїди, та виконують фільтрацію різниці напруг у навантаженні. В кінці кожного півперіоду на виходах напівмостових перетворювачів відбувається синфазна стрибкоподібна зміна стану, після якого розгортається процес формування ШІМ послідовності у другому напівмостовому перетворювачу (рис 1.23).

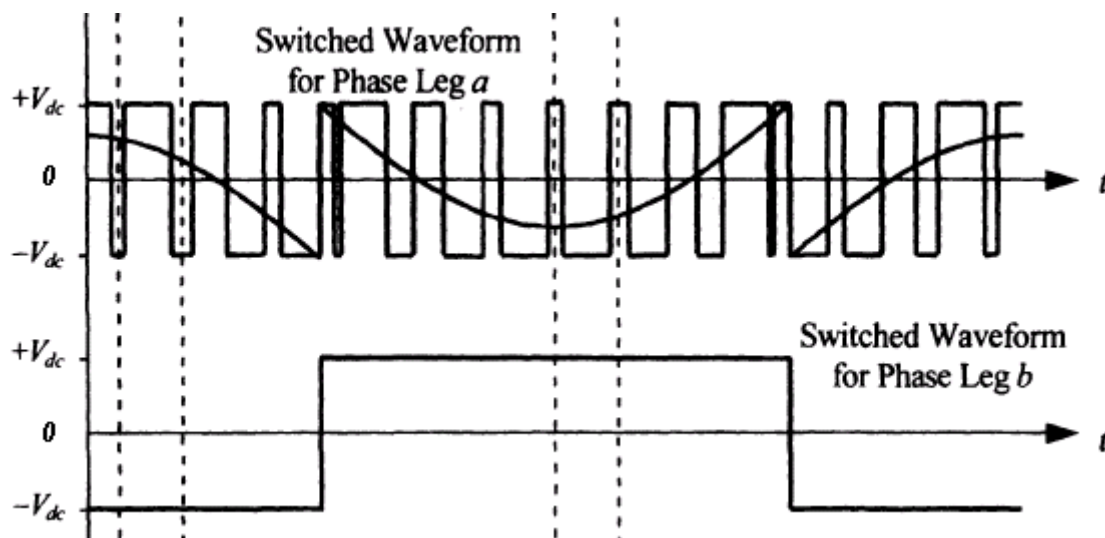


Рисунок 1.23 - Осцилограми напруг при модифікованій однополярній модуляції

Суттєвим недоліком даного способу формування вихідної напруги є наявність збільшеного рівня синфазної завади у вихідній напрузі мостового перетворювача, яка утворюється завдяки великій швидкості зміни напруги на виході напівмостового перетворювача під час стрибкоподібної зміни стану.

Зменшення завади потребує додаткової фільтрації швидкодіючих імпульсних напруг, реалізація якої обмежена великими масо-габаритними розмірами синфазного елементу фільтрації.

Загальним недоліком застосування ШІМ за синусоїдальним законом є недостатньо використання вхідної напруги інвертора, яке оцінюється коефіцієнтом

$$K_d = \frac{U_{1m}}{U_{dc}}, \quad (1.3)$$

де  $U_{1m}$  – амплітуда першої гармоніки вихідної напруги,

$U_{dc}$  – напруга живлення DC-AC ступеня перетворення.

При застосування ШІМ за синусоїдальним законом коефіцієнт використання постійної напруги живлення  $K_d$ , становить менше 1 [20, 21]. Його підвищення можливе лише формуванням несинусоїдальної форми напруги на виході інвертора, проте це супроводжується небажаною появою спектра гармонік.

Разом з тим нормативний документ, що визначає якість електричної енергії [95], фактично допускає використання несинусоїдальних форм за умови, що коефіцієнт спотворення синусоїдальності не перевищує 8% і дотримуються обмеження на рівень амплітуд нижчих з вищих гармонік спектрального складу. Це дозволяє відшукувати компроміс між перевагами прямокутного закону модуляції, який характеризується мінімальною потужністю втрат на перемикання, а також максимальним коефіцієнтом використання напруги живлення, що сягає 1,273, і ШІМ за синусоїдальним законом, при якій досягається найкращий гармонійний склад [22], але має великі динамічні втрати потужності.

Останнім часом, як компромісне рішення, широко пропонується трапецеїдальний закон формування вихідної напруги в однофазних [68, 73], двофазних [21, 25, 26] і трифазних [20, 23] мостових інверторах.

В роботі [23] проведено порівняльний аналіз різних методів формування вихідної напруги при використанні несинусоїдальних форм. Результати аналізу наведено у таблиці 1.2.

Таблиця 1.2 – Порівняння показників вихідної напруги

Форма, схема	$K_U = \frac{U_1}{U_\Sigma}$	$K_d = \frac{U_{1m}}{U_d}$	Примітки
Прямокутна; трифазний інверторний міст	0,955	1,1	немає 3-й гармоніки
Прямокутна; однофазний інверторний міст	0,9	1,273	є 3-й гармоніка
Трапецієвидна $\alpha=\pi/3$ ; міст будь- якої фазності	0,9989	1,053	немає 3-й гармоніки

Як видно з таблиці, найкраще наближення до синусоїди дає трапецієвидна форма (при тривалості фронтів  $\alpha=\pi/3$ ), у якої діюче значення першої гармоніки по відношенню до діючого значення вихідної напруги

складає  $K_u=0,9989$ . У той же час ця форма забезпечує коефіцієнт використання напруги живлення на рівні  $K_d=1,053$ , що більше ніж при синусоїдальному закону модуляції. Також зазначено, що при тривалості фронтів  $\alpha=\pi/3$ , третя гармоніка відсутня у вихідній напрузі інвертора, а п'ята гармоніка, найбільша з вищих, має діюче значення

$$K_5 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} * \frac{\sin 5\frac{\pi}{3}}{25\frac{\pi}{3}} * U_d = 0,03U_d. \quad (1.4)$$

У роботі [96] проведено дослідження впливу коефіцієнта перемодуляції вихідної напруги на потужність втрат у силових ключах (рис. 1.24). З рисунка видно, що при використанні несинусоїдальних форм напруги (коефіцієнт перемодуляції більше 1, відбувається різке зменшення втрат.

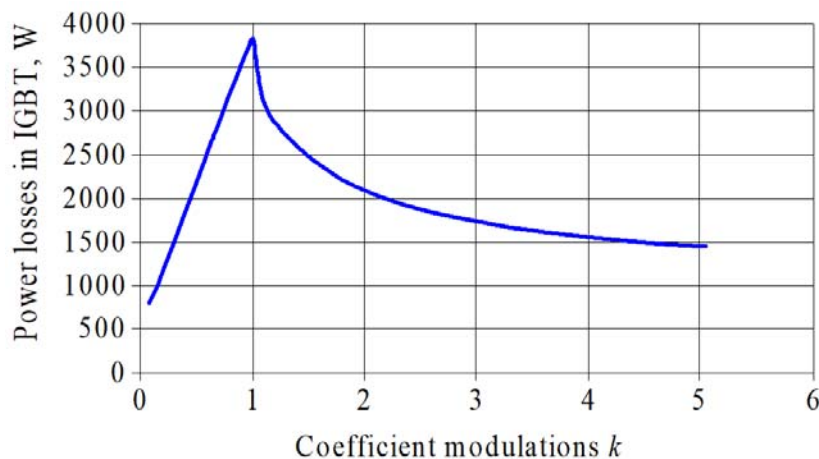


Рисунок 1.24 – Залежність втрат потужності у силових ключах від коефіцієнта перемодуляції вихідної напруги

Існує інша загальновідома група схемотехніки DC-AC перетворювачів, яка широко представлена у роботах [14, 15, 16, 17, 97]. Цей тип перетворювачів має загальну назву Three-level.

Перший різновид перетворювача (NPC topology) зображений на рисунку 1.25. Особливістю цієї схемотехніки є використання двох послідовно з'єднаних напруг по 350В із загальною напругою 700В. Завдяки алгоритму комутації ключовими елементами максимальні робочі значення напруги на них не перевищують 350В.

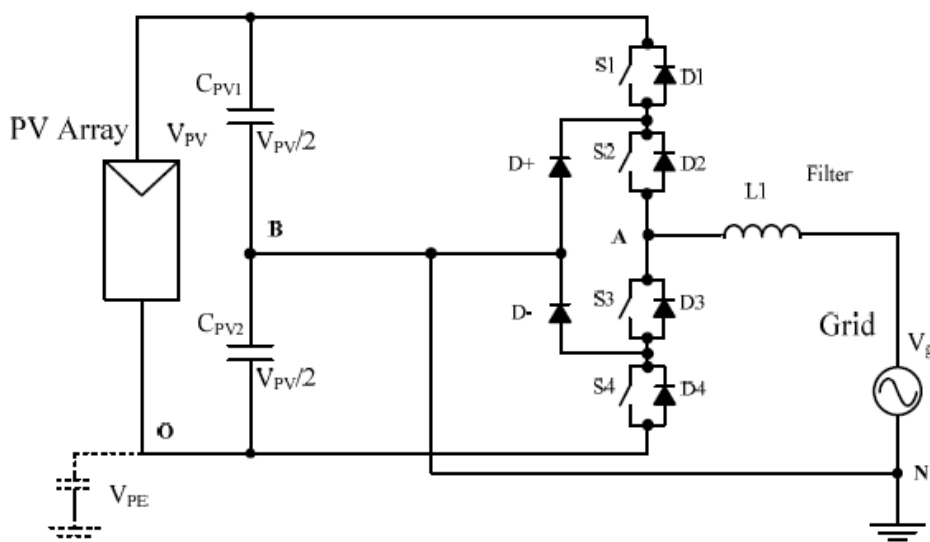


Рисунок 1.25 – Схема Three-level (NPC topology) перетворювача

Це дає змогу використання IGBT ключових елементів з робочою напругою 600В. Ця група ключів має менші значення напруги насичення та більшу швидкодію, порівнянно з групою IGBT 1200В. Це дозволяє зменшити як статичні, так і динамічні втрати потужності у перетворювачі. При формуванні вихідної напруги використовується одно полярна модуляція, що дозволяє зменшити пульсації струму у вихідному дроселі  $L1$ .

Недоліком цієї схемотехніки є збільшення кількість активних елементів (додаткові 2 силові діоди  $D+$  та  $D-$  на рис.1.25), а також той факт, що струм накопичення дроселя  $L1$  протікає крізь 2 послідовно з'єднані силові ключі  $S1$ ,  $S2$  або  $S3$ ,  $S4$ . Це збільшує статичні втрати потужності у перетворювачі.

Існує інший різновид попередньої схемотехніки, зображений на рис. 1.26 (Conergy NPC topology, або T-міст), який позбавлений недоліків попередньої схеми [15, 98, 99]. Він має лише 4 ключових елемента, як у мостовому перетворювачі, а накопичення струму дроселя відбувається крізь один ключовий елемент  $S1$  або  $S2$ . Але недоліком цієї схеми є необхідність використання ключів ( $S1$ ,  $S2$ ) з робочою напругою 700В (клас 1200В). Як правило, ці ключі мають більші значення напруги насичення та енергії, що виділяється при перемиканні. Але завдяки тому, що комутація ключів відбувається при половині напруги (тобто 350В), останній недолік має зменшений вплив на динамічні втрати потужності.

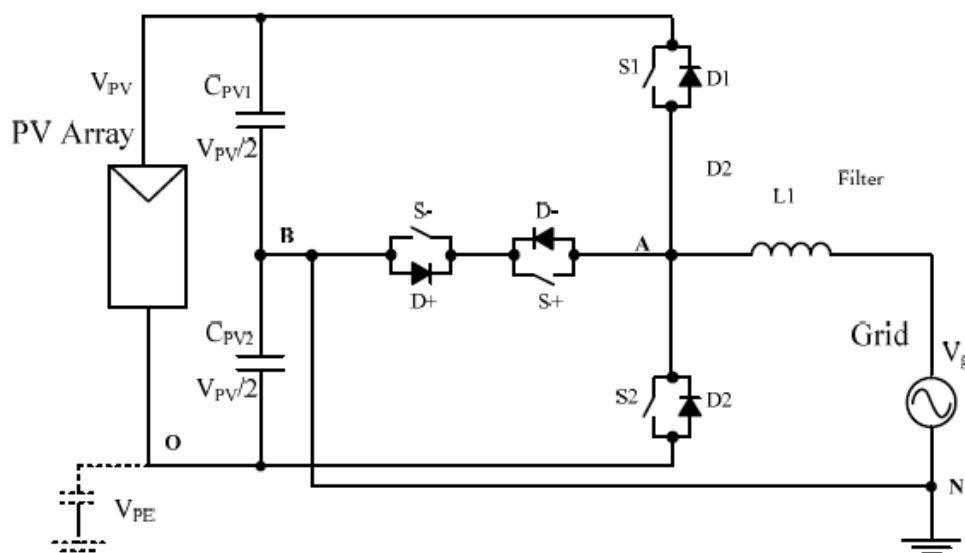


Рисунок 1.26 – Схема T-bridge (Conergy NPC topology) перетворювача

Відомо, що збільшена напруга провідного стану одного IGBT ключа 1200V має менше значення, ніж сума напруг двох IGBT ключів 600V, що сприяє зменшенню статичних втрат.

Загальним недоліком двох попередніх схемотехнік є:

- необхідність формування двох однакових напруг;
- у разі асиметричного навантаження може відбуватися перекид напруг, що може привести до виходу з ладу  $S^-$  та  $S^+$  ключів, які мають робочу напругу 600V;
- збільшена у 2 рази кількість накопичувальних конденсаторів, що призводить до збільшення масо-габаритних показників перетворювача;
- необхідність керування окремо кожним ключем, що ускладнює схему перетворювача.

У роботі [15] проведено порівняльний аналіз втрат потужності у DC-AC перетворювачів з використанням схемотехніки мостів обох різновидів. Як можна побачити на рис. 1.27, схемотехніка з використанням Conergy NPC topology має більший ККД у всьому діапазоні навантаження.

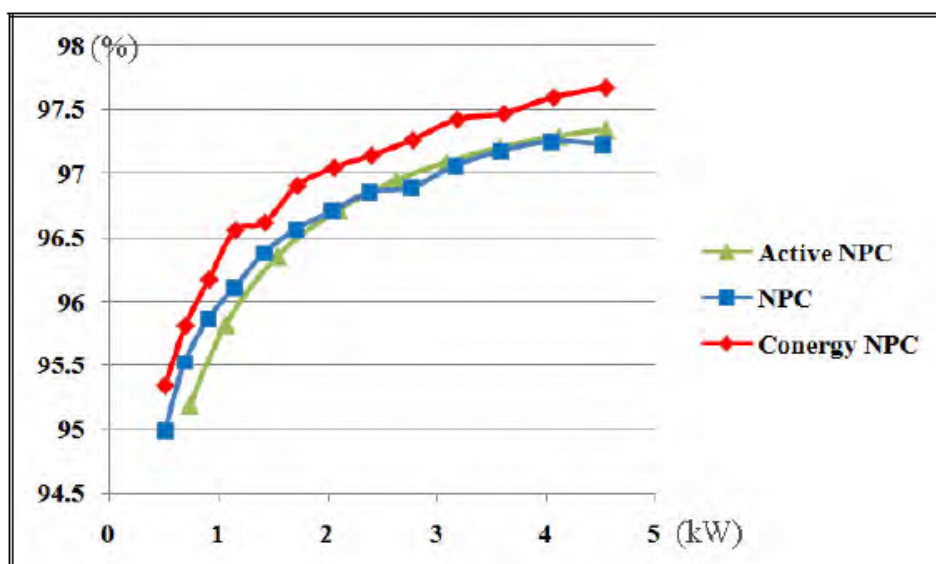


Рисунок 1.27 – Порівняння ККД Three-level та T-bridge перетворювачів

В результаті аналізу властивостей DC-AC ступення перетворення різних топологій здобувачем було складено порівняльну таблицю на прикладі однофазного виконання при використанні різноманітних видів модуляції (табл. 1.3).

Таблиця 1.3 – Властивості DC-AC ступеннів перетворення

Параметр	H-міст				Three-level (NPC topology)	T-bridge (Conergy NPC topology)
	Двополярна модуляція	Однополярна модуляція	Модифікована однополярна модуляція	Трапецеїдальна модуляція		
Кількість силових елементів	4	4	4	4	6	4
Клас напруги ключів	600	600	600	600	600	600В, 1200В
Статичні втрати у ключах	Середні	Середні	Середні	Середні	Середні	Малі
Динамічні втрати у ключах	Великі	Середні	Середні	Малі	Середні	Середні
Ціркуляція потужності	Так	Ні	Ні	Часткова	Ні	Ні
Синфазна завада на виході перетворювача	ВЧ – ні НЧ – ні	ВЧ – ні НЧ – так	ВЧ – так НЧ – так	ВЧ – ні НЧ – так	ВЧ – ні НЧ – так	ВЧ – ні НЧ – так
Спотворення форми вихідної напруги	Ні	Ні	Ні	Так	Ні	Ні
Необхідність двополярної напруги	Ні	Ні	Ні	Ні	Так	Так
Коефіцієнт використання напруги живлення	<1	<1	<1	1,053	<1	<1
Кількість керуючих сигналів	2	2	2	2	4	4

## 1.5 Висновки до розділу 1

1. Проведено аналіз властивостей та особливостей використання Voltage fed та Current fed топологій у ізольованих DC-DC перетворювачах. Показані переваги використання Current fed перетворювачів напруги, які дозволяє значно зменшити ВЧ пульсації вхідного струму та потужність втрат у ключових елементах, забезпечити сталу робочу напругу для ключових елементів та випрямних діодів в умовах зміни вхідної напруги.

2. Показано переваги збільшення числа фаз комутації у Current fed структури. Це дозволяє, за рахунок зменшення значень робочої напруги і, відповідно, зниження опору провідного стану ключових елементів, додатково знизити потужність втрат та досягти більш високих значень ККД. Також, зі збільшенням числа фаз комутації відбувається зменшення ВЧ пульсацій вхідного струму за рахунок алгебраїчної суми миттєвих значень вхідного струму кожної з фаз комутації, які зсунуті між собою.

3. Визначено напрямки для зменшення маси та габаритів магнітних елементів при збереженні позитивних властивостей Current fed перетворювачів шляхом суміщення у одному конструктивному елементі вхідного накопичувального дроселя та силового трансформатора.

4. Проаналізовано причини появи НЧ складової пульсацій вхідного струму у двоступеневих DC/AC перетворювачах напруги. Ці пульсації мають негативний вплив на джерела постійного струму, від яких здійснюється електроживлення, а також призводить до збільшення діючого значення вхідного струму та потужності втрат в активних елементах перетворювача. В наслідок цього виникає потреба використання спеціальних заходів для зменшення НЧ пульсацій вхідного струму.

5. Порівняльний аналіз алгоритмів комутації напівмостових перетворювачів DC-AC ступеня перетворення показує переваги використання несинусоїдальних форм при формуванні вихідної напруги інвертора. Завдяки використанню несинусоїдальних форм є можливість зменшення потужності

динамічних втрат в ключових елементах, а також досягти більших значень коефіцієнта використання постійної напруги живлення. При цьому можливо отримати значення коефіцієнта спотворення синусоїдальності вихідної напруги, що не перевищує рівня, допустимого стандартом.

## РОЗДІЛ 2

### ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ ІЗОЛЬОВАНОГО DC-DC СТУПЕНЯ ПЕРЕТВОРЕННЯ

#### **2.1 Порівняльний аналіз потужності втрат у Push-Pull, Half-Bridge і Full Bridge топологіях перетворювачів.**

Ізольовані DC-DC перетворювачі з дроселем у вхідному ланцюгу різних топологій, як було показано в розділі 1, знаходять широке застосування завдяки цілому ряду позитивних властивостей: гладка форма та малі пульсації струму споживання, знижені статичні втрати потужності, фіксована робоча напруга активних елементів та обмоток трансформатора при стабілізації вихідної напруги [65, 67 - 68].

У складі таких перетворювачів широко розповсюджені багатофазні виконання, які мають додаткові переваги, такі як знижена робоча напруга в ключових елементах і відповідне зменшення статичних втрат в них, а також зниження пульсацій струмів споживання і навантаження [69-79]. Використання принципу багатофазності в перетворювачах особливо важливо при низьких вхідних напругах і великих струмах, що споживаються, наприклад при живленні від водневих джерел енергії, оскільки дозволяє розподілити вхідний струм кількома паралельними каналами і цим знизити втрати. Для перетворювачів постійної напруги, що живляться від низьковольтних потужних джерел, основним видом втрат у силових приладах є статичні втрати, тому у DC-DC ступені перетворення динамічні втрати розглядатися не будуть.

Проаналізовано шість видів ізольованих Boost DC-DC топологій (рис. 2.1-2.6) за умови двократної зміни вхідної напруги. Для дослідження включені три двофазні (рис. 2.1-2.3) і три трифазні (рис. 2.4-2.6) виконання. Для визначення серед обраних топологій найефективнішою, тобто з найменшими статичними втратами потужності в активних елементах (MOSFET транзистори, випрямляючі діоди), проведений їх порівняльний аналіз.

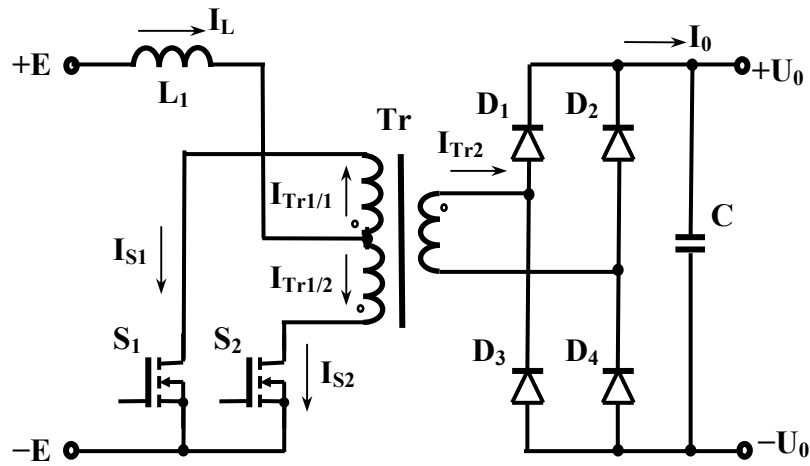


Рисунок 2.1 - Перетворювач двофазний Push-Pull-2Ph

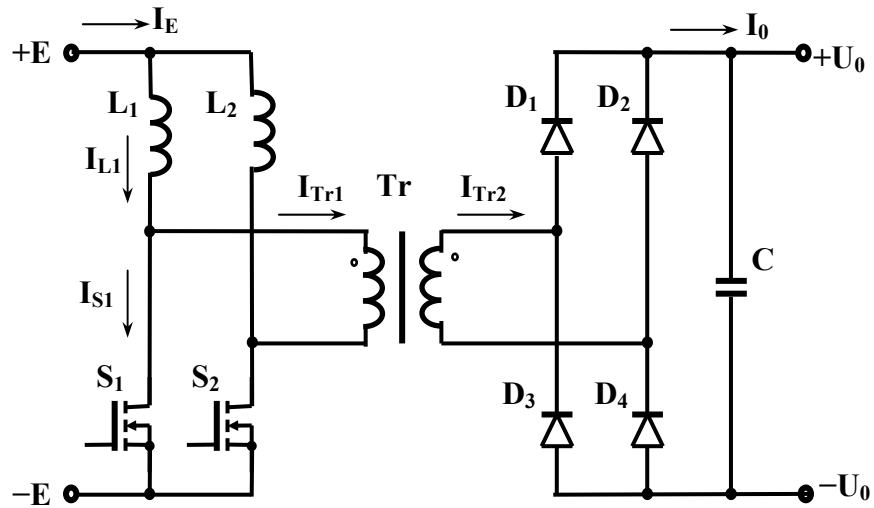


Рисунок 2.2 - Перетворювач двофазний Half-Bridge-2Ph

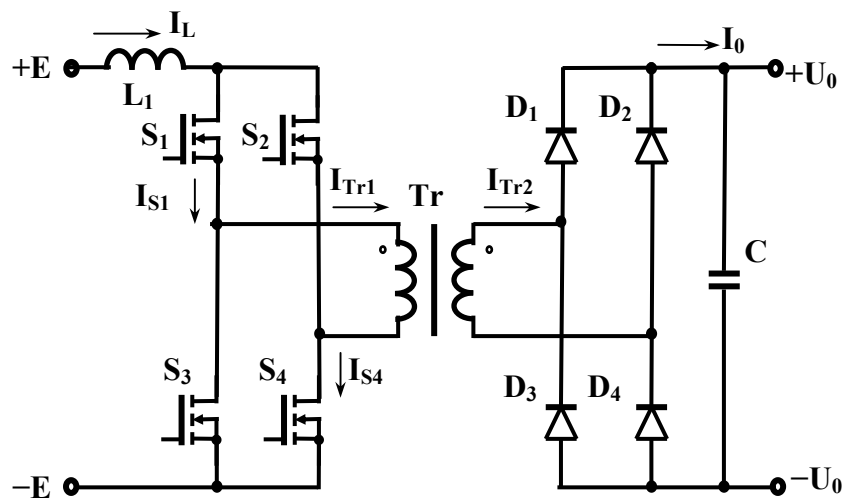


Рисунок 2.3 - Перетворювач двофазний Full Bridge-2Ph

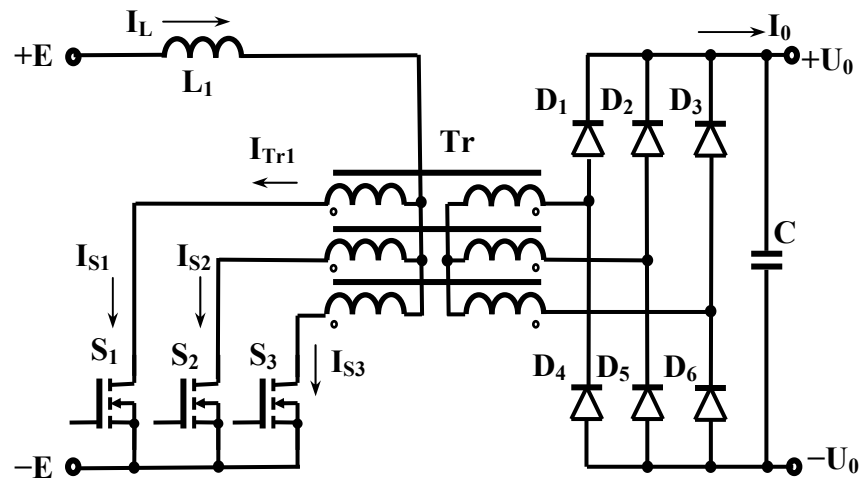


Рисунок 2.4 - Перетворювач трифазний Push-Pull-3ph

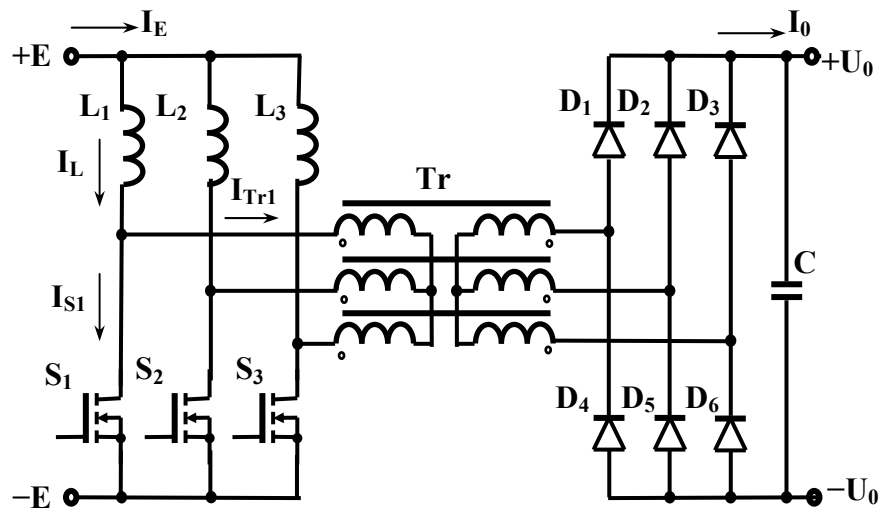


Рисунок 2.5 - Перетворювач трифазний Half-Bridge-3ph

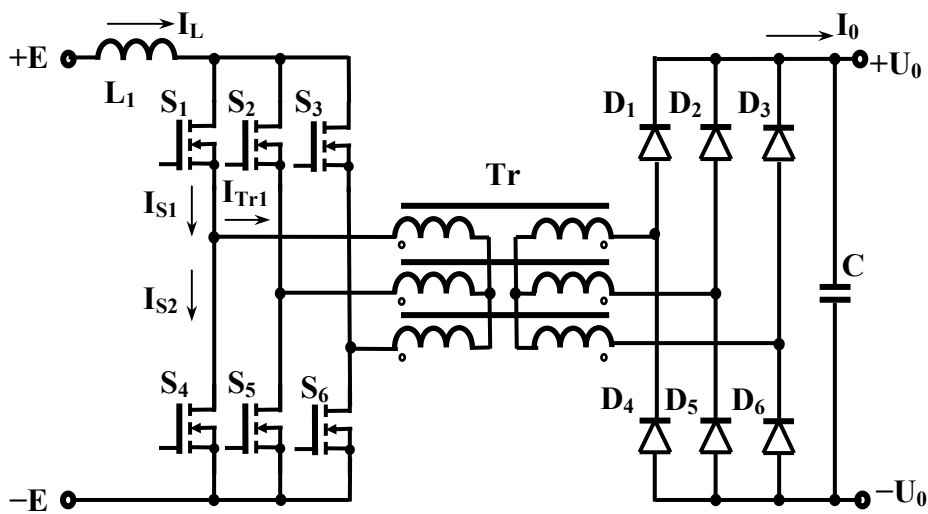


Рисунок 2.6 - Перетворювач трифазний Full Bridge-3ph

### 2.1.1 Часові діаграми та комутаційні процеси у перетворювачах

До складу топології кожного перетворювача (рис. 2.1-2.6) входять: ключові елементи  $S1 \dots Sn$ , індуктивні накопичувачі (дроселі)  $L1 \dots Ln$ , трансформатори  $Tr$ , первинні та вторинні обмотки яких з'єднані в конфігурацію "зірка-зірка", і випрямний міст у вигляді груп діодів позитивної  $D1 \dots Dn$  та негативної  $D(n+1) \dots D2n$  полярності. Принцип роботи перетворювачів досить докладно описаний [67-79] і не вимагає додаткових пояснень.

На рис. 2.7 – 2.11 наведено часові діаграми комутації ключів  $S1 \dots Sn$ , а також форми струмів одного ключа  $I_{s1}$  та однієї первинної обмотки трансформатора  $I_{Tr1}$  в області робочих значень коефіцієнта заповнення імпульсів  $D$ . Розміри струмів на діаграмах виражені щодо рівня струму дроселя  $I_L$ . Струми інших ключів схеми та інших первинних обмоток трансформаторів мають аналогічну форму з послідовним зміщенням фази на кут  $\varphi = \pi$  для двофазних та  $\varphi = 2\pi/3$  для трифазних топологій і тому на діаграмах не наводяться [100].

Специфіка комутації ключів (MOSFET транзистори) перетворювача у тому, що при регулюванні коефіцієнта заповнення  $D$  імпульсів керування відбувається деформація ступінчастого характеру форми струмів як у ключах, так і у обмотках трансформатора. У кожній топології деформація носить індивідуальний характер і зумовлює відповідну залежність діючого значення струму ключів і діодів випрямного моста при зміні напруги живлення.

При двократній зміні напруги живлення робочий діапазон коефіцієнта заповнення  $D$  імпульсів керування ключами лежить в межах значень для топологій (рис. 2.1 – 2.3) -  $1/2 \leq D \leq 3/4$  (діаграми рис. 2.7, 2.8) і топологій (рис. 2.4 – 2.6) -  $1/3 \leq D \leq 2/3$  (діаграми рис. 2.9 – 2.11). У топології (рис. 2.6) у зв'язку з особливістю алгоритму керування шістьма ключами (неоднократная комутація на періоді) коефіцієнт заповнення  $D$  визначено для стадій роботи дроселя (рис. 2.11) та його робочий діапазон лежить у межах  $0 \leq D \leq 1/2$ .

Вторинні обмотки трансформаторів повторюють форму струмів первинних обмоток, що дозволяє використовувати цей фактор при визначенні потужності втрат у діодах випрямного моста.

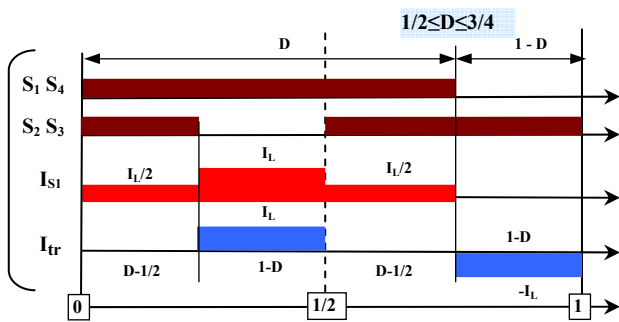


Рисунок 2.7 - Часові діаграми роботи двофазних топологій Push-Pull-2ph, Full Bridge-2ph

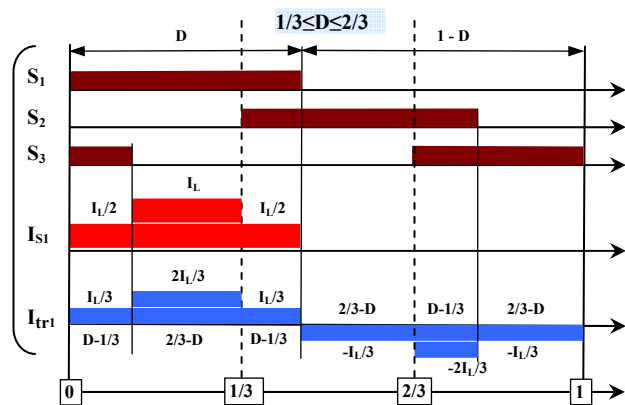


Рисунок 2.9 - Часові діаграми роботи трифазної топології Push-Pull-3ph

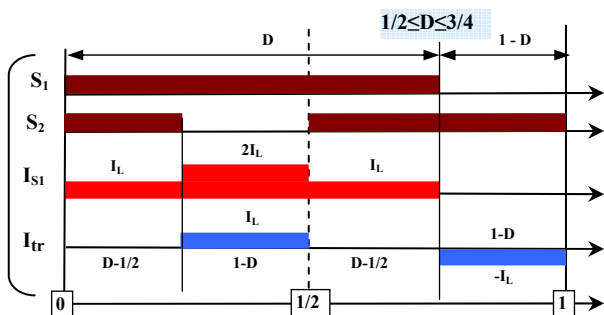


Рисунок 2.8 - Часові діаграми роботи двофазних топологій Half-Bridge-2ph

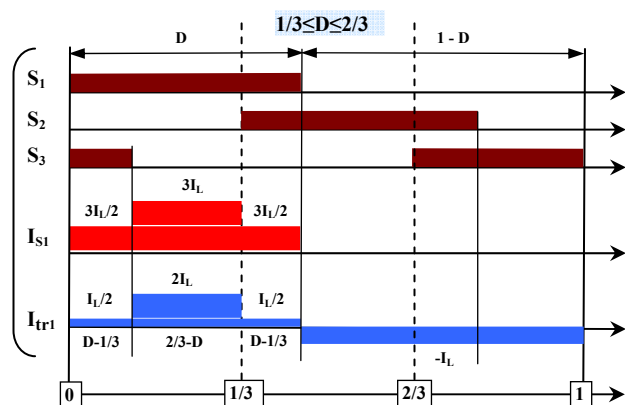


Рисунок 2.10 - Часові діаграми роботи трифазної топології Half-Bridge-3ph

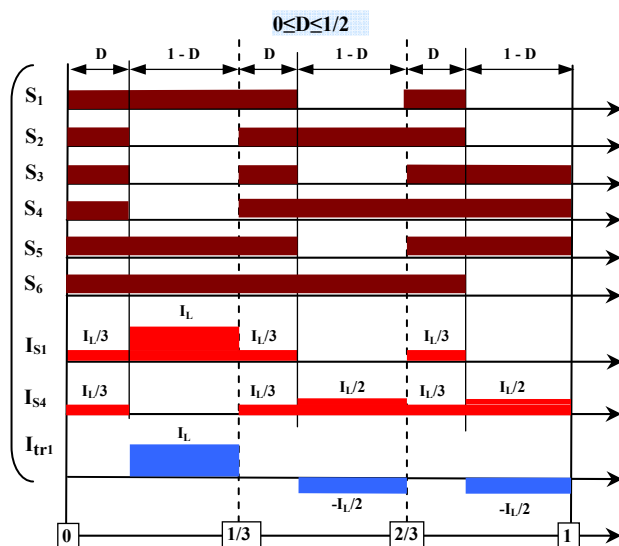


Рисунок 2.11 - Часові діаграми роботи трифазної топології Full Bridge-3ph

### 2.1.2 Умови порівняння потужності втрат в елементах схеми

На даний момент порівняльна оцінка втрат для топологій перетворювачів з різною кількістю елементів залишається невизначеною, оскільки пов'язана з труднощами знаходження комплексу адекватних умов, за яких порівнювані виконання ставали б рівнозначними. Як зазначається у роботі [11], порівняння має проводитися не тільки при одних і тих же електричних параметрах, а й із застосуванням рівноцінних компонентів. Це у свою чергу вимагає конкретизації умов порівняння потужності втрат у елементах топологій.

Порівняння потужності втрат в активних елементах (ключі, діоди) різних топологій перетворювачів можна вважати коректним лише у разі, коли в них використовується однакова кількість активних елементів з ідентичними електричними параметрами. У топологіях (рис. 2.1 – 2.6) міститься неоднакова кількість елементів: від двох до шести ключів і від чотирьох до шести діодів. Тому необхідно привести топології до рівнозначних властивостей активних елементів за різної їх кількості [80].

Для досягнення рівнозначності в кожній з порівнюваних топологій групи з  $n$  елементів з ідентичними електричними параметрами, формою струмів, що протікають, і функціональним призначенням замінюються одним еквівалентним елементом (рис. 2.12). Причому параметри еквівалентного елемента відповідають сукупності параметрів  $n$  паралельно з'єднаних елементів, а струм, що протікає через нього, дорівнює сумі струмів елементів з ідентичною формою.

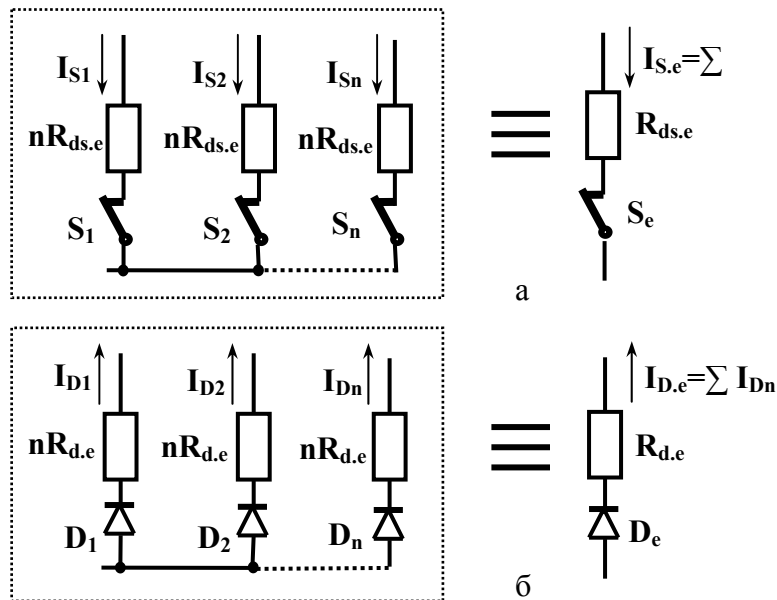


Рисунок 2.12 - Еквівалентні елементи: а - групи ключів; б - групи діодів

Таким чином, еквівалентний елемент ключів (рис. 2.12,а) набуває узагальненого параметра - сумарний опір провідного стану всіх паралельно з'єднаних ключів  $R_{ds,e}$  при опорі провідного стану одного ключа  $R_{ds} = n \cdot R_{ds,e}$ . Аналогічно, еквівалентний елемент діодів (рис.12, б) згідно з кусково-лінійною моделлю відображається у вигляді послідовного з'єднання ідеального діода  $D_e$  і сумарного динамічного опору всіх паралельно з'єднаних діодів  $R_{d,e}$  з динамічним опором кожного  $R_d = n \cdot R_{d,e}$ .

Щодо топологій перетворювачів (рис. 2.1.- 2.6) оцінку потужності втрат у ключових елементах і діодах пропонується проводити за наступних умов рівнозначності:

- рівні напруга, струм та потужність навантаження;
- рівні максимальні значення напруги живлення  $E_{max}$  і кратність його зміни (зниження);
- властивості ключових елементів у топологіях еквівалентні, тобто при максимальному значенні напруги живлення  $E_{max}$  мають рівні значення загального опору провідного стану всіх ключів, з'єднаних паралельно;
- рівні допустимі значення зворотної напруги діодів;
- властивості діодів у топологіях еквівалентні, тобто при рівних значеннях вихідного струму  $I_0$  всі паралельно з'єднані діоди кожної полярності

випрямного моста мають рівні значення порогової напруги та сукупного динамічного опору кусково-лінійної моделі.

При аналізі робляться такі спрощувальні припущення:

- функції перетворення відповідають безперервному режиму (CCM) протікання струмів в індуктивних накопичувачах енергії;
- пульсації струму в індуктивних накопичувачах нескінченно малі, так що при комутації імпульсні струми ключів та діодів мають ступінчато-прямокутну форму.

### 2.1.3 Розрахунок потужності втрат у ключах MOSFET

Потужність статичних втрат у MOSFET транзисторах, яка визначається опором каналу в провідному стані  $R_{ds}$  і діючим значенням струму  $I_{s,rms}$  [80], виражаються через середнє значення  $I_{s,av}$  і коефіцієнт форми  $K_f$  струму ключа

$$P_s = I_{s,rms}^2 \cdot R_{ds} = I_{s,av}^2 \cdot K_f^2 \cdot R_{ds} . \quad (2.1)$$

У топологіях (рис. 2.1 – 2.6) групи  $n$  ключів  $S_1...S_n$  замінюються одним і тим же еквівалентним ключем  $S_e$  (рис. 2.12, а) з опором провідного стану  $R_{ds,e}=R_{ds} / n$  при струмі споживання, що протікає крізь нього  $I_p=n \cdot I_{s,av}$ . Звідси значення  $R_{ds}$  і  $I_{s,av}$  підставляються у вираз (2.1), отримано узагальнену формулу потужності втрат в еквівалентному ключі як сумарну потужність втрат в  $n$  ключах

$$P_{s,e} = n \cdot \left( \frac{I_p}{n} \right)^2 \cdot K_f^2 \cdot n \cdot R_{ds} = I_p^2 \cdot K_f^2 \cdot R_{ds,e} . \quad (2.2)$$

При зміні напруги живлення і фіксованих значеннях вихідного струму і потужності перетворювача параметри  $I_p$ ,  $K_f$  є залежними від коефіцієнта заповнення  $D$  імпульсів струму.

Вирази для квадрата коефіцієнта форми струму одного ключа в топологіях (рис. 2.1 - 2.6) в області робочих значень  $D$  визначаються з діаграм (рис. 2.7 – 2.11) у вигляді відношення квадратів діючого та середнього значень струму

$$K_f^2(D) = \frac{\sum_{i=1}^k I_{m,i}^2 \cdot d_i}{\left( \sum_{i=1}^k I_{m,i} \cdot d_i \right)^2}, \quad (2.3)$$

де  $I_{m,i}$  - амплітуда струму ключа на  $i$ -му інтервалі періоду;

$d_i$  – відносний  $i$ -ий інтервал протікання струму.

При фіксованій потужності навантаження  $P_L$  струм споживання  $I_p$  перетворювача визначається поточним значенням напруги  $E$

$$I_p = \frac{P_L}{E}. \quad (2.4)$$

Поточне  $E$  та максимальне  $E_{max}$  значення напруги пов'язані рівністю функції підвищуючого перетворення, відповідно, при поточному  $D$  та мінімальному  $D_{min}$  значеннях коефіцієнта заповнення функція має вигляд (1.1). Підставляючи з цього виразу поточне значення  $E$  у вираз (2.4), отримано залежність струму споживання від  $D$

$$I_p = \frac{P}{E_{max}} \cdot \frac{1 - D_{min}}{1 - D}. \quad (2.5)$$

Підставляючи залежності  $K_f^2(D)$  з табл. 2.1 і  $I_p(D)$  з (2.5) у вираз (2.2), отримано формули потужності втрат у вигляді залежностей від коефіцієнта заповнення  $D$ :  $P_{s,n}(D)$ . Однак графічний вигляд цих залежностей позбавлений наочності та ускладнює порівняльну оцінку потужності втрат, оскільки в діапазоні зміни напруги живлення криві потужності втрат у топологіях мають різні діапазони зміни  $D$  (рис. 2.7 – 2.11).

Привести криві функцій потужності втрат до єдиного діапазону зміни аргументу можна, використовуючи коефіцієнт зміни (зниження) напруги живлення

$$K_E = E_{\max}/E. \quad (2.6)$$

При двократній зміні напруги живлення від  $E=E_{\max}/2$  до  $E=E_{\max}$  діапазон значень коефіцієнта  $K_E$  обмежуються нерівністю:  $1 \leq K_E \leq 2$ .

Підставляючи з останнього виразу поточне значення  $E$  у формулу (2.4), отримано залежність струму споживання  $I_p$  від коефіцієнта  $K_E$

$$I_p = \frac{P_L}{E_{\max}} \cdot K_E. \quad (2.7)$$

Прирівнюючи (2.5) і (2.7), отримано вираз переходу від параметра  $D$  до параметра  $K_E$

$$D = 1 - \frac{1 - D_{\min}}{K_E}. \quad (2.8)$$

У виразі втрат (2.2) при визначенні значення  $R_{ds,e}$  необхідно враховувати гранично-допустиму напругу  $U_s$  на ключах обраних топологій (рис. 2.1 - 2.6), оскільки його рівень у транзисторах MOSFET визначає опір у провідному стані  $R_{ds}$ .

Представлено робочу напругу на ключах у вигляді відношення  $(U_s/E_{\max}) \geq 1$  (табл. 2.1) і виражено  $R_{ds,e}$  еквівалентного ключа залежністю для транзисторів MOSFET [56]

$$R_{ds,e} = R_{ds,0} \cdot \left( \frac{U_s}{E_{\max}} \right)^\alpha, \quad (2.9)$$

де  $R_{ds,0}$  - опір провідного стану ключа при  $U_s = E_{\max}$ ;

$\alpha$  - показник ступеня.

У розділі 1.2 (рис. 1.10), показано, що значення показника ступеня лежить у межах  $\alpha=2,0\dots2,4$ . Підставляючи у вираз (2.2) значення струму  $I_p$  з (2.7) і опору у провідному стані еквівалентного ключа  $R_{ds,e}$  з урахуванням підвищення робочої напруги (2.9), і після нескладних перетворень, отримано вираз відносної потужності втрат

$$P_{s,e}^* = \frac{P_{s,e}}{P_{s,b}} = \left( \frac{U_s}{E_{\max}} \right)^\alpha \cdot K_E^2 \cdot K_f^2, \quad (2.10)$$

де  $P_{s,b} = \left( \frac{P_L}{E_{\max}} \right)^2 \cdot R_{ds,0}$  - базова потужність втрат.

Шляхом підстановки значення  $D$  з виразу (2.8) у формули  $K_f^2(D)$  табл.1, і потім перетворені функції  $K_f^2(K_E)$  у вираз (2.10), отримано залежності відносної потужності втрат від коефіцієнта зміни напруги живлення  $P_{s,e}^*(K_E)$ , які наведено також у табл. 2.1

Таблиця 2.1 – Узагальнені параметри для ключів MOSFET для різних топологій

Вид	Топологія	$\frac{U_s}{E_{\max}}$	$\frac{D_{\min}}{D_{\max}}$	$K_f^2(D)$	$P_{s,e}^*(K_E)$
2-х фазн.	Push-Pull-2Ph	2	1/2, 3/4	3-2D	$2^\alpha K_E(K_E+1)$
	Half-Bridge-2Ph				$4K_E(K_E+1)$
	Full Bridge-2Ph	1			
3-х фазн.	Push-Pull-3ph	3/2	1/3, 2/3	$\frac{9(3-2D)}{2}$	$3(3/2)^\alpha K_E$
	Half-Bridge-3ph				
	Full Bridge-3ph	1	0, 1/2	$\frac{3-2D}{(3-2D)/2}$	$K_E(4K_E+5)$

За формулами табл. 2.1 на рис. 2.13 побудовані графічні залежності відносної потужності втрат у MOSFET ключах для топологій (рис. 2.1 – 2.6) при напругі живлення, що змінюється в діапазоні  $1 \leq K_E \leq 2$ .

Як видно з рис. 2.13 потужність втрат у ключах збільшується зі зростанням коефіцієнта  $K_E$  (зниженням напруги живлення). Серед досліджених 3-х фазні топології Push-Pull-3ph та Half-Bridge-3ph мають найменшу потужність втрат у всьому діапазоні вхідної напруги, та сягає різниці у 1,8 разів відносно Push-Pull-2ph та Half-Bridge-2ph топологій у нижній частині вхідної напруги ( $K_E=2$ ).

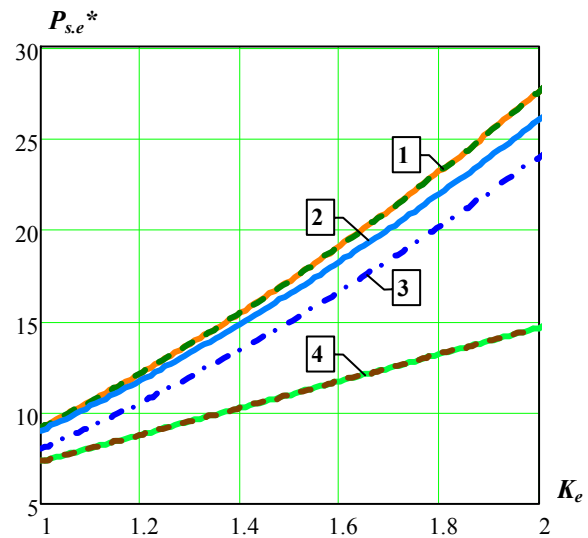


Рисунок 2.13 - Відносна потужність втрат у ключах MOSFET ( $\alpha=2,2$ ) при зміні напруги живлення: 1- Push-Pull-2ph, Half-Bridge-2ph; 2- Full Bridge-3ph; 3- Full Bridge-2ph; 4- Push-Pull-3ph, Half-Bridge-3ph

#### 2.1.4 Розрахунок потужності втрат у випрямних діодах

Потужність втрат у діодах при використанні кусково-лінійної апроксимації вольтамперної характеристики [101] визначається середнім значенням  $I_{d.av}$  і діючим  $I_{d.rms}$  значеннями протікаючого імпульсного струму

$$P_d = U_{d.o} \cdot I_{d.av} + I_{d.rms}^2 \cdot R_d, \quad (2.11)$$

де  $U_{d.o}$  - порогова напруга діода;

$R_d$  - динамічний опір діода.

Використовуючи властивість збереження форми струму в обмотках під час передачі через трансформатор, запропоновано [80] потужність втрат у діодах визначати незалежно від значення коефіцієнта трансформації трансформаторів. Для цього представлено потужність втрат (2.11) через відносний параметр - коефіцієнт форми струму діодів  $K_f$

$$P_d = U_{d.o} \cdot I_{d.av} + I_{d.av}^2 \cdot K_f^2 \cdot R_d = U_{d.o} \cdot I_{d.av} \cdot \left( 1 + K_f^2 \frac{I_{d.av} \cdot R_d}{U_{d.o}} \right). \quad (2.12)$$

Квадрат коефіцієнта форми струму одного діода в топологіях для області робочих значень  $D$  визначено з діаграм (рис. 2.7 - 2.11) струму трансформатора  $I_{Tr1}$ , використовуючи відносини квадратів діючого та середнього значень струму на окремих інтервалах

$$K_f^2(D) = \frac{\sum_{i=1}^k I_{m,i}^2 \cdot d_i}{\left( \sum_{i=1}^k I_{m,i} \cdot d_i \right)^2}, \quad (2.13)$$

де  $I_{m,i}$  – амплітуда струму діода на  $i$ -му інтервалі періоду;

$d_i$  – відносний  $i$ -ий інтервал протікання струму.

У табл. 2.2 наведено вирази для квадрата коефіцієнта форми струму в діодах, які отримано з використанням виразу (2.13).

З діаграм (рис. 2.7 - 2.11) форми струму трансформатора  $I_{Tr1}$  та наведених виразів  $K_f^2$  у табл. 2.2 видно, що у двофазних топологіях значення  $K_f^2$  для всіх діодів моста однакові. У трифазних топологіях діоди з різними напрямками струму, мають неоднакові значення  $K_{f1}^2$  і  $K_{f2}^2$ . Враховуючи цю особливість, необхідно потужність втрат визначати окремо для групи  $n$  діодів з напрямком струму до позитивної полярності вихідної напруги  $+U_0$  (параметр  $K_{f1}^2$ ) та групи  $n$  діодів з напрямком до негативної полярності  $-U_0$  (параметр  $K_{f2}^2$ ).

Оскільки струми в  $n$  діодах однієї групи мають однакову форму ( $K_{f1}$  або  $K_{f2}$ ), сумарну потужність втрат у групі можна представити як потужність втрат в одному еквівалентному діоді (рис. 2.12, б). Порогова напруга еквівалентного діода збігається з аналогічним значенням одного діода  $U_{d.o}$ , а динамічний опір дорівнює опору  $n$  паралельно з'єднаних діодів  $R_{d.e} = R_d / n$ , при струмі навантаження  $I_0 = n I_{d.av}$ . Звідси значення  $R_d$  і  $I_{d.av}$  підставлено у вираз (2.12) і отримано узагальнену формулу потужності втрат в еквівалентному діоді як сумарну потужність втрат в  $n$  діодах

$$P_{d.e} = U_{d.o} \cdot I_0 \cdot \left( 1 + K_f^2 \frac{I_0 \cdot R_{d.e}}{U_{d.o}} \right) = U_{d.o} \cdot I_0 \cdot (1 + K_f^2 \cdot m), \quad (2.14)$$

де  $m = I_0 \cdot R_{d.e} / U_{d.o}$  – параметр еквівалентного діода.

Параметр  $m$  представляє відношення падіння напруги на динамічному опорі  $R_{d.e}$  еквівалентного діода при робочому струмі  $I_0$  до граничної напруги  $U_{d.o}$ . Аналіз кількісних даних  $U_{d.o}$  та  $R_{d.e}$  сучасних імпульсних діодів за наданими параметрами кусочно-лінійних моделей від виробників ST Microelectronics та Vishay показує, що параметр  $m = 0,2 \dots 0,4$ .

Загальну відносну потужність втрат у діодах випрямляча (у двох групах з  $n$  діодів) визначено, як суму втрат у двох еквівалентних діодах (2.14) з коефіцієнтами форми струму  $K_{f1}$ ,  $K_{f2}$

$$P_{d.e}^* = \frac{P_{d.e1} + P_{d.e2}}{P_{d.b}} = 2 + m (K_{f1}^2 + K_{f2}^2), \quad (2.15)$$

де  $P_{d.b} = U_{d0} \cdot I_0$  – базова потужність втрат.

Шляхом підстановки значення  $D$  з виразу (2.8) у формули  $K_{f1}^2(D)$ ,  $K_{f2}^2(D)$  табл.2, і потім перетворені функції  $K_{f1}^2(K_E)$ ,  $K_{f2}^2(K_E)$  у вираз (2.15), отримано залежності відносної потужності втрат у діодах від коефіцієнта зміни напруги живлення  $P_{d.e}^*(K_E)$ , які наведені у табл. 2.2.

Таблиця 2.2 – Узагальнені параметри для діодів для різних топологій

Вид	Топологія	$K_{f1}^2(D)$	$K_{f2}^2(D)$	$P_{d.e}^*(K_E)$
2-х фазн.	Push-Pull-2ph	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	$4mK_E + 2$
	Half-Bridge-2ph			
	Full Bridge-2ph			
3-х фазн.	Push-Pull-3ph	$9(1-D)/2$	$9D/2$	$9m/2 + 2$
	Half-Bridge-3ph	$\frac{5-7D}{2(1-D)^2}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{9m}{4}(3K_E - K_E^2) + 2$
	Full Bridge-3ph	$\frac{3}{1-D}$	$\frac{3}{2(1-D)}$	$9mK_E/2 + 2$

За формулами табл. 2.2 на рис. 2.14 наведено графічні залежності відносної потужності втрат у діодах для топологій (рис. 2.1 - 2.6) при зміні в діапазоні  $1 \leq K_E \leq 2$  напруги живлення. З кривих видно, що при фіксованому значенні вхідної напруги ( $K_E=1$ ) мінімальні втрати потужності мають 2-х фазні топології. Але в умовах двократною зміни вхідної напруги мінімальними втратами потужності у випрямних діодах володіють трифазні топології Half-Bridge-3ph та Push-Pull-3ph, які знижені у 1,33 рази відносно двофазних топологій при  $K_E=2$ .

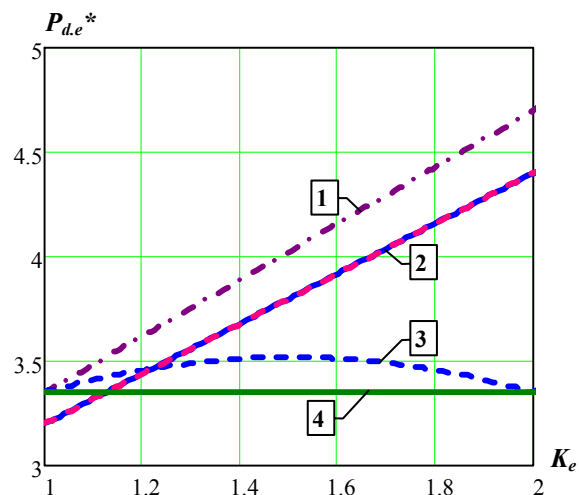


Рисунок 2.14 - Відносна потужність втрат у випрямних діодах ( $m=0,3$ ) при зміні напруги живлення: 1 - Full Bridge-3ph; 2 - Push-Pull-2ph, Half-Bridge-2ph, Full Bridge-2ph; 3 - Half-Bridge-3ph; 4 - Push-Pull-3ph.

## 2.2 Порівняльний аналіз n-фазних DC-DC перетворювачів напруги

У розділі 2.1 показано, що найменшу потужність статичних втрат в активних елементах мають топології Half-Bridge і Push-Pull в 3-х фазному виконанні [100]. Однак можлива реалізація даних топологій із збільшеною кількістю фаз. Проведено порівняльний аналіз потужності статичних втрат в активних елементах (MOSFET транзистори, діоди) багатофазного перетворювача на прикладі топології Half-Bridge (рис. 2.5) в діапазоні багаторазової зміни напруги живлення [80]. Для порівняння розглянуто кілька схемних виконань із числом фаз комутації від двох до п'яти ( $n=2 \dots 5$ ).

### 2.2.1 Комутаційні процеси у багатофазній схемі

До складу  $n$ -фазного перетворювача (рис. 2.15) входять: комутаційні комірки (дросель -  $L_n$ , ключ -  $S_n$ ), трансформатори  $Tr_n$ , первинні та вторинні обмотки яких з'єднані в конфігурацію “зірка-зірка”, та випрямний міст з позитивною ( $D_n^+$ ) та негативною ( $D_n^-$ ) групами з  $n$  діодів кожна.

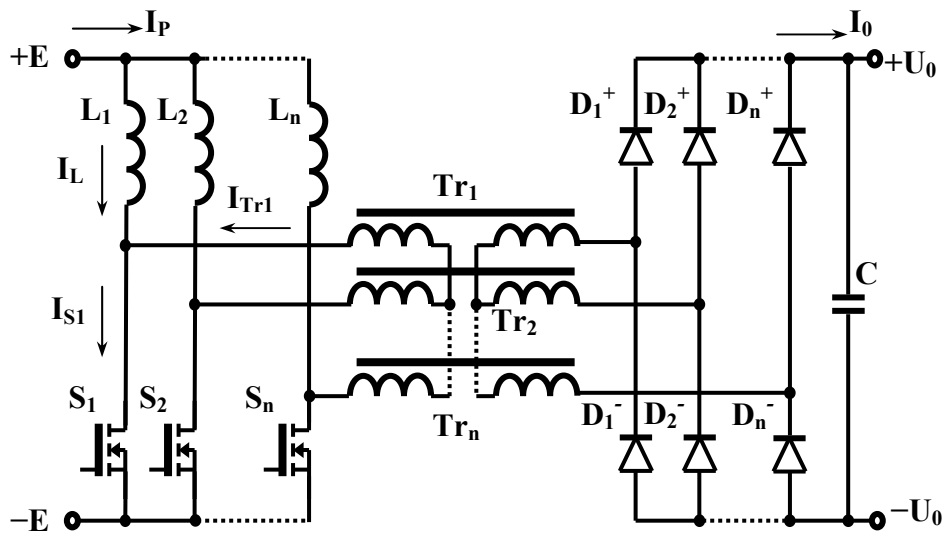


Рисунок 2.15 –  $n$ -фазний Half-Bridge DC-DC перетворювач

Комутаційні процеси у фазних комірках (дросель-ключ) перетворювача відбуваються ідентично з послідовним зсувом на кут  $\varphi = 2\pi/n$ . Специфіка комутації ключів (MOSFET транзистори) перетворювача у тому, що при регулюванні коефіцієнта заповнення  $D$  імпульсів керування відбувається деформація ступінчастого характеру форми струмів як у ключах, так і у трансформаторах. Це зумовлює зміни у залежності діючого значення струму ключів і випрямних діодів.

Весь діапазон значень  $0 \leq D \leq 1$  включає  $n$  областей з межами  $0, 1/n, 2/n, \dots, (n-1)/n, 1$ . Перша область значень  $0 \leq D \leq 1/n$  є неробочою, оскільки містить інтервали часу, за яких відсутні шляхи виведення енергії з накопичувальних дроселів. Тому робочий діапазон лежить у межах  $1/n \leq D \leq 1$  та має  $(n-1)$  областей, причому зі збільшенням кількості фаз цей діапазон розширюється знизу. Сказане ілюструється діаграмами областей  $D$  (рис. 2.16) для 2-х, 3-х, 4-х та 5-ти фазних виконань.

На рис. 2.17 – 2.20 наведено часові діаграми роботи ключів  $S_1 \dots S_n$ , а також форми струмів одного ключа  $I_{S1}$  та первинної обмотки одного трансформатора  $I_{Tr1}$  у кожній з областей значень коефіцієнта заповнення імпульсів. Розміри струмів виражені щодо рівня струму дроселя  $I_L$ .

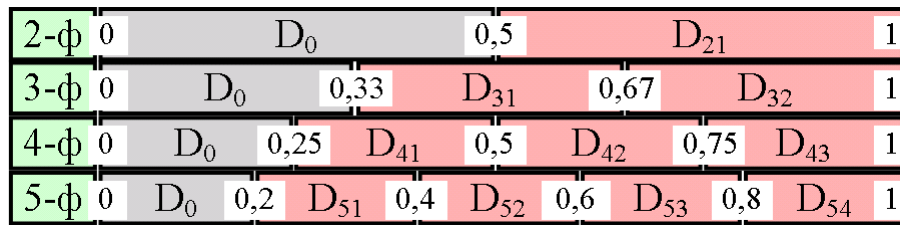


Рисунок 2.16 - Области рабочих значений коэффициента заполнения импульсов при разной кількості фаз

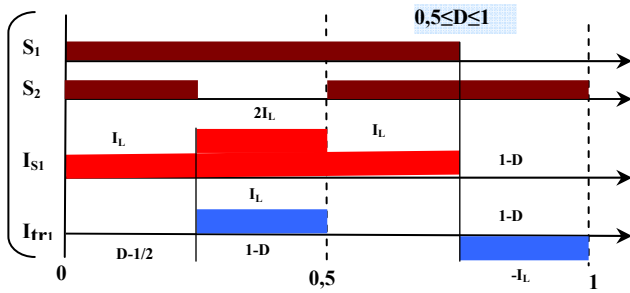


Рисунок 2.17 - Часові діаграми роботи при 2-фазному виконанні перетворювача

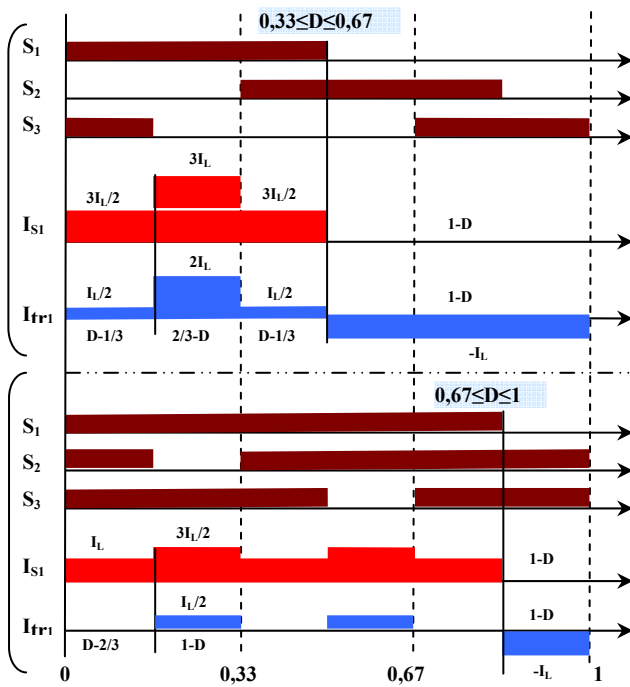


Рисунок 2.18 - Часові діаграми роботи при 3-фазному виконанні перетворювача

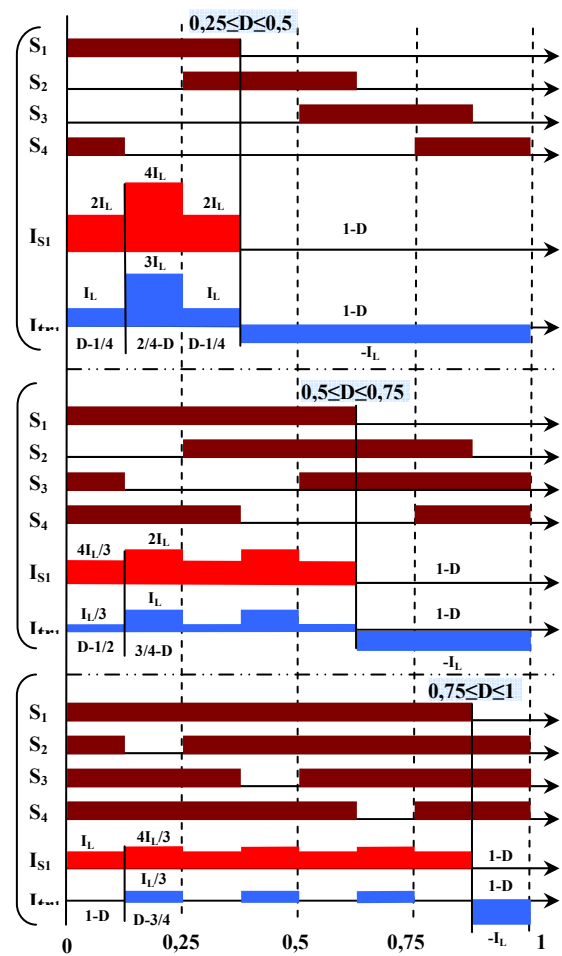


Рисунок 2.19 - Часові діаграми роботи при 4-фазному виконанні перетворювача

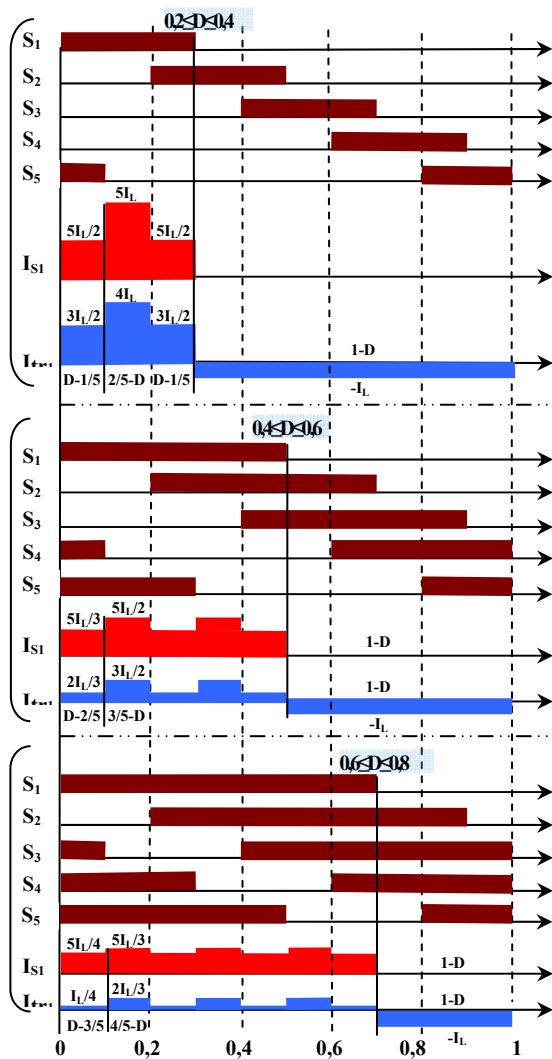


Рисунок 2.20 - Часові діаграми роботи при 5-фазному виконанні перетворювача

Струми інших ключів схеми та первинних обмоток інших трансформаторів мають аналогічну форму з послідовним зсувом фази на кут  $\varphi = 2\pi/n$  і тому на діаграмах не наводяться. Вторинні обмотки всіх трансформаторів повторюють форму струмів первинних обмоток, що дозволяє використовувати цей чинник щодо потужності втрат у діодах випрямного моста. Кожній схемі багатофазного перетворювача з цією кількістю фаз відповідають індивідуальні комутаційні процеси.

### 2.2.2 Розрахунок потужності втрат у ключах MOSFET

При проведенні розрахунків також використовується умова рівнозначності схем за кількістю елементів, що використовуються, яка описана у розділі 2.1.2. Потужність статичних втрат у MOSFET транзисторі визначається опором каналу в провідному стані  $R_{ds,n}$  і діючим значенням струму, що протікає  $I_{s,rms}$

$$P_s = I_{s,rms}^2 \cdot R_{ds,n} \quad (2.16)$$

Квадрат діючого значення струму одного ключа у схемі із заданою кількістю фаз визначено з діаграм (рис. 2.17 - 2.20) у вигляді суми добутків

квадрата амплітуди струму  $I_{m.i}$  на коефіцієнт заповнення  $d_i$  для окремого  $i$ -того інтервалу протікання струму

$$I_{s.rms}^2 = \sum_{i=1}^k I_{m.i}^2 \cdot d_i = (I_p/n)^2 \cdot K_f^2, \quad (2.17)$$

где  $I_p/n$  - середнє значення струму ключа;

$K_f$  - коефіцієнт форми струму ключа.

Залежність коефіцієнта форми струму ключів  $K_f$  від коефіцієнта заповнення імпульсів  $D$ , які визначені за діаграмами (рис. 2.17 - 2.20) для схем з кількістю фаз від двох до п'яти в кожній області робочих значень  $D$  (рис. 2.16), наведені в табл. 2.3.

Таблиця 2.3 - Квадрат коефіцієнта форми струму ключів

2-ph	$D$	$0,5 \leq D \leq 1$			
	$K_f^2$	$3 - 2D$			
3-ph	$D$	$0,33 \leq D \leq 0,67$		$0,67 \leq D \leq 1$	
	$K_f^2$	$\frac{9}{2} \cdot (1 - D)$		$\frac{1}{2} \cdot (5 - 3D)$	
4-ph	$D$	$0,25 \leq D \leq 0,5$	$0,5 \leq D \leq 0,75$	$0,75 \leq D \leq 1$	
	$K_f^2$	$2 \cdot (3 - 4D)$	$\frac{2}{3} \cdot (5 - 4D)$	$\frac{1}{3} \cdot (7 - 4D)$	
5-ph	$D$	$0,2 \leq D \leq 0,4$	$0,4 \leq D \leq 0,6$	$0,6 \leq D \leq 0,8$	$0,8 \leq D \leq 1$
	$K_f^2$	$\frac{5}{2} \cdot (3 - 5D)$	$\frac{25}{6} \cdot (1 - D)$	$\frac{5}{12} \cdot (7 - 5D)$	$\frac{1}{4} \cdot (9 - 5D)$

Оскільки струми в кожному з  $n$  ключів мають однакову форму ( $K_f$ ), то сумарну потужність втрат у них можна представити як потужність втрат в одному еквівалентному ключі з опором провідного стану рівним опору  $n$  паралельно з'єднаних ключів  $R_{ds.n}$  при струмі споживання  $I_p$  схеми, що протікає крізь нього

$$P_{s.n} = I_p^2 \cdot K_f^2 \cdot R_{ds.n}. \quad (2.18)$$

При фіксованій вхідній потужності  $P_{in}$  струм споживання  $I_p$  схеми визначається поточним значенням напруги живлення  $E$

$$I_p = P_{in} / E. \quad (2.19)$$

Поточне  $E$  та максимальне  $E_{max}$  значення напруги пов'язані рівністю функції підвищуючого перетворювача, відповідно, при поточному  $D$  та мінімальному  $D_{min}=1/n$  значеннях коефіцієнта заповнення функція має вигляд (1.1). Підставляючи з цього виразу поточне значення  $E$  у вираз (2.19) і отримано залежність

$$I_p = \frac{P_{in}}{E_{max}} \cdot \frac{n}{n-1} \cdot \frac{1}{1-D}. \quad (2.20)$$

Виходячи з функції перетворення (1.1), робоча напруга  $U_s$  на ключах схеми (рис.2.15) залежить від кількості сформованих фаз  $n$  і перевищує  $E_{max}$  відповідно до співвідношення (1.2). Цей фактор необхідно враховувати, оскільки зі зростанням робочої напруги у сучасних MOSFET транзисторах зростає опір провідного стану, що характеризуються залежністю згідно з формулою (2.9)

$$R_{ds.n} = R_{ds.0} \cdot \left( \frac{U_s}{E_{max}} \right)^\alpha = R_{ds.0} \cdot \left( \frac{n}{n-1} \right)^\alpha. \quad (2.21)$$

Підставляючи у вираз (2.18) значення струму  $I_p$  з (2.20) і опору в провідному стані еквівалентного ключа  $R_{ds.n}$  з урахуванням підвищення робочої напруги (2.21), і після нескладних перетворень отримано вираз відносної потужності втрат

$$P_{s.n}^* = \frac{P_{s.n}}{P_{s.b}} = \left( \frac{n}{n-1} \right)^\alpha \left( \frac{n-1}{n} \right)^2 \cdot \frac{K_f^2}{(1-D)^2}, \quad (2.22)$$

де  $P_{s.b} = \left( \frac{P_{in}}{E_{max}} \right)^2 \cdot R_{ds.0}$  - базові значення потужності втрат.

Підставляючи залежності  $K_f^2(D)$  з табл. 2.3 у вираз (2.21), отримано формули відносної потужності втрат як залежності від коефіцієнта заповнення  $D$ :  $P_{s,n}^*(D)$ . Оскільки в необхідному діапазоні зміни напруги живлення криві потужності втрат у схемах з різним числом фаз мають різні діапазони зміни коефіцієнта  $D$ , перейдено безпосередньо до фактора, що впливає - коефіцієнта зміни напруги живлення (2.6).

При  $E=E_{min}$  коефіцієнт зміни напруги приймає максимальне значення  $K_{E,m}=E_{max}/E_{min}$ , яке прийнято називати кратністю зміни напруги живлення. Значення коефіцієнта  $K_E$  обмежуються нерівністю:  $1 \leq K_E \leq K_{E,m}$ .

Підставляючи значення  $E$  (2.6) у формулу (2.19), і прирівнюючи (2.19) і (2.202), отримано значення параметра  $D$ , яке виражене через  $K_E$

$$D = 1 - \frac{n-1}{n \cdot K_E}. \quad (2.23)$$

Підставляючи значення  $D$  з виразу (2.23) у формули  $K_f^2(D)$  табл. 2.3 і вираз (2.22), отримано залежності відносної потужності втрат від коефіцієнта зміни напруги живлення  $P_{s,n}^*(K_E)$ , які наведені в табл. 2.4.

Таблиця 2.4 - Відносна потужність втрат у ключах

2-ph	$K_E$	$1 \leq K_E \leq 4$		
	$P_{S2}^*$	$2^\alpha K_E (K_E + 1)$		
3-ph	$K_E$	$1 \leq K_E \leq 2$	$2 \leq K_E \leq 4$	
	$P_{S3}^*$	$\left(\frac{3}{2}\right)^\alpha 3K_E$	$\left(\frac{3}{2}\right)^\alpha K_E (K_E + 1)$	
4-ph	$K_E$	$1 \leq K_E \leq 1,5$	$1,5 \leq K_E \leq 3$	$3 \leq K_E \leq 4$
	$P_{S4}^*$	$\left(\frac{4}{3}\right)^\alpha 2K_E(3-K_E)$	$\left(\frac{4}{3}\right)^\alpha \frac{2}{3} K_E (K_E + 3)$	$\left(\frac{4}{3}\right)^\alpha K_E (K_E + 1)$
5-ph	$K_E$	$1 \leq K_E \leq 1,33$	$1,33 \leq K_E \leq 2$	$2 \leq K_E \leq 4$
	$P_{S5}^*$	$\left(\frac{5}{4}\right)^\alpha 5K_E(2-K_E)$	$\left(\frac{5}{4}\right)^\alpha \frac{10}{3} K_E$	$\left(\frac{5}{4}\right)^\alpha \frac{5}{6} K_E (K_E + 2)$

За формулами табл. 2.4 на рис. 2.21 побудовані графічні залежності відносної потужності втрат у MOSFET ключах для схем з різним числом фаз при зміні напруги живлення в діапазоні  $1 \leq K_E \leq 4$ .

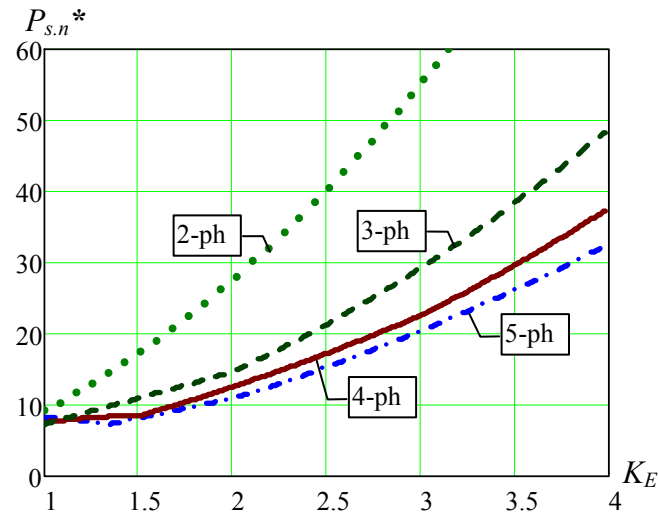


Рисунок 2.21 – Відносна потужність втрат у MOSFET ключах ( $\alpha=2,2$ ) при зміні напрузі живлення

З рис. 2.21 видно, що потужність втрат у ключах збільшується зі зростанням коефіцієнта змін напруги живлення  $K_E$  і знижується з нарощуванням числа фаз  $n$  в схемному виконанні.

Оцінити ефективність схеми при фіксованій напрузі живлення ( $E=\text{const}$ ) можна за рівнем мінімальної потужності втрат  $P_{s,*min}$ , яка зосереджена в околиці значення  $K_E=1$ . При діапазонній зміні напруги живлення ( $E=\text{var}$ ) з кратністю  $K_{Em}$  показником ефективності схеми стає відношення максимальної потужності втрат  $P_{s,*max}$  до мінімальної  $P_{s,min}$ :  $\delta P_s = P_{s,*max} / P_{s,*min}$ . Найменші значення цього відношення відповідають кращій ефективності схеми.

На рис. 2.22 наведено, дискретні залежності мінімальної  $P_{s,*min}$  і максимальної  $P_{s,*max2}$ ,  $P_{s,*max4}$  потужності втрат при кратності  $K_{Em} = 2$  і  $K_{Em} = 4$  для схем із числом фаз  $n=2 \dots 5$ , які отримані за даними рис. 2.21.

З кривих на рис. 2.22 випливає, що мінімальні значення відносної потужності втрат у ключах  $P_{s,*min}$ , практично не змінюються зі зростанням числа фаз. Разом з

цим, нарощування числа фаз  $n$  сприяє зниженню максимальної потужності втрат  $P_{s.}^*_{max}$  і відношення  $\delta P_{s.}$ , що є позитивною властивістю багатофазної схеми.

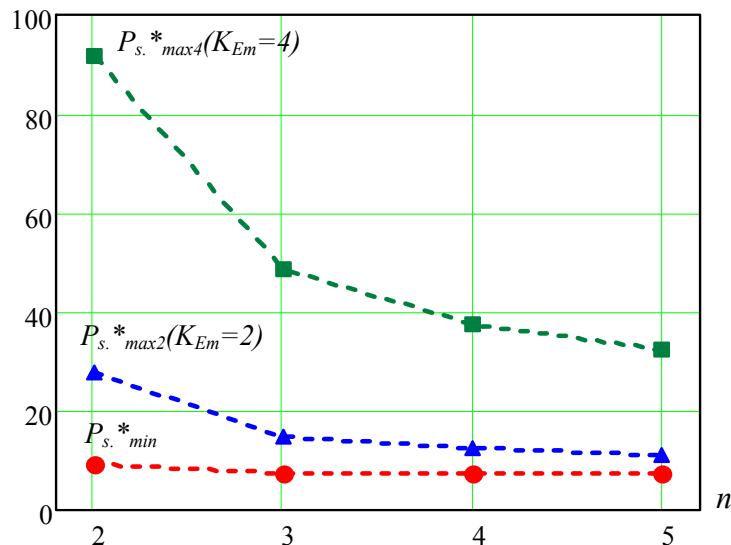


Рисунок 2.22 - Відносні мінімальна та максимальні потужності втрат у MOSFET ключах ( $\alpha=2,2$ ) схем з різною кількістю фаз

Поведінка кривих потужності втрат у ключах на рис. 2.21, 2.22 дозволяє зробити наступні рекомендації щодо вибору виконань перетворювача при діапазонній зміні напруги живлення:

-2-х фазне виконання має найбільші значення відношення  $\delta P_s$  ( $\delta P_{s2} = 3$  при  $K_E=2$ ;  $\delta P_{s4}=9,9$  при  $K_E=4$ ) і тому його не рекомендується застосовувати в перетворювачах при діапазонній зміні напруги живлення;

-в області значень  $1 \leq K_E \leq 2$  перевагу слід надавати 3-х фазним виконанням;

-в області розширених значень  $1 \leq K_E \leq 4$  обґрунтованим слід вважати реалізацію 4-х або 5-ти фазних виконань, у яких відношення  $\delta P_{s4}$  має прийнятні значення ( $\delta P_{s4} = 4,47 \dots 5$ ).

### 2.2.3 Розрахунок потужності втрат у випрямних діодах

Потужність втрат у діодах при використанні кусково-лінійної апроксимації вольтамперної характеристики визначимо за тією ж методикою, що у розділі 2.1.4

згідно (2.12-2.14). З діаграм (рис. 2.17 – 2.20) отримаємо залежності значень  $K_{f1}$ ,  $K_{f2}$  для діодів з різними напрямками струмів, які наведені у табл. 2.5.

Таблиця 2.5 - Квадрат коефіцієнта форми тока випрямних діодів

2-ph	$D$	$0,5 \leq D \leq 1$			
	$K_{f1,2}^2$	$1/(1-D)$			
3-ph	$D$	$0,33 \leq D \leq 0,67$		$0,67 \leq D \leq 1$	
	$K_{f1}^2$	$\frac{5-7D}{2 \cdot (1-D)^2}$		$\frac{1}{2 \cdot (1-D)}$	
	$K_{f2}^2$	$1/(1-D)$			
4-ph	$D$	$0,25 \leq D \leq 0,5$	$0,5 \leq D \leq 0,75$	$0,75 \leq D \leq 1$	
	$K_{f1}^2$	$\frac{4-7D}{(1-D)^2}$	$\frac{4-5D}{3 \cdot (1-D)^2}$	$\frac{1}{3 \cdot (1-D)}$	
	$K_{f2}^2$	$1/(1-D)$			
5-ph	$D$	$0,2 \leq D \leq 0,4$	$0,4 \leq D \leq 0,6$	$0,6 \leq D \leq 0,8$	$0,8 \leq D \leq 1$
	$K_{f1}^2$	$\frac{11-23D}{2 \cdot (1-D)^2}$	$\frac{13-19D}{6 \cdot (1-D)^2}$	$\frac{11-13D}{12 \cdot (1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)}$
	$K_{f2}^2$	$1/(1-D)$			

З використанням виразів (2.14), (2.15) отримано залежності відносної потужності втрат у діодах від коефіцієнта зміни напруги живлення  $P_{dn}^* (K_E)$ , які наведені у табл. 2.6.

Таблиця 2.6 – Відносна потужність втрат у випрямних діодах

2-ph	$K_E$	$1 \leq K_E \leq 4$		
	$P_{d2}^*$	$4mK_E + 2$		
3-ph	$K_E$	$1 \leq K_E \leq 2$	$2 \leq K_E \leq 4$	
	$P_{d3}^*$	$\frac{9m}{4}(3K_E - K_E^2) + 2$	$\frac{9m}{4}K_E + 2$	
4-ph	$K_E$	$1 \leq K_E \leq 1,5$	$1,5 \leq K_E \leq 3$	$3 \leq K_E \leq 4$
	$P_{d4}^*$	$\frac{16m}{3}(2K_E - K_E^2) + 2$	$\frac{16m}{27}(6K_E - K_E^2) + 2$	$\frac{16m}{9}K_E + 2$
5-ph	$K_E$	$1 \leq K_E \leq 1,33$	$1,33 \leq K_E \leq 2$	$2 \leq K_E \leq 4$
	$P_{d5}^*$	$\frac{25m}{8}(5K_E - 3K_E^2) + 2$	$\frac{25m}{8}\left(\frac{5}{3}K_E - \frac{1}{2}K_E^2\right) + 2$	$\frac{25m}{96}(10K_E + K_E^2) + 2$

За формулами табл. 2.6 на рис. 2.23 наведені графічні залежності відносної потужності втрат у діодах для схем з різним числом фаз при змінній в діапазоні  $1 \leq K_E \leq 4$  напрузі живлення.

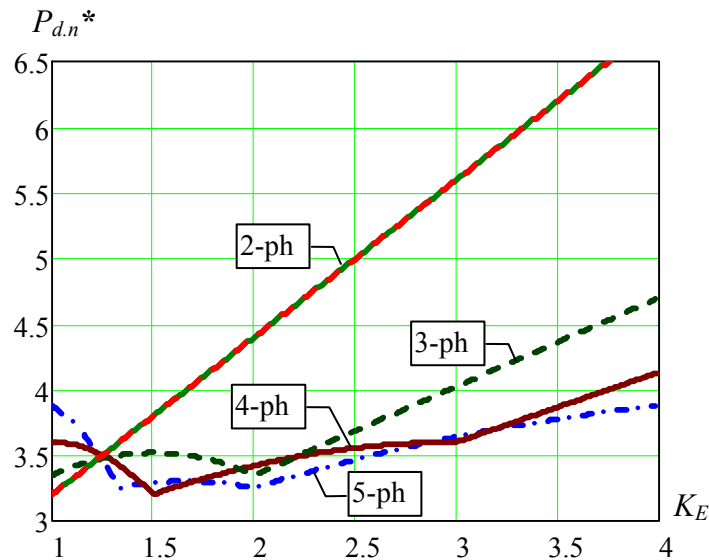


Рисунок 2.23 - Відносна потужність втрат у діодах випрямного мосту ( $m=0,3$ ) при зміні напруги живлення

З рис. 2.23 видно, що криві потужності втрат в діодах носять індивідуальний характер, причому рівень втрат збільшується зі зростанням кратності зміни напруги живлення  $K_E$  і знижується з нарощуванням числа фаз  $n$  в схемному виконанні.

Аналогічно отриманим раніше залежностям потужності втрат для ключів (рис. 2.22) на рис. 2.24 показані отримані за даними з рис. 2.23 дискретні залежності мінімальної  $P_{d,n}^*_{min}$  і максимальної  $P_{d,n}^*_{max2}$ ,  $P_{d,n}^*_{max4}$  потужності втрат у діодах випрямного мосту при кратності  $K_{Em} = 2$  та  $K_{Em} = 4$  для схем із числом фаз  $n=2 \dots 5$ .

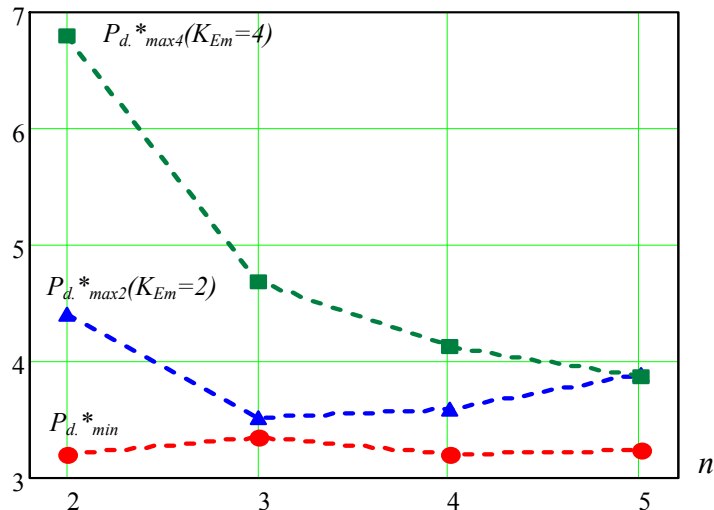


Рисунок 2.24 - Відносні мінімальна та максимальні потужності втрат у діодах випрямного моста ( $m=0,3$ ) схем з різною кількістю фаз.

З кривих на рис. 2.24 випливає, що мінімальні значення відносної потужності втрат у діодах  $P_{d,*min}$ , при фіксованій напрузі живлення, незначно змінюються зі зростанням числа фаз  $n$ . При діапазонній зміні напруги живлення нарощування числа фаз  $n$  призводить до зниження максимальної потужності втрат  $P_{d,*max}$  і відношення  $\delta P_d = P_{d,*max}/P_{d,*min}$ .

З рис. 2.23, 2.24 можна зробити такі висновки:

- 2-х фазне виконання має найбільші значення відношення  $\delta P_d$  як при  $K_E = 2$ , так і при  $K_E = 4$ , і тому його не рекомендується застосовувати в перетворювачах при діапазонній зміні вхідної напруги;
- в області значень  $1 \leq K_E \leq 2$  бажано використання 3-х або 4-х фазне виконання, в яких відношення  $\delta P_{d2}$  мінімально; 5-ти фазні виконання збільшує втрати  $P_{d,max}$  і відношення  $\delta P_{d2}$ ;
- в області розширених значень  $1 \leq K_E \leq 4$  прийнятні значення відношення  $\delta P_{d4}$  мають 4-х або 5-ти фазні виконання.

## 2.3 3-х фазний ізольований DC-DC перетворювачів напруги із суміщеними магнітними елементами

### 2.3.1 Опис роботи перетворювача

У розділі 2.2 показано, що в діапазоні 2-х кратної зміни напруги живлення оптимальним є використання 3-х фазної топології. Нарощування числа фаз комутації стримується збільшенням кількості магнітних елементів, що спричиняє небажане погіршення масогабаритного показника перетворювача загалом. Так, при класичному  $n$ -фазному виконанні кількість магнітних елементів зростає пропорційно  $2*n$  ( $n$  накопичувальних дроселів і  $n$  силових трансформаторів).

Для зменшення масогабаритного показника перетворювача, при збереженні позитивних якостей класичного багатофазного перетворювача, запропоновано топологію багатофазного DC-DC перетворювача з поєднаними в єдиному конструктивному магнітному елементі накопичувального дроселя та силового трансформатора (рис. 2.15) [102, 103].

На рис. 2.25 представлена 3-х фазна топологія, яка реалізує запропоновану ідею об'єднання магнітних елементів. Первинна сторона перетворювача складається з 3-х паралельно з'єднаних комірок. Кожна комірка складається з послідовно з'єднаних первинної обмотки силового трансформатора ( $Tr1$ ,  $Tr2$ ,  $Tr3$ ) та силового ключа ( $S1$ ,  $S2$ ,  $S3$ ). Вторинні обмотки трансформаторів з'єднані "зіркою", а потенційні виводи обмоток підключені до випрямних діодних стійк ( $D1...D6$ ). Магнітопровід силових трансформаторів  $Tr1$ ,  $Tr2$ ,  $Tr3$  виконаний із зосередженим або розподіленим немагнітним зазором.

Розглянуто роботу запропонованого перетворювача з допомогою спрощених схем (рис. 2.26, 2.27). У них кожен із трансформаторів представлений у вигляді моделі ідеального трансформатора  $Tr$  з первинною  $W1$  та вторинною обмотками  $W2$  та зображеною окремо індуктивністю намагнічування  $L_\mu$ . Трансформатори виконують спільну функцію окремих дроселів та трансформаторів.

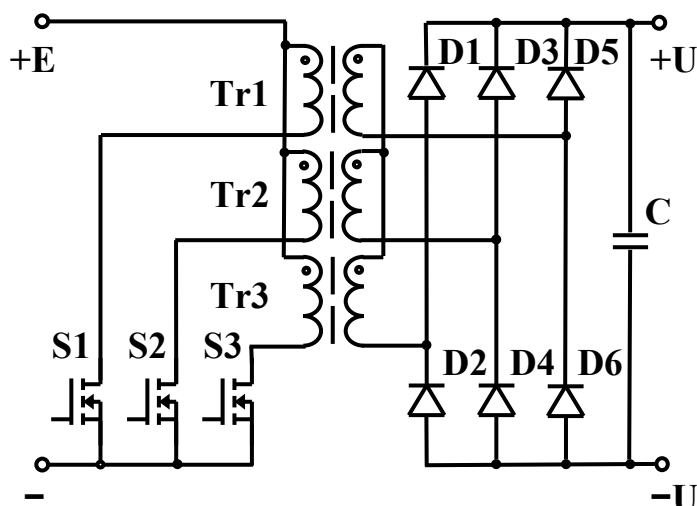


Рисунок 2.25 – Схема 3-х фазного перетворювача із суміщеними магнітними елементами

Загальний діапазон значень коефіцієнта заповнення  $D$  імпульсів керування силовими ключами при трифазному виконанні перетворювача складається з трьох ділянок: 1)  $0 \leq D \leq 1/3$ ; 2)  $1/3 \leq D \leq 2/3$ ; 3)  $2/3 \leq D \leq 1$ . Перша ділянка значень  $D$  не використовується, так як виникають інтервали часу з вимкненим станом всіх ключів ( $S1$ ,  $S2$ ,  $S3$ ), при якому неможлива передача енергії з вторинних обмоток трансформаторів до навантаження. Третя ділянка значень  $D$  не завжди прийнятна для застосування, так як при цьому формується переривчаста форма вихідного струму, що викликає збільшені пульсації в навантаженні. Найбільш ефективною є робота на другій ділянці значень  $1/3 \leq D \leq 2/3$ , для якої характерна безперервна форма вхідного та ступінчаста форма вихідного струму.

Дві можливі комбінації стану керованих ключів ( $S1$ ,  $S2$ ,  $S3$ ) на інтервалах комутації ілюструється на спрощених схемах рис. 2.26, 2.27. Тут ключі та діоди з увімкненим станом представлені перемичками, а непровідні елементи виключені повністю.

На схемах стрілками вказані напрями струмів через вхідні, вихідні виводи, а також у ключах та обмотках трансформаторів. Полярність напруги на обмотках трансформаторів показана у вигляді символів (+) (–).

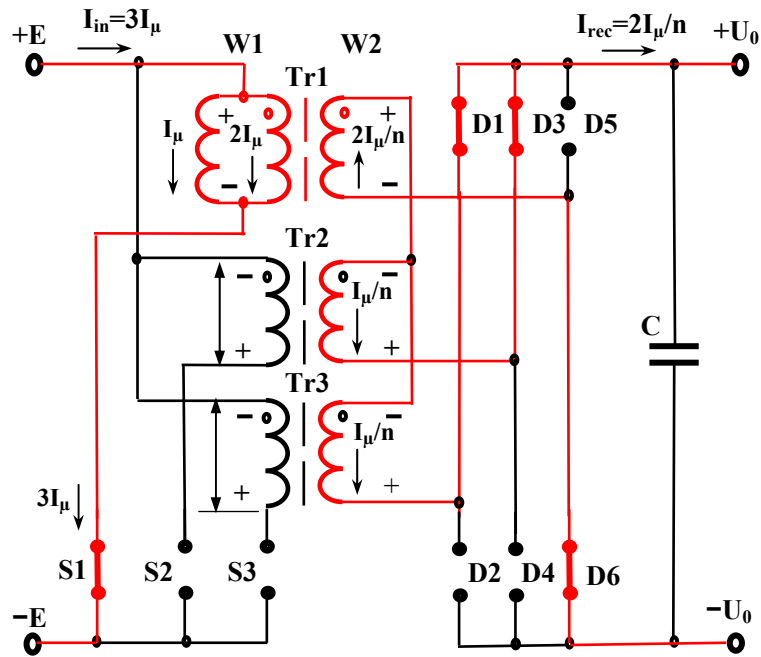


Рисунок 2.26 – Перша комбінація стану елементів перетворювача

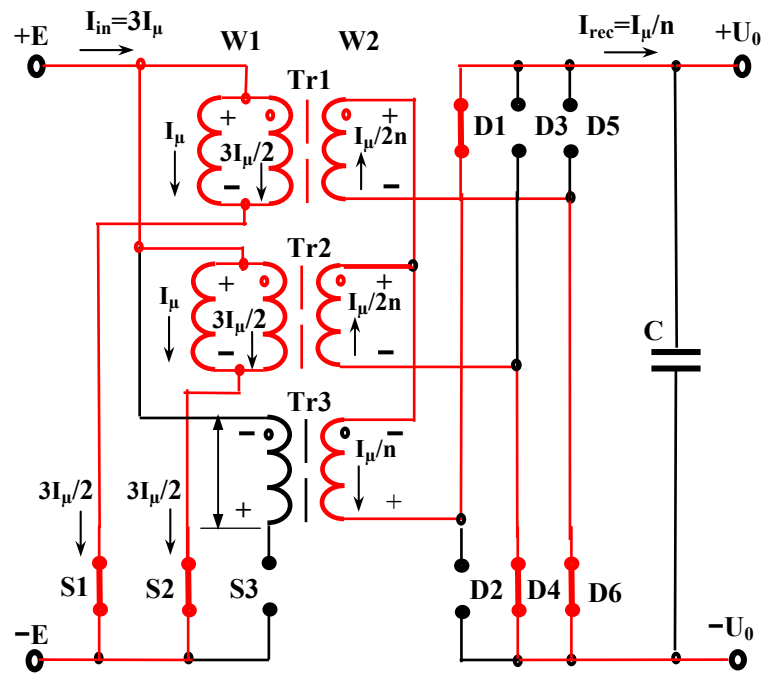


Рисунок 2.27 – Друга комбінація стану елементів перетворювача

Форми напруги і струмів в елементах схеми наведені на часових діаграмах (рис. 2.28). Вони представлені у прямокутно-ступінчастому вигляді у припущенні, що присутні в них пульсації нескінченно малі. Рівні струмів елементів схеми виражені через значення струму намагнічування

трансформатора однієї фази  $I_\mu$ , струми вторинних обмоток трансформаторів визначені при коефіцієнті трансформації  $n=W2/W1=1$ .

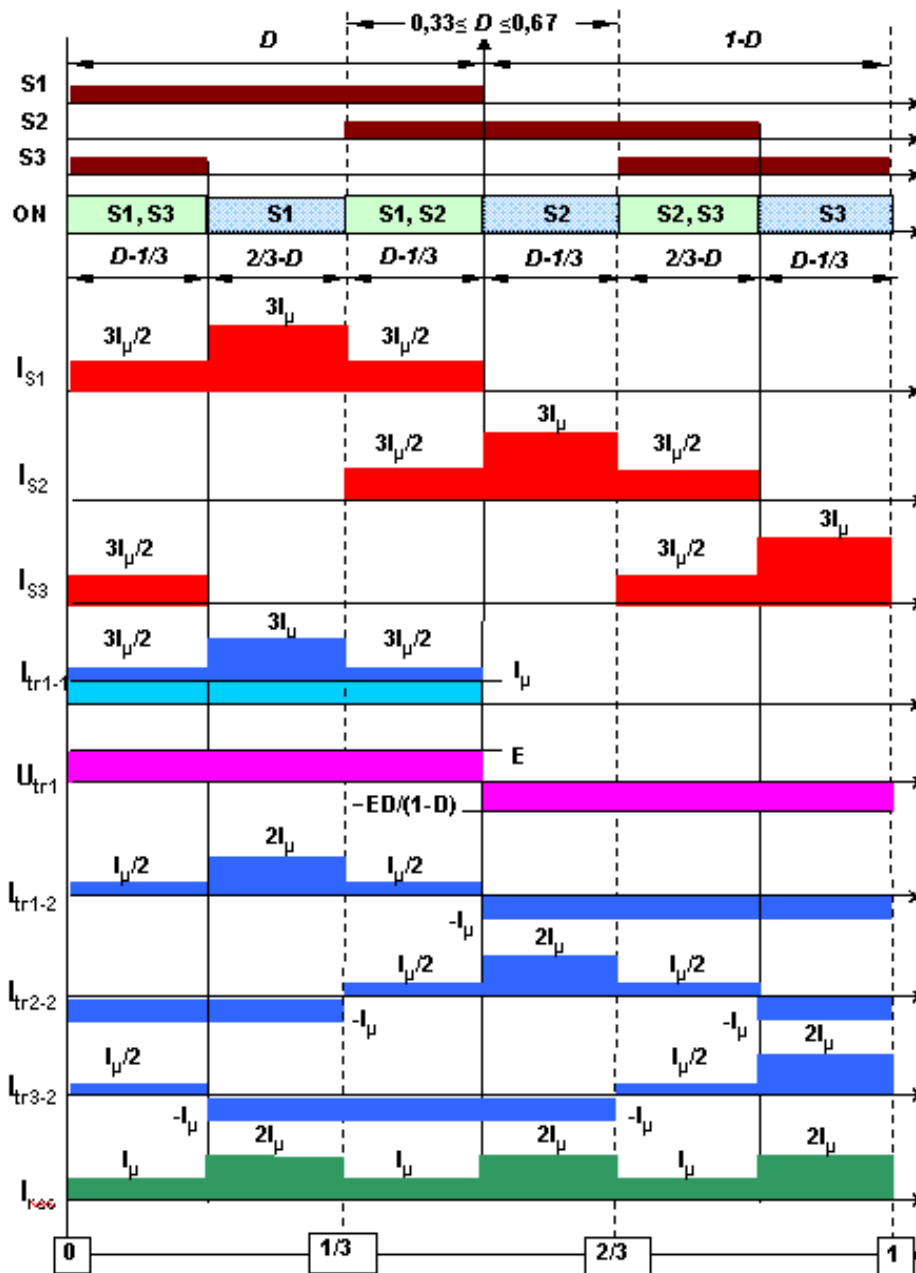


Рисунок 2.28 – Часові діаграми роботи запропонованого перетворювача

Керуючі сигнали ключових елементів  $S1$ ,  $S2$ ,  $S3$  формують послідовний процес їх включення зі зміщенням фази на  $1/3$  періоду комутації  $T$ . Тривалість включеного стану  $t_{on}$  ключових елементів представлена на часових діаграмах відносної форми  $D=t_{on}/T$ .

Інтервали комутації протягом періоду формують послідовність комбінацій з двох стадій: 1 - включений стан одного ключового елемента і вимкнений стан двох інших (рис. 2.26); 2 - включений стан двох ключових елементів і вимкнений стан одного (рис. 2.27).

Первинна обмотка трансформатора при включеному стані відповідного ключового елемента підключена до джерела живлення  $E$ . При цьому наростаючим струмом  $I_\mu$  в індуктивності намагнічування  $L_\mu$  відбувається накопичення енергії, а у вторинній обмотці трансформується напруга  $U_2 = n \cdot E$  з полярністю однойменної первинної обмотки ( $U_{Tr1}$ ).

При переході ключового елемента у вимкнений стан, спадаючим струмом  $I_\mu$  первинної обмотки трансформатора виводиться енергія з індуктивності намагнічування  $L_\mu$ . При цьому на первинній обмотці виникає електрорушійна сила із зміненою полярністю, рівень якої виходячи з вольт-секундного балансу становить  $U_1 = E \cdot D / (1 - D)$ , а на вторинну обмотку трансформується напруга  $U_2 = n \cdot E \cdot D / (1 - D)$ . Струм первинної обмотки  $I_\mu$  трансформується у вторинну з однойменним напрямом та рівнем  $I_2 = I_\mu / n$ .

Таким чином, при включеному стані ключового елемента трансформатор передає до вторинної обмотки напругу  $U_2 = n E$  (режим прямого ходу), а при вимкненому стані передає струм  $I_2 = I_\mu / n$  (режим зворотного ходу).

Особливість з'єднання вторинних обмоток трьох трансформаторів полягає в тому, що в процесі комутації струму ключовим елементом одна обмотка (джерело напруги) послідовно з'єднана з двома іншими паралельно з'єднаними обмотками (джерелами струму).

При першій стадії комутації (рис. 2.26) два струми вторинних обмоток  $I_{Tr2-2} = I_{Tr3-2} = I_\mu / n$  двох трансформаторів  $Tr2$ ,  $Tr3$  з вимкненими ключами  $S2$ ,  $S3$  протікають через вторинну обмотку трансформатора  $Tr1$  з включеним ключем  $S1$ .

Струм первинної обмотки трансформатора  $Tr1$  і ключового елемента  $S1$  становить суму свого струму намагнічування  $I_\mu$  і трансформованих струмів  $I_{Tr2-2}$ ,  $I_{Tr3-2}$  вторинних обмоток трансформаторів  $Tr2$ ,  $Tr3$ , тобто  $I_{S1} = 3 \cdot I_\mu$ .

Однакова напруга  $U_{2Tr2}=U_{2Tr3}=n \cdot E \cdot D / (1-D)$  паралельно з'єднаних вторинних обмоток  $Tr2$ ,  $Tr3$  додається до напруги  $U_{2Tr1}=n \cdot E$  вторинної обмотки  $Tr1$  та у сумованому вигляді  $U_{2Tr2}(U_{2Tr3})+U_{2Tr1}=n \cdot E / (1-D)$  надходить до навантаження через випрямні діоди при струмі від випрямних стійок  $I_{rec}=2I_{\mu}/n$ .

При другій стадії комутації (рис. 2.27) струм  $I_{tr3-2}=I_{\mu}/n$  вторинної обмотки трансформатора  $Tr3$  з вимкненим ключом  $S3$  протікає через паралельно з'єднані вторинні обмотки трансформаторів  $Tr1$ ,  $Tr2$  з включеними ключами  $S1$ ,  $S2$  і ділиться навпіл між ними. Струми первинних обмоток трансформаторів  $Tr1$ ,  $Tr2$  та ключів  $S1$ ,  $S2$  становлять суму свого струму намагнічування  $I_{\mu}(Tr1)$ ,  $I_{\mu}(Tr2)$  та половину трансформованого струму  $I_{\mu}(Tr3)/2$  від трансформатора  $Tr3$ , тобто  $I_{tr1-1}(Tr1)=I_{tr2-1}(Tr2)=I_{S1}=I_{S2}=3 \cdot I_{\mu}/2$ . Однакова напруга  $U_{2Tr1}=U_{2Tr2}=n \cdot E$  паралельно з'єднаних вторинних обмоток трансформаторів  $Tr1$ ,  $Tr2$ , додається до напруги  $U_{2Tr3}=n \cdot E \cdot D / (1-D)$  вторинної обмотки трансформатора  $Tr3$  та у сумованому вигляді  $U_{2Tr1}(U_{2Tr2})+U_{2Tr3}=n \cdot E / (1-D)$  також надходить до навантаження при струмі від випрямних стійок  $I_{rec}=I_{\mu}/n$ .

Таким чином, на обох стадіях комутації до навантаження надходить напруга:  $U_0=n \cdot E / (1-D)$ , а функція перетворення має вигляд:  $M=U_0/E=n/(1-D)$ .

При цьому до ключових елементів у вимкненому стані прикладається напруга, що дорівнює  $U_S=E+U_1=E \cdot (1+D/(1-D))$ . Підставляючи в цей вираз значення  $D$ , виражене через  $U_0$ , отримано  $U_S=U_0/n$ , що означає фіксовану напругу на ключових елементах при зміні вхідної напруги.

### 2.3.2 Оцінка габаритної потужності магнітних елементів

Запропонований перетворювач [102, 103] має істотні переваги щодо класичного 3-х фазного Half-Bridge перетворювача (прототип), (рис. 2.5). Для цього проведено теоретичне порівняння розрахункової потужності магнітних елементів, яка визначається як добуток діючого значення напруги на діюче значення струму в обмотках [104, 105].

Перетворювальна комірka класичного багатofазного перетворювача складається з двох магнітних елементів – дросель та трансформатор. Тому для

кожного з них визначено розрахункову потужність, а загальну потужність магнітних елементів знайдено як їхню суму.

Використовуючи значення напруги  $E$ , струму дроселя  $I_L$  і відносних часових інтервалів за участю параметра  $D$  на часових діаграмах роботи прототипу [80], отримані вирази для діючих значень напруги і струму обмотки дроселя і первинної і вторинної обмоток трансформатора, а також розрахункові потужності:

- у дроселі

$$U_{L.rms} = \sqrt{\left(E \cdot \sqrt{D}\right)^2 + \left(\frac{E \cdot D}{1-D} \cdot \sqrt{1-D}\right)^2} = E \cdot \sqrt{\frac{D}{1-D}}, \quad (2.24)$$

$$I_{L.rms} = I_L,$$

$$P_L = U_{L.rms} \cdot I_{L.rms} = E \cdot I_L \cdot \sqrt{\frac{D}{1-D}}; \quad (2.25)$$

- у трансформаторі

$$U_{1.rms} = U_{L.rms} = E \cdot \sqrt{\frac{D}{1-D}}, \quad (2.26)$$

$$I_{1.rms} = \sqrt{\left(\frac{I_L}{2}\right)^2 \cdot 2 \cdot \left(D - \frac{1}{3}\right) + (2I_L)^2 \cdot \left(\frac{2}{3} - D\right) + I_L^2 \cdot (1-D)} = I_L \cdot \sqrt{\frac{(7-9D)}{2}}, \quad (2.27)$$

$$P_{1.tr} = P_{2.tr} = U_{1.rms} \cdot I_{1.rms} = E \cdot I_L \cdot \sqrt{\frac{D \cdot (7-9D)}{2 \cdot (1-D)}}. \quad (2.28)$$

Розрахункова потужність дроселя збігається з розрахунковою потужністю його обмотки (2.25), тобто  $P_{L.cal} = P_L$ .

Розрахункова потужність трансформатора  $P_{tr.cal}$  дорівнює половині суми розрахункових потужностей первинної  $P_{1.tr}$  та вторинної  $P_{2.tr}$  обмоток [104, 105], тому при їх рівності (2.31) маємо

$$P_{tr.cal} = \frac{1}{2} \cdot (P_{1.tr} + P_{2.tr}) = P_{1.tr}. \quad (2.29)$$

Загальна потужність магнітних елементів прототипу визначається сумою виразів (2.25) та (2.29)

$$P_{\Sigma.cal} = P_{L.cal} + P_{tr.cal} = E \cdot I_L \cdot \left( \sqrt{\frac{D}{(1-D)}} + \sqrt{\frac{D \cdot (7-9D)}{2 \cdot (1-D)}} \right). \quad (2.30)$$

Для запропонованого перетворювача (додатковий індекс у формулах - *pr*), використовуючи значення напруги живлення  $E$ , струму, що намагнічує трансформатора  $I_\mu$ , і відносних часових інтервалів  $D$  на часових діаграмах роботи (рис. 2.28), визначено вирази для діючих значень напруги і струму первинної обмотки:

$$U_{1.tr.pr.rms} = U_{L.rms} = E \cdot \sqrt{\frac{D}{1-D}}, \quad (2.31)$$

$$I_{1.tr.pr.rms} = \sqrt{\left( \frac{3I_\mu}{2} \right)^2 \cdot 2 \cdot \left( D - \frac{1}{3} \right) + (3I_\mu)^2 \cdot \left( \frac{2}{3} - D \right)} = I_\mu \cdot 3 \sqrt{\frac{(1-D)}{2}}, \quad (2.32)$$

$$P_{1.tr.pr} = U_{1.tr.pr.rms} \cdot I_{1.tr.pr.rms} = E \cdot I_\mu \cdot 3 \sqrt{\frac{D}{2}}. \quad (2.33)$$

Розрахункова потужність вторинної обмотки  $P_{2.tr.pr}$  трансформатора запропонованого перетворювача, яка визначається за часовими діаграмами роботи (рис. 2.28), є такою самою, як потужність вторинної обмотки трансформатора прототипу  $P_{2.tr}$  (2.28). Тому вираз для розрахункової потужності трансформатора згідно з формулою (2.32) має вигляд

$$P_{tr.pr.cal} = \frac{1}{2} \cdot (P_{1.tr.pr} + P_{2.tr}) = \frac{E \cdot I_\mu}{2} \cdot \left( 3 \sqrt{\frac{D}{2}} + \sqrt{\frac{D \cdot (7-9D)}{2 \cdot (1-D)}} \right). \quad (2.34)$$

Порівняння потужності магнітних елементів запропонованого перетворювача (2.34) і прототипу (2.30) зведено до виразу, що відображає

зниження (%) розрахункової потужності трансформатора  $P_{tr.pr.cal}$  щодо потужності в прототипі  $P_{\Sigma.cal}$

$$\delta P_{ME.tr} = \left( 1 - \frac{P_{tr.pr.cal}}{P_{\Sigma.cal}} \right) \cdot 100\% . \quad (2.35)$$

Графічна залежність за виразом (2.35) наведена на рис. 2.29. Видно, що зниження розрахункової потужності трансформатора запропонованого перетворювача щодо прототипу при нерегульованому режимі роботи перетворення ( $D=1/3$ ) становить 34,8%, а при двократному діапазоні регулювання ( $1/3 \leq D \leq 2/3$ ) збільшується до 43,5%, що суттєво впливає на зменшення масогабаритного показника DC-DC перетворювача.

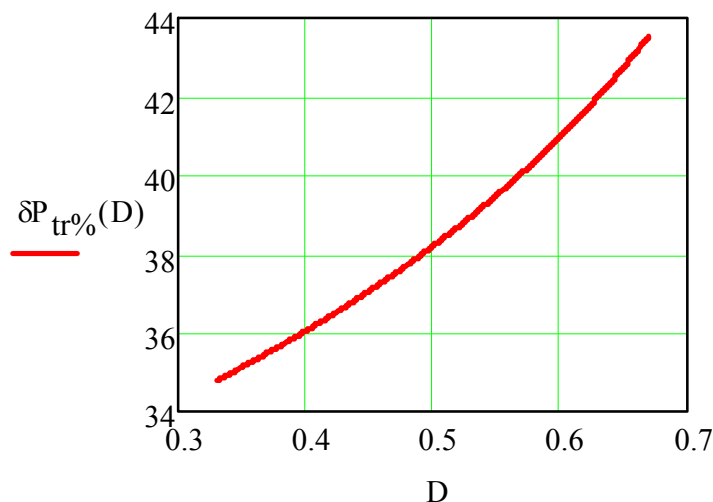


Рисунок 2.29 – Зниження розрахункової потужності трансформатора запропонованого перетворювача щодо прототипу

## 2.4 Зниження низькочастотних пульсацій вхідного струму DC-DC перетворювачів напруги

Двоступінчаста DC-DC/DC-AC структура інвертора представлена на Рис. 1.15, де форми струмів на вході і виході ступенів перетворення ілюструють шлях появи пульсацій у струмі споживання інвертора  $I_{in}$ . Між ступенями присутній проміжний ємнісний накопичувач енергії  $C$ , який компенсує миттєву

різницю між постійною в часі вхідною потужністю DC-DC ступення і потужністю, що відбирається DC-AC ступенем з подвоєною частотою вихідної напруги інвертора.

Відомо, що ємнісний накопичувач енергії впливає на ступінь придушення НЧ пульсацій вхідного струму DC-DC ступення [89 - 91, 93]. Однак питання про кількісні показники впливу величини ємності накопичувача на розмір пульсацій вхідного струму і співвідношення його діючого і середнього значень вимагає додаткового дослідження.

### 2.4.1 Аналіз процесів виникнення НЧ пульсацій вхідного струму

Проаналізовано схему заміщення (рис. 2.30), яка отримана шляхом заміни елементів двоступінчастої структури (рис.1.2) [106]. У ній DC-DC ступінь перетворення представлено джерелом постійної напруги  $E$  з внутрішнім опором  $Z$ , а ступінь DC-AC замінено споживачем пульсуючого струму  $P$ . Для простоти вважається, що інвертор працює на активне навантаження.

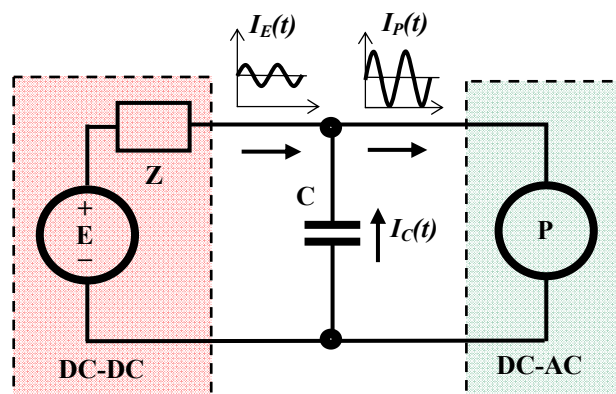


Рисунок 2.30 - Схема заміщення двоступеневої структури інвертора

Тоді вихідна потужність DC-AC ступеня  $P(t)$  в режимі, що встановився, має пульсуючу синусоїдальну форму і містить постійну і змінну складові

$$P(t) = P_{rms} \cdot (1 - \cos 2\omega_0 t), \quad (2.36)$$

де  $P_{rms}$  - діюче значення активної потужності;

$\omega_0$  - кругова частота вихідної напруги інвертора.

Струм, що споживається,  $I_P(t)$  також має пульсуючу форму, що містить постійну та змінну складові аналогічно виразу (2.39), що впливає з балансу потужностей на вході та виході DC-AC ступеня. За умови відсутності втрат перетворення в цьому ступені і враховуючи, що амплітуда змінної складової напруги  $U_{Cm}$  на конденсаторі  $C$  значно менше постійної напруги  $U_{C.dc}$  на ньому, споживаний струм  $I_P(t)$  наближено представляється виразом

$$I_P(t) = \frac{P(t)}{U_{C.dc}} = I_{P.dc} - I_{Pm} \cdot \cos 2\omega_0 t. \quad (2.37)$$

Оскільки пульсуючі струми споживання на вході  $I_{in}$  і виході  $I_E$  DC-DC ступеня мають приблизно рівну пропорцію змінної та постійної складових, то при аналізі достатньо дослідити поведінку змінної складової пульсуючого струму  $I_E(t)$  тільки на виході ступеня. Це дозволяє обмежитися спрощеною схемою заміщення для змінного струму із частотою пульсацій  $\omega=2\omega_0$  (рис. 2.31).

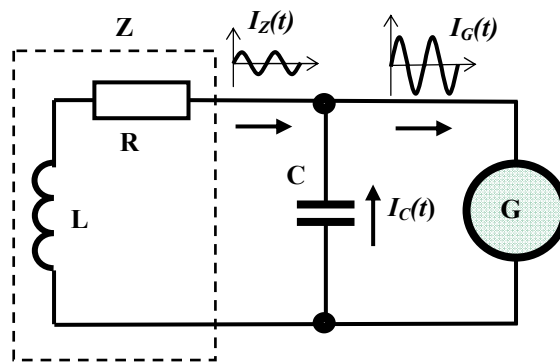


Рисунок 2.31 - Спрощена схема заміщення для змінного струму

Тут джерело постійної напруги  $E$  виключається, оскільки є короткозамкнутим для змінного струму, а змінний струм  $I_Z(t)$ , що протікає через внутрішній опір джерела  $Z$ , відповідає змінної складової пульсуючого вихідного струму  $I_E(t)$ .

Змінна складова струму  $I_P(t)$  споживача  $P$  представлена змінним струмом еквівалентного джерела  $G$

$$I_G(t) = I_{Gm} \cdot \cos \omega t = I_{Pm} \cdot \cos \omega t. \quad (2.38)$$

Внутрішній опір  $Z$  є комплексним та представлений на схемі заміщення у вигляді активної та індуктивної складових:  $\dot{Z}=R+j\omega L$ . Активно-індуктивний характер  $Z$  визначений шляхом дослідження осцилограм струмів  $I_G(t)$ ,  $I_Z(t)$ ,  $I_C(t)$  в експериментальному зразку інвертора при розімкнутому ланцюгу зворотного зв'язку по вихідній напрузі DC-DC ступеня.

Відповідно до першого закону Кірхгофа, струм живлення  $I_G$  (рис. 2.31) розподіляється між гілками опору  $Z$  і конденсатора  $C$  з утворенням комплексних струмів:

$$\dot{I}_Z = \frac{I_G}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC}, \quad \dot{I}_C = I_G \cdot \frac{-\omega^2 LC + j\omega RC}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC}. \quad (2.39)$$

Звідси нормовані щодо амплітуди  $I_{Gm}=1$  модулі, а також аргументи комплексних струмів гілок опору  $Z$  та конденсатора описуються:

$$I_Z^* = \frac{I_{Zm}}{I_{Gm}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2}}, \quad I_C^* = \frac{I_{Cm}}{I_{Gm}} = \sqrt{\frac{(\omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2}}, \quad (2.40)$$

$$\varphi_Z = -\arctg\left(\frac{\omega RC}{1 - \omega^2 LC}\right), \quad \varphi_C = -\arctg\left(\frac{\omega RC}{\omega^2 LC}\right) - \arctg\left(\frac{\omega RC}{1 - \omega^2 LC}\right).$$

Часові залежності струмів  $I_Z(t)$ ,  $I_C(t)$  у нормованому вигляді можна представити:

$$I_Z^*(t) = I_Z^* \cdot \cos(\omega t + \varphi_Z), \quad I_C^*(t) = I_C^* \cdot \cos(\omega t + \varphi_C). \quad (2.41)$$

На рис. 2.32 наведені нормовані часові діаграми струму живлення  $I_G(t)$  за виразом (2.38), а також струмів  $I_Z^*(t)$ ,  $I_C^*(t)$  за виразами (2.41), за допомогою яких можна простежити вплив ємності конденсатора для двох значень  $C=1\text{мФ}$  та  $C=5\text{мФ}$  при  $L=4\text{мГн}$ ,  $R=2\text{Ом}$ . З діаграм на рис. 2.32 видно, що при ємності

$C=1\text{мФ}$  амплітуда струму конденсатора  $I_C^*(t)$  перевищує амплітуду струму живлення  $I_G(t)$  і це свідчить про присутність резонансних явищ. Відмінність амплітуди і фазовий зсув ємнісного струму  $I_C^*(t)$  щодо струму живлення  $I_G(t)$  визначає появу струму пульсації  $I_Z^*(t)$  як векторної різниці двох струмів. При збільшенні ємності конденсатора  $C=5\text{мФ}$  діаграми струмів  $I_C^*(t)$ ,  $I_G(t)$  зближуються, що призводить до зниження струму пульсації.

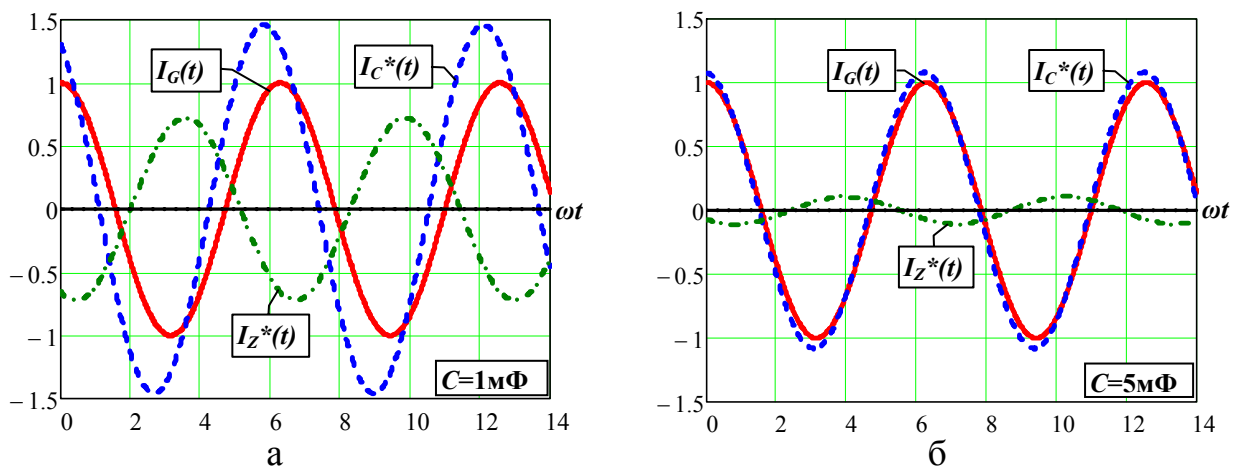


Рисунок 2.32 - Нормовані часові діаграми струму живлення  $I_G(t)$ , струму конденсатора  $I_C^*(t)$  і струму пульсацій  $I_Z^*(t)$  при ємності конденсатора: а -  $C=1\text{мФ}$ ; б -  $C=5\text{мФ}$

Традиційно значення ємності проміжного конденсатора  $C$  вибирається виходячи з допустимої амплітуди напруги пульсацій  $U_{Cm}$  при заданій вихідній потужності  $P_{rms}$ :

$$C = \frac{P_{rms}}{2 \cdot \omega_0 \cdot U_{Cm} \cdot U_{C.dc}} = \frac{I_{Gm}}{2 \cdot \omega_0 \cdot U_{Cm}}. \quad (2.42)$$

При цьому слід дотримуватись обмеження на максимальний розмір струму пульсацій через конденсатор, значення якого не повинно перевищувати гранично-допустимий рівень при робочій температурі навколишнього середовища [107].

Формула (2.42) виведена для передбачуваного граничного випадку, коли амплітуда струму пульсацій через конденсатор набуває максимального

значення. Таке значення досягається, якщо весь струм живлення  $I_G(t)$  протікає тільки через конденсатор  $C$ , тобто  $I_C(t) = I_G(t)$ , а струм  $I_Z(t)$  відсутній.

Однак реальна присутність струму  $I_Z(t)$  в ланцюгу з активно-індуктивним опором  $Z$ , може створити умови, за яких амплітуда струму конденсатора  $I_{Cm}$  може перевищити амплітуду струму  $I_{Gm}$ . Це пов'язано з тим, що активно-індуктивний опір  $Z$  разом із ємнісним опором проміжного конденсатора  $C$  утворюють резонансний контур зі своєю частотою  $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$ .

Резонансні явища в моделі (рис. 2.31) ілюструються на рис. 2.33, де показані залежності нормованих амплітуд струмів  $I_Z^*$  і  $I_C^*$  за виразами (2.40) від ємності проміжного конденсатора  $C$  при  $L=4\text{мГн}$  і різних значеннях опору  $R=1; 1,5; 3$  та  $10\text{ Ом}$ .

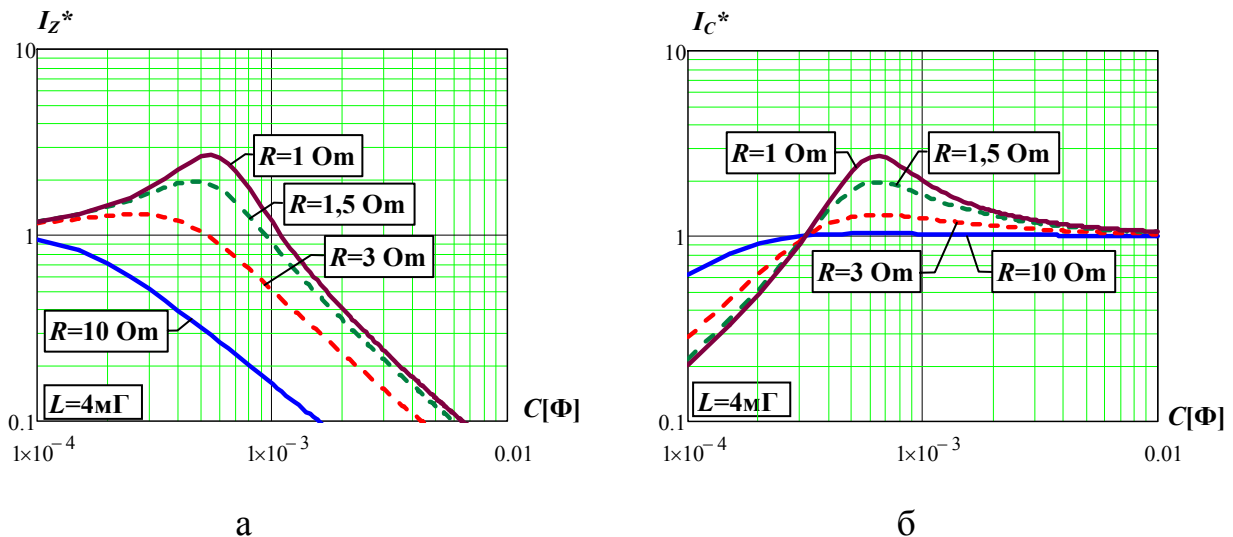


Рисунок 2.33 - Залежність амплітуди пульсацій струму  $I_Z^*$  (а) та  $I_C^*$  (б) від величини ємності конденсатора  $C$  при  $L=4\text{мГн}$  та різних значеннях опору  $R$

Видно, у певній області значень ємності  $C$  спостерігається резонансний підйом амплітуд струмів  $I_Z^*$  та  $I_C^*$ , який має тенденцію до зростання зі зменшенням значення опору  $R$ . Ігнорування виявлених резонансних явищ в умовах відсутності інформації про значення параметрів  $L$  та  $R$  внутрішнього опору  $Z$  може призвести до неправильного вибору ємності проміжного конденсатора  $C$  під час використання виразу (2.42). Внаслідок цього струм пульсацій через конденсатор може перевищити гранично допустиме значення, причому такий факт залишиться прихованим від розробника. Якщо, наприклад,

ємність конденсатора в результаті розрахунку за формулою (2.42) дорівнює  $C=1\text{мФ}$ , то при вихідному опорі  $Z$  з параметрами  $L=4\text{мГ}$  і  $R=1\text{Ом}$ , як впливає з кривої на рис. 2.33, б, очікується більш ніж дворазове збільшення амплітуди струму через конденсатор.

Для правильного вибору ємності конденсатора запропоновано скористатися формулою нормованої амплітуди пульсацій напруги на конденсаторі, яка враховує резонансні явища, пов'язані з наявністю елементів  $L$  і  $R$

$$U_C^* = \frac{U_{Cm}}{I_{Gm}} = \sqrt{\frac{R^2 + (\omega L)^2}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2}}. \quad (2.43)$$

Звідси значення ємності для допустимої амплітуди пульсацій напруги  $U_C^*$

$$C = \frac{\sqrt{[(\omega L)^2 + R^2]^2 - (RU_C^*)^2} + \omega LU_C^*}{\omega U_C^* \cdot [(\omega L)^2 + R^2]}. \quad (2.44)$$

Кількісно необхідне значення ємності, розраховане за виразом (2.43) при  $L=4\text{мГн}$ ,  $R=1\text{Ом}$ , порівняно з розрахунком за формулою (2.42), збільшується в 1,5 рази.

Для зручності представлено розмір пульсацій струму  $I_Z(t)$ , що протікає через внутрішній опір  $Z$ , у відносному вигляді, як відношення амплітуди  $I_{Zm}$  за виразом (2.40) до постійної складової споживаного струму  $I_{P.dc}$  з виразу (2.37)

$$\delta I_Z = \frac{I_{Zm}}{I_{P.dc}}. \quad (2.45)$$

На рис.2.34 наведено графічні залежності відносної амплітуди пульсацій струму (2.45) від значення ємності конденсатора при  $L=4\text{ мГн}$  для двох значень  $R=2\text{ Ом}$  і  $R=18\text{ Ом}$ .

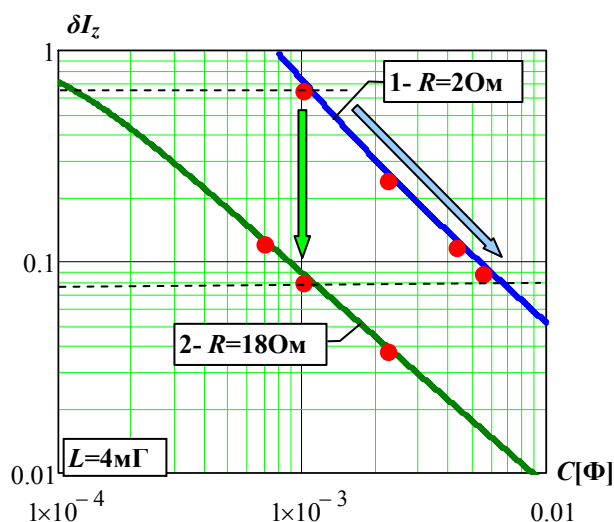


Рисунок 2.34 - Залежність відносної амплітуди пульсацій струму  $\delta I_Z$  від значення ємності конденсатора  $C$

З кривих випливає, що зниження пульсацій може бути досягнуто двома шляхами: збільшенням ємності конденсатора  $C$  або збільшенням опору  $R$ . Використовуючи перший шлях (вздовж кривої 1), при початковому значенні ємності  $C=1\text{мФ}$  і  $R=20\text{Ом}$  для зниження пульсацій струму в 8 разів потрібно істотне збільшення ємності конденсатора до значення  $C=6\text{мФ}$ .

Таке збільшення ємності проміжного конденсатора  $C$  (рис. 2.30, 2.31), з урахуванням високої робочої напруги на ньому (350 ... 400В) призведе до значного та невиправданого збільшення габаритів, ваги та вартості конденсатора. Зниження пульсацій до такого рівня можна досягти шляхом варіації опору  $R$  (перехід від кривої 1 до кривої 2 на рис 2.34), що вимагає збільшення його значення до  $R=180\text{Ом}$ . Саме цей шлях запропоновано використовувати для зниження розміру пульсації.

#### 2.4.2 Визначення впливу НЧ пульсацій вхідного струму на додаткові втрати потужності

Пульсуюча форма вихідного струму  $I_E$  і, відповідно, вхідного струму  $I_{in}$  в DC-DC ступенні інвертора (рис. 2.30) при фіксованому середньому значенні стає причиною збільшення його діючого значення та викликає додаткові втрати потужності в елементах схеми, що містять активну складову опору.

Діюче значення пульсуючого струму  $I_E(t)$  з урахуванням постійної  $I_{P.dc}$  і змінної  $I_{Zm}$  складових визначається

$$I_{E.rms} = I_{P.dc} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{2} \left( \frac{I_{Zm}}{I_{P.dc}} \right)^2}. \quad (2.46)$$

Відносне значення потужності втрат  $\delta P$ , що виникають через наявність пульсацій струму, можна оцінити через відношення квадратів діючого значення струму (2.46) та його середнього значення

$$\delta P = \left( I_{E.rms}^2 / I_{P.dc}^2 \right) - 1. \quad (2.47)$$

Графічні залежності відносної потужності втрат (в %) за виразом (2.47) від значення ємності конденсатора  $C$  при  $L = 4$  мГн для двох значень  $R = 20$  Ом і  $R = 180$  Ом представлені на рис. 2.35. Видно, що збільшення ємності конденсатора від значення  $C = 1$  мФ до  $C = 6$  мФ (вздовж кривої 1) призводить до зниження додаткової втрат потужності з 26% до 0,4% (на 25,6%). Разом з тим, такого ж зниження потужності втрат при вихідній ємності  $C = 1$  мФ можна досягти шляхом збільшення опору резистора від значення  $R = 20$  Ом до  $R = 180$  Ом (перехід від кривої 1 до кривої 2).

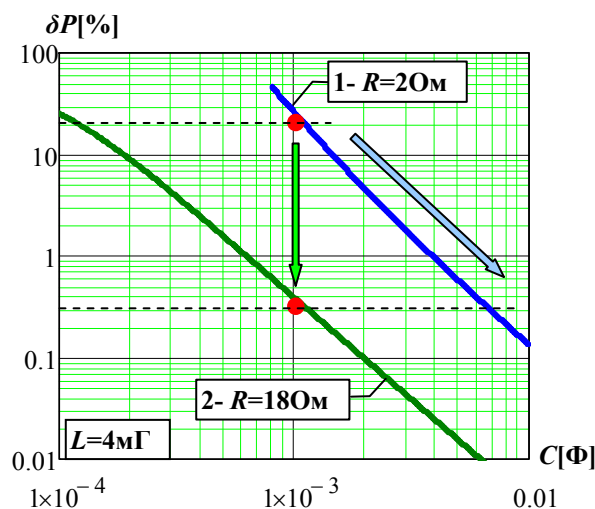


Рисунок 2.35 - Залежність відносної потужності втрат  $\delta P$  від значення ємності конденсатора  $C$

Таким чином, залежності (2.45), (2.47) надають можливість при відомих значеннях параметрів  $L$  і  $R$  вихідного (внутрішнього) опору DC-DC ступені та ємності проміжного конденсатора провести оцінку рівня НЧ пульсацій вхідного струму і додаткової потужності втрат, викликані наявністю пульсацій струму.

### 2.4.3 Компенсаційний метод зниження пульсацій вхідного струму

На основі дослідження у розділі 2.4.1 запропоновано компенсаційний метод зниження НЧ пульсацій вхідного струму в одноконтурній системі стабілізації напруги на конденсаторі  $C$  [106]. Метод має ту перевагу, що дозволяє ввести компенсаційний сигнал у типову систему керування при мінімальних технічних витратах. Це дозволяє збільшити внутрішній опір  $R$  на змінному струмі ступеня перетворення і тим самим знизити додаткові значення потужності втрат в активних елементах. При цьому на швидкодію одноконтурної системи введений компенсаційний сигнал не впливає.

Сутність методу зручно розглянути на схемі заміщення рис. 2.36, яка отримана з моделі на рис. 2.31 шляхом введення у ланцюг комплексного опору  $Z$  залежного джерела компенсуючої напруги  $U_K$ . Це джерело керується сигналом, який надходить від датчика струму  $CS$ , і формує змінну вихідну напругу, пропорційну струму у ланцюзі, тобто  $U_K(t) = k \cdot I_Z(t)$ . Коефіцієнт пропорційності  $k$  має розмірність опору [Ом] і тому вираз комплексного опору набуває вигляду:  $\dot{Z} = R + k + j\omega L$ .

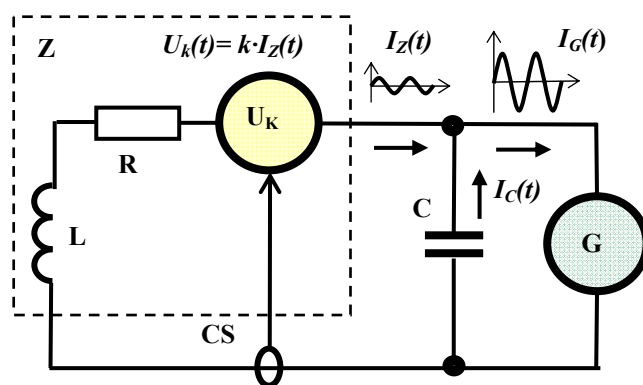


Рисунок 2.36 – Схема заміщення з керованим джерелом компенсуючої напруги  $U_K$

У запропонованій схемі заміщення нормовані амплітуди струмів гілок  $I_Z^*$  та  $I_C^*$  та напруга на конденсаторі  $U_{Cm}^*$  визначаються із рівнянь, складених відповідно до законів Кірхгофа, та описуються виразами:

$$I_Z^* = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + [\omega(R+k)C]^2}}, \quad I_C^* = \sqrt{\frac{(\omega^2 LC)^2 + [\omega(R+k)C]^2}{(1 - \omega^2 LC)^2 + [\omega(R+k)C]^2}},$$

$$U_{Cm}^* = \sqrt{\frac{(R+k)^2 + (\omega L)^2}{(1 - \omega^2 LC)^2 + [\omega(R+k)C]^2}}. \quad (2.48)$$

Порівнюючи вирази (2.48) з виразами (2.40), (2.43), видно, що коефіцієнт пропорційності  $k$  входить у формули тільки як доданок до активної складової  $R$  внутрішнього опору  $Z$ . Тому залежне джерело компенсуючої напруги  $U_K$  слід розглядати як додатковий еквівалентний активний опір змінному струму, збільшення якого, як ілюструвалося на рис. 2.33, знижує амплітуду струму  $I_Z(t)$  у цьому ланцюзі.

Важливо зауважити, що зниження НЧ пульсацій вхідного струму за рахунок введення джерела компенсуючої напруги, не збільшує розмір пульсацій напруги на конденсаторі  $C$ . Дійсно, якщо звернутися до формули модуля напруги на конденсаторі  $U_{Cm}^*$ , отриманої з (2.48)

$$|U_C| = \frac{|I_{ac}| \cdot (R_i + k)}{\sqrt{1 + [\omega \cdot (R_i + k) \cdot C]^2}} \quad (2.52)$$

то при реально виконуваних умов  $[\omega(R_i + k)C]^2 \gg 1$  отримано наближений вираз  $|U_C| \approx |I_{ac}| / \omega C$ , у якому відсутня складова  $(R_i + k)$ .

## 2.5 Висновки до розділу 2

1. Проведено дослідження потужності статичних втрат в активних елементах (транзисторах, діодах) трьох видів топологій ізольованих Boost DC-DC перетворювачів у діапазоні двократної зміни напруги живлення в 2-х і 3-х

фазних виконаннях: Push-Pull, Half-Bridge, Full Bridge. Порівняльна оцінка потужності втрат в елементах показала, що найкращу ефективність мають топології Push-Pull і Half-Bridge в трифазному виконанні.

2. Запропоновано метод еквівалентного елемента для порівняння потужності статичних втрат у топологіях із принципово різною кількістю активних елементів. Згідно з цим методом, група елементів у схемах з різним числом фаз приводиться до одного узагальнюючого елемента, що забезпечує рівнозначність схем при їх порівнянні.

3. Проведено порівняльний аналіз потужності статичних втрат в активних елементах (транзисторах, діодах) багатофазного ізолюваного DC-DC перетворювача з числом фаз від двох до п'яти в діапазоні чотириразової зміни напруги живлення на прикладі топології Half-Bridge. При порівнянні топологій використаний метод еквівалентного елемента. Отримано аналітичні вирази коефіцієнта форми струмів, а також аналітичні та графічні залежності відносної потужності втрат у транзисторах і діодах при фіксованій і змінній напрузі живлення. Порівняльна оцінка показала, що двохфазне виконання можна рекомендувати до застосування тільки в умовах фіксованої вхідної напруги, трифазне виконання можна рекомендувати в умовах дворазової зміни напруги живлення, а в умовах 4-х кратного зміни напруги найкращою ефективністю мають схеми чотирьох і п'яти фазних виконань.

4. Запропоновано нове схемотехнічне рішення багатофазного перетворювача, яке дозволяє зменшити кількість силових магнітних елементів за рахунок об'єднання в одному конструктивному елементі накопичувального дроселя і силового трансформатора. Досліджено роботу запропонованого перетворювача на прикладі 3-х фазного виконання з визначенням робочого діапазону коефіцієнтів заповнення імпульсів комутації, можливих комбінацій станів, робочої напруги на силових елементах, коефіцієнта передачі перетворювача. Показано, що запропонована схемотехніка зберігає переваги класичного багатофазного перетворювача, а саме: малі пульсації струму споживання, фіксована робоча напруга активних елементів і обмоток трансформатора відносно вихідної напруги.

Теоретичним аналізом визначено, що порівняно з класичним перетворювачем топології Half-Bridge, запропонована топологія дозволяє знизити масогабаритний показник магнітних елементів на 34,8% при фіксованому коефіцієнті заповнення ( $D=1/3$ ), а при дворазовому регулюванні ( $1/3 \leq D \leq 2/3$ ) показник збільшується до 43,5%.

5. Запропоновано просту модель DC-DC перетворювача, яка описує процес виникнення НЧ пульсацій струму. На її основі отримано залежності впливу параметрів моделі на рівень пульсацій та додаткові втрати потужності в DC-DC ступенні перетворення, обумовлені їх наявністю. За допомогою моделі показано, що зниження рівня пульсацій конструктивним шляхом вимагає значного збільшення ємності проміжного конденсатора та призводить до невиправданого зростання габаритів та ваги перетворювача.

6. Запропоновано компенсаційний метод зниження НЧ пульсацій вхідного струму в одноконтурній системі стабілізації напруги на проміжному конденсаторі. Показаний механізм компенсації пульсацій, дія якого полягає у збільшенні вихідного опору DC-DC ступеня при введенні у створену модель компенсуючої напруги.

### **РОЗДІЛ 3**

## **ВИКОРИСТАННЯ НЕСИНУСОЇДАЛЬНИХ ФОРМ ПРИ ФОРМУВАННІ СИНУСОЇДАЛЬНОЇ НАПРУГИ У МОСТОВИХ DC-AC ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ**

### **3.1 Фактори, що зумовлюють використання несинусоїдальних форм напруги.**

Сучасні вимоги до рівня енергоефективності перетворювачів напруги орієнтують на пошук шляхів зниження потужності втрат при збереженні якості змінної напруги, що формується. Одним з напрямків у такому пошуку є використання несинусоїдальних форм напруги, які дозволяють знизити потужність динамічних втрат в елементах комутації, підвищити коефіцієнт використання напруги живлення, в деяких випадках з'являється можливість зниження габаритів дроселя вихідного фільтра [23, 108 – 115].

Такий напрямок ставить прості у виконанні мостові перетворювачі (Рис.1.20, а; Рис.1.20, б) на однин рівень із складнішими високовольтними схемними рішеннями і є доброю альтернативою під час вибору відповідної структури.

### **3.2 Спосіб формування квазісинусоїдальної напруги з використанням симетричних трапецеїдальних форм**

Запропоновано спосіб формування квазісинусоїдальної напруги в однофазних і трифазних мостових інверторах [116], який відрізняється від існуючих такими позитивними якостями:

- зниженням потужності динамічних втрат в елементах комутації;
- збереженням коефіцієнта використання напруги живлення на рівні, що перевищує одиницю;

- мінімізацією амплітуд спектрального складу нижчих з вищих гармонік вихідної напруги до рівнів, які відповідають вимогам якості електроенергії [95];
- простотою формування закону модуляції, що не потребує складних та тривалих обчислювальних процедур;
- рівномірним завантаженням ключових елементів струмами комутації.

Запропонований спосіб полягає в наступному. Напруга від кожного напівмостового перетворювача однофазного (Рис.1.20, а) або трифазного (Рис.1.20, б) мостового інвертора формують шляхом перетворення постійної напруги живлення в ШІМ послідовність. Фази сигналів управління напівмостовими перетворювачами зсунуті відносно один одного на кут  $2\pi/3$  радіан. Вихідну напругу однофазного моста або три напруги трифазного моста отримують у вигляді різниці напруги від напівмостових перетворювачів.

ШІМ послідовності модулюють сигналами управління за законом знакозмінної трапеції з лінійною або нелінійною формою фронтів. Комутація в ключах напівмостових перетворювачів виконуються тільки на інтервалах формування фронтів, а на стадії формування вершин ключі знаходяться в одному зі статичних станів, що у сукупності утворює режим переривчастої або часткової модуляції. Таким чином, квазісинусоїдальна вихідна напруга мостового інвертора формується на основі різниці двох (або двох з трьох) несинусоїдальної напруги від напівмостових перетворювачів.

Для скорочення інтервалів комутації та зниження потужності динамічних втрат (ПДВ) в елементах комутації, тривалість фронтів встановлюють найменшою, що дозволяє при цьому досягти селективного придушення гармонік, найближчих до основної, або отримання мінімального вмісту всіх вищих гармонік у вихідній напрузі.

Відмінною особливістю запропонованого способу при лінійній формі фронтів є поява у формі кривої квазісинусоїдальної вихідної напруги мостового інвертора характерного зламу (зміна нахилу) на інтервалі формування фронтів. Злам є наслідком алгебраїчної складання напруги від двох напівмостових перетворювачів, які зсунуті на кут  $2\pi/3$  радіан. Ефект зламу на фронтах

вихідної напруги сприяє зниженню вмісту гармонійних складових при одночасному скороченні тривалості фронтів та, відповідно, інтервалів комутації.

Аналіз процесів проведено на прикладі однофазного мостового інвертора, оскільки у трифазному інверторі вони мають аналогічний характер між трьома парами фаз. Для оцінки характеристик у запропонованому способі обрані два види модуляції за трапецеїдальним законом: ШІМ з лінійною формою фронтів (ШІМ-LIN) і ШІМ з формою фронтів у вигляді чверть хвильових відрізків синусоїди (ШІМ-SIN). Зазначимо, що в роботі [117] подібна трапецеїдальна форма з синусоїдальними фронтами пропонувалася до застосування як апроксимуюча для меандру з обмеженим спектром при передачі електричної енергії підвищеної частоти.

### 3.2.1 Оцінка коефіцієнта гармонік вихідної напруги

На рисунку 3.1 а, б (діаграми  $U_A$ ,  $U_B$ ) показані форми модулюючих напруг з обраними законами модуляції та відповідні їм ШІМ послідовності на виходах комутаторів напівмостових перетворювачів. Далі вважаємо, що процес перетворення є ідеальним і форми напруг послідовностей, що огибають ШІМ, збігаються з формами модулюючих напруг.

Гладкі форми напруг на виході фільтрів напівмостових перетворювачів з напругою живлення  $E$  при ШІМ-LIN (далі підрядковий індекс  $\text{lin}$ ) і ШІМ-SIN (далі підрядковий індекс  $\text{sin}$ ) на інтервалі  $\theta=(0\ldots\pi/2)$  при кутовій тривалості фронтів  $\alpha$  описуються, відповідно, виразами:

$$U_{\text{lin}}(\theta) = \begin{cases} \frac{E}{2} \cdot \frac{\theta}{\alpha}, & \text{якщо } 0 \leq \theta \leq \alpha; \\ \frac{E}{2}, & \text{якщо } \alpha \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} \end{cases}, \quad (3.1)$$

$$U_{sin}(\theta) = \begin{cases} \frac{E}{2} \cdot \sin \frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \alpha}, & \text{якщо } 0 \leq \theta \leq \alpha; \\ \frac{E}{2}, & \text{якщо } \alpha \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (3.2)$$

Тривалість фронтів  $\alpha$  може змінюватись від значення  $\alpha=0$ , при якому плоска частина вершини присутня на всьому інтервалі напівхвилі (тобто в межах  $0 \dots \pi$ ) і форма стає прямокутною, до  $\alpha=\pi/2$ , при якому вершина стягується в точку і трапецеїдальна форма напруги при ШІМ-LIN трансформується у трикутну, а при ШІМ-SIN – у синусоїдальну.

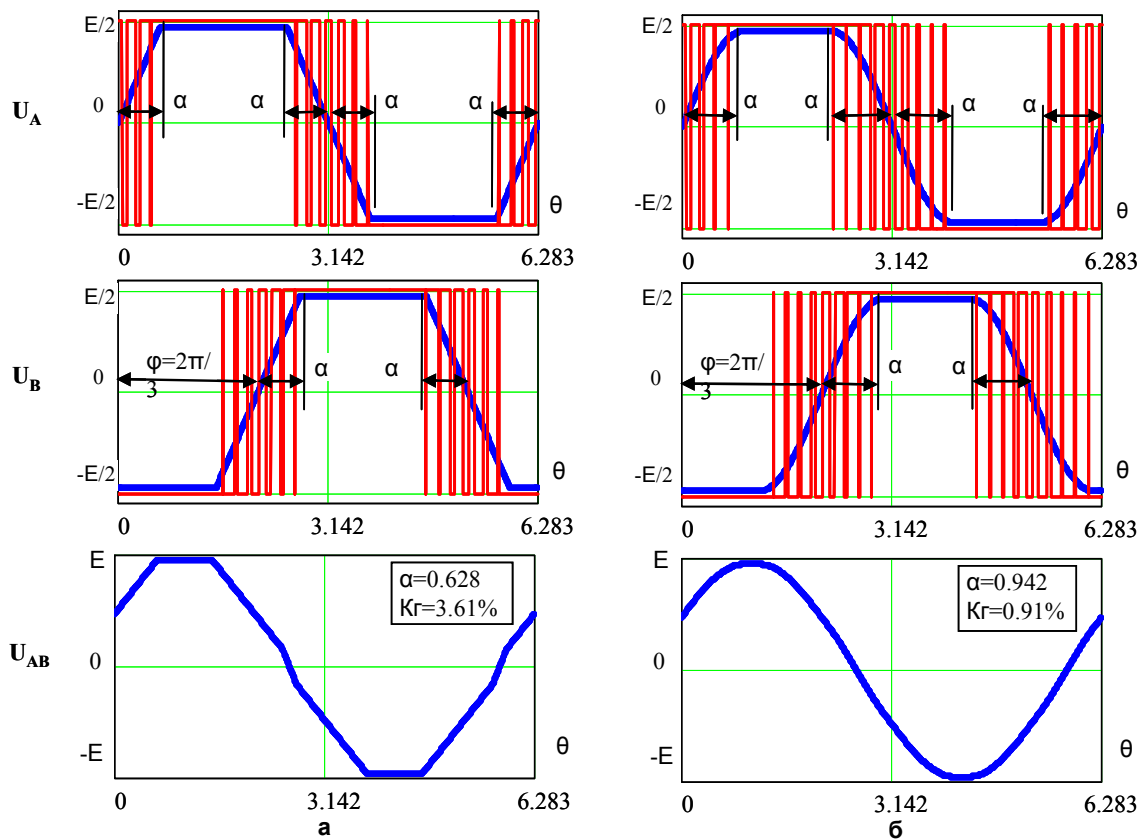


Рисунок 3.1 - Форми вихідної напруги з оптимальною тривалістю фронтів  $\alpha$  при ШІМ-LIN (а) і ШІМ-SIN (б):  $U_A$ ,  $U_B$  – напівмостових перетворювачів до і після фільтрації;  $U_{AB}$  – мостового інвертора

У зв'язку з напівхвильовою і чверть хвильовою симетрією форм напруги (3.1, 3.2) при розкладанні в ряд Фур'є отриманоо коефіцієнти тільки для непарних членів ряду:

$$B_{lin} = \frac{2E \cdot \sin(n \cdot \alpha)}{\pi \cdot n^2 \cdot \alpha}, \quad B_{sin} = \frac{2E \cdot \pi \cdot \cos(n \cdot \alpha)}{n(\pi^2 - 4(n \cdot \alpha)^2)}, \quad (3.3)$$

де  $n=2k-1, k=1,2,3\dots$

Тут і далі, для спрощення аналітичних виразів під значеннями коефіцієнтів рядів Фур'є  $B_{lin}, B_{sin}$ , а так само залежностей, в які входять ці значення (явно або неявно), мається на увазі функціональна залежність від тривалості фронту  $\alpha$ . Тоді періодичні функції напруги  $U_A$  і зсунутої на кут  $\varphi$  напруги  $U_B$  від напівмостових перетворювачів (Рис.3.1, а, б) можна представити у вигляді сум гармонік:

$$U_{A.lin}(\theta) = \sum_{k=1}^{\infty} B_{lin} \cdot \sin(n \cdot \theta), \quad U_{A.sin}(\theta) = \sum_{k=1}^{\infty} B_{sin} \cdot \sin(n \cdot \theta), \quad (3.4)$$

$$U_{B.lin}(\theta) = \sum_{k=1}^{\infty} B_{lin} \cdot \sin[n \cdot (\theta - \varphi)], \quad U_{B.sin}(\theta) = \sum_{k=1}^{\infty} B_{sin} \cdot \sin[n \cdot (\theta - \varphi)]. \quad (3.5)$$

З виразів (3.3) отримано, при  $n = 1$ , залежності амплітуди та квадрата діючого значення напруг першої гармоніки від тривалості фронтів  $\alpha$ :

$$U_{1m.lin} = \frac{2E \cdot \sin(\alpha)}{\pi \cdot \alpha}, \quad U_{1m.sin} = \frac{2E \cdot \pi \cdot \cos(\alpha)}{(\pi^2 - 4\alpha^2)}, \quad (3.6)$$

$$U_{1rms.lin}^2 = 2E^2 \left( \frac{\sin(\alpha)}{\pi \cdot \alpha} \right)^2, \quad U_{1rms.sin}^2 = 2E^2 \left( \frac{\pi \cdot \cos(\alpha)}{(\pi^2 - 4\alpha^2)} \right)^2. \quad (3.7)$$

Квадрат діючого значення напруги визначено в часовій області з виразів (3.1), (3.2):

$$U_{rms.lin}^2 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} U_{lin}(\theta)^2 d\theta = \frac{E^2}{4} \left( 1 - \frac{4 \cdot \alpha}{3 \cdot \pi} \right),$$

$$U_{rms.sin}^2 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} U_{sin}(\theta)^2 d\theta = \frac{E^2}{4} \left( 1 - \frac{\alpha}{\pi} \right). \quad (3.8)$$

Коефіцієнт гармонік гладкої форми напруги  $U_A, U_B$  на виходах напівмостових перетворювачів (Рис.3.1, а, б) отримано з використанням виразів (3.7), (3.8):

$$K_{\epsilon.lin} = \sqrt{\frac{U_{rms.lin}^2}{U_{1rms.lin}^2} - 1} = \sqrt{\frac{\pi \cdot \alpha_{lin}^2 \cdot (3\pi - 4\alpha)}{24 \cdot \sin(\alpha)^2} - 1}, \quad (3.9)$$

$$K_{\varepsilon, \sin} = \sqrt{\frac{U_{rms, \sin}^2}{U_{1rms, \sin}^2} - 1} = \sqrt{\frac{(\pi^2 - 4 \cdot \alpha^2)^2 \cdot (\pi - \alpha)}{8 \cdot \pi^3 \cdot \cos(\alpha)^2} - 1}. \quad (3.10)$$

Визначено параметри напруги на виході мостового інвертора. Функцію форми кривої вихідної напруги мостового інвертора  $U_{AB}$  (рис. 3.1, а, б) визначено як різницю періодичних функцій напруг  $U_{AB}(\theta) = U_A(\theta) - U_B(\theta)$  від напівмостових перетворювачів за виразами (3.4), (3.5):

$$U_{AB, lin}(\theta) = \sum_{k=1}^{\infty} B_{lin} \{ \sin(n \cdot \theta) - \sin[n \cdot (\theta - \varphi)] \}, \quad (3.11)$$

$$U_{AB, sin}(\theta) = \sum_{k=1}^{\infty} B_{sin} \{ \sin(n \cdot \theta) - \sin[n \cdot (\theta - \varphi)] \}. \quad (3.12)$$

З останніх виразів можна визначити (шляхом пошуку екстремуму функцій) значення кута  $\theta_m$ , що відповідає максимальному рівню (амплітуді) напруги  $U_{AB}$ , яке дорівнює  $\theta_m = \varphi/2$ . Тому різниця синусних функцій у виразах (3.11), (3.12) при  $\varphi = 2\pi/3$  і  $\theta_m = \varphi/2 = \pi/3$  стає рівною

$$\sin(n \cdot \theta_m) - \sin[n \cdot (\theta_m - \varphi)] = 2 \sin\left(\frac{\pi \cdot n}{3}\right).$$

Звідси коефіцієнти ряду Фур'є вихідної напруги інвертора (3.11), (3.12) з урахуванням виразів (3.3):

$$B_{AB, lin} = \frac{4E \cdot \sin(n \cdot \alpha)}{\pi \cdot n^2 \cdot \alpha} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n}{3}\right), \quad (3.13)$$

$$B_{AB, sin} = \frac{4E \cdot \pi \cdot \cos(n \cdot \alpha)}{n(\pi^2 - 4(n \cdot \alpha)^2)} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n}{3}\right). \quad (3.14)$$

З виразів (3.13), (3.14) при  $n = 1$  отримано формули для амплітуди та квадрата діючого значення першої гармоніки вихідної напруги інвертора:

$$U_{AB, 1m, lin} = \frac{2\sqrt{3} \cdot E \cdot \sin(\alpha)}{\pi \cdot \alpha}, \quad U_{AB, 1m, sin} = \frac{2\sqrt{3} \cdot E \cdot \pi \cdot \cos(\alpha)}{\pi^2 - 4\alpha^2}, \quad (3.15)$$

$$U_{AB.1rms.lin}^2 = 6E^2 \left( \frac{\sin(\alpha)}{\pi \cdot \alpha} \right)^2, \quad U_{AB.1rms.sin}^2 = 6E^2 \left( \frac{\pi \cdot \cos(\alpha)}{\pi^2 - 4\alpha^2} \right)^2. \quad (3.16)$$

Вирази для амплітуди та квадрата діючого значення вихідної напруги інвертора  $U_{AB}$ , знайдені в часовій області, складаються з декількох виразів, що належать окремим областям значень параметра  $\alpha$ , і мають досить громіздкий вигляд, тому зручніше уявити їх у частотній області, використовуючи коефіцієнти (3.13), (3.14):

$$U_{AB.m.lin} = \sum_{k=1}^{\infty} B_{AB.lin}, \quad U_{AB.m.sin} = \sum_{k=1}^{\infty} B_{AB.sin}, \quad (3.17)$$

$$U_{AB.rms.lin}^2 = \frac{1}{2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (B_{AB.lin})^2, \quad U_{AB.rms.sin}^2 = \frac{1}{2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (B_{AB.sin})^2. \quad (3.18)$$

При чисельному рішенні (3.17), (3.18) нескінченна кількість гармонік замінюється їх кінцевим числом  $M = 100$ , облік яких достатній для отримання достовірного результату.

Коефіцієнт гармонік напруги  $U_{AB}$  на виході інвертора (рис. 3.1 а, б) отримано з використанням виразів (3.16), (3.18):

$$K_{z.lin} = \sqrt{\frac{U_{AB.rms.lin}^2}{U_{AB.1rms.lin}^2} - 1}, \quad K_{z.sin} = \sqrt{\frac{U_{AB.rms.sin}^2}{U_{AB.1rms.sin}^2} - 1}. \quad (3.19)$$

На рисунку 3.2 наведено графічні залежності коефіцієнта гармонік  $K_z$  напруг напівмостових перетворювачів (криві 1) при ШИМ-LIN (рис. 3.2, а) та ШИМ-SIN (рис. 3.2, б) за формулами (3.9), (3.10), а також різницевої вихідної напруги інвертора за формулами (3.19). Як впливає з графіків, криві 2 зміщені щодо кривих 1 у бік менших значень тривалості фронтів, що пов'язано з присутністю зламів у формі кривої напруги на виході мостового інвертора. Причому після початкового спаду кривих значення коефіцієнта гармонік зберігається на низькому рівні і не перевищує 5,1% при ШИМ-LIN і 1,66 % при ШИМ-SIN.

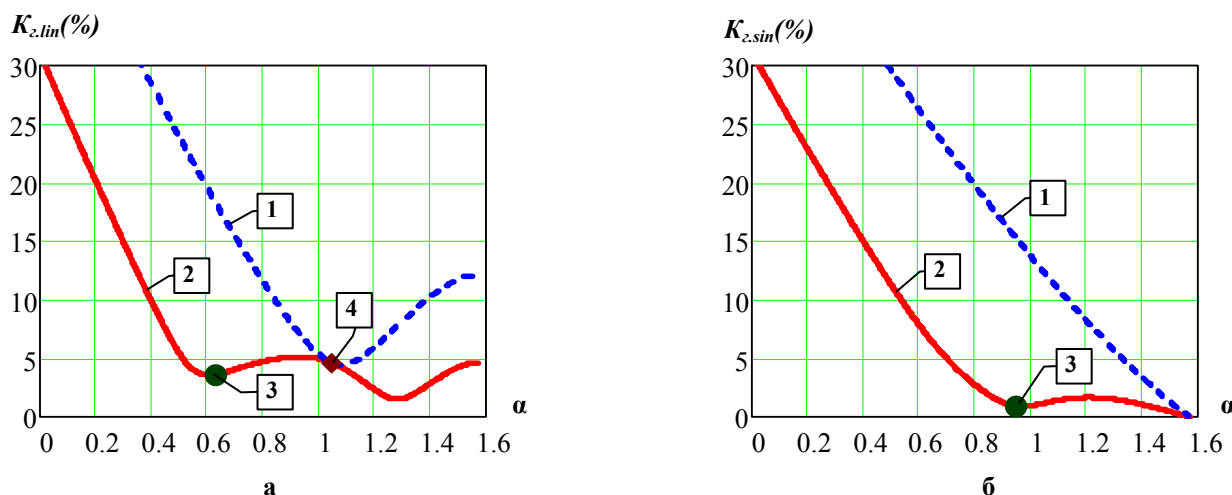


Рисунок 3.2 – Вплив тривалості фронтів  $\alpha$  на коефіцієнт гармонік вихідної напруги при ШІМ-LIN (а) та ШІМ-SIN (б): 1-напівмостових перетворювачів; 2-мостового інвертора; 3-точки спільного придушення гармонік кратних трьом і п'яти; 4-точка придушення кратних гармонік трьом на кривій 1.

Представляє інтерес поведінка кривих 2 в області першого локального мінімуму коефіцієнта гармонік з найменшими значеннями тривалості фронтів  $\alpha$ . Аналіз показав, що поява локального мінімуму пов'язана з селективним придушенням гармонік, найближчих до основний.

Якщо звернутися до виразів (3.13), (3.14), то коефіцієнти ряду Фур'є вихідної напруги інвертора можна призвести до нульових значень шляхом прирівнювання до нуля одного з співмножників. Для першого співмножника умова:  $\sin(\pi \cdot n/3) = 0$ , виконується при значеннях  $n = 3k$ , де  $k = 1, 2, 3, \dots$ , що означає придушення третьої гармоніки і гармонік кратних трьом. Виконання умов для інших співмножників:  $\sin(n \cdot \alpha_{lin}) = 0$ ;  $\cos(n \cdot \alpha_{sin}) = 0$  можливо, відповідно, при  $\alpha_{lin} = \pi/5$ ;  $\alpha_{sin} = 3\pi/10$ , що при  $n = 5k$  означає придушення 5-ої гармоніки і гармонік кратних п'яти.

На рис. 3.2, а, б нанесені точки 3 зі значеннями  $\alpha_{lin} = \pi/5 = 0,628$ ,  $K_z = 3,61\%$  і  $\alpha_{sin} = 3\pi/10 = 0,942$ ,  $K_z = 0,91\%$ , при яких спільно придушені гармоніки кратні трьом і п'яти. Назвемо ці точки оптимальними, оскільки вони одночасно відповідають найменшим значенням тривалості фронтів при близькому до мінімального коефіцієнта гармонік. Також на рис. 3.2, а, для порівняння, нанесена точка 4, яка відповідає придушенню 3-ї гармоніки при формуванні

трапецеїдальної форми. Звідси видно перевагу положення точки 3, що характеризується меншим значенням  $K_z$  при меншій тривалості  $\alpha$  фронтів.

У таблиці 3.1 наведено чисельні значення спектрального складу гармонік напруги інвертора при вибраних видах ШІМ із оптимальною тривалістю фронтів. Також для порівняння зазначені гранично-допустимі норми коефіцієнтів гармонійних складових [95]. Як видно, спектральний склад напруги при обох видах ШІМ із надлишком задовольняє вимогам до якості електричної енергії.

Таблиця 3.1 - Спектральний склад гармонік квазісинусоїдальної напруги інвертора

Вид ШІМ	Тривалість фронтів, рад	Коефіцієнт $n$ -ої гармонійної складової (%)												Коеф. гармонік (%)
		3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	
ШІМ-LIN	0,628	0	0	3,3	0	0,83	0,96	0	0,56	0,28	0	0,31	0	3,61
ШІМ-SIN	0,942	0	0	0,89	0	0,14	0,13	0	0,06	0,03	0	0,02	0	0,91
Межа по ГОСТ [9]	—	5	6	5	1,5	3,5	3	0,3	2	1,5	0,2	1,5	1,5	8

### 3.2.2 Оцінка коефіцієнта використання напруги живлення

Ефективність обраних форм у запропонованому способі зручно оцінити за рівнем коефіцієнта використання напруги живлення. Для цього наведено на рис. 3.3, а, б (криві 1) залежності коефіцієнта використання напруги живлення  $K_E = U_{Im}/E$  від параметра  $\alpha$  за виразами (3.15) і нанесено на них точки 3 з оптимальними значеннями  $\alpha_{lin} = 0,628$  і  $\alpha_{sin} = 0,942$ . Як видно, в оптимальних точках при ШІМ-LIN  $K_{E.lin} = 1,032$ , а при ШІМ-SIN  $K_{E.sin} = 1,013$ , тобто в обох випадках перевищує одиницю.

Специфіка формування вихідної напруги інвертора така, що його амплітуда має залежність від  $\alpha$ . На рис. 3.3 (криві 2) наведено графіки поведінки відносної амплітуди вихідної напруги  $U_m^* = U_m/E$ , отримані за виразами (3.17). На графіках видно, що амплітуда дорівнює напрузі живлення лише в обмеженій області значень  $0 \leq \alpha \leq \pi/3$  (1,047 радіан), а при  $\alpha > \pi/3$

відбувається її зниження. Ділянка  $\alpha > \pi/3$  є енергетично не вигідною, тому позитивно, що в даному випадку точки 3 з оптимальними значеннями  $\alpha$  лежать у робочій області  $\alpha \leq \pi/3$ , де амплітуда вихідної напруги інвертора максимальна.

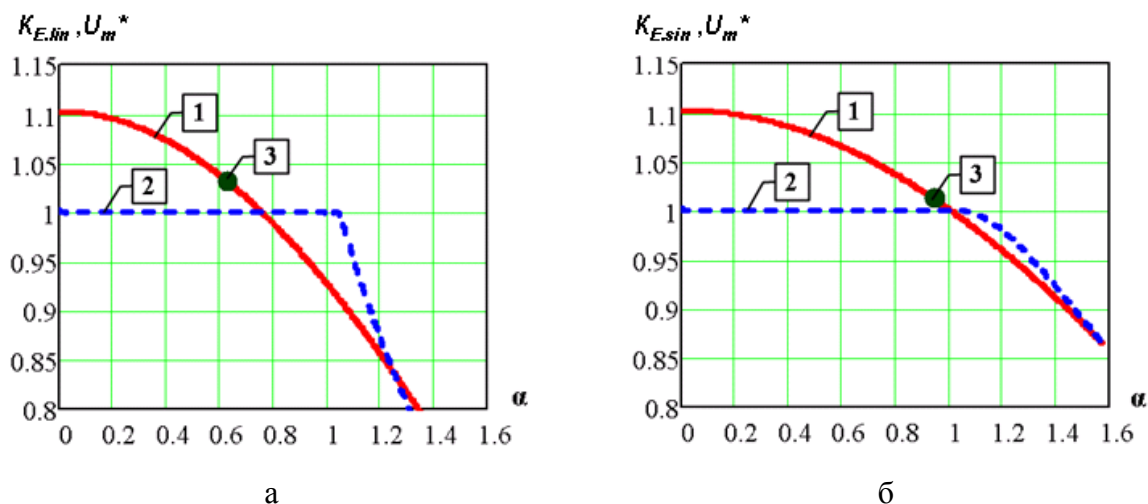


Рисунок 3.3 – Вплив тривалості фронтів  $\alpha$  на параметри вихідної напруги мостового інвертора при ШІМ-LIN (а) та ШІМ-LIN (б): 1-коефіцієнт використання напруги живлення  $K_E$ ; 2 - відносна амплітуда  $U_m^*$ ; 3 точки оптимальних значень  $\alpha$ .

### 3.3 Підвищення якості вихідної квазісинусоїдальної напруги з симетричними трапецеїдальними формами

У розділі 3.2 показано, що застосування в напівмостовому перетворювачі модулюючої функції у вигляді квазітрапецеїдальної напруги з синусоїдальною формою фронтів дозволяє значно знизити коефіцієнт гармонік у вихідній напрузі мостового перетворювача і дозволяє досягти значення коефіцієнта гармонік  $K_\Sigma = 0,91\%$  при оптимальній тривалості фронтів  $\alpha_{sin} = 3\pi/10 = 0,942$ . Подальший розвиток закону модулюючої функції, з метою підвищення якості вихідної квазісинусоїдальної напруги інвертора, полягає у пошуку функції форми фронтів трапецеїдальної напруги напівмостових перетворювачів, яка здатна забезпечити часткове або повне селективне придушення вищих гармонік вихідної напруги інвертора без погіршення енергетичних характеристик [118].

### 3.3.1 Пошук функції оптимально деформованої форми фронтів

Для аналізу, замість синусоїдальної функції форми фронтів трапецеїдальної напруги, запропоновано узагальнений тригонометричний вираз

$$y(\theta) = a \cdot \sin\left(b \cdot \frac{\theta}{\alpha} \cdot \frac{\pi}{2} + \varphi\right) + c, \quad (3.20)$$

де  $a$ ,  $b$ ,  $c$  – коефіцієнти функції;

$\varphi$  – варійований кут зсуву, радіан;

$\alpha$  – тривалість фронту, радіан.

Визначено три характерні значення функції (3.20) у точках:

1.  $y(\theta) = 0$  при  $\theta = 0$  - функція дорівнює 0 на початку формування фронту;
2.  $y(\theta) = 1$  при  $\theta = \alpha$  - функція дорівнює 1 наприкінці формування фронту;
3.  $d[y(\theta)]/d\theta = 0$  при  $\theta = \alpha$  – похідна функції дорівнює 0 наприкінці формування фронту.

На підставі цих значень складено систему із трьох рівнянь, вирішуючи яку, отримано коефіцієнти  $a$ ,  $b$ ,  $c$  функції (3.20) через кут зсуву  $\varphi$ :

$$a \cdot \sin(\varphi) + c = 0, \quad a \cdot \sin\left(b \cdot \frac{\pi}{2} + \varphi\right) + c = 1, \quad \frac{a \cdot b \cdot \pi \cdot \cos\left(b \cdot \frac{\pi}{2} + \varphi\right)}{2 \cdot \alpha} = 0. \quad (3.21)$$

$$a = \frac{1}{1 - \sin(\varphi)}, \quad c = \frac{-\sin(\varphi)}{1 - \sin(\varphi)}, \quad b = \frac{\pi - 2 \cdot \varphi}{\pi}. \quad (3.22)$$

При підстановці виразів коефіцієнтів (3.22) у формулу (3.20) отримано функцію змінної форми фронту, яка залежить тільки від двох параметрів - тривалості фронту  $\alpha$  і кута зсуву  $\varphi$ , що варіюється.

На рис. 3.4 показаний напівхвильовий відрізок трапецеїдальної напруги з функцією форми фронтів за виразом (3.20) з коефіцієнтами (3.22), де ілюструється вплив варіації кута зсуву  $\varphi$  на деформацію фронтів. При  $\varphi = 0$  коефіцієнти (3.22) набувають значення  $a = 1$ ;  $b = 1$ ;  $c = 0$  і функція (3.20)

вироджується у ідеально синусоїдальну. При  $-\pi/2 \leq \varphi < 0$  функція (3.20) набуває графічно увігнутого, а при  $0 < \varphi < \pi/2$  опуклий характер щодо синусоїдальної форми.

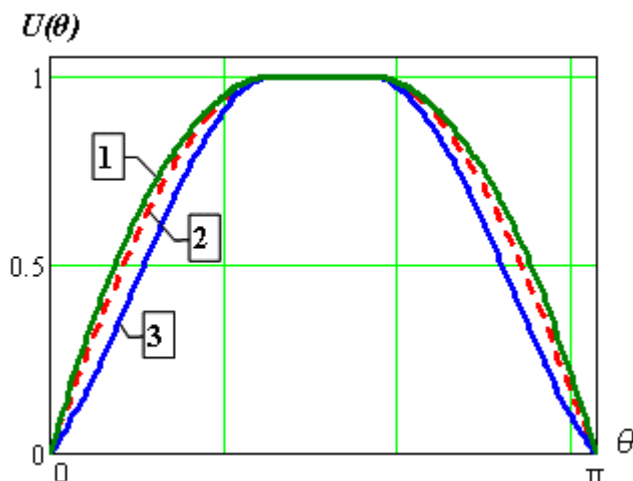


Рисунок 3.4 – Форма напівхвильового відрізка трапецеїдальної напруги при різних значеннях параметра деформації фронту  $\varphi$ : 1.  $\varphi = 1,57$ ; 2.  $\varphi = 0$ ; 3.  $\varphi = -1$ .

Трапецеїдальна напруга з функцією форми фронту (3.20) на виході фільтрів напівмостових перетворювачів з напругою живлення  $E$  на інтервалі  $\theta = (0 \dots \pi/2)$  описуються виразом

$$U(\theta) = \begin{cases} \frac{E}{2} \cdot \left[ a \cdot \sin\left(b \cdot \frac{\theta}{\alpha} \cdot \frac{\pi}{2} + \varphi\right) + c \right], & \text{якщо } 0 \leq \theta \leq \alpha, \\ \frac{E}{2}, & \text{якщо } \alpha \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}. \end{cases} \quad (3.23)$$

Тривалість фронтів  $\alpha$  може змінюватись від значення  $\alpha = 0$ , при якому плоска частина вершини присутня на всьому інтервалі напівхвилі (тобто в межах  $0 \dots \pi$ ) і форма стає прямокутною, до  $\alpha = \pi/2$ , при якому вершина стягується в точку і трапецеїдальна форма напруги перетворюється на синусоїдальну (при  $\varphi = 0$ ).

У зв'язку з напівхвильовою та чверть хвильовою симетрією форми напруги (3.23) при розкладанні в ряд Фур'є отримано коефіцієнти тільки для непарних членів ряду

$$B_k = \frac{2 \cdot E}{\pi \cdot n} \cdot \frac{(\pi - 2\varphi)^2 \cdot (\sin(\varphi) - \cos(\alpha \cdot n))}{(\sin(\varphi) - 1) \cdot [(\pi - 2\varphi)^2 - 4(n \cdot \alpha)^2]}, \quad (3.24)$$

де  $n = 2k-1$  – номер непарної гармоніки;

$k = 1, 2, 3 \dots$  - порядковий номер члена ряду.

У виразі (3.24) умовою придушення вищих гармонік ( $n > 1$ ) за наявності основної гармоніки ( $n = 1$ ) є рівність  $B_k = 0$ , що виконується рівністю співмножника в чисельнику дробу  $\sin(\varphi) - \cos(\alpha \cdot n) = 0$ . У даному виразі присутні два змінні параметри  $\varphi$  і  $\alpha$ , що надає можливість придушення не тільки однієї  $n$ -ї гармоніки, але й спільне придушення двох і більше гармонік при певному поєднанні значень цих параметрів. Знаходження значень  $\varphi$  і  $\alpha$  виконується шляхом розв'язання системи з 2-х рівнянь, в кожному з яких присутній номер гармоніки, що придушуються (п'ята та сьома)

$$\begin{cases} \sin(\varphi) - \cos(\alpha \cdot 5) = 0 \\ \sin(\varphi) - \cos(\alpha \cdot 7) = 0 \end{cases} \quad (3.25)$$

В результаті розв'язання системи рівнянь отримано значення  $\varphi = \pi/6$  і  $\alpha = \pi/3$ . Подальший аналіз показує, що при поєднанні отриманих значень, одночасно пригнічуються всі непарні вищі гармоніки, за винятком 3-ї і кратних трьом. При такому поєднанні коефіцієнти (3.22) набувають значення:  $a = 2$ ;  $b = 2/3$ ;  $c = -1$ , а функція форми фронту (3.20) та вираз членів ряду (3.24) набувають спрощеного вигляду:

$$y(\theta) = 2 \cdot \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) - 1, \quad (3.26)$$

$$B_k = \frac{2 \cdot E}{\pi \cdot n} \cdot \frac{[1 - 2\cos(\pi \cdot n/3)]}{(n^2 - 1)}. \quad (3.27)$$

Номери гармонік, що придушуються, за рівності нулю чисельника (3.27) внаслідок періодичності функції косинуса визначаються:  $n = 6m \pm 1$ , де  $m = 1, 2, 3 \dots$ .

На рисунках 3.5, 3.6 представлені, відповідно, форма і спектр гармонік трапецеїдальної напруги ( $E = 1$ ) з використанням виразів (3.26), (3.27) які містить тільки основну гармоніку та вищі непарні гармоніки кратні трьом.

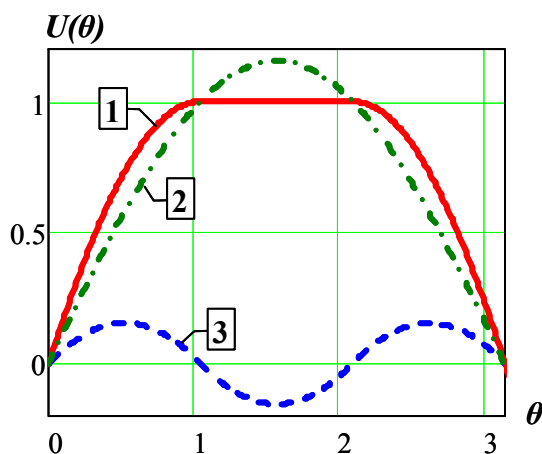


Рисунок 3.5 - Форма напівхвилі напруги напівмостових перетворювачів та її складові: 1 – трапеція з оптимальними параметрами форми фронтів  $\varphi=\pi/6$  та  $\alpha=\pi/3$ ; 2 – основна гармоніка; 3 - сумарна напруга непарних гармонік кратних трьом.

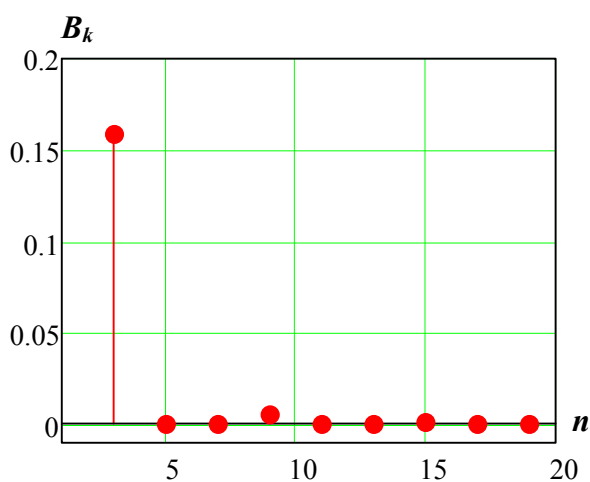


Рисунок 3.6 - Спектр вищих гармонік трапецеїдальної напруги з оптимальними параметрами форми фронтів  $\varphi = \pi/6$  та  $\alpha = \pi/3$ .

Знайдене поєднання значень  $\varphi = \pi/6$  і  $\alpha = \pi/3$ , яке назвемо оптимальним, цікаво тим, що у спектрі присутні лише основна гармоніка та вищі непарні гармоніки кратні трьом, а за умови додаткового придушення цих вищих гармонік, з'являється можливість формування ідеальної синусоїдальної напруги на основі складових напруги трапецеїдальної (несинусоїдальної) форми.

Реалізувати таку можливість можна шляхом формування різниці двох періодичних трапецеїдальних напруг від двох напівмостових перетворювачів (рис.3.1) зсунутих на кут  $2\pi/3$  і представлених у вигляді суми гармонік

$$U_{AB}(\theta) = U_A(\theta) - U_B(\theta) = \sum_{k=1}^{\infty} B_k \{ \sin(n \cdot \theta) - \sin[n \cdot (\theta - 2\pi/3)] \}. \quad (3.28)$$

В результаті перетворення різниці синусних функцій у виразі (3.28) отримано

$$U_{AB}(\theta) = \sum_{k=1}^{\infty} 2B_k \sin\left(n \cdot \frac{\pi}{3}\right) \cdot \cos\left[n \cdot \left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right]. \quad (3.29)$$

Звідси коефіцієнти ряду Фур'є вихідної напруги інвертора (3.29) з урахуванням виразу (3.27) при поєднанні  $\varphi = \pi/6$  і  $\alpha = \pi/3$

$$B_{opt.AB} = \frac{4 \cdot E}{\pi \cdot n} \frac{[1 - 2 \cos(\pi \cdot n / 3)]}{(n^2 - 1)} \cdot \sin\left(n \cdot \frac{\pi}{3}\right). \quad (3.30)$$

В останньому виразі  $B_{opt.AB} = 1$  ( $E = 1$ ) лише для одного значення  $n = 1$ , а для всіх інших непарних  $n > 1$  значення  $B_{opt.AB} = 0$ , що підтверджує збіг даного спектра зі спектром ідеальної синусоїдальної форми.

### 3.3.2 Оцінка впливу тривалості фронтів на спектральний склад вихідної напруги

Зміна тривалості фронтів трапецеїдальної напруги напівмостових перетворювачів впливає на гармонійний склад вихідної різницевої напруги інвертора [116]. Тому цікавий аналіз такого впливу на коефіцієнт гармонік вихідної напруги в умовах варіації параметра форми фронтів  $\varphi$ .

Наведемо формулу коефіцієнтів ряду (3.24) для вихідної напруги інвертора (3.29) до виду, при якому параметр деформації  $\varphi$  і тривалість фронтів  $\alpha$  є змінними

$$B_{k,AB} = \frac{4 \cdot E}{\pi \cdot n} \cdot \frac{(\pi - 2\varphi)^2 \cdot (\sin(\varphi) - \cos(\alpha \cdot n))}{(\sin(\varphi) - 1) \cdot [(\pi - 2\varphi)^2 - 4(n \cdot \alpha)^2]} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n}{3}\right). \quad (3.31)$$

Звідси при  $n = 1$  отримано залежність амплітуди і квадрата значення першої гармоніки вихідної напруги інвертора від параметрів  $\varphi$  і  $\alpha$ :

$$U_{AB,1m} = \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot E}{\pi} \cdot \frac{(\pi - 2\varphi)^2 \cdot (\sin(\varphi) - \cos(\alpha))}{(\sin(\varphi) - 1) \cdot [(\pi - 2\varphi)^2 - 4\alpha^2]}, \quad (3.32)$$

$$U_{AB,1rms}^2 = \frac{6 \cdot E^2}{\pi^2} \cdot \left( \frac{(\pi - 2\varphi)^2 \cdot (\sin(\varphi) - \cos(\alpha))}{(\sin(\varphi) - 1) \cdot [(\pi - 2\varphi)^2 - 4\alpha^2]} \right)^2. \quad (3.33)$$

Квадрат діючого значення суми ( $M > 100$ ) вищих гармонік вихідної напруги інвертора  $U_{AB}$  отримано, використовуючи формулу коефіцієнтів ряду (3.31)

$$U_{AB,m,rms}^2 = \frac{1}{2} \cdot \sum_{k=2}^M (B_{k,AB})^2. \quad (3.34)$$

Коефіцієнт гармонік напруги  $U_{AB}$  на виході інвертора отримано з використанням виразів (3.33), (3.34)

$$K_r = \sqrt{\frac{U_{AB,m,rms}^2}{U_{AB,1rms}^2}}. \quad (3.35)$$

На рис. 3.7 наведено графічні залежності коефіцієнта гармонік вихідної напруги інвертора за формулою (3.35) при різних значень параметра деформації  $\varphi$ . З графіків випливає, що криві мають характерні точки з мінімальними значеннями коефіцієнта гармонік  $K_{z,min}$  і відповідними значеннями тривалості фронтів  $\alpha_{min}$  в області  $\alpha \leq \pi/3$ . Мінімуми кривих коефіцієнта гармонік збільшуються і зміщуються в напрямку менших значень при зниженні параметра  $\varphi$ . Для зниження потужності динамічних втрат в елементах комутації бажано зменшення тривалості фронтів, проте при цьому зростає рівень найвищих гармонік, найближчих до основної. Найменше значення  $K_{z,min} = 0$  досягається при оптимальному поєднанні  $\varphi = \pi/6$  і  $\alpha_{min} = \pi/3$ , тобто за оптимально деформованої функції форми фронту (3.26).

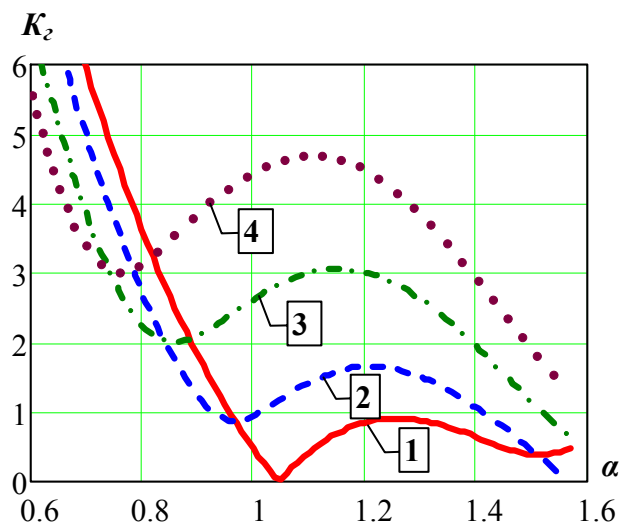


Рисунок 3.7 – Вплив тривалості фронтів з різним ступенем їхньої деформації на коефіцієнт гармонік вихідної напруги інвертора: 1.  $\varphi = \pi/6$ ,  $K_{z.min} = 0$  (оптимально деформовані); 2.  $\varphi = 0$ ,  $K_{z.min} = 0,86\%$  (синусоїдальні); 3.  $\varphi = -0,48$ ,  $K_{z.min} = 2\%$ ; 4.  $\varphi = -0,84$ ,  $K_{z.min} = 3\%$ .

На рис. 3.8 показано поведінку кривих мінімальних значень коефіцієнта гармонік  $K_{z.min}$  та тривалості фронтів  $\alpha_{min}$  при зміні параметра деформації  $\varphi$ . Протилежність тенденцій цих залежностей потребує знаходження компромісу між вимогами до цих параметрів. Тому графіки надають можливість усвідомленого вибору значення тривалості фронтів на користь або повного придушення вищих гармонік та формування ідеальної синусоїдальної форми, або зниження потужності динамічних втрат в елементах комутації при певному значенні коефіцієнта гармонік.

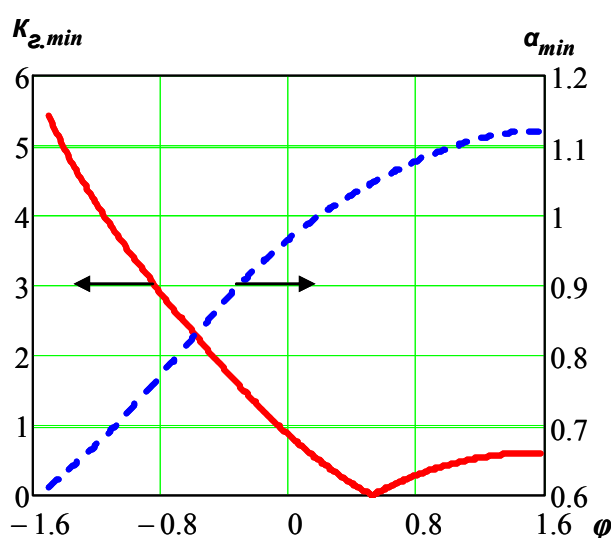


Рисунок 3.8 – Вплив параметра деформації  $\varphi$  на мінімальні значення коефіцієнта гармонік  $K_{z.min}$  та відповідні значення тривалості фронтів  $\alpha_{min}$ .

На рисунку 3.9 показано кілька форм вихідної напруги інвертора (зміщених для наочності) за різних значень параметрів фронтів  $\varphi$  і  $\alpha_{min}$ . Вони допоможуть визначити значення параметрів під час візуального вибору необхідної форми.

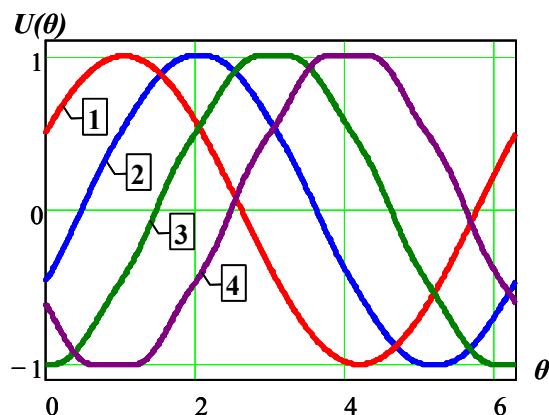


Рисунок 3.9 - Видозміна форми вихідної напруги інвертора за зміни параметрів фронтів: 1.  $\varphi = \pi/6$ ,  $\alpha_{min} = \pi/3$ ,  $K_{z.min} = 0$  (оптимально деформовані); 2.  $\varphi = 0$ ,  $\alpha_{min} = 0,97$ ,  $K_{z.min} = 0,86\%$  (синусоїдальні); 3.  $\varphi = -0,48$ ,  $\alpha_{min} = 0,86$ ,  $K_{z.min} = 2\%$ ; 4.  $\varphi = -0,84$ ,  $\alpha_{min} = 0,76$ ,  $K_{z.min} = 3\%$ .

На рисунку 3.10 наведено для порівняння спектри вищих гармонік, найближчих до основної, вихідної напруги інвертора при синусоїдальній (відрізки з маркером) та оптимально деформованій (3.26) (точки) формах фронтів трапецеїдальних напруг. Тут видно ступінь придушення парних гармонік при синусоїдальній формі фронтів, які розташовані між непарними кратними гармоніками трьом.

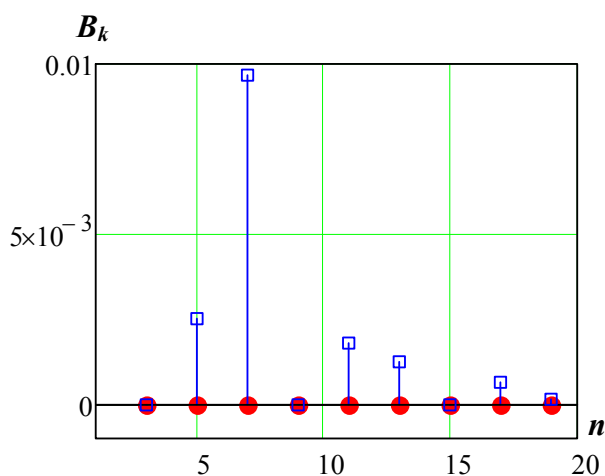


Рисунок 3.10 - Спектри вищих гармонік, найближчих до основної, вихідної напруги інвертора

### **3.4 Використання комплементарних несинусоїдальних форм у мостових перетворювачах**

Використання несинусоїдальних форм напруги в мостових інверторах пов'язане з небажаною присутністю синфазної перешкоди. Наявність синфазного струму витоку призводить до зниження якості вихідної напруги, що формується перетворювачем [119, 120]. Відомо що, однополярна ШІМ має найкращі енергетичні показники, а двополярна - мінімальний рівень напруги синфазної завади. Компромісне використання переваг однополярної та двополярної видів модуляції показано в роботах [121, 122], де запропоновано спосіб формування синусоїдальної напруги в однофазному мостовому інверторі з комплементарними (взаємодоповнюючими) формами несинусоїдної напруги в напівмостових перетворювачах.

В основі способу лежить комбінований вид ШІМ у вигляді інтервалів роботи, що чергуються у певному співвідношенні однополярної та двополярної модуляції на періоді модулюючої частоти.

Спосіб має наступні позитивні якості:

- широким діапазоном регулювання вихідної напруги (від 0 до 100%) при збереженні синусоїдальної форми;
- зниженням потужності динамічних втрат та марної потужності циркуляції в елементах комутації;
- можливістю мінімізації рівня напруги синфазної завади;
- простотою формування закону модуляції, що не потребує складних та тривалих обчислювальних процедур;
- можливістю переходу окремо на однополярну або двополярну модуляцію, виходячи з вимог до параметрів інвертора.

### 3.4.1 Спосіб формування синусоїдальної напруги з використанням комплементарних несинусоїдальних форм

У мостовому інверторі напруга від кожного з двох напівмостових перетворювачів формується шляхом перетворення постійної напруги живлення в ШІМ послідовність, з наступним виділенням за допомогою фільтрації напруги огибаючої, що відповідає закону модуляції (рис. 3.11).

Несинусоїдальні форми огибаючих двох послідовностей від напівмостових перетворювачів є взаємодоповнюючими (комплементарними), оскільки їх різниця формує синусоїдальну вихідну напругу в мостовому інверторі  $U_{AB} = (U_A - U_B)$ .

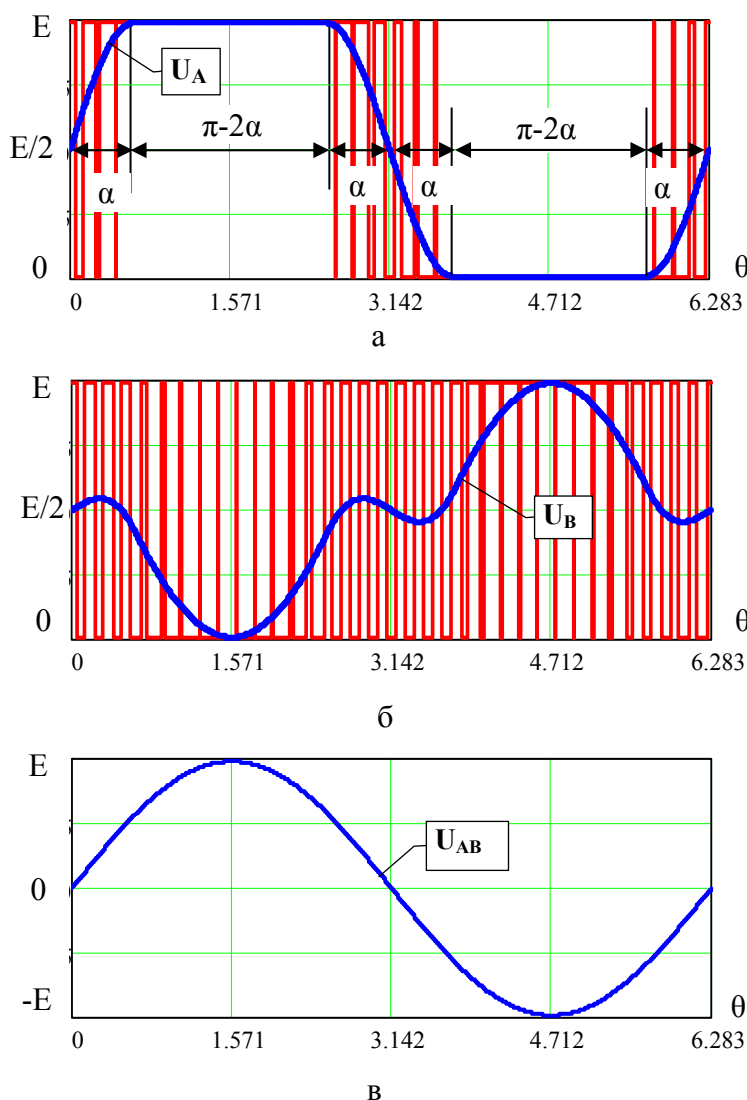


Рисунок 3.11 – Форми вихідних напруг: а, б - напівмостових перетворювачів після фільтрації; в-мостового інвертора

На інтервалах формування фронтів  $\alpha$  має місце двополярна ШІМ, а на інтервалах формування вершин напівхвиль  $(\pi-2\alpha)$  – однополярна ШІМ. Чергування інтервалів роботи однополярної і двополярної модуляції в сукупності утворюють комбінований вид ШІМ.

Тривалість фронтів  $\alpha$  може змінюватись від значення  $\alpha = 0$ , при якому плоска частина вершини  $(\pi-2\alpha)$  присутня на всьому інтервалі напівхвилі (тобто в межах  $0 \dots \pi$ ) і форма стає прямокутною, до  $\alpha = \pi/2$ . При якому вершина стягується в точку і форма напруги трансформується в синусоїдальну.

При  $\alpha = 0$  на виході напівмостового перетворювача  $A$  формуються двополярні напівхвилі напруги прямокутної форми, а на виході напівмостового перетворювача  $B$  напруга набуває форми рознесених за рівнем, відносно живлення, відрізків синусоїдальних півхвиль змінної полярності. Таке функціональне поєднання форм відповідає однополярній модуляції.

При  $\alpha = \pi/2$  на виходах напівмостових перетворювачів  $A, B$  формуються дві протифазні синусоїдальні напруги з амплітудою  $E/2$ , як при традиційній двополярній ШІМ.

При проміжному значенні тривалості фронтів  $0 \leq \alpha \leq \pi/2$  утворюється комбінований вид ШІМ, в якому встановлене значення  $\alpha$  визначає співвідношення інтервалів роботи однополярної і двополярної ШІМ.

У зв'язку з тим, що однополярна ШІМ має найкращі енергетичні показники, співвідношення інтервалів роботи необхідно схилити на користь скорочення тривалості двополярної ШІМ, тобто зниження встановленого значення  $\alpha$ . При цьому мінімальне обране значення  $\alpha$  має забезпечити дотримання вимог щодо допустимого рівня напруги синфазної завади.

Звідси спочатку необхідно визначитися з умовами можливого зниження рівня синфазної завади, а потім оцінити стан енергетичних показників за цих умов.

Форма напруги чверть хвилі огибаючої ШІМ послідовності напівмостового перетворювача  $A$ , з фронтами у вигляді чверть хвильових

відрізків синусоїди (рисунок 3.11, а) на інтервалі  $\theta = (0 \dots \pi/2)$  при кутовій тривалості фронтів  $\alpha$  описується виразом

$$U_A(\theta) = \begin{cases} \frac{E}{2} \cdot \sin \frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \alpha}, & \text{если } 0 \leq \theta < \alpha; \\ \frac{E}{2}, & \text{если } \alpha \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}. \end{cases} \quad (3.36)$$

При розкладанні в ряд Фур'є форми напруги (3.36), що має напівхвильову та чверть хвильову симетрію, отримано коефіцієнти лише для непарних членів ряду

$$B_n = \frac{2E \cdot \pi \cdot \cos(n \cdot \alpha)}{n \cdot (\pi^2 - 4(n \cdot \alpha)^2)}. \quad (3.37)$$

де  $n = 2k-1$  номер непарної гармоніки;  $k = 1, 2, 3 \dots$  порядковий номер члена ряду.

Тоді періодичні функції напруги перетворювача  $A$  (рисунок 3.11, а) і напруги перетворювача  $B$  (рисунок 3.11, б), як різниці між законом модуляції перетворювача  $A$  і синусоїдальної функцією  $U_L = E \cdot \sin \theta$  вихідної напруги (рисунок 3.11, в), можна представити у вигляді сум гармонік:

$$U_B(\theta, \alpha) = (B_1(\alpha) - E) \cdot \sin \theta + \sum_{k=2}^{\infty} B_n(\alpha) \cdot \sin(n \cdot \theta), \quad (3.38)$$

$$U_A(\theta, \alpha) = \sum_{k=1}^{\infty} B_n(\alpha) \cdot \sin(n \cdot \theta). \quad (3.39)$$

Як показано в [83, 100] синфазний струм витоку в інверторі визначається змінною складовою синфазної напруги на виході та ємнісним опором паразитних елементів конструкції. Змінна складова напруги синфазної завади на виходах інвертора має вигляд напівсуми огибаючих  $U_A$  і  $U_B$  і визначається

$$U_{CM}(\theta, \alpha) = \frac{U_A(\theta, \alpha) + U_B(\theta, \alpha)}{2}. \quad (3.40)$$

Підставляючи вирази (3.38), (3.39) у формулу (3.40), після спрощення, отримано вираз синфазної напруги у вигляді суми гармонік

$$U_{CM}(\theta, \alpha) = \left( B_1(\alpha) - \frac{E}{2} \right) \cdot \sin \theta + \sum_{k=2}^{\infty} B_n(\alpha) \cdot \sin(n \cdot \theta). \quad (3.41)$$

Впливова здатність синфазної напруги як джерела завади, визначається різним ступенем впливу окремих ділянок спектрального діапазону.

Так, гармоніки спектру, що відносяться до його початкової низькочастотної частини ( $B_1 \dots B_{N-1}$ ), незважаючи на значний рівень, мають дуже слабку здатність до утворення синфазного струму через невеликі паразитні ємності конструктивних елементів [116, 119, 120]. При цьому основний внесок у рівень синфазної перешкоди роблять високочастотні гармоніки, розташовані в залишку спектра з частотами від нижчої з номером  $N$  до нескінченної  $\infty$  ( $B_N \dots B_{\infty}$ ).

При нескінченно малому значенні  $\alpha \rightarrow 0$  гармоніки спектра напруги синфазної завади (3.41) розподілені вздовж усієї частотної осі з амплітудами (3.37), які повільно зменшуються пропорційно до зростання порядкового номера ( $1/n$ ). І тут спектр виявляється широкосмуговим, а його залишок формує досить великий рівень напруги синфазної завади.

При кінцевому значенні  $0 < \alpha < \pi/2$  огинаюча спектра деформується так, що в початковій низькочастотній частині концентруються основна (перша) гармоніка  $\omega_1$  і деяка кількість наближених до неї нижчих з вищих непарних гармонік  $3 \cdot \omega_1, 5 \cdot \omega_1 \dots (N-1) \cdot \omega_1$ . Вони містять переважну частку енергії сигналу (наприклад, 99%) і тому на гармоніки залишку спектру, який визначає рівень синфазної завади, припадає досить мала частина енергії.

Форма синфазної напруги, утвореної гармоніками високочастотного залишку спектру, описується виразом

$$U_{CM,h}(\theta, \alpha) = \sum_{k=(N+1)/2}^{\infty} B_n(\alpha) \cdot \sin(n \cdot \theta). \quad (3.42)$$

Використовуючи отримані дискретні вирази, спочатку розглянуто вплив кута  $\alpha$  на форму синфазної напруги при спектрі, що включає всі гармоніки  $B_1 \dots B_\infty$ . На рисунку 3.12 а, б наведено форми кривої напруги  $U_A$ ,  $U_B$  та синфазної завади  $U_{CM}$  згідно з виразами (3.38), (3.39), (3.41) при  $E=1$  і двох значеннях кута  $\alpha = 0$  (однополярна ШІМ) та  $\alpha = 0,3$  (комбінована ШІМ). При  $\alpha = \pi/2$  змінна напруга синфазної завади не розглядається через її відсутність.

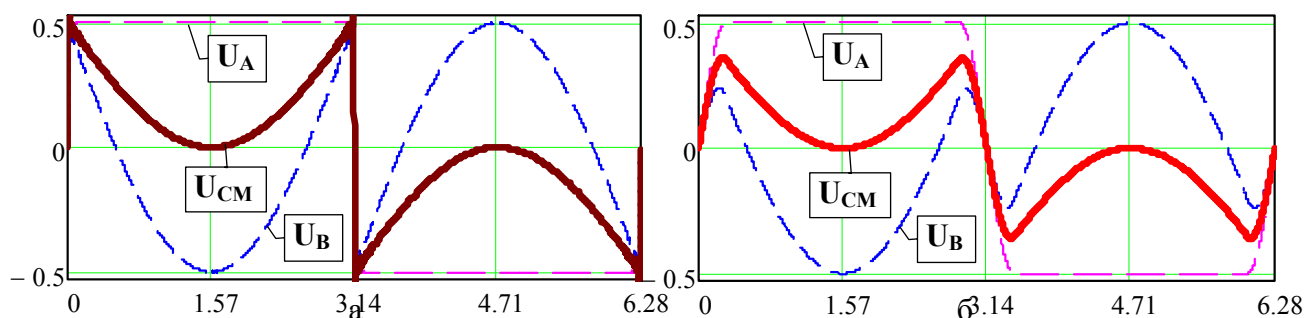


Рисунок 3.12 – Форма кривої напруг  $U_A$ ,  $U_B$  та синфазної завади  $U_{CM}$ :  
а -  $\alpha = 0$  (однополярна ШІМ); б -  $\alpha = 0,3$  (комбінована ШІМ)

З рисунку видно, що зміна тривалості фронтів від нескінченно малого значення  $\alpha = 0$  (рис. 3.12, а) до відчутного  $\alpha = 0,3$  (рис. 3.12, б) призводить до зниження синфазної напруги. При цьому відбувається перехід від функції форми, яка має розриви похідних, до функції гладкої форми.

Форми напруги високочастотного залишку спектру синфазної завади  $U_{CM,h}$  за виразом (3.42) при аналогічних значеннях кута  $\alpha = 0$  і  $\alpha = 0.3$  показані на рисунку 3.13.

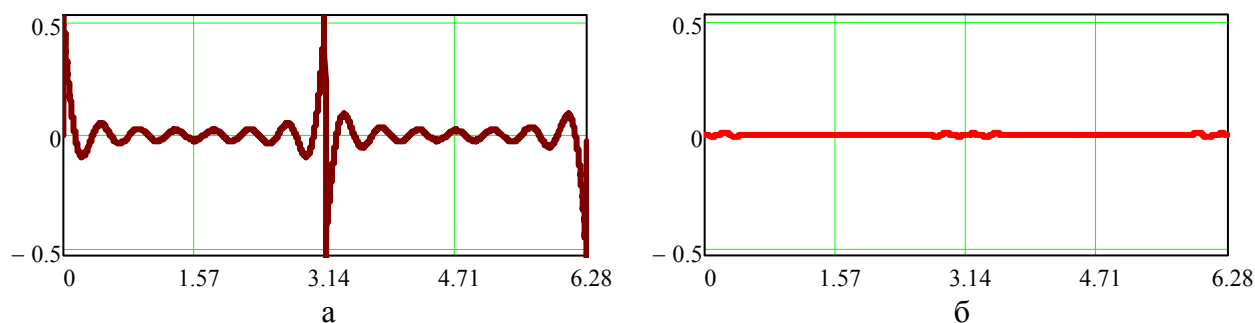


Рисунок 3.13 – Форма напруги високочастотної складової синфазної завади  $U_{CM,h}$ : а -  $\alpha = 0$  (однополярна ШІМ); б -  $\alpha = 0,3$  (комбінована ШІМ)

З рисунку видно, що форма при  $\alpha = 0$  (рис. 3.13, а) істотно відрізняється від форми при  $\alpha = 0,3$  (рис. 3.13, б), які отримані за виразом (3.41), оскільки утворена швидкими процесами, які представлені високочастотними гармоніками залишку спектру. При  $\alpha = 0,3$  відбувається концентрація енергії в початковій низькочастотній частині спектру, і тому рівень синфазної завади зменшується радикально.

### 3.4.2 Оцінка впливу тривалості фронтів на рівень синфазної завади

Діюче значення сукупності гармонік високочастотного залишку в спектрі синфазної напруги отримано з виразу (3.42)

$$U_{CM.rms}(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{k=(N+1)/2}^{\infty} B_n(\alpha)^2}. \quad (3.43)$$

На рисунку 3.14 показана залежність (3.43) при кількості врахованих непарних гармонік  $k = 8$  ( $N = 15$ ) у початковій низькочастотній частині спектру (крива А). Ця кількість гармонік обрана виходячи з їх розташування в області низьких частот спектра (50...750Гц при частоті вихідної напруги інвертора 50Гц).

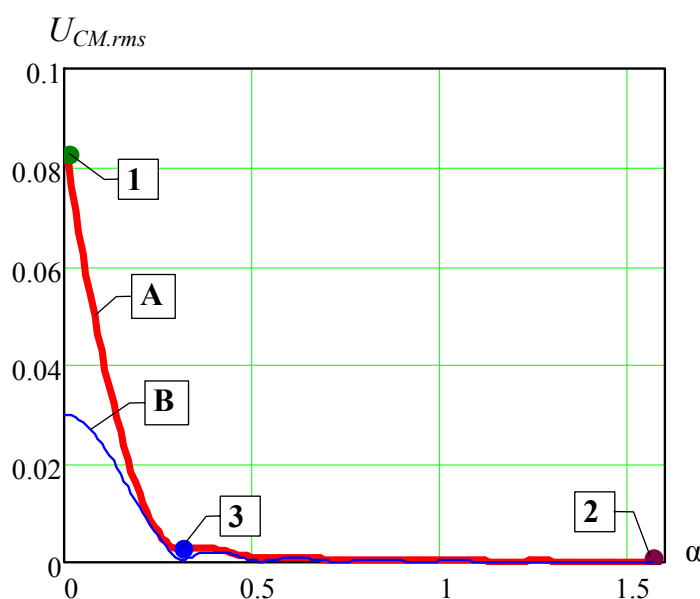


Рисунок 3.14 – Залежність рівня високочастотної складової синфазної завади  $U_{CM.rms}$  від тривалості фронтів  $\alpha$ . Точки при окремих видах модуляції:

1 -  $\alpha = 0$  (однополярна); 2 -  $\alpha = \pi/2$  (двополярна); 3 -  $\alpha = 0,3$  (комбінована).

Поведінка кривої  $A$  показує, що тривалість фронтів  $\alpha$  специфічно впливає на рівень синфазної перешкоди. Так, найменший рівень синфазної перешкоди розташований в області значень кута від  $\alpha = \pi/2$  до мінімального значення  $\alpha = \alpha_{min} = 0,3$ . При зниженні значень кута область  $0 < \alpha < \alpha_{min}$  відбувається різкий перехід на зростаючий рівень небажаної завади.

Точка переходу обумовлена поведінкою нижчої гармоніки  $N = 15$  залишку спектру  $U_{CM,rms}(\alpha) = B_N/\sqrt{2}$  (крива  $B$ ), оскільки вона є найбільш вагомою в рівні синфазної завади (3.75) і при  $\alpha = \alpha_{min}$  (точка 3) набуває нульового значення. Виявлена властивість дозволяє знайти зв'язок між мінімальним значенням тривалості фронтів  $\alpha_{min}$  та нижчою гармонікою  $N$  залишку спектру шляхом прирівнювання  $B_N = 0$  у виразі (3.37)

$$\alpha_{min} = \frac{3\pi}{2} \cdot \frac{1}{N} . \quad (3.44)$$

Порівняння рівнів синфазної завади в позначених точках залежності (рис. 3.14) показує, що при комбінованому вигляді модуляції з тривалістю фронтів  $\alpha_{min} = 0,3$  (точка 3) рівень мало відрізняються від значення при двополярній ШІМ (точка 2), і знижений у 30 разів відносно рівня при однополярній ШІМ (точка 1).

### 3.4.3 Оцінка потужності циркуляції енергії

Процес комутації в напівмостових перетворювачах у режимі двополярної ШІМ супроводжується поверненням частини енергії навантаження в джерело живлення та створює непотрібну циркуляцію потужності, що спричиняє додаткові втрати. В аналізованому способі формування синусоїдальної напруги в мостовому інверторі використовується комбінований вид модуляції, де двополярна ШІМ присутня частково тільки на інтервалах комутації  $\alpha$ .

Потужність циркуляції на інтервалах комутації зручно оцінити у вигляді різниці потужності, що передається від джерела живлення через один

напівмостовий перетворювач, і потужності, яка надходить від інвертора в навантаження.

Потужність  $P_A(\alpha)$ , що передається від джерела живлення на інтервалі комутації  $\alpha$ , визначається вихідною напругою напівмостового перетворювача  $A$  (3.36) і синусоїдальним струмом навантаження, що протікає через нього  $I_L(\theta) = I_m \cdot \sin\theta$

$$P_A(\alpha) = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\alpha} U_A(\theta) \cdot I_L(\theta) \cdot d\theta = E \cdot I_m \cdot \frac{(\pi^2 - 8\alpha^2) \cdot (1 - \cos\alpha) + 4\alpha^2}{\pi^3 - 4\pi\alpha^2} . \quad (3.45)$$

Потужність  $P_L(\alpha)$ , яка надходить від інвертора в активне навантаження на інтервалі комутації  $\alpha$ , визначається синусоїдальною напругою  $U_L(\theta) = E \cdot \sin\theta$  і струмом  $I_L(\theta) = I_m \cdot \sin\theta$

$$P_L(\alpha) = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\alpha} U_L(\theta) \cdot I_L(\theta) \cdot d\theta = E \cdot I_m \cdot \frac{2\alpha - \sin 2\alpha}{2\pi} . \quad (3.46)$$

Відносну потужність циркуляції визначено як різницю потужностей за виразами (3.45), (3.46), віднесену до номінальної потужності навантаження (3.46) при  $\alpha = \pi/2$ , за формулою

$$\eta_{cir}(\alpha) = \frac{P_A(\alpha) - P_L(\alpha)}{P_L(\pi/2)} \cdot 100\% . \quad (3.47)$$

На рисунку 3.15 представлено залежність, побудована за виразом (3.47), з якої випливає, що потужність циркуляції при комбінованому вигляді модуляції  $\alpha_{min} = 0.3$  (точка 3) присутня, але має невелике значення - 4%, яке в 3,4 рази менше рівня 13,7% при двополярній ШІМ (точка 2).

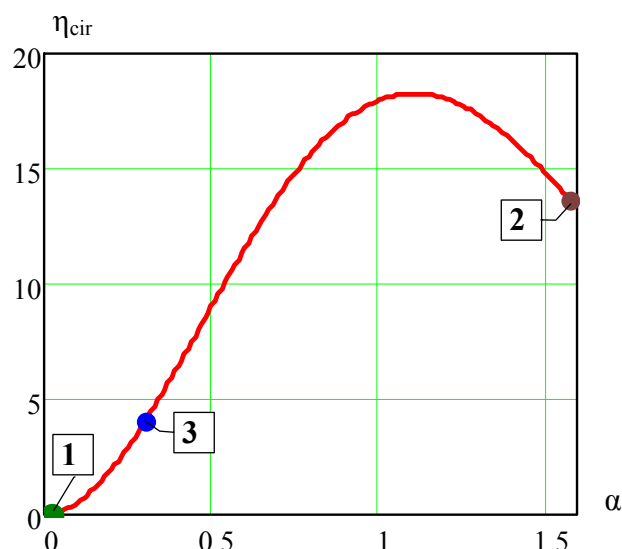


Рисунок 3.15 – Залежність відносної потужності циркуляції від тривалості фронтів  $\alpha$ .  
Точки при окремих видах модуляції: 1 - однополярна ( $\alpha = 0$ );  
2 - двополярна ( $\alpha = \pi/2$ ); 3 - комбінована ( $\alpha = 0,3$ ).

### 3.5 Вплив тривалості формування фронтів на потужність динамічних втрат в елементах комутації

У DC-АС ступені перетворення широкого розповсюдження отримало використання IGBT-транзисторів. Але, завдяки особливостям побудови внутрішньої структури, ці типи транзисторів мають збільшені значення енергії вмикання та вимикання, що розсіюється на ключах при комутації. Для порівняння в таблиці 3.2 наведені табличні значення з технічної документації енергій у IGBT-транзисторах, що виділяється при вмиканні ( $E_{on}$ ), при вимиканні ( $E_{off}$ ), сумарна енергія перемикавання ( $E_{\Sigma}$ ) та ПДВ ( $P_{дин}$ ), яка розрахована при частоті комутації 25кГц, для різних виробників. Також розрахована потужність статичних втрат ( $P_{cm}$ ), шляхом множення напруги насичення ( $U_{KE}$ ) на струм колектора ( $I_K$ ). З таблиці видно, що у всіх випадках, для кожного з транзисторів, ПДВ значно перевищує потужність його статичних втрат. Тому у DC-АС ступені перетворення основну увагу слід приділяти зниженню саме ПДВ.

Таблиця 3.2 – Порівняння потужності статичних і динамічних втрат у IGBT-транзисторах

Тип транзистора	$U_{KE}$ , В	$E_{on}$ , мДж	$E_{off}$ , мДж	$E_{\Sigma}$ , мДж	$P_{ст}$ , Вт	$P_{дин}$ , Вт	Умови вимірювання
APT15GN120BDQ1G	1,7	0,73	0,95	1,68	<b>25,5</b>	<b>42</b>	$U_{KE}=800В, I_K=15А$
STGW30NC120HD	2,2	1,66	4,44	6,1	<b>44,0</b>	<b>152</b>	$U_{KE}=960В, I_K=20А$
FGA25N120ANT	2,0	4,1	0,96	5,06	<b>50,0</b>	<b>255</b>	$U_{KE}=600В, I_K=25А$
IKW25N120H3	2,05	1,8	0,85	2,65	<b>51,3</b>	<b>66</b>	$U_{KE}=600В, I_K=25А$
IRG4PH40UD	2,43	1,8	1,93	3,73	<b>51,0</b>	<b>99</b>	$U_{KE}=800В, I_K=21А$

Відомо, що серед різних видів модуляції при формуванні вихідної напруги мостового перетворювача найменшою ПДВ у ключах, володіє однополярна модуляція. Але використання однополярної модуляції не дозволяє сформувати трифазну напругу у мостовому перетворювачі з трьома стійками. Тому при визначенні відносної ПДВ при формуванні однофазної вихідної напруги необхідно проводити відносно однополярної модуляції, а при формуванні трифазної – відносно двополярної модуляції.

### 3.5.1 Оцінка потужності динамічних втрат при формуванні однофазної вихідної напруги

ПДВ в елементах комутації, при розглянутих у розділах 3.2, 3.3 і 3.4 способах формування вихідної напруги, найзручніше представити у відносному вигляді [123, 124], тобто у порівнянні з втратами при традиційному вигляді модуляції - однополярної синусоїдальної ШІМ. Такий підхід не потребує визначення абсолютних значень ПДВ, що полегшує процес аналізу, не знижуючи наочності результату. Порівняння проводиться при однакових значеннях наступних параметрів: частота комутації, амплітуди вихідного струму, напруга живлення, типи використовуваних елементів схеми.

Слід зазначити, що при використанні трапецеїдальної форми напруг у напівмостових перетворювачів зі зсувом  $2\pi/3$  радіан, оптимальний діапазон тривалості формування фронтів є  $\pi/6 \leq \alpha \leq \pi/3$  радіан. При менших значеннях ніж  $\pi/6$ , відбувається значне збільшення коефіцієнта гармонік вихідної напруги

(рис. 3.2), а при більших ніж  $\pi/3$  – відбувається зниження максимальної амплітуди вихідної напруги відносно напруги живлення (рис 3.3), і тому є енергетично не вигідним.

Відома, отримана емпірично, формула для розрахунку динамічних втрат у ключах типу IGBT [123]

$$P_{дин} = f_{\kappa} \cdot W_0 \cdot \left( \frac{I_{Avr}}{I_0} \right) \cdot \left( \frac{E}{E_0} \right)^{Kv}, \quad (3.48)$$

де  $f_{\kappa}$  – частота комутації;

$W_0 = E_{On} + E_{Off}$  – енергія, що виділяється при включенні та вимкненні IGBT транзистора;

$I_0, U_0$  – номінальні значення струму та напруги конкретного IGBT транзистора;

$I_{Avr}$  – середній струм IGBT транзистора на інтервалах комутації;

$E$  – робоче значення напруги;

$Kv$  – коефіцієнт, що дорівнює від 1,3 до 1,5 залежно від класу ключа.

Наприклад для IGBT 1200В  $Kv=1,35$ .

$W_0, I_0, U_0$  – табличні значення конкретного типу IGBT транзистора з технічної документації.

При використанні однакових типів транзисторів, робочих значень напруг, частоти комутації і активному навантаженні, отримуємо з (3.80) вираз для відносного визначення ПДВ, тобто у вигляді відносини середніх значень струму у ключах на інтервалах комутації

$$\delta_{дин.від} = \frac{P_{досл.}}{P_{Uni}} = \frac{I_{Avr.досл.}(\alpha)}{I_{Uni}}. \quad (3.49)$$

де  $P_{досл.}, I_{Avr.досл.}(\alpha)$  – ПДВ та середнє значення струму в ключах на інтервалах комутації при досліджуваному способі формуванні вихідної напруги;

$P_{Uni}, I_{Uni}$  – ПДВ та середнє значення струму в ключах для однополярної модуляції.

При однополярній синусоїдальній модуляції комутація на півперіоді  $\pi$  присутня лише у одному напівмостовому перетворювачі, а середнє значення

$$\text{струму має вигляд } I_{Uni} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin(\theta) d\theta = \frac{2}{\pi}.$$

При використанні трапецеїдальної форми напруг з лінійними фронтами у напівмостових перетворювачах зі зсувом  $2\pi/3$  радіан слід враховувати зсув фази вихідного струму (напруги) на  $\pi/6$  відносно фази напруг у напівмостових перетворювачах (рис. 3.16). На першій чверті періоду вихідного струму на інтервалі від  $\pi/6$  до кута  $\alpha$  комутація присутня у обох напівмостових перетворювачах, а від  $\alpha$  до  $\alpha + \pi/3$  – у одному напівмостовому перетворювачі. На другій чверті напівперіода вихідного струму – ситуація симетрична.

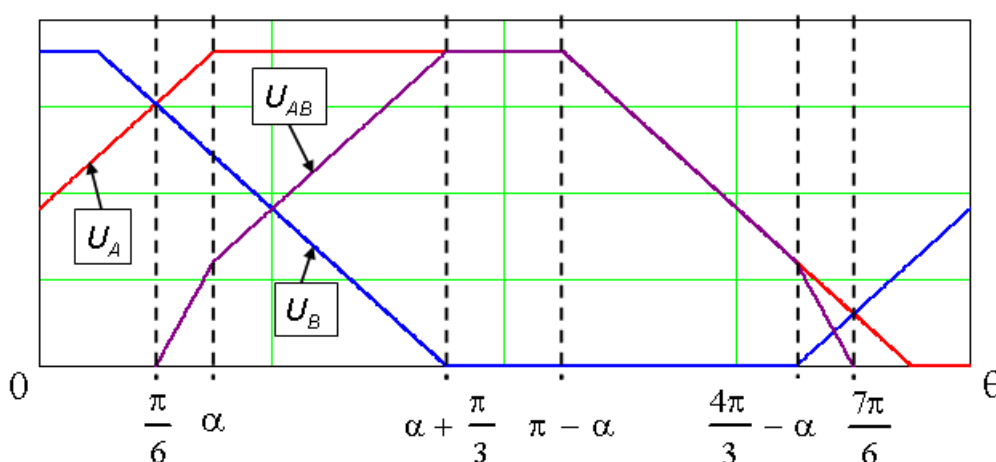


Рисунок 3.16 – Форма і фаза вихідної напруги  $U_{AB}$  при використанні трапецеїдальної форми напруг у напівмостових перетворювачах  $U_A$ ,  $U_B$

Тому середнє значення струму на півперіоді  $\pi$  на інтервалах комутації напівмостових перетворювачів з трапецеїдальними формами та лінійними фронтами в залежності від їх тривалості, має вигляд

$$I_{lin.avr}(\alpha) = \frac{2}{\pi} \left( 2 \cdot \int_{\pi/6}^{\alpha} I_{lin}(\theta) d\theta + \int_{\alpha}^{\alpha+\pi/3} I_{lin}(\theta) d\theta \right). \quad (3.50)$$

При формуванні трапецеїдальних форм напруг з синусоїдальними та оптимально-деформованими фронтами інтервали комутації ті ж самі, як і з лінійними фронтами. Тому середнє значення струму на періодах комутації напівмостових перетворювачів з трапецеїдальними формами синусоїдальними та оптимально-деформованими фронтами мають відповідний вигляд

$$I_{\sin.avr}(\alpha) = \frac{2}{\pi} \left( 2 \cdot \int_{\pi/6}^{\alpha} I_{\sin}(\theta) d\theta + \int_{\alpha}^{\alpha+\pi/3} I_{\sin}(\theta) d\theta \right), \quad (3.51)$$

$$I_{opt.avr}(\alpha) = \frac{2}{\pi} \left( 2 \cdot \int_{\pi/6}^{\alpha} I_{opt}(\theta) d\theta + \int_{\alpha}^{\alpha+\pi/3} I_{opt}(\theta) d\theta \right), \quad (3.52)$$

де  $I_{lin}(\theta)$ ,  $I_{sin}(\theta)$ ,  $I_{opt}(\theta)$  – функції вихідних струмів мостового перетворювача при формуванні трапецеїдальних форм напруг у напівмостових стійках з лінійними  $I_{lin}(\theta)$ , синусоїдальними  $I_{sin}(\theta)$  та оптимально-деформованими фронтами  $I_{opt}(\theta)$ .

При активному навантаженні форма та фаза струмів співпадають з формою та фазою вихідної напруги. Тому функції струмів можна взяти з виразів (3.11), (3.12), (3.28) відповідно.

Підставляючи у вираз (3.49) отримані середні значення струмів на інтервалах комутацій (3.50), (3.51), (3.52), отримуємо відносні значення ПДВ для кожного з видів фронтів:

$$\delta_{lin.}(\alpha) = \frac{I_{lin.avr}(\alpha)}{I_{uni}}, \quad \delta_{sin}(\alpha) = \frac{I_{sin.avr}(\alpha)}{I_{uni}}, \quad \delta_{opt}(\alpha) = \frac{I_{opt.avr}(\alpha)}{I_{uni}}. \quad (3.53)$$

На рис. 3.17 наведені графічні залежності відносної ПДВ, побудовані за виразами (3.53) з точками оптимальних значень  $\alpha$ .

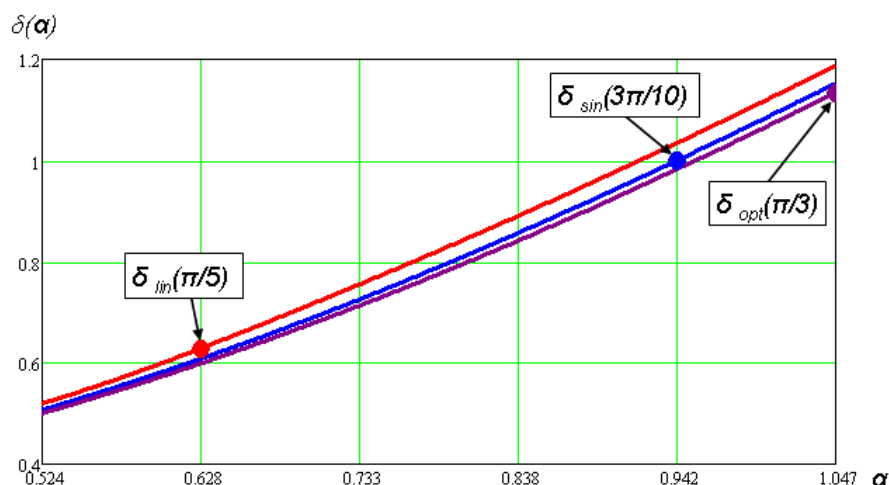
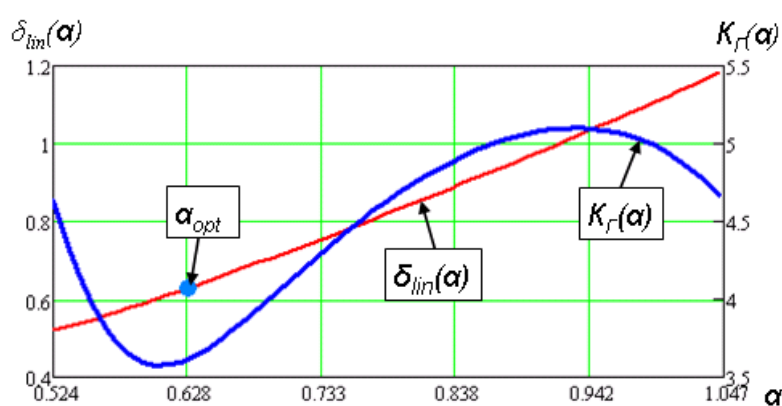


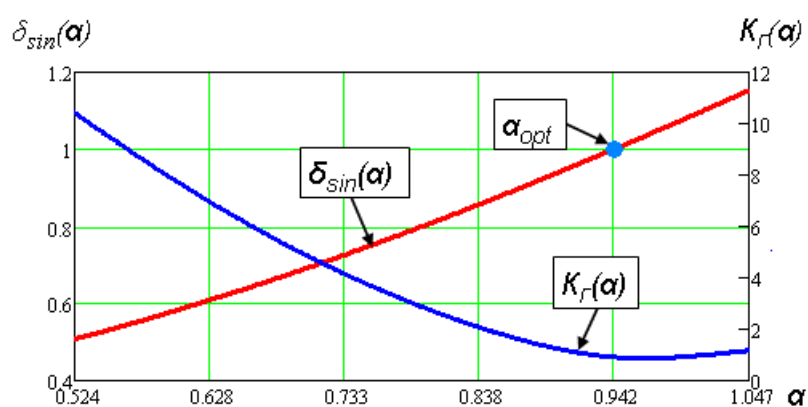
Рис. 3.17 - Залежність відносної ПДВ від тривалості фронтів з точками оптимальних значень: червона – при лінійних фронтах; синя – при синусоїдальних фронтах; фіолетова – при оптимально-деформованих фронтах

З рисунка 3.17 можна зробити висновок, що при формуванні однофазної напруги лише використання трапецеїдальної напруги з лінійними фронтами у напівмостових перетворювачах дає зменшення відносної ПДВ  $\delta_{lin} = 0,628$  (зменшення на 37%, точка 1). Використання синусоїдальної ( $\delta_{sin} = 1,0$ ) або оптимально-деформованої форми фронтів ( $\delta_{opt} = 1,134$ ) не призводить до зменшення відносної ПДВ.

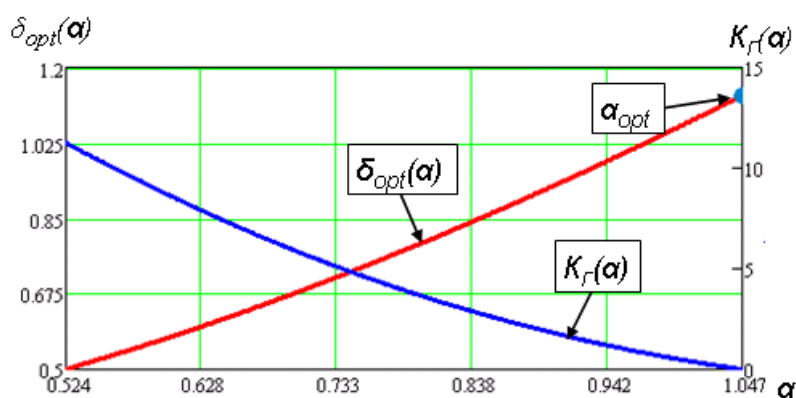
На рисунках 3.18 наведені графічні залежності, з яких видно, як змінюються відносні значення ПДВ та коефіцієнт гармонік вихідної напруги при зміні кута  $\alpha$  від  $\pi/6$  до  $\pi/3$ , для кожної форми фронтів. Дані графіки дають можливість зробити висновок про рівень зменшення відносної ПДВ та допустимому зростанні коефіцієнта гармонік вихідної напруги при відхиленні від точки оптимального кута  $\alpha_{opt}$ .



а



б



в

Рисунок 3.18 – Залежність відносної ПДВ та коефіцієнта гармонік при зміні тривалості формування фронтів  $\alpha$  для: а – лінійних фронтів; б – синусоїдальних фронтів; в – оптимально-деформованих фронтах

При використанні комплементарних несинусоїдальних форм у напівмостових перетворювачах діапазон зміни кута  $\alpha$  можливий від 0 до  $\pi/2$  (рис. 3.19).

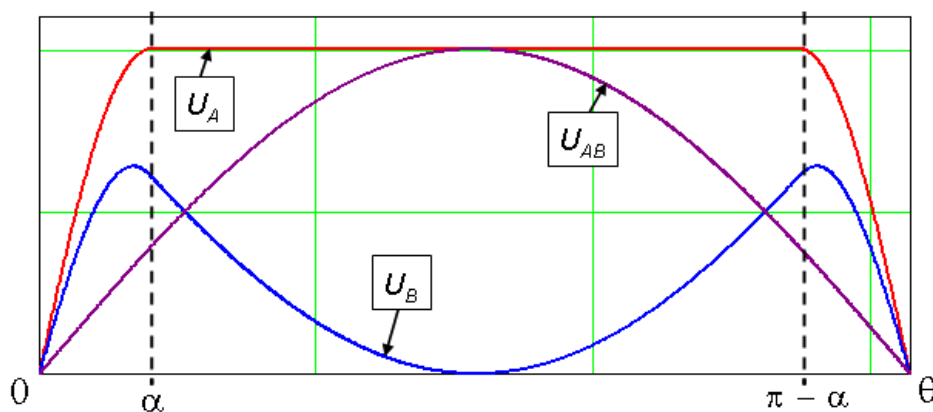


Рисунок 3.19 – Форма і фаза вихідної напруги  $U_{AB}$  при використанні несинусоїдальних комплементарних форм напруг у напівмостових перетворювачах  $U_A$ ,  $U_B$

При цьому комутація у напівмостовому перетворювачі з вихідною напругою  $U_B$  відбувається на всьому інтервалі від  $0$  до  $\pi/2$  (і не залежить від кута  $\alpha$ ), а у перетворювачі з вихідною напругою  $U_A$  - на двох інтервалах: від  $0$  до  $\alpha$  та від  $\pi - \alpha$  до  $\pi$ . Тому середнє значення струму на півперіоду  $\pi$  на інтервалах комутації напівмостових перетворювачів з несинусоїдальними комплементарними формами визначається окремо для кожного з перетворювачів:

$$I_{comp.A.avr}(\alpha) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\alpha} \sin(\theta) d\theta = \frac{2 \cdot (1 - \cos(\alpha))}{\pi}, \quad (3.54)$$

$$I_{comp.B.avr} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin(\theta) d\theta = \frac{2}{\pi}. \quad (3.55)$$

Підставляючи суму цих значень у вираз (3.49) отримано залежність відносної ПДВ від кута  $\alpha$

$$\delta_{comp}(\alpha) = \frac{I_{comp.A.avr}(\alpha) + I_{comp.B.avr}}{I_{uni}} = 2 - \cos(\alpha). \quad (3.56)$$

На рисунку 3.20 наведена графічна залежність, побудована за (3.56). На графіку видно, що відносна ПДВ перетворювача при комбінованому вигляді

модуляції з мінімально допустимою тривалістю фронтів  $\alpha_{min} = 0,3$  (точка 2) близька до втрат при однополярній ШІМ (точка 1)  $\delta_{comp} = 1,045$ , і суттєво знижена щодо втрат при двополярній ШІМ (точка 3).

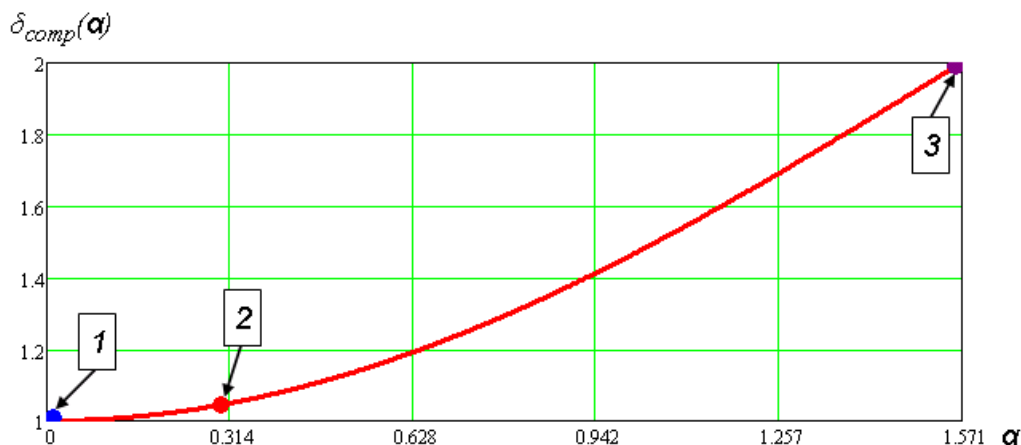


Рис. 3.20 - Залежність відносної ПДВ при використанні несинусоїдальних комплементарних форм від тривалості фронтів: 1 – при однополярній модуляції; 2 – при комбінованій модуляції з мінімально-допустимою тривалістю фронтів  $\alpha_{min} = 0,3$ ; 3 – при двополярній модуляції

Ввиду того, що вихідний фільтр у напівмостовому перетворювачі з вихідною напругою  $U_A$  працює лише на інтервалах комутації, коли вихідний струм перетворювача не має повної амплітуди, то існує можливість зменшення його габаритів.

Для оцінки зниження масо-габаритних показників дроселя фільтра в стійці з частковою ШІМ показано вплив інтервалу комутації  $\alpha$  на зв'язок з типорозміром сердечника ( $S_c \cdot S_\phi$ ) і енергією  $W_L$ , що запасється в ньому.

Особливість роботи дроселя в запропонованому способі полягає в тому, що площа перерізу вікна з обмоткою визначається амплітудою вихідного струму перетворювача  $I_m$ , а максимальна робоча індукція  $B_m$  осердя і площа його перерізу  $S_c$  визначається частиною значення  $I_m$  на рівні струму  $I_\alpha$  в момент закінчення інтервалу комутації  $\alpha$

$$I_\alpha = I_m \sin(\alpha) . \quad (3.57)$$

Вираз для індукції сердечника  $B_m$  при струмі  $I_\alpha$  з коефіцієнтом індуктивності  $A_L$ , перерізом  $S_C$  та числом витків обмотки  $N$  має вигляд

$$B_m = \frac{A_L}{S_C} \cdot N \cdot I_m \sin(\alpha) . \quad (3.58)$$

Звідси коефіцієнт індуктивності та індуктивність дроселя визначається відповідно:

$$A_L = \frac{B_m \cdot S_C}{N \cdot I_m \sin(\alpha)} , \quad (3.59)$$

$$L = A_L \cdot N^2 = \frac{B_m \cdot S_C \cdot N}{I_m \sin(\alpha)} . \quad (3.60)$$

Площа вікна сердечника дроселя з максимальним заповненням обмоткою, виконаною проводом перетином  $S_M$ , з щільністю струму  $j$  та його діючим значенням  $\frac{I_m}{\sqrt{2}}$

$$S_\epsilon = S_M \cdot N = \frac{I_m \cdot N}{\sqrt{2} \cdot j} . \quad (3.61)$$

Підставляючи значення індуктивності  $L$  з виразу (3.60) і значення струму  $I_m$  з виразу (3.57) у формулу енергії, що запасється в дроселі, і отримано

$$W_L = \frac{L \cdot I_m^2}{2} = \frac{\sqrt{2} \cdot j \cdot B_m}{2 \cdot \sin(\alpha)} \cdot S_C \cdot S_\epsilon . \quad (3.62)$$

Звідси знаходиться співвідношення, яке пов'язує типорозмір осердя дроселя з максимальною енергією, що повинна накопичуватися в ньому

$$S_C \cdot S_\epsilon = \frac{2 \cdot W_L \cdot \sin(\alpha)}{2 \cdot j \cdot B_m} . \quad (3.63)$$

З останнього виразу видно, що необхідний габарит осердя дроселя знижуватиметься пропорційно закону  $\sin(\alpha)$  із зменшенням інтервалу комутації  $\alpha$ . Так при мінімально допустимій тривалості фронтів  $\alpha_{min} = 0,3$  отримуємо  $\sin(0,3) \approx 0,3$ , що означає можливе зменшення розмірів габаритів вихідного дроселя на 70% у напівмостовому перетворювачі з вихідною напругою  $U_A$ .

### 3.5.2 Оцінка потужності динамічних втрат при формуванні трифазної вихідної напруги

Розрахунок ПДВ в елементах комутації при використанні трапецеїдальних напруг у напівмостових перетворювачах, з запропонованими формами фронтів, проводиться відносно двополярної модуляції. Ввиду того, що форми струмів та напруг у кожного напівмостового перетворювача однакові, то і розрахунок ПДВ проводиться у одному фазному перетворювачі (Рис.1.20, б).

При використанні класичної двополярної модуляції форми напруг та струмів, при активному навантаженні з'єднаному у “трикутник”, мають форми, що зображені на рис. 3.21.

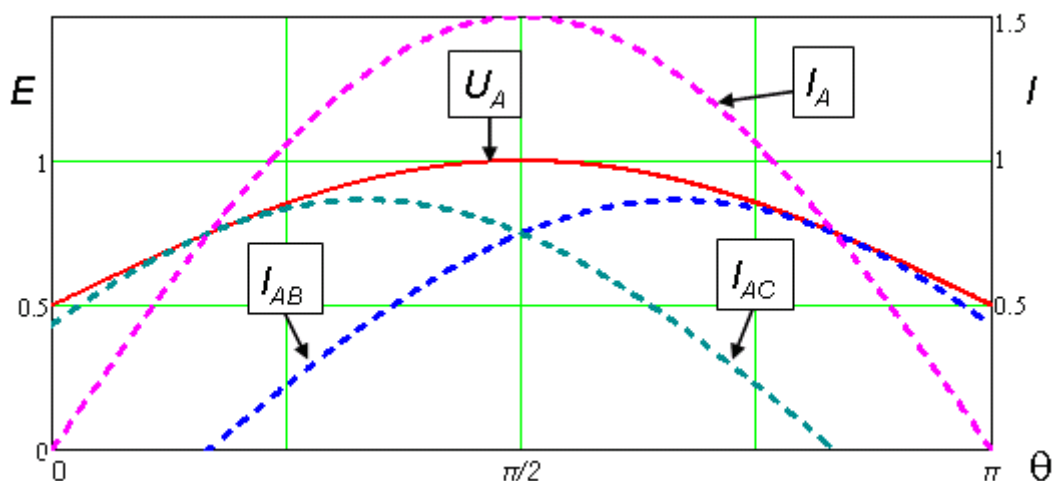


Рисунок 3.21 – Форми напруги та струмів у напівмостовому перетворювачі при використанні синусоїдальної двополярної модуляції у трифазному перетворювачі на напівперіоді  $\pi$

Струми навантаження  $I_{AB}$  та  $I_{AC}$ , які протікають між фазами  $U_A$  і  $U_B$  та  $U_A$  і  $U_C$  відповідно, описуються виразами

$$I_{AB}(\theta) = \sin(\theta) - \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right), \quad I_{AC}(\theta) = \sin(\theta) - \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right). \quad (3.64)$$

Сумарний струм фазного перетворювача

$$I_{A.rel}(\theta) = I_{AB}(\theta) + I_{AC}(\theta). \quad (3.65)$$

Тоді показник ПДВ для двополярної модуляції для одного напівмостового перетворювача, з урахуванням напруги живлення, згідно з (3.48) має вигляд

$$P_{Bip} = f_{\kappa} \cdot W_0 \cdot \left( \frac{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_A(\theta) d\theta}{I_0} \right) \cdot \left( \frac{E}{E_0} \right)^{K_v}. \quad (3.66)$$

При використанні трапецеїдальної напруги з лінійними фронтами у напівмостових перетворювачах, форми напруг та струмів, мають форми, що зображені на рис. 3.22.

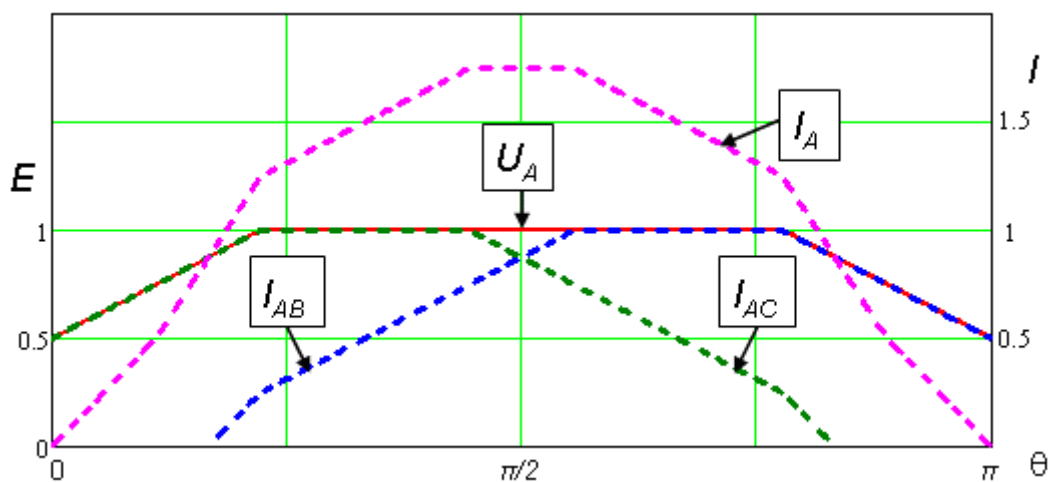


Рисунок 3.22 – Форми напруги та струмів у напівмостовому перетворювачі при використанні трапецеїдальної напруги лінійними фронтами у трифазному перетворювачі на напівперіоді  $\pi$

Слід зазначити, що амплітуди струмів навантаження  $I_{AB}$  та  $I_{AC}$  при використанні трапецеїдальних форм мають одиничну амплітуду на відміну від синусоїдальної двополярної модуляції, де, при однакових амплітудах фазних напруг  $U_A$ , амплітуди струмів  $I_{AB}$  та  $I_{AC}$  мають значення  $\sqrt{3}/2 = 0,866$  (рис. 3.21). Тому, використовуючи вирази для визначення функцій лінійних напруг при трапецеїдальних формах з лінійними фронтами (3.11), вирази для середніх значень струмів навантаження  $I_{AB}$  та  $I_{AC}$  мають вигляд:

$$I_{AB.lin}(\theta) = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} B_{lin} \left\{ \sin(n \cdot \theta) - \sin \left[ n \cdot \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \right\},$$

$$I_{AC.lin}(\theta) = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} B_{lin} \left\{ \sin(n \cdot \theta) - \sin \left[ n \cdot \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \right\}. \quad (3.67)$$

Сумарний струм фазного перетворювача А

$$I_{A.lin}(\theta) = I_{AB.lin}(\theta) + I_{AC.lin}(\theta). \quad (3.68)$$

Показник ПДВ для фазного перетворювача з трапецеїдальними формами та лінійними фронтами, з урахуванням зниження напруги живлення для вирівнювання амплітуд струмів навантаження, на інтервалах комутації, згідно з (3.48) має вигляд

$$P_{A.lin}(\alpha) = f_{\kappa} \cdot W_0 \cdot \left( \frac{\frac{2}{\pi} \int_0^{\alpha} I_{A.lin}(\theta) d\theta}{I_0} \right) \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E}{E_0} \right)^{K_v}. \quad (3.69)$$

З огляду аналогічності властивостей при використанні синусоїдальних та оптимально-деформованих форм фронтів, з урахуванням функцій вихідних напруг (3.12) та (3.28) показник ПДВ має вигляд:

$$P_{A.\sin}(\alpha) = f_{\kappa} \cdot W_0 \cdot \left( \frac{\frac{2}{\pi} \int_0^{\alpha} I_{A.\sin}(\theta) d\theta}{I_0} \right) \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E}{E_0} \right)^{K_v}, \quad (3.70)$$

$$P_{A.opt}(\alpha) = f_{\kappa} \cdot W_0 \cdot \left( \frac{\frac{2}{\pi} \int_0^{\alpha} I_{A.opt}(\theta) d\theta}{I_0} \right) \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E}{E_0} \right)^{K_v}. \quad (3.71)$$

Тоді відносні значення ПДВ для кожного з видів фронтів при трифазному виконанні мають вигляд:

$$\delta_{lin}(\alpha) = \frac{P_{A.lin}(\alpha)}{P_{Bip}}, \quad \delta_{sin}(\alpha) = \frac{P_{A.\sin}(\alpha)}{P_{Bip}}, \quad \delta_{opt}(\alpha) = \frac{P_{A.opt}(\alpha)}{P_{Bip}}. \quad (3.72)$$

На рисунку 3.23 наведені графічні залежності, побудовані за виразами (3.72). З рисунку можна зробити висновок, що використання трапецеїдальних форм напруг у напівмостових перетворювачах призводить до значного зниження ПДВ у IGBT-транзисторах при 3-х фазному виконанню (від  $\delta_{lin}(\pi/5) = 0,148$  до  $\delta_{opt}(\pi/3) = 0,412$ ). Суттєвий вплив на рівень зниження має тривалість формування фронтів  $\alpha$  (інтервали комутації). При цьому форма фронтів при однакових кутах  $\alpha$  має мінімальний вплив на ПДВ, але впливає на значення  $K_c$  (рис. 3.18).

Результати теоретичних розрахунків зниження ПДВ за різних способів формування вихідної напруги (у мостовому перетворювачі) та мінімально можливий коефіцієнт гармонік при оптимальних кутах  $\alpha$ , у однофазному та трифазному виконанні наведені у таблиці 3.3.

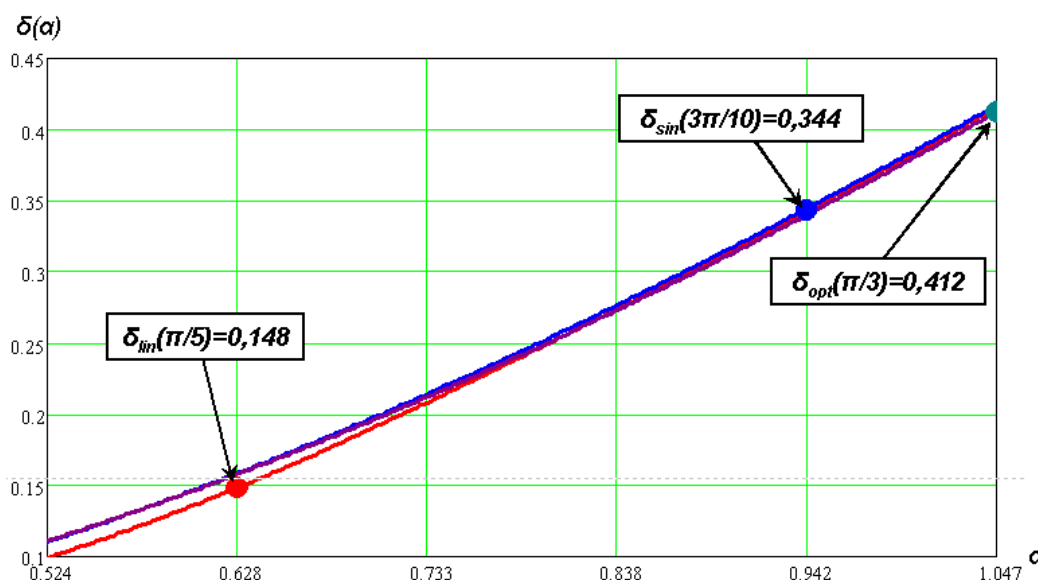


Рисунок 3.23 - Залежність відносної ПДВ від тривалості фронтів з точками оптимальних значень кута  $\alpha$  при трифазному виконанні

Таблиця 3.3 – Результати теоретичних розрахунків зниження ПДВ за різних способів формування вихідної напруги

Спосіб формування вихідної напруги	Однофазне виконання		Трифазне виконання	
	Відносна потужність втрат	Коеф. гармонік, %	Відносна потужність втрат	Коеф. гармонік, %
Вид модуляції при розрахунку відносного значення ПДВ	Однополярна		Двополярна	
Трапецеїдальна форма напруги у напівмостовому перетворювачі з лінійними фронтами (при оптимальному куті $\alpha$ )	0,628 ( $\alpha=\pi/5$ )	3,61	0,148 ( $\alpha=\pi/5$ )	3,61
Трапецеїдальна форма напруги у напівмостовому перетворювачі з синусоїдальними фронтами (при оптимальному куті $\alpha$ )	1,0 ( $\alpha=3\pi/10$ )	0,91	0,344 ( $\alpha=3\pi/10$ )	0,91
Трапецеїдальна форма напруги у напівмостовому перетворювачі з оптимально-деформованими фронтами (при оптимальному куті $\alpha$ )	1,134 ( $\alpha=\pi/3$ )	0	0,412 ( $\alpha=\pi/3$ )	0
Використання комплементарних несинусоїдальних форм у напівмостовому перетворювачі (при оптимальному куті $\alpha$ )	1,045 ( $\alpha=0,3$ )	0	-	

### 3.6 Висновки за розділом 3

1. Запропоновано спосіб формування квазисинусоїдальної вихідної напруги у мостовому інверторі з трапецеїдальною формою напруг з лінійними та синусоїдальними фронтами у напівмостових перетворювачах, які зсунуті між собою на кут  $2\pi/3$ . Запропонований спосіб дозволяє формувати однофазну та трифазну напруги, і характеризується хорошим використанням напруги живлення, відповідністю вимог до якості електроенергії по спектральному складу, простотою формування закону модуляції та рівномірним завантаженням ключових елементів струмами комутації. Проведено аналіз характеристик якості вихідної напруги, визначено робочу область та оптимальні значення відносної тривалості фронтів. Визначено, що для отримання мінімального значення коефіцієнта гармонік вихідної напруги тривалість фронтів з лінійними фронтами повина складати  $\alpha = \pi/5$ , а з синусоїдальними –  $\alpha = 3\pi/10$  радіан.

2. Досліджена можливість зниження рівня вищих гармонік у спектрі та покращення форми вихідної квазисинусоїдальної напруги в мостовому інверторі шляхом деформації кривої формування фронтів трапецеїдальної напруги напівмостових перетворювачів. Запропоновано узагальнене аналітичне вираження функції форми фронтів трапецеїдальної напруги з параметром деформації, що має здатність до видозміни функції. Визначено оптимальне поєднання значень параметра деформації ( $\varphi = \pi/6$ ) та тривалості фронтів ( $\alpha = \pi/3$ ) трапецеїдальної напруги, що дозволяє досягти у вихідній напрузі інвертора повного придушення вищих гармонік, тобто формування теоретично ідеальної синусоїдальної форми.

3. Запропоновано спосіб формування синусоїдальної напруги в однофазному мостовому інверторі з комплементарними формами несинусоїдальної напівмостової напруги при комбінованому вигляді модуляції. Досліджено вплив співвідношення складових комбінованого виду модуляції на рівень синфазної завади та визначено умови досягнення найменшої її значення. Показано, що при оптимальній тривалості фронтів  $\alpha = 0,3$  значення відносної

ПДВ складає 1,045 відносно однополярної модуляції. Досліджена можливість та здійснено розрахунок залежності зниження габаритів дроселя у вихідному фільтрі від тривалості інтервалів комутації.

4. Проведено оцінку зниження відносної ПДВ в елементах комутації у запропонованих способах формування вихідної напруги в однофазному (відносно однополярної модуляції) та трифазному (відносно двополярної модуляції) виконаннях в залежності від тривалості інтервалів комутації. Визначено, що найбільше зниження значення відносної ПДВ відбувається при використанні трапецеїдальної напруги з лінійними фронтами і складає 0,628 (зменшення у 1,59 раза) у однофазному варіанті, та 0,148 (зменшення у 6,76 раза) у трифазному варіанті вихідної напруги. При цьому теоретичне мінімальне значення коефіцієнта гармонік вихідної напруги у обох випадках складає 3,61%.

## РОЗДІЛ 4

### ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ДВОСТУПЕНЕВИХ DC/AC ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НАПРУГИ

Для перевірки отриманих теоретичних результатів дослідження проведено експериментальну перевірку потужності втрат у окремих DC-DC та DC-AC ступенях перетворення за допомогою відповідних дослідних зразків.

#### 4.1 Дослідження потужності втрат у DC-DC ступені перетворення

Експериментальна перевірка потужності статичних втрат проводиться на дослідному зразку, який побудований за схемотехнікою ізольованого 3-х фазного DC-DC перетворювача (рис.4.1), у якого силові трансформатори  $T4...T6$  виконують суміщену функцію магнітних елементів (СМЕ) - вхідного накопичувального дроселя та розділового трансформатора. Вихідна напруга та потужність перетворювача складає відповідно 350В та 5кВт. Діапазон зміни вхідної напруги 80...160В. Найменування основних елементів, що використані у перетворювачі, наведено у таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Найменування використаних елементів у DC-DC ступенні перетворенні

№	Елемент	Найменування
1	DD1...DD3	ADUM3223
2	VT1...VT3	IRFP360
3	VT4...VT12	IRFP4668
4	T4...T6	E70/33/32
5	L1...L3	KS-092060A
6	VD7...VD9	MUR460
7	C9...C11	1u0-400V (Film cap.)
8	VD10...VD18	HFA15TB60
9	C12, C13	330u-400V (Elec. cap.)

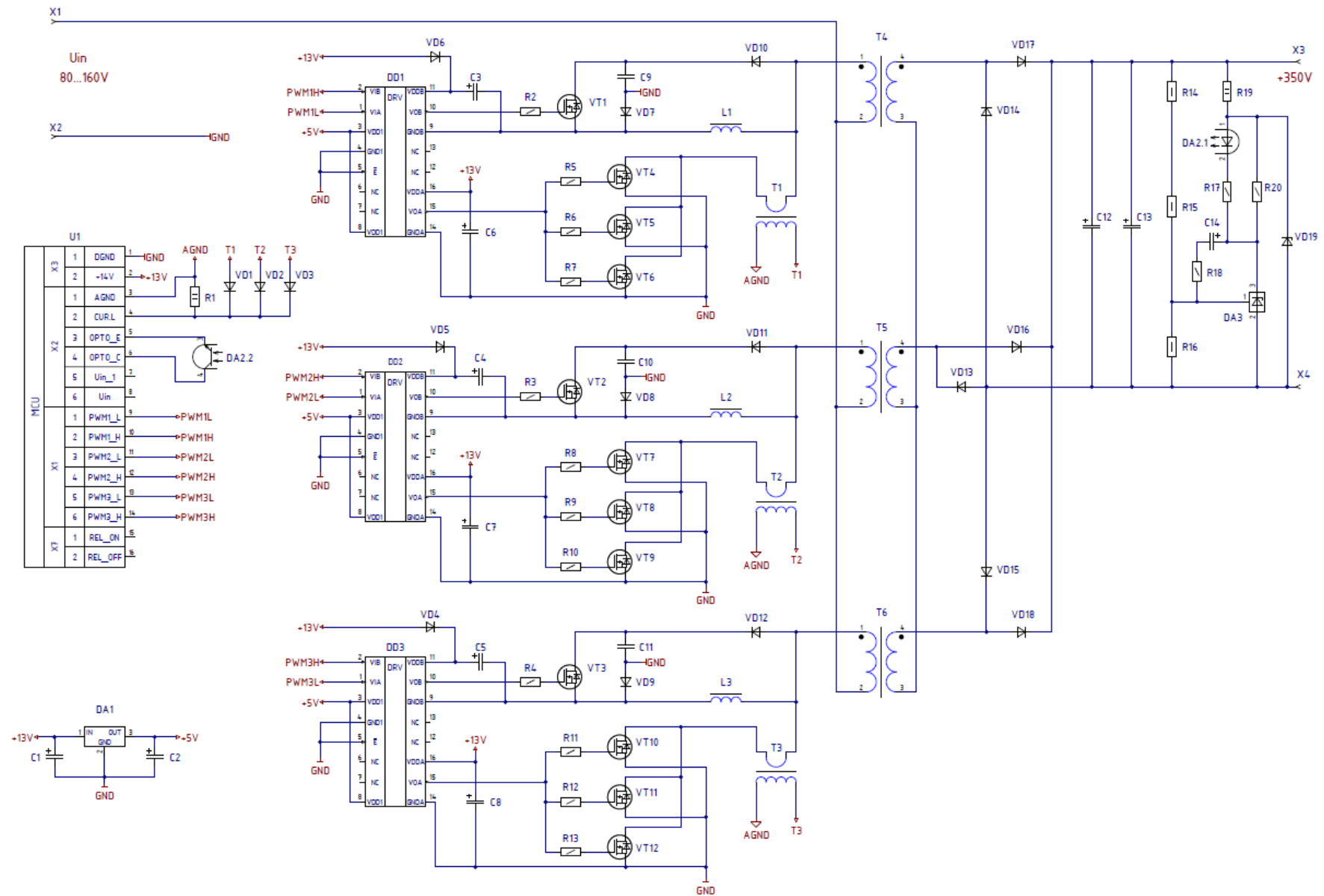


Рисунок 4.1 – Схема трифазного DC-DC перетворювача із СМЕ

Трансформатори  $T4...T6$  виконані на Ш-образном фериті типорозміру E70/33/32 з немагнітним зазором 0,6мм. Кількість витків первинної обмотки 24 витка, вторинної – 35 витків. Індуктивність дроселів  $L1...L3$  складає 30мкГн. Формування керуючих ШІМ імпульсів для транзисторів  $VT1...VT12$  відбувається за допомогою мікроконтролера на платі керування  $U1$ . Схема стабілізації вихідної напруги в умовах зміни вхідної виконана за допомогою елементів  $R14...R20$ ,  $DA2$ ,  $DA3$ ,  $C14$ .

На рис. 4.2 наведені форми вхідного струму перетворювача (зверху) та первинної обмотки трансформатора  $T4$  (знизу), а на рис. 4.3 – сумарний струм випрямляча діодів  $VD16...VD18$  (зверху) та струм вторинної обмотки трансформатора  $T4$  (знизу) при вхідній напрузі 110В та потужності навантаження 2кВт, частота комутації 24кГц.

Як видно з осцилограм, форми струмів близьки до теоретичних, які зображені на рис. 2.28. Також слід зауважити, що перетворювач має безперервний вхідний струм з трикутною формою пульсацій потрібної частотою, відносно частоти комутації. Вихідний струм також має безперервний струм, але має східчасту форму.

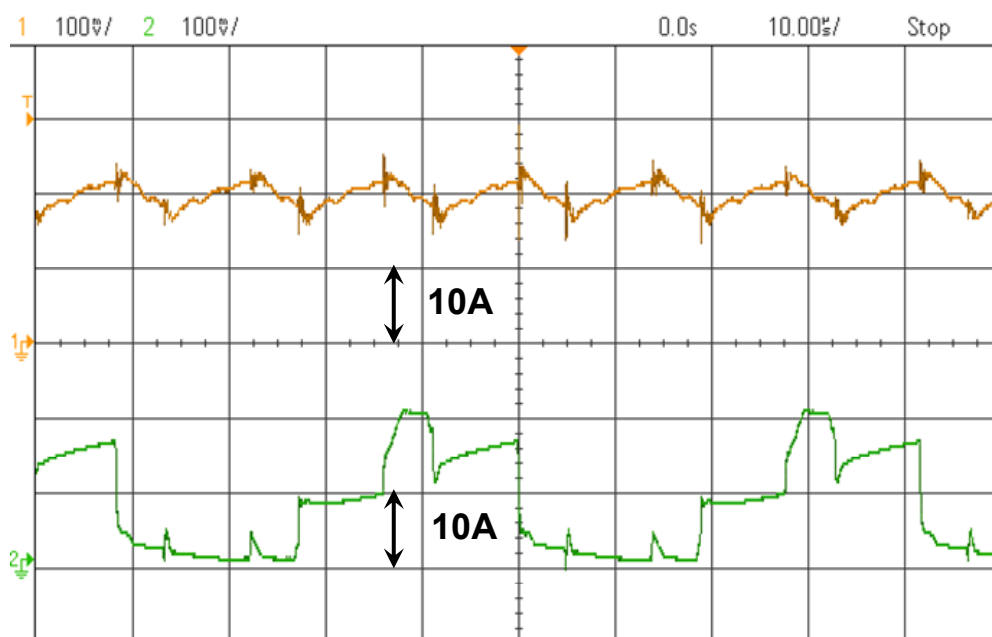


Рисунок 4.2 – Осцилограми вхідного струму перетворювача (зверху) та первинної обмотки трансформатора (знизу).

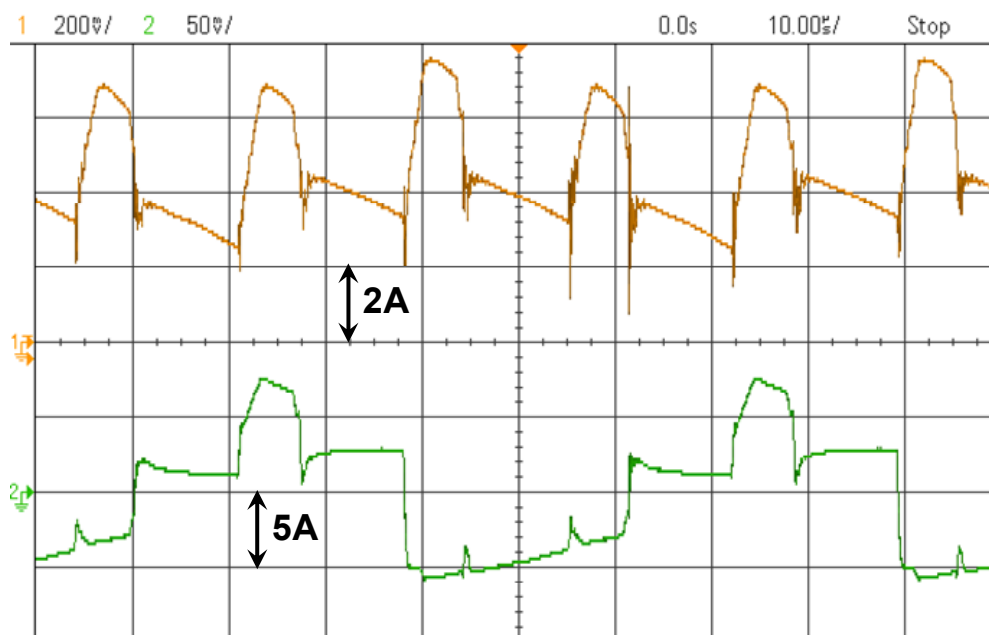
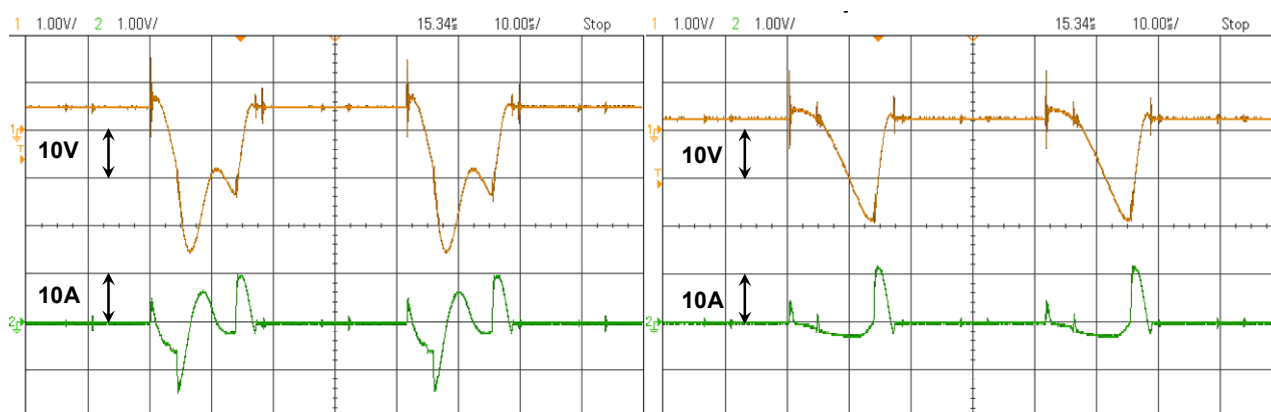


Рисунок 4.3 – Осцилограми вихідного струму випрямляча (зверху) та вторинної обмотки трансформатора (знизу)

Елементи  $VT1...VT3$ ,  $C9...C11$ ,  $VD7...VD12$ ,  $L1...L3$  виконують функцію активного обмежувача напруги, схемотехніка якого виконана згідно з запропонованим у [57] (АОН-2). На рисунку 4.4 наведені, для порівняння, осцилограми форм струму, що протікають крізь конденсатори  $C9...C11$  та змінної складової напруги на них при використанні схемотехніки АОН-1 (рис. 4.4, а), та при використанні АОН-2 (рис. 4.4, б). Умови порівняння: вхідна напруга перетворювача - 110В, та потужності навантаження 5кВт.



а

б

Рисунок 4.4 – Осцилограми форм змінної складової напруги на конденсаторах  $C9...C11$  (зверху) та їх струму (знизу) при використанні схемотехніки: а - АОН-1, б - АОН-2

З осцилограм видно, що при використанні АОН-2, струми розряду конденсатора (на рисунках - від'ємні значення відносно нуля), мають значно менші значення, чим при використанні АОН-1. Ці струми розряду конденсатору протікають крізь ключі активного обмежувача напруги  $VT1...VT3$  та створюють додаткові втрати. Для визначення їх впливу на потужність втрат у перетворювачі проведено експериментальну перевірку при використанні АОН-1 та АОН-2 в умовах двократної зміни вхідної напруги (80...160В) та потужності навантаження 5кВт (рис. 4.5). На графіках видно, що у нижній частині діапазону вхідної напруги при використанні активного обмежувача напруги типу АОН-2, потужність втрат у перетворювачі мають менші значення і сягають різниці 30Вт, ніж при використанні АОН-1.

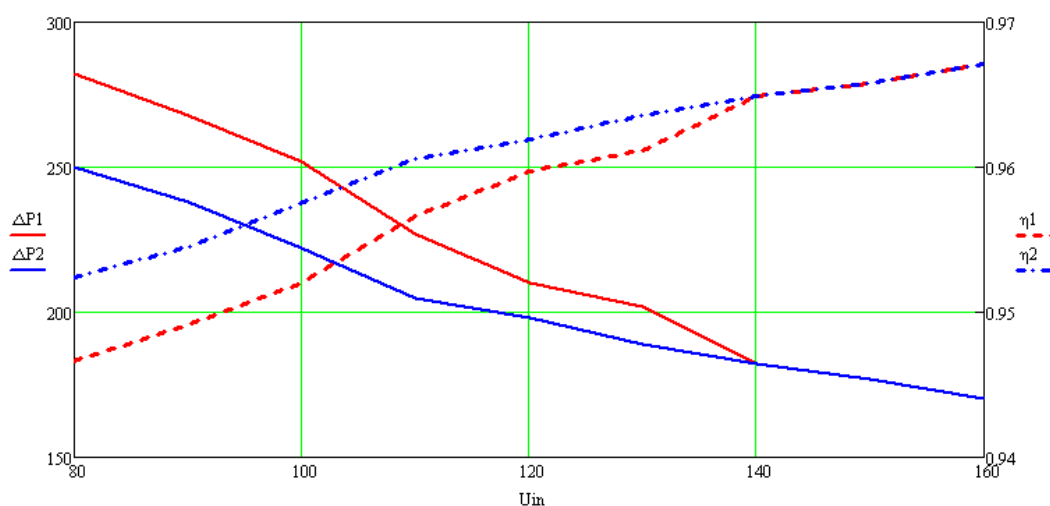


Рисунок 4.5 – Залежність потужності втрат у перетворювачі від напруги живлення з СМЕ (суцільна лінія) та ККД (пунктирна лінія) при використанні різних типів активних обмежувачів напруги:  $\Delta P_1$ ,  $\eta_1$  – АОН-1;  $\Delta P_2$ ,  $\eta_2$  – АОН-2

Для порівняння потужності втрат у запропонованому 3-х фазному перетворювачі з СМЕ (рис. 2.25) з Half-Bridge-3ph перетворювачем (рис. 2.5), який має найкращу енергоефективність серед 3-х фазних топологій (як показано у розділі 2.1), проведено експериментальну перевірку потужності втрат та ККД в залежності від двох факторів:

- від рівня вхідної напруги (двократна зміна у діапазоні 80...160В) при потужності навантаження 5кВт (рис. 4.6);

- від потужності навантаження (зміна навантаження у діапазоні 500...5000Вт) при номінальній входній напрузі 110В (рис. 4.7).

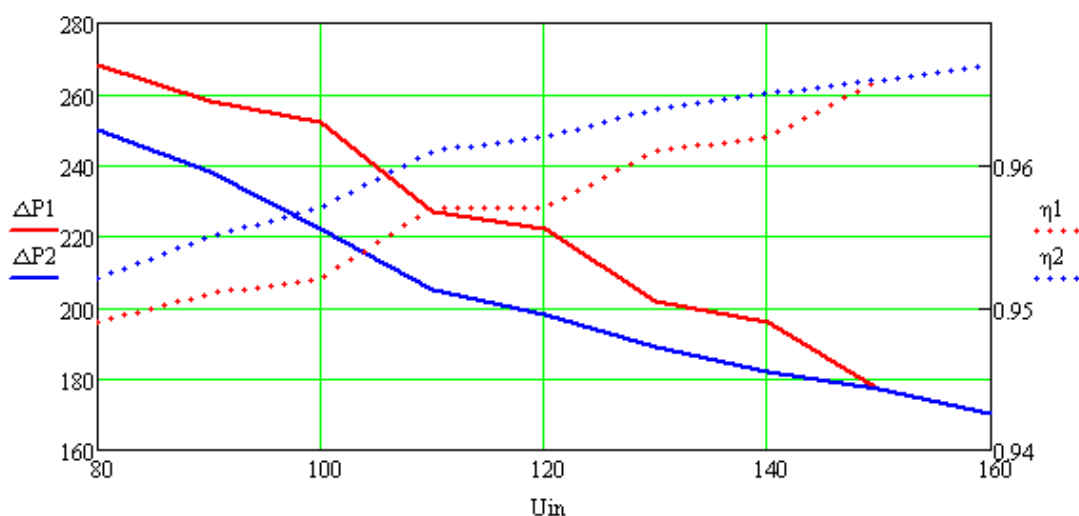


Рисунок 4.6 – Залежність потужності втрат (суцільна лінія) та ККД (пунктирна лінія) від входної напруги у перетворювачах: червона – Half-Bridge-3ph перетворювач; синя – перетворювач з СМЕ

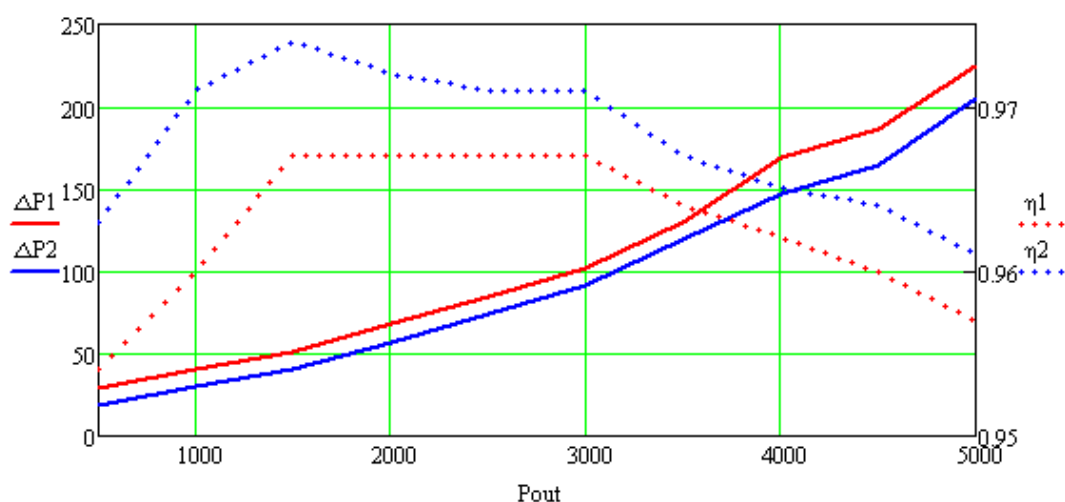


Рисунок 4.7 – Залежність потужності втрат (суцільна лінія) та ККД (пунктирна лінія) від потужності навантаження у перетворювачах: червона – Half-Bridge-3ph перетворювач; синя – перетворювач з СМЕ

З наведених графіків видно, що запропонована топологія 3-х фазного перетворювача з СМЕ має менші значення потужності втрат, які сягають різниці у 18Вт, порівняно з Half-Bridge-3ph перетворювачем. Також експериментальна перевірка показала, що прототип перетворювача з СМЕ має потужність споживання на "холостому ході" 14Вт, а порівняний з ним Half-

Bridge-3ph – 26Вт, що складає суттєву різницю для енергозбереження, і цей факт потребує додаткового вивчення.

У розділі 2.3 було показано, що запропонований перетворювач з СМЕ має зменшений масогабаритний показник магнітних елементів. Тому проведено порівняння використовуваних магнітних елементів. У Half-Bridge-3ph перетворювачі (рис. 2.5) в індуктивностях  $L1...L3$  використовувався матеріал сендаст MS-225060 (Micrometals). Трансформатори  $Tr1$ ,  $Tr2$ ,  $Tr3$  виконані на осерді E65/32/27 (Epcos) без зазору ( $W1/W2 = 24/35$  вит.). У запропонованій топології використовується осердя E70/33/32 (Epcos) з немагнітним зазором 0,6мм ( $W1/W2 = 24/35$  вит.). У таблиці 4.2 наведено маса  $m$  та обсяг займаного об'єму  $V$  використовуваних магнітних елементів у перетворювачах для однієї фази комутації.

Таблиця 4.2 - Маса та об'єм використовуваних магнітних елементів для однієї фази комутації

Показник	Half-Bridge-3ph перетворювач	Перетворювач з СМЕ
$m_L$ , kg	0.385	-
$V_L$ , cm <sup>3</sup>	6,0x6,0x3,0=108	-
$m_{Tr}$ , kg	0,655	-
$V_{Tr}$ , cm <sup>3</sup>	5,3x6,5x6,5=224	-
$m_{L+Tr}$ , kg	1,04	0,815
$V_{L+Tr}$ , cm <sup>3</sup>	332	6,0x7,0x6,7=281,4
$m*V$	345	229,34

На рисунку 4.8 зображені використовувані магнітні елементи та їх маси для однієї фази комутації у порівнювальних перетворювачах.



а

б

Рисунок 4.8 – Використовувані магнітні елементи для однієї фази комутації: а - для Half-Bridge-3ph перетворювача, б – для перетворювача з CME

Провівши нескладні розрахунки, отримано зменшення загальної маси використовуваних магнітних елементів на 0,675кг. При масі DC-DC ступеня перетворення, виконаного за топологією Half-Bridge-3ph з вихідною потужністю 5кВт - 4,465кг, отримано зменшення маси до 3,79кг, або на 15%.

Всі попередні експерименти з дослідження потужності втрат у DC-DC ступені перетворення проводилися з використанням резистивного навантаження. У реальних двоступеневих перетворювачах навантаженням для DC-DC ступеня перетворення є DC-AC ступень перетворення. Як було показано у розділі 2.4, ця ступінь має пульсуючу, у вигляді напівхвиль синусоїди, форму споживаного струму. Цей струм викликає появу в DC-DC ступені небажаних низькочастотних пульсацій струму з подвоєною частотою. Тому проведено дослідження впливу цих пульсацій струму на додаткову потужність втрат у DC-DC ступені. На рисунку 4.9 наведені осцилограми форм вхідного струму DC-DC ступеня перетворення та змінна складова напруги на накопичувальних конденсаторах  $C12$ ,  $C13$  (рис 4.1) без використання алгоритму компенсації пульсацій (рис. 4.9,а) та з використанням компенсаційного методу (рис. 4.9,б), опис якого наведено у розділі 2.4.3. Осцилограми наведені при вхідній напрузі 100В та потужності споживання DC-AC ступенем перетворення 5кВт.

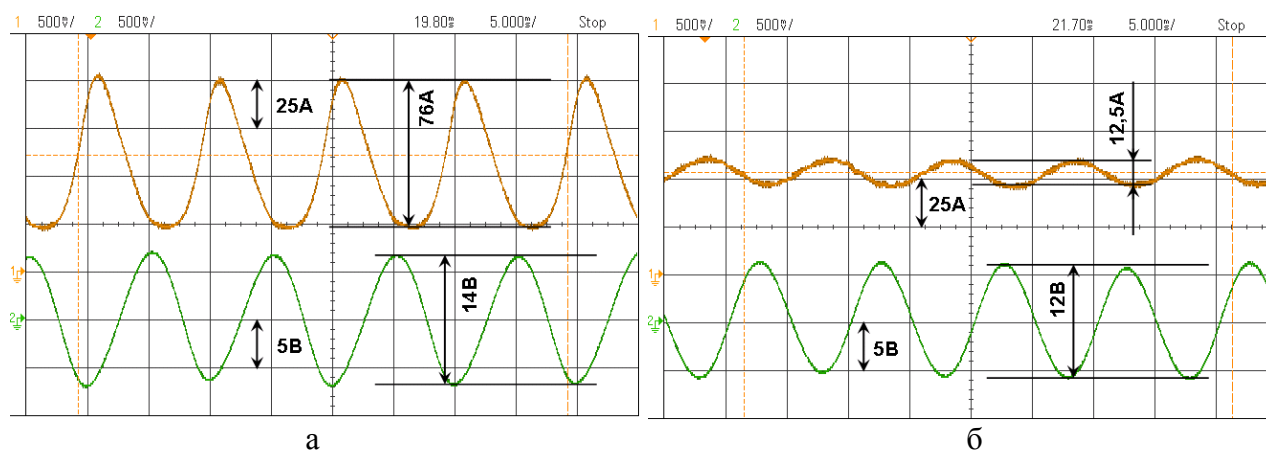


Рисунок 4.9 – Осцилограми форм вхідного струму DC-DC ступеня перетворення (зверху) та змінної складової напруги на конденсаторах  $C12$ ,  $C13$  (знизу): а – без використання алгоритму компенсації вхідного струму; б – з використанням компенсаційного методу зниження пульсацій вхідного струму

З осцилограм вхідного струму видно, що введення ланцюга компенсації знижує розмах НЧ пульсацій струму з 76А до 12,5А, що відповідає зміні відносних значень за формулою (2.45) у 6 разів. Для досягнення такого результату конструктивним способом, згідно з графіком (рис. 2.34), потрібно нарощування ємності проміжного конденсатора ( $C12$ ,  $C13$ ) з 1000мкФ до 7000мкФ з не виправданим ростом його габаритів і ваги.

Також з осцилограм на рис.4.9 видно незначне зниження змінної складової напруги на конденсаторах  $C12$ ,  $C13$ . На рис.4.10 наведені векторні діаграми струмів та напруги на цих конденсаторах, що ілюструє зміну просторового положення векторів при введенні в систему регулювання компенсаційного сигналу.

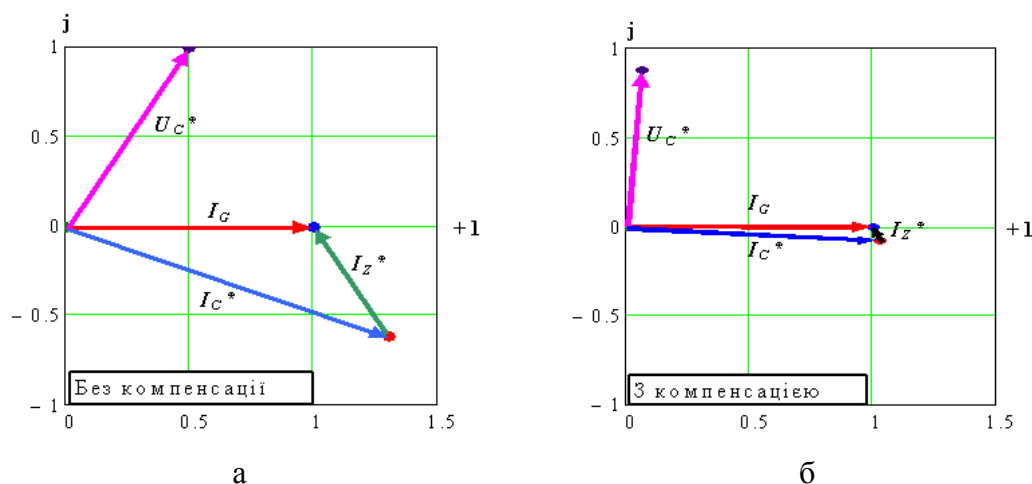


Рисунок 4.10 - Векторні діаграми струмів та напруги на конденсаторі: а - без застосування компенсації; б - з використанням компенсації пульсацій вхідного струму

Без застосування компенсації (рис.4.10, а), амплітуда струму конденсатора  $I_C^*$  перевищує амплітуду струму живлення  $I_G$ , а пульсації струму  $I_Z^*$  мають досить великий розмір. З введенням компенсуючого ланцюга (рис.4.10, б) знижуються пульсації струму  $I_Z^*$ , а також змінний струм  $I_C^*$  та напруга  $U_C^*$  на конденсаторі.

Зменшення НЧ пульсацій вхідного струму також веде до зменшення діючого значення вхідного струму перетворювача. Тому проведена перевірка впливу пульсацій на потужність втрат у перетворювачі в умовах двократної зміни вхідної напруги при потужності споживання DC-AC ступенем перетворення 5кВт (рис. 4.11).

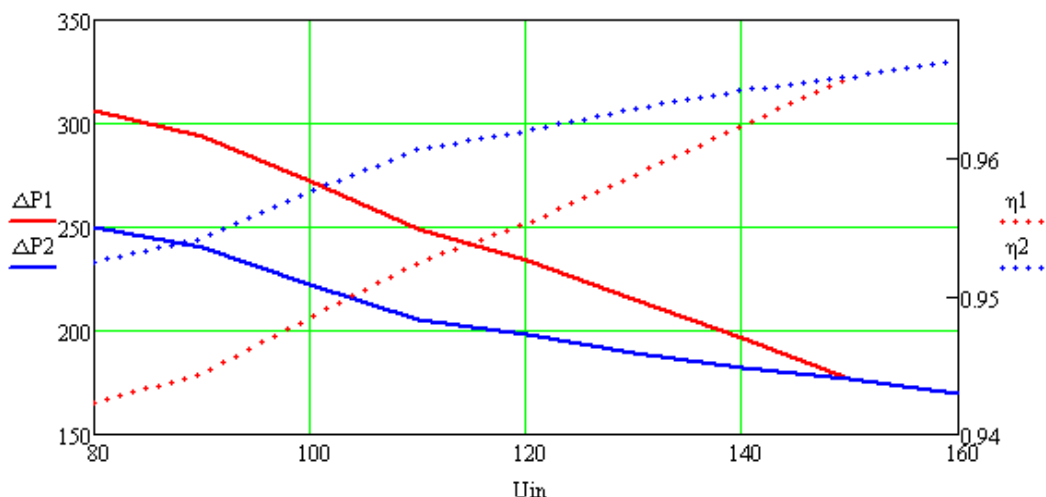


Рисунок 4.11 - Залежність потужності втрат DC-DC ступеня перетворення (суцільна лінія) та ККД (пунктирна лінія) від вхідної напруги: червона – без компенсації ; синя – з компенсацією пульсацій вхідного струму

З графіків видно, що у нижній частині вхідного діапазону напруги живлення, з використанням компенсаційного методу потужність втрат у перетворювачі мають менші значення, ніж без використання компенсації пульсацій вхідного струму, і сягають різниці 55Вт.

## 4.2 Дослідження потужності втрат у DC-AC ступені перетворення

Експериментальна перевірка властивостей перетворювача проводиться на дослідному зразку з вихідною потужністю 3кВт, який побудований за схемотехнікою мостового інвертора, електрична схема якого наведена на рисунку 4.12. Реалізація алгоритмів формування вихідної напруги та керування IGBT-транзисторами відбувається за допомогою мікроконтролера, розташованому на допоміжній платі *U1*. Найменування та тип основних елементів, що використані у перетворювачі, наведено у таблиці 4.3.

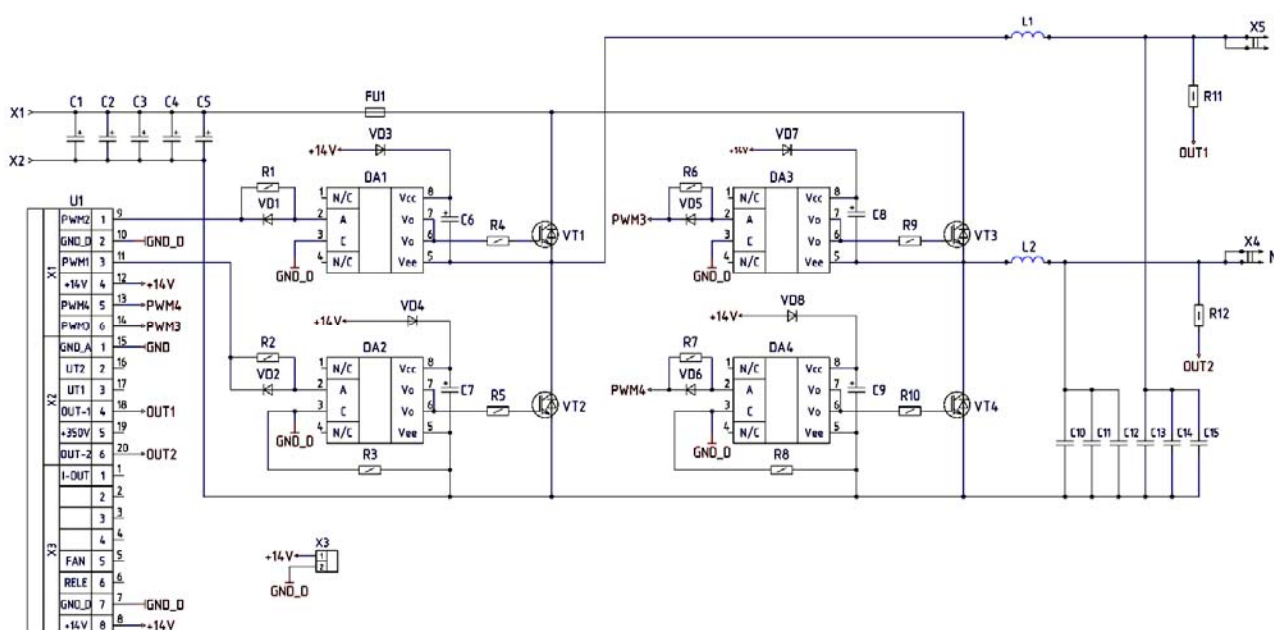


Рисунок 4.12 – Схема однофазного мостового DC-AC перетворювача

Таблиця 4.3 – Найменування використаних елементів у DC-AC ступені перетворенні

№	Елемент	Найменування
1	C1...C5	330u-400V (Elec. cap.)
2	DA1...DA4	HCPL3180
3	VT1...VT4	MBQ40T65QES
4	L1, L2	MS-250060-2 (L=2mH)
5	C10...C15	1u0-400V (Film cap.)

На рисунку 4.13, для прикладу, наведені осцилограми фазних вихідних напруг напівмостових перетворювачів та міжфазної напруги, при використанні синусоїдальної форми фронтів при оптимальній тривалості фронтів  $\alpha=0,942$ .

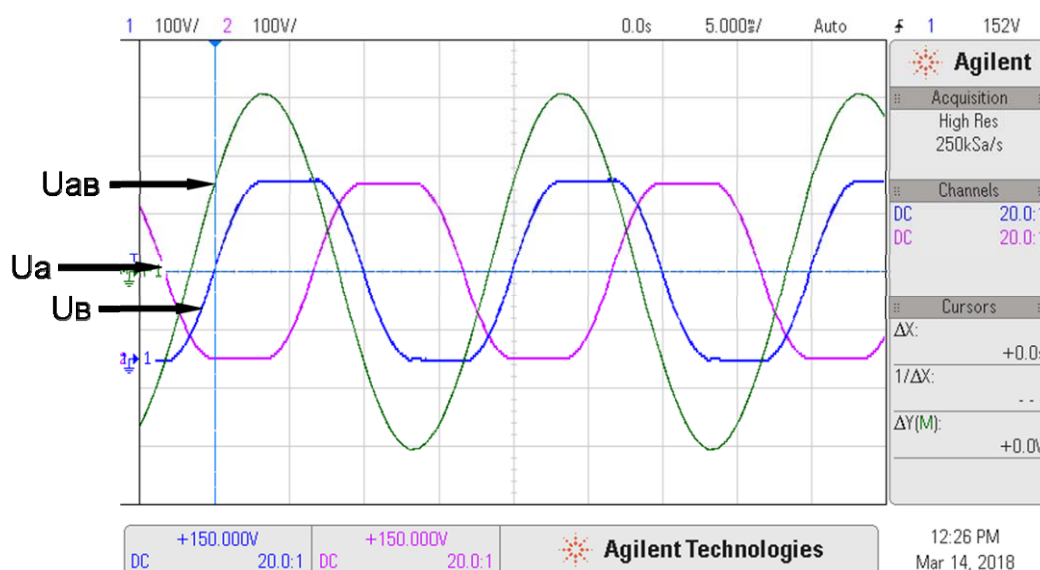
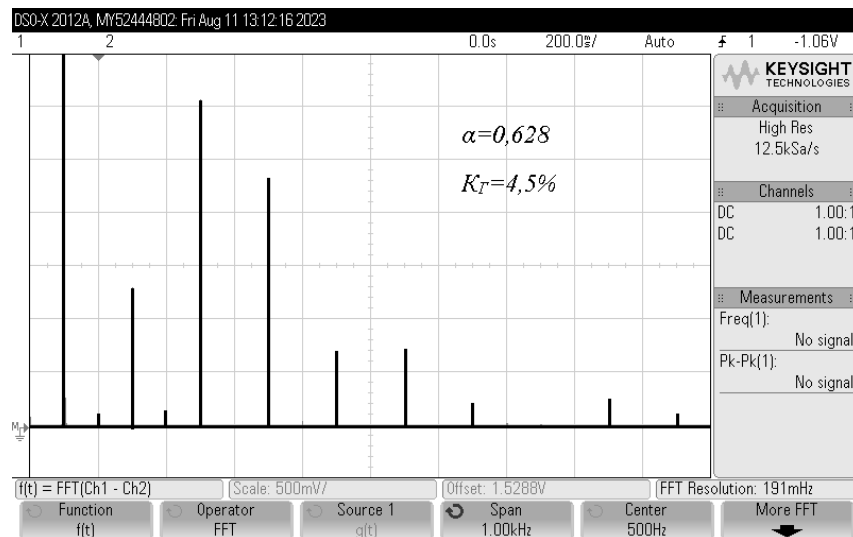


Рисунок 4.13 – Осцилограми вихідних фазних напруг напівмостових перетворювачів ( $U_a$ ,  $U_b$ ) та міжфазної напруги ( $U_{av}$ ) при використанні синусоїдальної форми фронтів

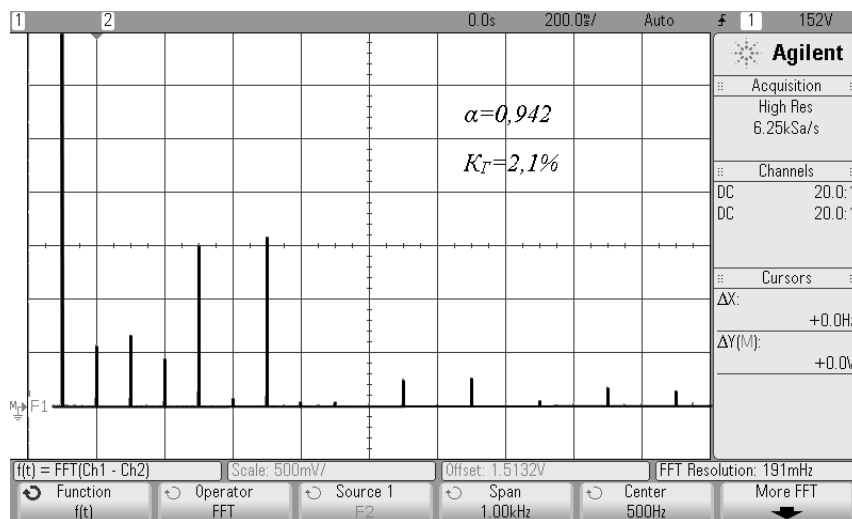
Для порівняння за складом вищих гармонік у спектрі вихідної напруги, виконана перевірка однофазного мостового перетворювача, у якого форми напруг напівмостових перетворювачів мають трапецеїдальний вигляд і зсунуті один відносно одного на кут  $2\pi/3$  радіан, згідно з дослідженнями у розділах 3.1 та 3.2. Порівняння проводиться при 3-х видах форм фронтів трапецеїдальної напруги (при оптимальній тривалості формування фронтів  $\alpha$  для кожного з виду фронтів):

- лінійна (рис. 4.14, а);
- синусоїдальна (рис. 4.14, б);
- оптимально деформована (рис. 4.14, в).

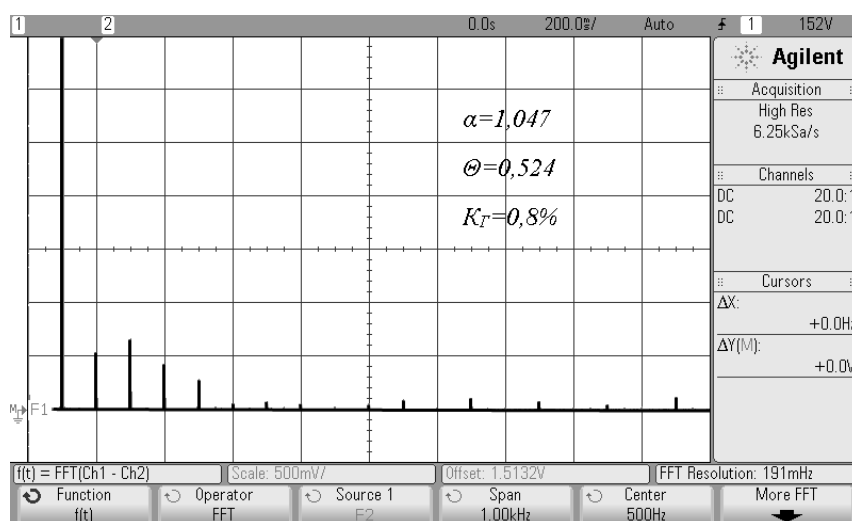
З рис 4.14 видно, що при використанні трапецеїдальної напруги з лінійними фронтами та оптимальною тривалістю фронтів  $\alpha=0,628$ , вміст вищих гармонік у спектрі вихідної напруги має найбільше значення серед досліджених форм з коефіцієнт гармонік 4,5%. При використанні оптимально деформованих форм фронтів – найменший, з коефіцієнтом гармонік 0,8%, що відповідає теоретичним дослідженням.



a



б



в

Рисунок 4.14 – Спектральний склад вихідної напруги мостового перетворювача з використанням трапецеїдальних форм у напівмостових перетворювачах при використанні наступних форм фронтів: а – лінійні, б – синусоїдальні, в – оптимально деформовані

Проведено дослідження потужності втрат у DC-AC ступені перетворення при використанні трапецеїдальних напруг з різними формами фронтів у напівмостових перетворювачах у порівнянні з класичними однополярною та двополярною видами модуляції. У таблиці 4.4 наведені результати експериментальної перевірки на макеті у діапазоні вихідних потужностей від 500Вт до 3000Вт.

Таблиця 4.4 – Потужність втрат та ККД у DC-AC ступені перетворення при використанні різних способів формування вихідної напруги

Спосіб формування вихідної напруги	Вхідна потужність $P_{IN}$ , Вт	Вихідна потужність $P_{OUT}$ , Вт	Потужність втрат $\Delta P$ , Вт	ККД, $\eta$
Трапецеїдальна форма напівмостових напруг зі зсувом $2\pi/3$ з лінійними формами фронтів, (індекс - lin)	501	511	<b>10</b>	<b>0,9804</b>
	1001	1016	<b>15</b>	<b>0,9852</b>
	1504	1525	<b>21</b>	<b>0,9862</b>
	2000	2038	<b>38</b>	<b>0,9814</b>
	2501	2553	<b>52</b>	<b>0,9796</b>
	3003	3070	<b>67</b>	<b>0,9782</b>
Трапецеїдальна форма напівмостових напруг зі зсувом $2\pi/3$ з синусоїдальними формами фронтів, (індекс - sin)	501	512	11	0,9785
	1001	1021	20	0,9804
	1504	1531	27	0,9824
	2000	2042	42	0,9794
	2501	2559	58	0,9773
	3003	3082	79	0,9744
Трапецеїдальна форма напівмостових напруг зі зсувом $2\pi/3$ з оптимально-деформованою формами фронтами, (індекс - opt)	502	514	12	0,9767
	1003	1022	19	0,9814
	1504	1529	25	0,9836
	2002	2046	44	0,9785
	2503	2567	64	0,9751
	3002	3083	81	0,9737
Формування синусоїдальної напруги з використанням несинусоїдальних комплементарних форм, (індекс - comp)	501	513	12	0,9766
	1001	1019	18	0,9823
	1504	1528	24	0,9843
	2000	2043	43	0,9790
	2501	2563	62	0,9758
	3003	3080	77	0,9750

Класична однополярна модуляція, (індекс - uni)	501	512	11	0.9785
	1001	1018	17	0.9833
	1500	1523	23	0.9849
	2000	2042	42	0.9794
	2500	2560	60	0.9766
	3003	3078	75	0.9756
Класична двополярна модуляція, (індекс - bip)	501	517	16	0.9691
	1002	1027	25	0.9757
	1504	1537	33	0.9785
	2002	2057	55	0.9733
	2498	2581	83	0.9678
	3002	3104	102	0.9671

Для наочного вигляду на рис. 4.15 та 4.16 наведені графічні залежності потужності втрат та ККД, побудовані за даними з таблиці 4.4. Як можна побачити з графіків, найменшу потужність втрат у перетворювачі має спосіб формування вихідної напруги з використанням трапецеїдальних форм у напівмостових перетворювачах зі зсувом  $2\pi/3$  з лінійними формами фронтів (виділено жирним шрифтом), що відповідає теоретичним розрахункам у розділі 3.3.

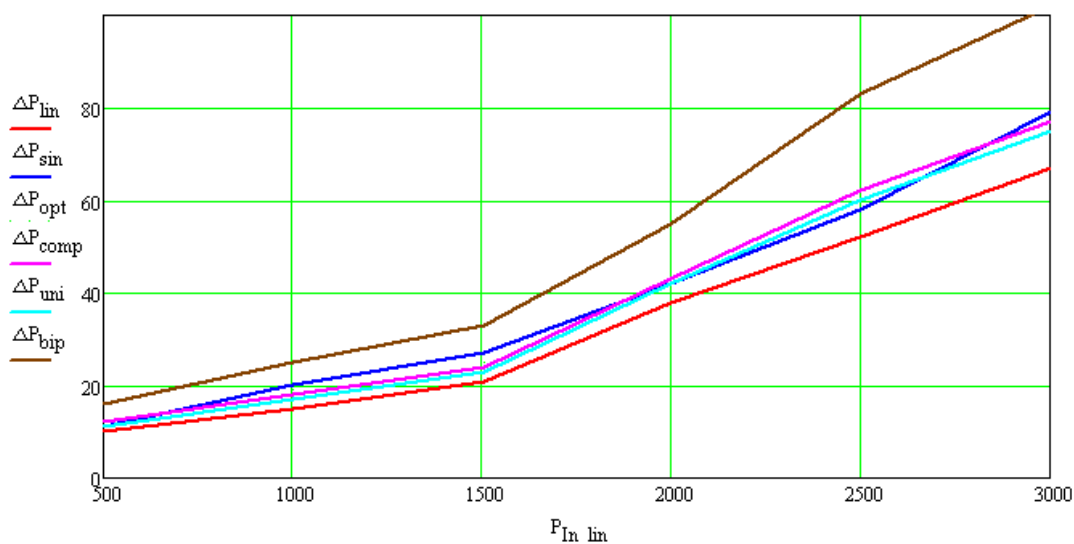


Рисунок 4.15 – Потужність втрат у DC-AC ступені перетворення при використанні різних способів формування вихідної напруги

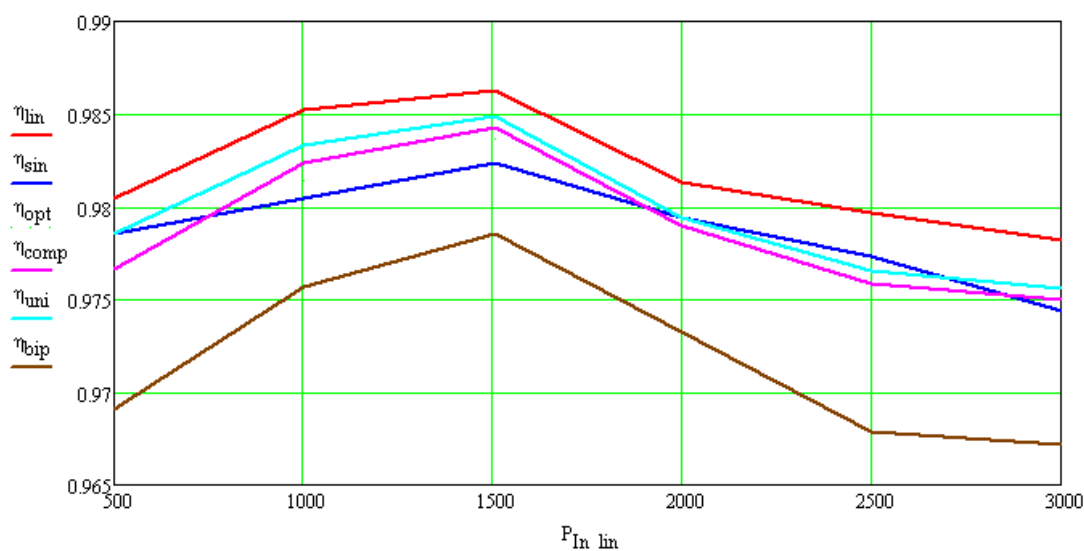


Рисунок 4.16 – ККД у DC-AC ступенні перетворення при використанні різних способів формування вихідної напруги

### 4.3 Висновки до розділу 4

1.1 Результати експериментального дослідження запропонованої топології 3-х фазного DC-DC перетворювача з СМЕ на прикладі перетворювача з вихідною потужністю 5кВт та вхідною напругою у діапазоні 80...160В показали наступні позитивні властивості:

- збереження переваг класичного багатофазного перетворювача, а саме: безперервні вхідний, вихідний та струм через трансформатор, фіксована робоча напруга обмоток трансформатора щодо вихідної напруги;

- зменшення маси використовуваних магнітних елементів у перетворювачі з 3,12кг до 2,45кг. При загальній вазі DC-DC ступеня перетворення виконаного за топологією Half-Bridge-3ph - 4,465кг, отримуємо зменшення маси до 3,79кг, або на 15%;

- зменшення потужності втрат, які сягають різниці у 25Вт, порівняно з Half-Bridge-3ph перетворювачем, у нижній частині вхідного діапазону напруги;

- зменшення потужності споживання на "холостому ході" до 14Вт, в порівнянні з Half-Bridge-3ph, де споживання складає 26Вт;

1.2 Використання запропонованої топології АОН-2 у перетворювачі зменшує потужність втрат на 30Вт у нижній частині вхідного діапазону

напруги, ніж при використанні топології АОН-1 (при вихідній потужності 5кВт);

1.3 Впровадження компенсаційного методу знижує розмах НЧ пульсацій вхідного струму з 76А до 12,5А (у 6 разів) при вхідній напрузі 100В і вихідній потужності 5кВт. Це дозволило зменшити потужність втрат у перетворювачі на 55Вт у нижній частині вхідного діапазону напруги живлення.

2. Експериментальна перевірка теоретично досліджуваних у розділі 3 властивостей DC-AC ступеня перетворення на макеті однофазного мостового перетворювача з вихідною потужністю 3кВт надала наступні результати:

- найменшу потужність втрат має спосіб формування вихідної напруги з трапецеїдальними формами напівмостових напруг зі зсувом  $2\pi/3$  та лінійними формами фронтів. При вихідній потужності 3кВт потужність втрат складає 67Вт (при оптимальній тривалості фронтів  $\pi/5$ ), тоді як при синусоїдальній однополярній модуляції – 75Вт, тобто на 8Вт менше. При цьому способі формування вміст вищих гармонік у спектрі вихідної напруги має допустимий рівень з коефіцієнтом гармонік 4,5%.

- запропонований спосіб формування вихідної напруги з використанням несинусоїдальних комплементарних форм у напівмостових перетворювачах має на 1-2Вт більшу потужність втрат, ніж при використанні синусоїдальної однополярної модуляції. При цьому цей спосіб має можливість зниження масо-габаритного показника DC-AC ступеня перетворення за рахунок зменшення розмірів фільтра у каналі формування трапецеїдальної напруги напівмостового перетворювача (згідно з дослідженням у розділі 3.3).

## ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі на підставі теоретичних і експериментальних досліджень вирішується науково-технічна задача покращення енергетичної ефективності двоступеневих DC/AC перетворювачів напруги та їх якісних характеристик. Покращення якості характеристик у DC-DC ступені перетворення досягається за рахунок впровадження комплексу заходів, які спрямовані на зменшення потужності втрат у активних елементах перетворювача, маси і габаритів перетворювача, зниження ВЧ та НЧ пульсацій вхідного струму. У DC-AC ступені перетворення зменшення потужності динамічних втрат досягається шляхом використання несинусоїдальних форм напруг у напівмостових перетворювачів у складі мостових одно і трифазних перетворювачів.

В результаті досліджень отримані наступні результати:

1. Показані переваги та особливості використання Current fed топологій у ізолюваних DC-DC перетворювачах, які дозволяють значно зменшити ВЧ пульсації вхідного струму та потужність втрат у ключових елементах, забезпечити сталу робочу напругу для ключових елементів та випрямних діодів в умовах діапазону зміни вхідної напруги. Збільшення числа фаз комутації у Current fed перетворювачах дозволяє, за рахунок зменшення значень робочої напруги і, відповідно, зниження опору провідного стану ключових елементів, додатково знизити потужність втрат та досягти більш високих значень ККД.

2. Запропоновано метод еквівалентного елемента для порівняння потужності статичних втрат у топологіях із принципово різною кількістю активних елементів. Згідно з запропонованим методом, група елементів у схемах з різним числом фаз приводиться до одного узагальнюючого елементу, що забезпечує рівнозначність схем при їх порівнянні. За його допомогою проведено дослідження рівня потужності статичних втрат в активних елементах (MOSFET транзисторах, діодах) трьох найбільш розповсюджених видів ізолюваних Current fed 2-х і 3-х фазних топологій (Push-Pull, Half-Bridge, Full

Bridge) у діапазоні двократної зміни напруги живлення. Порівняльна оцінка потужності втрат в елементах показала, що найкращу ефективність мають топології Push-Pull і Half-Bridge у трифазному виконанні.

Проведено порівняльний аналіз потужності статичних втрат в активних елементах (транзисторах, діодах) багатофазного ізольованого DC-DC перетворювача з числом фаз від двох до п'яти в діапазоні чотириразової зміни напруги живлення на прикладі топології Half-Bridge (також з використанням метода еквівалентного елемента). Отримані аналітичні вирази коефіцієнта форми струмів, аналітичні та графічні залежності відносної потужності втрат у транзисторах і діодах при фіксованій і змінюваній напрузі живлення. Теоретичні розрахунки показують, що в умовах 2-х кратної зміни напруги живлення оптимальною топологією є 3-х фазний Half-Bridge перетворювач, а в умовах 4-х кратної зміни напруги живлення - найкращу ефективність мають схеми чотирьох і п'яти фазних виконань.

3. Запропоновано нове схемотехнічне рішення багатофазного DC-DC перетворювача, яке дозволяє зменшити кількість силових магнітних елементів за рахунок об'єднання в одному конструктивному елементі накопичувального дроселя та силового трансформатора. Показано, що запропоноване рішення зберігає переваги класичного багатофазного Current Fed перетворювача, а саме: малі пульсації струму споживання, фіксована робоча напруга обмоток трансформатора відносно вихідної напруги. Теоретичним аналізом визначено, що запропонована топологія перетворювача порівняно з класичною 3-х фазною Half-Bridge топологією, дозволяє знизити масогабаритний показник магнітних елементів на 34,8% при фіксованому коефіцієнті заповнення ( $D=1/3$ ). При дворазовому регулюванні ( $1/3 \leq D \leq 2/3$ ) показник збільшується до 43,5%. Експериментальна перевірка макета запропонованого перетворювача з вихідною потужністю 5кВт показала зменшення маси використовуваних магнітних елементів на 21,6%, а загальної маси перетворювача - на 15%.

4. Запропонована модель, яка описує процес виникнення НЧ пульсації вхідного струму у DC-DC перетворювачі. Отримані залежності впливу

параметрів моделі на рівень пульсацій та додаткові втрати потужності у перетворювачі, які обумовлені їх наявністю. На основі моделі запропоновано компенсаційний метод зниження НЧ пульсацій вхідного струму з використанням одноконтурної системи стабілізації напруги на проміжному конденсаторі. Показаний механізм компенсації пульсацій, дія якого полягає у збільшенні вихідного опору DC-DC ступеня при введенні у створену модель компенсуючої напруги. Практичне використання компенсаційного методу на макеті перетворювача знижує розмах НЧ пульсацій вхідного струму у нижній частині вхідного діапазону напруги живлення у 6 разів зі зменшенням потужності втрат у перетворювачі на 1%.

5. Запропоновано спосіб формування однофазної та трифазної квазисинусоїдальної вихідної напруги у мостовому DC-AC перетворювачі. В ньому у напівмостових перетворювачах викорисовуються трапецеїдальні форми напруги з лінійними та синусоїдальними формами фронтів, які зсунуті між собою на кут  $2\pi/3$ . Визначена оптимальна тривалість фронтів з лінійними та синусоїдальними формами фронтів для отримання мінімального значення коефіцієнта гармонік вихідної напруги. Проведено теоретичну оцінку зниження відносної ПДВ в елементах комутації в однофазному (відносно однополярної модуляції) та трифазному (відносно двополярної модуляції) виконаннях в залежності від тривалості інтервалів комутації. Показано, що найбільше зниження відносної ПДВ отримано при використанні трапецеїдальної напруги з лінійними фронтами у напівмостових перетворювачах. При оптимальній тривалості фронтів зменшення ПДВ складає 1,59 разів у однофазному виконанні, та 6,76 разів у трифазному.

6. Досліджена можливість зниження рівня вищих гармонік у спектрі та покращення форми вихідної квазисинусоїдальної напруги в мостовому інверторі шляхом деформації кривої формування фронтів трапецеїдальної напруги у напівмостових перетворювачів. Запропоновано узагальнений аналітичний вираз функції форми фронтів трапецеїдальної напруги з параметром деформації, що має здатність до видозміни функції. Визначено

оптимальне поєднання значень параметра деформації та тривалості фронтів трапецеїдальної напруги, що дозволяє досягти у вихідній напрузі інвертора повного придушення вищих гармонік, тобто формування теоретично ідеальної синусоїдальної форми.

7. Запропоновано спосіб формування синусоїдальної напруги в однофазному мостовому інверторі з комплементарними формами несинусоїдальної напівмостової напруги при комбінованому вигляді модуляції. Показано вплив співвідношення складових комбінованого виду модуляції на рівень синфазної завади та визначено умови досягнення найменшої її значення. Отримане оптимальне значення тривалості фронтів з прийнятним рівнем відносної ПДВ. Досліджена можливість та здійснено розрахунок залежності зниження габаритів дроселя у вихідному фільтрі від тривалості інтервалів комутації.

## ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

(Бібліографічний опис списку використаних джерел оформлено згідно з IEEE Style, що входить до Додатку 3, Наказу МОН «Про затвердження вимог до оформлення дисертації» від 12 січня 2017 року № 40, із змінами, внесеними згідно з Наказом Міністерства освіти і науки № 759 від 31.05.2019).

1. Roberto Fuentes, Diego Rojas, Marco Rivera, “General view of solar energy”. 2021 *IEEE CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, 06-09 December 2021. DOI: 10.1109/CHILECON54041.2021.9702964.

2. Fitria Hidayanti, Kreshna Agusta Muyo Adi, “Solar Cell Research and Its application”, *International Journal of Scientific Engineering and Science*, Volume 4, Issue 8, pp.67-69, 2020.

3. Sergio Toledo, Marco Rivera, Jose L. Elizondo, “Overview of wind energy conversion systems development, technologies and power electronics research trends”, 2016 *IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA)*, 19-21 October 2016. DOI: 10.1109/ICA-ACCA.2016.7778454.

4. U Khan, A Rauf, S Feng, “Development of Solar Energy: Current Status and Future Challenges from a Global Perspective”, *International Conference on Electrical, Electronics and Information Engineering [EEIE2022]* - 21/08/2022. DOI 10.1088/1742-6596/2356/1/012021.

5. Zhang Wenyu, Li Ming, Liu Hongyong, “Design of Grid-connected Power Control System Based on Combined Power Generation of Wind Turbine, PV and Second-used Battery”, 2020 *10th International Conference on Power and Energy Systems (ICPES)*, 25-27 December 2020.

6. Shruti Deshmukh, Shruti Limkar, Rushikesh Nagthane, “Design of Grid-Connected Solar PV System Integrated with Battery Energy Storage System”, 2023 *3rd Asian Conference on Innovation in Technology (ASIANCON)*, 25-27 August 2023. DOI: 10.1109/ASIANCON58793.2023.10269854.

7. P Ramesh, K. R. Lekshmi, Aby Joseph, “Control of DC-DC converter and

inverter for stand-alone solar photovoltaic power plant”, *2014 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 16-19 December 2014. DOI: 10.1109/PEDES.2014.7042152.

8. Dong-Yub Hyun, Chang-Soon Lim, Rae-Young Kim, “Modeling and Control of Two-Stage Inverter for Battery Energy Storage System”, *2013 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 15-18 October 2013. DOI: 10.1109/VPPC.2013.6671691.

9. A. Saghir Amin, Woojin Choi, “Power Decoupling Control of the Two-Stage Single-Phase DC-AC Power Conversion System to Eliminate the Double Line Frequency Ripple”, *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, 27-30 May 2019. DOI: 10.23919/ICPE2019-ECCEAsia42246.2019.8797065.

10. Hongfei Wu, Yihang Jia; Fan Yang, “Two-Stage Isolated Bidirectional DC–AC Converters With Three-Port Converters and Two DC Buses”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* ( Volume: 8, Issue: 4, December 2020). DOI: 10.1109/JESTPE.2019.2936145.

11. Колосов В. И. “Сравнительная оценка мощности статических потерь в ключевых элементах преобразователей Buck и Boost топологий”, *Технічна електродинаміка – Тематичний випуск: Силова електроніка та енергоефективність*, - Київ, 2011.- Ч.1.- С. 252-259.

12. Michael J. Ryan, Robert D. Lorenz, Rik W. De Doncker, ”Modeling of multileg sine-wave inverters a geometric approach”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 6, December 1999.

13. Tamás Kerekes, Remus Teodorescu, Pedro Rodríguez, “A New High-Efficiency Single-Phase Transformer less PV Inverter Topology”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 1, January 2011.

14. Mario Schweizer, Ignacio Lizama, Thomas Friedli, “Comparison of the chip area usage of 2-level and 3-level voltage source converter topologies”, *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*.

15. Lin Ma, Tamas Kerekes, Remus Teodorescu, “The high efficiency

transformer-less PV inverter topologies derived from NPC topology”, *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*.

16. Thiago B. Soeiro, Mario Schweizer, Jörgen Linner, “Comparison of 2- and 3-level active filters with enhanced bridge-leg loss distribution”, *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*.

17. M. Schweizer, J. W. Kolar, “Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. s2, pp. 899-907, February 2013.

18. Grahame Holmes, Thomas A. Lipo, “Pulse Width Modulation for Power Converters”: *Principles and Practice*: Wiley-IEEE Press, 2003.

19. M. F. N. Tajuddin<sup>1</sup>, N. H. Ghazali, T. C. Siong, “Modified Unipolar PWM Scheme on a Single Phase DC-AC Converter Using PSIM”, *Proceedings of 2009 Student Conference on Research and Development (SCOReD 2009)*, 16-18 Nov. 2009. - p.328-331.

20. Сінчук О.М., Михайличенко Д.А., Бойко С.Н., Городній А.Н., “Аналіз електромагнітних процесів у системі: синхронний електричний двигун – IGB транзисторний перетворювач частоти струму в колі статора і ротора”, *Технічні науки та технології: наук. Журнал. Черніг. нац. технол. ун-т*, 2015.-№ 1 (1).- С.161-170.

21. Шаповал В.П., Гусевский Ю.И., Чернышев А.А., “Способ управления преобразователем по закону трапеции”, *Технічна електродинаміка. Темат. вип. Проблеми сучасної електротехніки. СЕЕ-2007.-Ч.3.-С.117-118*.

22. Синчук О.Н., Бойко С.Н., Омельченко А.В., “К вопросу об анализе форм кривых тока и напряжения однофазного инвертора в функции способов модуляции”, *Електротехніка і електромеханіка. Спец. вип. До XXII МНТК СЕЕ-2016.- №4(1).-Том1.- С.107-113*.

23. Сінчук О.М., Федорченко Н.Л., Литвинський Л.Б. та ін., “Енергозберігаюче керування електротехнічними та енергетичними комплексами і системами”, Монографія – Кременчук: Вид. ПП Щербатих О.В., 2010.–340с.

24. Пат. 67170 Україна МПК (2012.01) H02M7/00 “Спосіб формування трапецеїдальної широтно-імпульсної напруги інвертора”. Скала Е.І., Шокарьов Д.А.- Бюл.№3.-2012р.

25. Синчук О.Н., Омельченко А.В., Шокарев Д.А., “Моделирование законов ШИМ напряжения и режимов функционирования тяговых комплектов: IGBT – преобразователь – двухфазный асинхронный двигатель”, *Технічна електродинаміка. Тематич. вип.* СЕЕ-2012.-Ч.3.-С.151-154.

26. Омельченко А. В., Мельник О. Е., “Оценка и сравнение форм токов и напряжений двух и трёхфазных преобразователей при ШИМ напряжения питания двухфазных двигателей”, *Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит.* Спец. вып. 2013.-Т.2.-№8 (114).-С.26-30.

27. Vidya Viswan, “A Review of Silicon Carbide and Gallium Nitride Power Semiconductor Devices”, *International Journal of Research in Engineering, Science and Management*, Volume-1, Issue-11, November-2018.

28. “Review of Silicon Carbide Power Devices and Their Applications”. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*. Digital Object Identifier 10.1109/TIE.2017.2652401.

29. Langpoklakpam, C.; Liu, A.-C.; Chu, K.-H.; Hsu, L.-H.; Lee, W.-C., “Review of Silicon Carbide Processing for Power MOSFET”, *Crystals* 2022, 12, 245. <https://doi.org/10.3390/cryst12020245>.

30. Y.S. Ravikumar, “DC-DC Converter Using Silicon Carbide Schottky Diode”, *International Journal of Scientific & Engineering Research*, Volume 3, Issue 8, August-2012, ISSN 2229-5518.

31. Allen R. Hefner, Jr., “SiC Power Diodes Provide Breakthrough Performance for a Wide Range of Applications”, *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 16, №и2, march 2001.

32. B. Jayant Baliga, “Silicon Carbide Power Devices: Progress and Future Outlook”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, ( Volume: 11, Issue: 3, June 2023). DOI: 10.1109/JESTPE.2023.3258344

33. Zhijian Feng, Xing Zhang, Jianing Wang and Shaolin Yu, “A High-

Efficiency Three-Level ANPC Inverter Based on Hybrid SiC and Si Devices”, *Energies* 2020, 13, 1159; doi:10.3390/en13051159.

34. Hongwu Peng, Zhao Yuan, Dereje Lemma Woldegiorgis, Asif Imran Emon, Balaji Narayanasamy, Yusi Liu, Fang Luo, Alan Mantooth, “Practical Design and Evaluation of a High-Efficiency 30-kVA Grid-Connected PV Inverter with Hybrid Switch Structure”, *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, DOI: 10.1109/ECCE44975.2020.9236341.

35. Emre Gurpinar, “Single-Phase T-Type Inverter Performance Benchmark Using Si IGBTs, SiC MOSFETs and GaN HEMTs”, *IEEE Transactions on Power Electronics*; Volume: 31, Issue: 10, October 2016.

36. Ngo, M.N., Ladoux, P., Martin, J., “Silicium-Carbide-Based Isolated DC/DC Converter for Medium-Voltage Photovoltaic Power Plants”, *Energies* 2022, 15, 1038.

37. Xibo Yuan, “Application of silicon carbide (SiC) power devices: Opportunities, challenges and potential solutions”, *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*.

38. “Integrated Power Electronic Converters and Digital Control”. Ali Emadi, Alireza Khaligh, Zhong Nie, Young Joo Lee. December 2017. DOI:10.1201/9781439800706.

39. Concettina Buccella, Carlo Cecati, Fellow, Hamed Latafat. “Digital Control of Power Converters—A Survey”. *IEEE Transactions On Industrial Informatics*, Vol. 8, NO. 3, August 2012.

40. Wen, Yangyang, “Modeling And Digital Control Of High Frequency Dc-dc Power Converters (2007)”, *Electronic Theses and Dissertations*. 3407. University of Central Florida.

41. Isolated Switch-Mode dc-dc Converters. URL: <http://fpec.ucf.edu/wp-content/uploads/2020/11/Chapter-5.pdf> (reference date: 04.01.2023).

42. Markus Zehendner, Matthias Ulmann. Power topologies handbook. URL: <https://www.ti.com/seclit/ug/slyu036/slyu036.pdf> (reference date: 04.01.2023).

43. ElMenshawy, M., Massoud, A., “Medium-Voltage DC-DC Converter Topologies for Electric Bus Fast Charging Stations: State-of-the-Art Review”,

*Energies* 2022, 15, 5487.

44. A. Vázquez-Blanco, C. Aguilar-Castillo, F. Canales-Abarca, “Two-Stage and Integrated Fuel Cell Power Conditioner: Performance Comparison”, *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 15-19 February.

45. Seung-Ryul Moon, Jih-Sheng Lai, “Multiphase Isolated DC-DC Converters for Low-Voltage High-Power Fuel Cell Applications”, *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*.

46. Anant Kamath, “How to prevent transformer saturation in push-pull converters”, *Analog Design Journal*. Texas Instruments, 2021.

47. Bimal K. Bose, “Current-Fed Converters”. *Power Electronics And Motor Drives*, (pp.281-324), December 2006. DOI:10.1016/B978-012088405-6/50007-8.

48. F.L.; Torrico Bascopé, G.V., Torrico Bascopé, R.P., “Modified Active-Clamped Current-Fed DC–DC Push–Pull Converter”. *Energies* 2023, 16, 6300. <https://doi.org/10.3390/en16176300>.

49. S. Nitesh Kumar, Dinesh Kumar, “Soft-Switching Current-Fed Push–Pull Converter for 250-W AC Module Applications”, *International Journal of Scientific Engineering and Technology Research* Volume.04, IssueNo.39, September-2015, Pages: 8521-8528.

50. W. Song and B. Lehman, “Current-Fed Dual-Bridge DC–DC Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 461-469, March 2007, doi: 10.1109/TPEL.2006.889927.

51. “Analysis and design of high frequency link power conversion systems for fuel cell power conditioning”. A Dissertation by YU JIN SONG. Yonsei University, Seoul, Korea, August 2004.

52. Mule, Sai Krishna Chandana, P. Shruthi, K. Devaraj, “Design and simulation of current-fed full bridge active clamp DC-DC converter for renewable energy applications”, *International Journal of Applied Engineering Research*. 8. 2307-2312, (2013).

53. V. Yakushev, V. Meleshin and S. Fraidlin, ”Full-bridge isolated current fed

converter with active clamp”, APEC '99. *Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*. 1999 Conference Proceedings (Cat. No.99CH36285), Dallas, TX, USA, 1999, pp. 560-566 vol.1, doi: 10.1109/APEC.1999.749736.

54. Patent No. US006038142A. “Full-bridge isolated current fed converter with active clamp”. Simon Fraidlin, Victor Yakushev, Valery I. Meleshin. Lucent Technologies, Inc., Murray. Hill, N.J. Date of Patent Mar. 14, 2000

55. En-Sung Park, Sung Jin Choi, J. Moon Lee, B.H. Cho, “A Soft-switching Active-Clamp Scheme for Isolated Full-Bridge Boost Converter”, *APEC 2004*.

56. Zakis, I. Rankis, D. Vinnikov, “Analysis of operating modes of the step-up DC/DC converter with a commutating LC-filter”, *Техническая электродинамика. Тематический выпуск: “Силовая электроника и энергоэффективность”*. - Киев, 2011- Ч.1.- С. 87-92.

57. Колосов В.И., Васечко Е.В., “Изолированный DC-DC преобразователь с активным ограничителем напряжения эффективной топологии”, *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Силова електроніка та енергоефективність*.- Київ, 2012.- Ч.1.- С. 36-41.

58. J. Zakis, D. Vinnikov, V. Kolosov, E. Vasechko, "New active clamp circuit for current-fed galvanically isolated DC/DC converters", *2013 International Conference-Workshop Compatibility And Power Electronics*, Ljubljana, Slovenia, 2013, pp. 353-358.

59. Patent No. US 6,587,356 B2. “Start-Up Circuit And Control For High Power Isolated Boost Dc/Dc Converters”. Lizhi Zhu, Jin-Sheng Lai, Fred C. Lee. Virginia Tech Intellectual Properties. Publication Data: US 2002/0159280 A1 Oct. 31, 2002.

60. Lizhi Zhu, Kunrong Wang, Fred C. Lee, “Design Considerations of Start-up Process for Active-Clamp Isolated Full-Bridge boost converter”, *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 18, № 4, July 2003.

61. Lizhi Zhu, Kunrong Wang, Fred C. Lee, “New Start-up Schemes for Isolated Full-Bridge Boost Converters”, *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 18, № 4, July 2003.

62. Morten Nymand, "High Efficiency Power Converter for Low Voltage High Power Applications", *PhD thesis*, January 2010.
63. M. Mohr, F.-W. Fuchs, "Voltage Fed and Current Fed Full Bridge Converter for the Use in Three Phase Grid Connected Fuel Cell Systems", *2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*.
64. C. P. Wilson, I. Barbi, "A comparison between two current-fed push-pull dc-dc converters - analysis, design and experimentation", *Proc. IEEE INTELEC*, 1996, pp. 313–320.
65. A. Andreiciks, K. Vitols, O. Krievs, I. Steiks, "Current Fed Step-up DC/DC Converter for Fuel Cell Inverter Applications", *Scientific proceedings of Riga technical university. Power and electrical engineering*, October 2009, - pp.117-122.
66. Qunfang Wu, Qin Wang, Jialin Xu, Zilong Xu, "Active-clamped ZVS current-fed push-pull isolated DC/DC converter for renewable energy conversion applications", *IET Power Electron.*, 2018, Vol. 11 Iss. 2, pp. 373-381.
67. Y. Lembeye, V. D. Bang, G. Lefevre, "Novel Half-Bridge Inductive DC-DC Isolated Converters for Fuel Cell Applications", *IEEE Transactions on energy conversion*, Vol. 24, No. 1, march 2009, pp. 203-210.
68. R. Attanasio, M. Cacciato, F. Gennaro, A. Consoli, "An innovative boost converter for fuel cells stationary generation systems", *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON) 2004*, pp.2831-2836.
69. Tat-Thang Le, Hyeonju Jeong, Sunju Kim. Analysis, "Design and Implementation of a Bidirectional Three-Phase Push-Pull Converter for Wide Voltage Range Application", *10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE - ECCE Asia)*, 2019.
70. L. Andersen and I. Barbi, "A Three-Phase Current-Fed Push-Pull DC-DC Converter", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 24, No. 2, February 2009, pp. 358-368.
71. Qunfang Wu, Qin Wang, Jinbo Li, "ZVS three-phase current-fed push-pull converter employing a simple active-clamp circuit for voltage step-up applications", *IET Power Electron.*, 2018, Vol. 11 Iss. 14, pp. 2286-2294.

72. Radha Sree Krishna Moorthy, Akshay Kumar Rathore, "Analysis and design of impulse commutated ZCS three-phase current-fed push-pull DC/DC converter", *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2016, pp.794-801.

73. S.V.G. Oliveira, I. Barbi, "A three-phase step-up DC-DC converter with a three-phase high frequency transformer", *Proc. IEEE ISIE 2005*, vol. 2, pp. 571-576.

74. S.V.G. Oliveira, I. Barbi, "A three-phase step-up DC-DC converter with a three-phase high frequency transformer for DC Renewable Power Source Applications", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 8, august 2011, pp. 3567-3580.

75. S.V.G. Oliveira, C.E. Marcussi, I. Barbi, "An average current-mode controlled three-phase step-up DC-DC converter with a three-phase high frequency transformer", *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, July 2005, pp. 2623-2629.

76. Pan Xuewei, Akshay Kumar Rathore, "Current-fed Three-Phase Soft-switching DC/DC Converter with Natural Device Commutation and Voltage Clamping", *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2014, pp. 4231-4237.

77. Hanju Cha, Soonho Choi and Byung-Moon Han, "Comparison of PWM Strategies for Three-Phase Current-fed DC/DC Converters", *Journal of Power Electronics*, Vol. 8, No. 4, October 2008, pp.363-370.

78. Jong-Kyou Jeong, Ji-Heon Lee, Byung-Moon Han, "Grid-tied Power Conditioning System for Fuel Cell Composed of Three-phase Current-fed DC-DC Converter and PWM Inverter", *Journal of Electrical Engineering & Technology* Vol. 6, No. 2, 2011, pp. 255-262.

79. Hanju Cha, Prasad Enjeti, "A Novel Three-Phase High Power Current-Fed DC/DC Converter with Active Clamp for Fuel Cells", *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 2007, pp.2485-2489.

80. V. I. Kolosov and E. V. Vasechko, "Selection an Effective Implementation of a Multiphase Isolated DC-DC Converter", *2020 IEEE 4th International*

*Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Istanbul, Turkey, 2020, pp. 20-26.

81. Y Bouvier, M Vasic, P Alou, “45kW Full Bridge Converter with Discontinuous Primary Current for High Efficiency Airborne Application”, *XXI th Annual Seminar on Automation, Industrial Electronics, and Instrumentation*, 2014.

82. Georgios D. Demetriades, Hans Peter Nee, “Characterisation of the Soft-switched Single-Active Bridge Topology Employing a Novel Control Scheme for High-power DC-DC Applications”, *Power Electronics Specialists Conference*, 2005. PESC '05. IEEE 36<sup>th</sup>.

83. Ionel Dan Jitaru, “A 3 kW soft switching DC-DC converter”, *APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*.

84. Wuhua Li, Jianjiang Shi, Min Hu, “An isolated interleaved active-clamp ZVT flyback-boost converter with coupled inductors”, *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*.

85. Musbahu Muhammad<sup>1</sup>, S. Lambert<sup>1</sup>, M. Armstrong<sup>1</sup>, V. Pickert, “High step-up interleaved boost converter utilising stacked half-bridge rectifier Configuration”, *The 9th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2018)*.

86. Yihua Hu, Jiande Wu, Wenping Cao, “Ultra-high Step-up DC–DC Converter for Distributed Generation by Three Degrees of Freedom (3DoF) Approach”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume: 31, Issue: 7, July 2016.

87. Wuhua Li, Lingli Fan, Yi Zhao, “High-Step-Up and High-Efficiency Fuel-Cell Power-Generation System With Active-Clamp Flyback–Forward Converter”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 1, January 2012.

88. Ruidi Yao, Zedong Zheng, Yongdong Li, “Parameter Optimization Design Method of the Interleaved Isolated Boost Converter with Coupled Inductors”, *2020 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*.

89. Chung S.-K., Song Y.-J., Enjeti P.N., “Current-fed high-frequency link inverter with active input filter”, *Electronics Letters* Vol. 40 No.7, April 2004.

90. Testa A., De Caro S., Consoli A., Cacciato M., “An Active Current Ripple

Compensation Technique in Grid Connected Fuel Cell Applications”, *Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, pp.2642-2649.

91. Nicu Bizon, “Current Ripple Active Filtering Techniques for Inverter System Supplied by a Fuel Cell Stack”, *International conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence*, 2009 (ECAI’09).

92. Soumya Sinha, Wajiha Shireen, Sumit Pramanick, “Mitigation of Input Ripple Current in Single Phase Fuel Cell Power Systems”, *International Journal of Power and Energy Research*, Vol. 1, No. 3, October 2017.

93. Pat. US6946822 B2, G05F1/56. “DC/DC converter with filter for limiting the oscillation of the input current and associated method”. L. Cincinelli, S. Macerini.- Sep.20, 2005.

94. Souhib Harb, Mehran Mirjafari, Robert S. Balog, “Ripple-Port Module-Integrated Inverter for Grid-Connected PV Applications”, *IEEE Transactions On Industry Applications*, Vol. 49, No. 6, 2013.

95. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.

96. Plakhtii O. A., Nerubatskyi V. P., Hordiienko D. A., “Analysis of the energy efficiency of a two-level voltage source inverter in the overmodulation mode”, *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*, 2019, № 4.

97. Rodrigo Guzman Iturra, Peter Thiemann, “Asymmetrical Three-Level Inverter SiC-Based Topology for High Performance Shunt Active Power Filter”, *Energies* 2020, 13, 141; doi:10.3390/en13010141

98. Koutroulis, Eftichios Blaabjerg, “Optimization of SiC-based H5 and Conergy NPC Transformerless PV Inverters”, *Emerging and Selected Topics in Power Electronics (2013)*, IEEE Journal of. 3. 10.1109/ECCE.2013.6647336.

99. L. Ma, K. Sun, Remus Teodorescu, “Comparison of the topologies of high efficiency neutral point clamping photovoltaic inverters”, *Diangong Jishu Xuebao*, 26(2), 108-114.

100. V. Kolosov, Y. Sokol and Y. Vasechko, "Selection Types Of Topologies Of

Isolated Boost DC-DC Converters", *2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 2021, pp. 255-261.

101. B. Rivet. The conduction losses in a power rectifier // AN604, SGS-THOMSON Microelectronics, 1995, pp.1-2.

102. Y. Vasechko, "Multiphase Isolated DC-DC Converter With Combined Magnetic Elements", *2023 IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 2023, pp. 1-5.

103. Патент UA 149775, МПК H02M 3/355 (2006.01). Багатофазний ізольований перетворювач постійного струму. В.І. Колосов, Е.В. Васечко. Опубл. 01.12.2021, Бюл. №48.

104. Shih Chieh, Lai, "A multiphase interleaved boost converter with coupled inductor for fuel cell APU applications", *PhD thesis, University of Nottingham, 2018*.

105. Transformer and Inductor Design Handbook. By Colonel Wm. T. McLyman. Published May 4, 2011 by CRC Press.

106. Колосов В.И., Васечко Е.В., "Снижение низкочастотных пульсаций входного тока DC-DC преобразователей в составе инверторов", *Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит. – Специальный выпуск.* - Харьков, август 2013.- Т.1.- №8 (14) .- С.130-137.

107. General technical information. URL: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/530704/e724fb43668a157bc547c65b0cff75f8/pdf-generaltechnicalinformation.pdf> (reference date: 04.01.2023).

108. Патент UA 120400, МПК H02M 7/53 (2006.01). Спосіб формування квазісинусоїдальної вихідної напруги у мостовому інверторі / В.І. Колосов // Опубл. 25.10.2017, Бюл. №20.

109. A. Hren, F. Mihalič, "An Improved SPWM-Based Control with Over-Modulation Strategy of the Third Harmonic Elimination for a Single-Phase Inverter", *Energies* 2018, Vol.11, p.881.- doi:10.3390/en11040881

110. F. Mihalič, M. Milanović, A. Hren, "Third harmonic elimination by SPWM for filter reduction in a over-modulated single-phase inverter", *Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*, 2017 pp. 37-45.-doi: 10.1109/EDPE.2017.8123253.

111. F. Vargas, M.J. Meco, J.R. Heredia and A. Ruiz, “Highly efficient PWM strategy over FPGA”, *Electronics Letters*, November 2008, Vol. 44, No. 24. p. 1396–1398.- doi: 10.1049/el:20081697.

112. Mahesh A. Patel, Ankit R. Patel, Dhaval R. Vyas and Ketul M. Patel, “Use of PWM Techniques for Power Quality Improvement”, *International Journal of Recent Trends in Engineering*, Vol. 1, No. 4, 2009, pp.99-102.

113. Синчук О.Н., Михайличенко Д. А., Чернышев А.А., “Высоковольтный преобразователь частоты и способ управления им”, *Технічна електродинаміка. Тематичний вип.*, 2012 - С.123-127.

114. Михальский В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А., “Керування автономними інверторами напруги із забезпеченням максимального коефіцієнта модуляції при неспотворюючому формуванні вихідної напруги засобами модифікованої ШІМ”, *Технічна електродинаміка*, 2010.- №1, С.49-59.

115. Колосов В.И., Васечко Е.В., “Особенности фильтрации ШИМ последовательности при формировании квазисинусоидального напряжения в мостовом инверторе”, *Вісник НТУ «ХПИ», Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії.* – Харків: НТУ «ХПИ». – 2019. – № 20 (1345). – С. 22-29. – doi: 10.20998/2409-9295.2019.20.03.

116. Колосов В.И., Васечко Е.В., “Формирование квазисинусоидального напряжения в мостовых инверторах”, *Проблемы автоматизированного электропривода. Силовая электроника и энергоэффективность.- Тематический выпуск.* – Вестник НТУ «ХПИ». - Харьков, сентябрь 2017.- Вып. 27 (1249).- С.318-323.

117. Гончаров Ю.П., Ивахно В.В., Замаруев В.В. и др., “Оптимизация характеристик меандра с ограниченным спектром как базового носителя сигнала однофазной линии электропередачи напряжения повышенной частоты”, *Технічна електродинаміка. Тематич. вип.* СЕЕ-2012.-Ч.3.-С.49-54.

118. Колосов В.И., Васечко Е.В., “Повышение качества выходного квазисинусоидального напряжения в мостовом инверторе”, *Вісник НТУ «ХПИ».*

Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.- Харків: НТУ «ХПІ», 2018.- № 26 (1302).- Т.1.- С.95-102.

119. S. Brovanov, E. Grishanov, M. Dybko, “A new grid-tied multilevel VSC for PV with leakage current suppression”, *International Conference on Computer as a Tool (EUROCON)*, 8-11 Sept. 2015.

120. Tan Kheng Suan Freddy, Nasrudin A. Rahim, ”Comparison and Analysis of Single-Phase Transformerless Grid-Connected PV Inverters”, *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 29, No. 10, October 2014.

121. V. I. Kolosov, E. V. Vasechko, "Estimation of the characteristics of a bridge inverter with complementary forms of non-sinusoidal half-bridge voltages," *2022 IEEE 3rd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 2022, pp. 1-6.

122. Патент UA 145573, МПК H02M 7/527 (2006.01). Спосіб формування вихідної напруги у мостовому інверторі / Е.В. Васечко, В.І. Колосов // Опубл. 28.12.2020, Бюл. №.24.

123. Volodymyr Ivakhno, Volodymyr Zamaruiev, Ilina Olga, “Estimation of Semiconductor Switching Losses under Hard Switching using Matlab/Simulink Subsystem”, *Electrical. Control and Communication Engineering*. 2. 10.2478/ecce-2013-0003.

124. Application Manual Power Semiconductors. URL: <https://www.semikron-danfoss.com/service-support/application-manual.html><http://fpec.ucf.edu/wp-content/uploads/2020/11/Chapter-5.pdf> (reference date: 04.01.2023).

## ДОДАТОК А

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор ТОВ НВП "Імпульс"

  
 Сторожевський В.В.

« 21 » лютого 2024 р.



АКТ

*Про використання матеріалів дисертаційної роботи  
 Васечко Євгена Вікторовича на здобуття  
 наукового ступеня доктора філософії.*

Матеріали дисертаційної роботи на здобуття наукового ступеня доктора філософії Васечко Євгена Вікторовича, в якій вирішується (досліджується) задача підвищення енергоефективності двоступеневих DC/AC перетворювачів, а саме: підвищення ККД перетворювачів, зменшення масо габаритного показника, підвищення якості вихідної напруги, широко використовуються при виробництві двоступеневих перетворювачів на підприємстві НВП "Імпульс".

Отримані результати дисертаційної роботи застосовуються у перетворювачах, які експлуатуються як у побутових умовах (джерела безперебійного живлення з вихідною потужністю одиниці кВт), так і у промислових з вихідною потужністю десятки кВт. Також запропоновані рішення використовуються при виробництві перетворювачів напруги для експлуатації на залізничному транспорті України та інших держав з вихідною потужністю від 500Вт (однофазна напруга), для живлення побутової техніки у купе пасажирів, до 10кВт (трифазна напруга) для промислового обладнання.

Безпосередньо Васечко Є. В. був керівником проекту при розробці перетворювача з вихідною 3-х фазною напругою 220В/380В та потужністю 8kVA для живлення системи кондиціонування на пасажирських вагонах на замовлення АТ «Укрзалізниця».

Технічний директор  
 ТОВ НВП "Імпульс"



Колосов В. І.

## ДОДАТОК Б

### Список публікацій здобувача за темою дисертації

*Статті у періодичних наукових виданнях, що увійшли до переліку наукових фахових видань України:*

1. Васечко Е.В. Снижение низкочастотных пульсаций входного тока DC-DC преобразователей в составе инверторов / Колосов В.И., Васечко Е.В. // *Енергозбереження. Енергетика. Енергоаудит*. Харків, 2013. Т.1, №8 СВ. С.130-137.

URL: <http://eee.khpi.edu.ua/article/view/38542>

(Бюлетень ВАК України, 2010, №7, С.6, Б)

2. Васечко Е.В. Формирование квазисинусоидального напряжения в мостовых инверторах / Колосов В.И., Васечко Е.В. // *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Харків, 2017. Вып. 27 (1249). С.318-323.

URL: [http://library.kpi.kharkov.ua/files/Vestniki/2017\\_27\\_0.pdf](http://library.kpi.kharkov.ua/files/Vestniki/2017_27_0.pdf)

(Наказ МОН України № 1328 від 21.12.2015, Б)

3. Васечко Є.В. Підвищення якості вихідної квазісинусоїдальної напруги в мостовому інверторі / Колосов В.І., Васечко Є.В. // *Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях*. Харків, 2018. Т.1, № 26 (1302). С. 95-102.

DOI: <https://doi.org/10.20998/2413-4295.2018.26.14>

URL: <http://vestnik2079-5459.khpi.edu.ua/article/view/2413-4295.2018.26.14>

(Наказ МОН України № 409 від 17.03.2020, Б)

4. Vasechko E.V. Selection an Effective Implementation of a Multiphase Isolated DC-DC Converter / Kolosov V.I., Vasechko E.V. // *IEEE 4th International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)* (м. Стамбул, Туреччина, 7–11 вересня 2020 р.). Istanbul, Turkey, 2020. – P. 71-76. (Scopus).

DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS51250.2020.9263109>

URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9263109>

5. Vasechko Y. Selection Types of Topologies of Isolated Boost DC-DC

Converters / Kolosov V., Sokol Y., Vasechko Y. // IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek) (м. Харків, 13–17 вересня 2021 р.). Kharkiv, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 2021. – P. 255-261. (Scopus).

URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9570057>

DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9570057>

6. Vasechko E. V. Estimation of the characteristics of a bridge inverter with complementary forms of non-sinusoidal half-bridge voltages / Kolosov V.I., Vasechko E.V. // IEEE 3rd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek) (м. Харків, 03–07 жовтня 2022 р.). Kharkiv, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 2022. – P. 1-6. (Scopus).

URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9916430>

DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek57572.2022.9916430>

7. Vasechko Y. Multiphase Isolated DC-DC Converter With Combined Magnetic Elements / Vasechko Y. // IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek) (м. Харків, 02-06 жовтня 2023 р.). Kharkiv, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 2023. – P. 1-5. (Scopus).

URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10312960>

DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312960>

*Наукові роботи, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації*

8. Vasechko E. New active clamp circuit for current-fed galvanically isolated DC/DC converters / Zakis J., Vinnikov D., Kolosov V., Vasechko E. // IEEE International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE) (м. Любляна, Словенія, 5–7 червня 2013 р.). Ljubljana, Slovenia, 2013. – P. 353-358. (Scopus).

DOI: <https://doi.org/10.1109/cpe.2013.6601183>

URL: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6601183>

*Патенти України на корисну модель*

9. Патент UA 145573, МПК H02M 7/527 (2006.01). Спосіб формування вихідної напруги у мостовому інверторі / Е.В. Васечко, В.І. Колосов // Опубл.

28.12.2020, Бюл. №24. 9 с.

10. Патент UA 149775, МПК H02M 3/355 (2006.01). Багатофазний ізольований перетворювач постійного струму / В.І. Колосов, Е.В. Васечко // Опубл. 01.12.2021, Бюл. №48. 12 с.