

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Міністерство освіти і науки України

Національний технічний університет
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Шкардун Олександр Володимирович

УДК 621.314.1

ДИСЕРТАЦІЯ

Дослідження трифазного мостового компенсаційного перетворювача

141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

14 – Електрична інженерія

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії.

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

Науковий керівник: Бойко Валерій Степанович, докт. техн. наук, професор

Київ – 2024

АНОТАЦІЯ

Шкардун О.В. Дослідження трифазного мостового компенсаційного перетворювача. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка. – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2024.

У дисертаційній роботі вирішена актуальна наукова задача розвитку теорії електромагнітних процесів у засобах силової електроніки для створення нових та удосконалення існуючих перетворювальних пристроїв з підвищеними енергетичними характеристиками та покращеними масо-габаритними показниками.

У першому розділі проведено аналіз існуючих схем реалізації потужних перетворювачів електричної енергії, призначених для живлення технологічних споживачів постійного струму. Особливу увагу приділено компенсаційним та компенсованим перетворювачам електричної енергії, з метою обґрунтування необхідності вирішення науково-прикладної задачі, яка розглядається у роботі. За результатами аналітичного огляду встановлено, що серед пристроїв енергетичної електроніки великої потужності, які працюють у режимі випрямляча, досить поширеними є ті, дія яких ґрунтується на застосуванні трифазної мостової схеми. Вона має багато переваг перед більшістю відомих в енергетичній електроніці схем, але не позбавлена й недоліків. Основний з них полягає у тому, що навіть при діодній реалізації і роботі у режимі випрямляча, вона має невисокий коефіцієнт потужності за рахунок некомпенсованої потужності комутаційного процесу.

Компенсаційні перетворювачі попереднього покоління, розроблені у Київському політехнічному інституті, зарекомендували себе як високоефективні пристрої силової електроніки, призначені для живлення потужних споживачів у кольоровій металургії, хімічних виробництвах, електрифікованому транспорті і т. ін. Характерною особливістю електромагнітних процесів, що мають місце у режимі

електроживлення такими перетворювачами, є особливі умови комутації струму силовими електричними вентилями. Їх основним недоліком було те, що комутуюча ланка складалася з трифазної конденсаторної батареї і трифазного зрівноважувального реактора (ТЗР). Останній був потужним, габаритним та високовартісним елементом перетворювача і місцем додаткових втрат електричної енергії.

Викладене свідчить про необхідність і можливість розробки нових технічних рішень, які б не мали зазначених вище недоліків та були орієнтовані на застосування сучасних засобів силової електроніки. Одним із таких нових технічних рішень, яке досліджується у дисертаційній роботі, є трифазний мостовий компенсаційний перетворювач [1]. Охоронним документом захищені два варіанти його схемної реалізації: з однією комутуючою ланкою та з двома.

У другому розділі досліджується питання стосовно формування комутуючої напруги (напруги на фазах конденсаторів комутуючої ланки), однієї з найважливіших характеристик електромагнітного процесу будь-якого компенсаційного перетворювача. Результати досліджень цього розділу показують, як змінюється величина і форма комутуючої напруги залежно від частоти та моменту подачі імпульсів керування на транзистори комутуючої ланки.

Дослідження стосовно зміни форми комутуючої напруги компенсаційних перетворювачів, при зміні характеристик технологічного процесу живлення споживачів постійного струму, раніше не проводилися. Це пояснюється тим, що у перетворювачах попереднього покоління з ТЗР у комутуючій ланці, можливості змінювати форму комутуючої напруги не було. Вона була однаковою за формою в усіх режимах і могла змінюватись лише за величиною.

Отримані результати досліджень розділу доводять, які умови перезаряду конденсаторів комутуючої ланки не забезпечують ефективної роботи перетворювача та яка динаміка зміни комутуючої напруги за величиною і формою у режимах ефективної роботи, рекомендованих для застосування і меж регулювання технологічного процесу.

У третьому розділі досліджуються особливості електромагнітних процесів у варіантах реалізації трифазного мостового компенсаційного перетворювача. Вони обумовлені можливістю зміни величини і форми комутуючої напруги протягом інтервалу часу живлення технологічного споживача. Тому, змінюється і характер електромагнітного процесу та закономірність зміни струму комутації силових електричних вентилів впродовж протяжності інтервалу комутації, який у роботі визначається як кут комутації γ . Такі комплексні дослідження електромагнітних процесів стосовно компенсаційних перетворювачів проведені вперше, а результатом їх аналізу стало отримання нового узагальненого рівняння комутаційного процесу.

На основі даних щодо особливостей комутаційних процесів у варіантах компенсаційного перетворювача, проведено дослідження величини комутуючої напруги в момент початку комутації у різних режимах його роботи, та отримано нове узагальнене рівняння для розрахунку цієї характеристики електромагнітного процесу.

Узагальнені рівняння комутаційного процесу та величини комутуючої напруги в момент початку комутації покладені в основу методики розрахунку основних енергетичних характеристик компенсаційного перетворювача: випереджаючого кута регулювання α та кута комутації γ .

У четвертому розділі досліджуються умови роботи силового обладнання варіантів реалізації трифазного мостового компенсаційного перетворювача та випрямлена напруга. Показано, що стосовно перетворювального трансформатора будь-яких специфічних умов не висувається.

З великого обсягу досліджень стосовно максимальної величини зворотної напруги силових електричних вентилів зроблено висновок, що комутуюча напруга, яка накладається на лінійну напругу перетворювального трансформатора у вентилях, що працюють у компенсаційному режимі, до перенапруг не призводить. Тобто максимальне значення зворотної напруги вентилів практично не перевищує величину лінійної напруги трансформатора. Доведені рівняння для розрахунку максимального значення зворотної напруги силових електричних вентилів.

Показано, що максимальне значення напруги на транзисторах комутуючої ланки дорівнює величині комутуючої напруги у момент комутації.

Доведені рівняння для розрахунку середнього значення випрямленої напруги перетворювача з однією комутуючою ланкою і перетворювача з двома. Розрахунки ілюстровані побудовою форми кривих випрямленої напруги.

У п'ятому розділі з метою верифікації отриманих результатів теоретичних досліджень, проведено схемотехнічне моделювання режимів роботи варіантів реалізації досліджуваного перетворювача. Для цього використана система схемотехнічного моделювання MicroCap12.

Дослідження стосовно основних енергетичних характеристик компенсаційного перетворювача, а саме випереджаючого кута регулювання α та кута комутації γ показали, що при невеликих кутах затримки подачі імпульсів керування на транзистори комутуючої ланки, точність аналітичного розрахунку цих кутів вища точності схемотехнічного моделювання. Це пояснюється тим, що форма кривої комутуючої напруги, яка формується моделлю, дещо відрізняється від теоретичної.

В основних робочих режимах досліджуваних варіантів реалізації перетворювачів, розбіжність між результатами аналітичного розрахунку кутів регулювання і комутації та їх схемотехнічного моделювання не перевищує 5%.

Дослідженням величини і форми комутуючої напруги доведено, що при незмінності струму навантаження, їх можна змінювати, регулюючи момент подачі імпульсів керування на транзистори комутуючої ланки чи змінюючи величину ємності фаз комутуючих конденсаторів.

Вперше досліджено питання стосовно зміни показників ефективності ($K_{\text{еф}}$) використання конденсаторної батареї за рахунок регулювання моменту подачі імпульсів керування на транзистори комутуючої ланки. Показано, що узгодження між величиною ємності конденсаторів комутуючої ланки та вибором моменту подачі імпульсів керування на транзистори може підвищити ефективність використання конденсаторів майже удвічі.

Виявлені такі режими роботи трифазного мостового компенсаційного перетворювача, у яких силові електричні вентиля вступать в роботу повторно. Причиною цього є відповідна величина і форма кривої комутуючої напруги.

Результати роботи впроваджено в освітній процес у Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» для удосконалення лекційних курсів та оновлення циклів лабораторних робіт з курсів «Основи теорії поля» та «Енергоефективність процесів в електротехнологічних комплексах» та у відділі 15 «Транзисторних перетворювачів» Інституту електродинаміки НАН України.

Подальше впровадження результатів дисертації рекомендується на підприємствах кольорової металургії та хімічних виробництвах.

Ключові слова: перетворювач, енергоефективність, електромагнітні процеси, напівпровідниковий елемент, напруга і струм, реактивна енергія, електромагнітна сумісність, вищі гармоніки струму та напруги, компенсаційний перетворювач, алгоритм, математичне моделювання, моделювання, ємність, комутатор, комутуюча напруга.

Список публікацій здобувача.

1. Бойко, В. і Шкардун, О. 2023. Умови перезаряду конденсаторів комутуючої ланки трифазного мостового компенсаційного перетворювача. *Технічна електродинаміка*. 3(Квіт.2023), 013. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.03.013>. (Особистий внесок – дослідження величини і форми кривої комутуючої напруги).

2. Бойко, В. і Шкардун, О. 2023. Електромагнітні процеси у трифазному мостовому компенсаційному перетворювачі. *Технічна електродинаміка*. 4 (Чер 2023), 026. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.04.026>. (Особистий внесок – удосконалення методики дослідження, отримання узагальненого рівняння комутації).

3. В.С. Бойко, О.В. Шкардун, 2023. Напруга на силових електричних вентилях трифазного мостового компенсаційного перетворювача з однією комутуючою ланкою. *Енергетика: економіка, технології, екологія*, № 4, С. 83-88, DOI: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.4.2023.290901>. (Особистий внесок – отримання рівнянь для розрахунку максимального значення кривої зворотної напруги, за яким визначається клас силових електричних вентилів).

4. V. Boiko, O. Shkardun, O. Petrushenko and M. Sotnyk, "Starting Conditions for the Conversion of the Converter to the Compensating Mode of Operation," 2021 IEEE 2nd

KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), 2021, pp. 115-119, doi: 10.1109/KhPIWeek53812.2021.9569994. (Особистий внесок – розробка узагальненої методики дослідження процесу формування комутуючої напруги у перетворювачах).

5. V. Boiko, O. Shkardun, and I. Dzyhunenko, "Commutating processes in a three-phase combined compensation rectifier," 2022 IEEE 3 rd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), 2022, pp. 186-189, doi: 10.1109/KhPIWeek57572.2022.9916366. (Особистий внесок – розробка методики дослідження комутаційних процесів у компенсаційних перетворювачах).

6. V. Boiko, O. Shkardun, and M. Buryk "Regimes characteristics of a three-phase combined compensation rectifier" 2023 IEEE 4 th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), 2023, pp. 1-4, DOI: 10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312874. (Особистий внесок – узагальнення методики дослідження, розробленої для трифазного мостового компенсаційного перетворювача).

7. В.С. Бойко, О.В. Шкардун, І.О. Дзигуненко. Формування комутаційної напруги у трифазному мостовому компенсаційному перетворювачі. Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики. - Київ: НТУУ "КПІ". - 2020. - с. 440-445. (Особистий внесок – залежність комутаційної напруги від режиму роботи).

8. В.С. Бойко, О.В. Шкардун, О.О. Гуцул. Формування комутаційної напруги при подвоєній частоті імпульсів керування ключами комутуючої ланки. Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики. - Київ: НТУУ "КПІ". - 2021. - с. 482-492. (Особистий внесок – вплив частоти імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки на величину комутуючої напруги).

9. В.С. Бойко, О.В. Шкардун, І.О. Ключков. Залежність конденсаторної напруги від частоти перемикання ключів комутуючої ланки. Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики. - Київ: НТУУ "КПІ". - 2022. - с. 365-369. (Особистий внесок – особливості перезаряду конденсаторної батареї).

ABSTRACT

Shkardun O.V. Research of a three-phase bridge compensation rectifier. – Qualifying scientific work on manuscript rights.

Dissertation for obtaining the scientific degree of Doctor of Philosophy in specialty 141 – Electric power engineering, electrical engineering and electromechanics. - National Technical University of Ukraine "Ihor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", National Technical University of Ukraine "Ihor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, 2024.

In the dissertation work, the actual scientific problem of developing the theory of electromagnetic processes in power electronics devices for the creation of new and improvement of existing conversion devices with increased energy characteristics and improved mass-dimensional indicators is solved.

The first section, an analysis of the existing implementation schemes of powerful electrical energy converters intended for powering direct current technological consumers was carried out. Special attention is paid to compensating and compensated converters of electrical energy, in order to justify the need to solve the scientific and applied problem, which is considered in the work. Based on the results of the analytical review, it was established that among high-power power electronics devices that work in rectifier mode, those whose action is based on the use of a three-phase bridge circuit are quite common. It has many advantages over most schemes known in power electronics, but it is not without disadvantages. The main one is that even with diode implementation and operation in rectifier mode, it has a low power factor due to the uncompensated power of the switching process.

Compensating converters of the previous generation, developed at the Kyiv Polytechnic Institute, have proven themselves as highly efficient power electronics devices intended for powering powerful consumers in non-ferrous metallurgy, chemical industries, electrified transport, etc. A characteristic feature of the electromagnetic processes that take place in the mode of power supply by such converters are the special conditions of current commutation by power electric valves. Their main drawback was that the commutation link consisted of a three-phase capacitor bank and a three-phase balancing reactor (TBR). The

latter was a powerful, large and expensive element of the converter and a place of additional losses of electrical energy.

The above testifies to the necessity and possibility of developing new technical solutions that would not have the above-mentioned shortcomings and would be oriented towards the use of modern means of power electronics. One of such new technical solutions, which is investigated in the dissertation work, is a three-phase bridge compensation converter [1]. The security document protects two versions of its schematic implementation: with one switching link and with two.

In the second section examines the question of the formation of the switching voltage (voltage on the phases of the capacitors of the switching link), one of the most important characteristics of the electromagnetic process of any compensating converter, is investigated. The research results of this section show how the magnitude and shape of the switching voltage changes depending on the frequency and moment of control pulses applied to the transistors of the switching circuit.

Research on the change in the form of the commutation voltage of compensating converters, when the characteristics of the technological process of feeding direct current consumers, have not been carried out before. This is explained by the fact that in the converters of the previous generation with TZR in the switching circuit, it was not possible to change the form of the switching voltage. It was the same in shape in all modes and could change only in size.

The obtained results of the research of the section prove which conditions of overcharging of the capacitors of the switching link do not ensure the effective operation of the converter and what are the dynamics of the change of the switching voltage in terms of magnitude and shape in the modes of effective operation recommended for application and limits of technological process regulation.

In the third section examines the peculiarities of electromagnetic processes in the implementation options of a three-phase bridge compensating converter are investigated. They are due to the possibility of changing the value and form of the switching voltage during the time interval of powering the technological consumer. Accordingly, the nature of the electromagnetic process and the regularity of the change in the commutation current of

the power electric valves change over the length of the commutation interval, which is defined in the paper as the commutation angle γ . Such complex studies of electromagnetic processes in relation to compensating converters were conducted for the first time, and the result of their analysis was obtaining a new generalized equation of the switching process.

Based on the data on the features of the switching processes in the variants of the compensating converter, a study of the value of the switching voltage at the moment of the start of switching in different modes of its operation was carried out, and a new generalized equation was obtained for calculating this characteristic of the electromagnetic process.

The generalized equations of the commutation process and the magnitude of the commutation voltage at the moment of the initiation of commutation are the basis of the methodology for calculating the main energy characteristics of the compensating converter: the anticipatory adjustment angle α and the commutation angle γ .

In the fourth section examines the operating conditions of the power equipment of three-phase bridge compensating converter implementation options and rectified voltage are investigated. It is shown that there are no specific conditions for the conversion transformer.

From a large volume of research on the maximum value of the reverse voltage of power electric valves, it was concluded that the switching voltage applied to the line voltage of the converting transformer in the valves operating in the compensation mode does not lead to overvoltages. That is, the maximum value of the reverse voltage of the valves practically does not exceed the value of the line voltage of the converting transformer. Proved equations for calculating the maximum value of the reverse voltage of power electric valves.

It is shown that the maximum value of the voltage on the transistors of the switching link is equal to the value of the switching voltage at the moment of switching.

Proved equations for calculating the average value of the rectified voltage of a converter with one switching link and a converter with two. The calculations are illustrated by plotting the shape of the rectified voltage curves.

In the fifth section, in order to verify the obtained results of theoretical studies, schematic modeling of the modes of operation of the implementation variants of the

investigated converter was carried out. For this, the MicroCap12 circuit modeling system was used.

Research on the main energy characteristics of the compensating converter, namely the anticipatory adjustment angle α and the switching angle γ showed that with small delay angles of the supply of control pulses to the transistors of the switching link, the accuracy of the analytical calculation of these angles is higher than the accuracy of circuit modeling. This is explained by the fact that the shape of the switching voltage curve, which is formed by the model, is slightly different from the theoretical one.

In the main operating modes of the investigated variants of converters, the discrepancy between the results of the analytical calculation of the adjustment and commutation angles and their circuit modeling does not exceed 5%.

The study of the magnitude and shape of the switching voltage proved that, with the constant load current, they can be changed by adjusting the timing of the control pulses to the transistors of the switching circuit or by changing the capacitance of the phases of the switching capacitors.

For the first time, the issue of changing the efficiency indicators (K_{ef}) of the use of a capacitor bank due to the adjustment of the moment of supply of control pulses to the transistors of the switching link was investigated. It is shown that matching the capacitance of the capacitors of the switching link and the choice of the moment of supplying the control pulses to the transistors can increase the efficiency of the use of capacitors by almost two times.

The following modes of operation of the three-phase bridge compensating converter were identified, in which the power electric valves come into operation repeatedly. The reason for this is the corresponding value and shape of the switching voltage curve.

The results of the work were implemented in the educational process at the National Technical University of Ukraine "Ihor Sikorskyi Kyiv Polytechnic Institute" to improve lecture courses and update cycles of laboratory work from the courses "Fundamentals of Field Theory" and "Energy Efficiency of Processes in Electrotechnological Complexes" and in Department 15 "Transistor Converters" » of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine.

Further implementation of the results of the dissertation is recommended at non-ferrous metallurgy enterprises and chemical industries.

Key words: rectifier, energy efficiency, electromagnetic processes, semiconductor element, voltage and current, reactive energy, electromagnetic compatibility, higher current and voltage harmonics, compensation rectifier, algorithm, mathematical modeling, modeling, capacitance, commutator, commutation voltage.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ.....	16
ВСТУП.....	17
РОЗДІЛ 1. КОМПЕНСАЦІЙНІ ТА КОМПЕНСОВАНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ. РОЗРОБКИ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ.....	23
1.1 Вимоги до створення	23
1.2 Стан та рівень розробок перетворювачів компенсаційного типу іншими авторами.....	29
1.2.1 Компенсаційні випрямлячі.....	31
1.2.2 Компенсовані випрямлячі	35
1.2.3 Багаторівневе джерело напруги.....	36
1.3 Трифазний мостовий компенсаційний перетворювач	38
Висновки до розділу 1	40
РОЗДІЛ 2. УМОВИ ПЕРЕЗАРЯДУ КОНДЕНСАТОРІВ КОМУТУЮЧОЇ ЛАНКИ..	41
2.1 Дослідження процесу перезаряду конденсаторної батареї при одинарній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки.....	42
2.1.1 Регулювання у межах роботи СЕВ своєї фази.....	46
2.1.2 Регулювання у межах роботи СЕВ наступної фази	50
2.1.3 Регулювання у межах роботи СЕВ попередньої фази	51
2.2 Дослідження процесу перезаряду при подвоєній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки	53
2.3 Дослідження процесу перезаряду при більш високій частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки	60
2.4 Вплив протяжності комутаційного процесу на форму струму фаз конденсаторної батареї та величину і форму комутуючої напруги.....	65
Висновки до розділу 2	68
РОЗДІЛ 3. ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПРОЦЕСИ У ТРИФАЗНОМУ МОСТОВОМУ КОМПЕНСАЦІЙНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ.....	69
3.1 Комутаційний процес у некомпенсаційній частині перетворювача.....	69
3.2 Комутаційний процес у компенсаційній частині перетворювача.....	71

3.2.1 Комутаційний процес при частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки, що дорівнює частоті мережевої напруги	72
3.2.2 Комутаційний процес при подвоєній та чотирикратній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки	75
3.2.3 Комутаційний процес при восьмикратній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки	78
3.2.4 Узагальнене рівняння струму комутації силових електричних вентилів мостового компенсаційного перетворювача	80
3.3 Напруга конденсаторів комутуючої ланки – комутуюча напруга	81
3.3.1 Комутуюча напруга при частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки, що дорівнює частоті мережевої напруги	81
3.3.2 Комутуюча напруга при підвищеній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки	87
3.4 Узагальнений вираз початкового значення комутуючої напруги.....	92
3.5 Кути регулювання і комутації.....	93
3.6 Граничні режими роботи трифазного мостового компенсаційного перетворювача	96
Висновки до розділу 3	98
РОЗДІЛ 4. ТЕХНІЧНА ХАРАКТЕРИСТИКА СИЛОВОГО ОБЛАДНАННЯ ДОСЛІДЖУВАНОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА	99
4.1 Перетворювальний трансформатор.....	99
4.2 Конденсатори комутуючої ланки	102
4.3 Силові електричні вентиля.....	102
4.3.1 Трифазний мостовий компенсаційний перетворювач з однією комутуючою ланкою	102
4.3.2 Трифазний мостовий компенсаційний перетворювач з двома комутуючими ланками.....	111
4.4 Транзистори комутуючої ланки.....	111
4.4.1 Регулювання транзисторів комутуючої ланки у межах роботи силових електричних вентилів своєї фази при одинарній частоті (режим 1).....	112
4.4.2 Регулювання транзисторів комутуючої ланки у межах роботи силових електричних вентилів наступної фази при одинарній частоті (режим 2)	113
4.4.3 Регулювання транзисторів комутуючої ланки імпульсами подвоєної частоти (режим 3).....	114

4.4.4 Регулювання транзисторів комутуючої ланки імпульсами чотирикратної частоти (режим 4).....	115
4.5 Випрямлена напруга	117
4.5.1 Трифазний мостовий компенсаційний перетворювач з однією комутуючою ланкою	117
4.5.2 Трифазний мостовий компенсаційний перетворювач з двома комутуючими ланками.....	127
Висновки до розділу 4	132
РОЗДІЛ 5. МОДЕЛЮВАННЯ РЕЖИМІВ РОБОТИ ТРИФАЗНОГО МОСТОВОГО КОМПЕНСАЦІЙНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА	133
5.1 Особливості побудови схемотехнічних моделей та вибір параметрів їх елементів	133
5.2 Моделювання режимів роботи варіантів трифазного мостового компенсаційного перетворювача.....	137
5.2.1 Кути регулювання і комутації	139
5.2.2 Комутуюча напруга	148
5.2.3 Зворотна напруга на силових електричних вентилях компенсаційної частини перетворювача	152
5.2.4 Випрямлена напруга	155
Висновки до розділу 5	158
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	160
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	163
ДОДАТОК А. ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОЦЕСУ ПЕРЕЗАРЯДУ ПРИ ПІДВИЩЕНІЙ ЧАСТОТІ ІМПУЛЬСІВ КЕРУВАННЯ ТРАНЗИСТОРАМИ КЛ.....	173
ДОДАТОК Б. КОМУТУЮЧА НАПРУГА ПРИ ПІДВИЩЕНІЙ ЧАСТОТІ ІМПУЛЬСІВ КЕРУВАННЯ ТРАНЗИСТОРАМИ КЛ.....	178
ДОДАТОК В. АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ І ВИКОРИСТАННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ	186

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ

(в алфавітному порядку)

ЕРС – електрорушійна сила;

КБ – конденсаторна батарея;

ККД – коефіцієнт корисної дії;

КЛ – комутуюча ланка;

КН – комутуюча напруга;

ПЄК – пристрій ємнісної комутації;

ПЗП – пристрій захисту від комутаційних перенапруг;

ТЗР – трифазний зрівноважувальний реактор;

СЕВ – силовий електричний вентиль;

С – ємність фази комутуючих конденсаторів;

IGBT – біполярний транзистор з ізольованим затвором (англ. isolated gate bipolar transistor);

VD – силовий електричний вентиль;

VT – транзистор комутуючої ланки;

α – випереджаючий кут регулювання;

γ – кут комутації;

E_m – амплітуда фазної ЕРС вторинної обмотки перетворювального трансформатора;

I_d – випрямлений струм;

U_d – випрямлена напруга;

Θ – затримка моменту включення транзистора КЛ;

x_γ – індуктивний опір фази перетворювального трансформатора, приведені до його вторинної обмотки;

ω_{0*} – нормовані значення власної частоти контуру комутації.

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження. Негативні аспекти впливу технологічних споживачів електроенергії з керованими статичними перетворювачами на мережу живлення добре вивчені. Однак жорсткі стандарти енергокористування, що вводяться в багатьох країнах світу, надають цій проблемі особливої значущості, оскільки штрафні санкції за порушення якості електроспоживання практично виключають застосування перетворювальних установок, що негативно впливають на електричну мережу.

При застосуванні живлення споживачів від напівпровідникових перетворювачів порушується електромагнітна сумісність за рахунок несинусоїдності споживаного з мережі струму. При цьому відбувається генерування в мережу вищих, субгармонічних і спотворюючих складових, а в ряді випадків утруднений або неможливий двосторонній обмін енергією з мережею живлення.

Тому існує зацікавленість у розробці та дослідженні нових технічних рішень щодо перетворювачів електричної енергії з підвищеними енергетичними характеристиками та прийнятним рівнем електромагнітної сумісності з мережею живлення. Свідченням цього є інформація щодо подібних розробок, які ведуться як у далекому [2], [3], так і у близькому зарубіжжі. Вітчизняні вчені також мають досягнення у розробці і дослідженні перетворювачів компенсаційного типу. Вагомі здобутки мають науковці Інституту електродинаміки НАН України. Так у публікаціях [4] – [6] наведені результати дослідження електромагнітних процесів у схемі мостового перетворювача з двома комутуючими ланками, де у якості комутатора використовується трифазна група тиристорів.

Комутуюча ланка перших з розроблених у Київському політехнічному інституті компенсаційних перетворювачів (пристроїв попереднього покоління) складалася з трифазної конденсаторної батареї і трифазного зрівноважувального реактора (ТЗР). Він був громіздким, високовартісним елементом з суттєвими втратами електричної енергії. Функціонально ТЗР, як пасивний елемент перетворювача, ділив його випрямлений струм на три однакові частини,

забезпечуючи перезаряд конденсаторної батареї без можливості зміни ні величини, ні форми комутуючої напруги.

Серед пристроїв енергетичної електроніки великої потужності, які працюють у режимі випрямляча, досить поширеними є ті, дія яких ґрунтується на застосуванні трифазної мостової схеми. Вона має багато переваг перед більшістю відомих в енергетичній електроніці схем, але не позбавлена й недоліків. Основний з них полягає у тому, що навіть при діодній реалізації і роботі у режимі випрямляча, вона має невисокий коефіцієнт потужності за рахунок некомпенсованої потужності комутаційного процесу.

Відомо, що спроби підвищення енергетичних характеристик трифазного мостового перетворювача мали місце. Але вони не знайшли практичного застосування через невисоку енергетичну ефективність технічних рішень.

Сучасний розвиток напівпровідникової елементної бази перетворювальної техніки дозволяє вирішити проблему перезаряду конденсаторної батареї у компенсаційному перетворювачі без застосування трифазного зрівноважувального реактора. Застосування замість ТЗР трифазної групи повністю керованих приладів (наприклад, IGBT – транзисторів), дозволяє не лише забезпечити перезаряд конденсаторів комутуючої ланки, а й зробити його керованим. Можливі варіанти переводу трифазного мостового перетворювача у компенсаційний режим досліджуються у дисертаційній роботі.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертаційна робота виконана відповідно до розділів державної бюджетної НДР «Методи та засоби підвищення ресурсу та електротехнологічної ефективності промислових індукційних установок виготовлення надчистої мідної катанки» (№ДР 0121U111713) та ініціативних НДР «Перетворювачі електричної енергії з покращеними енергетичними характеристиками» (№ ДР 0123U102073) і «Моделювання перехідних процесів у електричних колах з напівпровідниковими комутаторами» (ДР 0118U000533), де автором проведені дослідження електромагнітних процесів перетворювачів, які застосовані для живлення технологічних споживачів.

Мета і задачі наукового дослідження. Метою дисертаційної роботи є розвиток теорії електромагнітних процесів у засобах силової електроніки для створення нових та удосконалення існуючих перетворювальних пристроїв з підвищеними енергетичними характеристиками та покращеними масо-габаритними показниками.

Для досягнення поставленої мети у роботі вирішені наступні наукові задачі:

- обґрунтована актуальність застосування та дослідження нового покоління перетворювачів електричної енергії компенсаційного типу;
- досліджено особливості формування комутаційної напруги залежно від режимів роботи перетворювача, технічної характеристики комутуючої ланки та частоти імпульсів керування її транзисторами;
- досліджено електромагнітні процеси у трифазному мостовому компенсаційному перетворювачі і доведене узагальнене рівняння струму комутації силовими електричними вентилями, що охоплює режими роботи при різній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки та зсуву моменту включення транзисторів відносно інтервалу роботи вентилів;
- досліджено особливості умов роботи обладнання досліджуваних варіантів реалізації перетворювача;
- досліджена величина і форма випрямленої напруги у різних режимах роботи перетворювачів за обома варіантами їх реалізації;
- здійснено математичне і схемотехнічне моделювання режимів роботи варіантів перетворювача і зіставлено отримані результати з результатами теоретичних досліджень і аналітичних розрахунків.

Об'єкт дослідження – електромагнітні процеси у трифазному мостовому компенсаційному перетворювачі та особливості умов роботи його обладнання.

Предмет дослідження – енергетичні і технічні характеристики трифазного мостового компенсаційного перетворювача в залежності від режимів його роботи та схемотехнічної реалізації.

Методи дослідження. Аналіз електромагнітних процесів виконано на базі теорії диференціальних рівнянь з використанням аналітичних і чисельних методів. Формування повних систем рівнянь здійснено на основі електротехнічних законів, а алгоритм комутації використано як механізм формування незмінної структури при різних комутаційних ситуаціях. Комутаційні співвідношення, алгоритм комутації та алгоритм розв'язку систем нелінійних рівнянь використано для визначення кутів регулювання та комутації.

Наукова новизна одержаних результатів:

- вперше доведено властивість компенсаційних перетворювачів нового покоління, яка полягає у можливості зміни не лише величини, а й форми комутуючої напруги, залежно від зсуву у часі між моментом вступу в роботу діодів компенсаційної частини перетворювача і транзисторів його комутуючої ланки та частоти імпульсів керування останніми, що дозволяє визначити усі режимні і параметричні характеристики перетворювача та забезпечує максимально можливу енергоефективність функціонування перетворювача відповідно до вимог технологічного процесу електроживлення;
- вперше доведене нове узагальнене рівняння струму комутації та отримано невідомий раніше узагальнений вираз для розрахунку величини комутуючої напруги в момент початку комутації силових електричних вентилів, які у сукупності складають основу нової математичної моделі досліджуваних варіантів перетворювача, що забезпечує розрахунок його енергетичних характеристик з високою точністю;
- вперше доведено, що у основних режимах роботи досліджуваних варіантів реалізації перетворювачів нового покоління, максимальне значення зворотної напруги на силових електричних вентилях компенсаційної частини не перевищує лінійної напруги вторинної обмотки перетворювального трансформатора, що дозволяє спростити процес розрахунку величини зворотної напруги силових електричних вентилів;

- вперше доведена можливість підвищення ефективності використання конденсаторної батареї комутуючої ланки за рахунок узгодження моменту подачі імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки з вимогами щодо регулювання технологічного процесу електроживлення, що зменшує потужність конденсаторної батареї, спрощує і здешевлює перетворювач, покращує його масо-габаритні показники без негативного впливу на енергетичні та технологічні характеристики.

Практичне значення отриманих результатів. Методика дослідження електромагнітних процесів у варіантах реалізації трифазного мостового компенсаційного перетворювача, яка застосована у дисертаційній роботі, має високий рівень узагальнення і може бути розповсюджена на аналіз процесів у інших варіантах компенсаційних перетворювачів нового покоління.

Результати дисертаційної роботи використовуються у навчальному процесі в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського» та Інституті електродинаміки НАН України, що підтверджується відповідними довідками.

Особистий внесок здобувача. Усі висновки теоретичних досліджень, формулювання найбільш суттєвих наукових положень та експериментальна перевірка усіх нових результатів, які складають основний зміст дисертаційної роботи, отримані автором самостійно. До них відносяться: обґрунтування доцільності застосування принципово нових видів пристроїв силової електроніки у новому поколінні компенсаційних перетворювачів; створення математичної моделі варіантів схемної реалізації досліджуваного перетворювача на основі узагальненого рівняння струму комутації та узагальненого рівняння початкового значення комутуючої напруги; отримані співвідношення для розрахунку кутів регулювання та комутації і запропоновано удосконалену методику їх розв'язку; досліджено особливості умов роботи обладнання варіантів реалізації досліджуваного перетворювача і створено його схемотехнічну модель.

У наукових працях, написаних у співавторстві, дисертанту належать: [1], [4] – особливості формування комутуючої напруги при підвищеній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки та можливість звстосування

запропонованої методики при дослідженні інших технічних рішень стосовно компенсаційних перетворювачів нового покоління; [2], [5] – удосконалення методики дослідження за рахунок узагальнення процесів у різних режимах роботи і, як наслідок, отримання узагальненого рівняння комутації узагальнення методики дослідження електромагнітних процесів у компенсаційних перетворювачах нового покоління та доведення можливості застосування методики при дослідженні електромагнітних процесах у інших технічних рішеннях стосовно компенсаційних перетворювачів; [3] – вплив величини і форми комутуючої напруги на максимальне значення зворотної напруги на силових електричних вентилях компенсаційної частини варіантів реалізації досліджуваного перетворювача та отримання рівнянь для розрахунку максимального значення величини зворотної напруги; [6] – аналіз факторів, які впливають на енергетичні характеристики досліджуваного перетворювача.

Апробація результатів дисертації. Основні результати дисертаційної роботи, її основні положення і висновки доповідались і обговорювались на Міжнародних науково-технічних конференціях: 2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), 2022 IEEE 3 rd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), 2023 IEEE 4 th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek) а також науково-технічній конференції молодих учених, аспірантів і студентів «Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики» (м.Київ, 2021 р, 2022 р, 2023 р).

Структура і обсяг дисертації. Дисертація складається зі змісту, переліку умовних позначень та скорочень, вступу, 5-ти розділів, загальних висновків, списку використаних джерел зі 96 найменувань та 3 додатків. Загальний обсяг роботи складає 187 сторінки, у тому числі 146 сторінок основного тексту. Дисертація ілюстрована 87 рисунками та 13 таблицями за текстом.

РОЗДІЛ 1. КОМПЕНСАЦІЙНІ ТА КОМПЕНСОВАНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ. РОЗРОБКИ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ

1.1 Вимоги до створення

Негативні аспекти впливу технологічних споживачів електроенергії з керованими статичними перетворювачами на мережу живлення добре вивчені. Однак жорсткі стандарти енергокористування, що вводяться в багатьох країнах світу, надають цій проблемі особливої значущості, оскільки штрафні санкції за порушення якості електроспоживання практично виключають застосування перетворювальних установок, що забруднюють мережу [43], [50], [65].

При застосуванні живлення споживачів від напівпровідникових перетворювачів порушується електромагнітна сумісність за рахунок несинусоїдності споживаного струму з мережі. При цьому відбувається генерування в мережу вищих, субгармонічних і спотворюючих складових, а в ряді випадків утруднений або неможливий двосторонній обмін енергією з мережею живлення.

Цей негативний вплив обумовлено двома взаємопов'язаними факторами: неідеальністю і, в першу чергу, неповною керованістю силових ключів, що використовуються, а також недосконалістю використовуваних алгоритмів.

Досягнення сучасної силової та інформаційної електроніки дозволяють подолати ці недоліки за рахунок застосування сучасних силових MOSFET та IGBT транзисторів, GTO та IGCT тиристорів, а також впровадження мікропроцесорних систем безпосереднього цифрового управління [17], [37] – [40].

Разом з тим, у галузі створення подібного роду пристроїв існує низка проблем і, перш за все, пов'язаних з пошуком найбільш доцільної конструкції випрямляча, що керується. Існуючі схеми, як правило, ускладнені наявністю громіздких і часто малоефективних механізмів захисту від комутаційних перенапруг. Це особливо важливо при застосуванні швидкодіючих модуляторів для технологічного процесу зварювання на базі випрямлячів з потужними транзисторами типу IGBT. Час вимкнення цих вентилів на порядок менший за тиристорів і тому поряд з вирішенням

питань щодо створення швидкодіючих випрямлячів необхідно вирішити і проблему зниження перенапруг на вентилях при перериванні струму в колі навантаження.

Вибір елементної бази перетворювачів аналізованого класу здійснюється з урахуванням потужності, що перетворюється. Силові кола керованих тиристорних перетворювачів з ємнісною комутацією повинні містити, як правило, три функціональні частини: тиристорний випрямляч, пристрій ємнісної комутації (ПЄК) та пристрій захисту від комутаційних перенапруг (ПЗП). ПЄК служить для переривання струму, що протікає через тиристори, в результаті чого досягається ефект двоопераційного управління перетворювачем [59] – [61], [72]. Удосконалення конденсаторної комутації відбувається у напрямку відділення кіл комутації від навантаження, що забезпечує інваріантність процесів переривання струму силових електричних вентилів від параметрів і процесів кола випрямленого струму. Одночасно існує тенденція до зменшення необхідної ємності комутуючих конденсаторів шляхом створення таких ПЄК, в яких вона визначається лише часом відновлення запірних властивостей тиристорів. Все це сприяє покращенню регульовальних властивостей перетворювачів, а також робить їх зовнішні характеристики жорсткішими та лінійнішими з високою добротністю та власною частотою порядку кількох КГц. Такі ПЄК забезпечують надійне та практично миттєве вимкнення силових тиристорів у будь-якій частині діапазону регулювання за будь-якої допустимої величини струму, що проходить. Зменшення часу виключення тиристорів, що випускаються, а також поява конденсаторів нових типів сприяли зменшенню масогабаритних показників цих пристроїв, які на даному етапі часто бувають незадовільними [58], [62], [68].

Область застосування пристроїв конденсаторної комутації не обмежується пристроями, що виконуються на одноопераційних тиристорах. Перспективним напрямом їх використання є комбіноване вимкнення двоопераційних тиристорів, які з метою збільшення потужності комутації і зменшення часу вимкнення дуже доцільно проводити як з боку керуючого входу цих приладів, так і одночасно шляхом зміни знаку анодної напруги.

У транзисторних схемах застосування конденсаторів може забезпечити плавне примусове переведення струму навантаження під час комутації з фази з більшою напругою у фазу з меншою напругою мережі. Це полегшує умови роботи транзисторних ключів у схемах випрямлення.

Прагнення зменшити ємність комутуючих конденсаторів у тиристорних перетворювачах спричиняє необхідність розробки ефективних пристроїв захисту від комутаційних перенапруг. Такі ПЗП стають обов'язковою частиною як тиристорних, а й дедалі потужніших транзисторних схем, що зумовлює актуальність зазначеної проблеми.

Призначенням ПЗП є виведення з контуру комутації фазних струмів надлишку електромагнітної енергії, що виділяється на індуктивних елементах у момент замикавання вентилів. Слід зазначити, що досі найбільше застосування знаходять ПЗП, які працюють за принципом розсіювання енергії, запозиченому з практики перетворювачів з природною комутацією вентилів.

Однак, через несумірність енергій, що виділяються в умовах природної та ємнісної комутації, в останньому випадку ККД перетворювача різко зменшується. Існуючі варіанти ПЗП ґрунтуються на застосуванні полярних фільтрових конденсаторів, що підключаються паралельно до входу перетворювача.

Недоліком такого підключення конденсаторів є односторонність передачі енергії, що веде до заповнення її в полі фільтрового конденсатора [63]. Щоб уникнути перенапруг в даний час встановлюють у перетворювачах ємності. Застосувавши нові схемні рішення, з'явилася можливість забезпечення двостороннього обміну енергією фільтра з контуром комутації.

Сучасні тенденції стосовно динаміки зміни вартості енергії зрозумілі – вартість енергії навряд чи знижуватиметься. Один із секретів сучасної економіки полягає в тому, що висока вартість енергії не тільки сповільнює зростання обсягів її споживання, а й певною мірою стимулює інвестиції у підвищення ефективності використання енергії. Силі електронні пристрої дозволяють підняти ефективність використання електроенергії до 40 %, що сприяє як стрімкому зростанню цілої галузі промисловості, так і зниженню впливу високої собівартості електроенергії [65].

Комутуюча ланка перших з розроблених у Київському політехнічному інституті компенсаційних перетворювачів, які є класичним представником перетворювачів з ємнісною комутацією, складалася з трифазної конденсаторної батареї і трифазного зрівноважувального реактора (ТЗР). Приклад комплектації нульового компенсаційного перетворювача такою комутуючою ланкою наведено на схемі рис. 1.1 [7]. Така ж комутуюча ланка застосовувалася і в інших компенсаційних перетворювачах нульового типу, реалізованих за більш складними схемами, складовою яких була схема рис. 1.1.

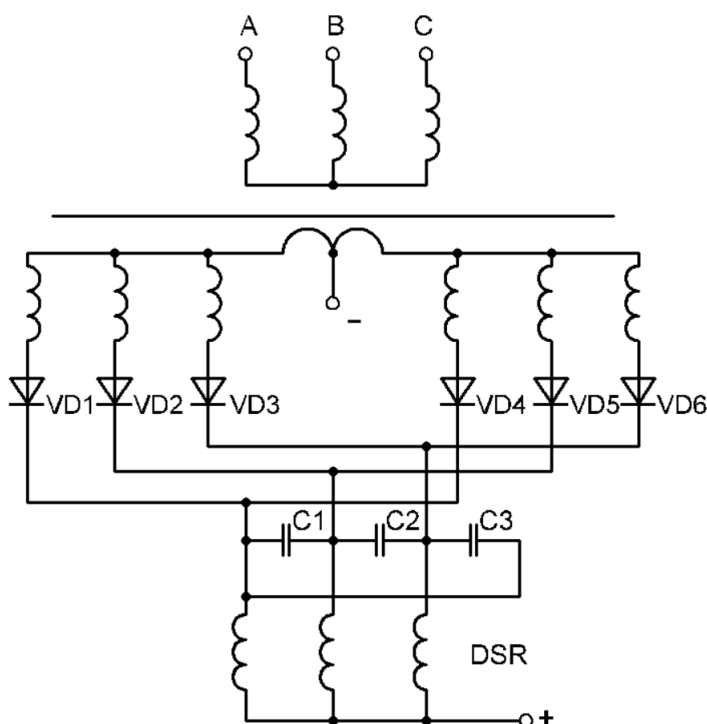


Рисунок 1.1 – Схема нульового компенсаційного перетворювача

У своїх роботах відомі вчені І.М. Чиженко, В.С. Руденко, В.І. Сенько стосовно перетворювача за схемою рис. 1.1 відмічали, що він знайшов промислове впровадження як випрямляч, здатний генерувати у мережу реактивну енергію.

Особливістю схемотехнічної реалізації такого перетворювача є те, що він складається з двох паралельно з'єднаних компенсаційних перетворювачів, які, відносно спільної для них трифазної конденсаторної батареї, є джерелами струму прямокутної форми, зсунутих за фазою на половину періоду напруги мережі живлення (рис. 1.2). Якщо у трифазному компенсаційному випрямлячі і у випрямлячі за схемою рис. 1.1 потрібно отримати один і той же випереджаючий кут регулювання,

то це можливо за умови однакової максимальної напруги (комутуючої напруги) на конденсаторах [9], [10].

Але у перетворювачі за схемою рис. 1.1 струм і напруга удвічі за частотою більші. Тому і коефіцієнт використання конденсаторної батареї збільшується.

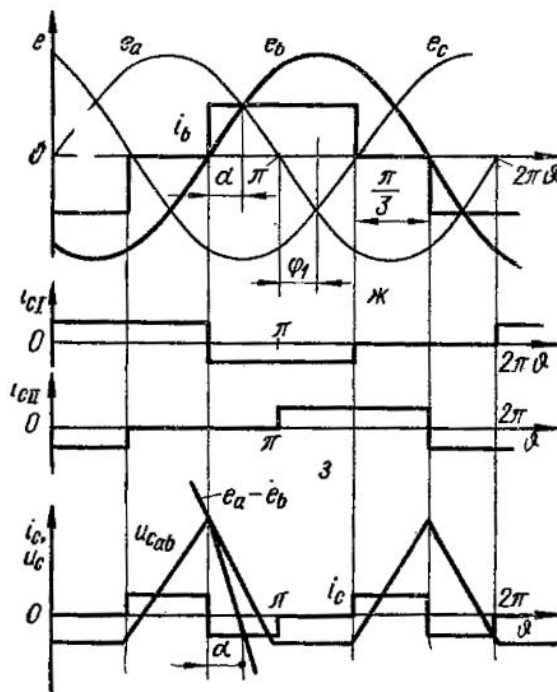


Рисунок 1.2 – Форма струму конденсаторів і комутуючої напруги у нульовому компенсаційному перетворювачі

Інший варіант реалізації компенсаційних перетворювачів, який отримав назву «каскадний», трифазного зрівноважувального реактора не містив. Його комутуюча ланка складалася лише з трифазної конденсаторної батареї. Як приклад, на рис. 1.3 наведена схема дванадцятипульсного каскадного компенсаційного перетворювача.

Не складно помітити, що наведена на рис. 1.3 схема є послідовним з'єднанням двох нульових компенсаційних випрямлячів (рис. 1.1). Вони з'єднані між собою в точках підключення КЛ, яка складається з трифазного зрівноважувального реактора (зображений штриховими лініями) і трифазної батареї комутуючих конденсаторів. Струми від двох послідовно з'єднаних випрямлячів проходять по фазам трифазного зрівноважувального реактора зустрічно і у випадку їх рівності, взаємно компенсуються. Тому необхідність у використанні ТЗР (доволі громіздкої частини

перетворювача) відпадає. У цьому і полягає суттєва перевага каскадних компенсаційних перетворювачів перед перетворювачами нульового типу [11] – [13].

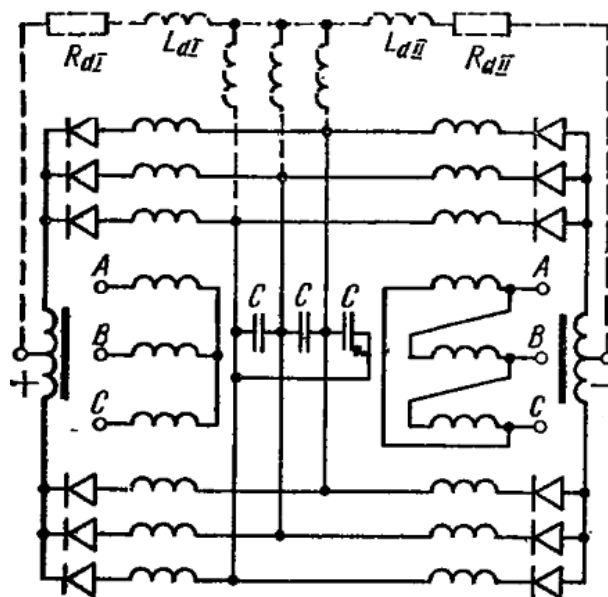


Рисунок 1.3 – Схема дванадцятипульсного каскадного компенсаційного перетворювача

Електромагнітні властивості каскадних компенсаційних перетворювачів суттєво не відрізняються від властивостей нульових компенсаційних перетворювачів, про що свідчать часові діаграми на рис. 1.4. До позитивних якостей дванадцятипульсного каскадного перетворювача можна віднести відсутність в мережі змінного струму при будь-яких режимах його роботи п'ятої та сьомої вищих гармонік [13].

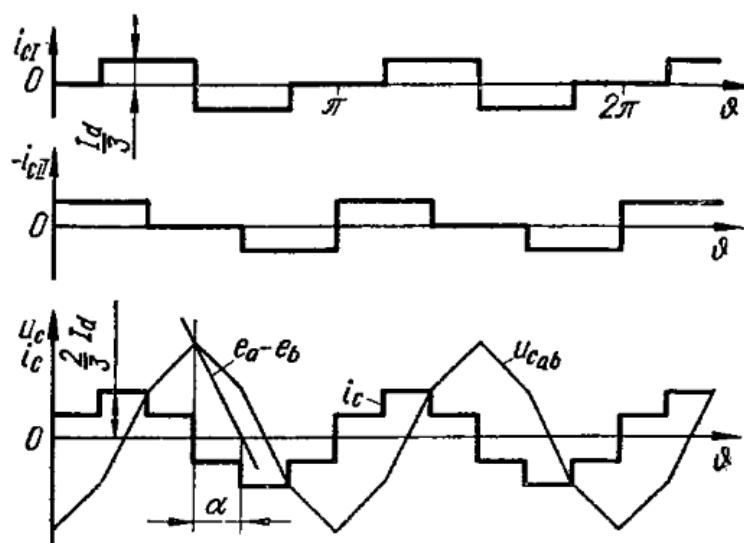


Рисунок 1.4 – Часові діаграми каскадного компенсаційного перетворювача

Комутація струму силовими електричними вентилями компенсаційного перетворювача має свою особливість. Вона полягає у тому, що комутаційний процес здійснюється не лише за рахунок електрорушійних сил (ЕРС) вторинних обмоток перетворювального трансформатора. Іншою складовою цього процесу є комутуюча напруга, тобто напруга, яка створюється в результаті перезаряду конденсаторів комутуючої ланки складовими струму навантаження та комутації. З цієї причини деякі дослідники таку комутацію називають штучною [26], [33]. Ми вважаємо цей термін не зовсім вдалим. Комутаційний процес у компенсаційному перетворювачі також є природним, але більш складним та варіативним. Він залежить від схеми компенсаційного перетворювача, конструктивного виконання комутуючої ланки, способу підключення її до силових електричних вентилів та алгоритму керування останніми. При цьому у деяких випадках перетворювач здатний лише компенсувати власну реактивну енергію, і тоді він є швидше не компенсаційним, а компенсованим. Компенсаційним доцільно вважати такий перетворювач електричної енергії, який здатний не лише компенсувати власну реактивну енергію а й, у разі необхідності, генерувати реактивну енергію у мережу [21], [29], [25].

1.2 Стан та рівень розробок перетворювачів компенсаційного типу іншими авторами

Енергозбереження (або раціоналізація виробництва, розподілу і використання всіх видів енергії) стало в останні роки одним з пріоритетних напрямків технічної політики у всіх розвинених країнах світу. Енергозбереження в будь-якій формі зводиться до зниження марних витрат енергії.

Аналіз структури втрат в сфері виробництва, розподілу і споживання електроенергії показує, що їх основна складова (до 90%) приходить на сферу споживання.

Силова електроніка є перспективною областю техніки, що інтенсивно розвивається. Так, наприклад, на думку провідних експертів, « ... у ХХІ сторіччі дві технології матимуть найбільше значення – комп'ютери і силова електроніка з електроприводом». Перша буде виконувати функцію розуму, а інша – м'язів. При

цьому фахівці з силової електроніки вважають, що основним чинником її розвитку є ефективність використовуваних електронних ключів. По суті, етапи розвитку силової електроніки визначаються принциповими досягненнями у технологіях силових ключів [30] – [32].

За останнє десятиліття суттєво розширилася сфера застосування силових електронних пристроїв у електроприводі. Для керування двигунами постійного струму найбільш широко використовуються імпульсні регулятори постійного струму, виконані за схемою чотириквadrантного перетворювача. Такі схеми дають можливість керувати режимами роботи двигуна, зміною числа його оборотів, напрямку обертання, динамічною зміною числа його оборотів, напрямку обертання, динамічного гальмування з рекуперацією енергії в первинне джерело та ін.

При всьому різноманітті реалізацій, в електроприводі здійснюється один і той же фундаментальний фізичний процес – електромеханічне перетворення енергії. Або електрична енергія перетворюється в механічну роботу, чи за рахунок механічної роботи виробляється електрична енергія. Це завжди відбувається в конкретному матеріальному середовищі і завжди частина енергії при цьому втрачається [32].

Тому в сучасних умовах особливе значення набуває вирішення комплексу питань, пов'язаних з енергозбереженням, оскільки, з одного боку, особливо гостро постала проблема економії електроенергії і з іншого - з'явилися реальні можливості її ефективного вирішення, ураховуючи особливості споживача.

У електротехнологічних комплексах, що складаються з перетворювача електричної енергії і споживача, підвищення енергоефективності можна домогтися двома основними способами:

- шукати нові науково-технічні і конструктивні рішення для обох компонентів комплексу, що забезпечують підвищення його ККД (тобто зниження втрат в процесі перетворення електричної енергії в механічну);

- шукати шляхи виконання технологічного процесу з меншими енерговитратами.

Перший шлях в електроенергетиці був вичерпаний до 90 років XX століття. Зрозуміло, що пошуки нових конструкцій (модернізацій) йдуть і в даний час, але при цьому в енергозбереженні можна виграти тільки одиниці або навіть частки відсотка.

Другий шлях полягає в реалізації раціонального способу перетворення енергії одного виду у корисну енергію іншого виду. Такі способи енергозбереження більш перспективні і результативні. Вони стають основними в XXI столітті [24], [46].

Розвиток силової напівпровідникової техніки і теорії дискретних систем дозволяє створювати високоефективні енергозберігаючі технології перетворення змінного струму в постійний струм для живлення технологічних установок.

В цьому випадку регульований випрямляч по відношенню до енергосистеми виконує роль споживача електроенергії, і його енергетичні показники в цьому випадку будуть визначати енергетику електротехнологічного комплексу. А шляхи підвищення його енергоефективності, які пропонуються різними ученими, з різних куточків світу, в основному полягають у використанні досягнень сучасної силової електроніки, наприклад використання IGBT транзисторів [20], [28].

Але простого використання сучасних силових елементів недостатньо, тому що при природній комутації, включення силових електричних вентилів будь-якого типу відбувається із затримкою на кут управління по відношенню точки природної комутації, тому недоліки, які були у звичайному мостовому випрямлячі, також залишаються. Це якраз і свідчить про необхідність реалізації нових технічних рішень.

1.2.1 Компенсаційні випрямлячі

Як зазначалося раніше, у технічній літературі інколи перетворювачі електричної енергії компенсаційного типу називають перетворювачами зі «штучною» комутацією. Управління такими перетворювачами можливе в області випереджаючих кутів ($-\pi \leq \alpha \leq 0$). На рис. 1.5 наведені часові графіки керування при випереджаючих кутах управління в катодній і анодній групах вентилів для компенсаційного перетворювача [19].

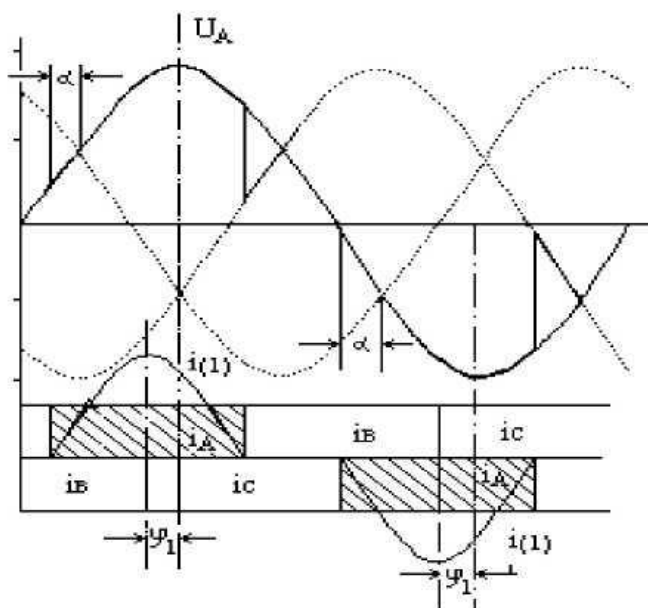


Рисунок 1.5 – Часові графіки при «штучній» комутації

При цьому такі перетворювачі перетворюються із споживача реактивної енергії індуктивного характеру на генератора реактивної енергії ємнісного характеру.

Останній етап в розвитку керованих вентильних перетворювачів зі «штучною» комутацією ознаменувався появою глибоко регульованих пристроїв, властивості яких роблять можливим застосування їх в широкій області техніки. Розробляючи перетворювач з «штучною» комутацією, в першу чергу доводиться вирішувати питання про комутуючий вузол [18].

У разі використання повністю керованих вентилів (IGBT, GTO, IGCT) це питання відпадає, але постає питання про обмеження перенапруг через великі швидкості зміни комутуваних струмів.

Час виключення цих вентилів на порядок менше часу вимикання тиристорів. Тому, поряд з вирішенням питань про створенню швидкодіючих випрямлячів, необхідно вирішити і проблему зниження перенапруг на вентилях при перериванні струму в ланцюзі навантаження.

Досягнення сучасної силової та інформаційної електроніки дозволяють подолати ці недоліки за рахунок застосування сучасних силових MOSFET і IGBT транзисторів, GTO і IGCT тиристорів, а також впровадження мікропроцесорних систем безпосереднього цифрового управління [15], [17], [18].

Схема мостового перетворювача на силових транзисторах зображена на рис. 1.6. Додатково даний перетворювач оснащений пристроєм, що складається з малопотужного некерованого випрямляча на діодах VD1-VD6, катодного $C_{\phi 1}$ і анодного $C_{\phi 2}$ фільтрів, допоміжних транзисторів VT7 і VT8 і діодів VD7 і VD8 [17].

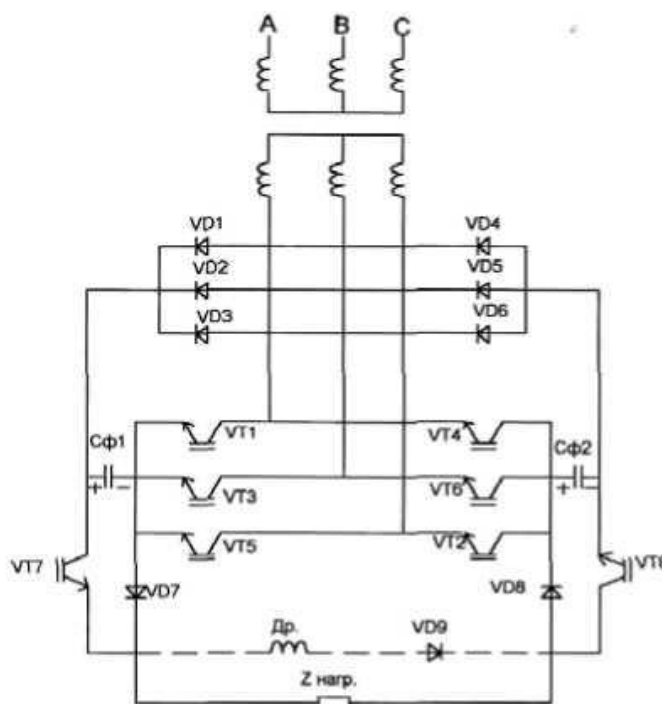


Рисунок 1.6 – Принципова схема одного із можливих варіантів реалізації компенсаційного перетворювача

Розглянемо роботу конденсаторного фільтра в режимах, коли його заряд під впливом струму фази, що виходить з роботи, чергуються з частковим розрядом струмом фази, що підключається.

Даний перетворювач містить групу силових повністю керованих вентилів (типів GTO, IGCT або IGBT) VT1, VT2, VT3, групу допоміжних малопотужних діодів VD1, VD2, VD3, полярний конденсатор фільтра C_{ϕ} , комутуючий вентиль VT7 і розділяючого діода VD7. Для того, щоб конденсатор почав розряджатися струмом який вступає в роботу фази, необхідно подати керуючий імпульс на включення силового вентиля цієї фази і одночасно на вентиль VT7 [17].

Переключення конденсатора в коло фази, що виходить з роботи, з метою його заряду, здійснюється шляхом виключення силового вентиля в цій фазі і одночасно

вентиля VT7. На некомутаційних інтервалах конденсатор виявляється поза контуром струму навантаження, не впливаючи на протікання процесів у схемі.

Економічність передачі електроенергії від джерела до споживача залежить від типу і технічних характеристик елементів споживача, а також від режимів роботи випрямного пристрою. Електричний перетворювач перетворює змінні, які характеризують інформацію, що надійшла на його вхід, до виду, необхідного для подальшого перетворення [16].

Для компенсаційних перетворювачів енергетичні показники за гармонійним складом і споживаною енергією описуються аналогічно системі рівнянь для керованих випрямлячів при природній комутації.

Різниця буде полягати лише у тому, що замість споживання реактивної енергії індуктивного характеру компенсаційні випрямлячі будуть генерувати реактивну енергію ємнісного характеру. Якщо цю енергію, що генерується, не споживати іншими установками, що мають активно-індуктивне навантаження, то вплив компенсаційних випрямлячів на мережу живлення буде точно таким же, як і випрямлячів з природною комутацією.

З аналізу роботи керованого випрямляча зі «штучною» комутацією випливає, що при зміні кутів управління α з метою зміни вихідної напруги, при відсутності споживачів реактивної енергії індуктивного характеру, енергетичні показники будуть повторювати показники випрямлячів з природною комутацією з тією лише різницею, що компенсаційні випрямлячі генерують реактивну енергію ємнісного характеру.

Ефективність застосування компенсаційних випрямлячів досягається за умови знаходження в безпосередній близькості споживачів реактивної енергії індуктивного характеру [23], [83].

Відмітимо також, що зображена на рис. 1.6 схема компенсаційного перетворювача є досить громіздкою і містить велику кількість електронних ключів, взаємодія яких між собою потребує чіткого узгодження [23], [27].

1.2.2 Компенсовані випрямлячі

На рис. 1.7 наведені часові графіки при комбінованому управлінні перетворювачем електричної енергії, коли, наприклад, катодна група працює з випереджаючими кутами регулювання, а анодна - в режимі природної комутації (відстаючі кути управління). Такі перетворювачі отримали назву «компенсовані випрямлячі».

При послідовному з'єднанні катодної і анодної груп силових електричних вентилів, при відповідному підборі кутів управління, відбувається взаємна компенсація споживаної реактивної енергії з мережі [34], [35], [83].

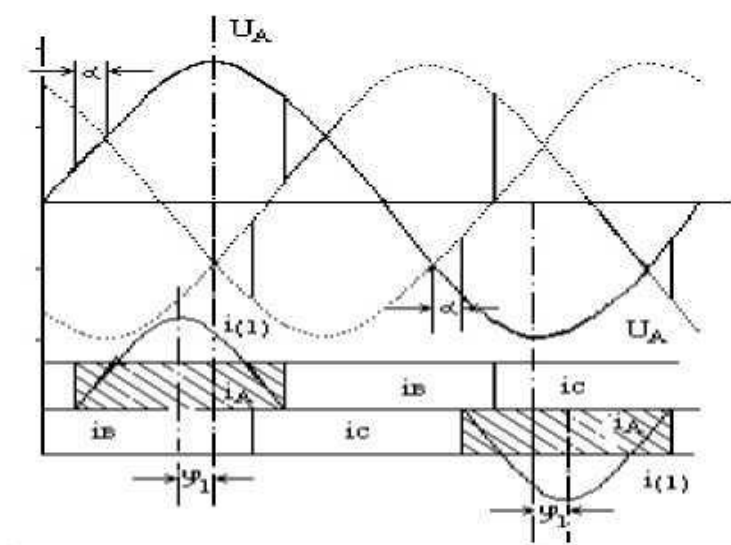


Рисунок 1.7 – Часові графіки при комбінованій системі управління

Компенсовані випрямлячі, на відміну від компенсаційних, мають тільки один пристрій ємнісної комутації в катодній чи анодній групі. Оснащення компенсованого перетворювача конденсаторним фільтром надає йому ряд нових властивостей.

Принцип роботи пристрою захисту від перенапруг, виключає накопичення енергії в конденсаторі, принципово повторює роботу одного з вузлів компенсаційного випрямляча [42], [47].

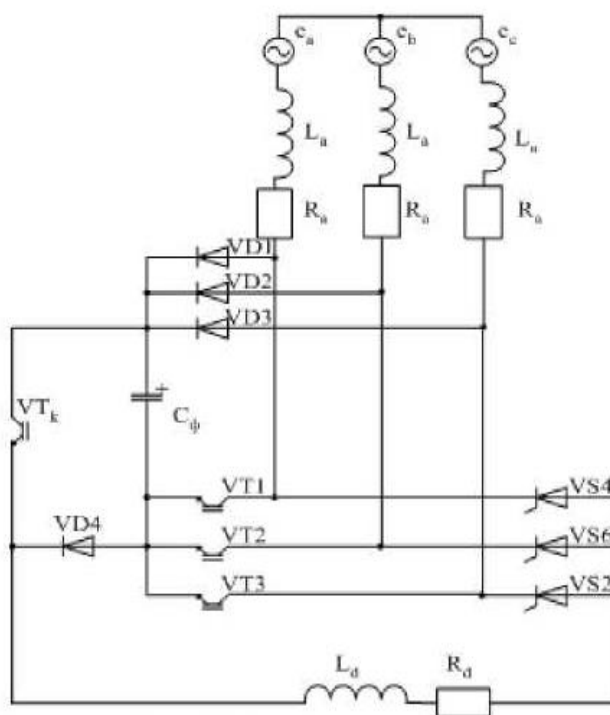


Рисунок 1.8 – Принципова схема компенсованого перетворювача

Наявність вищих гармонійних у складі змінного струму потужних вентильних перетворювачів, викликає несприятливий вплив на показники якості електроенергії. Ступінь цього впливу, в першу чергу, залежить від абсолютних величин гармонік струму вентильних перетворювачів [44], [51].

Показник впливу перетворювача на мережу електроживлення прийнято визначати через величину коефіцієнта спотворення, як і в звичайних схемах випрямлення, він характеризує абсолютні величини вищих гармонік струму [83].

У компенсованому перетворювачі величина коефіцієнта спотворення характеризує лише відносний вміст вищих гармонік, оскільки величина повного споживаного струму тут є також функцією кута управління. Це дозволяє вважати, що незважаючи на падаючий характер залежності $K_c = f(\alpha)$, робота компенсованого перетворювача в зарегульованому режимі не призведе до погіршення якості енергії, оскільки навантаження перетворювача зі збільшенням кута α знижується [36], [83].

1.2.3 Багаторівневе джерело напруги

Перші розроблені компенсаційні перетворювачі передбачалося застосовувати у передачах постійного струму [67]. Виходячи з цього, заслуговує на увагу Патент

США US8879291B2 – Multilevel voltage source converter. Схема винаходу зображена на рис. 1.9 [2].

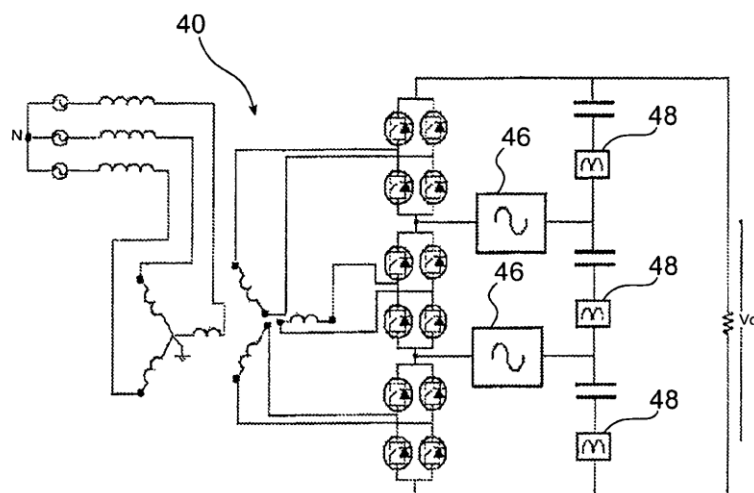


Рисунок 1.9 – Схема багаторівневого джерела напруги

Як зазначають автори, винахід призначений для використання в мережах високої напруги, передачах постійного струму і компенсації реактивної потужності.

Цей перетворювач усуває необхідність компенсації ємнісного ефекту навантаження, створюваного лінією передачі або кабелем, і знижує вартість кілометра ліній та/або кабелів, і таким чином стає економічно ефективним, коли потужність повинна бути перетворена і передається на велику відстань [2], [14].

Перетворення енергії змінного струму в енергію постійного струму також використовується в електромережах, коли необхідно з'єднати дві мережі змінного струму, що працюють на різних частотах. У будь-якій мережі передачі електроенергії перетворювачі потрібні кожному інтерфейсу між живленням змінного і постійного струму. Для досягнення ефекту необхідне перетворення енергії, і одну з таких форм перетворення здійснює багаторівневе джерело напруги [2], [49].

Контроль реактивної потужності, що забезпечується джерелом напруги, здійснюється на стороні змінного струму перетворювача. Практично це досягається збільшенням або зменшенням напруги постійного струму перетворювача для отримання реактивної потужності ємнісного або індуктивного характеру, відповідно.

Відмітимо, що запропоноване у винаході технічне рішення є досить цікавим, але своєрідним для практичного застосування.

1.3 Трифазний мостовий компенсаційний перетворювач

Розвиток силової напівпровідникової техніки і теорії дискретних систем дозволяє створювати високоефективні енергозберігаючі технології перетворення змінного струму в постійний струм для живлення технологічних установок.

В цьому випадку регульований випрямляч по відношенню до енергосистеми виконує роль споживача електроенергії, і його енергетичні показники в цьому випадку будуть визначати енергетику електротехнологічного комплексу.

Більшість сучасних потужних перетворювачів електричної енергії є трифазними і основу їх схемної реалізації складає трифазний мостовий перетворювач. Але трифазний мостовий перетворювач має недоліки. До них відносяться низький коефіцієнт потужності при діодній реалізації через наявність некомпенсованої реактивної потужності електромагнітного процесу комутації і також низький коефіцієнт потужності при тиристорній реалізації за рахунок наявності некомпенсованої реактивної потужності електромагнітного процесу комутації та неактивної потужності зсуву.

Для усунення недоліків, які були вказані вище, різними вченими, з різних куточків світу було запропонована низка рішень. В основному, це рішення полягало у використанні досягнень сучасної силової електроніки, наприклад, використання IGBT транзисторів.

Але простого використання сучасних силових елементів недостатньо, тому що при природній комутації, включення вентилів будь-якого типу відбувається із затримкою на кут управління по відношенню точки природної комутації. Тож недоліки, притаманні звичайному мостовому випрямлячу, при цьому також залишаються. Більш прогресивним є технічне рішення, що полягає у переведенні трифазного мостового випрямляча у компенсаційний режим роботи.

Питання щодо комплектації трифазного мостового перетворювача комутуючою ланкою (як на схемі рис. 1.1) не розглядалося. Основною перепорою була наявність трифазного зрівноважувального реактора, громіздкого, високовартісного елемента з суттєвими втратами електричної енергії. Для такого

високотехнологічного рішення, яким є трифазний мостовий перетворювач, застосування ТЗР скоріш за все було недоречним.

Сучасний розвиток напівпровідникової елементної бази перетворювальної техніки дозволяє вирішити проблему перезаряду конденсаторної батареї у компенсаційному перетворювачі без застосування трифазного зрівноважувального реактора. Останній є пасивним елементом комутуючої ланки і застосовується для поділу випрямленого струму перетворювача на три однакові частини. При цьому створюються шляхи для проходження струмів через фази конденсаторної батареї і перезаряду її. Напруга фаз конденсаторної батареї, яка є комутуючою напругою перетворювача, забезпечує компенсаційний режим його роботи.

Застосування замість трифазного зрівноважувального реактора трифазної групи повністю керованих приладів (наприклад, IGBT – транзисторів), які по суті є ключовим елементом, що дозволяє не лише забезпечити перезаряд конденсаторів комутуючої ланки, а й зробити його керованим. Можливі варіанти переводу трифазного мостового перетворювача у компенсаційний режим наведено на схемі рис. 1.10.

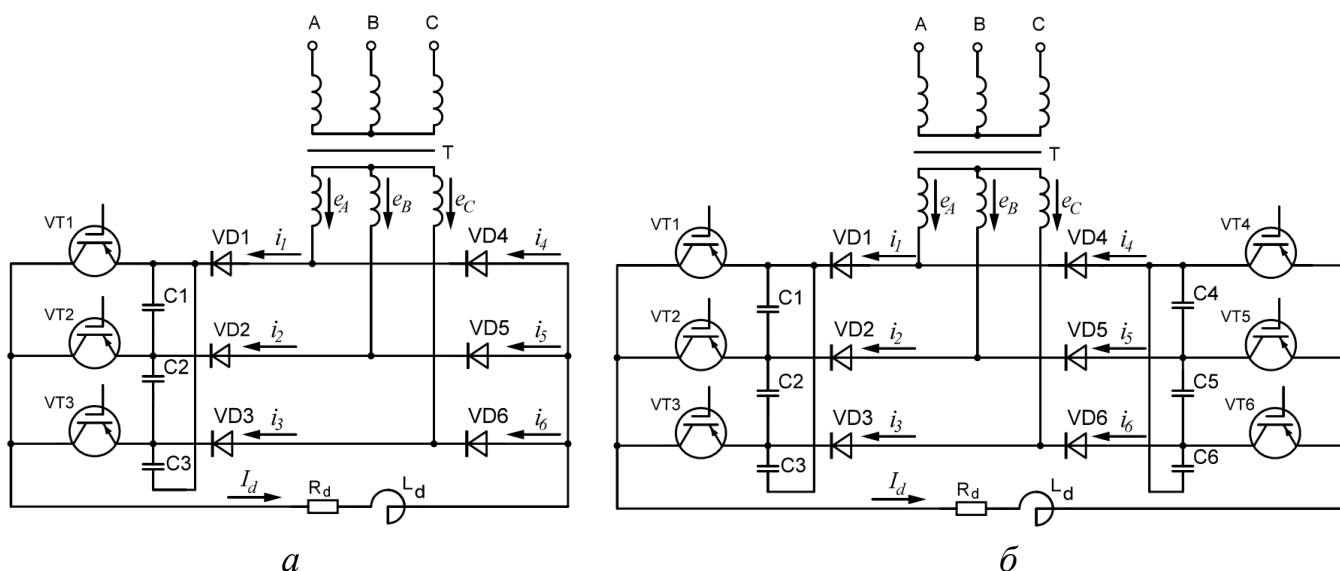


Рисунок 1.10 – Варіанти реалізації трифазного мостового компенсаційного перетворювача

Таке технічне рішення захищене охоронним документом [1] і полягає у переводі однієї (рис. 1.10, *а*) з трифазних груп силових електричних вентилів у компенсаційний режим роботи, чи двох (рис. 1.10, *б*).

Висновки до розділу 1

1. Застосування звичайних (некомпенсаційних) перетворювачів з природною комутацією супроводжується перетіканнями реактивної енергії по системі електропостачання пропорційно ступеню регулювання вихідної напруги. В результаті робота потужних регульованих випрямлячів викликає різке коливання напруги в мережі живлення, погіршуючи якість електроенергії в системі.

2. Існує зацікавленість у розробці та дослідженні нових технічних рішень, стосовно перетворювачів електричної енергії компенсаційного типу, через їх підвищені енергетичні характеристики. Свідченням цього є інформація щодо подібних розробок, які ведуться як в Україні, так і у далекому та близькому зарубіжжі.

3. Ємнісна комутація в катодній чи/та анодній групах силових електричних вентилів трифазного мостового перетворювача робить його компенсаційним і перетворює у джерело реактивної енергії ємнісного характеру. Найбільша ефективність застосування компенсаційних перетворювачів спостерігається тоді, коли у вузлі навантажень дотримується баланс обміну реактивними енергіями ємнісного та індуктивного характеру.

4. Незважаючи на велику кількість розробок і досліджень у галузі силової електроніки, перспективний розвиток її елементної бази та можливість широкого застосування у засобах перетворення електричної енергії, вимагають нових досліджень електромагнітних процесів і умов роботи силового обладнання перетворювачів, реалізованих за сучасними технічними рішеннями.

РОЗДІЛ 2. УМОВИ ПЕРЕЗАРЯДУ КОНДЕНСАТОРІВ КОМУТУЮЧОЇ ЛАНКИ

Як зазначалося раніше, комутуюча ланка перших з розроблених у Київському політехнічному інституті компенсаційних перетворювачів складалася з трифазної конденсаторної батареї і трифазного зрівноважувального реактора.

Застосування замість (ТЗР) трифазної групи повністю керованих приладів (наприклад, IGBT – транзисторів), дозволяє не лише забезпечити перезаряд конденсаторів комутуючої ланки, а й зробити його керованим. Один з можливих варіантів переводу трифазного мостового перетворювача у компенсаційний режим наведено на схемі рис. 2.1 [1], [8], [22].

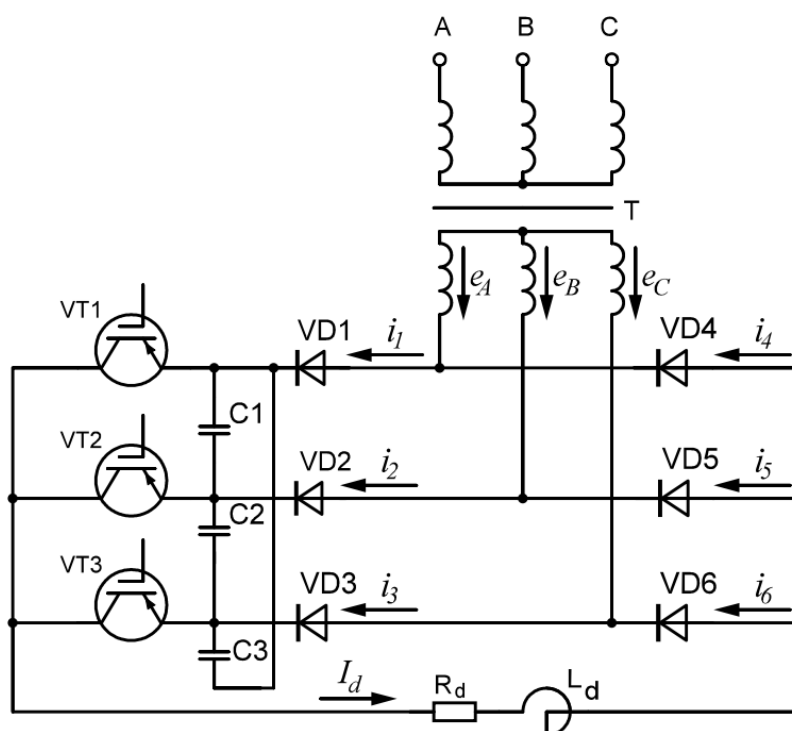


Рисунок 2.1 – Схема трифазного мостового компенсаційного перетворювача з однією комутуючою ланкою

Формування комутаційної напруги є ключовим питанням функціонування компенсаційного перетворювача. Від величини і форми КН залежать умови роботи силового обладнання перетворювача, його технологічні і енергетичні характеристики.

2.1 Дослідження процесу перезаряду конденсаторної батареї при одинарній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки

Аналіз проведено за спрощених умов, коли нехтуються індуктивні опори кола змінного струму та активні опори обладнання перетворювача і ошиновки. За таких умов комутація струму силовими електричними вентилями здійснюється миттєво [8].

Система ЕРС трифазного перетворювального трансформатора (ТТр) є стандартною симетричною трифазною системою прямого чергування фаз:

$$\begin{aligned} e_A &= E_m \sin(\vartheta + \pi/6 + \psi); \\ e_B &= E_m \sin(\vartheta - \pi/2 + \psi); \\ e_C &= E_m \sin(\vartheta + 5\pi/6 + \psi), \end{aligned} \quad (2.1)$$

де E_m - амплітуда вторинної фазної ЕРС перетворювального трансформатора; ϑ – поточна змінна; ψ – початкова фаза напруги при включенні вентиля.

Діоди анодної групи VD4, VD5 і VD6 вступають в роботу один раз за період і проводять струм протягом однієї третини періоду напруги мережі живлення. Комутація струму діодів здійснюється лінійною напругою вторинної обмотки перетворювального трансформатора.

Оскільки компенсаційний перетворювач, що досліджується, містить одну комутуючу ланку, підключену до електричних вентилів катодної частини перетворювача, то тільки вони працюють у компенсаційному режимі і мають випереджаючий кут регулювання. Його величина, як і енергетичні показники трифазного мостового компенсаційного перетворювача, залежить від величини і форми комутуючої напруги, дослідження якої і складає основний зміст даного розділу [1], [8].

Спочатку припустимо, що у досліджуваному перетворювачі комутуюча ланка складається з трифазної конденсаторної батареї і трифазного зрівноважувального реактора. Виходячи з алгоритму комутації силових електричних вентилів катодної групи, який задається системою ЕРС вторинної обмотки перетворювального трансформатора і комутуючою напругою конденсаторів комутуючої ланки, струм фази конденсаторної батареї має на періоді три інтервали (рис. 2.2). Якщо за початок

відліку прийняти момент вступу в роботу діода VD1 фази А при переході струму з вентиля VD3 на вентиль VD1, слід розглядати формування комутуючої напруги фази С3 конденсаторної батареї, оскільки якраз вона приймає участь у комутаційному процесі.

Аналітичний розрахунок кривої комутуючої напруги по інтервалах здійснимо, використовуючи співвідношення:

$$u_c = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_c d\vartheta + u_c(0). \quad (2.2)$$

Кількість інтервалів кривої комутуючої напруги така ж, як і кількість інтервалів кривої струму:

I інтервал: $i_c = -I_d/3, 0 \leq \vartheta \leq 2\pi/3$;

$$u_{c(1)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} \left(-\frac{I_d}{3}\right) d\vartheta + u_c(0) = -\frac{I_d}{3\omega C} \vartheta + u_c(0). \quad (2.3)$$

В кінці інтервалу при $\vartheta = 2\pi/3, u_{c(1)k} = -\frac{2\pi I_d}{9\omega C} + u_c(0)$.

II інтервал: $i_c = 0, 0 \leq \vartheta \leq 2\pi/3$;

$$u_{c(2)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_c d\vartheta + u_{c(1)k} = -\frac{2\pi I_d}{9\omega C} + u_c(0) = u_{c(2)k}. \quad (2.4)$$

III інтервал: $i_c = I_d/3, 0 \leq \vartheta \leq 2\pi/3$;

$$u_{c(3)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} \frac{I_d}{3} d\vartheta + u_{c(2)k} = \frac{I_d}{3\omega C} \vartheta - \frac{2\pi I_d}{9\omega C} + u_c(0). \quad (2.5)$$

В кінці інтервалу при $\vartheta = 2\pi/3, u_{c(3)k} = u_c(0)$.

Початкове значення кривої комутуючої напруги $u_c(0)$ розрахуємо, виходячи з того, що середнє значення кривої $u_c(\vartheta)$ на періоді дорівнює нулю. При цьому отримаємо:

$$u_c(0) = \frac{I_d}{3\omega C} \cdot \frac{4\pi}{9}. \quad (2.6)$$

Маючи початкове значення кривої $u_c(\vartheta)$, побудуємо криву комутуючої напруги фази С3 конденсаторної батареї (рис. 2.2). Результати розрахунку даних для побудови зведемо у табл. 2.1.

Таблиця 2.1 – Розрахунок для побудови кривої комутуючої напруги

Інтервал	$u_{C3}(\vartheta)$	Початкове значення	Кінцеве значення
I	$-\frac{I_d}{3\omega C}\vartheta + \frac{4\pi I_d}{27\omega C}$	$\frac{4\pi I_d}{27\omega C}$	$-\frac{2\pi I_d}{27\omega C}$
II	$-\frac{2\pi I_d}{27\omega C}$	$-\frac{2\pi I_d}{27\omega C}$	$-\frac{2\pi I_d}{27\omega C}$
III	$\frac{I_d}{3\omega C}\vartheta - \frac{2\pi I_d}{27\omega C}$	$-\frac{2\pi I_d}{27\omega C}$	$\frac{4\pi I_d}{27\omega C}$

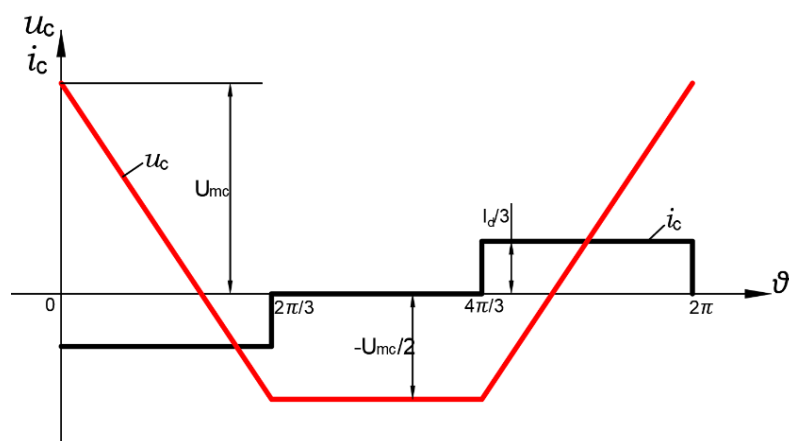


Рисунок 2.2 – Криві комутуючої напруги та струму фази С3 конденсаторної батареї нульового компенсаційного перетворювача

З кривих рис. 2.2 випливає, що у момент комутації струму з вентиля VD3 на вентиль VD1 комутуюча напруга має максимальне значення, яке дорівнює:

$$U_{mc} = \frac{I_d}{3\omega C} \cdot \frac{4\pi}{9}. \quad (2.7)$$

Порівняння величини і форми комутуючої напруги компенсаційних перетворювачів попереднього покоління і нового проведемо, застосовуючи метод гармонічного аналізу.

Використовуючи дані табл. 2.1, закономірність зміни кривої комутуючої напруги за інтервалами на періоді частоти мережі живлення, запишемо так:

$$\text{I) } u_{CI}(\vartheta) = U_{mc} \left(1 - \frac{9}{4\pi} \vartheta \right), 0 \leq \vartheta \leq 2\pi/3;$$

$$\text{II) } u_{CII}(\vartheta) = -U_{mc}/2, 2\pi/3 \leq \vartheta \leq 4\pi/3;$$

$$\text{III) } u_{CIII}(\vartheta) = U_{mc} \left(\frac{9}{4\pi} \vartheta - 3,5 \right), 4\pi/3 \leq \vartheta \leq 2\pi.$$

Коефіцієнти ряду косинуса:

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_C(\vartheta) \cos k \vartheta d \vartheta = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} u_{CI}(\vartheta) \cos k \vartheta d \vartheta + \\ + \frac{1}{\pi} \int_{2\pi/3}^{4\pi/3} u_{CII}(\vartheta) \cos k \vartheta d \vartheta + \frac{1}{\pi} \int_{4\pi/3}^{2\pi} u_{CIII}(\vartheta) \cos k \vartheta d \vartheta.$$

Здійснивши інтегрування, отримаємо:

$$a_k = \frac{9U_{mC}}{4\pi^2 k^2} \left(2 - \cos k \frac{2\pi}{3} - \cos k \frac{4\pi}{3} \right). \quad (2.8)$$

З останнього випливає, що коефіцієнти ряду косинуса гармонік кратних трьом не містять. Для гармонік інших порядків, ураховуючи, що

$$- \cos k \frac{2\pi}{3} - \cos k \frac{4\pi}{3} = 1, \text{ тому } a_k = \frac{27U_{mC}}{4\pi^2 k^2} = \frac{1}{\pi k^2} I_d \frac{1}{\omega C}. \quad (2.9)$$

Коефіцієнти ряду синуса

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_C(\vartheta) \sin k \vartheta d \vartheta = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} u_{CI}(\vartheta) \sin k \vartheta d \vartheta + \\ + \frac{1}{\pi} \int_{2\pi/3}^{4\pi/3} u_{CII}(\vartheta) \sin k \vartheta d \vartheta + \frac{1}{\pi} \int_{4\pi/3}^{2\pi} u_{CIII}(\vartheta) \sin k \vartheta d \vartheta.$$

Здійснивши інтегрування, отримаємо

$$b_k = \frac{9U_{mC}}{4\pi^2 k^2} \left(- \sin k \frac{2\pi}{3} - \sin k \frac{4\pi}{3} \right) = 0. \quad (2.10)$$

Крива не містить гармонік ряду синуса.

Якщо б у комутуючій ланці трифазного мостового компенсаційного перетворювача застосовувався трифазний зрівноважувальний реактор, то форма кривої комутуючої напруги була б незмінною з коефіцієнтом гармонік $K_r = 0,267$ і максимальним значенням за виразом (2.6).

У компенсаційних перетворювачах нового покоління на величину і форму комутуючої напруги впливають такі фактори, як момент включення в роботу повністю керованих приладів комутуючої ланки та діапазон регулювання. Тому дослідження умов перезаряду конденсаторів комутуючої ланки перетворювача за схемою рис. 2.1 поділено на три режими:

- регулювання здійснюється у межах роботи силового електричного вентиля своєї фази;
- регулювання здійснюється у межах роботи силового електричного вентиля наступної фази;
- регулювання здійснюється у межах роботи силового електричного вентиля попередньої фази.

Величина комутуючої напруги залежить від ємності фази КБ комутуючої ланки і величини струму навантаження. Для об'єктивного порівняння результатів досліджень у різних режимах роботи перетворювача ці величини вважаються незмінними.

2.1.1 Регулювання у межах роботи СЕВ своєї фази

За початок відліку також прийнято момент вступу в роботу діода VD1 фази А при переході струму з вентиля VD3 на вентиль VD1. Оскільки розглядається режим регулювання моменту вступу в роботу транзистора VT1 комутуючої ланки в межах роботи силового електричного вентиля VD1, діапазон регулювання складає третину періоду. Іншими словами, затримка моменту вступу в роботу VT1 знаходиться в межах $0 \leq \theta \leq 2\pi/3$.

Нехай $\theta = \pi/3$. Виходячи з алгоритму комутації струму силовими електричними вентилями та моменту включення транзисторів комутуючої ланки, струм фази конденсаторної батареї протягом періоду має 6 інтервалів з різною закономірністю зміни. Відповідно, і комутуюча напруга на періоді матиме таку ж кількість інтервалів. Її розрахунок за співвідношенням (2.2) дає наступний результат:

I інтервал: $i_c = I_d/3, 0 \leq \vartheta \leq \pi/3$;

$$u_{c(1)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} \left(\frac{I_d}{3}\right) d\vartheta + u_c(0) = \frac{I_d}{3\omega C} \vartheta + u_c(0).$$

В кінці інтервалу при $\vartheta = \pi/3$, $u_{c(1)k} = \frac{I_d}{18fC} + u_c(0)$.

II інтервал: $i_c = 0, 0 \leq \vartheta \leq \pi/3$;

$$u_{c(2)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_c d\vartheta + u_{c(1)k} = \frac{I_d}{18fC} + u_c(0) = u_{c(2)k}.$$

III інтервал: $i_c = -2I_d/3, 0 \leq \vartheta \leq \pi/3;$

$$u_{c(3)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} \left(-\frac{2I_d}{3} d\vartheta + u_{c(2)k}\right) = -\frac{2I_d}{3\omega C} \vartheta + \frac{I_d}{18fC} + u_c(0).$$

В кінці інтервалу при $\vartheta = \pi/3, u_{c(3)k} = -\frac{I_d}{18fC} + u_c(0).$

IV інтервал: $i_c = 0, 0 \leq \vartheta \leq \pi/3;$

$$u_{c(4)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_c d\vartheta + u_{c(3)k} = -\frac{I_d}{18fC} + u_c(0) = u_{c(4)k}.$$

V інтервал: $i_c = I_d/3, 0 \leq \vartheta \leq \pi/3;$

$$u_{c(5)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} \frac{I_d}{3} d\vartheta + u_{c(4)k} = \frac{I_d}{3\omega C} \vartheta - \frac{I_d}{18fC} + u_c(0).$$

В кінці інтервалу при $\vartheta = \pi/3, u_{c(5)k}.$

VI інтервал: $i_c = 0, 0 \leq \vartheta \leq \pi/3;$

$$u_{c(6)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_c d\vartheta + u_{c(5)k} = u_c(0).$$

В кінці інтервалу при $\vartheta = \pi/3, u_{c(6)k}.$

Виходячи з того, що середнє значення кривої $u_c(\vartheta)$ на періоді дорівнює нулю, отримаємо: $u_c(0) = 0$. Максимальне значення комутуючої напруги $U_{mc} = \frac{I_d}{3\omega C} \cdot \theta$ у часі збігається з початком комутації з вентиля VD3 на вентиль VD1. Її найбільше значення буде при $\theta = 2\pi/3$, тобто

$$U_{mc} = \frac{I_d}{3\omega C} \cdot \frac{2\pi}{3}. \quad (2.11)$$

Узагальнено закономірність зміни кривої комутуючої напруги по інтервалах на періоді частоти мережі живлення, запишемо так:

$$\text{I) } u_{cI}(\vartheta) = U_{mc} \left(1 - \frac{2}{\theta} \vartheta\right), 0 \leq \vartheta \leq \theta;$$

$$\text{II) } u_{cII}(\vartheta) = -U_{mc}, \theta \leq \vartheta \leq 2\pi/3;$$

$$\text{III) } u_{cIII}(\vartheta) = U_{mc} \left(\frac{1}{\theta} \vartheta - \frac{2\pi}{3\theta} - 1\right), 2\pi/3 \leq \vartheta \leq (2\pi/3 + \theta);$$

$$\text{IV) } u_{cIV}(\vartheta) = 0, (2\pi/3 + \theta) \leq \vartheta \leq 4\pi/3;$$

$$\text{V) } u_{cV}(\vartheta) = U_{mc} \left(\frac{1}{\theta} \vartheta - \frac{4\pi}{3\theta}\right), 4\pi/3 \leq \vartheta \leq (4\pi/3 + \theta);$$

$$\text{VI) } u_{CVI}(\vartheta) = U_{mC}, (4\pi/3 + \theta) \leq \vartheta \leq 2\pi;$$

Відповідно до наведених вище рівнянь, рис. 2.3 ілюструє динаміку зміни величини і форми комутуючої напруги при зміні моменту вступу в роботу транзистора VT1 в діапазоні $0 \leq \theta \leq 2\pi/3$.

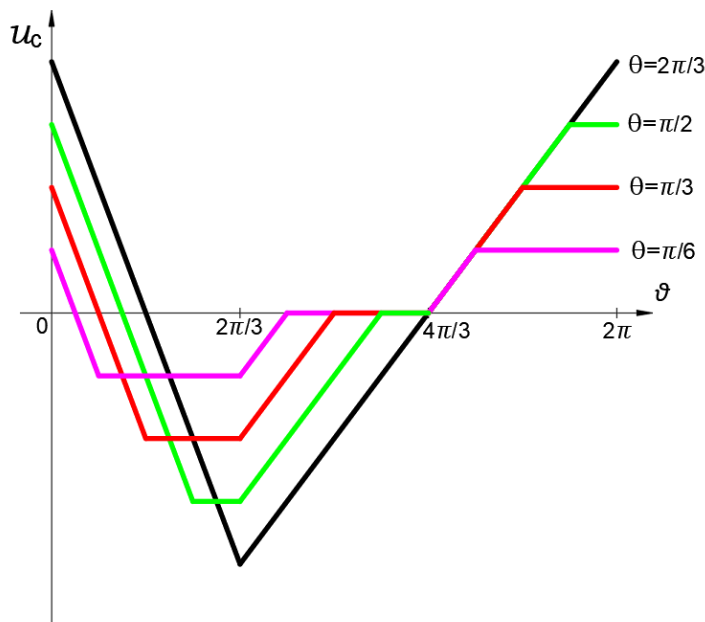


Рисунок 2.3 – Динаміка зміни комутуючої напруги

При $\theta = 0$ струм через конденсатори не проходить і комутуюча напруга дорівнює нулю. По мірі зростання затримки θ , величина комутуючої напруги збільшується.

Представимо криві рис. 2.3 рядом Фур'є. Коефіцієнти ряду косинуса

$$\begin{aligned} a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_c(\vartheta) \cos k \vartheta d \vartheta = \frac{1}{\pi} [& \int_0^{\theta} u_{CI}(\vartheta) \cos k \vartheta d \vartheta + \\ & \int_{\theta}^{2\pi/3} u_{CH}(\vartheta) \cos k \vartheta d \vartheta + \int_{2\pi/3}^{2\pi/3+\theta} u_{CH}(\vartheta) \cos k \vartheta d \vartheta + \\ & + \int_{2\pi/3+\theta}^{4\pi/3} u_{CIV}(\vartheta) \cos k \vartheta d \vartheta + \int_{4\pi/3}^{4\pi/3+\theta} u_{CV}(\vartheta) \cos k \vartheta d \vartheta + \\ & + \int_{4\pi/3+\theta}^{2\pi} u_{CVI}(\vartheta) \cos k \vartheta d \vartheta]. \end{aligned}$$

Здійснивши інтегрування, отримаємо

$$a_k = \frac{2}{\pi\theta k^2} + \frac{1}{\pi\theta k^2} \left[-2 \cos k\theta - \cos k \frac{2\pi}{3} + \cos k \left(\frac{2\pi}{3} + \theta \right) - \right. \\ \left. - \cos k \frac{4\pi}{3} + \cos k \left(\frac{4\pi}{3} + \theta \right) \right]. \quad (2.12)$$

З останнього випливає, що коефіцієнти ряду косинуса гармонік кратних трьом не містять. Ураховуючи (2.9), для гармонік інших порядків отримаємо:

$$a_k = \frac{1}{\pi\theta k^2} \left[3 - 2 \cos k\theta + \cos k \left(\frac{2\pi}{3} + \theta \right) + \cos k \left(\frac{4\pi}{3} + \theta \right) \right]. \quad (2.13)$$

Коефіцієнти ряду синуса:

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_c(\vartheta) \sin k\vartheta d\vartheta.$$

Здійснивши інтегрування, отримаємо:

$$b_k = \frac{1}{\pi\theta k^2} \left[-2 \sin k\theta - \sin k \frac{2\pi}{3} + \sin k \left(\frac{2\pi}{3} + \theta \right) - \right. \\ \left. - \sin k \frac{4\pi}{3} + \sin k \left(\frac{4\pi}{3} + \theta \right) \right].$$

З останнього випливає, що і коефіцієнти ряду синуса гармонік кратних трьом не містять. Ураховуючи (2.10), для гармонік інших порядків отримаємо:

$$b_k = \frac{1}{\pi\theta k^2} \left[-2 \sin k\theta + \sin k \left(\frac{2\pi}{3} + \theta \right) + \sin k \left(\frac{4\pi}{3} + \theta \right) \right]. \quad (2.14)$$

Криві рис. 2.4 показують, що при зміні моменту включення транзистора комутуючої ланки VT1 в межах роботи силового електричного вентиля VD1, змінюється як величина комутуючої напруги, так і її форма. Гармонічний склад кривих КН для деяких значень θ наведено у табл. 2.2.

Таблиця 2.2 – Гармонічний склад кривих КН для значень θ

№ гарм.	$\theta = \pi/6$			$\theta = \pi/3$			$\theta = \pi/2$		
	a_k	b_k	A_k	a_k	b_k	A_k	a_k	b_k	A_k
1	0,244	-0,912	0,944	0,456	-0,790	0,912	0,608	-0,608	0,860
2	0,228	-0,395	0,456	0,342	-0,197	0,395	0,304	0,000	0,304
4	0,171	-0,099	0,197	0,085	0,049	0,099	0,000	0,000	0,000
5	0,136	-0,036	0,141	0,018	0,032	0,036	0,024	-0,024	0,034
7	0,069	0,019	0,072	0,009	-0,016	0,019	0,012	0,012	0,018
8	0,043	0,025	0,049	0,021	-0,012	0,025	0,000	0,000	0,000

2.1.2 Регулювання у межах роботи СЕВ наступної фази

Робота перетворювача у першому з досліджуваних режимів продовжуватиметься, допоки затримка включення в роботу транзистора VT1 не досягне величини $\theta = 2\pi/3$.

Якщо величину затримки моменту включення транзистора комутуючої ланки збільшувати, то струм фази конденсаторної батареї змінюватиметься за формою, також на періоді матиме шість інтервалів, але інтервалів з нульовим значенням не буде.

Застосувавши таку ж методику дослідження, як і у першому режимі, запишемо аналітично форму кривої комутуючої напруги по ділянках періоду та представимо динаміку її зміни графічно на рис. 2.5.

Подання кривих комутуючої напруги рядом Фур'є показує, що коефіцієнти ряду косинуса і синуса гармонік кратних трьом не містять. Для гармонік інших порядків отримано:

$$a_k = \frac{3}{2\pi^2 k^2} \left[3 + \cos k\theta - 2 \cos k \left(\frac{2\pi}{3} + \theta \right) + \cos k \left(\frac{4\pi}{3} + \theta \right) \right]. \quad (2.15)$$

$$b_k = \frac{3}{2\pi^2 k^2} [\sin k \theta - \sin k (\frac{2\pi}{3} + \theta) + \sin k (\frac{4\pi}{3} + \theta)]. \quad (2.16)$$

Криві рис. 2.4 показують, що при зміні моменту включення транзистора комутуючої ланки VT1 в межах роботи силового електричного вентиля VD2, максимальне значення кривої комутуючої напруги не змінюється, змінюється лише її форма. Гармонічний склад кривих комутуючої напруги для деяких значень θ наведено у табл. 2.3.

Таблиця 2.3 - Гармонічний склад кривих комутуючої напруги для значень θ

№ гарм,	$\theta = \pi/6$			$\theta = \pi/3$			$\theta = \pi/2$		
	a_k	b_k	A_k	a_k	b_k	A_k	a_k	b_k	A_k
1	0,851	-0,228	0,881	0,912	0,000	0,912	0,851	0,228	0,881
2	0,057	0,099	0,114	0,000	0,000	0,000	0,057	-0,099	0,114
4	0,043	0,025	0,049	0,000	0,000	0,000	0,043	-0,025	0,049
5	0,002	-0,009	0,009	0,036	0,000	0,036	0,002	0,009	0,009
7	0,001	0,005	0,005	0,019	0,000	0,019	0,001	-0,005	0,005
8	0,011	-0,006	0,012	0,000	0,000	0,000	0,011	0,006	0,012

2.1.3 Регулювання у межах роботи СЕВ попередньої фази

Застосуємо таку ж методику аналізу, що і у двох попередніх режимах, оскільки і у цьому режимі струм фази конденсаторної батареї має на періоді шість інтервалів. Розрахуємо комутуючу напругу за окремими інтервалами і побудуємо рис. 2.5, який ілюструє динаміку зміни величини і форми комутуючої напруги при зміні моменту вступу в роботу транзистора VT1 в діапазоні $0 \leq \theta \leq 2\pi/3$.

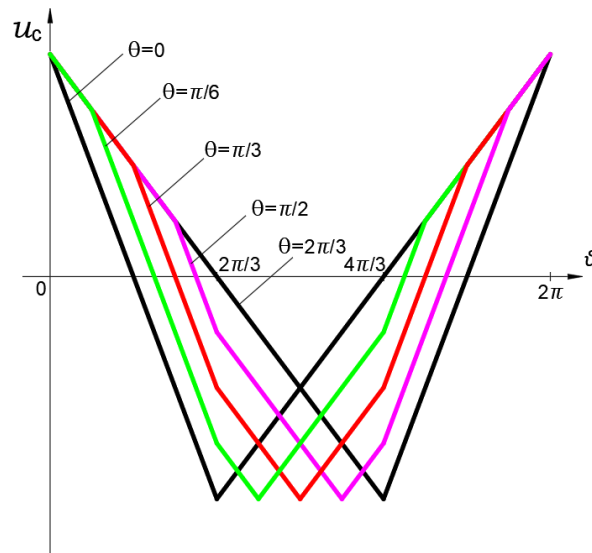


Рисунок 2.4 – Динаміка зміни комутуючої напруги, при регулюванні у межах роботи силового електричного вентиля наступної фази

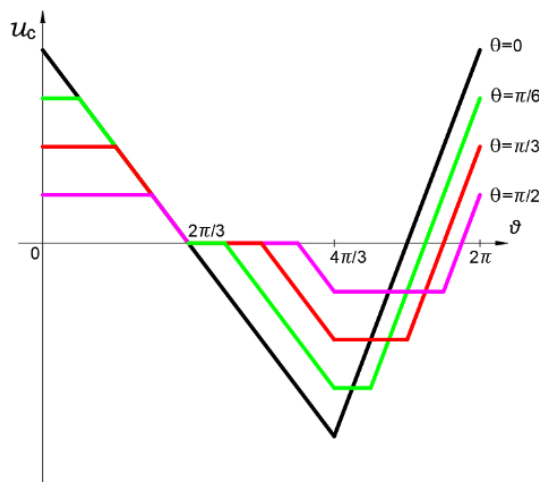


Рисунок 2.5 – Динаміка зміни комутуючої напруги, при регулюванні у межах роботи силового електричного вентиля попередньої фази

Подання кривих рис. 2.5 разом Фур'є показує, що їх гармонічний склад не містить гармонік кратних трьом. Для гармонік інших порядків отримано наступні узагальнені вирази для розрахунку коефіцієнтів ряду косинуса і синуса:

$$a_k = \frac{1}{\pi \theta k^2} \left[3 + \cos k \theta + \cos k \left(\frac{2\pi}{3} + \theta \right) - 2 \cos k \left(\frac{4\pi}{3} + \theta \right) \right]. \quad (2.17)$$

$$b_k = \frac{1}{\pi \theta k^2} \left[\sin k \theta + \sin k \left(\frac{2\pi}{3} + \theta \right) - 2 \sin k \left(\frac{4\pi}{3} + \theta \right) \right]. \quad (2.18)$$

Відмітимо також, що подібно до першого з досліджених режимів роботи перетворювача, при зміні моменту включення транзистора комутуючої ланки VT1 в межах роботи силового електричного вентиля VD3, змінюється як величина комутуючої напруги, так і її форма. Гармонічний склад кривих КН близький до показників першого режиму.

2.2 Дослідження процесу перезаряду при подвоєній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки

Для того, щоб зрозуміти динаміку зміни величини і форми комутуючої напруги залежно від зсуву імпульсів керування транзисторів відносно початку вступу в роботу вентиля VD1, розглянемо декілька режимів [83], [86].

Режим 1. Момент включення в роботу транзистора VT1 збігається з моментом вступу в роботу силового електричного вентиля VD1. Якщо через $\Delta\psi$ позначити величину зсуву між цими моментами, то виходить, що досліджуваному режиму відповідає умова $\Delta\psi = 0$. Алгоритм комутації силових електричних вентилів і транзисторів комутуючої ланки представлено на рис. 2.6. Звернімо увагу, що послідовність вступу в роботу силових електричних вентилів визначається трифазною напругою вторинної обмотки перетворювального трансформатора. Оскільки, як зазначалося раніше, ця напруга має пряме чергування фаз, силові електричні вентиля працюють у послідовності VD1 → VD2 → VD3.

Частота перемикання транзисторів комутуючої ланки – подвоєна. Тож відповідно до чергування гармонік різних порядків, послідовність вступу в роботу транзисторів комутуючої ланки має бути зворотною: VT1 → VT3 → VT2.

VD1		VD2		VD3	
VT1	VT3	VT2	VT1	VT3	VT2

Рисунок 2.6 – Алгоритм комутації СЕВ і транзисторів у режимі 1

Використовуючи схему рис. 2.1 та наведений вище алгоритм комутації, розраховуємо криві струму фаз конденсаторної батареї. Як впливає з рис. 2.6, зміна стану досліджуваної системи відбувається через шосту частину періоду ($\pi/3$). На

першому інтервалі, коли працюють силовий електричний клапан VD1 і транзистор VT1, струм через фази конденсаторної батареї не проходить.

Після включення в роботу транзистора VT3 через фазу C1 конденсаторної батареї проходить третина випрямленого струму перетворювача I_d . Такий же струм проходить і через фазу C2 конденсаторної батареї. Через фазу C3 проходить дві третини випрямленого струму перетворювача, причому його напрям протилежний до того, який у дослідженні прийнятий за додатний.

Результати такого аналізу протягом періоду основної частоти наведені у табл. 2.4 (колонка струм C1), а криві струму усіх фаз, відповідно до отриманого результату, побудовані на рис. 2.7. Як бачимо, струми фаз конденсаторної батареї однакові за формою і величиною, та мають зсув за фазою на третину періоду основної частоти, як і у будь-якій трифазній системі прямого чергування фаз.

Таблиця 2.4 – Розрахунок для побудови кривої комутуючої напруги

№ Інт.	Протяжність інтервалу	Струм C1	Напруга $u_c(\vartheta)$ C1	Напруга $u_c(\vartheta)$ C2	Напруга $u_c(\vartheta)$ C3
1	$0 \leq \vartheta \leq \pi/3$	0	0	$-\frac{I_d}{18fC}$	$\frac{I_d}{18fC}$
2	$0 \leq \vartheta \leq \pi/3$	$\frac{I_d}{3}$	$\frac{I_d}{3\omega C}\vartheta$	$\frac{I_d}{3\omega C}\vartheta - \frac{I_d}{18fC}$	$-\frac{2I_d}{3\omega C}\vartheta + \frac{I_d}{18fC}$
3	$0 \leq \vartheta \leq \pi/3$	0	$\frac{I_d}{18fC}$	0	$-\frac{I_d}{18fC}$
4	$0 \leq \vartheta \leq \pi/3$	$-\frac{2I_d}{3}$	$-\frac{2I_d}{3\omega C}\vartheta + \frac{I_d}{18fC}$	$\frac{I_d}{3\omega C}\vartheta$	$\frac{I_d}{3\omega C}\vartheta - \frac{I_d}{18fC}$
5	$0 \leq \vartheta \leq \pi/3$	0	$-\frac{I_d}{18fC}$	$\frac{I_d}{18fC}$	0
6	$0 \leq \vartheta \leq \pi/3$	$\frac{I_d}{3}$	$\frac{I_d}{3\omega C}\vartheta - \frac{I_d}{18fC}$	$-\frac{2I_d}{3\omega C}\vartheta + \frac{I_d}{18fC}$	$\frac{I_d}{3\omega C}\vartheta$

Знаючи закономірність струму фази конденсаторної батареї на окремих інтервалах періоду, розрахуємо комутуючу напругу, використовуючи співвідношення:

$$u_C = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_C d\vartheta + u_C(0). \quad (2.19)$$

Кількість інтервалів кривої комутуючої напруги така ж, як і кількість інтервалів кривої струму:

I інтервал: $i_C = 0, 0 \leq \vartheta \leq \pi/3$;

$$u_{C(1)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_C d\vartheta + u_C(0) = u_C(0) = u_{C(1)k}.$$

II інтервал: $i_C = I_d/3, 0 \leq \vartheta \leq \pi/3$;

$$u_{C(2)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} \frac{I_d}{3} d\vartheta + u_{C(1)k} = \frac{I_d}{3\omega C} \vartheta + u_C(0).$$

В кінці інтервалу при $\vartheta = \pi/3, u_{C(2)k} = \frac{I_d}{18fC} + u_C(0)$.

III інтервал: $i_C = 0, 0 \leq \vartheta \leq \pi/3$;

$$u_{C(3)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_C d\vartheta + u_{C(2)k} = \frac{I_d}{18fC} + u_C(0) = u_{C(3)k}.$$

IV інтервал: $i_C = -2I_d/3, 0 \leq \vartheta \leq \pi/3$;

$$u_{C(4)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} \left(-\frac{2I_d}{3}\right) d\vartheta + u_{C(3)k} = -\frac{2I_d}{3\omega C} \vartheta + \frac{I_d}{18fC} + u_C(0).$$

В кінці інтервалу при $\vartheta = \pi/3, u_{C(4)k} = -\frac{I_d}{18fC} + u_C(0)$.

V інтервал: $i_C = 0, 0 \leq \vartheta \leq \pi/3$;

$$u_{C(5)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_C d\vartheta + u_{C(4)k} = -\frac{I_d}{18fC} + u_C(0) = u_{C(5)k}.$$

VI інтервал: $i_C = I_d/3, 0 \leq \vartheta \leq \pi/3$;

$$u_{C(6)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} \frac{I_d}{3} d\vartheta + u_{C(5)k} = \frac{I_d}{3\omega C} \vartheta - \frac{I_d}{18fC} + u_C(0).$$

В кінці інтервалу при $\vartheta = \pi/3, u_{C(6)k}$.

Початкове значення кривої комутуючої напруги $u_C(0)$ розрахуємо, виходячи з того, що середнє значення кривої $u_C(\vartheta)$ на періоді дорівнює нулю:

$$u_C(0) = 0. \quad (2.20)$$

Ураховуючи останнє, отримаємо остаточні вирази закономірності зміни комутуючої напруги на окремих інтервалах періоду і занесемо їх у табл. 2.4. Криві комутуючої напруги фаз конденсаторної батареї при $\Delta\psi = 0$, побудовані на рис. 2.7, разом із кривими струму.

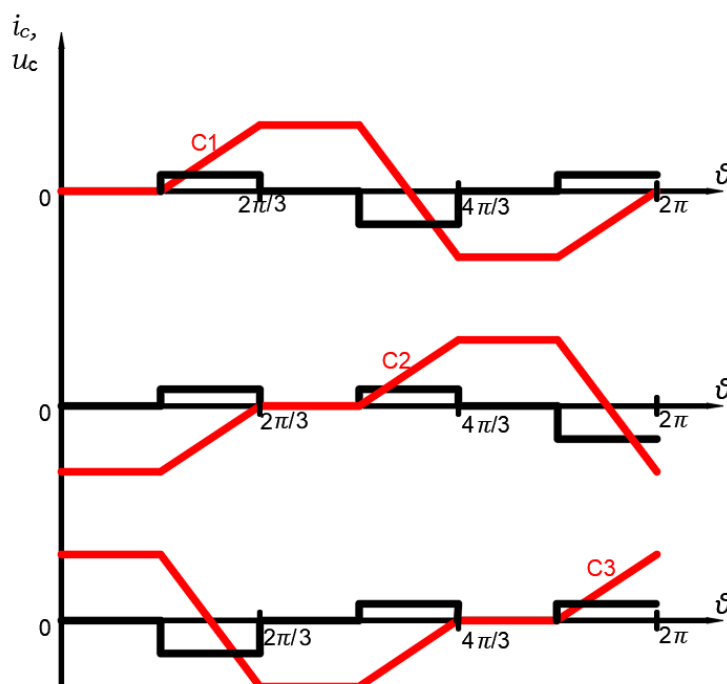


Рисунок 2.7 - Струм і напруга фаз конденсаторної батареї у режимі 1

Режим 2. Момент включення в роботу транзистора VT1 збігається з серединою робочого інтервалу силового електричного вентиля VD1, що відповідає умові $\Delta\psi = \pi/3$. Алгоритм комутації силових електричних вентилів і транзисторів комутуючої ланки представлено на рис. 2.8.

VD1		VD2		VD3	
VT2	VT1	VT3	VT2	VT1	VT3

Рисунок 2.8 – Алгоритм комутації діодів і транзисторів у режимі 2

Використовуючи схему рис. 2.1 та наведений вище алгоритм комутації, розраховуємо криву струму фази конденсаторної батареї C1. Як випливає з рис. 2.8, зміна стану досліджуваної системи, як і у режимі 1, відбувається через шосту частину періоду ($\pi/3$). На першому інтервалі, коли працюють силовий електричний клапан VD1 і транзистор VT2, через фазу конденсаторної батареї C1 проходить струм, який дорівнює двом третім випрямленого струму I_d перетворювача.

На другому інтервалі, коли працюють силовий електричний клапан VD1 і транзистор VT1, струм через фазу конденсаторної батареї не проходить.

Результати аналізу величини струму фази C1 конденсаторної батареї на усіх інтервалах періоду наведено у табл. 2.5. Крива струму, відповідно до отриманого результату, побудована на рис. 2.9.

Використовуючи ці дані та співвідношення (2.19), розрахуємо закономірність зміни комутуючої напруги на окремих інтервалах періоду.

Таблиця 2.5 – Розрахунок для побудови кривої комутуючої напруги

№ Інт.	Протяжність інтервалу	Струм C1	Напруга $u_c(\vartheta)$ C1	Напруга $u_c(\vartheta)$ C2	Напруга $u_c(\vartheta)$ C3
1	$0 \leq \vartheta \leq \pi/3$	$\frac{2I_d}{3}$	$\frac{2I_d}{3\omega C}\vartheta - \frac{I_d}{18fC}$	$-\frac{I_d}{3\omega C}\vartheta$	$-\frac{I_d}{3\omega C}\vartheta + \frac{I_d}{18fC}$
2	$0 \leq \vartheta \leq \pi/3$	0	$\frac{I_d}{18fC}$	$-\frac{I_d}{18fC}$	0
3	$0 \leq \vartheta \leq \pi/3$	$-\frac{I_d}{3}$	$-\frac{I_d}{3\omega C}\vartheta + \frac{I_d}{18fC}$	$\frac{2I_d}{3\omega C}\vartheta - \frac{I_d}{18fC}$	$-\frac{I_d}{3\omega C}\vartheta$
4	$0 \leq \vartheta \leq \pi/3$	0	0	$\frac{I_d}{18fC}$	$-\frac{I_d}{18fC}$
5	$0 \leq \vartheta \leq \pi/3$	$-\frac{I_d}{3}$	$-\frac{I_d}{3\omega C}\vartheta$	$-\frac{I_d}{3\omega C}\vartheta + \frac{I_d}{18fC}$	$\frac{2I_d}{3\omega C}\vartheta - \frac{I_d}{18fC}$
6	$0 \leq \vartheta \leq \pi/3$	0	$-\frac{I_d}{18fC}$	0	$\frac{I_d}{18fC}$

Кількість інтервалів кривої комутуючої напруги така ж, як і кількість інтервалів кривої струму:

I інтервал: $i_C = 2I_d/3, 0 \leq \vartheta \leq \pi/3$;

$$u_{C(2)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} \frac{2I_d}{3} d\vartheta + u_C(0) = \frac{2I_d}{3\omega C} \vartheta + u_C(0).$$

В кінці інтервалу при $\vartheta = \pi/3, u_{C(1)k} = \frac{I_d}{9fC} + u_C(0)$.

II інтервал: $i_C = 0, 0 \leq \vartheta \leq \pi/3$;

$$u_{C(1)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_C d\vartheta + u_{C(1)k} = \frac{I_d}{9fC} + u_C(0) = u_{C(2)k}.$$

III інтервал: $i_C = -I_d/3, 0 \leq \vartheta \leq \pi/3$;

$$u_{C(3)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} \left(-\frac{I_d}{3}\right) d\vartheta + u_{C(2)k} = -\frac{I_d}{3\omega C} \vartheta + \frac{I_d}{9fC} + u_C(0).$$

В кінці інтервалу при $\vartheta = \pi/3, u_{C(3)k} = \frac{I_d}{18fC} + u_C(0)$.

IV інтервал: $i_C = 0, 0 \leq \vartheta \leq \pi/3$;

$$u_{C(4)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_C d\vartheta + u_{C(3)k} = \frac{I_d}{18fC} + u_C(0) = u_{C(4)k}.$$

V інтервал: $i_C = -I_d/3, 0 \leq \vartheta \leq \pi/3$;

$$u_{C(5)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} \left(-\frac{I_d}{3}\right) d\vartheta + u_{C(4)k} = -\frac{I_d}{3\omega C} \vartheta + \frac{I_d}{18fC} + u_C(0).$$

В кінці інтервалу при $\vartheta = \pi/3, u_{C(5)k}$.

VI інтервал: $i_C = 0, 0 \leq \vartheta \leq \pi/3$;

$$u_{C(6)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_C d\vartheta + u_{C(5)k} = u_C(0) = u_{C(6)k}.$$

Початкове значення кривої комутуючої напруги $u_C(0)$ розрахуємо, виходячи з того, що середнє значення кривої $u_C(\vartheta)$ на періоді дорівнює нулю:

$$u_C(0) = -\frac{I_d}{18fC}. \quad (2.21)$$

Ураховуючи останнє, отримаємо остаточні вирази закономірності зміни комутуючої напруги на окремих інтервалах періоду і занесемо їх у табл. 2.5. Крива

комутуючої напруги фази C1 конденсаторної батареї при $\Delta\psi = \pi/3$, побудована на рис. 2.10, разом із кривою струму цієї фази.

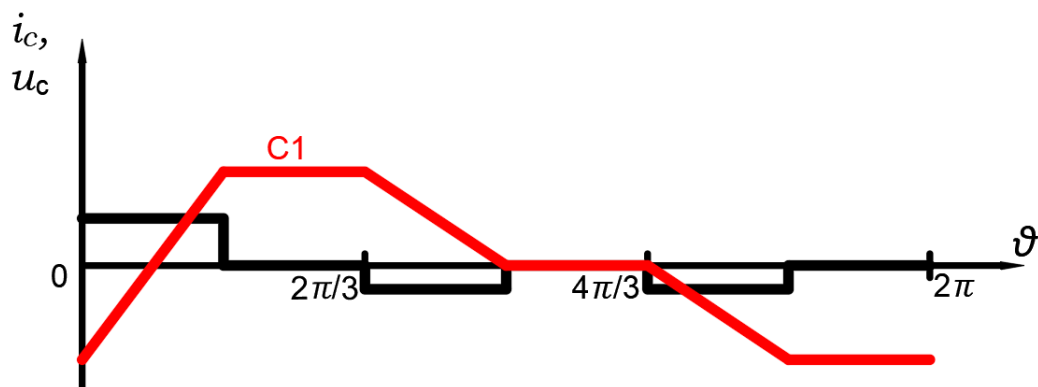


Рисунок 2.9 – Струм і напруга фази C1 конденсаторної батареї у режимі 2

Режим 3. Момент включення в роботу транзистора VT1 збігається з кінцем робочого інтервалу силового електричного вентиля VD1 чи моментом вступу в роботу силового електричного вентиля VD2. Це відповідає умові $\Delta\psi = 2\pi/3$. Алгоритм комутації силових електричних вентилів і транзисторів комутуючої ланки у цьому режимі представлено на рис. 2.10.

VD1		VD2		VD3	
VT3	VT2	VT1	VT3	VT2	VT1

Рисунок 2.10 – Алгоритм комутації діодів і транзисторів у режимі 3

Використовуючи ту ж саму методику дослідження, що і на попередніх режимах, отримаємо закономірності зміни струму фаз конденсаторної батареї на окремих інтервалах періоду. На першому інтервалі, коли разом із силовим електричним вентилям VD1 працює транзистор VT3, через фазу конденсаторної батареї C1 проходить струм, який дорівнює третині випрямленого струму I_d перетворювача.

Не наводячи докладного аналізу процесу перезаряду конденсаторів комутуючої ланки у режимі 3, відмітимо, що його особливістю є те, що на періоді немає проміжків, які б характеризувалися відсутністю струму.

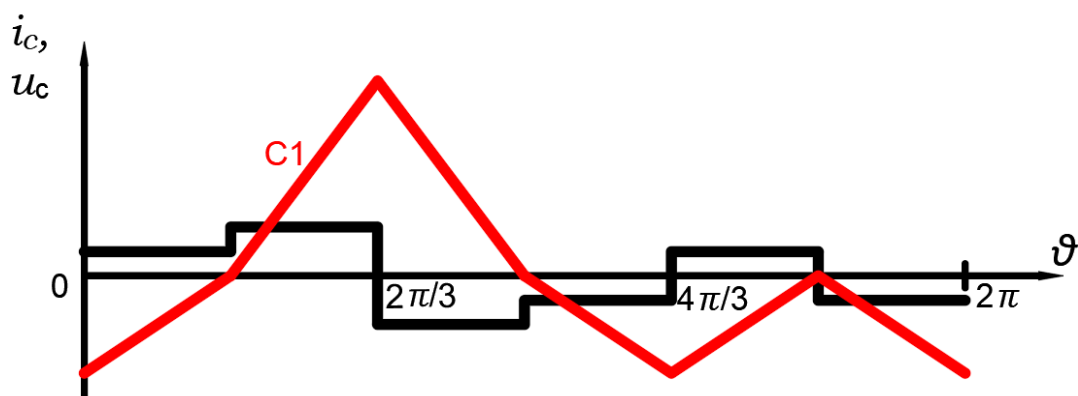


Рисунок 2.11 – Струм і напруга фази C1 конденсаторної батареї у режимі 3

На основі теоретичного дослідження умов перезаряду комутуючих конденсаторів у різних режимах роботи перетворювача, на рис. 2.12 побудоване сімейство кривих $u_C(\vartheta)$. З нього можна зробити висновки щодо динаміки зміни комутуючої напруги у трифазному мостовому компенсаційному перетворювачі, залежно від зсуву між моментом вступу в роботу силових електричних вентилів та транзисторів комутуючої ланки.

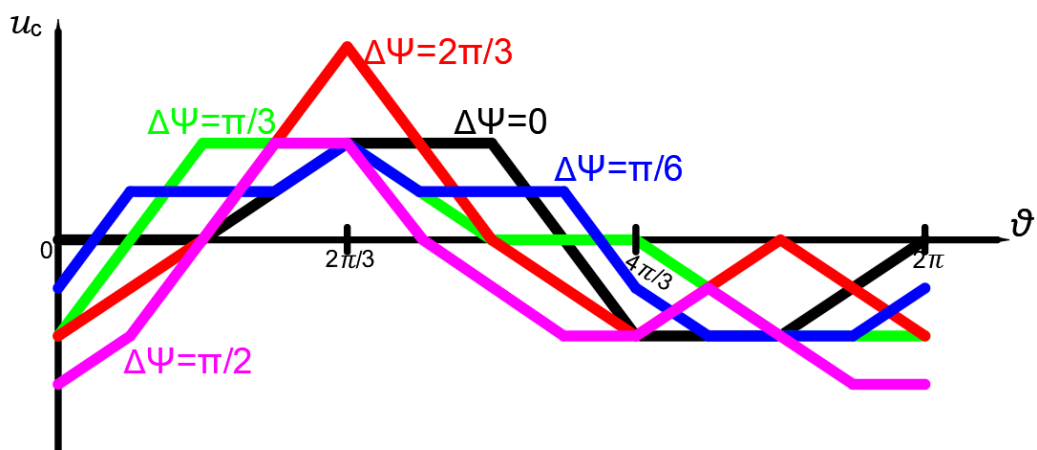


Рисунок 2.12 – Динаміка зміни комутуючої напруги трифазного мостового компенсаційного перетворювача при подвоєній частоті імпульсів керування транзисторами ланки комутації

2.3 Дослідження процесу перезаряду при більш високій частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки

Як і раніше, у дослідженні за початок відліку прийнято момент вступу в роботу силового вентиля VD1.

Для того, щоб зрозуміти динаміку зміни величини і форми комутуючої напруги залежно від частоти імпульсів керування транзисторів, розглянемо чотирикрану, восьмикратну, шістнадцятикратну та тридцятидвократну частоту імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки [83].

Чотирикратна частота. Момент включення в роботу транзистора VT1 збігається з моментом вступу в роботу силового електричного вентиля VD1. Якщо через $\Delta\psi$ позначити величину зсуву між цими моментами, то виходить, що досліджуваному режиму відповідає умова $\Delta\psi = 0$. Алгоритм комутації силових електричних вентилів і транзисторів комутуючої ланки представлено на рис. 2.13.

Звернімо увагу, що послідовність вступу в роботу силових електричних вентилів визначається трифазною напругою вторинної обмотки перетворювального трансформатора. Оскільки ця напруга має пряме чергування фаз, силові електричні вентиля працюють у послідовності $VD1 \rightarrow VD2 \rightarrow VD3$.

Частота перемикавання транзисторів комутуючої ланки – чотирикратна. Тож відповідно до чергування гармонік різних порядків, послідовність вступу в роботу транзисторів комутуючої ланки має бути прямою: $VT1 \rightarrow VT2 \rightarrow VT3$.

VD1				VD2				VD3			
VT1	VT2	VT3	VT1	VT2	VT3	VT1	VT2	VT3	VT	VT2	VT3

Рисунок 2.13 – Алгоритм комутації діодів і транзисторів при чотирикратній частоті імпульсів керування

Використовуючи схему рис. 2.1 та наведений вище алгоритм комутації, розраховуємо криві струму фаз конденсаторної батареї. Як впливає з рис. 2.13, зміна стану досліджуваної системи відбувається через дванадцятую частину періоду ($\pi/6$).

Знаючи закономірність струму фази конденсаторної батареї на окремих інтервалах періоду, розрахуємо комутуючу напругу, використовуючи співвідношення (2.2). Розрахунки такі ж, як і в попередніх випадках, кількість

інтервалів кривої комутуючої напруги така ж, як і кількість інтервалів кривої струму. Результати аналізу, криві струму усіх фаз, побудовані на рис. 2.14.

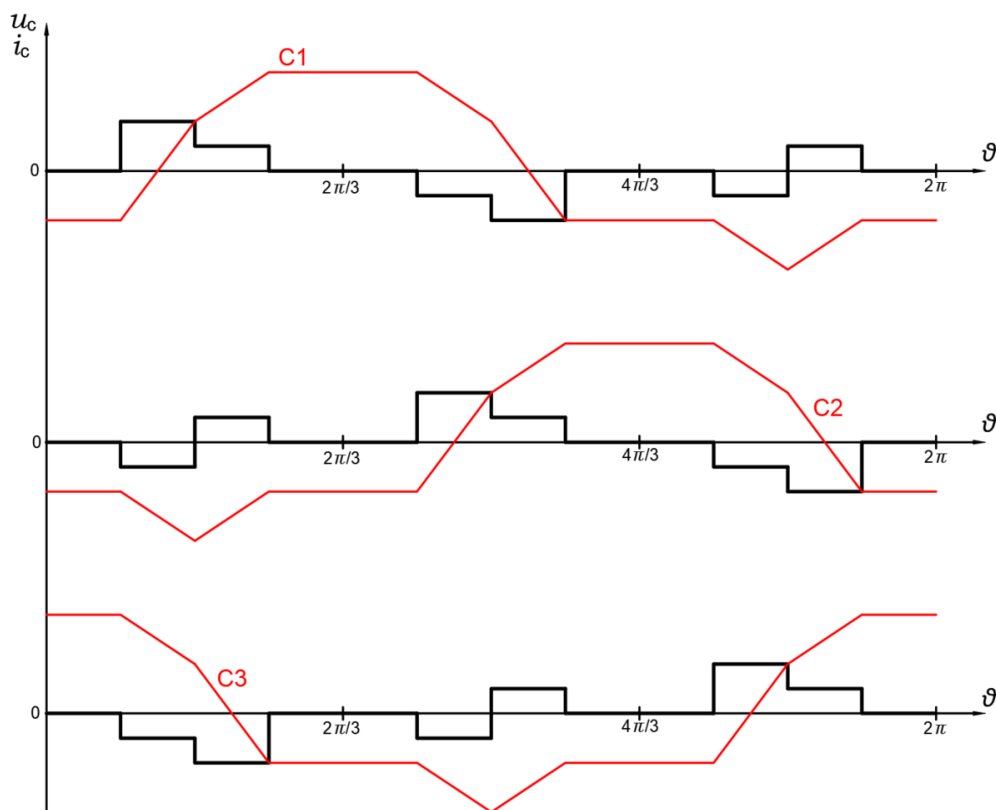


Рисунок 2.14 – Струм і напруга фаз конденсаторної батареї при чотирикратній частоті імпульсів керування

Восьмикратна частота. Момент включення в роботу транзистора VT1 збігається з моментом вступу в роботу силового електричного вентиля VD1. Якщо через $\Delta\psi$ позначити величину зсуву між цими моментами, то виходить, що досліджуваному режиму відповідає умова $\Delta\psi = 0$. Алгоритм комутації силових електричних вентилів і транзисторів комутуючої ланки представлено на рис. 2.15.

Послідовність вступу в роботу силових електричних вентилів визначається трифазною напругою вторинної обмотки перетворювального трансформатора. Оскільки ця напруга має пряме чергування фаз, силові електричні вентиля працюють у послідовності VD1→VD2→VD3.

Частота перемикання транзисторів комутуючої ланки – восьмикратна. Тож відповідно до чергування гармонік різних порядків, послідовність вступу в роботу транзисторів комутуючої ланки має бути зворотною: VT3→VT2→VT1.

VD1								VD2								VD3							
VT3	VT2	VT1	VT3	VT2	VT1	VT3	VT2	VT1	VT3	VT2	VT1	VT3	VT2	VT1	VT3	VT2	VT1	VT3	VT2	VT1	VT3	VT2	VT1

Рисунок 2.15 – Алгоритм комутації діодів і транзисторів при восьмикратній частоті імпульсів керування

Використовуючи схему рис. 2.1 та наведений вище алгоритм комутації, розраховуємо криві струму фаз конденсаторної батареї. Як випливає з рис. 2.16, зміна стану досліджуваної системи відбувається через двадцять четверту частину періоду ($\pi/16$).

Знаючи закономірність струму фази конденсаторної батареї на окремих інтервалах періоду, розрахуємо комутуючу напругу, використовуючи співвідношення (2.2). Розрахунки такі ж, як і в попередніх випадках, кількість інтервалів кривої комутуючої напруги така ж, як і кількість інтервалів кривої струму. Результати аналізу особливостей перезаряду конденсаторів КЛ при восьмикратній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки, криві струму усіх фаз і комутуючої напруги, побудовані на рис. 2.16.

Дослідження щодо процесу перезаряду КБ комутуючої ланки при більших частотах імпульсів керування транзисторами КЛ, перенесені у додаток А. На рис. 2.17 представлені результати цих досліджень.

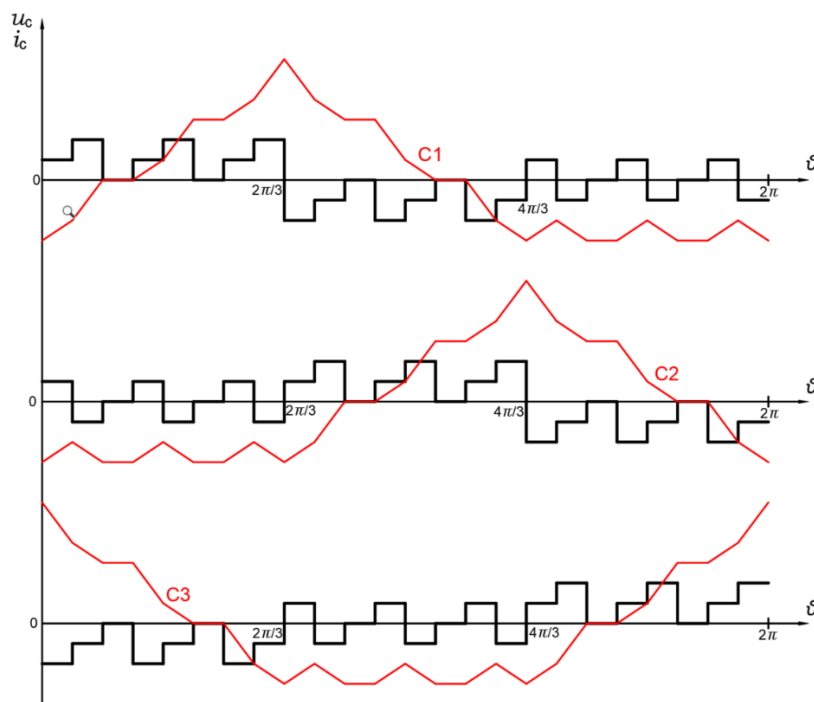


Рисунок 2.16 – Струм і напруга фаз конденсаторної батареї при
восьмикратній частоті імпульсів керування

З отриманих результатів проведено накладання усіх чотирьох графіків напруги для конденсаторної батареї C1 (рис. 2.17).

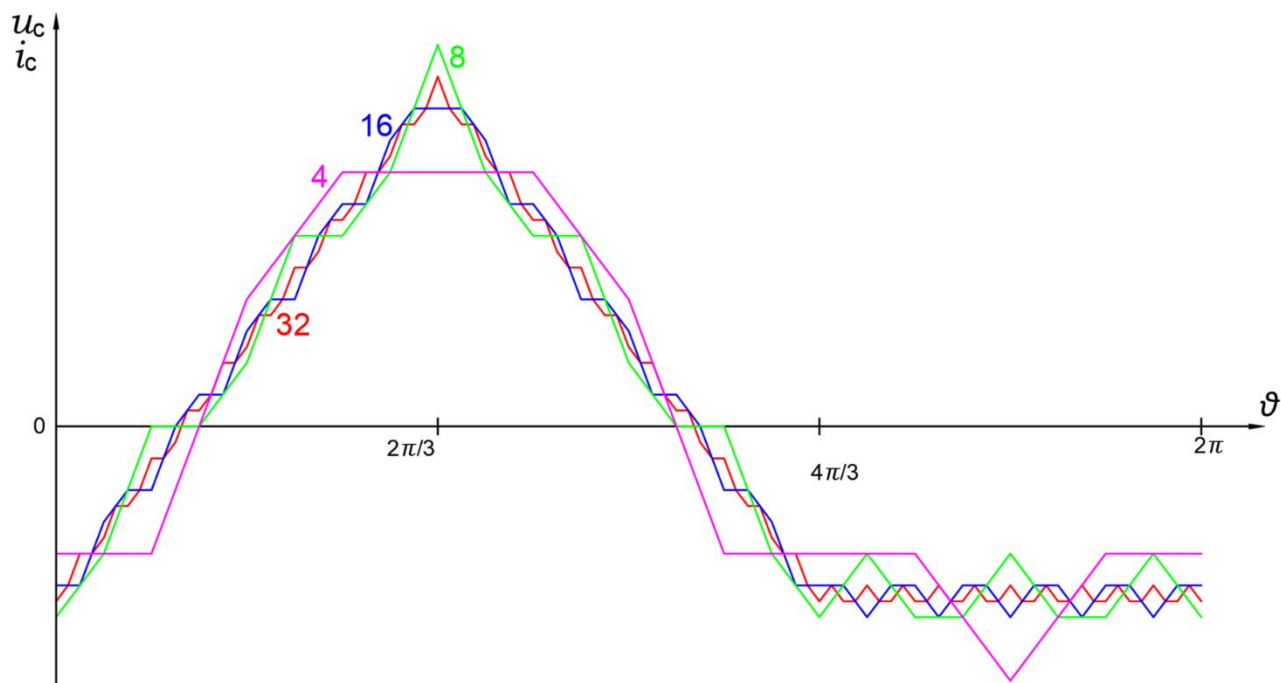


Рисунок 2.17 – Напруга конденсаторної батареї C1 при чотирикратній,
восьмикратній, шістнадцятикратній та тридцятидвократній частоті

Рис. 2.17 підтверджує, що напруга, при збільшенні частоти, суттєво форму не змінює, але відбувається більш плавний перехід між інтервалами ϑ , адже при збільшенні частоти імпульсів керування, величина інтервалу зменшується. Також, можна відмітити, що при восьмикратній частоті імпульсів керування, напруга на конденсаторній батареї C1 має більше значення, порівняно з іншими частотами імпульсів керування, при однаковій ємності конденсаторної батареї у всіх випадках.

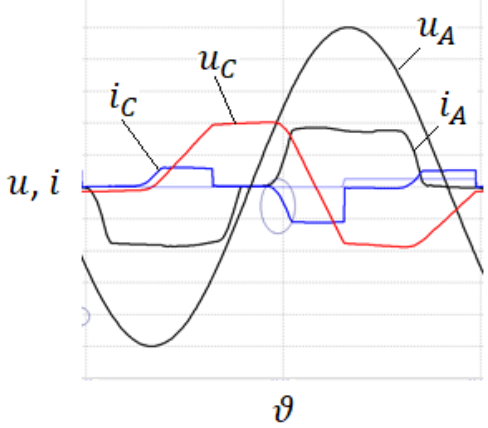
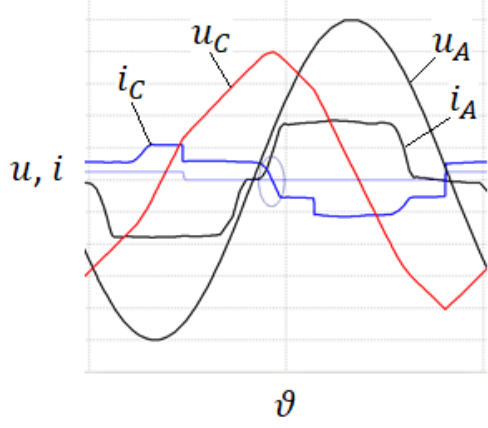
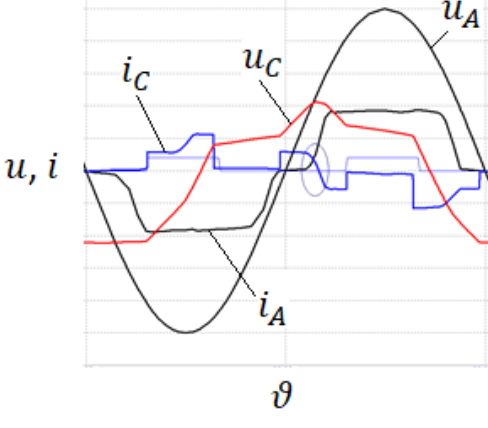
2.4 Вплив протяжності комутаційного процесу на форму струму фаз конденсаторної батареї та величину і форму комутуючої напруги

Дослідження показують, що форма струму фаз конденсаторної батареї і комутуючої напруги мало залежить від урахування протяжності комутаційного процесу. З іншого боку, для точного розрахунку комутуючої напруги необхідно мати закономірність зміни струму комутації. Але для розрахунку закономірності зміни струму комутації необхідно знати межі зміни струму фази комутуючих конденсаторів в інтервалі комутації, складовою якого є струм комутації.

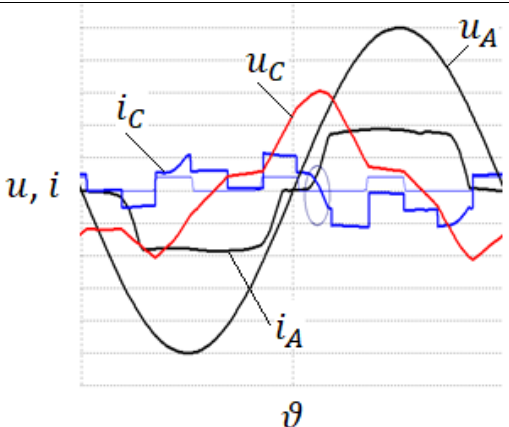
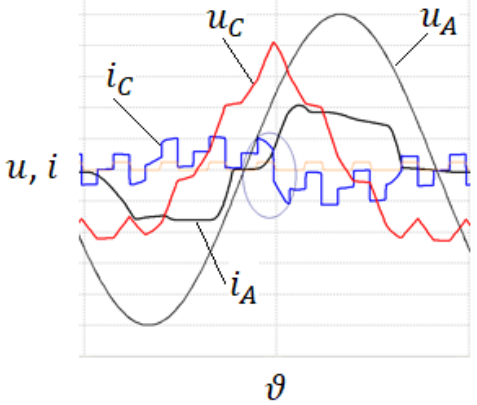
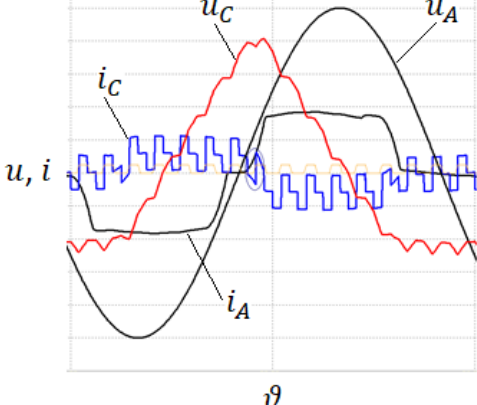
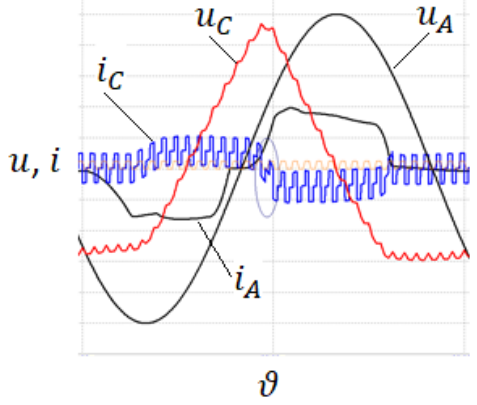
Тож у дисертаційній роботі на даному етапі досліджень застосовано метод схемотехнічного моделювання. Характеристика застосованої електричної моделі наведена у розділі 5. А у табл. 2.6 наведений графічний матеріал, користуючись яким, можна визначити межі зміни струму фази комутуючих конденсаторів в інтервалі комутації. Ці дані також підтверджують наведені у розділі криві струму і комутуючої напруги, отримані розрахунковим шляхом з умовою миттєвої комутації струму силовими електричними вентилями [35], [64], [66].

Тому результати досліджень, наведені у розділі, необхідно урахувати при подальших наукових дослідженнях.

Таблиця 2.6 – Вплив протяжності комутаційного процесу на струму конденсаторної батареї

Кратність частоти імпульсів керування	В межах якої фази здійснюється керування	Криві струмів і напруг комутаційного процесу	Межі зміни струму ємності в інтервалі комутації
1	2	3	4
1	своєї		$i_C = -\frac{2}{3}i_k$
1	наступної		$i_C = \frac{1}{3}I_d - \frac{2}{3}i_k$
2	своєї		$i_C = \frac{1}{3}I_d - \frac{2}{3}i_k$

продовження таблиці 2.6

1	2	3	4
4	своєї		$i_c = \frac{1}{3}I_d - \frac{2}{3}i_k$
8	своєї		$i_c = \frac{1}{2}I_d - \frac{1}{2}i_k$
16	своєї		$i_c = -\frac{2}{3}i_k$
32	своєї		$i_c = \frac{1}{3}I_d - \frac{2}{3}i_k$

Висновки до розділу 2

1. Проведені дослідження підтверджують факт залежності режиму роботи перетворювача від умов перезаряду конденсаторної батареї, які створюються сукупністю факторів, основними з них є зсув у часі між моментом вступу в роботу діодів компенсаційної частини перетворювача і транзисторів та частота імпульсів керування останніми.

2. При збільшенні частоти імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки, крива комутуючої напруги стає більш плавною за рахунок збільшення кількості та зменшення протяжності інтервалів перезаряду конденсаторів.

3. При подальшому (порівняно з восьмикратним) збільшенні частоти керування транзисторами КЛ, максимальне значення комутуючої напруги зменшується, але це зменшення не перевищує 10% від значення КН при восьмикратній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки.

При тридцятидвократній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки, форма напруги комутуючих конденсаторів трифазного мостового компенсаційного перетворювача наближається до тієї, яка була у нульових компенсаційних перетворювачах при застосуванні трифазного зрівноважувального реактора. При подальшому збільшенні частоти імпульсів керування транзисторами КЛ, вона не змінюється, тож подальше збільшення частоти не має сенсу.

4. Дані табл. 2.6 підтверджують різну закономірність зміни струму фази конденсаторів комутуючої ланки в інтервалі комутації струму силовими електричними вентилями за різних умов перезаряду конденсаторів. Цей факт потребує урахування при дослідженні електромагнітних процесів у трифазному мостовому компенсаційному перетворювачі, оскільки якраз закономірність зміни струму фази конденсаторів комутуючої ланки є визначальним фактором, що впливає на особливості комутаційного процесу.

РОЗДІЛ 3. ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПРОЦЕСИ У ТРИФАЗНОМУ МОСТОВОМУ КОМПЕНСАЦІЙНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

У дисертаційній роботі досліджуються два варіанти трифазного мостового компенсаційного перетворювача. У варіанті з однією комутуючою ланкою (схема, рис. 1.10, *а*) силові електричні вентиля компенсаційної частини перетворювача працюють з випереджаючим кутом регулювання. Силові електричні вентиля іншої частини перетворювача працюють у звичайному (некомпенсаційному) режимі.

Усі силові електричні вентиля варіанту перетворювача з двома комутуючими ланками (схема, рис.1.10, *б*) працюють у компенсаційному режимі, тобто мають випереджаючий кут регулювання, який забезпечується напругою комутуючих конденсаторів [8], [48].

Закономірність зміни струму комутації силових електричних вентилів компенсаційних частин перетворювача залежить від того, за яким законом змінюється струм фази комутуючих конденсаторів в інтервалі комутації. Це питання докладно досліджене у попередньому розділі. Результати досліджень доводять, що залежно від моменту включення транзисторів комутуючої ланки та частоти імпульсів керування останніми, електромагнітний процес перемикання силових електричних вентилів має свої особливості. При цьому ефективність використання основного силового обладнання перетворювача буде різною, що і складає предмет наступного наукового дослідження [22].

3.1 Комутаційний процес у некомпенсаційній частині перетворювача

Спочатку розглянемо комутаційний процес у анодній частині трифазного мостового компенсаційного перетворювача з однією комутуючою ланкою.

Нехай розглядається комутація з силового електричного вентиля VD6 на VD4. Контур комутації складається з фаз А і С перетворювального трансформатора, до яких підімкнені вентиля, і самих вентилів [88].

При аналізі прийняті наступні припущення:

- система ЕРС вторинної обмотки трансформатора симетрична і синусоїдна;

- силові електричні вентиля – ідеальні ключі;
- активним опором обладнання і ошиновки нехтуємо;
- нехтуємо струмом намагнічування трансформатора;
- струм навантаження ідеально згладжений.

При цьому систему трифазної ЕРС вторинної обмотки перетворювального трансформатора запишемо, як і у дослідженні попереднього розділу, за (2.1).

У анодній групі вентилів комутація струму здійснюється напругою вторинної обмотки перетворювального трансформатора. Тому рівняння контуру комутації струму вентилями цієї групи має вигляд:

$$e_A - x_\gamma \frac{di_4}{d\vartheta} - e_C + x_\gamma \frac{di_6}{d\vartheta} = 0. \quad (3.1)$$

Урахуємо, що струм вентиля, який входить у роботу, є струмом комутації i_k , тобто $i_4 = i_k$, а струм вентиля, який з роботи виходить $i_6 = I_d - i_k$. Ураховуючи викладене, рівняння (3.1) запишемо так:

$$x_\gamma \frac{d}{d\vartheta} (i_k - I_d) + x_\gamma \frac{di_k}{d\vartheta} = e_A - e_C.$$

Вважаючи, що у позакомутаційний проміжок часу випрямлений струм практично не змінюється, отримаємо:

$$2x_\gamma \frac{di_k}{d\vartheta} = \sqrt{3}E_m \sin(\vartheta + \psi). \quad (3.2)$$

Це рівняння комутації вентилів анодної групи досліджуваного випрямляча. Якщо він реалізований на некерованих електричних вентилях (діодах), то $\psi = 0$.

При цьому з рівняння (3.2) випливає

$$di_k = \frac{\sqrt{3}E_m}{2x_\gamma} \sin \vartheta d\vartheta,$$

чи

$$i_k = \int_0^\vartheta \frac{\sqrt{3}E_m}{2x_\gamma} \sin \vartheta d\vartheta.$$

Після інтегрування отримаємо закономірність зміни струму комутації вентилів анодної групи:

$$i_k = \frac{\sqrt{3}E_m}{2x_\gamma}(1 - \cos \vartheta). \quad (3.3)$$

В момент завершення комутації ($\vartheta = \gamma$), де γ - кут комутації, струм комутації досягає свого усталеного значення I_d :

$$I_d = \frac{\sqrt{3}E_m}{2x_\gamma}(1 - \cos \gamma).$$

Поділимо останнє на струм навантаження I_d і перейдемо до відносних одиниць:

$$1 = \frac{1}{x_{\gamma*}}(1 - \cos \gamma). \quad (3.4)$$

Останнє є нормованим рівнянням комутаційного процесу у вентилях анодної групи досліджуваного випрямляча. Його можна використати для обчислення кута комутації у різних режимах роботи випрямляча.

3.2 Комутаційний процес у компенсаційній частині перетворювача

Цей комутаційний процес є більш складним, оскільки у контур комутації силових електричних вентилів окрім ЕРС вторинних обмоток фаз перетворювального трансформатора входить також і комутуюча напруга u_c однієї з фаз конденсаторної батареї [8], [88]. Тому рівняння контуру комутації струму вентилями цієї групи має вигляд:

$$e_A - x_\gamma \frac{di_4}{d\vartheta} - e_c + x_\gamma \frac{di_6}{d\vartheta} - u_c = 0. \quad (3.5)$$

Урахуємо, що струм вентиля, який входить у роботу, є струмом комутації i_k , тобто $i_1 = i_k$, а струм вентиля, який з роботи виходить $i_3 = I_d - i_k$. Враховуючи викладене, рівняння (3.5) запишемо так:

$$x_\gamma \frac{d}{d\vartheta}(i_k - I_d) + x_\gamma \frac{di_k}{d\vartheta} = e_A - e_c.$$

Вважаючи, що у позакомутаційний проміжок часу випрямлений струм практично не змінюється, отримаємо:

$$2x_\gamma \frac{di_k}{d\vartheta} - u_c = \sqrt{3}E_m \sin(\vartheta + \psi). \quad (3.6)$$

Це універсальне рівняння комутації струму силовими електричними вентилями будь-якого перетворювача компенсаційного типу.

До речі, таким же було і рівняння комутації у компенсаційних перетворювачах попереднього покоління, де у комутуючій ланці використовувався трифазний зрівноважувальний реактор (ТЗР) [55] – [57].

У разі заміни ТЗР на групу IGBT-транзисторів, форма і величина струму конденсаторів (а також і комутуючої напруги) визначається декількома факторами, а саме: частотою проходження імпульсів керування транзисторами, зміщенням моменту подачі імпульсу управління по відношенню до моменту вступу в роботу силових електричних вентилів, величиною ємності фази комутуючих конденсаторів та величиною струму навантаження. Серед зазначених факторів є такі, які впливають лише на кількісні показники електромагнітних процесів у перетворювачі [41], [45].

Що ж стосується частоти імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки, то цей фактор суттєво впливає як на характер електромагнітних процесів, так і на енергетичні характеристики перетворювача, як джерела живлення технологічних споживачів.

3.2.1 Комутаційний процес при частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки, що дорівнює частоті мережевої напруги

Для усіх перетворювачів електричної енергії компенсаційного типу правилом є те, що у технологічному процесі електроживлення напруга комутуючих конденсаторів u_c створюється сукупністю струмів комутації і навантаження. Скористаємось результатами досліджень попереднього розділу, що стосуються умов перезаряду конденсаторів комутуючої ланки при однократній частоті імпульсів керування транзисторами. Якщо керування здійснюється в межах роботи силового електричного вентиля своєї фази, то за зазначених умов в інтервалі комутації з діода D3 на діод D1 струм і напруга фази конденсаторної батареї, з'єднаної трикутником:

$$i_c = -\frac{2}{3}i_k. \quad (3.7)$$

$$u_c = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_c d\vartheta + u_c(0). \quad (3.8)$$

Ураховуючи (3.6), (3.7) і (3.8) рівняння для контуру комутації запишемо так:

$$2x_\gamma \frac{di_k}{d\vartheta} + \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} \frac{2}{3} i_k d\vartheta - u_c(0) = \sqrt{3} E_m \sin(\vartheta + \psi). \quad (3.9)$$

Продиференціювавши останнє, отримаємо:

$$2\omega L_\gamma \frac{d^2 i_k}{d\vartheta^2} + \frac{2i_k}{3\omega C} = \sqrt{3} E_m \cos(\vartheta + \psi).$$

Вирішення цього неоднорідного диференціального рівняння щодо закономірності зміни струму комутації складається з вимушеної та вільної складових:

$$i_k = i'_k + i''_k.$$

Рівняння для визначення коренів характеристичного рівняння:

$$2\omega L_\gamma p^2 + \frac{2}{3\omega C} = 0, \text{ звідки } p^2 = -\frac{1}{3\omega^2 L_\gamma C}.$$

Таким чином:

$$p_{1,2} = \pm j \sqrt{\frac{1}{3\omega^2 L_\gamma C}} = \pm j \frac{\omega_0}{\omega}, \quad (3.10)$$

де $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{3L_\gamma C}}$ – власна частота контуру комутації.

Відповідно до характеру коренів, вільну складову струму комутації запишемо:

$$i''_k = K_1 \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta + K_2 \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta.$$

Окреме рішення визначимо з наступного рівняння:

$$\frac{d^2 i'_k}{d\vartheta^2} + \frac{i'_k}{3\omega^2 L_\gamma C} = \frac{\sqrt{3} E_m \cos(\vartheta + \psi)}{2\omega L_\gamma}. \quad (3.11)$$

Його розв'язок дає:

$$i'_k = \frac{\sqrt{3} E_m \cos(\vartheta + \psi)}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma}.$$

При цьому закономірність зміни струму комутації у загальному вигляді буде такою

$$i_k = \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma} + K_1 \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta + K_2 \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta. \quad (3.12)$$

Оскільки досліджуваний компенсаційний випрямляч реалізований на некерованих вентилях, постійні інтегрування визначимо, використовуючи наступні умови:

1. У момент початку комутації при $\vartheta = 0$, струм комутації $i_k = 0$, звідки отримаємо

$$K_1 = -\frac{\sqrt{3}E_m \cos \alpha}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma}. \quad (3.13)$$

Тут також враховано, що в діодному компенсаційному випрямлячі під ψ мається на увазі випереджаючий кут регулювання α , що вільно встановлюється. Враховуючи випереджальний характер цього кута, його в рівняння слід підставляти зі знаком мінус.

2. Комутація струму починається в момент, коли лінійна напруга вторинної обмотки перетворювального трансформатора зрівняється за величиною з комутуючою напругою фази конденсаторної батареї, включеної між комутуючими вентилями, і різниця зазначених напруг при цьому дорівнюватиме нулю [70].

Продиференціювавши (3.12) і записавши його для моменту $\vartheta = 0$, визначимо другу постійну інтегрування

$$K_2 = -\frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{3}E_m \sin \alpha}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma}. \quad (3.14)$$

Таким чином, остаточний вираз струму комутації електричних вентилів компенсаційної частини досліджуваного перетворювача, має вигляд

$$i_k = \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{\frac{2}{3\omega C} - 2\omega L_\gamma} - \frac{\sqrt{3}E_m \cos \alpha}{\frac{2}{3\omega C} - 2\omega L_\gamma} \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta - \frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{3}E_m \sin \alpha}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma} \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta. \quad (3.15)$$

Поділимо останнє на випрямлений струм I_d досліджуваного перетворювача і застосуємо наступну систему базисних величин:

- базисна напруга $U_{\delta} = \sqrt{3}E_m$;
- базисний струм: $I_{\delta} = \sqrt{3}E_m/2x_{\gamma}$, де x_{γ} - індуктивний опір фази перетворювального трансформатора, приведене до його вторинної обмотки;
- базисна частота $\omega_{\delta} = \omega = 314$;
- базисна реактивність кола змінного струму: $x_{\delta} = \sqrt{3}E_m/2I_d$.

При цьому отримаємо нормований вираз струму комутації силовими електричними вентилями компенсаційної частини трифазного мостового перетворювача:

$$i_{k*} = \frac{\cos(\vartheta - \alpha)}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} - \frac{\cos \alpha}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \cos \omega_{0*} \vartheta - \frac{\sin \alpha}{\omega_{0*}x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \sin \omega_{0*} \vartheta. \quad (3.16)$$

Використавши співвідношення (3.16), отримаємо закономірність зміни струму комутуючих конденсаторів і комутуючої напруги за співвідношенням (3.8), нормований вираз якого, при з'єднанні конденсаторної батареї трикутником, має вигляд:

$$u_{c\Delta*} = \frac{3}{2} x_{\gamma*} \omega_{0*}^2 \int_0^{\vartheta} i_{c*} d\vartheta + u_{c*}(0). \quad (3.17)$$

3.2.2 Комутаційний процес при подвоєній та чотирикратній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки

Як впливає з матеріалів досліджень попереднього розділу 2, при подвоєній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки, струм фази конденсаторної батареї в інтервалі комутації, змінюється відповідно наступного співвідношення:

$$i_c = \frac{1}{3}I_d - \frac{2}{3}i_k. \quad (3.18)$$

Ураховуючи (3.6), (3.18) і (3.8) рівняння для контуру комутації запишемо так:

$$2x_{\gamma} \frac{di_k}{d\vartheta} + \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} \left(\frac{2}{3}i_k - \frac{1}{3}I_d \right) d\vartheta - u_c(0) = \sqrt{3}E_m \sin(\vartheta + \psi). \quad (3.19)$$

Диференціюємо останнє і отримаємо:

$$2\omega L_\gamma \frac{d^2 i_k}{d\vartheta^2} + \frac{2i_k}{3\omega C} - \frac{I_d}{3\omega C} = \sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi),$$

чи

$$2\omega L_\gamma \frac{d^2 i_k}{d\vartheta^2} + \frac{2i_k}{3\omega C} = \sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi) + \frac{I_d}{3\omega C}.$$

На відміну від попереднього дослідження (див. розд. 3.2.1.), вирішення цього неоднорідного диференціального рівняння щодо закономірності зміни струму комутації складається з двох вимушених складових та однієї вільної:

$$i_k = i'_{k1} + i'_{k2} + i''_k. \quad (3.20)$$

Але співвідношення для визначення коренів характеристичного рівняння залишається таким же, як і у попередньому дослідженні. Тож і корені характеристичного рівняння можна розраховувати за виразом (3.10). Відповідно зазначеному, вільну складову струму комутації запишемо так:

$$i''_k = B_1 \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta + B_2 \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta. \quad (3.21)$$

Перше окреме рішення отримаємо, розв'язавши рівняння:

$$\frac{d^2 i'_{k1}}{d\vartheta^2} + \frac{i'_{k1}}{3\omega^2 L_\gamma C} = \frac{I_d}{6\omega^2 L_\gamma C}.$$

При цьому отримаємо

$$i'_{k1} = I_d/2. \quad (3.22)$$

Друге окреме рішення визначимо з наступного рівняння:

$$\frac{d^2 i'_{k2}}{d\vartheta^2} + \frac{i'_{k2}}{3\omega^2 L_\gamma C} = \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{2\omega L_\gamma}. \quad (3.23)$$

Як бачимо, це рівняння (3.11). Його докладний розв'язок розглянутий раніше. Відповідно, друга вимушена складова виразу (3.20) дорівнює

$$i'_{k2} = \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma}. \quad (3.24)$$

Ураховавши (3.20), (3.21), (3.22) та (3.24), закономірність зміни струму комутації у загальному вигляді буде такою:

$$i_k = \frac{1}{2}I_d + \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma} + B_1 \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta + B_2 \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta. \quad (3.25)$$

Умови визначення сталих інтегрування такі ж, як і у дослідженнях попереднього розділу (див. розд. 3.2.1).

1. У момент початку комутації при $\vartheta = 0$, струм комутації $i_k = 0$, звідки отримаємо

$$B_1 = -\frac{1}{2}I_d - \frac{\sqrt{3}E_m \cos \alpha}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma}. \quad (3.26)$$

2. Комутація струму починається в момент, коли лінійна напруга вторинної обмотки перетворювального трансформатора зрівняється за величиною з комутуючою напругою фази конденсаторної батареї, включеної між комутуючими вентилями, і різниця зазначених напруг при цьому дорівнюватиме нулю. Тому

$$B_2 = -\frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{3}E_m \sin \alpha}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma}. \quad (3.27)$$

Ураховуючи (3.25), (3.26) та (3.27) остаточний вираз струму комутації електричних вентилів компенсаційної частини досліджуваного перетворювача, має вигляд

$$i_k = \frac{1}{2}I_d + \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma} - \left(\frac{1}{2}I_d + \frac{\sqrt{3}E_m \cos \alpha}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma}\right) \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta - \frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{3}E_m \sin \alpha}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma} \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta. \quad (3.28)$$

Поділимо останнє на випрямлений струм I_d досліджуваного перетворювача, застосуємо наведену раніше систему базисних величин і отримаємо нормований вираз струму комутації при подвоєній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки:

$$i_{k*} = \frac{1}{2} + \frac{\cos(\vartheta - \alpha)}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} - \left(\frac{1}{2} + \frac{\cos \alpha}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)}\right) \cos \omega_{0*} \vartheta - \frac{\sin \alpha}{\omega_{0*}x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \sin \omega_{0*} \vartheta. \quad (3.29)$$

Згідно результатів досліджень, наведених у розділі 2, при чотирикратній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки, струм фази конденсаторної батареї змінюється відповідно співвідношення (3.18). Тож струм комутації силових електричних вентилів у такому випадку також буде змінюватись за виразом (3.29). Відповідно до цього виразу буде змінюватись також струм комутації силових електричних вентилів для режимів: одинарної частоти при регулюванні у межах наступної фази, при шістнадцятикратній та тридцятидвократній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки.

Але це не означає, що комутуюча напруга, яка розраховується за співвідношенням (3.17), буде однаковою за формою і величиною у всіх зазначених режимах роботи перетворювача.

3.2.3 Комутаційний процес при восьмикратній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки

У розділі 2 доведено, при вісьмикратній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки, струм фази конденсаторної батареї в інтервалі комутації, змінюється відповідно наступного співвідношення:

$$i_c = \frac{1}{2}I_d - \frac{1}{2}i_k. \quad (3.30)$$

Ураховуючи (3.6), (3.30) і (3.8) рівняння для контуру комутації запишемо так:

$$2x_\gamma \frac{di_k}{d\vartheta} + \frac{1}{\omega C} \int_0^\vartheta \left(\frac{1}{2}i_k - \frac{1}{2}I_d\right)d\vartheta - u_c(0) = \sqrt{3}E_m \sin(\vartheta + \psi). \quad (3.31)$$

Диференціюємо останнє і отримаємо:

$$2\omega L_\gamma \frac{d^2i_k}{d\vartheta^2} + \frac{i_k}{2\omega C} - \frac{I_d}{2\omega C} = \sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi),$$

чи

$$2\omega L_\gamma \frac{d^2i_k}{d\vartheta^2} + \frac{i_k}{2\omega C} = \sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi) + \frac{I_d}{2\omega C}.$$

Як і у попередньому дослідженні (див. розд. 3.2.2), вирішення цього неоднорідного диференціального рівняння щодо закономірності зміни струму комутації складається з двох вимушених складових та однієї вільної:

$$i_k = i'_{k1} + i'_{k2} + i''_k. \quad (3.32)$$

Рівняння для визначення коренів характеристичного рівняння:

$$2\omega L_\gamma p^2 + \frac{1}{2\omega C} = 0, \text{ звідки } p^2 = -\frac{1}{4\omega^2 L_\gamma C}.$$

Таким чином:

$$p_{1,2} = \pm j \sqrt{\frac{1}{4\omega^2 L_\gamma C}} = \pm j \frac{\omega_0}{\omega}, \quad (3.33)$$

де $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{4L_\gamma C}}$ – власна частота контуру комутації.

Відповідно до характеру коренів, вільну складову струму комутації запишемо так: $i''_k = D_1 \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta + D_2 \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta$.

Перше окреме рішення отримаємо, розв'язавши рівняння:

$$\frac{d^2 i'_{k1}}{d\vartheta^2} + \frac{i'_{k1}}{4\omega^2 L_\gamma C} = \frac{I_d}{4\omega^2 L_\gamma C}.$$

При цьому отримаємо:

$$i'_{k1} = I_d. \quad (3.34)$$

Друге окреме рішення визначимо з наступного рівняння:

$$\frac{d^2 i'_{k2}}{d\vartheta^2} + \frac{i'_{k2}}{4\omega^2 L_\gamma C} = \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{2\omega L_\gamma}. \quad (3.35)$$

Його розв'язок дає:

$$i'_{k2} = \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{1/2\omega C - 2\omega L_\gamma}. \quad (3.36)$$

При цьому закономірність зміни струму комутації у загальному вигляді буде такою:

$$i_k = I_d + \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{1/2\omega C - 2\omega L_\gamma} + D_1 \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta + D_2 \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta. \quad (3.37)$$

Умови визначення сталих інтегрування такі ж, як і у дослідженнях попередніх розділів (див. розд. 3.2.1 та 3.2.2).

1. У момент початку комутації при $\vartheta = 0$, струм комутації $i_k = 0$, звідки отримаємо:

$$D_1 = -I_d - \frac{\sqrt{3}E_m \cos \alpha}{1/2\omega C - 2\omega L_\gamma}. \quad (3.38)$$

2. Комутація струму починається в момент, коли лінійна напруга вторинної обмотки перетворювального трансформатора зрівняється за величиною з комутуючою напругою фази конденсаторної батареї, включеної між комутуючими вентилями, і різниця зазначених напруг при цьому дорівнюватиме нулю. Тому:

$$D_2 = -\frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{3}E_m \sin \alpha}{1/2\omega C - 2\omega L_\gamma}. \quad (3.39)$$

Ураховуючи (3.37), (3.38) та (3.39) остаточний вираз струму комутації електричних вентилів компенсаційної частини досліджуваного перетворювача, має вигляд:

$$i_k = I_d + \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{1/2\omega C - 2\omega L_\gamma} - \left(I_d + \frac{\sqrt{3}E_m \cos \alpha}{\frac{1}{2\omega C} - 2\omega L_\gamma} \right) \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta - \frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{3}E_m \sin \alpha}{1/2\omega C - 2\omega L_\gamma} \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta. \quad (3.40)$$

Поділимо останнє на випрямлений струм I_d досліджуваного перетворювача, застосуємо наведену раніше систему базисних величин і отримаємо нормований вираз струму комутації при вісьмикратній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки:

$$i_{k*} = 1 + \frac{\cos(\vartheta - \alpha)}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} - \left(1 + \frac{\cos \alpha}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \right) \cos \omega_{0*} \vartheta - \frac{\sin \alpha}{\omega_{0*} x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \sin \omega_{0*} \vartheta. \quad (3.41)$$

3.2.4 Узагальнене рівняння струму комутації силових електричних вентилів мостового компенсаційного перетворювача

Аналізуючи структуру рівнянь (3.16), (3.29) та (3.41) доходимо висновку щодо можливості їх узагальнення на випадок різних частот імпульсів керування транзисторами КЛ та, відповідно, закономірності зміни струму фази КБ в інтервалі комутації [8], [84], [88].

Запишемо узагальнене рівняння струму комутаційного процесу у трифазному мостовому компенсаційному перетворювачі наступним чином:

$$i_{k*} = N + \frac{\cos(\vartheta - \alpha)}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} - \left(N + \frac{\cos \alpha}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \right) \cos \omega_{0*} \vartheta - \frac{\sin \alpha}{\omega_{0*} x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \sin \omega_{0*} \vartheta. \quad (3.42)$$

- $N = 0$ у випадку зміни струму фази конденсаторної батареї в інтервалі комутації $i_{C*} = -\frac{2}{3} i_{k*}$;
- $N = 0,5$ у випадку зміни струму фази конденсаторної батареї в інтервалі комутації $i_{C*} = \frac{1}{3} - \frac{2}{3} i_{k*}$;
- $N = 1$ у випадку зміни струму фази конденсаторної батареї в інтервалі комутації $i_{C*} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} i_{k*}$.

3.3 Напряга конденсаторів комутуючої ланки – комутуюча напряга

Маючи закономірність зміни струму силових електричних вентилів в інтервалі комутації, застосовуючи (3.17), розрахуємо закономірність зміни комутуючої напряги [87].

3.3.1 Комутуюча напряга при частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки, що дорівнює частоті мережевої напряги

При цьому урахуємо, що на періоді частоти напряги мережі живлення, крива струму фази конденсаторної батареї, з'єднаної трикутником, при одинарній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки та керуванням в межах своєї фази, має 9 ділянок

Керування в межах своєї фази. Кількість ділянок кривої комутуючої напряги така ж, як і кількість ділянок кривої струму:

I ділянка: $i_{C*} = -\frac{2}{3} i_{k*}, 0 \leq \vartheta \leq \gamma;$

$$u_{C\Delta*(1)} = -x_{\gamma*} \omega_{0*}^2 \int_0^{\vartheta} i_{k*} d\vartheta + u_{C*}(0).$$

В кінці ділянки при $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta*(1)k} = -x_{\gamma*} \omega_{0*}^2 \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta + u_{C*}(0).$

II ділянка: $i_{C^*} = -\frac{2}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \theta$;

$$u_{C\Delta^*(2)} = \frac{3}{2}x_{\gamma^*}\omega_0^2 \int_0^\vartheta i_{C^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(1)k} = -x_{\gamma^*}\omega_0^2 \vartheta - x_{\gamma^*}\omega_0^2 \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta + u_{C^*}(0).$$

В кінці ділянки при $\vartheta = \theta$, $u_{C\Delta^*(2)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2(-\theta - \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta) + u_{C^*}(0)$.

III ділянка: $i_{C^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq (2\pi/3 - \theta - \gamma)$;

$$u_{C\Delta^*(3)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(-\theta - \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0) = u_{C\Delta^*(3)k}.$$

IV ділянка: $i_{C^*} = \frac{1}{3}i_{k^*}, 0 \leq \vartheta \leq \gamma$;

$$\begin{aligned} u_{C\Delta^*(4)} &= x_{\gamma^*}\omega_0^2 \frac{1}{2} \int_0^\vartheta i_{k^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(3)k} = \\ &= x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(\frac{1}{2} \int_0^\vartheta i_{k^*} d\vartheta - \theta - \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0). \end{aligned}$$

В кінці, при $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta^*(4)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(-\theta - \frac{1}{2} \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

V ділянка: $i_{C^*} = \frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \theta$;

$$\begin{aligned} u_{C\Delta^*(5)} &= \frac{3}{2}x_{\gamma^*}\omega_0^2 \int_0^\vartheta i_{C^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(4)k} = \\ &= x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(\frac{1}{2}\vartheta - \theta - \frac{1}{2} \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0). \end{aligned}$$

В кінці, при $\vartheta = \theta$, $u_{C\Delta^*(5)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(-\frac{\theta}{2} - \frac{1}{2} \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

VI ділянка: $i_{C^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq (2\pi/3 - \theta - \gamma)$;

$$u_{C\Delta^*(6)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(-\frac{\theta}{2} - \frac{1}{2} \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0) = u_{C\Delta^*(6)k}.$$

VII ділянка: $i_{C^*} = \frac{1}{3}i_{k^*}, 0 \leq \vartheta \leq \gamma$;

$$\begin{aligned} u_{C\Delta^*(7)} &= x_{\gamma^*}\omega_0^2 \frac{1}{2} \int_0^\vartheta i_{k^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(6)k} = \\ &= x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(\frac{1}{2} \int_0^\vartheta i_{k^*} d\vartheta - \frac{\theta}{2} - \frac{1}{2} \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0). \end{aligned}$$

В кінці ділянки при $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta^*(7)k} = -x_{\gamma^*}\omega_0^2 \frac{\theta}{2} + u_{C^*}(0)$.

VIII ділянка: $i_{c*} = \frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \theta$;

$$u_{c\Delta^*(8)} = \frac{3}{2} x_{\gamma^*} \omega_{0*}^2 \int_0^{\vartheta} i_{c*} d\vartheta + u_{c\Delta^*(7)k} = x_{\gamma^*} \omega_{0*}^2 \left(\frac{1}{2} \vartheta - \frac{\theta}{2} \right) + u_{c*}(0).$$

В кінці ділянки при $\vartheta = \theta$, $u_{c\Delta^*(8)k} = u_{c*}(0)$.

IX ділянка: $i_{c*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq (2\pi/3 - \theta - \gamma)$;

$$u_{c\Delta^*(9)} = u_{c*}(0).$$

Визначимо початкове значення комутуючої напруги, виходячи з умови, що крива комутуючої напруги, не має постійної складової, тобто, її середнє значення за період дорівнює нулю. Виконавши розрахунок, подробиці якого тут не наведено, отримаємо:

$$u_{c*}(0) = x_{\gamma^*} \omega_{0*}^2 \left(\frac{\theta}{2} + \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta \right). \quad (3.43)$$

У вирази кривої комутуючої напруги на окремих ділянках та у (3.43) входить інтегральна функція струму комутації:

$$\begin{aligned} \int_0^{\vartheta} i_{k*} d\vartheta &= \int_0^{\vartheta} \left(\frac{\cos(\vartheta - \alpha)}{x_{\gamma^*}(\omega_{0*}^2 - 1)} - \frac{\cos \alpha}{x_{\gamma^*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \cos \omega_{0*} \vartheta - \right. \\ &\quad \left. - \frac{\sin \alpha}{\omega_{0*} x_{\gamma^*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \sin \omega_{0*} \vartheta \right) d\vartheta = \\ &= \frac{\sin(\vartheta - \alpha) + \sin \alpha}{x_{\gamma^*}(\omega_{0*}^2 - 1)} - \frac{\cos \alpha}{\omega_{0*} x_{\gamma^*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \sin \omega_{0*} \vartheta + \\ &\quad + \frac{\sin \alpha}{\omega_{0*}^2 x_{\gamma^*}(\omega_{0*}^2 - 1)} (\cos \omega_{0*} \vartheta - 1). \end{aligned} \quad (3.44)$$

Використовуючи розрахунок комутуючої напруги на окремих ділянках та співвідношення (3.43) та (3.44) на рис. 3.1 окрім кривої струму фази конденсаторної батареї, побудована розрахована аналітично крива комутуючої напруги. Звернімо увагу, що зображені на рис. 3.1 криві відповідають режиму роботи перетворювача за наступних умов: одинарна частота імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки, регулювання здійснюється в межах роботи силового електричного вентиля своєї фази.

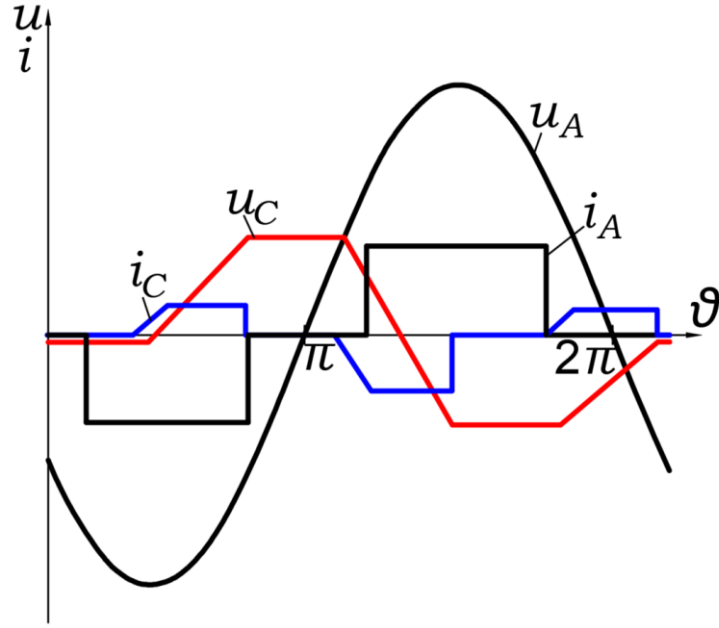


Рисунок 3.1 – Криві струму і напруги фази конденсаторної батареї при одинарній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки

Керування в межах наступної фази. У цьому режимі кількість ділянок кривої струму фази конденсаторної батареї, як і у попередньому – дев'ять. Кількість ділянок кривої комутуючої напруги така ж, як і кількість ділянок кривої струму:

I ділянка: $i_{C*} = \frac{1}{3} - \frac{2}{3}i_{k*}, 0 \leq \vartheta \leq \gamma;$

$$u_{C\Delta*(1)} = \frac{3}{2}x_{\gamma*}\omega_0^2 \int_0^{\vartheta} i_{C*} d\vartheta + u_{C*}(0) = x_{\gamma*}\omega_0^2 \left(\frac{\vartheta}{2} - \int_0^{\vartheta} i_{k*} d\vartheta \right) + u_{C*}(0).$$

В кінці ділянки при $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta*(1)k} = x_{\gamma*}\omega_0^2 \left(\frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta \right) + u_{C*}(0).$

II ділянка: $i_{C*} = -\frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \theta;$

$$\begin{aligned} u_{C\Delta*(2)} &= \frac{3}{2}x_{\gamma*}\omega_0^2 \int_0^{\vartheta} i_{C*} d\vartheta + u_{C\Delta*(1)k} = \\ &= -x_{\gamma*}\omega_0^2 \frac{\vartheta}{2} + x_{\gamma*}\omega_0^2 \left(\frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta \right) + u_{C*}(0). \end{aligned}$$

В кінці при $\vartheta = \theta$, $u_{C\Delta*(2)k} = x_{\gamma*}\omega_0^2 \left(-\frac{\theta}{2} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta \right) + u_{C*}(0).$

III ділянка: $i_{C*} = -\frac{2}{3}, 0 \leq \vartheta \leq (2\pi/3 - \theta - \gamma);$

$$u_{C\Delta*(3)} = -x_{\gamma*}\omega_0^2 \int_0^{\vartheta} i_{C*} d\vartheta + u_{C\Delta*(2)k} =$$

$$= x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\vartheta - \frac{\theta}{2} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0).$$

В кінці при $\vartheta = \frac{2\pi}{3} - \theta - \gamma$, $u_{c\Delta^*(3)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{2\pi}{3} + \frac{\theta}{2} + \frac{3\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0)$.

IV ділянка: $i_{c^*} = -\frac{2}{3} + \frac{1}{3} i_{k^*}$, $0 \leq \vartheta \leq \gamma$;

$$\begin{aligned} u_{c\Delta^*(4)} &= \frac{3}{2} x_{\gamma^*} \omega_0^2 \int_0^{\vartheta} i_{c^*} d\vartheta + u_{c\Delta^*(3)k} = \\ &= x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\vartheta - \frac{1}{2} \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c\Delta^*(3)k} = \\ &= x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\vartheta - \frac{1}{2} \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta - \frac{2\pi}{3} + \frac{\theta}{2} + \frac{3\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0). \end{aligned}$$

В кінці ділянки при $\vartheta = \gamma$, $u_{c\Delta^*(4)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{2\pi}{3} + \frac{\theta}{2} + \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0)$.

V ділянка: $i_{c^*} = -\frac{1}{3}$, $0 \leq \vartheta \leq \theta$;

$$\begin{aligned} u_{c\Delta^*(5)} &= \frac{3}{2} x_{\gamma^*} \omega_0^2 \int_0^{\vartheta} i_{c^*} d\vartheta + u_{c\Delta^*(4)k} = \\ &= -x_{\gamma^*} \omega_0^2 \frac{\vartheta}{2} + x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{2\pi}{3} + \frac{\theta}{2} + \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0). \end{aligned}$$

В кінці ділянки при $\vartheta = \theta$, $u_{c\Delta^*(5)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{2\pi}{3} + \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0)$.

VI ділянка: $i_{c^*} = \frac{1}{3}$, $0 \leq \vartheta \leq (2\pi/3 - \theta - \gamma)$;

$$\begin{aligned} u_{c\Delta^*(6)} &= \frac{3}{2} x_{\gamma^*} \omega_0^2 \int_0^{\vartheta} i_{c^*} d\vartheta + u_{c\Delta^*(5)k} = \\ &= x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(\frac{\vartheta}{2} - \frac{2\pi}{3} + \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0). \end{aligned}$$

В кінці ділянки при $\vartheta = 2\pi/3 - \theta - \gamma$, $u_{c\Delta^*(6)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{\pi}{3} - \frac{\theta}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0)$.

VII ділянка: $i_{C*} = \frac{1}{3} + \frac{1}{3}i_{k*}, 0 \leq \vartheta \leq \gamma$;

$$\begin{aligned} u_{C\Delta^*(7)} &= \frac{3}{2}x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \int_0^{\vartheta} i_{C^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(6)k} = \\ &= x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \left(\frac{\vartheta}{2} + \frac{1}{2} \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C\Delta^*(6)k} = \\ &= x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \left(\frac{\vartheta}{2} + \frac{1}{2} \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta - \frac{\pi}{3} - \frac{\theta}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0). \end{aligned}$$

В кінці ділянки при $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta^*(7)k} = x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\pi}{3} - \frac{\theta}{2} + \frac{\gamma}{2} \right) + u_{C^*}(0)$.

VIII ділянка: $i_{C*} = \frac{2}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \theta$;

$$\begin{aligned} u_{C\Delta^*(8)} &= \frac{3}{2}x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \int_0^{\vartheta} i_{C^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(7)k} = \\ &= x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \vartheta + x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\pi}{3} - \frac{\theta}{2} + \frac{\gamma}{2} \right) + u_{C^*}(0). \end{aligned}$$

В кінці ділянки при $\vartheta = \theta$, $u_{C\Delta^*(8)k} = x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\pi}{3} + \frac{\theta}{2} + \frac{\gamma}{2} \right) + u_{C^*}(0)$.

IX ділянка: $i_{C*} = \frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq (2\pi/3 - \theta - \gamma)$;

$$u_{C\Delta^*(9)} = \frac{3}{2}x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \int_0^{\vartheta} i_{C^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(8)k} = x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \left(\frac{\vartheta}{2} - \frac{\pi}{3} + \frac{\theta}{2} + \frac{\gamma}{2} \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці ділянки при $\vartheta = 2\pi/3 - \theta - \gamma$, $u_{C\Delta^*(9)k} = u_{C^*}(0)$.

Визначимо початкове значення комутуючої напруги, виходячи з умови, що крива комутуючої напруги, не має постійної складової, тобто, її середнє значення за період дорівнює нулю. Виконавши розрахунок, подробиці якого тут не наведено, отримаємо:

$$u_{C^*}(0) = x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right). \quad (3.45)$$

Звернімо увагу, що у вираз (3.45) не входить величина затримки θ подачі імпульсів керування на транзистори КЛ. Це відповідає тому факту, що у досліджуваному режимі величина комутуючої напруги не залежить від θ .

У вирази кривої КН на окремих ділянках та у (3.45) входить інтегральна функція струму комутації:

$$\begin{aligned}
\int_0^\vartheta i_{k*} d\vartheta &= \int_0^\vartheta \left(\frac{1}{2} + \frac{\cos(\vartheta - \alpha)}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} - \left(\frac{1}{2} + \frac{\cos \alpha}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \right) \cos \omega_{0*} \vartheta - \right. \\
&\quad \left. - \frac{\sin \alpha}{\omega_{0*} x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \sin \omega_{0*} \vartheta \right) d\vartheta = \\
&= \frac{\vartheta}{2} + \frac{\sin(\vartheta - \alpha) + \sin \alpha}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} - \left(\frac{1}{2\omega_{0*}} + \frac{\cos \alpha}{\omega_{0*} x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \right) \sin \omega_{0*} \vartheta + \\
&\quad + \frac{\sin \alpha}{\omega_{0*}^2 x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} (\cos \omega_{0*} \vartheta - 1).
\end{aligned} \tag{3.46}$$

Використовуючи розрахунок комутуючої напруги на окремих ділянках та співвідношення (3.45) і (3.46) отримаємо дані для побудови кривої комутуючої напруги.

3.3.2 Комутуюча напруга при підвищеній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки

Двократна частота. При подвоєній частоті імпульсів керування транзисторами КЛ струм фази конденсаторної батареї в інтервалі комутації змінюється за співвідношенням:

$$i_c = \frac{1}{3} I_d - \frac{2}{3} i_k.$$

При цьому урахуємо, що на періоді частоти напруги мережі живлення, крива струму фази конденсаторної батареї, з'єднаної трикутником, має 9 ділянок.

Кількість ділянок кривої комутуючої напруги така ж, як і кількість ділянок кривої струму:

I ділянка: $i_{c*} = \frac{1}{3} - \frac{2}{3} i_{k*}, 0 \leq \vartheta \leq \gamma;$

$$u_{c\Delta*(1)} = \frac{3}{2} x_{\gamma*} \omega_{0*}^2 \int_0^\vartheta i_{k*} d\vartheta + u_{c*}(0) = x_{\gamma*} \omega_{0*}^2 \left(\frac{\vartheta}{2} - \int_0^\vartheta i_{k*} d\vartheta \right) + u_{c*}(0).$$

В кінці ділянки при $\vartheta = \gamma$, $u_{c\Delta*(1)k} = x_{\gamma*} \omega_{0*}^2 \left(\frac{\gamma}{2} - \int_0^\gamma i_{k*} d\vartheta \right) + u_{c*}(0).$

II ділянка: $i_{c*} = -\frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \theta;$

$$u_{c\Delta*(2)} = \frac{3}{2} x_{\gamma*} \omega_{0*}^2 =$$

$$= \int_0^{\vartheta} i_{C^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(1)k} = -x_{\gamma^*} \omega_0^2 \frac{\vartheta}{2} + x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(\frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці ділянки при $\vartheta = \theta$, $u_{C\Delta^*(2)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{\theta}{2} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

III ділянка: $i_{C^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq (2\pi/3 - \theta - \gamma)$;

$$u_{C\Delta^*(3)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{\theta}{2} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0) = u_{C\Delta^*(3)k}.$$

IV ділянка: $i_{C^*} = -\frac{2}{3} + \frac{1}{3} i_{k^*}, 0 \leq \vartheta \leq \gamma$;

$$\begin{aligned} u_{C\Delta^*(4)} &= \frac{3}{2} x_{\gamma^*} \omega_0^2 \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(3)k} = \\ &= x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\vartheta + \frac{1}{2} \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta - \frac{\theta}{2} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0). \end{aligned}$$

В кінці, при $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta^*(4)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{\theta}{2} - \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

V ділянка: $i_{C^*} = -\frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \theta$;

$$\begin{aligned} u_{C\Delta^*(5)} &= \frac{3}{2} x_{\gamma^*} \omega_0^2 \int_0^{\vartheta} i_{C^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(4)k} = \\ &= x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{\vartheta}{2} - \frac{\theta}{2} - \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0). \end{aligned}$$

В кінці, при $\vartheta = \theta$, $u_{C\Delta^*(5)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\theta - \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

VI ділянка: $i_{C^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq (2\pi/3 - \theta - \gamma)$;

$$u_{C\Delta^*(6)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\theta - \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0) = u_{C\Delta^*(6)k}.$$

VII ділянка: $i_{C^*} = \frac{1}{3} + \frac{1}{3} i_{k^*}, 0 \leq \vartheta \leq \gamma$;

$$\begin{aligned} u_{C\Delta^*(7)} &= \frac{3}{2} x_{\gamma^*} \omega_0^2 \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(6)k} = \\ &= x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(\frac{\vartheta}{2} + \frac{1}{2} \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta - \theta - \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0). \end{aligned}$$

В кінці ділянки при $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta^*(7)k} = -x_{\gamma^*} \omega_0^2 \theta + u_{C^*}(0)$.

VIII ділянка: $i_{C^*} = \frac{2}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \theta$;

$$u_{c\Delta^*(8)} = \frac{3}{2}x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \int_0^{\vartheta} i_{c^*} d\vartheta + u_{c\Delta^*(7)k} = x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2(\vartheta - \theta) + u_{c^*}(0).$$

В кінці ділянки при $\vartheta = \theta$, $u_{c\Delta^*(8)k} = u_{c^*}(0)$.

IX ділянка: $i_{c^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq (2\pi/3 - \theta - \gamma)$;

$$u_{c\Delta^*(9)} = u_{c^*}(0).$$

Визначимо початкове значення комутуючої напруги, виходячи з умови, що крива комутуючої напруги, не має постійної складової, тобто, її середнє значення за період дорівнює нулю. Виконавши розрахунок, подробиці якого тут не наведено, отримаємо нормований вираз для розрахунку величини комутуючої напруги в момент комутації:

$$u_{c^*}(0) = x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \left(\frac{\theta}{2} + \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right). \quad (3.47)$$

Чотирикратна частота. При чотирикратній частоті струм фази КБ змінюється за тією ж закономірністю, що і при двократній. Але на періоді частоти напруги мережі живлення, крива струму фази конденсаторної батареї, з'єднаної трикутником, має 15 ділянок. Кількість ділянок кривої комутуючої напруги така ж, як і кількість ділянок кривої струму:

I ділянка: $i_{c^*} = -\frac{2}{3}i_{k^*}, 0 \leq \vartheta \leq \gamma$;

$$u_{c\Delta^*(1)} = \frac{3}{2}x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta + u_{c^*}(0) = x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \left(-\int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0).$$

В кінці ділянки при $\vartheta = \gamma$, $u_{c\Delta^*(1)k} = x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \left(-\int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0)$.

II ділянка: $i_{c^*} = -\frac{2}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{6}$;

$$u_{c\Delta^*(2)} = \frac{3}{2}x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 = \int_0^{\vartheta} i_{c^*} d\vartheta + u_{c\Delta^*(1)k} = x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \left(\vartheta - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{6}$, $u_{c\Delta^*(2)k} = x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\pi}{6} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0)$.

III ділянка: $i_{c^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{6}$;

$$u_{c\Delta^*(3)} = x_{\gamma^*}\omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\pi}{6} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0) = u_{c\Delta^*(3)k}.$$

IV ділянка: $i_{C^*} = -\frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{6}$;

$$u_{C\Delta^*(4)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{\vartheta}{2} - \frac{\pi}{6} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{6}$, $u_{C\Delta^*(4)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{3\pi}{12} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

V ділянка: $i_{C^*} = -\frac{2}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \left(\frac{\pi}{6} - \gamma\right)$;

$$u_{C\Delta^*(5)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\vartheta - \frac{3\pi}{12} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{6} - \gamma$, $u_{C\Delta^*(5)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{5\pi}{12} + \gamma - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

VI ділянка: $i_{C^*} = \frac{1}{3} i_{k^*}, 0 \leq \vartheta \leq \gamma$;

$$u_{C\Delta^*(6)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(\frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta - \frac{5\pi}{12} + \gamma - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta^*(6)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{5\pi}{12} + \gamma - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

VII ділянка: $i_{C^*} = \frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{6}$;

$$u_{C\Delta^*(7)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(\frac{\vartheta}{2} - \frac{5\pi}{12} + \gamma - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{6}$, $u_{C\Delta^*(7)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{4\pi}{12} + \gamma - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

VIII ділянка: $i_{C^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{6}$;

$$u_{C\Delta^*(8)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{4\pi}{12} + \gamma - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0) = u_{C\Delta^*(8)k}.$$

IX ділянка: $i_{C^*} = -\frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{6}$;

$$u_{C\Delta^*(9)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{\vartheta}{2} - \frac{4\pi}{12} + \gamma - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{6}$, $u_{C\Delta^*(9)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{5\pi}{12} + \gamma - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

X ділянка: $i_{C^*} = \frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \left(\frac{\pi}{6} - \gamma\right)$;

$$u_{C\Delta^*(10)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(\frac{\vartheta}{2} - \frac{5\pi}{12} + \gamma - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{6} - \gamma$, $u_{c\Delta^*(10)k} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{4\pi}{12} + \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0)$.

XI ділянка: $i_{c^*} = \frac{1}{3} i_{k^*}$, $0 \leq \vartheta \leq \gamma$;

$$u_{c\Delta^*(11)} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(\frac{1}{2} \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta - \frac{4\pi}{12} + \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \gamma$, $u_{c\Delta^*(11)k} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{4\pi}{12} + \frac{\gamma}{2} \right) + u_{c^*}(0)$.

XII ділянка: $i_{c^*} = \frac{1}{3}$, $0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{6}$;

$$u_{c\Delta^*(12)} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(\frac{\vartheta}{2} - \frac{4\pi}{12} + \frac{\gamma}{2} \right) + u_{c^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{6}$, $u_{c\Delta^*(12)k} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{3\pi}{12} + \frac{\gamma}{2} \right) + u_{c^*}(0)$.

XIII ділянка: $i_{c^*} = 0$, $0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{6}$;

$$u_{c\Delta^*(13)} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{3\pi}{12} + \frac{\gamma}{2} \right) + u_{c^*}(0) = u_{c\Delta^*(13)k}.$$

XIV ділянка: $i_{c^*} = \frac{2}{3}$, $0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{6}$;

$$u_{c\Delta^*(14)} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(\vartheta - \frac{3\pi}{12} + \frac{\gamma}{2} \right) + u_{c^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{6}$, $u_{c\Delta^*(14)k} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\pi}{12} + \frac{\gamma}{2} \right) + u_{c^*}(0)$.

XV ділянка: $i_{c^*} = \frac{1}{3}$, $0 \leq \vartheta \leq \left(\frac{\pi}{6} - \gamma \right)$;

$$u_{c\Delta^*(15)} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(\frac{\vartheta}{2} - \frac{\pi}{12} + \frac{\gamma}{2} \right) + u_{c^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{6} - \gamma$, $u_{c\Delta^*(15)k} = u_{c^*}(0)$.

Виходячи з тих же умов, що і раніше, отримаємо нормований вираз для розрахунку величини комутуючої напруги в момент комутації:

$$u_{c^*}(0) = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\gamma}{2} + \frac{\pi}{4} + \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right). \quad (3.48)$$

Результати досліджень щодо нормованого виразу для розрахунку величини комутуючої напруги в момент комутації, при більш високих частотах імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки, перенесене у додаток Б.

3.4 Узагальнений вираз початкового значення комутуючої напруги

Результати досліджень, представлені у розділі 3.3 дозволяють записати узагальнене рівняння комутуючої напруги в момент початку комутаційного процесу.

1. а) При одинарній частоті і регулюванням транзисторами комутуючої ланки в межах роботи силового електричного вентиля своєї фази

$$u_{C*}(0) = x_{\gamma*} \omega_{0*}^2 \left(\frac{\theta}{2} + \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta \right).$$

Інтегральна функція струму комутації:

$$\begin{aligned} \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta &= \int_0^{\gamma} \left(\frac{\cos(\vartheta - \alpha)}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} - \frac{\cos \alpha}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \cos \omega_{0*} \vartheta - \right. \\ &\quad \left. - \frac{\sin \alpha}{\omega_{0*} x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \sin \omega_{0*} \vartheta \right) d\vartheta = \\ &= \frac{\sin(\gamma - \alpha) + \sin \alpha}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} - \frac{\cos \alpha}{\omega_{0*} x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \sin \omega_{0*} \gamma + \\ &\quad + \frac{\sin \alpha}{\omega_{0*}^2 x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} (\cos \omega_{0*} \gamma - 1). \end{aligned}$$

б) При одинарній частоті і регулюванням транзисторами комутуючої ланки в межах роботи силового електричного вентиля наступної фази

$$u_{C*}(0) = x_{\gamma*} \omega_{0*}^2 \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta \right).$$

2. При двократній частоті регулювання транзисторами комутуючої ланки

$$u_{C*}(0) = x_{\gamma*} \omega_{0*}^2 \left(\frac{\theta}{2} + \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta \right).$$

3. При чотирикратній частоті регулювання транзисторами комутуючої ланки

$$u_{C*}(0) = x_{\gamma*} \omega_{0*}^2 \left(-\frac{\gamma}{2} + \frac{\pi}{4} + \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta \right)$$

Інтегральна функція струму комутації:

$$\begin{aligned} \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta &= \int_0^{\gamma} \left(\frac{1}{2} + \frac{\cos(\vartheta - \alpha)}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} - \left(\frac{1}{2} + \frac{\cos \alpha}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \right) \cos \omega_{0*} \vartheta - \right. \\ &\quad \left. - \frac{\sin \alpha}{\omega_{0*} x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \sin \omega_{0*} \vartheta \right) d\vartheta = \end{aligned}$$

$$= \frac{\gamma}{2} + \frac{\sin(\gamma - \alpha) + \sin \alpha}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} - \left(\frac{1}{2\omega_{0*}} + \frac{\cos \alpha}{\omega_{0*}x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \right) \sin \omega_{0*} \gamma +$$

$$+ \frac{\sin \alpha}{\omega_{0*}^2 x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} (\cos \omega_{0*} \gamma - 1).$$

4. При восьмикиратній частоті регулювання транзисторами комутуючої ланки

$$u_{C*}(0) = x_{\gamma*} \omega_{0*}^2 \left(\frac{17\pi}{72} - \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta \right).$$

Інтегральна функція струму комутації:

$$\int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta = \int_0^{\gamma} \left(1 + \frac{\cos(\vartheta - \alpha)}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} - \left(1 + \frac{\cos \alpha}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \right) \cos \omega_{0*} \vartheta - \right.$$

$$\left. - \frac{\sin \alpha}{\omega_{0*} x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \sin \omega_{0*} \vartheta \right) d\vartheta =$$

$$= \gamma + \frac{\sin(\gamma - \alpha) + \sin \alpha}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} - \left(\frac{1}{\omega_{0*}} + \frac{\cos \alpha}{\omega_{0*} x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \right) \sin \omega_{0*} \gamma +$$

$$+ \frac{\sin \alpha}{\omega_{0*}^2 x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} (\cos \omega_{0*} \gamma - 1).$$

5. При шістнадцятикиратній частоті регулювання транзисторами комутуючої ланки

$$u_{C*}(0) = x_{\gamma*} \omega_{0*}^2 \left(\frac{5\pi}{24} + \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta \right).$$

Узагальнений вираз початкового значення комутуючої напруги в момент початку комутаційного процесу буде мати наступний вигляд:

$$u_{C*}(0) = x_{\gamma*} \omega_{0*}^2 \left(M + \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k*} d\vartheta \right), \quad (3.49)$$

де коефіцієнт M вибирається відповідно до режиму перезаряду конденсаторної батареї КЛ із співвідношень розділу 3.4.

3.5 Кути регулювання і комутації

Силовa частина досліджуваних у дисертаційній роботі трифазних мостових компенсаційних перетворювачів складається з силових електричних вентилів, які є некерованими приладами – діодами. Тож момент вступу їх у роботу, що визначається

величиною, яка у теорії компенсаційних перетворювачів отримала назву кут регулювання α , не є фіксованим. Іншими словами, кут регулювання встановлюється довільно і його величина залежить від низки факторів: реактивності кола змінного струму, величини струму навантаження перетворювача, величини ємності фази конденсаторів комутуючої ланки та кута комутації γ . Кут комутації, у свою чергу, залежить від тих же факторів та кута регулювання. Тому розрахунок кутів регулювання і комутації пов'язаний з розв'язком системи двох нелінійних рівнянь.

Перше з них є закономірністю зміни струму силового електричного вентиля в інтервалі комутації, а друге – величиною комутуючої напруги в момент початку комутації [88].

Запишемо ці рівняння, ураховуючи наступні обставини:

- при $\vartheta = \gamma$ струм комутації досягає свого усталеного значення, що дорівнює I_d (у відносних одиницях це дорівнює 1);
- на початку комутації при $\vartheta = 0$ напруга комутуючих конденсаторів дорівнює лінійній напрузі фаз вторинної обмотки перетворювального трансформатора, до яких підімкнені вентиля, між якими відбувається комутаційний процес.

З викладеного випливає, що узагальнена система рівнянь для розрахунку кутів регулювання і комутації, має бути записаною наступним чином:

$$1 = N + \frac{\cos(\gamma - \alpha)}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} - \left(N + \frac{\cos \alpha}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \right) \cos \omega_{0*} \gamma - \frac{\sin \alpha}{\omega_{0*} x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \sin \omega_{0*} \gamma;$$

$$\sin \alpha = x_{\gamma*} \omega_{0*}^2 \left(M + \frac{1}{2} \int_0^\gamma i_{k*} d\vartheta \right).$$

Як бачимо, для розрахунку кутів регулювання і комутації потрібно розв'язати систему двох нелінійних рівнянь. У дисертаційній роботі для цього використано метод Ньютона. Як приклад, далі наведена методика розрахунку за методом Ньютона кутів регулювання і комутації трифазного мостового компенсаційного перетворювача, який працює у режимі 1, тобто коли регулювання транзисторів комутуючої ланки здійснюється в межах роботи силових електричних вентилів своєї фази [73] – [75].

Система рівнянь режиму 1

(3.50)

$$F(\alpha, \gamma) = \cos(\gamma - \alpha) - \cos\alpha \cdot \cos(\omega^* \gamma) - \sin\alpha \cdot \sin(\omega^* \gamma) / \omega - x^*(\omega^2 - 1);$$

$$G(\alpha, \gamma) = \Theta^* x^*(\omega^2 - 1) + \sin(\gamma - \alpha) - \sin\alpha \cdot \cos\alpha \cdot \sin(\omega^* \gamma) / \omega + \sin\alpha^*(\cos(\omega^* \gamma) + 1) / \omega^2;$$

Похідні по α :

$$dF(\alpha) = \sin(\gamma - \alpha) + \sin\alpha \cdot \cos(\omega^* \gamma) - \cos\alpha \cdot \sin(\omega^* \gamma) / \omega;$$

$$dG(\alpha) = -\cos(\gamma - \alpha) - \cos\alpha + (\sin\alpha \cdot \sin(\omega^* \gamma)) / \omega + \cos\alpha^*(\cos(\omega^* \gamma) + 1) / \omega^2;$$

Похідні по γ :

$$dF(\gamma) = -\sin(\gamma - \alpha) + \omega^* \cos\alpha \cdot \sin(\omega^* \gamma) - \sin\alpha \cdot \cos(\omega^* \gamma);$$

$$dG(\gamma) = \cos(\gamma - \alpha) - \cos\alpha \cdot \cos(\omega^* \gamma) - (\sin\alpha \cdot \sin(\omega^* \gamma)) / \omega;$$

Алгоритм розрахунку:

$$\det = dF(\alpha) \cdot dG(\gamma) - dF(\gamma) \cdot dG(\alpha);$$

$$d(\alpha) = [dF(\gamma) \cdot G(\alpha, \gamma) - dG(\gamma) \cdot F(\alpha, \gamma)] / \det;$$

$$d(\gamma) = [dG(\alpha) \cdot F(\alpha, \gamma) - dF(\alpha) \cdot G(\alpha, \gamma)] / \det;$$

$$\alpha_{n+1} = \alpha_n + d(\alpha);$$

$$\gamma_{n+1} = \gamma_n + d(\gamma).$$

У наведеній далі табл. 3.1, як приклад, представлені результати числового розрахунку одного з показників режиму 1, отримані за наведеною вище методикою.

Таблиця 3.1 – Приклад числового розрахунку кута регулювання і комутації

	ω_{0*}	$x_{\gamma*}$	Θ , радіани	α , градуси	γ , градуси
1	3,1	0,1	0,2	10,5	28,4
2	3,1	0,1	0,4	16,2	28,5
3	3,1	0,1	0,6	22,0	28,8
4	3,1	0,1	0,8	28,2	29,3
5	3,1	0,1	1,0	34,8	30,1
6	3,1	0,1	1,2	42,1	31,3
7	3,1	0,1	1,4	50,5	33,4
8	3,1	0,1	1,6	61,6	37,3

Наведені у табл. 1 дані показують можливості трифазного мостового компенсаційного перетворювача щодо регулювання процесу генерації реактивної енергії за рахунок керування транзисторами комутуючої ланки. Зі збільшенням моменту затримки вступу в роботу транзистора комутуючої ланки своєї фази Θ , у розрахунковому режимі кут регулювання α зростає від $10,5^0$ до $61,6^0$. У інших режимах роботи зазначені числові показники будуть іншими, але збільшення Θ завжди призводить до зростання кута регулювання α .

Також звернімо увагу ще на одну важливу характеристику трифазного мостового компенсаційного перетворювача – енергетичну. У дисертаційній роботі досліджуються два варіанти перетворювача: з однією комутуючою ланкою (схема, рис. 1.10, *а*) та з двома комутуючими ланками (схема, рис. 1.10, *б*). Різна технічна реалізація перетворювачів за зазначеними схемами, накладає певні обмеження на можливості генерації реактивної енергії ними у різних режимах роботи.

3.6 Граничні режими роботи трифазного мостового компенсаційного перетворювача

Перетворювач електричної енергії за схемою рис. 1.10, *а* містить одну комутуючу ланку. Як зображено на схемі, розташовану у катодній частині перетворювача (може бути і у анодній). Тому ця частина перетворювача працює у компенсаційному режимі, її силові електричні вентиля мають випереджаючий кут регулювання і здатні забезпечити режим роботи з генерацією реактивної енергії.

Анодна частина перетворювача такої можливості не має. Вона працює у звичайному (некомпенсаційному) режимі і за наявності реактивності кола змінного струму є споживачем реактивної енергії.

Нехай характеристики роботи перетворювача відповідають дані робочого режиму, наведені у третьому рядку табл. 3.1. Випереджаючий кут регулювання силових електричних вентилів катодної частини перетворювача дорівнює 22° , а їх кут комутації $\gamma = 28,8^\circ$.

Силові електричні вентиля анодної частини перетворювача вступають в роботу у момент переходу через нульове значення кривої лінійної напруги вторинної

обмотки перетворювального трансформатора. Кут комутації цих вентилів обчислюється за співвідношенням (3.4), звідки випливає, що $\cos \gamma = 1 - x_{\gamma*}$. Для розрахункового режиму, дані якого наведено у табл. 1, $x_{\gamma*} = 0,1$, тож кут комутації силових електричних вентилів анодної частини перетворювача у розрахунковому режимі дорівнює $\gamma = 25,8^\circ$.

Якщо далі збільшувати кут Θ , умови комутації струму силовими електричними вентилями анодної групи не зміняться. Момент вступу їх в роботу і величина кута комутації не поміняються.

Умови комутації струму силовими електричними вентилями катодної групи поміняються. Причиною цього є зростання напруги на конденсаторах комутуючої ланки. Але збільшення величини кутів комутації та регулювання має обмеження. Воно полягає у тому, що в результаті збільшення кута регулювання, початок комутації струму силовими електричними вентилями фази катодної частини перетворювача, може збігтися з кінцем комутації струму вентилями тієї ж фази анодної частини перетворювача. Така ситуація має місце, коли сума кута комутації силових електричних вентилів анодної частини перетворювача і випереджаючого кута регулювання вентилів катодної частини перетворювача дорівнюватиме 60° .

Для того робочого режиму, який розглядається як приклад числового розрахунку, при $\gamma = 25,8^\circ$, межею максимального значення кута регулювання є α_{max} . Це значення приблизно відповідає п'ятому рядку даних табл. 3.1.

У трифазному мостовому компенсаційному перетворювачі з двома комутуючими ланками (схема, рис. 1.10,б), ситуація інша. Там силові електричні вентиля обох груп працюють у компенсаційному режимі, тобто мають випереджаючий кут регулювання. Іншими словами, такий перетворювач здатний генерувати у мережу максимальну реактивну енергію. Докладно це питання розглядатиметься у наступному розділі.

Висновки до розділу 3

1. Дослідженнями розділу доведено, що відповідно до зміни величини і форми комутуючої напруги впродовж часу живлення технологічних споживачів, змінюється і характер електромагнітного процесу та закономірність зміни струму комутації силових електричних вентилів. Такі комплексні дослідження електромагнітних процесів стосовно варіантів реалізації трифазного мостового компенсаційного перетворювача проведені вперше, а результатом їх аналізу стало отримання нового узагальненого рівняння комутаційного процесу.

2. На основі даних щодо особливостей комутаційних процесів у варіантах компенсаційного перетворювача, проведено дослідження величини комутуючої напруги в момент початку комутації у різних режимах його роботи, та отримано нове узагальнене рівняння для розрахунку цієї характеристики електромагнітного процесу.

3. Узагальнені рівняння комутаційного процесу та величини комутуючої напруги в момент початку комутації покладені в основу методики розрахунку основних енергетичних характеристик компенсаційного перетворювача: випереджаючого кута регулювання α та кута комутації γ .

4. Для варіантів досліджуваного трифазного мостового компенсаційного перетворювача визначено межі можливостей генерування реактивної енергії з метою підвищення енергетичних характеристик самого перетворювача та генерування реактивної енергії у мережу живлення.

5. Отримані у розділі результати досліджень складають основу для аналізу умов роботи силового обладнання перетворювача електричної енергії, реалізованого за трифазною мостовою компенсаційною схемою.

РОЗДІЛ 4. ТЕХНІЧНА ХАРАКТЕРИСТИКА СИЛОВОГО ОБЛАДНАННЯ ДОСЛІДЖУВАНОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

4.1 Перетворювальний трансформатор

Струм комутації вентилів анодної групи досліджуваного перетворювача змінюється відповідно до виразу (3.3). Такій закономірності зміни струму комутації відповідає комутаційна напруга $u_x = x_\gamma \frac{di_k}{d\vartheta_\gamma} = 0,5\sqrt{3}E_m \sin \vartheta$, або її нормований вираз $u_{x*} = 0,5 \sin \vartheta$. За формою ця напруга близька до трикутної, а її найбільше значення приходить на кінець процесу комутації при $\vartheta = \gamma$: u_{x*max} .

У попередньому розділі показано, що виходячи із закономірності зміни струму комутації вентилів катодної частини перетворювача (3.42), нормований вираз комутаційної напруги, після незначних перетворень, запишеться так:

$$u_{x*} = \frac{1}{2(\omega_{0*}^2 - 1)} [-\sin(\vartheta - \alpha) + \omega_{0*} \cos \alpha \cdot \sin \omega_{0*} \vartheta - \sin \alpha \cdot \cos \omega_{0*} \vartheta].$$

Як показує аналіз, ця напруга фактично є частиною синусоїдної функції із частотою ω_{0*} в межах протяжності комутаційного процесу. Тому форма цієї напруги відрізняється від трикутної.

Викладене ілюструє рис. 4.1, на якому зображені криві струму і напруги фази А вторинної обмотки перетворювального трансформатора досліджуваного перетворювача, у разі комплектації його однією комутуючою ланкою (схема рис. 1.10 а).

Як бачимо у фазній напрузі присутні чотири комутаційні «піки», тобто чотири комутаційні напруги, положення і протяжність яких відповідають інтервалу комутації струму силовими електричними вентилями анодної і катодної частин перетворювача.

Комутація струму силовими електричними вентилями катодної частини (компенсаційної) перетворювача відбувається в межах додатної напівхвилі фазної напруги, а вентилями анодної групи – у межах від'ємної [96].

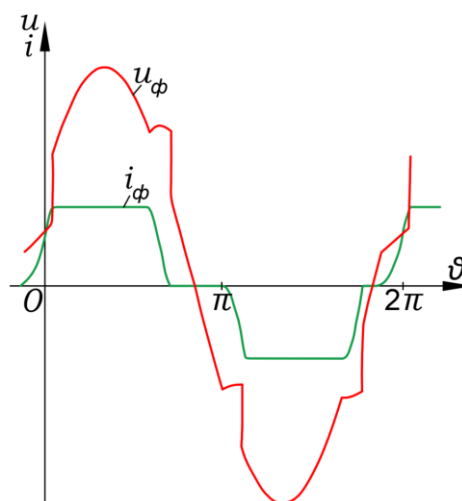


Рисунок 4.1 – Струм і напруга фази вторинної обмотки трансформатора (одна комутуюча ланка)

Що важливо. Момент початку комутації струму силовими електричними вентилями анодної групи не змінюється при зміні режиму роботи перетворювача. Стосовно силових електричних вентилів катодної групи ситуація інша. При зміні режиму роботи перетворювача (зміні струму навантаження, зміні ємності фази комутуючих конденсаторів, зміні кута керування транзисторами комутуючої ланки) змінюється величина випереджаючого кута регулювання. Відповідно змінюється момент початку комутації струму силовими електричними вентилями катодної частини перетворювача. Він стає «плаваючим». Викладені обставини ілюструє рис. 4.2.

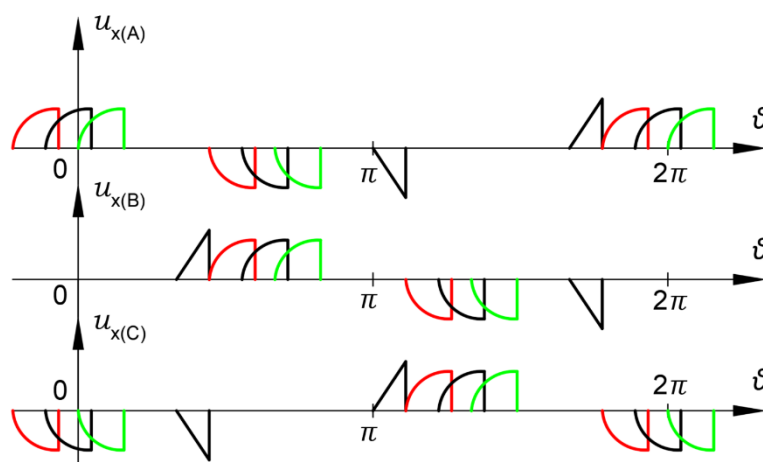


Рисунок 4.2. – Комутаційна напруга фаз вторинної обмотки перетворювального трансформатора (одна комутуюча ланка)

Оскільки у дисертації вважається, що напруга мережі є симетричною трифазною напругою прямого чергування фаз, комутаційні напруги окремих фаз трансформатора також однакові за формою і зсунені одна відносно одної на третину періоду. Для цих напруг окрім поняття фазна напруга, також існує поняття і лінійної. На рис. 4.3 побудована крива лінійної напруги $u_{x(AB)}$. Як бачимо лінійна комутаційна напруга містить шість комутаційних «піків», причому, чотири з них такі ж як і фазні, а два подвоєні за величиною. Ця обставина має бути урахованою у подальших дослідженнях.

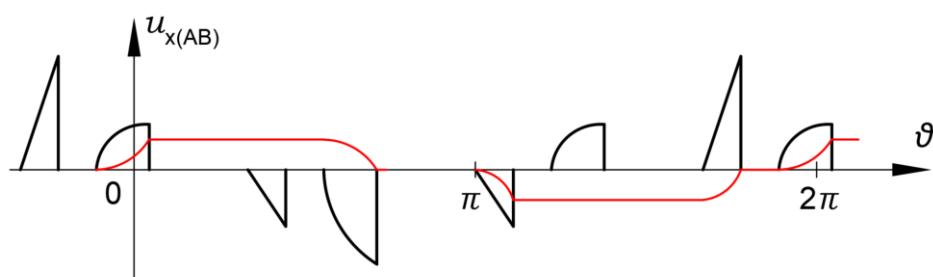


Рисунок 4.3 – Комутаційна напруга $u_{x(AB)}$

У разі комплектації перетворювача двома комутуючими ланками (схема рис. 1.10 б) усі комутаційні «піки» мають однакову форму і момент початку комутації усіх силових електричних вентилів при зміні режиму роботи перетворювача зсувається відносно моменту $\vartheta = 0$ на величину кута регулювання α . Криві фазних струму і напруги вторинної обмотки перетворювального трансформатора в одному з можливих режимів роботи перетворювача, зображені на рис. 4.4.

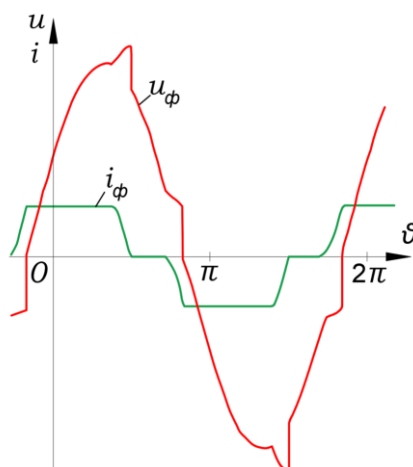


Рисунок 4.4 – Струм і напруга фази вторинної обмотки трансформатора (дві комутуючі ланки)

4.2 Конденсатори комутуючої ланки

Питання стосовно умов роботи конденсаторів комутуючої ланки докладно розглянуте у попередніх розділах [83], [89].

4.3 Силові електричні вентиля

4.3.1 Трифазний мостовий компенсаційний перетворювач з однією комутуючою ланкою

Напруга на силових електричних вентилях анодної групи.

Якщо знехтувати реактивним опором кола змінного струму і вважати комутаційний процес миттєвим, то кожний силовий електричний вентиль анодної частини перетворювача буде працювати протягом третини періоду [90]. Нехай першим вступив в роботу вентиль VD4. Поки він працює, напруги на ньому немає. Після виходу цього вентиля з роботи, включається вентиль VD5. На вентилі VD4 з'являється напруга і рівняння контуру, що проходить через зазначені вентиля, буде таким:

$$e_A - e_B = -u_{VD4(1)} \rightarrow u_{VD4(1)} = e_B - e_A. \quad (4.1)$$

Через третину періоду замість VD5 в роботу включиться VD6 і напругу на силовому електричному вентилі розрахуємо як:

$$e_A - e_C = -u_{VD4(2)} \rightarrow u_{VD4(2)} = e_C - e_A. \quad (4.2)$$

За результатами наведеного вище дослідження, на рис. 4.5,а побудована крива зворотної напруги на силовому електричному вентилі анодної частини перетворювача. Вона має два інтервали з найбільшим миттєвим значенням, яке дорівнює амплітуді лінійної напруги вторинної обмотки перетворювального трансформатора.

Якщо при дослідженні зворотної напруги на силовому електричному вентилі анодної частини перетворювача урахувати реактивний опір кола змінного струму, її величина і форма дещо відрізняться від зображеної на попередньому рисунку. Ця крива (рис. 4.5,б) має вісім ділянок, чотири з яких є комутаційною напругою. Найбільш важливою, для даних щодо вибору класу силових електричних вентилів анодної частини перетворювача, є ділянка VII.

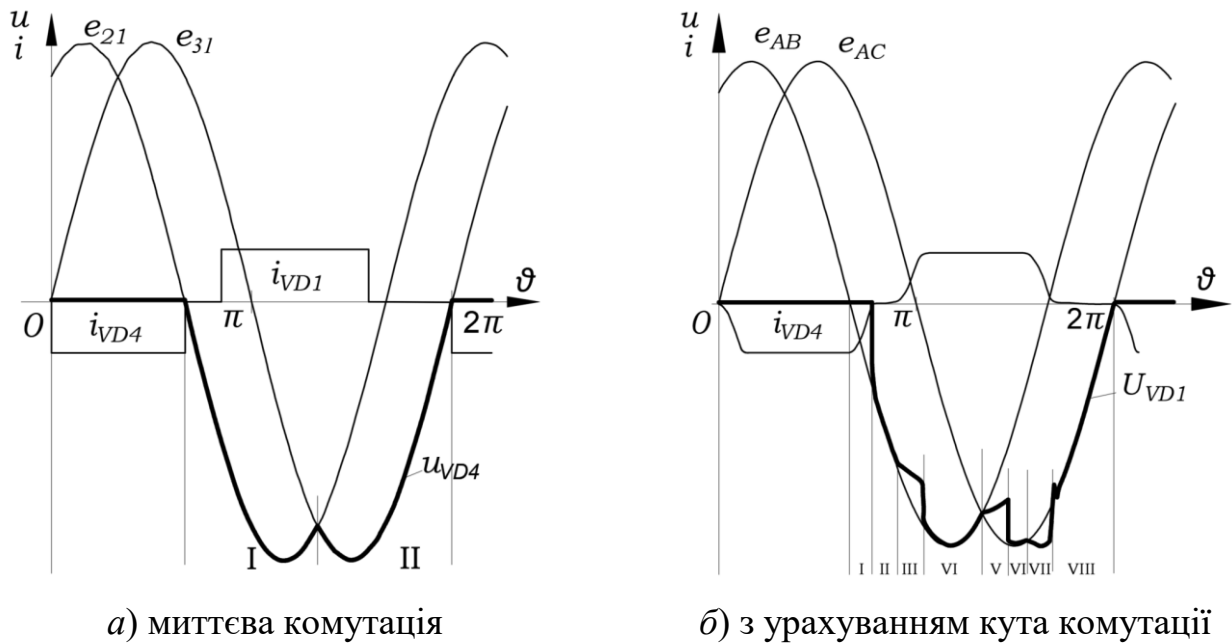


Рисунок 4.5 – Зворотна напруга на силовому електричному вентилі анодної частини перетворювача

У межах цієї ділянки крива зворотної напруги має найбільше миттєве значення. Воно може дещо перевищувати амплітудне значення лінійної напруги вторинної обмотки перетворювального трансформатора. Величина перевищення залежить від режиму роботи перетворювача, але воно не є таким, що впливає на вибір силового електричного вентиля за класом.

Напруга на силових електричних вентилях катодної групи.

Величина і форма цієї напруги залежить від режиму роботи перетворювача, на який, у першу чергу, впливають умови перезаряду конденсаторів комутуючої ланки.

Регулювання транзисторів комутуючої ланки здійснюється у межах роботи силових електричних вентилів своєї фази при одинарній частоті.

Як і у попередньому випадку спочатку розглянемо режим миттєвої комутації. У катодній частині перетворювача кожний силовий електричний ventиль також буде працювати протягом третини періоду. Нехай першим вступив в роботу ventиль VD1. Поки він працює, напруги на ньому немає. Після виходу цього вентиля з роботи, включається ventиль VD2. На вентилі VD1 з'являється напруга і рівняння контуру, що проходить через зазначені вентиля, буде таким:

$$e_A - e_B = u_{VD1(1)} + u_{C1}.$$

Відповідно напруга на силовому електричному вентилі VD1 в інтервалі провідності вентиля VD2:

$$u_{VD1(1)} = e_{AB} - u_{C1}. \quad (4.3)$$

Після виходу з роботи силового електричного вентиля VD2 включається вентиль VD3 і напругу на силовому електричному вентилі VD1 в інтервалі провідності вентиля VD3 розрахуємо наступним чином:

$$e_A - e_C = u_{VD1(2)} - u_{C3} \rightarrow u_{VD1(2)} = e_{AC} + u_{C3}. \quad (4.4)$$

На рис. 4.6 відповідно до (4.3) та (4.4) побудована крива зворотної напруги на силовому електричному вентилі VD1 в одному з режимів роботи перетворювача, та показані складові цієї напруги.

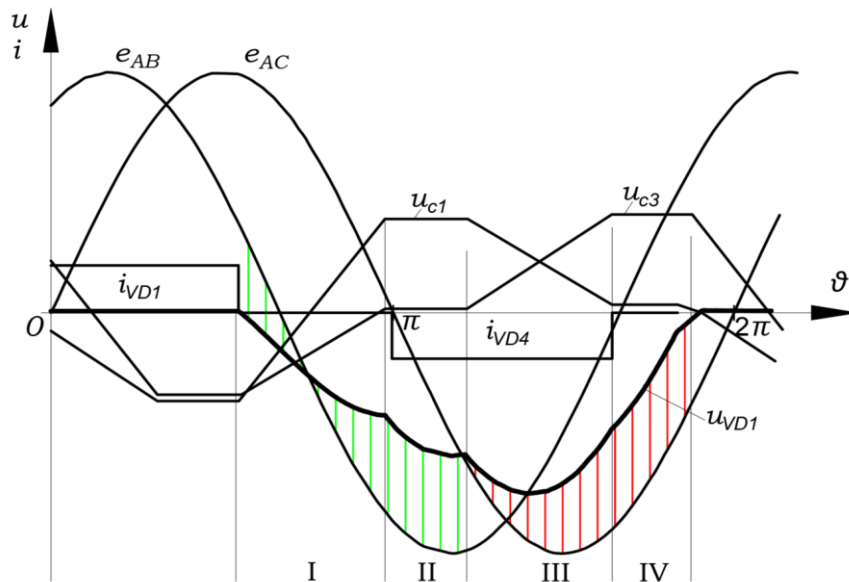


Рисунок 4.6 – Зворотна напруга на силовому електричному вентилі катодної частини перетворювача (миттєва комутація)

Як бачимо побудована крива має чотири інтервали з різною закономірністю зміни миттєвого значення. При зміні режиму роботи перетворювача величина і форма цієї кривої буде дещо змінюватися. Однак, як показує докладний аналіз динаміки зміни напруги u_{VD1} , її найбільше значення завжди приходить на ділянку III. Ця ділянка є найбільш важливою, оскільки за максимальним значенням зворотної напруги вибирається клас силового електричного вентиля.

З рис. 4.6 випливає, що на ділянці III, межі якої від $(4\pi/3 - \alpha)$ до $(4\pi/3 + \theta)$, напруга u_{VD1} має дві складові (4.4): перша з них є лінійною напругою вторинної

обмотки перетворювального трансформатора, а друга – ділянкою фазної напруги комутуючого конденсатора u_{c3} . На цій ділянці комутуюча напруга є прямою, що не проходить через початок координат. Запишемо її рівняння, виходячи з наступних умов:

$$\text{при } \vartheta = 4\pi/3 - \alpha, u_{c3} = 0;$$

$$\text{при } \vartheta = 4\pi/3 + \theta, u_{c3} = \sin \alpha.$$

Після необхідних математичних перетворень, отримаємо закономірність зміни комутуючої напруги на ділянці III кривої зворотної напруги

$$u_{c3(III)}(\vartheta) = \frac{\sin \alpha}{\theta + \alpha} \left(\vartheta - \frac{4\pi}{3} + \alpha \right),$$

і закономірність зміни самої зворотної напруги на цій ділянці

$$u_{VD1(III)}(\vartheta) = \sin \vartheta + \frac{\sin \alpha}{\theta + \alpha} \left(\vartheta - \frac{4\pi}{3} + \alpha \right). \quad (4.5)$$

Розрахуємо момент максимального значення кривої зворотної напруги силових електричних вентилів катодної частини перетворювача за досліджуваних у даній частині дисертації умов роботи перетворювача. Дослідимо (4.5) на максимум: $\frac{u_{VD1(III)}(\vartheta)}{d\vartheta} = \cos \vartheta + \frac{\sin \alpha}{\theta + \alpha}$. Виходячи з останнього, крива зворотної напруги набуває максимального значення у момент:

$$\vartheta = \arccos\left(-\frac{\sin \alpha}{\theta + \alpha}\right). \quad (4.6)$$

Тож вибір класу силових електричних вентилів катодної частини перетворювача здійснюється за співвідношенням

$$u_{VD1max} = \sin \left[\arccos\left(-\frac{\sin \alpha}{\theta + \alpha}\right) \right] \frac{\sin \alpha}{\theta + \alpha} \left[\arccos\left(-\frac{\sin \alpha}{\theta + \alpha}\right) - \frac{4\pi}{3} + \alpha \right]. \quad (4.7)$$

Якщо урахувати у дослідженні реактивність кола змінного струму, коли комутація не буде миттєвою, форма кривої зворотної напруги зміниться. Її побудову з урахуванням складових, здійснено на рис. 4.7.

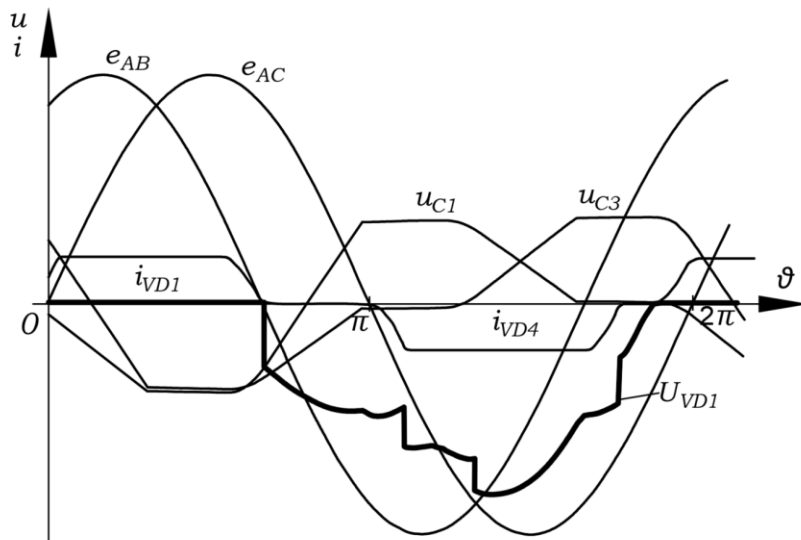


Рисунок 4.7 – Зворотна напруга на силовому електричному вентилі катодної частини перетворювача (з урахуванням протяжності комутації)

Дослідження динаміки зміни величини і форми цієї напруги у випадку, коли регулювання транзисторів комутуючої ланки здійснюється у межах роботи силових електричних вентилів своєї фази при одинарній частоті, показує, що максимальне значення зворотної напруги силових електричних вентилів катодної частини перетворювача можна розраховувати за співвідношенням (4.7).

Регулювання транзисторів комутуючої ланки здійснюється у межах роботи силових електричних вентилів наступної фази при одинарній частоті.

Як і у попередньому дослідженні спочатку розглянемо режим миттєвої комутації. Динаміка зміни величини і форми комутуючої напруги при миттєвій комутації струму силовими електричними вентилями представлено на рис. 2.5. Характерною особливістю сімейства кривих комутуючої напруги є те, що вони не мають ділянок з нульовим значенням, а числові значення додатної і від'ємної частини симетричні відносно осі абсцис.

На рис. 4.8 побудована крива зворотної напруги на силовому електричному вентилі VD1 в одному з режимів роботи перетворювача, та показані складові цієї напруги. При побудові використані співвідношення (4.3), (4.4) і криві рис. 2.5.

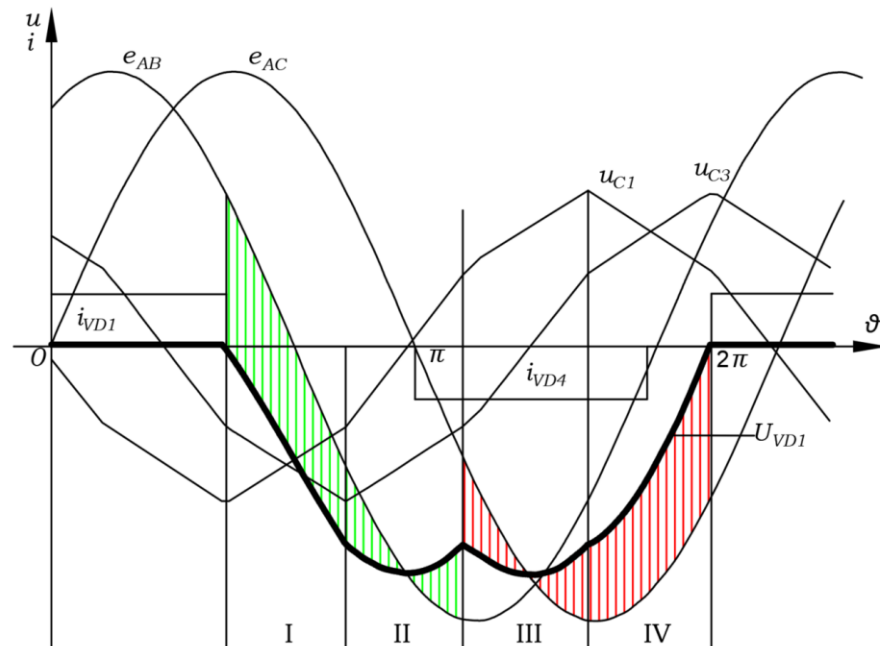


Рисунок 4.8 – Зворотна напруга на силовому електричному вентилі катодної частини перетворювача (миттєва комутація)

Як бачимо побудова кривої зворотної напруги відповідає такому режиму роботи перетворювача, при якому крива комутуючої напруги симетрична відносно осі абсцис за формою. Тому крива зворотної напруги на силовому електричному вентилі має два однакових максимуму, значення яких дещо менше за амплітуду лінійної напруги вторинної обмотки перетворювального трансформатора. При інших режимах роботи перетворювача форма кривої зворотної напруги і величина змінюються, але її максимальне значення не перевищує амплітудного значення лінійної напруги вторинної обмотки перетворювального трансформатора.

Урахування протяжності комутаційного процесу змінює форму кривої зворотної напруги силових електричних вентилів. Дану обставину ілюструє рис. 4.9. Але і за цих умов найбільше значення кривої u_{VD1} не перевищує амплітудного значення лінійної напруги вторинної обмотки перетворювального трансформатора.

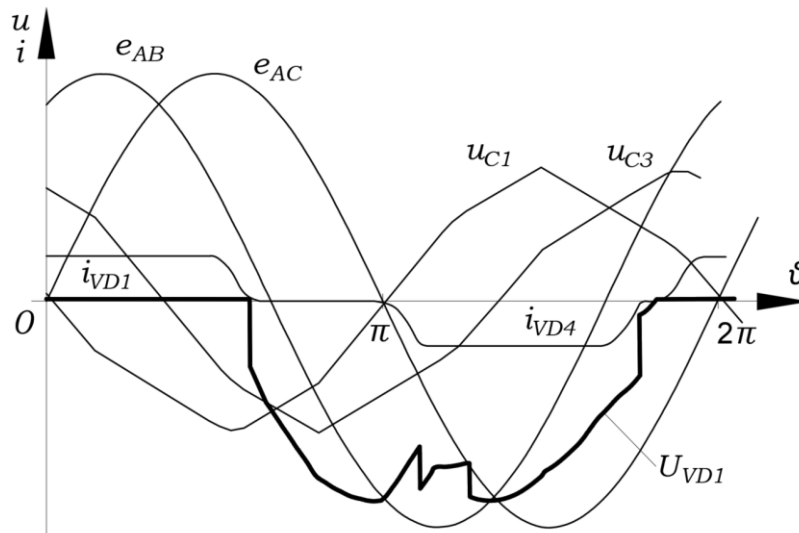


Рисунок 4.9 – Зворотна напруга на силовому електричному вентилі катодної частини перетворювача (з урахуванням протяжності комутації)

Регулювання транзисторів комутуючої ланки імпульсами напруги подвоєної частоти.

Динаміку зміни комутуючої напруги трифазного мостового компенсаційного перетворювача у режимі миттєвої комутації при подвоєній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки ілюструє рис. 2.13.

Характерною особливістю цього сімейства кривих комутуючої напруги є те, що деякі з них мають ділянки з нульовим значенням та не є симетричними відносно осі абсцис. Дослідження впливу величини і форми комутуючої напруги на вибір класу силового електричного вентиля показало, що максимальне миттєве значення кривої зворотної напруги на вентилі знаходиться в межах ділянки II.

На рис. 4.10 побудована крива зворотної напруги на силовому електричному вентилі VD1 якраз у такому режим роботи перетворювача, та показані складові цієї напруги. При побудові використані співвідношення (4.3), (4.4) і криві рис. 2.13.

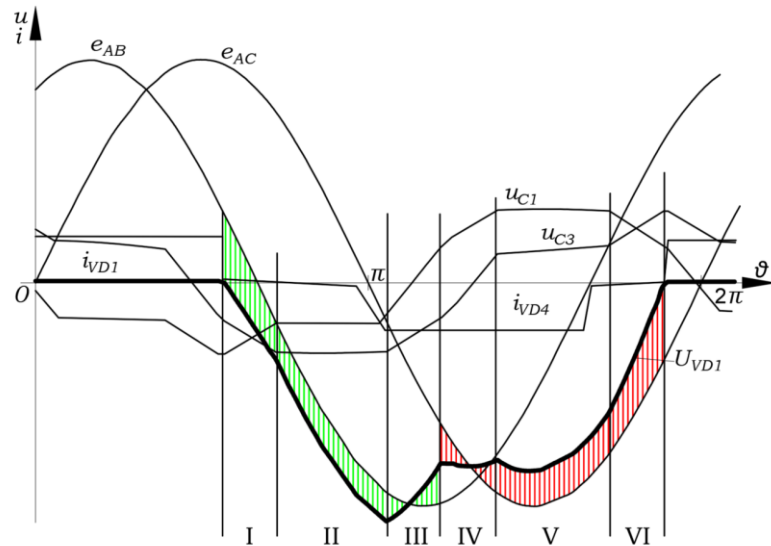


Рисунок 4.10 – Зворотна напруга на силовому електричному вентилі катодної частини перетворювача (миттєва комутація)

Максимальне миттєве значення зворотної напруги силових електричних вентилів катодної частини перетворювача збігається з кінцем ділянки II, тож його нормоване числове значення за відомих характеристик робочого режиму розраховується наступним чином:

$$u_{VD1max} = \sin\left(\frac{4\pi}{3} + \theta\right) + 0,5 \cdot \sin \alpha. \quad (4.8)$$

Як і у попередніх випадках, урахування протяжності комутаційного процесу змінює форму кривої зворотної напруги силових електричних вентилів. Дану обставину ілюструє рис. 4.11.

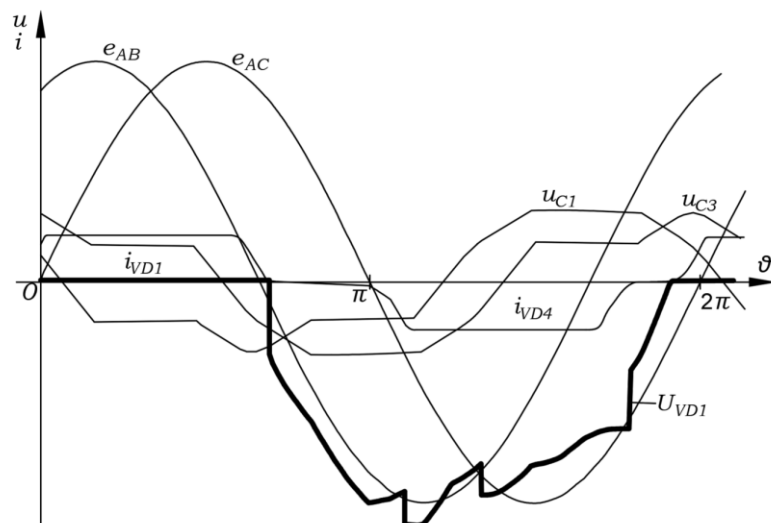


Рисунок 4.11 – Зворотна напруга на силовому електричному вентилі катодної частини перетворювача (з урахуванням протяжності комутації)

Але і за цих умов найбільше значення кривої u_{VD1} можна розраховувати за співвідношенням (4.8).

Регулювання транзисторів комутуючої ланки імпульсами чотирикратної частоти.

Динаміку зміни комутуючої напруги трифазного мостового компенсаційного перетворювача у режимі миттєвої комутації при чотирикратній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки ілюструє рис. 2.20 [90].

Характерною особливістю кривих комутуючої напруги є те, що вони не є симетричними відносно осі абсцис, і мають різне максимальне додатне та від'ємне значення. Дослідження впливу величини і форми комутуючої напруги на вибір класу силового електричного вентиля показало, що максимальне миттєве значення кривої зворотної напруги на вентилі знаходиться в межах ділянки VIII, яка має протяжність $\pi/6$ (рис. 4.12). У режимі миттєвої комутації найбільше нормоване значення кривої зворотної напруги збігається з моментом максимального значення лінійної ЕРС e_{AC} вторинної обмотки перетворювального трансформатора і розраховується як:

$$u_{VD1max} = \sin\left(\frac{3\pi}{2}\right) + 0,25 \cdot \sin \alpha. \quad (4.9)$$

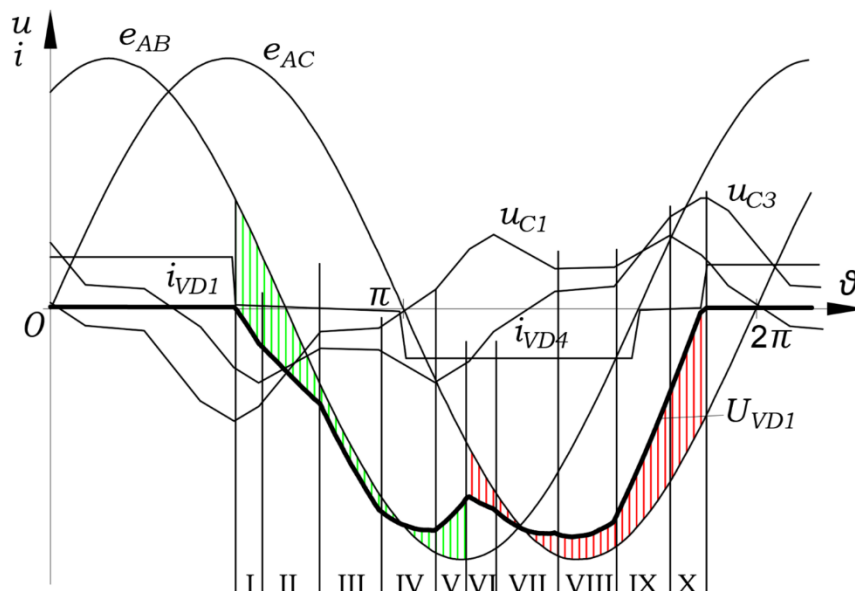


Рисунок 4.12 – Зворотна напруга на силовому електричному вентилі катодної частини перетворювача (миттєва комутація)

Як впливає з рис. 4.13, урахування протяжності комутаційного процесу змінює форму кривої зворотної напруги силових електричних вентилів, але і за цих умов найбільше значення кривої u_{VD1} можна розраховувати за співвідношенням (4.9).

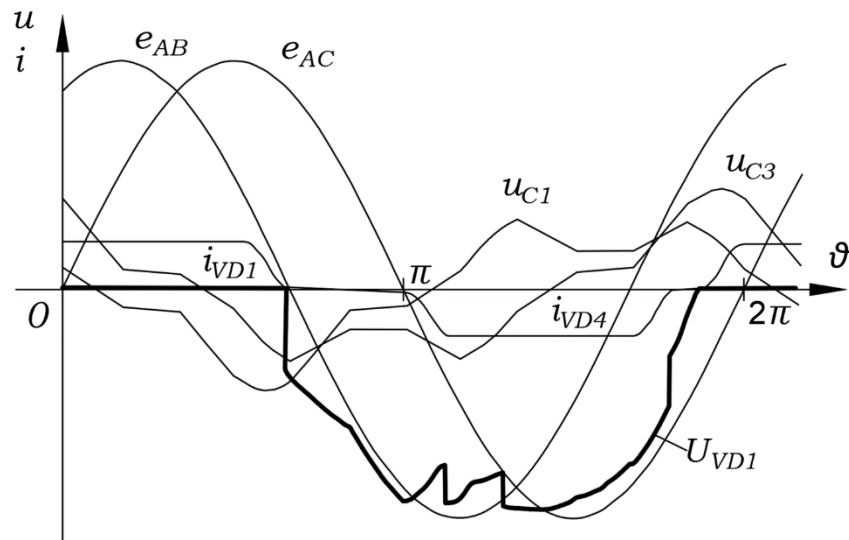


Рисунок 4.13 – Зворотна напруга на силовому електричному вентилі катодної частини перетворювача (з урахуванням протяжності комутації)

Наведені у додатку 1 криві напруги u_{VD1} показують, що при більш високих частотах регулювання транзисторів комутуючої ланки, максимальне значення зворотної напруги силових електричних вентилів катодної частини перетворювача дорівнює лінійній напрузі вторинної обмотки перетворювального трансформатора.

4.3.2 Трифазний мостовий компенсаційний перетворювач з двома комутуючими ланками

Умови роботи обох груп силових електричних вентилів перетворювача з двома комутуючими ланками, такі ж, як і силових електричних вентилів компенсаційної частини перетворювача з однією комутуючою ланкою.

4.4 Транзистори комутуючої ланки

Процес формування напруги на транзисторах комутуючої ланки, її ключових елементах, у обох варіантах досліджуваного трифазного мостового компенсаційного перетворювача – однаковий.

4.4.1 Регулювання транзисторів комутуючої ланки у межах роботи силових електричних вентилів своєї фази при одинарній частоті (режим 1)

Напруга транзисторів комутуючої ланки створюється напругою комутуючих конденсаторів. Виходячи з цього, та ураховуючи, що кожний транзистор комутуючої ланки працює протягом третини періоду, їх напруга має 3 інтервали. Розрахуємо і побудуємо криву напруги транзистора VT1, прийнявши за момент початку відліку момент вступу в роботу силового електричного вентиля VD1.

Перша частина I інтервалу: $0 \leq \vartheta \leq \theta$; працює транзистор VT3.

$$u_{VT1(I)} + u_{C3} = 0 \rightarrow u_{VT1(I)} = -u_{C3}.$$

II інтервал: $\theta \leq \vartheta \leq (2\pi/3 + \theta)$; працює транзистор VT1.

$$u_{VT1(II)} = 0.$$

III інтервал: $(2\pi/3 + \theta) \leq \vartheta \leq (4\pi/3 + \theta)$; працює транзистор VT2.

$$u_{VT1(III)} - u_{C1} = 0 \rightarrow u_{VT1(III)} = u_{C1}.$$

Друга частина I інтервалу: $(4\pi/3 + \theta) \leq \vartheta \leq 2\pi$; працює транзистор VT3.

$$u_{VT1(I)} + u_{C3} = 0 \rightarrow u_{VT1(I)} = -u_{C3}.$$

Побудова кривої напруги на транзисторі VT1 через її складові, рис. 4.14.

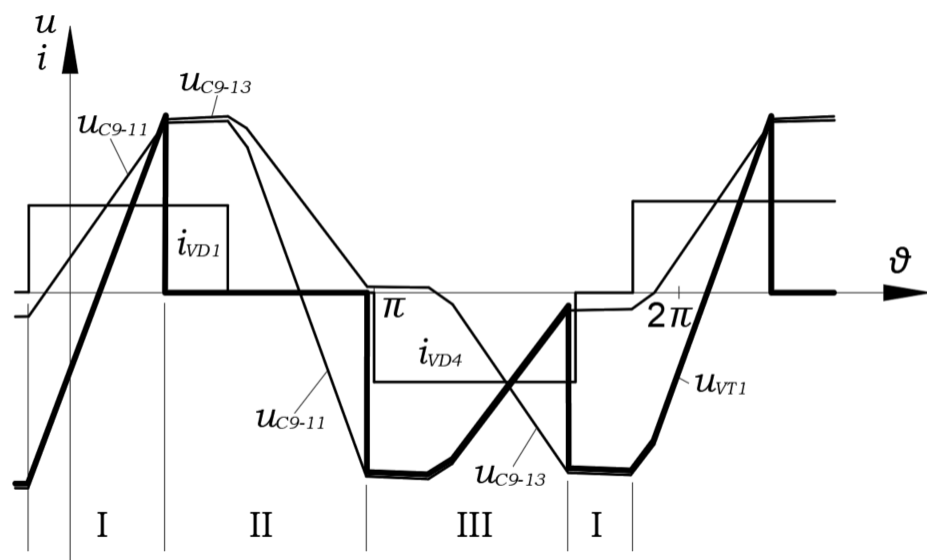


Рисунок 4.14 – Напруга на транзисторі VT1 і її складові

З розрахунку та кривих рис. 4.14 випливає, що найбільше значення напруги на транзисторах комутуючої ланки дорівнює напрузі на фазі конденсаторної батареї у

момент комутації. Оскільки транзистор працює одну третину періоду і через нього проходить весь випрямлений струм перетворювача, то середнє значення струму транзистора складає третину випрямленого струму.

4.4.2 Регулювання транзисторів комутуючої ланки у межах роботи силових електричних вентилів наступної фази при одинарній частоті (режим 2)

Як і у попередньому випадку розрахуємо і побудуємо криву напруги транзистора VT1, прийнявши за момент початку відліку момент вступу в роботу силового електричного вентиля VD1.

Перша частина I інтервалу: $0 \leq \vartheta \leq \theta$; працює транзистор VT2.

$$u_{VT1(I)} - u_{C1} = 0 \rightarrow u_{VT1(I)} = u_{C1}.$$

II інтервал: $\theta \leq \vartheta \leq (2\pi/3 + \theta)$; працює транзистор VT3.

$$u_{VT1(II)} + u_{C3} = 0 \rightarrow u_{VT1(II)} = -u_{C3}.$$

III інтервал: $(2\pi/3 + \theta) \leq \vartheta \leq (4\pi/3 + \theta)$; працює транзистор VT1.

$$u_{VT1(III)} = 0.$$

Друга частина I інтервалу: $(4\pi/3 + \theta \leq \vartheta \leq 2\pi$; працює транзистор VT2.

$$u_{VT1(I)} - u_{C1} = 0 \rightarrow u_{VT1(I)} = u_{C1}.$$

Побудова кривої напруги на транзисторі VT1 через її складові, рис. 4.15.

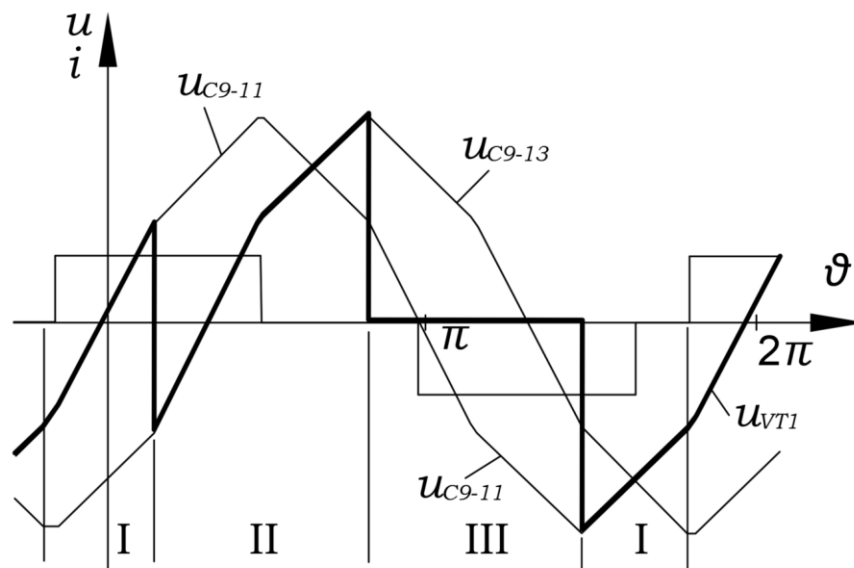


Рисунок 4.15 – Напруга на транзисторі VT1 і її складові (режим 2)

Проведене дослідження показує, що найбільше значення напруги на транзисторах комутуючої ланки дорівнює напрузі на фазі конденсаторної батареї у момент комутації.

4.4.3 Регулювання транзисторів комутуючої ланки імпульсами подвоєної частоти (режим 3)

Як і у попередньому випадку розрахуємо і побудуємо криву напруги транзистора VT1, прийнявши за момент початку відліку момент вступу в роботу силового електричного вентиля VD1.

Як і у попередньому випадку розрахуємо і побудуємо криву напруги транзистора VT1, прийнявши за момент початку відліку момент вступу в роботу силового електричного вентиля VD1.

Перша частина I інтервалу: $0 \leq \vartheta \leq \theta$; працює транзистор VT2.

$$u_{VT1(I)} - u_{C1} = 0 \rightarrow u_{VT1(I)} = u_{C1}.$$

II інтервал: $\theta \leq \vartheta \leq (\pi/3 + \theta)$; працює транзистор VT1.

$$u_{VT1(II)} = 0.$$

III інтервал: $(\pi/3 + \theta) \leq \vartheta \leq (2\pi/3 + \theta)$; працює транзистор VT3.

$$u_{VT1(III)} + u_{C3} = 0 \rightarrow u_{VT1(III)} = -u_{C3}.$$

IV інтервал: $(2\pi/3 + \theta) \leq \vartheta \leq (\pi + \theta)$; працює транзистор VT2.

$$u_{VT1(IV)} - u_{C1} = 0 \rightarrow u_{VT1(IV)} = u_{C1}.$$

V інтервал: $(\pi + \theta) \leq \vartheta \leq (4\pi/3 + \theta)$; працює транзистор VT1.

$$u_{VT1(V)} = 0.$$

VI інтервал: $(4\pi/3 + \theta) \leq \vartheta \leq (5\pi/3 + \theta)$; працює транзистор VT3.

$$u_{VT1(VI)} + u_{C3} = 0 \rightarrow u_{VT1(VI)} = -u_{C3}.$$

Друга частина I інтервалу: $(5\pi/3 + \theta) \leq \vartheta \leq 2\pi$; працює транзистор VT2.

$$u_{VT1(I)} - u_{C1} = 0 \rightarrow u_{VT1(I)} = u_{C1}.$$

Побудова кривої напруги на транзисторі VT1 через її складові, рис. 4.16.

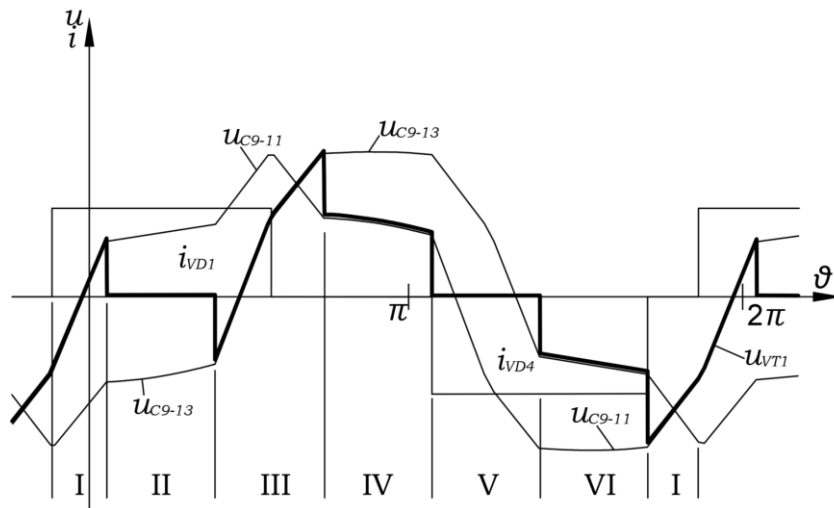


Рисунок 4.16 – Напруга на транзисторі VT1 і її складові (режим 3)

Знову отримуємо результат, який свідчить про те, що найбільше значення напруги на транзисторах комутуючої ланки дорівнює напрузі на фазі конденсаторної батареї у момент комутації.

4.4.4 Регулювання транзисторів комутуючої ланки імпульсами чотирикратної частоти (режим 4)

Знову розрахуємо і побудуємо криву напруги транзистора VT1, прийнявши за момент початку відліку момент вступу в роботу силового електричного вентиля VD1.

Перша частина I інтервалу: $0 \leq \vartheta \leq \theta$; працює транзистор VT2.

$$u_{VT1(I)} - u_{C1} = 0 \rightarrow u_{VT1(I)} = u_{C1}.$$

II інтервал: $\theta \leq \vartheta \leq (\pi/6 + \theta)$; працює транзистор VT3.

$$u_{VT1(II)} + u_{C3} = 0 \rightarrow u_{VT1(II)} = -u_{C3}.$$

III інтервал: $(\pi/6 + \theta) \leq \vartheta \leq (\pi/3 + \theta)$; працює транзистор VT1.

$$u_{VT1(III)} = 0.$$

IV інтервал: $(\pi/3 + \theta) \leq \vartheta \leq (\pi/2 + \theta)$; працює транзистор VT2.

$$u_{VT1(IV)} - u_{C1} = 0 \rightarrow u_{VT1(IV)} = u_{C1}.$$

V інтервал: $(\pi/2 + \theta) \leq \vartheta \leq (2\pi/3 + \theta)$; працює транзистор VT3.

$$u_{VT1(V)} + u_{C3} = 0 \rightarrow u_{VT1(V)} = -u_{C3}.$$

VI інтервал: $(2\pi/3 + \theta) \leq \vartheta \leq (5\pi/6 + \theta)$; працює транзистор VT1.

$$u_{VT1(VI)} = 0.$$

VII інтервал: $(5\pi/6 + \theta) \leq \vartheta \leq (\pi + \theta)$; працює транзистор VT2.

$$u_{VT1(VII)} - u_{C1} = 0 \rightarrow u_{VT1(VII)} = u_{C1}.$$

VIII інтервал: $(\pi + \theta) \leq \vartheta \leq (7\pi/6 + \theta)$; працює транзистор VT3.

$$u_{VT1(VIII)} + u_{C3} = 0 \rightarrow u_{VT1(VIII)} = -u_{C3}.$$

IX інтервал: $(7\pi/6 + \theta) \leq \vartheta \leq (4\pi/3 + \theta)$; працює транзистор VT1.

$$u_{VT1(IX)} = 0.$$

X інтервал: $(4\pi/3 + \theta) \leq \vartheta \leq (3\pi/2 + \theta)$; працює транзистор VT2.

$$u_{VT1(X)} - u_{C1} = 0 \rightarrow u_{VT1(X)} = u_{C1}.$$

XI інтервал: $(3\pi/2 + \theta) \leq \vartheta \leq (5\pi/3 + \theta)$; працює транзистор VT3.

$$u_{VT1(XI)} + u_{C3} = 0 \rightarrow u_{VT1(XI)} = -u_{C3}.$$

XII інтервал: $(5\pi/3 + \theta) \leq \vartheta \leq (11\pi/6 + \theta)$; працює транзистор VT1.

$$u_{VT1(XII)} = 0.$$

Друга частина I інтервалу: $(11\pi/6 + \theta) \leq \vartheta \leq 2\pi$; працює транзистор VT2.

$$u_{VT1(I)} - u_{C1} = 0 \rightarrow u_{VT1(I)} = u_{C1}.$$

Побудова кривої напруги на транзисторі VT1 через її складові, рис. 4.17.

Знову отримуємо результат, який свідчить про те, що найбільше значення напруги на транзисторах комутуючої ланки дорівнює напрузі на фазі конденсаторної батареї у момент комутації.

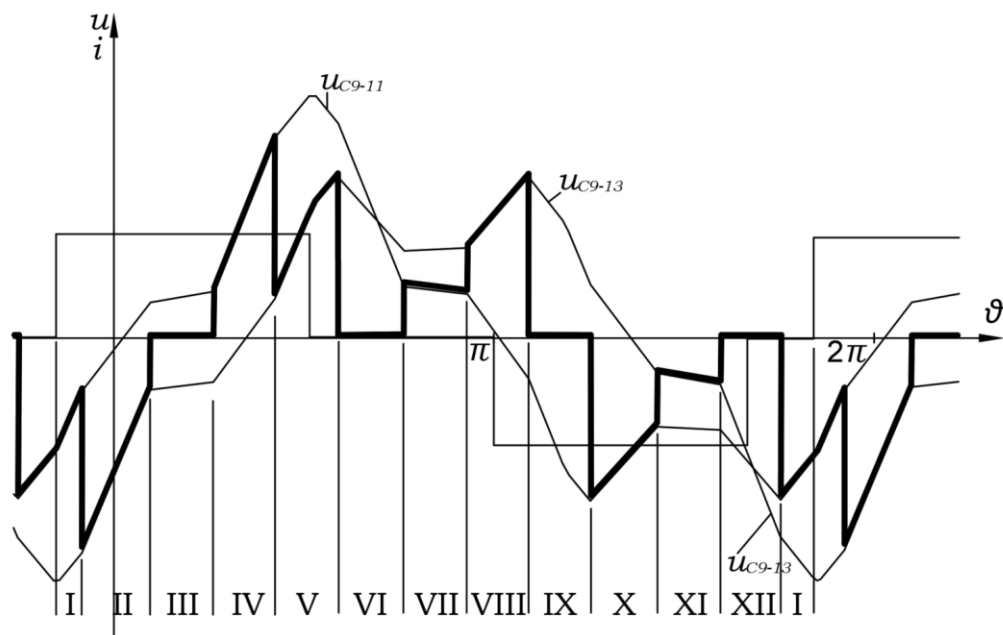


Рисунок 4.17 – Напруга на транзисторі VT1 і її складові (режим 4)

Звернімо увагу, що у низці режимів роботи перетворювача у припущенні щодо миттєвої комутації струму силовими електричними вентилями, комутуюча напруга в момент комутації є максимальною напругою фази конденсаторної батареї, з'єднаної трикутником. Але це не обов'язково так, що і підтверджує рис. 4.17.

Наведені у розділі 4.4 результати дослідження умов формування напруги на транзисторах комутуючої ланки дозволяють зробити однозначний висновок щодо технічних характеристик, за якими буде здійснюватися вибір цього обладнання, у разі практичної реалізації перетворювача за варіантами його схемотехнічного рішення. Максимальне значення напруги на транзисторах КЛ дорівнює максимальному значенню комутуючої напруги.

4.5 Випрямлена напруга

Випрямлена напруга досліджуваних варіантів трифазного мостового компенсаційного перетворювача створюється ЕРС вторинних обмоток перетворювального трансформатора і напругою комутуючих конденсаторів. Важливим також є і той факт, що процес формування випрямленої напруги у варіантах досліджуваного перетворювача має свої особливості.

4.5.1 Трифазний мостовий компенсаційний перетворювач з однією комутуючою ланкою

Регулювання транзисторів комутуючої ланки здійснюється у межах роботи силових електричних вентилів своєї фази при одинарній частоті.

Розглянемо докладно питання щодо зміни стану перетворювача і складових випрямленої напруги на окремих інтервалах періоду за зазначених вище умов дослідження.

Якщо при регулюванні транзисторів комутуючої ланки у межах роботи силових електричних вентилів своєї фази при одинарній частоті, зсуву між моментом подачі імпульсу керування і початком комутації струму силовим електричним вентилем немає ($\theta = 0$), то конденсатори комутуючої ланки не заряджаються. Тобто, перетворювач працює як звичайний діодний трифазний мостовий випрямляч ($\alpha = 0$). При цьому, як видно з рис. 4.18, його випрямлена напруга формується лише

відрізками ЕРС вторинної обмотки перетворювального трансформатора і має на періоді мережі живлення шість інтервалів чи шість пульсацій напруги.

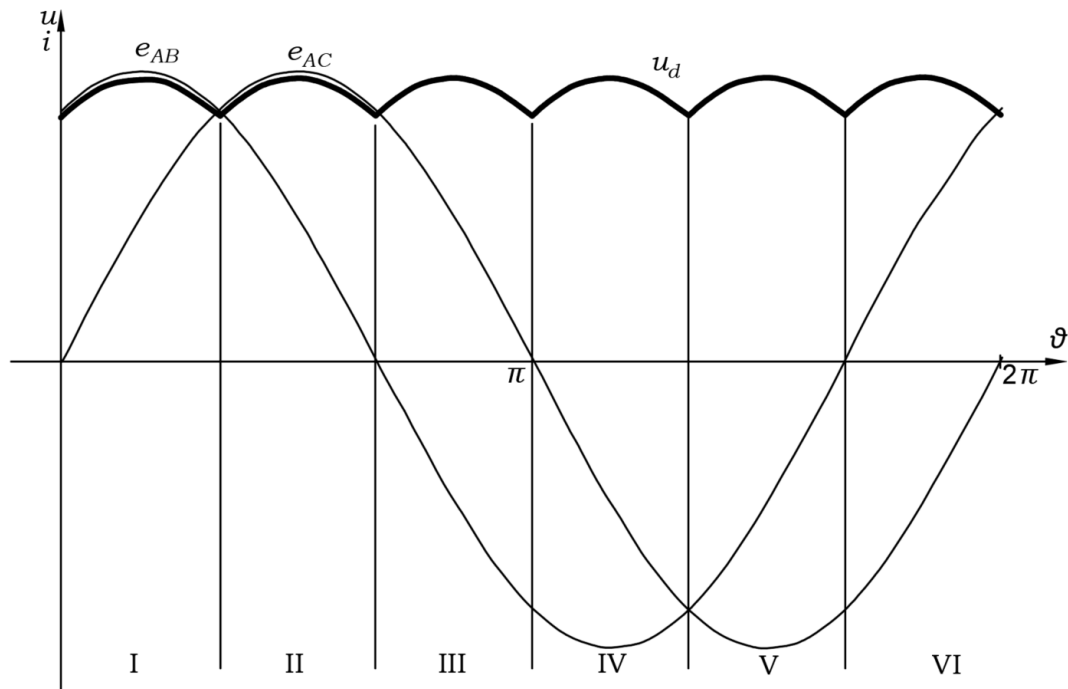


Рисунок 4.18 – Випрямлена напруга при ($\beta = \theta + \alpha = 0$)

У разі, коли імпульс керування транзистором комутуючої ланки подається з затримкою ($\theta \neq 0$), має місце перезаряд конденсаторів і перетворювач працює у компенсаційному режимі ($\alpha \neq 0$). При цьому кількість інтервалів кривої випрямленої напруги зростає. Виходячи із зміни стану перетворювача за рахунок зсуву ЕРС вторинних обмоток перетворювального трансформатора та моментів комутації силових електричних вентилів і транзисторів комутуючої ланки, інтервалів стає дев'ять. Здійснимо розрахунок випрямленої напруги на усіх інтервалах періоду мережі живлення, прийнявши за момент початку відліку момент початку комутації струму силовим електричним вентилем VD1.

I інтервал: $0 \leq \vartheta \leq \beta = \theta + \alpha$; працюють VD1-VT3-VD5.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_A - e_B = u_{d(1)} - u_{C3} \rightarrow u_{d(1)} = e_{AB} + u_{C3}.$$

II інтервал: $\beta \leq \vartheta \leq (\pi/3 + \alpha)$; працюють VD1-VT1-VD5.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_A - e_B = u_{d(2)} \rightarrow u_{d(2)} = e_{AB}.$$

III інтервал: $(\pi/3 + \alpha) \leq \vartheta \leq 2\pi/3$; працюють VD1-VT1-VD6.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_A - e_C = u_{d(3)} \rightarrow u_{d(3)} = e_{AC}.$$

IV інтервал: $2\pi/3 \leq \vartheta \leq (2\pi/3 + \beta)$; працюють VD2-VT1-VD6.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_B - e_C = u_{d(4)} - u_{C1} \rightarrow u_{d(4)} = e_{BC} + u_{C1}.$$

V інтервал: $(2\pi/3 + \beta) \leq \vartheta \leq (\pi + \alpha)$; працюють VD2-VT2-VD6.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_B - e_C = u_{d(5)} \rightarrow u_{d(5)} = e_{BC}.$$

VI інтервал: $(\pi + \alpha) \leq \vartheta \leq 4\pi/3$; працюють VD2-VT2-VD4.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_B - e_C = u_{d(6)} \rightarrow u_{d(6)} = e_{BA}.$$

VII інтервал: $4\pi/3 \leq \vartheta \leq (4\pi/3 + \beta)$; працюють VD3-VT2-VD4.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_C - e_A = u_{d(7)} - u_{C2} \rightarrow u_{d(7)} = e_{CA} + u_{C2}.$$

VIII інтервал: $(4\pi/3 + \beta) \leq \vartheta \leq (5\pi/3 + \alpha)$; працюють VD3-VT3-VD4.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_C - e_A = u_{d(8)} \rightarrow u_{d(8)} = e_{CA}.$$

IX інтервал: $(5\pi/3 + \alpha) \leq \vartheta \leq 2\pi$; працюють VD3-VT3-VD5.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_C - e_A = u_{d(9)} \rightarrow u_{d(9)} = e_{CB}.$$

Розрахунок відповідає режиму роботи перетворювача, у якому затримка моменту подачі імпульсу керування транзисторами комутуючої ланки не перевищує $\pi/3$. Згідно наведеного вище розрахунку на рис. 4.19 побудована крива випрямленої напруги перетворювача.

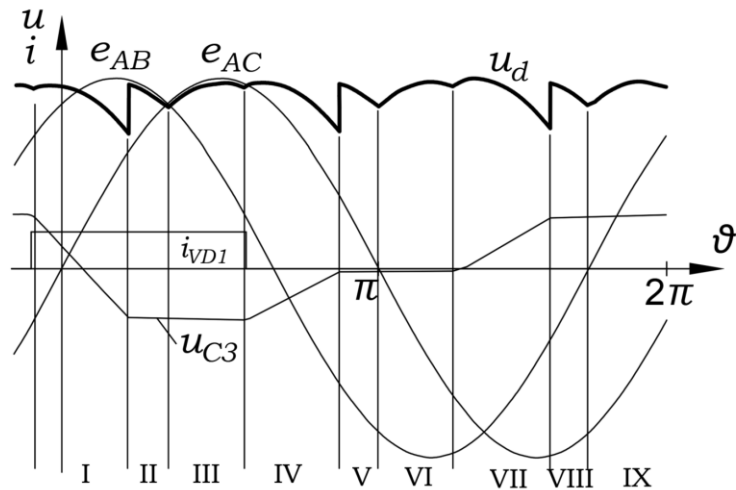


Рисунок 4.19 – Випрямлена напруга при $(0 \leq \theta \leq \pi/3)$

Звернімо увагу, що через третину періоду частоти мережі живлення, величина і форма кривої випрямленої напруги повторюється.

Якщо затримка моменту подачі імпульсу керування транзисторами комутуючої ланки дорівнює $\pi/3$, протяжність другого, п'ятого і сьомого інтервалів зменшується до нуля. Тобто крива випрямленої напруги матиме шість пульсацій. Цю ситуацію ілюструє рис. 4.20.

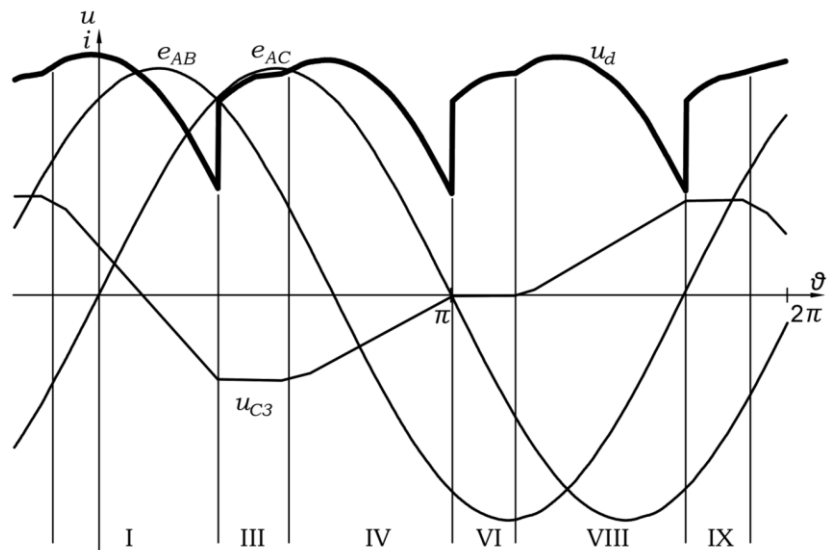


Рисунок 4.20 – Випрямлена напруга при $(\theta = \pi/3)$

Якщо затримка моменту подачі імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки $\pi/3 = \theta \leq (2\pi/3 - \alpha)$, крива випрямленої напруги знову має дев'ять інтервалів. Здійснимо розрахунок на усіх інтервалах, прийнявши за початок відліку момент початку комутації струму силовим електричним вентилем VD1.

I інтервал: $0 \leq \vartheta \leq (\pi/3 + \alpha)$; працюють VD1-VT3-VD5.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_A - e_B = u_{d(1)} - u_{C3} \rightarrow u_{d(1)} = e_{AB} + u_{C3}.$$

II інтервал: $(\pi/3 + \alpha) \leq \vartheta \leq \beta$; працюють VD1-VT3-VD6.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_A - e_C = u_{d(2)} - u_{C3} \rightarrow u_{d(2)} = e_{AC} + u_{C3}.$$

III інтервал: $\beta \leq \vartheta \leq 2\pi/3$; працюють VD1-VT1-VD6.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_A - e_C = u_{d(3)} \rightarrow u_{d(3)} = e_{AC}.$$

IV інтервал: $2\pi/3 \leq \vartheta \leq (2\pi/3 + \beta)$; працюють VD2-VT1-VD6.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_B - e_C = u_{d(4)} - u_{C1} \rightarrow u_{d(4)} = e_{BC} + u_{C1}.$$

V інтервал: $(2\pi/3 + \beta) \leq \vartheta \leq (\pi + \alpha)$; працюють VD2-VT1-VD4.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_B - e_A = u_{d(5)} - u_{C1} \rightarrow u_{d(5)} = e_{BA} + u_{C1}.$$

VI інтервал: $(\pi + \alpha) \leq \vartheta \leq 4\pi/3$; працюють VD2-VT2-VD4.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_B - e_A = u_{d(6)} \rightarrow u_{d(6)} = e_{BA}.$$

VII інтервал: $4\pi/3 \leq \vartheta \leq (4\pi/3 + \beta)$; працюють VD3-VT2-VD4.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_C - e_A = u_{d(7)} - u_{C2} \rightarrow u_{d(7)} = e_{CA} + u_{C2}.$$

VIII інтервал: $(4\pi/3 + \beta) \leq \vartheta \leq (5\pi/3 + \alpha)$; працюють VD3-VT2-VD5.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_C - e_B = u_{d(8)} - u_{C2} \rightarrow u_{d(8)} = e_{CB} + u_{C2}.$$

IX інтервал: $(5\pi/3 + \alpha) \leq \vartheta \leq 2\pi$; працюють VD3-VT3-VD5.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_C - e_B = u_{d(9)} \rightarrow u_{d(9)} = e_{CB}.$$

За результатами наведеного вище розрахунку на рис. 4.21 побудована крива випрямленої напруги.

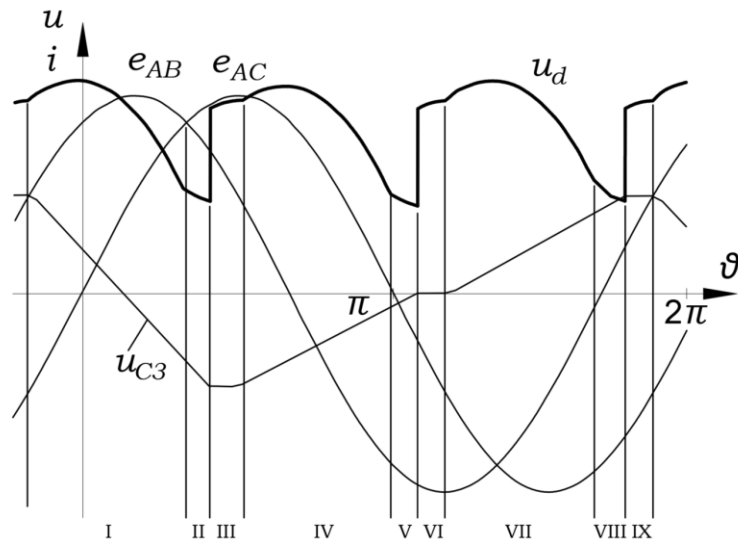


Рисунок 4.21 – Випрямлена напруга при $(\pi/3 = \theta \leq (2\pi/3 - \alpha))$

Межею цього режиму роботи є максимальне значення затримки моменту подачі імпульсу керування на транзистори комутуючої ланки, рівне $\theta = (2\pi/3 - \alpha)$. При цьому $\beta = 2\pi/3$, а як впливає з попереднього розрахунку, протяжність третього інтервалу зменшується до нуля. Тож у такому граничному режимі крива випрямленої напруги має шість пульсацій, що і ілюструє рис. 4.22.

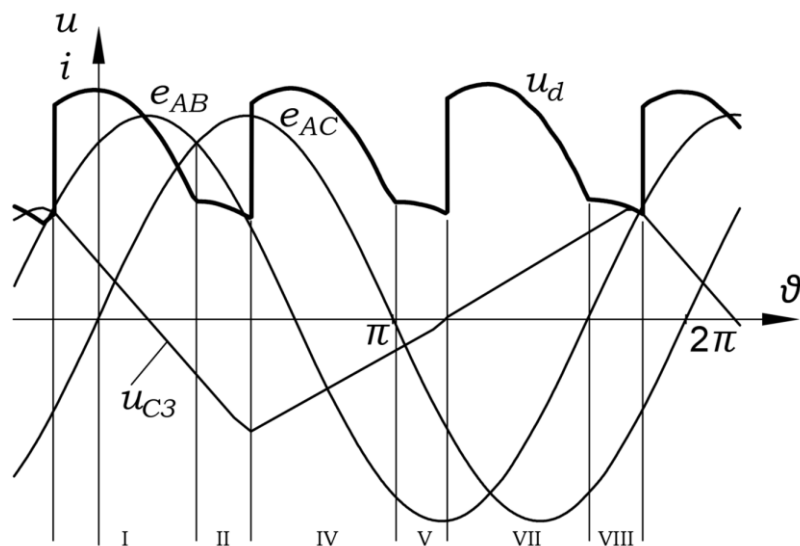


Рисунок 4.22 – Випрямлена напруга при $(\theta = (2\pi/3 - \alpha))$

Регулювання транзисторів комутуючої ланки здійснюється у межах роботи силових електричних вентилів наступної фази при одинарній частоті

З одного боку наведена на рис. 4.22 крива випрямленої напруги є характеристикою кінця попереднього режиму, а з іншого – характеристикою початку

наступного. Якщо ще збільшити затримку моменту подачі імпульсу керування на транзистори комутуючої ланки, крива випрямленої напруги зміниться і на періоді частоти мережі живлення матиме дев'ять інтервалів. Здійснимо розрахунок на усіх інтервалах, прийнявши за початок відліку, як і раніше, момент початку комутації струму силовим електричним вентилям VD1.

I інтервал: $0 \leq \vartheta \leq (\pi/3 + \alpha)$; працюють VD1-VT2-VD5.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_A - e_B = u_{d(1)} + u_{C1} \rightarrow u_{d(1)} = e_{AB} - u_{C1}.$$

II інтервал: $(\pi/3 + \alpha) \leq \vartheta \leq \beta$; працюють VD1-VT3-VD5.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_A - e_B = u_{d(2)} - u_{C3} \rightarrow u_{d(2)} = e_{AB} + u_{C3}.$$

III інтервал: $\beta \leq \vartheta \leq 2\pi/3$; працюють VD1-VT3-VD6.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_A - e_C = u_{d(3)} - u_{C3} \rightarrow u_{d(3)} = e_{AC} + u_{C3}.$$

IV інтервал: $2\pi/3 \leq \vartheta \leq (2\pi/3 + \beta)$; працюють VD2-VT3-VD6.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_B - e_C = u_{d(4)} + u_{C2} \rightarrow u_{d(4)} = e_{BC} - u_{C2}.$$

V інтервал: $(2\pi/3 + \beta) \leq \vartheta \leq (\pi + \alpha)$; працюють VD2-VT1-VD6.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_B - e_C = u_{d(5)} - u_{C1} \rightarrow u_{d(5)} = e_{BC} + u_{C1}.$$

VI інтервал: $(\pi + \alpha) \leq \vartheta \leq 4\pi/3$; працюють VD2-VT1-VD4.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_B - e_A = u_{d(6)} - u_{C1} \rightarrow u_{d(6)} = e_{BA} + u_{C1}.$$

VII інтервал: $4\pi/3 \leq \vartheta \leq (4\pi/3 + \beta)$; працюють VD3-VT1-VD4.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_C - e_A = u_{d(7)} + u_{C3} \rightarrow u_{d(7)} = e_{CA} - u_{C3}.$$

VIII інтервал: $(4\pi/3 + \beta) \leq \vartheta \leq (5\pi/3 + \alpha)$; працюють VD3-VT2-VD4.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_C - e_A = u_{d(8)} - u_{C2} \rightarrow u_{d(8)} = e_{CA} + u_{C2}.$$

IX інтервал: $(5\pi/3 + \alpha) \leq \vartheta \leq 2\pi$; працюють VD3-VT2-VD5.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_C - e_B = u_{d(9)} - u_{C2} \rightarrow u_{d(9)} = e_{CB} + u_{C2}.$$

За результатами наведеного вище розрахунку на рис. 4.23 побудована крива випрямленої напруги.

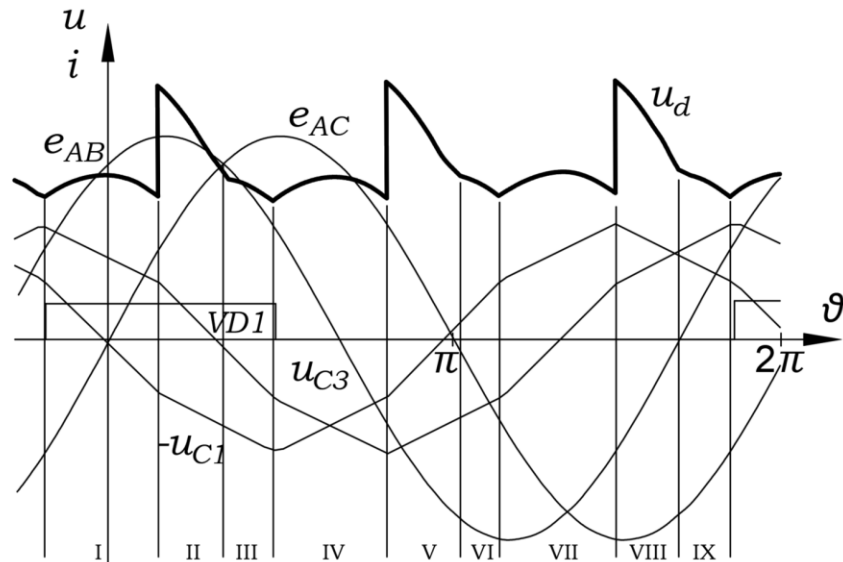


Рисунок 4.23 – Випрямлена напруга у досліджуваному режимі

Межею цього режиму роботи є максимальне значення затримки моменту подачі імпульсу керування на транзистори комутуючої ланки, рівне $\theta = (4\pi/3 - \alpha)$. При цьому $\beta = 4\pi/3$, а як впливає з попереднього розрахунку, протяжність третього інтервалу зменшується до нуля. Тож у такому граничному режимі крива випрямленої напруги має шість інтервалів, що і ілюструє рис. 4.24.

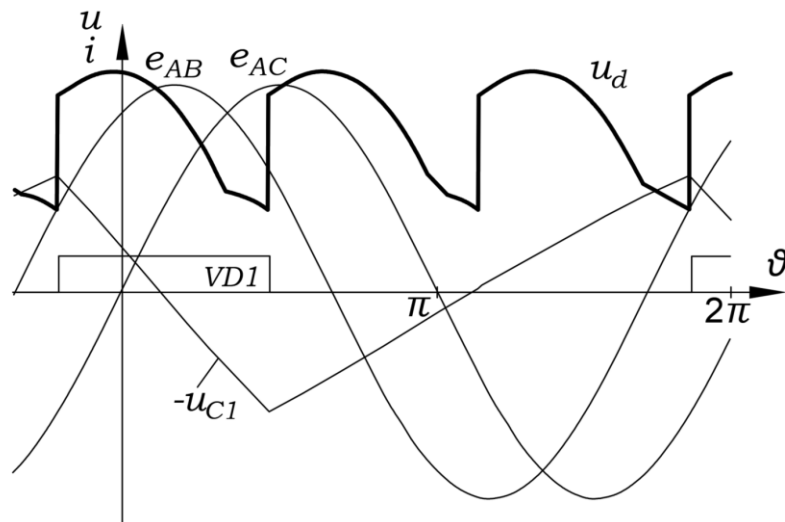


Рисунок 4.24 – Випрямлена напруга у граничному режимі

Наведений вище розрахунок і криві (рис. 4.19 – 4.24) показують, що крива випрямленої напруги $u_{d(k)}$ через третину періоду повторює свою форму. Тож обчислення її середнього значення можна здійснити за цей проміжок часу. Звернімо також увагу на закономірність зміни ділянок кривої напруги фази конденсаторної батареї, що входить у вираз випрямленої напруги на окремих інтервалах. Як бачимо, в усіх режимах роботи перетворювача, середнє значення цієї складової випрямленої напруги дорівнює нулю. Тому середнє значення випрямленої напруги досліджуваного випрямляча розрахуємо наступним чином:

$$U_{сер} = \frac{3}{2\pi} \left(\int_0^{\frac{\pi}{3}+\alpha} e_{AB} d\vartheta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} e_{AC} d\vartheta \right).$$

де $e_{AB} = \sqrt{3}E_m \sin(\vartheta + \pi/3)$, $e_{AC} = \sqrt{3}E_m \sin \vartheta$.

Після інтегрування і нескладних математичних перетворень, отримаємо:

$$U_{сер} = \frac{3\sqrt{3}E_m}{2\pi} [1 + \cos(\pi/3 + \alpha) - \cos(2\pi/3 + \alpha)]. \quad (4.10)$$

Регулювання транзисторів комутуючої ланки здійснюється імпульсами напруги подвоєної частоти.

Якщо частота імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки подвоєна, то крива випрямленої напруги на періоді частоти мережі живлення має дванадцять інтервалів. Але рівняння стану досліджуваного перетворювача, як і форма кривої випрямленої напруги, залежать від величини затримки у часі імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки.

Спочатку розглянемо ситуацію, за якої затримка імпульсу не перевищує величини випереджаючого кута регулювання силових електричних вентилів α . Як і раніше, дослідження проводимо аналізуючи ситуацію за окремими інтервалами, прийнявши за початок відліку момент початку комутації струму силовим електричним вентилям VD1.

I інтервал: $0 \leq \vartheta \leq \beta$; працюють VD1-VT2-VD5.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_A - e_B = u_{d(1)} + u_{C1} \rightarrow u_{d(1)} = e_{AB} - u_{C1}.$$

II інтервал: $\beta \leq \vartheta \leq (\pi/3 + \beta)$; працюють VD1-VT1-VD5.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_A - e_B = u_{d(2)} \rightarrow u_{d(2)} = e_{AB}.$$

III інтервал: $(\pi/3 + \beta) \leq \vartheta \leq (\pi/3 + \alpha)$; працюють VD1-VT3-VD5.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_A - e_B = u_{d(3)} - u_{C3} \rightarrow u_{d(3)} = e_{AB} + u_{C3}.$$

IV інтервал: $(\pi/3 + \alpha) \leq \vartheta \leq 2\pi/3$; працюють VD1-VT3-VD6.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_A - e_C = u_{d(4)} - u_{C3} \rightarrow u_{d(4)} = e_{AC} + u_{C3}.$$

V інтервал: $2\pi/3 \leq \vartheta \leq (2\pi/3 + \beta)$; працюють VD2-VT3-VD6.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_B - e_C = u_{d(5)} + u_{C2} \rightarrow u_{d(5)} = e_{BC} - u_{C2}.$$

VI інтервал: $(2\pi/3 + \beta) \leq \vartheta \leq (\pi + \beta)$; працюють VD2-VT2-VD6.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_B - e_C = u_{d(6)} \rightarrow u_{d(6)} = e_{BC}.$$

VII інтервал: $(\pi + \beta) \leq \vartheta \leq (\pi + \alpha)$; працюють VD2-VT1-VD6.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_B - e_C = u_{d(7)} - u_{C1} \rightarrow u_{d(7)} = e_{BC} + u_{C1}.$$

VIII інтервал: $(\pi + \alpha) \leq \vartheta \leq 4\pi/3$; працюють VD2-VT1-VD4.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_B - e_A = u_{d(8)} - u_{C1} \rightarrow u_{d(8)} = e_{BA} + u_{C1}.$$

IX інтервал: $4\pi/3 \leq \vartheta \leq (4\pi/3 + \beta)$; працюють VD3-VT1-VD4.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_C - e_A = u_{d(9)} + u_{C3} \rightarrow u_{d(9)} = e_{CA} - u_{C3}.$$

X інтервал: $(4\pi/3 + \beta) \leq \vartheta \leq (5\pi/3 + \beta)$; працюють VD3-VT3-VD4.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_C - e_A = u_{d(10)} \rightarrow u_{d(10)} = e_{CA}.$$

XI інтервал: $(5\pi/3 + \beta) \leq \vartheta \leq (5\pi/3 + \alpha)$; працюють VD3-VT2-VD4.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_C - e_A = u_{d(11)} - u_{C2} \rightarrow u_{d(11)} = e_{CA} + u_{C2}.$$

ХІІ інтервал: $(5\pi/3 + \alpha) \leq \vartheta \leq 2\pi$; працюють VD3-VT2-VD5.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_C - e_B = u_{d(12)} - u_{C2} \rightarrow u_{d(12)} = e_{CB} + u_{C2}.$$

За результатами наведеного вище розрахунку на рис. 4.25 побудована крива випрямленої напруги.

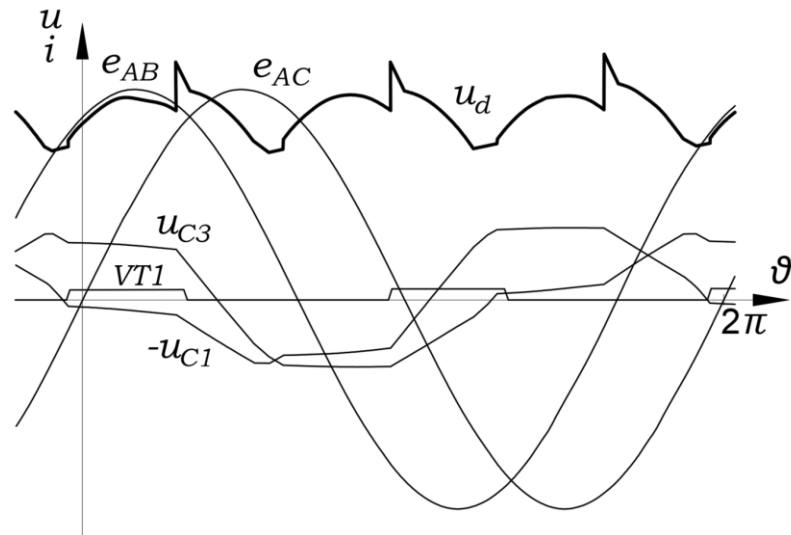


Рисунок 4.25 – Випрямлена напруга у досліджуваному режимі (подвоєна частотота)

Отриманий результат і дослідження, результати яких у дисертації не наведені, підтверджують отримані раніше висновки і можливість розрахунку середнього значення випрямленої за співвідношенням (4.10).

4.5.2 Трифазний мостовий компенсаційний перетворювач з двома комутуючими ланками

Регулювання транзисторів комутуючих ланок здійснюється у межах роботи силових електричних вентилів своєї фази при одинарній частоті.

Така ситуація розглядалася стосовно трифазного мостового компенсаційного перетворювача з однією комутуючою ланкою. Якщо при регулюванні транзисторів комутуючої ланки у межах роботи силових електричних вентилів своєї фази при одинарній частоті, зсуву між моментом подачі імпульсу керування і початком комутації струму силовим електричним вентилям немає ($\theta = 0$), то конденсатори

комутуючої ланки не заряджаються. Тому перетворювач працює як звичайний діодний трифазний мостовий випрямляч ($\alpha = 0$). При цьому його випрямлена напруга формується лише відрізками ЕРС вторинної обмотки перетворювального трансформатора і має на періоді мережі живлення шість інтервалів (рис. 4.18).

У разі, коли імпульс керування транзистором комутуючої ланки подається з затримкою ($\theta \neq 0$), як і у перетворювачі з однією комутуючою ланкою, має місце перезаряд конденсаторів обох комутуючих ланок і перетворювач працює у компенсаційному режимі ($\alpha \neq 0$). При цьому кількість інтервалів кривої випрямленої напруги зростає. Виходячи із зміни стану перетворювача за рахунок зсуву ЕРС вторинних обмоток перетворювального трансформатора та моментів комутації силових електричних вентилів і транзисторів комутуючої ланки, інтервалів стає дванадцять. Однак, після двох перших інтервалів величина і форма випрямленої напруги повторюється.

Здійснимо розрахунок випрямленої напруги на перших двох інтервалах періоду мережі живлення, прийнявши за момент початку відліку момент початку комутації струму силовим електричним вентилем VD1.

I інтервал: $0 \leq \vartheta \leq \beta = \theta + \alpha$; працюють VD1-VT3-VT5-VD5.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_A - e_B = u_{d(1)} - u_{C3} \rightarrow u_{d(1)} = e_{AB} + u_{C3}.$$

II інтервал: $\beta \leq \vartheta \leq \pi/3$; працюють VD1-VT1-VT5-VD5.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_A - e_B = u_{d(2)} \rightarrow u_{d(2)} = e_{AB}.$$

Розглянуті вище два інтервали кривої випрямленої напруги є шостою частиною її періоду. Далі форма кривої повторюється. Відповідно до викладеного побудовано рис. 4.26.

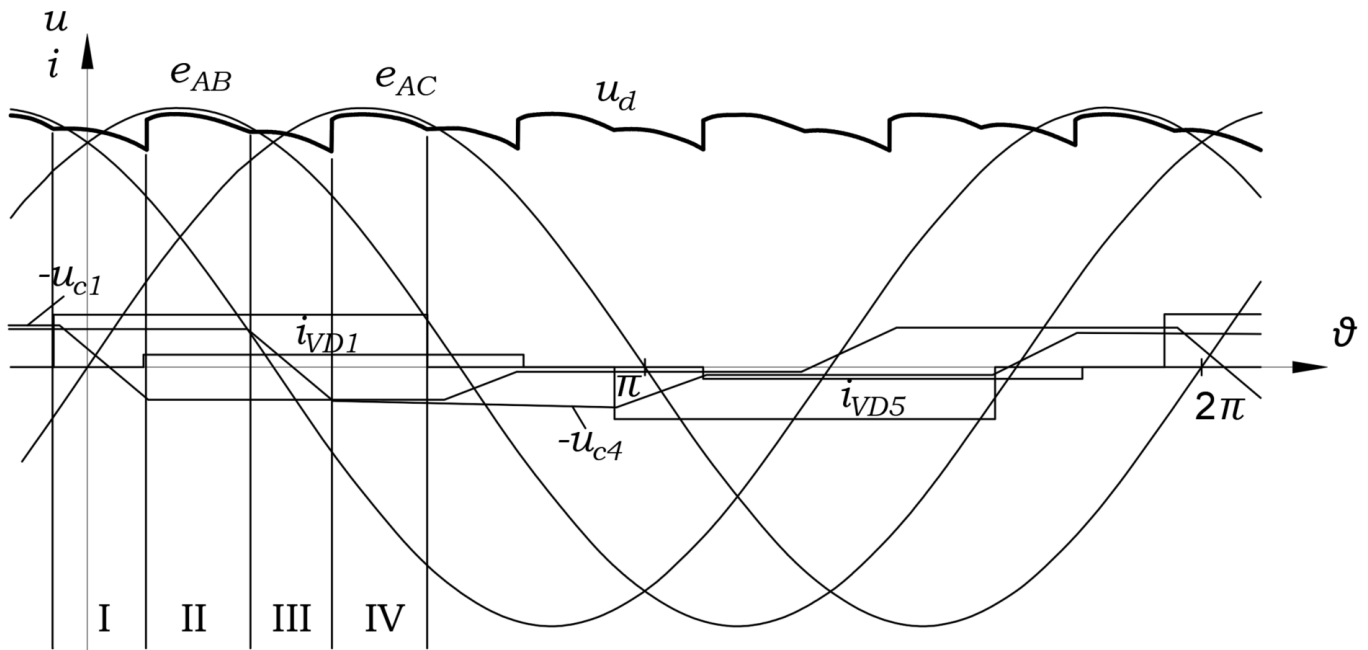


Рисунок 4.26 – Випрямлена напруга у режимі ($0 \leq \beta \leq \pi/3$)

По мірі збільшення величини β протяжність першого інтервалу зростає, а другого – відповідно, зменшується. Якщо $\beta = \pi/3$, на шостій частині періоду кривої випрямленої напруги залишається всього один інтервал.

Подальше збільшення протяжності затримки імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки призводить до збільшення інтервалів кривої випрямленої напруги. Знову їх стає дванадцять на періоді.

Здійснимо розрахунок випрямленої напруги на перших двох інтервалах періоду мережі живлення, прийнявши за момент початку відліку момент початку комутації струму силовим електричним вентилем VD1.

I інтервал: $0 \leq \vartheta \leq (\theta - \pi/3)$; працюють VD1-VT3-VT4-VD5.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_A - e_B = u_{d(1)} - u_{c3} + u_{c4} \rightarrow u_{d(1)} = e_{AB} + u_{c3} - u_{c4}.$$

II інтервал: $(\theta - \pi/3) \leq \vartheta \leq \pi/3$; працюють VD1-VT3-VT5-VD5.

Рівняння по контурам працюючих пристроїв

$$e_A - e_B = u_{d(2)} - u_{c3} \rightarrow u_{d(2)} = e_{AB} + u_{c3}.$$

Розглянуті вище два інтервали кривої випрямленої напруги є шостою частиною її періоду. Далі форма кривої повторюється. Відповідно до викладеного побудовано рис. 4.27.

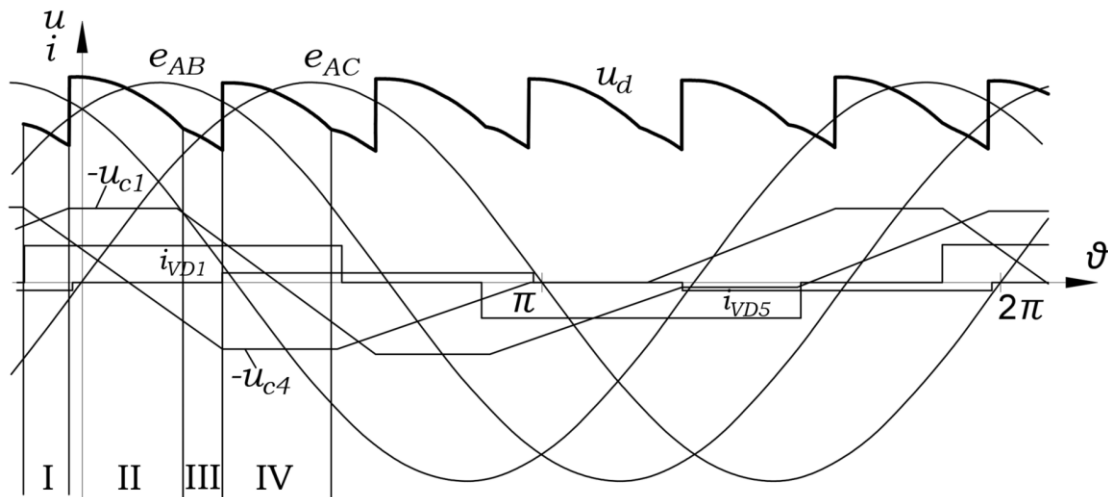


Рисунок 4.27 – Випрямлена напруга у режимі $(\pi/3 \leq \beta \leq 2\pi/3)$

По мірі збільшення затримки подачі імпульсу керування на транзистор (кута θ), протяжність першого інтервалу буде зростати, а другого – зменшуватиметься. Кінцем розглядуваного режиму буде $\theta = 2\pi/3$.

Наведений вище розрахунок і криві (рис. 4.26, 4.27) показують, що крива випрямленої напруги $u_{d(k)}$ через шосту частину періоду повторює свою форму. Тож обчислення її середнього значення можна здійснити за цей проміжок часу. Звернімо також увагу на закономірність зміни ділянок кривої напруги фази конденсаторної батареї, що входить у вираз випрямленої напруги на окремих інтервалах. Як бачимо, в усіх режимах роботи перетворювача, середнє значення цієї складової випрямленої напруги дорівнює нулю. Тому середнє значення випрямленої напруги досліджуваного випрямляча розрахуємо наступним чином:

$$U_{сер} = \frac{3}{\pi} \int_{-\alpha}^{\frac{\pi}{3}-\alpha} \sqrt{3} E_m \sin(\vartheta + \pi/3) d\vartheta.$$

Після інтегрування і нескладних математичних перетворень, отримаємо:

$$U_{сер} = \frac{3\sqrt{3}E_m}{\pi} [\cos(\pi/3 + \alpha) - \cos(2\pi/3 + \alpha)]. \quad (4.11)$$

Найважливішою особливістю роботи перетворювача у режимах роботи, представлених у даній частині роботи є те, що за рахунок відповідного моменту подачі імпульсів керування на транзистори комутуючої ланки, можливо забезпечити такі умови, коли комутуючі конденсатори заряджатися не будуть.

Регулювання транзисторів комутуючих ланок здійснюється імпульсами напруги підвищеної частоти.

Якщо частота імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки не одинарна, то за будь-якого моменту їх подачі на транзистор, комутуючі конденсатори будуть перезаряджатися і перетворювач буде працювати у компенсованому чи компенсуючому режимі. Формування величини і форми випрямленої напруги буде залежати від сукупності факторів: частоти і протяжності імпульсів керування, їх зсуву між собою та відносно силових електричних вентилів відповідної фази. Як приклад формування випрямленої напруги при підвищеній частоті імпульсів керування транзисторами КЛ, розглянемо режим роботи перетворювача при подвоєній частоті.

Приймемо, що момент подачі імпульсу керування збігається з моментом вступу в роботу силового електричного вентиля своєї фази. При подвоєній частоті протяжність імпульсу керування складає одну шосту частину періоду. Протягом цього інтервалу, коли працюють силовий електричний вентиль VD1 і транзистор VT1 напруги на комутуючому конденсаторі C1 немає. Але є напруга на конденсаторі C4.

Тож крива випрямленої напруги має на періоді мережі живлення шість однакових інтервалів, на кожному з яких вона є алгебричною сумою лінійної напруги вторинної обмотки перетворювального трансформатора і напруги конденсаторів комутуючої ланки. Викладене ілюструє рис. 4.28.

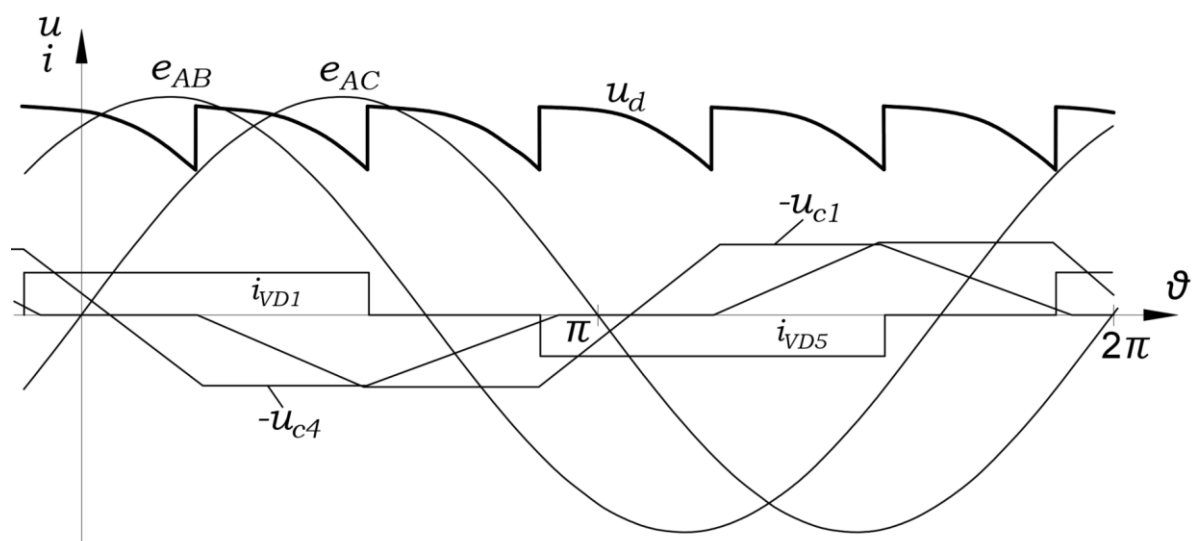


Рисунок 4.28 – Випрямлена напруга у досліджуваному режимі, при подвоєній частоті

Висновки до розділу 4

1. Умови роботи перетворювального трансформатора відповідають тим, які мали місце у компенсаційних перетворювачах попереднього покоління, тобто у перетворювачах з трифазним зрівноважувальним реактором у комутуючій ланці.

2. Максимальне значення зворотної напруги на вентилях некомпенсаційної частини таке ж, як і у трифазному мостовому перетворювачі за схемою Ларіонова. На вентилях компенсаційної частини у більшості режимів роботи перетворювача максимальне значення зворотної напруги менше за рахунок складової напруги комутуючих конденсаторів. Тож за цим показником перетворювач нового покоління (з повністю керованими приладами у комутуючій ланці) має перевагу.

3. Максимальне значення напруги на транзисторах комутуючої ланки дорівнює максимальній напрузі на комутуючих конденсаторах. Отже, вона не є постійною і залежить від режиму роботи перетворювача та характеристики його енергетичного процесу з погляду можливостей компенсації та генерації реактивної енергії. Ця обставина повинна враховуватись при виборі параметрів транзисторів комутуючої ланки.

4. Форма кривої випрямленої напруги залежить від низки факторів, пов'язаних з технічною характеристикою обладнання перетворювача, режиму його роботи відповідно до вимог технологічного споживача та частоти імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки. Але визначальними тут є дві величини: напруга вторинної обмотки перетворювального трансформатора і випереджаючий кут регулювання силових електричних вентилів.

РОЗДІЛ 5. МОДЕЛЮВАННЯ РЕЖИМІВ РОБОТИ ТРИФАЗНОГО МОСТОВОГО КОМПЕНСАЦІЙНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

Математичне моделювання режимів роботи варіантів трифазного мостового компенсаційного перетворювача, що досліджуються у дисертаційній роботі, здійснене з використанням системи схемотехнічного моделювання Micro Cap.

Наразі при розробці і дослідженні електронних пристроїв і їх окремих каскадів, застосовуються методи цифрового моделювання, аналізу і синтезу. Вони дозволяють виконувати досить просту процедуру вводу схем досліджуваних перетворювачів з наступним аналізом їх характеристик [91] – [95].

Програма MicroCap розроблена фірмою Spectrum Software. Серед основних її можливостей можна виділити [80] – [82]:

- багатосторінковий графічний редактор принципів схем, що підтримує ієрархічні структури;
- поведінкове моделювання аналогових і цифрових компонентів, можливість опису цифрових компонентів за допомогою логічних виразів;
- бібліотека компонентів, що включає в себе найбільш популярні цифрові інтегральні схеми дискретної логіки й аналогові компоненти типу діодів, біполярних, польових і МОН- транзисторів, магнітних сердечників і т.ін.
- макромоделі компонентів можуть бути представлені у вигляді принципів електричних схем або в текстовому вигляді;
- при наявності помилок інформація про них миттєво з'являється на екрані;
- електронна документація й контекстно-орієнтовані засоби допомоги;
- 2-D або 3-D графіки результатів моделювання виводяться в процесі моделювання або після його закінчення на вибір користувача, є сервісні можливості обробки графіків.

5.1 Особливості побудови схемотехнічних моделей та вибір параметрів їх елементів

У роботі досліджуються два варіанти трифазного мостового компенсаційного перетворювача: з однією комутуючою ланкою, та з двома. Відповідно, дві

схемотехнічні моделі, які використовувалися для підтвердження викладених у роботі теоретичних положень із зазначенням параметрів їх елементів та нумерацією розрахункових точок, наведені на рис. 5.1 та 5.2 для перетворювача з однією комутуючою ланкою та з двома.

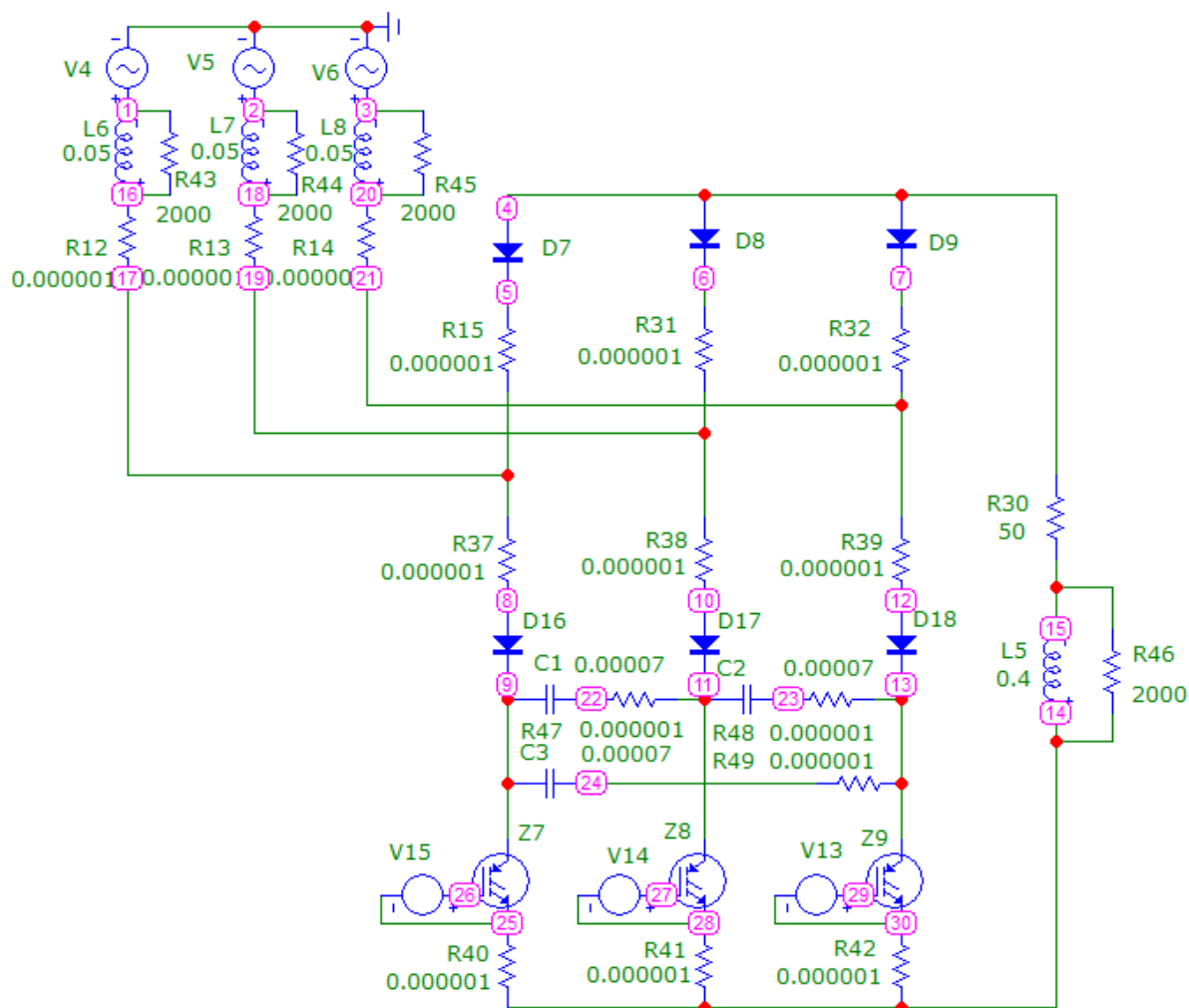


Рисунок 5.1 – Схемотехнічна модель трифазного мостового компенсаційного перетворювача з однією комутуючою ланкою

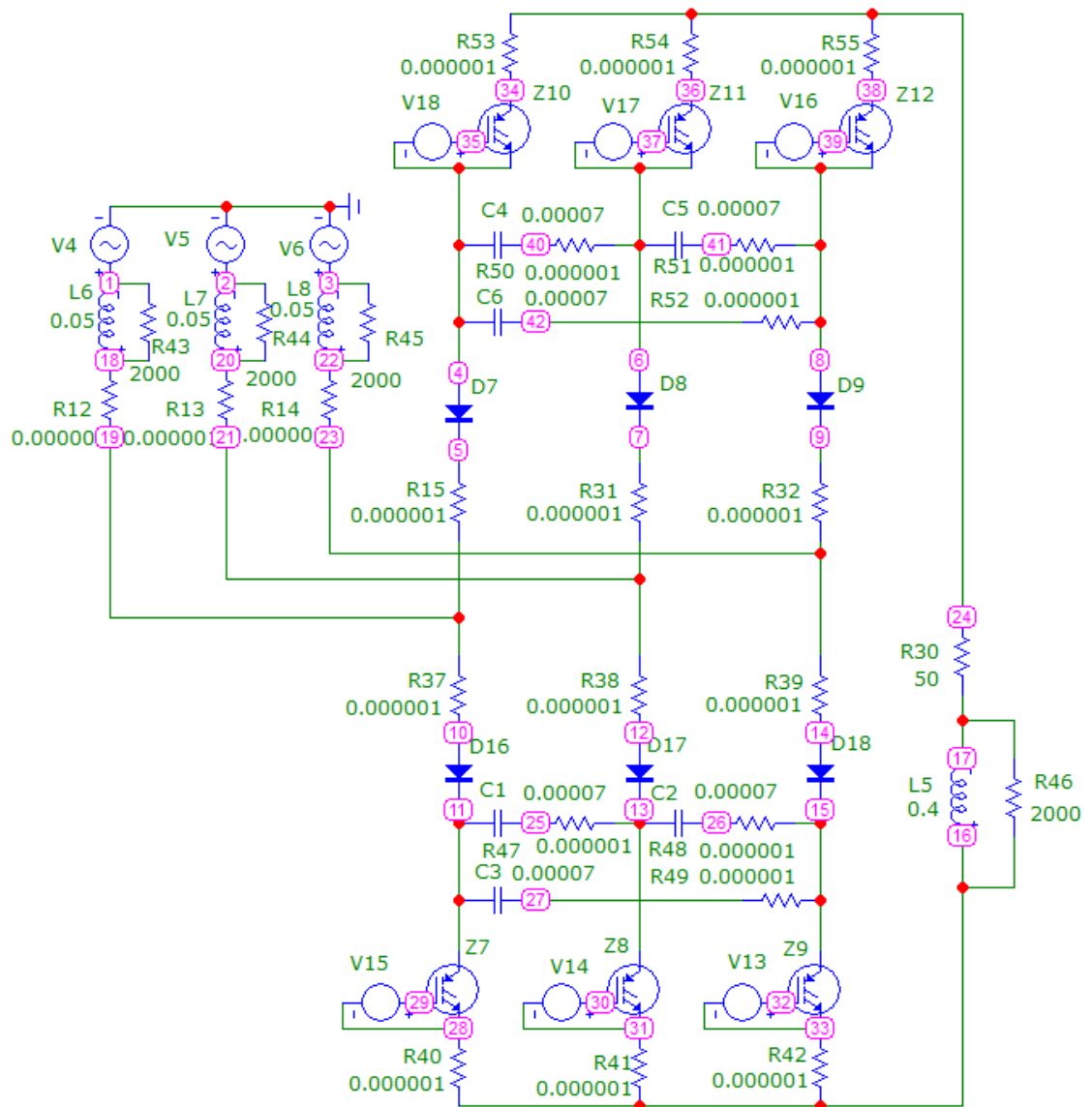


Рисунок 5.2 – Схемотехнічна модель трифазного мостового компенсаційного перетворювача з двома комутуючими ланками

Схемотехнічні моделі трифазного мостового компенсаційного перетворювача мають такі основні складові:

1. **Перетворювальний трансформатор** є трифазним двообмотковим пристроєм, що живить перетворювач електричної енергії, створюючи на вторинних обмотках симетричну трифазну систему ЕРС прямого чергування фаз:

- ЕРС обмоток реалізовані за допомогою джерел синусоїдної напруги фаз А, В, С, відповідно до схем рис. 5.1-5.2 як (V4), (V5), (V6). Амплітудне значення фазної ЕРС вторинної обмотки перетворювального трансформатора складає 100 В, а

початкова фаза цієї напруги у фазі А дорівнює 0,523 рад (чи $\pi/6$), частота дорівнює частоті мережі живлення ($f = 50$ Гц, $T = 0,02$ с).

Тож трифазна система ЕРС вторинної обмотки перетворювального трансформатора варіантів схемотехнічної моделі досліджуваного перетворювача запишеться так:

$$\begin{aligned} e_A &= 100 \sin(\vartheta + 0,523); \\ e_B &= 100 \sin(\vartheta - 1,57); \\ e_C &= 100 \sin(\vartheta + 2,618), \end{aligned} \quad (5.1)$$

що відповідає співвідношенню (2.1), яке застосовувалось при теоретичному дослідженні процесів у варіантах трифазного мостового компенсаційного перетворювача.

- Індуктивності обмоток трансформатора, приведені до його вторинної обмотки, реалізовані за допомогою компоненти «INDUCTOR» L6, L7, L8. При моделюванні режиму миттєвої комутації вони мають нульове значення, а при моделюванні інших режимів їх величина змінюється, забезпечуючи необхідне значення власної частоти контуру комутації, яке відповідає досліджуваному режиму роботи перетворювача.

- Резистори R12, R13, R14 реалізовані за допомогою компоненти «RESISTOR» і застосовуються як шунти при вимірюванні струмів фаз трансформатора. Їх значення в усіх фазах складає 0,000001 Ом.

- Резистори R43, R44, R45 також реалізовані за допомогою компоненти «RESISTOR». Вони підключені паралельно до фазних індуктивностей L6, L7, L8, що необхідно для уникнення небажаних коливальних процесів при моделюванні. Їх значення в усіх фазах складає 2000 Ом.

2. **Діоди** реалізовані за допомогою компоненти «DIODE» елементами VD1(D16), VD2(D17), VD3(D18), VD4(D7), VD5(D8) та VD6(D9). При моделюванні використані діоди типу MPN3700 з бібліотеки компонентів.

3. **Транзистори комутуючої ланки IGBT** реалізовані за допомогою компоненти «IRG4PC50W_IR» елементами Z7(VT1), Z8(VT2), Z9(VT3), Z10(VT4),

Z11(VT5) та Z12(VT6). Використана характеристика транзисторів IGBT з бібліотеки компонентів типу IXGT40N60C2.

4. **Джерела для формування імпульсів керування IGBT** комутуючої ланки реалізовані компонентом «PULSE SOURCE» елементами V13, V14, V15, V16, V17 та V18. Вони генерують імпульси практично прямокутної форми з амплітудою 8 В.

5. **Конденсатори комутуючої ланки** реалізовані компонентом «CAPACITOR» елементами C1, C2, C3, C4, C5 та C6. Для вимірювання їх струмів застосоване послідовне включення резисторів R47, R48, R49, R50, R51, R52.

6. **Навантаження схемотехнічної моделі перетворювача** є активно-індуктивним:

- активний опір реалізований за допомогою компоненти «RESISTOR» елементом R30;
- індуктивний опір реалізований за допомогою компоненти «INDUCTOR» елементом L5 з паралельно підключеним до нього резистором R46, функція якого полягає в усуненні небажаних коливальних процесів при моделюванні.

5.2 Моделювання режимів роботи варіантів трифазного мостового компенсаційного перетворювача

При моделюванні режимів роботи обох варіантів трифазного мостового компенсаційного перетворювача у більшості змодельованих режимів приймалося, що ємність фази конденсаторів комутуючої ланки дорівнює $C = 0,00007 \text{ Ф}$, а приведена індуктивність фази вторинної обмотки перетворювального трансформатора дорівнює $L_{\gamma} = 0,005 \text{ Гн}$. У випадку моделювання режиму роботи у припущенні миттєвої комутації струму силовими електричними вентилями, реактивний опір фази кола змінного струму вважається нульовим. Якщо моделюється режим роботи з урахуванням протяжності комутаційного процесу, реактивний опір фази кола змінного струму складає $x_{\gamma} = \omega L_{\gamma} = 314 \cdot 0,005 = 1,57 \text{ Ом}$. За зазначених числових даних змодельованих робочих режимів досліджуваних перетворювачів електричної енергії, власна частота контуру комутації згідно (3.10) для процесу регулювання транзисторами комутуючої ланки у межах своєї чи наступної фази, складає [85]:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{3L_\gamma C}} = \sqrt{\frac{1}{3 \cdot 0,005 \cdot 0,00007}} = 975,9 \text{ рад.}$$

Нормоване значення цієї частоти $\omega_{0*} = 975,9/314 = 3,1$.

У розділі 3 наведена сукупність співвідношень (3.50) як система рівнянь режиму 1, тобто режиму регулювання транзисторів комутуючої ланки у межах роботи силових електричних вентилів своєї фази. Там же наведена методика розрахунку кутів регулювання і комутації трифазного мостового компенсаційного перетворювача за методом Ньютона [52] – [54], [76], і, як приклад, дані числового розрахунку цих кутів для нормованого значення струму навантаження, що дорівнює 0,1, представлено у табл. 3.1.

Якщо урахувати, що базисний струм розраховується як $I_\phi = \sqrt{3}E_m/2x_\gamma$, де x_γ – індуктивний опір фази перетворювального трансформатора, приведене до його вторинної обмотки, то його числове значення у моделях трифазного мостового компенсаційного перетворювача складає $I_\phi = \sqrt{3} \cdot \frac{100}{2} \cdot 1,57 = 55,1 \text{ А}$.

Таким чином, дані табл. 3.1 відповідають випрямленому струму схемотехнічної моделі $I_d = x_{\gamma*}I_\phi = 0,1 \cdot 55,1 = 5,51 \text{ А}$.

При іншому опорі навантаження величина струму навантаження у цьому ж режимі 1, буде іншою, що впливає зі схемотехнічної моделі, наведеної на рис. 5.3.

Як впливає з даних моделювання (рис. 5.3) трифазного мостового компенсаційного перетворювача з однією комутуючою ланкою, при опорі навантаження $R_H = 50 \text{ Ом}$ і зсуву моменту подачі імпульсу керування на транзистори комутуючої ланки $\Theta = 0,2 \text{ рад}$, струм навантаження дорівнює $I_d = 3,185 \text{ А}$. Його нормоване значення складає 0,058. Наведені вище дані використані для моделювання і числового розрахунку.

Таблиця 5.1 – Дані аналітичного розрахунку (режим 1)

	ω_{0*}	$x_{\gamma*}$	Θ , радіани	α , градуси	γ , градуси
1	3,1	0,058	0,2	5,20	20,60
2	3,1	0,058	0,4	8,39	20,60
3	3,1	0,059	0,6	11,88	20,84
4	3,1	0,060	0,8	15,52	21,12
5	3,1	0,061	1,0	19,34	21,45
6	3,1	0,062	1,2	23,38	21,86
7	3,1	0,062	1,4	27,18	22,12
8	3,1	0,062	1,6	31,13	22,45

Силові електричні вентиля анодної частини перетворювача працюють у звичайному (некомпенсаційному) режимі. Про це йшлося у розділі 3. Там же наведене співвідношення (3.4):

$$1 = \frac{1}{x_{\gamma*}} (1 - \cos \gamma).$$

застосовуючи яке, розрахуємо величину кута комутації вентилів анодної частини. Виходячи з (3.4), кут комутації залежить лише від струму навантаження перетворювача. Останній дещо змінюється при зміні моменту подачі імпульсів керування на транзистори комутуючої ланки. Нехай $\Theta = 0,8$, при цьому $x_{\gamma*} = 0,6$. Відповідно до (3.4) $\cos \gamma = 0,94$, а кут комутації $\gamma = 19,95^\circ$.

Результати моделювання цього режиму стосовно величини кута комутації вентилів анодної групи представлені на рис. 5.4.

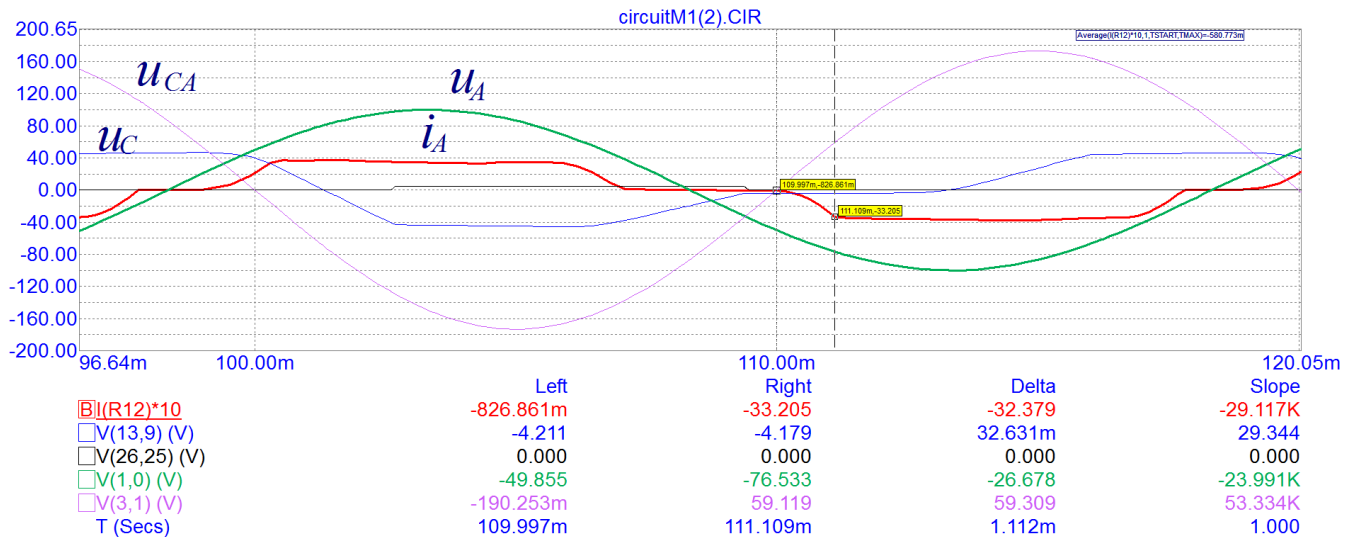


Рисунок 5.4 – Результати моделювання щодо кута комутації вентилів анодної групи

Початком комутаційного процесу є момент переходу кривої лінійної напруги u_{CA} вторинної обмотки перетворювального трансформатора через нульове значення. По осі абсцис це момент часу Left – 110,00m (110 мс). На рис. 5.4 через цю точку проведена сплошна вертикальна лінія. Через кінцеву точку комутаційного процесу проведена пунктирна вертикальна лінія. По осі абсцис кінцю комутації відповідає момент часу Right – 111,109m (111,109 мс). Різниця часу Delta складає 1,112 мс. Урахувавши, що одній мілісекунді на рисунку відповідають 18° , розрахуємо кут комутації електричних вентилів анодної частини досліджуваного перетворювача: $\gamma = 1,112 \cdot 18 = 20,016^\circ$. Дані моделювання відрізняються від результатів аналітичного розрахунку на 0,33%.

Подібним чином порівнюємо результати аналітичного розрахунку кутів регулювання та комутації силових електричних вентилів катодної частини перетворювача з результатами схемотехнічного моделювання. Характеристики робочих режимів, які моделювались, наведені у табл. 5.1. Результати моделювання представлені на рис. 5.5 – 5.12.

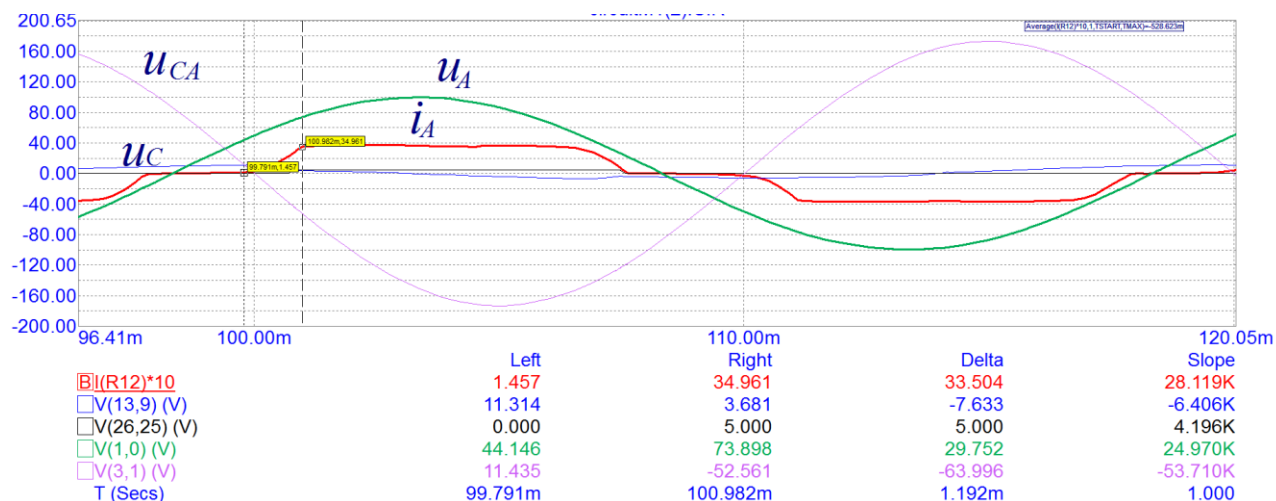


Рисунок 5.5 – Результати моделювання щодо кутів регулювання і комутації силових електричних вентилів катодної групи ($\theta = 0,2$)

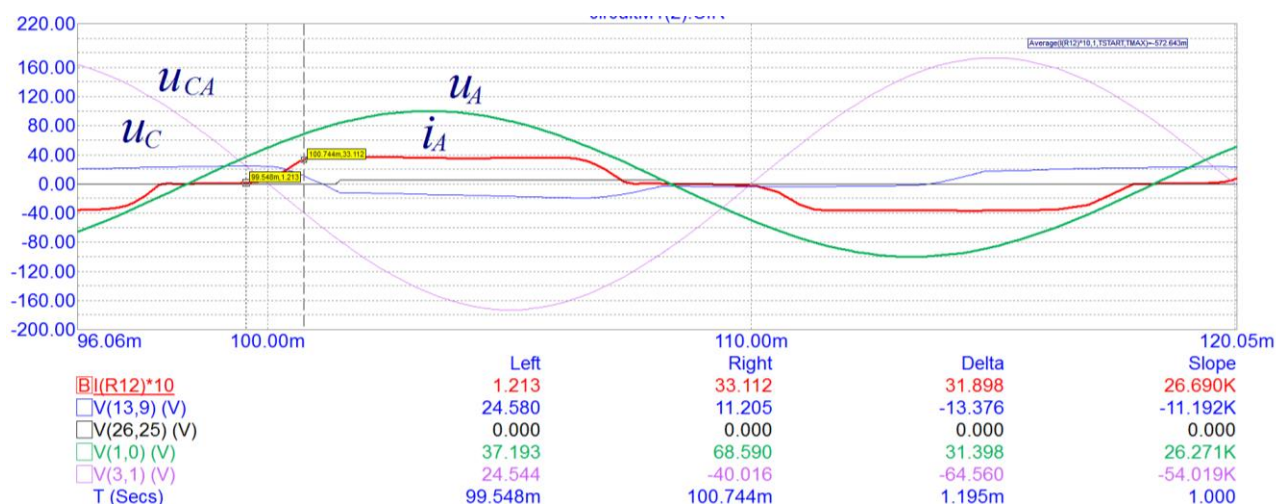


Рисунок 5.6 – Результати моделювання щодо кутів регулювання і комутації силових електричних вентилів катодної групи ($\theta = 0,4$)

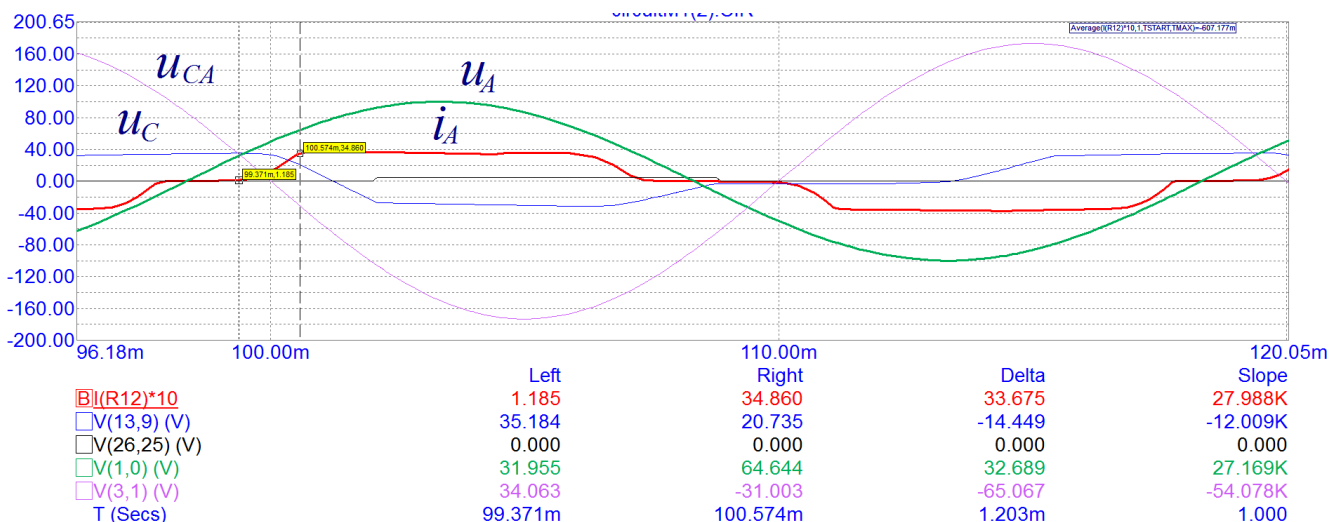


Рисунок 5.7 – Результати моделювання щодо кутів регулювання і комутації силових електричних вентилів катодної групи ($\theta = 0,6$)

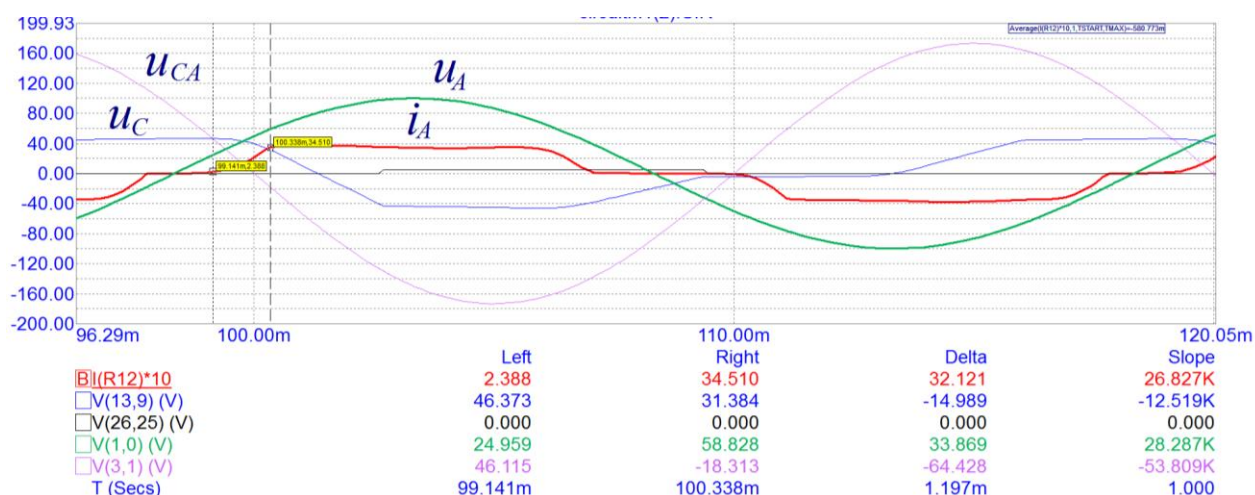


Рисунок 5.8 – Результати моделювання щодо кутів регулювання і комутації силових електричних вентилів катодної групи ($\theta = 0,8$)

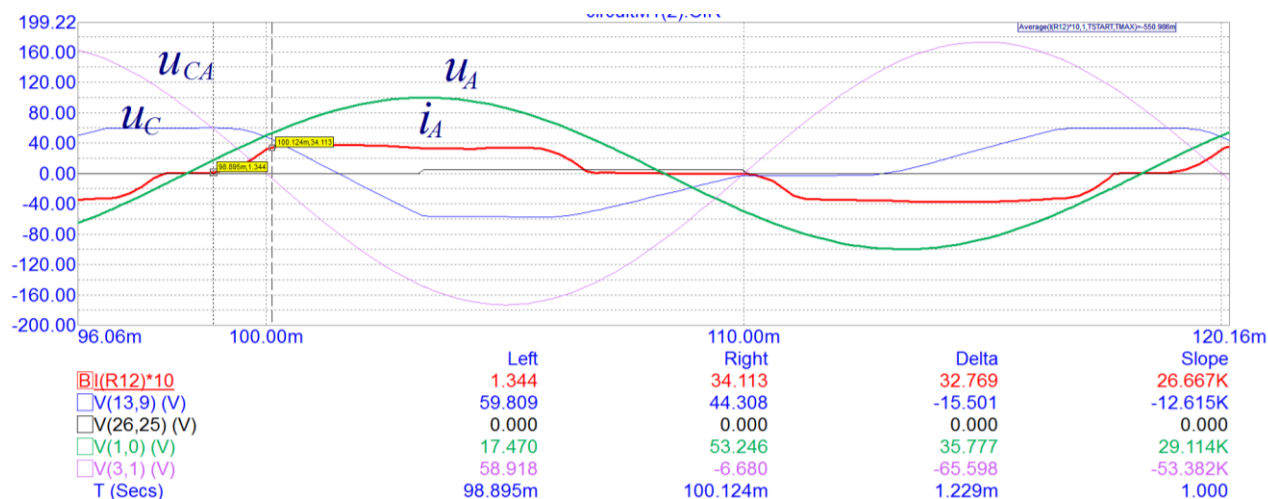


Рисунок 5.9 – Результати моделювання щодо кутів регулювання і комутації силових електричних вентилів катодної групи ($\theta = 1,0$)

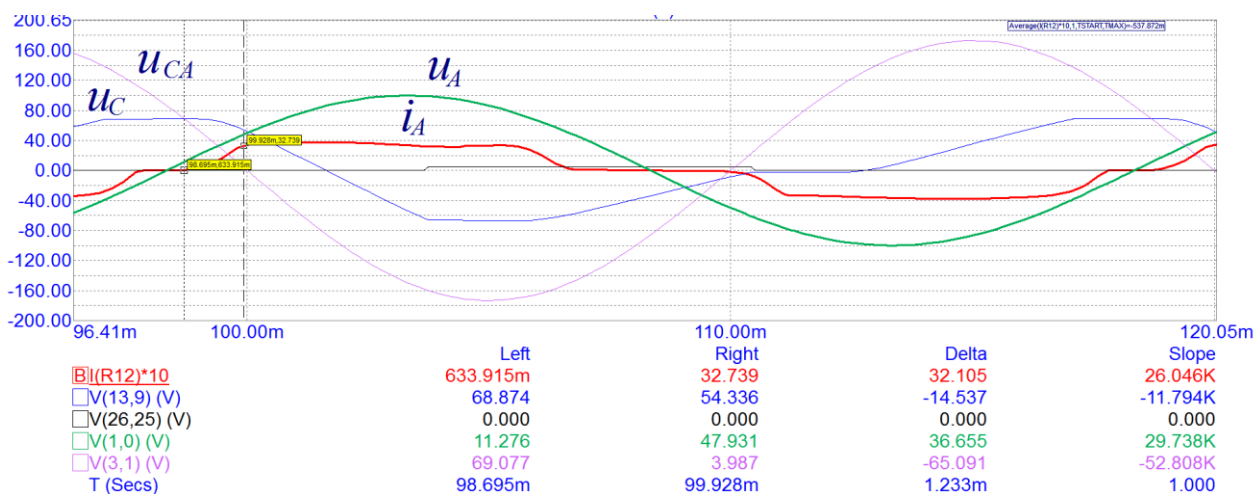


Рисунок 5.10 – Результати моделювання щодо кутів регулювання і комутації силових електричних вентилів катодної групи ($\theta = 1,2$)

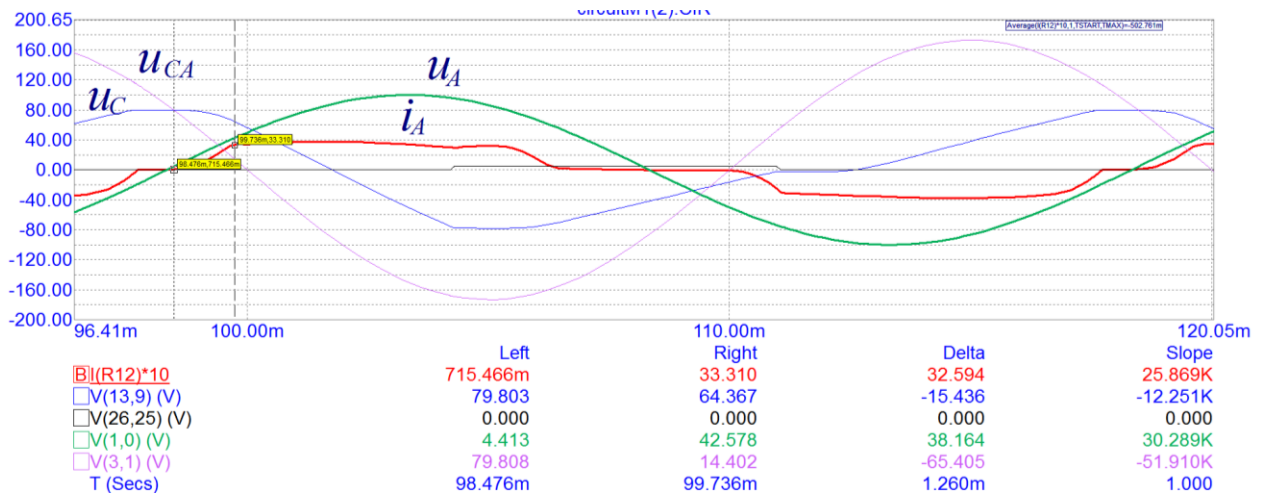


Рисунок 5.11 – Результати моделювання щодо кутів регулювання і комутації силових електричних вентилів катодної групи ($\theta = 1,4$)

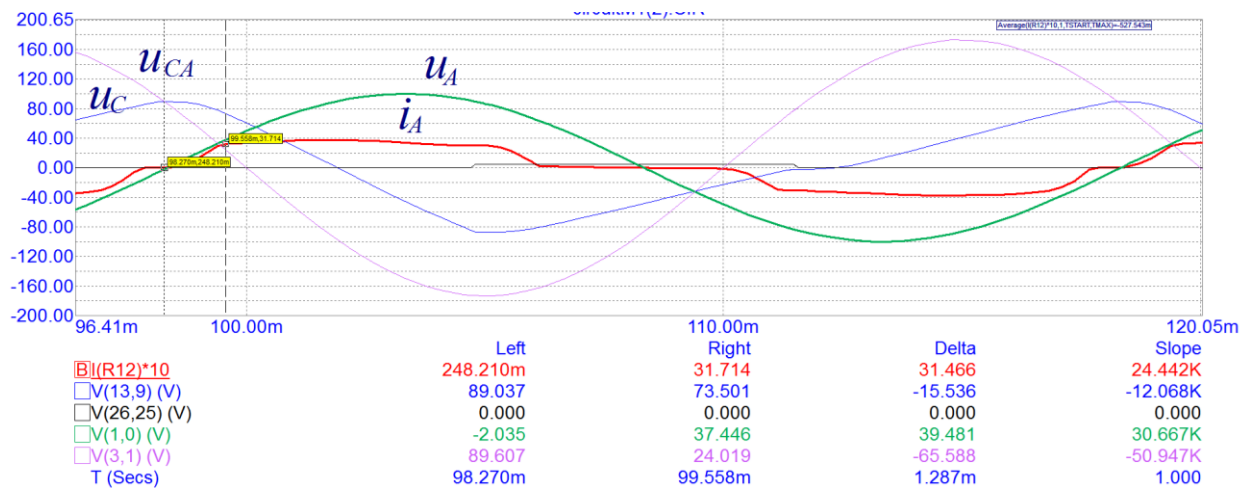


Рисунок 5.12 – Результати моделювання щодо кутів регулювання і комутації силових електричних вентилів катодної групи ($\theta = 1,6$)

На рис. 5.5 – 5.12 ліва суцільна вертикальна лінія позначає момент початку комутаційного процесу, у який лінійна напруга вторинної обмотки перетворювального трансформатора зрівняється з напругою конденсатора.

Числове значення цього моменту – нижній рядок T(Secs) колонки даних під Left. Інші числові дані:

- R(12)*10 – величина випрямленого струму (A), помножена на 10;
- V(13,9)(V) – величина комутуючої напруги конденсаторів u_C (B);
- V(26,25)(V) – імпульс керування транзисторами комутуючої ланки;
- V(1,0)(V) – фазна напруга u_A вторинної обмотки трансформатора (B);
- V(3,1)(V) – лінійна напруга u_{CA} вторинної обмотки трансформатора.

У кінці комутаційного процесу струм комутації досягає свого максимального значення. Цей момент часу позначений правою пунктирною вертикальною лінією. Числова характеристика моменту знаходиться під Right.

Проаналізуємо результати моделювання режиму 1 щодо величини кутів регулювання та комутації. Числову характеристику результатів моделювання зведемо у табл. 5.2. А величину розбіжності між даними аналітичного розрахунку і моделювання – у табл. 5.3.

Таблиця 5.2 – Дані за результатами моделювання (режим 1)

	ω_{0*}	$x_{\gamma*}$	Θ , радіани	α , градуси	γ , градуси
1	3,1	0,058	0,2	3,76	21,46
2	3,1	0,058	0,4	8,20	21,51
3	3,1	0,059	0,6	11,32	21,65
4	3,1	0,060	0,8	15,46	21,84
5	3,1	0,061	1,0	19,89	22,12
6	3,1	0,062	1,2	23,49	22,19
7	3,1	0,062	1,4	27,43	22,68
8	3,1	0,062	1,6	31,14	23,17

Таблиця 5.3 – Розрахунок величини розбіжності (режим 1)

	ω_{0*}	$x_{\gamma*}$	Θ , радіани	$\Delta\alpha$, %	$\Delta\gamma$, %
1	3,1	0,058	0,2	27,69	4,52
2	3,1	0,058	0,4	2,26	4,17
3	3,1	0,059	0,6	4,71	3,88
4	3,1	0,060	0,8	0,38	3,41
5	3,1	0,061	1,0	2,84	3,12
6	3,1	0,062	1,2	0,47	1,51
7	3,1	0,062	1,4	0,92	2,25
8	3,1	0,062	1,6	0,03	3,19

Наведені у табл. 5.3 дані свідчать про прийнятний рівень розбіжності між результатами аналітичного розрахунку та даними схемотехнічного моделювання. У досліджуваному режимі розбіжність не перевищує 5%. З цього висновку випадає результат визначення величини кута регулювання шляхом моделювання режиму роботи перетворювача з малою затримкою подачі імпульсу керування на транзистори комутуючої ланки ($\theta = 0.2$). Ця обставина пояснюється тим, що при такому робочому режимі комутуюча напруга має мале значення і її форма суттєво відрізняється від теоретичної (див. рис. 5.5).

Оскільки у дисертаційній роботі досліджуються ряд режимів роботи перетворювача, змодельємо і режим 2, коли регулювання транзисторів комутуючої ланки здійснюється в межах роботи силових електричних вентилів наступної фази. Складемо систему нелінійних рівнянь, необхідних для числового розрахунку цього режиму за методом Ньютона [69], [79].

Система рівнянь режиму 2 (5.2)

$$\begin{aligned} F(\alpha, \gamma) &= \cos(\gamma - \alpha) - \cos\alpha \cdot \cos(\omega \cdot \gamma) - \sin\alpha \cdot \sin(\omega \cdot \gamma) / \omega - 0.5 \cdot x \cdot (\omega^2 - 1) \cdot (\cos(\omega \cdot \gamma) + 1); \\ G(\alpha, \gamma) &= 0.5 \cdot x \cdot (\omega^2 - 1) \cdot (2\pi / 1.5 - \gamma - \sin(\omega \cdot \gamma) / \omega) + \sin(\gamma - \alpha) - \sin\alpha - \cos\alpha \cdot \sin(\omega \cdot \gamma) / \omega + \\ &+ \sin\alpha \cdot (\cos(\omega \cdot \gamma) + 1) / \omega^2; \end{aligned}$$

Похідні по α :

$$\begin{aligned} dF(\alpha) &= \sin(\gamma - \alpha) + \sin\alpha \cdot \cos(\omega \cdot \gamma) - \cos\alpha \cdot \sin(\omega \cdot \gamma) / \omega; \\ dG(\alpha) &= -\cos(\gamma - \alpha) - \cos\alpha + (\sin\alpha \cdot \sin(\omega \cdot \gamma)) / \omega + \cos\alpha \cdot (\cos(\omega \cdot \gamma) + 1) / \omega^2; \end{aligned}$$

Похідні по γ :

$$\begin{aligned} dF(\gamma) &= -\sin(\gamma - \alpha) + \omega \cdot \cos\alpha \cdot \sin(\omega \cdot \gamma) - \sin\alpha \cdot \cos(\omega \cdot \gamma) + 0.5 \cdot \omega \cdot x \cdot (\omega^2 - 1) \cdot \sin(\omega \cdot \gamma); \\ dG(\gamma) &= \cos(\gamma - \alpha) - \cos\alpha \cdot \cos(\omega \cdot \gamma) - (\sin\alpha \cdot \sin(\omega \cdot \gamma)) / \omega - 0.5 \cdot x \cdot (\omega^2 - 1) \cdot (\cos(\omega \cdot \gamma) + 1); \end{aligned}$$

Алгоритм розрахунку:

$$\begin{aligned} \det &= dF(\alpha) \cdot dG(\gamma) - dF(\gamma) \cdot dG(\alpha); \\ d(\alpha) &= [dF(\gamma) \cdot G(\alpha, \gamma) - dG(\gamma) \cdot F(\alpha, \gamma)] / \det; \\ d(\gamma) &= [dG(\alpha) \cdot F(\alpha, \gamma) - dF(\alpha) \cdot G(\alpha, \gamma)] / \det; \\ \alpha_{n+1} &= \alpha_n + d(\alpha); \\ \gamma_{n+1} &= \gamma_n + d(\gamma). \end{aligned}$$

У наведеній далі табл. 5.4, представлені результати числового розрахунку показників режиму 2, отримані за наведеною вище методикою. Звернімо увагу, що при роботі перетворювача у режимі 2, максимальне значення комутуючої напруги не залежить від величини Θ .

Таблиця 5.4 – Дані аналітичного розрахунку (режим 2)

	ω_{0*}	$x_{\gamma*}$	Θ радіани	α градуси	γ градуси
1	3,1	0,059		32,73	19,09

Моделювання режиму 2

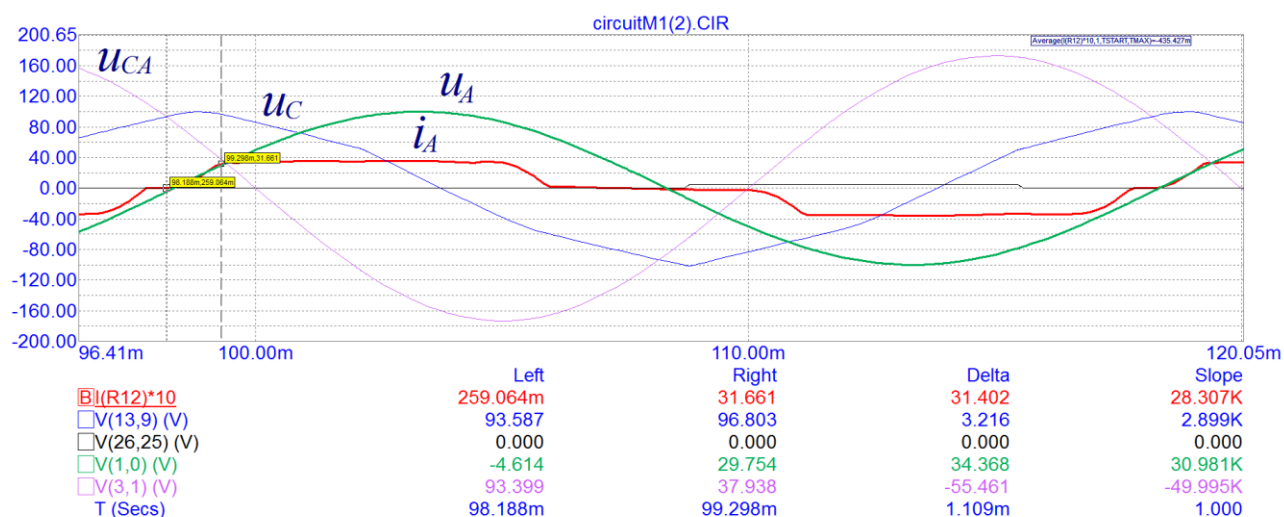


Рисунок 5.13 – Результати моделювання щодо кутів регулювання і комутації силових електричних вентилів катодної групи (режим 2)

Таблиця 5.5 – Дані за результатами моделювання (режим 2)

	ω_{0*}	$x_{\gamma*}$	Θ радіани	α градуси	γ градуси
1	3,1	0,059		32,62	19,96

Як і у режимі 1, розбіжність між результатами аналітичного розрахунку кутів регулювання і комутації та їх величиною за результатами схемотехнічного моделювання у режимі 2, не перевищує 5%. З результатів моделювання інших режимів роботи трифазного мостового компенсаційного перетворювача отримані такі ж висновки.

5.2.2 Комутуюча напруга

Комутуюча напруга є не менш важливою характеристикою електромагнітного і енергетичного процесу досліджуваного перетворювача електричної енергії, стосовно величини кута регулювання, і, меншою мірою, стосовно величини кута комутації. Як зазначалося у попередніх розділах, величина і форма кривої комутуючої напруги залежить від низки факторів: величини випрямленого струму перетворювача, ємності фази комутуючих конденсаторів та моменту подачі імпульсу керування на транзистори комутуючої ланки [84].

Залежність її величини і форми від моменту подачі імпульсу керування на транзистори комутуючої ланки представлена на результатах моделювання рис. 5.5–5.12. Чим більша величина θ , тим більша комутуюча напруга.

Звернімося до рис. 5.12. На ньому представлені результати моделювання режиму 1 з даними, наведеними у рядку 8 табл. 5.2. Такий же результат (з тими ж значеннями кутів регулювання і комутації) можна отримати і при іншому значенні θ та іншому значенні ємності C фази комутуючих конденсаторів. На рис. 5.14–5.16 наведені результати такого моделювання.

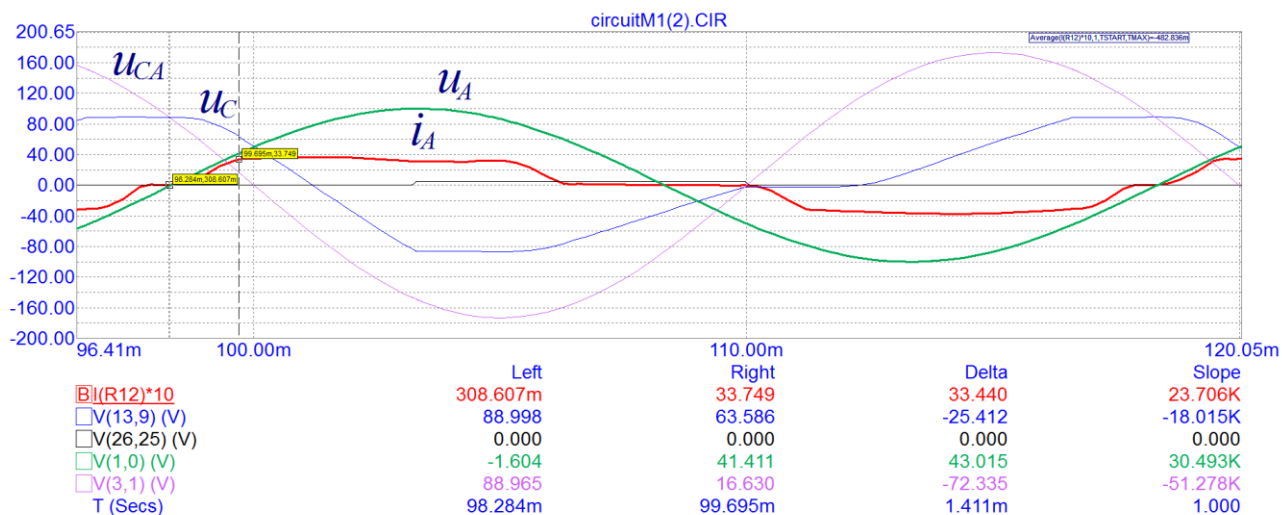


Рисунок 5.14 – Результати моделювання щодо кутів регулювання і комутації силових електричних вентилів катодної групи ($\theta = 1,0$, $C = 0,000052$ Ф)

Результати моделювання, представлені на рис. 5.12 отримані при ємності фази комутуючих конденсаторів моделі $C = 0,00007$ Ф. Зменшення величини ємності до $C = 0,000052$ Ф, свідчить про зміну власної частоти контуру комутації:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{3L_\gamma C}} = \sqrt{\frac{1}{3 \cdot 0,005 \cdot 0,000052}} = 1132,3 \text{ рад.}$$

Нормоване значення цієї частоти $\omega_{0*} = 1132,3/314 = 3,6$.

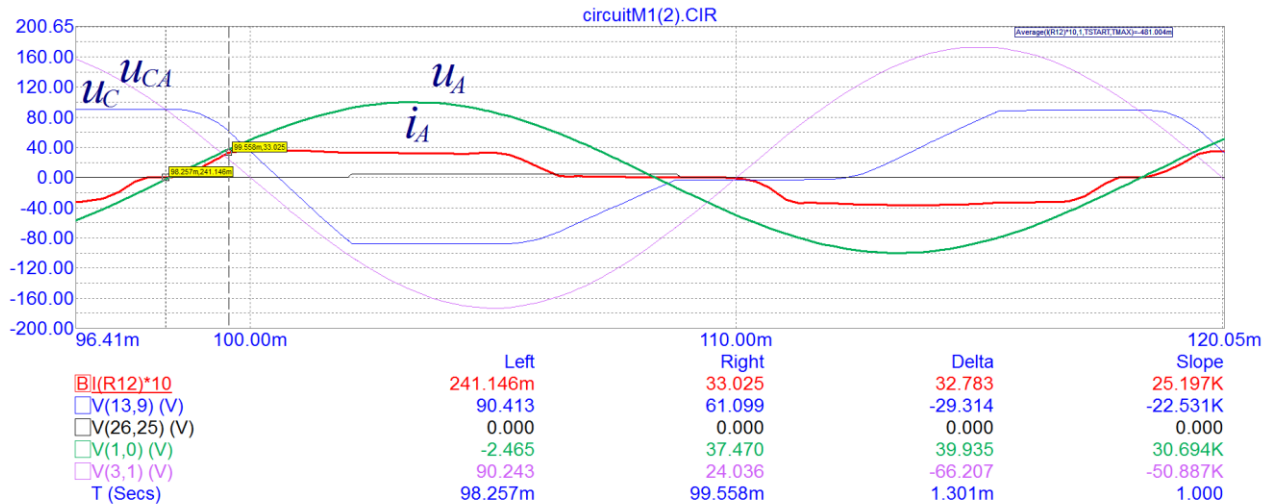


Рисунок 5.15 – Результати моделювання щодо кутів регулювання і комутації силових електричних вентилів катодної групи ($\Theta = 0,8$, $C = 0,0000364$ Ф)

За зазначених вище характеристиках моделі, контур комутації матиме наступну частоту:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{3L_\gamma C}} = \sqrt{\frac{1}{3 \cdot 0,005 \cdot 0,0000364}} = 1353,3 \text{ рад.}$$

Нормоване значення цієї частоти $\omega_{0*} = 1353,3/314 = 4,3$.

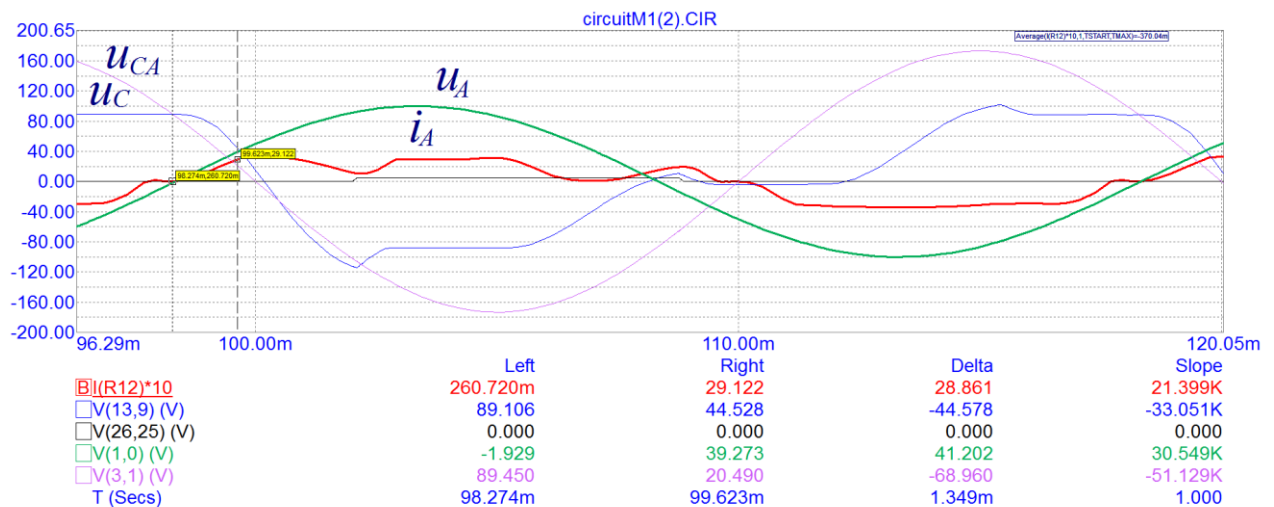


Рисунок 5.16 – Результати моделювання щодо кутів регулювання і комутації силових електричних вентилів катодної групи ($\Theta = 0,6$, $C = 0,000024$ Ф)

Оскільки ємність фази комутуючих конденсаторів знову змінилася, контур комутації матиме іншу частоту:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{3L_\gamma C}} = \sqrt{\frac{1}{3 \cdot 0,005 \cdot 0,000024}} = 1666,6 \text{ рад.}$$

Нормоване значення цієї частоти $\omega_{0*} = 1666,6/314 = 5,3$.

Порівнюючи результати моделювання щодо кутів регулювання і комутації силових електричних вентилів катодної групи, представлені на рис. 5.12 та рис. 5.14-5.16, доходимо висновку, що вони практично однакові і відповідають рядку 8 табл. 5.2.

Порівняємо результати моделювання з результатами аналітичного розрахунку, дані якого занесені у табл. 5.6.

Таблиця 5.6 – Дані аналітичного розрахунку (режим 1)

	ω_{0*}	С, Ф	Θ , радіани	α , градуси	γ , градуси	($K_{\text{эф}}$)відносна ефективність
1	3,1	0,0000700	1,6	31,13	22,45	1
2	3,6	0,0000520	1,0	30,84	23,45	1,346
3	4,3	0,0000364	0,8	31,19	23,43	1,923
4	5,3	0,0000240	0,6	42,74	29,58	–

Отриманий результат свідчить, що основні енергетичні характеристики трифазного мостового компенсаційного перетворювача (кути регулювання і комутації) залежать як від величини, так і від форми кривої комутуючої напруги.

Впливу форми кривої комутуючої напруги на результати, представлені у перших трьох рядках табл. 5.6, практично не видно, тому що результати аналітичного розрахунку збігаються з результатами схемотехнічного моделювання. Але якщо порівняти дані четвертого рядка аналітичного розрахунку табл. 5.6 з результатами моделювання, представленими на рис. 5.16, розбіжність між ними є очевидною.

З даних, представлених на рис. 5.16 випливає, що величина і форма кривої комутуючої напруги є такою, що перетворювач переходить у режим повторної роботи

силових електричних вентилів катодної групи. Це підтверджує деформація кривих струму і комутуючої напруги.

Явище повторної роботи напівпровідникових вентилів у компенсаційних перетворювачах відоме. Стосовно перетворювачів попереднього покоління його дослідження було складовою кандидатських дисертацій С.І. Недзельського, Є.А. Кудрі, В.В. Бойка. Ними було доведено, що робота перетворювача у такому режимі має недоліки відносно його енергетичних показників. При дослідженні режиму повторної роботи урахувалась лише величина комутуючої напруги. Про її форму не йшлося, оскільки у тих перетворювачах можливості змінювати форму комутуючої напруги не було. Вона була відомою, і у даній дисертаційній роботі її форма наведена на рис. 1.2 для перетворювачів нульового типу, та на рис. 1.4 – каскадного.

Тож питання відносно впливу форми кривої комутуючої напруги на електромагнітні процеси у трифазному мостовому компенсаційному перетворювачі раніше ніким не досліджувалося.

Не досліджувалося також і питання стосовно зміни показників ефективності (K_{ef}) використання конденсаторної батареї за рахунок регулювання моменту подачі імпульсів керування на транзистори комутуючої ланки, представлених у табл. 5.6. Величина кута регулювання у режимах роботи, представлених трьома першими рядками табл. 5.6, практично однакова. Це підтверджують і результати схемотехнічного моделювання (див. рис. 5.12, 5.14, 5.15). Однаковою, у зазначених режимах, є і величина комутуючої напруги. Тобто, з погляду можливостей компенсації і генерації реактивної енергії, усі ці режими абсолютно однакові. Але досягти такого (однакового) енергетичного ефекту можна, застосувавши у комутуючій ланці перетворювача конденсаторні батареї різної потужності. Оскільки напруга на конденсаторах в усіх зазначених режимах однакова, потужності конденсаторних батарей співвідносяться як величини їх ємностей. Приймавши за одиницю потужність конденсаторної батареї при $\theta = 1,6$, $C = 0,0000700$ Ф, розрахований коефіцієнт ефективності (K_{ef}) використання конденсаторної батареї в інших режимах роботи перетворювача.

5.2.3 Зворотна напруга на силових електричних вентилях компенсаційної частини перетворювача

Зворотна напруга на вентилі VD1 у режимі 1.

У попередньому розділі стосовно зворотної напруги силових електричних вентилів у режимі 1 зазначається, що її максимальне значення має місце на ділянці III, межі якої від $(4\pi/3 - \alpha)$ до $(4\pi/3 + \theta)$. Крива зворотної напруги u_{VD1} набуває максимального значення у момент $\vartheta = \pi + \arccos(\frac{\sin \alpha}{\theta + \alpha})$. Величина максимального значення розраховується за співвідношенням:

$$u_{VD1max} = \sin \left[\pi + \arccos \frac{\sin \alpha}{\theta + \alpha} \right] \frac{\sin \alpha}{\theta + \alpha} \left[\pi + \arccos \frac{\sin \alpha}{\theta + \alpha} - \frac{4\pi}{3} + \alpha \right].$$

Змоделюємо режим 1 при $\Theta = 1,0$. Згідно даних табл. 5.1, при цьому випереджаючий кут регулювання $\alpha = 19,34^\circ$. Тож межі ділянки III від $220,7^\circ$ до $297,3^\circ$, а крива зворотної напруги набуває максимального значення при $\vartheta = \pi + \arccos(\frac{\sin \alpha}{\theta + \alpha}) = 255,7^\circ$. Розрахункове значення у цей момент складає -41,5 В. Результати моделювання представлені на рис. 5.17.

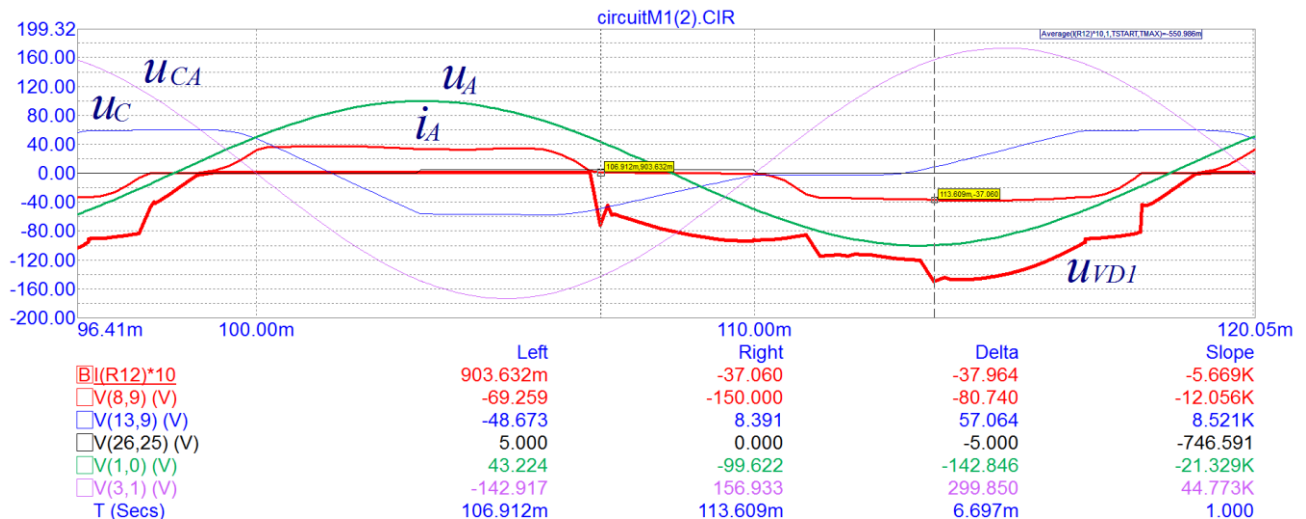


Рисунок 5.17 – Зворотна напруга вентиля VD1 у режимі 1

З даних моделювання, наведених на рис. 5.17 випливає, що максимальне значення кривої зворотної напруги силового електричного вентиля VD1 складає -150,000 В і має місце у момент часу $T = 113,609$ мс. Урахуємо, що початком відліку часу на рис. 5.17 є $T = 100,00$ мс. Відповідно, моментом максимального значення кривої зворотної напруги є $T = 13,609$ мс. Як зазначалося раніше, при моделюванні,

1 мс відповідають 18° . Тож максимальне значення кривої зворотної напруги має місце при $\vartheta = 13,609 \cdot 18 = 244,9^\circ$.

Порівняємо результати аналітичного розрахунку з результатами схемотехнічного моделювання. Розбіжність по величині максимального значення зворотної напруги складає 5,6%, а по моменту максимального значення – 4,2%, що є цілком прийнятним.

Зворотна напруга на вентилі VD1 у режимі 2.

У режимі 2 величина комутуючої напруги від моменту подачі імпульсів керування на транзистори комутуючої ланки, не залежить. Змінюється її форма. Відповідно, дещо змінюється і форма кривої зворотної напруги. Але її максимуми, яких може бути два, практично не змінюються і можуть досягати величини, близької до значення лінійної напруги вторинної обмотки перетворювального трансформатора. Викладене підтверджують результати моделювання, представлені на рис. 5.18.

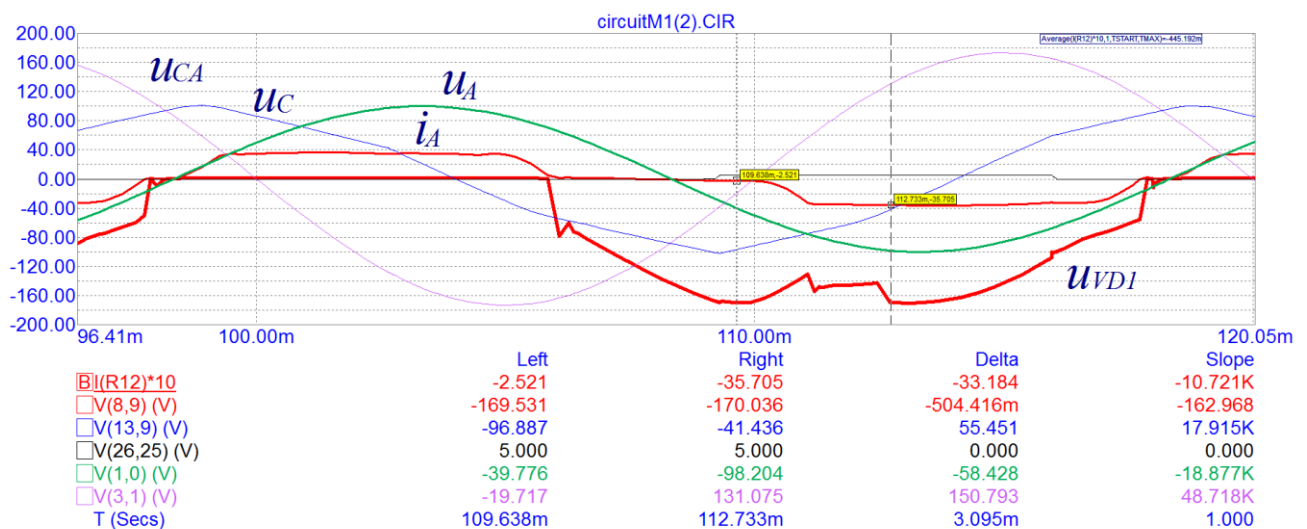


Рисунок 5.18 – Зворотна напруга вентиля VD1 у режимі 2

З наведеного вище рисунка випливає, що числове значення лівого максимуму дорівнює -169,531 В, а правого -170,036 В. Відхилення від величини лінійної напруги вторинної обмотки перетворювального трансформатора (173 В) складає 1,8%.

Зворотна напруга на вентилі VD1 при подвоєній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки.

Нормоване числове максимальне значення зворотної напруги силових електричних вентилів катодної частини перетворювача за відомих характеристик робочого режиму розраховується наступним чином:

$$u_{VD1max} = \sin(4\pi/3 + \theta) - 0,25 \cdot \sin \alpha.$$

На рис.5.19 представлені результати моделювання зворотної напруги вентиля VD1 при $\theta = 0,47$. Випереджаючий кут регулювання при цьому дорівнює $\alpha = 0,669 \cdot 18 = 12,04^\circ$, а максимальне значення кривої зворотної напруги $u_{VD1max} = 173 \cdot [\sin(240^\circ + 27^\circ) - 0,25 \cdot \sin 12,04^\circ] = -190,8 \text{ В}$.

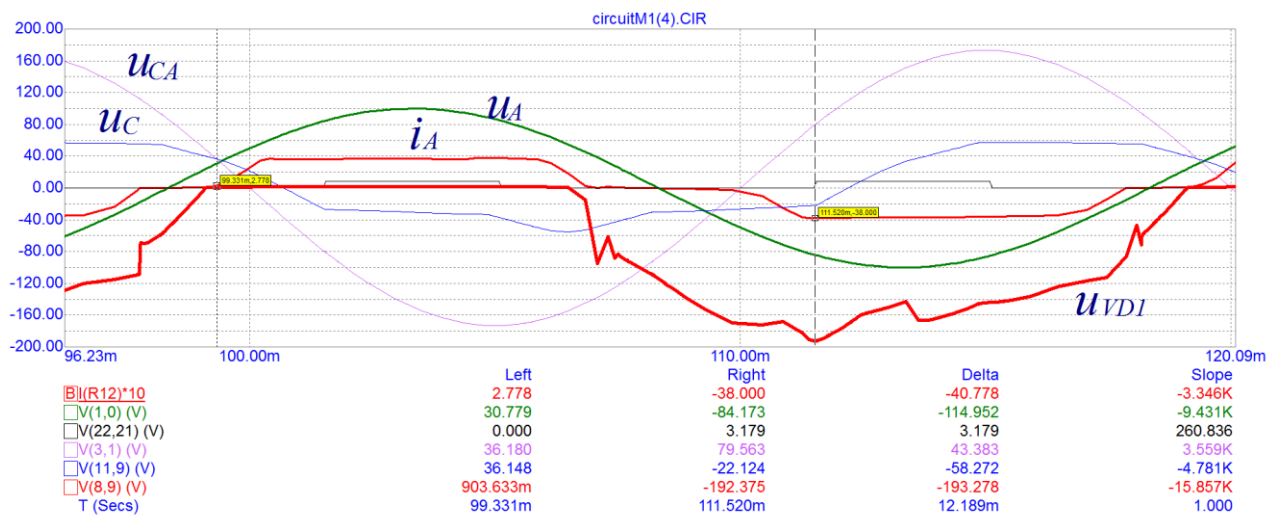


Рисунок 5.19 – Зворотна напруга вентиля VD1 при подвоєній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки

За результатами схемотехнічного моделювання, максимальне значення кривої зворотної напруги складає -192,375 В. Розбіжність з результатами аналітичного розрахунку 0,82 %.

Зворотна напруга на вентилі VD1 при чотирикратній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки.

Нормоване числове максимальне значення зворотної напруги силових електричних вентилів катодної частини перетворювача за відомих характеристик робочого режиму розраховується наступним чином:

$$u_{VD1max} = \sin(3\pi/2 + \theta) - 0,25 \cdot \sin \alpha.$$

На рис.5.20 представлені результати моделювання зворотної напруги вентиля VD1 при $\theta = 0,51$. Випереджаючий кут регулювання рівний $\alpha = 1,357 \cdot 18 = 24,4^\circ$, а максимальне значення кривої зворотної напруги при цьому буде дорівнювати $u_{VD1max} = 173 \cdot [\sin(270^\circ + 29,22^\circ) - 0,25 \cdot \sin 24,42^\circ] = -168,8 \text{ В}$.

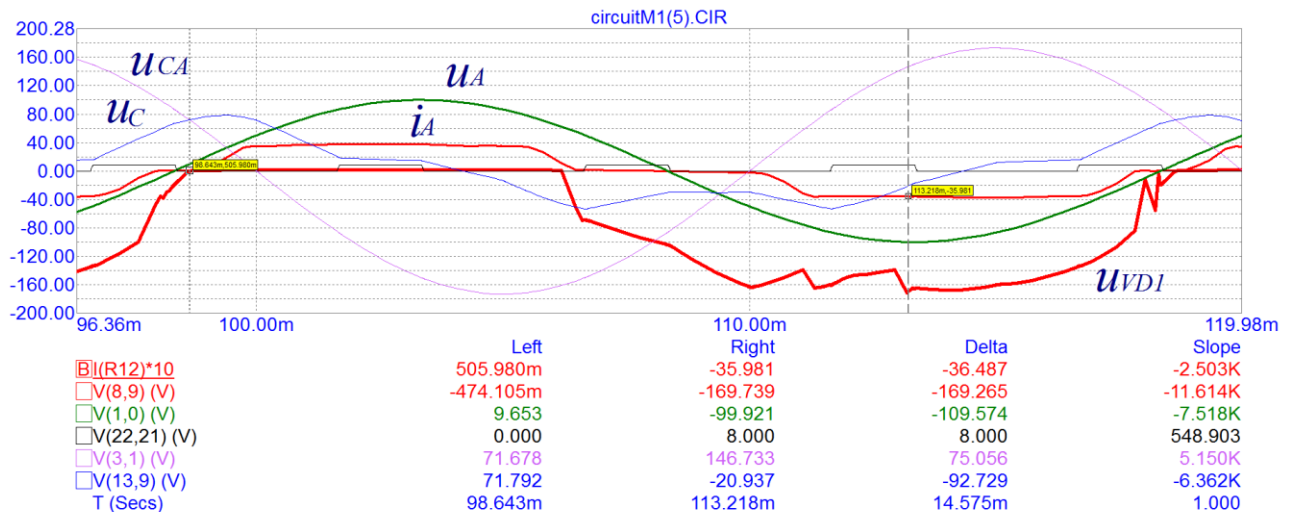


Рисунок 5.20 – Зворотна напруга вентиля VD1 при чотирикратній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки

5.2.4 Випрямлена напруга

У варіантах реалізації трифазного мостового компенсаційного перетворювача, які досліджуються у дисертації, середнє значення випрямленої напруги залежить від величини лінійної напруги вторинної обмотки перетворювального трансформатора та величини комутуючої напруги. Остання проявляє себе через величину випереджаючого кута комутації.

У розділі 4 рекомендовано розраховувати середнє значення випрямленої напруги перетворювача з однією комутуючою ланкою за співвідношенням:

$$U_{сер} = \frac{3\sqrt{3}E_m}{2\pi} [1 + \cos(\pi/3 + \alpha) - \cos(2\pi/3 + \alpha)].$$

Як приклад верифікації, змодельємо режим 1 з $\theta = 1,0$. Основні характеристики цього режиму представлені на рис. 5.21 та 5.22.

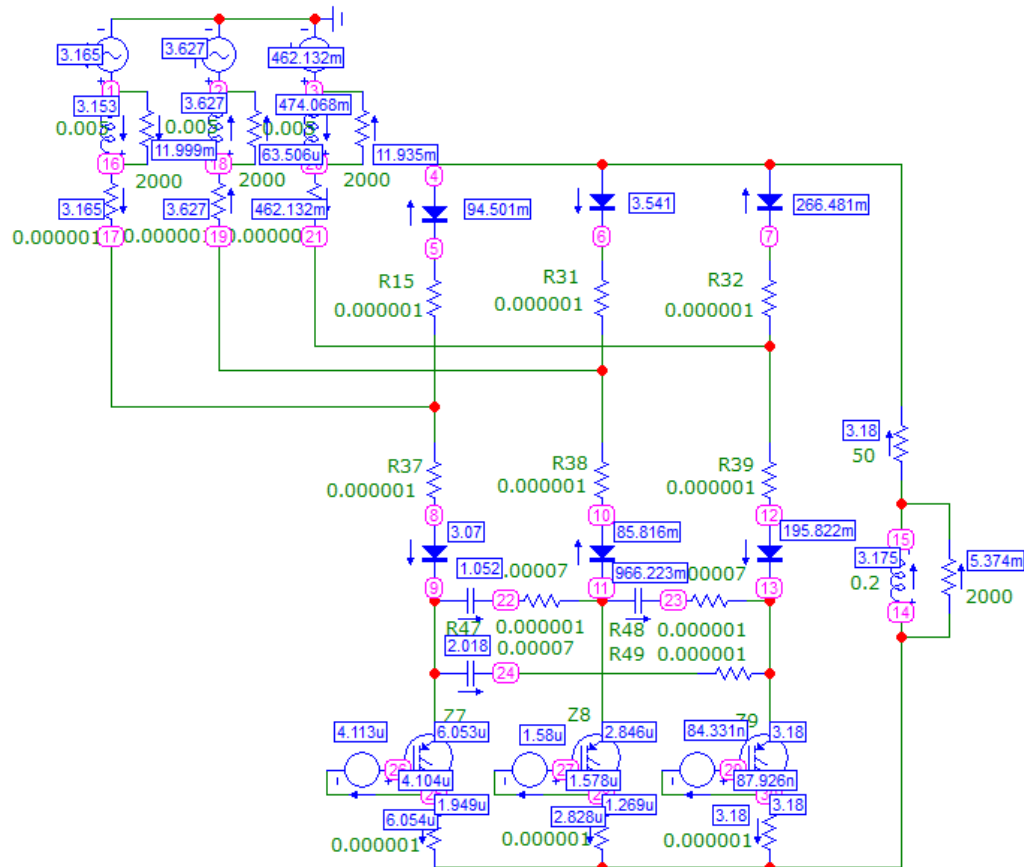


Рисунок 5.21 – Модель перетворювача з однією комутуючою ланкою (режим 1)

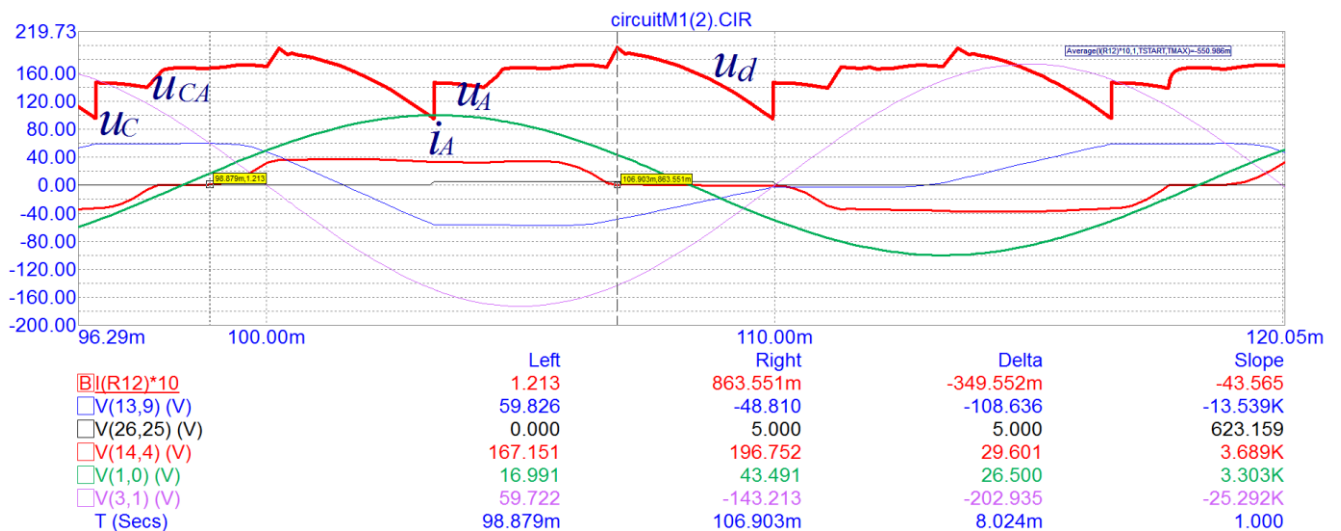


Рисунок 5.22 – Випрямлена напруга перетворювача з однією комутуючою ланкою у режимі 1 ($\theta = 1,0$)

Згідно даних табл. 5.1, розрахункове значення випереджаючого кута комутації складає $\alpha = 19,34^\circ$. При цьому середнє значення випрямленої напруги, розраховане за наведеною вище формулою, дорівнює $U_{сер} = 160,6 \text{ В}$.

Схемотехнічна модель (рис. 5.21) показує, що у модельованому режимі середнє значення випрямленого струму дорівнює 3,18 А. Опір навантаження моделі $R_H = 50$ Ом. Тож середнє значення випрямленої напруги за даними моделювання складає $U_{сер} = 3,18 \cdot 50 = 159$ В. Розбіжність з результатами аналітичного розрахунку близько 1%.

Для перетворювача з двома комутуючими ланками середнє значення випрямленої напруги рекомендовано розраховувати за співвідношенням:

$$U_{сер} = \frac{3\sqrt{3}E_m}{\pi} [\cos(\pi/3 + \alpha) - \cos(2\pi/3 + \alpha)].$$

Здійснимо аналітичний розрахунок за тими ж показниками режиму 1, використаними вище для перетворювача з однією комутуючою ланкою. Якщо випереджаючий кут регулювання у трифазному мостовому компенсаційному перетворювачі з двома комутуючими ланками $\alpha = 19,34^\circ$, то згідно рекомендованої формули $U_{сер} = 155,9$ В.

Результати моделювання цього режиму роботи наведені на рис. 5.23.

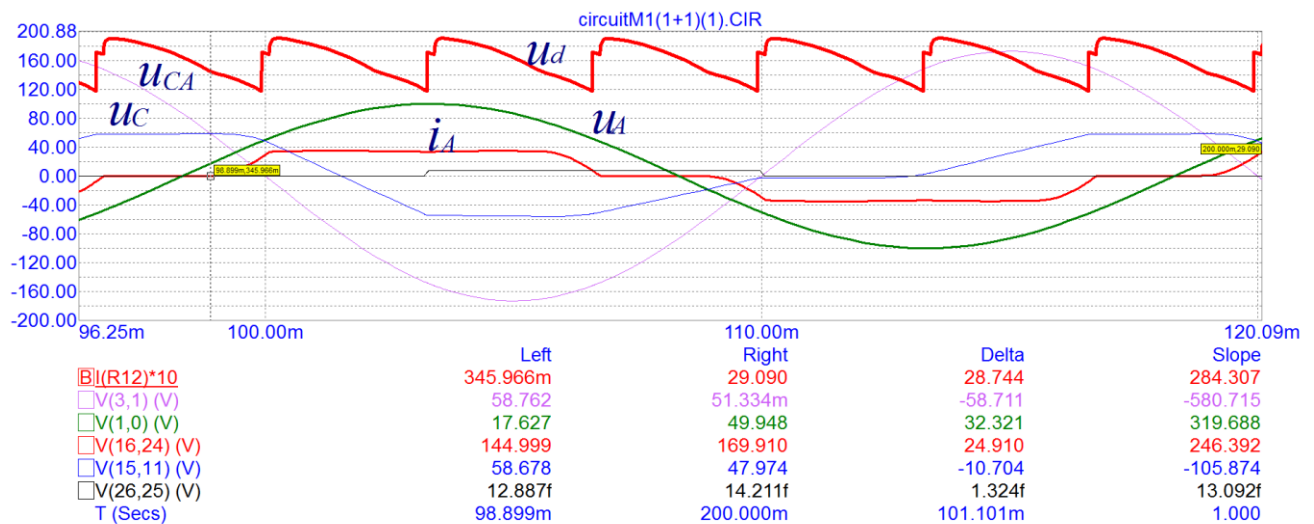


Рисунок 5.23 – Випрямлена напруга перетворювача з двома комутуючими ланкою у режимі 1 ($\Theta = 1,0$)

Модель трифазного мостового компенсаційного перетворювача з двома комутуючими ланками, застосована для отримання наведених вище даних, представлена на рис. 5.24.

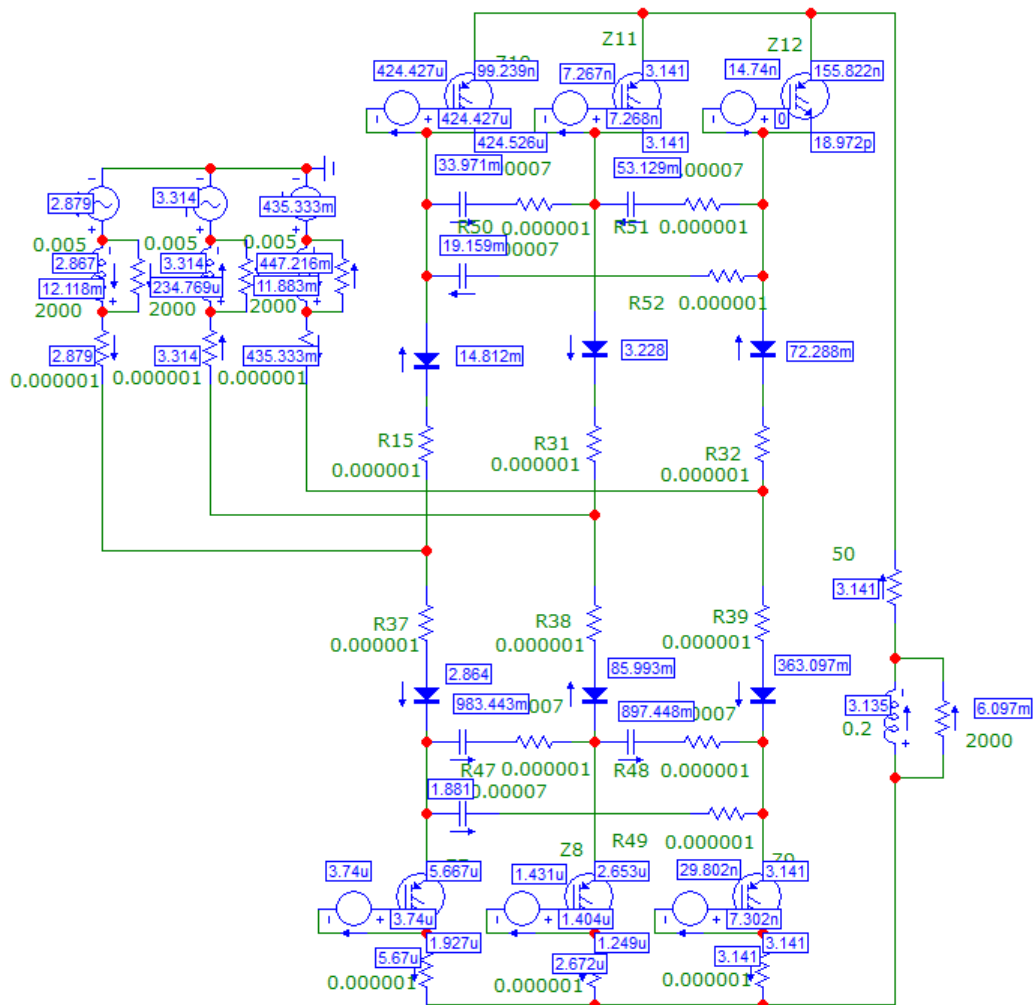


Рисунок 5.24 – Модель перетворювача з двома комутуючими ланками (режим 1)

Схемотехнічна модель показує, що у модельованому режимі середнє значення випрямленого струму дорівнює 3,141 А. Опір навантаження моделі $R_H = 50$ Ом. Тож середнє значення випрямленої напруги за даними моделювання складає $U_{сер} = 3,141 \cdot 50 = 157,05$ В. Розбіжність з результатами аналітичного розрахунку складає 0,7%.

Висновки до розділу 5

1. Схемотехнічні моделі, які використовуються у дисертації для моделювання режимів роботи варіантів реалізації трифазного мостового компенсаційного перетворювача, створені на основі його основних складових (перетворювального трансформатора, діодів, транзисторів IGBT та джерел імпульсної напруги) з реальними характеристиками, які вибрані з бібліотеки компонентів пакету.

2. При невеликих кутах затримки ($\theta \leq 0,3$) подачі імпульсів керування на транзистори комутуючої ланки, точність аналітичного розрахунку кутів регулювання і комутації вища точності схемотехнічного моделювання. Це пояснюється тим, що форма кривої комутуючої напруги, яка формується моделлю, дещо відрізняється від теоретичної.

В основних робочих режимах досліджуваних варіантів реалізації перетворювачів, розбіжність між результатами аналітичного розрахунку кутів регулювання і комутації та їх схемотехнічного моделювання не перевищує 5%.

3. Дослідженням величини і форми комутуючої напруги доведено, що при незмінності струму навантаження, їх можна змінювати, регулюючи момент подачі імпульсів керування на транзистори комутуючої ланки чи змінюючи величину ємності фаз комутуючих конденсаторів.

Виявлені такі режими роботи трифазного мостового компенсаційного перетворювача, у яких силові електричні вентиля вступать в роботу повторно. Причиною цього є відповідна величина і форма кривої комутуючої напруги.

4. У компенсаційних перетворювачах попереднього покоління, комутуюча напруга за формою не змінювалась, а її накладання на напругу вторинної обмотки перетворювального трансформатора збільшувала зворотну напругу на силових електричних вентилях.

Проведені у розділі дослідження підтвердили, що у варіантах досліджуваного перетворювача комутуюча напруга зменшує величину зворотної напруги. У будь-якому режимі роботи вона не перевищує величини лінійної напруги вторинної обмотки перетворювального трансформатора.

5. Дослідженнями розділу підтверджено, що формули, запропоновані для розрахунку випрямленої напруги перетворювачів з однією та з двома комутуючими ланками, дають результат, який відрізняється від результату схемотехнічного моделювання не більше ніж на 3%.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі отримано нові науково обґрунтовані результати (теоретичні положення та практичні рішення), якими у своїй сукупності розв'язано актуальне наукове завдання розвитку теорії електромагнітних процесів у засобах силової електроніки для створення нових та удосконалення існуючих перетворювальних пристроїв з підвищеними енергетичними характеристиками та покращеними масо-габаритними показниками.

Отримані в роботі науково-прикладні результати мають важливе значення для розвитку теоретичних основ електротехніки та для галузей кольорової металургії, хімічних виробництв та електротранспорту.

Виконані в дисертації дослідження дозволили сформулювати наступні висновки:

1. Спираючись на аналіз стану розробок засобів і пристроїв силової електроніки, обґрунтована актуальність створення нового покоління перетворювачів електричної енергії з підвищеними енергетичними характеристиками, що спрямовано на сприяння зростанню цієї галузі промисловості і зниженню негативного впливу високої собівартості електроенергії.

2. Результатами досліджень доведено, які умови перезаряду конденсаторів комутуючої ланки не забезпечують ефективної роботи перетворювача та яка динаміка зміни комутуючої напруги за величиною і формою є ефективною і рекомендується для застосування у межах регулювання технологічного процесу електроживлення. Наголошено, що дослідження стосовно зміни форми комутуючої напруги раніше не проводилися. Це пояснюється тим, що у перетворювачах попереднього покоління з ТЗР у комутуючій ланці, можливості змінювати форму комутуючої напруги не було. Вона була однаковою за формою в усіх режимах і могла змінюватись лише за величиною.

3. Доведено, що відповідно до зміни величини і форми комутуючої напруги залежно від режиму роботи перетворювача, змінюється і характер електромагнітних процесів та закономірність зміни струму комутації силових електричних вентилів.

Такі умови їх роботи раніше не зустрічалися. Тож комплексні дослідження електромагнітних процесів стосовно варіантів реалізації трифазного мостового компенсаційного перетворювача проведені вперше, а результатом їх аналізу стало отримання нового узагальненого рівняння комутаційного процесу.

4. На основі даних щодо особливостей комутаційних процесів у варіантах реалізації компенсаційного перетворювача у різних режимах роботи, проведено дослідження величини комутуючої напруги в момент початку комутації силових електричних вентилів та отримано нове узагальнене рівняння для розрахунку цієї характеристики електромагнітного процесу.

5. Узагальнені рівняння комутаційного процесу та величини комутуючої напруги в момент початку комутації покладені в основу методики розрахунку основних енергетичних характеристик компенсаційного перетворювача: випереджаючого кута регулювання α та кута комутації γ . Виявлені межі ефективної роботи трифазного мостового компенсаційного перетворювача з однією комутуючою ланкою, та з двома.

6. На силових електричних вентилях компенсаційної частини у більшості режимів роботи перетворювача максимальне значення зворотної напруги менше за рахунок складової напруги комутуючих конденсаторів. Тож за цим показником перетворювач нового покоління має перевагу.

Максимальне значення напруги на транзисторах комутуючої ланки дорівнює максимальній напрузі на комутуючих конденсаторах. Отже, вона не є постійною і залежить від режиму роботи перетворювача та характеристики його енергетичного процесу з погляду можливостей компенсації та генерації реактивної енергії.

7. Доведено, що форма кривої випрямленої напруги залежить від низки факторів, пов'язаних з технічною характеристикою обладнання перетворювача, режиму його роботи відповідно до вимог технологічного споживача та частоти імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки. Але визначальними тут є дві величини: напруга вторинної обмотки перетворювального трансформатора і випереджаючий кут регулювання силових електричних вентилів.

8. Результатами моделювання режимів роботи досліджуваного перетворювача доведено, що при невеликих кутах затримки ($\theta \leq 0.3$) подачі імпульсів керування на транзистори комутуючої ланки, точність аналітичного розрахунку кутів регулювання і комутації вища точності схемотехнічного моделювання. Це пояснюється тим, що форма кривої комутуючої напруги, яка формується моделлю, дещо відрізняється від теоретичної.

В основних робочих режимах досліджуваних варіантів реалізації перетворювачів, розбіжність між результатами аналітичного розрахунку кутів регулювання і комутації та їх схемотехнічного моделювання не перевищує 5%.

9. Показано, що за рахунок узгодження моменту подачі імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки з вимогами щодо регулювання технологічного процесу електроживлення, є можливість зменшення потужності КБ, спрощення і здешевлення перетворювача, покращення його масо-габаритних показників, без негативного впливу на енергетичні та технологічні характеристики.

Виявлені такі режими роботи трифазного мостового компенсаційного перетворювача, у яких силові електричні вентиля вступають в роботу повторно. Причиною цього є відповідна величина і форма кривої комутуючої напруги.

10. Результати дисертаційної роботи використовуються у навчальному процесі в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського» та Інституті електродинаміки НАН України, що підтверджується відповідними актами.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Бойко В.С. Трифазний мостовий компенсаційний перетворювач. Патент України на корисну модель № 142864, 2020.
2. David Trainer, Alvaston (GB); Ruchira Withanage, Stafford (GB); Robert Whitehouse, Stafford (GB); Andrew Cross, Great Haywood (GB). Multilevel voltage source converter. Patent No.: US 8,879,291 B2, 2014.
3. Gan Wei; Ji Hongchao; Yang Xingwu. A three-phase PWM rectifier with reactive power compensation function. 2014 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 30 March 2015.
4. Butkevych O., Chyzhenko O., Popovych O., Trach I., Golovan I. A study of transitional modes of the electric network with the powerful electromechanical load and FACTS. IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS), 2019, p. 261-266.
5. Chyzhenko O.I., Trach I.V. An impact of changes in the inductance of distributions network on the modes and parameters of equipment of thyristor compensator of reactive power. Tekhnichna Elektrodynamika. 2017. No 4. Pp. 48-54.
6. Буткевич О.Ф., Чиженко О.І., Попович О.М., Трач І.В., Вплив FACTS на режим електричної мережі за прямого пуску потужної асинхронної машини у складі комплексного навантаження. Технічна електродинаміка. 2018. №6. С. 62-68.
7. Бойко В.С. Схемотехнічне моделювання процесів у нульовому компенсаційному випрямлячі./ В.С. Бойко, А.А. Шуляк, І.В. Майкович, Т.А. Наухацька // Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики. – Київ: НТУУ "КПІ". – 2018. – с. 648-651.
8. V. Boiko, M. Sotnyk Commutating process in a bridge compensation rectifier, IEEE KhPI Week on Advanced Technology, 2020 (KhPIWeek), p. 328-333.
9. A.N. Alsammak, H. A. Mohammed, «A Literature Review on the Unified Power Flow Controller UPFC», International Journal of Computer Applications (0975 –8887), vol. 182, no. 12, Aug., pp. 23-29, 2018.
10. A. Meddeb, H. Jmii, S. Chebbi, “UPFC and SVC devices for transient stability enhancement,” In Proc. 4th International Conference on Automation, Control Engineering

and Computer Science (ACECS) Proceedings of Engineering and Technology – PET, vol. 19, pp. 82-87, 2017.

11. J. Gao, J. Ge, J. Zhang et al., "Hardware circuit design of on-load voltage regulation switch based on high power IGBT", 2017 IEEE 2nd Advanced Information Technology Electronic and Automation Control Conference (IAEAC), pp. 22-25, 2017.

12. Y. Zhang, Y. Guo, B. Yan, B. Yan, K. Wang, Z. Zhang et al., "A Research on Characteristics of Bidirectional Wireless Power Transfer System", 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)., pp. 1-4, 2018

13. W. Zhang and C. C. Mi, "Compensation topologies of high-power wireless power transfer systems", IEEE Trans. Vehic. Techn., vol. 65, pp. 4768-4778, June 2016.

14. B. Li, G. Zhu, J. Lu, W. Li, G. Ranjith Kumar and J. Wang, "Output characteristics of LCC-S compensation network and its optimal parameters design in IPT system", J. Eng., vol. 2017, pp. 1576-1579, 2017.

15. V. Vu, D. Tran and W. Choi, "Implementation of the Constant Current and Constant Voltage Charge of Inductive Power Transfer Systems With the Double-Sided LCC Compensation Topology for Electric Vehicle Battery Charge Applications", IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, pp. 7398-7410, Sept. 2018.

16. W. Shi, J. Deng, Z. Wang and X. Cheng, "The Start-up Dynamic Analysis and One Cycle Control-PD Control Combined Strategy for Primary-Side Controlled Wireless Power Transfer System", IEEE Access, vol. 6, pp. 14439-14450, March 2018.

17. P. Yeon, M. S. Bakir and M. Ghovanloo, " Towards a 1.1 mm² free-floating wireless implantable neural recording SoC ", Proc. IEEE Custom Integr. Circuits Conf., pp. 1-4, 2018.

18. H. Tafekirt, J. Pelegri-Sebastia, A. Bouajaj and B. M. Reda, "A sensitive triple-band rectifier for energy harvesting applications", IEEE Access, vol. 8, pp. 73659-73664, 2020.

19. F. Tan and C. Liu, "Design of a high-conversion-efficiency X-band rectifier for microwave wireless power transmission", Proc. Int. Conf. Microw. Millim. Wave Technol. (ICMMT), pp. 1-3, May 2018.

20. K. Kotani, "Improvement of power conversion efficiency in photovoltaic-assisted UHF rectifiers by non-silicide technique applied to photovoltaic cells", *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 54, 2015.
21. K. Iagup, "Calculation of parameters of reactive power compensation device of power supply line with transformer on the visual model", *Collection of scientific papers of the UkrSURT*, pp. 25-32, 2015.
22. V. Boiko, M. Sotnyk and M. Buryk, "The Dynamics of the Bridge Converter to the Compensation Mode of Operation", *2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, pp. 218-221, 2021.
23. M. Rivera, D. Faundez, J. Kolar, P. Wheeler, J. Riveros and S. Toledo, "Three-phase rectifiers with current compensation schemes - part II: Active and hybrid configurations", *2018 International Conference on Electrical Systems for Aircraft Railway Ship Propulsion and Road Vehicles International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, Nov 2018.
24. M. Salimi, J. Soltani, A. Zakipour and N. R. Abjadi, "Hyper-plane sliding mode control of the DC-DC buck/boost converter in continuous and discontinuous conduction modes of operation", *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 8, pp. 1473-1482, 2015.
25. H. Komurcugil, S. Ozdemir, I. Sefa, N. Altin and O. Kukrer, "Sliding-mode control for single-phase grid-connected LCL-filtered VSI with double-band hysteresis scheme", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 2, pp. 864-873, Feb. 2016.
26. S. Biricik and H. Komurcugil, "Three-level hysteresis current control strategy for three-phase four-switch shunt active filters", *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 8, pp. 1732-1740, 2016.
27. M. Pichan and H. Rastegar, "Sliding-mode control of four-leg inverter with fixed switching frequency for uninterruptible power supply applications", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 8, pp. 6805-6814, August 2017.
28. S. Cetin and V. Yenil, "Performance Evaluation of Constant Voltage Charging Mode of Secondary Side Controlled Inductive Power Transfer System", *2021 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) & 2021 International*

Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), pp. 315-318, 2021.

29. G. Bal, S. Oncu, N. Ozturk and K. Unal, "An Application of PDM Technique for MPPT in Solar Powered Wireless Power Transfer Systems", 2021 10th International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA), pp. 305-309, 2021.

30. M. Fan, L. Shi, Z. Yin and Y. Li, "A novel pulse density modulation with semi-bridgeless active rectifier in inductive power transfer system for rail vehicle", CES Trans. Elect. Mach. Syst., vol. 1, no. 3, pp. 397-404, Dec. 2017.

31. Z. He and C. Liu, "A compact high-efficiency broadband rectifier with a wide dynamic range of input power for energy harvesting", IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 30, no. 4, pp. 433-436, Apr. 2020.

32. Huang, L., et al.: Optimal planning of renewable energy source and energy storage in a medium- and low-voltage distributed AC/DC system in China. J Eng. 2019(16), 2354–2361 (2019).

33. Sun, J., et al.: Renewable energy transmission by HVDC across the continent: System challenges and opportunities. CSEE J. Power Energy Syst. 3(4), 353–364 (2017) 34. Rahbar, K., et al.: Energy cooperation optimization in microgrids with renewable energy integration. IEEE Trans. Smart Grid. 9(2), 1482–1493 (2018).

34. Tavakoli, A., et al.: Impacts of grid integration of solar PV and electric vehicle on grid stability, power quality and energy economics: A review. IET Energy Syst. Integr. 2(03), 243–260 (2020).

35. Zhang, H., et al.: Input impedance modeling and verification of single-phase voltage source converters based on harmonic linearization. IEEE Trans. Power Electron. 34(9), 8544-8554 (2019).

36. Amin, M., et al.: Impact of power flow direction on the stability of VSC-HVDC seen from the impedance Nyquist plot. IEEE Trans. Power Electron. 32(10), 8204–8217 (2017).

37. H. Cheng, T. Chen, C. Wang, X. Wang, and X. Qin, “Single-phase bridge-less rectifier with capability of power quality management,” in Proc. IEEEPEAC, Shenzhen, China, Nov. 2018, pp. 1–6.

38. C. Wang, Y. Zhuang, J. Jiao, H. Zhang, C. Wang, and H. Cheng, “Topologies and control strategies of cascaded bridgeless multilevel rectifiers,” *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 5, no. 1, pp. 432–444, Mar. 2017.
39. H. Cheng, J. Kong, P. Wang, and C. Wang, “Hybrid control scheme for three-phase multilevel unidirectional rectifier under unbalanced input voltages,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 29989–30001, 2019.
40. C. Wang, J. Liu, H. Cheng, Y. Zhuang, and Z. Zhao, “A modified one-cycle control for Vienna rectifiers with functionality of input power factor regulation and input current distortion mitigation,” *Energies*, vol. 12, no. 17, p. 3375, 2019.
41. D. Shahzad, S. Pervaiz, N. A. Zaffar, and K. K. Afridi, “GaN-based high-power-density AC–DC–AC converter for single-phase transformer-less online uninterruptible power supply,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 12, pp. 13968–13984, Dec. 2021.
42. L. Huang, A. Murray, and B. Flynn, “A high-efficiency low-power rectifier for wireless power transfer systems of deep micro-implants,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 204057–204067, 2020.
43. M. A. Omar and M. M. Mahmoud, “Control of power converter used for electric vehicle DC charging station with the capability of balancing distribution currents and reactive power compensation,” *Int. J. Power Electron. Drive Syst.*, vol. 12, no. 2, p. 924, Jun. 2021.
44. D. Cittanti, M. Gregorio, E. Bossotto, F. Mandrile, and R. Bojoi, “Full digital control and multi-loop tuning of a three-level T-type rectifier for electric vehicle ultra-fast battery chargers,” *Electronics*, vol. 10, no. 12, p. 1453, Jun. 2021.
45. S. Bayhan and H. Komurcugil, “Sliding-mode control strategy for three-phase three-level T-type rectifiers with DC capacitor voltage balancing,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 64555–64564, 2020.
46. L. Ming, W. Ding, P. C. Loh, and Z. Xin, “A direct carrier-based modulation scheme with full index range for DC-link current ripple mitigation of a current source converter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, no. 1, pp. 452–462, Jan. 2022.
47. Y. Liu, W. Zhang, J. Lin, M. Su, and X. Liang, “Active power decoupling control for single-phase current source rectifier based on emulating LC resonator,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 6, pp. 5460–5465, Jun. 2021.

48. M. Babaie, M. Mehrasa, M. Sharifzadeh, and K. Al-Haddad, “Floatingweighting factors ANN-MPC based on Lyapunov stability for seven-levelmodified PUC active rectifier,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, no. 1, pp. 387–398, Jan. 2022.
49. P. Maciejewski and G. Iwanski, “Study on direct torque control methodsof a doubly fed induction machine working as a stand-alone DC voltagegenerator,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 36, no. 2, pp. 853–862, Jun. 2021.
50. B. Chelladurai, C. K. Sundarabalan, S. N. Santhanam, and J. M. Guerrero, “Interval type-2 fuzzy logic controlled shunt converter coupled novelhigh-quality charging scheme for electric vehicles,” *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 17, no. 9, pp. 6084–6093, Sep. 2021.
51. E. T. Andrew, K. H. Ahmed, and D. Holliday, “A new model predictivecurrent controller for grid-connected converters in unbalanced grids,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 8, pp. 9175–9186, Aug. 2022.
52. H. Komurcugil, S. Bayhan, and M. Malinowski, “Passivity-based controlstrategy with improved robustness for single-phase three-level T-type rec-tifiers,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 59336–59344, 2021.
53. Y. Yin, J. Liu, W. Luo, L. Wu, S. Vazquez, J. I. Leon, and L. G. Franquelo, “Adaptive control for three-phase power converters with disturbance rejec-tion performance,” *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. Syst.*, vol. 51, no. 2, pp. 674–685, Feb. 2021.
54. I. Hashlamon, “Adaptive disturbance estimation and compensation fordelta robots,” *Jordan J. Mech. Ind. Eng.*, vol. 14, no. 4, pp. 413–422, 2020.
55. S. S. Refaat, O. Ellabban, S. Bayhan, H. Abu-Rub, F. Blaabjerg, andM. M. Begovic, *Smart Grid and Enabling Technologies*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2021.
56. Zhao, F., Li, Z., Wen, G., Li, J., Inserra, D., Huang, Y.: A compact high-efficiency watt-level microwave rectifier with a novel harmonic termi-nation network. *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* 29(6), 418–420(2019).
57. Nguyen, D.M., Au, N.D., Seo, C.: A microwave power transmission sys-tem using sequential phase ring antenna and inverted class F rectenna. *IEEE Access* 9, 134163–134173 (2021).

58. Mizuno, S., Kashimura, R., Seki, T., Arai, M., Okazaki, H., Suzuki, Y.: Rectifier circuit using high-impedance feedback line for microwavewireless power transfer systems. *IEICE Trans. Electron.* E104-C(10)(2021).
59. Kim, J., Park, I., Ku, H.: Design of a highly efficient N-stage harmonic terminated voltage multiplier for wireless power transfer. *Energies* 14(21), 7203 (2021).
60. Bae, J., Yi, S.-H., Choi, W., Koo, H., Hwang, K.C., Lee, K.-Y., Yang, Y.: 5.8 GHz high-efficiency RF–DC converter based on common-ground multiple-stack structure. *Sensors* 19(15), 3257 (2019).
61. Husev, O.; Roncero-Clemente, C.; Makovenko, E.; Pimentel, S.P.; Vinnikov, D.; Martins, J. Optimization and Implementation of the Proportional-Resonant Controller for Grid-Connected Inverter with Significant Computation Delay. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2020, 67, 1201–1211.
62. Mateev, V.; Ralchev, M.; Marinova, I. Current Sensor Accuracy Enhancement by Harmonic Spectrum Analysis. In *Proceedings of the 13th International Conference on Sensing Technology (ICST)*, Sydney, Australia, 2–4 December 2019; pp. 1–4.
63. Berg, M.; Roinila, T. Dynamic Effect of Input-Voltage Feedforward in Three-Phase Grid-Forming Inverters. *Energies* 2020, 13, 2923.
64. Nikhil, P.; Sonam, K.; Monika, M.; Wagh, S. Finite Control Set Model Predictive Control for Two Level Inverter with Fixed Switching Frequency. *2018 SICE International Symposium on Control Systems (SICE ISCS)*, Tokyo, Japan, 9–11 March 2018; pp. 74–81.
65. Yang, Y.; Wen, H.; Fan, M.; Xie, M.; Chen, R.; Wang, Y. A Constant Switching Frequency Model Predictive Control without Weighting Factors for T-Type Single-Phase Three-Level Inverters. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2019.
66. Hu, B.; Kang, L.; Cheng, J.; Linghu, J.; Zhang, Z. Integrated Dead-Time Compensation and Elimination Approach for Model Predictive Power Control with Fixed Switching Frequency. *IET Power Electron.* 2019.
67. Akagi, H.; Watanabe, E.H.; Aredes, M. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*; John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, 2017.

68. Qi, Q.; Ghaderi, D.; Guerrero, J.M. Sliding mode controller-based switched-capacitor-based high DC gain and low voltage stress DC-DC boost converter for photovoltaic applications. *Int. J. Electr. Power Energy Syst.* 2021, 125, 106496.
69. Chandran, V.; Patil, C.K.; Karthick, A.; Ganeshaperumal, D.; Rahim, R.; Ghosh, A. State of Charge Estimation of Lithium-Ion Battery for Electric Vehicles Using Machine Learning Algorithms. *World Electr. Veh. J.* 2021, 12, 38.
70. Liu, B.; Ren, R.; Jones, E.A.; Wang, F.; Costinett, D.; Zhang, Z. A Modulation Compensation Scheme to Reduce Input Current Distortion in GaN-Based High Switching Frequency Three-Phase Three-Level Vienna-Type Rectifiers. *IEEE Trans. Power Electron.* 2018, 33, 283–298.
71. Easley, M.; Fard, A.Y.; Fateh, F.; Shadmand, M.B.; Abu-Rub, H. Auto-tuned Model Parameters in Predictive Control of Power Electronics Converters. In *Proceedings of the 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Baltimore, MD, USA, 29 September–3 October 2019.
72. Benzaquen, J.; Shadmand, M.B.; Mirafzal, B. Ultrafast Rectifier for Variable-Frequency Applications. *IEEE Access* 2019, 7, 9903–9911.
73. "Chapter 2. Seki Takakazu". *Japanese Mathematics in the Edo Period*. National Diet Library. Retrieved 24 February 2019.
74. "Accelerated and Modified Newton Methods". Archived from the original on 24 May 2019. Retrieved 4 March 2016.
75. M. Hermann: *Numerische Mathematik, Band 1: Algebraische Probleme*. 4., überarbeitete und erweiterte Auflage. Walter de Gruyter Verlag, Berlin und Boston 2020.
76. José Antonio Ezquerro Fernández, Miguel Ángel Hernández Verón «Newton's Method: an Updated Approach of Kantorovich's Theory (Frontiers in Mathematics)», 2017, 178p.
77. Geoffrey R. Goodson, «Newton's Method for Real Quadratics and Cubics», Cambridge University Press, chapter 11, 2019.
78. Wang, X. A family of Newton-type iterative methods using some special self-accelerating parameters. *Int. J. Comput. Math.* 2018, 95, 2112–2127.
79. Wang, X.; Tao, Y. A New Newton Method with Memory for Solving Nonlinear Equations. *Mathematics* 2020, 8, 108.

80. Micro-Cap 12. Electronic Circuit Analysis Program. Reference Manual. - Spectrum Software, 1982-2001. – p. 1098.
81. Micro-Cap 12. Information, [online] Available: <http://www.spectrum-soft.com>.
82. Denis B. Solovev, « Experimental Data Based Current Transformer Mathematical Simulation in Micro-Cap Program», IREE, Vol. 13, N. 2, March – April 2018.
83. Бойко В.С., Шкардун О.В., Клочков І.О. Залежність конденсаторної напруги від частоти перемикавання ключів комутуючої ланки. Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики. Київ, 2022. НТУУ "КПІ". С. 645-651.
84. Бойко В.С. Формування комутаційної напруги у трифазному мостовому компенсаційному перетворювачі / В. С. Бойко, О.В. Шкардун, І.О. Дзигуненко// Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики. - Київ: НТУУ "КПІ". - 2020. - с. 525-531.
85. V. Boiko, O. Shkardun, O. Petruchenko and M. Sotnyk, "Starting Conditions for the Conversion of the Converter to the Compensating Mode of Operation," 2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), 2021, pp. 115-119.
86. Бойко В.С. Формування комутаційної напруги при подвоєній частоті імпульсів керування ключами комутуючої ланки/ В. С. Бойко, О.В. Шкардун, О.О. Гуцул // Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики. - Київ: НТУУ "КПІ". - 2021. - с. 511-522.
87. Бойко В.С. Залежність конденсаторної напруги від частоти перемикавання ключів комутуючої ланки / В. С. Бойко, О.В. Шкардун, І.О. Клочков // Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики. - Київ: НТУУ "КПІ". - 2022. - с.
88. V. Boiko, O. Shkardun, and I. Dzyhunenko, "Commutating processes in a three-phase combined compensation rectifier," 2022 IEEE 3 rd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), 2022, pp. 186-189.
89. Бойко, В. і Шкардун, О. 2023. Умови перезаряду конденсаторів комутуючої ланки трифазного мостового компенсаційного перетворювача. Технічна електродинаміка.3(Квіт.2023),013.
90. Бойко, В. і Шкардун, О. 2023. Електромагнітні процеси у трифазному мостовому компенсаційному перетворювачі. Технічна електродинаміка. 4 (Чер 2023), 026.

91. Viswadev, R.; Mudlapur, A.; Ramana, V.V.; Venkatesaperumal, B.; Mishra, S. A Novel AC Current Sensorless Hysteresis Control for Grid-Tie Inverters. *IEEE Trans Circuits Syst. II Express Briefs* 2020, 67, 2577–2581.
92. Kang, L.; Cheng, J.; Hu, B.; Luo, X.; Zhang, J. A Simplified Optimal-Switching-Sequence MPC with Finite-Control-Set Moving Horizon Optimization for Grid-Connected Inverter. *Electronics* 2019, 8, 457.
93. Azab, M. Performance of Model Predictive Control Approach for Single-Phase Distributed Energy Grid Integration with PQ Control. *IET Energy Syst. Integr.* 2019, 1, 121–132.
94. Hayder Khaleel Al-Qaysi, Musaab Mohammed Jasim and Siraj Manhal Hameed, "Design of very low-voltages and high-performance CMOS gate-driven operational amplifier", *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 20, no. 2, pp. 670-679, November 2020
95. Tahreer Mahmood, Wurod Qasim Mohamed and Omar A. Imran, "Factors Influencing the Shadow Path Loss Model with Different Antenna Gains Over Large-Scale Fading Channel", *IEEE Xplore*, June 2021.
96. В.С. Бойко, О.В. Шкардун, 2023. Напруга на силових електричних вентилях трифазного мостового компенсаційного перетворювача з однією комутуючою ланкою. *Енергетика: економіка, технології, екологія*, № 4, С. 83-88.

ДОДАТОК А. ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОЦЕСУ ПЕРЕЗАРЯДУ ПРИ ПІДВИЩЕНІЙ ЧАСТОТІ ІМПУЛЬСІВ КЕРУВАННЯ ТРАНЗИСТОРАМИ КЛ

Шістнадцятикратна частота. Момент включення в роботу транзистора VT1 збігається з моментом вступу в роботу силового електричного вентиля VD1. Якщо через $\Delta\psi$ позначити величину зсуву між цими моментами, то виходить, що досліджуваному режиму відповідає умова $\Delta\psi = 0$. Алгоритм комутації силових електричних вентилів і транзисторів комутуючої ланки представлено на рис. А.1.

Послідовність вступу в роботу силових електричних вентилів визначається трифазною напругою вторинної обмотки перетворювального трансформатора. Оскільки ця напруга має пряме чергування фаз, силові електричні вентиля працюють у послідовності VD1→VD2→VD3.

Частота перемикавання транзисторів комутуючої ланки – шістнадцятикратна. Тож відповідно до чергування гармонік різних порядків, послідовність вступу в роботу транзисторів комутуючої ланки має бути прямою: VT1→VT2→VT3.

VD1				VD2				VD3			
VT1	VT2	VT3	VT1	VT2	VT3	VT1	VT2	VT3	VT1	VT2	VT3

Рисунок А.1 – Алгоритм комутації діодів і транзисторів при шістнадцятикратній частоті імпульсів керування

Використовуючи схему рис. 2.1 та наведений вище алгоритм комутації, розраховуємо криві струму фаз конденсаторної батареї. Як впливає з рис. А.1, зміна стану досліджуваної системи відбувається через сорок восьму частину періоду ($\pi/24$).

Знаючи закономірність струму фази конденсаторної батареї на окремих інтервалах періоду, розрахуємо комутуючу напругу, використовуючи співвідношення (2.2). Розрахунки такі ж, як і в попередніх випадках, кількість інтервалів кривої комутуючої напруги така ж, як і кількість інтервалів кривої струму. Результати аналізу, криві струму усіх фаз, побудовані на рис. А.2.

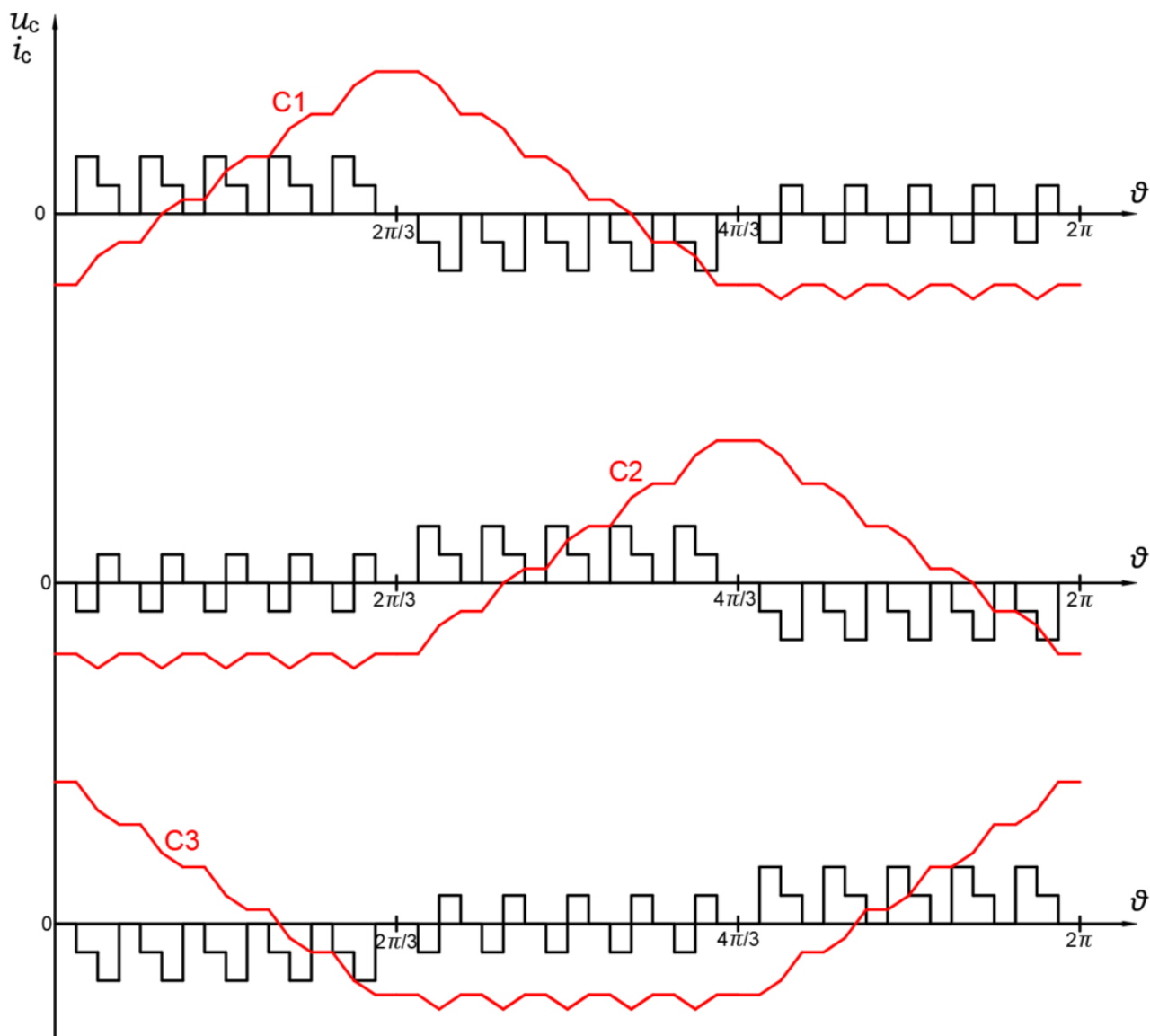


Рисунок А.2 – Струм і напруга фаз конденсаторної батареї при шістнадцятикратній частоті імпульсів керування

Тридцятидвократна частота. Момент включення в роботу транзистора VT1 збігається з моментом вступу в роботу силового електричного вентиля VD1. Якщо через $\Delta\psi$ позначити величину зсуву між цими моментами, то виходить, що досліджуваному режиму відповідає умова $\Delta\psi = 0$. Алгоритм комутації силових електричних вентилів і транзисторів комутуючої ланки представлено на рис. А.3.

Послідовність вступу в роботу силових електричних вентилів визначається трифазною напругою вторинної обмотки перетворювального трансформатора. Оскільки ця напруга має пряме чергування фаз, силові електричні вентиля працюють у послідовності $VD1 \rightarrow VD2 \rightarrow VD3$.

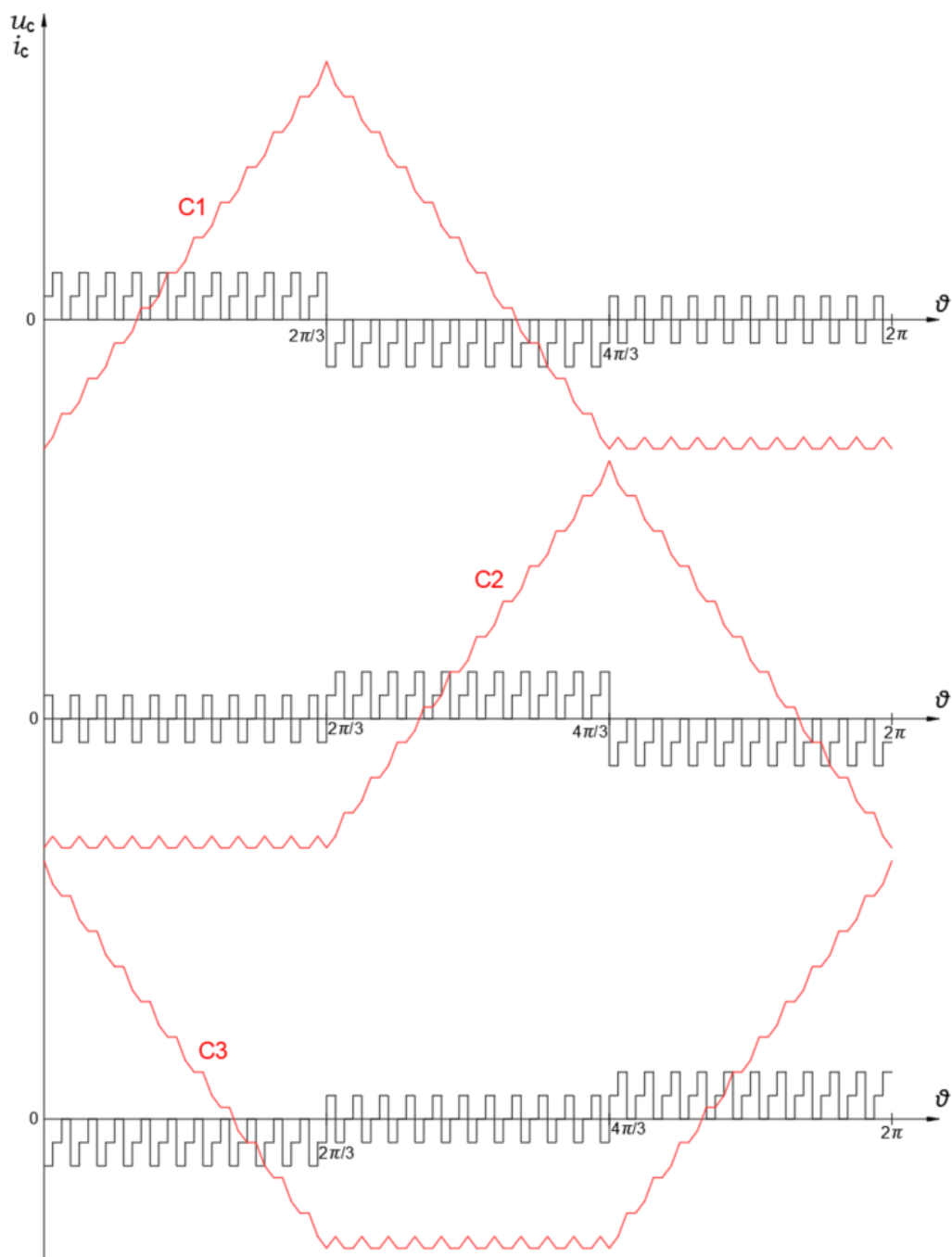


Рисунок А.4 – Струм і напруга фаз конденсаторної батареї при тридцятидвократній частоті імпульсів керування

З отриманих результатів виконаємо накладання всіх чотирьох графіків напруги для конденсаторної батареї С1, на рис. А.5.

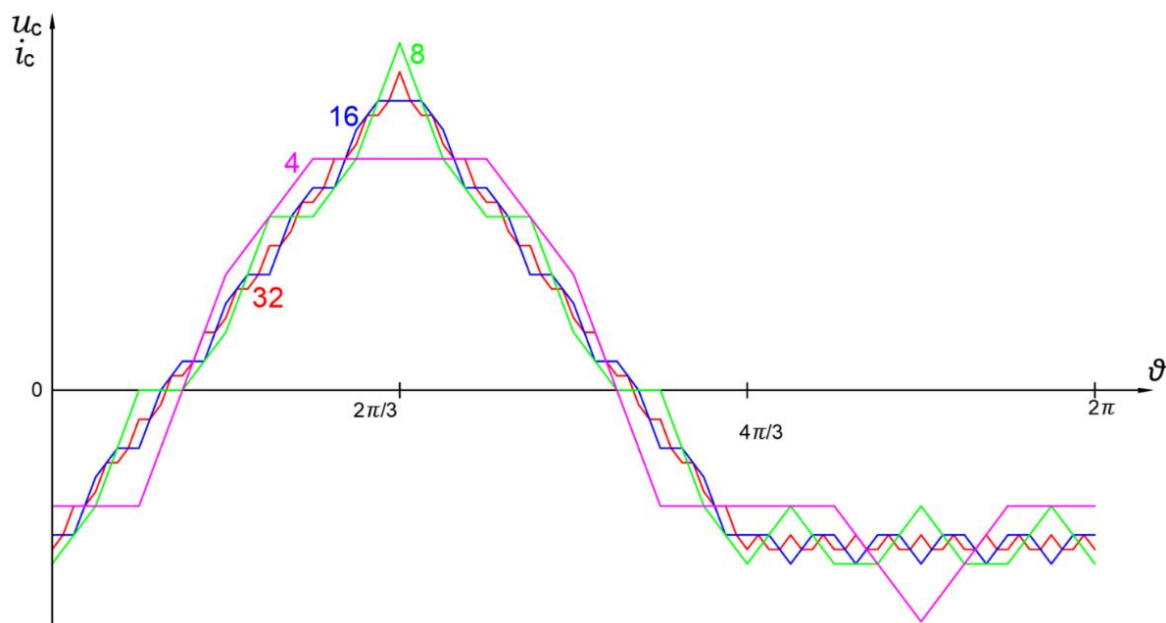


Рисунок А.5 – Напруга конденсаторної батареї С1 при чотирикратній, восьмикратній, шістнадцятикратній та тридцятидвократній частоті

На рис. А.5 видно, що напруга, при збільшенні частоти суттєво форму не змінює, але відбувається більш плавний перехід між інтервалами ϑ , адже при збільшенні частоти імпульсів керування, величина інтервалу зменшується. Також, можна відмітити, що при восьмикратній частоті імпульсів керування, напруга на конденсаторній батареї С1 має більше значення, порівняно з іншими частотами імпульсів керування, при однаковій ємності конденсаторної батареї у всіх випадках.

ДОДАТОК Б. КОМУТУЮЧА НАПРУГА ПРИ ПІДВИЩЕНІЙ ЧАСТОТІ ІМПУЛЬСІВ КЕРУВАННЯ ТРАНЗИСТОРАМИ КЛ

Восьмикратна частота. При цьому урахуємо, що на періоді частоти напруги мережі живлення, крива струму фази конденсаторної батареї, з'єднаної трикутником, при восьмикратній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки та кутом комутації -15° , має 27 ділянок, що показано на рис. Б.1 (рисунок взятий із схемотехнічної моделі).

Керування з кутом комутації -15° . Кількість ділянок кривої комутуючої напруги така ж, як і кількість ділянок кривої струму:

I ділянка: $i_{C^*} = -\frac{2}{3}i_{k^*}, 0 \leq \vartheta \leq \gamma;$

$$u_{C\Delta^*(1)} = \frac{3}{2}x_{\gamma^*}\omega_0^2 \int_0^\vartheta i_{k^*} d\vartheta + u_{C^*}(0) = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(-\int_0^\vartheta i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці ділянки при $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta^*(1)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(-\int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$

II ділянка: $i_{C^*} = -\frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \left(\frac{\pi}{12} - \gamma\right);$

$$u_{C\Delta^*(2)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(-\frac{\vartheta}{2} - \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{12} - \gamma$, $u_{C\Delta^*(2)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(-\frac{\pi}{24} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$

III ділянка: $i_{C^*} = -\frac{2}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12};$

$$u_{C\Delta^*(3)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(-\vartheta - \frac{\pi}{24} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{12}$, $u_{C\Delta^*(3)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(-\frac{3\pi}{24} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$

IV ділянка: $i_{C^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12};$

$$u_{C\Delta^*(4)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(-\frac{3\pi}{24} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0) = u_{C\Delta^*(4)k}.$$

V ділянка: $i_{C^*} = -\frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12};$

$$u_{C\Delta^*(5)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(-\frac{\vartheta}{2} - \frac{3\pi}{24} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{12}$, $u_{C\Delta^*(5)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{4\pi}{24} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

VI ділянка: $i_{C^*} = -\frac{2}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12}$;

$$u_{C\Delta^*(6)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\vartheta - \frac{4\pi}{24} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{12}$, $u_{C\Delta^*(6)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{6\pi}{24} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

VII ділянка: $i_{C^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12}$;

$$u_{C\Delta^*(7)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{6\pi}{24} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0) = u_{C\Delta^*(7)k}.$$

VIII ділянка: $i_{C^*} = -\frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12}$;

$$u_{C\Delta^*(8)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{\vartheta}{2} - \frac{6\pi}{24} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{12}$, $u_{C\Delta^*(8)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{7\pi}{24} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

IX ділянка: $i_{C^*} = -\frac{2}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12}$;

$$u_{C\Delta^*(9)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\vartheta - \frac{7\pi}{24} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{12}$, $u_{C\Delta^*(9)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{9\pi}{24} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

X ділянка: $i_{C^*} = \frac{1}{3} i_{k^*}, 0 \leq \vartheta \leq \gamma$;

$$u_{C\Delta^*(10)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(\frac{1}{2} \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta - \frac{9\pi}{24} + \frac{\gamma}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta^*(10)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{9\pi}{24} + \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

XI ділянка: $i_{C^*} = \frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \left(\frac{\pi}{12} - \gamma \right)$;

$$u_{C\Delta^*(11)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(\frac{\vartheta}{2} - \frac{9\pi}{24} + \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{12} - \gamma$, $u_{C\Delta^*(11)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{8\pi}{24} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

XII ділянка: $i_{C^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12}$;

$$u_{c\Delta^*(12)} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{8\pi}{24} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0) = u_{c\Delta^*(12)k}.$$

XIII ділянка: $i_{c^*} = -\frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12};$

$$u_{c\Delta^*(13)} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\vartheta}{2} - \frac{8\pi}{24} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{12}$, $u_{c\Delta^*(13)k} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{9\pi}{24} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0).$

XIV ділянка: $i_{c^*} = \frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12};$

$$u_{c\Delta^*(14)} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(\frac{\vartheta}{2} - \frac{9\pi}{24} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{12}$, $u_{c\Delta^*(14)k} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{8\pi}{24} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0).$

XV ділянка: $i_{c^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12};$

$$u_{c\Delta^*(15)} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{8\pi}{24} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0) = u_{c\Delta^*(15)k}.$$

XVI ділянка: $i_{c^*} = -\frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12};$

$$u_{c\Delta^*(16)} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{\vartheta}{2} - \frac{8\pi}{24} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0).$$

В кінці ділянки при $\vartheta = \frac{\pi}{12}$, $u_{c\Delta^*(16)k} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{9\pi}{24} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0).$

XVII ділянка: $i_{c^*} = \frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12};$

$$u_{c\Delta^*(17)} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(\frac{\vartheta}{2} - \frac{9\pi}{24} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{12}$, $u_{c\Delta^*(17)k} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{8\pi}{24} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0).$

XVIII ділянка: $i_{c^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12};$

$$u_{c\Delta^*(18)} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(-\frac{8\pi}{24} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0) = u_{c\Delta^*(18)k}.$$

XIX ділянка: $i_{c^*} = \frac{1}{3} i_{k^*}, 0 \leq \vartheta \leq \gamma;$

$$u_{c\Delta^*(19)} = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(\frac{1}{2} \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta - \frac{8\pi}{24} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{12}$, $u_{C\Delta^*(19)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2\left(-\frac{8\pi}{24}\right) + u_{C^*}(0)$.

XX ділянка: $i_{C^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq \left(\frac{\pi}{12} - \gamma\right)$;

$$u_{C\Delta^*(20)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2\left(-\frac{8\pi}{24}\right) + u_{C^*}(0) = u_{C\Delta^*(20)k}.$$

XXI ділянка: $i_{C^*} = \frac{2}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12}$;

$$u_{C\Delta^*(21)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2\left(-\vartheta - \frac{8\pi}{24}\right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{12}$, $u_{C\Delta^*(21)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2\left(-\frac{6\pi}{24}\right) + u_{C^*}(0)$.

XXII ділянка: $i_{C^*} = \frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12}$;

$$u_{C\Delta^*(22)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2\left(-\frac{\vartheta}{2} - \frac{6\pi}{24}\right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{12}$, $u_{C\Delta^*(22)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2\left(-\frac{5\pi}{24}\right) + u_{C^*}(0)$.

XXIII ділянка: $i_{C^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12}$;

$$u_{C\Delta^*(23)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2\left(-\frac{5\pi}{24}\right) + u_{C^*}(0) = u_{C\Delta^*(23)k}.$$

XXIV ділянка: $i_{C^*} = \frac{2}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12}$;

$$u_{C\Delta^*(24)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2\left(\vartheta - \frac{5\pi}{24}\right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{12}$, $u_{C\Delta^*(24)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2\left(-\frac{3\pi}{24}\right) + u_{C^*}(0)$.

XXV ділянка: $i_{C^*} = \frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12}$;

$$u_{C\Delta^*(25)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2\left(\frac{\vartheta}{2} - \frac{3\pi}{24}\right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{12}$, $u_{C\Delta^*(25)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2\left(-\frac{2\pi}{24}\right) + u_{C^*}(0)$.

XXVI ділянка: $i_{C^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12}$;

$$u_{C\Delta^*(26)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2\left(-\frac{2\pi}{24}\right) + u_{C^*}(0) = u_{C\Delta^*(26)k}.$$

XXVII ділянка: $i_{C^*} = \frac{2}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{12}$;

$$u_{C\Delta^*(27)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(\vartheta - \frac{2\pi}{24} \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{12}$, $u_{C\Delta^*(27)k} = u_{C^*}(0)$.

Визначимо початкове значення комутуючої напруги, виходячи з умови, що крива комутуючої напруги, не має постійної складової, тобто, її середнє значення за період дорівнює нулю. Виконавши розрахунок, подробиці якого тут не наведено, отримаємо:

$$u_{C^*}(0) = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(\frac{17\pi}{72} - \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right). \quad (\text{Б.1})$$

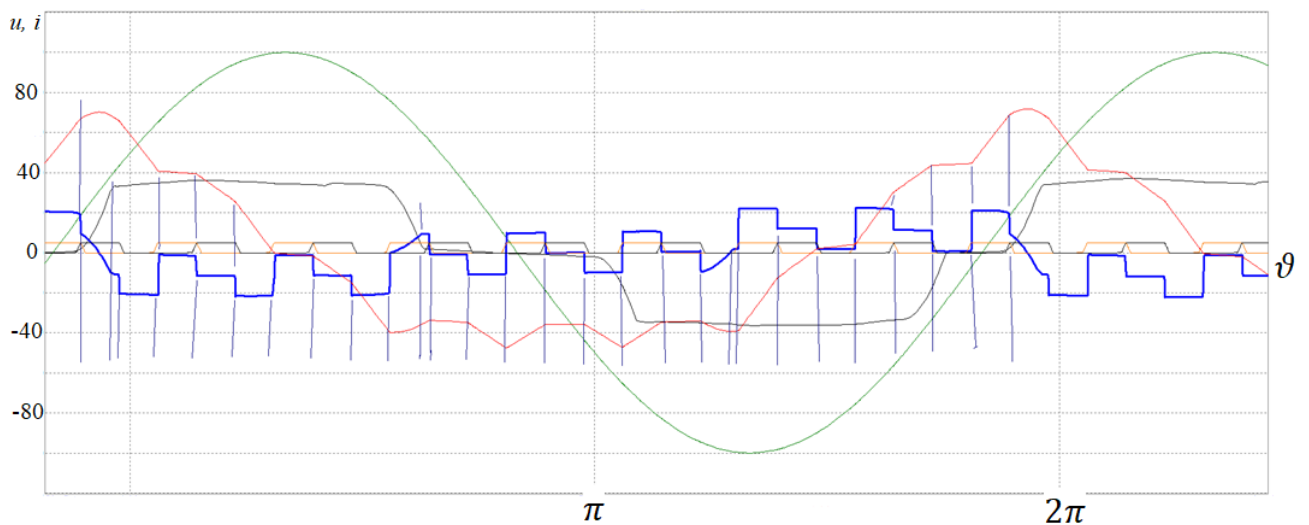


Рисунок Б.1 – Криві струму і напруги фази конденсаторної батареї при восьмикратній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки

Шістнадцятикратна частота. При цьому урахуємо, що на періоді частоти напруги мережі живлення, крива струму фази конденсаторної батареї, з'єднаної трикутником, при шістнадцятикратній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки та керуванням в межах своєї фази, має 48 ділянок, що показано на рис. Б.2 (рисунок взятий із схемотехнічної моделі).

Керуванням в межах своєї фази. Кількість ділянок кривої комутуючої напруги така ж, як і кількість ділянок кривої струму:

I ділянка: $i_{C^*} = -\frac{2}{3} i_{k^*}, 0 \leq \vartheta \leq \gamma;$

$$u_{C\Delta^*(1)} = \frac{3}{2} x_{\gamma^*} \omega_0^2 \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta + u_{C^*}(0) = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(- \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці ділянки при $\vartheta = \gamma$, $u_{c\Delta^*(1)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(- \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0)$.

II ділянка: $i_{c^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{24}$;

$$u_{c\Delta^*(2)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(- \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0) = u_{c\Delta^*(2)k}.$$

III ділянка: $i_{c^*} = -\frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{24}$;

$$u_{c\Delta^*(3)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{\vartheta}{2} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{24}$, $u_{c\Delta^*(3)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{\pi}{48} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0)$.

IV ділянка: $i_{c^*} = -\frac{2}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{24}$;

$$u_{c\Delta^*(4)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{\vartheta}{2} - \frac{\pi}{48} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{24}$, $u_{c\Delta^*(4)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{3\pi}{48} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0)$.

V ділянка: $i_{c^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{24}$;

$$u_{c\Delta^*(5)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{3\pi}{48} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0) = u_{c\Delta^*(5)k}.$$

VI ділянка: $i_{c^*} = -\frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{24}$;

$$u_{c\Delta^*(6)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{\vartheta}{2} - \frac{3\pi}{48} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{24}$, $u_{c\Delta^*(6)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{4\pi}{48} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0)$.

VII ділянка: $i_{c^*} = -\frac{2}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{24}$;

$$u_{c\Delta^*(7)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\vartheta - \frac{4\pi}{48} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{24}$, $u_{c\Delta^*(7)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{6\pi}{48} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{c^*}(0)$.

•
•
•

XVI ділянка: $i_{C^*} = -\frac{2}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{24}$;

$$u_{C\Delta^*(16)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\vartheta - \frac{13\pi}{48} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{24}$, $u_{C\Delta^*(16)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{15\pi}{48} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

XVII ділянка: $i_{C^*} = \frac{1}{3} i_{k^*}, 0 \leq \vartheta \leq \gamma$;

$$u_{C\Delta^*(17)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(\frac{1}{2} \int_0^{\vartheta} i_{k^*} d\vartheta - \frac{15\pi}{48} - \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta^*(17)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{15\pi}{48} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

XVIII ділянка: $i_{C^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{24}$;

$$u_{C\Delta^*(18)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{15\pi}{48} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0) = u_{C\Delta^*(18)k}.$$

•
•
•

XXXII ділянка: $i_{C^*} = \frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{24}$;

$$u_{C\Delta^*(32)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{\vartheta}{2} - \frac{16\pi}{48} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{24}$, $u_{C\Delta^*(32)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{15\pi}{48} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0)$.

XXXIII ділянка: $i_{C^*} = \frac{1}{3} i_{k^*}, 0 \leq \vartheta \leq \gamma$;

$$u_{C\Delta^*(33)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(\frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta - \frac{15\pi}{48} - \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta^*(33)k} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{15\pi}{48} \right) + u_{C^*}(0)$.

XXXIV ділянка: $i_{C^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{24}$;

$$u_{C\Delta^*(34)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(-\frac{15\pi}{48} \right) + u_{C^*}(0) = u_{C\Delta^*(34)k}.$$

XXXV ділянка: $i_{C^*} = \frac{2}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{24}$;

$$u_{C\Delta^*(35)} = x_{\gamma^*} \omega_0^2 \left(\vartheta - \frac{15\pi}{48} \right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta^*(35)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(-\frac{13\pi}{48}\right) + u_{C^*}(0)$.

-
-
-

XLVI ділянка: $i_{C^*} = 0, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{24}$;

$$u_{C\Delta^*(46)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(-\frac{3\pi}{48}\right) + u_{C^*}(0) = u_{C\Delta^*(46)k}.$$

XLVII ділянка: $i_{C^*} = \frac{2}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{24}$;

$$u_{C\Delta^*(47)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(\vartheta - \frac{3\pi}{48}\right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{24}$, $u_{C\Delta^*(47)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(-\frac{\pi}{48}\right) + u_{C^*}(0)$.

XLVIII ділянка: $i_{C^*} = \frac{1}{3}, 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{24}$;

$$u_{C\Delta^*(48)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(\frac{\vartheta}{2} - \frac{\pi}{48}\right) + u_{C^*}(0).$$

В кінці, при $\vartheta = \frac{\pi}{24}$, $u_{C\Delta^*(48)k} = u_{C^*}(0)$.

Визначимо початкове значення комутуючої напруги, виходячи з умови, що крива комутуючої напруги, не має постійної складової, тобто, її середнє значення за період дорівнює нулю. Виконавши розрахунок, подробиці якого тут не наведено, отримаємо:

$$u_{C^*}(0) = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(\frac{5\pi}{24} + \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta\right). \quad (\text{Б.2})$$

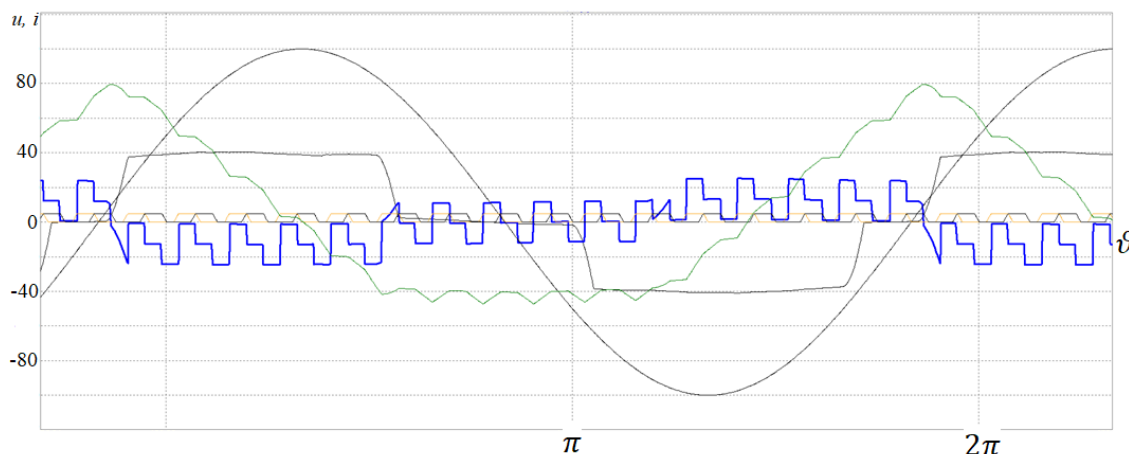


Рисунок Б.2 – Криві струму і напруги фази конденсаторної батареї при шістнадцятикратній частоті імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки

ДОДАТОК В. АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ І ВИКОРИСТАННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ

ЗАТВЕРДЖУЮ

Декан факультету електроенерготехніки
та автоматики Національного технічного
університету України
«Київський політехнічний інститут імені
Ігоря Сікорського»
доктор технічних наук, професор



Олександр ЯНДУЛЬСЬКИЙ
12 грудня 2023 р.


АКТ

впровадження у навчальний процес результатів дисертаційної роботи аспіранта кафедри
теоретичної електротехніки Шкардуна Олександра Володимировича за темою
«Дослідження трифазного мостового компенсаційного перетворювача»


Комісія у складі завідувача кафедри ТЕ, д.т.н. проф. Островерхова М.Я., заступника завідувача кафедри з наукової роботи д.т.н. проф. Щерби М.А., ученого секретаря кафедри к.т.н. доц. Спінул Л.Ю. склала цей акт про використання результатів дисертаційної роботи Шкардуна О.В. у навчальному процесі кафедри теоретичної електротехніки КПІ ім. Ігоря Сікорського.

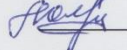
Розроблені методи дослідження електромагнітних процесів в трифазних мостових компенсаційних перетворювачах, впроваджено розв'язок диференціальних лінійних рівнянь та нелінійних алгебраїчних, які використовуються при проведенні лекційних та лабораторних занять з дисципліни «Енергоефективність процесів в електротехнологічних комплексах» та «Основи теорії поля», а також у дипломному проектуванні за спеціальністю 141 – «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

Голова комісії

 д.т.н. проф. Микола ОСТРОВЕРХОВ

Члени комісії

 д.т.н. проф. Максим ЩЕРБА

 к.т.н. доц. Людмила СПІНУЛ

ЗАТВЕРДЖУЮ

Заступник з наукової роботи директора
Інституту електродинаміки НАН України
академік НАНУ

Андрій ЖАРКІН

» грудня 2023 р.

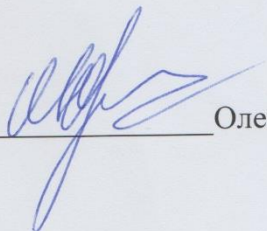
АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи аспіранта
кафедри теоретичної електротехніки
Національного технічного університету України «Київський
політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»
Шкардуна Олександра Володимировича

Даним актом підтверджується, що складові методики дослідження електромагнітних процесів у перетворювачах електричної енергії, розробленої аспірантом кафедри теоретичної електротехніки НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського» Шкардуном Олександром Володимировичем в рамках виконання його дисертації «Дослідження трифазного мостового компенсаційного перетворювача» на здобуття наукового ступеня доктора філософії, застосовані при наукових дослідженнях у відділі Транзисторних перетворювачів ІЕД НАН України.

Використаний матеріал спрямований на підвищення енергетичної ефективності перетворювачів електричної енергії з ключовими елементами, які розробляються науковцями відділу.

Завідувач відділу
транзисторних перетворювачів,
д.т.н., професор


Олег ЮРЧЕНКО